

# Điện tử công suất

Mã số: EE3147

Ts. Trần Trọng Minh  
Bộ môn Tự động hóa,  
Khoa Điện, ĐHBK Hà nội  
Hà nội, 9 - 2010

## Chương 8 NGHỊCH LƯU ĐỘC LẬP

Khái niệm về nghịch lưu độc lập  
Các bộ nghịch lưu nguồn dòng, nguồn áp  
NLĐL nguồn dòng  
NLNA một pha, phương pháp điều chế PWM  
NLNA ba pha, PWM, SVM.

## Chương 8

### Nghịch lưu độc lập

- VIII.1 Những vấn đề chung
  - VIII.1.1 Nghịch lưu độc lập là gì?
  - VIII.1.2 Phân loại và ứng dụng
  - VIII.1.3 Khái niệm về nguồn áp, nguồn dòng
- VIII.2 Nghịch lưu độc lập nguồn dòng song song
  - VIII.2.1 Nghịch lưu độc lập nguồn dòng song song một pha
  - VIII.2.2 Nghịch lưu độc lập nguồn dòng song song ba pha
- VIII.3 Nghịch lưu độc lập nguồn áp
  - VIII.3.1 Những vấn đề chính về nghịch lưu nguồn áp
  - VIII.3.2 VSI sơ đồ một pha nửa cầu (Half Bridge)
  - VIII.3.3 VSI sơ đồ cầu một pha (H Full Bridge)
  - VIII.3.4 Phương pháp điều chế độ rộng xung (PWM)
  - VIII.3.5 Điều chế PWM dùng điều khiển số
  - VIII.3.6 Nhận xét chung về PWM.
  - VIII.3.7 Tính toán sơ đồ NLNA PWM.

10/22/2010

3

## Chương 5

### Nghịch lưu độc lập

- VIII.3.8 Mô hình mô phỏng NLNA PWM
- VIII.4 VSI ba pha
  - VIII.4.1 VSI ba pha sáu xung
  - VIII.4.2 VSI ba pha PWM
  - VIII.4.3 Điều chế PWM với thành phần thứ tự không ZSS-PWM
  - VIII.4.4 Các thông số cơ bản của PWM
- VIII.5 Phương pháp điều chế vector không gian SVM.
  - VIII.5.1 Khái niệm về vector không gian
  - VIII.5.2 Cơ bản về SVM
  - VIII.5.3 Phương pháp điều chế với  $t_0 = t_T - \text{SVPWM}$ .
  - VIII.5.4 Quá điều chế.
  - VIII.5.5 Nhận xét chung về SVM.

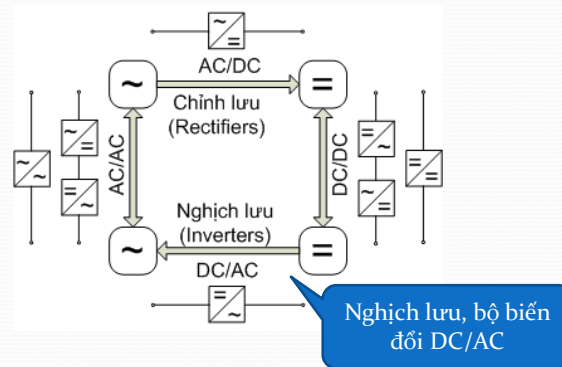
10/22/2010

4

## VIII.1 Những vấn đề chung

### VIII.1.1 Nghịch lưu độc lập là gì

- NLĐL: bộ biến đổi DC/AC, tần số và điện áp ra thay đổi được.



10/22/2010

5

## VIII.1 Những vấn đề chung

### VIII.1.1 Nghịch lưu độc lập là gì?

- Tại sao lại cần đến BBD DC/AC?
  - Chỉ có nguồn là DC: ví dụ, khi nguồn duy nhất ta có là từ acquy.
  - Khi phụ tải AC yêu cầu nguồn cấp có các thông số như điện áp, tần số thay đổi trong dải rộng, khác xa các thông số của nguồn điện áp lưới.
  - Khi có yêu cầu về điều chỉnh cả tần số lẫn điện áp xoay chiều, ví dụ trong các hệ truyền động động cơ không đồng bộ hoặc động cơ đồng bộ.
  - Khi trong các bộ biến đổi công suất yêu cầu có tần số cao (Tần số cao sẽ làm cho các phần tử điện tử như MBA, các phần tử phản kháng như tụ điện, điện cảm có giá trị nhỏ).
  - Một số nguồn phát sơ cấp có đầu ra là một chiều hay được chuyển về dạng một chiều để tích trữ trong acquy: pin mặt trời (Photocell), pin nhiên liệu (Fuel cell), điện sức gió (Wind Turbine Generator), ...
  - Một số dạng năng lượng tích lũy dưới dạng acquy (Battery Energy Storage System – BESS).
  - Đầu cuối của hệ thống truyền tải điện một chiều HVDC.

10/22/2010

6

## VIII.1 Những vấn đề chung

### VIII.1.2 Phân loại và ứng dụng

- Phân loại:
  - Dựa theo đặc tính của nguồn một chiều đầu vào:
    - Nghịch lưu nguồn dòng: Current Source Inverter – CSI,
    - Nghịch lưu nguồn áp: Voltage Source Inverter – VSI,
    - Nghịch lưu nguồn Z, ZSI, trung gian giữa CSI và VSI.
  - Dựa theo các đặc điểm của phương pháp điều chỉnh điện áp và tần số đầu ra, phổ biến là nghịch lưu PWM.
  - Dựa theo đặc điểm của mạch tải: một lớp các nghịch lưu làm việc với tải là mạch vòng cộng hưởng LC, gọi là nghịch lưu cộng hưởng.
- Ứng dụng: rất rộng rãi,
  - Trong lĩnh vực truyền động xoay chiều. Cùng với chỉnh lưu tạo nên các bộ biến tần.
  - Trong lĩnh vực xe chạy điện (Electric Vehicle – EV), hiện nay đã phát triển thành một xu hướng xe mới cho tương lai gần.
  - Thâm nhập vào hệ thống điều khiển trong hệ thống điện (FACTS và D-FACTS).
  - Các hệ thống cấp nguồn AC-DC-AC-DC thay cho các hệ AC-DC thông thường.

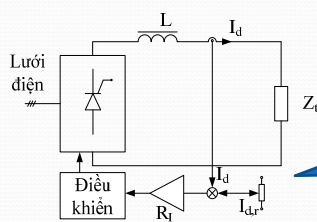
10/22/2010

7

## VIII.1 Những vấn đề chung

### VIII.1.3 Khái niệm về nguồn áp, nguồn dòng

- |  |   |
|--|---|
| <ul style="list-style-type: none"> <li>• Nguồn dòng</li> <li>• Nguồn điện có dòng điện ra không đổi, không phụ thuộc vào tải và tính chất của tải.           <ul style="list-style-type: none"> <li>• Tạo ra bằng mắc nối tiếp nguồn DC với điện cảm đủ lớn,</li> <li>• Hoàn toàn có thể ngắn mạch, không được hở mạch.</li> </ul> </li> </ul> | <ul style="list-style-type: none"> <li>• Nguồn áp</li> <li>• Nguồn điện có điện áp ra không đổi, không phụ thuộc vào tải và tính chất của tải.           <ul style="list-style-type: none"> <li>• Tạo ra bằng mắc song song đầu ra nguồn DC với tụ điện đủ lớn,</li> <li>• Hoàn toàn có thể hở mạch, không được ngắn mạch.</li> </ul> </li> </ul> |
|--|---|



Cách tạo ra nguồn dòng thực tế, dùng mạch vòng dòng điện.

10/22/2010

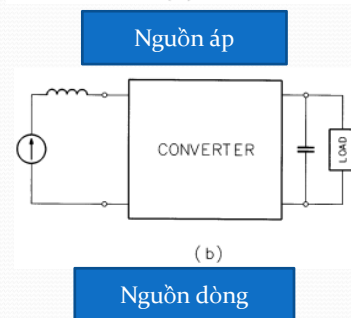
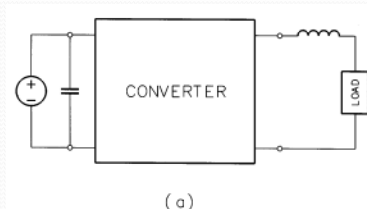
8



## VIII.1 Những vấn đề chung

### VIII.1.3 Khái niệm về nguồn áp, nguồn dòng

- **Phối hợp nguồn với tải:** nguồn áp, nguồn dòng.
  - Không thể nối song song hai nguồn áp với nhau vì dòng san bằng điện áp sẽ rất lớn.
  - Không thể nối nối tiếp hai nguồn dòng với nhau vì gây đột biến dòng.
- **Khái niệm về nguồn áp, nguồn dòng cũng áp dụng cho tải:**
  - Song song với tụ – nguồn áp;
  - Nối tiếp với cuộn cảm – nguồn dòng.
- **BBĐ là khâu không quán tính:**
  - Nếu đầu vào là nguồn áp thì đầu ra là nguồn dòng và ngược lại.



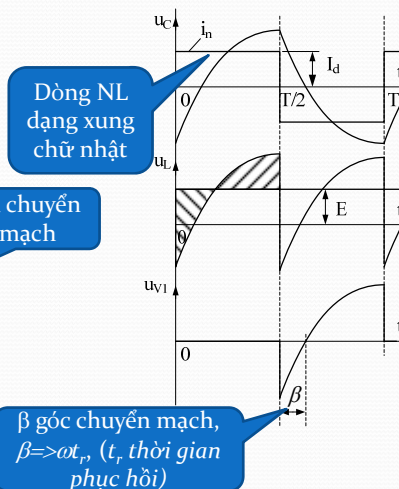
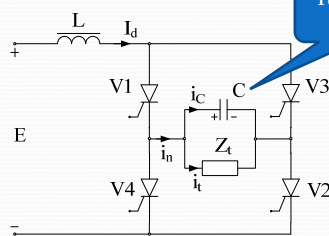
10/22/2010

1

## VIII.2 Nghịch lưu nguồn dòng

### VIII.2.1 Nghịch lưu nguồn dòng song song một pha

- Sơ đồ dùng thyristor V1, ..., V4.
- Nguồn đầu vào có điện cảm L giá trị lớn, tạo nên nguồn dòng.
- Tụ C song song với tải, tạo khả năng chuyển mạch.
- (V1, V2) và (V3, V4) mở trong mỗi nửa chu kỳ.



