

GIẢI TÍCH KỸ THUẬT ĐIỀU CHẾ SÓNG MANG CHO NGHỊCH LƯU 4 KHÓA VỚI NGUỒN DC CÂN BẰNG

Nguyễn Văn Nhò, Nguyễn Xuân Bắc
 Trường Đại học Bách Khoa, ĐHQG - HCM
 (Bài nhận ngày 13 tháng 07 năm 2007)

TÓM TẮT: Nghịch lưu áp đơn giản 3 pha chứa 4 khóa có khả năng ứng dụng trong một số trường hợp công suất nhỏ. Bài báo đề nghị một giải pháp điều chế PWM mới đơn giản và linh hoạt dùng sóng mang. Nó cho phép điều khiển tuyến tính trong phạm vi quá điều chế. Kết quả giải thuật được kiểm chứng bằng mô phỏng và thực nghiệm sử dụng card DSP DS1104.

Từ khóa: kỹ thuật điều chế độ rộng xung sóng mang, nghịch lưu 3 pha 4 khóa, quá điều chế.

1. ĐẶT VẤN ĐỀ

So với bộ nghịch lưu áp 3 pha đầy đủ, sự tinh giảm các linh kiện của mạch nghịch lưu 4 khóa ở H.1 làm nó trở nên hấp dẫn các nhà nghiên cứu với hy vọng chế tạo thiết bị biến tần chi phí thấp [1]. Hạn chế được biết của nó là phạm vi điện áp thấp và sự giảm sút về chất lượng áp và dòng tải. Hiện tượng biến thiên các điện áp trên hai tụ nguồn dc đóng góp thêm suy giảm chất lượng áp ra. Sự mất cân bằng áp tải trong điều kiện bất đối xứng của các áp tụ có thể giải quyết bằng kỹ thuật PWM thích hợp [2]. Để nâng phạm vi áp tải, giải pháp phổ biến là sử dụng bộ chỉnh lưu điều chế PWM đặt ở ngõ vào cấu trúc phối hợp chỉnh lưu-nghịch lưu để nâng điện áp nguồn [3]. Mạch chỉnh lưu PWM còn hỗ trợ cải thiện chất lượng dòng điện ngõ vào và cân bằng áp hai tụ dc. Lợi thế trên sẽ thuận lợi khi hệ thống truyền động động cơ điện được chế tạo tích hợp cao. Hiện nay, kỹ thuật điều chế vector không gian (SVPWM) thường được đề điều khiển nghịch lưu 4 khóa. Các kết quả nghiên cứu gần đây cho thấy, kỹ thuật sóng mang dễ dàng và linh hoạt hơn so với kỹ thuật điều chế vector không gian, đặc biệt trong các cấu trúc nghịch lưu áp không đối xứng và phức tạp [4],[5].

Bài báo trình bày một kỹ thuật điều chế mới dựa trên sóng mang có xét đến khả năng điều khiển tuyến tính vùng quá điều chế. Trong khuôn khổ giới hạn của bài báo, việc phân tích kỹ thuật điều chế được thiết kế với giả thiết nguồn áp dc cân bằng. Ví dụ trong các ứng dụng sử dụng nguồn pin, acquy hoặc có sử dụng hệ thống phần cứng bù áp dc ở ngõ vào. Vấn đề cân bằng ảnh hưởng dao động áp tải và kỹ thuật bù áp dc sẽ được giải quyết trong nghiên cứu khác [6].

2. PHƯƠNG PHÁP ĐIỀU CHẾ ĐỀ NGHỊ

2.1. Giải tích vector bộ nghịch lưu áp 4 khóa

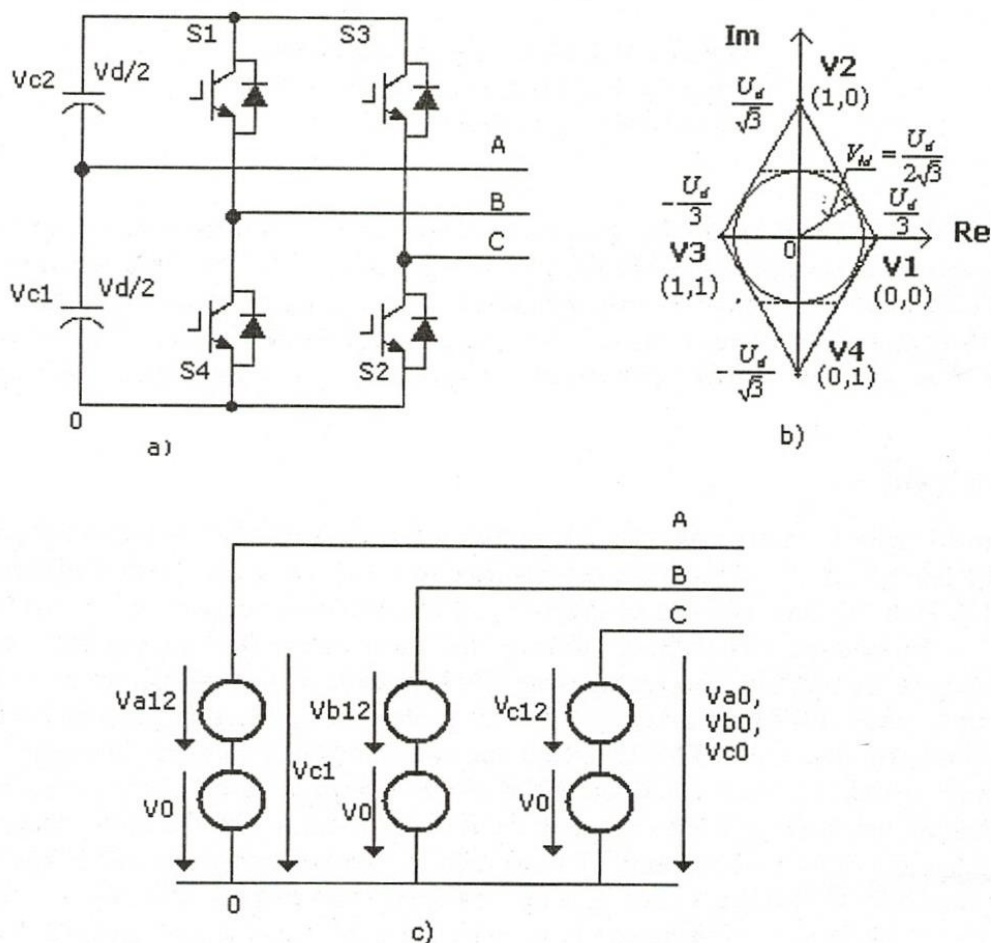
Giả sử điện áp hai nguồn dc không đổi và bằng nhau:

