

TRƯỜNG ĐẠI HỌC BÁCH KHOA HÀ NỘI  
VIỆN ĐIỆN  
BỘ MÔN TỰ ĐỘNG HOÁ CÔNG NGHIỆP  
====o0o====



**ĐỒ ÁN TỐT NGHIỆP**

**TRƯỜNG ĐẠI HỌC BÁCH KHOA HÀ NỘI**  
**VIỆN ĐIỆN**

**BỘ MÔN TỰ ĐỘNG HOÁ CÔNG NGHIỆP**

====o0o====



# **ĐỒ ÁN TỐT NGHIỆP**

**ĐỀ TÀI:**

**THIẾT KẾ CẤU TRÚC ĐIỀU KHIỂN BỘ BIẾN ĐỔI DC-DC  
HAI CHIỀU KHÔNG CÁCH LY BA PHA INTERLEAVES**

Trưởng bộ môn	: TS. Trần Trọng Minh
Giáo viên hướng dẫn	: TS. Vũ Hoàng Phương
Sinh viên thực hiện	: Vũ Đình Hùng
Lớp	: ĐK&TĐH5 – K55
MSSV	: 20101662

**Hà Nội, 6-2015**

**NHIỆM VỤ**  
**ĐỒ ÁN TỐT NGHIỆP**

Họ và tên sinh viên: **VŨ ĐÌNH HÙNG**

Số hiệu sinh viên: 20101662

Khóa: 55

Khoa/Viện: Điện

Ngành: Tự động hoá CN

*1. Tên Đề tài:* Thiết kế cấu trúc điều khiển bộ biến đổi DC-DC hai chiều không cách ly ba pha interleaves.

*2. Các nội dung chính cần giải quyết của Đề tài:*

Nghiên cứu về bộ biến đổi DC-DC hai chiều không cách ly sử dụng trong các thiết bị kho điện cho các nguồn phân tán sức gió.

Tính toán thiết kế bộ biến đổi DC-DC hai chiều không cách ly ba pha interleaves.

Đề xuất và thiết kế các cấu trúc điều khiển dòng điện cuộn cảm, điện áp trên phía tụ DC-link.

Mô phỏng bộ biến đổi DC-DC hai chiều không cách ly ba pha interleaves và hệ thống điều khiển trên MATLAB/simulink.

Xây dựng mô hình thực nghiệm với bộ điều khiển được cài đặt trên vi điều khiển DSP TMS320F28055.

*3. Các bản vẽ A0, đồ thị:*

*4. Ngày giao nhiệm vụ:*

*5. Ngày hoàn thành:.*

*6. Họ tên cán bộ hướng dẫn:* TS. Vũ Hoàng Phương.

*Hà nội, ngày ..... tháng ..... năm ....*

**BCN Bộ môn**

*(Ký, ghi rõ họ, tên)*

**Cán bộ hướng dẫn**

*( Ký, ghi rõ họ, tên)*

**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: **Thiết kế cấu trúc điều khiển bộ biến đổi DC-DC hai chiều không cách ly 3 pha interleaves** do em tự thiết kế dưới sự hướng dẫn của thầy giáo TS. Vũ Hoàng Phương. Các số liệu và kết quả là hoàn toàn đúng với thực tế.

Để hoàn thành đồ án này em chỉ sử dụng những tài liệu được ghi trong danh mục tài liệu tham khảo và không sao chép hay sử dụng bất kỳ tài liệu nào khác. Nếu phát hiện có sự sao chép em xin chịu hoàn toàn trách nhiệm.

*Hà Nội, ngày 29 tháng 05 năm 2015*

Sinh viên thực hiện

Vũ Đình Hùng

# MỤC LỤC

<b>DANH MỤC HÌNH VẼ .....</b>	<b>i</b>
<b>DANH MỤC BẢNG SỐ LIỆU .....</b>	<b>ii</b>
<b>DANH MỤC TỪ VIẾT TẮT.....</b>	<b>iii</b>
<b>LỜI NÓI ĐẦU .....</b>	<b>1</b>
<b>Chương 1. TỔNG QUAN VỀ HỆ NGUỒN PHÂN TÁN VÀ THIẾT BỊ KHO ĐIỆN .....</b>	<b>2</b>
1.1. Giới thiệu chung về hệ nguồn phân tán .....	2
1.2. Cấu trúc thiết bị kho điện sử dụng siêu tụ .....	3
1.3. Bộ biến đổi DC-AC .....	5
1.4. Siêu tụ dùng trong SCESS .....	11
<b>Chương 2. TÍNH TOÁN THIẾT KẾ BỘ BIẾN ĐỔI DC-DC HAI CHIỀU KHÔNG CÁCH LY BA PHA INTERLEAVES.....</b>	<b>14</b>
2.1. Các thông số yêu cầu cơ bản.....	14
2.1. Cấu trúc mạch lực .....	14
2.2. Nguyên tắc làm việc .....	15
2.3. Tính toán tham số mạch lực.....	17
2.3.1. Tính chọn dải điện áp làm việc của siêu tụ.....	17
2.3.2. Tính chọn dung lượng siêu tụ .....	20
2.3.3. Tính chọn dung lượng tụ DC-Link .....	22
2.3.4. Tính chọn giá trị cuộn cảm .....	22
2.3.5. Tính chọn van bán dẫn .....	23
<b>Chương 3. MÔ HÌNH HÓA THIẾT KẾ CẤU TRÚC ĐIỀU KHIỂN VÀ MÔ PHỎNG HỆ THỐNG .....</b>	<b>25</b>
3.1. Mô hình hóa bộ biến đổi DC-DC hai chiều ba pha interleaves .....	25
3.2. Mô hình siêu tụ dùng trong thiết bị kho điện.....	28
3.3. Thiết kế bộ điều khiển cho bộ biến đổi DC-DC hai chiều ba pha interleaves...	31
3.3.1. Cấu trúc một mạch vòng điều khiển dòng điện. ....	31
3.3.2. Cấu trúc hai mạch vòng cascade .....	33
3.4. Mô phỏng hệ thống trên MATLAB/Simulink .....	36
3.4.1. Mô phỏng bộ biến đổi DC-DC hai chiều với đầu vào là nguồn dòng chuẩn. ....	36
3.4.2. Mô phỏng bộ biến đổi DC-DC hai chiều nối 3PVSİ nối lưới.....	41

<b>Chương 4. XÂY DỰNG MÔ HÌNH THỰC NGHIỆM BỘ BIẾN ĐỔI DC-DC HAI CHIỀU.....</b>	<b>44</b>
4.1. Các bước xây dựng mô hình thực nghiệm.....	44
4.2. Lựa chọn và thiết kế các thành phần của mô hình thực nghiệm.....	44
4.2.1. Lựa chọn vi xử lý và thiết kế mạch điều khiển.....	44
4.2.2. Lựa chọn thiết kế mạch đo lường.....	50
4.2.3. Lựa chọn các phần tử và thiết kế mạch lực.....	51
4.3. Xây dựng mô hình thực nghiệm .....	55
4.4. Chuẩn bị dữ liệu cho lập trình .....	56
4.4.1. Giám đoạn hóa bộ điều chỉnh.....	56
4.4.2. Chuẩn hóa dữ liệu .....	57
4.5. Lập trình cho vi điều khiển .....	59
4.6. Kết quả thực nghiệm.....	61
<b>KẾT LUẬN .....</b>	<b>64</b>
<b>TÀI LIỆU THAM KHẢO .....</b>	<b>65</b>
<b>PHỤ LỤC.....</b>	<b>66</b>
P2. Chương trình cài đặt cho vi điều khiển .....	67
Chương trình khởi tạo 3PWM lệch pha $120^\circ$ .....	67
Chương trình khởi tạo ADC.....	69
Chương trình khởi tạo giao tiếp SCI với máy tính.....	71
Bộ điều khiển PI cài đặt cho vi điều khiển .....	72

