

Điều khiển công suất trực tiếp có cân bằng điện áp tụ điện bộ chỉnh lưu PWM ba pha ba bậc NPC

Direct Power Control Strategy to Balance Capacitor Voltages of PWM Three-Phase Three-Level NPC Rectifier

Đoàn Văn Môn, Nguyễn Xuân Bắc, Nguyễn Văn Nhờ
ĐH Bách khoa TP Hồ Chí Minh

Email: doianhmon@gmail.com, nxbac@hcmut.edu.vn, nvnhoh@hcmut.edu.vn

Abstract

In the paper, modelling and control algorithm to balance capacitor voltages of the PWM three-phase three-level neutral point clamped rectifier with direct power control method is presented. The instantaneous active and reactive power are analyzed in order to derive the switching table. The DPC model is simulated using MATLAB/Simulink software. The simulation results show that the control method has a good dynamic response of active and reactive power. The line current waveforms are sinusoidal and low-distorted while the input unity power factor (UPF) is maintained. In addition, the DC bus voltage is controlled and the voltages across the two capacitors are balanced. Theoretical analysis is demonstrated through simulation and empirical results.

Keywords

Direct power control, neutral point clamped, PWM, unity power factor

Tóm tắt¹

Bài báo trình bày mô hình hóa và điều khiển cân bằng điện áp tụ điện bộ chỉnh lưu diode kẹp 3 pha 3 bậc điều chế độ rộng xung với phương pháp điều khiển công suất trực tiếp. Các phân tích về công suất tác dụng và công suất phản kháng tức thời được thực hiện để thiết lập bảng chuyển mạch. Mô hình điều khiển công suất trực tiếp được mô phỏng bằng phần mềm MATLAB/Simulink. Các kết quả mô phỏng đã cho thấy rằng phương pháp điều khiển đáp ứng tốt quá trình quá độ của công suất. Dòng điện ngõ vào có dạng hình sin và độ méo dạng thấp trong khi hệ số công suất nguồn cũng luôn đạt được trên 0,99. Ngoài ra, điện áp một chiều luôn được kiểm soát theo yêu cầu và điện áp trên hai tụ điện luôn duy trì cân bằng. Phân tích lý thuyết sẽ được chứng minh thông qua các kết quả mô phỏng và thực nghiệm.

Ký hiệu

Ký hiệu	Ý nghĩa
e_a, e_b, e_c	Điện áp nguồn ba pha
i_a, i_b, i_c	Dòng điện nguồn ba pha
p, q	Công suất tác dụng, công suất phản kháng

Chữ viết tắt

PWM	Pulse Width Modulation
DPC	Direct Power Control
NPC	Neutral Point Clamped

THD	Total Harmonic Distortion
BCL	Bộ chỉnh lưu

1. Giới thiệu

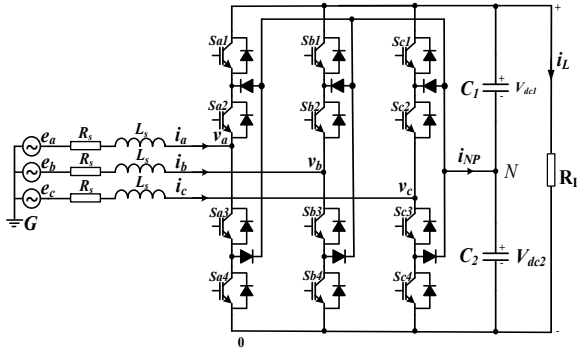
Trong những năm gần đây, những bộ biến đổi điện năng AC/DC đã và đang phát triển mạnh mẽ và có vai trò ngày càng quan trọng trong các lĩnh vực ứng dụng khác nhau trong công nghiệp như ứng dụng làm bộ nguồn cho điện cơ (Động cơ điện DC), cải thiện hệ số công suất nguồn, bộ nguồn cung cấp cho các bộ nghịch lưu v.v... Trong đó, bộ chỉnh lưu diode truyền thống được sử dụng rộng rãi vì những ưu điểm như: Cấu trúc đơn giản, giá thành thấp và độ tin cậy cao. Tuy nhiên, nhược điểm của nó là hệ số công suất thấp và thành phần hài THD của dòng điện ngõ vào cao. Vì thế, để cải thiện những khuyết điểm đó thì bộ chỉnh lưu diode trên luôn đòi hỏi phải kèm theo bộ lọc LC (gồm cuộn dây L và tụ điện C) để giảm sóng hài của dòng điện và nâng cao hệ số công suất. Tuy nhiên, bộ lọc LC lại rất dễ bị hư hỏng do sự biến đổi tần số ngõ vào và khả năng đáp ứng quá độ của bộ lọc không cao.

Từ những khuyết điểm của bộ chỉnh lưu truyền thống nói trên, một số nghiên cứu về bộ chỉnh lưu độ rộng xung PWM đã được công bố [1-10]. Một trong số những bộ chỉnh lưu PWM là bộ chỉnh lưu 3 pha 3 bậc NPC [9-10] với ưu điểm là nâng cao hệ số công suất, giảm sóng hài dòng điện ngõ vào. Kỹ thuật điều khiển bộ chỉnh lưu được quan tâm là kỹ thuật điều khiển công suất tức thời trực tiếp thông qua việc lập bảng các trạng thái các vector để điều khiển đóng ngắt các khóa bán dẫn. Khả năng lựa chọn trạng thái đóng ngắt linh hoạt có thể làm tăng cường các tính năng xác lập và các tính chất điện của thiết bị như dòng điện dạng sin, hệ số méo dạng thấp, nâng cao hệ số công suất ngõ vào.

¹ Phiên bản nâng cao của báo cáo mã số 65, tham dự “Hội nghị - Triển lãm quốc tế lần thứ 5 về Điều khiển và Tự động hóa VCCA-2019” diễn ra tại Hà Nội trong 2 ngày 06-07/09/2019; *Phân biệt*: Đoàn Quang Vinh, Nguyễn Phùng Quang.

Bài báo đề cập đến việc xây dựng mô hình điều khiển bộ chỉnh lưu 3 bậc NPC thông qua kỹ thuật điều khiển công suất trực tiếp với mục đích: (a) Nâng cao chất lượng dòng điện nguồn; (b) Nâng cao hệ số công suất; (c) Cân bằng điện áp tụ điện mạch DC.

Các phân tích lý thuyết đã được kiểm chứng qua các kết quả mô phỏng bằng phần mềm MATLAB/Simulink và kết quả thực nghiệm trên mô hình bộ chỉnh lưu 3 bậc NPC điều khiển bằng kit DSP TMS320F28335 của hãng Texas Instruments.



