

# Thực nghiệm điều chế SVPWM trên STM32F411 cho bộ nghịch lưu hai bậc

Nguyễn Phước Lộc  
Trường Đại học Sư phạm  
Kỹ thuật Vinh Long  
Vinh Long, Việt Nam  
locnp@vlute.edu.vn

Võ Quốc Thái  
Trường Trung cấp  
Cai Lậy  
Tiền Giang, Việt Nam  
quocthai110690@gmail.com

Bùi Thanh Hiếu  
Trường Đại học Sư phạm  
Kỹ thuật Vinh Long  
Vinh Long, Việt Nam  
hieutb@vlute.edu.vn

**Tóm tắt**— Bộ nghịch lưu hai bậc sử dụng kỹ thuật điều chế vector không gian được sử dụng rộng rãi trong nhiều lĩnh vực như trong công nghiệp, các hệ thống chuyển đổi năng lượng và năng lượng tái tạo, hiện đang nhận được nhiều sự quan tâm, nghiên cứu đặc biệt là trong các cơ sở giáo dục cao đẳng, đại học. Việc nghiên cứu, chế tạo mô hình bộ nghịch lưu ứng dụng kỹ thuật điều chế vector không gian sử dụng các bộ điều khiển thông dụng với chi phí thấp, tạo điều kiện, tiền đề cho người học nghiên cứu, thực nghiệm thật sự cần thiết. Bài báo này tập trung trình bày nghiên cứu, thực nghiệm bộ nghịch lưu hai bậc sử dụng kỹ thuật điều chế vector không gian trên vi điều khiển STM32F411 một cách cụ thể và chi tiết. Với mục tiêu tạo ra một bộ điều khiển có thể thay đổi các tham số đầu vào cơ bản như tần số điện áp, tần số timer, hệ số điều chế,... Có thể khảo sát sự thay đổi tín hiệu trước và sau nghịch lưu, phân tích các đặc tính sử dụng của mô hình có công suất trung bình và nhỏ, minh họa cho quá trình triển khai và thực thi hệ thống đề xuất và được kiểm chứng kết quả đo đạc từ thực nghiệm. Tạo điều kiện nghiên cứu ứng dụng kỹ thuật này đến các đối tượng điều khiển cụ thể như các động cơ công suất trung bình và nhỏ. Giúp người học, nghiên cứu tiếp cận với một mô hình an toàn, ổn định, chi phí thấp.

**Từ khóa**—Bộ nghịch lưu hai bậc, kỹ thuật vector không gian, nghịch lưu nguồn áp, điều chế độ rộng xung, vi điều khiển STM32F411.

## I. GIỚI THIỆU

Bộ nghịch lưu áp chuyển đổi từ áp DC - Direct Current sang điện áp AC - Alternating Current hiện nay được áp dụng rộng rãi trong nhiều lĩnh vực khác nhau như thiết bị công nghiệp, hệ thống năng lượng điện và năng lượng tái tạo. Trong thực tế, nhiều ứng dụng công nghiệp đòi hỏi các bộ nghịch lưu cho phép điều chỉnh tần số, biên độ và góc pha và đặc biệt phải có sóng hài thấp và công suất lớn.

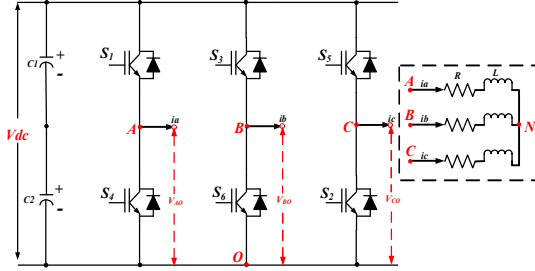
Chức năng chính của bộ nghịch lưu nguồn áp (VSI) hai bậc là chuyển đổi điện áp một chiều cố định thành điện áp xoay chiều ba pha với tần số và biên độ thay đổi được. Sơ đồ mạch đơn giản cho bộ nghịch lưu hai bậc cho các ứng dụng có điện áp và công suất ở mức trung bình, bao gồm sáu khóa bán dẫn hoạt động từ S1 đến S6, với một diode tự do song song. Mỗi nhóm khóa bao gồm hai linh kiện chuyển mạch IGBT hoặc GCT được mắc nối tiếp với nhau [1]. Bài báo này tập trung vào giải thuật điều chế độ rộng xung cho bộ nghịch lưu hai bậc công suất nhỏ và trung bình, trong đó tần số chuyển mạch linh kiện bán dẫn dưới 10 kHz và phân tích chi tiết kỹ thuật điều chế vector không gian (SVPWM - Space Vector Pulse Width Modulation). Giải thuật SVPWM truyền thống thường tạo ra cả điện áp có sóng hài bậc chẵn và bậc lẻ. Cơ chế tạo ra sóng hài bậc chẵn được phân tích đánh giá trong rất nhiều công trình nghiên cứu đã công bố [2]. Song phần lớn các kết quả nghiên cứu phổ biến trên phương diện lý thuyết, tính toán mô phỏng và một số ít có đề cập đến triển khai thực nghiệm nhưng hầu hết các nghiên cứu chưa đề cập tính ứng dụng triển khai thực tế. Bài báo này sẽ trình bày chi tiết cách thiết kế cấu trúc nghịch lưu hai bậc và triển khai giải thuật điều chế vector không gian trên vi điều khiển STM32F411. Cấu trúc bài báo gồm các phần như sau:

- Xây dựng kỹ thuật điều chế SVPWM
- Thực nghiệm kỹ thuật điều chế SVPWM

## II. CẤU TRÚC BỘ NGHỊCH LƯU

Sơ đồ cấu trúc bộ nghịch lưu hai bậc sử dụng kỹ thuật điều chế vector không gian với nguồn nguồn DC được mô tả ở hình 1. Ở mạch động lực gồm có 6 linh kiện bán dẫn IGBT H25R1202 có dòng định mức 25A và điện áp định mức 1,2kV. Trong cấu trúc nghịch lưu hai bậc này trước tiên nhóm tác giả tiến hành đánh giá trên tải ba pha

tuyến tính với các giá trị điện trở  $R=45\Omega$  và giá trị cuộn cảm  $L=80\text{mH}$  với điện áp nguồn DC đầu vào 100V. Sau đó sẽ tiến hành thực nghiệm điều khiển động cơ không đồng bộ 3 pha công suất khoảng 0.75kW.



