

**GIẢI THUẬT ĐIỀU CHẾ VÉC-TƠ KHÔNG GIAN CẢI TIẾN
CHO BỘ NGHỊCH LƯU BA PHA BỐN KHÓA
TRONG ĐIỀU KIỆN ÁP TỤ KHÂU DC KHÔNG CÂN BẰNG**
SPACE VECTOR PWM ALGORITHM FOR FOUR- SWITCH THREE-PHASE INVERTERS (B4)
UNDER IMBALANCE DC-LINK VOLTAGE

Phan Quốc Dũng, Lê Đình Khoa, Lê Minh Phương, Huỳnh Tấn Thành
Trường Đại Học Bách Khoa - ĐHQG Tp. HCM

TÓM TẮT

Bài báo đưa ra thuật toán điều chế độ rộng xung véc-tơ không gian (ĐCVTKG) mới cho bộ nghịch lưu áp ba pha bốn khóa (B4) khi áp trên tụ DC không cân bằng. Bằng cách sử dụng các biến đổi toán học hợp lý, kỹ thuật điều chế độ rộng xung véc-tơ không gian cho bộ B4 khi áp trên tụ DC không cân bằng có thể được giải quyết dựa trên các véc-tơ cơ bản và kỹ thuật điều chế tương tự như bộ nghịch lưu áp ba pha sáu khóa (B6). Cách tiếp cận này tạo ra những hướng mới để giải quyết những vấn đề cho bộ B4 trong điều kiện áp trên tụ DC không cân bằng, ví dụ như đảm bảo điện áp yêu cầu cho vùng điều chế tuyến tính, quá điều chế chế độ 1 và 2 mở rộng đến phương pháp six-step. Matlab/Simulink được dùng để mô phỏng thuật toán điều chế độ rộng xung véc-tơ không gian cho vùng tuyến tính, và vùng quá điều chế chế độ 1 và 2. Giải thuật điều chế độ rộng xung véc-tơ không gian đề xuất được kiểm chứng thực nghiệm trên DSP TMS320LF2407A (Texas Instruments) và hệ truyền động động cơ không đồng bộ ba pha theo giải thuật điều khiển V/F.

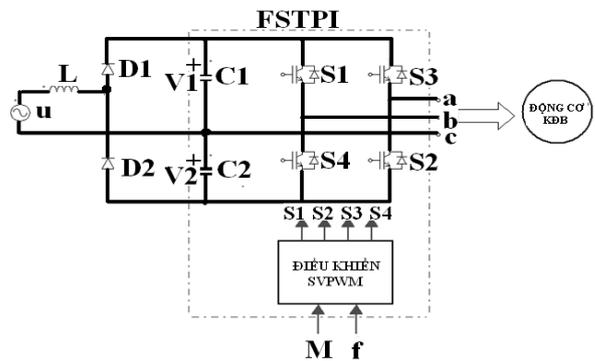
ABSTRACT

This paper presents a new space vector PWM algorithm for four- switch three-phase inverters (B4) under imbalance DC-link voltage. By using reasonable mathematical transform, Space Vector PWM technique for B4 under imbalance DC-link voltage or ripples have been solved, which is based on the establishment of basic space vectors and modulation technique in similarity with six-switch three-phase inverters. This approach has a very important sense to solve problems of B4 under imbalance DC-link voltage, for example ensuring the required referenced voltage for undermodulation mode and overmodulation mode 1, 2 to six-step mode. Matlab/ Simulink is used for the simulation of the proposed SVPWM algorithm. This SVPWM approach is also experimented in DSP TMS320LF2407A Texas Instruments and in induction motor drive.

I. GIỚI THIỆU

Ngày nay, một số nghiên cứu tập trung vào phát triển bộ biến đổi công suất nhằm giảm tổn hao và chi phí để điều khiển các động cơ không đồng bộ. Trong số đó bộ nghịch lưu ba pha bốn khóa (B4) thay vì nghịch lưu ba pha sáu khóa (B6) được dùng cho hệ truyền động động cơ không đồng bộ công suất nhỏ [1-5].

Bộ B4 có những ưu điểm so với bộ B6 trong phạm vi công suất nhỏ [4] như số khóa công suất giảm 1/3, mạch lái linh kiện cũng giảm đi 1/3. Điện áp trung tính và tâm nguồn(common-mode) của bộ B4 chỉ bằng 2/3 của bộ B6.



