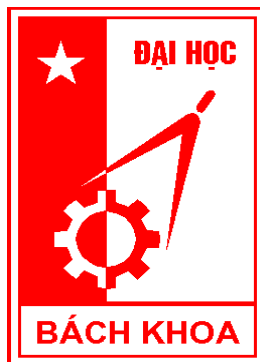


**TRƯỜNG ĐẠI HỌC BÁCH KHOA HÀ NỘI**

**KHOA ĐIỆN**

**BỘ MÔN TỰ ĐỘNG HOÁ XNCN**

====oOo=====



# **ĐỒ ÁN TỐT NGHIỆP**

**ĐỀ TÀI:**

**Thiết kế hệ thống nguồn xoay chiều  
3 pha – 400Hz**

Chủ nhiệm bộ môn : TS. Trần Trọng Minh

Giáo viên hướng dẫn : TS. Trần Trọng Minh

Sinh viên thực hiện : Tô Hoàng Linh

Lớp : TĐH1 - K49

MSSV : 20041812

**Hà Nội - 2009**

[illegible]

4. Các bản vẽ, đồ thị ( ghi rõ các loại và kích thước bản vẽ ):

.....

.....

.....

.....

5. Họ tên cán bộ hướng dẫn:

.....

.....

.....

.....

6. Ngày giao nhiệm vụ đồ án: .....

7. Ngày hoàn thành đồ án: .....

**Trưởng bộ môn**  
( Ký, ghi rõ họ, tên)

Ngày ..... tháng ..... năm  
**Cán bộ hướng dẫn**  
( Ký, ghi rõ họ, tên)

Sinh viên đã hoàn thành và nộp đồ án tốt nghiệp ngày tháng năm

**Người duyệt**  
( Ký, ghi rõ họ, tên)

**Sinh viên**  
( Ký, ghi rõ họ, tên)

## LỜI CAM ĐOAN !

Em xin cam đoan bản đồ án tốt nghiệp có đề tài: “ **Thiết kế hệ thống nguồn xoay chiều ba pha – 400Hz** ” do em tự thực hiện dưới sự hướng dẫn của thầy giáo TS. Trần Trọng Minh. Các số liệu và kết quả hoàn toàn trung thực.

Ngoài các tài liệu tham khảo đã dẫn ra ở cuối sách em đảm bảo rằng không sao chép các công trình hoặc thiết kế tốt nghiệp của người khác. Nếu phát hiện có sự sai phạm với điều cam đoan trên, em xin hoàn toàn chịu trách nhiệm.

Sinh viên

**Tô Hoàng Linh**

# MỤC LỤC

## LỜI NÓI ĐẦU

<b>Chương 1 – Tổng quan về nguồn xoay chiều ba pha 400HZ .....</b>	<b>1</b>
1.1. Giới thiệu chung.....	1
1.2. Các thành phần cơ bản của một mạch nghịch lưu .....	2
1.2.1. Mạch lực .....	2
1.2.2. Mạch điều khiển và đo lường.....	3
1.3. Nguyên lý hoạt động của nghịch lưu áp ba pha.....	5
1.4. Ưu điểm của tần số 400HZ.....	8
1.5. Yêu cầu công nghệ của bộ nguồn 400HZ.....	8
<b>Chương 2 – Lựa chọn phương án điều chế.....</b>	<b>9</b>
2.1. Điều chế nhờ bộ so sánh có ngưỡng .....	9
2.2. Điều chế độ rộng xung sin - PWM.....	11
2.2.1. Nguyên lý.....	12
2.2.2. Nhận xét.....	18
2.2.3. Thực hiện trên vi xử lý phương pháp sine - PWM.....	18
2.3. Điều chế vector không gian.....	19
2.3.1. Chuyển đổi $\alpha\beta$ - Phép biến đổi Clark.....	19
2.3.2. Chuyển đổi dq – Phép biến đổi Park.....	22
2.3.3. Thuật toán điều chế vector không gian.....	23
2.3.4. Giới hạn của thuật toán.....	26
2.3.5. Cách thực hiện SVM trên vi xử lý.....	27
2.4. Kết luận.....	29
<b>Chương 3 – Tính toán mạch lực.....</b>	<b>30</b>
3.1. Phạm vi điều chỉnh điện áp.....	31
3.2. Tính chọn bộ lọc LC sau nghịch lưu .....	32
3.3. Tính chọn van công suất IGBT và Diode.....	34
3.4. Tính toán chỉnh lưu diode .....	38
<b>Chương 4 – Tổng hợp các mạch vòng điều khiển.....</b>	<b>40</b>
4.1. Mô hình bộ nguồn trong hệ tọa độ 0dq.....	40
4.2. Tổng hợp bộ điều chỉnh dòng điện.....	42
4.2.1. Tổng hợp trên miền thời gian liên tục.....	42
4.2.2. Gián đoạn hóa bộ điều chỉnh.....	45

4.3. Tổng hợp bộ điều chỉnh điện áp.....	46
4.3.1. Tổng hợp trên miền thời gian liên tục.....	46
4.3.2. Gián đoạn hóa bộ điều chỉnh.....	47
4.4. Phân tích đáp ứng yêu cầu công nghệ và cách khắc phục.....	47
4.4.1. Phân tích phương pháp tối ưu modul và tối ưu đối xứng.....	48
4.4.2. Cách tổng hợp theo phương pháp bandwidth.....	50
4.5. Mô phỏng MATLAB.....	54
4.5.1. Mô hình mô phỏng.....	54
4.5.2. Kết quả mô phỏng.....	55
<b>Chương 5 – Thực hiện thuật toán SVM dùng vi điều khiển dsPIC30F411.....</b>	<b>60</b>
5.1. Giới thiệu về vi điều khiển dsPIC30F4011 .....	60
5.1.1. Tổ chức bộ nhớ.....	62
5.1.2. Ngắt.....	64
5.1.3. Các ngoại vi cơ bản.....	66
5.2. Thực hiện thuật toán SVM dùng module MCPWM.....	73
5.2.1. Ưu điểm của dsPIC30F trong thực hiện thuật toán SVM.....	73
5.2.2. Khởi tạo module MCPWM.....	74
5.2.3. Thực hiện thuật toán điều chế vector không gian.....	75
5.2.4. Lưu đồ thuật toán.....	76
5.3. Phần cứng.....	77
5.4. Kết quả .....	80

## LỜI NÓI ĐẦU

Cùng với sự phát triển của khoa học công nghệ, các bộ nguồn chuyên dụng có tần số cao như bộ nguồn 400HZ càng phát triển và có ứng dụng chuyên biệt trong kỹ thuật quân sự, hàng không, vũ trụ. Sự phát triển của đất nước và yêu cầu mở rộng, nâng cao chất lượng các bộ nguồn 400HZ có ý nghĩa quan trọng trong sự phát triển của công nghệ hàng không, khoa học quân sự, công nghệ vũ trụ và nhiều ngành khoa học khác

Trong đồ án tốt nghiệp em đã được giao đề tài về robot : “**Thiết kế hệ thống nguồn xoay chiều 3 pha – 400Hz**”. Nội dung đồ án gồm các phần cơ bản như sau:

1. *Tổng quan về nguồn xoay chiều 3 pha – 400Hz.*
2. *Lựa chọn phương án điều chế.*
3. *Tính toán mạch lực.*
4. *Tổng hợp các mạch vòng điều khiển.*
5. *Thực hiện thuật toán SVM dùng dsPIC30F4011.*

Sau 3 tháng được sự hướng dẫn tận tình của thầy giáo **TS. Trần Trọng Minh**, kỹ sư **Trần Bình Dương** và các thầy cô trong bộ môn Tự động hoá xí nghiệp công nghiệp, bản thiết kế tốt nghiệp của em về cơ bản đã hoàn thiện. Do thời gian làm thiết kế ngắn và khả năng còn hạn chế, chắc chắn bản thiết kế của em còn nhiều thiếu sót. Em rất mong nhận được sự đóng góp của thầy cô và các bạn.

*Hà nội, ngày 4 tháng 6 năm 2009*

*Sinh viên thực hiện*

**Tô Hoàng Linh**

## **Chương 1**

# **TỔNG QUAN VỀ NGUỒN XOAY CHIỀU BA PHA – 400HZ**

### **1.1. Giới thiệu chung.**

Một bộ nguồn 400Hz là một thiết bị biến đổi nguồn điện vào thành nguồn điện ra có điện áp xoay chiều hình sin với tần số 400Hz. Nguồn vào có thể là điện xoay chiều phổ biến 220V/50Hz. Dải công suất ra trên thực tế rất rộng từ 100W đến 30kW với 1 hoặc 3 pha điện áp ra. Thiết bị được dùng để cấp nguồn cho các hệ thống có yêu cầu cao về độ ổn định điện áp và tần số như : Tàu thuyền, các hệ thống thông tin liên lạc, xử lý tín hiệu, các hệ thống đo lường, các hệ thống cung cấp điện liên tục...

Trong quân đội, nhiều đơn vị được trang bị khí tài sử dụng nguồn điện làm việc ở tần số cao, từ 400Hz đến 500Hz. Do vậy không tương thích với nguồn điện công nghiệp có tần số tiêu chuẩn 50Hz - 60Hz. Vì vậy, các khí tài này sẽ cần có thiết bị đi kèm là các bộ biến đổi điện và các bộ đo kiểm tương thích. Ưu điểm chính là khi hoạt động ở tần số 400Hz hoặc cao hơn thì các máy điện và đèn trên máy bay sẽ có kích thước gọn nhỏ, do vậy phù hợp với không quân, quân đội, các khí tài quân sự, trong việc chế tạo, đảm bảo an ninh quốc gia.

Hiện nay, các thiết bị biến đổi điện từ tần số tiêu chuẩn sang tần số cần thiết có thể dùng là các bộ biến đổi điện tĩnh với mạch tạo xung hoặc là các bộ biến đổi điện quay. Bộ biến đổi điện tĩnh với mạch tạo xung có ưu điểm kết cấu nhỏ gọn, giảm được đáng kể trọng lượng, chắc chắn và ít tổn hao năng lượng điện, nhưng có nhược điểm là điện áp tạo ra không biến đổi đúng theo quy luật hình sine, làm xuất hiện các sóng hài bậc cao khác khiến cho thiết bị làm việc không tốt. Bộ biến đổi điện quay tạo ra được điện áp và tần số đúng quy luật hình sine, giúp thiết bị làm việc tốt, độ chuẩn xác cao, nhưng do sử dụng động cơ lai máy phát có điện áp tần số phù hợp yêu cầu nên chúng có kết cấu cồng kềnh, tiêu tốn điện năng nhiều hơn.

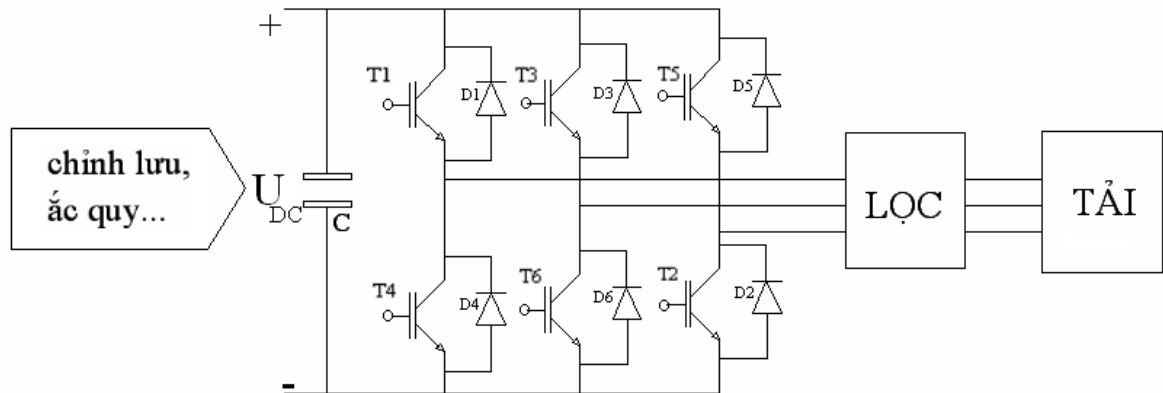
Bộ nguồn dùng để biến đổi điện từ tần số tiêu chuẩn 50 - 60Hz sang tần số 400Hz có thành phần chính là một bộ nghịch lưu, ngoài ra còn phải có bộ chỉnh lưu điện áp xoay chiều đầu vào, và các mạch điều khiển phụ. Về bộ nghịch lưu, tùy thuộc vào loại nguồn cấp và các mô hình mạch, chúng được phân loại thành các bộ nghịch lưu nguồn áp hoặc nguồn dòng. Bộ nghịch lưu là một thiết bị điện dùng để chuyển hóa dòng điện một chiều thành dòng điện xoay chiều. Dòng xoay chiều có thể ở bất kỳ giá trị điện áp và tần số được yêu cầu, sử dụng các biến áp phù hợp, các khóa chuyển mạch công suất, và các mạch điều khiển. Các bộ nghịch lưu tĩnh không có các bộ phận chuyển động và được sử



dùng trong nhiều ứng dụng, từ các bộ nguồn chuyển mạch cỡ nhỏ trong máy tính, đến các ứng dụng dòng điện trực tiếp - điện áp cao dùng để truyền tải năng lượng lớn. Các bộ nghịch lưu phổ biến được sử dụng để cung cấp nguồn năng lượng xoay chiều từ các nguồn một chiều, chẳng hạn như các tấm panel năng lượng mặt trời hay các pin.

## **1.2. Các thành phần chính của một mạch nghịch lưu.**

### **1.2.1. Mạch lực.**



**Hình 1.1. Sơ đồ cơ bản của mạch lực nghịch lưu nguồn áp.**

Hình 1.1. đưa ra sơ đồ tổng quan của bộ nguồn cần thiết kế. Bộ chỉnh lưu hoặc trên thực tế, có thể dùng acqui để cung cấp điện áp DC tới bộ nghịch lưu. Ở giữa, một tụ điện với kích cỡ phù hợp được đặt vào để đệm năng lượng, giúp san phẳng điện áp một chiều sau chỉnh lưu. Các IGBTs hoạt động như là các van đóng mở hoàn toàn theo đúng nghĩa. Bằng việc đóng hay ngắt các IGBTs với một tần số nhất định, một sóng hình khối được sinh ra. Sóng hình khối này chứa tần số cơ bản và nhiều tần số cao hơn khác. Bằng việc lọc được tần số cơ bản bằng bộ lọc thông thấp (chỉ cho đi qua các tần số thấp), dạng sóng hình sine được sinh ra ở đầu ra.

Nguồn áp đầu vào 1 chiều  $V_{DC}$  trên thực tế có thể được cấp từ bộ chỉnh lưu, và được biểu diễn bằng các tụ điện có dung kháng thích hợp. Tụ điện này thường đủ lớn để tích trữ một lượng năng lượng đáng kể, và mục đích chính là để chuyển năng lượng một chiều tới tải với tốc độ đủ nhanh. Nó có thể là bất kỳ nguồn áp một chiều thực tế nào, từ các loại pin cho đến các bộ chỉnh lưu, phụ thuộc vào ứng dụng cụ thể.

Các khóa chuyển mạch công suất được biểu diễn bằng biểu tượng IGBT, nhưng vẫn có thể thực hiện bằng các công nghệ chuyển mạch khác, ví dụ như dùng MOSFET công suất, và với các ứng dụng công suất cao thì dùng thyristor. Mỗi khóa chuyển mạch được nối song song ngược với một diode. Mục đích của diode là để cung cấp hai hướng cho dòng điện đi qua, tùy vào từng trường hợp cụ thể. Nếu như tải là động cơ, hoặc tổng quát hơn, tải có chứa thành phần cảm kháng (cuộn dây) thì diode sẽ được dùng để trao đổi năng lượng phản kháng. Nhất là khi ngắt IGBT, năng lượng trên cuộn dây không có nơi để thoát, sẽ đi theo đường diode để trả về nguồn.

Để phân tích tổng quan, người ta thường chọn một loại tải điển hình là mạch nối tiếp một điện trở  $R_s$ , một cuộn cảm  $L_s$ , và một nguồn áp  $E_s$  - nguồn áp này có thể là một chiều hoặc xoay chiều. Cấu trúc tải này có khả năng đại diện cho nhiều ứng dụng khác nhau của bộ nghịch lưu nguồn áp. Các ứng dụng đó bao gồm truyền động điện, các bộ nguồn dòng điện được điều khiển bằng áp, và các bộ chỉnh lưu điều khiển ... Vai trò và ý nghĩa của các thành phần trong cấu trúc tải, đặc biệt là thành phần điện áp  $E_s$ , sẽ khác nhau tùy trường hợp cụ thể, nhưng về cơ bản, cấu trúc tải là giống nhau. Tuy nhiên, trong phạm vi đồ án này, để đơn giản, ta chọn tải có tính thuần trở, đối xứng.

### **1.2.2. Các mạch cần thiết bên ngoài – điều khiển và đo lường tín hiệu.**

#### **1.2.2.1. Mạch điều khiển.**

Các khóa chuyển mạch công suất cần được điều khiển bằng một mạch điều khiển thích hợp, để cho phép chuyển mạch của khóa đó được điều khiển từ trạng thái “on” sang trạng thái “off” và ngược lại. Tùy thuộc vào từng công nghệ cụ thể, các mạch điện điều khiển sẽ được thực hiện khác nhau.

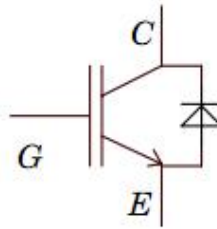
Đối với MOSFET hay IGBT, thao tác điều khiển bao gồm nạp điện và phóng điện một tụ đầu vào của MOSFET hay IGBT đó, tức là một quá trình tiêu thụ năng lượng. Để thực hiện, một bộ điều khiển phù hợp nghĩa là đầu vào của nó được biểu thị bằng các tín hiệu logic quyết định chính đến trạng thái mong muốn của khóa công suất; trong khi đầu ra là các tín hiệu công suất đạt yêu cầu về độ lớn cũng như thời gian tồn tại để đưa khóa vào trạng thái mong muốn đó. Tín hiệu điều khiển sẽ được đưa vào giữa cực G và cực E của IGBT.

Công nghệ chế tạo MOSFET không cho phép tạo ra các linh kiện có dòng điện định mức lớn. IGBT là van bán dẫn điều khiển hoàn toàn, kết hợp giữa MOSFET ở ngõ vào và BJT ở ngõ ra để có được linh kiện đóng ngắt dòng điện lên đến hàng nghìn ampe điều khiển bằng điện áp cực G. Nó có cả hai ưu điểm của BJT và MOSFET là có khả năng đóng cắt nhanh (giống MOSFET) và chịu được dòng điện lớn (giống BJT), dòng điện định mức từ  $10 \div 600A$ , điện áp định mức từ  $600 \div 1700V$ . Do vậy IGBT được ứng dụng nhiều trong nghịch lưu công suất từ  $1 \div 100kW$ . IGBT là phần tử điều khiển bằng điện áp, giống như MOSFET, nên yêu cầu điện áp có mặt liên tục trên cực điều khiển và Emitơ để xác định chế độ khóa, mở. Tín hiệu điều khiển thường được chọn là +15V và -5V. Mức điện áp âm khi khóa góp phần giảm tổn thất công suất trên mạch điều khiển.

IGBT có cấu trúc 4 lớp p-n-p-n. Có cấu tạo 3 cực: C(collector), G(Gate), E(Emitter). Mạch điều khiển nối giữa G và E, mạch công suất nối giữa C và E

Quá trình mở khi :  $U_{GE} > 0$  , và đủ điện áp để mở IGBT

Quá trình khóa khi :  $U_{GE} < 0$



**Hình 1.2. Ký hiệu IGBT**

Trong trường hợp khảo sát mô phỏng, tính toán, ta đơn giản hóa bằng cách giả sử trạng thái logic của tín hiệu điều khiển được chuyển ngay lập tức thành các trạng thái chuyển mạch tương ứng trên khóa công suất. Chỉ có một điểm khác so với thực tế là thời gian dead-time, thuật ngữ chỉ thời gian yêu cầu cần thiết để IGBT đóng hay ngắt, vì thực tế các khóa không đóng hay ngắt ngay lập tức mà cần khoảng thời gian nhất định.

Thông thường IGBT được sử dụng trong những mạch đóng cắt tần số cao, từ vài Hz đến hàng chục kHz. Ở tần số đóng cắt cao như vậy, những sự cố có thể phá hủy phần tử rất nhanh và dẫn đến phá hỏng toàn bộ thiết bị. Sự cố thường xảy ra nhất là quá dòng do ngắn mạch từ phía nguồn (van trên và van dưới của một nhánh cầu đồng thời cùng đóng). Trên thực tế quá trình đóng, ngắt của van chỉ được coi là chắc chắn khi đã kết thúc quá trình tích hoặc thoát điện tử của kênh dẫn trên van và do đó bị trễ lại khoảng thời gian đóng  $t_{on}$  hoặc  $t_{off}$  (thời gian này vào khoảng  $1 \rightarrow 4 \mu s$ ). Chính vì thế khi chuyển trạng thái đóng ngắt giữa hai van ta phải làm trễ xung đóng van đi một khoảng thời gian bằng tổng thời gian ngắt cộng thêm một đoạn thời gian an toàn. Khoảng thời gian thời gian an toàn với chức năng bảo vệ đó gọi là  $t_D$ . Thực tế  $t_D$  thường được chọn sao cho  $t_{off} = 70 \div 80\% t_D$ .

Cũng như Thyristor, IGBT phải có mạch driver, là phần tử trung gian giữa mạch điều khiển và khóa chuyển mạch công suất IGBT. Nhiệm vụ của mạch driver :

- Đảm bảo dạng và trị số dòng cực B cho BJT (áp cực cổng G đối với MOSFET/IGBT) để các linh kiện này bảo hòa.
- Cách ly điện mạch điều khiển – công suất theo yêu cầu của sơ đồ động lực (nếu có), tăng khả năng an toàn cho người vận hành, đồng thời tránh nhiễu cho mạch điều khiển

Mạch kích cho IGBT được thiết kế tương tự như mạch kích MOSFET bởi vì nguyên lý điều khiển giống nhau. Mạch driver ngày nay thường được chế tạo dưới dạng IC công nghiệp. Các IC này có khả năng tự bảo vệ chống quá tải, ngắn mạch, được tích hợp dưới dạng modul riêng hoặc tích hợp trên cả modul bán dẫn (Driver, IGBT, mạch bảo vệ)

#### **1.2.2.2. Mạch đo lường.**

Cùng với các mạch điều khiển, quá trình điều khiển bộ biến đổi cần yêu cầu phải đo các đại lượng điện. Với mạch nghịch lưu, ta cần đo điện áp đầu vào của bộ nghịch lưu,

## Chương 1. Tổng quan về nguồn xoay chiều 3 pha 400Hz

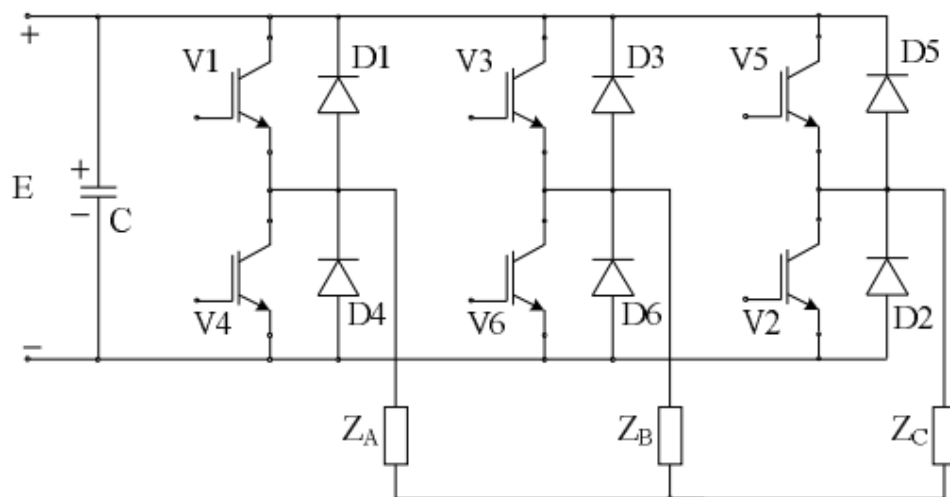
$V_{DC}$ , các dòng điện đầu ra, cụ thể là dòng điện chảy qua tải,  $I_{Out}$ , và trong một số trường hợp, sức điện động  $E_s$  cũng được đo để sử dụng trong mạch điều khiển.

Quá trình thu thập các tín hiệu này yêu cầu phải có các mạch điện chuẩn hóa tín hiệu phù hợp, thường là các mạch tương tự. Các loại mạch này trên thực tế rất đa dạng, từ các bộ chia điện áp đơn giản dùng điện trở để chuyển đổi đo điện áp hoặc dùng điện trở shunt để tạo mạch đo dòng điện, hình thành nên các bộ lọc thụ động; cho đến các giải pháp phức tạp hơn như dùng các bộ khuếch đại thuật toán để thực hiện các bộ lọc tích cực và chia lại thang đo tín hiệu đầu vào để phù hợp với điện áp của mạch điều khiển; hoặc dùng cảm biến Hall, là loại dùng để đo dòng điện mà không cần can thiệp vào mạch lực.

Tổng quát, mạch thu thập dữ liệu có nhiệm vụ chia thang đo tín hiệu cần thu thập (ví dụ từ 220V xuống 5V), và lọc để có được dạng tín hiệu phù hợp với mạch điều khiển (ví dụ, mạch vi điều khiển thường chỉ nhận đo tín hiệu có phạm vi từ 0 – 5V, hoặc từ  $-2.5V \rightarrow +2.5V$ ). Đáp ứng tần số của các bộ lọc thu thập dữ liệu này và các hệ số chia tín hiệu đầu vào sẽ được dùng trong quá trình thiết kế bộ điều khiển.

### 1.3. Nguyên lý hoạt động của nghịch lưu áp ba pha.

Ta xét sơ đồ nghịch lưu độc lập nguồn áp cầu ba pha :



**Hình 1.3. Sơ đồ nghịch lưu độc lập nguồn áp ba pha.**

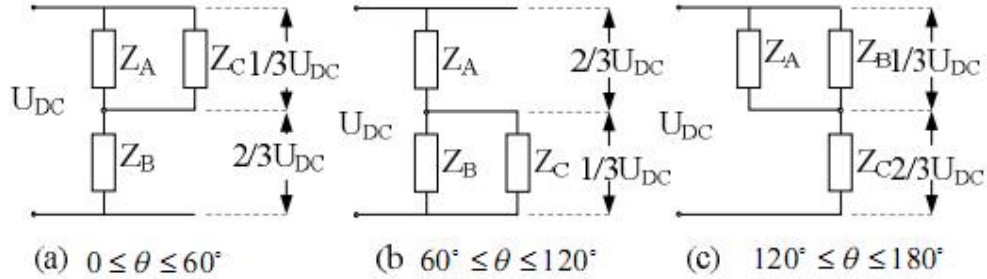
Mạch lực được cấu tạo từ 6 van điều khiển hoàn toàn  $V1 \rightarrow V6$  và 6 diode mắc song song ngược  $D1 \rightarrow D6$ . Các diode ngược giúp cho quá trình trao đổi công suất phản kháng giữa tải với nguồn. Đầu vào 1 chiều là nguồn áp với đặc trưng có tụ C, giá trị đủ lớn. Phụ tải 3 pha đối xứng  $Z_A = Z_B = Z_C$ , có thể đấu Y hoặc  $\Delta$ .

Phương pháp cơ bản để tạo ra hệ thống điện áp xoay chiều ba pha trên tải là điều khiển các van theo thứ tự như được ký hiệu trên sơ đồ, mỗi van vào dẫn cách nhau  $60^\circ$ . Khoảng điều khiển dẫn của mỗi van là  $\lambda = 180^\circ$ . Với cách điều khiển như vậy thì điện áp

## Chương 1. Tổng quan về nguồn xoay chiều 3 pha 400Hz

dây trên tải sẽ chỉ có 2 mức, hoặc là  $+U_{DC}$  hoặc là  $-U_{DC}$ . Do đó, bộ biến đổi này còn gọi là bộ biến đổi 2 mức.

Để giải thích sự tạo thành của điện áp đầu ra trên các pha, ta sử dụng các sơ đồ mạch tải tương đương trong các khoảng dẫn của van như hình 1.4. Xét các khoảng dẫn của van trong mỗi  $60^\circ$  ở nửa chu kỳ thứ nhất như sau :



**Hình 1.4. Sơ đồ tương đương mạch tải ứng với các khoảng dẫn của van dẫn.**

(a) V1, V6, V5 dẫn

(b) V1, V6, V2 dẫn

(c) V1, V2, V3 dẫn

- Trong khoảng  $0 \leq \theta < 60^\circ$ , V1, V6, V5 dẫn. Sơ đồ tương đương mạch tải ở hình 1.4.

(a). Với giả thiết tải ba pha đối xứng, ta dễ dàng tìm được các giá trị điện áp pha.

$$u_A = u_C = U_{DC}/3 \quad ; \quad u_B = -2U_{DC}/3$$

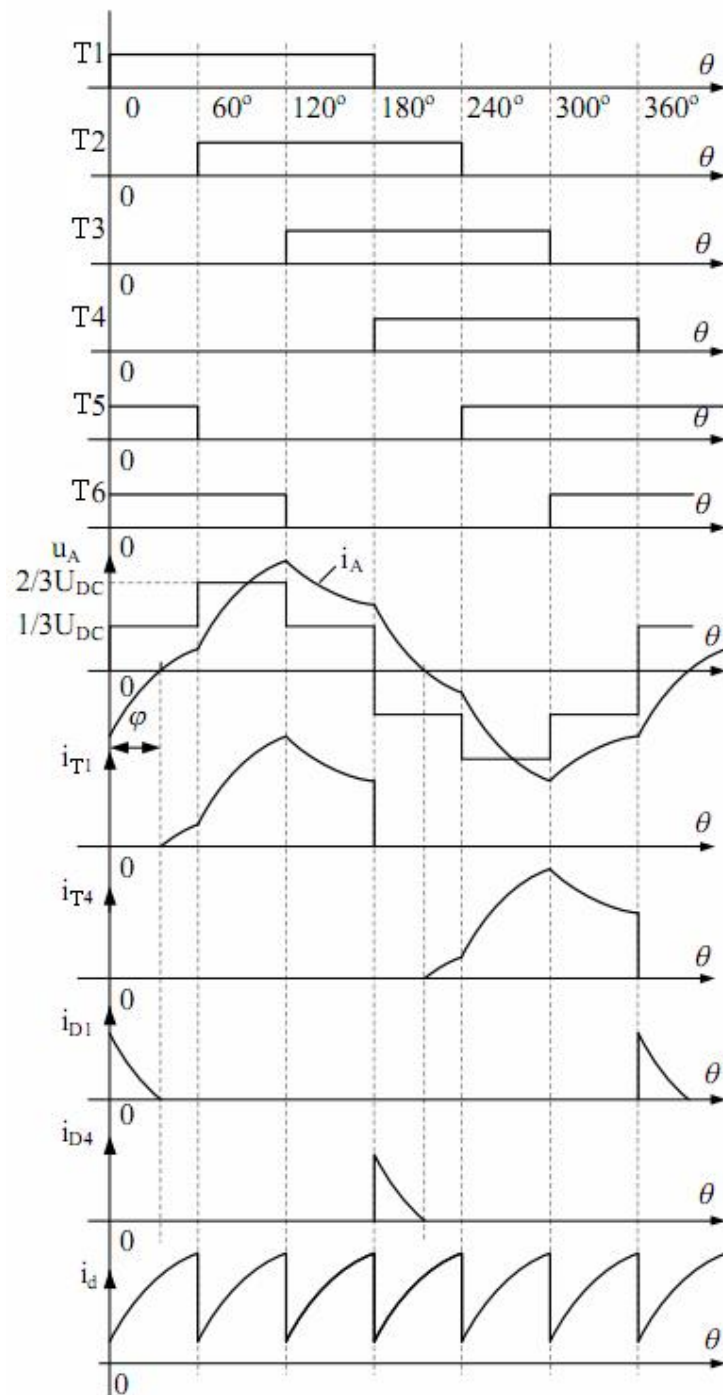
- Từ  $60^\circ \leq \theta < 120^\circ$ , V1, V6, V2 dẫn, theo hình 1.4. (b), ta tìm được.

$$u_A = 2U_{DC}/3 \quad ; \quad u_C = u_B = -U_{DC}/3$$

- Từ  $120^\circ \leq \theta < 180^\circ$ , V1, V2, V3 dẫn, theo hình 1.4. (c), ta tìm được.

$$u_A = u_C = U_{DC}/3 \quad ; \quad u_B = -2U_{DC}/3$$

Từ phân tích này, điện áp trên các pha có dạng bậc thang như được biểu diễn như trên hình 1.5. Các đường đồ thị dưới trong hình 1.5. là dạng dòng điện tải, dòng điện qua các van và các diode ứng với trường hợp giả sử tải cảm kháng. Dạng dòng điện một chiều đầu vào nghịch lưu  $i_d$  được xác định như sau. Do dòng đầu vào lặp lại sau mỗi  $60^\circ$ , từ sơ đồ thay thế, ví dụ, hình 1.5. (b), ta có  $i_d = i_{ZA} = i_{T1} \rightarrow$  Dạng dòng điện  $i_d$  như đồ thị cuối cùng của hình 1.6. Một cách tương đối có thể coi gần đúng góc lệch pha giữa dòng điện và điện áp trên tải bằng góc  $\varphi$  khi dòng qua 0, suy ra rằng nếu  $\varphi < 60^\circ$  thì dòng đầu vào không có phần âm, nghĩa là không có dòng đi về tụ C đầu vào. Vậy khi hệ số góc của tải  $\cos \varphi \geq \cos 60^\circ = \frac{1}{2}$  thì năng lượng phản kháng của tải chỉ trao đổi giữa các pha với nhau mà không trao đổi với nguồn.



Hình 1.5. Tín hiệu điều khiển và dạng dòng điện, điện áp trong sơ đồ nghịch lưu độc lập ba pha

**1.4. Ưu điểm của tần số 400HZ.**

Ta biết rằng tần số càng cao thì khả năng tác dụng của dòng xoay chiều càng lớn, vì  $Z$  phụ thuộc vào  $f$  ( $Z_L = 2\pi f.L$  ;  $Z_C = \frac{1}{2\pi f.C}$ ). Hơn nữa khi tác dụng của dòng xoay chiều tăng thì kích thước các thiết bị giảm đáng kể (cuộn dây  $L$  hay tụ điện), vì thế trong máy bay hay quân sự người ta dùng tần số dòng điện rất lớn (400 Hz) để làm giảm tối đa kích thước thiết bị. Ở Việt Nam hiện nay, nhu cầu sử dụng bộ trong quân sự, hàng không là rất lớn. Các sản phẩm chính có điện áp ra 208V/400Hz với công suất từ 5,5kW đến 120kW.

Ảnh hưởng của tần số: Chủ yếu ảnh hưởng đến các máy điện có lõi từ (biến áp, cuộn lọc, động cơ). Khi tần số tăng từ 50 lên 60Hz (20%), điện kháng tăng 20% (tốt), tổn hao Fuco tăng (xấu), công suất cho phép truyền qua lõi tăng 20%. Do vậy, với cùng một công suất thiết kế của thiết bị, khi sử dụng tần số 60Hz, sẽ tiết kiệm được khoảng 16% lượng dây dẫn, 16% lượng sắt lõi. Tuy nhiên lá thép kỹ thuật phải mỏng hơn. Với các bộ lọc, các giá trị  $L$  và  $C$  cũng giảm được tương tự.

Như vậy, tăng tần số rất có lợi. Không chỉ có tần số 50 hay 60Hz, trong thiết bị quân sự, người ta còn dùng tần số 400Hz với các máy phát, động cơ có kích thước nhỏ.

**1.5. Yêu cầu công nghệ của bộ nguồn 400HZ**

- Điện áp ra là điện áp 3 pha hình sin đối xứng, tần số phải đúng 400Hz
- Có thể thay đổi được giá trị hiệu dụng của điện áp tùy thuộc yêu cầu.
- Đáp ứng với thay đổi tải phải nhanh. Tức là khi đang hoạt động mà ngắt tải ra thì điện áp phải ổn định lại trong một khoảng thời gian đủ ngắn so với chu kỳ điện áp.

## **Chương 2.**

### **LỰA CHỌN PHƯƠNG ÁN ĐIỀU CHẾ**

Trong các bộ biến đổi bán dẫn, các khóa điện tử công suất làm nhiệm vụ nối giữa đầu ra với đầu vào trong những khoảng thời gian nhất định, lặp lại theo một chu kỳ nhất định. Điện áp hoặc dòng điện tạo ra sẽ bằng giá trị trung bình của các giá trị tức thời theo chu kỳ lặp lại đó. Với chu kỳ lặp lại (còn gọi là chu kỳ điều chế) nhỏ hơn rất nhiều lần so với chu kỳ sóng hài cơ bản (ví dụ : 400Hz), điện áp và dòng điện đầu ra sẽ có dạng mong muốn. Trong bộ nguồn đang cần thiết kế, hình dạng mong muốn của điện áp ra sẽ phải là dạng hình sin theo sóng hài cơ bản. Qui luật đóng cắt các phần tử bán dẫn như trên gọi là các phương pháp điều chế độ rộng xung (Pulse Width Modulation – PWM).

Hiện nay, có nhiều phương pháp điều chế khác nhau, tùy vào từng sơ đồ bộ biến đổi cũng như yêu cầu đặt ra. Các phương pháp điều chế được áp dụng cho nhiều loại bộ biến đổi, tuy nhiên, để nêu lên được đặc điểm cơ bản của từng phương pháp, ta sẽ phân tích theo sơ đồ biến đổi nghịch lưu nguồn áp, cầu 1 pha, cầu ba pha.

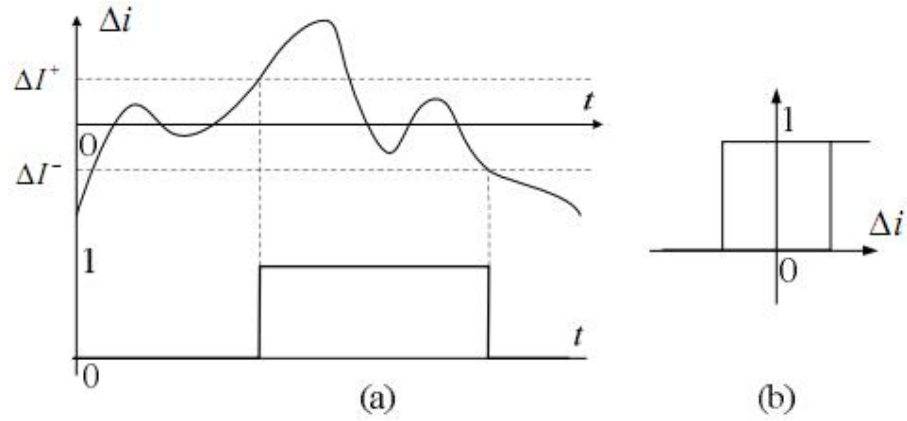
- Phương pháp điều chế nhờ bộ so sánh có ngưỡng.
- Phương pháp điều chế độ rộng xung Sin - PWM
- Phương pháp điều chế vector không gian (SVM – Space Vector Modulation)

#### **2.1. Điều chế nhờ bộ so sánh có ngưỡng.**

##### **2.1.1. Nguyên lý.**

Tín hiệu cần điều chỉnh, lấy về qua phép đo, được so sánh với một tín hiệu đặt. Tín hiệu đầu ra bộ so sánh sẽ có giá trị, ví dụ là mức logic 1, nếu tín hiệu đo được lớn hơn tín hiệu đặt một giá trị ngưỡng nhất định, và là mức logic 0 nếu như tín hiệu đo được nhỏ hơn lượng đặt giá trị ngưỡng. Tín hiệu logic 1 được đưa đến điều khiển đóng cắt các van trong bộ biến đổi để tín hiệu điều chỉnh phải giảm đi. Tín hiệu logic 0 sẽ làm cho lượng cần điều chỉnh phải tăng lên. Trên hình 2.1.(a) thể hiện tác động của bộ so sánh hai ngưỡng, đầu ra tín hiệu có giá trị (0,1) với đặc tính vào ra như trên hình 2.1.(b)



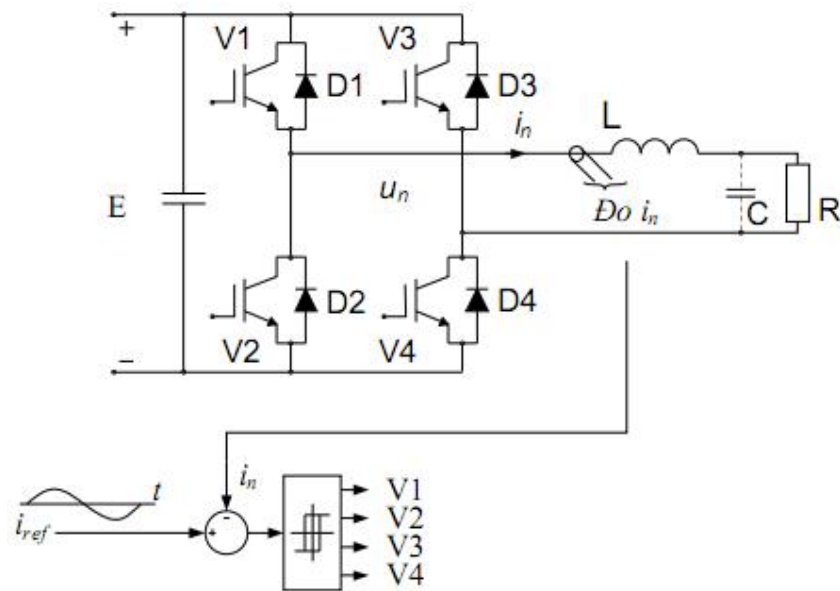


Hình 2.1.

(a) Tác động của bộ so sánh có ngưỡng;

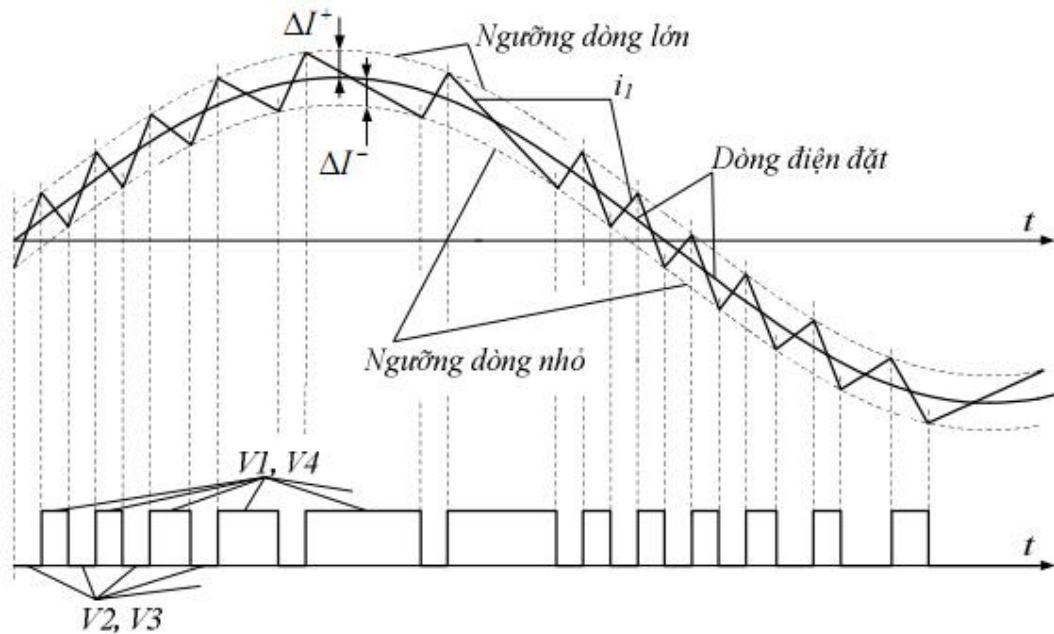
(b) Đặc tính vào ra của bộ so sánh;

Ví dụ về tác động của phương pháp này được mô tả qua sơ đồ bộ biến đổi DC-AC cầu 1 pha, làm việc như một bộ nghịch lưu áp nguồn áp, tải trở cảm RL, cho trên hình 2.2. Giả sử ta muốn điều chỉnh dòng điện đầu ra phía xoay chiều theo một lượng đặt hình sin, theo đồ thị biểu diễn trên hình 2.3.