Hình 1. Cấu trúc bộ nghịch lưu 2 bậc.

Trên mỗi nhánh pha của bộ nghịch lưu phải tuân theo qui tắc kích đối nghịch.

$$\begin{cases} S_1 + S_2 = 1 \\ S_3 + S_4 = 1 \\ S_5 + S_6 = 1 \end{cases} \quad (1)$$

Điện áp tải 3 pha ngõ ra của bộ nghịch lưu là:

$$\begin{cases} V_{AN} = V_{AO} - V_{NO} \\ V_{BN} = V_{BO} - V_{NO} \\ V_{CN} = V_{CO} - V_{NO} \end{cases} \quad (2)$$

Do tải 3 pha có giá trị như nhau ở mỗi pha và có tính chất đối xứng nên:

$$\begin{aligned} V_{AN} + V_{BN} + V_{CN} &= 0 \\ V_{AO} + V_{BO} + V_{CO} - 3V_{NO} &= 0 \end{aligned} \quad (3)$$

$$\Rightarrow V_{NO} = \frac{1}{3}(V_{AO} + V_{BO} + V_{CO})$$

Thế phương trình (3) vào (2) ta được:

$$\begin{cases} V_{AN} = \frac{2V_{AO} - V_{BO} - V_{CO}}{3} \\ V_{BN} = \frac{2V_{BO} - V_{CO} - V_{AO}}{3} \\ V_{CN} = \frac{2V_{CO} - V_{AO} - V_{BO}}{3} \end{cases} \quad (4)$$

Phân tích áp nghịch lưu theo trạng thái các khoá ở hình 1

$$\begin{cases} V_{AO} = S_1 V_{dc} \\ V_{BO} = S_3 V_{dc} \\ V_{CO} = S_5 V_{dc} \end{cases} \quad (5)$$

Thay lần lượt (5) vào (3) và (4) :

$$\Rightarrow \begin{cases} V_{AN} = \frac{2S_1 - S_3 - S_5}{3} V_{dc} \\ V_{BN} = \frac{2S_3 - S_5 - S_1}{3} V_{dc} \\ V_{CN} = \frac{2S_5 - S_1 - S_3}{3} V_{dc} \end{cases} \quad (6)$$

$$\Rightarrow V_{NO} = \frac{1}{3}(S_1 + S_3 + S_5) V_{dc}$$

Từ cấu trúc nghịch lưu hai bậc ở hình 1, bài báo này tiến hành xây dựng mô hình thực nghiệm và áp dụng phương pháp điều chế độ rộng xung vector không gian đánh giá lần lượt các giá trị của bộ nghịch lưu như: dòng điện tải ba pha, áp tải ba pha, áp nghịch lưu. Sau đó sử dụng công cụ Fourier của MATLAB-SIMULINK phân tích thành phần sóng hài (THD%) ngõ ra [4].

### III. GIẢI THUẬT VECTOR KHÔNG GIAN

Điều chế vector không gian (SVPWM) là một trong những kỹ thuật điều chế thời gian thực được ưa chuộng và được sử dụng rộng rãi để điều khiển kỹ thuật số cho bộ nghịch lưu nguồn điện áp [3, 4]. Phần này sẽ trình bày nguyên lý và cách thực hiện của kỹ thuật điều chế vector không gian cho bộ nghịch lưu hai bậc.

#### 3.1 Trạng thái chuyển mạch.

Trạng thái hoạt động của các khóa bán dẫn trong cấu trúc nghịch lưu hai bậc ở Hình 1 có thể được biểu diễn bằng các trạng thái chuyển mạch. Như được đưa ra trong Bảng 1, trạng thái chuyển mạch '1' biểu thị rằng nhóm khóa lẻ ( $S_1, S_3, S_5$ ) của bộ nghịch lưu đang ở trạng thái On và điện áp pha ngõ ra ( $V_{AO}, V_{BO}$  hoặc  $V_{CO}$ ) có giá trị dương ( $+V_{dc}$ ), nếu ở trạng thái Off sẽ có giá trị '0' cho biết rằng điện áp ngõ ra bộ nghịch lưu bằng không do sự chuyển mạch của nhóm khóa chẵn ( $S_2, S_4, S_6$ ) [5].

Bảng 1. Trạng thái chuyển mạch của cấu trúc nghịch lưu 2 bậc.

Trạng thái chuyển mạch	Pha A			Pha B			Pha C		
	$S_1$	$S_4$	$V_{AN}$	$S_3$	$S_6$	$V_{BN}$	$S_5$	$S_2$	$V_{CN}$
1	On	Off	$V_{dc}$	On	Off	$V_{dc}$	On	Off	$V_{dc}$
0	Off	On	0	Off	On	0	Off	On	0

#### 3.2 Giải thuật điều chế vector không gian.

Trong các hệ thống điều khiển bộ nghịch lưu hai bậc từ gốc độ toán học Clarke chỉ cần biết được điện áp ở hai pha, điện áp pha thứ ba có thể được tính toán dễ dàng. Do đó, có thể biến đổi các tín hiệu ba pha thành các tín hiệu hai pha tương đương :

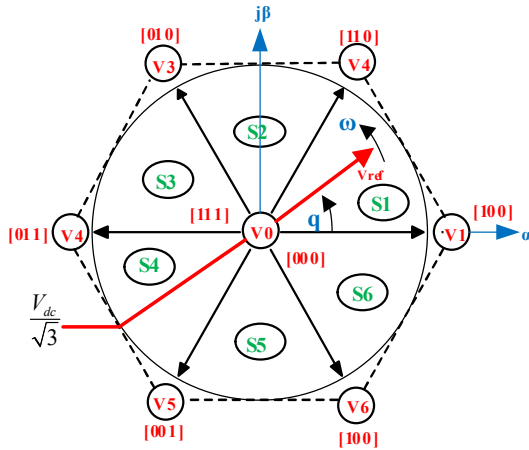
$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{AN} \\ V_{BN} \\ V_{CN} \end{bmatrix} \quad (7)$$

Giá trị hệ số được sử dụng phổ biến là  $\frac{2}{3}$  hoặc  $\sqrt{\frac{2}{3}}$ . Ưu điểm chính của việc sử dụng  $\frac{2}{3}$  là độ lớn của điện áp hai pha sẽ bằng với điện áp ba pha sau khi sử dụng phép biến đổi Clarke [6]. Một vector không gian có thể được biểu thị một cách tổng quát bằng điện áp hai pha trong mặt phẳng  $\alpha$ - $\beta$  [7].