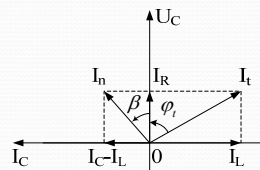
10/22/2010

10

## VIII.2 Nghịch lưu nguồn dòng

### VIII.2.1 Nghịch lưu nguồn dòng song song một pha

- Phân tích sơ đồ bằng phương pháp gần đúng sóng hài bậc nhất:
  - Chỉ xét đến thành phần sóng hài bậc nhất của dòng điện và điện áp.
  - Có thể biểu diễn các đại lượng bằng biểu đồ vector.
- Điều kiện để sơ đồ hoạt động được là dòng tải phải mang tính dung, vượt trước điện áp. Góc vượt trước này chính là góc khóa của van.
- Đồ thị vector



$$\tan \beta = \frac{I_C - I_L}{I_R} = \frac{(I_C - I_L)U_C}{I_R U_C} = \frac{Q_C - Q_L}{P_i}$$

$$Q_C = Q_i + P_i \tan \beta$$

Công suất phản kháng trên tụ C phải đủ để bù hết công suất phản kháng của tải, dôi ra một phần để tạo góc vượt trước  $\beta$  (góc chuyển mạch)

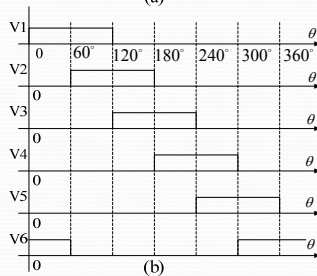
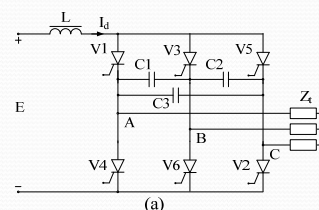
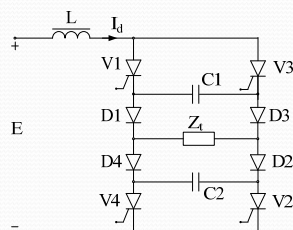
10/22/2010

11

## VIII.2 Nghịch lưu nguồn dòng

### VIII.2.2 Nghịch lưu nguồn dòng song song ba pha

- VIII.2.2 Nghịch lưu nguồn dòng song song một pha, có điôt cách ly. Điôt có tác dụng cách ly mạch chuyển mạch khỏi mạch tải.
- Phương án tương tự cũng có ở NL ba pha.
- NLND ba pha



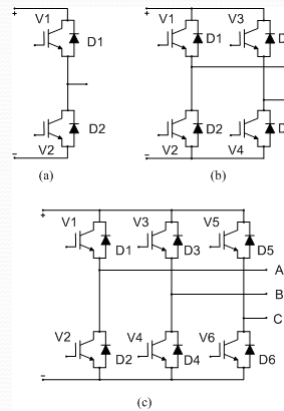
10/22/2010

12

### VIII.3 Nghịch lưu nguồn áp một pha

#### VIII.3.1 Những vấn đề chung về NLNA

- Nhược điểm của NLND:
  - Điện áp ra phụ thuộc vào tải, vì vậy rất khó phù hợp với các phụ tải thông thường. Thiết bị điện thường được sản xuất cho các cấp điện áp tiêu chuẩn nên không thể hoạt động khi điện áp biến động mạnh.
  - NLND chỉ được thiết kế cho một phụ tải cụ thể, có thể có công suất lớn hoặc rất lớn.
- NLNA có thể được chế tạo dùng cho một lớp rộng rãi các phụ tải.
  - NLNA đảm bảo điện áp ra có dạng không đổi, đáp ứng cho các phụ tải sản xuất hàng loạt.
- NLNA xây dựng chủ yếu trên MOSFET và IGBT, mạch lực được chế tạo chuẩn, tạo thành các modul, dễ sử dụng.



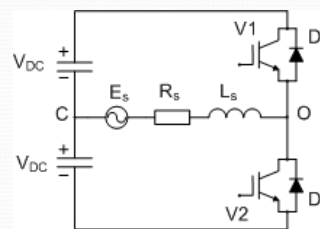
10/22/2010

13

### VIII.3 Nghịch lưu nguồn áp một pha

#### VIII.3.2 Sơ đồ NL nửa cầu (Half bridge)

- Van V1, V2 ON/OFF ngược nhau,
- D1, D2 điốt ngược, dẫn dòng tự do về tụ DC,
- Điện áp trên tải:
 
$$V_{OC} = \pm V_{DC}$$
- Mô hình tải  $L_s$ ,  $R_s$ ,  $E_s$  ( $E_s$  có thể là DC hay AC) đại diện cho nhiều trường hợp: động cơ, nguồn dòng AC điều khiển được, chỉnh lưu tích cực. S.đ.đ  $E_s$  thể hiện chính là phụ tải, nơi điện năng biến đổi thành dạng năng lượng khác.
- Có thể điều khiển dòng  $I_o$  theo hình dạng bất kỳ.
- Sơ đồ



- Giới hạn:  $V_{OC}$  chỉ từ  $-V_{DC}$  đến  $+V_{DC}$
- $dI_o/dt < V_{DC}/L_s$

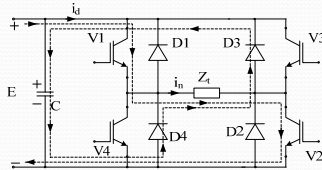
Inverter bị bão hòa

10/22/2010

14

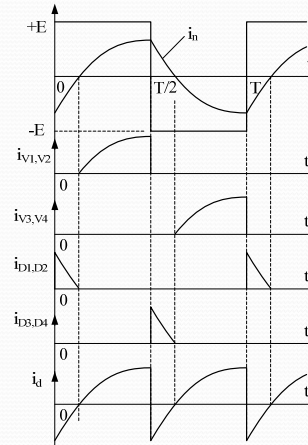
## VIII.3 Nghịch lưu nguồn áp một pha

## VIII.3.3 Nghịch lưu nguồn áp cầu một pha (H Full Bridge)



- V1, V2, V3, V4 van đ/k hoàn toàn, như BJT, MOSFET, IGBT.
- D1, ..., D4 các diôt ngược.
- Tụ C đầu vào có giá trị đủ lớn.
- Điều khiển:
  - $0 \div T/2$  mở (V1, V2),
  - $T/2 \div T$  mở (V3, V4).
  - Điện áp trên tải có dạng  $\pm E$ .

- Đồ thị dạng dòng điện, điện áp.



10/22/2010

15

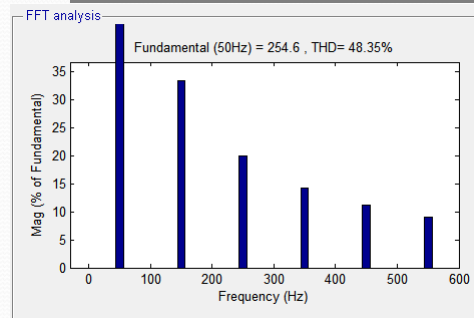
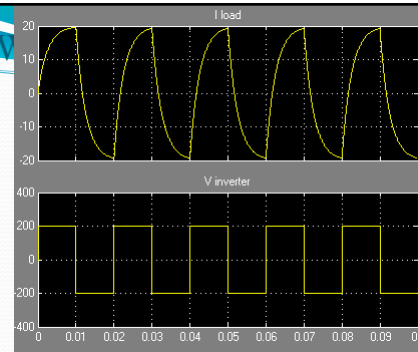
## VIII.4 Phương pháp điều chế PWM

## VIII.4.1 Nguyên lý PWM

- Vấn đề đặt ra đối với NLNA:
- 1. Làm thế nào để có thể điều chỉnh được điện áp cũng như tần số của điện áp ra?
- 2. Dạng điện áp ra dạng xung chữ nhật, nếu phân tích ra chuỗi Fourier chứa nhiều thành phần sóng hài bậc cao.

$$u(t) = \frac{4E}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\sin(2k-1)\omega t}{2k-1}$$

- Làm thế nào để giảm được sóng hài bậc cao?
- Dùng mạch lọc. Tuy nhiên tác dụng của lọc phụ thuộc tải.



10/22/2010

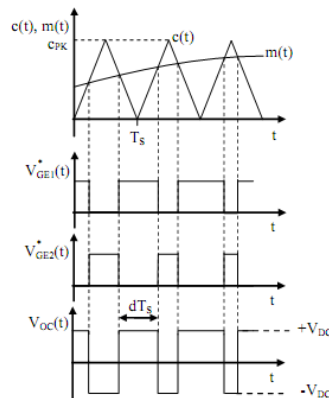
16



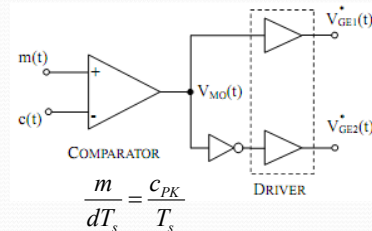
## VIII.4 Phương pháp điều chế PWM

### VIII.4.1 Nguyên lý PWM cho NLNA

- Điều chế PWM: điều khiển ở mức thấp nhất.



- Sơ đồ



- $c(t)$  răng cưa, gọi là sóng mang;  
 $c_{PK}$  biên độ răng cưa;
- $m(t)$  tín hiệu chuẩn mong muốn,  
gọi là sóng điều chế;
- $T_s$  chu kỳ điều chế, còn gọi là chu kỳ trích mẫu.