Hình 1. Sơ đồ nguyên lý hệ truyền động

Tuy nhiên, ngoài những nhược điểm so với nghịch lưu B6 như cần điện áp DC cao hơn, định mức tụ và linh kiện công suất cao hơn, khuyết điểm chính của bộ B4 là có hiện tượng mất cân bằng điện áp trên hai nhánh tụ. Hiện

tượng áp tụ DC mất cân bằng do 3 nguyên nhân : áp nguồn AC đầu vào không cân, quá trình chỉnh lưu dùng diode, sự luân chuyển của dòng pha tải qua nhánh nối vào tụ. Điều này dẫn đến việc tổng hợp điện áp ngõ ra bộ nghịch lưu theo véc-tơ điện áp yêu cầu dựa trên cơ sở các véc-tơ cơ bản truyền thống sẽ trở nên khó khăn. Do đó, vấn đề được đặt ra là việc tổng hợp điện áp ngõ ra cấp cho tải theo phương pháp điều rộng xung VTKG được thực hiện trong điều kiện nguồn tụ DC mất cân bằng, vì điều này có vai trò quan trọng trong việc đánh giá chất lượng của bộ nghịch lưu áp.

Có hai hướng để giải quyết vấn đề trên: thứ nhất là tăng điện dung của tụ, tuy nhiên, cách này làm tăng chi phí và kích thước nghịch lưu. Hướng thứ hai có hiệu quả kinh tế hơn là dùng phương pháp ĐCVTKG trong thời gian thực (còn gọi là điều chế VTKG thích nghi), khi các tín hiệu điều khiển đóng cắt trong trường hợp áp trên tụ DC không cân bằng được tính toán trực tiếp từ các véc-tơ cơ bản của bộ B4 và điện áp thực tế trên hai tụ DC.

Các nghiên cứu về ĐCVTKG trong điều kiện áp trên tụ DC không cân bằng được đề xuất bởi [3,4] cho vùng quá điều chế vẫn chưa được giải quyết.

Gần đây trong bài báo [5], sự liên hệ giữa kỹ thuật ĐCVTKG cho bộ B4 và bộ B6 đã được thiết lập bằng cách sử dụng “nguyên lý tương tự” và đưa ra giải pháp cho kỹ thuật điều chế độ rộng xung trong vùng điều chế tuyến tính và quá điều chế. Tuy nhiên, giải thuật chỉ áp dụng với điều kiện áp tụ DC được giả thiết là cân bằng.

Nội dung bài báo này nhằm đưa ra kỹ thuật ĐCVTKG cho bộ nghịch lưu B4 trong điều kiện nguồn áp tụ DC không cân bằng. Bài báo đưa ra một cách nhìn mới cho kỹ thuật điều chế véc-tơ không gian bộ B4 giống như bộ B6. Phương pháp này chưa được đề cập trong những bài báo trước.

II. PHÂN TÍCH VÉC-TƠ KHÔNG GIAN ĐIỆN ÁP VÀ TỬ THÔNG STATOR

Dựa vào hình 1, điện áp ở đầu ra bộ nghịch lưu phụ thuộc vào trạng thái các khoá S₁, S₂, S₃, S₄. Trong đó, “0” ứng với trạng thái kích ngắt của khoá, “1” ứng với trạng thái kích đóng của khoá. Sử dụng nguyên tắc kích đối

ngịch (một đóng, một ngắt) các khoá trên cùng một nhánh, ta có:

$$S_1 + S_4 = 1; S_3 + S_2 = 1 \tag{1}$$

Điện áp các pha so với điểm 0 (Zero) được mô tả theo các công thức sau:

$$V_{a0} = 0; V_{b0} = S_1V_1 + (S_1 - 1)V_2; V_{c0} = S_3V_1 + (S_3 - 1)V_2 \tag{2}$$

$$V_1 = \frac{V_{dc}}{2} - \varepsilon.V_{dc}; V_2 = \frac{V_{dc}}{2} + \varepsilon.V_{dc} \tag{3}$$

Trong đó :

V₁, V₂ : điện áp trên tụ C₁, C₂; V₁+V₂=V_{dc}

ε : độ lệch điện áp giữa các tụ DC (-0.5 ≤ ε ≤ 0.5).