Từ cặp điện áp trên trục hệ tọa độ cố định  $v_\alpha$  và  $v_\beta$ , để đặt vector không gian vào hệ trục tọa độ quay  $v_d, v_q$  và góc  $\theta$  bởi phép biến đổi Park.

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} \quad (8)$$

Trạng thái chuyển mạch tạo điện áp và trạng thái áp bằng không có thể được biểu diễn bằng các vector không gian tích cực và vector không gian tương ứng. Biểu đồ vector không gian điển hình cho bộ nghịch lưu hai bậc được thể hiện trong Hình 2, trong đó sáu vector tích cực  $V_1$  đến  $V_6$  tạo thành một hình lục giác đều với sáu phần bằng nhau (I đến VI). Vector không  $V_0$  nằm ở tâm của lục giác.



Hình 2. Biểu đồ vector không gian bộ nghịch lưu hai bậc

Từ hình 2 thấy được tám trạng thái chuyển mạch có thể có trong bộ nghịch lưu hai bậc như được liệt kê trong Bảng 2. Ví dụ, trạng thái chuyển mạch [1 0 0] tương ứng với sự dẫn của  $S_1$ ,  $S_6$  và  $S_2$  trong các nhánh A, B và C của bộ nghịch lưu tương ứng. Trong số tám trạng thái chuyển mạch, [111] và [000] là trạng thái 0 và các trạng thái khác là trạng thái hoạt động.

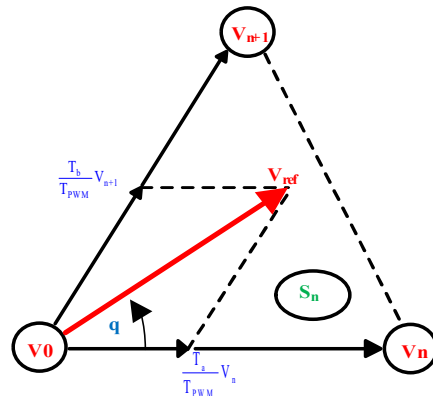
Bảng 2. Trạng thái làm việc của vector không gian.

Vector	Trạng thái chuyển mạch	Nhóm khóa chuyển mạch	Biên độ
Vector không	$V_0$	$\begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$	$S_1, S_3, S_5$ $S_4, S_2, S_6$ $V_0 = 0$
Vector tích cực	$V_1$	$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$	$S_1, S_2, S_6$ $V_1 = \frac{2}{3} V_{dc} e^{j0}$
	$V_2$	$\begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 \end{bmatrix}$	$S_1, S_3, S_2$ $V_2 = \frac{2}{3} V_{dc} e^{j\frac{\pi}{3}}$
	$V_3$	$\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$	$S_4, S_2, S_3$ $V_3 = \frac{2}{3} V_{dc} e^{j\frac{2\pi}{3}}$
	$V_4$	$\begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 \end{bmatrix}$	$S_4, S_3, S_5$ $V_4 = \frac{2}{3} V_{dc} e^{j\frac{3\pi}{3}}$
	$V_5$	$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$	$S_4, S_6, S_5$ $V_5 = \frac{2}{3} V_{dc} e^{j\frac{3\pi}{3}}$
	$V_6$	$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \end{bmatrix}$	$S_1, S_6, S_5$ $V_6 = \frac{2}{3} V_{dc} e^{j\frac{5\pi}{3}}$

Trong bài báo này xem xét phương pháp điều chế vector không gian như một trong những khâu với tín hiệu đầu vào là biên độ vector quay  $V_{ref}$  và góc pha  $\theta$  (hình 3). Trên cơ sở lý thuyết nếu tần số chuyển mạch đủ lớn, tổn thất điện áp và công suất bằng không, khóa bán dẫn công suất đóng/ngắt lý tưởng, không gian vector chính là đường tròn nội tiếp đa giác (hình 1), thì điện áp pha của bộ nghịch lưu được tính bởi (9):

$$\begin{cases} V_a(t) = V_{ref} \cos(\omega t) = m * V_{ref\_max} \cos(\omega t) \\ V_b(t) = V_{ref} \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) = m * V_{ref\_max} \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \\ V_c(t) = V_{ref} \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) = m * V_{ref\_max} \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (9)$$

Trong đó, hệ số điều chế biên độ  $m$  thay đổi từ 0 đến 1, biên độ điện áp lớn nhất có thể điều chế được là  $V_{ref\_max} = \frac{V_{dc}}{\sqrt{3}}$  và tốc độ góc  $\omega = \frac{d\theta}{dt}$  [8].



Hình 3. Điều chế vector  $V_{ref}$  tại vùng thứ  $n$

Theo hình 3 để điều chế được điện áp vector quay có biên độ và góc pha thay đổi trong toàn

vùng không gian vector góc  $2\pi$  thì phải chia vùng không gian thành 6 vùng và thực hiện việc duy trì các vector tích cực ( $V_1, V_2, \dots, V_6$ ) là đỉnh của đa giác. Trong những khoảng thời gian qui định vector điện áp sẽ dịch chuyển lần lượt vào các vùng tương ứng. Chu kỳ điều chế  $T_a, T_b$ , và  $T_0$  cho các vector  $V_n$  và  $V_{n+1}$  được tính toán như sau:

$$\begin{cases} T_a = T_{pwm} \left| \frac{\sqrt{3}V_{ref}}{V_{dc}} \right| \sin\left(\frac{n}{3}\pi - \theta\right) \\ T_b = T_{pwm} \left| \frac{\sqrt{3}V_{ref}}{V_{dc}} \right| \sin\left(-\frac{n-1}{3}\pi + \theta\right) \\ T_0 = T_{pwm} - T_a - T_b \end{cases} \quad (10)$$

