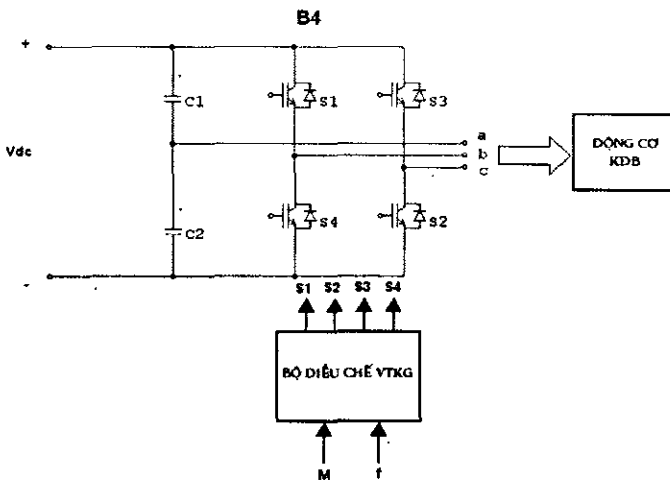


# GIẢI THUẬT ĐIỀU CHẾ VECTƠ KHÔNG GIAN CẢI TIẾN CHỖ BỘ NGHỊCH LƯU BA PHA BỐN KHÓA

PHAN QUỐC DŨNG, LÊ MINH PHƯƠNG, LÊ ĐÌNH KHOA

## 1. GIỚI THIỆU

Điều khiển động cơ không đồng bộ ba pha sử dụng các bộ biến đổi công suất nói chung và biến tần nói riêng ngày càng được sử dụng rộng rãi, đặc biệt trong lĩnh vực tiết kiệm điện năng cho quạt, máy bơm, máy lạnh... Hiện nay một trong những tiêu chí hàng đầu khi thiết kế các bộ biến đổi công suất và hệ truyền động điện là giá thành thấp. Để giảm giá thành thông thường người ta giảm tiêu hao vật tư, giảm kích thước, khối lượng các linh kiện, tuy nhiên trong điều kiện hiện tại điều này rất khó thực hiện do công nghệ thiết kế của các hãng đã khá hiện đại và hoàn thiện. Vì vậy việc giảm số lượng linh kiện bán dẫn là một trong các giải pháp thường được sử dụng. Có khá nhiều bài báo, công trình đề cập đến việc giảm số lượng linh kiện bán dẫn trong sơ đồ bộ biến tần thông dụng. Một trong những sơ đồ biến tần đề xuất đó là sơ đồ bộ nghịch lưu 3 pha bốn khóa (B4) với 4 IGBT như hình 1 [1 - 8, 10]. Sơ đồ được sử dụng cho các hệ truyền động công suất nhỏ.



Hình 1. Sơ đồ bộ nghịch lưu ba pha 4 khóa (B4)

Mặc dù có một số nhược điểm so với nghịch lưu ba pha sáu khoá (B6) như cần điện áp DC cao hơn, điện áp trên tụ dễ mất cân bằng, nghịch lưu B4 có những ưu điểm so với B6 như [2]:

- Số lượng khóa công suất giảm đi 1/3, số mạch lái giảm đi hai mạch do chỉ còn hai nhánh được điều khiển.

- Dù định mức áp cho khóa công suất B4 cao hơn, giá thành vẫn giảm vì tỉ số giá cho khóa nghịch lưu B4 và B6 thường thấp hơn 3/2.

- Giá trị tối đa của điện áp chế độ trung tính chung (common-mode voltage) của B4 bằng 2/3 so với B6

Trong khi đó mặc dù có khá nhiều nghiên cứu về điều chế vectơ không gian SVPWM cho biến tần 4 khóa trên cơ sở 4 vectơ điện áp cơ bản [2 - 5, 7, 8, 10], kĩ thuật điều chế độ rộng xung vectơ không gian mà các nhà khoa học thế giới đã đề xuất dựa trên sự tổng hợp vectơ điện áp yêu cầu từ 4 vectơ cơ bản, chưa thiết lập được mối liên hệ với kĩ thuật điều chế vectơ không gian của bộ nghịch lưu B6, do đó chưa tận dụng được các hệ quả đã được đúc kết cho các bộ nghịch lưu B6 này.

Mục đích của bài báo này là trình bày phương pháp điều chế vectơ không gian SVPWM cho biến tần 3 pha 4 khóa B4 trên cơ sở B6 bằng “nguyên lí tương tự”, mở rộng khả năng điều chế độ rộng xung trong vùng quá điều chế, còn gọi là vùng điều chế phi tuyến với đặc tính rất phức tạp. Dựa trên giải thuật này, có thể thiết kế các hệ truyền động điều khiển vận tốc động cơ không đồng bộ với mục đích giảm giá thành.

## 2. PHÂN TÍCH VECTƠ ĐIỆN ÁP VÀ TỪ THÔNG STATOR

Dựa theo sơ đồ hình 1, trạng thái đóng ngắt của các khóa bán dẫn S1 đến S4 là dạng nhị phân, trong đó khi có giá trị “1” : khóa được kích đóng, khi có giá trị “0”, khóa được kích ngắt. Ngoài ra hai khóa cùng một nhánh sẽ được điều khiển kích đóng ngắt bổ trợ (1 đóng, 1 ngắt), như sau:

$$S_1 + S_2 = 1; S_3 + S_4 = 1. \quad (1)$$

Điện áp pha trung tính nguồn phụ thuộc vào trạng thái đóng ngắt của các khóa:

$$V_{a0} = (2S_1 - 1) \cdot \frac{V_{dc}}{2}; V_{b0} = (2S_3 - 1) \cdot \frac{V_{dc}}{2}; V_{c0} = 0; \quad (2)$$

Phân tích các tổ hợp đóng cắt khóa S1-S4 cho phép đạt được 4 vectơ không gian điện áp tổng  $\vec{V}_1 \rightarrow \vec{V}_4$  (Bảng 1), các thành phần  $\alpha\beta$  của vectơ điện áp đạt được từ điện áp abc sử dụng phép chuyển trục Clark:

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (3)$$

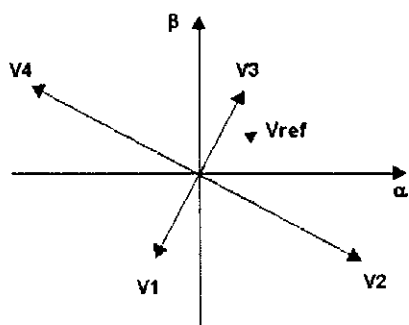
trong đó:  $V_a, V_b, V_c$ : điện áp pha trên tải (đấu sao), và được xác định bằng biểu thức sau:

$$V_a = \frac{1}{3}(2V_{a0} - V_{b0}); V_b = \frac{1}{3}(2V_{b0} - V_{a0}); V_c = -\frac{1}{3}(V_{a0} + V_{b0}) \quad (4)$$

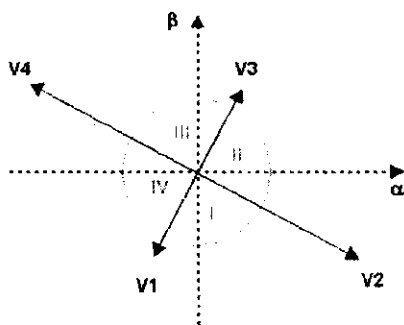
Để tổng hợp vectơ không gian điện áp yêu cầu  $\vec{V}_{ref}$ , có thể sử dụng ba hoặc bốn vectơ trong một chu kì điều chế  $T_s$ . Trạng thái vectơ 0 (zero) đáng giá có thể tạo ra bằng cách chia thời gian  $t_0$  (thời gian duy trì vectơ không) giữa hai vectơ đối nhau ( $\vec{V}_1, \vec{V}_3$ ) hoặc ( $\vec{V}_2, \vec{V}_4$ ) [2, 7].

Bảng 1. Tổng hợp trạng thái khóa và vectơ điện áp

S1	S3	$\vec{V} = V_{\alpha} + jV_{\beta}$
0	0	$\vec{V}_1 = \frac{V_{dc}}{3} e^{-j\frac{2\pi}{3}}$
1	0	$\vec{V}_2 = \frac{2V_{dc}}{\sqrt{3}} e^{-j\frac{\pi}{6}}$
1	1	$\vec{V}_3 = \frac{V_{dc}}{3} e^{j\frac{\pi}{3}}$
0	1	$\vec{V}_4 = \frac{2V_{dc}}{\sqrt{3}} e^{j\frac{5\pi}{6}}$



Hình 2. Véc tơ không gian điện áp trên hệ trục  $\alpha\beta$



Hình 3. Các vùng (I..IV) trong phương pháp điều chế véc tơ không gian truyền thống cho biến tần B4

Với tải là động cơ không đồng bộ ba pha, vectơ từ thông stator có thể được biểu diễn dưới dạng [2, 10]:

$$\vec{\Psi} = \int \vec{V}(t) dt \quad (5)$$

Khi điện áp nguồn có dạng sin vectơ từ thông stator chuẩn được xác định như sau:

$$\vec{\Psi}^* = \frac{V_m}{\omega} e^{j\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right)} \quad (6)$$

Do đó quỹ tích của điểm đầu vectơ từ thông sẽ có dạng đường tròn với bán kính  $r = \frac{V_m}{\omega}$

Khi động cơ được cấp nguồn từ biến tần B4, vectơ từ thông stator sẽ là:

$$\vec{\Psi} = t_n \cdot \vec{V}_n + \vec{\Psi}_0 \quad (7)$$

trong đó  $n = 1 \dots 4$ ;  $t_n$ : thời gian duy trì vector  $V_n$ .

Nếu như thuật toán đóng cắt khóa bán dẫn đảm bảo sự tiếp cận một cách tốt nhất trên cơ sở giảm thiểu sự sai biệt giữa quỹ tích vector  $\vec{\Psi}$  và  $\vec{\Psi}^*$ , chất lượng điện áp cấp cho stator sẽ tối ưu. Do đó việc thiết kế thuật toán tạo chuỗi xung PWM trong các pha nghịch lưu dựa trên cơ sở này có ý nghĩa đặc biệt quan trọng. Cách tiếp cận này đã được sử dụng tốt cho bộ nghịch lưu B6.

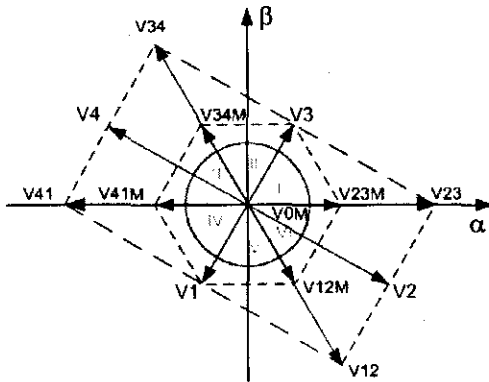
Hệ số phẩm chất được sử dụng để đánh giá chất lượng điện áp ngõ ra là hệ số méo dạng toàn phần THD%, được định nghĩa như sau [2]:

$$THD\% = \frac{\sqrt{\sum_{n=2,3,\dots} \left(\frac{V_n}{V_1}\right)^2}}{V_1} \cdot 100\% \quad (8)$$

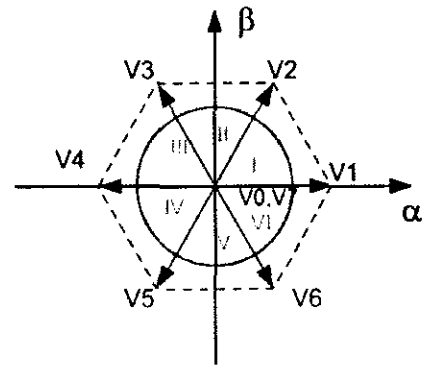
trong đó  $n$ : bậc sóng hài.

### 3. GIẢI THUẬT ĐIỀU CHẾ VECTƠ KHÔNG GIAN CẢI TIẾN CHO BỘ NGHỊCH LƯU B4

Các phương pháp SVPWM đã được trình bày trong các công trình khoa học [2,3,7,8,10] đều dựa trên sự tổng hợp vectơ không gian tổng trên mặt phẳng  $\alpha\beta$  được chia làm 4 vùng (sector I..IV). Các vectơ cơ bản và thời gian duy trì vectơ trong một chu kì điều chế được chọn và tính toán dựa trên vị trí của vectơ  $V_{ref}$  cần tổng hợp tương ứng với các vùng này (hình 3).



