

01 Thực nghiệm điều khiển bộ biến đổi AC-DC-AC một pha-ba pha 3 bậc dùng DSP TMS320F28335

Experimental implementation of single phase to three phase 3-level AC-DC-AC converter

¹Nguyễn Văn Nhò, Cao Trường, Lê Vũ Thiên, Nguyễn Văn Vui, Dương Hoài Nghĩa
Trường ĐHBK TP.HCM
e-Mail: nvnho@hcmu.edu.vn

Tóm tắt

Bài báo trình bày kỹ thuật điều khiển bộ biến đổi AC-DC-AC 3 bậc sử dụng kit DSP TMS320F28335. Bài báo phân tích điều khiển bộ biến đổi 1 pha AC-DC 3 bậc đạt hệ số công suất bằng 1 và duy trì điện áp phía DC cân bằng và không đổi. Để đạt điện áp AC ngõ ra 3 pha, bộ biến đổi 3 bậc diode kẹp (Neutral Point Clamped inverter) được điều khiển dùng kỹ thuật PWM sóng mang. Tính đúng đắn của phân tích điều khiển bộ biến đổi 1 pha-3 pha theo công nghệ biến đổi 3 bậc được chứng minh bằng mô phỏng và thực nghiệm bằng ứng dụng kỹ thuật lập trình nhúng kit TMS320F28335 trên phần mềm PSIM.

Từ khóa: Bộ biến đổi một pha -ba pha; Công nghệ 3 bậc; Thực nghiệm dùng DSP TMS320F28335

Abstract: This paper presents PWM control of a single phase to- three phase converter using DSP TMS320F28335. The converter consists of single-phase 3-level PFC boost converter and 3-level Neutral Point clamped inverter. The article presents the control of single phase AC-DC PFC converter to obtain unit power factor and balancing DC voltages. To achieve 3-phase AC output voltages, 3-level diode clamp inverter is controlled using carrier based PWM technique. A conventional PWM control and eliminated common mode PWM control have been implemented.

The single-phase to three phase converter control have been verified by experiment with application of embedded software PSIM for kit TMS320F28335 PSIM.

Keywords: Single-phase to three phase converter, 3-level PFC boost converter, carrier PWM technique, DC voltage balancing, NPC 3-level inverter.

1. Phần giới thiệu

Bộ biến đổi một pha sang 3 pha có ứng dụng quan trọng ở các vùng hẻo lánh, các khu vực ngoại ô, khi mà điện 3 pha chưa kịp phủ kín. Điều này xảy ra

trong thực tế không chỉ ở các nước phát triển mà ở cả Việt nam. Thực tế cho thấy, nhu cầu dùng điện cho các thiết bị 3 pha công suất lớn từ 10HP trở lên cho các nhà máy xay xát chạy bằng động cơ điện, các nhà máy chế biến gỗ, các trạm bơm nước phục vụ chăn nuôi, thủy sản, v.v..

Một trong các giải pháp có thể giải quyết vấn đề trên là sử dụng bộ biến đổi 1 pha – thành 3 pha bằng bán dẫn công suất. Bộ biến đổi này có nhiều dạng phụ thuộc vào đặc điểm sử dụng của thiết bị. Với tải động cơ thông thường, một cấu trúc đơn giản sẽ gồm kết hợp mạch biến đổi AC-DC tăng áp với hệ số công suất bằng 1 (AC-DC PFC boost converter) và mạch nghịch lưu 3 pha cấp điện cho động cơ xoay chiều 3 pha.

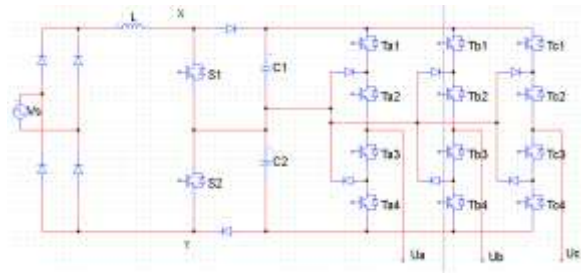
Những bộ biến đổi AC-DC tăng áp thường gặp với cấu hình 2 bậc, có nghĩa là điện áp tạo bởi quá trình đóng ngắt khóa bán dẫn sẽ đạt 2 mức giá trị khác nhau.

Gần đây, xu thế phát triển của các bộ biến đổi công suất quan tâm đến cấu hình 3 bậc, vì chúng có thể đạt nhiều lợi ích khác nhau so với cấu trúc biến đổi 2 bậc. Chẳng hạn, linh kiện sẽ chịu áp thấp hơn, có khả năng tăng tần số đóng ngắt cao hơn khi dùng cấu trúc 3 bậc. Hơn nữa, đặc điểm 3 bậc xuất hiện trong quá trình đóng ngắt sẽ giúp giảm độ méo dạng điện áp và dòng điện phía ngõ vào; đồng thời sự giảm mức độ thay đổi dV/dt của điện áp tác dụng giảm nhiễu EMC.