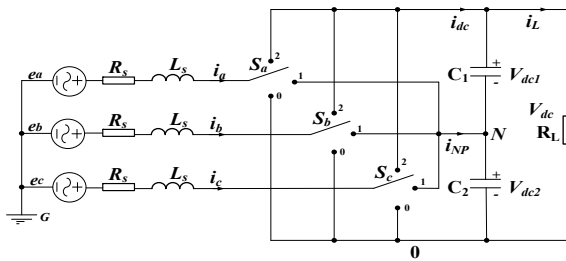
H.1 Cấu hình bộ chỉnh lưu 3 bậc NPC

2. Kỹ thuật DPC cho bộ chỉnh lưu 3 bậc NPC

2.1 Mô hình toán bộ chỉnh lưu 3 bậc NPC

Sơ đồ cấu trúc bộ chỉnh lưu 3 bậc NPC được mô tả như hình H. 1. Trong đó bao gồm có 12 khóa bán dẫn IGBT và 6 diode kẹp, mỗi pha gồm 4 khóa ghép song song với 2 diode kẹp. Bộ chỉnh lưu được cấp bởi nguồn điện là hệ thống nguồn xoay chiều 3 pha (e_a, e_b, e_c). Các thành phần điện trở R_s và điện kháng L_s được nối với nguồn 3 pha có vai trò là bộ lọc ngõ vào. Ngõ ra bộ chỉnh lưu gồm có 2 tụ điện được ghép nối tiếp và điện trở tải R_L .

Từ sơ đồ hình H. 1 bộ chỉnh lưu 3 bậc NPC, thay các khóa bán dẫn bằng các công tắc chuyển mạch ta có sơ đồ tương đương như hình H. 2.



H.2 Sơ đồ tương đương bộ chỉnh lưu 3 bậc NPC

Để tránh trùng dẫn gây ra ngắn mạch trong quá trình hoạt động, quy tắc kích đóng ngắt đối nghịch qui định như sau: Tại một thời điểm, các khóa đối nghịch không được kích đóng đồng thời mà chỉ 1 khóa được kích đóng và khóa kia kích ngắt theo điều kiện:

$$\begin{cases} S_{x1} + S_{x3} = 1 \\ S_{x2} + S_{x4} = 1 \end{cases} \quad (1)$$

Các trạng thái các khóa trong các pha được qui định:

$$S_x = \begin{cases} 2 : S_{x1}, S_{x2} \rightarrow on, S_{x3}, S_{x4} \rightarrow off \\ 1 : S_{x2}, S_{x3} \rightarrow on, S_{x1}, S_{x4} \rightarrow off \\ 0 : S_{x3}, S_{x4} \rightarrow on, S_{x1}, S_{x2} \rightarrow off \end{cases} \quad (2)$$

Trong đó S_{xi} ($i=1,2,3,4$) là các khóa đóng ngắt pha $x(x=a,b,c)$. S_x là trạng thái của pha x

Trạng thái 0 nghĩa là pha đó được kết nối với cực âm (-) mạch DC. Trạng thái 1 nghĩa là pha đó được kết nối với điểm trung tính N- điểm giữa của 2 tụ điện và trạng thái 2 nghĩa là pha đó được kết nối với cực dương (+) mạch DC.

Giả sử nguồn đầu vào bộ chỉnh lưu là hệ thống nguồn 3 pha cân bằng ta có:

$$\begin{cases} e_a = E_1 \sqrt{2} \cdot \cos \theta \\ e_b = E_1 \sqrt{2} \cdot \cos(\theta - 120^\circ) \\ e_c = E_1 \sqrt{2} \cdot \cos(\theta + 120^\circ) \end{cases} \quad (3)$$

Với các điều kiện cân bằng:

$$\begin{cases} e_a + e_b + e_c = 0 \\ i_a + i_b + i_c = 0 \end{cases} \quad (4)$$

Trong đó e_x là điện áp nguồn ($x=a, b, c$); E_1 : Trị hiệu dụng điện áp nguồn; θ : Tần số góc ban đầu. i_x : Dòng điện nguồn.

Theo định luật Kirchhoff, phương trình điện áp trong mạch được tính như sau:

$$\begin{cases} e_a = L_s \frac{di_a}{dt} + R_s i_a + v_a \\ e_b = L_s \frac{di_b}{dt} + R_s i_b + v_b \\ e_c = L_s \frac{di_c}{dt} + R_s i_c + v_c \end{cases} \quad (5)$$

Theo hệ $d-q$

$$\begin{cases} e_d = L_s \frac{di_d}{dt} + R_s i_d + v_d \\ e_q = L_s \frac{di_q}{dt} + R_s i_q + v_q \end{cases} \quad (6)$$

Từ (6) chuyển về ta có:

$$\begin{cases} L_s \frac{di_d}{dt} = v_d - R_s i_d - e_d \\ L_s \frac{di_q}{dt} = v_q - R_s i_q - e_q \end{cases} \quad (7)$$

Công suất trong mạch được xác định:

$$s = p + jq \quad (8)$$

(p : Công suất tác dụng; q : Công suất phản kháng) khi đó:

$$\begin{cases} p = e_d i_d + e_q i_q \\ q = e_q i_d - e_d i_q \end{cases} \quad (9)$$

Để hệ số công suất đạt 1 ta đặt đại lượng $e_q = 0$, phương trình (9) có thể viết lại như sau:

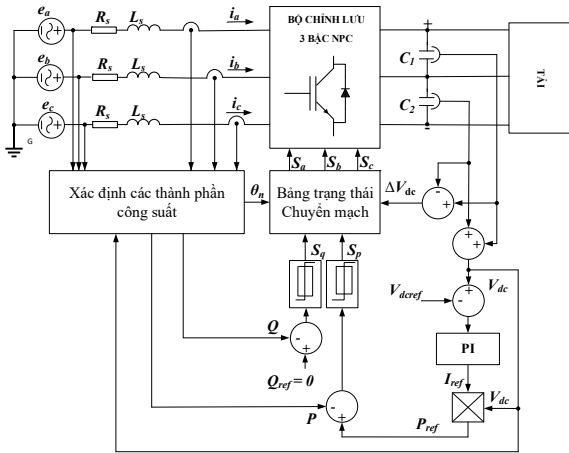
$$\begin{cases} p = e_d i_d \\ q = -e_d i_q \end{cases} \quad (10)$$

Và sự biến thiên công suất được xác định theo phương trình:

$$\begin{cases} \frac{dp}{dt} = e_d \cdot \frac{di_d}{dt} \\ \frac{dq}{dt} = -e_d \cdot \frac{di_q}{dt} \end{cases} \quad (11)$$

2.2 Sơ đồ khối điều khiển DPC

Trong hình H. 3 là sơ đồ nguyên lý điều khiển bộ chỉnh lưu 3 pha theo phương pháp DPC.