Trong đó  $n=1,2,\dots,6$  là vị trí các vùng mà vector điện áp quay  $V_{ref}$  đi qua.  $T_a, T_b$ , và  $T_0$  lần lượt là chu kỳ làm việc của vector tích cực thứ  $V_n$  và  $V_{n+1}$  và vector  $V_0$  hoặc vector  $V_7$  trong một chu kỳ  $T_{PWM}$ . Thay lần lượt  $V_{ref} = mV_{ref\_max}$  và  $V_{ref\_max} = \frac{V_{dc}}{\sqrt{3}}$  vào phương trình (10) thu được:

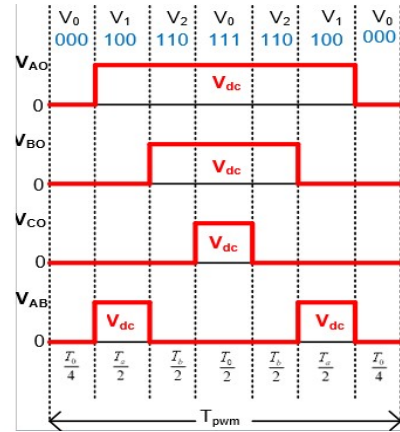
$$\begin{cases} T_a = mT_{pwm} \left| \frac{\sqrt{3}V_{ref}}{V_{dc}} \right| \sin\left(\frac{n}{3}\pi - \theta\right) \\ T_b = mT_{pwm} \left| \frac{\sqrt{3}V_{ref}}{V_{dc}} \right| \sin\left(-\frac{n-1}{3}\pi + \theta\right) \\ T_0 = T_{pwm} - T_a - T_b \end{cases} \quad (11)$$

Khi lập trình trên vi điều khiển phương trình (11) sẽ được rời rạc hóa để MCU cập nhật dữ liệu liên tục:

$$\begin{cases} T_a(k) = m(k)T_{pwm} \left| \frac{\sqrt{3}V_{ref}}{V_{dc}} \right| \sin\left(\frac{n}{3}\pi - \theta(k)\right) \\ T_b(k) = m(k)T_{pwm} \left| \frac{\sqrt{3}V_{ref}}{V_{dc}} \right| \sin\left(-\frac{n-1}{3}\pi + \theta(k)\right) \\ T_0(k) = T_{pwm}(k) - T_a(k) - T_b(k) \end{cases} \quad (12)$$

Trong phương trình (12),  $m(k)$  là biên độ điện áp được điều chế,  $\theta(k)$  là góc pha của vector quay và cũng là tần số góc của áp nghịch lưu.

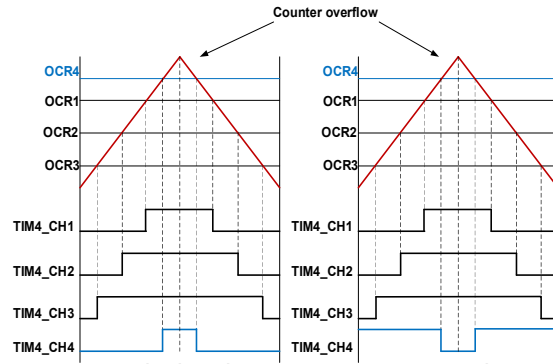
Từ các phương trình (10), (11) và (12) khi áp dụng và giản đồ điều chế vector hình (3), sẽ tính toán được chu kỳ làm việc trong vùng 1 như hình 4.



Hình 4. Chu kỳ làm việc vector  $V_{ref}$  tại vùng thứ nhất

### 3.3 Triển khai giải thuật SVPWM trên vi điều khiển STM32F411.

Trên MCU STM32F411-DISCO (ARM Cortex M4 + DSP Core) có tổng cộng 11 timer hoạt động ở tần số clock 100MHz các timer có cấu hình 16-bit và 32-bit rất thích hợp để xây dựng và phát triển giải thuật SVPWM ba pha [9]. Trong bài báo này sử dụng Timer4 của vi điều khiển thực hiện giải thuật, Timer hoạt động ở chế độ điều chế tạo xung SVPWM như một bộ đếm phối hợp với các khâu so sánh. Khi giá trị của bộ đếm đặt đến ngưỡng giá trị cần so sánh thì các khâu so sánh thực hiện chức năng đảo trạng thái và các chân ngõ ra trên vi điều khiển tạo tín hiệu PWM.



Hình 5. Giản đồ điều chế PWM trên một Timer với chế độ tam giác cân

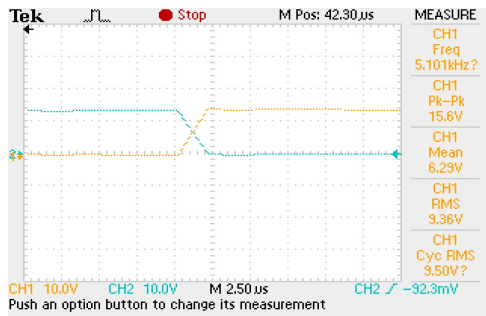
Hình 5 biểu diễn giản đồ xung của Timer vi điều khiển, để timer hoạt động chế độ điều chế độ rộng xung SVPWM được viết trong một chương trình ở chế độ ngắt nhằm để vi điều khiển cập nhật liên tục các giá trị thời gian làm việc ( $T_a, T_b$ , và  $T_0$ ) trong mỗi vùng không gian điều chế. Tín hiệu sóng mang điều chế phải thực hiện ở chế độ tam giác cân, ở chế độ này một chu kỳ của bộ