Bộ biến đổi 1 pha-3 pha 3 bậc đã được nghiên cứu và công bố bởi nhiều nhóm tác giả khác nhau [1-5]. Trong bài báo này, nội dung nghiên cứu muốn áp dụng kỹ thuật điều chế PWM triệt tiêu điện áp common mode cho phần nghịch lưu 3 bậc NPC ngõ ra để cấp cho động cơ; điều này sẽ giúp giảm hiệu ứng common mode đối với áp dụng tải động cơ AC 3 pha. Mặt khác, bài báo cũng giới thiệu khả năng áp dụng kỹ thuật lập trình nhúng trên phần mềm PSIM cho các vấn đề điều khiển bộ biến đổi công suất. Để tiện theo dõi, các chế độ làm việc của bộ chỉnh lưu 3 bậc được trình bày trong các công trình [2] cũng sẽ được nhắc lại.

2. Phân tích mạch bộ biến đổi 1 pha- 3 pha 3 bậc

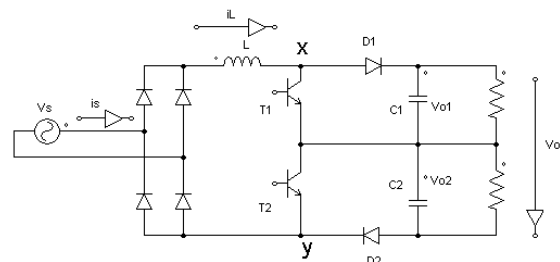
Bộ biến đổi 1 pha -3 pha 3 bậc mô tả trên sơ đồ hình 1. Nó bao gồm bộ chỉnh lưu tăng áp dạng 3 bậc và bộ nghịch lưu 3 bậc diode kẹp NPC. Bộ chỉnh lưu 1 pha 3 bậc gồm có mạch chỉnh lưu diode cầu mắc nối tiếp với cuộn kháng lọc DC L. Điện áp chỉnh lưu sau mạch lọc giữa 2 điểm nút X,Y được điều rộng xung giữa 3 bậc giá trị 0, Vd/2, Vd để duy trì điện áp không đổi trên 2 tụ C1, C2 sao cho $V_{c1} + V_{c2} = V_d = v_0 > V_s$. Điện áp DC tổng trên các tụ lọc một chiều C1, C2 lớn hơn biên độ điện áp nguồn ngõ vào v_s sẽ dùng làm nguồn cho nghịch lưu 3 bậc NPC.



Hình 1. Sơ đồ bộ biến đổi 1f-3f 3 bậc.

Bộ biến đổi AC/DC ba bậc (AC-DC 3-level Boost Converter).

Phân tích hoạt động của bộ biến đổi AC/DC, có 4 chế độ hoạt động, ký hiệu như MODE 1,..., MODE4.



Hình 2. Sơ đồ phân chỉnh lưu 3 tầng áp 3 bậc

Chế độ 1 (MODE1)

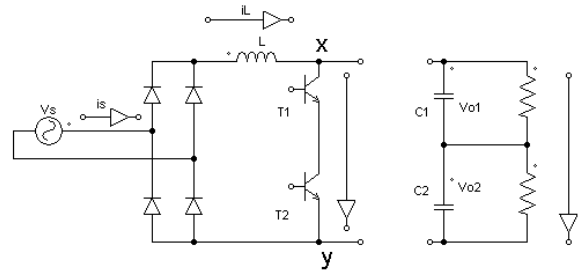
Cả hai công tắc T1, T2 được kích dẫn, 2 con diode D1, D2 không dẫn trong chế độ này. Dòng qua cuộn L (i_L) tăng tuyến tính với độ dốc $|V_s|/L$ (bỏ qua điện trở trên L), cuộn L tích năng lượng. Năng lượng ngõ ra của tụ C1, C2 giảm và cung cấp dòng cho tải. Điện áp V_{xy} bằng 0.

Các biểu thức toán học:

$$|V_s| = L \frac{di_L}{dt} + r_L i_L \quad (1)$$

$$C1 \frac{dV_{01}}{dt} + \frac{V_{01} + V_{02}}{R} = 0 \quad (2)$$

$$C2 \frac{dV_{02}}{dt} + \frac{V_{01} + V_{02}}{R} = 0 \quad (3)$$

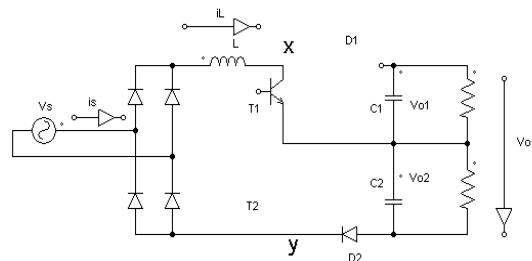


Hình 3. Trạng thái MODE1

Chế độ này dùng để tăng dòng trên cuộn dây L nếu dòng trên cuộn dây L nhỏ hơn dòng yêu cầu và giảm điện áp trên tụ.