$$V_{c1} = V_{c2} = V_d / 2 \quad (1)$$

Từ 4 khả năng đóng ngắt linh kiện mô tả ở bảng 1, vector không gian điện áp tạo thành 4 vị trí đỉnh của hình thoi trên H.3a. Với kỹ thuật SVPWM tổng quát, mỗi vector điện áp yêu cầu có thể thực hiện bởi 4 vector đỉnh trên, cho bởi hệ thức:

$$\vec{V}_{ref} = K_1 \vec{V}_1 + K_2 \vec{V}_2 + K_3 \vec{V}_3 + K_4 \vec{V}_4 \quad (2)$$

$$K_1 + K_2 + K_3 + K_4 = 1.$$



Hình 1. Cấu trúc bộ nghịch lưu áp 3 pha 4 khóa và giản đồ vector tương ứng

Bảng 1: Trạng thái kích và vector áp định

S1	S3	V _{a0}	V _{b0}	V _{c0}	V
0	0	U _d /2	0	0	U _d /3
0	1	U _d /2	0	U _d	$-jU_d/\sqrt{3}$
1	0	U _d /2	U _d	0	$jU_d/\sqrt{3}$
1	1	U _d /2	U _d	U _d	-U _d /3

Trong đó, K₁,...,K₄ lần lượt là tỉ lệ thời gian tác dụng của các vector định V₁,...,V₄ trong chu kỳ lấy mẫu T_s. Giải thuật SVPWM (2) gây ra số chuyển mạch lớn, nhưng bù lại chúng cho phép điều chỉnh phân bố thời gian giữa các vector V₁ và V₃, và giữa V₂ và V₄ để cải tiến chất lượng hệ thống..

Thực tế, phương án điều chế phổ biến đơn giản hơn chỉ sử dụng 3 trong 4 vector định, có thể thực hiện theo hệ thức tổng quát sau:

$$\vec{V}_{ref} = K_{p1}\vec{V}_{p1} + K_{p2}\vec{V}_{p2} + K_{p3}\vec{V}_{p3} \quad (3)$$

$$K_{p1} + K_{p2} + K_{p3} = 1.$$

Xét ví dụ vector đặt \vec{V}_{ref} nằm trong góc phần tư thứ nhất. Kỹ thuật SVPWM cho phép đặt vector \vec{V}_{ref} bằng thực hiện chuỗi các vector áp $\vec{V}_{p1} = \vec{V}_1; \vec{V}_{p2} = \vec{V}_2; \vec{V}_{p3} = \vec{V}_3$ (tương ứng 3 trạng thái (00),(10) và (11)) (có thể thực hiện bằng kỹ thuật sóng mang PD-PWM) với sai lệch vector điện áp tức thời nhỏ nhất.

Vector áp yêu cầu vừa nêu cũng có thể thực hiện bằng chuỗi các vector áp $\vec{V}_{p1} = \vec{V}_4; \vec{V}_{p2} = \vec{V}_1; \vec{V}_{p3} = \vec{V}_2$ (tương ứng các trạng thái (01),(00) và (10)) (có thể thực hiện bằng kỹ thuật sóng mang PS-PWM). Phương pháp này có chất lượng áp tải thấp hơn do độ méo dạng cao hơn giải pháp ban đầu nhưng có lợi thế hạn chế các tác dụng của điện áp common mode gây ra.

Phạm vi điều khiển tuyến tính: Để tiện việc so sánh và đánh giá phạm vi điều khiển áp ra, ta sử dụng định nghĩa chỉ số điều chế m như sau:

$$m = \frac{V_{m(1)}}{V_d / \sqrt{3}} \quad (4)$$

với $V_{m(1)}$ là biên độ thành phần cơ bản của điện áp đặt được của phương pháp điều chế đề nghị.

Dễ dàng suy ra rằng, phạm vi điều khiển tuyến tính của mạch nghịch lưu 4 khóa đạt đến chỉ số $m=0.5$, tương ứng biên độ áp cực đại bằng $V_M = \frac{U_d}{2\sqrt{3}}$.

2.2. Giải tích kỹ thuật sóng mang đề nghị

Để đơn giản phân tích mạch, điểm trung tính hiệu quả được chọn tại 0 [4,5]. Trong mô hình mạch điện áp 3 pha- mạch dc, điện áp pha tải-tâm dc được phân tích ở dạng tổng thành phần tích cực v_{x12} và thứ tự không v_0 [4]. Ta có:

$$V_{x0} = v_{x12} + v_0; \quad x=a,b,c. \quad (5)$$

Khi vector điện áp yêu cầu di chuyển theo quỹ đạo tròn, điện áp tích cực sẽ bằng thành phần cơ bản của mỗi pha tải, phụ thuộc vào biên độ V_{ref} và pha θ của điện áp yêu cầu, tức là:

$$v_{a12} = V_{ref} \cos \theta; v_{b12} = V_{ref} \cos(\theta - 2\pi/3); v_{c12} = V_{ref} \cos(\theta - 4\pi/3) \quad (6)$$

Pha tải A đã được nối cố định đến điểm chia nguồn, tương ứng với tín hiệu điều khiển dc không thay đổi. Ta có:

$$V_{a0} = V_d / 2. \quad (7)$$

Dựa vào H.1 và (5),(7), thành phần offset có thể suy ra như sau:

$$V_0 = V_d / 2 - V_{a12} \quad (8)$$

Điện áp đặt cho việc điều khiển các pha B và C có thể thiết lập bởi (5),(6) và (8).

