

PHƯƠNG PHÁP ĐIỀU CHẾ ĐỘ RỘNG XUNG VÀ VECTOR KHÔNG GIAN CHO CÁC BỘ BIẾN TẦN

TS. KHÔNG CAO PHONG, ThS. NGUYỄN THANH LỊCH,
ThS. ĐÀO HIẾU - Trường Đại học Mỏ-Địa Chất

P hương pháp điều chế độ rộng xung (Pulse Width Modulation - PWM), ứng dụng để điều chế điện áp xoay chiều ở đầu ra của các bộ nghịch lưu cung cấp cho hệ truyền động đã được nghiên cứu rộng rãi trong nhiều thập kỷ gần đây, bao gồm cả tín hiệu điều chế dạng sin và không sin. Nhiều phương pháp điều chế độ rộng xung khác nhau đã được phát triển nhằm đạt được phạm vi điều chế rộng, giảm tổn hao đóng cắt của van, giảm độ méo sóng hài toàn phần và giảm thời gian tính toán.

Trong một thời gian dài, phương pháp PWM dựa trên sóng mang [1] được sử dụng rộng rãi. Tín hiệu điều chế đầu tiên cho phương pháp này là dạng sin, sau đó tín hiệu điều chế dạng không sin được sử dụng. Với sự phát triển mạnh mẽ của vi xử lý, phương pháp điều chế vector không gian (SVPWM) đã trở thành một trong những phương pháp PWM quan trọng nhất cho các bộ biến đổi ba pha [2]. Nó sử dụng vector không gian để tính toán chu kỳ công suất cho các van đóng cắt. Khả năng số hóa và phạm vi điều chế tuyến tính rộng cho điện áp đầu ra là những đặc trưng đáng kể của phương pháp điều chế vector không gian. Nội dung bài báo này là nghiên cứu nguyên lý điều chế PWM theo hai phương pháp trên và triển khai áp dụng trên mô hình thực nghiệm.

1. PWM dựa trên sóng mang

1.1. Nguyên lý điều chế

Module PWM bao gồm sóng điều chế và sóng mang. So sánh hai sóng này, tại những vùng sóng điều chế có biên độ lớn hơn biên độ sóng mang thì sóng PWM ở mức tích cực cao và ngược lại (H.1).

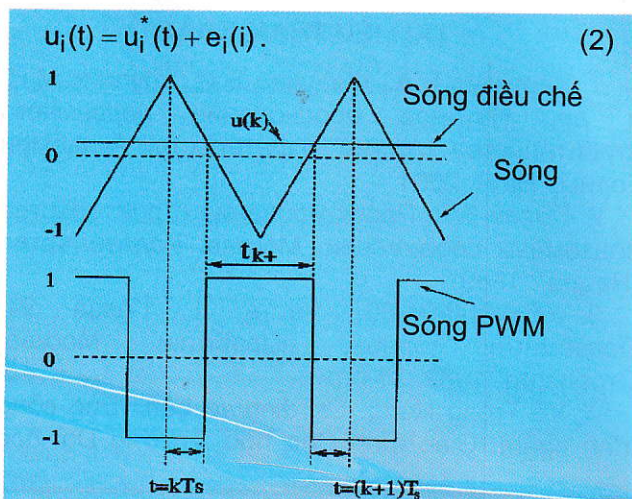
Tần số và biên độ của điện áp đầu ra được điều khiển bằng tần số và biên độ của sóng điều chế, trong khi tần số PWM bằng tần số của sóng mang.