Hình 4. Các vùng (I..VI) trong phương pháp điều chế vectơ không gian đề xuất cho biến tần B4 theo nguyên lý tương tự như B6



Hình 5. Vectơ cơ bản trong bộ biến tần B6

Phương pháp SVPWM đề xuất trong bài báo này dựa trên việc mô phỏng giải thuật điều chế vectơ không gian của bộ nghịch lưu B6, trong đó mặt phẳng  $\alpha\beta$  được chia làm 6 vùng và việc tổng hợp vectơ  $V_{ref}$  cũng được tiến hành một cách tương tự cho trường hợp B6. Điều này làm cho việc tính toán trở nên dễ dàng hơn đối với B4 và một số những kết quả nghiên cứu cho B6 cũng có thể áp dụng cho bộ nghịch lưu B4 thông qua mối liên hệ được đề xuất này.

Để mô phỏng 6 vectơ không gian khác 0 của bộ nghịch lưu áp B6, trong phương pháp đề xuất, ngoài vectơ cơ bản  $V_1$  và  $V_3$ , sử dụng thêm các vectơ hiệu dụng  $V_{23M}$ ,  $V_{34M}$ ,  $V_{41M}$  và  $V_{12M}$ . Các vectơ này được tổng hợp như sau :

$$\begin{aligned} \vec{V}_{23M} &= \frac{1}{2}(\vec{V}_2 + \vec{V}_3) = \frac{V_{dc}}{3} e^{j0}; \vec{V}_{34M} = \frac{1}{2}(\vec{V}_3 + \vec{V}_4) = \frac{V_{dc}}{3} e^{j\frac{2\pi}{3}}; \\ \vec{V}_{41M} &= \frac{1}{2}(\vec{V}_4 + \vec{V}_1) = \frac{V_{dc}}{3} e^{j\pi}; \vec{V}_{12M} = \frac{1}{2}(\vec{V}_1 + \vec{V}_2) = \frac{V_{dc}}{3} e^{-j\frac{\pi}{3}}; \end{aligned} \quad (9)$$

Để mô phỏng vectơ 0 (zero) của bộ nghịch lưu B6, sử dụng vectơ  $V_{0M}$  :

$$\vec{V}_{0M} = \frac{1}{2}(\vec{V}_1 + \vec{V}_3) \text{ hoặc } \vec{V}_{0M} = \frac{1}{2}(\vec{V}_2 + \vec{V}_4) \quad (10)$$

Tính tương tự giữa vectơ không gian trong B4 (hình 4) và B6 (hình 5) được trình bày trong bảng 2. Những vectơ cơ bản trong từng vùng dùng để tạo vectơ điện áp yêu cầu  $V_{ref}$  được trình bày ở bảng 3.

Phân tích điều chế vectơ không gian trong biến tần B4 trên nguyên lý tương tự biến tần B6 được trình bày dưới đây:

*Bảng 2.* Mối liên quan giữa các vectơ không gian B4 và B6

Vectơ cơ bản trong B6	Vectơ cơ bản trong B4
$V_1$	$V_{23M}$
$V_2$	$V_3$
$V_3$	$V_{34M}$
$V_4$	$V_{41M}$
$V_5$	$V_1$
$V_6$	$V_{12M}$
$V_0, V_7$	$V_{0M}$

*Bảng 3.* Các vectơ sử dụng trong điều chế vectơ không gian

Vùng	B6 ( $V_x, V_y, V_z$ )	B4 ( $V_x, V_y, V_z$ )
I	$V_1, V_2, V_z$	$V_{23M}, V_3, V_{0M}$
II	$V_2, V_3, V_z$	$V_3, V_{34M}, V_{0M}$
III	$V_3, V_4, V_z$	$V_{34M}, V_{41M}, V_{0M}$
IV	$V_4, V_5, V_z$	$V_{41M}, V_1, V_{0M}$
V	$V_5, V_6, V_z$	$V_1, V_{12M}, V_{0M}$
VI	$V_6, V_1, V_z$	$V_{12M}, V_{23M}, V_{0M}$

### 3.1. Trong vùng điều chế tuyến tính ( $0 < M < 0,907$ )

Trong vùng này, véc-tơ không gian điện áp yêu cầu xoay trong hình 1. Điều chế VTKG trong vùng này dựa trên cơ sở tạo ra 3 véc-tơ điện áp tuần tự trong một chu kỳ lấy mẫu  $T_s$  sao cho điện áp ngõ ra trung bình tương ứng với điện áp yêu cầu. Công trình tính toán thời gian cho các trạng thái chuyển mạch bộ nghịch lưu B6 như sau cho  $\frac{1}{2} T_s$  [9]

$$t_x = \frac{\sqrt{3}}{\pi} M T_s \sin(\pi/3 - \alpha); t_y = \frac{\sqrt{3}}{\pi} M T_s \sin(\alpha); t_z = T_s/2 - t_x - t_y \quad (11)$$

trong đó:  $t_{x,y,z}$  - thời gian duy trì véc-tơ  $V_{x,y,z}$ ;  $M$  - tỉ số điều biên  $M = V^*/V_{1sw}$  ( $V^*$  - biên độ của véc-tơ điện áp yêu cầu,  $V_{1sw}$  - giá trị định của điện áp six-step).

Tuy nhiên, trong bộ nghịch lưu B4, do các véc-tơ hiệu dụng  $t_{XYM}$  và các véc-tơ cơ bản tổng hợp từ 2 véc-tơ cơ bản nên thời gian duy trì các véc-tơ cơ bản sẽ có giá trị bằng  $\frac{1}{2}$  thời gian duy trì các véc-tơ hiệu dụng và véc-tơ 0 nói trên.

Để đảm bảo sự tiếp cận một cách tốt nhất trên cơ sở giảm thiểu sự sai lệch giữa quy tích véc-tơ  $\bar{\Psi}$  và  $\bar{\Psi}^*$ , sự tiếp cận được thực hiện theo phương pháp đối xứng và từ hai phía.