## DANH MỤC HÌNH VẼ

Hình 1.1. Cấu trúc điều khiển tua-bin gió với SCESS .....	3
Hình 1.2. Cấu trúc hệ thống biến đổi điện năng SCESS .....	3
Hình 1.3. Sơ đồ mạch lực của nghịch lưu nguồn áp 3 pha.....	5
Hình 1.4 Cấu trúc siêu tụ - hai lớp .....	11
Hình 1.5. Hình ảnh siêu tụ.....	12
Hình 2.1. Cấu trúc mạch lực bộ biến đổi DC-DC hai chiều ba pha interleaves.....	15
Hình 2.2. Cấu trúc mạch lực một pha.....	15
Hình 2.3. Tín hiệu xung mở van và dạng dòng điện qua cuộn cảm.....	16
Hình 3.1. Cấu trúc mạch lực đơn giản hóa về một pha .....	26
Hình 3.2. Cấu hình mạch điện ở trạng thái nạp năng lượng.....	26
Hình 3.3. Cấu hình mạch điện ở trạng thái xả năng lượng.....	26
Hình 3.4. Các chế độ hoạt động của bộ biến đổi DC-DC hai chiều khi điều khiển      phát xung bù .....	27
Hình 3.5. Mô hình trung bình của bộ biến đổi DC-DC hai chiều .....	28
Hình 3.6. Mô hình hai nhánh RC của siêu tụ .....	29
Hình 3.7. Mô hình siêu tụ phục vụ cho bài toán điều khiển SCESS .....	30
Hình 3.8. Cấu trúc điều khiển một mạch vòng dòng điện.....	31
Hình 3.9. Cấu trúc một mạch vòng dòng điện.....	32
Hình 3.10. Cấu trúc điều khiển hai mạch vòng .....	34
Hình 3.12. Bộ điều khiển dòng điện mô phỏng trên Simulink.....	37
Hình 3.14. Đáp ứng dòng điện qua cuộn cảm .....	38
Hình 3.15. Cấu trúc điều khiển hai mạch vòng trên Simulink .....	39
Hình 3.16. Dòng điện qua cuộn cảm với 2 mạch vòng điều khiển .....	40
Hình 3.17. Điện áp một chiều DC-Link với 2 mạch vòng điều khiển .....	40



Hình 3.18. Mô hình đóng cắt tương đương trong Simulink .....	41
Hình 3.19. Dòng điện qua cuộn cảm .....	42
Hình 3.20. Đáp ứng dòng điện khi thay đổi dòng $i_{inv}$ .....	43
Hình 3.21. Đáp ứng điện áp khi thay đổi dòng $i_{inv}$ .....	43
Hình 4.1. Sơ đồ khối TMS320F28055 .....	45
Hình 4.2. Biểu diễn một số thực bằng dấu phẩy động .....	47
Hình 4.3. Biểu diễn một số thực bằng dấu phẩy tĩnh .....	48
Hình 4.4. Mạch điều khiển sử dụng DSP TMS320F28055 .....	49
Hình 4.5. Sơ đồ chân ACS712. ....	50
Hình 4.6. Cấu trúc mạch đo dòng điện .....	51
Hình 4.7. Mạch đo dòng sử dụng ACS712. ....	51
Hình 4.8. Bộ biến đổi DC-DC 2 chiều 3 pha interleaves .....	52
Hình 4.9. Cấu trúc IC A3120/HCPL3120 .....	53
Hình 4.10. Sơ đồ mạch driver A3120 sử dụng để tạo xung mở van .....	53
Hình 4.11. Driver A3120 tích hợp trên mạch lực .....	54
Hình 4.13. Hệ thống thí nghiệm. ....	56
Hình 4.14. Lưu đồ thuật toán cài đặt cho DSP .....	59
Hình 4.15. Môi trường làm việc của CCS 6.1.2 .....	60
Hình 4.16. Môi trường làm việc của NI CVI .....	60
Hình 4.18. Dạng dòng điện cuộn cảm từng nhánh và dòng tổng .....	62
Hình 4.19. Đáp ứng dòng điện với tín hiệu đặt đầu vào .....	63
Hình P.1. Cấu trúc điều khiển hai mạch vòng cho 3PVSI .....	66
Hình P.2. Cấu trúc điều khiển một mạch vòng dòng điện cho 3PVSI .....	67

## **DANH MỤC BẢNG SỐ LIỆU**

Bảng 2.1 Các tham số của siêu tụ.....	21
Bảng 2.2. Bảng tham số cơ bản của MOSFET 2 SK1940N.....	24
Bảng 4.1. Các thông số của ACS712 20A.....	50
Bảng 4.2. Thông số của van MOSFET.....	52
Bảng 4.3. Thông số của A3120/HCPL3120.....	54

## DANH MỤC TỪ VIẾT TẮT

ESS	Energy Storage System	Hệ thống kho điện
SCESS	Super Capacitor Energy Storage System	Hệ thống kho điện siêu tụ
NBDC	Non-isolated bidirectional DC-DC Converter	Bộ biến đổi DC-DC hai chiều không cách ly
3PVSİ	Three-phase PWM voltage source inverter	Bộ nghịch lưu ba pha nguồn áp

## LỜI NÓI ĐẦU

Cùng với sự cạn kiệt dần của các nguồn năng lượng hóa thạch truyền thống như dầu mỏ, than đá là một cuộc đua trong việc tìm kiếm và sử dụng hiệu quả các nguồn năng lượng mới. Cuộc chạy đua ngày càng nhanh và quyết liệt, tất cả để tránh một cuộc “khủng hoảng năng lượng” đang đến ngày một gần hơn.

Trong những năm gần đây hướng nghiên cứu về các nguồn năng lượng mới ở Việt Nam cũng đã được mở ra và đã đạt được những thành công bước đầu như đề tài KC.06.20CN do GS. TSKH. Nguyễn Phùng Quang là chủ nhiệm đề tài đã lắp đặt thành công turbin sức gió công suất 20kW tại xã Tam Tiến, huyện Núi Thành, tỉnh Quảng Nam. Là nguồn cổ vũ động lực rất lớn cho những người nghiên cứu về năng lượng mới ở Việt Nam nói chung và trường Đại Học Bách khoa Hà Nội nói riêng.

Tiếp nối sự thành công đó, em đã được thầy hướng dẫn TS. Vũ Hoàng Phương giao cho nghiên cứu đề tài: Thiết kế cấu trúc điều khiển bộ biến đổi DC-DC hai chiều không cách ly sử dụng trong thiết bị kho điện cho hệ thống nguồn phân tán. Bộ biến đổi có đặc điểm có khả năng trao đổi công suất hai chiều thích hợp sử dụng cho các thiết bị kho điện.

Đề tài được trình bày gồm 4 chương:

**Chương 1:** Tổng quan về hệ nguồn phân tán và thiết bị kho điện.

**Chương 2:** Tính toán thiết kế bộ biến đổi DC-DC hai chiều không cách ly ba pha interleaves.

**Chương 3:** Mô hình hóa thiết kế cấu trúc điều khiển và mô phỏng hệ thống.

**Chương 4:** Xây dựng mô hình thực nghiệm bộ biến đổi DC-DC hai chiều.

Trong quá trình thực hiện đề tài em gặp rất nhiều khó khăn về lý thuyết cũng như kinh nghiệm triển khai hệ thống thực nghiệm. Nhưng dưới sự giúp đỡ tận tình của thầy hướng dẫn và sự giúp đỡ của các bạn em đã hoàn thành tốt đẹp đồ án của mình.