1.2. Các biểu thức tính toán

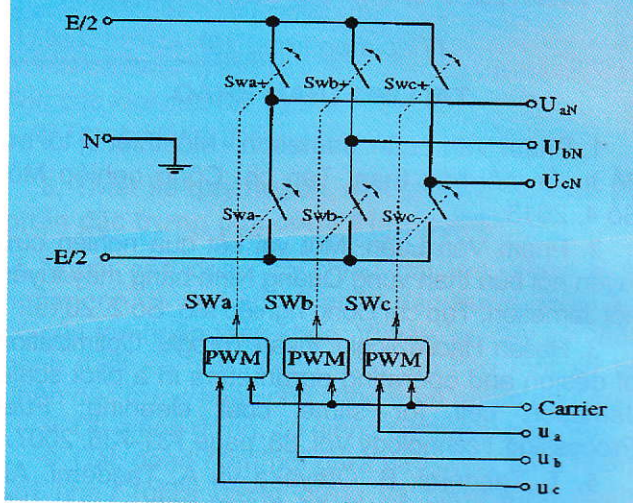
Nếu bỏ qua các sóng hài bậc cao, từ H.2 ta có: Điện áp pha đầu ra được xác định bởi công thức:

$$U_{iN} = E \cdot U_i / 2 \quad (1)$$

Sóng điều chế được cho bởi công thức sau:



H.1. Tín hiệu điều chế và tín hiệu sóng mang trong một chu kỳ cắt mẫu "k"



H.2. Cấu trúc bộ biến tần PWM ba pha

Trong đó: i - Tương ứng với các pha: a, b, c; $e_i(t)$ - Các sóng hài; u_i^* - Các tín hiệu cơ bản.

$$\begin{aligned} u_a^*(t) &= m \sin(\omega t); \\ u_b^*(t) &= m \sin(\omega t + 2\pi/3); \\ u_c^*(t) &= m \sin(\omega t + 4\pi/3). \end{aligned} \quad (3)$$

Trong đó: m là tỷ số điều biến biên độ:

$$m = \max \left| \frac{u_i^*(t)}{E/2} \right| \text{ và } u_a^*(t) + u_b^*(t) + u_c^*(t) = 0$$

Từ (1) và (3) ta có điện áp pha:

$$u_{aN}(t) = \frac{E}{2} [\text{msin}(\omega t + e(t))];$$

$$u_{bN}(t) = \frac{E}{2} [\text{msin}(\omega t - 2\pi/3 + e(t))]; \quad (4)$$

$$u_{cN}(t) = \frac{E}{2} [\text{msin}(\omega t + 4\pi/3 + e(t))].$$

Điện áp dây:

$$u_{ab}(t) = u_{aN}(t) - u_{bN}(t) = \frac{E}{2} \sqrt{3} \text{msin}(\omega t + \pi/6);$$

$$u_{bc}(t) = u_{bN}(t) - u_{cN}(t) = \frac{E}{2} \sqrt{3} \text{msin}(\omega t + 5\pi/6); \quad (5)$$

$$u_{ca}(t) = u_{cN}(t) - u_{aN}(t) = \frac{E}{2} \sqrt{3} \text{msin}(\omega t + 3\pi/2).$$

Trong dải điều chế tuyến tính, nếu $|u_i| \leq 1$ thì từ (4) và (5) ta có điện áp dây đầu ra nhỏ hơn hoặc bằng điện áp nguồn E:

$$|u_{ab}(t), u_{bc}(t), u_{ca}(t)| \leq E$$

Vì tỷ số điều biến biên độ cực đại

$$m_{\max} = 2/\sqrt{3}, \text{ nên ta có:}$$

$$-1 - u_{\min}^*(t) \leq e_i(t) \leq 1 - u_{\max}^*(t) \quad (6)$$

Ở đây:

$$u_{\min}^*(t) = \min(u_a^*(t), u_b^*(t), u_c^*(t)) \text{ và}$$

$$u_{\max}^*(t) = \max(u_a^*(t), u_b^*(t), u_c^*(t));$$

Ta thấy sóng hài $e_i(t)$ không xuất hiện trong điện áp dây đầu ra. Vì vậy, $e_i(t)$ thường được gọi là tín hiệu thứ tự không [3], và $e_i(t)$ được tính toán bởi công thức:

$$e_i(t) = (u_a(t)/3 + u_b(t) + u_c(t)) \quad (7)$$

Khi $e_i(t)=0$ sẽ có PWM dạng sin, và ngược lại khi $e_i(t) \neq 0$ thì PWM dạng không sin sẽ xảy ra. Các tín hiệu thứ tự không khác nhau sẽ dẫn đến các module PWM không sin khác nhau. So với PWM sin thì PWM không sin có thể mở rộng được phạm vi điều chế tuyến tính cho điện áp dây.