Sự kết hợp đóng ngắt của các khoá S₁, S₂, S₃, S₄ sẽ tạo ra 4 véc-tơ áp cơ bản của bộ nghịch lưu áp 4 khoá trong bảng 1.

Bảng 1. Véc-tơ không gian điện áp stator trên hệ trục α,β

S1	S3	V _α	V _β	\vec{V}
0	0	2V ₂ / 3	0	\vec{V}_1
0	1	(V ₂ - V ₁) / 3	-(V ₁ + V ₂) / √3	\vec{V}_4
1	0	(V ₂ - V ₁) / 3	(V ₁ + V ₂) / √3	\vec{V}_2
1	1	-2V ₁ / 3	0	\vec{V}_3

Điện áp trên tụ DC không cân bằng làm cho các véc-tơ cơ bản dịch chuyển trong vùng không gian giữa véc-tơ V₁ và véc-tơ V₃, và hai véc-tơ V₁ và V₃ có độ lớn không bằng nhau nữa, như đã trình bày trong bảng 1. Phần tiếp theo sẽ đưa ra giải thuật điều chế VTKG cho trường hợp mất cân bằng điện áp các tụ DC.

III. XÂY DỰNG GIẢI THUẬT ĐIỀU CHẾ VÉC-TƠ KHÔNG GIAN CHO TRƯỜNG HỢP MẤT CÂN BẰNG ĐIỆN ÁP TỤ DC

Dựa vào ý tưởng điều chế véc-tơ không gian của bộ nghịch lưu 6 khoá, từ giản đồ véc-tơ cho trường hợp B4, ta thực hiện chuyển đổi về dạng giản đồ véc-tơ cho B6.

Đặt các véc-tơ mới theo các véc-tơ ban đầu, các hệ số a, b, c, d, e là các số thực dương.

$$\vec{v}'_1 = a\vec{v}_1; \vec{v}'_2 = b\vec{v}_1 + c\vec{v}_2; \vec{v}'_3 = c\vec{v}_2 + d\vec{v}_3$$

$$\vec{v}'_4 = e\vec{v}_3; \vec{v}'_5 = d\vec{v}_3 + c\vec{v}_4; \vec{v}'_6 = c\vec{v}_4 + b\vec{v}_1 \quad (4)$$

Ta sẽ khảo sát hai trường hợp:

- Khi $V_1 < V_2$ (Hình 2)

Các hệ số được cho bởi công thức sau:

$$a = \frac{V_1}{V_2}; b = a.c; e = 1$$

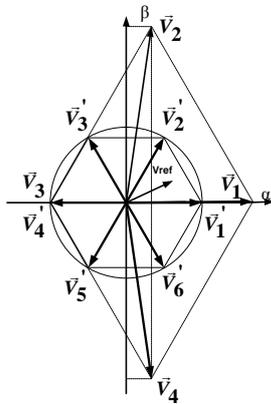
$$c = \frac{V_1}{V_{dc}}; d = \frac{V_2}{V_{dc}} \quad (5)$$

- Khi $V_1 > V_2$ (Hình 3)

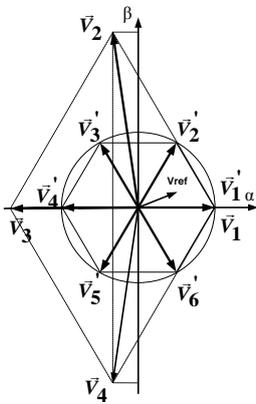
Các hệ số được cho bởi công thức:

$$a = 1; b = \frac{V_1}{V_{dc}}; c = \frac{V_2}{V_{dc}}$$

$$d = c.e; e = \frac{V_2}{V_1} \quad (6)$$



Hình 2. Véc-tơ không gian của bộ B4 khi $V_1 < V_2$



Hình 3. Véc-tơ không gian của bộ B4 khi $V_1 > V_2$

Với cách chuyển đổi sang hệ 6 véc-tơ cơ bản hiệu dụng, ta có thể sử dụng lại các công thức tính toán của bộ nghịch lưu 6 khoá. Đây là một sự thuận lợi cho quá trình điều chế VTKG.