Em xin chân thành cảm ơn thầy giáo TS. Vũ Hoàng Phương đã hướng dẫn và giúp đỡ em nhiệt tình để em hoàn thiện đồ án này. Em cũng xin gửi lời cảm ơn tới các bạn Nguyễn Việt Long và Trần Đình Thoại là những người trong nhóm nghiên cứu khoa học đã gắn bó với em hơn một năm qua trong suốt quá trình nghiên cứu và thực hiện đề tài, đã cho em nhiều đóng góp quý báu để hoàn thiện đồ án này.

Trong quá trình thực hiện đề án dù được viết cẩn thận cũng khó tránh khỏi các sai sót. Em mong nhận được sự góp ý và chỉ bảo của các thầy cô để đề tài nghiên cứu của em được hoàn thiện hơn để có thể áp dụng được vào thực tế trong tương lai.

*Hà Nội, ngày 29 tháng 05 năm 2010*

*Sinh viên thực hiện*

Vũ Đình Hùng

## Chương 1

# TỔNG QUAN VỀ HỆ NGUỒN PHÂN TÁN VÀ THIẾT BỊ KHO ĐIỆN

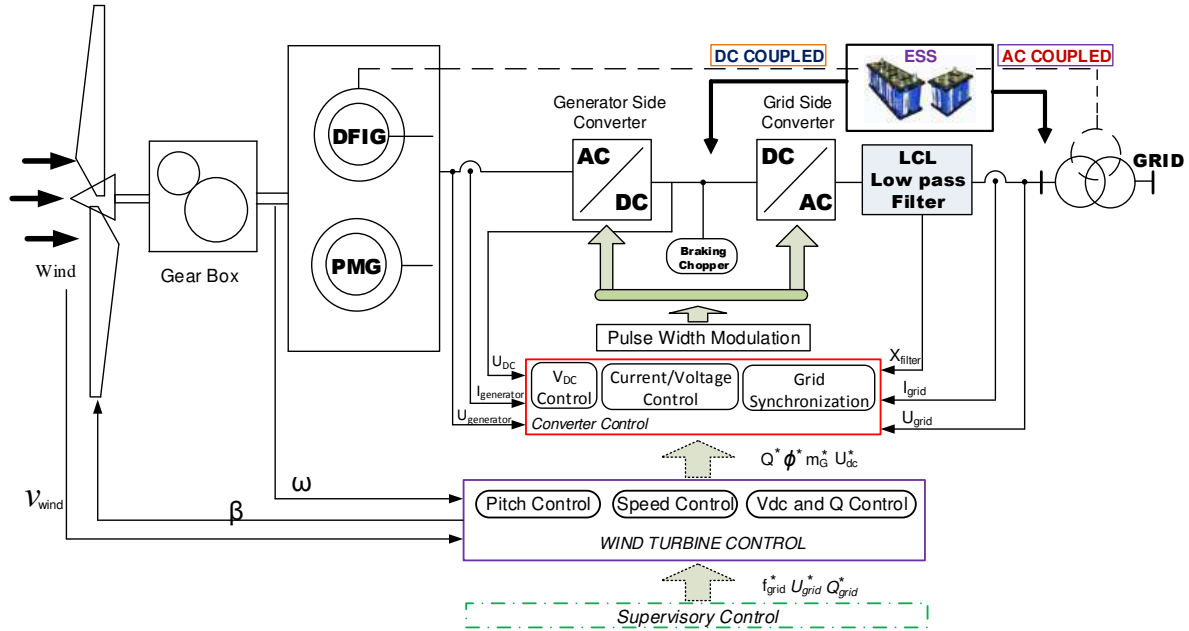
### 1.1. Giới thiệu chung về hệ nguồn phân tán

Ngày nay với sự phát triển của các nguồn năng lượng thay thế, yếu tố môi trường, sự phát triển của các công nghệ mới, chất lượng điện năng, độ tin cậy hệ thống điện..., sự ra đời của các hệ nguồn phân tán (Distributed Generation – DG) là thiết thực cho nhu cầu năng lượng đối với một xã hội phát triển, hiện đại nhằm bổ sung và đáp ứng nhanh chóng nguồn điện cho phụ tải.

Hiện nay có hai loại DG chính trên thị trường. Loại thứ nhất là nguồn điện áp một chiều sau khi qua bộ nghịch lưu DC/AC chuyển thành nguồn áp xoay chiều ví dụ như pin nhiên liệu, hệ thống các turbin siêu nhỏ, pin mặt trời... Loại thứ hai là các nguồn didenj áp xoay chiều nối trực tiếp vào hệ thống phân phối như máy phát diesel, khí gas...

Tuy nhiên việc kết nối tích hợp các DG vào mạng lưới điện phân phối lại nổi lên một số vấn đề cần quan tâm như: Trạng thái ổn định và sự kiểm soát ngắn mạch, chất lượng điện năng, điều khiển điện áp và công suất phản kháng, DG và các dịch vụ phụ thuộc, tính ổn định và khả năng chống chịu các nhiễu loạn của DG, kết hợp bảo vệ, cách ly và chế độ vận hành cách ly. Các vấn đề này có thể gây ra các hạn chế không cần thiết đến việc sử dụng nhiều các nhà máy phát phân tán tích hợp vào mạng lưới phân phối.

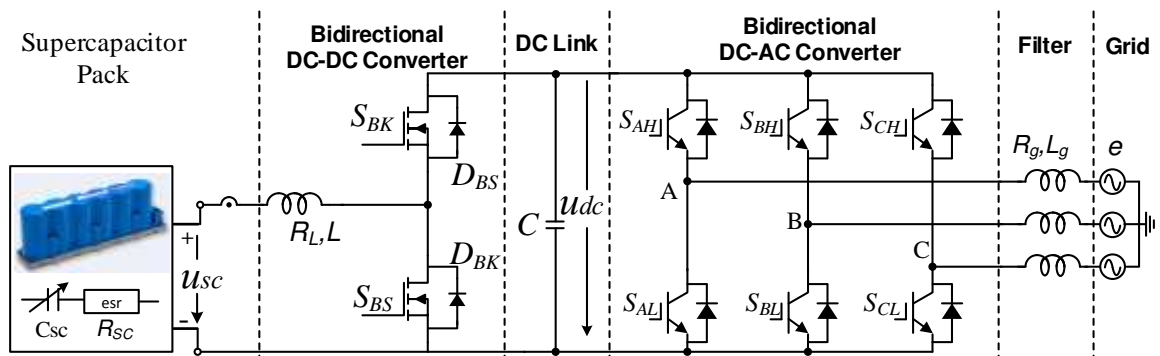
Trong hệ thống nguồn phân tán, điện năng sản sinh ra từ các turbin có đặc điểm biến động bất thường. Vì vậy việc ghép các turbin với lưới điện sẽ gây nên những ảnh hưởng xấu đến tính ổn định của lưới đặc biệt là những lưới điện ở khu vực hải đảo mang tính chất lưới yếu. Như vậy, để ghép nguồn phân tán vào lưới điện cần thiết phải có giải pháp kỹ thuật phù hợp để giảm thiểu hiện tượng biến động công suất sao cho chất lượng điện năng của cả hệ thống phải được đảm bảo phù hợp với tiêu chuẩn. Một trong những giải pháp phát huy được hiệu quả đó là sử dụng thiết bị kho điện để bổ sung công suất thiếu hụt hoặc hấp thụ công suất dư thừa của nguồn phân tán qua đó làm cứng hoặc làm trơn công suất đầu ra của nguồn. Thiết bị kho điện sử dụng siêu tụ (SCESS - Supercapacitor Energy Storage Systems) bao gồm siêu tụ và tầng công suất có khả năng trao đổi công suất 2 chiều ổn định ngắn hạn công suất của nguồn phân tán. Hình 1.1 là một ứng dụng thiết bị kho điện sử dụng với nguồn phát điện sức gió.