đếm được chia thành chu kỳ đếm lên và chu kỳ đếm xuống. Tần số điều chế PWM khi sóng mang ở chế độ tam giác cân được xác định theo

$$f_{pwm} = \frac{f_{clock}}{2(PSC + 1)(ARR + 1)} \quad (13)$$

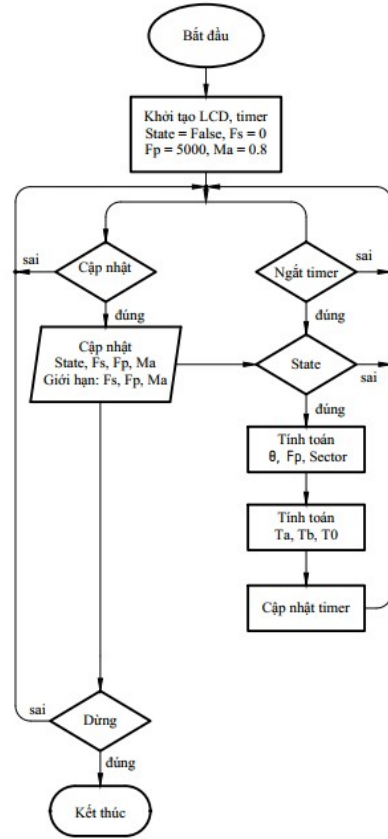
$f_{clock}$  là tần số xung cấp cho Timer hoạt động. Khi vi điều khiển STM32F411 hoạt động với tần số dao động thạch anh 100MHz, tức là tần số  $f_{clock}$  có giá trị lớn nhất là 100MHz. PSC là giá trị thanh ghi của Timer và có chức năng chia xung để đưa vào bộ đếm. ARR cũng là giá trị thanh ghi của Timer và cho chức năng nạp lại tự động giá trị cho bộ đếm sau mỗi chu kỳ làm việc. Ví dụ nếu chọn  $PSC=15$  và độ phân giải chế độ PWM là 10-bit ( $ARR=1023$ ) và  $f_{clock}=100\text{MHz}$ , theo phương trình (10) thì tần số PWM tính được sẽ là 5kHz.

Bên cạnh đó với tần số PWM lớn dẫn đến tốc độ chuyển mạch của linh kiện bán dẫn là khá cao, để tránh hiện tượng trùng dẫn giữa hai khóa bán dẫn trên một nhánh pha. Nhóm tác giả đã tiến hành thiết kế mạch tạo độ trễ (dead-time) trên mạch lái tạo xung. Để xác định được thời gian dead-time cần dựa vào thời gian đóng/ngắt của khóa IGBT do nhà sản xuất cung cấp, phần lớn vào khoản dưới 100ns-500ns. Tuy nhiên để tính chọn thời gian dead-time đảm bảo không xảy ra hiện tượng trùng dẫn giữa 2 khóa IGBT đối nghịch thì cần phải lựa chọn dead-time có giá trị lớn hơn tổng gián gian đóng/ngắt của khóa IGBT. Từ thực nghiệm trên khóa IGBT (H25R1202) ở hình 6 cho thấy nên lựa chọn hệ số dead-time vào khoản từ 1.5us đến 4us là các nhánh pha phân bộ nghịch lưu hai bậc hoạt động ổn định. Lưu ý về mặt cơ sở lý thuyết giá trị thời gian dead-time không được vượt quá 50% chu kỳ băm xung.



Hình 6. Khảo sát dead-time 2.5us

Từ các thông số xác định trên timer và thiết kế thời gian dead-time cứng trên mạch lái và mạch công suất, nhóm tác giả tiến hành xây lưu đồ giải thuật điều chế như hình 7.



Hình 7. Lưu đồ giải thuật điều chế SVPWM

Từ lưu đồ hình 7 trước khi tiến hành thực hiện giải thuật điều chế SVPWM sẽ có 4 tham số ban đầu được người sử dụng nhập liệu như: Tần số sine ngõ ra ( $f_s$ ), Tần số đóng ngắt các khóa IGBT ( $f_{pwm}$ ), hệ số điều chế biên độ ( $m$ ), Chiều quay của động cơ ( $dir$ ) và trạng thái hoạt động của bộ nghịch lưu ( $status$ ).

Thông thường tần số PWM của bộ nghịch lưu hai bậc sẽ thay đổi từ 2.5kHz đến 20kHz [10], lớn hơn rất nhiều lần so với tần số sine ba pha. Trong một chu kỳ sóng sin sẽ có hệ số điều chế tần số dựa trên tỷ lệ  $\frac{f_{pwm}}{f_s}$ . Vì vậy khi lập trình trên vi điều khiển, phải đặt các giá trị hàm sine trong vòng lặp có giá trị từ 0 đến hệ số tỷ lệ giữa  $\frac{f_{pwm}}{f_s}$ ,

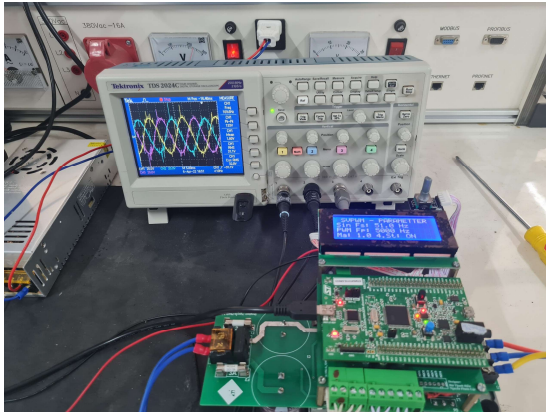
đồng thời góc  $\theta$  cũng được cập nhật theo chu kỳ tần số PWM.

Để thực hiện việc điều chế sóng sin ở dải tần thấp có thể sử dụng hai phương pháp là: tăng số mẫu trong một chu kỳ hoặc giảm tần số  $f_{pwm}$ . Mặc dù sử dụng phương pháp nào cũng cần lưu ý đảm



bảo vệ tỷ số điều chế tần số  $\frac{f_{pwm}}{f_s} \geq 100$  để giảm sóng hài bậc cao khi điều chế.

Để tối ưu thời gian tính toán của chương trình chính, bài báo đã xây dựng mô hình thực nghiệm như hình 8, với các thư viện SVPWM điều chế xung PWM đóng/ngắt các khóa IGBT, thư viện LCD truyền thông giao thức I<sup>2</sup>C thể hiện các tham số cũng như giao diện, thư viện Rotary Encoder nhằm giúp người dùng nhập liệu thay đổi các tham số.