Để tạo véc-tơ không hiệu dụng của bộ B4 \vec{V}'_0 , ta sử dụng véc-tơ \vec{V}_1 và \vec{V}_3 trong một khoảng thời gian t_1 và t_3 :

$$\vec{V}'_0.t_z = \vec{V}_1.t_1 + \vec{V}_3.t_3 \quad (7)$$

sao cho thoả mãn hai điều kiện:

$$et_1 - at_3 = 0;$$

$$t_1 + t_3 = t_z \quad (8)$$

A. Vùng điều chế tuyến tính: ($0 < M < M_{max_tuyến\ tính}$)

Chế độ điều chế tuyến tính được thực hiện khi điện áp yêu cầu xoay trong đường tròn nội tiếp hình lục giác. Xét trong vùng I, ta có được công thức tính toán thời gian duy trì các véc-tơ cơ bản trong một nửa khoảng thời gian lấy mẫu $T_s/2$.

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

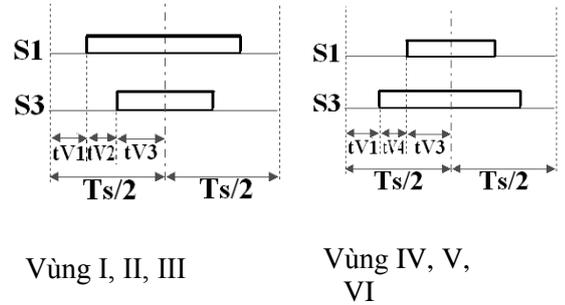
$$t_y = k \frac{\sqrt{3}}{\pi} M \frac{T_s}{2} \sin(\alpha); \quad (9)$$

$$t_z = T_s/2 - t_x - t_y$$

Với: M là chỉ số điều chế;

k là hệ số hiệu chỉnh, $k=1/c$.

Tính toán tương tự cho các vùng còn lại, ta có được thời gian duy trì các véc-tơ cơ bản để tạo ra điện áp theo đúng yêu cầu trong bảng 2 và cách tạo xung như hình 4.



Hình 4. Giản đồ xung điều khiển khóa

Bảng 2. Thời gian duy trì véc-tơ 6 vùng

Vùng I
$t_x = t_{v_1} = k \frac{\sqrt{3}}{\pi} M \frac{T_s}{2} \sin(\pi/3 - \alpha)$ $t_y = t_{v_2} = k \frac{\sqrt{3}}{\pi} M \frac{T_s}{2} \sin(\alpha)$ $t_z = T_s/2 - t_x - t_y$ $t_1 = \frac{a}{a+e} [t_x(1-a) + t_y(1-b-c) + t_z]; t_3 = \frac{e}{a} t_1$ $t_{v_1} = at_x + bt_y + t_1; t_{v_2} = ct_y; t_{v_3} = t_3$

Vùng II
$t_1 = \frac{a}{a+e} [t_x(1-b-c) + t_y(1-c-d) + t_z] ; t_3 = \frac{e}{a} t_1$ $t_{v_1} = bt_x + t_1 ; t_{v_2} = c(t_x + t_y) ; t_{v_3} = dt_y + t_3$
Vùng III
$t_1 = \frac{a}{a+e} [t_x(1-c-d) + t_y(1-e) + t_z] ; t_3 = \frac{e}{a} t_1$ $t_{v_1} = t_1 ; t_{v_2} = ct_x ; t_{v_3} = dt_x + et_y + t_3$
Vùng IV
$t_1 = \frac{a}{a+e} [t_x(1-e) + t_y(1-d-c) + t_z] ; t_3 = \frac{e}{a} t_1$ $t_{v_1} = t_1 ; t_{v_3} = et_x + dt_y + t_3 ; t_{v_4} = ct_y$
Vùng V
$t_1 = \frac{a}{a+e} [t_x(1-c-d) + t_y(1-b-c) + t_z] ; t_3 = \frac{e}{a} t_1$ $t_{v_1} = bt_y + t_1 ; t_{v_3} = dt_x + t_3 ; t_{v_4} = c(t_x + t_y)$
Vùng VI
$t_1 = \frac{a}{a+e} [t_x(1-b-c) + t_y(1-a) + t_z] ; t_3 = \frac{e}{a} t_1$ $t_{v_1} = bt_x + at_y + t_1 ; t_{v_3} = t_3 ; t_{v_4} = ct_x$

B. *Quá điều chế chế độ 1* ($M_{max_tuyến\ tính} \leq M \leq M_{max_chế\ độ\ 1}$)

Tương tự bộ nghịch lưu B6, chế độ này bắt đầu khi véctor điện áp yêu cầu vượt ra ngoài đường tròn nội tiếp và đạt đến các cạnh của hình lục giác.