Hình 1.1. Cấu trúc điều khiển tua-bin gió với SCESS

## 1.2. Cấu trúc thiết bị kho điện sử dụng siêu tụ

Thiết bị kho điện sử dụng siêu tụ (Super Capacitor Energy Storage System – SCESS) được tích hợp vào lưới điện theo phương pháp bù phân tán cho mỗi turbine gió. SCESS có tác dụng như một bộ lọc công suất ngay phía đầu ra turbine gió để đảm bảo ổn định ngắn hạn sự biến động thất thường của năng lượng gió. Để thực hiện được chức năng đó SCESS phải có khả năng trao đổi công suất hai chiều với lưới thông qua hệ thống biến đổi năng lượng gồm hai bộ biến đổi công suất là bộ biến đổi DC-DC hai chiều không cách ly (Non-Isolated bidirectional DC-DC Converter) và bộ biến đổi nguồn áp DC-AC ba pha (Three-phase Voltage Source Converter) được thể hiện trên hình 1.2.



Hình 1.2. Cấu trúc hệ thống biến đổi điện năng SCESS

Phương án bù phân tán được lựa chọn cho phép kiểm soát và can thiệp trực tiếp vào công suất đầu ra đối với từng hệ thống nguồn phân tán, hiệu quả tác động được đánh giá trực tiếp ngay tại mỗi đầu ra đối với từng nguồn phân tán. Để giữ cho công suất nguồn phân tán không đổi (bằng phẳng) trong mọi thời điểm sẽ yêu cầu kho điện phải có khả năng nạp/xả lượng công suất tương đương với công suất máy phát sức gió trong khoảng thời gian đủ dài sẽ dẫn tới kích thước kho điện lớn. SCESS đem lại khả năng điều chỉnh ổn định tần số với khung thời gian cỡ giây, cỡ phút với công suất yêu cầu cỡ kW. Chính những công nghệ tích trữ năng lượng như ắc quy lại không phát huy hiệu quả trong hệ thống phát điện sức gió đối với bài toán ổn định ngắn hạn công suất đầu ra để hỗ trợ ổn định tần số lưới. Công suất của kho điện được lựa chọn tùy thuộc vào đặc điểm nguồn gió và yêu cầu của nhà quản trị hệ thống để làm cho biến động công suất nguồn phát khi có sự hỗ trợ của thiết bị kho điện sẽ chậm hơn so với biến động do gió gây ra. Hơn nữa giải pháp bù phân tán chỉ yêu cầu thiết kế các bộ biến đổi công suất nhỏ (tương đương với 20% công suất nguồn phát riêng lẻ) đem lại tính khả thi cao hơn so với khả năng chế tạo các bộ biến đổi công suất lớn (tương đương với công suất cả hệ thống nếu lựa chọn giải pháp bù tập trung).

Công nghệ tích trữ điện năng bằng siêu tụ được lựa chọn vì đặc điểm động học của quá trình nạp/xả vượt trội hơn so với các công nghệ tích trữ năng lượng khác đem lại thời gian nạp/xả năng lượng nhanh cỡ 0,3s đến 30s. Bên cạnh đó siêu tụ còn có một số ưu điểm vượt trội như điện dung lớn, kích thước nhỏ gọn, mật độ công suất lớn hơn ắc quy, hiệu năng cao, tuổi thọ và tần số nạp/xả lớn, ít bị ảnh hưởng bởi nhiệt độ và thân thiện với môi trường.

Kho điện được tích hợp vào phía AC của hệ phân tán vì tính linh hoạt của phương án cao hơn hẳn phương án tích hợp vào DC-bus trung gian trong cấu trúc back-to-back. Mặc dù phương án tích hợp vào DC-bus sẽ đơn giản hơn vì không đòi hỏi yêu cầu về đồng bộ với lưới, khả năng điều khiển đơn giản hơn nhưng tính linh hoạt lại kém và tính khả thi không cao vì khả năng can thiệp vào cấu trúc bên trong của hệ thống biến đổi điện năng là thấp. Hơn nữa đối với hệ phân tán, dòng năng lượng chính không chảy qua các bộ biến đổi công suất mà chảy thẳng lên lưới qua stator nên việc bù công suất tác dụng ở phía rotor sẽ ít mang lại hiệu quả.

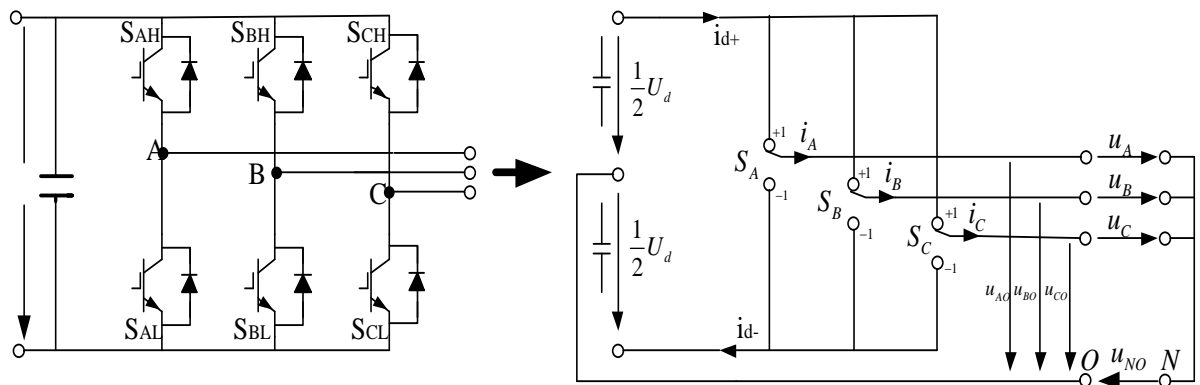


### 1.3. Bộ biến đổi DC-AC

Sơ đồ mạch lực của bộ biến đổi DC-AC hay còn gọi là nghịch lưu nguồn áp 3 pha (3PVSI) được mô tả như hình 1.3. BBD DC-AC có nhiệm vụ tạo ra một hệ thống nguồn xoay chiều 3 pha có biên độ, tần số và góc pha theo ý muốn. BBD DC-AC 3 pha được nuôi bởi nguồn điện áp một chiều  $U_{dc}$ .

Xét một nhánh van pha A có 4 trạng thái làm việc như sau:

- $S_{AH}=1; S_{AL}=0$  dòng điện  $i_A$  chảy (không phụ thuộc dấu) qua  $S_{AH}=1$  và điện áp ra  $u_{AO} = \frac{u_d}{2}$ .
- $S_{AH}=0; S_{AL}=1$  dòng điện  $i_A$  chảy (không phụ thuộc dấu) qua  $S_{AL}=1$  và điện áp ra  $u_{AO} = -\frac{u_d}{2}$ .
- $S_{AH}=1; S_{AL}=1$  trạng thái này nối ngắn mạch nghịch lưu vì vậy bị cấm.
- $S_{AH}=0; S_{AL}=0$  tùy theo dấu,  $i_A$  chảy qua van trên hoặc van dưới. Điện áp phụ thuộc dấu cầu dòng. Đây là trạng thái bất định, do nghịch lưu không đảm bảo đặc tính nguồn áp, vì vậy trạng thái này không được sử dụng.