Hình 2.2. Sơ đồ cấu trúc hệ thống điều khiển.

Trên hình 2.2,  $i_{ref}$  là lượng đặt hình sin mong muốn. Tín hiệu dòng xoay chiều đầu ra nghịch lưu đo được  $i_n$  được so sánh với lượng đặt qua khâu so sánh có trễ, tạo nên tín hiệu điều khiển cho các van  $V1, \dots, V4$ . Xét chiều dòng điện đang dương, khi đó,  $V1, V4$  mở sẽ làm cho dòng tăng lên, còn  $V2, V3$  mở sẽ làm cho dòng giảm đi.



**Hình 2.3. Tác động của bộ điều chỉnh dòng điện có ngưỡng.**

Khi V2, V3 mở, dòng chỉ chạy qua diode D2, D3. Điều tương tự xảy ra với chiều dòng điện âm, khi đó vai trò các van đổi cho nhau.

Để điều chỉnh điện áp ra trên tải R, phải dùng mạch lọc LC để tạo được điện áp có dạng gần sin. Khi đó điện áp trên tải đo được sẽ đưa đến bộ điều chỉnh điện áp, đầu ra bộ điều chỉnh điện áp có thể là tín hiệu để thay đổi biên độ lượng đặt của dòng điện.

### 2.1.2. Nhận xét.

- **Ưu điểm** : đơn giản, dễ áp dụng, tác động cực nhanh. Đây là ưu điểm chính của bộ điều chỉnh có ngưỡng (hay còn gọi là bộ điều khiển trễ hysteresis). Cho đến nay, với một bộ nghịch lưu nguồn áp có điện áp phía một chiều và độ tự cảm ở đầu ra cho trước, thì bộ điều khiển trễ có khả năng thực hiện nhanh nhất. Lý do chính là một bộ điều khiển trễ điển hình không yêu cầu bất kỳ một bộ điều chế nào. Trạng thái của các khóa công suất được xác định trực tiếp bằng cách so sánh dòng điện tức thời đo được từ đầu ra bộ biến đổi với dòng điện đặt. Bên cạnh đó, do lượng cần điều chỉnh là dòng điện được đo trực tiếp nên sẽ phản ánh một cách tức thời những thay đổi có thể xảy ra. Như hình vẽ trên tín hiệu thay đổi liên tục là tín hiệu xoay chiều.

- **Nhược điểm** : Từ hình vẽ tác động của bộ điều khiển dòng điện có ngưỡng, ta thấy rằng tần số đóng cắt của các van không cố định. Nếu mức ngưỡng nhỏ, tần số đóng cắt có thể rất lớn. Nếu mức ngưỡng lớn, thì dạng dòng điện sẽ xấu đi với nhiều thành phần sóng hài bậc cao.

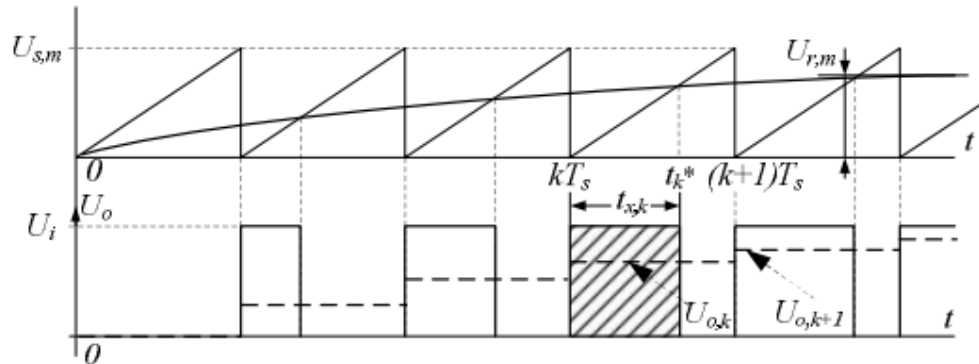
## 2.2. Điều chế độ rộng xung Sin - PWM.

PWM là công nghệ mạnh mẽ dùng để điều khiển các mạch điện analog bằng các đầu ra digital của một bộ xử lý. PWM được dùng trong rất nhiều ứng dụng, trải dài từ đo lường và truyền thông cho đến chuyển đổi và điều khiển công suất. Thực hiện PWM

## Chương 2. Lựa chọn phương án điều chế

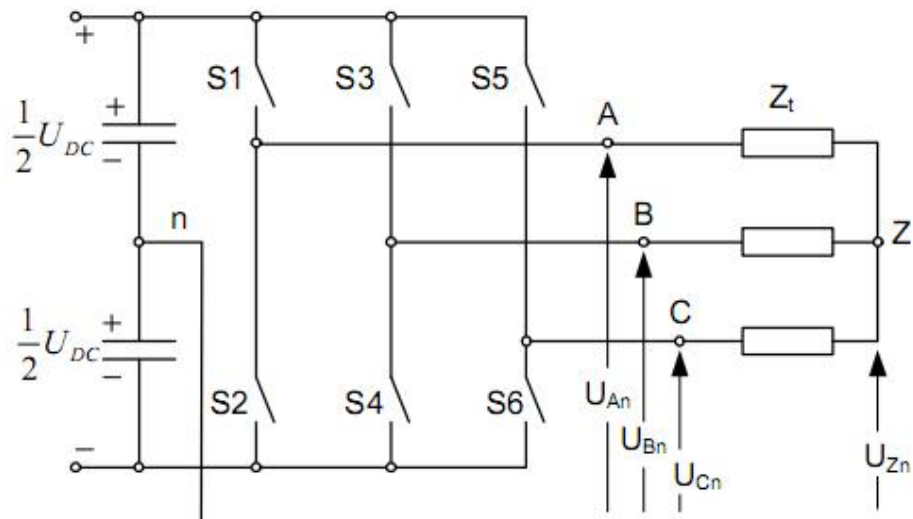
bằng điện tử tương tự khá đơn giản. Ban đầu phương pháp điều chế độ rộng xung được phát triển trong kỹ thuật điều chế sóng radio với tần số nghe được trên 20KHz hình sin, sau đó, được áp dụng cho kỹ thuật biến đổi điện năng.

### 2.2.1. Nguyên lý.

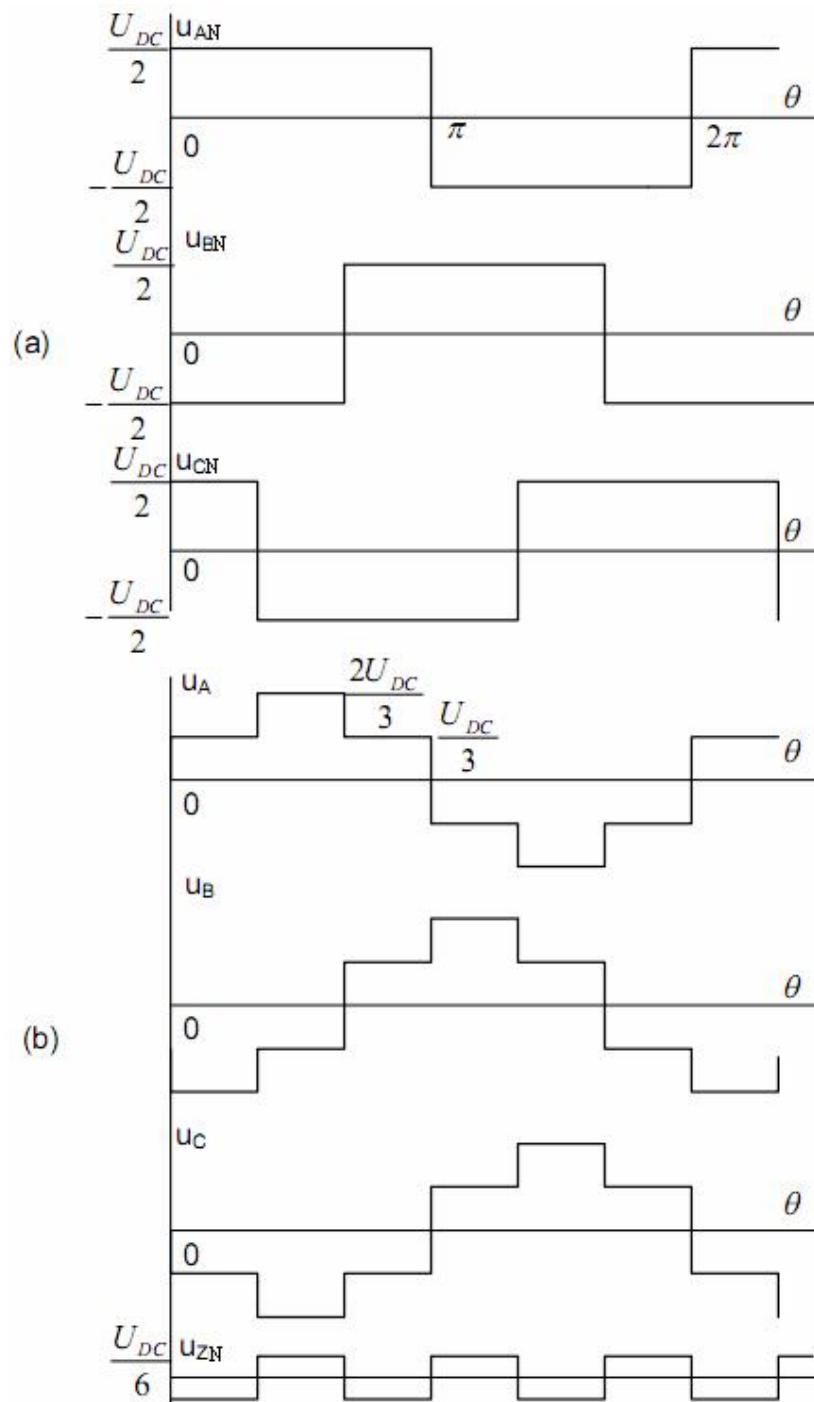


**Hình 2.4. Đồ thị mô tả phương pháp PWM**

Nội dung của phương pháp Sin-PWM là các xung điều khiển được tạo ra bằng cách so sánh tín hiệu răng cưa ( $U_{rc}$ ) có tần số cố định (thường là tần số trích mẫu) với tín hiệu chuẩn, là tín hiệu ra mong muốn ( $U_s$ ). Tín hiệu răng cưa có nhiều dạng khác nhau, có thể có dạng tam giác vuông hoặc tam giác cân. Nếu tín hiệu răng cưa có dạng tam giác cân thì các xung điều khiển sẽ là xung đối xứng và giảm được một số thành phần sóng hài bậc cao. Đầu ra bộ so sánh sẽ là dãy xung có độ rộng thay đổi, tùy theo giá trị của tín hiệu đặt,  $t_x : 0 \leq t_x \leq T_s$ . Trong khoảng thời gian  $t_x$ , các khóa điện tử sẽ nối đầu ra  $U_{out}$  với đầu vào bộ biến đổi  $U_{in}$ . Như vậy, trong mỗi chu kỳ trích mẫu, giá trị  $U_{out}$  sẽ có giá trị trung bình phụ thuộc vào giá trị đầu ra  $U_{in}$  và thay đổi theo đáng điệu của tín hiệu chuẩn.



**Hình 2.5. Sơ đồ khóa đóng cắt trong nghịch lưu áp ba pha.**



**Hình 2.6. Dạng điện áp ra của nghịch lưu áp ba pha.**

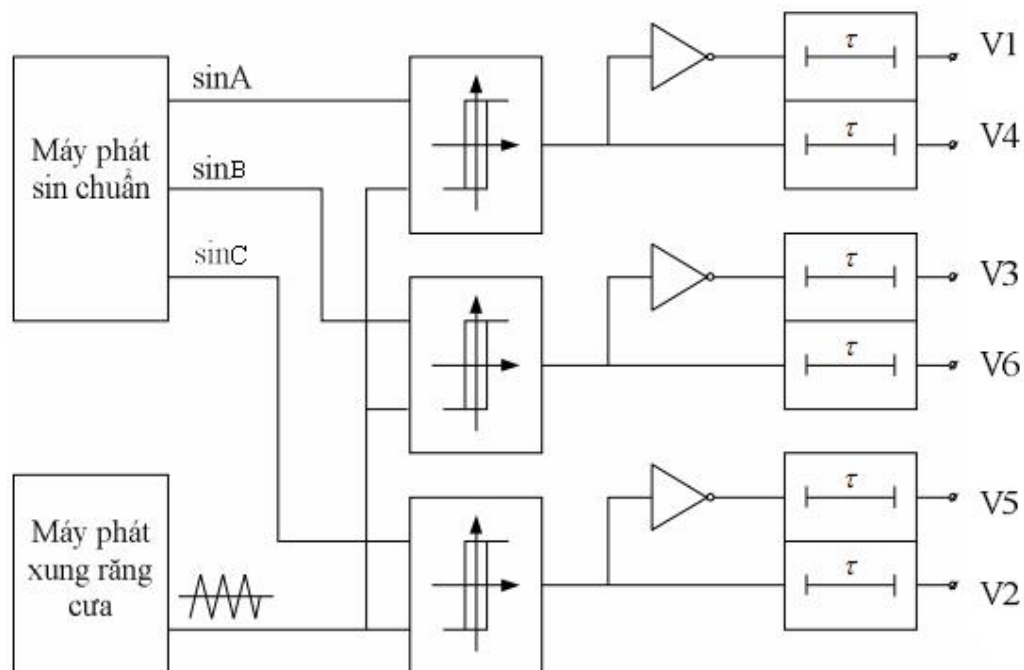
a) Điện áp 3 pha ; b) Điện áp trên trở kháng tải ba pha đối xứng

Trên hình 2.5, điện áp một chiều phân làm hai nửa, mỗi nửa có giá trị  $U_{DC}/2$ . Cặp khóa trong mỗi pha được điều khiển ngược nhau. Ví dụ, khi ở pha A, khi S1 được điều khiển mở thì S2 khóa và ngược lại. Điện áp đầu ra các sơ đồ nửa cầu so với điểm giữa của nguồn một chiều là  $u_{An}$ ,  $u_{Bn}$ ,  $u_{Cn}$ , lệch pha  $120^\circ$ , tạo nên hệ thống điện áp ba pha, có biên độ bằng  $U_{DC}/2$  trong mỗi nửa chu kỳ  $180^\circ$ , không phụ thuộc vào tải và tính chất tải

## Chương 2. Lựa chọn phương án điều chế

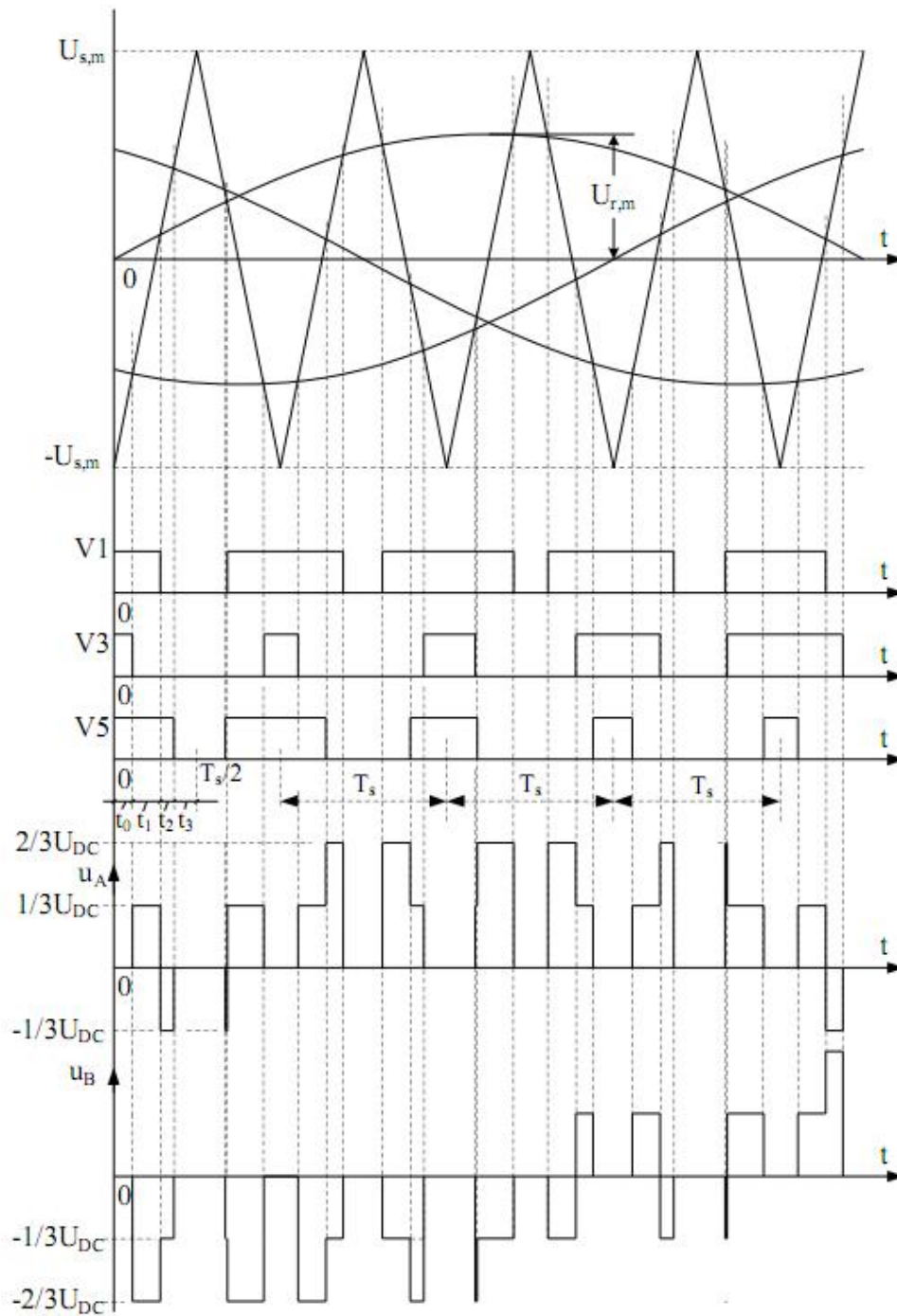
như trên hình 2.6 (a). Điện áp trên trở kháng tải ba pha đối xứng  $u_A, u_B, u_C$  có dạng bậc thang như trên hình 2.6 (b). Thế của điểm trung tính tải so với điểm giữa của nguồn một chiều  $u_{ZN}$  có dạng xung hình chữ nhật với tần số  $3f$ , biên độ  $U_{DC}/6$ . Do trong mạch ba pha trở kháng với thành phần sóng bậc ba là vô cùng lớn nên sóng bậc ba không thể lan truyền trong mạch, vì vậy, không cần phải nối điểm trung tính nguồn với điểm giữa của nguồn DC.

Như vậy, có thể áp dụng PWM cho mỗi sơ đồ nửa cầu với cấu trúc điều khiển cho trên hình 2.7. Trên hình này, tín hiệu sin chuẩn  $U_a^*, U_b^*, U_c^*$  được so sánh với tín hiệu răng cưa  $U_{rc}$  qua mạch so sánh có ngưỡng để tăng khả năng chống nhiễu của sơ đồ. Bỏ qua ảnh hưởng của thành phần tạo trễ chống dòng điện đâm xuyên qua các van trên cùng 1 pha, ta có dạng tín hiệu điều khiển và dạng điện áp ra PWM ba pha trên đồ thị hình 2.8



**Hình 2.7. Sơ đồ cấu trúc mạch điều khiển PWM cho nghịch lưu áp 3 pha.**

Ví dụ, trên đồ thị 2.8 trong khoảng  $t_1$ , V1, V5 và V6 dẫn. Pha A, pha C nối lên thanh dẫn (+), pha B nối xuống thanh dẫn (-) của nguồn  $U_{DC}$ , tải tương đương như sơ đồ hình 1.4 (a), do đó  $u_A = u_C = U_{DC}/3$ ;  $u_B = -2U_{DC}/3$ . Từ đó có dạng điện áp ra  $u_A, u_B$  như biểu diễn trên đồ thị. Trên hình 2.8 chỉ thể hiện tín hiệu điều khiển cho ba van V1, V3, V5, nối lên thanh dẫn (+) của nguồn 1 chiều đầu vào trong sơ đồ hình 1.3. Các van nối xuống thanh dẫn (-) được điều khiển ngược lại. Lưu ý dạng tín hiệu điều khiển trong mỗi chu kỳ xung răng cưa  $T_s$  có dạng đối xứng theo mỗi nửa chu kỳ  $T_s/2$ . Lý do là ở đầu chu kỳ và giữa chu kỳ, tín hiệu răng cưa có biên độ lớn nhất nên không thể cắt một điện áp sin chuẩn nào.



**Hình 2.8** Dạng tín hiệu điều khiển và dạng điện áp ra PWM ba pha

Trong mỗi nửa chu kỳ  $T_s/2$ , đều có 4 khoảng thời gian đặc trưng :  $t_0, t_1, t_2, t_3$ . Trong khoảng  $t_0$  cả ba van V1, V3, V5 đều dẫn, tải ba pha đầu ra bị nối ngắn mạch lên thanh dẫn (+) của nguồn một chiều  $U_{DC}$ . Điện áp ra tải ở cả ba pha đều bằng không. Trong khoảng  $t_3$ , cả ba van V2, V4, V6 đều dẫn, tải ba pha đầu ra bị nối ngắn mạch xuống thanh dẫn (-) của nguồn 1 chiều  $U_{DC}$ . Điện áp ra tải ở cả ba pha cũng đều bằng không. Quá trình điều chế chỉ diễn ra trong khoảng  $t_1$  và  $t_2$ . Trong các khoảng  $t_1$  và  $t_2$ , có thể xác định được dạng điện áp ra nhờ các sơ đồ tương đương như trên hình 1.4. Cấu trúc

## Chương 2. Lựa chọn phương án điều chế

điều khiển như trên hình 2.8. cho dạng điện áp ra không phụ thuộc tải và tính chất tải, tức là phương pháp PWM đảm bảo NLĐL ba pha là nghịch lưu áp. Tính chất thứ hai quan trọng nữa là mẫu xung điều khiển có tính đối xứng trong mỗi nửa chu kỳ xung răng cưa  $T_s$  và có tính chất tối ưu về số lần chuyển mạch ít nhất. Có thể nhận thấy chuyển mạch diễn ra theo trình tự  $t_0 \rightarrow t_1 \rightarrow t_2 \rightarrow t_3 \rightarrow t_3 \rightarrow t_2 \rightarrow t_1 \rightarrow t_0$ , mỗi lần chỉ có một cặp van trong một pha phải chuyển mạch.

Hệ số biến điệu của PWM được xác định bằng tỉ số giữa giá trị thành phần sóng cơ bản ra lớn nhất của phương pháp PWM so với sóng điện áp ra dạng bậc thang khi chưa điều chế.

$$m = \frac{U^{(1)}}{U_{6s}^{(1)}}, \quad (2.1)$$

Trong đó  $U^{(1)}$  là biên độ sóng cơ bản của phương pháp PWM,  $U_{6s}^{(1)}$  là biên độ sóng cơ bản của sơ đồ khi chưa điều chế, có điện áp ra dạng bậc thang 6 bậc. Phân tích Fourier dạng điện áp ra trên hình 2.6. (b) :

$$\begin{aligned} U_{6s}^{(1)} &= \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} u \cdot \sin \theta d\theta \\ &= \frac{2}{\pi} \left( \int_0^{\frac{\pi}{3}} \frac{1}{3} U_{DC} \cdot \sin \theta d\theta + \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{2\pi}{3}} \frac{2}{3} U_{DC} \cdot \sin \theta d\theta + \int_{\frac{2\pi}{3}}^{\pi} \frac{1}{3} U_{DC} \cdot \sin \theta d\theta \right) \\ &= \frac{2}{\pi} U_{DC} \end{aligned} \quad (2.2)$$

Chỉ số biến điệu lớn nhất  $m_{\max}$  chênh lệch nhau trong phạm vi 25%, tùy thuộc vào sơ đồ điều chế và là chỉ số quan trọng, thể hiện mức độ tận dụng điện áp phía một chiều của phương pháp biến điệu.

Nếu coi tần số của sóng mang răng cưa lớn hơn rất nhiều so với tần số thấp ra mong muốn thì dạng trung bình của điện áp ra  $u_{An}$ ,  $u_{Bn}$ ,  $u_{Cn}$ , rất gần với dạng sóng của điện áp sin chuẩn, như thể hiện trên hình 2.8. Điều này có nghĩa là biên độ điện áp pha ra lớn nhất là  $U_{DC}/2$ . Hệ số biến điệu lớn nhất  $m_{\max} = \left(\frac{1}{2}\right) / \left(\frac{2}{\pi}\right) = \frac{\pi}{4} = 0,785$ . Theo hình 2.8. có thể thấy rằng khi đó biên độ của sóng cơ bản điện áp dây chỉ là :

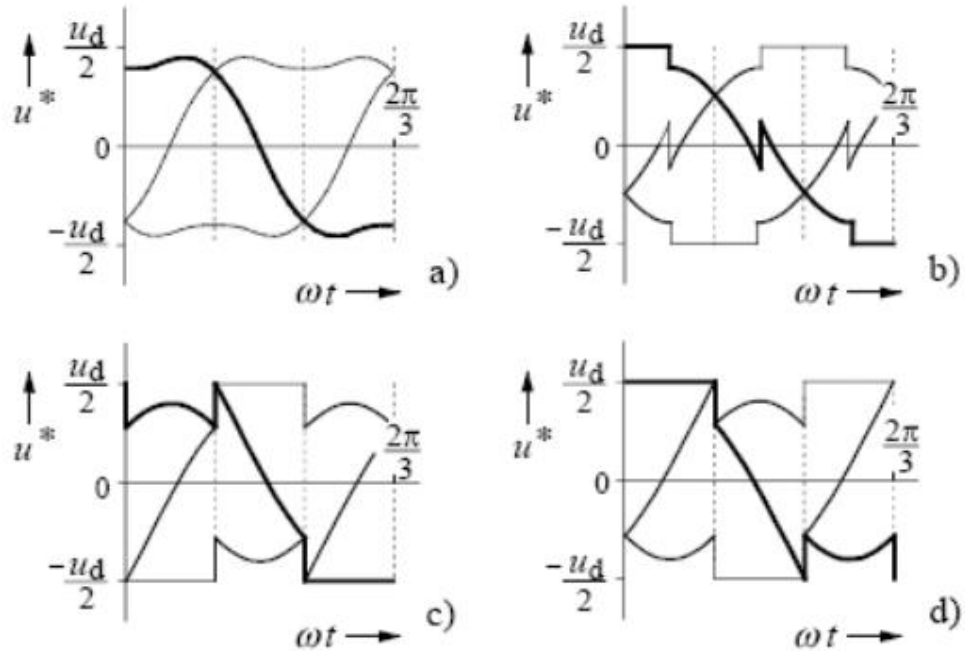
$$\frac{1}{2} U_{DC} \cdot 2 \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} = \frac{\sqrt{3}}{2} U_{DC} = 0,866 U_{DC} \quad (2.3)$$

Giá trị này thấp hơn nếu lưu ý rằng trong mỗi sơ đồ nửa cầu điện áp ra có thể có biên độ  $U_{DC}$  vì khóa có thể đóng lên  $U_{DC}/2$  và đóng xuống  $-U_{DC}/2$ .

Nếu trộn vào sóng sin chuẩn thành phần sóng hài bậc ba thì hệ số biến điệu lớn nhất có thể tăng lên. Vì thành phần bậc ba không thể chạy trong mạng điện ba pha nên

## Chương 2. Lựa chọn phương án điều chế

thành phần sóng hài của dòng điện trên tải sẽ không hề bị ảnh hưởng. Trên hình 2.9. thể hiện bốn dạng điện áp chuẩn đã trộn với thành phần sóng bậc ba.



**Hình 2.9. Dạng điện áp chuẩn trộn thêm các thành phần sóng bậc ba.**

(a) Sóng sin chuẩn trộn với sóng sin hài bậc ba, biên độ bằng 25% sóng cơ bản

(b), (c), (d) Trộn với sóng chữ nhật tần số  $3f$

Theo hình 2.9 (a), tín hiệu điện áp chuẩn trộn với 25% sóng sin bậc ba, có dạng (chuẩn hóa theo  $U_{DC}/2$ ) :

$$u^* = \sin(\theta) + \frac{\sin(3\theta)}{4} \quad (2.4)$$

Biểu thức (2.12) trong khoảng  $0 - \pi$  có giá trị lớn nhất là 0,89 ; do đó biên độ sóng chuẩn có thể đạt đến giá trị lớn hơn  $U_{DC}/2$ , là

$$U^* = \frac{1}{0,89} \frac{U_{DC}}{2} = 0,56U_{DC} \quad (2.5)$$

Phân tích Furie dạng điện áp (2.12) cho biên độ sóng cơ bản bằng :

$$\begin{aligned} U^{*(1)} &= \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} u \cdot \sin \theta d\theta \\ &= \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} 0,56 \cdot U_{DC} \left[ \sin \theta + \frac{\sin(3\theta)}{4} \right] \sin \theta d\theta \\ &= 0,56U_{DC} \end{aligned} \quad (2.6)$$

Như vậy hệ số biến điệu lớn nhất có thể đạt được là :  $m_{\max 2} = 0,56 / \left( \frac{2}{\pi} \right) = 0,882$

Bằng các phân tích tương tự, có thể thấy rằng dạng điện áp chuẩn như trên các hình 2.9 (b), (c), (d) thu được bằng cách trộn với sóng bậc ba dạng chữ nhật, có thể cho hệ số biến điệu lớn nhất bằng  $m_{\max 3} = 0,907$ .



**2.2.2. Nhận xét.**

**Ưu điểm.**

- Điện áp ra sẽ chứa các thành phần sóng hài bậc cao với tần số bằng các bội số của tần số xung răng cưa. Do tần số xung răng cưa rất cao so với tần số sin chuẩn nên dễ dàng loại bỏ được các sóng hài bậc cao này.
- Độ tác động nhanh, nhờ bản chất của hệ thống là điều khiển tương tự. Nếu Sin - PWM được xây dựng trên bộ xử lý tín hiệu số thông qua quá trình rời rạc hóa tín hiệu thì ưu điểm này cũng mất đi.

**Nhược điểm.**

- Các van phải làm việc với tần số đóng cắt cao nên tổn hao công suất do đóng cắt lớn, hệ thống điều khiển cũng phức tạp hơn.
- Vấn đề khó khăn nhất trong thực hiện điều chế độ rộng xung ba pha bằng mạch tương tự là phải có ba sóng sin chủ đạo có biên độ chính xác bằng nhau và lệch pha nhau chính xác  $120^\circ$  trong toàn bộ dải tần số thay đổi.

**2.2.3. Thực hiện trên vi xử lý phương pháp sin PWM.**

Hiện nay, với sự phát triển mạnh mẽ, các vi xử lý ngày càng nhỏ gọn, mà vẫn được tăng cường dung lượng bộ nhớ, và tốc độ xử lý. Do vậy, việc phát ra sóng sin hay sóng tựa tam giác không còn là khó khăn nữa. Chỉ với một vài lệnh truy cập bảng, ta có thể tạo tín hiệu sin hay các tín hiệu khác nhau bằng cách sử dụng TABLE. Ở dưới đây, trình bày sơ lược một nghiên cứu của người viết trong application note AN984 của Microchip thực hiện điều chế sin – PWM trên vi xử lý dsPIC30F6010.

Cách dễ dàng nhất để phát ra dạng sóng sin là sử dụng bảng look-up. Bạn cũng có thể tính toán giá trị sin on-the-fly (tính toán trong công thức bằng tay), nhưng không đáng dùng CPU vào việc này. Một bảng look-up được sử dụng mà chứa tất cả các điểm của sóng sin. Các giá trị sin được đọc từ bảng sau một khoảng thời gian chu kỳ nhất định, được chia lại thang đo để phù hợp với phạm vi cho phép của các chu kỳ duty cycles, và sau đó được viết tới các thanh ghi duty cycle.

Một biến con trỏ sin được duy trì trong phần mềm để định nghĩa vị trí hiện tại trong bảng. Con trỏ này phải được chỉnh định ở khoảng thời gian chu kỳ nhất định, thường xuyên vào lúc bắt đầu mỗi chu kỳ PWM. Nếu một giá trị chỉnh định hằng số được thêm vào con trỏ ở mỗi khoảng thời gian đó, phần mềm sẽ di chuyển qua bảng ở một tần số nhất định. Độ dài của bảng look-up thường được đặt là 2 mũ (ví dụ : 64, 128, 256). Theo cách này, phần mềm không phải kiểm tra giá trị con trỏ mỗi lần nó được chỉnh. Con trỏ có thể đơn giản hóa để cho phép quay ngược trở lại và reset về 0.

**Kích cỡ bảng sin.**

Quá ít điểm sẽ làm cho gây ra hiện tượng “stair-case” – leo thang, có nhiều bậc giống hình thang mà thường gọi là độ nhấp mô cao, làm cho tiêu hao nhiệt năng nhiều

## **Chương 2. Lựa chọn phương án điều chế**

hơn, ảnh hưởng dạng sóng đầu ra không được sin trọn vẹn, gây ra quá dòng. Quá nhiều điểm sẽ sử dụng lượng bộ nhớ đáng kể trong MCU.

Theo application note của Microchip AN908, quy tắc là chia tần số điều chế mong muốn lớn nhất thành tần số sóng mang PWM. Một tần số sóng mang PWM, mà chỉ vượt dài giá trị thấy rõ được, thường xuyên được chọn. Giả sử rằng tần số sóng mang PWM 16Khz được chọn, và tần số cần điều chế là 60Hz.

$$\text{Số lượng phần tử của bảng} = \frac{f_{pwm}}{f} = \frac{16000}{60} = 267 \quad (2.7)$$

Như vậy, một bảng sin có 256 giá trị sẽ là đủ để thực hiện. Trên thực tế, đoạn mã đi kèm với ứng dụng này chỉ cần 64 giá trị và vẫn cho kết quả khá tốt. Như vậy, ta có thể linh hoạt lựa chọn giá trị bảng sin, đồng thời vẫn có được giá trị tham khảo từ công thức (2.11).

### **Con trỏ bảng sin**

Để truy cập bảng sin, rất đơn giản, ta dùng con trỏ có kích cỡ tương ứng với số điểm trong bảng. Với bảng 256 giá trị, ta dùng con trỏ 8bit. Tuy nhiên, người thiết kế có thể linh hoạt chọn tăng giá trị con trỏ để dễ dàng sinh ra các tần số điều chế thấp hơn.

Cuối cùng, để sinh ra điện áp 3 pha, ta dịch con trỏ đi 1 góc  $120^0$  và  $240^0$ . Thực tế, để linh hoạt, người ta sử dụng một giá trị 16 bit, với 0x0000 biểu diễn  $0^0$  và 0xFFFF biểu diễn  $360^0 \rightarrow 0x5555$  là  $120^0$ ; 0xAAAA là  $240^0$ . Lúc này, để truy cập bảng giả sử có kích cỡ 256, ta dịch con trỏ đi 8 bit về bên trái là thu được con trỏ mới đủ khả năng truy cập.

**Ưu điểm** : phương pháp sin – pwm khi xem xét trong kỹ thuật vi xử lý yêu cầu rất ít phép tính cần được thực hiện. Chỉ cần một bảng tra look-up của sóng sin.

**Nhược điểm** : Nếu như phải sử dụng bảng look-up cho toàn bộ góc  $360^0$  nên bộ nhớ dùng trong vi xử lý cũng yêu cầu nhiều hơn. Còn nếu giảm số phần tử thì tức là ta cũng giảm độ phân giải của bảng, dẫn đến độ chính xác của sóng đầu ra cũng giảm đi.

## **2.3. Điều chế vector không gian - Space Vector Modulation**

Ý tưởng của công nghệ này xuất phát từ việc các vector điện áp 3 pha có thể được chuyển đổi thành một vector đơn, quay. Ưu thế của phương pháp này là biên độ hàm điều hòa bé hơn ở tần số chuyển mạch PWM vì yêu cầu bộ nhớ trung bình ít hơn so với phương pháp Sin - PWM... Đồng thời, ưu điểm lớn nhất là biên độ điện áp ra so với phương pháp khác tăng 15%, giúp cho giảm được dòng điện đầu ra với cùng công suất, từ đó giảm được kích thước của bộ biến đổi, tận dụng được điện áp phía một chiều tốt hơn.

### **2.3.1. Chuyển đổi $\alpha\beta$ - Phép biến đổi Clark**

Chuyển đổi  $\alpha\beta$  là công cụ rất hữu ích cho việc phân tích và mô hình hệ thống điện 3 pha. Tổng quát, một hệ thống điện tuyến tính 3 pha có thể được mô tả toán học bằng một tập hợp các phương trình động học (tích phân hoặc vi phân), cung cấp một mô hình toán học thống nhất cho mỗi pha. Mặc dù vậy, trong một vài trường hợp, sự tồn tại

## Chương 2. Lựa chọn phương án điều chế

của các điều kiện ràng buộc vật lý làm cho 3 mô hình mỗi pha không độc lập với nhau được nữa. Trong những tình huống đó, người ta có thể làm giảm bậc của mô hình toán học mà không bị mất mát thông tin.

Chúng ta xét một vector 3 kích thước như sau :  $\overrightarrow{u_{abc}} = [u_a \ u_b \ u_c]^T$ . Vector này có thể dùng để biểu diễn đại lượng điện bất kỳ của hệ thống điện 3 pha (dòng điện hay điện áp). Sử dụng ma trận chuyển đổi  $T_{\alpha\beta\gamma}$ .

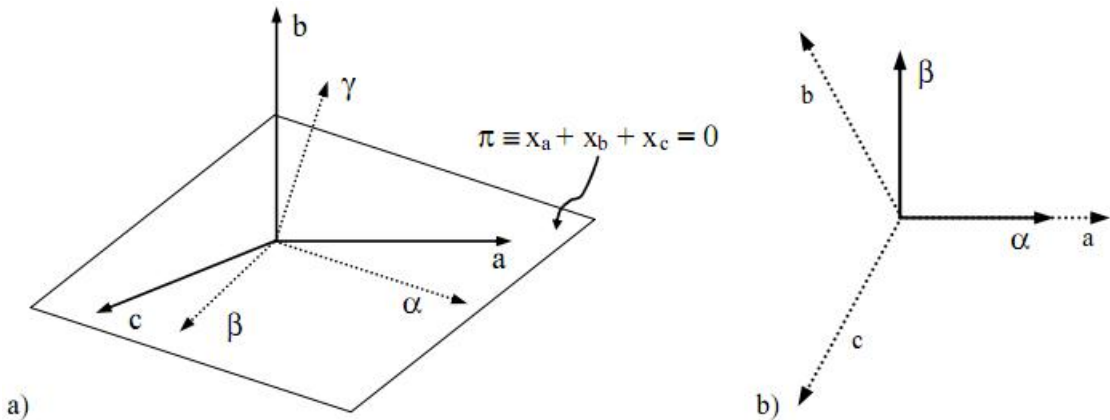
$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \\ u_\gamma \end{bmatrix} = T_{\alpha\beta\gamma} \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

Ý nghĩa hình học của phép chuyển đổi trên là sự biến đổi từ hệ trục tọa độ abc sang hệ tương đương  $\alpha\beta\gamma$ . Thực chất việc này là ta thay thế vector cơ sở  $B_{abc}$  bằng một vector cơ sở mới  $B_{\alpha\beta\gamma}$ . Ta có :  $B_{abc} = \{[1 \ 0 \ 0]^T, [0 \ 1 \ 0]^T, [0 \ 0 \ 1]^T\}$ ;

$$\Leftrightarrow B_{\alpha\beta\gamma} = \sqrt{2/3} \{[1 \ -1/2 \ -1/2]^T, [0 \ \sqrt{3}/2 \ -\sqrt{3}/2]^T, [1/\sqrt{2} \ 1/\sqrt{2} \ 1/\sqrt{2}]^T\} \quad (2.9)$$

Cơ sở  $B_{\alpha\beta\gamma}$  một lần nữa là cơ sở trực giao bởi vì, các vector của nó có độ lớn bằng 1, và trực giao với nhau (vuông góc với nhau). Sự trực giao của cơ sở mới cho phép ta đưa ra kết luận là :

- Nghịch đảo của ma trận  $T_{\alpha\beta\gamma}$  bằng với ma trận chuyển vị :  $T_{\alpha\beta\gamma}^{-1} = T_{\alpha\beta\gamma}^T$
- Các công thức tính toán công suất điện độc lập với chuyển hệ tọa độ, tức là  $\langle \overrightarrow{e_{abc}}, \overrightarrow{i_{abc}} \rangle = \langle \overrightarrow{e_{\alpha\beta\gamma}}, \overrightarrow{i_{\alpha\beta\gamma}} \rangle$  ; với toán hạng  $\langle \rangle$  biểu diễn cho phép nhân vô hướng của 2 vector ;  $\vec{e}$  là vector điện áp, và  $\vec{i}$  là vector dòng điện. Tính chất này làm cho phép biến đổi  $\alpha\beta\gamma$  thình thoảng còn được gọi là phép biến đổi “công suất bất biến”



**Hình 2.10. Biểu diễn hình học chuyển đổi  $T_{\alpha\beta\gamma}$**

a) Biểu diễn trên không gian 3 chiều

b) Hình chiếu lên mặt phẳng  $\pi$  (mặt thành phần  $\gamma$ )

## Chương 2. Lựa chọn phương án điều chế

Chuyển đổi  $T_{\alpha\beta\gamma}$  có một tính chất như sau. Nếu như  $x_a + x_b + x_c = 0$  thì  $x_\gamma = 0$

Tính chất này sẽ giúp chúng ta giới hạn không gian 3 chiều về mặt phẳng  $\pi$  như hình vẽ trên. Ta dễ dàng có được từ phương trình chuyển đổi ở trên là hai thành phần đầu tiên của không gian cơ sở  $B_{\alpha\beta\gamma}$  nằm trên  $\pi$ , còn thành phần  $\gamma$  thì vuông góc với mặt phẳng  $\pi$ . Điều này nghĩa là hai thành phần  $\alpha\beta$  biểu diễn một cơ sở trực giao trong mặt phẳng  $\pi$ , còn thành phần thứ 3 thì không có hình chiếu trên mặt phẳng  $\pi$ . Tóm lại, nếu như điều kiện  $x_a + x_b + x_c = 0$  xảy ra, phép chuyển tọa độ  $T_{\alpha\beta\gamma}$  sẽ cho phép chúng ta mô tả một cùng một hệ thống ở không gian hai chiều mà không hề bị mất mát thông tin. Điều này có được là do bất kỳ hệ thống 3 pha nào mà có vector tuân theo điều kiện ràng buộc  $x_a + x_b + x_c = 0$  thì vector đó đều nằm trên mặt phẳng  $\pi$ , và do vậy, có thể được biểu diễn như là sự kết hợp xếp chồng giữa các vector cơ sở định nghĩa trên  $\pi$ .