10/22/2010

17

## VIII.4 Phương pháp điều chế PWM

### VIII.4.1 Nguyên lý PWM cho NLNA

- Trong mỗi chu kỳ đóng cắt điện áp đầu ra có giá trị trung bình, gọi là trung bình trượt:

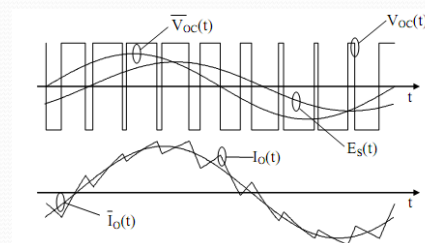
$$\bar{v}(t) = \frac{1}{T_s} \int_t^{t+T_s} v(\tau) d\tau$$

- Giá trị trung bình của điện áp đầu ra nghịch lưu PWM:

$$\begin{aligned} \bar{V}_{OC}(t) &= \frac{1}{T_s} [V_{DC} T_s d(t) - V_{DC} T_s (1-d(t))] \\ &= V_{DC} (2d(t) - 1) \end{aligned}$$

- Từ sơ đồ mạch điện tương đương có thể thấy quan hệ hàm truyền đạt giữa điện áp ra nghịch lưu và dòng đầu ra là mạch lọc tần thấp bậc nhất.

- Đồ thị



- Trong mỗi chu kỳ  $T_s$  điện áp ra  $V_{OC}$  sẽ phản ứng lập tức với tín hiệu mong muốn ngay trong chu kỳ điều chế.
- Nếu hằng số thời gian  $L_s/R_s \gg T_s$  dòng điện sẽ uốn theo dạng của tín hiệu  $m(t)$ .

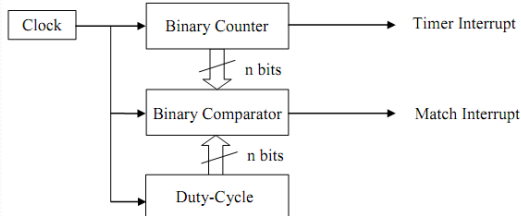
10/22/2010

18

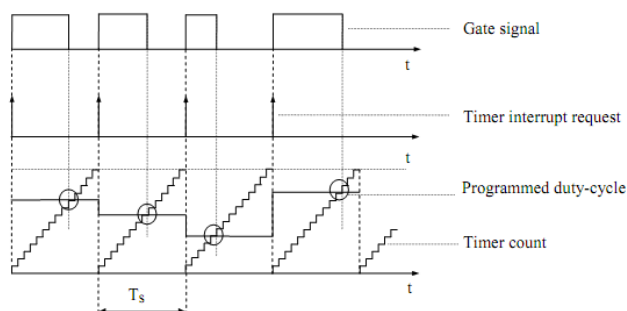
## VIII.4 Phương pháp điều chế PWM

### VIII.4.2 Điều chế PWM dùng điều khiển số cho NLNA

- Bộ điều khiển số PWM, thường có trong các vi điều khiển hiện đại:



- Đồ thị dạng sóng:



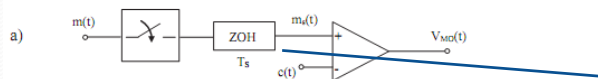
10/22/2010

19

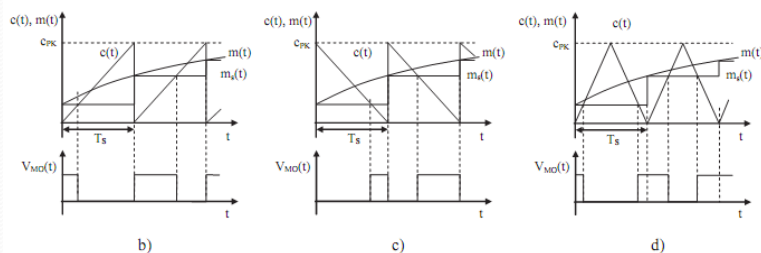
## VIII.4 Phương pháp điều chế PWM

### VIII.4.2 Điều chế PWM dùng điều khiển số cho NLNA

- Uniformly sampled with single update mode (Khác analog naturally sampled PWM). Chế độ trích mẫu đều (Khác với trích mẫu tức thời).
  1. Trailing edge modulation, (Hình b). Bộ điều chế sườn sau.
  2. Leading edge modulation, (Hình c). Bộ điều chế sườn trước.
  3. Triangular carrier modulation, (Hình d). Bộ điều chế sóng mang đối xứng.



Tín hiệu điều khiển update ở đầu mỗi chu kỳ điều chế



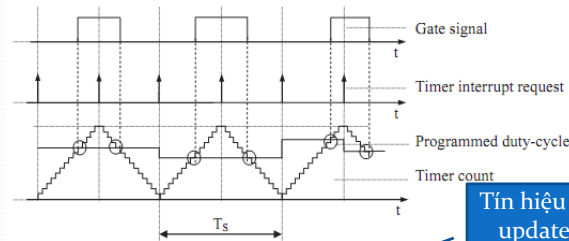
10/22/2010

20

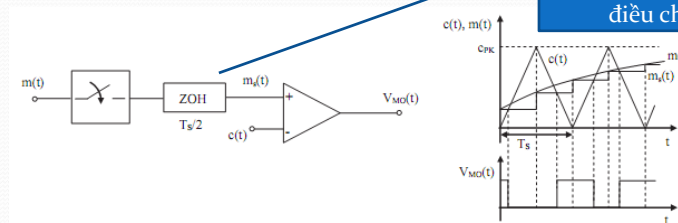
## VIII.4 Phương pháp điều chế PWM

### VIII.4.2 Điều chế PWM dùng điều khiển số cho NLNA

- Uniformly double update. Trích mẫu hai lần, nguyên lý thực hiện:



- Mô hình:



10/22/2010

21

## VIII.4 Phương pháp điều chế PWM

### VIII.4.3 Các chỉ số đánh giá PWM

- Các chỉ số đánh giá hiệu năng của PWM
- 1. Hệ số điều chế, tỷ số giữa biên độ sóng điều chế  $m(t)$  so với biên độ sóng răng cưa:  

$$\mu = \frac{U_{rm}}{U_{cm}}; 0 \leq \mu \leq 1$$
- 2. Hệ số méo tổng:  $THD = \frac{\sqrt{\sum_{k=2,3,\dots} U_k^2}}{U_1} = \frac{\sqrt{U_o^2 - U_1^2}}{U_1}$ 
  - THD chính là tỷ số giữa tổng giá trị hiệu dụng của các thành phần sóng hài bậc cao so với giá trị hiệu dụng của sóng cơ bản ra mong muốn.
- 3. Hệ số tần số:  $k_f = f_s/f_1$ , tỷ số giữa tần số của sóng mang so với tần số sóng ra mong muốn.
  - Thông thường để có hệ số méo tổng THD trong phạm vi cho phép cần có  $k_f \geq 20$ . Với công suất lớn  $f_s$  cỡ 2 - 4 kHz, trong khi đó ở dải công suất nhỏ hơn thường phải chọn  $f_s$  từ 10 - 20 kHz.
  - Điều này cũng là vì để đảm bảo độ đập mạch dòng ra trong phạm vi cho phép thì với dòng càng nhỏ điện cảm  $L_s$  càng phải lớn. Tuy nhiên nếu  $L_s$  lớn thì sụt áp ở tần số cơ bản cũng lớn. Để thỏa hiệp, do đó phải chọn  $f_s$  lớn.

10/22/2010

22

## VIII.4 Phương pháp điều chế PWM

### VIII.4.4 Tính toán các thông số cho NLNA PWM

- Việc tính toán thường dựa trên các số liệu ban đầu:
  - Giá trị điện áp hình sin ra mong muốn  $U_o$  (VIII) và tần số sóng cơ bản  $f_1$  (Hz).
  - Công suất hoặc dòng đầu ra mong muốn  $P_o$  (W),  $I_o$  (A), hệ số công suất của tải  $\cos\varphi$ . Thông thường hệ số công suất cỡ 0,8.
- Ví dụ tính toán:  $U_{om} = 220\sqrt{2} = 311(V)$ ;  $f_1 = 50\text{Hz}$ ;  $P_o = 1\text{kW}$ ;  $\cos\varphi = 0,8$
- Các bước và các thông số cần tính toán:
  - Điện áp một chiều yêu cầu:  $U_{DC}$  (V).
    - Với PWM trong dải làm việc tuyến tính,  $\mu \leq 1$ , giá trị biên độ điện áp đầu ra có thể đạt lớn nhất là  $U_{DC}$ , khi tần số đóng cắt  $f_s$  coi là vô cùng lớn. Để dự phòng điện áp một chiều thay đổi trong phạm vi  $\pm 10\%$  cần chọn  $\mu_{\max} = 0,9$ .
    - Vậy:  $U_{DC} = U_{om}/0,9 = 311/0,9 = 346$  V.
    - Trong mạch thường có mạch lọc LC để tạo điện áp ra hình sin. Dự phòng sụt áp trên cuộn cảm lọc  $L_s$  cỡ 10% điện áp ra nên phải chọn  $U_{DC} = 1,1.346 = 380$  V.

10/22/2010

23

## VIII.4 Phương pháp điều chế PWM

### VIII.4.4 Tính toán các thông số cho NLNA PWM

- Tính toán biên độ dòng đầu ra yêu cầu:  $I_{om}$  (A).
  - Công suất toàn phần của tải  $S_o = P_o / \cos\varphi = 1000/0,8 = 1250$  (VA);
  - Dòng tải yêu cầu:  $I_o = S_o / U_o = 1250/220 = 5,68$  (A).
  - Biên độ của dòng tải  $I_{om} = I_o \cdot \sqrt{2} = 5,68 \cdot 1,4142 = 8$  (A).
- Chọn tần số đóng cắt:  $f_s$  (Hz),
  - Với công suất nhỏ chọn tần số đóng cắt  $f_s = 20$  kHz,  $T_s = 0,5 \cdot 10^{-4}$  (s).
- Tính toán dòng trung bình qua van và điốt:  $I_{V\text{trb}}$ ,  $I_{D\text{trb}}$  (A)
  - Dòng trung bình qua van:  $I_V = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi I_{om} \sin(\theta - \varphi) d\theta = \frac{1 + \cos\varphi}{2\pi} I_{om}$
  - $I_V = 2,29$  A.
  - Dòng trung bình qua điốt:  $I_D = \frac{1}{2\pi} \int_\pi^{2\pi} I_{om} \sin(\theta - \varphi) d\theta = \frac{1 - \cos\varphi}{2\pi} I_{om}$
  - $I_D = 0,26$  A.
- Xác định dòng đỉnh lớn nhất qua van và điốt.