Chế độ 2 (MODE2)

Công tắc T1 ON và T2 OFF, diode D1 phân cực ngược và D2 dẫn. Điện áp trên cuộn L bằng $|V_s| - V_{02}$ (giả sử $r_L = 0$). Dòng qua cuộn L có độ dốc $(|V_s| - V_{02})/L$ tăng tuyến tính nếu $|V_s| > V_{02}$ hoặc giảm nếu $|V_s| < V_{02}$. Tụ C1 phóng năng lượng cho tải với dòng i_0 và tụ C2 được nạp năng lượng với dòng $i_L - i_0$. Điện áp $V_{xy} = V_{02}$.



Hình 4. Trạng thái MODE2

Các biểu thức toán học:

$$|V_s| = L \frac{di_L}{dt} + r_L i_L + V_{02} \quad (4)$$

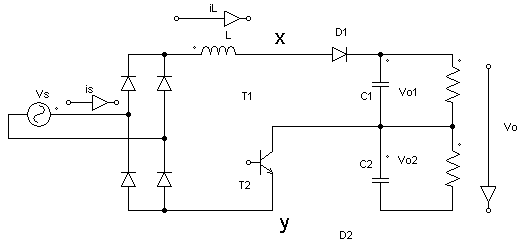
$$C1 \frac{dV_{01}}{dt} + \frac{V_{01} + V_{02}}{R} = 0 \quad (5)$$

$$C2 \frac{dV_{02}}{dt} + \frac{V_{01} + V_{02}}{R} = i_L \quad (6)$$

Chế độ này dùng để tăng điện áp trên tụ C2 nếu điện áp trên tụ V_{01} lớn hơn điện áp trên tụ V_{02} .

Chế độ 3 (MODE3)

Công tắc T2 và diode D1 dẫn và công tắc T1 và diode D2 không dẫn. Điện áp trên cuộn L bằng $|V_s| - V_{01}$ (giả sử $r_L = 0$). Dòng trên cuộn L (i_L) có độ dốc $(|V_s| - V_{02})/L$ tăng tuyến tính nếu $|V_s| > V_{01}$ hoặc giảm nếu $|V_s| < V_{01}$. Tụ C2 phóng năng lượng cho tải với dòng i_0 và tụ C1 được nạp năng lượng với dòng $i_L - i_0$. Điện áp $V_{xy} = V_{01}$.



Hình 5. Trạng thái MODE3

Các biểu thức toán học:

$$|V_s| = L \frac{di_L}{dt} + r_L i_L + V_{01} \quad (7)$$

$$C1 \frac{dv_{01}}{dt} + \frac{V_{01} + V_{02}}{R} = i_L \quad (8)$$

$$C2 \frac{dv_{02}}{dt} + \frac{V_{01} + V_{02}}{R} = 0 \quad (9)$$

Chế độ này dùng để tăng điện áp trên tụ C1 nếu điện áp trên tụ V_{02} lớn hơn điện áp trên tụ V_{01} và tăng (hoặc giảm) dòng trên cuộn dây L nếu $|V_s| > V_{01}$ hoặc $(|V_s| < V_{01})$.

Chế độ 4 (MODE4)

T1, T2 được kích khóa và diode D1, D2 dẫn. Điện áp trên cuộn L bằng $|V_s| - V_0$. Dòng trên cuộn L giảm vì $|V_s| < V_0$. Tụ C1, C2 được nạp năng lượng với dòng $i_L - i_0$. Điện áp $V_{xy} = V_{01} + V_{02}$.

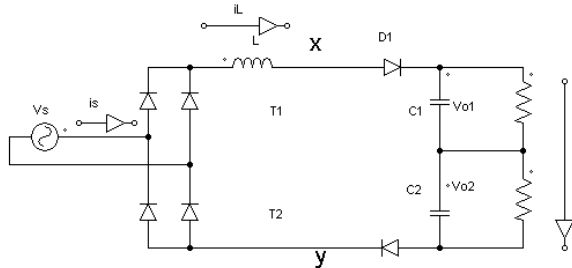
Các biểu thức toán học:

$$|V_s| = L \frac{di_L}{dt} + r_L i_L + V_{01} + V_{02} \quad (10)$$

$$C1 \frac{dv_{01}}{dt} + \frac{V_{01} + V_{02}}{R} = i_L \quad (11)$$

$$C2 \frac{dv_{02}}{dt} + \frac{V_{01} + V_{02}}{R} = i_L \quad (12)$$

Chế độ này dùng để giảm dòng trên cuộn L và tăng điện áp trên tụ.



Hình 6. Trạng thái MODE4.

Kỹ thuật điều khiển bộ chỉnh lưu tăng áp 3 bậc được thực hiện với điều kiện $V_{S,peak} < V_0 < 2 V_{S,peak}$

Với : $V_{S,peak}$ là điện áp đỉnh ngõ vào và V_0 là điện áp ngõ ra DC trên 2 tụ C1 và C2.