Trong dải tuyến tính, khi $|u_i| \leq 1 \Rightarrow$ từ (3) ta có $m_{\max}=1$ và từ (5) ta có điện áp dây đầu ra là $\sqrt{3}.E/2$:

$$\max |u_{ab}(t), u_{bc}(t), u_{ca}(t)| = \sqrt{3}.E/2 \quad (8)$$

Khi $m_{\max} = 2/\sqrt{3} = 1,15 \Rightarrow$ từ (5) ta có:

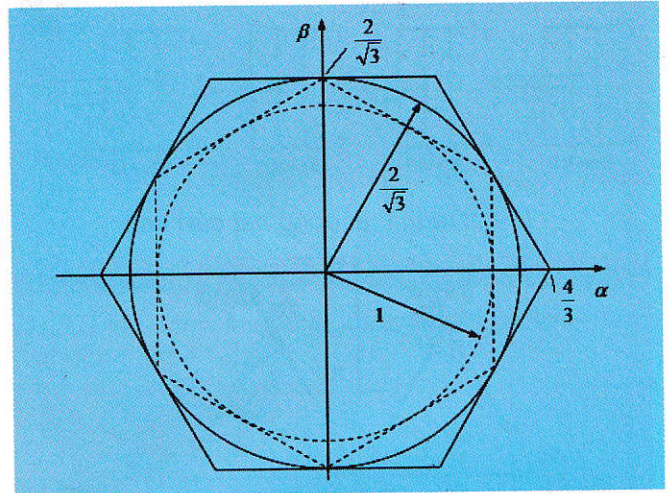
$$\max |u_{ab}(t), u_{bc}(t), u_{ca}(t)| = E \quad (9)$$

Khi đó điện áp đầu ra sẽ tăng lên khoảng 15%. Khi này điện áp pha sẽ không có dạng hình sin, tuy nhiên điện áp dây vẫn đảm bảo dạng hình sin.

2. Điều chế vector không gian [4]

2.1. Nguyên lý nghịch lưu

Cấu trúc bộ biến tần cho ở H.2. Chức năng của các van được mô tả như sau: Khi van ở nhóm trên dẫn thì van ở nhóm dưới phải khóa và ngược lại.



H.3. Vector điện áp đầu ra khi $m=1$ và $m=2/\sqrt{3}$

$SW_i=1$ khi van SW_{i+} dẫn và van SW_{i-} khóa

$SW_i=0$ khi van SW_{i+} khóa và van SW_{i-} dẫn

Trong đó: $i=a, b, c$; "1" là trạng thái đầu ra (a, b, c) nối với +E/2; "0" là trạng thái đầu ra (a, b, c) nối với -E/2.

Tám vector điện áp $\vec{U}_0, \dots, \vec{U}_7$ tương ứng với tám trạng thái chuyển mạch van $\vec{S}_0, \dots, \vec{S}_7$. Điện áp ra là sự kết hợp giữa các trạng thái chuyển mạch trên. Trong đó:

$$\vec{U}_1 = 100; \vec{U}_3 = 010; \vec{U}_5 = 001; \vec{U}_4 = -\vec{U}_1 = 011;$$

$$\vec{U}_6 = -\vec{U}_3 = 101; \vec{U}_2 = -\vec{U}_5 = 110; \vec{U}_0 = 000; \vec{U}_7 = 111;$$

$$\vec{U}_1 + \vec{U}_3 + \vec{U}_5 = 0; \vec{U}_0 = \vec{U}_7 = \vec{0}$$

$$|\vec{U}_i| = \frac{2}{3}E \text{ với } i=1, 2, \dots, 6; \quad |\vec{U}_0| = |\vec{U}_7| = 0 \quad (10)$$