Hình 1.3. Sơ đồ mạch lực của nghịch lưu nguồn áp 3 pha

Như vậy, thực tế chỉ sử dụng 2 trạng thái (1) và (2). Điều này tương đương với việc đóng ngắt luân phiên giữa 2 van nên ta có mối quan hệ

$$S_{AH} + S_{AL} = 1 \quad (1.1)$$

Từ đó ta xây dựng được hai hàm quy đổi gián đoạn để tính điện áp và dòng điện trên hình 1.3 như sau:

$$\begin{cases} u_{AO} = (S_{AH} - S_{AL}) \frac{u_d}{2} \\ i_{d+} = S_{AH} i_A ; i_{d-} = S_{AL} i_A \end{cases} \quad (1.2)$$

Định nghĩa khóa mới  $S_A$  :  $S_A = S_{AH} - S_{AL}$

$$\begin{cases} S_{AH} = \frac{1+S_A}{2} \\ S_{AL} = \frac{1-S_A}{2} \end{cases} \quad (1.3)$$

Khi đó biểu diễn (1.2) như sau :

$$\begin{cases} u_{AO} = S_A \frac{u_d}{2} \\ i_{d+} = \frac{1+S_A}{2} i_A ; i_{d-} = \frac{1-S_A}{2} i_A \end{cases} \quad (1.4)$$

Giá trị trung bình điện áp đầu ra mạch nghịch lưu trong mỗi chu kỳ điều chế (trung bình ngắn hạn)  $\bar{u}_{AO}$  được xác định :

$$\bar{u}_{AO}(t) = \frac{1}{T_s} \int_t^{t+T_s} u_{AO}(\tau) d\tau \quad (1.5)$$

Giả thiết điện áp một chiều  $u_d$  bằng phẳng (do chất lượng của mạch lọc trước khi vào mạch nghịch lưu), giá trị trung bình  $\bar{u}_{AO}$  được viết lại như sau :

$$\begin{cases} \bar{u}_{A0} = \overline{(S_A \frac{u_d}{2})} = \bar{S}_A \frac{u_d}{2} \\ \bar{i}_{d+} = \overline{(\frac{1+S_A}{2} i_A)} = \frac{1+\bar{S}_A}{2} i_A; \bar{i}_{d-} = \overline{(\frac{1-S_A}{2} i_A)} = \frac{1-\bar{S}_A}{2} i_A \end{cases} \quad (1.6)$$

Đại lượng  $\bar{S}_A$  gọi là hàm điều chế, tỷ lệ thuận với giá trị đặt  $u_{A0,ref}$  của điện áp. Nhờ đó có thể mô tả nghịch lưu bởi các phương trình liên tục có dạng dưới đây:

$$\begin{cases} \bar{u}_{A0} = m_A \frac{u_d}{2} \\ \bar{i}_{d+} = \frac{1+m_A}{2} i_A; \bar{i}_{d-} = \frac{1-m_A}{2} i_A \end{cases} \quad (1.7)$$

Trong nhiều ứng dụng,  $u_{A0,ref}$  có dạng sin, vì vậy các phương trình liên tục sẽ có dạng như (1.8) ( $M_A$  gọi là hệ số điều chế và  $\omega_1$  là tần số cơ bản của đầu ra mạch nghịch lưu).

$$\begin{cases} m_A = M_A \sin(\omega_1 t + \psi_m) \\ \bar{u}_{A0} = M_A \frac{u_d}{2} \sin(\omega_1 t + \psi_m) \\ \bar{i}_{d+} = \frac{1+M_A \sin(\omega_1 t + \psi_m)}{2} i_A \\ \bar{i}_{d-} = \frac{1-M_A \sin(\omega_1 t + \psi_m)}{2} i_A \end{cases} \quad (1.8)$$

Điện áp pha – trung tính của các pha còn lại được tính tương tự như trên. Vì vậy, điện áp pha – trung tính của nghịch lưu 3 pha được tính như sau :

$$\begin{cases} u_{AO} = S_A \frac{u_d}{2} \\ u_{BO} = S_B \frac{u_d}{2} \\ u_{CO} = S_C \frac{u_d}{2} \end{cases} \quad (1.9)$$

Điện áp pha-pha (điện áp dây) được tính như sau

$$\begin{cases} u_{AB} = (S_A - S_B) \frac{u_d}{2} \\ u_{BC} = (S_B - S_C) \frac{u_d}{2} \\ u_{CA} = (S_C - S_A) \frac{u_d}{2} \end{cases} \quad (1.10)$$

Dòng điện của mạch một chiều trung gian DC-link được tính là :

$$i_d = \frac{1+S_A}{2} i_A + \frac{1+S_B}{2} i_B + \frac{1+S_C}{2} i_C \quad (1.11)$$

Nếu tải 3 pha đối xứng

$$i_A + i_B + i_C = 0 \Rightarrow i_d = \frac{1}{2} (S_A i_A + S_B i_B + S_C i_C) \quad (1.12)$$

Khi mạch tải đầu tam giác thì điện áp trên tải là điện áp pha theo (1.10). Khi mạch tải đầu hình sao điện áp pha so với điểm sao trên tải được tính toán như (1.13) :

$$\begin{bmatrix} u_{AB} \\ u_{BC} \\ u_{CA} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{AN} \\ u_{BN} \\ u_{CN} \end{bmatrix} \quad (1.13)$$

Nếu tải ba pha cân bằng, (1.13) có thể viết lại :

$$\begin{bmatrix} u_{AB} \\ u_{BC} \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{AN} \\ u_{BN} \\ u_{CN} \end{bmatrix} \quad (1.14)$$

Điện áp trên tải được xác định :

$$\begin{bmatrix} u_{AN} \\ u_{BN} \\ u_{CN} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} u_{AB} \\ u_{BC} \\ 0 \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & 1 & 1 \\ -1 & 1 & 1 \\ -1 & -2 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{AB} \\ u_{BC} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (1.15)$$

Phương trình được viết lại :

$$\begin{bmatrix} u_{AN} \\ u_{BN} \\ u_{CN} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & 1 \\ -1 & 1 \\ -1 & -2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{AB} \\ u_{BC} \end{bmatrix} \quad (1.16)$$

Từ (1.10) và (1.16) điện áp pha trên tải được viết lại sử dụng hàm chuyển mạch như sau:

$$\begin{cases} u_{AN} = \frac{(2S_A - S_B - S_C)}{3} \frac{u_d}{2} = (S_A - \frac{S_B}{2} - \frac{S_C}{2}) \frac{u_d}{3} \\ u_{BN} = \frac{(2S_B - S_A - S_C)}{3} \frac{u_d}{2} = (S_B - \frac{S_A}{2} - \frac{S_C}{2}) \frac{u_d}{3} \\ u_{CN} = \frac{(2S_C - S_B - S_A)}{3} \frac{u_d}{2} = (S_C - \frac{S_B}{2} - \frac{S_A}{2}) \frac{u_d}{3} \end{cases} \quad (1.17)$$

Điện áp điểm sao  $u_{N0}$  sẽ có dạng phụ thuộc tải. Khi tải đối xứng và không tồn tại thành phần một chiều, điện áp giữa điểm điện thế 0 của sơ đồ mạch nghịch lưu với điểm trung tính của tải  $u_{N0}$ .

$$\begin{cases} u_{AN} = u_{A0} - u_{N0} \\ u_{BN} = u_{B0} - u_{N0} \\ u_{CN} = u_{C0} - u_{N0} \end{cases} \quad (1.18)$$

$$\begin{cases} u_{AN} = u_{A0} - u_{N0} \Rightarrow u_{N0} = u_{A0} - u_{AN} \\ u_{N0} = \left( \frac{(2S_A - S_B - S_C) u_d}{3} \right) - \left( S_A \frac{u_d}{2} \right) = \frac{u_d}{2} (S_A + S_B + S_C) \end{cases} \quad (1.19)$$

Điện áp trung bình các pha trên tải (1.17) và điện áp  $u_{N0}$  (1.19) mô tả bằng hàm liên tục trên miền thời gian như (1.20)

$$\begin{cases} \bar{u}_{AN} = \frac{(2m_A - m_B - m_C) u_d}{3} \\ \bar{u}_{BN} = \frac{(2m_B - m_A - m_C) u_d}{3} \\ \bar{u}_{CN} = \frac{(2m_C - m_B - m_A) u_d}{3} \\ \bar{u}_{N0} = (m_A + m_B + m_C) \frac{u_d}{6} \end{cases} \quad (1.20)$$