Giả thiết cuộn L là lý tưởng, khi đó sự biến đổi dòng điện trên cuộn L như sau:

$$\frac{di_L}{dt} = (|v_s(t)| - v_{xy}) / L \quad (13)$$

Nếu sự biến đổi dòng trên cuộn L đã được chọn và điện áp đầu vào v_s đã có thì điện áp v_{xy} có thể được quyết định bằng việc lựa chọn đóng cắt các công tắc công suất T1 và T2 thích hợp. Để tạo ra điện áp v_{xy} có

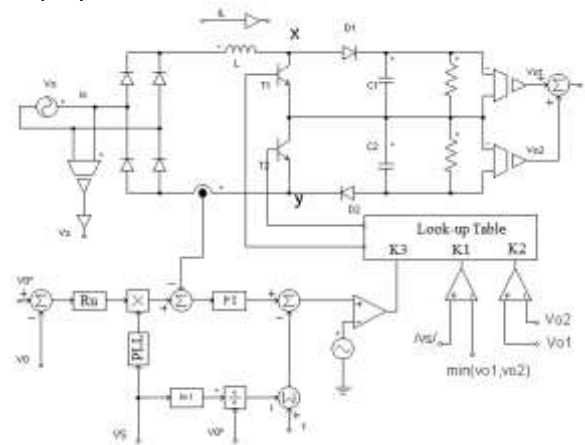
ba bậc thì có hai vùng hoạt động trong bộ chỉnh lưu ba bậc.

Vùng 1: ($0 < v_s < v_0/2$)

Điện áp trên mỗi tụ lớn hơn điện áp chỉnh lưu, cuộn dây được nạp điện áp v_s và điện áp xả có thể là $v_{01} - |v_s|$, $v_{02} - |v_s|$ hoặc $v_0 - |v_s|$. Để tăng dòng qua cuộn L thì MODE 1 được chọn vì điện áp trên cuộn L là dương và bằng v_s . Chế độ MODE 2 và MODE 3 được dùng để giảm dòng trên cuộn L và nạp cho tụ ở ngõ ra. Nếu MODE 2 được sử dụng thì dòng trên L sẽ giảm và nạp cho tụ C2 ở ngõ ra. Sau đó để cân bằng điện áp trên hai tụ thì MODE 3 được sử dụng để tăng điện áp trên tụ C1 và giảm dòng trên cuộn L. Tóm lại có 3 MODE được dùng cho vùng này để điều khiển dòng trên cuộn L và làm cho điện áp trên hai tụ cân bằng.

Vùng 2: ($v_0/2 < v_s < v_0$)

Trong chế độ hoạt động này điện áp vào lớn hơn điện áp trên mỗi tụ và v_{xy} bằng $v_0/2$ hoặc v_0 . MODE 2 và MODE 3 được sử dụng để cân bằng điện áp tụ và tăng dòng trên cuộn L với độ dốc $(|v_s| - v_{01})/L$ và $(|v_s| - v_{02})/L$. Vì điện áp trên L lúc này là dương. MODE 4 được dùng để giảm điện áp trên cuộn L vì $v_0 > |v_s|$.



Hình 7. Sơ đồ giải thuật chỉnh lưu 3 bậc [3]

Giải thuật sử dụng tín hiệu hồi tiếp dòng qua cuộn dây L, điện áp 2 tụ và điện áp nguồn Vs để dẫn giải thuật tín hiệu điều khiển. Điện áp V_d ngõ ra được trừ đi bởi 1 điện áp tham khảo đặt trước, qua khâu tỉ lệ và tích phân và nhân với góc pha của điện áp vào tạo thành tín hiệu điều khiển dòng điện trên cuộn dây. Tín hiệu sao đó qua khâu tích phân và tỉ lệ rồi cộng với 1 tín hiệu cùng pha có biên độ dao động từ $0.5 \div 1$ để tạo ra tín hiệu điều khiển V_{dk} , V_{dk} được so sánh với sóng mang (V_{tri}) lệch pha 180° và có biên độ từ $0 \div 1$ tạo tín hiệu điều khiển dòng điện đầu vào k3. Điều khiển cân bằng áp tụ điều khiển bởi tín hiệu k2, tín hiệu k1 lựa chọn vùng hoạt động. ta có các hệ thức liên quan sau:

$$k1 = 1 \quad \text{nếu } |v_s| > \min(v_{01}, v_{02}) \quad (14)$$

$$k1 = 0 \quad \text{nếu } |v_s| < \min(v_{01}, v_{02})$$

$$k2 = 1 \quad \text{nếu } v_{01} > v_{02} \quad (15)$$

$k2 = 0$ nếu $v_{01} < v_{02}$
 $k3 = 1$ nếu $V_{dk} \geq V_{tri}$ (16)
 $k3 = 0$ nếu $V_{dk} < V_{tri}$

Mối quan hệ giữa các tín hiệu điều khiển, trạng thái T1, T2 và MODE hoạt động được cho trong Bảng 1.