H. 3 Sơ đồ điều khiển DPC bộ chỉnh lưu 3 bậc NPC

Trong sơ đồ trên, tín hiệu hồi tiếp điện áp V_{dc} được so sánh với điện áp yêu cầu V_{dcref} , sai số của điện áp $V_{dcref} - V_{dc}$ dùng làm tín hiệu ngõ vào khâu điều khiển PI. Công suất tác dụng P_{ref} được điều chỉnh để duy trì điện áp V_{dc} luôn ổn định qua ngõ ra khâu điều khiển PI, công suất phản kháng Q_{ref} được đặt bằng 0 để điều khiển hệ số công suất ngõ vào bằng 1. Tín hiệu S_p và S_q xác định dựa vào phạm vi điều khiển dùng Hysteresis cùng với các sai số công suất tác dụng ($P_{ref} - P$) và công suất phản kháng ($Q_{ref} - Q$). Kết hợp giữa tín hiệu S_p và S_q với góc θ_n để xác định trạng thái chuyển mạch của bộ chỉnh lưu.

2.3 Thiết lập bảng trạng thái

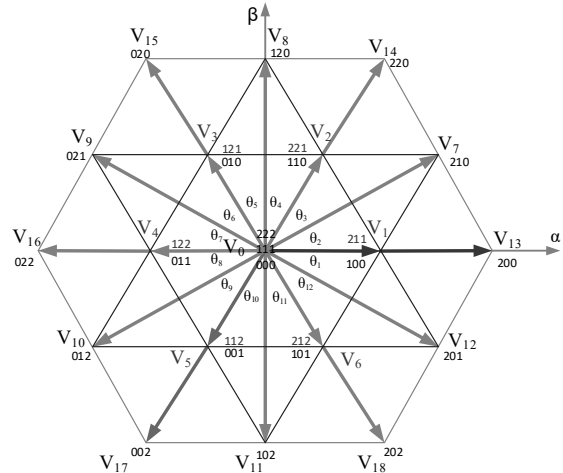
Theo giản đồ vector không gian, điện áp nguồn được chia thành 12 sector như hình H. 4.

Các sector được xác định theo công thức:

$$(n-1)\frac{\pi}{6} \leq \theta_n \leq (n+1)\frac{\pi}{6} \quad (12)$$

Trong đó, $n = 1, 2, \dots, 12$.

Theo hình H. 4 ta thấy tổng cộng có 27 vector điện áp, trong đó có vector sẽ có các trạng thái khác nhau chẳng hạn như các vector không và các vector nhỏ. Trong 27 vector thì bao gồm có 3 vector không tại tâm của giản đồ vector không gian, 6 cặp vector nhỏ tại 6 đỉnh của hình lục giác nhỏ, 6 vector trung bình tại trung điểm của các cạnh lục giác lớn và 6 vector lớn tại đỉnh của hình lục giác lớn.



H. 4 Sơ đồ vector không gian

Để xác định mức độ ảnh hưởng của các vector điện áp đối với công suất tác dụng và công suất phản kháng của bộ chỉnh lưu ta xét trong giản đồ vector không gian như sau:

Giả sử gọi U_s là vector điện áp nguồn (source voltage vector), U_r là vector điện áp chỉnh lưu (switching vector), như hình H. 5.

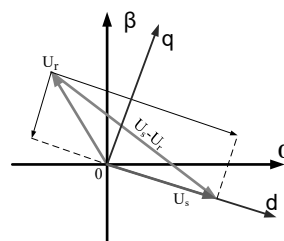
Từ (5) ta suy ra:

$$L_s \frac{di}{dt} = U_s - R_s i - U_r \quad (13)$$

Giả sử R_s là rất nhỏ, không đáng kể, ta có:

$$L_s \frac{di}{dt} = U_s - U_r \quad (14)$$

Khi đó, độ dài hình chiếu của vector $U_s - U_r$ theo phương ngang của vector U_s quyết định sự biến thiên của công suất tác dụng. Độ dài hình chiếu của vector $U_s - U_r$ theo phương dọc của vector U_r quyết định sự biến thiên của công suất phản kháng.



H. 5 Hình minh họa ảnh hưởng của các vector chỉnh lưu

Từ đó ta xác định được độ biến thiên công suất:

$$\begin{cases} \Delta p = U_s \cdot \Delta i_d \\ \Delta q = -U_s \cdot \Delta i_q \end{cases} \quad (15)$$

Từ đây ta có thể xác định được mức độ ảnh hưởng đến sự tăng, giảm công suất xét trong 1 sector của các vector điện áp như trong bảng B. 1.

B.1 Sự ảnh hưởng tăng, giảm công suất của các vector điện áp trong sector 1

Vector điện áp	Sector 1	
	p	q
V_1	+	+
V_2	+	+
V_3	++	+
V_4	++	-
V_5	+	-
V_6	+	-
V_7	+	+
V_8	++	++
V_9	+++	+
V_{10}	++	-
V_{11}	+	--
V_{12}	-	-
V_{13}	-	+
V_{14}	+	++
V_{15}	+++	+
V_{16}	+++	-
V_{17}	+	--
V_{18}	-	-
V_0	+	0

B.2 Bảng tổng hợp trạng thái vector điều khiển công suất trực tiếp bộ chỉnh lưu 3 pha 3 bậc NPC

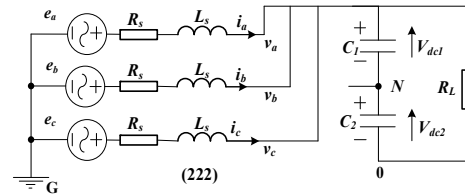
S_p	1	1	0	0
S_q	1	0	1	0
Sector 1	V_1	V_6	V_{13}	V_{12}
Sector 2	V_2	V_1	V_7	V_{13}
Sector 3	V_2	V_1	V_{14}	V_7
Sector 4	V_3	V_2	V_8	V_{14}
Sector 5	V_3	V_2	V_{15}	V_8
Sector 6	V_4	V_3	V_9	V_{15}
Sector 7	V_4	V_3	V_{16}	V_9
Sector 8	V_5	V_4	V_{10}	V_{16}
Sector 9	V_5	V_4	V_{17}	V_{10}
Sector 10	V_6	V_5	V_{11}	V_{17}
Sector 11	V_6	V_5	V_{18}	V_{11}
Sector 12	V_1	V_6	V_{12}	V_{18}

Trong bảng B. 1, ký hiệu (+) có nghĩa là hướng tăng công suất, càng nhiều (+) thì mức tăng công suất càng nhanh. Tương tự, ký hiệu (-) có nghĩa là hướng giảm công suất, càng nhiều (-) thì mức giảm công suất càng nhanh. Ký hiệu (0) có nghĩa là mức tăng, giảm công suất rất ít và không xác định rõ chiều tăng hay giảm.