Cuối cùng ta sẽ định nghĩa chuyển đổi  $\alpha\beta$  như sau :

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = T_{\alpha\beta} \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

và nghịch đảo của nó là :

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = T_{\alpha\beta}^T \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \\ 0 \end{bmatrix} = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = T_{\alpha\beta}^T \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

Phương trình trên dễ dàng thu được bằng cách tận dụng cơ sở trực giao chuẩn và ma trận chuyển vị. Trong hình học, hệ phương trình trên xác định hình chiếu của vector  $\vec{u}_{abc} = [u_a \ u_b \ u_c]^T$  lên mặt phẳng  $\pi$ . Thành phần  $\gamma$  là giá trị trung bình số học của 3 vector thành phần a, b, c, và còn được gọi là thành phần vector không. Khi thành phần  $\gamma$  khác 0, chuyển đổi  $\alpha\beta$  sẽ có đi kèm với sự mất mát thông tin do thành phần vector không này.

Với một trường hợp cụ thể của nguồn xoay chiều 3 pha ta đang xét, ta áp dụng chuyển ảnh  $\alpha\beta$  như sau. Xét các điện áp hình sin.

$$\begin{aligned} u_a &= U_M \sin(\omega t), \\ u_b &= U_M \sin(\omega t - 2\pi/3), \\ u_c &= U_M \sin(\omega t - 4\pi/3), \end{aligned} \quad (2.12)$$

Từ các công thức trên, ta có :

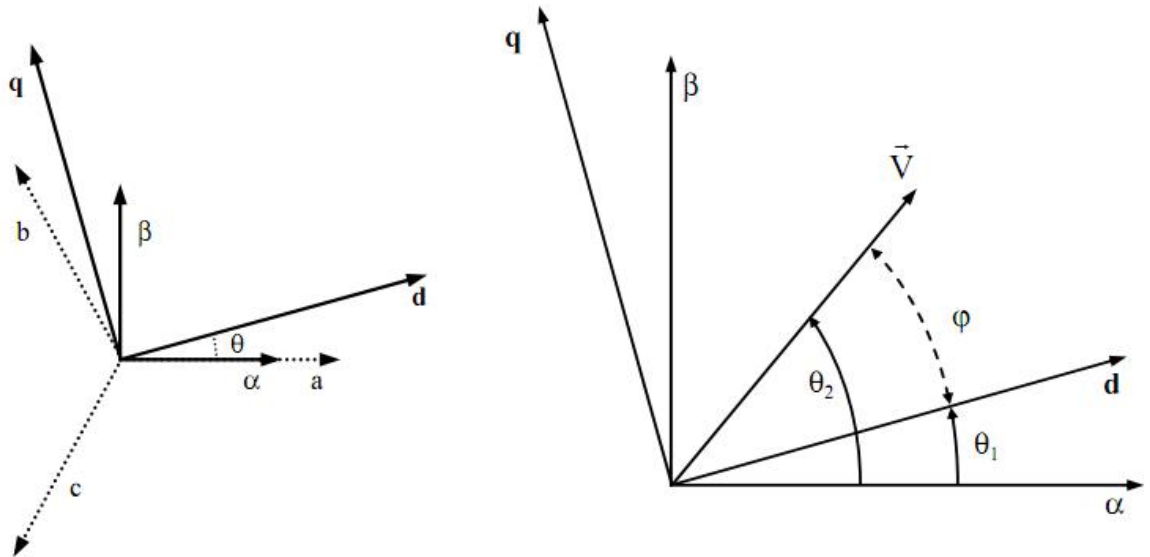
$$u_\alpha = \sqrt{\frac{2}{3}} \left( u_a - \frac{u_b + u_c}{2} \right) = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{3u_a}{2} = \sqrt{\frac{3}{2}} u_a = \sqrt{\frac{3}{2}} U_M \sin(\omega t) \quad (2.13)$$

$$\begin{aligned}
 u_\beta &= \sqrt{\frac{2}{3}} (u_b - u_c) \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} = \frac{u_b - u_c}{\sqrt{2}} = \frac{1}{\sqrt{2}} U_M \cdot 2 \cos(\omega t) \sin(-2\pi/3) \\
 &= \sqrt{2} U_M \cos(\omega t) \frac{-\sqrt{3}}{2} = -\sqrt{\frac{3}{2}} U_M \cos(\omega t)
 \end{aligned} \tag{2.14}$$

Rõ ràng, ba điện áp  $u_a, u_b, u_c$  thỏa mãn điều kiện tổng bằng 0, và như thế có thể được mô tả trong khung tọa độ  $\alpha\beta$  mà không bị mất mát thông tin. Trong khung tọa độ mới, vector  $\vec{u}_{\alpha\beta}$  là vector quay có biên độ  $\sqrt{3/2} U_M$ , tốc độ quay là  $\omega$

### 2.3.2. Phép chuyển hệ tọa độ $\alpha\beta$ sang dq (còn gọi là chuyển đổi Park).

Thay vì mô hình bộ nghịch lưu 3 pha và tải của nó lên khung tọa độ 2 trục cố định, phép chuyển đổi này sẽ mô hình toàn hệ trên khung tọa độ 2 trục, quay đồng bộ. Điều này yêu cầu một ma trận chuyển đổi có các hệ số phải biến thiên theo thời gian.



**Hình 2.11. Đồ thị vector của chuyển đổi dq (Park)**

Phép chuyển đổi này sẽ tạo ra khung tọa độ mới 0dq, quay quanh khung tọa độ đứng yên  $\alpha\beta$  với tần số góc không đổi  $\omega$ , với  $\theta = \omega t$

Trong phép chuyển đổi  $\alpha\beta$ , 3 tín hiệu hình sin, đối xứng, cân bằng được chuyển thành hai tín hiệu hình sin, lệch nhau góc  $90^\circ$ . Hai tín hiệu đó là tọa độ của một vector quay  $\vec{V}$ . Tốc độ quay của vector này bằng với tần số góc của ba tín hiệu điện áp ban đầu. Như vậy, trong khung tọa độ dq, vector  $\vec{V}$  hoàn toàn không hề di chuyển,  $\varphi = \text{const}$ , đồng thời, độ lớn của các hình chiếu vector  $\vec{V}$  lên 2 trục d và q đều không đổi.

Phép chuyển đổi dq đã biểu diễn lại các tín hiệu hình sin với tần số góc  $\omega$  bằng các tín hiệu một chiều không đổi trong khung tọa độ mới dq. Điều này cho phép ta thực hiện bộ điều khiển PI tốt hơn vì bộ điều khiển PI có thể bảo đảm sai lệch bám bằng 0 với tín hiệu đầu vào là một chiều, nhờ thành phần tích phân I. Tóm lại, nếu một bộ điều khiển

## Chương 2. Lựa chọn phương án điều chế

PI được thực hiện trên khung tọa độ dq, sai lệch điều khiển so với các tín hiệu sin có tần số góc  $\omega$  sẽ bằng 0.

Công thức toán học của phép chuyển đổi dq.

$$\begin{cases} u_d = u_\alpha \cos \theta + u_\beta \sin \theta \\ u_q = -u_\alpha \sin \theta + u_\beta \cos \theta \end{cases} \quad (2.15)$$

Biểu diễn dưới dạng ma trận :

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = T_{dq} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

với  $\theta = \omega t$ .

Dễ dàng nhận thấy ma trận  $T_{dq}$  biểu diễn một cơ sở trực giao trong không gian  $R^2$ , do vậy nghịch đảo của nó chính bằng ma trận chuyển vị.  $T_{dq}^{-1} = T_{dq}^T$

$$\rightarrow \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = T_{dq}^T \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

### 2.3.3. Thuật toán điều chế vector không gian.

Điều chế vector không gian là phương pháp được sử dụng cho các bộ biến đổi 3 pha, với trung tính cách ly. Nó cho phép không chỉ đơn giản hóa cấu trúc điều khiển, mà đồng thời còn giúp tận dụng tối đa phần cứng của bộ biến đổi. Lý do SVM trở nên thông dụng ngày nay là vì sự phổ biến và giá thành ngày càng rẻ của các vi xử lý tín hiệu số cực mạnh, điều mà trước đây không có được.

Để ứng dụng SVM, ta cần có điện áp đầu ra nghịch lưu tức thời, được biểu diễn bằng vector  $\overrightarrow{V_{abc}} = [V_a \ V_b \ V_c]^T$  được chiếu lên khung tọa độ mẫu  $\alpha\beta$ . Ở thời điểm bất kỳ, mỗi điện áp dây của nghịch lưu có thể hoặc bằng 0 hoặc bằng điện áp  $V_{DC}$ . Do vậy, vector điện áp đầu ra của nghịch lưu ở một thời điểm bất kỳ chỉ có thể là một trong 8 giá trị khác nhau.

**Bảng 2.1. Các trạng thái của nghịch lưu dùng SVM**

C	B	A	$V_{ab}$	$V_{bc}$	$V_{ca}$	$V_\alpha$	$V_\beta$	Vector
0	0	0	0	0	0	0	0	$V_{000}$
0	0	1	$V_{DC}$	0	$-V_{DC}$	$2V_{DC}/3$	0	$V_{100}$
0	1	1	0	$V_{DC}$	$-V_{DC}$	$V_{DC}/3$	$V_{DC}/3$	$V_{110}$
0	1	0	$-V_{DC}$	$V_{DC}$	0	$-V_{DC}/3$	$V_{DC}/3$	$V_{010}$
1	1	0	$-V_{DC}$	0	$V_{DC}$	$-2V_{DC}/3$	0	$V_{011}$
1	0	0	0	$-V_{DC}$	$V_{DC}$	$-V_{DC}/3$	$-V_{DC}/3$	$V_{001}$
1	0	1	$V_{DC}$	$-V_{DC}$	0	$V_{DC}/3$	$-V_{DC}/3$	$V_{101}$
1	1	1	0	0	0	0	0	$V_{111}$

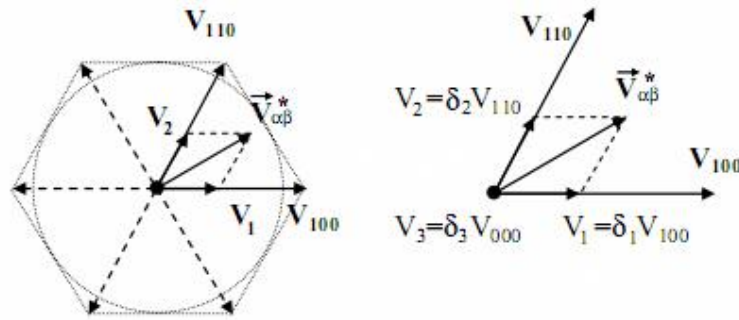
Hai trạng thái mà tất cả đầu ra đều được kết nối đến (+) hoặc (-) được xem là các trạng thái không (vector  $V_{000}$  hoặc  $V_{111}$ ) vì điện áp dây bằng 0. Hai trạng thái này được vẽ

## Chương 2. Lựa chọn phương án điều chế

ở gốc của lược đồ hình sao SVM. Sáu trạng thái còn lại được biểu diễn như các vector lệch nhau  $60^\circ$ .

Thực hiện SVM khá đơn giản như sau. Một vector điện áp đầu ra mong muốn, được biểu diễn trên khung tọa độ  $\alpha\beta$ , được thực hiện bằng cách xếp chồng các vector đầu ra của nghịch lưu (8 vector cơ bản). Và như vậy, ở cuối mỗi chu kỳ điều chế, một điện áp bằng với giá trị mong muốn sẽ được sinh ra.

Vector mong muốn,  $\overrightarrow{V_{\alpha\beta}^*}$ , được chiếu lên 2 vector trạng thái đầu ra nghịch lưu gần nhất, với sector 1 là 2 vector  $\overrightarrow{V_{100}}$  và  $\overrightarrow{V_{110}}$ . Độ dài của mỗi hình chiếu quyết định tỉ số thời gian điều chế được thực hiện bởi mỗi vector đầu ra nghịch lưu, theo mối quan hệ sau :



**Hình 2.12. Thực hiện vector điện áp mẫu bằng cách xếp chồng các vector biên.**

$$\delta_1 = \frac{|V_1|}{|\overrightarrow{V_{100}}|}; \delta_2 = \frac{|V_2|}{|\overrightarrow{V_{110}}|} \quad (2.18)$$

Mục đích của vector điện áp không trong khoảng thời gian điều chế  $\delta_3$  được yêu cầu thỏa mãn điều khiển sau :  $\delta_1 + \delta_2 + \delta_3 = 1$ . Điều này nghĩa là chu kỳ điều chế phải được thực hiện hoàn toàn bằng các vector điện áp đầu ra.

Điện áp đầu ra nghịch lưu trung bình được tính bằng :

$$\overrightarrow{V_O} = \delta_1 \overrightarrow{V_{100}} + \delta_2 \overrightarrow{V_{110}} + \delta_3 \overrightarrow{V_{000}} = \overrightarrow{V_1} + \overrightarrow{V_2} = \overrightarrow{V_{\alpha\beta}^*} \quad (2.19)$$

Và như vậy, điện áp đầu ra đúng như điện áp đầu vào đặt mong muốn.

Vector không, có thể hoặc là  $\overrightarrow{V_{111}}$  hoặc là  $\overrightarrow{V_{000}}$ , tùy theo thứ tự chuyển mạch.

Thực hiện các thủ tục của SVM như trên yêu cầu ở phần cứng một khối lượng tính toán nhất định. Trong một chu kỳ điều chế bất kỳ, các thành phần  $\alpha$  và  $\beta$  của vector điện áp mẫu  $\overrightarrow{V_{\alpha\beta}^*}$  được cho trước, một mặt phải giúp xác định được 2 vector cơ bản gần nhất, tức là phải xác định được sector của  $\overrightarrow{V_{\alpha\beta}^*}$ ; mặt khác cần xác định được biên độ của  $V_1$  và  $V_2$ , và cuối cùng cần tính toán các giá trị  $\delta_1, \delta_2, \delta_3$  sử dụng các phương trình trên. Do đó, cách đơn giản nhất là thực hiện các tính toán này sử dụng một vi điều khiển hoặc một DSP – bộ xử lý tín hiệu số, hiện đang rất thông dụng trên thị trường.

## Chương 2. Lựa chọn phương án điều chế

Trong phần 2.3.1, ta đã thấy hình chiếu của 3 điện áp pha, hình sin, đối xứng lên không gian tọa độ  $\alpha\beta$  là một vector quay với biên độ bằng hằng số như sau :

$$\begin{aligned} u_\alpha &= \sqrt{\frac{3}{2}} U_M \sin(\omega t). \\ u_\beta &= -\sqrt{\frac{3}{2}} U_M \cos(\omega t). \end{aligned} \quad (2.20)$$

Vector quay  $\overrightarrow{u_{\alpha\beta}}$  là vector có biên độ  $\sqrt{\frac{3}{2}} U_M$ , tốc độ góc bằng  $\omega$ . Do vậy, mỗi khi nghịch lưu ba pha phải phát ra 3 điện áp phase hình sin thường xuyên, thì module SVM sẽ phải đồng bộ một vector đang quay trên  $\alpha\beta$  tương ứng với nó. Điều này quyết định thao tác chỉnh định thay đổi các vector chuẩn và các giá trị  $\delta_1, \delta_2, \delta_3$  theo từng chu kỳ một. Dễ dàng nhận thấy quỹ tích của các vector chuẩn đang quay với biên độ bằng hằng số mà có thể sinh ra bởi nghịch lưu mà không gây méo điện áp. Đó là đường tròn nội tiếp bên trong hình lục giác đều các vector (hình 2.4.2.1.) Mọi vector nằm trong đường tròn này đều sinh ra 3 cặp số  $\delta_1, \delta_2, \delta_3$  hợp lệ (tổng = 1). Tuy nhiên, một vector nằm vượt qua đường tròn sẽ không thể được sinh ra bởi nghịch lưu, bởi tổng của  $\delta_1, \delta_2, \delta_3$  tương ứng lớn hơn đơn vị. Trường hợp này gọi là bão hòa nghịch lưu và gây ra méo điện áp đầu ra.

Bây giờ ta sẽ tính biên độ lớn nhất của 3 điện áp pha hình sin, tức là tương đương với một vector quay có biên độ bằng với bán kính của đường tròn nội tiếp. Dựa vào kết quả chuyển đổi ảnh  $\alpha\beta$  từ ma trận  $T_{\alpha\beta}$  như trên, ta dễ dàng có phương trình đồng nhất biên độ như sau :

$$\sqrt{\frac{3}{2}} U_{MAX} = \sqrt{\frac{2}{3}} V_{DC} \frac{\sqrt{3}}{2} \rightarrow U_{MAX} = \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{V_{DC}}{2} \approx 1,15 \frac{V_{DC}}{2} = \frac{V_{DC}}{\sqrt{3}} \quad (2.21)$$

Nhận xét :

- Tăng điện áp dây (thêm 15% so với phương pháp sin PWM) trong dải hoạt động tuyến tính – điều này dẫn tới dòng định mức nhỏ hơn đối với cùng công suất định mức ; dòng điện thấp hơn đồng thời làm cho giá thành bộ nghịch lưu công suất cũng ít hơn, tổn thất công suất nhỏ hơn.
- Bởi vì đầu vào của khối tính toán SVM là một vector được định nghĩa trong khung tọa độ cố định  $\alpha - \beta$ , điều này cho phép điều khiển phát sóng sin 3 pha chỉ cần sử dụng duy nhất một đại lượng, do đó giảm đáng kể lượng công suất tính toán yêu cầu.
- THD – Tổng độ méo hàm điều hòa của điện áp đầu ra có thể giảm đến mức rất thấp. (các nghiên cứu trong tài liệu tham khảo cho thấy, có thể đạt được dưới 2% đối với tải tuyến tính, và dưới 3% với tải phi tuyến).
- Đáp ứng động học ổn định.



- Hiệu suất của nghịch lưu được tối ưu, đối với mỗi loại tải.

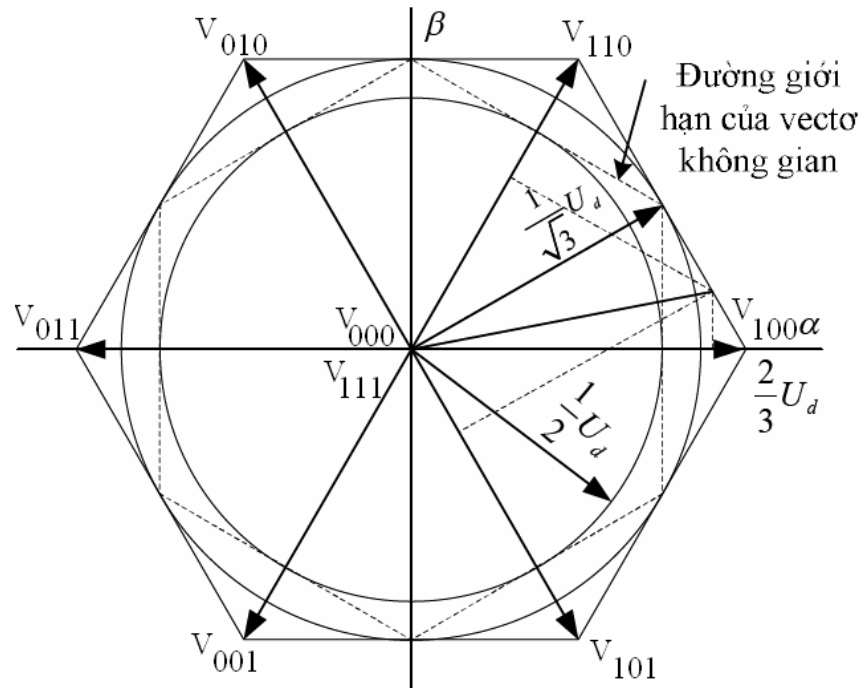
#### 2.3.4. Giới hạn của thuật toán.

Việc thời gian tổng  $T_p + T_t$  bị giới hạn bởi  $T_s$  đã dẫn đến : vùng có ích trên mặt phẳng vector thực sự chỉ là hình lục giác đều giới hạn bởi đỉnh của các vector biên chuẩn. Nhằm mục đích giảm hài bậc cao, trong thực tiễn nhiều khi người ta không tận dụng toàn bộ lục giác, mà chỉ sử dụng vùng bên trong đường tròn nội tiếp lục giác đó. Khi ấy, điện áp sẽ có modul tối đa là :

$$|u_s|_{\max} = \frac{1}{\sqrt{3}} U_d \quad (2.22)$$

Hệ số biến điệu lớn nhất :

$$m_{\max} = \frac{U_m}{U_6} = \frac{\frac{U_d}{\sqrt{3}}}{\frac{2}{\pi} U_d} = \frac{\pi}{2\sqrt{3}} = 0,906 \quad (2.23)$$



**Hình 2.13. Minh họa giới hạn vùng có ích khi điều chế vector điện áp**

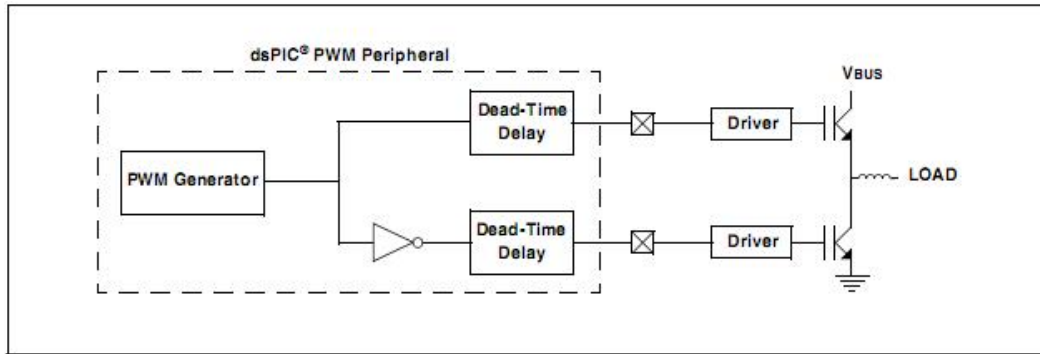
Việc sử dụng đường tròn nội tiếp của lục giác làm đường tròn giới hạn điện áp đã gây lãng phí phần diện tích giữa đường tròn đó và hình lục giác.

Khi phân tích trạng thái đóng cắt ta có nhận xét: nếu điện áp có modul tiến tới giá trị tối đa, khi ấy thời gian thực hiện thực hiện vector  $V_{000}$  và  $V_{111}$  sẽ trở lên rất bé. Điều ấy đồng nghĩa với việc các nhánh van liên quan vừa đóng hoặc vừa ngắt, sẽ lại (lập tức) ngắt hoặc đóng. Vì vậy phạm vi mở van phải được giới hạn sao cho hai giá trị  $T_0$ ,  $T_7$  không bao giờ bé hơn thời gian đóng ngắt của các van IGBT. Các van IGBT hiện tại có

## Chương 2. Lựa chọn phương án điều chế

thời gian đóng ngắt trong khoảng từ  $1 \rightarrow 4\mu s$ , vì vậy việc giới hạn đó không gây tổn thất điện áp đáng kể.

### 2.3.5. Cách thực hiện SVM trên vi xử lý.

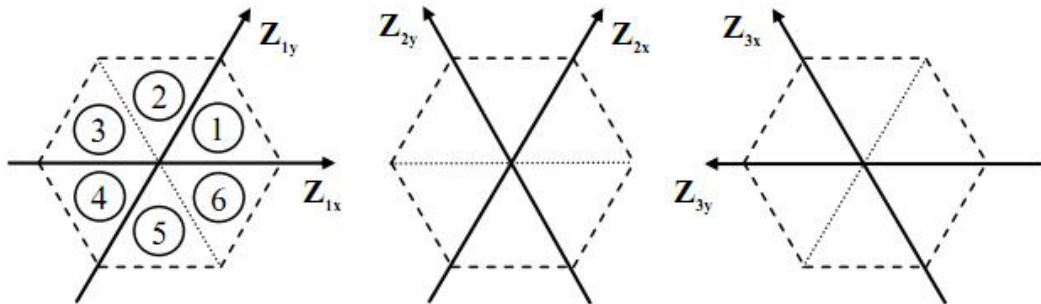


**Hình 2.14. Sơ đồ khối ngoại vi dsPIC nối với khóa công suất**

Phần này sẽ xem xét khả năng thực hiện thuật toán điều chế vector không gian, để có thể được lập trình trực tiếp vào một vi điều khiển hay một bộ xử lý tín hiệu số DSP.

#### 2.5.1. Xác định sector.

Vấn đề đầu tiên là cần phải tìm ra được vị trí sector trong hình lục giác đều của vector cần thực hiện. Có rất nhiều phương pháp tìm sector. Ở đây xin được nêu ra một trong các phương pháp dễ dùng. Phương pháp này thực hiện việc chuyển đổi từ khung tọa độ  $\alpha\beta$  sang 3 khung tọa độ khác nhau mới



**Hình 2.15. Ba khung tọa độ 2 kích thước mới.**

Mỗi khung tọa độ  $Z_1$ ,  $Z_2$ ,  $Z_3$  biểu diễn cho 2 sector của hình lục giác. Phương pháp này cần có hình chiếu của vector điện áp đầu ra nghịch lưu  $\vec{V}_{\alpha\beta}^*$  lên một trong các khung tọa độ mới này. Có thể chứng minh rằng các ma trận chuyển đổi cơ sở có dạng :

$$M_1 = \begin{bmatrix} 1 & -1/\sqrt{3} \\ 0 & 2/\sqrt{3} \end{bmatrix} ; M_2 = \begin{bmatrix} 1 & 1/\sqrt{3} \\ -1 & 1/\sqrt{3} \end{bmatrix} ; M_3 = \begin{bmatrix} 0 & 2/\sqrt{3} \\ -1 & -1/\sqrt{3} \end{bmatrix} ; \quad (2.24)$$

Ba ma trận chuyển đổi này có tác dụng chuyển từ hệ tọa độ trục giao  $\alpha\beta$  lên 3 hệ tọa độ không trục giao  $Z$ . Thuật toán để thực hiện khá đơn giản. Có nhiều cách khác nhau, và dưới đây chỉ là một trong số các thứ tự lập trình trên thực tế, được tham khảo từ tài liệu [5].

//-----

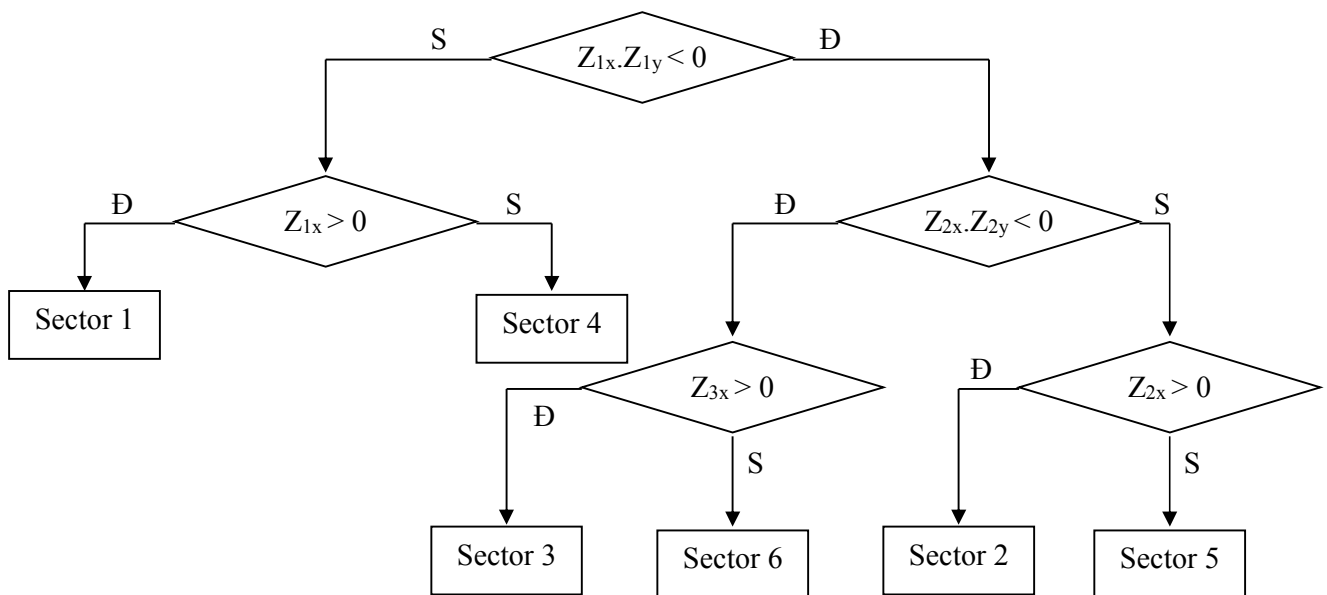
## Chương 2. Lựa chọn phương án điều chế

```
can3 = sqrt(3);           // Tính căn bậc 2 của 3 một lần duy nhất
temp = Vbeta_ref/can3;    // Tính biến tạm thời để tiện, không phải tính lại
Z1x = Valpha_ref - temp;  // Tìm ra Z1x
Z1y = 2*temp;             // Tìm ra Z1y
Z2x = Valpha_ref + temp;
Z2y = -Z1x;
Z3x = Z1y;
Z3y = -Z2x;
```

//-----

Thứ tự trên khá tối ưu bởi chỉ cần thực thi một lần tính căn bậc hai lúc đầu tiên, và mỗi lần nạp giá trị Valpha\_ref và Vbeta\_ref thì chỉ cần thực hiện thêm 1 phép chia nữa, ngoài ra việc tìm các giá trị hình chiếu lên mỗi hệ tọa độ chỉ cần dùng các phép cộng trừ đơn giản, phù hợp cho nhiều vi điều khiển.

Sau khi đã biết các thành phần  $Z_{ix}$  và  $Z_{iy}$ , ta tìm sector bằng cách kiểm tra dấu của chúng. Việc kiểm tra dấu được thực hiện như lưu đồ sau. Cách thực hiện kiểm tra dấu có thể sử dụng các phép toán logic khá hiệu quả trong chu kỳ điều chế. Với vi điều khiển, cách đơn giản nhất là dùng cấu trúc lệnh if ... then....



**Hình 2.16. Lưu đồ thực hiện thuật toán xác định sector.**

Tổng kết lại, chỉ với một vài dòng lệnh, ta đã tìm ra được :

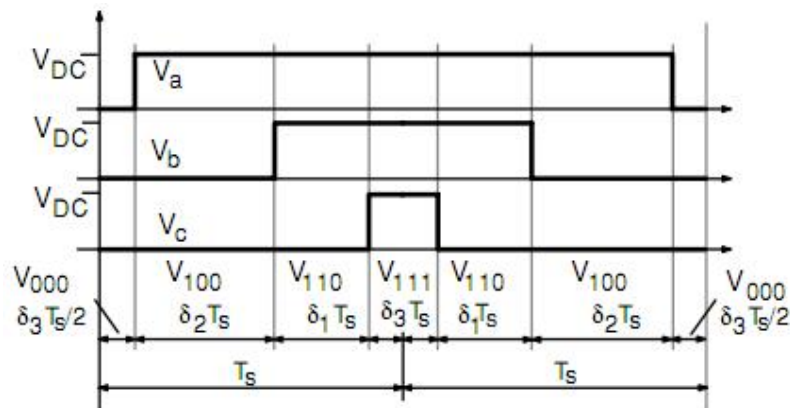
1. Vị trí của vector cần thực hiện trong hình lục giác
2. Độ dài của hình chiếu của nó lên 2 vector chuẩn đầu ra gần nhất ( $Z_{ix}$  và  $Z_{iy}$ )

Do vậy, về cơ bản ta chỉ còn vấn đề 2 vector không  $V_{000}$  và  $V_{111}$ . Điều này liên quan đến thứ tự thực hiện vector chuẩn.

**Bảng 2.2. Thứ tự tối ưu thực hiện vector chuẩn trong sector 1.**

	$V_{000}$	$V_{100}$	$V_{110}$	$V_{111}$
a	0	1	1	1
b	0	0	1	1
c	0	0	0	1

Từ bảng trên, ta thấy trình tự có lợi nhất là nếu trong phạm vi một chu kỳ cắt mẫu  $T_s/2$ , các cặp van ít phải chuyển mạch nhất. Mỗi cặp van chỉ phải chuyển mạch một lần trong một chu kỳ.



**Hình 2.17. Thứ tự ứng dụng các vector điện áp đầu ra.**

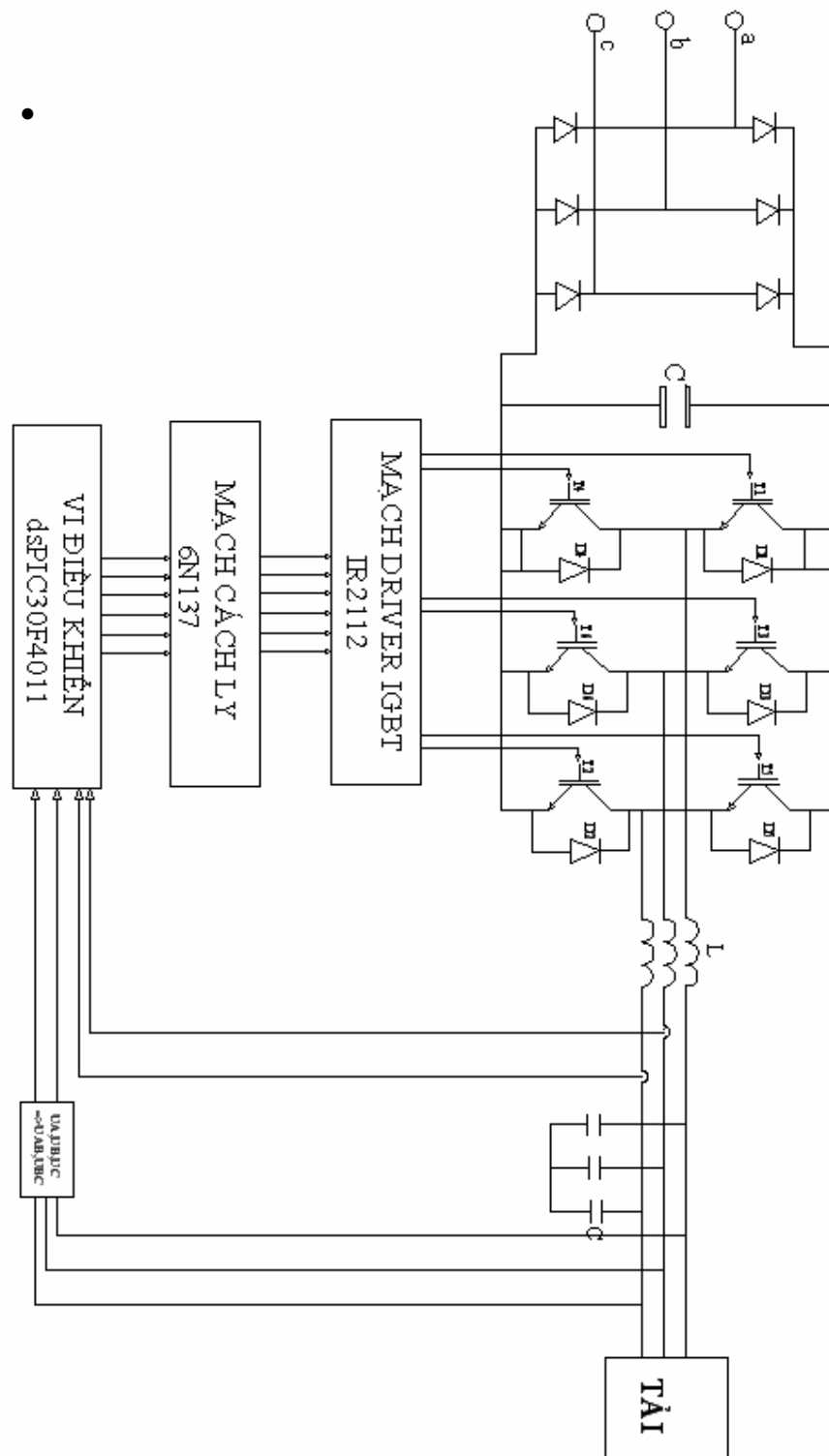
Thứ tự thực hiện trên còn có một đặc điểm ngoài việc làm giảm số lần chuyển mạch, còn có một ưu điểm là giảm độ nhấp nhô dòng điện (vì lúc này, xung điện áp có tính đối xứng).

## 2.4. Kết luận.

- Điều chế vector không gian Space Vector Modulation cung cấp cho ta hiệu năng ở đầu ra rất tốt, tối ưu hiệu suất, và độ tin cậy cao so với nghịch lưu cùng loại mà được thực hiện theo phương pháp điều chế độ rộng xung Pulse Width Modulation
- Với ưu điểm nổi bật là khả năng tận dụng điện áp phía 1 chiều tốt hơn các phương pháp khác, cùng với việc thực hiện dễ dàng trong vi xử lý, phương pháp điều chế vector không gian trở thành phổ biến ngày nay. Do sự tiến bộ vượt bậc của công nghệ vi xử lý, điều khiển số, điều chế vector không gian giúp hoàn thiện, đẩy nhanh quá trình thực hiện cho người thiết kế, giúp cho chất lượng điện áp đầu ra tốt hơn. Đặc biệt, khi công nghệ bán dẫn IGBT/MOSFET ngày càng hiện đại, cho phép tăng tần số chuyển mạch thì phương pháp SVM cho chất lượng điện áp ra gần như hoàn hảo, giúp người kỹ sư tập trung vào các phần thiết kế khác của hệ.

### Chương 3.

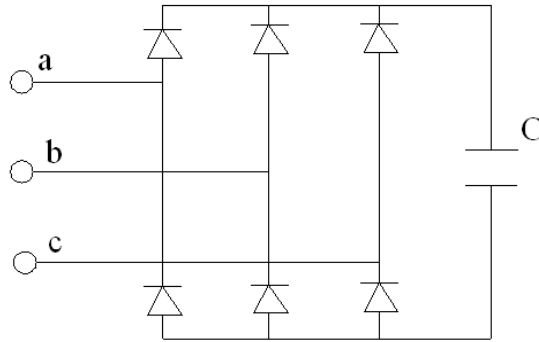
## TÍNH TOÁN MẠCH LỰC



- Điện áp vào : 380V/220V – 50Hz
- Điện áp ra : 400Hz
- Công suất tải : 1kW
- Hệ số công suất tải :  $\cos \varphi = 0,7$  (tự chọn)

### 3.1. Phạm vi điều chỉnh điện áp.

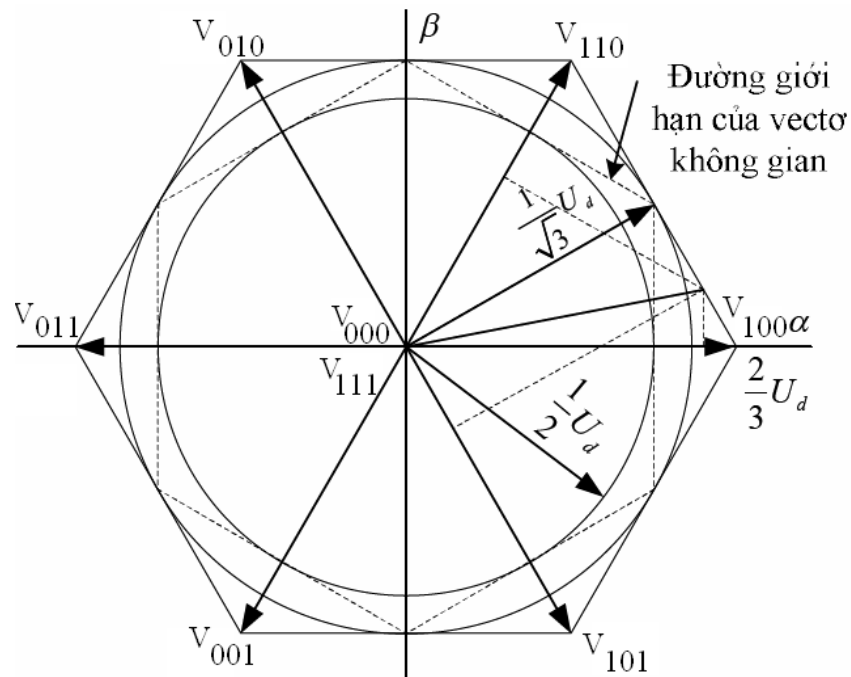
Nguồn một chiều  $U_{DC}$  được cung cấp bởi một bộ chỉnh lưu cầu ba pha không điều khiển. Điện áp đầu vào chỉnh lưu là điện áp xoay chiều ba pha với  $U_{\text{pha-pha}} = 380V$ .



**Hình 3.1. Chỉnh lưu diode cầu 3 pha**

Điện áp trung bình sau chỉnh lưu bằng  $U_d = 2,34 \cdot U_{\text{pha}} = 2,34 \cdot 220 = 515(V)$  (3.1)

Trong mặt phẳng vector vùng thực sự có ích cho việc điều chế điện áp chỉ nằm trong hình lục giác đều. Nhằm mục đích giảm hài bậc cao, trong thực tiễn nhiều khi người ta không tận dụng toàn bộ lục giác, mà chỉ sử dụng vùng bên trong đường tròn nội tiếp của lục giác đó. Khi đó điện áp sẽ có modul tối đa là :  $U_{\max} = U_d / \sqrt{3}$  (3.2)



**Hình 3.2. Vùng có ích khi điều chế vector điện áp**

### Chương 3. Tính toán mạch lọc

---

Điện áp pha ra lớn nhất có thể đạt được là :

$$U_{\max} = \frac{U_d}{\sqrt{3}} = \frac{515}{\sqrt{3}} \approx 297(V) \quad (3.3)$$

Trên thực tế còn có cả sụt áp trên bộ lọc (coi sụt áp trên bộ lọc bằng  $5\%U_{\max}$ ). Do vậy, điện áp pha ra lớn nhất là bằng :

$$U = U_{\max} - 5\% \times U_{\max} \\ \rightarrow U_{\max} = 297 - 5\%.297 = 282,15(V). \quad (3.4)$$

Vậy điện áp hiệu dụng pha dùng phương pháp điều chế vector không gian có thể điều chỉnh được trong khoảng từ  $0 \rightarrow 200(V)$

#### 3.2. Tính chọn bộ lọc LC sau nghịch lưu.

Để đơn giản và nâng cao hiệu quả kinh tế ta dùng bộ lọc thụ động. Về mạch lọc nguồn có rất nhiều loại như CLC, LCL, CRC, LC, RC... Trong đồ án này ta dùng bộ lọc LC. Mạch lọc LC là mạch lọc có hiệu quả rất cao và tiết kiệm năng lượng. Do cuộn dây L có điện trở xấp xỉ bằng không nên mạch lọc LC trên lý thuyết không gây ra tổn thất điện năng như mạch lọc RC, CRC...