10/22/2010

24



## VIII.4 Phương pháp điều chế PWM

### VIII.4.4 Tính toán các thông số cho NLNA PWM

- 5. Xác định dòng đỉnh lớn nhất qua van và diôt.
  - Dòng tải thể hiện chính là giá trị dòng trung bình đầu ra nghịch lưu trong mỗi chu kỳ cắt mẫu. Vì vậy chỉ cần xác định độ đập mạch lớn nhất của dòng  $I_o(t)$ .
  - Bỏ qua ảnh hưởng của  $R_s$  đối với độ đập mạch dòng tải, ta có:  $L_s \frac{di_o(t)}{dt} \cong \Delta u_o(t)$
  - Trong NLNA PWM  $\Delta U_{o,max} = 2U_{DC}$ . Dòng điện có độ đập mạch lớn nhất khi hệ số lấp đầy xung (Duty ratio) là  $d = 0,5$ . Do đó:
 
$$\Delta I_{o,max} \approx \frac{T_s}{4} \cdot \frac{\Delta U_{o,max}}{L_s} \approx U_{DC} T_s / 2L_s$$
- 6. Xác định giá trị điện cảm  $L_s$ .
  - Lấy sụt áp tại tần số cơ bản bằng  $10\%U_o$ . (Đối với công suất nhỏ).
  - $U_{Ls} = I_o X_{Ls} = 0,1 \cdot U_o = 0,1 \cdot 220 = 22(V) \Rightarrow X_{Ls} = 22/5,68 = 3,8732(\Omega)$   
 $\Rightarrow L_s = 12 \text{ (mH)}$ ;
  - Độ đập mạch dòng tải bằng:  $\Delta I_{o,max} = 380 \cdot 0,5 \cdot 10^{-4} / (2 \cdot 12 \cdot 10^{-3}) = 0,79 \text{ A}$ .
  - So với biên độ dòng điện thì độ đập mạch bằng  $\Delta I_L 100\% = 0,79/8 = 20 \%$ . Đây có thể coi là giá trị chấp nhận được.

10/22/2010

25

## VIII.4 Phương pháp điều chế PWM

### VIII.4.4 Tính toán các thông số cho NLNA PWM

- 7. Tính toán tụ C của mạch lọc LC.
  - Trong NL PWM điện áp ra chủ yếu là sóng cơ bản. Các thành phần sóng hài bậc cao xuất hiện ở chung quang tần số đóng cắt  $f_s$ , cụ thể là  $h \cdot f_s \pm l \cdot f_l$ , trong đó  $h = 1, 2, \dots, l = 1, 2, \dots$ . Những tần số sóng hài thấp nhất là  $f_s - f_l, f_s - 2f_l, \dots$ . Tuy nhiên do  $f_s \gg f_l$  nên các sóng hài này chủ yếu tập trung ở quanh  $f_s$ , nghĩa là rất xa so với  $f_l$ . Điều này làm đơn giản việc tính toán mạch lọc LC ở đầu ra nghịch lưu rất nhiều.
  - Chọn tần số cắt của mạch lọc tần số thấp LC sao cho:  $\omega_{LC} = \frac{1}{\sqrt{LC}} \ll \omega_s = 2\pi f_s$
  - Không cần đề ý đến điều kiện tránh cộng hưởng ở các sóng hài có thể có trên sóng điện áp ra.
  - Chọn  $\omega_{CL} = 0,1\omega_s \Rightarrow \omega_{CL} = 12,5664 \cdot 10^3 \text{ (rad/s)}$ . VIIIậy:
 
$$C = \frac{1}{L \omega_{CL}^2} = \frac{1}{12 \cdot 10^{-3} (12,5664 \cdot 10^3)^2} = 0,53 (\mu F)$$
  - Có thể chọn trị số tụ C lớn hơn, ví dụ  $1 \mu F$ .
  - Để đảm bảo tần số cắt  $\omega_{CL}$  giá trị tụ phải chọn lớn hơn để bù vào công suất phản kháng của tải.

10/22/2010

26

## VIII.4 Phương pháp điều chế PWM

### VIII.4.4 Tính toán các thông số cho NLNA PWM

- 8. Bù công suất phản kháng của tải:

$$Q_L = \sqrt{S_o^2 - P_o^2} = \sqrt{1250^2 - 1000^2} = 750(\text{Var})$$

- Nếu bù bằng tụ C thì phải có  $Q_C = Q_L$ ;

$$Q_C = \frac{U_C^2}{X_C} = \omega C U_C^2 \quad C = \frac{Q_C}{\omega U_C^2} = \frac{750}{2\pi \cdot 50 \cdot 220^2} = 49,35(\mu F)$$

- So với giá trị tụ C tính ở mục (7) thấy rằng có thể chọn tụ  $C=50\mu F$  là phù hợp.
- 9. Cần kiểm tra lại điều kiện ở tần số cơ bản  $X_C \gg X_L$ :
  - Nếu không sẽ tạo nên phân áp giữa  $X_C$  và  $X_L$ , không thể đạt được điện áp 220 V ở đầu ra.
 
$$X_L = 2\pi \cdot 50 \cdot 12 \cdot 10^{-3} = 3,768\Omega;$$

$$X_C = 1 / (2\pi \cdot 50 \cdot 50 \cdot 10^{-6}) = 63,7\Omega$$
  - Thực sự là  $X_C \gg X_L$ .
- 10. Kiểm tra lại số liệu tính toán của sơ đồ bằng mô hình mô phỏng.
  - Đây là phương pháp rất hiệu quả để kiểm chứng các tính toán từ mục (1) đến (9) trên đây.

10/22/2010

27

## VIII.4 Phương pháp điều chế PWM

### VIII.4.4 Tính toán các thông số cho NLNA PWM

- 11. Tính toán tụ C của mạch một chiều.
  - Tụ C trong mạch một chiều đóng vai trò là tụ lọc của mạch chỉnh lưu phía trước, vừa đóng vai trò tiếp nhận công suất phản kháng từ mạch nghịch lưu do các diốt ngược đưa về. Vậy giá trị của tụ là giá trị nào cần lớn hơn.
  - Trường hợp nặng nề nhất là dòng tải ở giá trị biên độ, hệ số  $d = 0,5$  (tương ứng khi tải thuần cảm, điện áp điều chế qua không), khi đó:

$$\Delta U_C = \frac{\Delta I_x}{C} \Delta I_C \quad \Delta I_x = T_s / 2; \Delta I_C = I_{o,\max}$$

- Thường chọn  $\Delta U_C = 0,05 \div 0,1 U_{DC}$ . Có thể tính được:

$$C = \frac{\Delta I_C}{2f_s \Delta U_C} = \frac{8}{2 \cdot 20 \cdot 10^3 \cdot 0,05 \cdot 380} = 10,53 \cdot 10^{-6} \approx 10(\mu F)$$

- Tụ C tính được có giá trị khá nhỏ, chứng tỏ ưu việt của PWM. Trong trường hợp này tụ một chiều C sẽ được xác định chủ yếu từ điều kiện san bằng điện áp đầu ra chỉnh lưu.

10/22/2010

28

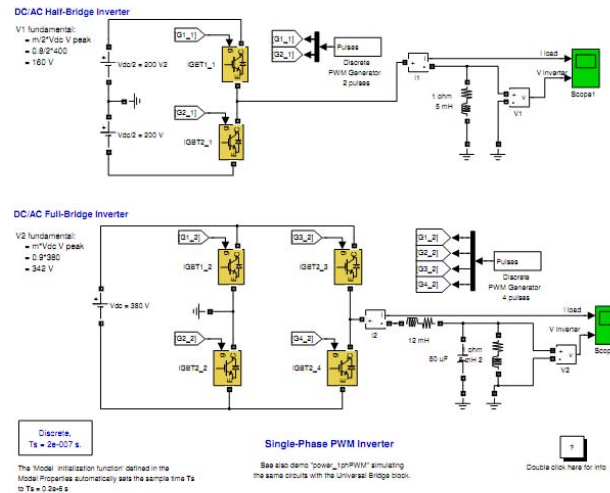
## VIII.4 Phương pháp điều chế PWM

## VIII.4.5 Mô phỏng sơ đồ NLNA PWM

- Mô hình  
Trên MATLAB

Sơ đồ 1,  
nửa cầu

Sơ đồ 2,  
Cầu một pha



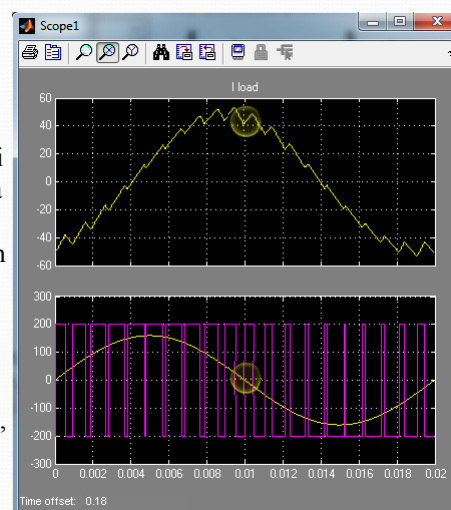
10/22/2010

29

## VIII.4 Phương pháp điều chế PWM

## VIII.4.5 Mô phỏng sơ đồ NLNA PWM

- Kết quả ở mô hình 1, sơ đồ nửa cầu ( $m=0,8$ ;  $U_{DC}=200V$ )
  - Tần số điều chế chọn thấp 1 kHz để minh họa rõ hơn độ đập mạch của dòng tải.
  - Dòng đập mạch lớn nhất ở thời điểm điện áp điều chế  $m(t)$  qua 0 (khi  $d=0,5$ ). Nếu lúc bấy giờ dòng đạt giá trị biên độ (tải gần thuần cảm) thì chu kỳ điều chế này xác định dòng đỉnh lớn nhất (Trường hợp xấu nhất).
  - Đây là cơ sở tính toán dòng đỉnh qua van và diốt ở mục (5), phần VIII.3.7.
- Đồ thị dòng, áp ra NL.