Bảng 1:

Quan hệ hàm điều khiển xung kích T1,T2 theo các trạng thái hàm logic K1,K2,K3

k1	k2	k3	T1	T1	MODE	v_{xy}
0	0	0	0	1	3	$v_0/2$
0	0	1	1	1	1	0
0	1	0	1	0	2	$v_0/2$
0	1	1	1	1	1	0
1	0	0	0	0	4	v_0
1	0	1	0	1	3	$v_0/2$
1	1	0	0	0	4	v_0
1	1	1	1	0	2	$v_0/2$

Dùng phương pháp rút gọn bìa Karnaugh cho ra các biểu thức xác định trạng thái kích transistor T1 và T2:

$$T1 = \bar{k}1k2 + \bar{k}1k3 + k2k3 \quad (17)$$

$$T2 = \bar{k}1\bar{k}2 + \bar{k}1k3 + \bar{k}2k3 \quad (18)$$

Bộ biến đổi DC-AC 3 bậc NPC

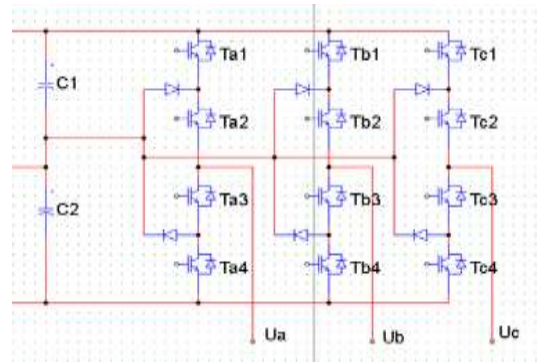
Bộ biến đổi DC/AC ba bậc NPC có sơ đồ như hình 8. Điện áp nghịch lưu có ba trạng thái khác nhau là V_{dc} , $V_{dc}/2$, 0. Chẳng hạn, xét pha A, trạng thái đóng ngắt của Ta1 và Ta3, Ta2 và Ta4 đối nghịch nhau (nghĩa là $Ta1 + Ta3 = 1$, $Ta2 + Ta4 = 1$). Quan hệ giữa điện áp ra và trạng thái đóng ngắt linh kiện được mô tả ở Bảng 2. Tương tự cho trạng thái đóng ngắt của các khóa cầu B và C.

Bảng 2:

Trạng thái đóng ngắt của nghịch lưu 3 bậc NPC

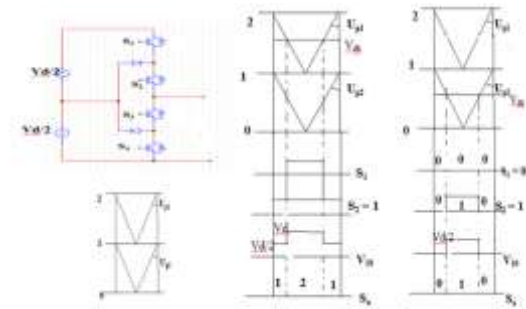
Vout	V_d	$V_d/2$	0
Ta1	ON	OFF	OFF
Ta2	ON	ON	OFF
Ta3	OFF	ON	ON
Ta4	OFF	OFF	ON

Điện áp trên tụ C1, C2 bằng một phần hai điện áp nguồn $V_{dc}=v_0$. Vấn đề của bộ nghịch lưu 3 bậc NPC có thể xem xét trong ứng dụng là cân bằng điện áp trên hai tụ C1,C2 và giảm điện áp common mode. Do sử dụng bộ biến đổi AC-DC 3 bậc với khả năng điều khiển cân bằng điện áp các tụ một chiều, nên việc cân bằng áp tụ DC không cần xét đến trong bài toán điều khiển nghịch lưu 3 bậc NPC. Một số phương pháp điều khiển bộ nghịch lưu như kỹ thuật điều chế vector không gian (Space Vector PWM), kỹ thuật điều chế dùng song mang. Trong bài báo, kỹ thuật PWM dùng song mang được áp dụng.

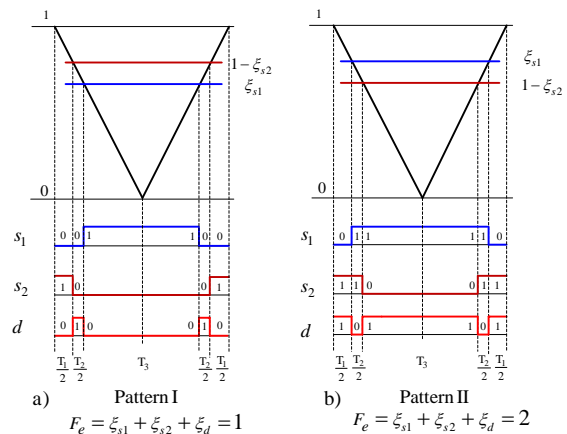


Hình.8. Sơ đồ nghịch lưu 3 bậc NPC

Kỹ thuật điều chế PWM dùng song mang cho các nhánh pha nghịch lưu 3 bậc NPC có thể dựa trên so sánh song điều khiển với 2 sóng mang để kích linh kiện [6], như trên hình 9. Tùy theo vị trí tương đối của sóng điều khiển mà áp ngõ ra của nghịch lưu có thể đạt các giá trị 0, $V_d/2$ hoặc V_d .



Hình 9. Nguyên lý kỹ thuật PWM sóng mang thông thường



Hình 10. Kỹ thuật PWM song mang triệt tiêu điện áp common mode.

Kỹ thuật PWM triệt tiêu điện áp common mode được thiết kế dựa theo hai mẫu điều chế giới thiệu trong [7], như mô tả trên hình 10. Việc thực hiện mẫu điều chế dạng I, hoặc dạng II phụ thuộc vị trí của vector điện áp trong mặt phẳng vector không gian.