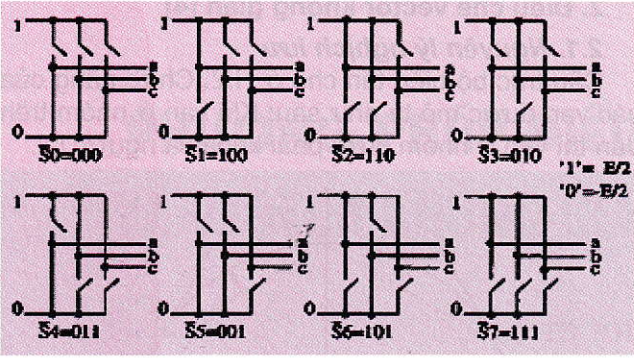
Tám vector điện áp này hình thành lên không gian vector điện áp (H.5). Không gian vector điện áp này chia làm 6 sector. Trong một chu kỳ cắt mẫu, vector điện áp đầu ra được tính như sau:

$$\vec{U}(t) = \frac{T_0}{T_s} \vec{U}_0 + \frac{T_1}{T_s} \vec{U}_1 + \dots + \frac{T_7}{T_s} \vec{U}_7 \quad (11)$$

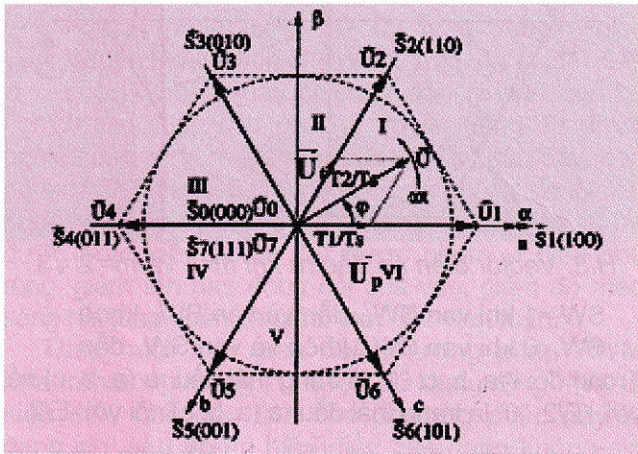
Trong đó: $T_i (i=0, 1, 2, \dots, 7)$ là thời gian của vector điện áp \vec{U}_i ; T_s là thời gian cắt mẫu; $T_i \geq 0$; $\sum_{i=0}^7 T_i = T_s$.

Tuy nhiên để giảm số lượng đóng cắt của van, vector điện áp \vec{U} có thể được phân chia theo các vector biên liền kề và vector \vec{U}_0 và \vec{U}_7 trong các sector khác nhau.

2.2. Nguyên lý điều chế



H.4. Trạng thái đóng cắt cửa van



H.5. Không gian vector điện áp

Xem điện áp hình sin như một vector điện áp \vec{U} có biên độ không đổi và quay với tốc độ (tần số) cũng không đổi. Giả sử chọn góc $1/6$ là sector I, vector \vec{U} được tính theo công thức:

$$\vec{U} = \frac{T_1}{T_s} \vec{U}_1 + \frac{T_2}{T_s} \vec{U}_2 + \frac{T_0}{T_s} \vec{U}_0 + \frac{T_7}{T_s} \vec{U}_7 \quad (12)$$

Trong đó: $T_s - T_1 - T_2 = T_0 + T_7 \geq 0$; $T_0 \geq 0$; $T_7 \geq 0$.