2.4 Cân bằng điện áp tụ điện bộ chỉnh lưu 3 bậc NPC

Từ giản đồ vector không gian hình H. 4, các trạng thái các vector trong không gian có thể biểu diễn cơ bản bằng các sơ đồ mạch như hình sau:

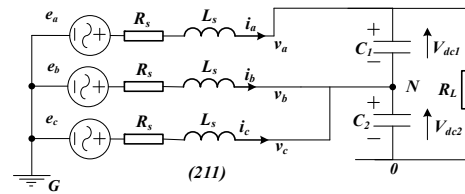
- Trạng thái vector không



H. 6 Sơ đồ mạch trạng thái(222)

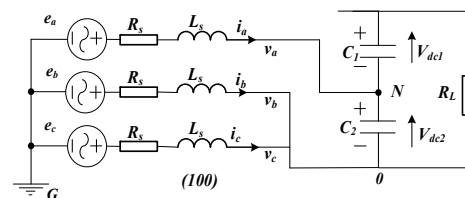
Trường hợp này thì tụ C_1 và tụ C_2 đều xả năng lượng. Dòng trung tính (neutral point current) bằng không ($i_{NP} = 0$) nên không ảnh hưởng đến sự mất cân bằng điện áp trên 2 tụ.

- Trạng thái vector nhỏ



H. 7 Sơ đồ mạch trạng thái (211)

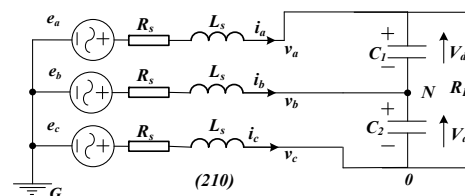
Trường hợp này thì tụ C_2 xả và tụ C_1 nạp năng lượng.



H. 8 Sơ đồ mạch trạng thái (100)

Trường hợp này thì C_1 xả và C_2 nạp năng lượng. Dòng trung tính trong mạch hình H. 7 và hình H. 8 khác không ($i_{NP} \neq 0$). Do đó, trường hợp này sẽ ảnh hưởng trực tiếp đến sự mất cân bằng điện áp trên 2 tụ.

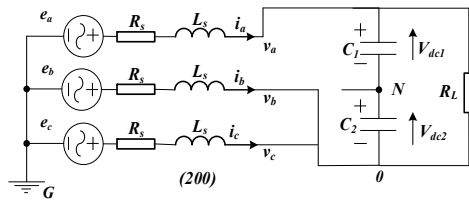
- Trạng thái vector trung bình



H. 9 Sơ đồ mạch trạng thái (210)

Trường hợp này thì tụ C_1 và tụ C_2 đều nạp năng lượng.

• *Trạng thái vector lớn*

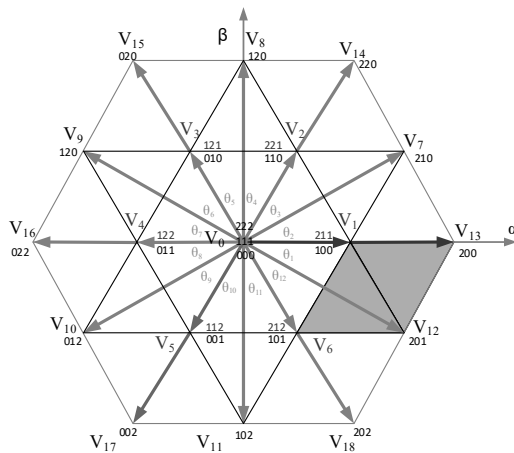


H. 10 Sơ đồ mạch trạng thái (200)

Trường hợp này thì tụ C_1 và tụ C_2 đều nạp năng lượng. Dòng trung tính (neutral point current) bằng không ($i_{NP} = 0$) nên không ảnh hưởng đến sự mất cân bằng điện áp trên 2 tụ.

Từ hình H. 6 đến hình H. 10 ta xét thấy trường hợp nạp và xả tụ điện C_1, C_2 sẽ gây mất cân bằng điện áp mạch DC và phụ thuộc vào trạng thái các vector điện áp. Theo giản đồ vector không gian thì tại các trạng thái vector không (V_0) và trạng thái vector lớn ($V_{13}, V_{14}, V_{15}, V_{16}, V_{17}, V_{18}$) sẽ không ảnh hưởng tới tình trạng mất cân bằng điện áp. Còn các vector nhỏ ($V_1, V_2, V_3, V_4, V_5, V_6$) sẽ có 2 trường hợp xảy ra:

- + Một là sơ đồ kết nối với tụ C_1 (hình H. 7), lúc đó C_1 được nạp, dòng điện i_{NP} (neutral point current) sẽ có chiều đi ra từ điểm N ; Điện áp trên tụ C_1 có hướng tăng lên, trong khi đó tụ C_2 xả năng lượng thì điện áp có hướng giảm xuống.



H. 11 Vùng lựa chọn vector trong sector 1

Hai là sơ đồ kết nối với tụ C_2 (hình H. 8), lúc đó tụ C_2 được nạp, dòng điện i_{NP} sẽ có chiều đi vào điểm N . Điện áp trên tụ C_2 có hướng tăng lên, trong khi đó tụ C_1 xả năng lượng thì điện áp có hướng giảm xuống. Sự đổi chiều dòng điện sẽ ảnh hưởng đến sự cân bằng điện áp trên 2 tụ điện. Ta định nghĩa độ lệch điện áp tụ là:

$$\Delta V = V_{dc1} - V_{dc2} \quad (16)$$

Ngoài ra, các vector trung bình ($V_7, V_8, V_9, V_{10}, V_{11}, V_{12}$) cũng có thể gây ra sự mất cân bằng điện áp trên 2 tụ, lúc đó dòng điện i_{NP} khác 0, trong trường hợp này ta không thể thay đổi được.

Đặt điều kiện cho sự chênh lệch điện áp trên 2 tụ điện khi xét ta có:

$$\Delta V = \begin{cases} 1 \leftrightarrow V_{dc1} \geq V_{dc2} \\ 0 \leftrightarrow V_{dc1} < V_{dc2} \end{cases} \quad (17)$$

Từ (13) đến (17) và kết hợp với bảng B.1 ta thiết lập được bảng trạng thái đóng ngắt đầy đủ (bảng B. 3) cho bộ chỉnh lưu theo phương pháp điều khiển công suất trực tiếp và có xét tới khả năng cân bằng điện áp các trên các tụ điện.