10/22/2010

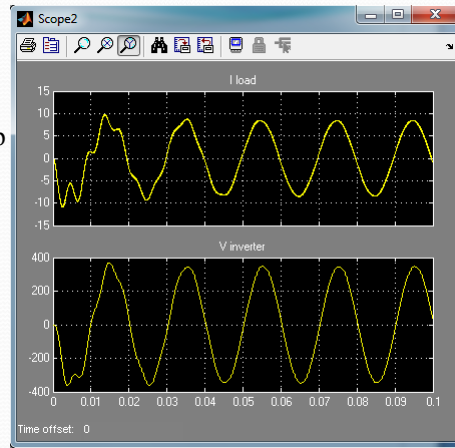
30



## VIII.4 Phương pháp điều chế PWM

### VIII.4.5 Mô phỏng sơ đồ NLNA PWM

- Kết quả ở mô hình 2, sơ đồ cầu một pha. Tham số tính toán theo phần 3.7.
  - Tần số điều chế 20 kHz.
  - Mạch lọc LC tính toán theo:
  - 1. Cuộn cảm L đảm bảo độ đập mạch dòng tải trong phạm vi 20%.
  - Tần số cắt của mạch lọc bằng  $1/10$  tần số  $f_s$ .
  - Tụ lọc C tính theo tần số cắt của mạch lọc và hiệu chỉnh để bù công suất phản kháng của tải.
  - $L = 12 \text{ mH}$ ,  $C = 50 \text{ uF}$ .
- Đồ thị dòng, áp đầu ra.



10/22/2010

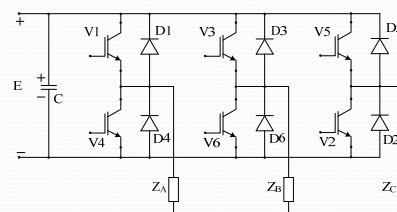
31

## VIII.5 Nghịch lưu nguồn áp cầu ba pha

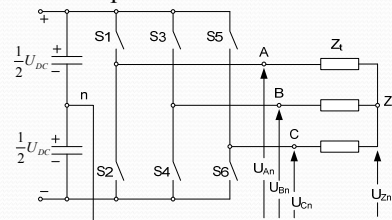
### VIII.5.1 Sơ đồ cầu ba pha

- VSI ba pha có thể coi gồm ba nhánh van nửa cầu (V1, V4), (V3, V6), (V5, V2). Các van trên cùng nhánh cầu không bao giờ được mở cùng nhau.
- Tải phía xoay chiều nối giữa các điểm ra của nửa cầu nên không cần đến điểm giữa ở phía một chiều như sơ đồ nửa cầu thông thường.
- Để sử dụng các kết quả về PWM của sơ đồ nửa cầu cho sơ đồ cầu ba pha ta vẫn sử dụng mạch điện tương đương cầu ba pha như ba nửa cầu, với điểm giữa phía DC.

- VSI cầu ba pha



- Cầu ba pha = 3 nửa cầu.



10/22/2010

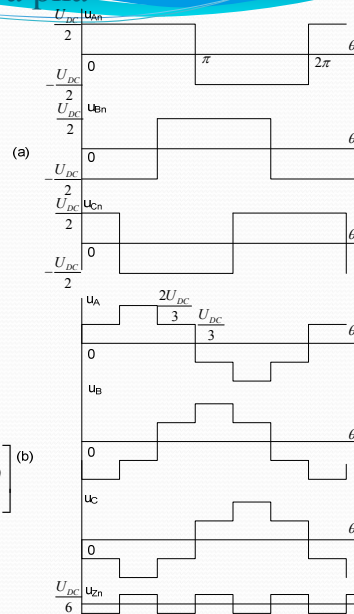
32



### VIII.5 Nghịch lưu nguồn áp cầu ba pha Phương pháp điều khiển cơ bản

- Dạng điện áp ra 6 xung của VSI cầu ba pha.
- $u_{An}, u_{Bn}, u_{Cn}$  là ba điện áp ra của sơ đồ nửa cầu ( $\pm U_{DC}/2$ ), lệch pha nhau  $120^\circ$ .
- $u_{Zn} = 1/3 \cdot (u_{An} + u_{Bn} + u_{Cn})$ ;  $u_{Zn}$  có dạng xung chữ nhật, tần số  $3f$ , biên độ  $\pm 1/6 U_{DC}$ .
- $u_A = u_{An} - u_{Zn}$ ;  $u_B = u_{Bn} - u_{Zn}$ ;  $u_C = u_{Cn} - u_{Zn}$ ;
- $u_{AB} = u_{An} - u_{Bn}$ ;  $u_{BC} = u_{Bn} - u_{Cn}$ ;  $u_{CA} = u_{Cn} - u_{An}$ .
- Sóng hài cơ bản điện áp pha đầu ra:

$$\begin{aligned}
 U_{6s}^{(1)} &= \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} u \sin \theta d\theta \\
 &= \frac{2}{\pi} U_{DC} \left[ \int_0^{\pi/3} \frac{1}{3} \sin \theta d\theta + \int_{\pi/3}^{2\pi/3} \frac{2}{3} \sin \theta d\theta + \int_{2\pi/3}^{\pi} \frac{1}{3} \sin \theta d\theta \right] \quad (b) \\
 &= \frac{2}{\pi} U_{DC}
 \end{aligned}$$

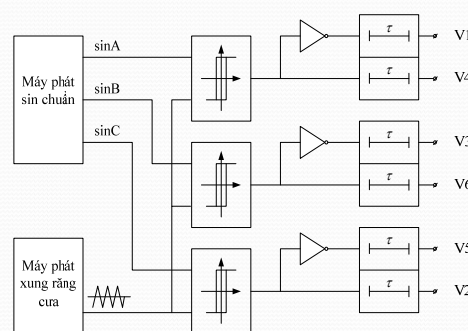


10/22/2010

33

### VIII.5.2 Điều chế PWM cho nghịch lưu cầu ba pha Sơ đồ điều khiển SPWM

- SPWM (sinusoidal PWM) cho cầu ba pha được thực hiện cho ba sơ đồ nửa cầu: với ba sin chuẩn, cùng một hệ thống điện áp răng cưa (Carrier based – PWM).
- Hệ số điều chế:  $m = m_{ref}/m_s$ , biên độ sóng sin chuẩn trên biên độ răng cưa. Trong dải điều chế tuyến tính điện áp ra hình sin, yêu cầu  $0 \leq m \leq 1$ .
- Các tiêu chuẩn đánh giá:
- $M = U_{Im}/U_{Im,6s}$  biên độ sóng hài bậc nhất so với sóng bậc nhất của dạng điện áp ra 6 xung.
- $0 \leq M \leq 0,785$ .



Sơ đồ nguyên lý thực hiện CB-PWM

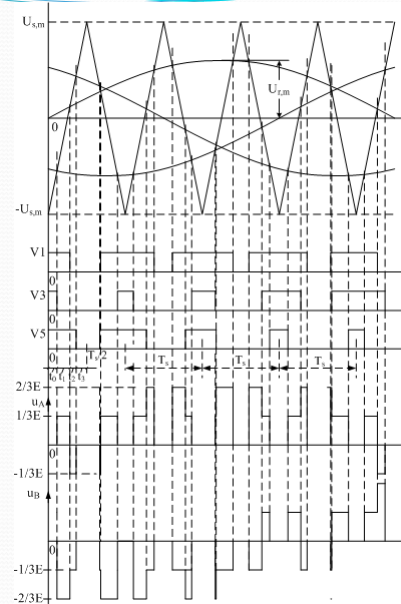
10/22/2010

34

### VIII.5.2 Điều chế PWM cho nghịch lưu cầu ba pha

#### Sơ đồ điều khiển SPWM

- Mẫu xung điều khiển trong PWM với rãnh cửa đối xứng:
- Mẫu xung cho thấy dạng tối ưu về chuyển mạch, mỗi lần chỉ có một pha phải đóng cắt.
- Trạng thái van cho ra điện áp bằng 0 (ứng với vector không trong SVM) phân bố đối xứng ở hai đầu và giữa chu kỳ  $T_s$ .



10/22/2010

35

### VIII.5.3 Điều chế PWM với thành phần thứ tự không

#### Khái niệm về ZSS-PWM

- Với điều chế điện áp ra hình sin theo mạch điện tương đương với sơ đồ nửa cầu điện áp ra trên mỗi pha đầu ra chỉ thay đổi giữa  $\pm U_{DC}/2$ , là biên độ lớn nhất của điện áp ra. Chính vì vậy theo SPWM hệ số điều chế lớn nhất chỉ là  $M_{max} = (U_{DC}/2) / (2/\pi \cdot U_{DC}) = \pi/4 = 0,785$  ( $m=1$ ).
- Thực ra với sơ đồ cầu không cần điểm giữa của mạch DC và điện áp ra là  $+U_{DC}$  và  $-U_{DC}$ . Điều này nghĩa là biên độ điện áp sóng sin cơ bản điều chế ra nghịch lưu có thể lớn hơn, ít nhất là đến  $2/\pi \cdot U_{DC}$  như ở dạng điện áp ra 6 xung.
- Phương pháp điều chế có thành phần thứ tự 0 (Zero Sequence Signal PWM – ZSS PWM) dựa trên cơ sở là trong hệ thống ba pha cân bằng thành phần thứ tự không có trở kháng vô cùng lớn. Điều này nghĩa là nếu trong dạng sóng chuẩn mong muốn có thành phần sóng hài bậc 3 thì thành phần này không thể xuất hiện ở dạng sóng điện áp ra. Thành phần sóng hài bậc 3 trên mỗi pha thể hiện trên thế của điểm trung tính tải,  $u_{Zn}$ . Nếu  $u_{Zn}$  có sóng hài bậc 3 thì điện áp ra cũng không bị ảnh hưởng gì.