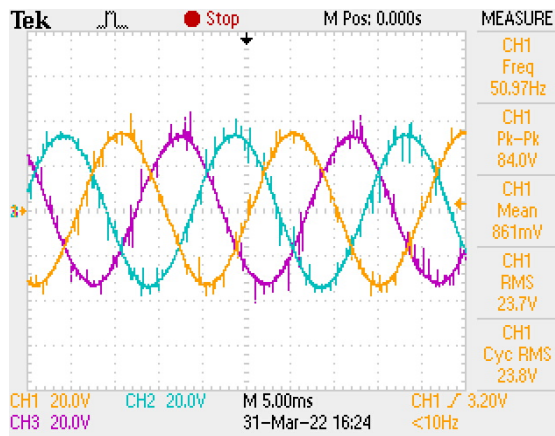


Hình 8. Mô hình thực nghiệm điều chế SVPWM cho bộ nghịch lưu hai bậc

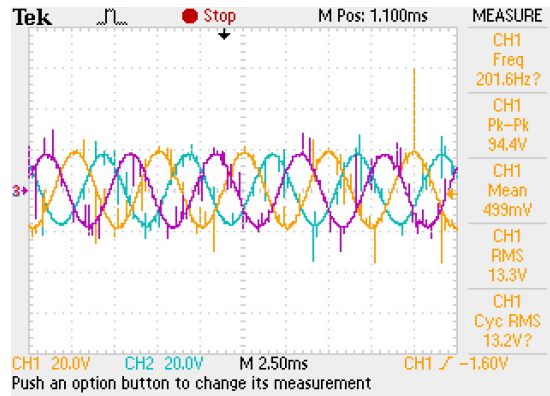
#### IV. KẾT QUẢ THỰC NGHIỆM

##### a. Kết quả thực nghiệm trên tải RL tuyến tính.

Hình 9 và 10 lần lượt là điện áp ba pha ngõ ra cân bằng, lệch pha góc 120 độ với tần số  $f_s=50\text{Hz}$ ,  $f=200\text{Hz}$ . Kết quả cho thấy biên dạng dòng điện ba pha dạng sin phù hợp với cơ sở lý thuyết, thời gian dead-time bằng 2.5 $\mu\text{s}$  và tần số chuyển mạch  $f_{pwm}$  lần lượt là 5kHz và 10kHz.

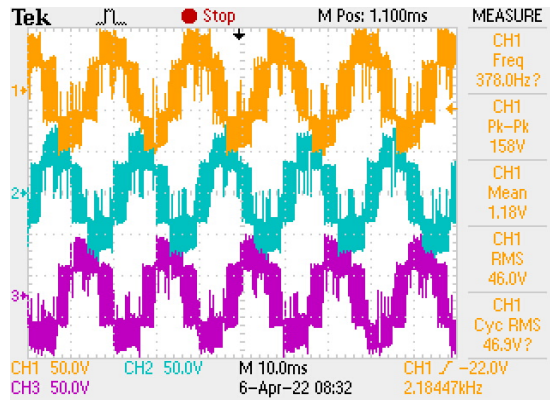


Hình 9. Điện áp ba pha ngõ ra trên tải R khi tần số  $f_s=50\text{Hz}$



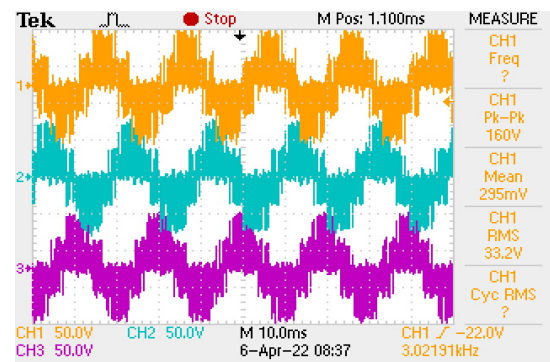
Hình 10. Điện áp ba pha ngõ ra trên tải R khi tần số  $f_s=200\text{Hz}$

Hình 11 và 12 lần lượt là điện áp ba pha ngõ ra khi hệ số điều chế biên độ thay đổi lần lượt  $m=1$  và  $m=0.5$ . Kết quả cho điện áp ba pha có dạng bậc thang (chưa qua bộ lọc) phù hợp với cơ sở lý thuyết, thời gian dead-time bằng 2.5 $\mu\text{s}$  và tần số chuyển mạch  $f_{pwm}=5\text{kHz}$ .



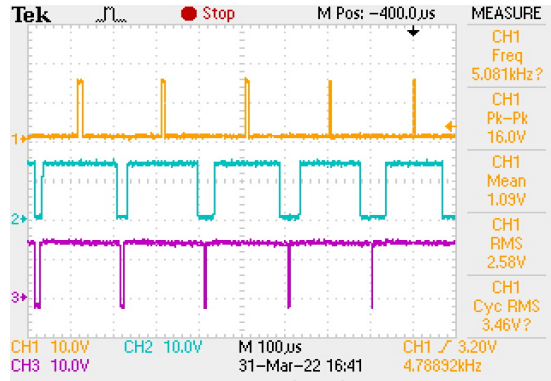
Hình 11. Điện áp ba pha ngõ ra với RL khi chỉ số điều chế  $m=1$

Hình 12 mô tả việc điều chỉnh biên độ điện áp với chỉ số điều chế  $m=0.5$  (giảm gấp 2 lần so với biên độ lớn nhất).



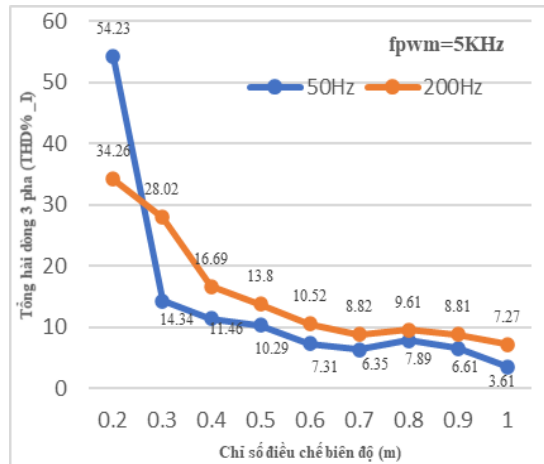
Hình 12. Điện áp ba pha ngõ ra với tải RL khi chỉ số điều chế  $m=0.5$

Để biết được chu kỳ làm việc MCU điều chế kỹ thuật SVPWM, nhóm tác tiến hành khảo sát lần lượt tín hiệu PWM được điều chế trên nhóm khóa  $S_1, S_3, S_5$  trên mỗi nhánh pha của bộ nghịch lưu như hình 13.