Ví dụ tính toán cho vùng I: Các véc-tơ hiệu dụng:  $V_{23M}$ ,  $V_3$ ,  $V_{0M}$ , trong đó  $V_{23M}$ ,  $V_{0M}$  được xác định theo công thức (11):

$$t_x = t_{23f} = \frac{\sqrt{3}}{\pi} M T_s \sin(\pi/3 - \alpha); t_y = t_{3f} = \frac{\sqrt{3}}{\pi} M T_s \sin(\alpha); t_z = t_{0f} = T_s/2 - t_{23f} - t_{3f};$$

$$t_{2m} = \frac{t_{23f}}{2}; t_{3m} = \frac{t_{3f}}{2}; t_{3z} = \frac{t_{0f}}{2}; t_{1z} = \frac{t_{0f}}{2} \quad (12)$$

Như vậy, tổng thời gian duy trì các véc-tơ cơ bản  $V_1, V_2, V_3$  sẽ là:

$$t_{V1} = t_{1z}; t_{V2} = t_{2m}; t_{V3} = t_{3f} + t_{3m} + t_{3z}. \quad (13)$$

Tương tự như vậy, có thể thực hiện tính toán việc điều chế VTKG cho các vùng khác. Kết quả tính toán được trình bày trong bảng 4.

### 3.2 Vùng quá điều chế chế độ 1 ( $0,907 \leq M \leq 0,952$ )

Tương tự trong bộ nghịch lưu B6, chế độ này bắt đầu khi véc-tơ điện áp yêu cầu  $V_{ref}$  vượt quá vòng tròn nội tiếp lục giác đều và đạt đến các cạnh của hình lục giác. Khi trượt trên cạnh lục giác ( $M = 0,952$ ) thì  $t_z$  bằng 0:

$$t_x = \frac{\sqrt{3} \cos \alpha - \sin \alpha}{\sqrt{3} \cos \alpha + \sin \alpha} \cdot \frac{T_s}{2}; t_y = 1 - t_x; t_z = 0 \quad (14)$$

Giống như trường hợp điều chế tuyến tính, các véc-tơ hiệu dụng  $t_{XYM}$  và các véc-tơ  $t_{0M}$  được tổng hợp từ 2 véc-tơ cơ bản nên thời gian duy trì các véc-tơ cơ bản sẽ có giá trị bằng  $\frac{1}{2}$  thời gian duy trì các véc-tơ hiệu dụng và véc-tơ 0 nói trên.

Khi  $M = 0,907$ , các giá trị  $t_x, t_y, t_z$  được tính theo công thức (12). Cho  $0,907 < M < 0,952$  áp dụng phương pháp xấp xỉ tuyến tính để tính toán các giá trị  $t_x, t_y, t_z$ .

### 3.3. Vùng quá điều chế chế độ 2 ( $0,952 \leq M \leq 1$ )

Tương tự trong bộ nghịch lưu B6, ở quá điều chế chế độ 2, véc tơ điện áp yêu cầu  $V_{ref}$  tăng cho đến chế độ six-step.

Khi tỉ số điều biên  $M = 1$ , việc điều chế được chia làm 2 trường hợp:

- Cho  $0 \leq \alpha \leq \pi/6$ :  $t_x = \frac{T_s}{2}; t_y = 0; t_z = 0$
- Cho  $\pi/6 \leq \alpha \leq \pi/3$ :  $t_x = 0; t_y = \frac{T_s}{2}; t_z = 0$  (15)

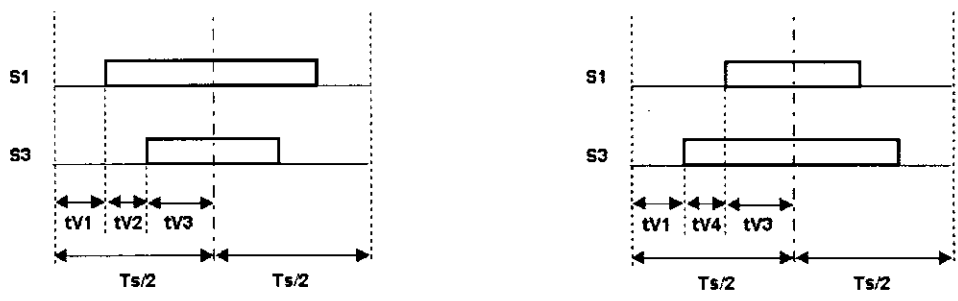
Từ các công thức trên, suy ra thời gian duy trì các véc tơ cơ bản tương ứng để tổng hợp các véc tơ hiệu dụng và véc tơ 0, tương tự hai vùng điều chế trên.

Khi  $M = 0,952$ , các giá trị  $t_x, t_y, t_z$  được tính theo công thức (14).

Cho  $0,952 < M < 1$  áp dụng phương pháp xấp xỉ tuyến tính để tính toán các giá trị  $t_x, t_y, t_z$ .

Sector I, V, VI

Sector II, III, IV



Hình 6. Giảm đồ xung điều khiển đóng cắt khóa theo phương pháp đề xuất

Bảng 4. Thời gian duy trì các véc tơ theo phương pháp điều chế VTKG đề xuất

Vùng I	Vùng II
$t_x = t_{23f} = \frac{\sqrt{3}}{\pi} MT_s \sin(\pi/3 - \alpha);$	$t_x = t_{3f} = \frac{\sqrt{3}}{\pi} MT_s \sin(\pi/3 - \alpha);$
$t_y = t_{3f} = \frac{\sqrt{3}}{\pi} MT_s \sin(\alpha);$	$t_y = t_{34f} = \frac{\sqrt{3}}{\pi} MT_s \sin(\alpha);$
$t_z = t_{0f} = T_s/2 - t_{23f} - t_{3f};$	$t_z = t_{0f} = T_s/2 - t_{3f} - t_{34f};$
$t_{2m} = \frac{t_{23f}}{2}; t_{3m} = \frac{t_{23f}}{2}; t_{3z} = \frac{t_{0f}}{2}; t_{1z} = \frac{t_{0f}}{2}$	$t_{3m} = \frac{t_{34f}}{2}; t_{4m} = \frac{t_{34f}}{2}; t_{3z} = \frac{t_{0f}}{2}; t_{1z} = \frac{t_{0f}}{2}$
$\Rightarrow t_{V1} = t_{1z}; t_{V2} = t_{2m}; t_{V3} = t_{3f} + t_{3m} + t_{3z}$	$\Rightarrow t_{V1} = t_{1z}; t_{V4} = t_{4m}; t_{V3} = t_{3f} + t_{3m} + t_{3z}$