Bảng 1. Thuật toán điều chế vector không gian

Sector I ($0 \leq \omega t \leq \pi/3$)	Sector II ($\pi/3 \leq \omega t \leq 2\pi/3$)	Sector III ($2\pi/3 \leq \omega t \leq \pi$)
$T_1 = \frac{2T_s}{\sqrt{3}} m \cdot \cos(\omega t + \pi/6)$	$T_2 = \frac{2T_s}{\sqrt{3}} m \cdot \cos(\omega t + 11\pi/6)$	$T_3 = \frac{2T_s}{\sqrt{3}} m \cdot \cos(\omega t + 3\pi/2)$
$T_2 = \frac{2T_s}{\sqrt{3}} m \cdot \cos(\omega t + 3\pi/2)$	$T_3 = \frac{2T_s}{\sqrt{3}} m \cdot \cos(\omega t + 7\pi/6)$	$T_4 = \frac{2T_s}{\sqrt{3}} m \cdot \cos(\omega t + 5\pi/6)$
$T_0 + T_7 = T_s - T_1 - T_2$	$T_0 + T_7 = T_s - T_2 - T_3$	$T_0 + T_7 = T_s - T_3 - T_4$
Sector IV ($\pi \leq \omega t \leq 4\pi/3$)	Sector V ($4\pi/3 \leq \omega t \leq 5\pi/3$)	Sector VI ($5\pi/3 \leq \omega t \leq 2\pi$)
$T_4 = \frac{2T_s}{\sqrt{3}} m \cdot \cos(\omega t + 7\pi/6)$	$T_5 = \frac{2T_s}{\sqrt{3}} m \cdot \cos(\omega t + 5\pi/6)$	$T_6 = \frac{2T_s}{\sqrt{3}} m \cdot \cos(\omega t + \pi/2)$
$T_5 = \frac{2T_s}{\sqrt{3}} m \cdot \cos(\omega t + \pi/2)$	$T_6 = \frac{2T_s}{\sqrt{3}} m \cdot \cos(\omega t + \pi/6)$	$T_1 = \frac{2T_s}{\sqrt{3}} m \cdot \cos(\omega t + 11\pi/6)$
$T_0 + T_7 = T_s - T_4 - T_5$	$T_0 + T_7 = T_s - T_5 - T_6$	$T_0 + T_7 = T_s - T_6 - T_1$

Từ H.4 ta có thể chia vector \vec{U} thành các vector biên phải \vec{U}_p và vector biên trái \vec{U}_t :

$$\vec{U} = \vec{U}_p + \vec{U}_t$$

$$Ta \text{ có } |\vec{U}| = m \cdot |\vec{U}_i| = m \cdot \frac{2}{3} E \quad (13)$$

Với m là tỷ số điều biến biên độ điện áp. Theo lượng giác ta có:

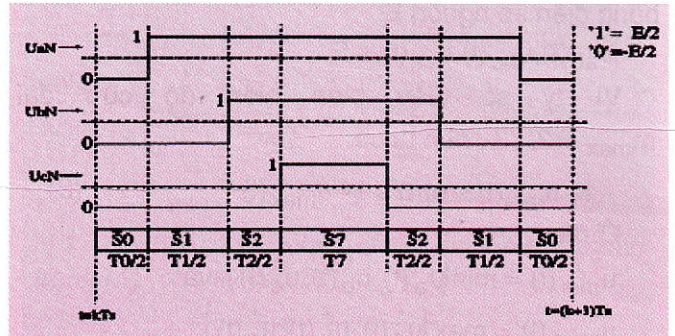
$$\frac{|\vec{U}_p|}{\sin(\pi/3 - \omega t)} = \frac{|\vec{U}_t|}{\sin \omega t} = \frac{|\vec{U}|}{\sin 2\pi/3} \text{ hay} \quad (14)$$

$$\frac{T_1}{T_s} \frac{|\vec{U}_1|}{\sin(\pi/3 - \omega t)} = \frac{T_2}{T_s} \frac{|\vec{U}_2|}{\sin \omega t} = \frac{m \cdot |\vec{U}_i|}{\sin 2\pi/3} \quad (15)$$

Từ (10), (13) và (15) ta có:

$$T_1 = \frac{2T_s}{\sqrt{3}} m \cdot \sin(\pi/3 - \omega t) = \frac{2T_s}{\sqrt{3}} m \cdot \cos(\omega t + \pi/6) \quad (16)$$

$$T_2 = \frac{2T_s}{\sqrt{3}} m \cdot \sin \omega t = \frac{2T_s}{\sqrt{3}} m \cdot \cos(\omega t - 3\pi/6) \quad (17)$$



H.6. Điều chế vector không gian trong sector I

Độ dài và góc của vector điện áp \vec{U} được xác định bởi các vector $\vec{U}_1, \vec{U}_2, \dots, \vec{U}_6$ (vector tích cực) và vector \vec{U}_0, \vec{U}_7 (vector không).