B.3 Bảng tổng hợp các vector cho bộ chỉnh lưu 3 bậc NPC

S_p	1		0		0	
S_q	0		1		0	
ΔV	1	0	1	0		
Sector 212	212	101	211	100	201	200
Sector 211	211	100	221	110	200	210
Sector 210	210	100	221	110	210	220
Sector 221	221	110	121	010	220	120
Sector 220	220	110	121	010	120	020
Sector 121	121	010	122	011	020	021
Sector 120	120	010	122	011	021	022
Sector 011	011	112	001	022	012	012
Sector 010	010	112	001	012	002	002
Sector 101	101	001	212	101	002	102
Sector 100	100	001	212	101	102	202
Sector 201	201	212	101	100	202	201

3. Kết quả mô phỏng và thực nghiệm

3.1. Kết quả mô phỏng

Để đánh giá phương pháp đã đề xuất trên, mô hình mô phỏng được thực hiện trên phần mềm mô phỏng MATLAB/Simulink. Thông số mô phỏng theo bảng B. 4.

B.4 Thông số mô phỏng

Nguồn AC	220V; 50Hz
Áp DC	700V
$C_1=C_2$	4700uF
R_s và L_s	$R_s = 0.2\Omega; L_s = 10mH$
Tải R	$R = 50\Omega; R = 100\Omega; R = 150\Omega$

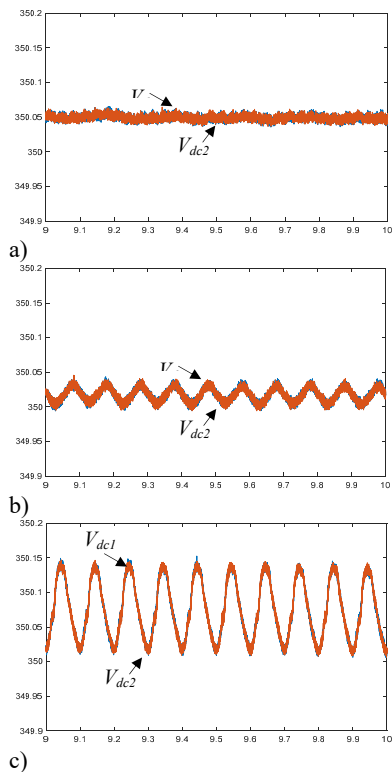
Trường hợp khảo sát trong điều kiện nguồn khác nhau ở trạng thái xác lập với các thông số liệt kê trong bảng B. 5.

B.5 Thông số mô phỏng với điều kiện nguồn khác nhau

Đại lượng	Trường hợp 1	Trường hợp 2	Trường hợp 3
Nguồn AC[V]	220	220-198-242	220-198-242
Áp DC[V]	700	700	700
$C_1=C_2$ [uF]	4700	4700	4700
R_s [Ω] và L_s [H]	2 và 0.01	2 và 0.01	2 và 0.01 2 và 0.02 2 và 0.03
Tải R[Ω]	150	150	150

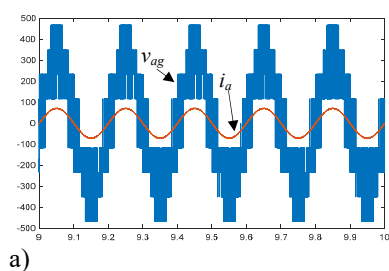
- Trường hợp 1: Khảo sát hệ thống với điện áp hiệu dụng nguồn 3 pha cân bằng ($v_a = v_b = v_c = 220VAC$). Tải $R = 150 \Omega$ không đổi;
- Trường hợp 2: Khảo sát hệ thống với điện áp hiệu dụng nguồn 3 pha không cân bằng. Độ lệch giữa các pha $>10\%$ ($v_a = 220VAC$; $v_b = 198VAC$; $v_c = 242VAC$). Tải $R = 150 \Omega$ không đổi;
- Trường hợp 3: Khảo sát hệ thống với điện áp hiệu dụng nguồn 3 pha không cân bằng. Độ lệch giữa các pha $>10\%$ ($v_a = 220VAC$; $v_b = 198VAC$; $v_c = 242VAC$) và cuộn kháng nguồn không cân bằng: ($L_a = 10mH$; $L_b = 20mH$, $L_c = 30mH$). Tải $R = 150 \Omega$ không đổi;

Trong các hình H. 12 - H. 17, điện áp trên 2 tụ điện luôn luôn được duy trì bằng điện áp yêu cầu và cân bằng trong các trường hợp: Điện áp nguồn cân bằng (a), Điện áp nguồn không cân bằng (b) và điện áp nguồn cùng điện kháng nguồn không cân bằng (c).

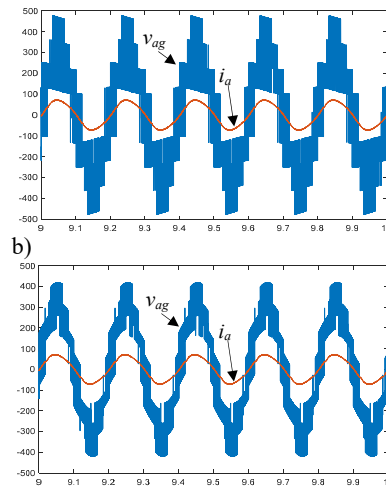


H. 12 Điện áp trên 2 tụ DC

Trong hình H. 12, dạng sóng điện áp trên 2 tụ bị ảnh hưởng bởi sự mất cân bằng của nguồn nhưng vẫn duy trì sự bằng nhau.

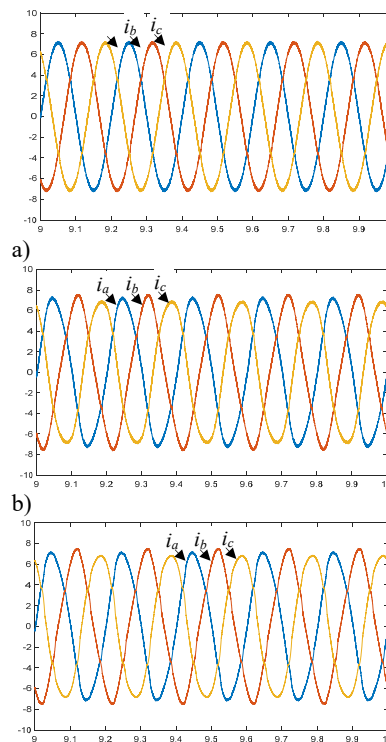


a)



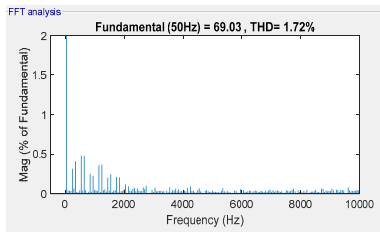
H. 13 Điện áp pha và dòng điện nguồn AC

Hình H. 13 cho thấy với các trường hợp điều kiện nguồn thay đổi thì dòng điện và điện áp pha của nguồn vẫn cùng pha nhau, điều này cho thấy hệ số công suất luôn được đảm bảo.