Điện áp đầu ra xoay chiều khi đi qua cuộn cảm sẽ chứa rất nhiều thành phần sóng hài bậc cao và cả thành phần sóng có tần số bằng tần số của điện áp ra mong muốn. Do tần số của sóng hài bậc cao, cao hơn rất nhiều so với thành phần sóng có tần số bằng tần số của điện áp ra (cơ bản) nên :

$$Z_{Lfb} = \omega_{bc}.L = 2\pi.f_{bc}.L \gg Z_{Lfb} \quad (3.5)$$

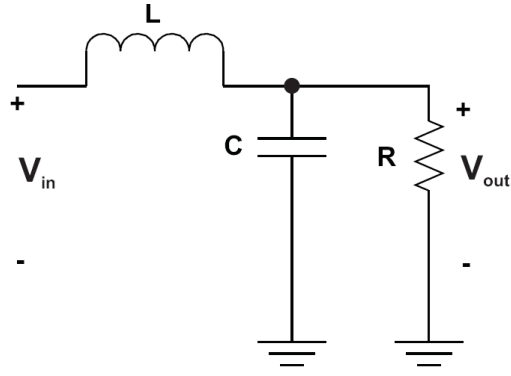
Ta chọn cuộn cảm L sao cho không ảnh hưởng nhiều tới thành phần điện áp có tần số bằng tần số ra nhưng với điện áp của thành phần sóng hài bậc cao sau khi đi qua cuộn cảm sẽ bằng 0 :

$$U_{bc.ra} = \frac{U_{bc}}{Z_{Lfb}}.Z_t \approx 0 \quad (3.6)$$

Tụ C được đấu song song với tải. Ta có :

$$\omega_{bc} \gg \omega_{cb} \Rightarrow Z_{Cbc} = \frac{1}{\omega.C_{bc}} \ll Z_{Ccb} \quad (3.7)$$

$Z_{Cbc}$  nhỏ hơn rất nhiều so với  $Z_{Ccb}$  nên thành phần sóng hài bậc cao càng bị hút vào đường đi qua tụ điện. Do đó điện áp và dòng điện sau khi đi qua bộ lọc LC sẽ có dạng hình sin với tần số cơ bản. Ta xét trường hợp tải của bộ nguồn là tải thuần trở :



**Hình 3.3. Sơ đồ lọc LC với tải thuần trở**

Ta xác định hàm truyền đạt của mạch có sơ đồ như trên. Ta có 2 phương trình Kirchoff cho nút và vòng kín.

$$U_{in} = U_L + U_0 \quad (3.8)$$

$$I_L = I_c + I_R \quad (3.9)$$

Biểu diễn trên miền ảnh Laplace :

$$I_L(s) = \frac{1}{L.s} U_L(s) \quad (3.10)$$

$$I_R(s) = \frac{1}{R} U_0(s) \quad (3.11)$$

$$U_c(s) = \frac{1}{C.s} I_c(s) \quad (3.12)$$

Ta có :  $U_{in}(s) = U_L(s) + U_0(s)$

$$\Leftrightarrow U_{in}(s) = L.s.I_L(s) + U_0(s) \quad (3.13)$$

$$\Leftrightarrow U_{in}(s) = L.s.(I_c(s) + I_R(s)) + U_0(s) \quad (3.14)$$

$$\Leftrightarrow U_{in}(s) = L.s.\left(C.s.U_0(s) + \frac{1}{R}U_0(s)\right) + U_0(s) \quad (3.15)$$

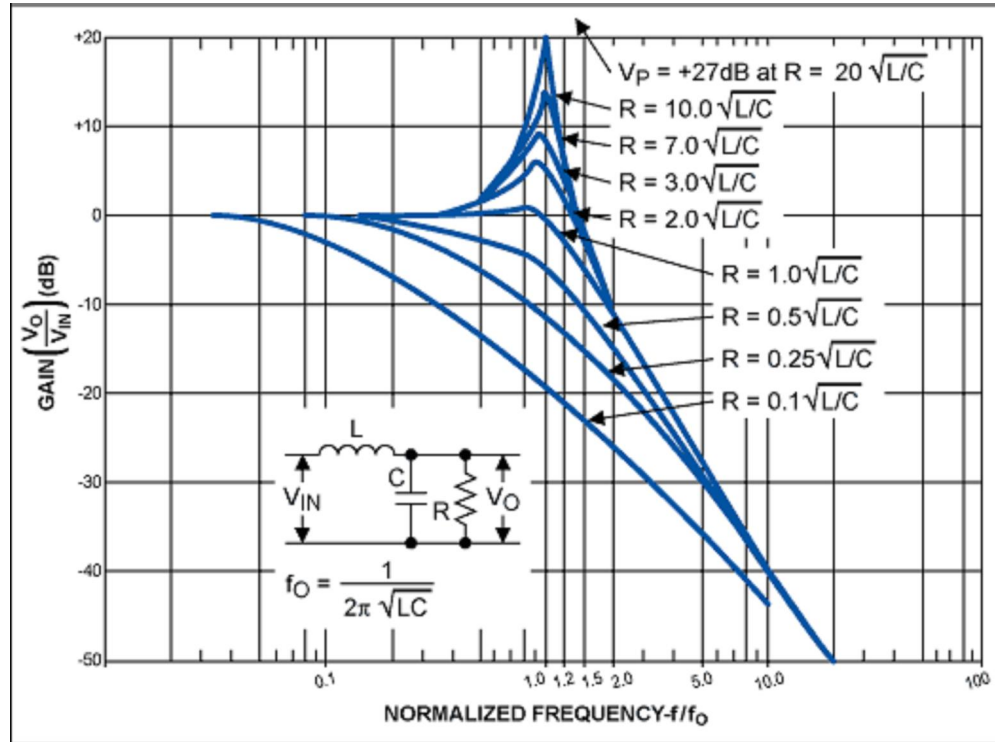
$$\Leftrightarrow \frac{U_0(s)}{U_{in}(s)} = \frac{1}{L.C.s^2 + \frac{L}{R}.s + 1} \quad (3.16)$$

$$\Leftrightarrow \frac{U_0(s)}{U_{in}(s)} = \frac{1}{T^2.s^2 + 2.D.T.s + 1} \quad (3.17)$$

Đây là khâu quán tính bậc 2 với  $T = \sqrt{LC}$  ,  $D = \frac{\sqrt{L/C}}{2.R}$



Ta có đồ thị Bode của khâu quán tính bậc 2 :



**Hình 3.4. Đồ thị Bode khâu quán tính bậc 2.**

Ta chọn tần số gãy gấp 10 lần tần số đưa vào  $\Rightarrow \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L.C}} = 4000$  (3.18)

Ta chọn điện cảm của cuộn cảm không quá nhỏ để dòng điện qua cuộn cảm là liên tục.

Chọn  $L = 1\text{mH} \rightarrow C = \frac{1}{4000^2 \cdot L} = 62,5(\mu F)$

### 3.3. Tính chọn van công suất IGBT và Diode.

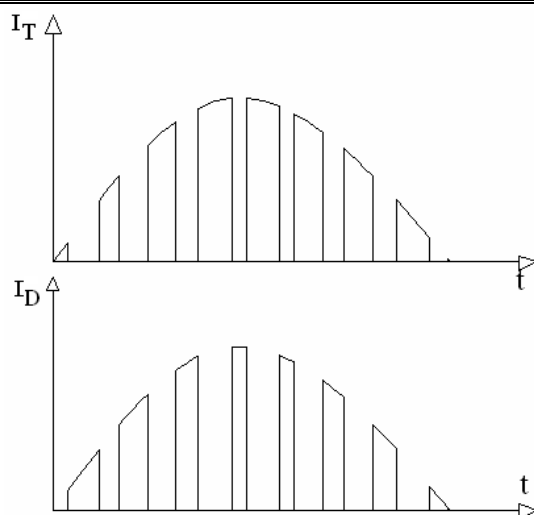
Chọn hệ số công suất  $\cos \varphi$  nhỏ nhất cho phép của tải là 0,7.

Công suất tác dụng của bộ nguồn là 1kW.

Vậy công suất trên một pha sẽ là :  $P_{\text{fa,đm}} = P_{\text{đm}} / 3$ . Ta có  $P_{\text{fa,đm}} = U_{\text{đm}} \cdot I_{\text{đm}} \cdot \cos(\varphi)$

$$\rightarrow I_{\text{đm}} = \frac{P_{\text{đm}}}{3 \cdot U_{\text{đm}} \cdot \cos \varphi} = \frac{1000}{3 \cdot 200 \cdot 0,7} \approx 2,4(A) \quad (3.19)$$

Khi thực hiện phương pháp SVM, dòng qua van động lực ( $i_T$ ) và qua Diode ( $i_D$ ) là tập hợp của các xung có độ rộng khác nhau.



**Hình 3.5. Biểu đồ xung qua các van**

Giá trị tức thời của dòng tải ở đầu chu kỳ thứ  $n$  (chu kỳ xung) sẽ là:

$$i_T^+ = \sqrt{2} \cdot I_{dm} \cdot \sin\left(\frac{2 \cdot \pi}{m} \cdot n\right) \quad (3.20)$$

Giá trị tức thời của dòng tải ở thời điểm khóa van động lực ứng với chu kỳ thứ  $n$  (chu kỳ xung) sẽ là:

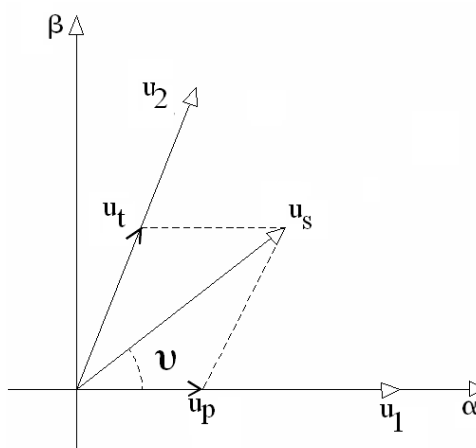
$$i_T^+ = \sqrt{2} \cdot I_{dm} \cdot \sin\left(\frac{2 \cdot \pi}{m} \cdot n + \Delta t_1\right) \quad (3.21)$$

Trong đó :  $\Delta t_1$  - thời gian van động lực dẫn điện ở chu kỳ thứ  $n$

$m$  - số chu kỳ xung trong một chu kỳ sóng ra

Giả sử vector cần thực hiện  $u_s$  nằm ở góc phần sáu  $S_1$ .

Điện áp  $u_s$  là tổng của hai vector biên  $u_p$  và  $u_t$ .



**Hình 3.6. Thực hiện vector điện áp từ 2 vector biên  $u_p$  và  $u_t$**

### Chương 3. Tính toán mạch lực

$u_p$  và  $u_t$  được xác định bởi trạng thái logic của  $u_1$  và  $u_2$  trong khoảng thời gian:

$$T_p = \frac{T_{pulse}}{2} \frac{|u_p|}{|u_s|_{\max}} \quad (3.22)$$

$$T_t = \frac{T_{pulse}}{2} \frac{|u_t|}{|u_s|_{\max}} \quad (3.23)$$

$$|u_p| = \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot |u_s| \cdot \sin(60 - \nu) \quad (3.24)$$

$$|u_t| = \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot |u_s| \cdot \sin(\nu) \quad (3.25)$$

Khi thay 2 biểu thức dưới vào 2 biểu thức trên, sau một vài phép biến đổi ta có :

$$T_p + T_t = \sqrt{3} \cdot \frac{T_{pulse}}{2} \cdot \frac{|u_s|}{U_d} \cos(30^\circ - \nu) = \sqrt{3} \cdot \frac{T_{pulse}}{2} \cdot \frac{|u_s|}{U_d} \sin(\nu + 60) \quad (3.26)$$

Khi vector  $u_s$  quay thì góc  $\nu$  sẽ biến thiên một lượng :  $\omega t + \varphi$

Từ đó ta tính được thời gian van động lực dẫn trong chu kỳ thứ  $n$ :

$$\Delta t_1 = \frac{T_{pulse}}{2} \left( 1 + \mu \cdot \sin\left(\frac{2\pi}{m} \cdot n + \varphi\right) \right) \quad (3.27)$$

Trong đó:  $\mu$  - hệ số biến điệu ( $0 < \mu < 1$ )

Giá trị của dòng qua van động lực ở chu kỳ thứ  $n$  là :

$$i_T = \frac{i_T^+ + i_T^-}{2} \quad (3.28)$$

Và dòng trung bình qua van động lực ở chu kỳ thứ  $n$  là :

$$I_T = \frac{1}{T} \cdot \sum_{n=0}^{\frac{m}{2}-1} i_T \cdot \Delta t_1 \quad (3.29)$$

Tần số xung lớn hơn rất nhiều so với tần số ra nên có thể cho  $m = \infty \rightarrow$  biểu thức trên trở thành :

$$I_T = \frac{\sqrt{2} \cdot I_{dm}}{2\pi} \cdot \int_0^\pi \sin t \cdot (1 + \mu \cdot \sin(t + \varphi)) dt \quad (3.30)$$

Dòng trung bình lớn nhất qua van ứng với tần số ra bằng:

$$I_T = \frac{\sqrt{2} \cdot I_{dm}}{2} (1 + \mu) \quad (3.31)$$

Tương tự ta tính được thời gian diode dẫn trong chu kỳ thứ  $n$ :

$$\Delta t_2 = \frac{T_{pulse}}{2} \left( 1 - \mu \cdot \sin\left(\frac{2\pi}{m} \cdot n + \varphi\right) \right) \quad (3.32)$$

### Chương 3. Tính toán mạch lực

---

Tương tự ta có dòng qua diode là:

$$I_D = \frac{\sqrt{2}.I_{dm}}{2.\pi} \int_0^{\pi} \sin(t) . \Delta t_2 dt \quad (3.33)$$

Giá trị dòng cực đại qua diode là:

$$I_D = \frac{\sqrt{2}.I_{dm}}{2} (1 - \mu) \quad (3.34)$$

Ta có :

$$\mu = \frac{\sqrt{3}.\sqrt{2}.U_{dm}}{U_d} = 0.95 \quad (3.35)$$

Thay  $\mu$  vào  $I_D$  và  $I_T$  ta được:

$$I_T = \frac{\sqrt{2}.I_{dm}}{2} (1 + \mu) = \frac{\sqrt{2}.2,4}{2} . (1 + 0,95) = 3,3(A) \quad (3.36)$$

$$I_D = \frac{\sqrt{2}.I_{dm}}{2} (1 - \mu) = \frac{\sqrt{2}.2,4}{2} (1 - 0,95) = 0,1(A) \quad (3.37)$$

Từ dòng điện tính được qua IGBT, đồng thời do ở chế độ nặng nề nhất, IGBT chỉ chịu điện áp ngược khoảng 500V (điện áp dây =  $282 \cdot 1.73$ ), ta chọn IGBT có ký hiệu SGB06N60 của hãng Infineon có các thông số :

$$V_{CE} = 600V$$

$$I_{Cmax} \text{ ở } 25^{\circ}C = 12(A)$$

$$I_{Cmax} \text{ ở } 100^{\circ}C = 6,9(A)$$

$$F_c \text{ (Tần số đóng cắt): } 10 \rightarrow 40kHz$$

Ta chọn diode mắc song song ngược với IGBT có ký hiệu ES1F với các thông số:

$$I_{max} = 1(A) \quad U_n = 300(V)$$

$$I_{pik} = 70(A) \quad \Delta U = 1,3(V)$$

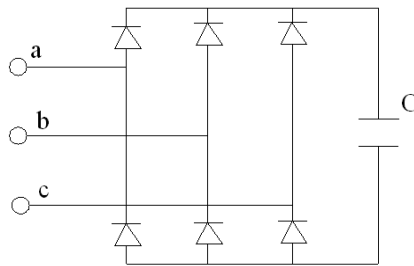
$$I_{th} = 20(A) \quad I_r = 5\mu(A)$$

$$T_{cp} = 150^{\circ}C$$

**3.4. Tính toán chỉnh lưu.**

**3.4.1. Chọn Diode.**

Chỉnh lưu được chọn là chỉnh lưu không điều khiển cầu ba pha.



**Hình 3.8. Sơ đồ chỉnh lưu cầu diode 3 pha**

Điện áp ngược lớn nhất đặt lên Diode chính là điện áp dây :

$$U_{ng.max} = \sqrt{2}.380 = 537 (V) \quad (3.38)$$

Mỗi chu kỳ có 3 cặp Diode dẫn dòng, dòng điện trung bình qua mỗi Diode là:

$$I_{tb} = \frac{I_d}{3} \quad (3.39)$$

Nguồn điện xoay chiều ba pha được chỉnh lưu và lọc thành nguồn một chiều. Công đoạn này được thực hiện bởi bộ chỉnh lưu cầu diode và tụ điện (tụ DC link). Nhờ vậy, hệ số công suất  $\cos\phi$  của hệ nghịch lưu có giá trị không phụ thuộc vào tải và bằng ít nhất là 0,96.

Tổn thất công suất trên van bán dẫn (IGBT + Diode) bằng khoảng 5%.  $P_{dm}$ , tổn thất công suất trên chỉnh lưu cầu khoảng 15%  $\Rightarrow$  công suất đầu vào ba pha của chỉnh lưu :

$$P_{ng} = (P_{dm} + 5\%P_{dm} + 15\% P_{dm}) / 0,96 = 1,2(kW)$$

Công suất biểu kiến của nguồn vào ba pha chỉnh lưu là:

$$S = \sqrt{P_{ng}^2 + Q_{ng}^2} = \sqrt{P_{ng}^2 + P_{ng}^2 . tg^2 \phi} = \sqrt{1,2^2 + 1,2^2} = 1,7 kVA \quad (3.40)$$

Ta có dòng điện pha của nguồn vào bằng:

$$I_{ng} = \frac{P_{cl}}{U_d} = \frac{1700}{3.220} = 2.6 (A) \quad (3.41)$$

Từ (3.38) và (3.41), ta chọn Diode cho chỉnh lưu có ký hiệu ES3J với các thông số:

$$I_{max} = 3(A) \quad U_n = 600(V)$$

$$I_{pik} = 140(A) \quad \Delta U = 1,5(V)$$

$$I_{th} = 30(A) \quad I_r = 20\mu(A)$$

$$T_{cp} = 220^{\circ}C$$

**3.4.2 Tính chọn giá trị tụ lọc 1 chiều**

Giá trị tụ lọc cho chỉnh lưu được tính gần đúng theo biểu thức :

$$C = \frac{1}{m_{dm} \cdot \omega \cdot R_t \cdot k_{dm.ra}} \quad (3.42)$$

Trong đó :  $m_{dm}$  – hệ số đập mạch (= 6)

$\omega$  – tần số góc của điện áp vào ( $f = 50\text{Hz}$ )

$R_t$  – điện trở tải

$$k_{dm.ra} = \frac{U_{\omega}}{U_0} (= 0,057)$$

$$\Rightarrow C = \frac{1}{6 \cdot 2 \cdot 3,14 \cdot 50 \cdot 58 \cdot 0,057} = 160 \mu F$$

## Chương 4.

### TỔNG HỢP CÁC MẠCH VÒNG ĐIỀU KHIỂN

#### 4.1. Mô hình bộ nguồn trong hệ tọa độ dq

Mô hình bộ nguồn trong hệ tọa độ dq, không kể đến thành phần không. Hai kênh theo hai trục d, q có liên hệ chéo với nhau thông qua các thành phần điện áp trên cuộn cảm  $\omega L I_d$ ,  $\omega L I_q$  và các thành phần dòng điện trên tụ  $\omega C U_d$ ,  $\omega C U_q$ . Các liên hệ chéo này không dễ phân ly để tạo thành hai kênh điều khiển độc lập.

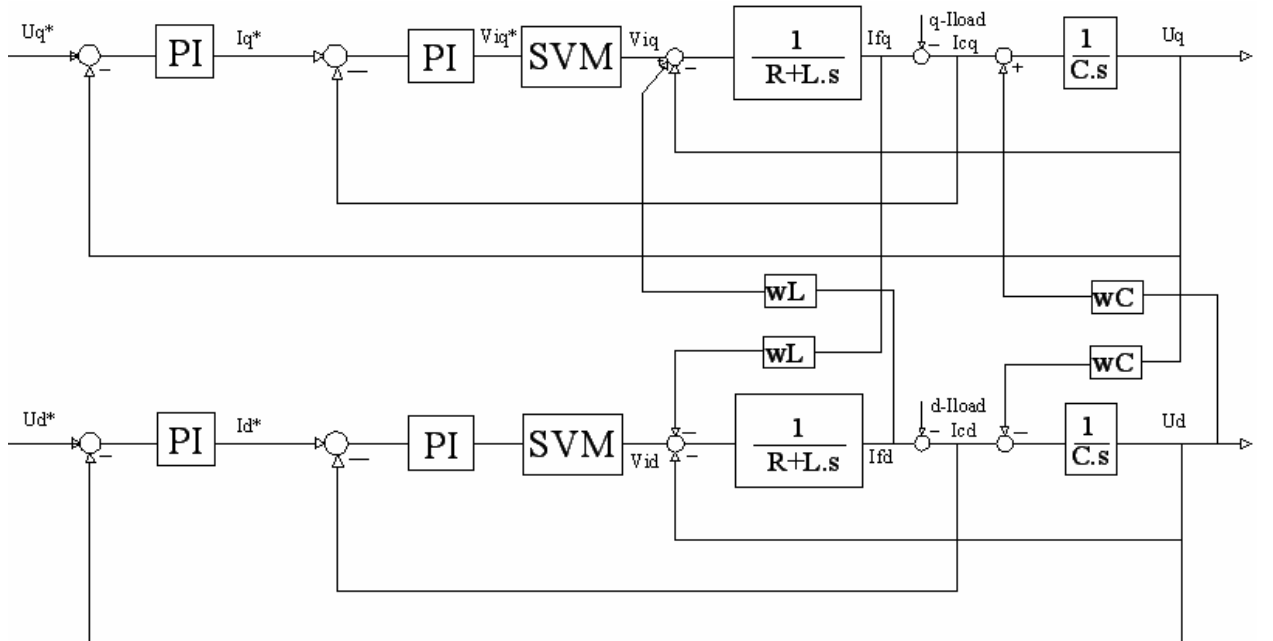
Vector điện áp và dòng điện trong hệ trục tọa độ dq được biểu diễn bởi:

$$U_{qd}^* = \begin{bmatrix} U_q^* \\ U_d^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_m^* \cdot \sin \varphi \\ -U_m^* \cdot \cos \varphi \end{bmatrix} \quad (4.1)$$

$$I_{C\_qd}^* = \begin{bmatrix} I_{C\_q}^* \\ I_{C\_d}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_m^* \cdot \omega C \cdot \cos \varphi \\ U_m^* \cdot \omega C \cdot \sin \varphi \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -U_d^* \cdot \omega C \\ U_q^* \cdot \omega C \end{bmatrix} \quad (4.2)$$

Trong đó  $\varphi$  là góc giữa vector dòng điện và trục  $\alpha$

Nếu bỏ qua thành phần điện áp không (coi tải ba pha đối xứng). Ta có mô hình bộ nguồn trong hệ tọa độ dq :



**Hình 4.1. Sơ đồ khối hệ điều khiển bộ nguồn trong hệ tọa độ 0dq**

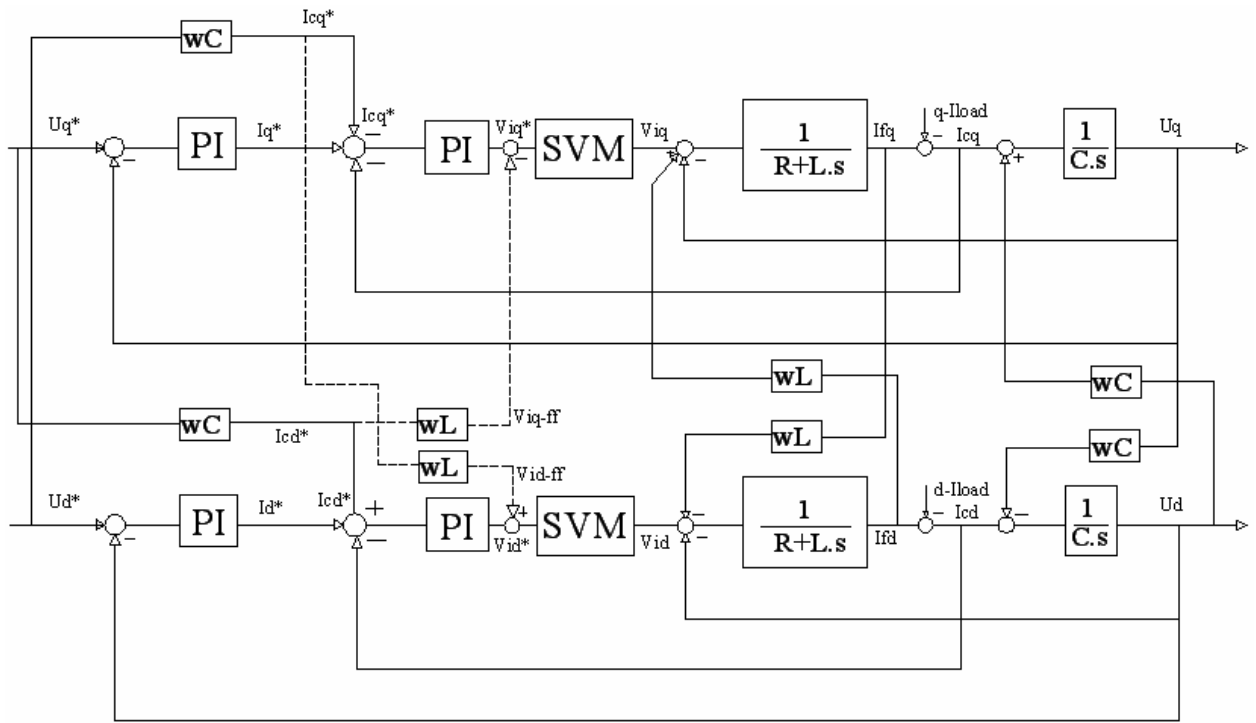
Dựa vào hình 4.1., ta có thể thấy dòng điện theo trục d và q có tính chất ảnh hưởng lẫn nhau khi mô tả trong cấu trúc khung tọa độ quay đồng bộ với tần số góc điện áp ra.

#### Chương 4. Tổng hợp các mạch vòng điều khiển

Để bù cho điện áp cơ bản chạy qua điện cảm lọc  $\begin{bmatrix} i_d \omega L & -i_q \omega L \end{bmatrix}$  ta có thể sử dụng các thành phần phản hồi  $\begin{bmatrix} U_{iq\_ff} & U_{id\_ff} \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} -I_{C\_d}^* \omega L & +I_{C\_q}^* \omega L \end{bmatrix}^T$  (ff là viết tắt của chữ feed - forward, cách bù trực tiếp, bù thẳng). Trong thực tế  $\begin{bmatrix} U_{iq\_ff} & U_{id\_ff} \end{bmatrix}^T$  này chỉ xấp xỉ bằng 0,1% tổng điện áp bộ biến đổi, và như vậy ta có thể bỏ qua thành phần phản hồi  $\begin{bmatrix} U_{iq\_ff} & U_{id\_ff} \end{bmatrix}^T$ , ta coi như đó là nhiễu.

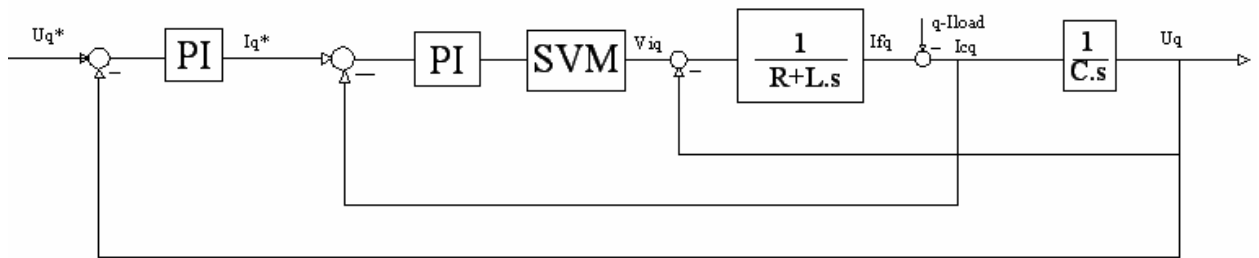
Thành phần  $\begin{bmatrix} U_d \cdot \omega C & -U_q \cdot \omega C \end{bmatrix}^T$  là thành phần dòng điện cơ bản chảy qua tụ điện lọc theo các trục q, d. Ta có thể tách rời ảnh hưởng qua lại bởi dòng điện trong các tụ lọc theo các trục q và d bằng cách thêm vào thành phần phản hồi  $\begin{bmatrix} -U_d^* \cdot \omega C & +U_q^* \cdot \omega C \end{bmatrix}^T$

Khi đó mô hình sẽ như sau :

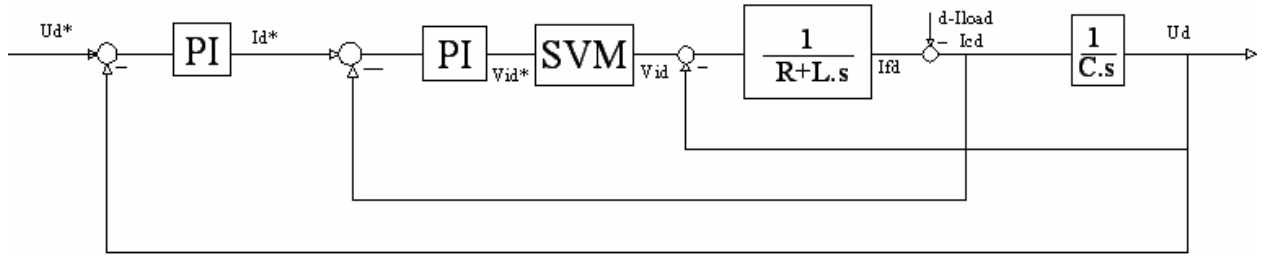


**Hình 4.2. Mô hình khi có bù thành phần tác động qua lại (dùng bù FeedForward)**

Lúc này, các thành phần trên các trục d và q sẽ tách rời nhau. Ta có sơ đồ :



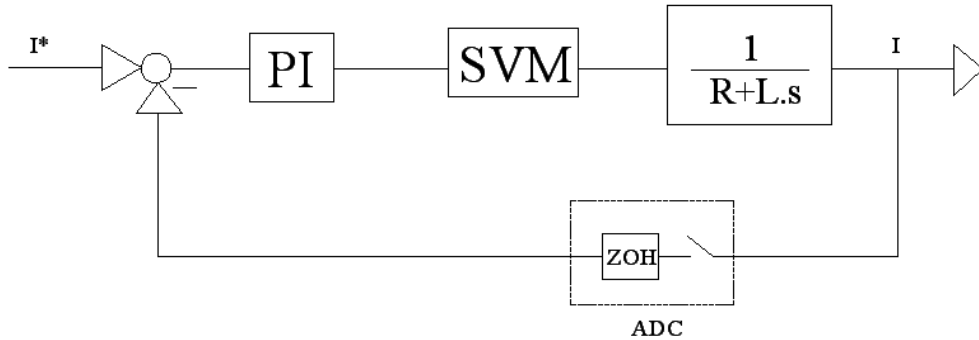




**Hình 4.3. Mô hình tương đương trên hệ tọa độ dq  
(độc lập 2 thành phần)**

## 4.2. Tổng hợp bộ điều chỉnh dòng điện.

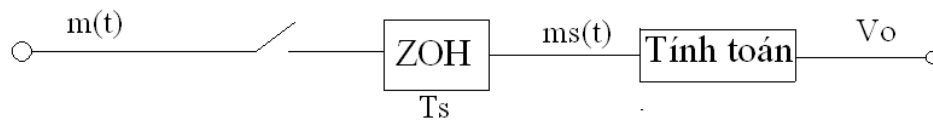
Mạch vòng điều chỉnh dòng điện có sơ đồ như sau :



**Hình 4.4. Sơ đồ khối mạch vòng điều chỉnh dòng điện**

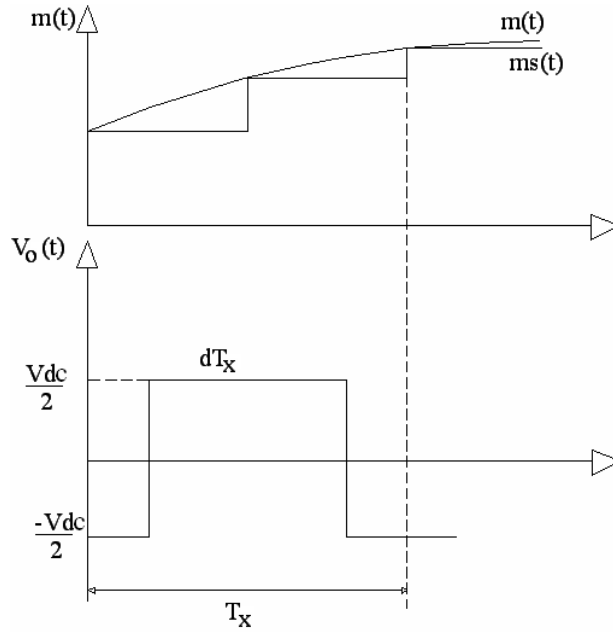
- Ưu điểm của bộ điều chỉnh PI là : đáp ứng nhanh, triệt tiêu sai lệch tĩnh. Bộ điều chỉnh PI có nhiệm vụ đưa sai lệch tĩnh  $e(t)$  của hệ thống về 0 sao cho quá trình quá độ thỏa mãn các yêu cầu cơ bản về chất lượng. Bộ điều chỉnh PI được thực hiện trên miền số.
- Khối SVM bao gồm khâu lấy mẫu, giữ chậm ADC, vi điều khiển PWM, Driver (cách ly quang, IC lái IGBT), các van bán dẫn ở mạch lực.

### 4.2.1. Tổng hợp trên miền thời gian liên tục.



**Hình 4.5. Mô hình khối SVM.**

Ta xét trong một chu kỳ xung  $T_x$  (bao gồm 2 chu kỳ trích mẫu  $T_s$ ) :



**Hình 4.6. Dạng điện áp ra trong 1 chu kỳ xung SVM.**

Ta có hàm truyền đạt giữa tín hiệu ra  $V_o(t)$  và tín hiệu vào  $m(t)$ :

$$SVM(s) = \frac{V_o(s)}{M(s)} = \frac{1}{2} \left( e^{-s \cdot (1-D) \cdot \frac{T_x}{2}} + e^{-s \cdot (1+D) \cdot \frac{T_x}{2}} \right) \quad (4.3)$$

$V_o(s)$  là ảnh Laplace của tín hiệu  $V_o(t)$

$M(s)$  là ảnh Laplace của tín hiệu  $m(t)$ .  $D = \frac{dT_x}{T_x}$  Ta có:

$$\begin{aligned} SVM(s) &= \frac{1}{2} e^{-s \cdot \frac{T_x}{2}} (e^{s \cdot D \cdot \frac{T_x}{2}} + e^{-s \cdot D \cdot \frac{T_x}{2}}) \\ &= \frac{1}{2} e^{-s \cdot \frac{T_x}{2}} \cdot 2 \cdot \cos(\omega \cdot \frac{T_x}{2} \cdot D) \\ &= e^{-s \cdot \frac{T_x}{2}} \cdot \cos(\omega \cdot \frac{T_x}{2} \cdot D) \end{aligned} \quad (4.4)$$

Công thức (4.4) nói lên rằng, khối SVM có thể coi như là một khâu trễ nửa chu kỳ nổi tăng với một hệ số khuếch đại phụ thuộc tần số.

Giả sử dải tần vòng kín của bộ điều chỉnh dòng điện được giới hạn nhỏ hơn tần số điều chế ( $f_x = 1/T_x$ ), lúc này, hệ số  $\cos\left(\omega \frac{T_x}{2} D\right) \approx 1$

$$\Rightarrow SVM(s) \approx e^{-s \cdot \frac{T_x}{2}} \quad (4.5)$$

Công thức 4.5. cho ta một mô hình khá chính xác của khâu SVM, trễ một nửa chu kỳ điều chế. Ta xấp xỉ  $SVM(s)$  thành khâu quán tính như sau :

$$SVM(s) \approx e^{-s \cdot \frac{T_x}{2}} \approx \frac{1}{1 + \frac{T_x}{2} \cdot s} \quad (4.6)$$

Nhưng  $T_x$  chỉ là thời gian xử lý của vi điều khiển, ở đây ta còn có thời gian xử lý trên Driver và trên các van bán dẫn... Các khoảng thời gian này trên thực tế để tìm được đòi hỏi rất nhiều công cụ trợ giúp khác. Trong quá trình thực hiện mô phỏng, chúng ta có thể tiến hành thử nhiều giá trị khác nhau, hoặc dựa trên kinh nghiệm những người đi trước, đã từng thiết kế. Ta gọi tổng thời gian xử lý trên là  $\tau$

$$\text{Vì vậy } SVM(s) \approx \frac{1}{1 + \tau \cdot s} \quad (4.7)$$

- Điện trở R, điện cảm L là điện trở và điện cảm của cuộn cảm lọc .(điện trở R rất nhỏ)
- Ta xấp xỉ khâu ADC bằng khâu trễ nửa chu kỳ trích mẫu :

$$ADC(s) = \frac{1}{1 + \frac{T_s}{2} \cdot s} \quad (4.8)$$

→ Đối tượng điều khiển của bộ điều chỉnh dòng điện là

$$S_i(s) = \frac{1}{1 + \tau \cdot s} \cdot \frac{1}{R + L \cdot s} \cdot \frac{1}{1 + \frac{T_s}{2} s} \quad (4.9)$$

$$\Leftrightarrow S_i(s) = \frac{1}{1 + \tau \cdot s} \cdot \frac{1/R}{1 + \frac{L}{R} \cdot s} \cdot \frac{1}{1 + \frac{T_s}{2} s}$$

$$\Leftrightarrow S_i(s) \approx \frac{1}{1 + (\tau + \frac{T_s}{2}) \cdot s} \cdot \frac{1/R}{1 + \frac{L}{R} \cdot s}$$

$$\text{Đặt : } \delta\tau = \tau + \frac{T_s}{2}$$

$$\Leftrightarrow S_i(s) = \frac{1}{1 + \delta\tau \cdot s} \cdot \frac{1/R}{1 + \frac{L}{R} \cdot s} \quad (4.10)$$

$$(\delta\tau \ll L/R)$$

Bộ điều chỉnh dòng điện có dạng :

$$R_i(s) = K_{P.i} + \frac{K_{I.i}}{s} \quad (4.11)$$

#### Chương 4. Tổng hợp các mạch vòng điều khiển

Đối với một hệ kín, khi tần số tiến đến vô cùng thì mô đun của đặc tính tần số biên độ phải tiến đến 0. Vì thế đối với dải tần thấp nhất, hàm truyền phải đạt được điều kiện  $|G(j\omega)| \approx 1$ . Hàm chuẩn theo tiêu chuẩn tối ưu modul là hàm có dạng

$$F_i(s) = \frac{1}{1 + 2.\delta\tau.s + 2.(\delta\tau)^2.s^2} \quad (4.14)$$

Với trường hợp đang xét ở mạch vòng dòng điện, do hàm truyền có dạng (4.10), tức là hệ hữu sai, như vậy ta sẽ áp dụng tiêu chuẩn tối ưu môđul để tìm thông số bộ điều khiển, theo tài liệu [4].

$$K_{P.i} = \frac{L/R}{2.\frac{1}{R}.\delta\tau} = \frac{L}{2.\delta\tau} \quad (4.12)$$

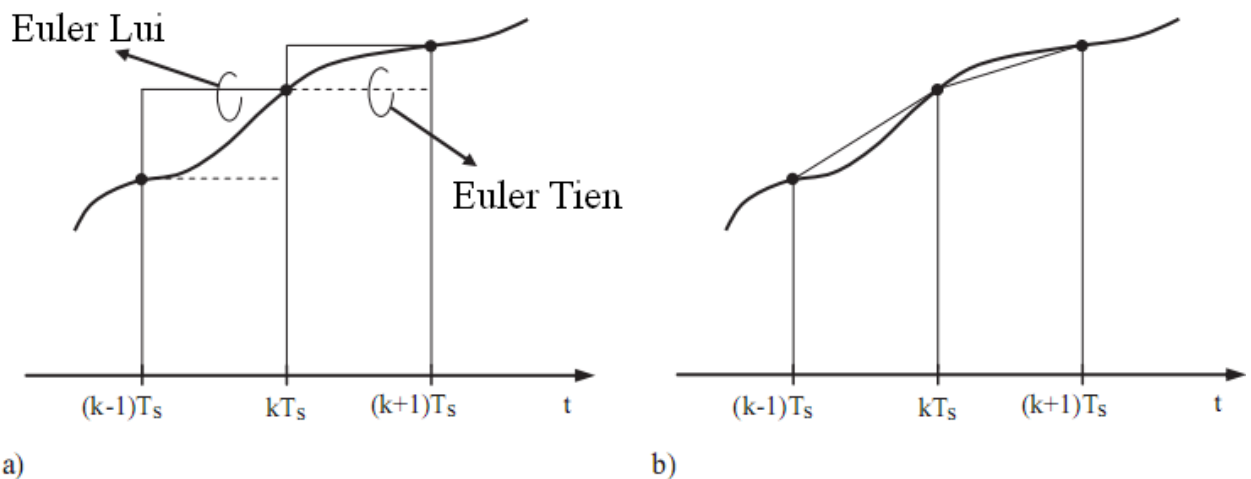
$$K_{I.i} = \frac{1}{2.\frac{1}{R}.\delta\tau} = \frac{R}{2.\delta\tau} \quad (4.13)$$

#### 4.2.2. Gián đoạn hóa bộ điều chỉnh.

Sau khi có được bộ điều chỉnh dòng điện trên miền thời gian liên tục, ta tiến hành bước gián đoạn hóa bộ điều khiển đó. Có 3 phương pháp gián đoạn hóa chính được liệt kê ở bảng dưới đây.

**Bảng 4.1. Các phương pháp gián đoạn hóa.**

Phương pháp	Dạng ảnh Z	Giới hạn độ méo 3%
Euler Lùi	$\frac{z-1}{s} = z.T_s$	$f_s/f > 20$
Euler Tiến	$\frac{z-1}{s} = T_s$	$f_s/f > 20$
Hình thang (Tustin)	$\frac{2}{T_s} \frac{z-1}{z+1}$	$f_s/f > 10$



**Hình 4.7. Phương pháp tích phân dùng để gián đoạn hóa.**

## Chương 4. Tổng hợp các mạch vòng điều khiển

a) Phương pháp tích phân Euler (tiền và lùi)

b) Phương pháp tích phân hình thang (Tustin)

Cơ bản, các phương pháp gián đoạn hóa nhằm mục đích rất đơn giản : chúng ta cần thay thế tính toán trên miền thời gian liên tục của khâu tích phân (1/s) bằng một dạng nào đó của xấp xỉ số học. Trong hình trên, vùng dưới đường cong được xấp xỉ bằng tổng của hình chữ nhật hoặc các hình thang. Bởi vì các phương pháp tích phân số học ẩn chứa một mức độ xấp xỉ nhất định, nếu ta so sánh với trên miền tương tự, đáp ứng của hệ sẽ có một chút méo. Bảng 4.1. chỉ ra điều kiện để làm cho độ méo nhỏ hơn 3% ở tần số f đã cho.

Ta áp dụng phương pháp Euler tiến, khi đó thành phần tích phân :

$$\frac{K_{I,i}}{s} = \frac{K_{I,i} \cdot T_s}{z-1} \quad (4.15)$$

Bộ điều chỉnh dòng điện sử dụng trong miền số là:

$$R_i(z) = K_{P,i} + \frac{K_{I,i} \cdot T_s}{z-1} \quad (4.16)$$

Với các số liệu :  $L = 1.10^{-3}(\text{H})$

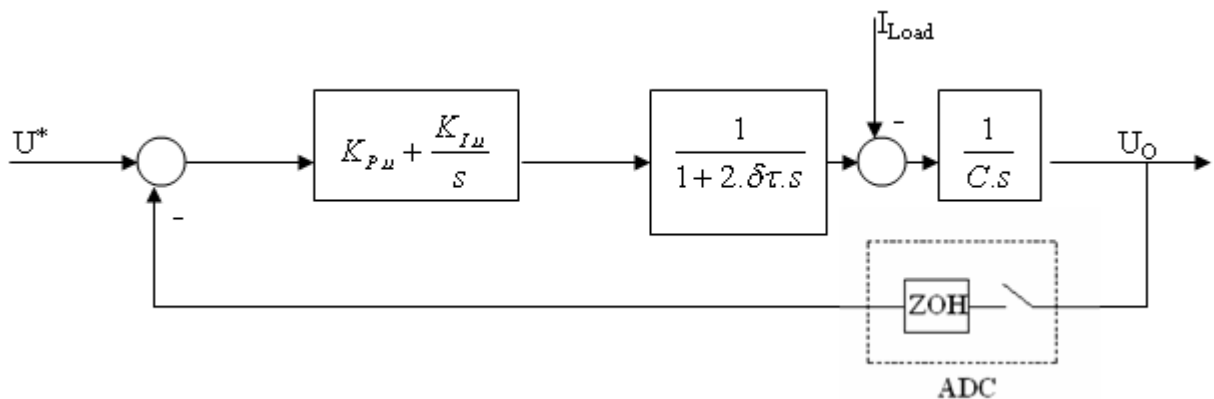
$R = 0,1 (\Omega)$

$\delta\tau = 1.10^{-4}(\text{s})$

Tính toán ta được :  $K_{P,i} = 5$ ;  $K_{I,i} = 500$

### 4.3. Tổng hợp bộ điều chỉnh điện áp.

Sơ đồ mạch vòng điều chỉnh điện áp:



Hình 4.8. Sơ đồ vòng điều chỉnh điện áp.