Sự phân tích của vector \vec{U} trong 6 sector khác nhau được xác định trong Bảng 1, và thời gian chuyển mạch của các van được xác định trong Bảng 2.

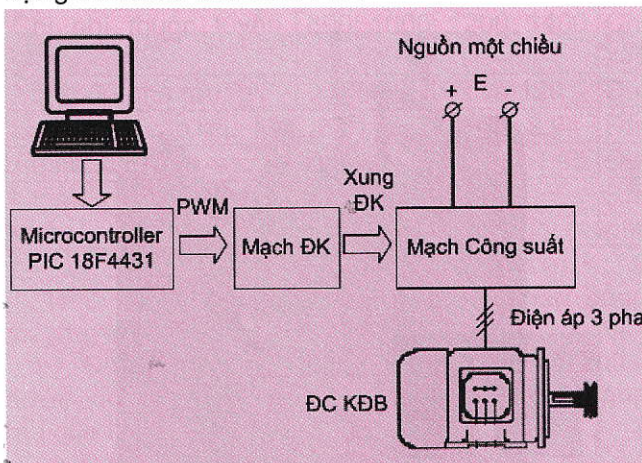
Bảng 2. Bảng thời gian chuyển mạch trong các sector khác nhau

Sector	Các van nhánh trên	Các van nhánh dưới
I	$S_1=T_1+T_2+0,5T_7$ $S_3=T_2+0,5T_7$ $S_5=0,5T_7$	$S_4=0,5T_0$ $S_6=T_1+0,5T_0$ $S_2=T_1+T_2+0,5T_0$
II	$S_1=T_2+0,5T_7$ $S_3=T_2+T_3+0,5T_7$ $S_5=0,5T_7$	$S_4=T_3+0,5T_0$ $S_6=0,5T_0$ $S_2=T_2+T_3+0,5T_0$
III	$S_1=0,5T_7$ $S_3=T_3+T_4+0,5T_7$ $S_5=T_4+0,5T_7$	$S_4=T_3+T_4+0,5T_0$ $S_6=0,5T_0$ $S_2=T_3+0,5T_0$
IV	$S_1=0,5T_7$ $S_3=T_4+0,5T_7$ $S_5=T_4+T_5+0,5T_7$	$S_4=T_4+T_5+0,5T_0$ $S_6=T_5+0,5T_0$ $S_2=0,5T_0$
V	$S_1=T_6+0,5T_7$ $S_3=0,5T_7$ $S_5=T_5+T_6+0,5T_7$	$S_4=T_5+0,5T_0$ $S_6=T_5+T_6+0,5T_0$ $S_2=0,5T_0$
VI	$S_1=T_1+T_6+0,5T_7$ $S_3=0,5T_7$ $S_5=T_6+0,5T_7$	$S_4=0,5T_0$ $S_6=T_1+T_6+0,5T_0$ $S_2=T_1+0,5T_0$

3. Mô hình thực nghiệm

3.1. Mô hình

Mô hình thực nghiệm được nhóm tác giả xây dựng có sơ đồ khối như H.7.