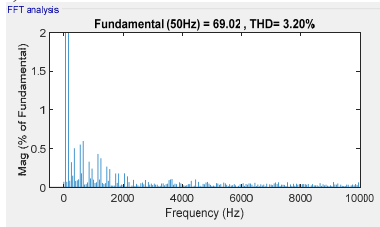


H. 14 Dòng điện 3 pha nguồn AC

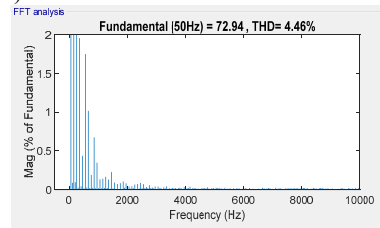
Dòng điện trên 3 pha nguồn bị méo dạng ảnh hưởng từ sự mất cân bằng điện áp nguồn, và mất cân bằng điện kháng nguồn.



a)



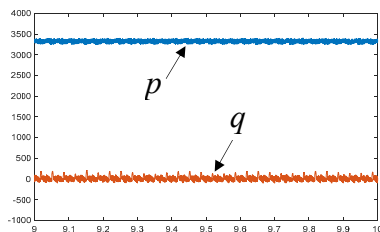
b)



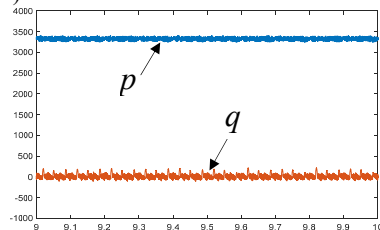
c)

H. 15 Phân tích phổ hài (THD) dòng điện nguồn với pha có THD cao nhất trong trường hợp nguồn không cân bằng

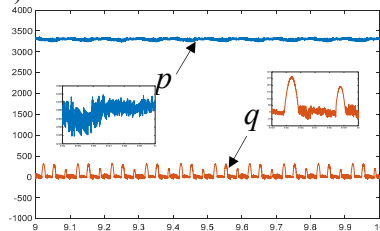
Do ảnh hưởng từ sự mất cân bằng mà dẫn đến chất của dòng điện cũng bị ảnh hưởng qua chỉ số hài THD.



a)



b)

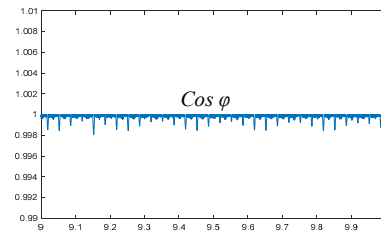


c)

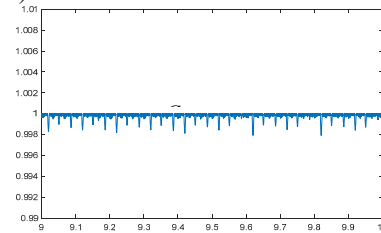
H. 16 Công suất tác dụng và công suất phản kháng

Trong hình H. 16 cho thấy công suất tác dụng và công suất phản kháng được duy trì ổn định. Trường

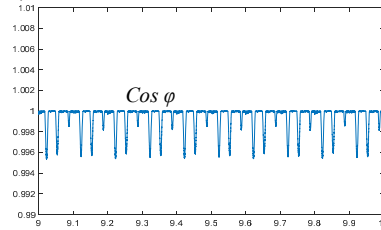
hợp nguồn với điện áp và trở kháng không cân bằng (c) có làm ảnh hưởng đến công suất, công suất tác dụng dao động xung quanh giá trị yêu cầu (dao động < 120W), và công suất phản kháng cũng bị ảnh hưởng (dao động < 250VAR).



a)



b)



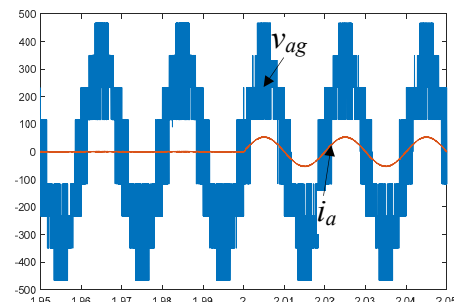
c)

H. 17 Hệ số công suất

Trong hình H. 17 cho thấy hệ số công suất luôn đạt được gần bằng 1 trong cả 3 trường hợp khảo sát khác nhau. Hình (c) hệ số công suất giảm, nhưng không đáng kể, vẫn đạt được trên 0.99.

Mặc dù nguồn mất cân bằng nhưng chất lượng dòng ngõ vào vẫn đạt yêu cầu (THD < 5%), trong khi ổn định áp DC ngõ ra (dao động < 1V), điện áp trên 2 tụ điện cân bằng (sai số không đáng kể) và duy trì hệ số công suất ngõ vào cao (>0.995).

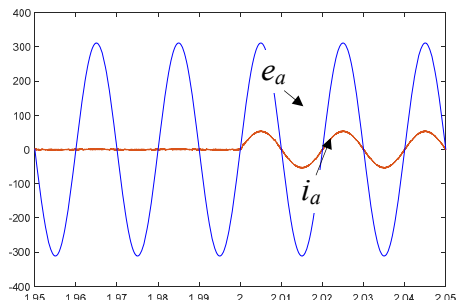
Kết quả khảo sát quá trình quá độ của hệ thống bằng cách thay đổi tải trong điều kiện nguồn cân bằng.



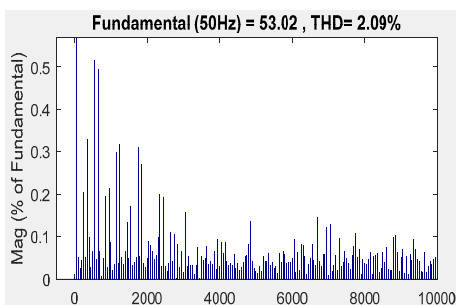
H. 18 Điện áp pha và dòng điện ngõ vào

Trong hình H. 18 mô tả dạng sóng điện áp và dòng điện ngõ vào bộ chỉnh lưu khi không tải và có tải với điện trở $R = 250 \Omega$; tương tự, hình H. 19 mô tả dạng

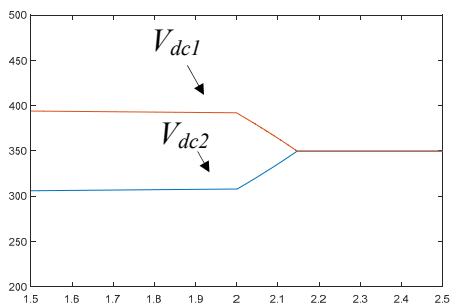
sóng điện áp nguồn và dòng điện nguồn khi không tải và có tải. Trong hình H. 20 là kết quả phân tích phổ và độ méo dạng (THD) dòng điện nguồn là 2.09%.