Khi véctor điện áp trượt trên cạnh của hình lục giác (tương ứng với chỉ số điều chế lớn nhất ở chế độ 1), công thức tính thời gian duy trì véctor được cho bởi:

$$t_x = \frac{\sqrt{3} \cos \alpha - \sin \alpha}{\sqrt{3} \cos \alpha + \sin \alpha} \frac{T_s}{2} ; t_y = \frac{T_s}{2} - t_x ; t_z = 0 \quad (10)$$

Khi véctor điện áp trượt trên đường tròn nội tiếp lục giác (tương ứng với chỉ số điều chế thấp nhất ở chế độ 1), công thức tính thời gian duy trì véctor tương tự ở vùng điều chế tuyến tính. Khi chỉ số điều chế nằm giữa chỉ số điều chế nhỏ nhất và chỉ số điều chế lớn nhất, ta sử

dụng phương pháp xấp xỉ tuyến tính để xác định t_x, t_y . Cách tạo và tính toán thời gian duy trì véctor không tương tự như phần điều chế tuyến tính.

C. *Quá điều chế chế độ 2* ($M_{max_chế\ độ\ 1} \leq M \leq M_{max_chế\ độ\ 2}$)

Quá điều chế chế độ 2 bắt đầu khi véctor điện áp yêu cầu tăng cho đến chế độ six-step. Khi véctor điện áp trượt trên chu vi hình lục giác (tương ứng với chỉ số điều chế nhỏ nhất ở chế độ 2), công thức tính t_x, t_y, t_z tương tự chế độ 1. Khi véctor điện áp đạt chế độ six-step, ta có công thức :

$$t_x = \frac{T_s}{2}, t_y = 0, t_z = 0, \quad 0 \leq \alpha \leq \pi/6$$

$$t_x = 0, t_y = \frac{T_s}{2}, t_z = 0, \quad \pi/6 \leq \alpha \leq \pi/3 \quad (11)$$

Khi chỉ số điều chế nằm giữa hai giá trị lớn nhất và nhỏ nhất, ta sử dụng phương pháp xấp xỉ tuyến tính để xác định t_x, t_y .

IV. KHẢO SÁT SỰ PHỤ THUỘC CỦA CHỈ SỐ ĐIỀU CHẾ M VÀO ĐỘ SAI LỆCH ĐIỆN ÁP ϵ

Khi có sự sai lệch điện áp trên các tụ DC, bán kính hình tròn nội tiếp, chu vi hình lục giác và bán kính đường tròn ngoại tiếp hình lục giác cũng giảm theo. Kết hợp với công thức tính chỉ số điều chế M khi chưa có sự lệch điện áp, ta có công thức liên hệ:

$$M' = M(1 - 2\epsilon) \text{ khi } \epsilon > 0$$

$$M' = M(2\epsilon + 1) \text{ khi } \epsilon < 0$$

Dưới đây là bảng giá trị chỉ số điều chế lớn nhất tương ứng với từng giá trị của ϵ

Bảng 3. Giá trị tối đa của tỷ số điều biên theo ϵ

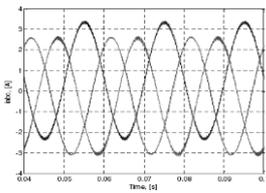
Giá trị M lớn nhất của mỗi vùng điều chế			
ϵ	Tuyến tính	Chế độ 1	Chế độ 2
0	0.9070	0.9520	1
0.01	0.8889	0.9329	0.98
0.05	0.8163	0.8568	0.9
0.1	0.7256	0.7616	0.8
0.2	0.5442	0.5712	0.6
0.3	0.3628	0.3808	0.4

Như vậy, tương ứng với mỗi giá trị độ lệch điện áp, chỉ số điều chế cho mỗi chế độ sẽ có một giới hạn khác nhau. Khi độ lệch điện áp càng lớn, chỉ số điều chế lớn nhất cũng giảm theo.