10/22/2010

36

### VIII.5.3 Điều chế PWM với thành phần thứ tự không

#### Khái niệm về ZSS-PWM

- Nếu thêm vào thành phần sóng hài bậc 3 trên dạng điện áp sóng sin chuẩn, có thể mở rộng được dải thay đổi của biên độ sóng hài bậc nhất điện áp ra mà không ảnh hưởng gì đến dải điều chế tuyến tính của VSI ba pha.
- Sóng bậc 3 thêm vào có thể có dạng sin, tam giác, hoặc chữ nhật.
- Biên độ sóng bậc 3 hình sin bằng  $\frac{1}{4}$  biên độ sóng ra mong muốn cơ bản tương ứng với hệ số sóng hài dòng điện ra nhỏ nhất.
- Sóng bậc 3 bằng  $\frac{1}{6}$  sóng cơ bản thì dải điều chế tuyến tính được mở rộng ra đến lớn nhất đến  $M_{\max} = \pi / 2\sqrt{3} = 0,907$ . Hệ số điều chế  $m_{\max}$  mở rộng đến 1,154, tức là tăng thêm được 15,4%.
- Hệ số  $m_{\max}$  mở rộng được đến giá trị nào mà dạng sóng điều chế thu được  $m_{ref}$  còn nhỏ hơn hoặc bằng 1, nghĩa là vẫn trong vùng tuyến tính đối với tín hiệu răng cưa.

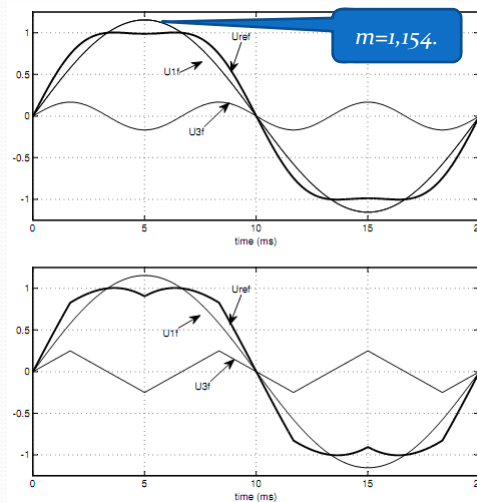
10/22/2010

37

### VIII.5.3 Điều chế PWM với thành phần thứ tự không

#### Dạng tín hiệu chủ đạo trong ZSS-PWM

- Minh họa phương pháp tạo tín hiệu điều khiển trong điều chế với thành phần thứ tự 0. Hai dạng tín hiệu sóng bậc ba được dùng:
- - Sóng bậc 3 hình sin (biên độ  $\frac{1}{4}$  hoặc  $\frac{1}{6}$  biên độ sóng cơ bản).
- - Sóng bậc 3 hình tam giác. Tương đương với điều chế vector không gian SVPWM.
- Đồ thị dạng tín hiệu điều chế ZZS PWM.



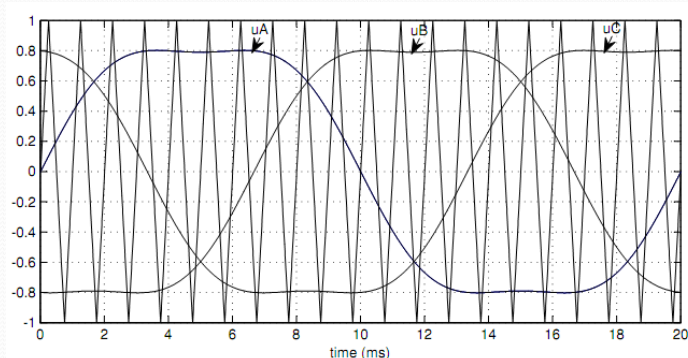
10/22/2010

38

### VIII.5.3 Điều chế PWM với thành phần thứ tự không

#### Dạng tín hiệu chủ đạo trong ZSS-PWM

- Đồ thị dạng tín hiệu điều chế ZSS PWM.
- Có thể thấy các tín hiệu điều chế sin mong muốn có dạng méo lẫn sóng hài bậc ba



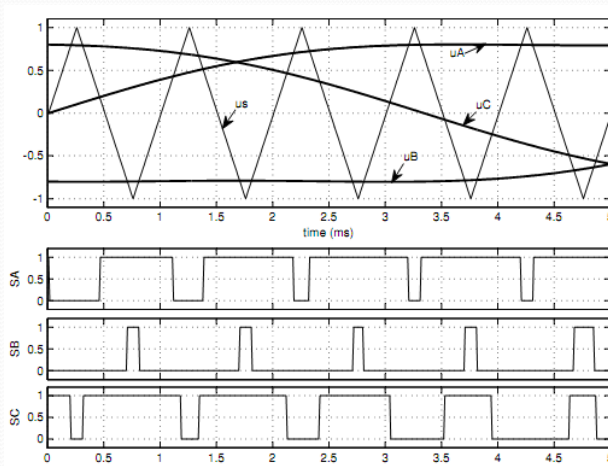
10/22/2010

39

### VIII.5.3 Điều chế PWM với thành phần thứ tự không

#### Dạng tín hiệu chủ đạo trong ZSS-PWM

- Đồ thị dạng xung của bộ điều chế ZSS PWM.



10/22/2010

40



### VIII.5.4 Các thông số cơ bản của PWM cầu ba pha

Thông số	Ký hiệu	Định nghĩa	Giải thích
1. Hệ số điều chế, sử dụng hai loại hệ số điều chế: - Biên độ sóng ra bậc nhất so với dạng áp ra 6 xung.	$M$	$M = \frac{U_{1m}}{U_{1m,6s}}$ $= \frac{U_{1m}}{(2/\pi)U_{DC}}$	Đối với SPWM điện áp ra hình sin $0 \leq M \leq 0,785$ ( $\pi/4 = 0,785$ )
- Tỷ số biên độ sóng sin điều chế so với biên độ sóng răng cưa.	$m$	$m = \frac{U_{m,ref}}{U_{mc}}$	Trong dải điều chế tuyến tính SPWM $0 \leq m \leq 1$
2. Dải điều chỉnh tuyến tính lớn nhất	$M_{max}$ $m_{max}$	$0 \dots 0,907$ $0 \dots 1,154$	Phụ thuộc dạng tín hiệu điều chế chủ đạo ZSS-PWM
3. Quá điều chế		$M > M_{max}$ $m > m_{max}$	Dải điều chế phi tuyến (điện áp ra méo dạng)

10/22/2010

41

### VIII.5.4 Các thông số cơ bản của PWM cầu ba pha

Thông số	Ký hiệu	Định nghĩa	Giải thích
4. Tỷ số giữa tần số điều chế so với tần số cơ bản	$m_f$	$m_f = f_s/f_1$	$m_f$ là số nguyên là tốt nhất, $m_f > 20$ .
5. Tần số đóng cắt	$f_s$	$f_s = 1/T_s$	$T_s$ là chu kỳ điều chế
6. Hệ số méo phi tuyến	THD	$THD\% = I_h/I_{s1} \cdot 100$	Dùng cho dòng điện và điện áp.
7. Hệ số méo dòng điện	$d$	$I_h/I_{h,6s}$	Không phụ thuộc trở kháng tải.

10/22/2010

42

## VIII.6 Phương pháp điều chế vector không gian - SVM

### VIII.6.1 Khái niệm về vector không gian – Space vector

- Một hệ thống điện áp, dòng điện ba pha bất kỳ  $X = (X_A, X_B, X_C)$ , nếu thỏa mãn  $X_A + X_B + X_C = 0$ , Qua phép biến đổi Clark trở thành một vector:

$$\bar{u} = \frac{2}{3}(u_A + au_B + a^2u_C)$$

Trong đó:  $a = e^{j\frac{2\pi}{3}} = -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}$

- Biểu diễn trên trục tọa độ vector  $\bar{u}$  trở thành:

$$\begin{cases} u_\alpha = \frac{1}{3}(2u_A - u_B - u_C) \\ u_\beta = \frac{1}{\sqrt{3}}(u_B - u_C) \end{cases}$$

- Biểu diễn dưới dạng ma trận:

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_A & u_B & u_C \end{bmatrix}^T$$

$$= T_1 \begin{bmatrix} u_A & u_B & u_C \end{bmatrix}^T$$

- Nếu:

$$\begin{cases} u_A = U^m \cos(\omega t) \\ u_B = U^m \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ u_C = U^m \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases}$$

- Vector  $\bar{u}$  trở thành vector quay:

$$\bar{u} = U^m e^{j(\omega t)}$$

10/22/2010

43

## VIII.6 Phương pháp điều chế vector không gian - SVM

### VIII.6.2 Cơ bản về SVM

- 1. State switch: trạng thái của van. Trong bộ biến đổi trạng thái được phép của van được xác định trong các điều kiện:

- Không làm ngắn mạch nguồn áp;
- Không làm hở mạch nguồn dòng.

- 2. State vector: vector trạng thái. Ứng với mỗi trạng thái của van xác định được giá trị của vector không gian điện áp ra. Tính chất:

- Vector trạng thái có độ dài và hướng cố định trên mặt phẳng.
- Các vector trạng thái chia mặt phẳng thành những phần đều nhau, gọi là các sector.

- 3. Vector điện áp ra mong muốn có thể biểu diễn dưới dạng hệ tọa độ cực:  $\bar{u}_{ref} = U_{ref}^m e^{j\theta}$

- Hoặc tọa độ thành phần:

$$\bar{u}_{ref} = \begin{bmatrix} u_\alpha & u_\beta \end{bmatrix}$$

- 4. Tổng hợp vector mong muốn từ các vector trạng thái. Trong mỗi góc điều chế  $\Delta\theta_k = \omega T_s$  với  $T_s$  là chu kỳ điều chế, vector mong muốn được tổng hợp từ hai vector trạng thái:

$$\bar{u}_r \frac{T_s}{2} = \bar{U}_1 t_1 + \bar{U}_2 t_2$$

- Thông thường vector trạng thái là hai vector biên của sector.