Hình 13. Tín hiệu điều chế xung PWM

Để đạt được sự tương đồng giữa các kết quả thực nghiệm khi đánh giá về tổng độ méo dạng hài tổng (THD<sub>I</sub>%) ngõ ra của bộ nghịch lưu áp ba pha hai bậc và được thực hiện lần lượt khi góc pha thay đổi tuyến tính có chu kỳ lần lượt là 20ms (tần số  $f_s=50\text{Hz}$ ) và 5ms (tần số  $f=200\text{Hz}$ ) được lấy mẫu theo cùng tần số PWM là 5kHz và chỉ số điều chế ( $m$ ) từ 0.2 đến 1 như hình 14.



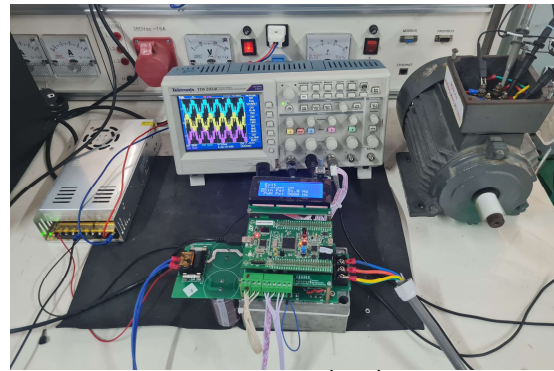
Hình 14. Tổng độ méo dạng hài dòng điện THD<sub>I</sub>%

Đồ thị tổng độ méo dạng hài dòng điện THD<sub>I</sub>% ở hình 14, khi chỉ số điều chế tăng khi khảo sát lần lượt ở tần số  $f_s=50\text{Hz}$  và 200Hz đều có độ méo dạng THD<sub>I</sub>% giảm dần. Ở vùng có chỉ số điều chế thấp 0.2 thì tần số  $f_s=200\text{Hz}$  có tổng độ méo dạng thấp là 34.26% và tần số  $f_s=50\text{Hz}$  cao hơn là 54.23%. Khi khảo sát ở các vùng chỉ số điều chế trung bình  $0.5 < m < 0.7$ , tải tuyến tính RL

hoạt động ở tần số 50Hz có THD<sub>I</sub>% thấp hơn tần số 200Hz. Và bộ nghịch lưu khi hoạt động ở vùng chỉ số điều chế cao cũng cho kết quả tương tự, khi  $m=1$  ở tần số 50Hz có THD<sub>I</sub>% là 3.61% đạt về chỉ tiêu chất lượng đánh giá tiêu chuẩn điện năng [11], thấp hơn 5% đối với tiêu chuẩn hài dòng điện.

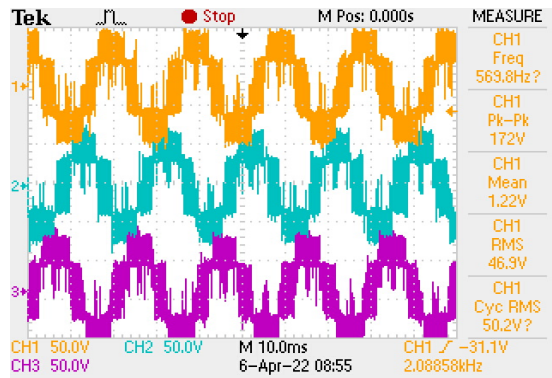
#### 4.2. Kết quả thực nghiệm trên động cơ không đồng bộ ba pha.

Từ các kết quả đánh giá trên mô hình tải tuyến tính RL, nhóm tác giả tiến hành đánh giá thực nghiệm trên tải động cơ không đồng bộ ba pha của hãng TECO với công suất động cơ 0.75kW, tốc độ ~1415 vòng/phút, điện áp 380V, dòng định mức 1.95A như hình 15.

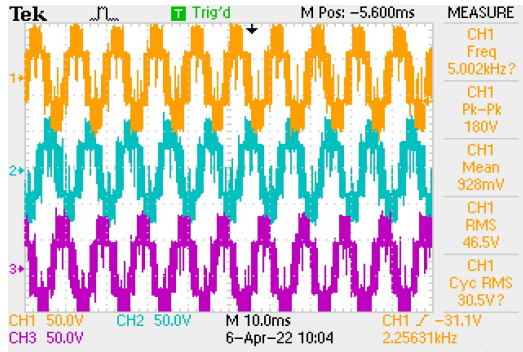


Hình 15. Mô hình thực nghiệm điều chế SVPWM cho bộ nghịch lưu hai bậc trên động cơ TECO

Hình 16 và 17 lần lượt là dòng điện ba pha ngõ ra khi góc pha thay đổi tuyến tính có chu kỳ lần lượt là 20ms (tần số  $f_s=50\text{Hz}$ ) và 10ms (tần số  $f=100\text{Hz}$ ). Kết quả cho thấy dòng điện ba pha dạng sin (chưa qua bộ lọc) phù hợp với cơ sở lý thuyết, thời gian dead-time bằng 2.5µs và tần số chuyển mạch  $f_{\text{pwm}}$  là 5kHz.

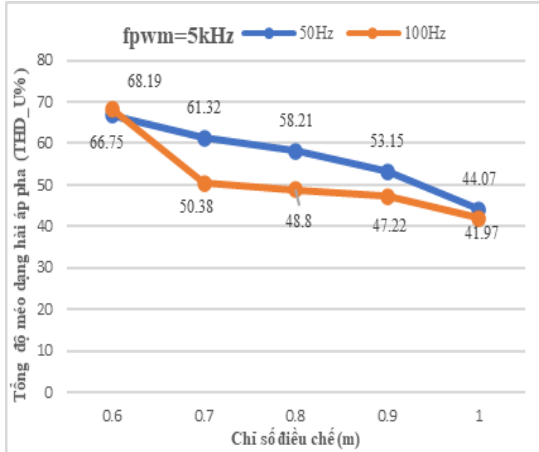


Hình 16. Điện áp ba pha ngõ ra với tải động cơ khi tần số  $f_s=50\text{Hz}$



Hình 17. Điện áp ba pha ngõ ra với tải động cơ khi tần số  $f_s=100\text{Hz}$

Tương tự như kết quả ở tải RL, để đạt được sự tương đồng giữa các kết quả thực nghiệm khi đánh giá về tổng độ méo dạng hài tổng (THD<sub>U</sub>%) ngõ ra của bộ nghịch lưu áp ba pha hai bậc trên tải động cơ không đồng bộ ba pha và được thực hiện lần lượt khi góc pha thay đổi tuyến tính có chu kỳ lần lượt là 20ms (tần số  $f_s=50\text{Hz}$ ) và 10ms (tần số  $f=100\text{Hz}$ ) được lấy mẫu theo cùng tần số PWM là 5kHz và chỉ số điều chế (m) từ 0.6 đến 1 như hình 18.