Đồ thị biểu diễn các điện áp điều khiển hai pha trên được minh họa cho trường hợp $m=0.5$ và vẽ trên H.2.

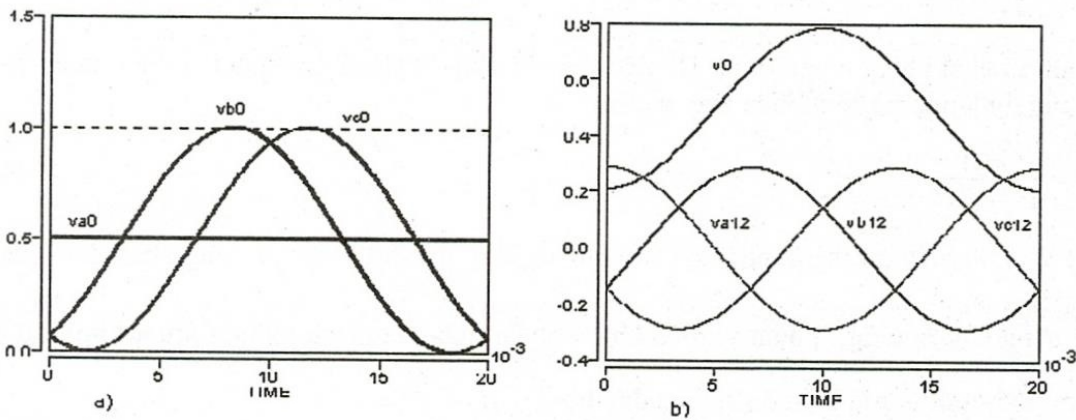
Tương quan giữa kỹ thuật điều chế vector không gian và kỹ thuật sóng mang. Kỹ thuật SVPWM có cơ sở từ giản đồ vector không gian với các đại lượng đặc trưng gồm các vector áp

định thực hiện và tỉ lệ thời gian tương ứng. Tương quan giữa kỹ thuật sóng mang PD PWM và PS PWM đề nghị với kỹ thuật SVPWM tương ứng được diễn tả trên H.3 a, b và H3 c,d.

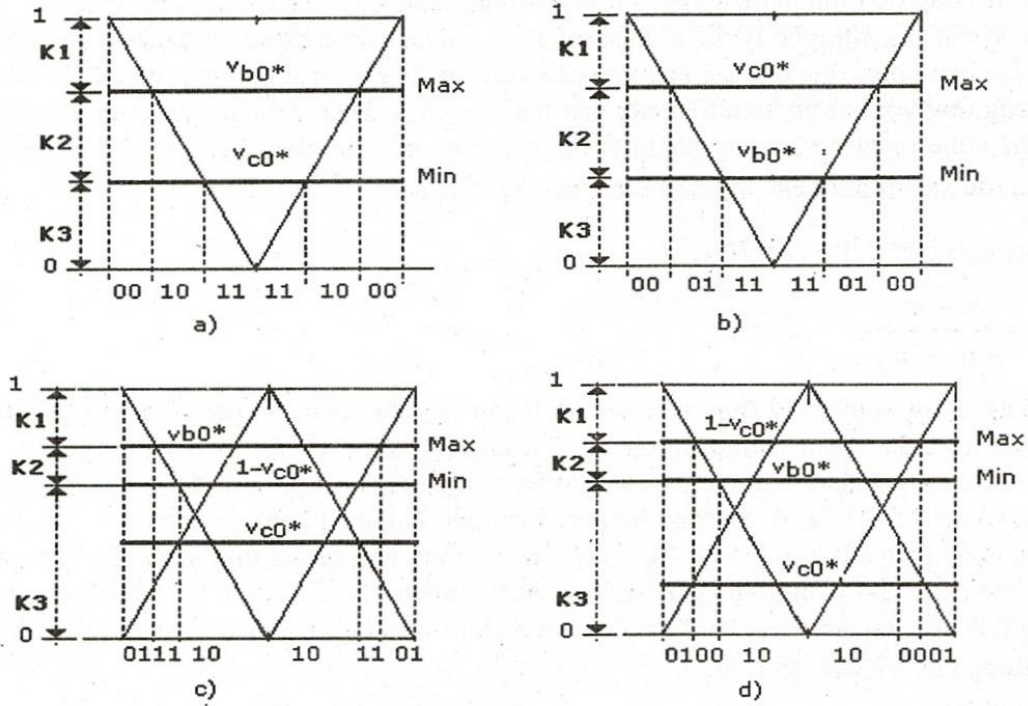
Kỹ thuật PD-PWM (Phase Disposition Carrier waveform PWM):

Nếu $v_{b0} > v_{c0}$, trật tự các trạng thái thực hiện sẽ là (00-10-11) . Nếu $v_{c0} > v_{b0}$, trật tự trạng thái thực hiện là (00-01-11) (H.3a,b). Định nghĩa các vector trạng thái $\vec{s}_j, j=1,2,3$ và các biên cực trị *Max* , *Min* như sau :

$$\vec{s}_1 = [0,0]^T, \vec{s}_3 = [1,1]^T \text{ và } \vec{s}_2 = \begin{cases} [1,0]^T & \text{khi } v_{b0} > v_{c0} \\ [0,1]^T & \text{khi } v_{b0} < v_{c0} \end{cases} \quad (9)$$



Hình 2. Bộ nghịch lưu áp 4 khóa, trường hợp tới hạn vùng tuyến tính $m=0.5$: a) Tín hiệu áp điều khiển pha a,b và c và b) Phân tích các thành phần tích cực và offset