#### 4.3.1. Tổng hợp trên miền thời gian liên tục.

- Ta xấp xỉ vòng điều chỉnh dòng điện bằng khâu quán tính bậc nhất :

$$G_I(s) = \frac{1}{1 + 2.\delta\tau.s} \quad (4.17)$$

- Bộ điều chỉnh điện áp là bộ điều chỉnh PI.

- Tự điện dùng để lọc có điện dung C.

#### Chương 4. Tổng hợp các mạch vòng điều khiển

Đối tượng điều khiển của bộ điều chỉnh điện áp là:

$$S_u(s) = \frac{1}{1 + (\frac{T_s}{2} + 2\delta\tau).s} \cdot \frac{1}{C.s} \quad (4.18)$$

$$\Rightarrow S_u(s) = \frac{1}{1 + (\frac{T_s}{2} + 2\delta\tau).s} \cdot \frac{1/C}{s} \quad (4.19)$$

Bộ điều chỉnh điện áp có dạng :

$$R_u(s) = K_{P.u} + \frac{K_{I.u}}{s} \quad (4.20)$$

Ở đây, ta dùng tiêu chuẩn tối ưu đối xứng vì đối tượng điều khiển là vô sai cấp 1

Áp dụng tiêu chuẩn tối ưu đối xứng ta có:

$$K_{P.u} = \frac{1}{2 \cdot \frac{1}{C} \cdot (\frac{T_s}{2} + 2\delta\tau) \cdot \delta} = \frac{C}{4\delta\tau} \quad (4.21)$$

$$K_{I.u} = \frac{1}{8 \cdot \frac{1}{C} \cdot (\frac{T_s}{2} + 2\delta\tau)^2} = \frac{C}{8 \cdot (\frac{T_s}{2} + 2\delta\tau)^2} \quad (4.22)$$

Hàm chuẩn theo tiêu chuẩn tối ưu đối xứng là:

$$F_u(s) = \frac{1 + 4\delta\tau.s}{1 + 4 \cdot (\frac{T_s}{2} + 2\delta\tau).s + 8 \cdot \left(\frac{T_s}{2} + 2\delta\tau\right)^2 s^2 + 8 \cdot \left(\frac{T_s}{2} + 2\delta\tau\right)^3 s^3} \quad (4.23)$$

#### 4.3.2. Gián đoạn hóa bộ điều chỉnh.

Ta xấp xỉ thành phần tích phân I theo phương pháp Euler tiến. Lúc này, bộ điều chỉnh điện áp trong miền số sẽ là :

$$R_u(z) = K_{P.u} + \frac{K_{I.u} \cdot T_s}{z - 1} \quad (4.24)$$

Với các số liệu :  $C = 5 \cdot 10^{-5}$  (F)

$$\delta\tau = 1 \cdot 10^{-4} \text{ (s)}$$

Tính toán ta được :  $K_{P.u} = 0.1$ ;  $K_{I.u} = 165$

#### 4.4. Phân tích đáp ứng yêu cầu công nghệ và cách khắc phục.

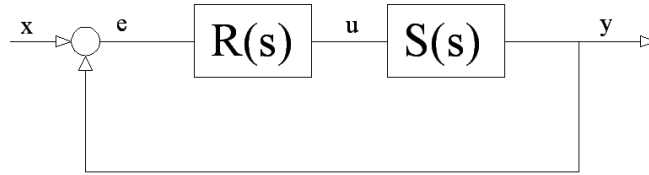
Yêu cầu công nghệ của bộ nguồn.

- Độ chính xác điều chỉnh:  $\Delta i_{t \rightarrow \infty} = 0$  tại tần số  $f = 400\text{HZ}$

#### Chương 4. Tổng hợp các mạch vòng điều khiển

- Độ tác động nhanh (rất nhanh). Khi đóng ngắt tải ra khỏi nguồn điện áp sẽ bám theo giá trị đặt ban đầu chỉ sau vài chu kỳ trích mẫu
- Độ quá điều chỉnh rất nhỏ :  $\Delta U_{\max} \approx 0$

##### 4.4.1. Phân tích các phương pháp tối ưu modul và tối ưu đối xứng.



**Hình 4.9. Mạch vòng kín**

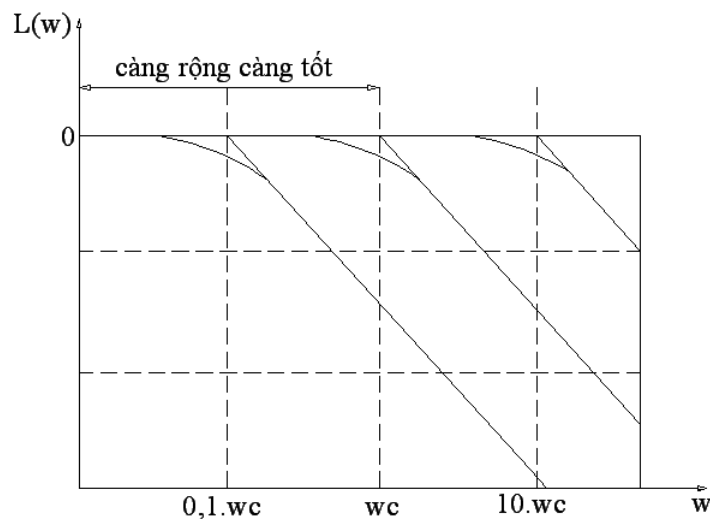
Một trong những yêu cầu chất lượng đối với hệ thống điều khiển kín mô tả bởi

hàm truyền đạt : 
$$G(s) = \frac{S(s).R(s)}{1 + S(s).R(s)} \quad (4.25)$$

Hệ thống luôn có được đáp ứng  $y(t)$  giống như tín hiệu đầu vào  $x(t)$  tại mọi điểm tần số hoặc ít ra thời gian quá độ để  $y(t)$  bám được vào  $x(t)$  phải càng ngắn càng tốt. Nói cách khác, bộ điều khiển lý tưởng  $R(s)$  cần phải mang đến cho hệ thống khả năng.

$$|G(s)| = 1 \quad \text{với mọi } \omega$$

Nhưng trong thực tế, vì nhiều lý do mà yêu cầu  $R(s)$  thỏa mãn tính chất trên là rất khó được đáp ứng, chẳng hạn như hệ thống thực luôn chứa trong nó bản chất quán tính, là tính chống lại tác động từ bên ngoài. Song tính chất xấu đó của hệ thống lại được giảm bớt một cách tự nhiên ở chế độ làm việc có tần số lớn, nên người ta thường thỏa mãn với bộ điều khiển  $R(s)$  khi nó mang lại cho hệ thống tính chất ổn định cần thiết cùng các chỉ tiêu động và tĩnh khác trong một dải tần số càng rộng càng tốt.



**Hình 4.10. Dải tần số mà ở đó có biên độ hàm đặc tính tần bằng 1**

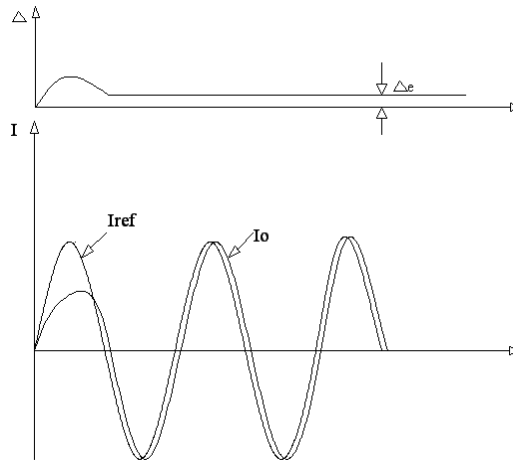
**Tối ưu modul.**

Trong dải tần số thấp có độ rộng lớn được gọi là bộ điều khiển tối ưu độ lớn. Hình 4.10. là ví dụ minh họa cho nguyên tắc điều khiển tối ưu độ lớn. Bộ điều khiển  $R(s)$  cần phải được lựa chọn sao cho miền tần số của biểu đồ Bode hàm truyền hệ kín thỏa mãn

$$L(\omega) = 20.1g|G(j\omega)| \approx 0 \quad (4.26)$$

là lớn nhất. Dải tần số càng lớn, chất lượng hệ kín càng cao.

Nhược điểm của bộ điều chỉnh theo phương pháp tối ưu modul được dùng ở đây là nó không mang ý nghĩa chặt chẽ về mặt toán học cho một bài toán tối ưu. Tức là không có một hàm tiêu chuẩn nào để đánh giá chất lượng được sử dụng do đó cũng không xác định cụ thể là với bộ điều khiển  $R(s)$  đã đảm bảo chất lượng của hệ thống tốt nhất chưa. Thuận túy, phương pháp này chỉ mang tính định tính rằng dải tần số  $\omega$ , mà ở đó  $|G(j\omega)|=1$  càng rộng càng tốt. Tiêu chuẩn tối ưu modul hiệu chỉnh lại đặc tính tần số chỉ ở vùng tần số thấp và trung bình và không đảm bảo trước được tính ổn định của hệ thống. Chính vì điều này nên ta không thể kiểm soát được độ sai lệch điều chỉnh có phù hợp với yêu cầu công nghệ của bộ nguồn không, cũng như các đặc tính về độ tác động nhanh và độ quá điều chỉnh.



**Hình 4.11. Hiện tượng lệch pha dòng điện  
đối với tín hiệu đặt hình sine khi  $|G(j\omega)| \neq 1$**

**Tối ưu đối xứng.**

Bộ điều chỉnh điện áp thiết kế theo tiêu chuẩn tối ưu đối xứng. Ta xét hệ kín cho ở trong hình 4.9. Gọi  $G_h(s) = R(s).S(s)$  là hàm truyền đạt của hệ hở. Khi đó hệ kín có hàm

$$\text{truyền đạt : } G(s) = \frac{S(s).R(s)}{1 + S(s).R(s)} = \frac{G_h(s)}{1 + G_h(s)} \Rightarrow G_h(s) = \frac{G(s)}{1 - G(s)} \quad (4.27)$$

Và giống như phương pháp tối ưu độ lớn, để có  $|G(j\omega)| = 1$  trong dải tần số thấp ta phải có :  $|G_h(j\omega)| \gg 1$  trong dải tần số  $\omega$  nhỏ



## ***Chương 4. Tổng hợp các mạch vòng điều khiển***

Tiêu chuẩn tối ưu đối xứng thường áp dụng để tổng hợp các bộ điều chỉnh trong mạch có yêu cầu vô sai cấp cao, và nó cũng được áp dụng hiệu quả để tổng hợp các bộ điều chỉnh theo quan điểm nhiễu loạn.

Nhược điểm của việc tổng hợp bộ điều chỉnh theo phương pháp tối ưu đối xứng là độ quá điều chỉnh cao. Nguyên nhân gây ra độ quá điều chỉnh này là thành phần vi phân có trong đa thức của tử số  $G(s)$ . Độ quá điều chỉnh lên tới 43% điều này là không được phép đối với bộ nguồn 400HZ. Ta có thể khắc phục điều này bằng cách thêm thành phần quán tính vào khâu tiền xử lý.

Mặt khác khi ngắt tải ra khỏi nguồn, điện áp sẽ tăng vọt và dao động một lúc sau đó mới bám theo giá trị ban đầu. Điều này không thỏa mãn yêu cầu tác động nhanh của bộ nguồn.

Chính vì những lý do trên ta thấy, nếu tổng hợp bộ điều chỉnh dòng điện theo tiêu chuẩn tối ưu modul và tổng hợp bộ điều chỉnh điện áp theo tiêu chuẩn tối ưu đối xứng thì không thỏa mãn yêu cầu công nghệ đặt ra. Ta có thể khắc phục điều này bằng cách tổng hợp các bộ điều chỉnh theo phương pháp bandwidth.

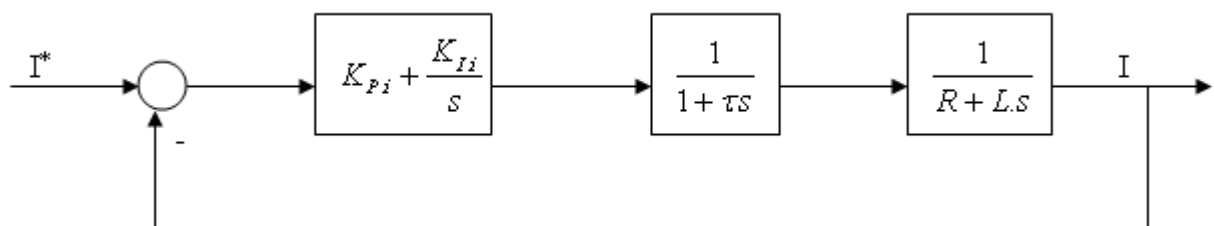
Ý tưởng của việc tổng hợp bộ điều chỉnh theo phương pháp bandwidth là :

- Ta có thể điều chỉnh được độ rộng của dải tần số, dựa vào tần số xung. Nhờ đó làm tăng độ chính xác. Tuy nhiên độ rộng của dải tần số chỉ trong giới hạn cho phép, bởi vì còn phụ thuộc vào tần số xung, tức là phụ thuộc vào van công suất.
- Ta có thể kiểm soát được thời gian quá độ. Bằng cách tăng góc pha tại điểm tần số gãy ( $< 180^\circ$ ). Nhờ đó làm tăng độ tác động nhanh.
- Ta có thể giảm được độ quá điều chỉnh. Bằng cách giảm tần số gãy (điều này còn phụ thuộc vào tần số gãy)

Dưới đây sẽ trình bày cách tổng hợp lại theo phương pháp bandwidth với 2 mạch vòng điều chỉnh. Tuy nhiên, do thời gian có hạn, mới tìm hiểu về phương pháp bandwidth, em chưa thể mô phỏng thành công các bộ điều khiển này khi đưa vào mô hình đối tượng như đã làm với kiểu tổng hợp tối ưu modul và tối ưu đối xứng. Các kết quả mô phỏng hoàn toàn là sử dụng các bộ điều khiển được thiết kế theo tiêu chuẩn tối ưu modul (dòng điện) và tối ưu đối xứng (mạch vòng điện áp).

### **4.4.2. Cách tổng hợp theo phương pháp bandwidth**

#### ***4.4.2.1 Tổng hợp bộ điều chỉnh dòng điện theo phương pháp bandwidth.***



**Hình 4.12. Mạch vòng dòng điện**

#### Chương 4. Tổng hợp các mạch vòng điều khiển

Ta có hàm truyền của mạch vòng hở là:

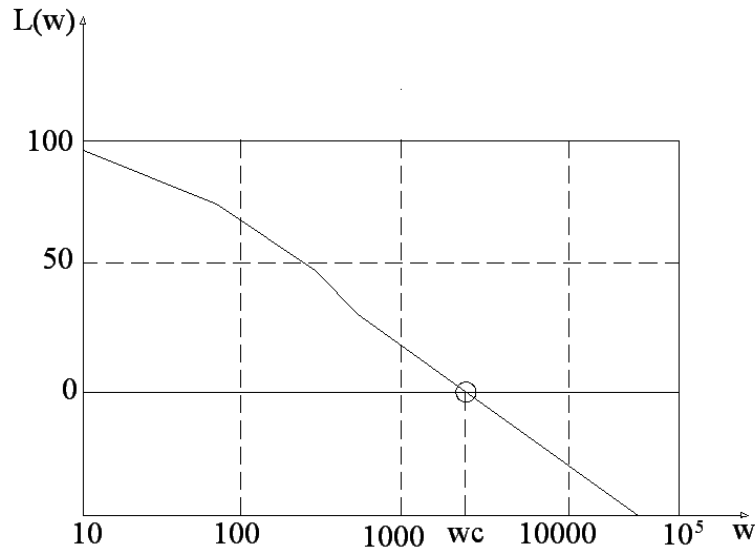
$$G_{OL.i}(s) = \left( K_{P.i} + \frac{K_{I.i}}{s} \right) \frac{1}{1 + \tau \cdot s} \frac{\frac{1}{R}}{1 + \frac{L}{R} s} \quad (4.28)$$

Ta chuyển sang hàm đặc tính tần :

$$G_{OL.i}(j\omega) = \left( K_{P.i} + \frac{K_{I.i}}{j\omega} \right) \frac{1}{1 + \tau \cdot j\omega} \frac{\frac{1}{R}}{1 + \frac{L}{R} \cdot j\omega} \quad (4.29)$$

Ta muốn có  $|G(j\omega)| = 1$  trong dải tần số thấp thì phải có  $|G_h(j\omega)| \gg 1$  trong dải tần số  $\omega$  nhỏ. Theo đồ thị bode của vòng hở, muốn có điều trên ta phải có  $|G(j\omega_c)| = 1$  với  $\omega_c$  càng nhỏ càng tốt ( $\omega_c$  là tần số gãy), tuy nhiên,  $\omega_c$  phải lớn hơn nhiều lần so với tần số dòng điện cần điều chế (400Hz). Từ tài liệu tham khảo [5], có thể chọn tần số gãy bằng 1/6 lần tần số xung ( $f_x = 20\text{kHz}$ ). Khi đó tần số cắt của đồ thị bode của vòng hở sẽ bằng :

$$\omega_c = 2 \cdot \pi \cdot f_x / 6 = 2 \cdot 3,14 \cdot 20000 / 6 = 21000(\text{rad/s}) \quad (4.30)$$



**Hình 4.13. Đồ thị bode vòng hở**

Giả sử  $K_I \ll \omega_c \cdot K_P$ . Khi đó để  $|G(j\omega_c)| = 1$  sẽ đơn giản hơn :

$$\begin{aligned} |G_{OL.i}(j\omega_c)| &= \left| K_{P.i} \cdot \frac{1}{1 + \tau \cdot j\omega_c} \frac{\frac{1}{R}}{1 + \frac{L}{R} \cdot j\omega_c} \right| = 1 \\ \Rightarrow K_{P.i} &= \frac{\sqrt{1 + \left( \omega_c \cdot \frac{L}{R} \right)^2}}{\left( \frac{1}{R} \right)^2} = R^2 \cdot \sqrt{1 + \left( \omega_c \cdot \frac{L}{R} \right)^2} \end{aligned} \quad (4.31)$$

#### Chương 4. Tổng hợp các mạch vòng điều khiển

Thông số  $K_{I,i}$  có thể được cân nhắc tính toán dựa vào đặc tính pha vòng hở. Giá trị pha vòng hở tại tần số cắt là  $ph_m$ . Từ đó ta tìm được  $K_{I,i}$  từ công thức sau:

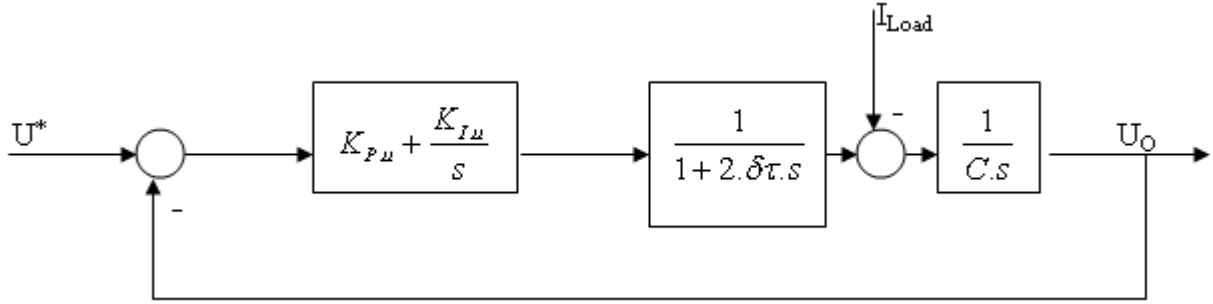
$$-180^\circ + ph_{m,i} = -90^\circ - \tan^{-1}(\omega_c \cdot \tau) - \tan^{-1}\left(\omega_c \cdot \frac{L}{R}\right) + \tan^{-1}\left(\omega_c \cdot \frac{K_{P,i}}{K_{I,i}}\right) \quad (4.32)$$

$$\Rightarrow K_{I,i} = \frac{\omega_c \cdot K_{P,i}}{\tan\left(-90^\circ + ph_{m,i} + \tan^{-1}(\omega_c \cdot \tau) + \tan^{-1}\left(\omega_c \cdot \frac{L}{R}\right)\right)} \quad (4.33)$$

Từ đó  $K_P$  và  $K_I$  được xác định như sau:

$$\begin{cases} \frac{K_{I,i}}{K_{P,i}} = \frac{\omega_c}{\tan\left(-90^\circ + ph_{m,i} + \tan^{-1}(\omega_c \cdot \tau) + \tan^{-1}\left(\omega_c \cdot \frac{L}{R}\right)\right)} \\ K_{P,i} = R^2 \cdot \sqrt{1 + \left(\omega_c \cdot \frac{L}{R}\right)^2} \end{cases} \quad (4.34)$$

##### 4.4.2.2. Tổng hợp bộ điều chỉnh điện áp theo phương pháp bandwidth.



**Hình 4.14. Mạch vòng điện áp**

Ta có hàm truyền của mạch vòng hở là:

$$G_{OL,u}(s) = \left(K_{P,u} + \frac{K_{I,u}}{s}\right) \frac{1}{1 + 2\tau \cdot s} \cdot \frac{1}{C \cdot s} \quad (4.35)$$

Ta chuyển sang hàm đặc tính tần:

$$G_{OL,u}(j\omega) = \left(K_{P,u} + \frac{K_{I,u}}{j\omega}\right) \frac{1}{1 + 2\tau \cdot j\omega} \cdot \frac{1}{C \cdot j\omega} \quad (4.36)$$

Ta muốn có  $|G(j\omega)| = 1$  trong dải tần số thấp ta phải có  $|G_h(j\omega)| \gg 1$  trong dải tần số  $\omega$  nhỏ. Theo đồ thị bode của vòng hở, muốn có điều trên ta phải có  $|G(j\omega_c)| = 1$  với  $\omega_c$  càng nhỏ càng tốt ( $\omega_c$  là tần số gãy).

$$\begin{aligned} |G_{OL,u}(j\omega_c)| &= \left| \left(K_{P,u} + \frac{K_{I,u}}{j\omega_c}\right) \frac{1}{1 + 2\tau \cdot j\omega_c} \cdot \frac{1}{C \cdot j\omega_c} \right| = 1 \\ \Rightarrow \frac{\sqrt{K_{I,u}^2 + (\omega_c \cdot K_{P,u})^2}}{\omega_c^2 \cdot C} &= 1 \end{aligned} \quad (4.37)$$

#### ***Chương 4. Tổng hợp các mạch vòng điều khiển***

---

Thông số  $K_{I,u}$  có thể được cân nhắc tính toán dựa vào đặc tính pha vòng hở. Giá trị pha vòng hở tại tần số cắt là  $ph_{m,u}$ . Từ đó ta tìm được  $K_{I,u}$  từ công thức sau:

$$\begin{aligned} -180^0 + ph_{m,u} &= -180^0 - \tan^{-1}(\omega_c \cdot 2\tau) + \tan^{-1}\left(\omega_c \cdot \frac{K_{P,u}}{K_{I,u}}\right) \\ \Rightarrow K_{I,u} &= \frac{\omega_c \cdot K_P}{\tan(ph_{m,u} + \tan^{-1}(\omega_c \cdot 2\tau))} \end{aligned} \quad (4.38)$$

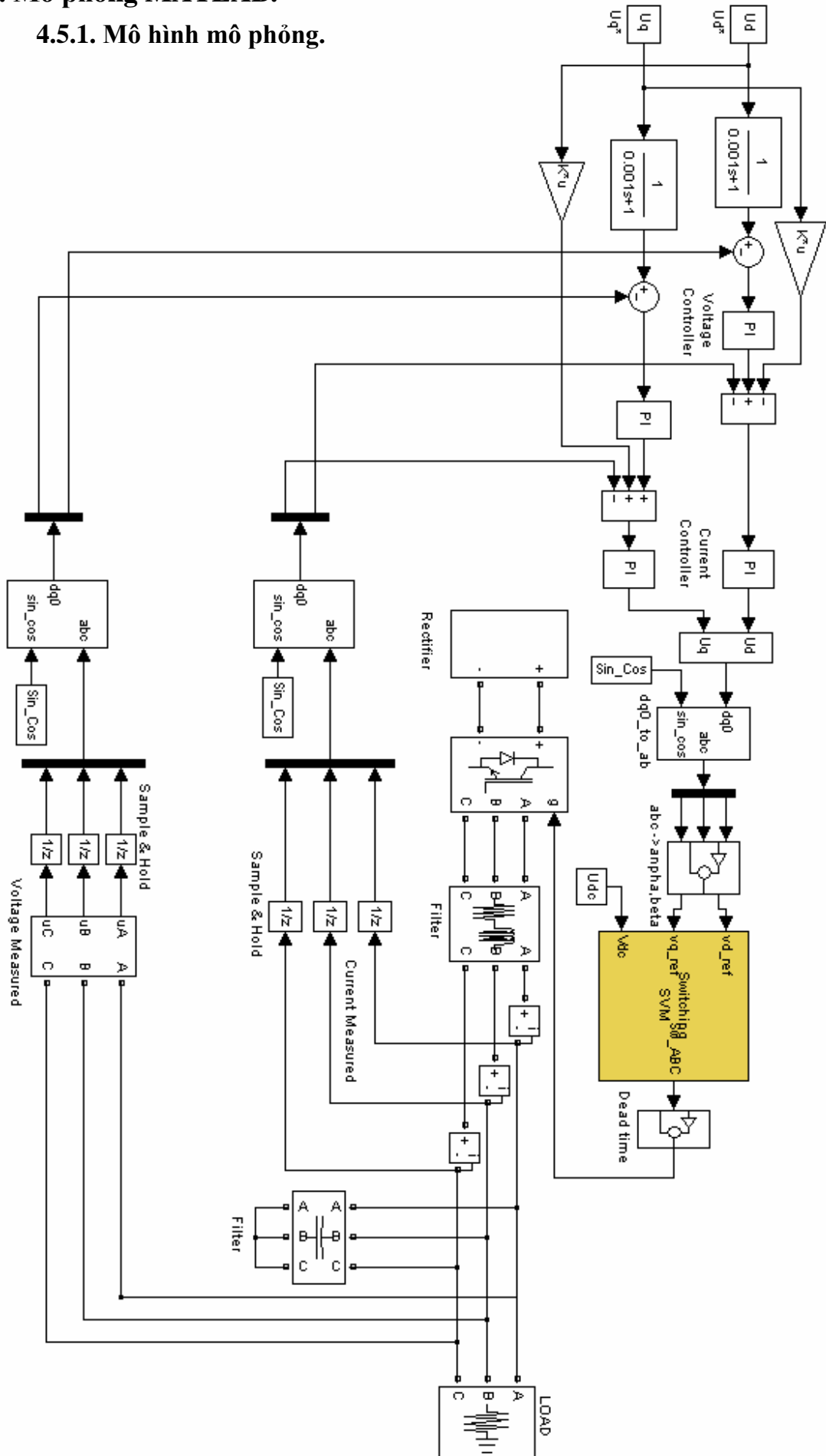
Việc chọn phase margin  $ph_m$  sẽ ảnh hưởng đến thời gian quá độ. Theo nguyên tắc,  $ph_m$  không được quá nhỏ, vì nếu nhỏ thì sẽ gây ra dao động mạnh trong hệ. Theo tài liệu tham khảo [5], với mạch vòng dòng điện, có thể chọn  $ph_m = 60^0$ ; với mạch vòng điện áp, ta chọn  $ph_m = 45^0$ .

Từ đó  $K_{P,u}$  và  $K_{I,u}$  được xác định như sau:

$$\left\{ \begin{aligned} \frac{\sqrt{K_{I,u}^2 + (\omega_c \cdot K_{P,u})^2}}{\omega_c^2 \cdot C} &= 1 \\ K_{I,u} &= \frac{\omega_c \cdot K_P}{\tan(ph_{m,u} + \tan^{-1}(\omega_c \cdot 2\tau))} \end{aligned} \right. \quad (4.39)$$

## 4.5. Mô phỏng MATLAB.

### 4.5.1. Mô hình mô phỏng.

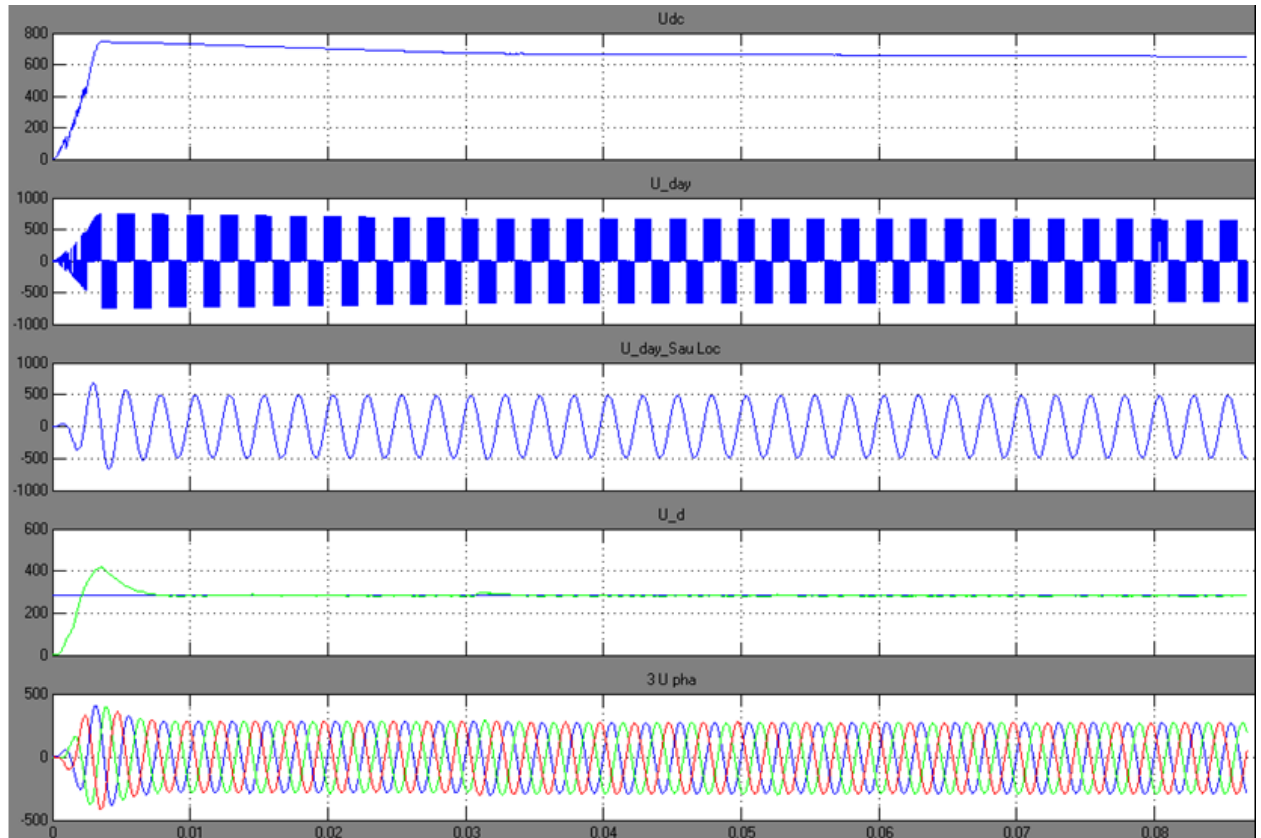


## Chương 4. Tổng hợp các mạch vòng điều khiển

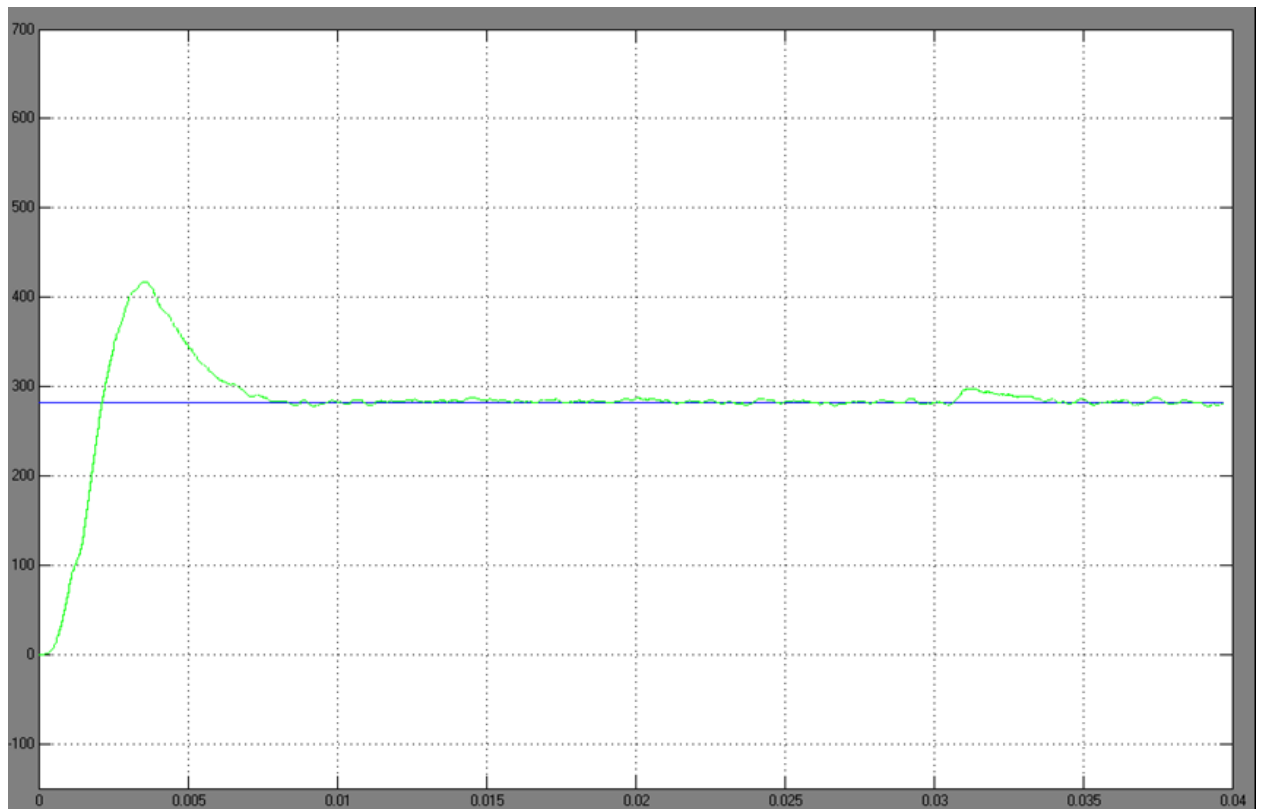
### 4.5.2. Kết quả mô phỏng.

#### 4.5.2.1. Tổng thể (từ trên xuống)

$U_{dc}$  (sau chỉnh lưu),  $U_{dây}$  (trước lọc),  $U_{dây}$  (sau lọc),  $U_d$  (thành phần dq),  $U_{3Pha}$

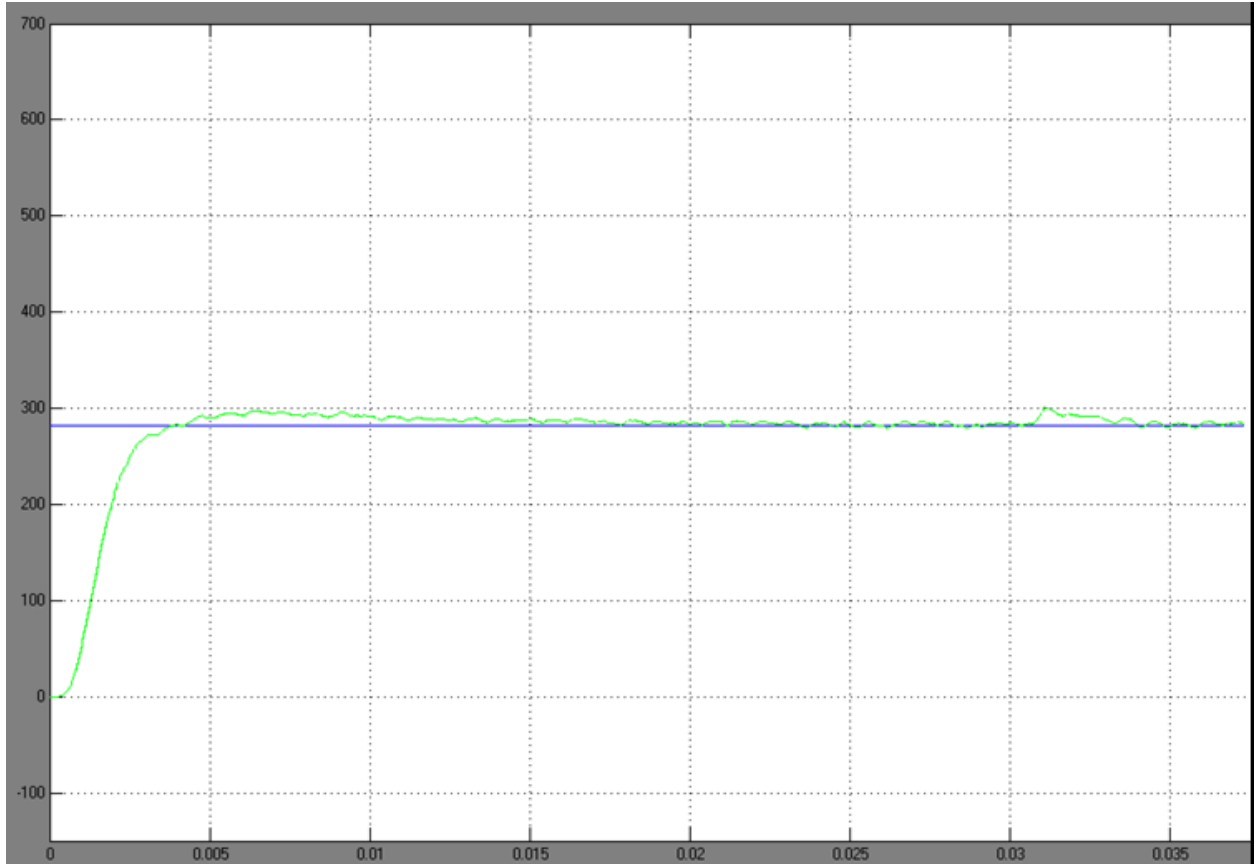


#### 4.5.2.2. Đặc tính quá độ của hệ thống.



#### ***Chương 4. Tổng hợp các mạch vòng điều khiển***

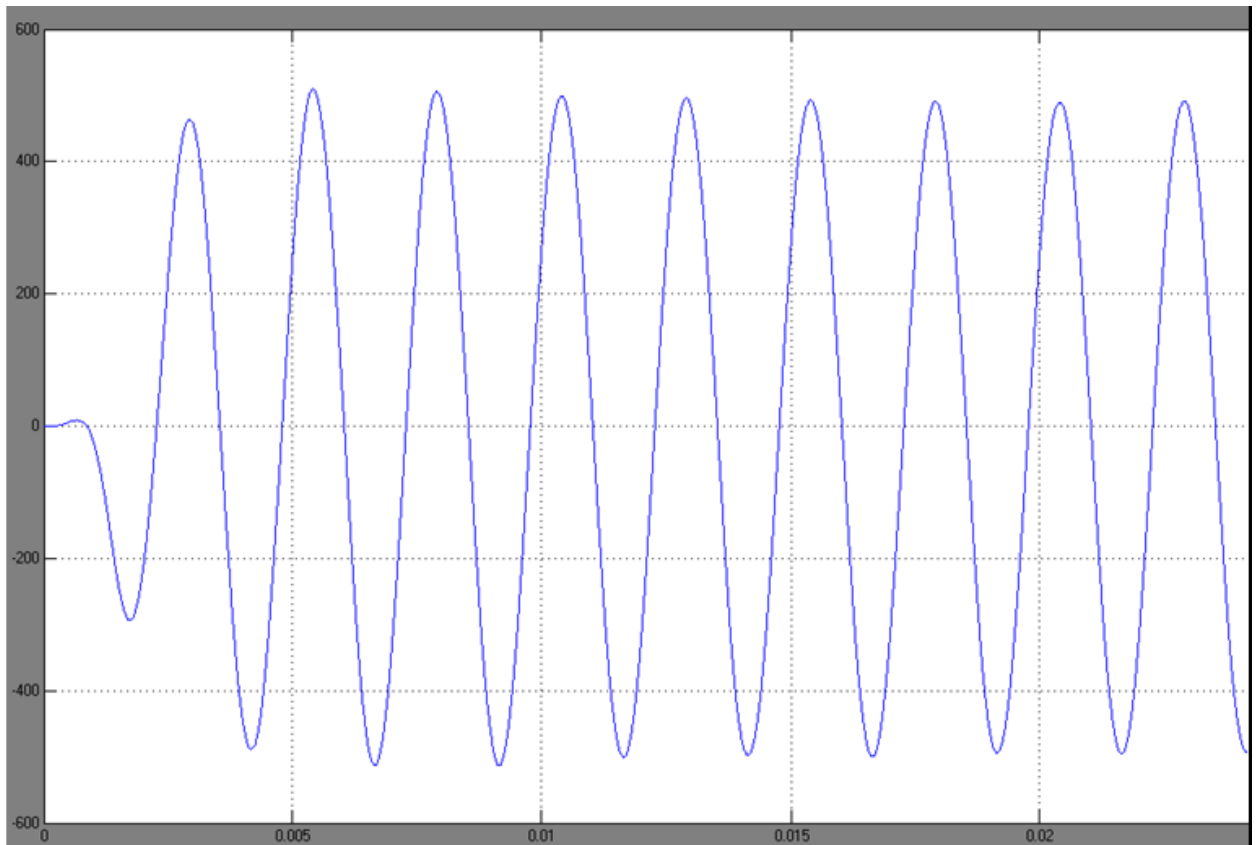
- Ta thấy rằng ở tử số của hàm chuẩn tối ưu đối xứng có thành phần đạo hàm, chính vì thế mà độ quá điều chỉnh của đặc tính quá độ khá lớn (43%). Để đáp ứng với yêu cầu của bộ nguồn là không được phép có độ quá điều chỉnh quá cao, ta thêm một khâu quán tính với hằng số thời gian  $8\delta\tau$  là để giảm độ quá điều chỉnh xuống còn 8%. Đồ thị dưới đây là đặc tính quá độ của hệ sau khi thêm vào khâu tiền xử lý là khâu quán tính.