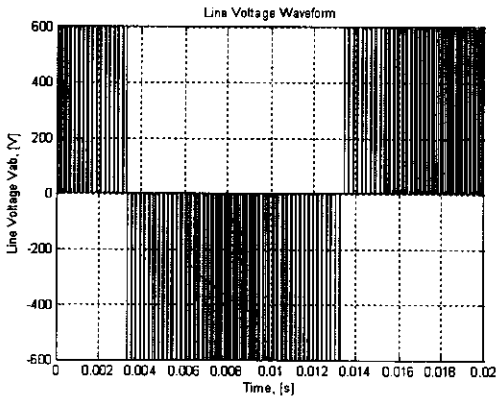
Vùng III	Vùng IV
$t_x = t_{34f} = \frac{\sqrt{3}}{\pi} MT_s \sin(\pi/3 - \alpha);$ $t_y = t_{41f} = \frac{\sqrt{3}}{\pi} MT_s \sin(\alpha);$ $t_z = t_{of} = T_s/2 - t_{34f} - t_{41f};$ $t_{3m} = \frac{t_{34f}}{2}; t_{4m} = \frac{t_{34f}}{2} + \frac{t_{41f}}{2}; t_{1m} = \frac{t_{41f}}{2}$ $t_{3z} = \frac{t_{of}}{2}; t_{1z} = \frac{t_{of}}{2}$	$t_x = t_{41f} = \frac{\sqrt{3}}{\pi} MT_s \sin(\pi/3 - \alpha);$ $t_y = t_{1f} = \frac{\sqrt{3}}{\pi} MT_s \sin(\alpha);$ $t_z = t_{of} = T_s/2 - t_{41f} - t_{1f};$ $t_{4m} = \frac{t_{41f}}{2}; t_{1m} = \frac{t_{1f}}{2}$
$\Rightarrow t_{V1} = t_{1m} + t_{1z}; t_{V4} = t_{4m}; t_{V3} = t_{3m} + t_{3z}$	$\Rightarrow t_{V1} = t_{1f} + t_{1m}; t_{V4} = t_{4m}; t_{V3} = t_{3m} + t_{3z}$
Vùng V	Vùng VI
$t_x = t_{1f} = \frac{\sqrt{3}}{\pi} MT_s \sin(\pi/3 - \alpha);$ $t_y = t_{12f} = \frac{\sqrt{3}}{\pi} MT_s \sin(\alpha);$ $t_z = t_{of} = T_s/2 - t_{1f} - t_{12f}; t_{1m} = \frac{t_{12f}}{2}; t_{2m} = \frac{t_{12f}}{2}$ $t_{3z} = \frac{t_{of}}{2}; t_{1z} = \frac{t_{of}}{2}$	$t_x = t_{12f} = \frac{\sqrt{3}}{\pi} MT_s \sin(\pi/3 - \alpha);$ $t_y = t_{23f} = \frac{\sqrt{3}}{\pi} MT_s \sin(\alpha);$ $t_z = t_{of} = T_s/2 - t_{12f} - t_{23f}; t_{1m} = \frac{t_{12f}}{2}; t_{2m} = \frac{t_{23f}}{2}$ $t_{3z} = \frac{t_{of}}{2}; t_{1z} = \frac{t_{of}}{2}$
$\Rightarrow t_{V1} = t_{1f} + t_{1m} + t_{1z}; t_{V2} = t_{2m}; t_{V3} = t_{3z}$	$\Rightarrow t_{V1} = t_{1m} + t_{1z}; t_{V2} = t_{2m}; t_{V3} = t_{3z}$

#### 4. MÔ PHÒNG BỘ ĐIỀU CHẾ VTKG CHO NGHỊCH LƯU BỐN CHIỀU THEO PHƯƠNG PHÁP ĐỀ XUẤT

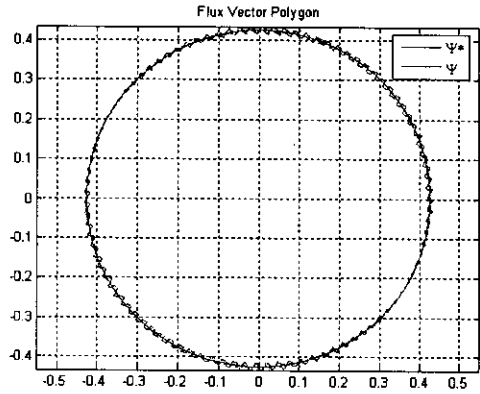
Phần mềm mô phỏng Matlab/Simulink được sử dụng để mô phỏng bộ điều chế vectơ không gian với phương pháp đề xuất cho các chế độ tuyến tính, quá điều chế và 2. Điện áp nguồn một chiều Vdc = 600 V. Tần số hài cơ bản áp ngõ ra f = 50 Hz. Tần số đóng cắt khóa f<sub>sw</sub> = 4,8 kHz.

##### 4.1. Trường hợp khảo sát 1

Cho vùng điều chế tuyến tính với tỉ số điều biên M = 0,7.