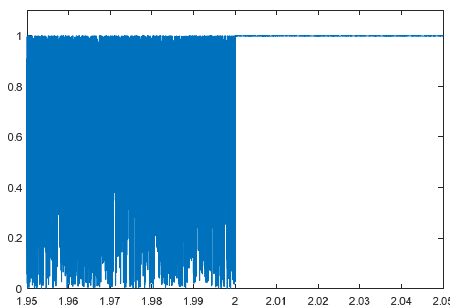
H. 19 Điện áp và dòng điện nguồn



H. 20 Phân tích phổ dòng điện i_a



a)

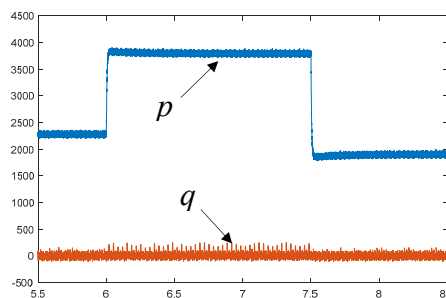


b)

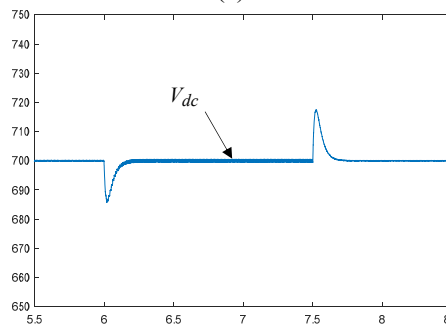
H. 21 Dạng sóng điện áp trên 2 tụ điện C_1 và C_2 (a); Hệ số công suất (b)

Trong hình H. 21a) mô tả các điện áp trên tụ điện khi chuyển từ chế độ không cân bằng sang chế độ cân bằng điện áp. Hình H. 21b) mô tả hệ số công suất nguồn khi không tải và có tải.

Hình H. 22(a,b) mô tả sự đáp ứng quá độ của công suất tác dụng và điện áp DC khi thay đổi tải $R = 150 \Omega$; $R = 300\Omega$; $R = 250\Omega$; tại các thời điểm [0-6s], [6-7.5s], và [7.5-8.5s].



(a)



(b)

H. 22 Công suất tác dụng và công suất phản kháng (a); Điện áp DC (b)

Qua các kết quả trên ta có thể thấy được là sự đáp ứng tốt của công suất tác dụng cũng như điện áp DC khi thay đổi các giá trị tải khác nhau. Trong khi đó, công suất phản kháng luôn luôn duy trì giá trị bằng 0, điều đó chứng tỏ rằng hệ số công suất luôn được duy trì bằng 1 trong các trường hợp có thay đổi tải.

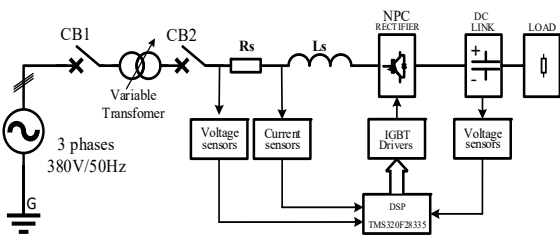
3.2. Kết quả thực nghiệm

Mô hình thực nghiệm được xây dựng để chứng minh cho kỹ thuật điều khiển bộ chỉnh lưu 3 bậc NPC. Các thông số như bảng B. 6. Hình H. 23 mô tả sơ đồ mạch thí nghiệm bộ chỉnh lưu 3 pha 3 bậc NPC. Hình H. 24 là hình ảnh mô hình thí nghiệm thực tế bộ nghịch lưu 3 pha 3 bậc NPC trong thí nghiệm.

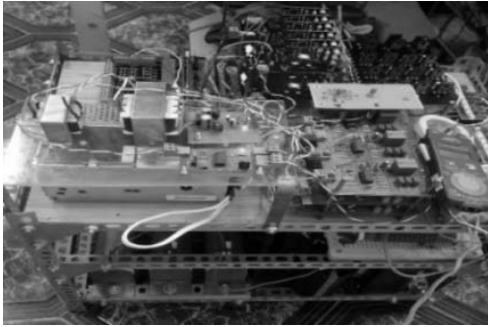
B.6 Thông số thực nghiệm

Nguồn AC	75V; 50Hz
Áp DC	240V
$C_1=C_2$	4700uF
R_s và L_s	$R_s = 0.2 \Omega$; $L_s = 10mH$;
Tải R	$R = 250 \Omega$;

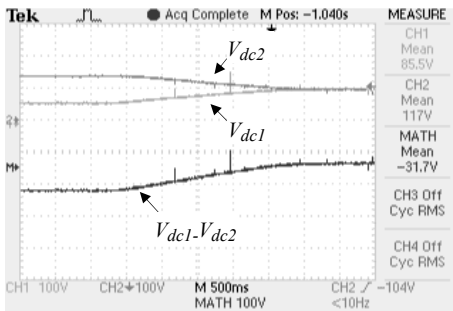
Nguồn cung cấp là biến áp 3 pha có thể điều chỉnh điện áp (0 - 250V), các khóa đóng ngắt là linh kiện IGBT, tải thuần trở R , bộ điều khiển dùng chip DSP TMS320F28335.