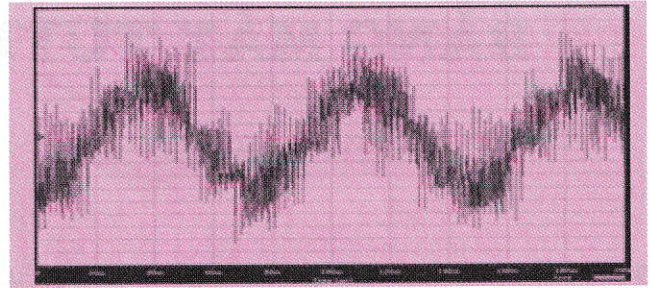


H.7. Mô hình thực nghiệm

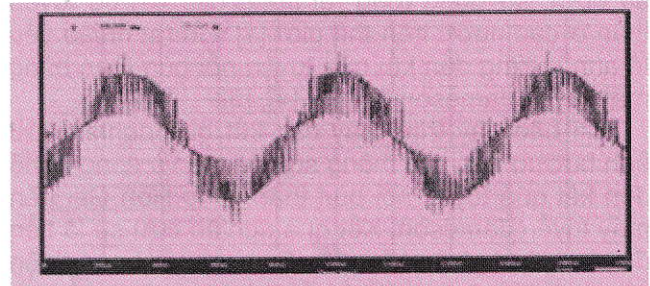
Vì điều khiển PIC18F4431 (với 6 kênh PWM) được sử dụng để xây dựng thuật toán điều khiển khác nhau dựa trên phương pháp điều chế độ rộng xung và điều chế vector không gian được tìm hiểu và trình bày ở trên. Mạch điều khiển nhận tín hiệu PWM từ vi điều khiển, xử lý tín hiệu và đưa ra các xung điều khiển cho các van bán dẫn công suất của mạch công

suất. Mạch công suất khi đó có nhiệm vụ biến đổi điện áp một chiều thành điện áp xoay chiều với biên độ và tần số thay đổi để cấp cho động cơ.

3.2. Kết quả thực nghiệm



H.8. Điện áp ra khi dùng phương pháp PWM (tần số đóng cắt 4 kHz)



H.9. Điện áp ra khi dùng phương pháp SVPWM (tần số đóng cắt 4 kHz)

Thực hiện thí nghiệm trên mô hình, kết quả được thể hiện trên các H.8, H.9. Kết quả cho thấy dạng điện áp điều chế thu được ở đầu ra của nghịch lưu có dạng hình sin như mong muốn. Tuy nhiên phương pháp SVPWM tạo ít sóng hài trong điện áp hơn so với phương pháp PWM.

4. Kết luận

Các bộ nghịch lưu đã và đang được sử dụng rộng rãi trong các ứng dụng như điều khiển động cơ, các bộ lưu điện và trong các hệ năng lượng tái tạo. Chất lượng điện áp đầu ra phụ thuộc vào phương pháp được sử dụng như điều chế độ rộng xung dựa trên sóng mang (SPWM) và điều chế vector không gian (SVPWM). Trong phương pháp PWM, biên độ và tần số của điện áp ra được điều khiển bằng cách thay đổi biên độ và tần số của sóng điều chế, trong khi phương pháp SVPWM biên độ và tần số của điện áp ra được điều khiển bằng biên độ và tần số của vector điện áp chuẩn. Phương pháp SVPWM tận dụng điện áp một chiều hiệu quả hơn, đồng thời điện áp đầu ra ít sóng hài bậc cao hơn so với phương pháp PWM. □

TÀI LIỆU THAM KHẢO

(Xem tiếp trang 24)

máy khâu phải cắt vách bằng phẳng, đồng thời phải kịp thời làm sạch than nhô ra ở phía trên phía xà nóc, làm cho xà và vách tiếp xúc tốt nhất.

❖ Cần phải quan trắc trạng thái giàn chống và hoạt động của vách, dự báo được tai nạn tiềm tàng tồn tại của sập vách, áp dụng biện pháp thích hợp và kịp thời xử lý những nơi có sập đổ vách nhỏ.

❖ Trong lò chợ có vách đặc biệt toi vụn và bờ ròi, cần phải dùng chất gia cố để tăng sự liên kết của khối than ở gương lò và trên vách để nâng cao tính ổn định của vách gần gương lò chợ.

❖ Tăng cường công tác quản lý lò chợ, để các thiết bị luôn luôn ở trạng thái tốt, đảm bảo giàn chống lò chợ hoạt động bình thường, hơn nữa sau khi xảy ra sập vách trong mấy chu kỳ giảm thiểu hạ trần than, làm cho quan hệ tương hỗ giữa giàn chống và vách hình thành chu kỳ tốt.