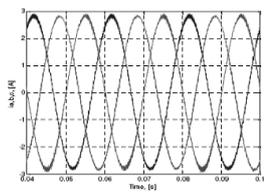
V. KẾT QUẢ MÔ PHỎNG

Sử dụng Matlab/Simulink mô phỏng bộ nghịch lưu B4 trong trường hợp mất cân bằng điện áp tụ DC. Các thông số mô phỏng: $V_{dc} = 300V$, $f=50Hz$, tần số đóng cắt khóa $f_{sw}=4.8kHz$, tải $R=20\Omega$, $L=40mH$.

Trường hợp 1: Trong vùng điều chế tuyến tính, $\epsilon=0.05$; $M = 0.7$.



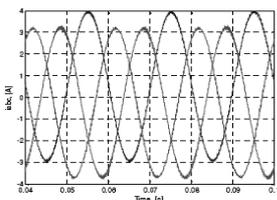
Hình 5. Giản đồ dòng pha tải - giải thuật truyền thống



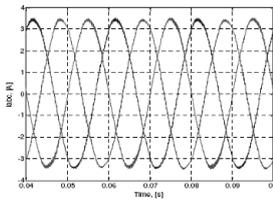
Hình 6. Giản đồ dòng pha tải theo giải thuật đề xuất

Nhận xét thấy xuất hiện thành phần DC sự mất cân bằng dòng điện xoay chiều ba pha tải (H.5). Với giải thuật đề xuất, sự cân bằng dòng tải được cải thiện (H.6)

Trường hợp 2: Cho vùng quá điều chế chế độ 1 $M=0.85$, $\epsilon=0.05$.



Hình 7. Giản đồ dòng pha tải - giải thuật truyền thống



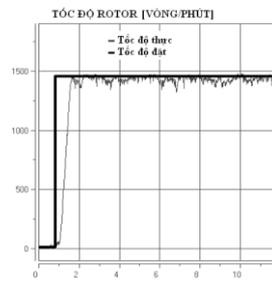
Hình 8. Giản đồ dòng pha tải - giải thuật đề xuất

Các giản đồ mô phỏng thu được minh chứng cho tính xác thực của giải thuật điều chế VTKG cải tiến (H7-8).

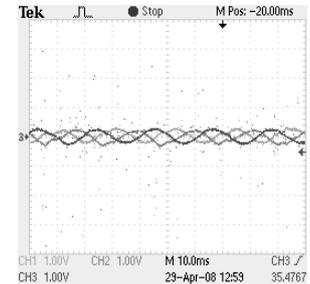
VI. KẾT QUẢ THỰC NGHIỆM

Tính khả thi của phương pháp ĐCVTKG đề xuất được kiểm chứng bằng thực nghiệm. Kỹ thuật ĐCVTKG đề xuất được lập trình trên Card DSP TMS320LF2407A xuất xung điều

khiển bộ B4 (4 IGBT FGPF120N40TU 1200V, 40A, mạch lái HCPL-3120) 3 pha ngõ ra của bộ B4 nối vào động cơ không đồng bộ ba pha với thông số như sau: $f=50Hz$, 380V, đấu Y, 1/2 HP, $\cos\phi = 0.81$, 1420 rpm. Tần số đóng cắt của IGBT là 5 kHz. Điện áp DC trên hai tụ 80V-100V. Thông số hai nhánh tụ 1550uF, 2800uF, $\epsilon = 0.05$. Hải cơ bản của điện áp cơ bản 50Hz. Hình 9 biểu diễn đáp ứng vận tốc động cơ được điều khiển theo phương pháp V/F vòng hở. Động cơ được cấp nguồn từ bộ biến tần B4 với giải thuật điều chế VTKG cải tiến. Hình 10 biểu diễn dòng ba pha cân bằng trên động cơ. Quan sát phổ của điện áp dây với $M=0.85$ (H.11,13,14)(Oscillo Tektronix) hải cơ bản của ba áp dây cân bằng. Kết quả thực nghiệm cho thấy với giải thuật điều chế VTKG cải tiến kết quả dòng, áp trên tải động cơ cân bằng khi điện áp trên hai tụ DC mất cân bằng.