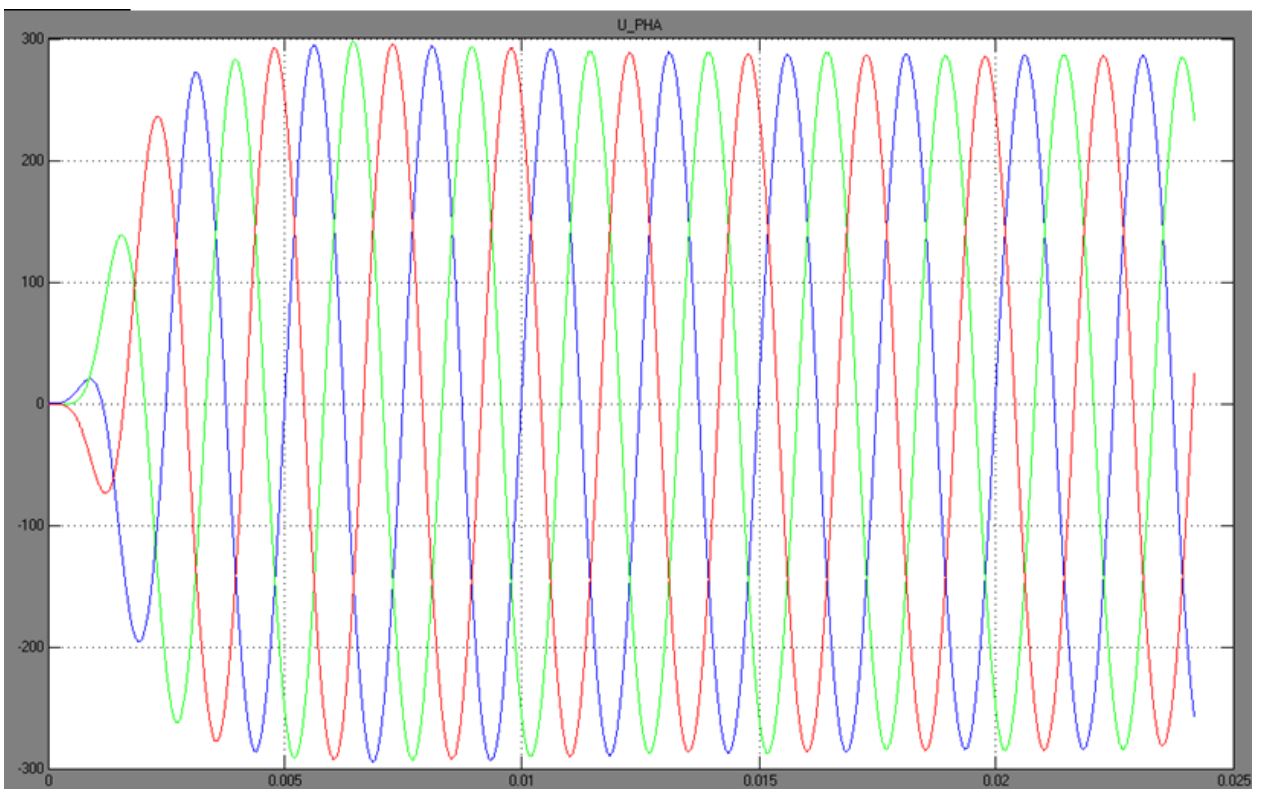
- Quan sát trên đồ thị quá độ, ta còn thấy một đặc điểm nữa. Ở thời điểm 0.03s, ta tiến hành ngắt tải, điện áp lúc này có dao động mạnh hơn bình thường, và sau đó trở về trạng thái ổn định sau khoảng thời gian 0.005s (bằng 2 lần chu kỳ điện áp đầu ra  $2 \times 0.0025s$ ). Rõ ràng phương pháp được áp dụng thiết kế bộ điều khiển chưa hoàn toàn thỏa mãn yêu cầu đối với nguồn 400Hz.

## Chương 4. Tổng hợp các mạch vòng điều khiển

### 4.5.2.3. Điện áp dây ở đầu ra bộ biến đổi.



### 4.5.2.4. Điện áp 3 pha.

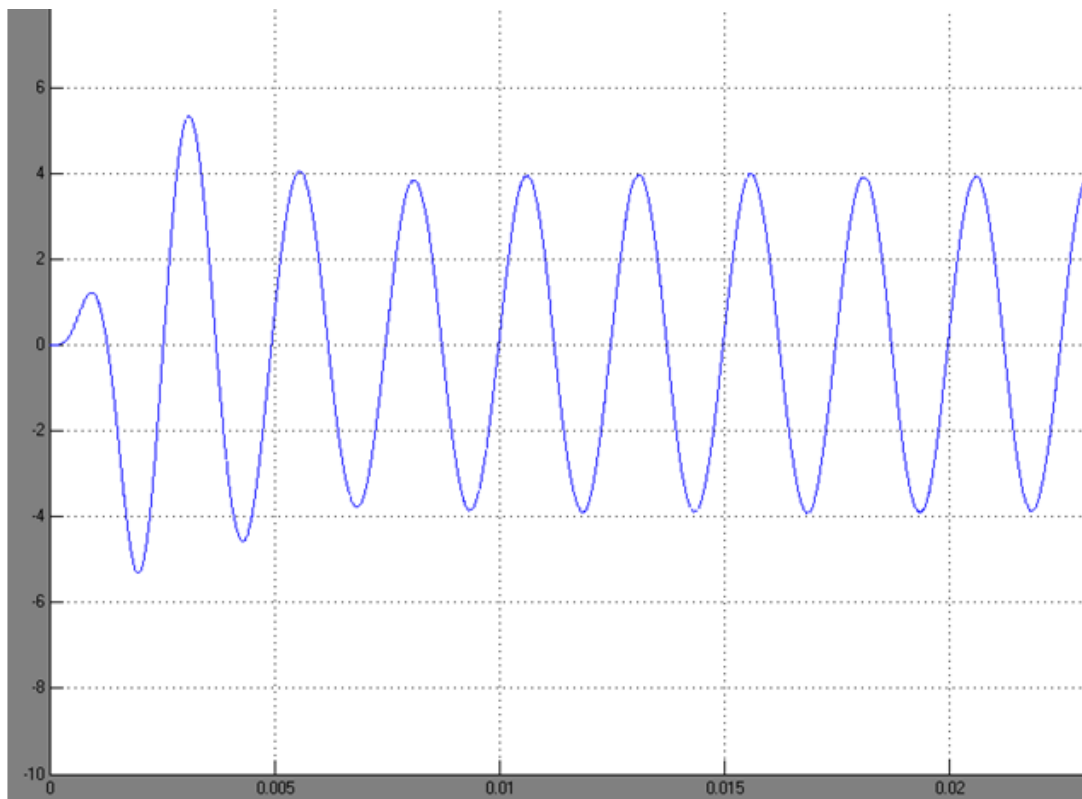


Dạng điện áp ra đã đáp ứng đúng yêu cầu về tần số.

Còn về mặt biên độ, chúng ta sẽ kiểm tra đồ thị sai lệch điện áp so với lượng đặt.

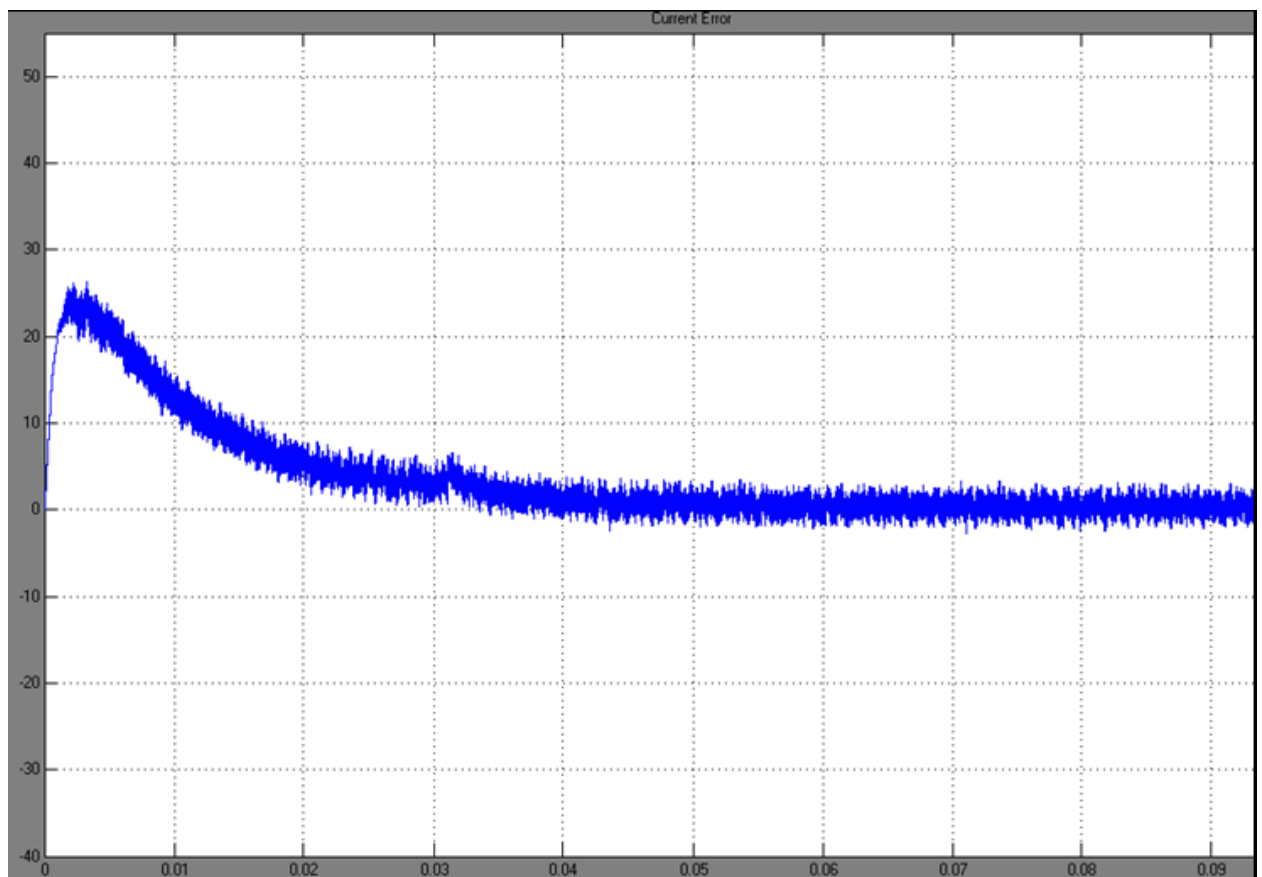


**4.5.2.5. Dòng điện pha trên tải.**

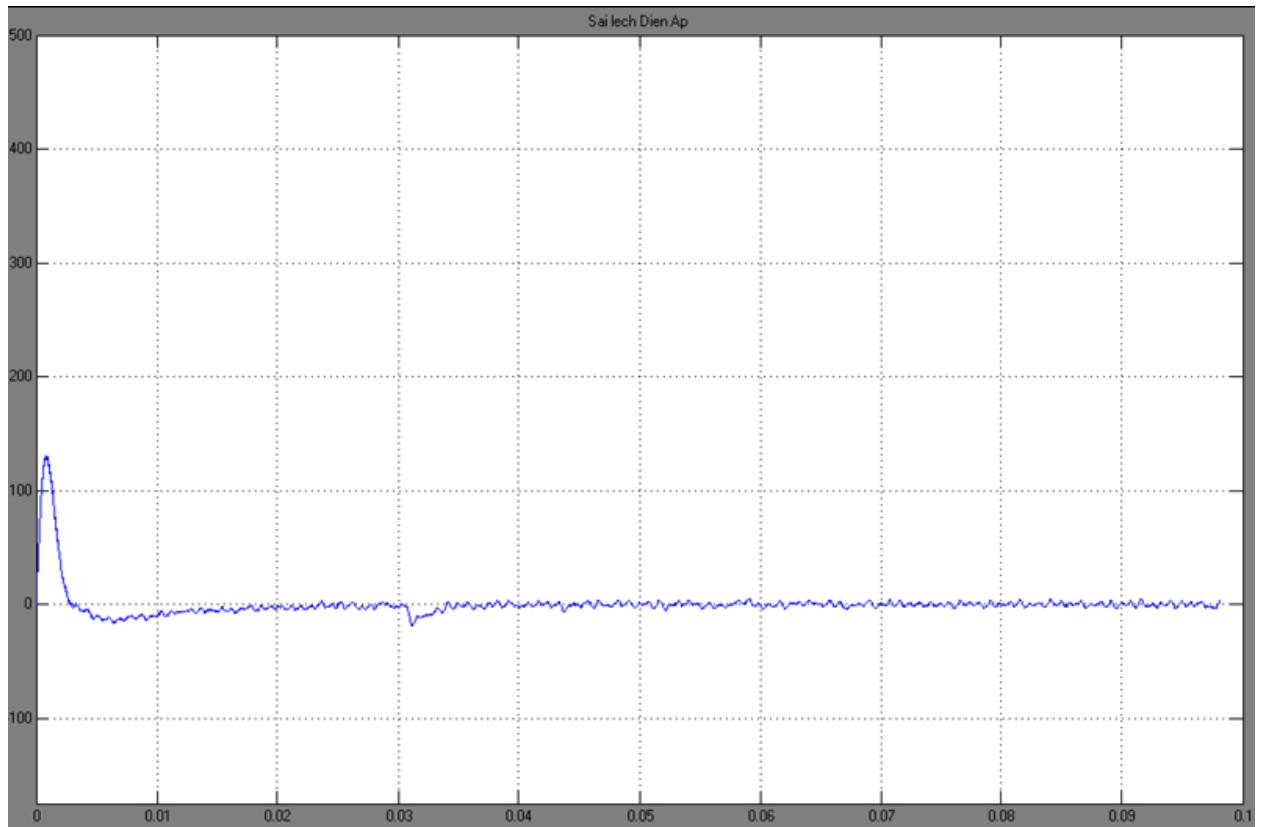


Dòng điện trên tải có dạng sine, nếu như ta mở rộng phạm vi thời gian, ta sẽ quan sát thấy dòng điện bị ngắt về 0 khi ta ngắt tải tại thời điểm 0.03s

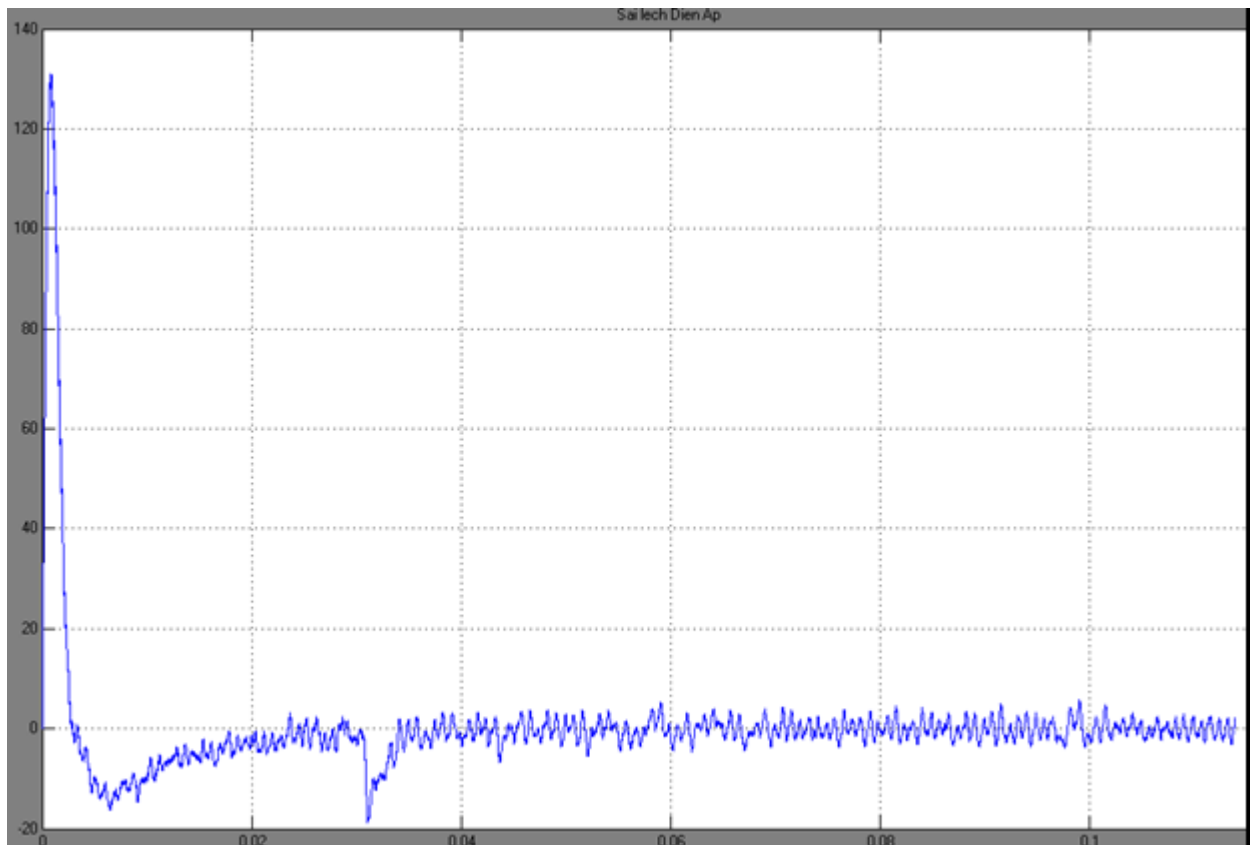
**4.5.2.6. Độ sai lệch dòng điện.**



**4.5.2.7. Độ sai lệch điện áp**



Hệ luôn còn tồn tại sai lệch điện áp, tại thời điểm ngắt tải, sai lệch giảm do điện áp trên tải bị sụt, sau đó nhờ các mạch vòng điều chỉnh, điện áp ngay lập tức bám lượng đặt. Mức độ sai lệch này trên thực tế không đáp ứng được yêu cầu bộ nguồn, vì ngay ở trạng thái xác lập, sai lệch điện áp vẫn dao động xung quanh  $\pm 4V$ .



## Chương 5.

### THỰC HIỆN ĐIỀU CHẾ VECTOR KHÔNG GIAN DÙNG VI ĐIỀU KHIỂN DSPIC30F4011

#### 5.1. Giới thiệu về vi điều khiển dsPIC30F4011.

Họ vi điều khiển PIC và dsPIC của Microchip sản xuất với công nghệ hiện đại, phù hợp cho nhiều loại ứng dụng từ đơn giản đến phức tạp. Ngoài ngôn ngữ lập trình assembler như các loại vi xử lý khác, người dùng có thể lập trình trên ngôn ngữ cấp cao C bằng các trình biên dịch thông dụng trên thị trường như C18, C30, CCS\_C, MikroC, Hi-Tech PICC.

Microchip sản xuất rất nhiều họ PIC và dsPIC, với các tính năng đáp ứng cho nhiều cấp ứng dụng. Họ đơn giản nhất là PIC10Fxxxx, là loại 8-bit, có rất ít chân. Dòng PIC hỗ trợ giao tiếp USB là các dòng PIC18, PIC24, ví dụ điển hình là 18F2550. Đặc biệt, có những dòng PIC chuyên dùng để điều khiển động cơ, điều khiển nguồn, ví dụ 18F4x31, dsPIC30F, dsPIC33FxxxxMCxxx. Ngày nay, dsPIC đang dần phổ biến, có những ưu điểm vượt trội so với PIC18 cùng chức năng điều khiển động cơ, thực hiện các thuật toán mạnh, đặc biệt là giá thành ngày càng rẻ hơn. Do vậy, ta chọn dsPIC để thực hiện đề tài.

Vi điều khiển được chọn để thực hiện điều chế vector không gian là dsPIC30F4011. Đây là dòng chip của Microchip sản xuất chuyên dụng cho điều khiển động cơ, có các tính năng nổi bật như tốc độ thực thi có thể được cấu hình lên tới 30MIPS (triệu lệnh / giây), các tập lệnh DSP chuyên để thực hiện các hàm xử lý tín hiệu số trong rất ít chu kỳ lệnh, module PWM có 6 kênh đầu ra thực hiện được chế độ bổ phụ (complementary) và chế độ căn giữa (center - aligned) phù hợp với ứng dụng SVM cho nghịch lưu 3 pha đang xét, module ADC tốc độ cao hỗ trợ đo đặc nhiều đầu vào một lúc.

CPU có kiến trúc RISC (Reduced Instruction Computer), là kiến trúc máy tính có tập lệnh rút gọn. Do có ít tập lệnh cơ bản nên vi điều khiển cần ít hơn số bộ decoder để giải mã lệnh, và do đó chip sẽ tiêu thụ ít năng lượng hơn.

Kiến trúc Harvard sửa đổi. Ta đã biết kiến trúc Harvard là có các đường bus dữ liệu và bus chương trình riêng rẽ. Điều này làm cho chương trình có thể được thực hiện thao tác giải mã thực hiện lệnh với thao tác đọc dữ liệu cùng lúc. Điều này khác với cấu trúc Von Neumann có 2 đường bus chung dẫn đến cùng lúc chỉ thực hiện 1 công việc. Đó là nguyên nhân làm cho cấu trúc Von Neumann thực hiện 1 lệnh lâu hơn cấu trúc Harvard. Kiến trúc Harvard sửa đổi là dạng biến thể của kiến trúc Harvard, cho phép các nội dung của bộ nhớ chương trình được truy cập như thể nó là bộ nhớ dữ liệu. Hiện nay,

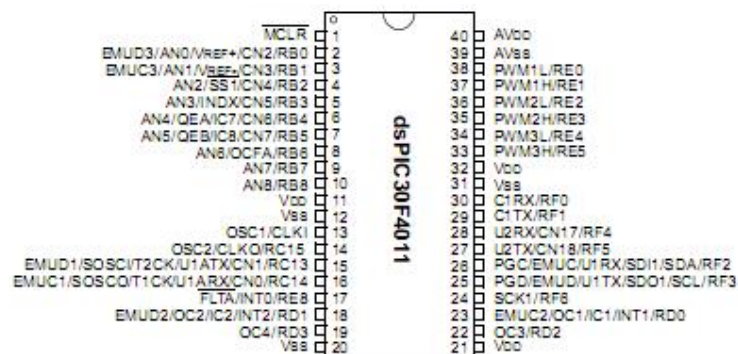
hầu hết các máy tính hiện đại mà viết bên ngoài là kiến trúc Harvard, thực chất chính là kiến trúc Harvard sửa đổi. Trong các dòng vi điều khiển, việc sử dụng kiến trúc Harvard sửa đổi giúp cải thiện tốc độ truy cập bộ nhớ với độ phức tạp vừa phải ; cho phép bộ nhớ dữ liệu và bộ nhớ chương trình được thao tác độc lập với nhau.

### Thông số chung.

- Phạm vi điện áp hoạt động : 2.5V – 5.5V
- Cấu trúc tập lệnh được tối ưu hóa cho trình biên dịch C, với các chế độ địa chỉ linh hoạt.
- 83 lệnh cơ bản
- Mỗi lệnh có độ rộng là 24-bit, đường dữ liệu trong RAM có độ rộng 16-bit.
- Bộ nhớ chương trình Flash có độ lớn 48 Kbytes (tức là 16K từ lệnh)
- Bộ nhớ RAM trên chip có dung lượng 2 Kbytes.
- Bộ nhớ EEPROM : 1 Kbyte
- Có nhiều mức tốc độ hoạt động khác nhau, linh hoạt.
- DSP Engine : cho phép tính toán nhanh, chính xác các phép tính phức tạp. Ví dụ như có bộ nhân số nguyên, số thập phân bằng phần cứng 17bit x 17bit, chỉ trong một chu kỳ lệnh. Thư viện DSP của Microchip cung cấp sẵn cho phép ta nhanh chóng lập trình.
- Ngoại vi cơ bản : I/O Ports (sink/source : 25mA/25mA) ; các timers 16bit/32bit ; chức năng bắt đầu vào (capture input), chức năng PWM, so sánh đầu ra (output compare) ; giao tiếp SPI 3 dây, giao tiếp I<sup>2</sup>C ; giao tiếp máy tính UART, giao tiếp mạng CAN.
- Ngoại vi chuyên dụng :
  - + Motor Control PWM
  - + Quadrature Encoder Interface
  - + Analog to Digital Converter

**Bảng 5.1. Tóm tắt thông số của dsPIC30F401x (trích từ datasheet 70135F)**

Device	Pins	Program Mem. Bytes/Instructions	SRAM Bytes	EEPROM Bytes	Timer 16-bit	Input Cap	Output Comp/Std PWM	Motor Control PWM	10-Bit A/D 1 Msps	Quad Enc	UART	SPI	I <sup>2</sup> C™	CAN
dsPIC30F4012	28	48K/16K	2048	1024	5	4	2	6 ch	6 ch	Yes	1	1	1	1
dsPIC30F4011	40/44	48K/16K	2048	1024	5	4	4	6 ch	9 ch	Yes	2	1	1	1



**Hình 5.1. Sơ đồ chân của dsPIC30F4011**

### 5.1.1. Tổ chức bộ nhớ.

Các dòng dsPIC30F có 2 không gian bộ nhớ chính là không gian địa chỉ chương trình – hay còn gọi là ROM, dùng để ghi chương trình thực thi vào bằng bộ nạp dsPIC, và không gian địa chỉ dữ liệu – hay còn gọi là RAM, dùng để lưu trữ dữ liệu tạm thời, phục vụ cho việc truy xuất nhanh, đồng thời còn dùng làm nơi chứa các thanh ghi đặc biệt SFR như các thanh ghi Working  $W_0, W_1, W_2, \dots$

#### 5.1.1.1. Không gian địa chỉ chương trình.

Không gian địa chỉ chương trình được tham chiếu địa chỉ bằng 3 cách, hoặc dùng thanh ghi bộ đếm chương trình PC – độ rộng 23-bit, hoặc dùng tập lệnh bảng hoặc dùng không gian dữ liệu RAM (sử dụng tính năng program space visibility, tạo một ảnh của không gian ROM trên RAM để truy cập nhanh hơn bộ nhớ ROM ngay từ RAM).

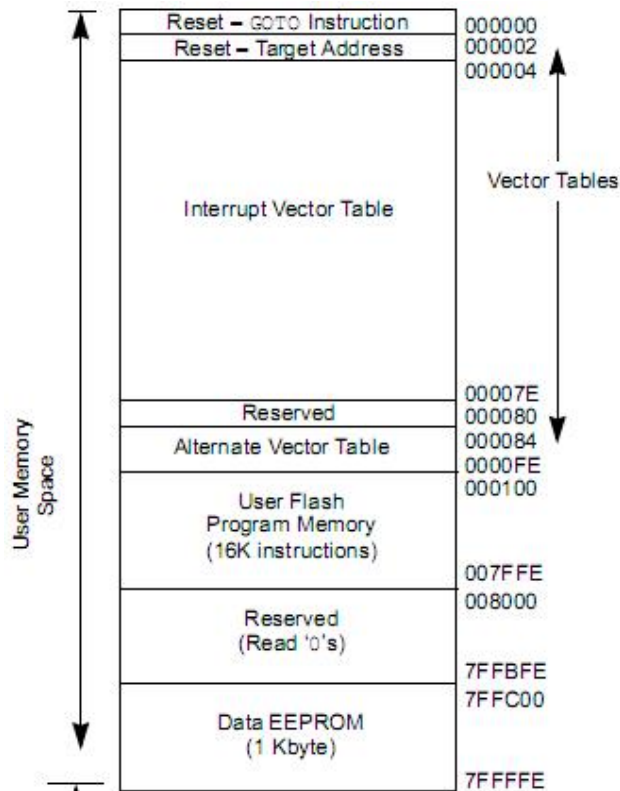
Có 2 vùng chính trong ROM:

- Không gian bộ nhớ người dùng.
  - Độ lớn 4M từ lệnh, mỗi từ lệnh có độ rộng 24-bit
  - $0x000000 \rightarrow 0x7FFFFE$
  - Gồm vector Reset, bảng vector ngắt, bộ nhớ flash chương trình người dùng, bộ nhớ dữ liệu EEPROM.
  - Chương trình chính thường được ghi vào bộ nhớ Flash, bộ nhớ này có địa chỉ từ  $0x000100 \rightarrow 0x007FFE$ , do vậy dung lượng của nó là :

$$\frac{7FFE}{2} + 1 = 16384 = 16K(\text{words}).$$

Trong công thức này, phải chia 2 vì địa chỉ của không gian bộ nhớ chương trình được tăng lên 2 giữa mỗi từ chương trình, mục đích chính là cung cấp khả năng tương thích với các định địa chỉ của không gian dữ liệu RAM.

- Bộ nhớ EEPROM có dung lượng 1 Kbyte, là loại bộ nhớ có thể đọc và viết được trong suốt quá trình chip hoạt động. Có địa chỉ từ  $0x7FFC00 \rightarrow 0x7FFFFE$ . Có nhiều cách truy cập vùng nhớ này, hoặc là dùng tập lệnh bảng TBLRD, hoặc dùng PSV.
- Không gian bộ nhớ cấu hình : chứa các bit cấu hình có thuộc tính không bay hơi, dùng để thiết đặt các lựa chọn cho chip và các địa chỉ ID, dùng để nhận biết chip (VD: mạch nạp sẽ dò địa chỉ ID của chip này để phân biệt các chip)...

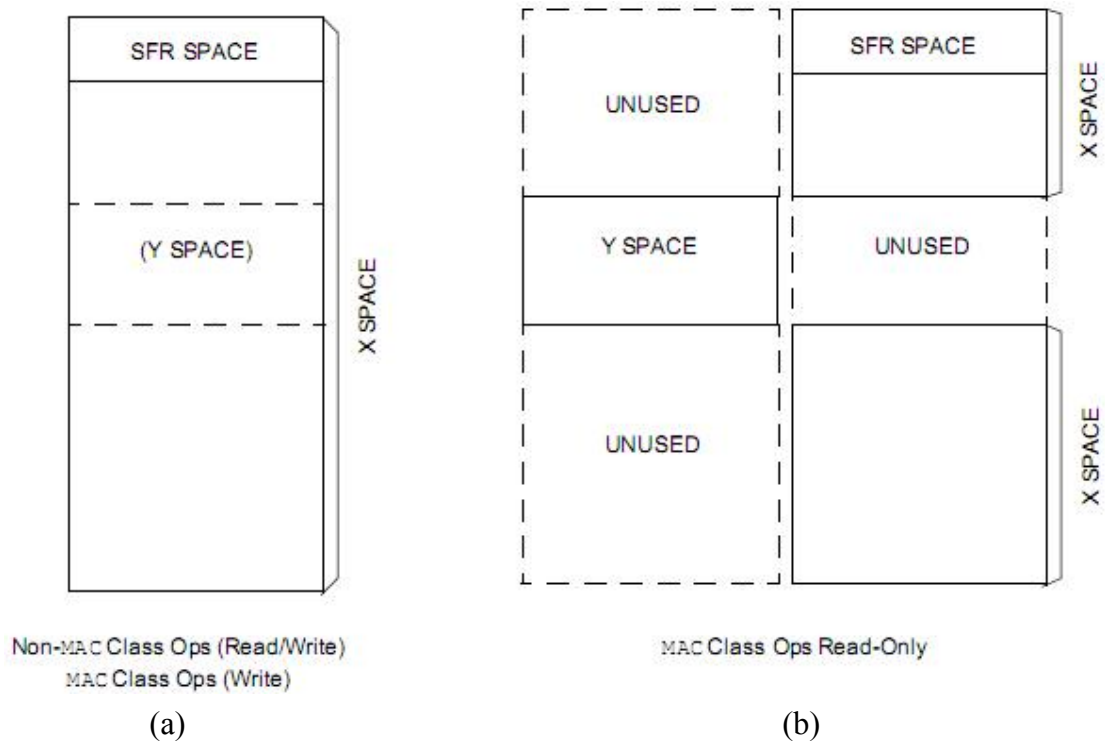


Hình 5.2. Một đoạn không gian bộ nhớ chương trình.

#### 5.1.1.2. Không gian địa chỉ dữ liệu.

Bộ nhớ dữ liệu được chia thành 2 khối, không gian dữ liệu X và Y. Điểm nhấn của kiến trúc kiểu này là không gian Y là tập con của không gian X, và hoàn toàn được chứa ngay bên trong không gian X. Để có thể cung cấp không gian địa chỉ tuyến tính rõ ràng, các không gian X và Y có các địa chỉ liên kề, tiếp giáp nhau.

Khi thực hiện bất kỳ lệnh nào ngoài một trong các lệnh của lớp MAC (MAC thuộc tập lệnh DSP), khối X sẽ bao gồm không gian địa chỉ dữ liệu 64 Kilo bytes, chứa tất cả các địa chỉ Y. Còn khi thực hiện 1 trong các lệnh của lớp MAC, khối X bao gồm không gian địa chỉ dữ liệu 64 Kbytes, nhưng ngoại trừ khối địa chỉ Y, khối Y lúc này chỉ dành cho việc đọc dữ liệu. *Nói một cách khác, tất cả các lệnh khác khối lệnh MAC đều xem toàn bộ vùng bộ nhớ dữ liệu như một không gian địa chỉ hợp nhất.*



**Hình 5.3. Ví dụ về tập lệnh DSP (lớp MAC) dùng bộ nhớ trong dsPIC**

(a). Các lệnh ngoài khối lệnh MAC (coi không gian dữ liệu là đồng nhất)

(b). Các lệnh thuộc khối lệnh MAC (không sử dụng không gian Y).

*Không gian Y lúc này chỉ dùng cho đọc dữ liệu*

### 5.1.2. Ngắt.

Quá trình thực hiện ngắt là một khía cạnh rất quan trọng của hầu hết các ứng dụng vi điều khiển. Các ngắt có thể được sử dụng để đồng bộ các hoạt động phần mềm với các sự kiện mà xảy ra ở thời gian thực. Khi có ngắt xảy ra, quá trình thực thi bình thường của phần mềm sẽ bị gián đoạn, treo tạm thời và các chức năng đặc biệt được gọi để xử lý sự kiện ngắt. Vào thời điểm hoàn thành xử lý ngắt, các thông tin trước đó sẽ được khôi phục và quá trình thực thi lại diễn ra bình thường.

Các chip thuộc dòng dsPIC30F hỗ trợ nhiều ngắt, từ cả nguồn ngoài và bên trong chip. Thêm nữa, các chip này cho phép các ngắt có mức ưu tiên cao vượt lên, giành quyền điều khiển bất kỳ ngắt nào có mức ưu tiên thấp mà đang được thực hiện.

#### 5.1.2.1. Bảng vector ngắt.

dsPIC30F có 2 bảng vector ngắt – một bảng chính và một bảng phụ - mỗi bảng chứa vài vector ngoại lệ. Các nguồn ngoại lệ đi kèm với chúng một vector chính và một vector phụ ngoại lệ, mỗi vector sở hữu một từ chương trình (một program word). Tên vector phụ được sử dụng khi bit ALTIVT được bật lên 1 trong thanh ghi INTCON2.



**Bảng 5.2. Bảng tên các vector ngắt và chức năng tương ứng.**

IRQ#	Primary Name	Alternate Name	Vector Function
N/A	_ReservedTrap0	_AltReservedTrap0	Reserved
N/A	_OscillatorFail	_AltOscillatorFail	Oscillator fail trap
N/A	_AddressError	_AltAddressError	Address error trap
N/A	_StackError	_AltStackError	Stack error trap
N/A	_MathError	_AltMathError	Math error trap
N/A	_ReservedTrap5	_AltReservedTrap5	Reserved
N/A	_ReservedTrap6	_AltReservedTrap6	Reserved
N/A	_ReservedTrap7	_AltReservedTrap7	Reserved
0	_INT0Interrupt	_AltINT0Interrupt	INT0 External interrupt 0
1	_IC1Interrupt	_AltIC1Interrupt	IC1 Input capture 1
2	_OC1Interrupt	_AltOC1Interrupt	OC1 Output compare 1
3	_T1Interrupt	_AltT1Interrupt	TMR1 Timer 1 expired
4	_IC2Interrupt	_AltIC2Interrupt	IC2 Input capture 2
5	_OC2Interrupt	_AltOC2Interrupt	OC2 Output compare 2
6	_T2Interrupt	_AltT2Interrupt	TMR2 Timer 2 expired
7	_T3Interrupt	_AltT3Interrupt	TMR3 Timer 3 expired
8	_SPI1Interrupt	_AltSPI1Interrupt	SPI1 Serial peripheral interface 1
9	_U1RXInterrupt	_AltU1RXInterrupt	UART1RX Uart 1 Receiver
10	_U1TXInterrupt	_AltU1TXInterrupt	UART1TX Uart 1 Transmitter
11	_ADCInterrupt	_AltADCInterrupt	ADC convert completed
12	_NVMInterrupt	_AltNVMInterrupt	NMM NVM write completed
13	_SI2CInterrupt	_AltSI2CInterrupt	Slave I <sup>2</sup> C™ interrupt
14	_MI2CInterrupt	_AltMI2CInterrupt	Master I <sup>2</sup> C™ interrupt
15	_CNInterrupt	_AltCNInterrupt	CN Input change interrupt
16	_INT1Interrupt	_AltINT1Interrupt	INT1 External interrupt 0
17	_IC7Interrupt	_AltIC7Interrupt	IC7 Input capture 7
18	_IC8Interrupt	_AltIC8Interrupt	IC8 Input capture 8
19	_OC3Interrupt	_AltOC3Interrupt	OC3 Output compare 3

VD : Vector ngắt số 3, có tên chính là \_T1Interrupt, tên phụ là \_AltT1Interrupt, chức năng báo ngắt khi TMR1 của Timer 1 tràn.

Trên đây là trích lược bảng vector ngắt trong tài liệu MPLAB C30 User's Guide, dùng cho dòng dsPIC30F DSCs (non-SMPS). dsPIC30F4011 không thuộc dòng SMPS – Switch Mode Power Supply, nên ta dùng bảng này để tra vector ngắt. Ngoài các vector ngắt trong bảng này (chưa đầy đủ), dsPIC30F (non-SMPS) có tất cả 53 vector ngắt dùng để xử lý nhiều loại sự kiện ngắt trong và ngắt ngoài.

Địa chỉ của hàm ngắt phải được đặt ở một địa chỉ phù hợp ở một trong số các bảng vector, tức là nếu dùng ngắt Timer 1 thì phải tìm đúng cú pháp của Timer 1 thì mới định địa chỉ đúng được. Hàm ngắt theo nguyên tắc phải lưu lại các tài nguyên hệ thống mà nó sử dụng. Đồng thời, nó phải trở về các tác vụ trước đó bằng cách sử dụng lệnh RETFIE.

Đối với các vector mà được đặt chức năng dự trữ (reserved), tức là chúng không có các hàm thực hiện phần cứng được định nghĩa trước. Những vector này có thể được sử dụng bằng cách dùng các tên được chỉ định trong bảng đã cho, hoặc người lập trình có thể đặt tên phù hợp hơn với ứng dụng yêu cầu.



VD : Để chỉ ra một hàm con cần sử dụng vector ngắt chính số 50, ta có thể viết mã như sau : `void __attribute__((__interrupt__(__irq__(52)))) MyIRQ(void);`

#### **5.1.2.2. Cho phép / Không cho phép ngắt.**

Mỗi nguồn ngắt có thể được bật hoặc tắt độc lập mà không ảnh hưởng đến nhau. Một bit cho phép ngắt đối với mỗi loại ngắt được đặt ở trong thanh ghi điều khiển cho phép ngắt – IECn. Đặt bit tương ứng lên 1 là cho phép ngắt, ngược lại, đặt bit đó xuống 0 là tắt chức năng ngắt. Khi chip reset, tất cả các bit cho phép ngắt đều trở về 0.

Một chức năng đặc biệt của dsPIC30F này là bộ xử lý có một lệnh tắt chức năng ngắt – DISI mà có thể tắt tất cả các ngắt trong một số lượng chu kỳ lệnh được chỉ định trước.

#### **5.1.3. Các ngoại vi cơ bản.**

##### **5.1.3.1. Các cổng vào ra I/O PORTs.**

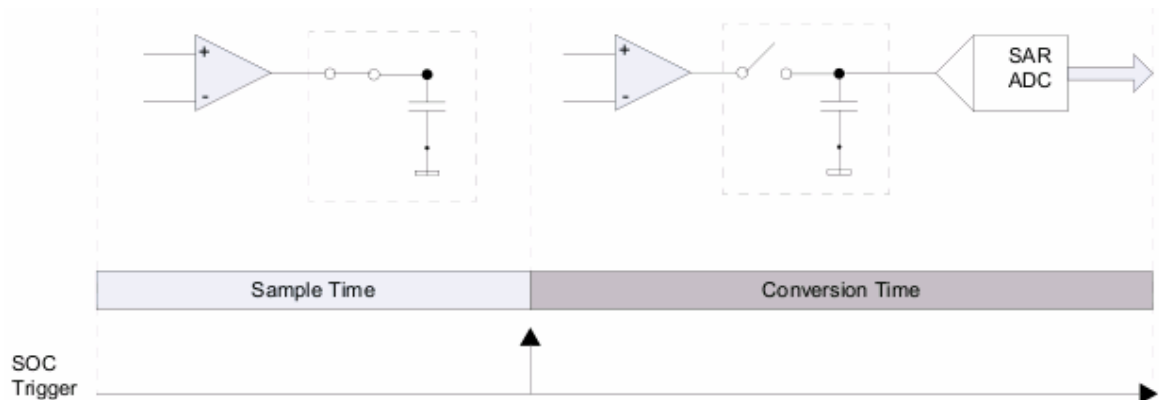
Ngoài các chân chính dùng vào những mục đích như kết nối nguồn, reset...tắt cả các dòng vi xử lý hay vi điều khiển nói chung đều có một số lượng lớn các chân I/O – gọi là các chân vào ra. Đối với dsPIC của Microchip, các chân I/O ngoài việc có chức năng là vào ra số thông thường, còn có các chức năng được ghép theo kiểu dồn kênh. Mỗi chân có thể mang trong nó từ 2 đến 3 chức năng. Để quyết định khi nào hoạt động theo chức năng nào thì người lập trình cần truy cập các thanh ghi điều khiển tương ứng của từng module, có thể tra trong datasheets.

Có thể chia các chân I/O của dsPIC30F4011 thành mấy nhóm chính như sau :

- PORTB :
  - 9 chân được đánh số từ chân 2 đến chân 10, RB0 đến RB8.
  - Chức năng chính : dùng trong ứng dụng cần biến đổi tương tự - số
- PORTC & D :
  - 3 chân PORTC, RC13 đến RC15 ; 4 chân PORTD, RD0 đến RD3
  - Chức năng chính : dùng cho các bộ giả lập cấp cao Emulator. Tuy nhiên đối với ứng dụng trong đồ án này thì các chân này chỉ được dùng để làm chân vào/ra số mục đích chung.
- PORTE :
  - 6 chân được đánh số từ chân 38 đến chân 33, RE0 đến RE5
  - Chức năng chính : dùng để phát xung được điều chế độ rộng PWM.
- PORTF :
  - 6 chân được đánh số từ chân 30 đến chân 24, RF0 đến RF6
  - Chức năng chính : dùng để giao tiếp, truyền thông. VD : RS232, I2C, SPI...

##### **5.1.3.2. Bộ biến đổi tương tự - số ADC – Analog to Digital Converter**

Các chip dsPIC có module ADC thuộc một trong 2 dạng : 10-bit với tốc độ trích mẫu tối đa lên đến 1MSPS (triệu mẫu / giây) hay 12-bit với tốc độ 200 KSPS (nghìn mẫu / giây). Các module ADC được thiết kế nhằm phục vụ cho các mục đích khác nhau. Trong các dsPIC thuộc dòng điều khiển động cơ, cụ thể là loại dsPIC30F4011 mà ta đang xét, module ADC là loại 10-bit với tốc độ cao, nhằm đáp ứng được yêu cầu về tốc độ lấy mẫu của các bộ điều khiển truyền động điện. Các bộ ADC trong các dsPIC sử dụng thuật toán chuyển đổi SAR, là kiến trúc thanh ghi xấp xỉ kế tiếp, do vậy có thời gian chuyển đổi đã được xác định trước.