Đối với nghịch lưu nguồn áp ba pha, các hàm điều chế có dạng đối xứng được mô tả như (1.21)

$$\begin{cases} m_A = M \sin(\omega_1 t) \\ m_B = M \sin(\omega_1 t - \frac{2\pi}{3}) \\ m_C = M \sin(\omega_1 t + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (1.21)$$

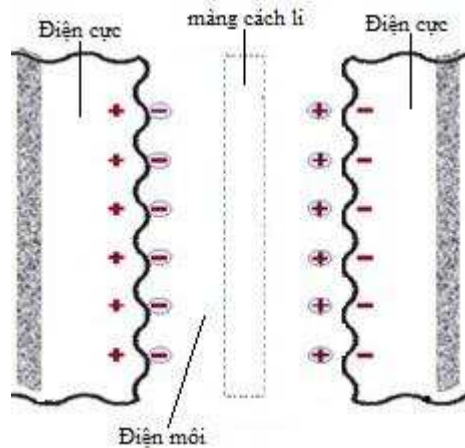
Công thức hàm điều chế theo (1.21) chính là 3 sóng sin chuẩn trong phương pháp SPWM (Sin PWM). Do  $m_A + m_B + m_C = 0$  nên (1.20) được viết lại :

$$\left\{ \begin{array}{l} \bar{u}_{AN} = m_A \frac{u_d}{2} \\ \bar{u}_{BN} = m_B \frac{u_d}{2} \\ \bar{u}_{CN} = m_C \frac{u_d}{2} \\ \bar{u}_{N0} = 0 \end{array} \right. \quad (1.22)$$

Từ (1.22) ta có thể xác định các hàm điều chế của nghịch lưu ba pha theo phương pháp SPWM khi biết điện áp một chiều  $u_d$  đặt vào mạch nghịch lưu và điện áp đầu ra tải  $\bar{u}_{AN}, \bar{u}_{BN}, \bar{u}_{CN}$  mong muốn. Ngoài ra, theo (1.22) ta thấy được biên độ điện áp ra tải lớn nhất mạch nghịch lưu nguồn áp ba pha được điều chế theo phương pháp SPWM là  $\frac{u_d}{2}$ .

#### 1.4. Siêu tụ dùng trong SCESS

Cấu tạo siêu tụ bao gồm: Các điện cực, lớp điện môi và màng cách ly nằm giữa các điện cực đó như minh họa hình 1.6



Hình 1.4 Cấu trúc siêu tụ - hai lớp

*Các điện cực:* ở các điện tĩnh điện truyền thống (tụ điện thường) thì các bản cực là các mặt phẳng. Với siêu tụ các bản cực được làm từ Cacbon hoạt tính có rất nhiều lỗ như tổ ong. Do cấu trúc của cacbon hoạt tính có rất nhiều lỗ giống như tổ ong, khi xảy ra quá trình nạp điện cho tụ, các ion dương bị hút về cực âm còn các ion âm bị hút về cực dương.

Chính vì bề mặt điện cực có nhiều lỗ nên sẽ làm tăng diện tích bề mặt lên gấp nhiều lần, do đó sẽ có nhiều ion dương, âm bị hút đến các bề mặt điện cực hơn. Vì thế mà điện tích tích trữ trên tụ điện sẽ lớn hơn rất nhiều so với tụ điện thường.

*Lớp điện môi:* Một yếu tố khác biệt nữa là lớp điện môi giữa các điện cực của siêu tụ là chất điện phân, trong khi lớp phân cách giữa hai bản tụ là chất cách điện thậm chí là không khí. Tính chất của chất điện phân này sẽ quyết định điện áp định mức của siêu tụ, điện áp định mức cần thấp hơn điện áp oxy hóa của chất điện phân. Thêm vào đó chất điện phân này phải có khả năng hòa tan hay làm phân hủy các muối để cung cấp ion tự do trong tụ. Tính chất quan trọng của các ion có trong chất điện phân là tính lưu động cao, điều này sẽ quyết định đến điện trở nối tiếp của siêu tụ, cũng như khả năng phóng nạp của siêu tụ là nhanh hay chậm, thường thì điện trở nối tiếp của siêu tụ là rất nhỏ.

*Màng cách li:* Có tác dụng là cách ly hai điện cực, tuy nhiên nó phải có khả năng cho các ion đi qua.



Hình 1.5. Hình ảnh siêu tụ

Nguyên lý hoạt động của siêu tụ: Bên trong siêu tụ có hai hiện tượng vật lý quyết định đáp ứng của các ion là quan hệ khuếch tán và tĩnh điện. Khi siêu tụ vừa kết thúc quá trình xả thì các ion trong chất điện môi trở nên cân bằng do có sự khuếch tán. Nếu lúc này



siêu tụ được nạp thì các ion bị hút bởi điện trường đặt giữa các điện cực, quá trình cách ly của các ion xảy ra. Nguyên nhân chính gây ra hiện tượng tự xả của siêu tụ chính là quá trình khuếch tán.

Điện dung của một tụ điện được xác định dựa trên công thức:

$$C = \varepsilon \frac{A}{d} \quad (1.23)$$

Trong đó:

$A$  – diện tích bề mặt điện cực

$d$  – khoảng cách giữa các điện tích

$\varepsilon$  – hằng số điện môi

Diện tích bề mặt điện cực sẽ tỉ lệ thuận còn khoảng cách  $d$  sẽ tỉ lệ nghịch với điện dung của siêu tụ. Ở các tụ điện thường thì khoảng cách  $d$  chính là khoảng cách giữa hai bản cực của tụ điện, còn ở siêu tụ thì khoảng cách  $d$  là giữa các điện tích nên rất nhỏ (có nano mét). Khi diện tích bề mặt điện cực tăng lên và khoảng cách  $d$  giảm đi nhiều lần thì điện dung của tụ tăng lên rất lớn.

## Chương 2

# TÍNH TOÁN THIẾT KẾ BỘ BIẾN ĐỔI DC-DC HAI CHIỀU KHÔNG CÁCH LY BA PHA INTERLEAVES

### 2.1. Các thông số yêu cầu cơ bản

Như phần lý thuyết ở chương trước đã trình bày, với mục tiêu của thiết bị kho điện là ổn định ngắn hạn công suất đầu ra của hệ thống nguồn phân tán, vấn đề đầu tiên cần giải quyết là tính toán dung lượng kho điện.

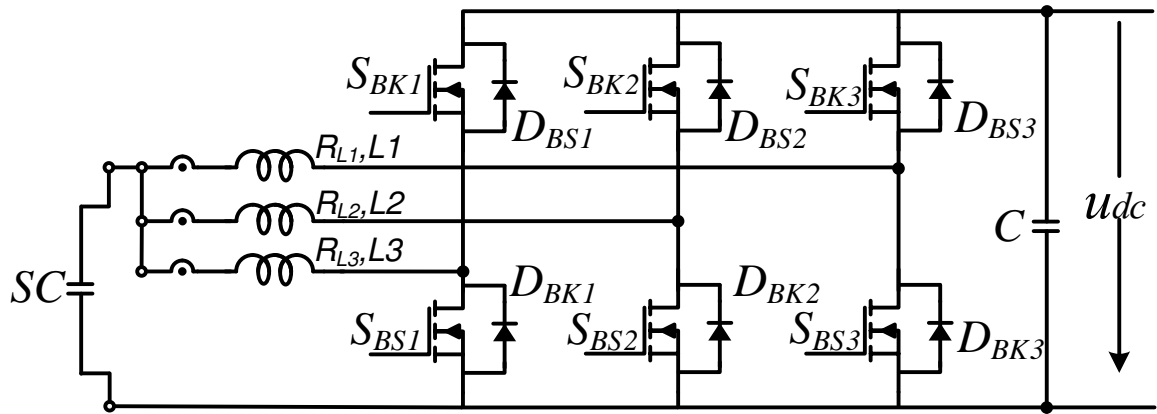
Với mục tiêu điều khiển thiết bị kho điện để ổn định ngắn hạn công suất đầu ra của nguồn phân tán, vấn đề đầu tiên cần giải quyết là tính toán dung lượng kho điện. Dữ liệu đầu vào của bài toán là ổn định nguồn phân tán có công suất 20 kW. Kích thước siêu tụ phụ thuộc vào công suất lớn nhất cần bù  $P_{\max\text{-ref}}$  trong khoảng thời gian  $\Delta t_{\max}$  được lựa chọn. Với phương pháp bù phân tán công suất lớn nhất cần bù  $P_{\max\text{-ref}}$  bằng 20% công suất của nguồn.