H. 23 Sơ đồ mạch thực nghiệm

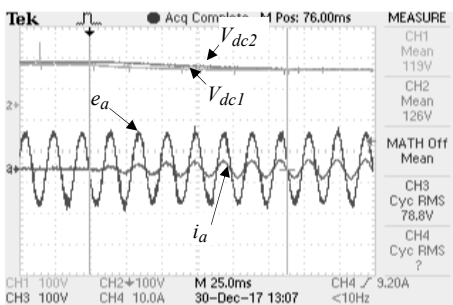


H. 24 Hình ảnh thực nghiệm

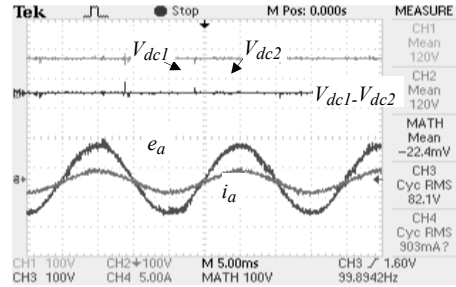


H. 25 Điện áp 2 tụ điện; Độ lệch điện áp trước và sau khi điều khiển cân bằng áp tụ

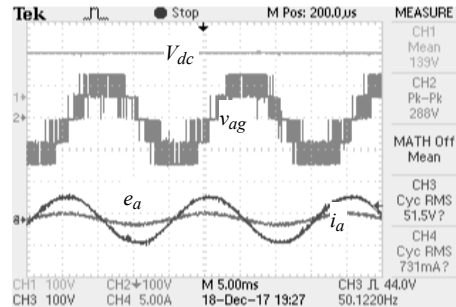
Trong hình H. 25 mô tả kết quả điện áp DC, điện áp và dòng điện nguồn thực nghiệm bộ chỉnh lưu 3 pha 3 bậc NPC từ trạng thái không tải sang trạng thái có tải, khả năng đáp ứng quá độ lên khi đạt ổn định cân bằng điện áp tụ điện trong khoảng 130ms (hình H. 26).



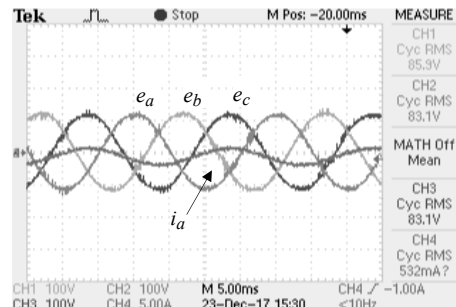
H. 26 Điện áp trên 2 tụ điện; Điện áp và dòng điện nguồn trạng thái không tải sang có tải



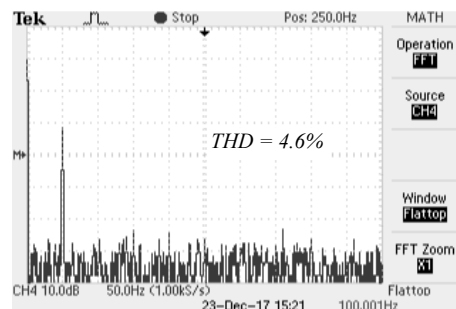
H. 27 Điện áp 2 tụ điện; Độ lệch điện áp; Điện áp pha và dòng điện nguồn



H. 28 Điện áp DC; Điện áp ngõ vào; Điện áp và dòng điện nguồn



a)



b)

H. 29 Phân tích phổ dòng điện nguồn ia

Trong hình H. 27 mô tả dạng sóng điện áp DC, sóng điện áp và dòng điện lưới nguồn ở trạng thái ổn định, sai số điện áp trên 2 tụ khoảng 0.224mV. Điện áp và dòng điện nguồn gần như cùng pha, do đó hệ số công suất nguồn đạt được gần 1. Hình H. 29a) cho biết dòng điện 3 pha nguồn có dạng hình sin. Hình H. 29b) cho biết dạng phổ của dòng điện và THD là 4.6%.

4. Kết luận

Bài báo đã mô tả lý thuyết cơ bản kỹ thuật điều khiển công suất trực tiếp bộ chỉnh lưu 3 bậc NPC và phân tích chi tiết thiết lập bảng vector chuyển mạch, phương pháp lựa chọn các vector chuyển mạch để cân bằng điện áp trên 2 tụ điện.

Với các kết quả mô phỏng và kết quả thực nghiệm đã chứng minh khả năng cân bằng điện áp trên tụ điện được duy trì, hệ số công suất được nâng cao gần bằng 1. Chất lượng dòng điện ngõ vào có dạng sin và chỉ số phân tích sóng hài thấp. Các kết quả trên cũng chứng minh được rằng đối với các điều kiện khác nhau của tải, các điều kiện khác nhau của nguồn điện thì hệ thống vẫn đảm bảo và đạt các tiêu chí đề ra.

Lời cảm ơn

Nghiên cứu được tài trợ bởi Đại học Quốc gia Thành phố Hồ Chí Minh trong khuôn khổ Đề tài mã số B2018-20-06.

Tài liệu tham khảo

- [1] Huang J, Zhang A, Chen X, Zhang H, Wang J (2011) *A novel direct power control strategy of double hysteresis and multiple switching tables for rectifiers*. The Intern. Conf. on Advanced Power System Automation and Protection
- [2] Bouafia A, Gaubert J-P, Krim F (2008) *Analysis and Design of New Switching Table for Direct Power Control of Three-Phase PWM Rectifier*. 13th Intern. Power Electronics and Motion Control Conf. (EPE-PEMC 2008)
- [3] Kasmiekowki MP, Blaajerg F, Krishnan R (2011) *Control in power electronics selected problem*. IEEE Intern. Electric Machines & Drives Conf. (IEMDC)
- [4] Yi T, Jiuh W, Tao L, Lei W (2010) *Research on direct power control technology of three-phase boost type PWM rectifiers based on twelve voltage space vectors*. Intern. Conf. On Computer Design and Applications (ICCCA 2010)
- [5] Shan D, Song S, Ma L, Wang X (2010) *Direct Power Control of PWM Rectifiers Based on Virtual Flux*. Intern. Conf. on Computer Application and System Modeling (ICCSM 2010)
- [6] Lu T, Zhao ZM, He FB, Yuan LQ, Zhang YC (2010) *Compensation of Control Delay and Discrete Control Error in Predictive Direct Power Control for Three-level PWM Rectifier*. IEEE Intern. Symp. on Power Electronics for Distributed Generation Systems
- [7] Weimin H, Yingchao Z, Liping J, Tianwen Z (2012) *Modeling and Simulation for Direct Power Controlled Three-level PWM Rectifier Based on Sliding Mode Control*. IEEE Intern. Conf. on Oxide Materials for Electronic Engineering (OMEE)
- [8] Yingchao Z, Zhengming Z, Ting L, Liping J (2010) *An Integrated Control Method for Three-Level NPC Based PWM Rectifier-Inverter*. IEEE Intern. Symp. on Power Electronics for Distributed Generation Systems
- [9] Zhi D, Xu L, Williams BW (2009) *Improved direct power control of grid-connected DC/AC converters*, IEEE Trans. on Power Electronik, vol. 24, no. 5, pp. 1280-1292
- [10] Razali AM, Rahman MA (2011) *Performance Analysis of Three-Phase PWM Rectifier Using Direct Power Control*. IEEE Intern. Electric Machines & Drives Conf. (IEMDC), Faculty of Engineering and Applied Science Memorial Uni. of Newfoundland St. John's