Hình 3. Kỹ thuật điều chế sóng mang a, b) PD PWM và c, d) PS PWM cho nghịch lưu 4 khóa

$$Max = Max(v_{b0}, v_{c0}); \quad Min = Min(v_{b0}, v_{c0}) \quad (10)$$

Hàm áp điều khiển trong kỹ thuật sóng mang PD PWM và tỉ lệ thời gian tác động tương ứng K_j của các vector có thể xác định như sau:

$$\vec{v}_{ref} = K_1 \vec{s}_1 + K_2 \vec{s}_2 + K_3 \vec{s}_3 \quad (11).$$

$$K_1 = Max; \quad K_2 = Max - Min; \quad K_3 = Min \quad (12)$$

Kỹ thuật PS-PWM (Phase shift carrier waveform PWM):

Các hệ thức (11) và (12) dẫn giải cho kỹ thuật PD PWM có thể áp dụng cho trường hợp PS PWM. Điểm khác biệt là các hàm (9) và (10) được định nghĩa lại như sau, sử dụng các đồ thị H.3c,d :

$$\vec{s}_1 = [0,1]^T, \vec{s}_3 = [1,0]^T \quad \text{và} \quad \vec{s}_2 = \begin{cases} [1,1]^T & \text{khi } v_{b0} > (1 - v_{c0}) \\ [0,0]^T & \text{khi } v_{b0} < (1 - v_{c0}) \end{cases} \quad (13)$$

$$Max = Max(v_{b0}, 1 - v_{c0}); \quad Min = Min(v_{b0}, 1 - v_{c0}) \quad (14)$$

3. ĐIỀU KHIỂN TUYẾN TÍNH VÙNG QUÁ ĐIỀU CHẾ

Khi chỉ số điều chế theo định nghĩa (4) vượt quá giá trị $m=0.5$, bộ nghịch lưu sẽ hoạt động trong vùng quá điều chế. Mặc dù, trong vùng quá điều chế đặc tính điều khiển trở nên phi tuyến với sự xuất hiện các sóng hài điện áp bậc thấp, điều khiển vùng quá điều chế lại tận dụng hiệu quả sử dụng nguồn dc và có tác dụng tích cực trong quá trình hoạt động quá độ. Đặc tính

phi tuyến vùng quá điều chế có thể bù tuyến tính bằng kỹ thuật điều khiển giữa các quỹ đạo biên đơn giản [7]. Nguyên lý điều khiển giữa hai quỹ đạo biên được phát biểu tóm tắt như sau: Gọi m là chỉ số điều chế của điện áp yêu cầu v_x và m_A và m_B sao cho $m_A < m < m_B$ là chỉ số điều chế tương ứng với hai tín hiệu tích cực biết trước v_{xA}, v_{xB} . Điện áp yêu cầu sẽ đạt được bằng kỹ thuật điều chế tuyến tính trong phạm vi m_A, m_B , nếu như tín hiệu điều khiển điện áp tích cực $v_{x12,m}$ được xác định từ các tín hiệu biên theo hệ thức sau:

$$v_{x12,m} = (1 - \eta)v_{x12A} + \eta v_{x12B} \quad (15a)$$

$$\eta = \frac{m - m_A}{m_B - m_A} \quad (15b)$$

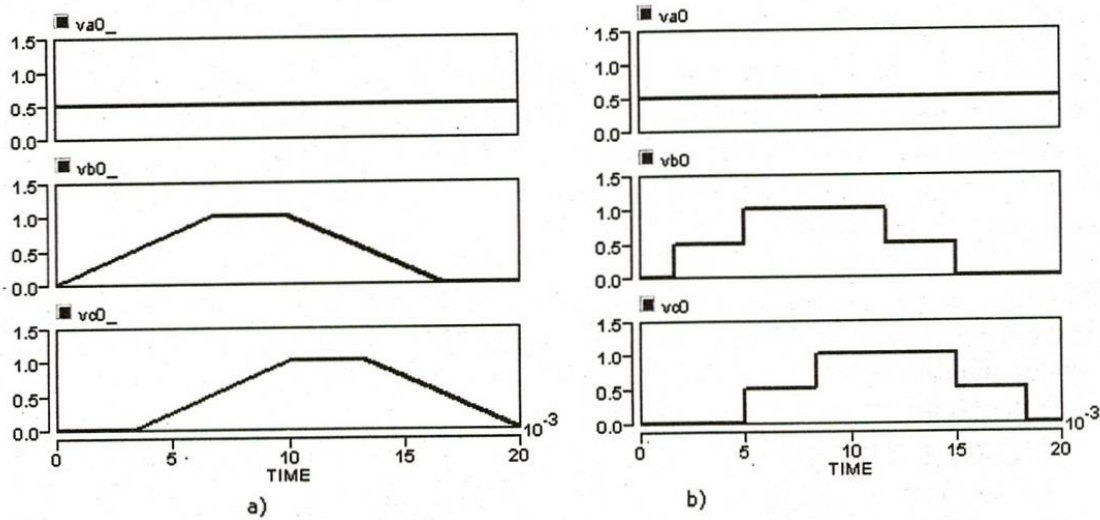
Để áp dụng nguyên lý trên, cần xác định các quỹ đạo biên cơ bản cần cho việc dẫn giải hàm điện áp điều khiển nằm giữa chúng. Từ đồ thị vector không gian và tọa độ các vector đỉnh, ta suy ra quỹ đạo biên của chế độ tuyến tính là đường tròn cực đại nội tiếp (C1) tương ứng chỉ số $m=0.5$ (H.2a,b). Phương trình của áp điều khiển và hàm tín hiệu tích cực 3 pha xác định trực tiếp theo hệ thức (5) và (6). Quỹ đạo biên thứ hai, tương ứng $m=0.526$, xác định bởi đường bao (C2) chu vi hình lục giác đều lớn nhất chứa trong hình thoi. Để có thể xác định hàm điện áp tích cực, ta cần tính toán hàm điện áp pha tải- tâm mạch dc của hai pha B và C (H.4a). Ví dụ trong chu kỳ 2π như sau:

$$v_{b0} = \begin{cases} k_1\theta & khi \quad 0 \leq \theta < 2\pi/3 \\ 1 & khi \quad 2\pi/3 \leq \theta < \pi \\ -k_1(\theta - \pi) + 1 & khi \quad \pi \leq \theta < 5\pi/3 \\ 0 & khi \quad else \end{cases} \quad (16)$$

$$v_{c0} = \begin{cases} 0 & khi \quad 0 \leq \theta < \pi/3 \\ k_1(\theta - \pi/3) & khi \quad \pi/3 \leq \theta < \pi \\ 1 & khi \quad \pi \leq \theta < 4\pi/3 \\ -k_1(\theta - 4\pi/3) + 1 & khi \quad else \end{cases} \quad (17)$$

$$\text{Với } k_1 = \frac{3}{2\pi} \quad (18).$$

Quỹ đạo biên thứ 3- (C3), tương ứng chỉ số $m=0.551$ xác định bởi vị trí 6 đỉnh của hình lục giác (chế độ six-step). Hàm điện áp pha-tâm mạch dc (H.4b) tương ứng với các chỉ số điều chế biên sau đây:



Hình 4. Đồ thị tín hiệu áp pha-tâm mạch dc và các thành phần tích cực và offset tương ứng cho trường hợp tới hạn $m=0.526$ và $m=0.551$.

$$v_{b0} = \begin{cases} 0 & \text{khi } -\pi/2 \leq \theta < \pi/6 \\ 0.5 & \text{khi } (\pi/6 \leq \theta < \pi/2) \text{ or } (7\pi/6 \leq \theta < 3\pi/2) \\ 1 & \text{khi } \pi/2 \leq \theta < 3\pi/2 \end{cases} \quad (19)$$

$$v_{c0} = \begin{cases} 0 & \text{khi } -\pi/6 \leq \theta < \pi/2 \\ 0.5 & \text{khi } (\pi/2 \leq \theta < 5\pi/6) \text{ or } (3\pi/2 \leq \theta < 11\pi/6) \\ 1 & \text{khi } 5\pi/6 \leq \theta < 3\pi/2 \end{cases} \quad (20)$$

Quá điều chế 2 chế độ: Đặc tính sóng hài có thể được tối ưu hóa bằng kỹ thuật quá điều chế 2 chế độ. Do cấu hình không cho phép điều chỉnh offset nên tín hiệu điều khiển các pha B và C có thể suy trực tiếp từ điện áp pha tâm nguồn dc ứng với hai chỉ số biên, tức là:

$$v_{x0,m} = (1 - \eta)v_{x0A} + \eta v_{x0B} \quad ; x=B,C \quad (21).$$

Giá trị các thông số của hệ thức xác định điện áp điều khiển (21) tương ứng 2 mode 1 và 2 được cho trên bảng 1. Đồ thị minh họa kỹ thuật tạo điện áp điều khiển trong 2 chế độ mode 1 và 2 mô tả trên H.5a,b.

Chế độ mode 1 được đặc trưng bởi chỉ số méo dạng rất thấp, ngược lại với các giá trị tăng cao ở vùng quá điều chế 2 và đạt độ méo dạng lớn nhất ở chế độ 6 bước ($m=0.5525$).

Bảng 2.

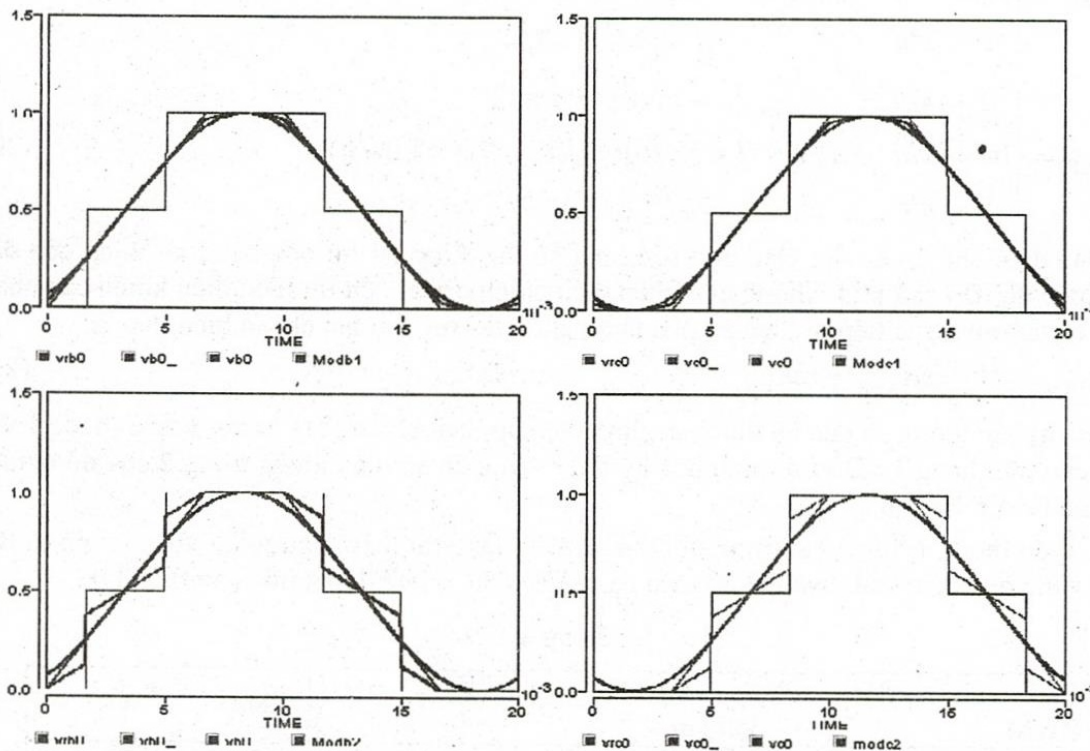
Các chế độ PWM	Phạm vi hoạt động m	m_A	m_B	v_{x0A}	v_{x0B}
Điều chế tuyến tính	$0 \leq m \leq 0.5$	0	0.5	0	(15)
Quá điều chế mode 1	$0.5 < m \leq 0.526$	0.5	0.5264	(15)	(16),(17)
Quá điều chế mode 2	$0.526 < m \leq 0.55$	0.5264	0.55125	(16), (17)	(19),(20)

4.KẾT QUẢ MÔ PHỎNG VÀ THỰC NGHIỆM

Kết quả tính toán và vẽ đồ thị được thực hiện bằng phần mềm PSIM6.0. Các tham số dùng trong mô phỏng của mạch nghịch lưu 4 khóa với nguồn cân bằng được tính toán với các tham số liên quan như sau: Tải $R=6\ \Omega$, $L=100\text{mH}$. Nguồn dc $u_{c1}=u_{c2}=20[V]$. Tần số sóng mang tam giác $f_{sw}=5\text{kHz}$. Kết quả mô phỏng các quá trình dùng kỹ thuật PD-PWM với chỉ số điều chế được chọn $m=0.4$ vẽ trên H.6. Với cùng thông số tải, kết quả mô phỏng vùng quá điều chế có ở các chế độ 1 và 2 được minh họa bởi các đồ thị trên H.7a và b.