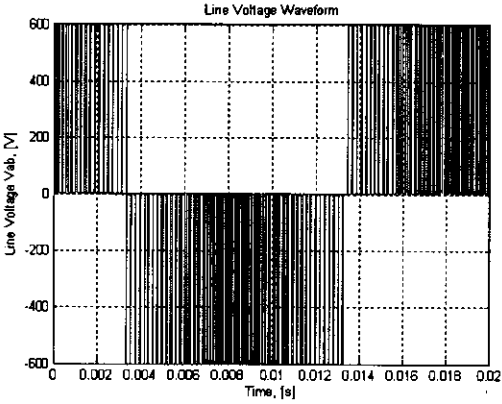
Hình 7. Giản đồ điện áp dây



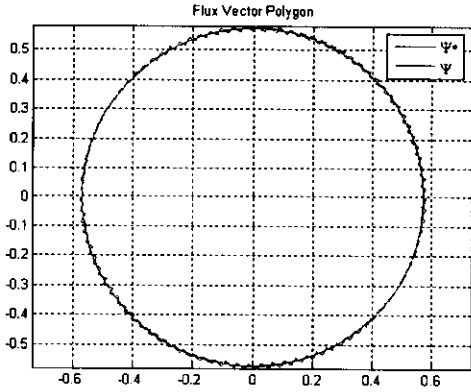
Hình 8. Quỹ tích véc tơ từ thông stator

## 4.2. Trường hợp khảo sát 2

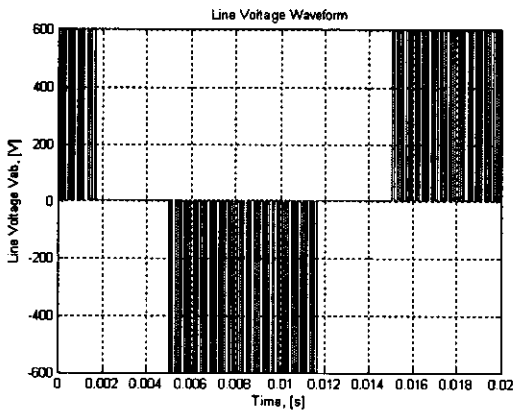
### Vùng quá điều chế chế độ 1 và 2



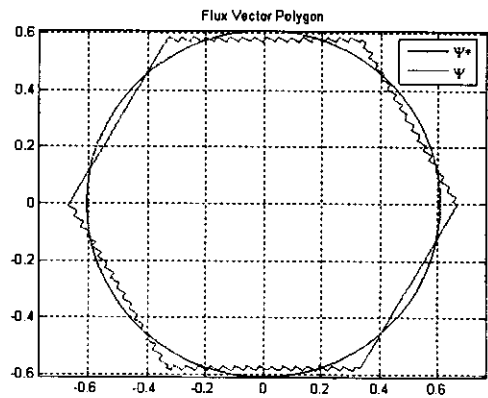
Hình 9. Giản đồ điện áp dây M = 0,94



Hình 10. Quỹ tích véc tơ từ thông stator ở vùng quá điều chế chế độ 1, M = 0,94



Hình 11. Giản đồ điện áp dây vùng quá điều chế chế độ 2, M = 1

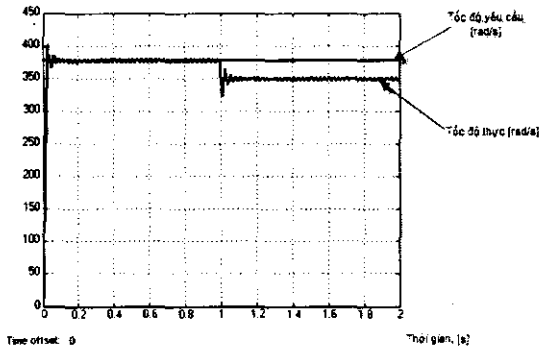


Hình 12. Quỹ tích véc tơ từ thông stator ở vùng quá điều chế chế độ 2, M = 1

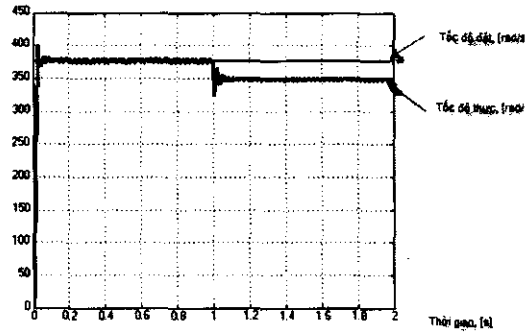


Trên cơ sở giải thuật đã trình bày ở trên, sử dụng Matlab/Simulink mô phỏng hệ truyền động động cơ không đồng bộ ba pha- bộ biến tần B4 (hình 13). Động cơ được điều khiển theo nguyên lý  $U/f = \text{const}$ . Mô hình mô phỏng bao gồm hệ truyền động vòng hở. Thông số của động cơ trong mô hình là: KĐB 3 pha,  $R_s = 1.723\Omega$ ;

$R_r = 2,011\Omega$ ;  $L_s = 0,167(H)$ ;  $L_r = 0,169(H)$ ;  $L_m = 0,159 (H)$ ;  $P = 2$ ;  $J = 0,001 (kg.m^2)$ ;  $B = 0,0001(N.m.sec/rad)$ . Kết quả mô phỏng so sánh với mô hình truyền động sử dụng biến tần B6. Động cơ khởi động với tốc độ định mức, không tải. Tại thời điểm  $t = 1s$ , đóng tải định mức  $M = 5 N.m$ .



Hình 14. Đáp ứng vận tốc động cơ của biến tần ba pha bốn khóa B4 với giải thuật điều chế VTKG đề xuất



Hình 15. Đáp ứng vận tốc động cơ của biến tần ba pha sáu khóa B6 với giải thuật điều chế VTKG

Từ kết quả mô phỏng (hình 14, 15) cho thấy khả năng đáp ứng về tốc độ của biến tần B4 tương đương với biến tần B6, mặc dù số khóa bán dẫn trong B4 giảm 1/3.

Các kết quả đạt được tương tự cho mô hình điều khiển vòng kín vận tốc.

## 6. MÔ HÌNH THỰC NGHIỆM GIẢI THUẬT ĐIỀU CHẾ VÉCTƠ KHÔNG GIAN ĐỀ XUẤT CHO BỘ BIẾN TẦN BỐN KHÓA

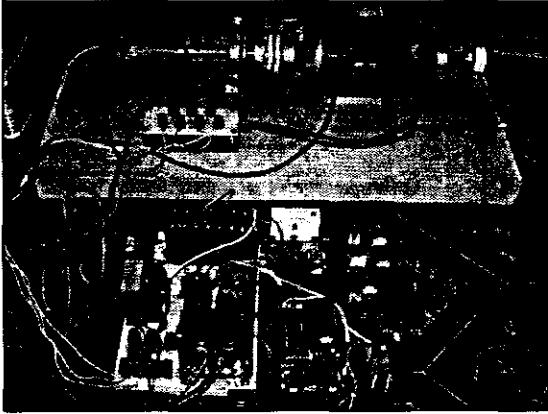
Để kiểm chứng trên thực tế tính đúng đắn của giải thuật mới, các tác giả đã tiến hành thiết kế mô hình thực nghiệm bộ biến tần B4 (hình 16). Giải thuật đề xuất được lập trình trên DSP hãng Texas Instrument DSP320LF2407A tạo xung điều khiển cho các linh kiện bán dẫn. Tần số đóng cắt được chọn là 5 kHz. Mạch công suất gồm 4 IGBT đơn hãng Fairchild FGPF120N30TU 1200 V, 40 A, Mạch lái sử dụng linh kiện opto HCPL3120. Bộ biến tần B4 cấp nguồn cho động cơ không đồng bộ 3 pha rô to lồng sóc. Động cơ có công suất định mức là 1 HP, đấu Y, 380 V, 50 Hz, 1480 v/ph. Bộ chỉnh lưu cầu 3 pha diode RM30TA-H. Mạch điều khiển được thiết kế giao tiếp với máy tính qua cổng COM chuẩn RS232. Chương trình giao diện được viết trên ngôn ngữ Visual Basic cho phép hiển thị tốc độ động cơ trên màn hình máy tính (hình 22).