10/22/2010

44

## VIII.6 Phương pháp điều chế vector không gian - SVM

## VIII.6.2 Bảng các vector chuẩn của SVM

No	Van dẫn	$u_A$	$u_B$	$u_C$	$\bar{u}$
<b>U0</b>	V2, V4, V6	0	0	0	0
<b>U1</b>	V6, V1, V2	$2/3U_{DC}$	$-1/3U_{DC}$	$-1/3U_{DC}$	$\frac{2}{3}U_{DC}e^{-j0}$
<b>U2</b>	V1, V2, V3	$1/3U_{DC}$	$1/3U_{DC}$	$-2/3U_{DC}$	$\frac{2}{3}U_{DC}e^{j\frac{\pi}{3}}$
<b>U3</b>	V2, V3, V4	$-1/3U_{DC}$	$2/3U_{DC}$	$-1/3U_{DC}$	$\frac{2}{3}U_{DC}e^{j\frac{2\pi}{3}}$
<b>U4</b>	V3, V4, V5	$-2/3U_{DC}$	$1/3U_{DC}$	$1/3U_{DC}$	$\frac{2}{3}U_{DC}e^{-j\pi}$
<b>U5</b>	V4, V5, V6	$-1/3U_{DC}$	$-1/3U_{DC}$	$2/3U_{DC}$	$\frac{2}{3}U_{DC}e^{-j\frac{2\pi}{3}}$
<b>U6</b>	V5, V6, V1	$1/3U_{DC}$	$-2/3U_{DC}$	$1/3U_{DC}$	$\frac{2}{3}U_{DC}e^{-j\frac{\pi}{3}}$
<b>U7</b>	V1, V3, V5	0	0	0	0

10/22/2010

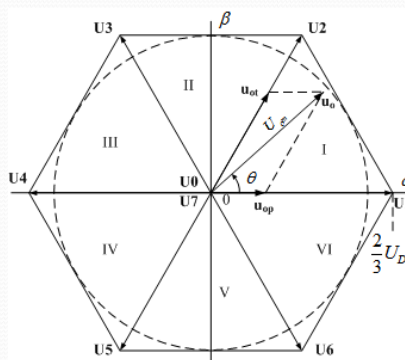
45

## VIII.6 Phương pháp điều chế vector không gian – SVM

## VIII.6.2 Biểu diễn các vector trạng thái trên mặt phẳng

 $0\alpha\beta$ 

- Các vector trạng thái được biểu diễn trên mặt phẳng tọa độ  $0\alpha\beta$ .
- Đầu mút các vector là đỉnh một lục giác đều.
- Vector chia mặt phẳng thành 6 góc bằng nhau, gọi là các sector, đánh số từ I, II đến VI.
- Hai vector không V0, V7 nằm ở gốc tọa độ.



10/22/2010

46

## VIII.6 Phương pháp điều chế vector không gian – SVM

### VIII.6.3 Tổng hợp vector điện áp ra

- Giả sử vector điện áp ra nằm trong sector I. Biểu diễn vector  $\mathbf{u}_o$  qua hai vector biên:  $\mathbf{u}_o = \mathbf{u}_p + \mathbf{u}_t$
- Trong đó:  $\mathbf{u}_p = \frac{t_p}{T_s} \mathbf{u}_1$ ;  $\mathbf{u}_t = \frac{t_t}{T_s} \mathbf{u}_2$ .
- Độ dài các vector:
 
$$|\mathbf{u}_p| = \frac{2}{\sqrt{3}} |\mathbf{u}| \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right);$$

$$|\mathbf{u}_t| = \frac{2}{\sqrt{3}} |\mathbf{u}| \sin \theta.$$
- Độ dài các vector:
 
$$|\mathbf{u}_1| = |\mathbf{u}_2| = U_i = \frac{2}{3} E \quad |\mathbf{u}| = U_o$$
- $\theta$  là góc pha của vector điện áp đầu ra, tính trong góc phần sáu:
 
$$\theta = \angle \mathbf{u}_o - k \frac{\pi}{3}; k = 0, 1, 2, 3, 4, 5$$
- Tính được thời gian sử dụng các vector biên:
 
$$t_p = T_s \frac{U_o}{U_i} \frac{2}{\sqrt{3}} \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right); t_t = T_s \frac{U_o}{U_i} \frac{2}{\sqrt{3}} \sin \theta.$$
- Gọi  $m = U_o/U_i$ , trong đó  $0 \leq m \leq 1$ , là hệ số điều chế, có thể tính được thời gian:
 
$$t_p = T_s m \frac{2}{\sqrt{3}} \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right); t_t = T_s m \frac{2}{\sqrt{3}} \sin \theta.$$
- Trong vùng điều chế tuyến tính
 
$$t_p + t_t \leq T_s$$
- Trong khoảng thời gian còn lại áp dụng vector không
 
$$t_o = T_s - (t_p + t_t).$$

10/22/2010

47

## VIII.6 Phương pháp điều chế vector không gian – SVM

### VIII.6.3 Tổng hợp vector điện áp ra

- Thời gian  $t_1, t_2$  thể hiện là thời gian sử dụng các vector tích cực. Thời gian còn lại  $t_0/2 = T_s/2 - (t_1 + t_2)$  áp dụng vector 0, V0 hoặc V7.
- Các cách sắp xếp và sử dụng vector không là tự do vì không ảnh hưởng đến giá trị vector mong muốn. Cách dùng vector không là tùy theo mục tiêu muốn đạt được:
  - Giảm thiểu méo điện áp,
  - Giảm đến tối thiểu số lần chuyển mạch của van, tức là giảm tổn thất trên van. Không phải lúc nào giảm méo điện áp cũng là mục tiêu cao nhất, khi đó có thể áp dụng giảm tổn thất.
- 1. Sine wave SVM, gọi là SVPWM - SVM with Symmetrical Placement of Zero Vectors.
  - Đặt V0, V7 đối xứng quang nửa chu kỳ điều chế  $T_s$ . Ví dụ trong sector I dùng các vector:
  - V0 - V1 - V2 - V7 - V7 - V2 - V1 - V0.
- 2. Giảm tổn thất, gọi là Discontinuous pulse width modulation - DPWM.
  - Trong một chu kỳ  $T_s$  chỉ dùng vector không một lần (V0 hoặc V7), như vậy giảm được hai lần chuyển mạch.

10/22/2010

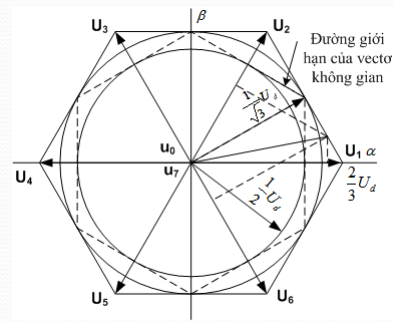
48



## VIII.6 Phương pháp điều chế vector không gian – SVM

### VIII.6.3 Các giới hạn của SVM

- Các giới hạn của SVM điện áp ra hình sin trên mỗi nhánh nửa cầu.
- 1.  $0 \leq |\mathbf{u}_r| \leq \frac{U_{DC}}{2}$ 
  - Điện áp ra sin. Quỹ đạo vector tròn. Chế độ điều chế này tương đương với PWM trong vùng tuyến tính, điện áp ra hình sin, gọi là SPWM.
- 2.  $\frac{U_{DC}}{2} \leq |\mathbf{u}_r| \leq \frac{U_{DC}}{\sqrt{3}}$ 
  - Một pha bị giới hạn biên độ tại  $U_{DC}/2$ . Điện áp ra bị méo. Quỹ đạo vector đi theo đường lục giác, nét chấm.
- 3.  $\frac{U_{DC}}{\sqrt{3}} \leq |\mathbf{u}_r|$ 
  - Hai pha bị giới hạn biên độ tại  $U_{DC}/2$ . Điện áp bị méo.
- Đồ thị giới hạn của Sine wave SVM.



10/22/2010

49

## VIII.6 Phương pháp điều chế vector không gian – SVM

### VIII.6.3 Phương pháp SVPWM với $t_0 = t_7$

- Đây là SVM tương đương với PWM có điều chế thứ tự không, với  $U_{3f}$  có dạng tam giác cân.
- Đồ thị dạng điện áp điều chế

$$t_0 = t_7 = \frac{1}{2}(T_s - t_1 - t_2)$$

$$\begin{bmatrix} t_1 \\ t_2 \end{bmatrix} = T_s \frac{U_{rm}}{U_{DC}} \frac{\sqrt{3}}{2} \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos(\omega t) \\ \sin(\omega t) \end{bmatrix}$$

$$U_{An} = \frac{2}{T_s} \frac{U_{DC}}{2} (t_1 + t_2); \quad U_{An} = U_{rm} \frac{\sqrt{3}}{2} \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{6}\right)$$

$$U_{Bn} = \frac{2}{T_s} \frac{U_{DC}}{2} (-t_1 + t_2); \quad U_{Bn} = U_{rm} \frac{3}{2} \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{6}\right);$$

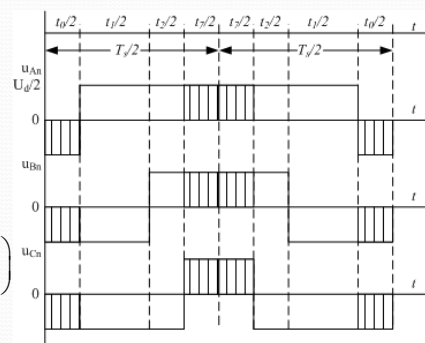
$$U_{Cn} = \frac{2}{T_s} \frac{U_{DC}}{2} (-t_1 - t_2); \quad U_{Cn} = -U_{An} = -U_{rm} \frac{\sqrt{3}}{2} \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{6}\right).$$

$$U_{Zn} = \frac{1}{3}(U_{An} + U_{Bn} + U_{Cn})$$

$$U_A = U_{An} - U_{zn};$$

$$U_B = U_{Bn} - U_{zn};$$

$$U_C = U_{Cn} - U_{zn}.$$



10/22/2010

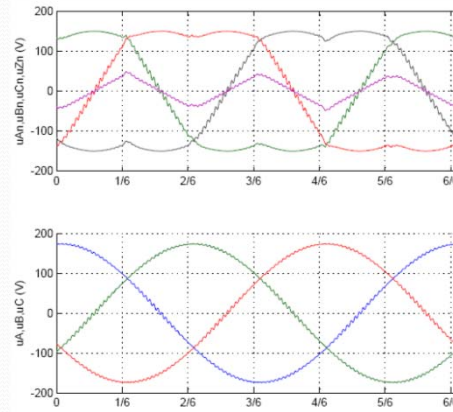
50

## VIII.6 Phương pháp điều chế vector không gian – SVM

## VIII.6.3 Các giới hạn của SVPWM

- Các giới hạn của SVPWM
- Khi  $U_{rm} \leq (1/\sqrt{3})U_{DC}$  điện áp ra trên các pha tải luôn có dạng sin hoàn toàn.
- Khi  $U_{rm} > (1/\sqrt{3})U_{DC}$  các điện áp ra  $u_{An}$ ,  $u_{Bn}$ ,  $u_{Cn}$  sẽ bị giới hạn bởi  $\pm U_{DC}/2$ .
- Vector không gian điện áp ra bị giới hạn trong hình lục giác có đỉnh là các vector biên.