### 2.1. Cấu trúc mạch lực

Hình 2.1 thể hiện cấu trúc mạch lực của một bộ biến đổi DC-DC hai chiều ba pha interleaves. Siêu tụ được nối phía điện áp thấp. Phía điện áp cao được nối với một nguồn DC (trong thiết bị kho điện được trình bày ở chương 1 là bộ biến đổi AC-DC hai chiều) thông qua DC-bus. Trên DC-bus điện áp cao được nối một tụ điện tần số cao C với mục đích san phẳng điện áp trên DC-bus.

Bộ biến đổi DC-DC hai chiều ba pha interleaves nằm giữa hai nguồn điện áp cao và điện áp thấp, đảm nhiệm nhiệm vụ trao đổi năng lượng theo cả hai chiều. Trong rất nhiều ứng dụng ví dụ như ô tô điện, siêu tụ thực hiện chức năng khởi động nhanh hệ thống khi nguồn chính chưa thể đáp ứng. Hoặc trong thiết bị kho điện sử dụng cho nguồn phân tán, khi nguồn chính có sự biến động, năng lượng tích trữ trong siêu tụ sẽ được xả ra để bù công suất hỗ trợ cho nguồn chính. Khi đó bộ biến đổi hoạt động ở chế độ Boost Converter.

Khi năng lượng tích trữ trong siêu tụ xuống thấp và năng lượng phía nguồn DC điện áp cao đang dư, bộ biến đổi sẽ hoạt động ở chế độ Buck Converter



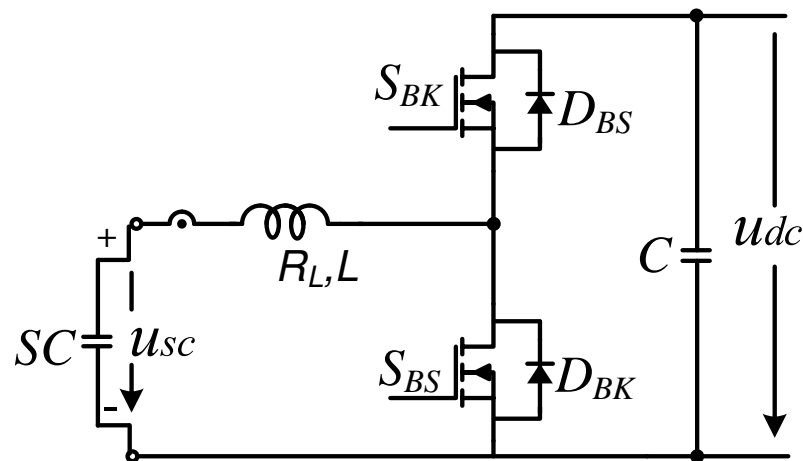
Hình 2.1. Cấu trúc mạch lực bộ biến đổi DC-DC hai chiều ba pha interleaves.

Các van bán dẫn  $S_{BK1} - S_{BK3}$  và  $S_{BS1} - S_{BS3}$  lần lượt là các van hoạt động chính cho chế độ Buck Converter và chế độ Boost Converter. Mỗi van có một diode mắc song song ngược  $D_{BS}$  và  $D_{BK}$  vừa có chức năng chống dẫn dòng ngược và quá áp trên van vừa có chức năng làm diode trong cấu trúc mạch Buck và Boost.

Ba cuộn cảm  $L1, L2, L3$  vừa có chức năng làm cuộn cảm boost trong chế độ Boost Converter, vừa đóng vai trò lọc dòng điện đầu ra trong chế độ Buck Converter. Với phương pháp interleaves, dòng điện tổng đầu ra sẽ có độ đập mạch nhỏ hơn nhiều so với độ đập mạch dòng điện trên từng cuộn cảm.

## 2.2. Nguyên tắc làm việc

Để đơn giản cho việc phân tích chế độ hoạt động của bộ biến đổi DC-DC hai chiều, 3 pha interleaves được đơn giản hóa về cấu trúc một pha để phân tích.

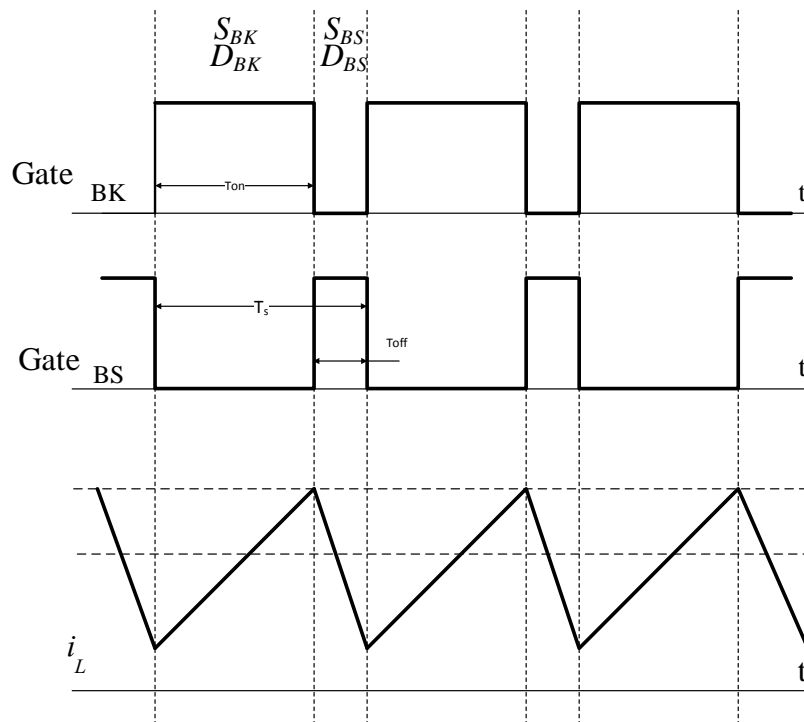


Hình 2.2. Cấu trúc mạch lực một pha

Hoạt động của bộ biến đổi DC-DC hai chiều được phân tích dựa trên các giả thiết sau:

- Siêu tụ được thay thế tương đương bởi sơ đồ nối tiếp giữa điện trở  $R_{SC}$  với  $C_{SC}$ . Thành phần điện dung  $C_{SC}$  có thể thay đổi theo quy luật như đã trình bày.
- Thành phần điện trở nối tiếp tương đương của tụ điện DC-Link được bỏ qua.
- Mô hình thay thế tương đương của bộ biến đổi AC-DC hai chiều nối lưới là nguồn dòng quy đổi từ phía AC sang phía DC  $i_{inv}$ .
- Các van bán dẫn MOSFET được coi là lý tưởng: điện trở khi dẫn dòng bằng không, điện trở khi không dẫn dòng là vô cùng lớn, thời gian chuyển mạch là cực kì ngắn.
- Các phần tử thụ động như điện cảm, điện trở của cuộn cảm trong mạch là hằng số.
- Bộ biến đổi DC-DC hai chiều làm việc ở chế độ dòng điện chạy qua cuộn cảm là dòng liên tục.
- Quy ước chiều dương của dòng điện chạy qua cuộn cảm ứng với trạng thái nạp (Buck Converter), chiều âm của dòng điện ứng với trạng thái xả (Boost Converter) của siêu tụ.