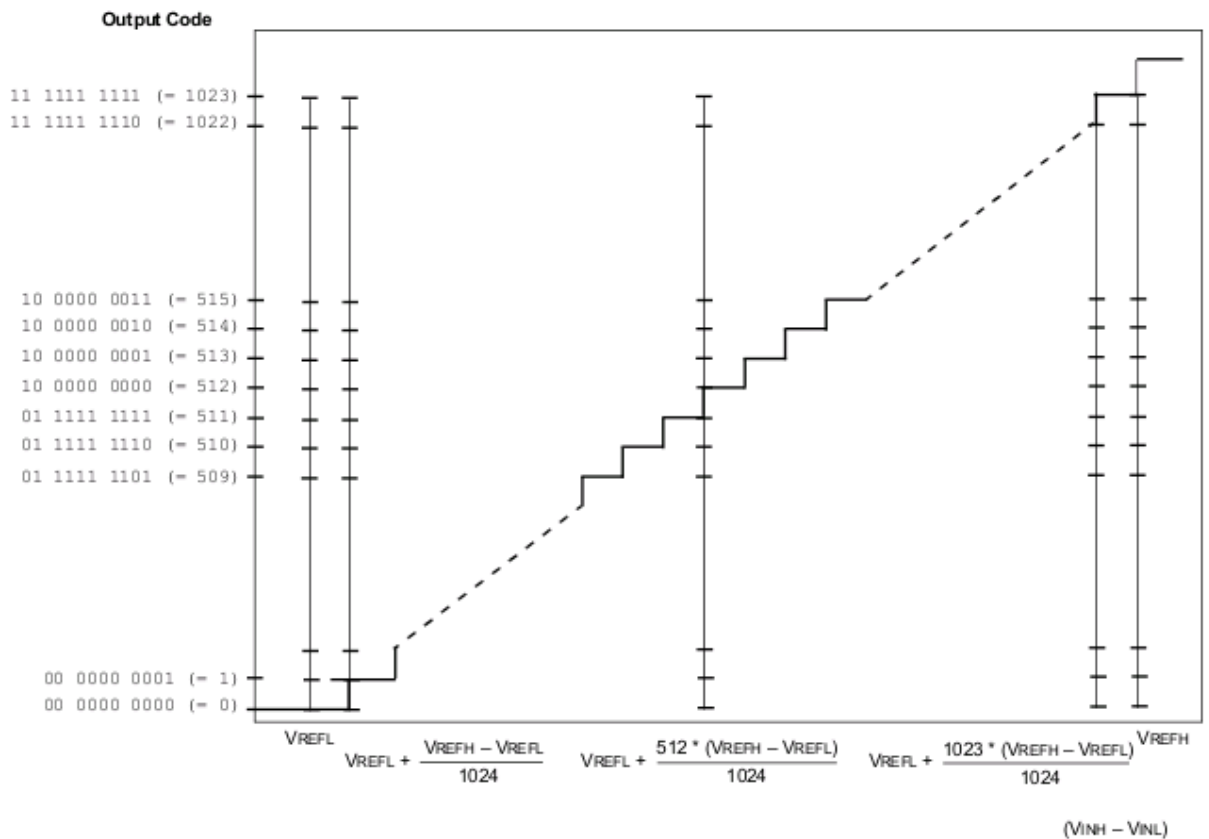


**Hình 5.4. Mô tả hoạt động ADC của các chip MCHP (Microchip) điển hình**

Quá trình lấy mẫu ADC được thực hiện thông qua 2 quá trình: Sample (Lấy mẫu) và Conversion (Biến đổi). Quá trình này được mô tả đơn giản bằng việc dsPIC sẽ đóng khóa K để điện áp bên ngoài tích đủ vào một con tụ, sau đó mở khóa K để phân cách với mạch ngoài, và bắt đầu quá trình biến đổi từ Analog thành Digital.

Việc chuyển đổi tín hiệu từ tương tự sang số bao gồm 2 giai đoạn : lấy mẫu tín hiệu (sampling) và chuyển đổi (conversion). Bạn có thể bắt đầu giai đoạn lấy mẫu bằng tay hoặc tự động. Thời điểm chấm dứt lấy mẫu (và bắt đầu chuyển đổi) có thể do người dùng xác định (bằng cách tắt bit SAMP) hay được một ngoại vi nào đó xác định (một timer dành riêng, module MCPWM, timer3, hoặc chân INT0). Như vậy, bằng các cách thiết lập khác nhau, thời gian lấy mẫu sẽ khác nhau.

Giai đoạn chuyển đổi dữ liệu theo datasheet, yêu cầu 12 xung clock cho module ADC, với một chu kỳ xung clock  $T_{AD}$  có thể được chọn từ  $T_{CY}/2$  đến  $32T_{CY}$  bằng cách thiết lập các bit tương ứng trong hệ thống các thanh ghi cho module ADC. Cần nhớ rằng,  $T_{CY}$  là thời gian của một chu kỳ máy, tức là thời gian cần để dsPIC thực hiện một lệnh. Quá trình biến đổi được mô tả như hình dưới đây:



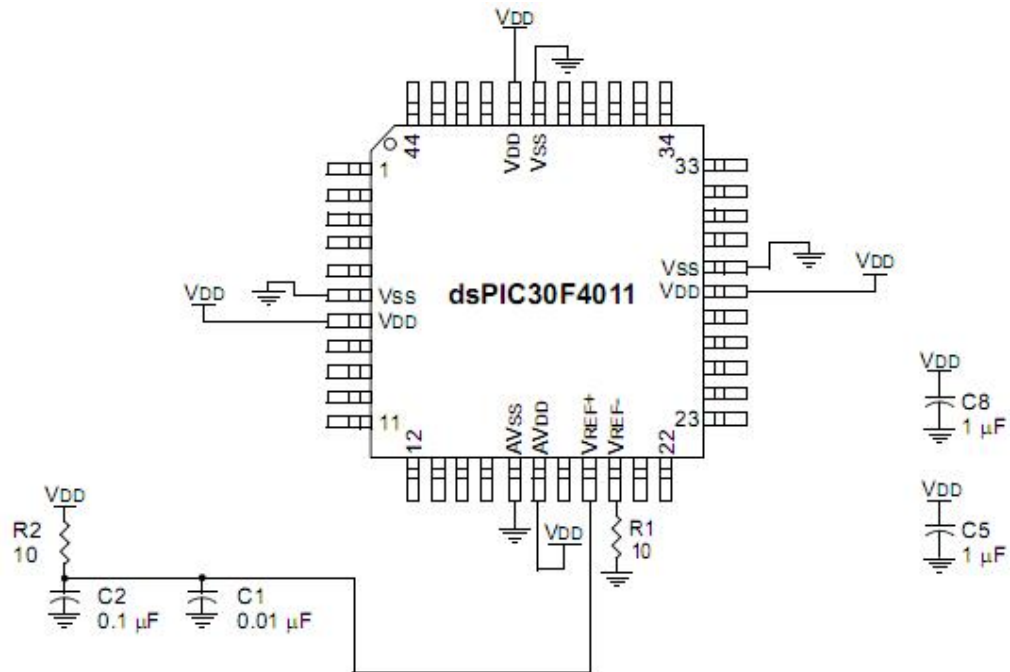
**Hình 5.5. Mô tả quá trình biến đổi dữ liệu (Conversion)**  
**Quá trình chuyển đổi A/D trong dsPIC30F4011.**

Module ADC của dsPIC30F4011 có 4 bộ khuếch đại S/H (Sample and Hold), được đánh địa chỉ là kênh 0 đến kênh 3. Người sử dụng có thể chỉ dùng kênh 0, hay dùng kênh 0 và kênh 1, và cũng có thể dùng cả 4 kênh cho việc thu thập dữ liệu. Kênh 0 như trong datasheet của thiết bị chỉ ra (phần 20.0, trang 140), là kênh linh hoạt nhất trong việc lựa chọn các ngõ vào tương tự. Bộ đếm của module ADC có thể chứa được tối đa 16 kết quả. Điện áp chuẩn analog có thể được chọn lúc lập trình, hoặc là điện áp nguồn cấp cho chip (AVDD/AVSS) hoặc là mức điện áp trên các chân ( $V_{REF+}$ /  $V_{REF-}$ ). Ngoài ra, module ADC này còn có một tính năng đặc biệt là có thể hoạt động trong khi vi điều khiển đang ở trong chế độ Sleep.

Sau khi module ADC được cấu hình, công việc thu thập dữ liệu được bắt đầu bằng cách đặt bit SAMP lên 1. Các nguồn khác, như là một bit có thể lập trình được, các sự kiện ngắt ngoài hay sự kiện tràn timer, đều có thể dùng để ngưng việc thu thập và bắt đầu chuyển đổi dữ liệu. Khi chuyển đổi A/D hoàn thành, kết quả được nạp vào các thanh ghi bộ đếm kết quả ADCBUF0...ADCBUFF. Lúc này, cờ ngắt A/D, ADIF và bit DONE được bật lên 1 sau khi một số lượng mẫu (mà đã được chỉ định trước trong các bit SMPI<3:0>) đã được chuyển đổi xong. Chi tiết hơn về các bước thực hiện chuyển đổi A/D, người lập trình có thể tham khảo trong trang 141, phần 20.0 của datasheet dsPIC30F4011/4012.

### Ứng dụng.

Để thực hiện được trong hệ thống nguồn 3 pha, 400Hz, ta phải đo các tín hiệu dòng điện 2 pha (do tính đối xứng của tải), điện áp 3 pha, điện áp phía 1 chiều VDC. Sau đó ta phải tính toán trong mạch vòng điều khiển bộ điều khiển, và thời gian tính toán này không được phép lớn quá  $T_s$  là thời gian trích mẫu. Để có thể cung cấp mẫu giá trị đo được nhanh nhất, tốc độ của bộ A/D nên được cấu hình lớn một chút, tốt nhất là từ 500kps trở lên.

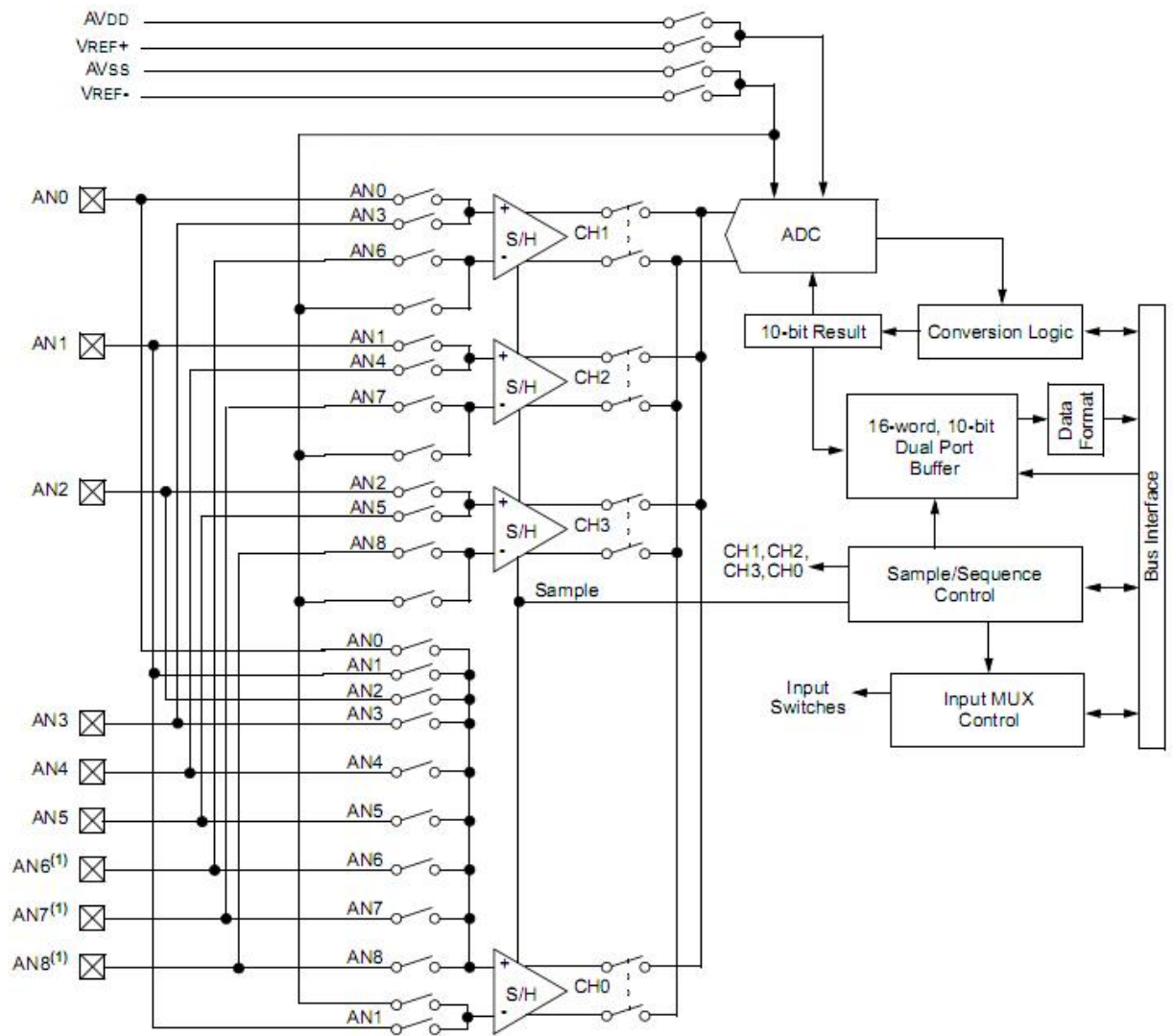


**Hình 5.6. Cấu hình các chân VREF được đề nghị cho chuyển đổi tốc độ trên 500 kps**

Đối với chuyển đổi ở tốc độ 1Mps cho một đầu vào tương tự, ít nhất 2 kênh S/H phải được chọn. Bộ dồn kênh đầu vào tương tự phải được cấu hình, sao cho cùng một chân đầu vào tương tự được kết nối tới cả 2 bộ S/H cùng lúc. Nguyên tắc chính là module A/D sẽ chuyển đổi giá trị được giữ trên một kênh S/H, trong khi cùng lúc kênh S/H còn lại sẽ lấy giá trị mẫu mới ở đầu vào. Và như vậy, tốc độ sẽ được tăng lên đáng kể.

**Bảng 5.3. Thông số tốc độ chuyển đổi A/D 1Mps**

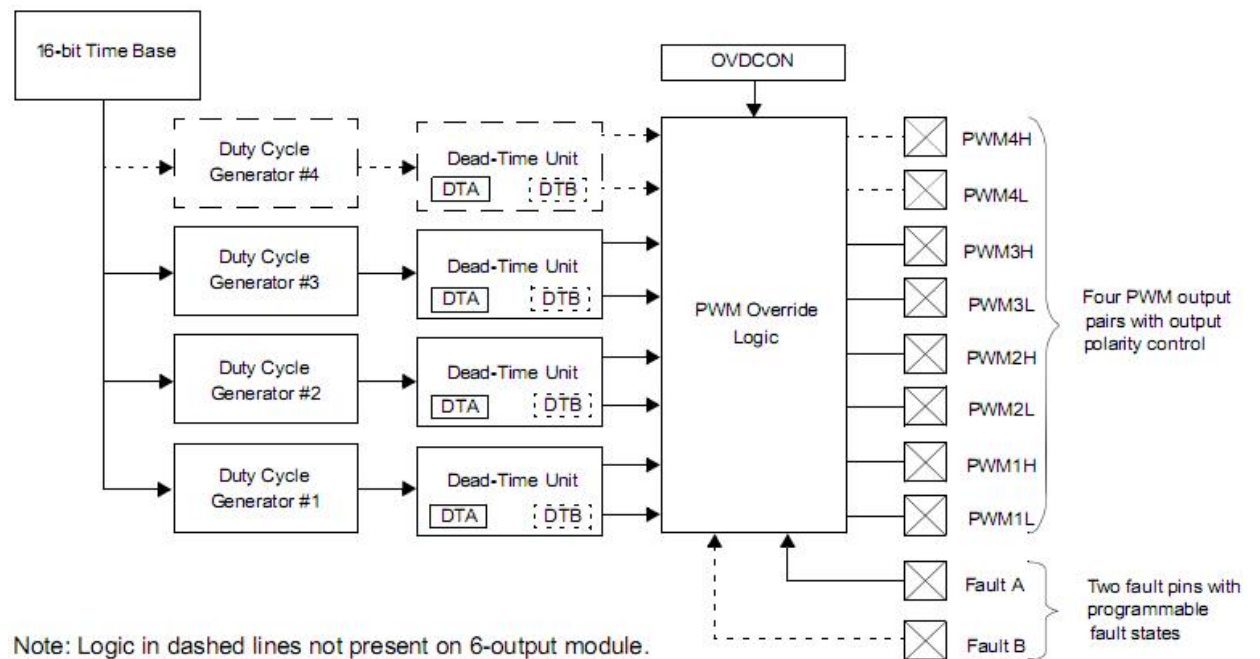
A/D Speed	TAD Minimum	Sampling Time Min.	Rs Max.	VDD	Temperature	A/D Channels Configuration
Up to 1 Msps <sup>(1)</sup>	83.33 ns	12 TAD	500Ω	4.5V to 5.5V	-40°C to +85°C	



Hình 5.7. Sơ đồ khối chức năng ADC tốc độ cao 10 bit (datasheet)

#### 5.1.3.3. MCPWM – Motor Control Pulse Width Modulator.

Module MCPWM có nhiều ngõ ra được điều chế độ rộng, thích hợp cho các ứng dụng điều khiển động cơ, hay các nguồn xung. Trong dsPIC30F4011, chip có một module với 6 ngõ ra, gồm 3 cặp bổ phụ (complementary).



**Hình 5.8. Sơ đồ chung của module MCPWM với dòng vi điều khiển dsPIC**

**a) Nguyên tắc hoạt động cơ bản.**

Module này sử dụng một timer riêng 15bit PTMR với bộ chia trước đầu vào, có thể chia tần số của timebase cho 1, 4, 16, 64, giúp cho việc phát tần số PWM được linh hoạt. Bit thứ 15 của thanh ghi PTMR chỉ thị hướng đếm : 0 tức là đang đếm tăng, 1 là đang đếm giảm. Tính năng đếm tăng hoặc đếm giảm cho phép ta tạo ra các dạng sóng PWM theo chế độ căn giữa hay căn theo cạnh linh hoạt. Mặc dù xung cấp cho timer này là  $T_{CY}$ , nhưng độ phân giải của duty-cycle lên tới  $T_{CY}/2$  ; tính năng này có thể được người lập trình tận dụng để thực hiện các xung PWM có độ phân giải tốt hơn ở tốc độ hoạt động thấp, ví dụ như độ phân giải 11bits ở tần số 19.5Khz sử dụng 20Mhz xung đầu vào. (theo tài liệu training về MCPWM của Microchip)

Nội dung trong timer này sẽ liên tục được so sánh với giá trị của thanh ghi chu kỳ PTPER được định trước. Khi bằng nhau, CPU sẽ sinh ra một ngắt. Độ linh hoạt của ngắt PWM thể hiện ở chỗ, có thể cấu hình để 16 chu kỳ PWM mới sinh ra một ngắt (dùng các bit output scaler), và do đó, có thể giảm tổn hao, hoạt động quá nhiều của CPU, bởi vì, trong một số ứng dụng, giá trị duty cycle không cần thiết phải được thay đổi từng chu kỳ PWM.

Để điều khiển, thanh ghi được dùng là PTCN, có tác dụng bật/tắt timer, treo tạm thời trong chế độ IDLE, thiết đặt các giá trị prescaler và postscaler, và chọn một trong bốn chế độ : free running, single event, continuous up/down và double update PWM.

Các bộ phát duty-cycle tạo ra các xung, ẩn chứa trong đó là các thông tin về duty-cycle được lập trình sẵn. Các khối dead-time làm lệch xung đi để chống ngắn mạch khi điều khiển các transistor công suất. Khối PWM override logic cho phép các tín hiệu đầu

ra được chỉnh định dựa trên các điều khiển lỗi và bằng các tập lệnh chương trình. Ví dụ, một tín hiệu đầu ra có thể được đảo dấu nếu như cực âm được chọn bằng các bit được lập trình trong OVDCON

Các chân ngoại vi có thể được ghép để hình thành nên chế độ bổ phụ (complementary) hoặc sử dụng là 6 chân độc lập. Đồng thời, các trạng thái tích cực thấp, cao có thể được thiết lập bằng các bit cấu hình. Module MCPWM của dòng dsPIC này hỗ trợ nhiều kiểu ngõ ra : giống hàng theo cạnh hay theo điểm giữa, chế độ tạo xung duy nhất, hoặc có thể giống hàng theo điểm giữa có cập nhật kép.

Khi thực hiện các mạch lực điện áp cao bên ngoài, module này phải có khả năng tạo dead-time giữa những lần chuyển mạch của các chân trong chế độ complementary ; mục đích là để chống ngắn mạch giữa các transistor công suất trên cùng một pha. Tính năng an toàn khác được đưa thêm vào là chân FLTA (fault pin), có khả năng tắt các chân PWM trong khoảng thời gian ngắn ; và như vậy nếu có lỗi ở phần mạch lực thì sẽ không ảnh hưởng, đến toàn mạch điều khiển và các phần khác.

Để kết thúc về phần nguyên tắc hoạt động, ta nói một tính năng rất quan trọng khi thực hiện một hệ thống hoàn chỉnh có phản hồi. Module MCPWM của dsPIC này có thể tạo ngắt đặc biệt để đồng bộ các phép chuyển đổi A/D với thanh ghi đếm PTMR. Bộ tạo ngắt này sẽ bắt đầu pha chuyển đổi của khối A/D, mục đích để giảm thiểu thời gian trễ giữa lúc nhận kết quả chuyển đổi A/D và lúc cập nhật các thông số duty cycle. Thanh ghi so sánh sự kiện đặc biệt SEVTCMP được nạp một số vào, để so sánh với số có trong PTMR. Mỗi khi 2 số bằng nhau, bộ lật sự kiện sẽ tạo ngắt và A/D sẽ bắt đầu chuyển đổi.

#### ***b) Chế độ Center – Aligned***

Chế độ giống hàng theo điểm giữa. Chế độ này được sinh ra khi bộ đếm thời gian PWM time base được cấu hình trong chế độ đếm liên tục lên/xuống (Continuous Up/Down Count). Đầu ra của bộ so sánh trong PWM được điều khiển lên trạng thái không tích cực (lật xuống “0”) khi giá trị của thanh ghi chu kỳ nhiệm vụ (duty cycle) bằng với giá trị ghi trong thanh ghi PTMR, đồng thời bộ đếm thời gian PWM time base đang đếm thuận, counting upwards (được xác định bằng đọc bit PTDIR = 0). Đầu ra của bộ so sánh trong PWM được điều khiển lên trạng thái tích cực (lật lên “1”) khi giá trị của thanh ghi chu kỳ nhiệm vụ (duty cycle) bằng với giá trị ghi trong thanh ghi PTMR đồng thời bộ đếm thời gian PWM time base đang đếm ngược, counting downwards (được xác định bằng đọc bit PTDIR = 1).

Mặc dù, so với chế độ căn theo cạnh (edge-aligned), tần số PWM của chế độ căn giữa chỉ bằng một nửa, nhưng chế độ này rất có ích, vì nó tránh được khả năng chuyển mạch tức thời của tất cả các đầu ra PWM ở cùng một thời điểm. Đây không phải là vấn đề nghiêm trọng với dsPIC, mà bởi vì, thực tế, các khóa công suất sẽ được kết nối với các



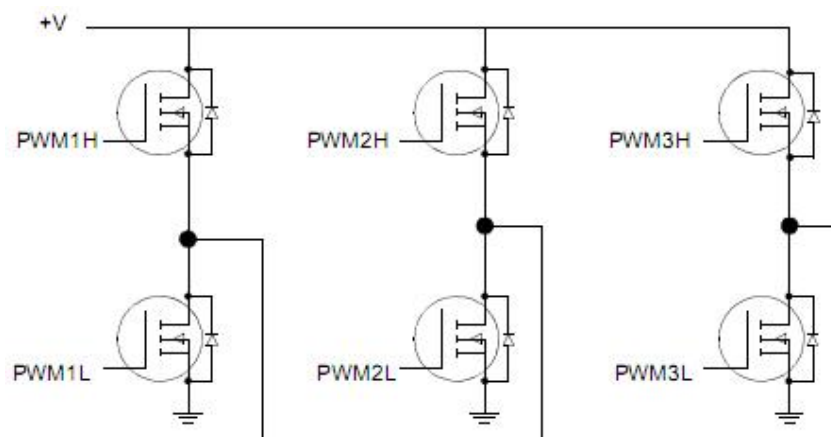
đầu ra PWM này, do đó, nếu như hiện tượng chuyển mạch tức thời xảy ra ở các van, dòng điện chuyển mạch sẽ có thể tăng cao, và yêu cầu một nguồn công suất cực lớn.

## 5.2. Thực hiện thuật toán SVM dùng module MCPWM.

### 5.2.1. Ưu điểm của dsPIC30F trong thực hiện thuật toán SVM.

- Tốc độ của dsPIC30F rất cao có thể lên tới 30MIPS (30 triệu lệnh 1 giây).
- dsPIC30F thuộc dòng vi điều khiển 16-bit hiệu năng cao của Microchip, do vậy nó được hỗ trợ thư viện DSP – xử lý tín hiệu số - rất mạnh. Đặc điểm của DSP là có khả năng hỗ trợ người lập trình thực hiện các phép tính ma trận, các phép toán như chia, nhân ... chỉ trong rất ít chu kỳ lệnh, do đó có thể thực hiện vòng tính toán ADC, hay các tính toán số khác chỉ trong một chu kỳ trích mẫu, tạo ra các giá trị chuẩn bị cho lần xuất xung PWM tiếp theo trong khâu SVM.
- Module ADC có tốc độ trích mẫu cao, có thể lên đến 1MSPS (1 triệu mẫu trong 1 giây), độ phân giải lớn 10bit, đáp ứng cho các thuật toán đòi hỏi trích mẫu nhanh.
- Module MCPWM ngoài khả năng cơ bản là phát ra sóng PWM ở nhiều mức tần số, có khả năng điều chỉnh độ phân giải, thì module này còn hỗ trợ chế độ center-aligned, là chế độ đối xứng qua điểm giữa của mỗi chu kỳ. Cấu hình center-aligned sinh ra 2 xung điện áp dây trong mỗi chu kỳ. Tần số chuyển mạch hiệu quả được tăng lên gấp đôi, trong khi đó giảm độ nhấp nhô dòng điện mà không tăng tổn thất chuyển mạch ở các thiết bị điện tử công suất.

Ta sử dụng các cặp chân PWM ở chế độ bổ phụ để phù hợp với ứng dụng là nghịch lưu. Điểm cần chú ý là khi các ngõ ra PWM được sử dụng ở chế độ bổ phụ, bộ tạo thời gian chết sẽ được tự động cho phép để tránh cho các khóa điện tử công suất trong mạch lực bị trùng dẫn – một hiện tượng rất phổ biến trong thực tế cho vấn đề chế tạo phần cứng của các loại khóa này, chúng không đóng hay ngắt ngay lập tức mà cần có một khoảng thời gian. Trong dsPIC30F4011, mỗi cặp ngõ ra bổ phụ sẽ được dành riêng một thanh ghi đếm thời gian chết có độ rộng 6-bit, cùng với đó là một pre-scaler – bộ chia trước, giúp cho việc tạo thời gian chết được linh hoạt hơn.



Hình 5.9. Sơ đồ minh họa cách nối các chân VDK với IGBT

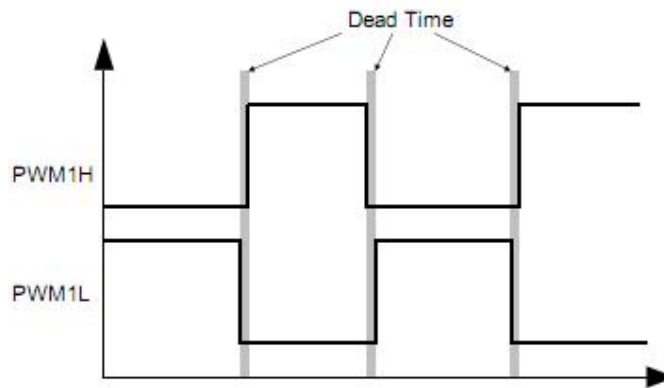


Cụ thể, ta cần phát ra tín hiệu xoay chiều 3 pha tần số 400Hz, dùng phương pháp điều chế vector không gian. Với sơ đồ nghịch lưu trên, 6 đầu ra PWM được kết nối với các transistor công suất (MOSFETs hoặc IGBTs).

### 5.2.2. Khởi tạo module MCPWM

Bước 1 : Cấu hình module MCPWM cho chế độ complementary (bổ phụ)

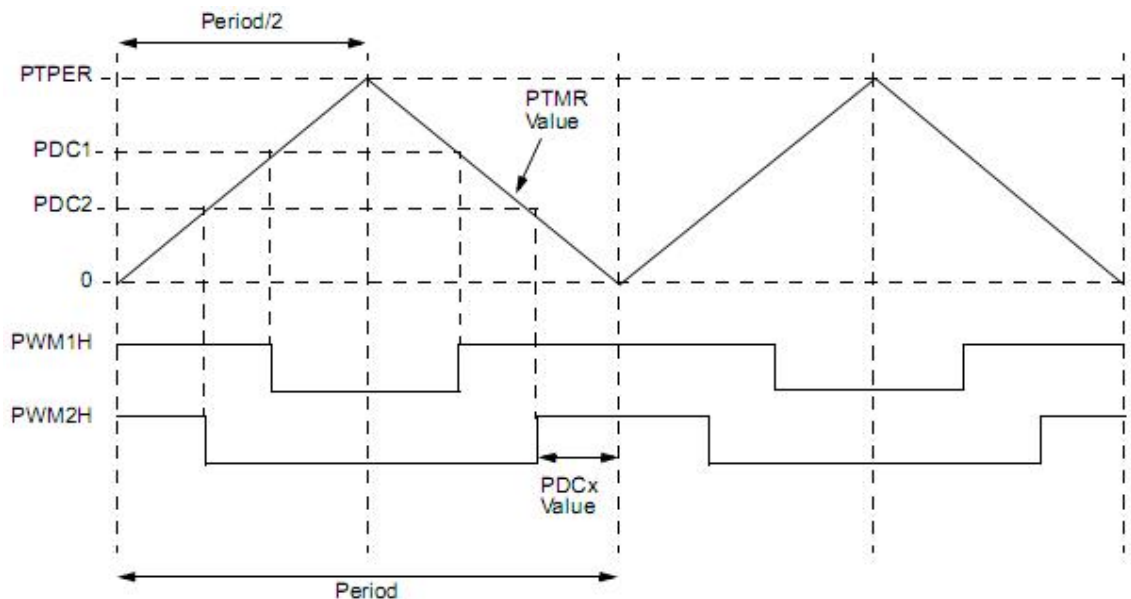
Bởi vì chế độ bổ phụ được sử dụng để phát ra các sóng sine, chúng ta sẽ cần thêm vào một khoảng thời gian cần thiết ở cả hai PWMxH và PWMxL đều tắt, để có thể phòng chống ngắn mạch. Trong chương trình này, một khoảng thời gian  $1\mu s$  được thêm vào tự động sau khi tắt một transistor và bật nó ở chế độ complementary. Hình dưới chỉ ra đồ thị thời gian của 2 chân bổ phụ với thời gian dead-time.



**Hình 5.10. Đồ thị thời gian của 2 chân complementary với dead-time**

Bước 2 : Sử dụng các chân ra PWM ở chế độ căn giữa.

Chế độ căn giữa được sử dụng để phòng tránh việc bật 3 transistor công suất ở 3 pha khác nhau cùng thời điểm, và do đó chế độ này giúp giảm nhiễu sinh ra bởi các van công suất. Hình dưới đây chỉ ra đồ thị thời gian của chế độ căn giữa.



**Hình 5.11. Đồ thị thời gian của chế độ căn giữa.**

Rõ ràng, khi duty-cycle, tức là các giá trị trong thanh ghi PDC1, PDC2 khác nhau thì thời điểm bật các chân cũng khác nhau. Còn trong chế độ căn theo cạnh (edge-aligned), các transistor sẽ được bật ở cùng thời điểm bất kể giá trị duty-cycle bằng bao nhiêu.

Bước 3 : Tính tần số PWM cho chế độ Center-Aligned (up/down count).

$$PTPER = \left( \frac{F_{CY}}{F_{PWM}} - 1 \right) \div 2$$

### 5.2.3. Thực hiện thuật toán điều chế vector không gian.

Trong điều kiện giới hạn về thời gian cũng như trình độ làm mạch, đề tài này chỉ thực hiện phần thuật toán điều chế vector không gian, tức là module xuất xung đầu ra dựa trên cơ sở điện áp đặt ở đầu vào. Đây chỉ là mạch vòng hở. Để minh họa rõ ràng hơn, ta sẽ thực hiện một mạch lọc thông thấp đơn giản ở đầu ra. Mạch lọc R-C có thông số : **R = 5.5 KΩ và C = 10 nF (tụ gốm 103)**. Mạch lọc này sẽ giúp ta quan sát dạng điện áp ra pha-pha có đúng dạng hình sine hay không, từ đó giúp phát hiện xem thuật toán của chúng ta đúng hay sai. Dưới đây là mô tả về chức năng của hàm **SVM(unsigned int phase)** trong chương trình.

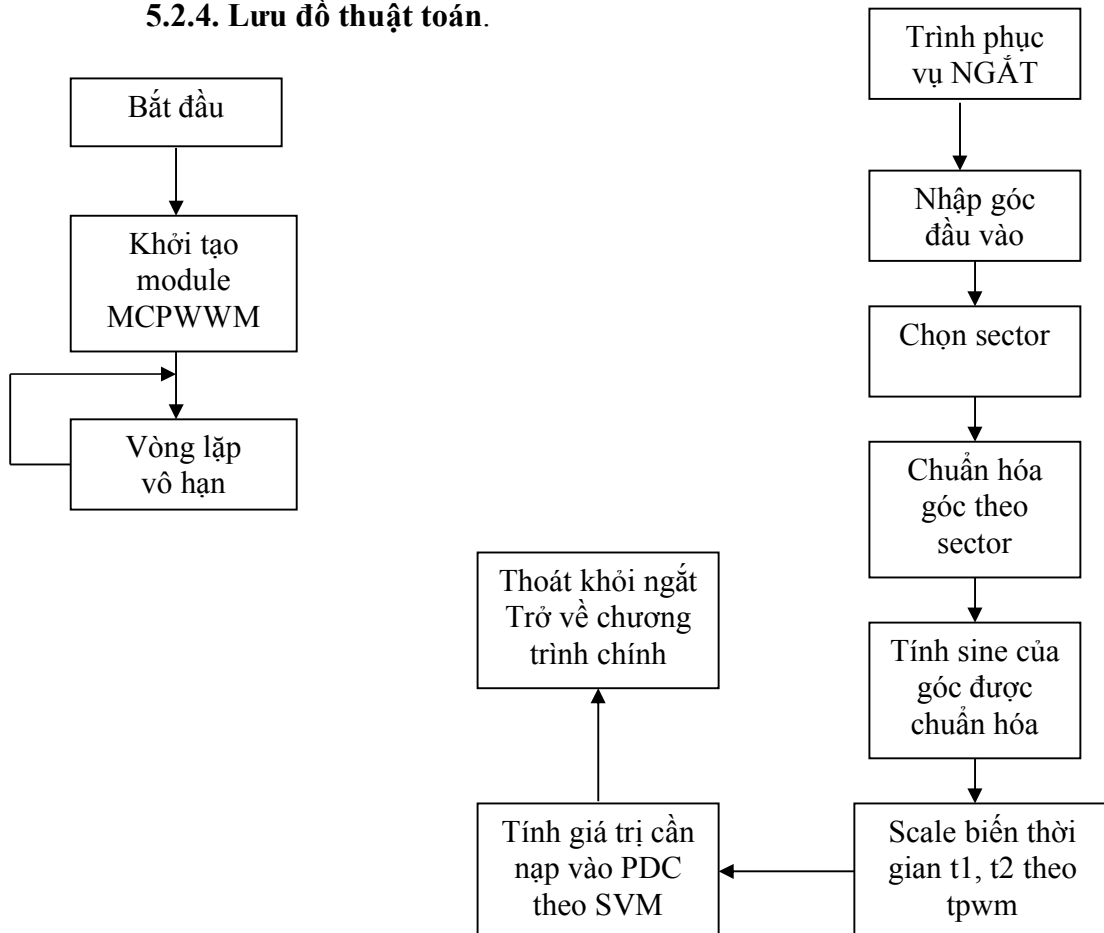
Đầu vào của hàm tính SVM là biến góc angle, ngoài ra có thể dùng thêm một biến nữa đại diện cho lượng điện áp cần điều khiển, nhưng để đơn giản ta chỉ dùng 1 biến. Trong phương pháp điều chế vector không gian, ta sẽ cho 1 vector quay từ  $0 \rightarrow 360^\circ$  với vận tốc là 400Hz. Module MCPWM được cấu hình như trên cho phép ngắt ở đầu mỗi chu kỳ băm xung. Mỗi khi có ngắt, góc mới sẽ được cập nhật. Từ giá trị góc mới này, ta sẽ tính toán giá trị sine của các góc được chuẩn hóa theo sector hiện thời từ bảng sine  $60^\circ$  lập sẵn. Sau đó ta sẽ nhân giá trị sine này với giá trị tối đa của thời gian thực hiện PWM được chuẩn hóa. Cuối cùng, các thanh ghi PDCx sẽ được cập nhật các giá trị mới. Các giá trị này được tính dựa trên cơ sở các mẫu xung SVM và sector hiện tại mà góc đang nằm trên.

Bảng sine được tạo có tất cả  $1024 \times (60/360) = 171$  phần tử, do vậy để truy cập bảng này, ta dùng con trỏ số nguyên 10bit. Với việc dùng biến góc để tra giá trị bảng sine, mà biến góc lại là số nguyên 16 bit không dấu từ  $0x0000 \rightarrow 0xFFFF$ , do vậy, để có thể tra được, ta phải dùng phép dịch 6 bit để lấy 10bit cao nhất của biến góc này để tra bảng sine. Do bảng chỉ có 171 phần tử, để tiết kiệm bộ nhớ, ta dùng lệnh ép kiểu dữ liệu unsigned char đối với biến góc được chuẩn hóa angle 1 và 2. Cuối cùng là phép scale theo biến tpwm. Để đạt được độ chính xác cao nhất, ta dùng phép nhân được ép kiểu long (số nguyên 32bit). Trong dsPIC, phép nhân này có thể được thực hiện bằng lệnh assembly như sau.

```
//-----
asm("MOV t1, W4");           // Nạp giá trị t1
asm("MOV tpwm, W5");         // nạp tpwm
asm("MOV #_Result, W0");     // Nạp địa chỉ lưu kết quả vào thanh ghi W0
asm("MPY W4*W5, A");          // Thực hiện phép nhân số thập phân, lưu vào thanh
                              // chứa Accumulator.
asm("SAC A, [W0]");           // Lưu kết quả nhân vào biến kết quả có địa chỉ ở W0.
//-----
// Khối lệnh trên tương đương với 1 lệnh C như sau
_result = t1*tpwm;           //
//-----
```

Các phép nhân trên tận dụng khả năng tính toán mạnh mẽ của khối DSP trong dsPIC. Mỗi lệnh chỉ mất 1 chu kỳ lệnh trong dsPIC. Và do vậy, để thực hiện phép nhân chỉ mất vài chu kỳ lệnh, hoàn toàn thỏa mãn điều kiện ngắt cần được tính toán nhanh để nạp giá trị vào PDC.

#### 5.2.4. Lưu đồ thuật toán.



### 5.3. Phần cứng.

#### 5.3.1. Mạch điều khiển.

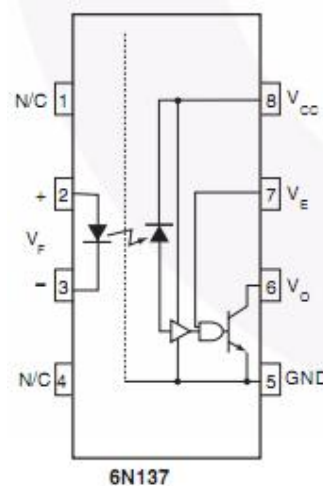
Mạch điều khiển bao gồm phần cách ly và phần điều khiển lái MOSFET/IGBT.

##### 5.3.1.1 Mạch cách ly.

Các mạch phát ra tín hiệu để điều khiển mạch công suất dùng bán dẫn phải được cách ly về điện. Điều này có thể được thực hiện hoặc bằng opto hoặc bằng biến áp xung.

**Biến áp xung :** Gồm 1 cuộn dây sơ cấp và có thể có nhiều cuộn thứ cấp. Với nhiều cuộn dây phía thứ cấp, ta có thể kích đóng nhiều transistor mắc nối tiếp hoặc song song. Biến áp xung cần có yêu cầu về cảm kháng nhỏ, đáp ứng nhanh. Trong trường hợp xung điều khiển có cạnh tác động kéo dài hoặc tần số thấp, biến áp xung sớm đạt trạng thái bão hòa và ngõ ra của nó không phù hợp yêu cầu điều khiển.

**Optocoupler :** Cấu tạo của cách ly quang hầu hết như nhau, gồm nguồn phát tia hồng ngoại dùng diode và mạch thu dùng phototransistor hoặc photodiode. Do đó thỏa mãn yêu cầu cách ly về điện. Đồng thời opto nhỏ gọn hơn biến áp xung, nhiều opto ngày nay có tốc độ truyền tín hiệu cao, đảm bảo tín hiệu ra đáp ứng đúng theo tín hiệu vào.



**Hình 5.12. Cấu tạo 6N137**

Ở đây, ta chọn dùng cách ly quang 6N137, do có tốc độ cao; đây là loại single-channel nên ta dùng 6 IC.

##### 5.3.1.2. Mạch driver.

Trong mạch nghịch lưu, có 6 khóa công suất cần điều khiển. Nói chung, mỗi khóa đều cần có mạch lái (gate drive scheme). Có 2 phần cơ bản trong việc điều khiển đóng ngắt là điều khiển phía cao (high side) và phía thấp (low side). Hai khóa ở một chân nghịch lưu này phải làm việc ở trạng thái đối nghịch nhau. Khi khóa phía cao ở trạng thái ON thì khóa phía thấp phải ở trạng thái OFF và ngược lại.

Khi khóa phía cao chuyển từ trạng thái OFF sang ON, chân Source của MOSFET chuyển từ ground lên điện áp cao (điện áp dương phía 1 chiều). Do vậy, để duy trì trạng thái kích khóa phía cao tiếp tục ON thì phải tạo điện áp kích  $V_{Gate} = V_{source} + \Delta V$ . Với

$\Delta V$  là giá trị điện áp cần thiết để kích một MOSFET dẫn,  $\Delta V$  có giá trị từ 10 đến 15V. Trong khi tín hiệu ra của vi điều khiển đóng ngắt các khóa chỉ có giá trị điện áp +5V so với đất, như vậy phải có mạch lái để tạo trôi áp trong việc đóng ngắt khóa phía cao.