Tham số mạch:

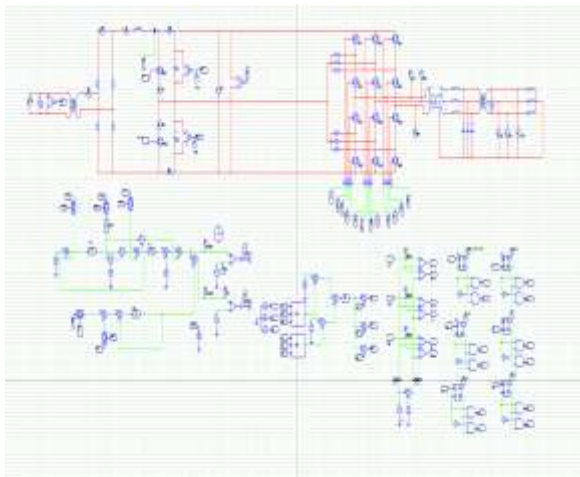
Yêu cầu: Áp đầu vào V_s , tần số f , điện áp DC ngõ ra với độ nhấp nhô $\Delta V_{C_{MAX}}$, độ nhấp nhô dòng điện qua cuộn kháng $\Delta I_{L_{MAX}}$, tần số chuyển mạch f_s , công suất $P=V_s I_s$ (hệ số công suất bằng 1). Giá trị cuộn kháng L và tụ C_1, C_2 có thể suy từ các biểu thức sau đây [3]:

$$\Delta I_{L_{MAX}} \geq \frac{V_d}{16L f_s}$$

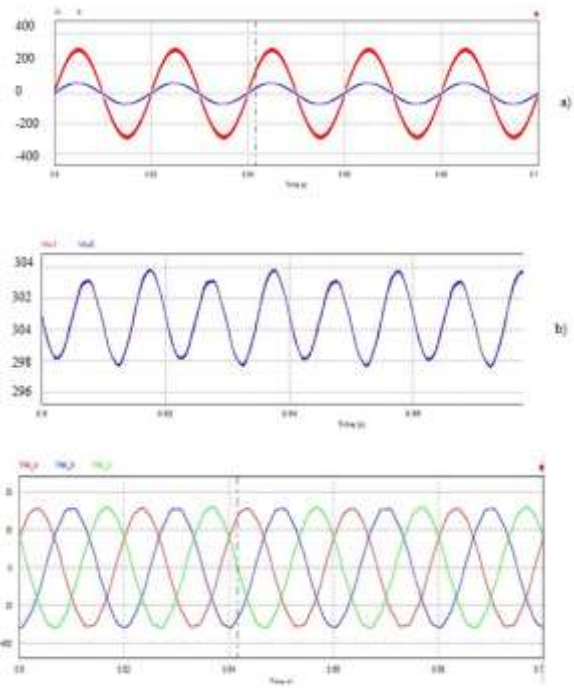
$$\Delta V_{C_{MAX}} \geq \frac{V_s I_s}{8\pi C_1 V_d^* f}$$

3. Kết quả mô phỏng và thực nghiệm

Mô phỏng: Sơ đồ mô phỏng hệ thống biến đổi 1f-3f dùng phần mềm PSIM được mô tả trên hình 11. Các khối giúp cho việc tạo xung kích bộ chỉnh lưu T1,T2 được dẫn giải theo các điều kiện (14)-(18). Giá trị nguồn điện ngõ vào $V_s=220V$, 50Hz. Cuộn kháng lọc DC $L=0.5mH$, điện dung $C_1=C_2=10mF$. Công suất tải khoảng 10kW. Tần số song mang 12kHz.



Hình 11. Mô hình mô phỏng điều khiển bộ biến đổi 1 pha-3 pha 3 bậc



Hình 12.

Kết quả mô phỏng: tá ở hình 12. Kết quả thu được điện áp và dòng điện qua nguồn AC ngõ vào cho thấy đạt dạng sin với độ méo dạng THD thấp <5%. Quá trình điện áp trên 2 tụ DC duy trì gần như không đổi khoảng 300VDC. Sai lệch điện áp không đáng kể.

Kết quả tính toán mô phỏng trên bảng 3 cho thấy, mạch đạt hệ số công suất PF gần như bằng 1 khi thay đổi các giá trị công suất tải khác nhau

Bảng 3.

Kết quả mô phỏng

P [kW]	cos φ	Is		
		THD %	RMS (A)	PF
10	0.8	4.6	49.5	0.997
	0.5	4.85	48.8	0.997
	0.3	4.88	48.2	0.997

Kết quả thực nghiệm :

Bộ biến đổi 1 pha-3 pha 3 bậc được lắp đặt và thử nghiệm cho phạm vi công suất nhỏ như trên hình 13.

Hệ thống được điều khiển bằng kit DSP TMS320F28335. Phần mềm PSIM được sử dụng cho mô phỏng, đồng thời kết hợp khả năng lập trình nhúng để có thể tận dụng kết quả lập trình mô phỏng PSIM cho việc tạo xung kích hệ thống phần cứng.