Mạch thực nghiệm nghịch lưu 4 khóa sử dụng card dSPACE DS1104 điều khiển bằng máy tính với phần mềm giao tiếp MATLAB/SIMULINK. Mạch công suất sử dụng 4 khóa trong modul bán dẫn tích hợp với mạch lái IGBT IRAMX20UP60A. Nguồn dc được thiết lập 40V, ổn định nhờ hai tụ lọc dc có điện dung $C_1=C_2=6800\ \mu\text{F}$. Tải RL đấu dạng sao, có thông số $R=6\ \Omega$, $L=0.1\text{H}$. Tần số hài cơ bản áp tải $f_{out}=50\text{Hz}$. Kỹ thuật sóng mang PD PWM thực hiện với tần số 5kHz. Thiết bị đo Tektronix 100MHz gồm 2 kênh, probe điện áp được điều chỉnh x10, các đại lượng đo biểu diễn gồm: dạng điện áp pha B,C, dòng điện 2 pha B,C- và phân tích FFT sóng hài dòng điện. Kết quả thực nghiệm và phân tích phổ FFT đo được cho trường hợp điều chế vùng tuyến tính được chọn $m=0.4$; vùng quá điều chế mode 1 $m=0.5225$; và quá điều chế mode 2 $m=0.5454$ được mô tả trên các H.8 và H.9.

Kết quả thực nghiệm phù hợp với kết quả mô phỏng với sự cân bằng các pha tải, chứng minh tính đúng đắn của mô hình điều khiển sóng mang được đề xuất.

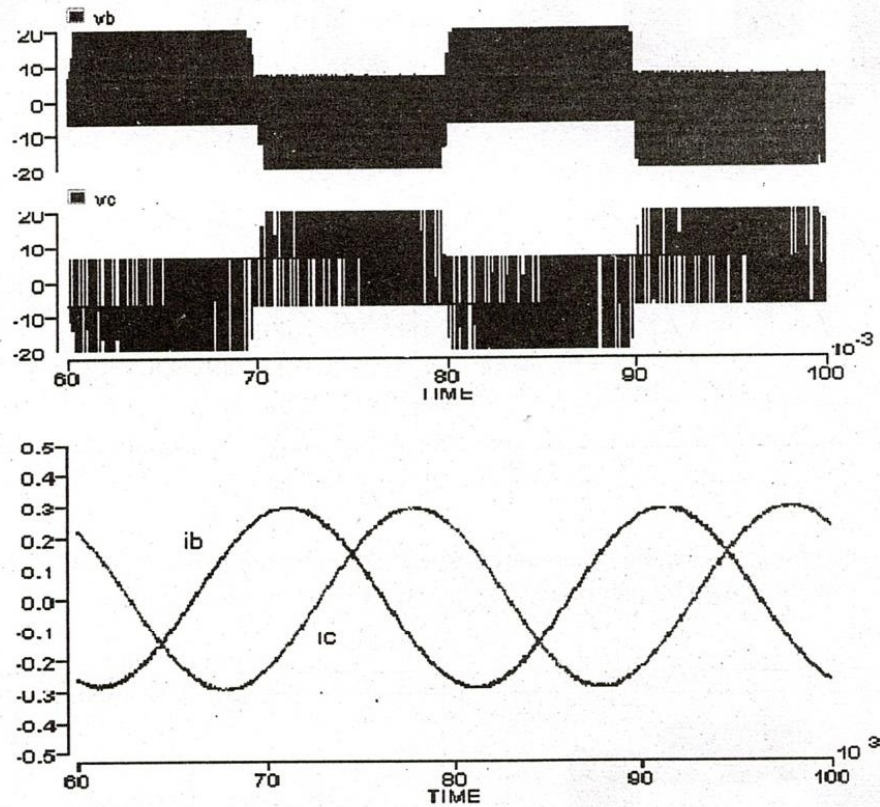


Hình 5. Dẫn giải cách tạo tín hiệu điều khiển cho các pha b và c cho quá điều chế mode 1 và mode 2