- Dạng điện áp biến điệu  $u_{An}$ ,  $u_{Bn}$ ,  $u_{Cn}$ ,  $u_{Zn}$  và điện áp trên các pha tải  $u_A$ ,  $u_B$ ,  $u_C$  với  $U_{DC} = 300\text{ V}$ ,  $U_{rm} = 173\text{ V}$ .



10/22/2010

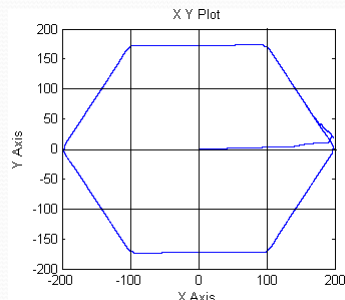
51

## VIII.6 Phương pháp điều chế vector không gian – SVM

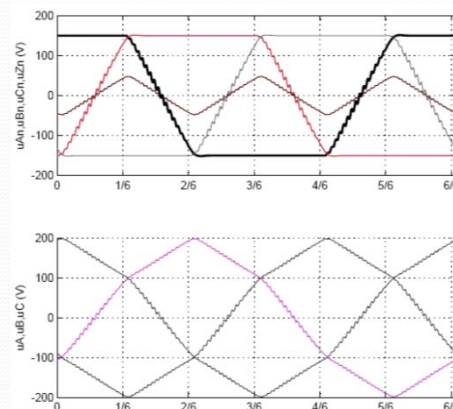
## VIII.6.3 Các giới hạn của SVPWM

- Các giới hạn của SVPWM
- Vector điện áp ra chỉ còn bị hạn chế bởi hình lục giác có đỉnh là các vector biên chuẩn.

- Vector không gian điện áp ra với  $U_{DC} = 300\text{ V}$ ,  $U_{rm} = 200\text{ V}$ .



- Dạng điện áp biến điệu  $u_{An}$ ,  $u_{Bn}$ ,  $u_{Cn}$ ,  $u_{Zn}$  và điện áp trên các pha tải  $u_A$ ,  $u_B$ ,  $u_C$  với  $U_{DC} = 300\text{ V}$ ,  $U_{rm} = 200\text{ V}$ .



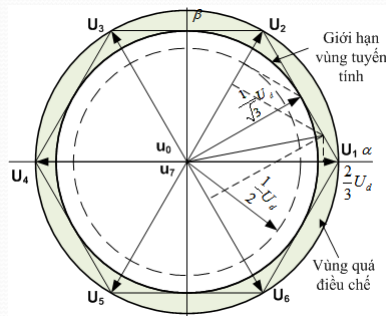
10/22/2010

52

## VIII.6 Phương pháp điều chế vector không gian – SVM

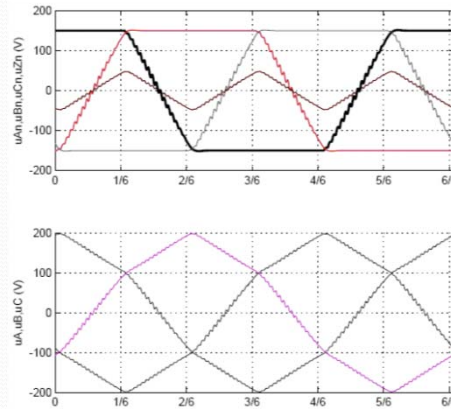
### VIII.6.4 Quá điều chế SVPWM

- Phép điều chế mà vector điện áp ra vượt quá  $(1/\sqrt{3})U_d$  gọi là quá điều chế. (Overmodulation).



10/22/2010

- Dạng điện áp biến điệu  $u_{An}, u_{Bn}, u_{Cn}$ ,  $u_{Zn}$  và điện áp trên các pha tải  $u_A, u_B, u_C$  với  $U_{DC} = 300\text{ V}$ ;  $U_{rm} = 200\text{ V}$ .

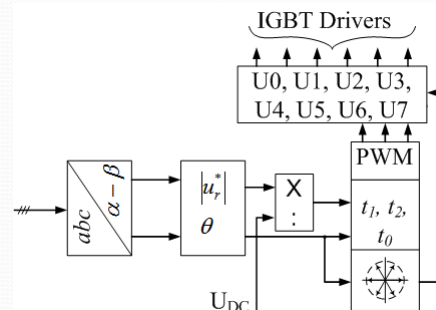


53

## VIII.6 Phương pháp điều chế vector không gian – SVM

### VIII.6.5 Thuật toán ứng dụng SVM

- SVM là phương pháp dùng số hoàn toàn. Thuật toán đơn giản, dễ ứng dụng trên vi xử lý.
- Mở rộng được phạm vi điều chế so với PWM.
- Có thể thực hiện quá điều chế mà không phải thay đổi nhiều trong thuật toán.
- Là phương pháp có thể mở rộng cho các nghịch lưu phức tạp hơn như sơ đồ 3 pha – 4 dây, các sơ đồ nghịch lưu đa cấp, ngay cả cho các nghịch lưu một pha.
- Sơ đồ cấu trúc thực hiện SVM.



10/22/2010

54

## VIII.6 Phương pháp điều chế vector không gian – SVM

## VIII.6.5 Thuật toán ứng dụng SVM

- Vector điện áp đầu ra mong muốn:

$$\mathbf{u} = (u_\alpha, u_\beta)$$

- Xác định vector điện áp ra nằm ở sector nào:

- Các sector được chia ra bởi ba đường thẳng:

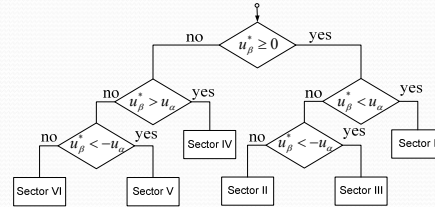
$$\begin{cases} y_1 : u_\beta = 0, \\ y_2 : u_\beta = \sqrt{3}u_\alpha, \\ y_3 : u_\beta = -\sqrt{3}u_\alpha \end{cases}$$

- Bảng:

- Đặt:  $u_\beta^* = u_\beta / \sqrt{3}$

	Sector I	Sector II	Sector III
$u_\beta \geq 0$	$\begin{cases} u_\beta \geq 0 \\ u_\beta < \sqrt{3}u_\alpha \end{cases}$	$\begin{cases} u_\beta \geq \sqrt{3}u_\alpha \\ u_\beta > -\sqrt{3}u_\alpha \end{cases}$	$\begin{cases} u_\beta \geq 0 \\ u_\beta < -\sqrt{3}u_\alpha \end{cases}$
$u_\beta < 0$	Sector IV	Sector V	Sector VI
	$\begin{cases} u_\beta < 0 \\ u_\beta \geq \sqrt{3}u_\alpha \end{cases}$	$\begin{cases} u_\beta < \sqrt{3}u_\alpha \\ u_\beta \leq -\sqrt{3}u_\alpha \end{cases}$	$\begin{cases} u_\beta < 0 \\ u_\beta \geq -\sqrt{3}u_\alpha \end{cases}$

- Lưu đồ thuật toán xác định sector



10/22/2010

55

## VIII.6 Phương pháp điều chế vector không gian – SVM

## VIII.6.5 Thuật toán ứng dụng SVM

- Tính toán hệ số điều chế:

- Chuẩn hóa độ dài các vector trạng thái:  $U_i = 2/3 U_{DC}$

- Biểu diễn các vector, ví dụ:

$$\mathbf{u}_1 = U_i [1, 0]; \mathbf{u}_2 = U_i \left[ \frac{1}{2}, \frac{\sqrt{3}}{2} \right]$$

- Tính toán:  $\mathbf{u} = d_1 \mathbf{u}_1 + d_2 \mathbf{u}_2$ ,

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = d_1 U_i \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} + d_2 U_i \begin{bmatrix} \frac{1}{2} \\ \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} = U_i \begin{bmatrix} 1 & \frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_1 \\ d_2 \end{bmatrix}$$

- Giải ra với  $d_1, d_2$ :

$$\begin{bmatrix} d_1 \\ d_2 \end{bmatrix} = \frac{1}{U_i} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{\sqrt{3}} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{U_i} M_1 \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix}$$

- Trong các sector khác chỉ có ma trận M thay đổi, như trong bảng dưới đây.
- Hàng dưới cùng chỉ mẫu xung cần áp dụng. Ví dụ trong sector I mẫu xung là:  $\mathbf{u}_0 - \mathbf{u}_1 - \mathbf{u}_2 - \mathbf{u}_7 - \mathbf{u}_2 - \mathbf{u}_1 - \mathbf{u}_0$ .

$M_1$	$M_2$	$M_3$	$M_4$	$M_5$	$M_6$
$\begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{\sqrt{3}} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} -1 & \frac{1}{\sqrt{3}} \\ 1 & \frac{1}{\sqrt{3}} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 & -\frac{2}{\sqrt{3}} \\ -1 & -\frac{1}{\sqrt{3}} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 & -\frac{2}{\sqrt{3}} \\ -1 & \frac{1}{\sqrt{3}} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} -\frac{1}{\sqrt{3}} & -\frac{1}{\sqrt{3}} \\ 1 & -1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} -\frac{2}{\sqrt{3}} & -\frac{2}{\sqrt{3}} \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{3}} \end{bmatrix}$
$\mathbf{u}_1 \rightarrow \mathbf{u}_2$	$\mathbf{u}_3 \rightarrow \mathbf{u}_1$	$\mathbf{u}_4 \rightarrow \mathbf{u}_3$	$\mathbf{u}_5 \rightarrow \mathbf{u}_4$	$\mathbf{u}_6 \rightarrow \mathbf{u}_5$	$\mathbf{u}_1 \rightarrow \mathbf{u}_6$

10/22/2010

56