Hình 18. Tổng độ méo dạng hài áp ba pha THD<sub>U</sub>%

Đồ thị tổng độ méo dạng hài áp ba pha THD<sub>U</sub>% ở hình 18, khi chỉ số điều chế tăng khi khảo sát lần lượt ở tần số  $f_s=50\text{Hz}$  và  $200\text{Hz}$  với tải động cơ có độ méo dạng THD<sub>U</sub>% giảm dần. Ở vùng có chỉ số điều chế thấp 0.6 thì tần số  $f_s=500\text{Hz}$  có tổng độ méo dạng thấp là 66.75% và tần số  $f_s=100\text{Hz}$  cao hơn là 68.19%. Khi khảo sát ở các vùng chỉ số điều chế cao hơn  $0.8 < m < 0.1$ , tải động cơ không đồng bộ ba pha hoạt động ở tần số 100Hz có THD<sub>U</sub>% thấp hơn tần số 50Hz. Và bộ nghịch lưu khi hoạt động ở vùng chỉ số điều chế cao cũng cho kết quả tương tự, khi  $m=1$  ở tần số 100Hz có THD<sub>U</sub>% là 41.97%, từ các kết quả trên

nhận thấy tổng độ méo dạng hài điện áp 3 pha ngõ ra của bộ nghịch lưu còn khá cao do chưa sử dụng bộ lọc. So với kết quả thực nghiệm tải RL tuyến tính ở hình 14 THD<sub>I</sub> tần số 50Hz thấp nhất và tải động cơ đồ thị hình 18 tần số 50Hz THD<sub>U</sub> cao hơn do tải động cơ khi hoạt động sinh ra các hiện tượng nhiễu điện áp ở tần số PWM lớn.

## V. KẾT LUẬN VÀ HƯỚNG PHÁT TRIỂN

Bài nào này đã trình bày chi tiết về thực hiện thực nghiệm giải thuật SVPWM cho bộ nghịch lưu ba pha hai bậc trên vi điều khiển STM32F411. Trong đó, nhóm tác giả thực hiện thiết kế mô hình thực nghiệm giải thuật mang tính ứng dụng cao, gần với các sản phẩm nghịch lưu trên thị trường và thuận tiện sử dụng. Từ các kết quả thực nghiệm cho thấy bộ nghịch lưu hoạt động đúng với cơ sở lý thuyết vector không gian hai bậc và mở rộng phạm vi điều chế, các giá trị tham số về tần số sine, tần số PWM, hệ số điều chế biên độ, gia tốc có thể hiệu chỉnh theo thời gian thực. Trong thời gian tới nghiên cứu sẽ phát triển thêm các giải thuật điều khiển có hồi tiếp sensorless, tự nhận dạng tải nhằm chuẩn hóa các tham số liên quan đến điều khiển biến tần, đặc biệt là phát triển các dạng biến tần đa bậc.

## TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1] N. V. Nờ, 2002“Giáo trình điện tử công suất 1,” Nhà xuất bản ĐHQG Tp.HCM, p. 289.
- [2] V. T. Ranganathan, 1997“Space vector pulsewidth modulation - a status review,” *Sadhana - Acad. Proc. Eng. Sci.*, vol. 22, no. pt 6, pp. 675–688, doi: 10.1007/BF02745839.
- [3] K. Taniguchi, Y. Ogino, and H. Irie, 1988“PWM Technique for Power MOSFET Inverter,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 3, no. 3, pp. 328–334, doi: 10.1109/63.17951.
- [4] M. A. Hannan, J. A. Ali, A. Mohamed, and M. N. Uddin, 2017“A Random Forest Regression Based Space Vector PWM Inverter Controller for the Induction Motor Drive,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 64, no. 4, pp. 2689–2699, doi: 10.1109/TIE.2016.2631121.
- [5] A. Iqbal, A. Lamine, I. Ashraf, and Mohibullah, 2006“MATLAB/SIMULINK model of space vector PWM for three-phase voltage source inverter,” *41st Int.*



- Univ. Power Eng. Conf. UPEC 2006, Conf. Proceedings*, vol. 3, no. 2, pp. 1096–1100, doi: 10.1109/UPEC.2006.367646.
- [6] F. Wang, 2000“Sine-triangle vs. space vector modulation for three-level PWM voltage source inverters,” *Conf. Rec. - IAS Annu. Meet. (IEEE Ind. Appl. Soc.*, vol. 4, pp. 2482–2488, doi: 10.1109/ias.2000.883171.
- [7] M. J. Duran, J. Prieto, F. Barrero, J. A. Riveros, and H. Guzman, 2013“Space-vector PWM with reduced common-mode voltage for five-phase induction motor drives,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 60, no. 10, pp. 4159–4168, doi: 10.1109/TIE.2012.2217719.
- [8] L. Zhao, Q. Wang, G. Li, Q. Chen, and C. Hu, 2014“Analyze and compare the efficiency of two-level and three-level inverter in SVPWM,” *Proc. 2014 9th IEEE Conf. Ind. Electron. Appl. ICIEA 2014*, pp. 1954–1958, doi: 10.1109/ICIEA.2014.6931488.
- [9] Preeti Soni and Kavita Burse 2012 “Analysis of Voltage Source Inverters using Space Vector PWM for Induction Motor Drive,” *IOSR Journal of Electrical and Electronics Engineering* ISSN 2278-1676 Vol 2 19
- [10] M.SajediHir, Y. Hoseynpoor, P. MosadeghArdabili, T. PirzadehAshraf 2011 “Modeling and Simulation of Induction Motor Drive with Space Vector Control,” *Australian Journal of Basic and Applied Sciences* 5(9): 2210-2216 1
- [11] BCT, (2019), “*Tiêu chuẩn Chất Lượng Điện Năng*,” vol. 30, no. TT-BCT, pp. 1–14