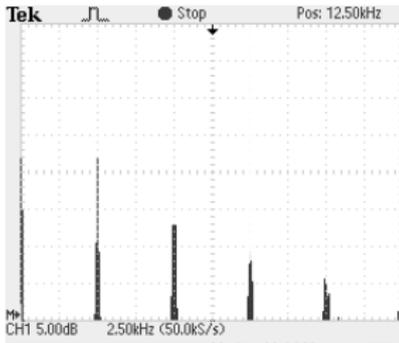
Hình 9. Giản đồ đáp ứng tốc độ động cơ



Hình 10. Giản đồ dòng ba pha .

KẾT LUẬN

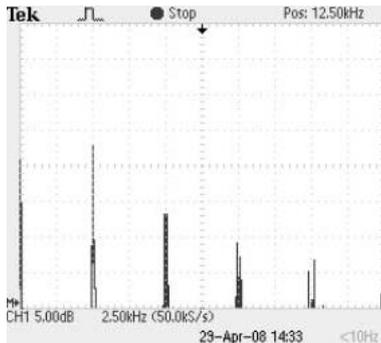
Bằng cách sử dụng các biến đổi toán học hợp lý, kỹ thuật điều chế độ rộng xung véc-tơ không gian cho bộ B4 khi áp trên tụ DC không cân bằng có thể được giải quyết dựa trên các véc-tơ cơ bản và kỹ thuật điều chế tương tự với bộ B6. Điều này làm cho việc tính toán ĐCVTKG cho bộ B4 được dễ dàng và các kết quả nghiên cứu cho bộ B6 cũng được áp dụng một cách hiệu quả ,ví dụ như ĐCVTKG cho vùng quá điều chế. Phương pháp ĐCVTKG cải tiến đã được mô phỏng và kiểm chứng bằng thực nghiệm có thể phục vụ cho việc thiết kế bộ biến tần giá thấp thực tế trong tương lai.



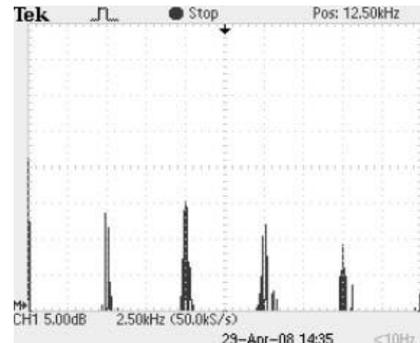
Hình 11. Phổ áp dây cấp cho stator V_{ac}



Hình 12. Điện áp trên tụ V_2 và điện áp trên cả hai tụ V_{dc}



Hình 13. Phổ điện áp dây V_{bc}



Hình 14. Phổ điện áp dây V_{ab}

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-fed inverter under different control options,” IEEE Trans. Ind.Appl., vol. IA-20, no. 2, pp. 309–320, Mar./Apr. 1984.
2. *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 P.E., Vol. 21, No. 6, Nov. 2006, pp 1618-1627.
3. *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..vol.IA-34, pp.326-332,1998.
4. *F. Blaabjerg, Dorin O. Neacsu, John K. Pedersen*; Adaptive SVM to Compensate DC-Link Voltage Ripple for Four-Switch Three- Phase VSI; IEEE Trans. on P.E., Vol. 14, No. 4, Jul. 1999, pp743-752.
5. *P.Q. Dzung, L.M. Phuong, P.Q. Vinh, N.M. Hoang,T.C. Binh*; New Space Vector Control Approach for Four Switch Three Phase Inverter (FSTPI); IEEE PEDS 2007, Bangkok, Thailand, Nov. 2007.

Địa chỉ liên hệ: Phan Quốc Dũng - Tel: 0903.657.486, email: pqdung@hcmut.edu.vn
 Lê Minh Phương - Tel: 0988.572.177, email: lmphuong@hcmut.edu.vn
 Lê Đình Khoa - Tel: 0918.350.527, email: ledinhkhoa@hcmut.edu.vn
 Bộ môn Cung cấp điện, Khoa Điện Điện tử
 Trường Đại học Bách khoa – ĐHQG Tp. Hồ Chí Minh