Hình 13.

Khối nguồn AC: Gồm một máy biến áp biến đổi điện áp từ 220V/50Hz xuống 75V/50Hz và bộ tụ lọc nguồn và cuộn cảm đầu vào.

Khối mạch công suất: Gồm bộ AC/DC 3 bậc và bộ DC/AC 3 bậc. Bộ AC/DC 3 bậc có mức áp yêu cầu 200V. Khối tải: Gồm tải R ba pha (90Ω/pha) mắc hình sao.

Cuộn cảm $L=4\text{mH}$, mỗi tụ DC có giá trị 3,3mF, áp ra trên mỗi tụ 150VDC, tải 45Ω. Tần số sóng mang 10 kHz cho cả nghịch lưu và chỉnh lưu.

Khối cảm biến: đo điện áp nguồn AC đầu vào ~75V, đo điện áp trên 2 tụ C1, C2; đo dòng điện trên cuộn kháng L. Các tín hiệu đo được cân chỉnh để đạt phạm vi áp (0;3V) trước khi vào bộ ADC kit DSP F28335.

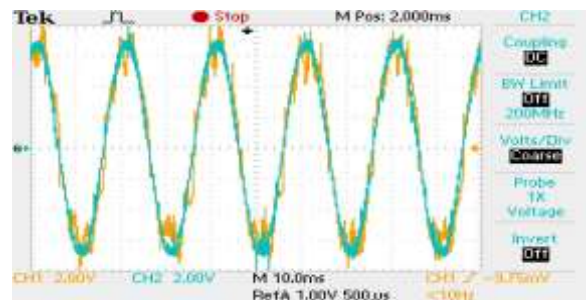
Phần mềm PSIM hỗ trợ biên dịch chương trình từ dạng mô phỏng sang code C nạp cho KIT DSP F28335. Khối tạo xung PWM: Cho phép chỉnh tần số và biên độ sóng mang. Ngoài ra còn có khối **Single PWM** cho phép tạo 1 sóng mang có tần số và biên độ điều chỉnh được. Ba tín hiệu sóng điều khiển đầu vào sẽ so sánh với sóng mang và tạo ra xung PWM. Gồm 16 ngõ vào (A0 đến A7, B0 đến B7). Tín hiệu vào có 2 dạng AC (-1.5 ÷ 1.5V) và DC (0 ÷ 3V). Hằng số K

VCCA-2015

cho phép chỉnh độ lợi với $V_0 = V_1 \cdot K$. Tất cả đều ở chế độ continuous.

Khối simplified C Block: Khối simplified C Block cho hỗ trợ viết code C ngay trong chương trình mô phỏng. Số ngõ vào và ngõ ra có thể điều chỉnh theo yêu cầu thuật toán.

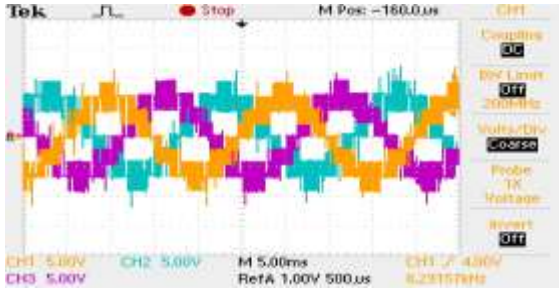
Kết quả thực nghiệm cho thấy dạng dòng điện và điện áp nguồn ngõ vào trên hình 16. Dòng điện có cùng pha với điện áp và hệ số công suất đạt gần như bằng 1. Điện áp trên 2 tụ C1 và C2 trên hình 17 gần như duy trì không thay đổi trong quá trình hoạt động. Điện áp trên tải 3 pha được mô tả trên hình 18. Tương tự, ta có thể thu được qua thực nghiệm khi áp dụng kỹ thuật PWM triệt tiêu điện áp common mode trên các hình 19, hình 20 và hình 21.



Hình 16. Dòng và áp ngõ vào khi áp dụng kỹ thuật PWM thông thường



Hình 17. Điện áp trên các tụ DC khi áp dụng kỹ thuật PWM thông thường



Hình 18. Điện áp 3 pha tải khi áp dụng kỹ thuật PWM thông thường



Hình 19. Điện áp trên tụ- kỹ thuật triệt tiêu áp common mode



Hình 20. Áp và dòng điện ngõ vào khi áp dụng kỹ thuật triệt tiêu áp common mode



Hình 21. Điện áp trên tải khi áp dụng kỹ thuật triệt tiêu điện áp common mode.

4. Kết luận

Bài báo đã trình bày lý thuyết điều khiển bộ biến đổi 1 pha 3 pha, trong đó đề xuất áp dụng kỹ thuật triệt

tiêu điện áp common mode trong cấu trúc ứng dụng nêu trên. Kết quả thực nghiệm các kỹ thuật PWM cho thấy, có thể đạt được hệ số công suất ngõ vào gần như bằng 1, điện áp DC duy trì cân bằng trên các tụ DC và đạt được chế độ giảm áp common mode cho bộ biến đổi công suất. Điều này tạo thuận lợi cho ứng dụng điều khiển động cơ 3 pha từ nguồn 1 pha.