### 6.1. Trường hợp 1

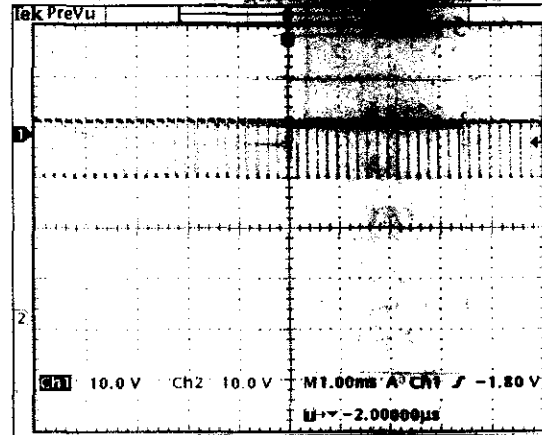
Điện áp tụ DC  $V_{dc} = 600 V$ . Tần số hài cơ bản điện áp ngõ ra là 25 Hz. Giản đồ điện áp dây  $V_{ac}$ ,  $V_{bc}$  thể hiện trên hình 17.

## 6.2. Trường hợp 2

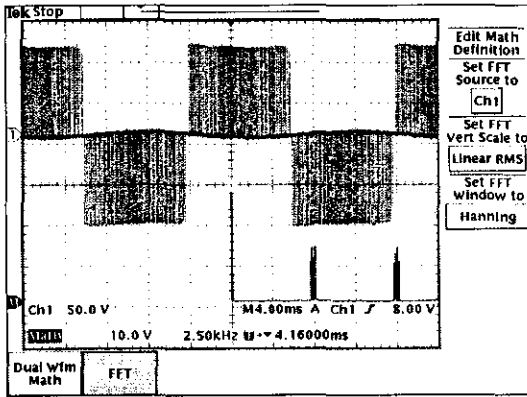
Tần số hài cơ bản điện áp ngõ ra là 50 Hz. Hình 18 biểu diễn điện áp và phân tích phổ điện áp  $V_{ab}$  khi  $M = 0,7$  (Vùng quá điều chế 1). Hình 19 biểu diễn điện áp và phân tích phổ điện áp  $V_{ab}$  khi  $M = 1$  (chế độ 6 bước).



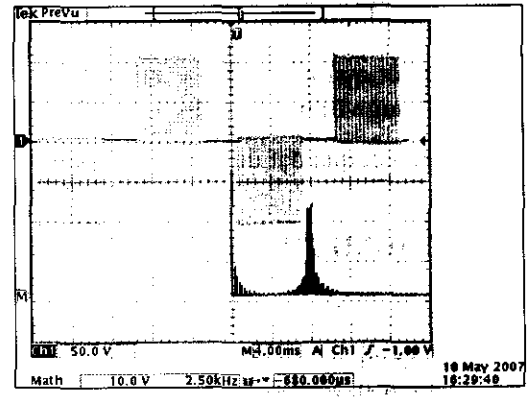
Hình 16. Mô hình thực nghiệm bộ biến tần ba pha bốn khóa



Hình 17. Giản đồ điện áp dây  $V_{ab}$ ,  $V_{bc}$  (100V/div)



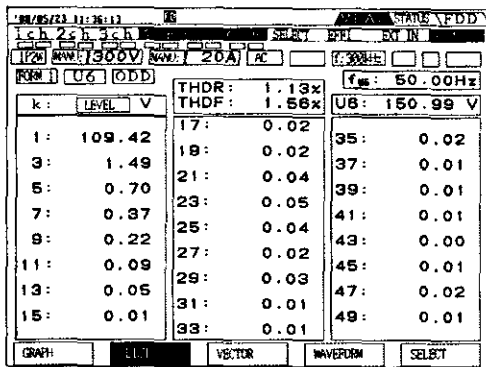
Hình 18. Giản đồ điện áp dây  $V_{ab}$  và phân tích phổ điện áp  $V_{ab}$  khi  $M = 0,7$



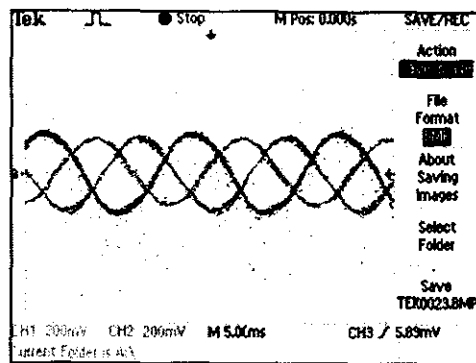
Hình 19. Giản đồ điện áp dây  $V_{ab}$  và phân tích phổ điện áp  $V_{ab}$  khi  $M = 1$