6. Kết luận

Dưới một vài điều kiện, sập đổ vách gần gương trong lò chợ khai thác cơ giới hóa đồng bộ hạ trần thu hồi than đã trở thành nguyên nhân chủ yếu hạn chế lò chợ khai thác với sản lượng và hiệu quả cao. Điều khiển sập đổ vách gần gương lò chợ và nâng cao khả năng sập đổ than nóc cứng đều có ý nghĩa quan trọng như nhau trong khai thác. Vì vậy, trong quá trình triển khai và mở rộng kỹ thuật khai thác cơ giới hóa đồng bộ ở vùng than Quảng Ninh cần phải coi trọng độ cao khai thác, từ đó mới làm cho công nghệ khai thác cơ giới hóa đồng bộ thu hồi than nóc phát huy được tác dụng và nâng cao được hiệu quả và sản lượng.

Căn cứ vào những phân tích và những phương pháp điều khiển trên, lò chợ khai thác cơ giới hóa đồng bộ thu hồi than nóc thuộc mỏ than Hà Lâm đã tiến hành áp dụng tại thực tế để điều khiển sự sập đổ của vách gần gương và đã đạt được hiệu quả tốt. Đồng thời, phương pháp này còn có tác dụng tích cực trong những điều kiện địa chất tương tự. □

TÀI LIỆU THAM KHẢO

1. Tài liệu về điều kiện địa chất mỏ than Hà Lâm.
2. Vũ Trung Tiến, Đỗ Anh Sơn. Nguyên nhân hiện tượng tụt nóc lở gương cục bộ trong lò chợ khai thác cơ giới hóa đồng bộ và các biện pháp phòng ngừa. Tạp chí Công nghiệp Mỏ. Số 6. Hội Khoa học và Công nghệ Mỏ Việt Nam. Hà Nội. 2014. Tr. 26-29.
3. Trương Đình Lập. Điều khiển áp lực mỏ trong lò chợ khai thác cơ giới hóa đồng bộ thu hồi than nóc. Nhà xuất bản Công nghiệp Than Trung Quốc. 1999. Bản tiếng Trung.

Người biên tập: Võ Trọng Hùng

SUMMARY

After analyzing breaking characteristic and process of roof coal in fully mechanized sub-level caving mining face, roof falling mechanism of face area is revealed tentatively. It is put forward that the combination of advancing broken zone of roof coal to ahead of the faceline and influence of some inducing factor is direct cause. So main technology approach and measures of controlling roof falling of face area are advanced. With these measures, a satisfied effect of controlling roof falling has been procured in practice, consequently, a key technology of controlling roof falling in sub-level cavingface is formed in the paper.

PHƯƠNG PHÁP ĐIỀU CHẾ...

(Tiếp theo trang 13)

1. S.R. Bowes. "New sinusoidal pulsewidth modulated inverter". Proc Inst. Elect. Eng., vol. 122, pp. 1279-1285, 1975.
2. O. Ogasawara, H. Akagi, and A. Nabel. "A novel PWM scheme of voltage source inverters based on space vector theory" in Proc. EPE European Conf. Power Electronics and Applications, 1989, pp. 1197-1202.
3. A.M. Hava, R. Kerkman, and T.A. Lipo. "Carrier-based PWM-VSI overmodulation strategies: Analysis, comparison, and design" IEEE Trans. Power Electron., vol. 13, pp. 674-689, July 1998.
4. Keliang Zhou and Danwei Wang. "Relationship between space-vector modulation and three-phase carrier-based PWM". IEEE Trans. Power Electron., vol. 49, No 1, February 2002.

Người biên tập: Đào Đức Tạo

SUMMARY

The paper presents some research results on theory of two methods: Carrier-based Pulse Width Modulation (PWM) and Space Vector Pulse Width Modulation (SVPWM) to three-phase synchronous motor controlling. The suitable controlling algorithm and an experimental model in laboratory are developed.