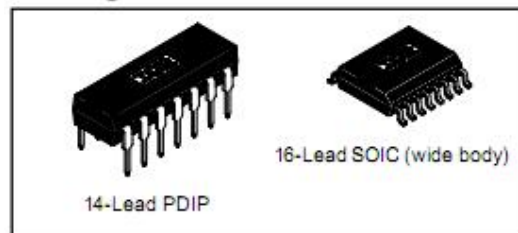
Với khóa phía thấp, do chân Source được nối ground, do vậy, điện áp kích  $V_{Gate}$  chỉ cần có giá trị  $\Delta V$ . Do đó việc đóng ngắt khóa phía thấp được điều khiển dễ dàng hơn.

Trong thực tế, người ta chế tạo ra các IC chuyên dụng để lái MOSFET/IGBT. Loại khá phổ biến trên thị trường là High Voltage Bootstrap Driver Ics. Những IC loại này không đòi hỏi người dùng có kiến thức về máy biến áp. Để kích lái phía cao, chúng sử dụng mạch dịch mức (level shifting circuitry) bằng diode và tụ “bootstrap”. Cần chú ý việc chọn diode và tụ bootstrap. Diode phải là diode xung để chịu được tần số đóng ngắt cao do việc điều độ rộng xung. Những diode thường chỉ chịu được tần số dưới 1KHz. Còn tụ bootstrap, theo như hướng dẫn của application note thì nên chọn dưới 1uF, linh hoạt hơn có thể kết hợp bằng tụ tantalum 0.47uF và một tụ gốm 100nF, không nên lấy tụ hóa thay vào.

Trong suốt thời gian ON của khóa phía thấp (low-side), chân Source của khóa high-side có điện thế là ground. Điều này cho phép tụ  $C_{bootstrap}$  được nạp (dùng diode bootstrap) đến giá trị Vcc. Khi khóa low-side được kích OFF và khóa high-side được kích ON thì điện áp chân Source của Q1 bắt đầu tăng lên. Tụ  $C_{bootstrap}$  lúc này đóng vai trò của nguồn phân cực, cung cấp dòng để lái khóa phía cao high-side.

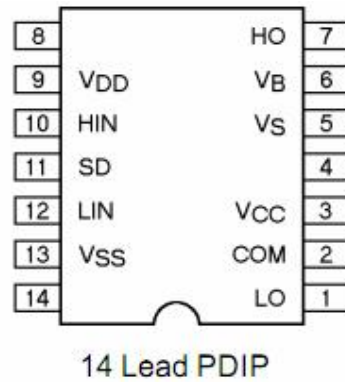
Nhược điểm mạch lái này là có thời gian trễ giữa tín hiệu input và tín hiệu ra để đóng ngắt khóa bán dẫn. Thời gian trễ tùy IC.

#### **Giới thiệu về IR2112 : High and Low Side Driver**



**Hình 5.13. IC IR2112**

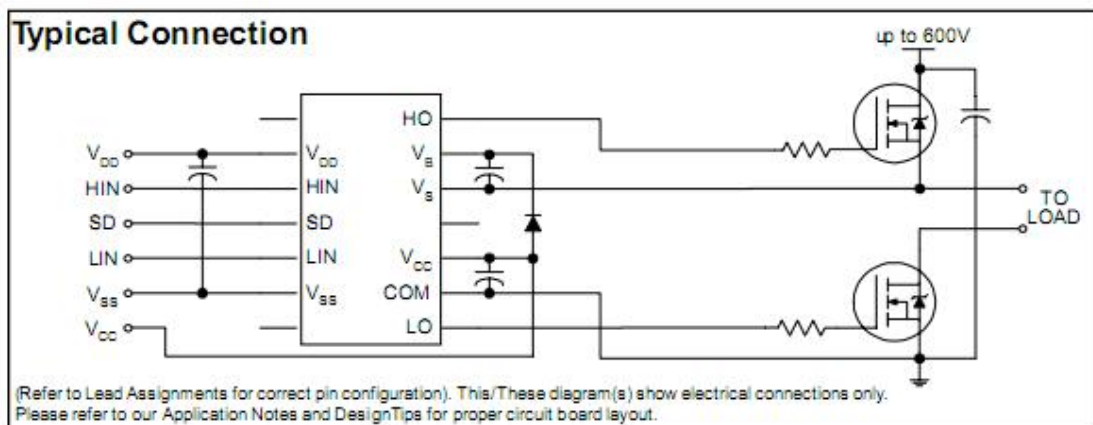
IR2112(S) là driver MOSFET/IGBT công suất, điện áp cao, tốc độ cao với các Kênh đầu ra được tham chiếu ở phía cao và phía thấp. Các đầu vào logic tương thích với các đầu ra LSTTL hoặc CMOS chuẩn, xuống tới mức logic 3.3V. Các driver đầu ra này có một cổng đệm dòng điện xung cao được thiết kế để giảm thiểu tối đa sự trùng dẫn trong driver. Thời gian trễ truyền dẫn được phù hợp giữa 2 kênh để đơn giản hóa sử dụng trong các ứng dụng cao tần. Kênh nổi floating có thể được sử dụng để điều khiển một IGBT công suất kênh N trong cấu hình high side mà hoạt động ở 600Volts.



Hình 5.14. Sơ đồ chân IR2112

#### Các thông số.

- Các kênh trôi áp được thiết kế cho hoạt động bootstrap có thể hoạt động ở +600V
- Loại bỏ nhiễu điện áp âm  $dV/dt$
- Phạm vi nguồn cấp cho IC từ 10 – 20V
- Logic đầu vào tương thích 3.3V.
- Có thể có nguồn cấp logic độc lập từ 3.3V đến 20V
- Trễ truyền tín hiệu giống nhau ở cả 2 kênh. Thời gian trễ là 30ns



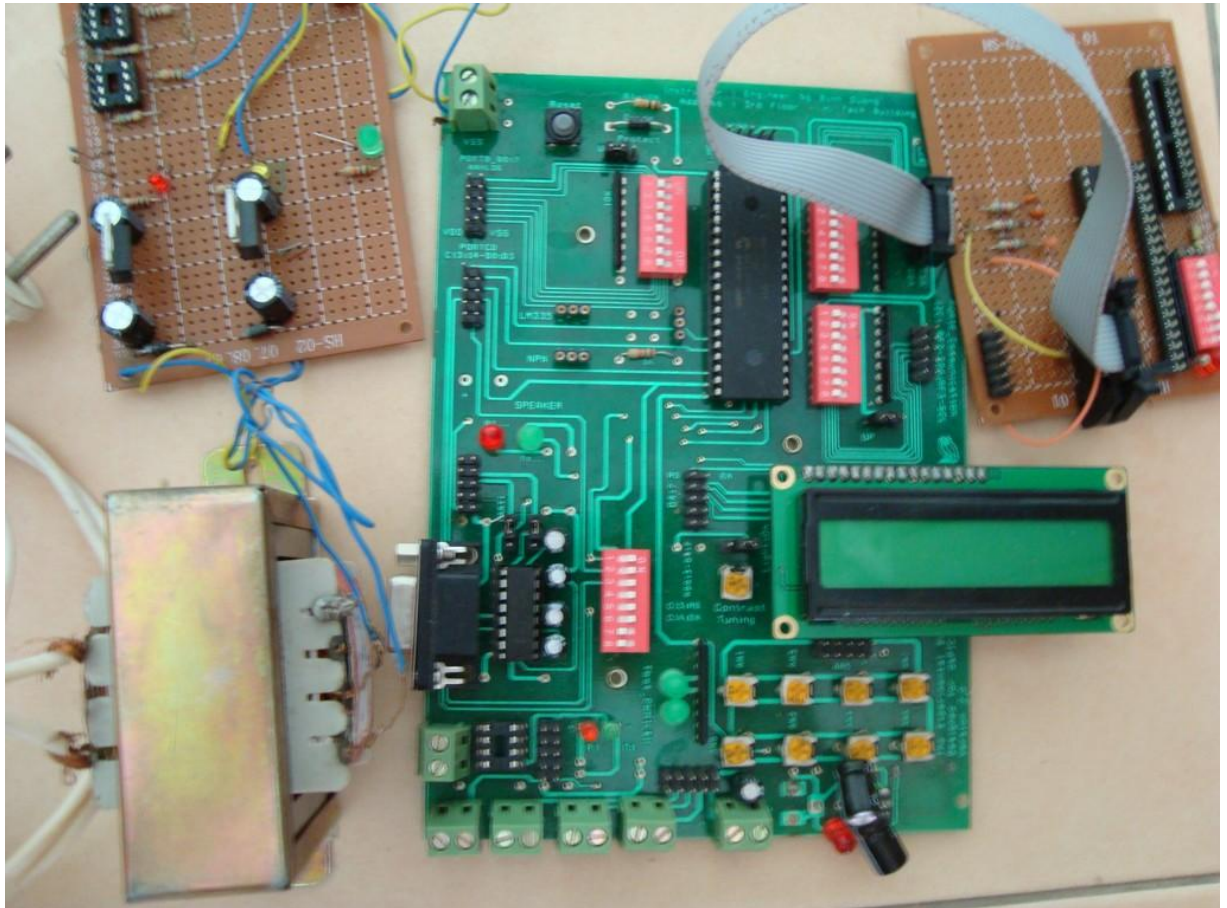
Hình 5.15. Sơ đồ kết nối điển hình của IR2112

#### 5.3.2. Mạch dsPIC chính.

Với ý định thiết kế để có khả năng mở rộng nghiên cứu cả sau đồ án thiết kế tốt nghiệp, đồng thời có thể tận dụng hết các chân dsPIC. Em đã vẽ một sơ đồ nguyên lý có độ linh hoạt cao. Các chân cắm đều có điện trở kéo 10K, có thể bật tắt điện trở kéo linh hoạt. Đồng thời, khi cần sử dụng cổng nào, do các cổng được gom lại theo nhóm chức năng (PORTB ở bên trái là ADC, PORTF là nhóm truyền thông, PORTE là nhóm PWM, PORTD và PORTC có thể dùng ngắt ngoài...), chúng ta chỉ việc sử dụng dây cáp 5x2 rất dễ chế tạo, đồng thời lại bền để nối với mạch bên ngoài. VD : Ở đây, dây cáp 5x2 được nối ra mạch lọc RC bên ngoài. Đây là ví dụ đơn giản, nhưng đã minh chứng cho khả năng linh hoạt của mạch.

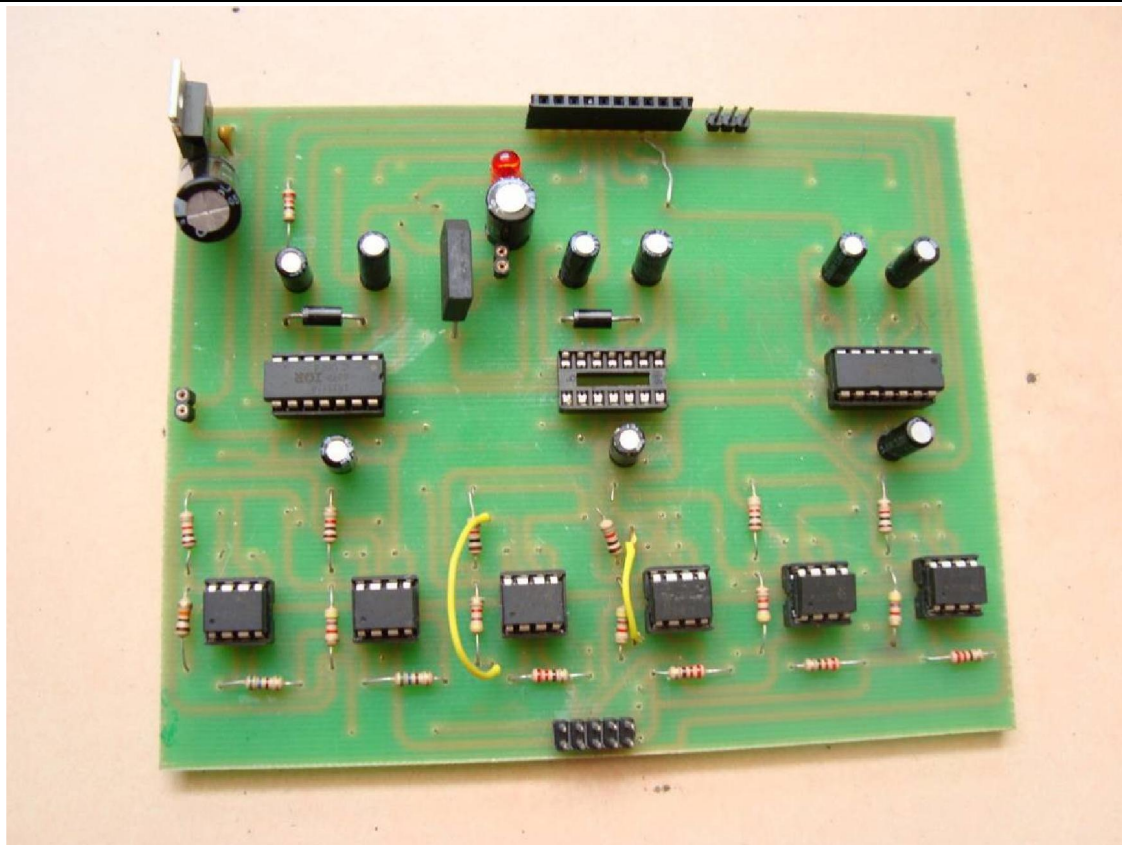


#### 5.4. Kết quả.



**Hình 5.16. Mạch kết quả.**

- Mạch màu xanh là mạch chính, gồm dsPIC30F4011, các chân được xuất ra ở dạng đế 5x2 để tiện cho việc đi dây, LCD 16x2, 8 biến trở để test ADC, module RS232 giao tiếp máy tính.
- Mạch nguồn dùng IC ổn áp 7805, là mạch ở màu nâu ở trên, bên trái. Điện áp đầu vào là 6V xoay chiều, đầu ra là 5V một chiều. Đầu vào ta dùng biến áp, phía sơ cấp linh hoạt nhận 2 mức điện áp 110V hoặc 220V xoay chiều dân dụng, phía thứ cấp có rất nhiều chân đầu ra phục vụ cho nhiều mức điện áp ra khác nhau. Ngoài ra, còn có một IC 7805 khác, cũng nằm ngay trên board này, dùng để tạo nguồn 5VDC cho mạch driver (dùng để cách ly điện áp)
- Mạch màu nâu phía trên bên phải chỉ đơn giản là mạch lọc RC, giúp ta quan sát điện áp ra, dạng xung, tương quan pha-pha.

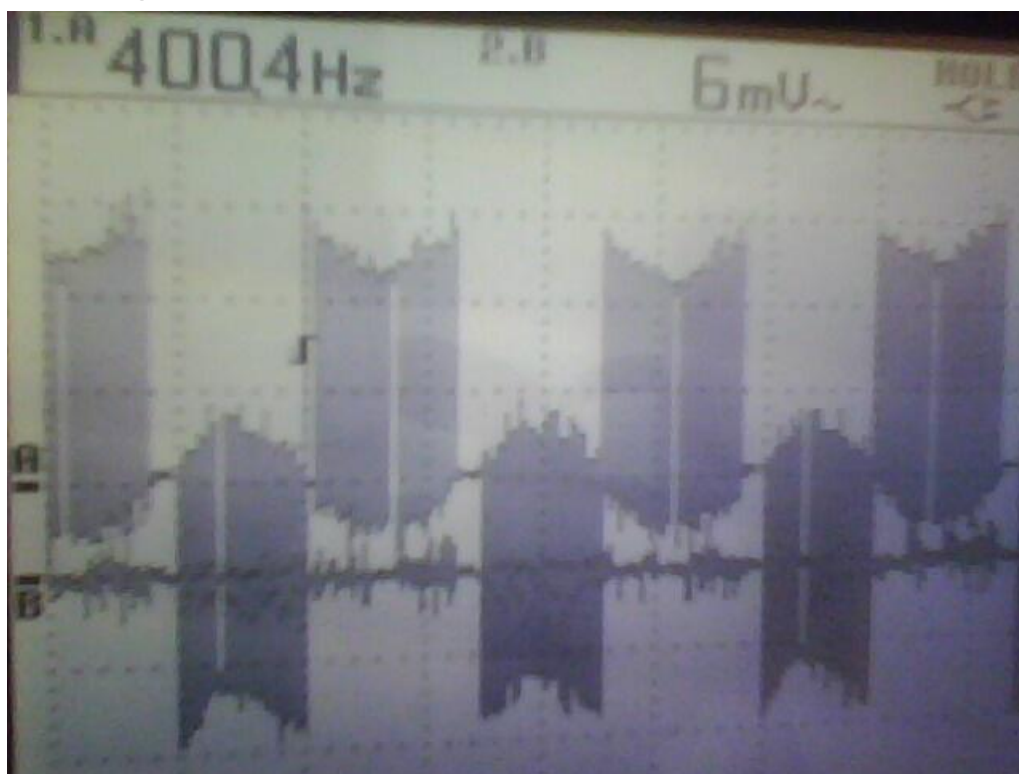


**Hình 5.17. Mạch driver**

- Mạch gồm có 6 cách ly quang 6N137, 3 driver IR2112.

Nguồn cho mạch điều khiển dùng 12VDC.

**5.4.1. Mẫu xung thu được**





### 5.4.2. Mẫu điện áp thu được pha-pha



#### Nhận xét.

- Tần số gần chính xác (400,4Hz)
- Điện áp bị méo ở gần cuối chu kỳ, chứng tỏ góc ngoặt trong đoạn code là 0xffdc không được chính xác (lý do vì khi tính, ta buộc phải làm tròn : với  $\text{delta\_phase} = 0x51E \rightarrow$  cứ 32 lần ngắt thì góc cuối cùng của vector cần thực hiện là  $0x51E * 32 = 0xFFDC \rightarrow$  có một lượng dư (so với góc  $360^\circ$  là  $0xFFFF$ ). Như vậy, phương pháp này bộc lộ nhược điểm là đòi hỏi độ chính xác cao nếu tần số của sóng sine cần thực hiện tăng. Trên thực tế, người ta thực hiện với sóng sine 50Hz  $\rightarrow$   $\text{delta\_phase}$  vừa đủ để không gây ra sai lệch ở cuối chu kỳ.

#### Mở rộng.

- Nếu muốn thực hiện điều chỉnh vòng kín, tức là hàm SVM() ngoài góc pha cần nhập còn phải nhập thông số về độ lớn của điện áp cần thực hiện, ta thêm 1 biến đầu vào là điện áp điều khiển như sau :

```
void SVM(unsigned int control_output, unsigned int angle) {.....}
```

Biến control\_output có giá trị từ 0  $\rightarrow$  32767, biểu diễn điện áp từ 0 – 5V.

Lúc này, chỉ việc thay đổi hàm scale(), thêm lệnh sau :

```
t1 = (long(t1)*long(control_output)) >> 15;
```

```
t2 = (long(t2)*long(control_output)) >> 15;
```

---

## KẾT LUẬN

Sau thời gian làm thiết kế tốt nghiệp với nhiệm vụ “**Thiết kế hệ thống nguồn xoay chiều 3 pha – 400Hz**”, em đã tổng hợp được khá nhiều lượng kiến thức đã học trên giảng đường trong 5 năm học vừa qua.

Em xin chân thành cảm ơn sự chỉ bảo nhiệt tình của thầy giáo **TS.Trần Trọng Minh**, kỹ sư **Trần Bình Dương** – Trung tâm Hi Tech, các thầy cô giáo trong bộ môn Tự động hoá XNCN cùng với sự giúp đỡ của các bạn đã giúp em hoàn thành bản đồ án này. Em đã thu được những kết quả cụ thể như sau :

Đã thực hiện :

- Thiết kế và mô phỏng trên MATLAB dựa trên cơ sở mô hình toán học của hệ thống nguồn, các mạch vòng điều chỉnh dòng điện và điện áp.
- Thực hiện thuật toán SVM dùng mạch thực tế tự chế tạo, dựa trên cơ sở vi điều khiển dsPIC30F4011, điều chỉnh vòng hở, đo kết quả trên Oscilloscope.

Định hướng mở rộng :

- Thực hiện mô phỏng bộ điều chỉnh PI được thiết kế theo phương pháp bandwidth
- Nghiên cứu chế tạo hoàn thiện mạch đo dòng điện và điện áp 3 pha.
- Thực hiện các thuật toán điều chỉnh dùng vi điều khiển.
- Xây dựng giao tiếp máy tính.

Do thời gian và năng lực bản thân còn hạn chế nên kết quả của em chắc chắn còn nhiều thiếu sót, em rất mong được sự chỉ dạy và đóng góp ý kiến của thầy cô và các bạn.

Em xin chân thành cảm ơn !

*Hà Nội, ngày 1 tháng 6 năm 2009*

*Sinh viên thực hiện*

***Tô Hoàng Linh***

---

## PHỤ LỤC

### 1. Code viết cho vi điều khiển dsPIC30F4011.

#### 1.1. File main.c

```
-----*/
#include    <p30f4012.h>
#include "svm.h"
_FOSC(CSW_FSCM_OFF & XT_PLL4);      // XTL = 8Mhz --> speed = 8MIPS
_FWDT(WDT_OFF);
_FBORPOR(MCLR_EN & PBOR_OFF);
_FGS(CODE_PROT_OFF);
//=====
void __attribute__((interrupt, auto_psv)) _PWMInterrupt (void)
{
    IFS2bits.PWMIF = 0;      // Clear interrupt flag
    if (phase_angle < 0xffdc){
        phase_angle += delta_phase;
    }
    if (phase_angle >= 0xffdc)
    {
        phase_angle = 0;
    }
    SVM(phase_angle);
    return;
}
//=====
int main(void)
{
    InitUserInt();
    InitMCPWM();
    phase_angle = 0;
    SVM(phase_angle);
    for(;;)
    {      // Do nothing
```

---

## ***Phụ lục***

---

```
    }
    return 0;
}
//=====
#define deadtime 1e-6           //Dead time = 1us
void InitMCPWM(void)
{
    // PWM pins as outputs, FLTA as input
    TRISE = 0x0100;
    // Compute Period for Desired PWM Frequency
    PTPER = (FCY/FPWM - 1) >> 1;

    // Temporarily disable all PWM outputs.
    OVDCON = 0x0000;

    // ~1us of deadtime, 16MIPS and 1:1 Deadtime Prescaler.
    DTCON1 = DEADTIME;

    // Enable PWM Output pins & Complementary Mode.
    PWMCON1 = 0x0077;

    // Interrupt
    IFS2bits.PWMIF = 0;
    IEC2bits.PWMIE = 1;

    // PWM Outputs are controlled by PWM Module.
    OVDCON = 0x3F00;

    // Center Aligned PWM Operation
    PTCONbits.PTMOD = 2;

    // Reset Phase Variable
    Phase = 0;

    // Initialize Phase Increment for 400Hz Sine Wave
    Delta_Phase = delta_phase;
```

---

## ***Phụ lục***

---

```
// START PWM
```

```
    PTCNbits.PTEN = 1;
```

```
    return;
```

```
}
```

```
//=====
```

```
void InitUserInt(void)
```

```
{
```

```
    LATB = 0;
```

```
    TRISB = 0xffff;
```

```
    ADPCFG = 0;
```

```
    return;
```

```
}
```

```
//=====
```

```
/*-----
```

Ham SVM() tìm sector mà góc nhập vào đang nằm trên. Sau đó góc điều chế

được chuẩn hóa về sector hiện tại. 2 giá trị góc được tính toán từ góc

được chuẩn hóa. Hai góc này giúp xác định thời cho các vector T1 và T2.

Các vector T1 và T2 sau đó được chuẩn hóa theo biên độ điều chế và chu kỳ

bơm xung tpwm. Cuối cùng, thời gian vector T0 là thời gian còn lại trong

tổng chu kỳ điều chế PWM

Sau khi tìm được T1, T2, T0, hàm SVM sẽ tính toán 3 giá trị duty cycle

từ các khoảng thời gian này. Việc phát ra các duty cycle phụ thuộc vào

sector hiện thời.

```
-----*/
```

```
void SVM(unsigned int angle)
```

```
{
```

```
/* Tính toán tổng chu kỳ thực hiện PWM, tpwm = 2*ptper
```

```
(Vi PTPER có độ lớn 15bit (max=0x7fff), tpwm là giá trị cần tính
```

```
đưa vào PDC, có độ lớn 16bit --> tpwm phải có giá trị max gấp đôi
```

```
PTPER)*/
```

```
tpwm = PTPER << 1;    // Vì phép dịch trái sẽ cần ít chu kỳ lệnh hơn phép nhân.
```

```
// -----BAT ĐẦU CHỌN SECTOR-----
```

```
if(angle < VECTOR2)
```

```
{
```

```
    angle2 = angle - VECTOR1;    // Reference SVM angle to the current sector
```

## ***Phụ lục***

---

```
    angle1 = SIXTY_DEG - angle2; // Calculate second angle referenced to sector
    scale_t();
// Calculate half_t0 null time from period and t1,t2
    half_t0 = (tpwm - t1 - t2) >> 1;
    // Calculate duty cycles for Sector 1 (0 - 59 degrees)
    PDC1 = t1 + t2 + half_t0;
    PDC2 = t2 + half_t0;
    PDC3 = half_t0;
}

else if(angle < VECTOR3)
{
    angle2 = angle - VECTOR2; // Reference SVM angle to the current sector
    angle1 = SIXTY_DEG - angle2; // Calculate second angle referenced to sector
    scale_t();
// Calculate half_t0 null time from period and t1,t2
    half_t0 = (tpwm - t1 - t2) >> 1;
    // Calculate duty cycles for Sector 2 (60 - 119 degrees)
    PDC1 = t1 + half_t0;
    PDC2 = t1 + t2 + half_t0;
    PDC3 = half_t0;
}

else if(angle < VECTOR4)
{
    angle2 = angle - VECTOR3; // Reference SVM angle to the current sector
    angle1 = SIXTY_DEG - angle2; // Calculate second angle referenced to sector
    scale_t();
// Calculate half_t0 null time from period and t1,t2
    half_t0 = (tpwm - t1 - t2) >> 1;
    // Calculate duty cycles for Sector 3 (120 - 179 degrees)
    PDC1 = half_t0;
    PDC2 = t1 + t2 + half_t0;
    PDC3 = t2 + half_t0;
}
```

---

## ***Phụ lục***

---

```
else if(angle < VECTOR5)
{
    angle2 = angle - VECTOR4;    // Reference SVM angle to the current sector
    angle1 = SIXTY_DEG - angle2; // Calculate second angle referenced to sector
    scale_t();
// Calculate half_t0 null time from period and t1,t2
    half_t0 = (tpwm - t1 - t2) >> 1;
    // Calculate duty cycles for Sector 4 (180 - 239 degrees)
    PDC1 = half_t0;
    PDC2 = t1 + half_t0;
    PDC3 = t1 + t2 + half_t0;
}

else if(angle < VECTOR6)
{
    angle2 = angle - VECTOR5;    // Reference SVM angle to the current sector
    angle1 = SIXTY_DEG - angle2; // Calculate second angle referenced to sector
    scale_t();
// Calculate half_t0 null time from period and t1,t2
    half_t0 = (tpwm - t1 - t2) >> 1;
    // Calculate duty cycles for Sector 5 (240 - 299 degrees)
    PDC1 = t2 + half_t0;
    PDC2 = half_t0;
    PDC3 = t1 + t2 + half_t0;
}

else
{
    angle2 = angle - VECTOR5;    // Reference SVM angle to the current sector
    angle1 = SIXTY_DEG - angle2; // Calculate second angle referenced to sector
    scale_t();
// Calculate half_t0 null time from period and t1,t2
    half_t0 = (tpwm - t1 - t2) >> 1;
    // Calculate duty cycles for Sector 6 ( 300 - 359 degrees )
    PDC1 = t1 + t2 + half_t0;
    PDC2 = half_t0;
```

---

## ***Phụ lục***

---

```
        PDC3 = t1 + half_t0;
    }
}          // end SVM()
//=====
void scale_t(void) {
t1 = sinetable[(unsigned char)(angle1 >> nbit)]; // Look up values from table.
t2 = sinetable[(unsigned char)(angle2 >> nbit)];
    // Scale t1 for the duty cycle range.
    t1 = ((long)t1*(long)tpwm) >> 15;
    // Scale t2 time
    t2 = ((long)t2*(long)tpwm) >> 15;
}
-----*/
```

### **1.2. File svm.h**

```
#include "p30f4011.h"
//===== Prototype =====
// Khoi tao MCPWM voi tan so 20Khz, che do Complementary, Center-Aligned
void InitMCPWM(void);
void InitUserInt(void);    // Khoi tao cong I/O
void SVM(unsigned int angle);
void scale_t(void);
//=====Global Variable=====
// Cac bien angle1,2 la tam thoi, dung de giu cac gia tri goc
// duoc chuan hoa de tim ra t1 va t2.
unsigned int angle1, angle2;
// Nhung bien t0,t1,t2... bieu dien thoi gian thuc hien vector khong gian
unsigned int half_t0,t1,t2,tpwm;
unsigned int Phase, Delta_Phase, Phase_Offset;
unsigned int phase_angle;
//=====Define=====
#define FCY 8000000    // 8MIPS
#define FPWM 20000    // 20 kHz
#define DEADTIME (unsigned int)(0.000001*FCY)
#define delta_phase (unsigned int)(65536*400/FPWM)
// Day la cac define cho cac goc khac nhau dung trong ham SVM.
// Bien Goc la : Mot gia tri 16bit khong dau
```

---



## Phụ lục

---

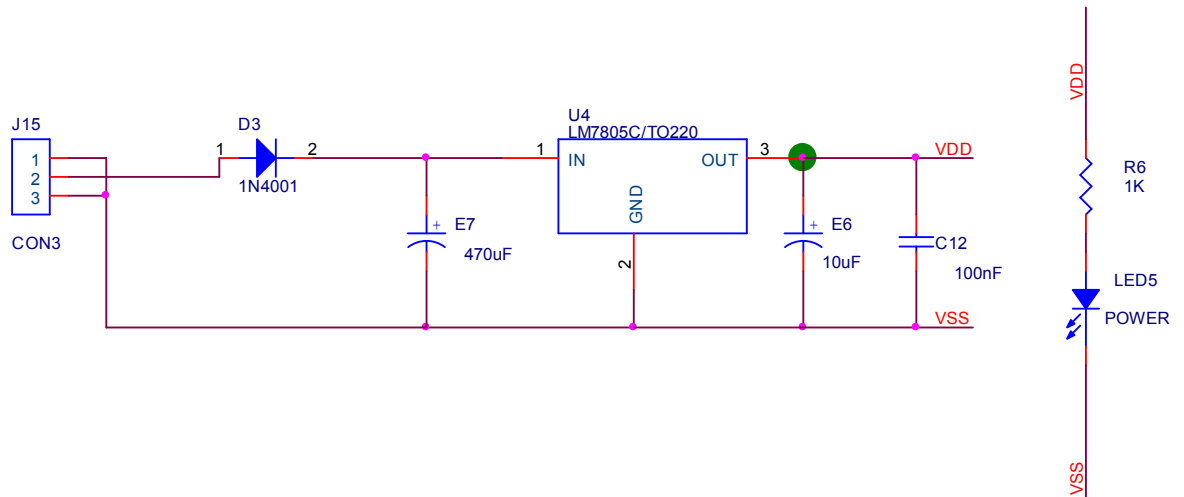
```
// Thuật toán SVM sẽ tìm sector dựa trên các góc này.
#define VECTOR1 0 // 0 degrees
#define VECTOR2 0x2aaa // 60 degrees
#define VECTOR3 0x5555 // 120 degrees
#define VECTOR4 0x8000 // 180 degrees
#define VECTOR5 0xaaaa // 240 degrees
#define VECTOR6 0xd555 // 300 degrees
#define SIXTY_DEG 0x2aaa
#define nbit 6

//=====SINE TABLE=====
// Bảng Sine này có 171 phần tử, biểu diễn góc từ 0 - 60degree trong hàm sine.
// (Giá trị để biểu diễn 360 độ, cần 1024 điểm --> với 60 độ, ta cần
1024*(60/360) = 171)
/*Các giá trị CONSTANT, ví dụ như hằng số string và các biến, được cấp phát
vị trí ở section .const. Section này được đặt trong Program Memory và
được truy cập dùng PSV Window.
Các biến có thể được đặt trong vùng nhớ .const bằng sử dụng thuộc tính attribute
VD : int i __attribute__((space(auto_psv)));*/
//-----
int sinetable[ ] __attribute__((far,space(auto_psv)))=
{0,201,402,603,804,1005,1206,1407,1608,1809,2009,2210,2410,2611,2811,
3012,3212,3412,3612,3811,4011,4210,4410,4609,4808,5007,5205,5404,5602,
5800,5998,6195,6393,6590,6786,6983,7179,7375,7571,7767,7962,8157,8351,
8545,8739,8933,9126,9319,9512,9704,9896,10087,10278,10469,10659,10849,
11039,11228,11417,11605,11793,11980,12167,12353,12539,12725,12910,13094,
13279,13462,13645,13828,14010,14191,14372,14553,14732,14912,15090,15269,
15446,15623,15800,15976,16151,16325,16499,16673,16846,17018,17189,17360,
17530,17700,17869,18037,18204,18371,18537,18703,18868,19032,19195,19357,
19519,19680,19841,20000,20159,20317,20475,20631,20787,20942,21096,21250,
21403,21554,21705,21856,22005,22154,22301,22448,22594,22739,22884,23027,
23170,23311,23452,23592,23731,23870,24007,24143,24279,24413,24547,24680,
24811,24942,25072,25201,25329,25456,25582,25708,25832,25955,26077,26198,
26319,26438,26556,26674,26790,26905,27019,27133,27245,27356,27466,27575,
27683,27790,27896,28001,28105,28208,28310,28411};
//=====
-----*/
```

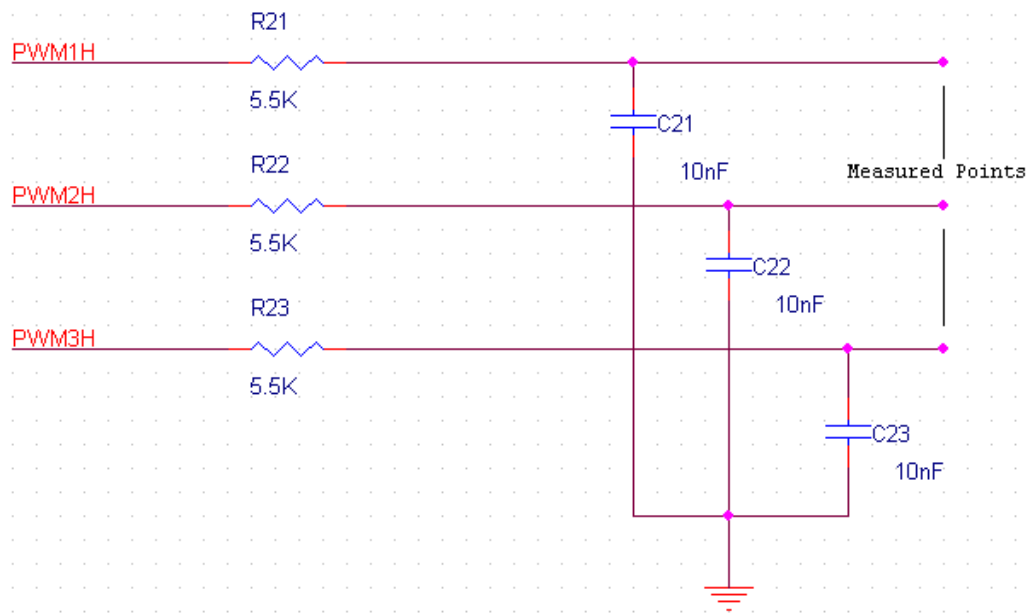
---

## 2. Sơ đồ nguyên lý.

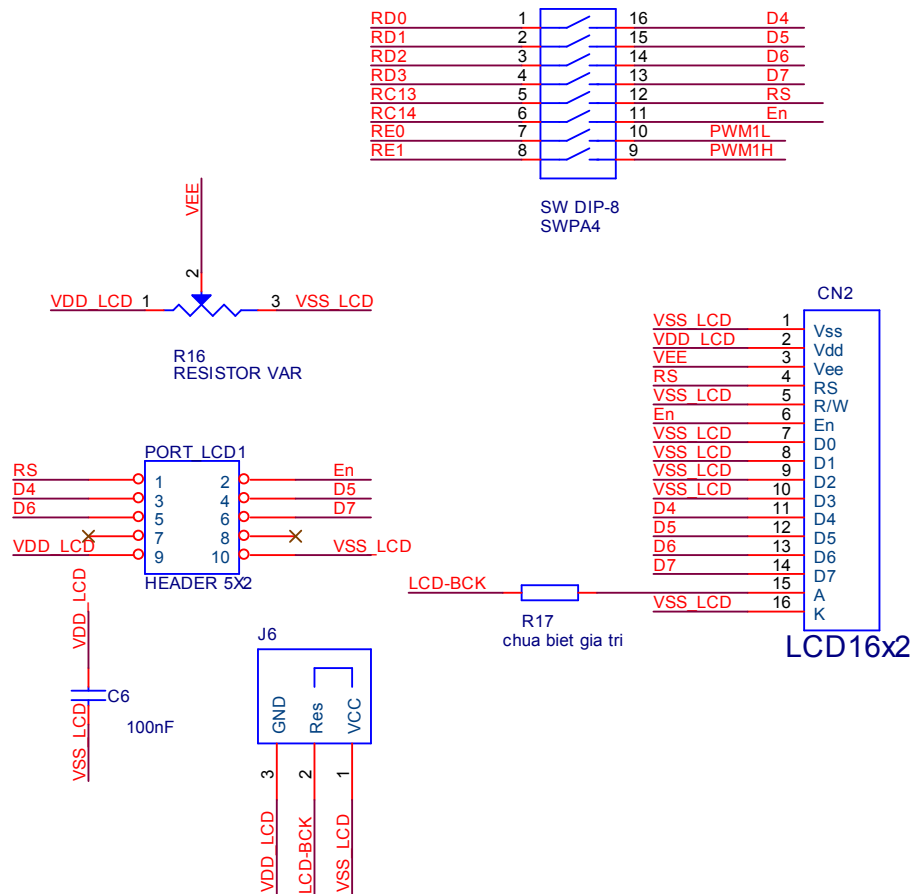
### 2.1. Mạch nguồn 1 chiều 5V.



### 2.2. Mạch test PWM dùng RC.

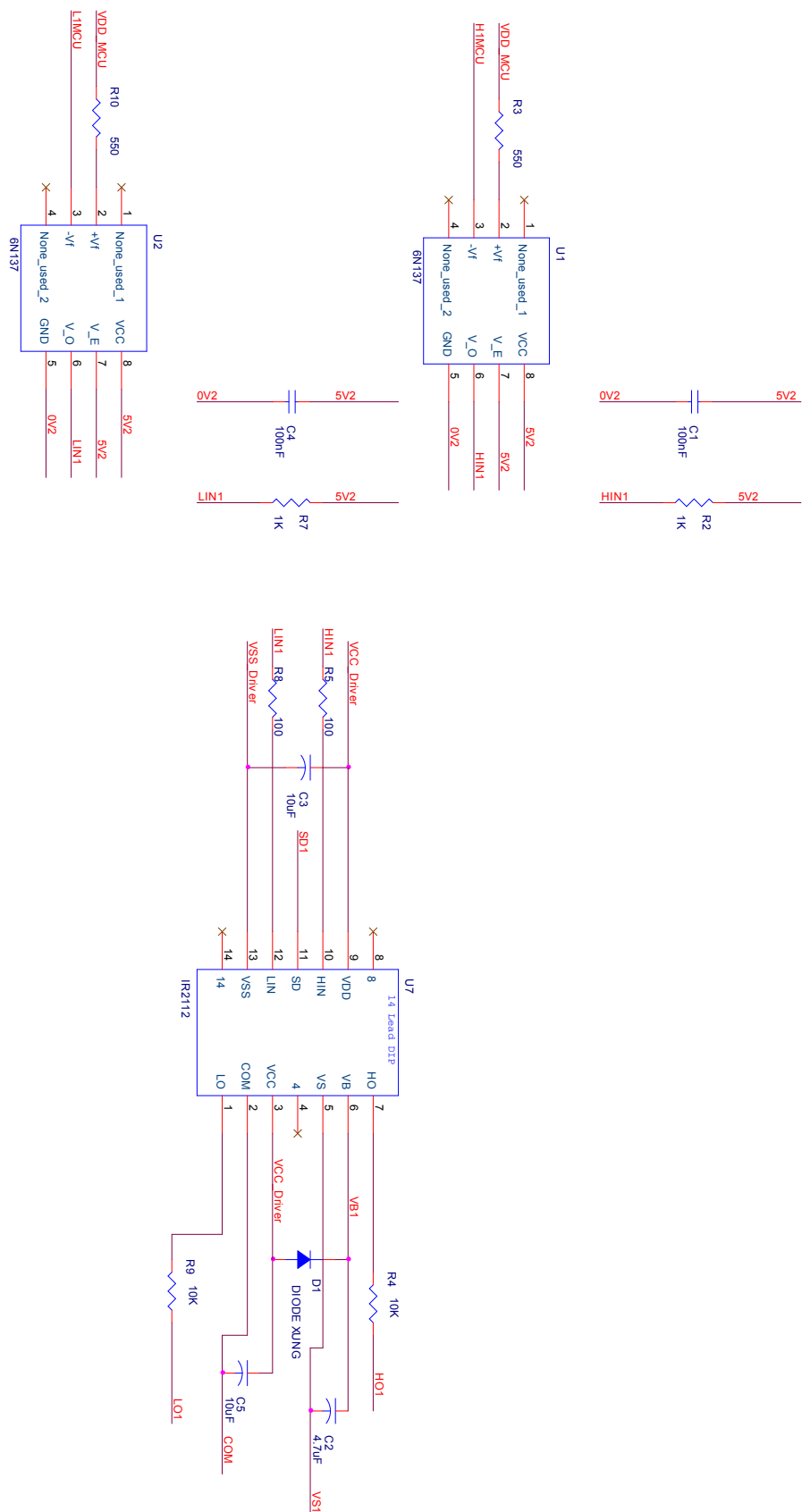


## 2.3. Khối giao tiếp hiển thị LCD





2.5. Mạch điều khiển.



---

# TÀI LIỆU THAM KHẢO

## Tài liệu tiếng việt

1. Nguyễn Phùng Quang – Andreas Dittrich  
Truyền động điện thông minh – Nhà xuất bản KHKT – 2002.
2. Nguyễn Phùng Quang  
MATLAB & SIMULINK cho kỹ sư điều khiển tự động– Nhà xuất bản KHKT – 2004.
3. Tiến sĩ Nguyễn Phùng Quang  
Điều khiển tự động truyền động điện xoay chiều 3 pha – NXB Giáo dục – 1998.
4. Bùi Quốc Khánh – Nguyễn Văn Liễn – Phạm Quốc Hải – Dương Văn Nghi  
Điều chỉnh tự động truyền động điện – NXB KHKT – 2001.

## Tài liệu tiếng anh

5. Simone Buso – Paolo Mattavelli  
Digital Control in Power Electronics – Morgan & Claypool Publishers - 2006.
  6. Marian P. Kazmierkowski and Mariusz Malinowski – Michael Bech  
Chapter 4. Pulse Width Modulation Techniques for 3-Phase Voltage Source Converters.
  7. Microchip Technology Inc – Getting Started Documents.  
Driving an ACIM with dsPIC DSC MCPWM Module - Microchip Technology Inc – 2005
  8. Microchip Technology Inc – Data Sheet Documents  
dsPIC30F4011/4012 Data Sheet – Microchip Technology Inc – 2008.
-