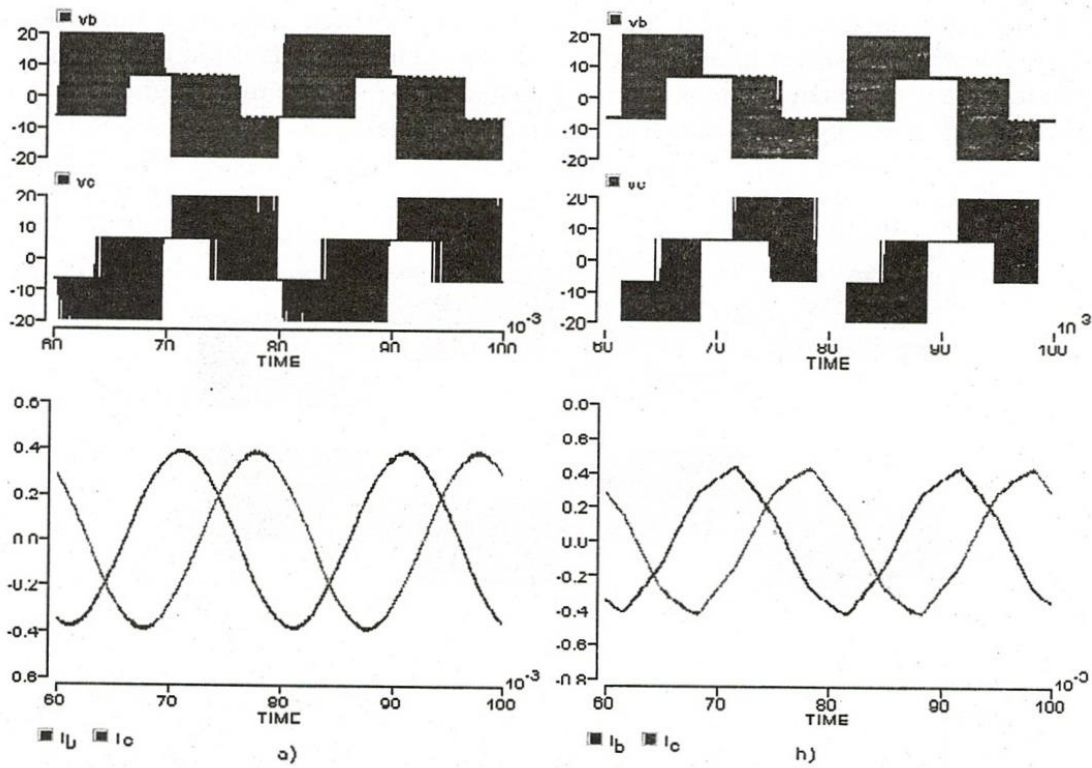
5.KẾT LUẬN

Bài báo đã trình bày giải tích kỹ thuật điều chế sóng mang mới cho mạch nghịch lưu 3 pha 4 khóa có nguồn cân bằng. Bài báo cũng chỉ ra phương pháp mới điều khiển tuyến tính vùng

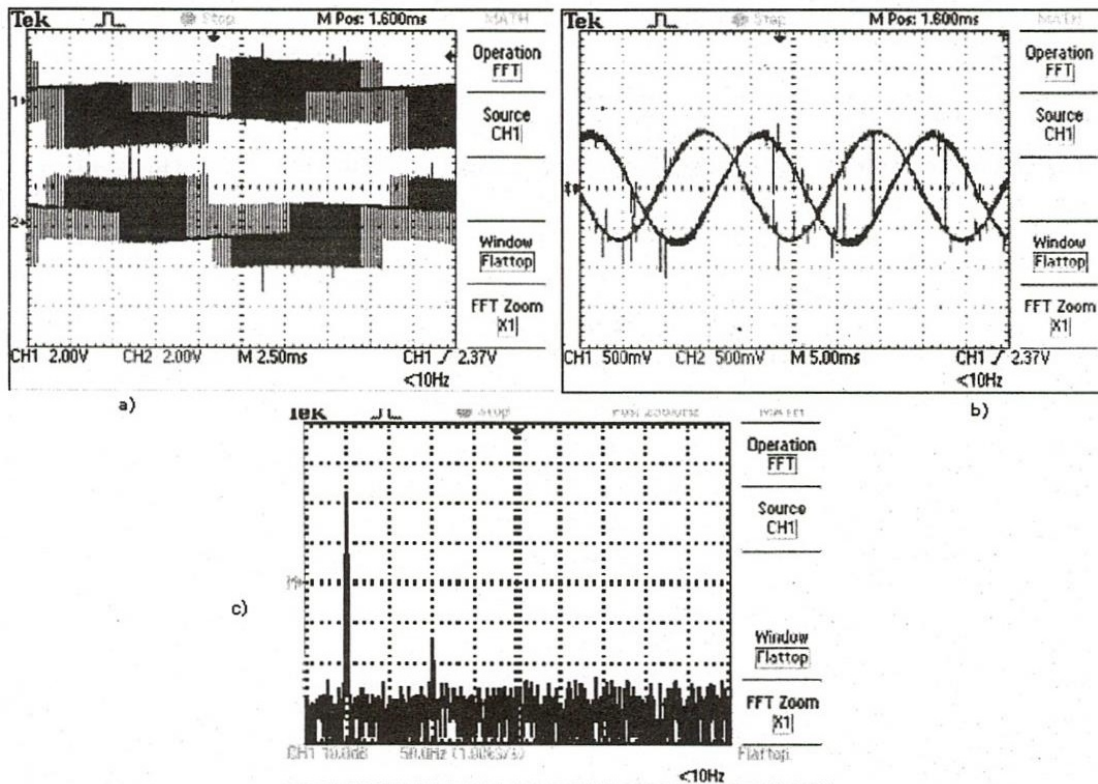
quá điều chế, sử dụng nguyên lý điều khiển giữa các quỹ đạo biên. Mối tương quan tổng quát giữa kỹ thuật điều chế vector không gian và điều chế sóng mang đã được chứng minh. Mô hình giải tích mạch đơn giản và linh hoạt có thể áp dụng mở rộng cho mạch nghịch lưu 4 khóa với nguồn không cân bằng. Bài báo cũng chỉ ra chất lượng sóng hài của các kỹ thuật điều chế liên quan. Kết quả phương pháp đề nghị đã được minh họa bằng mô phỏng và thực nghiệm.