## 6.3. Trường hợp 3

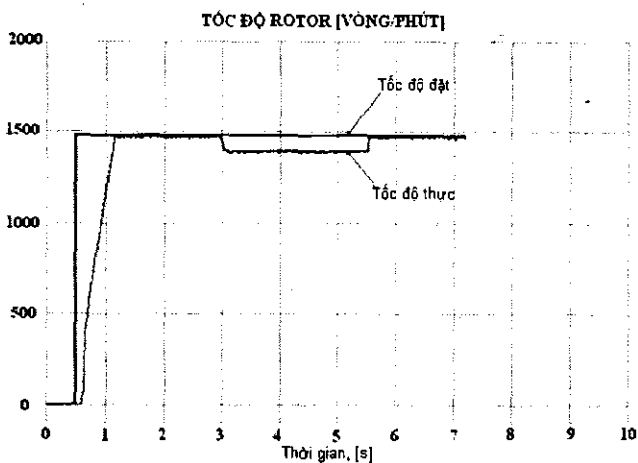
Điện áp tụ DC  $V_{dc} = 320$  V. Tỷ số điều biến  $M = 0,9$ . Tần số hài cơ bản điện áp ngõ ra là 50 Hz. Hình 20 trình bày kết quả phân tích phổ điện áp  $V_{ab}$  (Power Analyzer Hioki 3193), hình 21 biểu diễn dòng điện stator  $i_A$ ,  $i_B$ ,  $i_C$  (Oscillo Tektronix) và hình 22 biểu diễn đáp ứng vận tốc vòng hở (giao diện VB) ( $t = 0 \dots 3,0$ s - khởi động động cơ không tải,  $t = 3,0 \dots 5,5$ s - động cơ mang tải, sụt tốc khoảng 7%,  $t = 5,5$ s - nhả tải).



Hình 20. Phổ điện áp dây  $V_{ab}$



Hình 21. Giản đồ dòng stator  $i_A, i_B, i_C, 1A/div$



Hình 22. Đáp ứng vận tốc động cơ

## 7. KẾT LUẬN

Giải thuật điều chế vectơ không gian cải tiến cho nghịch lưu ba pha 4 khóa được đề xuất trong bài báo mô phỏng phương pháp điều chế VTKG cho bộ nghịch lưu ba pha 6 khóa theo “nguyên lý tương tự”. Trong đó hệ trục tọa độ  $\alpha\beta$  được chia làm 6 vùng và tạo vectơ điện áp yêu cầu cho B4 tương tự như nghịch lưu B6 bằng cách sử dụng các vectơ cơ bản và hiệu dụng bổ sung. Điều này làm cho việc tính toán giải thuật điều chế điều chế VTKG trở nên dễ dàng hơn đối với B4 và một số những kết quả nghiên cứu cho B6 cũng có thể áp dụng cho bộ nghịch lưu B4 thông qua mối liên hệ được đề xuất này: ví dụ điều chế VTKG cho vùng quá điều chế mở rộng, trên cơ sở giải thuật đã trình bày có thể phát triển ứng dụng cho biến tần B6, trong trường hợp sự cố hư hỏng các khóa bán dẫn của một nhánh.

Mô hình điều khiển động cơ không đồng bộ bằng bộ biến tần ba pha bốn khóa trên cơ sở giải thuật điều chế vectơ không gian theo nguyên lý tương tự cho kết quả tốt, đáp ứng mô men và tốc độ tương đương với kết quả khi sử dụng ba pha sáu khóa.

Kết quả mô phỏng và thực nghiệm đã minh chứng cho tính đúng đắn của kết quả thực nghiệm và thiết kế có thể ứng dụng cho việc chế tạo các bộ biến tần như làm giảm giá thành của biến tần trong nước.

## TÀI LIỆU THAM KHẢO

1. H. W. van der Broeck and J. D. vanWyk - A comparative investigation of a three phase induction machine drive with a component minimized voltage source inverter under different control options, IEEE Trans. Ind. Appl. IA-20 (2) (1984) 307-314.
2. Frede Blaabjerg, Sigurdur Freysson, Hans-Henrik Hansen, and S. Hariseri - A new optimized space-vector modulation strategy for a component-minimized voltage source inverter, IEEE Trans. on Power Electronics 12 (4) (1997) 704-710.
3. C. B. Jacobina, E. R. C. Da Silva, A. M. N. Lima, and R. L. A Ribeiro - A new scalar control of a four switch three phase inverter, In Conf. Rec. IAS, 1995, pp. 2429.
4. F. Blaabjerg, S. Freysson, H. H. Hansen, and S. Hariseri - Comparison of space-vector modulation strategy for a three phase standard and a component minimized voltage source inverter, In Conf. Rec. EPE, Sevilla - Spain, September 1995, pp. 1013.
5. G. A. Covic, G. L. Peters, and J. T. Boys - An improved single phase three phase converter for low cost ac motor drives, In: Proc. PEDS '95, Singapore, pp. 549-554.
6. G. T. Kim and T. A. Lipo - VSI-PWM inverter/rectifier system with a reduced switch count, In: Proc. IAS '95, pp. 2327-2332.
7. M. B. R. Correa, C. B. Jacobina, E. R. C. Da Silva, and A. M. N. Lima - A general PWM strategy for four-switch three-phase Inverters, IEEE Trans. on Power Electronics 21 (6) (2006) 1618-1627.
8. G. I. Peters, G. A. Covic and J. T. Boys - Eliminating output distortion in four-switch inverters with three-phase loads. IEE Proc. Electr. Power Appl. IA-34 (1998) 326-332.
9. J. O. P. Pinto, B. K. Bose, L. E. B. da Silva, and M. P. Kazmierkowski - A neural network based space vector PWM controller for voltage-fed inverter induction motor drive, IEEE Trans. Ind. Applicat. 36 (2000) 1628-1636.
10. D. T. W. Liang and J. Li - Flux vector modulation strategy for a four-switch three-phase inverter for motor drive applications, In: Proc. IEEE PESC, Jun. 1997, pp. 612-617.

## SUMMARY

### MODIFIED SPACE VECTOR MODULATION ALGORITHM FOR FOUR SWITCH THREE PHASE INVERTERS

This paper is to present a space vector PWM algorithm for four switch three phase inverters (B4, FSTP) based on the one for six switch three phase inverters (B6, SSTP) (principle of

similarity) where the  $\alpha\beta$  plan is divided into 6 sectors and the formation of the required reference voltage space vector is done in the same way as for B6 by using effective (mean) vectors. This facilitates the calculation for B4 and some studies on B6 can be applied for B4 as well through this proposed similarity, e.g. the problem with PWM in the overmodulation zone due to the complicated non-linear character there. Matlab/Simulink is used for the simulation of the proposed SVPWM algorithm for undermodulation, overmodulation mode 1 and 2. This SVPWM approach is also validated experimentally using DSP TMS320LF2407a (Texas Instruments).

*Địa chỉ:* *Nhận bài ngày 22 tháng 2 năm 2008*

Khoa Điện – Điện tử,

Trường Đại Học Bách Khoa, ĐHQG TP.HCM