Acknowledgement.

Bài báo được tài trợ bởi đề tài nghiên cứu khoa học của Sở KH-CN TP.HCM 2014-2016.

Tài liệu tham khảo:

1. Michael T. Zhang, Yimin Jiang, Fred C. Lee(1995), “Single-phase Three-Level Boost Power Factor Correction Converter”, Virginia Power Electronics Center The Bradley Department of Electrical Engineering Virginia Polytechnic Institute and State University Blacksburg, VA 24061, 434-439.
2. Bor-ren lin, hsin-hung lu(2000),” Single-Phase Power-Factor-Correction AC/DC Converters with Three PWM Control Schemes”, IEEE transactions on aerospace and electronic systems vol. 36. 189-200.
3. Hung-Chi Chen and Jhen-Yu Liao (2013),” Multiloop Interleaved Control for Three-Level Switch-Mode Rectifier in AC/DC Applications”, Copyright (c) 2013 IEEE.
4. Hung-Chi Chen and Jhen-Yu Liao(2013), “Design and Implementation of Sensorless Capacitor Voltage Balancing Control for Three-Level Boosting PFC”, Copyright (c) 2013 IEEE.
5. Xiaoqiang Guo, Marcelo C. Cavalcanti, Alexandre M. Farias, and Josep M. Guerrero(2013), “Single-Carrier Modulation for Neutral-Point-Clamped Inverters in Three-Phase Transformerless Photovoltaic Systems”, IEEE Transactions on Power Electronic, vol. 28. 2635-2637.
6. BP McGrath, DG Holmes, “Multicarrier PWM strategies for multilevel inverters”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 49, No. 4, Aug. 2002, pp. 858-867
7. Nho-Van N., Tam K.T. Nguyen, H.H. Lee, A Reduced Switching Loss PWM Strategy to Eliminate Common-Mode Voltage in Multilevel Inverters, IEEE Transactions On Power Electronics, Vol.30, No.10, Oct. 2015, p.5425-5438.



Nguyen Van Nho sinh năm 1964. Ông nhận bằng thạc sĩ và tiến sĩ Điện-Điện tử ở Đại học Tây Bohemia, Cộng hòa Séc vào năm 1988 and 1991. Từ năm 1992, ông làm việc tại khoa Điện-Điện Tử, Đại học Bách Khoa Thành phố Hồ Chí Minh, nơi ông hiện giờ là Phó giáo sư.

Ông làm nghiên cứu sinh sau tiến sĩ tại KAIST trong sáu tháng của năm 2001 và là giáo sư thỉnh giảng trong một năm 2003-2004. Lĩnh vực nghiên cứu của

ông là mô phỏng và điều khiển động cơ, bộ lọc tích cực, kỹ thuật PWM.

Cao Văn Trường sinh ngày 20/09/1992. Nhận bằng kỹ sư Điện - Điện tử của trường đại học Bách Khoa TP HCM năm 2015. Trong thời gian 2014-2015, anh tham gia nghiên cứu tại Phòng thí nghiệm Hệ thống năng lượng, trường ĐH Bách Khoa TP.HCM về điều khiển các bộ biến đổi AC-DC, DC-AC dùng DSP. Hiện là nhân viên công ty TNHH XÂY DỰNG N.T.S.C.

Lê Vũ Thiên sinh năm 1992. Sinh viên trường đại học Bách Khoa TP HCM K2010. Trong thời gian 2014-2015, anh tham gia nghiên cứu tại Phòng thí nghiệm Hệ thống năng lượng, trường ĐH Bách Khoa TP.HCM về điều khiển các bộ biến đổi AC-DC, DC-AC dùng DSP. Hiện tại vẫn học tập tại trường đại học Bách Khoa TP HCM.



Duong Hoai Nghia sinh năm 1957. Ông nhận bằng thạc sĩ và tiến sĩ lần lượt vào các năm 1989 và 1993 ngành kỹ thuật điện tại the Institut National Polytechnique de Grenoble, Cộng hòa Pháp.

Từ năm 1981, ông là cán bộ giảng dạy tại khoa điện-điện tử, trường Đại học Bách Khoa TP.HCM. Hiện nay, ông là phó giáo sư. Lĩnh vực ông quan tâm bao gồm lý thuyết điều khiển tự động, điều khiển trong ngành năng lượng.



Nguyễn Văn Vui sinh năm 1976 tại Long An. Anh nhận bằng kỹ sư Điện Công Nghiệp vào năm 2000, trường Đại Học Bách Khoa, Đại Học Quốc Gia TpHCM. Từ năm 2000 anh là giảng dạy ở bộ môn Thiết Bị Điện, Khoa Điện – Điện Tử, trường Đại Học Bách Khoa.

Năm 2013 anh làm việc tại phòng Thí nghiệm Hệ Thống Năng Lượng. Hướng nghiên cứu chính của anh là điện tử công suất, điều khiển động cơ, ứng dụng các bộ biến đổi công suất.