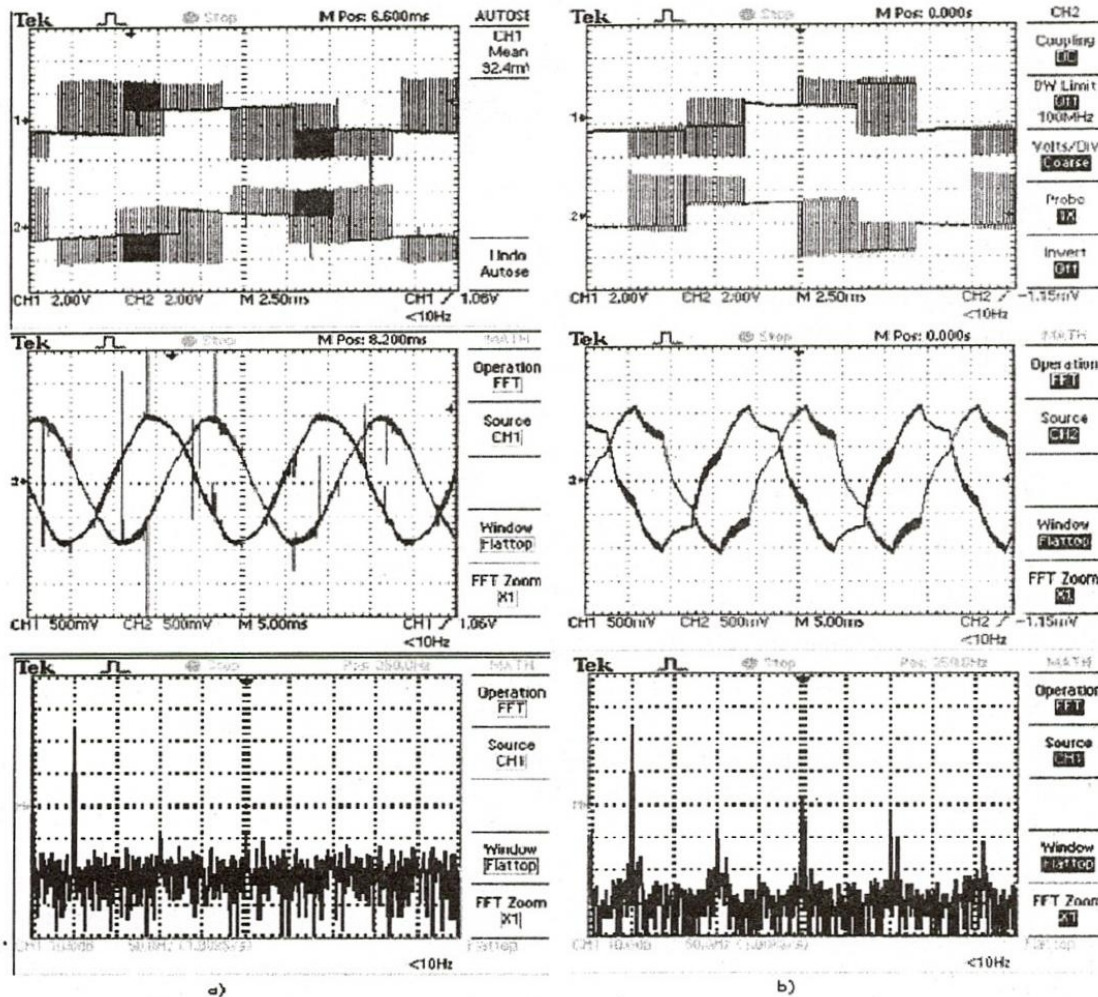
Hình 6. Kết quả mô phỏng vùng điều chế tuyến tính $m=0.4$. Đồ thị điện áp và dòng tải pha B- và C-



Hình 7. Kết quả mô phỏng a) Quá điều chế mode 1 $m=0.5225$ và b) mode 2, $m=0.5447$. Đồ thị điện áp và dòng điện tải pha B- và C-; phân tích FFT sóng hài dòng điện.



Hình 7. Kết quả thực nghiệm. Điều chế PWM vùng tuyến tính với $m=0.4$



Hình 9. Kết quả thực nghiệm. Quá điều chế a) mode 1 $m=0.5225$ và b) mode 2 $m=0.5454$.

ANALYSIS OF CARRIER PWM METHOD FOR 4-SWITCH INVERTER WITH BALANCED DC SOURCES

Nguyen Van Nho, Nguyen Xuan Bac
 University of Technology, VNU-HCM

ABSTRACT: Simple 3-phase 4-switch voltage source inverter can be utilised in practice for small power performance applications. For this topology, the paper presents a novel and flexible carrier-based PWM control method, which is valid even for linear overmodulation. The proposed method is mathematically analyzed and verified by experimental results using control DSP card DS1104 and low power modul IRAMX20UP60A.

Key words: Carrier PWM, 3-phase 4-switch inverter, overmodulation

TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1]. H. W. Van Der Broeck and H. CH. Skudelny, *Analytical Analysis of the Harmonic Effects of a PWM AC Drive*, IEEE Transactions On Power Electronics, Vol. 3, No. 2, pp.216-223, April (1988).
- [2]. F.Blaabjerg, D.O. Neacsu and J. K. Pedersen, *Adaptive SVM to Compensate DC-Link Voltage Ripple for Four-Switch Three-Phase Voltage-Source Inverters*, IEEE Transactions On Power Electronics, Vol. 14, No. 4, pp.743-752, July (1999).
- [3]. P. N. Enjeti, A. Rahman, *A New Single phase to three phase converter with active input current shaping for low cost ac motor drives*, IEEE Transactions On Industry Applications, Vol.29,No.4, August (1993).
- [4]. N.V.Nho,H.H. Lee, *Generalized Carrier PWM Algorithms For Multilevel Inverters With Unbalanced DC Voltages*, Proceeding of the 37th IEEE Power Electronics Specialists Conference PESC 18-22nd June 2006, Jeju , Korea
- [5]. N.V.Nho,H.H.Lee, *Carrier PWM Algorithm For Multi-leg Multilevel Inverters'*, EPE 2007 - 12th European Conference on Power Electronics and Applications 2 - 5 September 2007, Aalborg, Denmark, (2007).
- [6]. N.V.Nho,T.H.Phuc and N.X. Bac, *Carrier based PWM control for 4-switch inverter For unbalanced dc sources including overmodulation*, International Conference On Power Electronics, ICPE 2007, 22-26 Oct.(2007), Korea (đã nhận đăng)
- [7]. N.V.Nho, M.J. Youn, *Comprehensive Study On SVPWM and Carrier Based PWM Correlation In Multilevel Inverters*, IEE- Proceedings Electric Power Applications, Vol.153, No.1, pp.149-158, Jan. (2006).