Tín hiệu đóng mở của hai van bán dẫn được điều khiển theo phương pháp nghịch đảo trạng thái của nhau hay còn tạm gọi là phương pháp phát xung bù (Complementary Gating Signal Control) thay vì điều khiển phát xung riêng biệt từng chế độ.



Hình 2.3. Tín hiệu xung mở van và dạng dòng điện qua cuộn cảm

Việc điều khiển tín hiệu mở van phát xung bù cho phép điều khiển mềm dẻo việc chuyển giữa hai chế độ làm việc so với việc điều khiển độc lập từng chế độ. Với phương pháp điều khiển riêng biệt hai chế độ. Việc kiểm soát quá trình chuyển mạch là rất khó thực hiện.

## 2.3. Tính toán tham số mạch lực

### 2.3.1. Tính chọn dải điện áp làm việc của siêu tụ

Chọn hai đại lượng cơ sở trên hệ đơn vị tương đối (pu)

$$\begin{cases} U_{base} = U_{\max \text{ Line-Neutral}} = 1 \text{ pu (V)} \\ I_{base} = I_{\max \text{ Line}} = 1 \text{ pu (A)} \end{cases} \quad (2.1)$$

Công suất ba pha được tính

$$P_{base} = 3U_{rms \text{ Line-Neutral}} I_{rms \text{ Line}} = 3 \frac{U_{base}}{\sqrt{2}} \frac{I_{base}}{\sqrt{2}} = 1,5 \text{ pu (W)} \quad (2.2)$$

Khi kho điện tích lũy năng lượng, điện áp trên tụ tăng dần đến giá trị tối đa chịu đựng được là  $U_{sc-\max}$ . Khi kho điện giải phóng năng lượng, điện áp trên tụ giảm dần đến giá trị tối thiểu  $U_{sc-\min}$ .

$U_{sc-\max}$  được lựa chọn phụ thuộc vào điện áp DC-link của 3PVSC. Ta chọn:

$$U_{sc-\max} = 90\% U_{DC-link} \quad (2.3)$$

Để điều chế ra điện áp ba pha sin và cân bằng, vector điện áp phải có quỹ đạo là một đường tròn. Đối với bộ nghịch lưu nguồn áp ba pha, giá trị lớn nhất của điện áp ba pha do nguồn một chiều  $U_{DC-link}$  điều chế ra mà vẫn thỏa mãn điều kiện sin và cân bằng (tức vòng tròn lớn nhất mà vector điện áp có thể đạt) đó là bán kính đường tròn nội tiếp hình

lục giác đều có độ lớn  $\frac{U_{DC-link}}{\sqrt{3}}$

Xác định  $U_{DC-link}$  theo nguyên tắc: Ở chế độ nghịch lưu đảm bảo điều chế ra điện áp ba pha sin, cân bằng và thỏa mãn ở chế độ chỉnh lưu tích cực.

$$\begin{cases} U_{DC-link} > \sqrt{3}U_{line-neutral}^{RMS} \\ U_{DC-link} > \sqrt{2}U_{line-line}^{RMS} \end{cases} \quad (2.4)$$

Thực tế có  $U_{line-line(rms)} = 400V$  thì lựa chọn điện áp một chiều trung gian như sau:

$$U_{DC-link} = 700V \quad (2.5)$$

$$U_{DC-link(pu)} = \frac{U_{DC-link}}{U_{line-neutral-max}} \frac{700}{\frac{400}{\sqrt{3}} \sqrt{2}} = 2,1433 pu \quad (2.6)$$

Năng lượng của siêu tụ được tính là:

$$E = \frac{1}{2}CU^2 \quad (2.7)$$

Với giả thiết điện dung siêu tụ là hằng số, khi điện áp giảm thì năng lượng trên siêu tụ cũng giảm và ngược lại. Do đó, trong quá trình trao đổi năng lượng, giá trị điện áp tối thiểu  $U_{sc-min}$  cần được lựa chọn sao cho siêu tụ không xả kiệt năng lượng, phù hợp với khả năng làm việc của bộ biến đổi công suất và khả năng trao đổi năng lượng càng rộng càng tốt. Thêm vào đó, dòng điện chảy qua cuộn cảm của bộ biến đổi NBDC bị giới hạn nên điện áp  $U_{sc-min}$  không thể nhỏ tới giá trị zero. Ta chọn:

$$U_{sc-min} = \frac{1}{2}U_{sc-max} \quad (2.8)$$

Với sự lựa chọn như (2.8), trong quá trình xả, năng lượng còn lại là 25% khi điện áp giảm xuống đến giá trị  $U_{sc-min} = 0,5U_{sc-max}$  và bộ biến đổi NBDC lúc này phải thực hiện tăng áp với hệ số bằng 2 – hệ số thường được sử dụng ở các bộ biến đổi DC-DC tăng áp không cách ly. Nếu lựa chọn  $U_{sc-min}$  thấp hơn nữa thì có thể huy động sâu hơn năng lượng của siêu tụ nhưng lúc đó hiệu suất của quá trình trao đổi năng lượng bị suy giảm nhiều phụ thuộc vào khả năng tăng áp của bộ biến đổi DC-DC. Nếu hệ số tăng áp lên cao thì đi-ốt

phải truyền tải năng lượng nhiều hơn cho tụ C trong một khoảng thời gian càng ngắn sẽ làm giảm hiệu suất. Nếu lựa chọn  $U_{sc-max}$  gần sát với  $U_{DC}$  quá sẽ dẫn tới van MOSFET phải truyền tải năng lượng cực nhanh tới cuộn cảm, điều này cũng làm giảm hiệu suất của bộ biến đổi.

Khả năng hấp thụ và giải phóng năng lượng của siêu tụ phải như nhau. Do đó ở chế độ chờ (sẵn sàng nạp hoặc xả) siêu tụ sẽ phải làm việc ở một điện áp:

$$U_{sc-min} \leq U_{sc-idl} \leq U_{sc-max} \quad (2.9)$$

Việc xác định  $U_{sc-idl}$  như sau:

Để tích lũy năng lượng thì quá trình nạp xảy ra, điện áp trên tụ sẽ tăng đến  $U_{sc-max}$ . Giả thiết bỏ qua sự thay đổi điện dung của siêu tụ theo các yếu tố như điện áp, nhiệt độ...(Coi điện dung siêu tụ là không đổi) năng lượng nạp được tính:

$$E_{charge} = \frac{1}{2} C (U_{sc-max}^2 - U_{sc-idl}^2) \quad (2.10)$$

Tương tự như vậy, để giải phóng năng lượng thì quá trình xả xảy ra, điện áp trên tụ sẽ giảm đến  $U_{sc-min}$ , năng lượng xả được tính:

$$E_{discharge} = \frac{1}{2} C (U_{sc-idl}^2 - U_{sc-min}^2) \quad (2.11)$$

Để khả năng hấp thụ và giải phóng năng lượng của siêu tụ phải như nhau thì điện áp sẵn sàng làm việc của siêu tụ được tính như sau:

$$\begin{aligned} \frac{1}{2} C (U_{sc-max}^2 - U_{sc-idl}^2) &= \frac{1}{2} C (U_{sc-idl}^2 - U_{sc-min}^2) \\ \Rightarrow U_{sc-idl} &= \sqrt{\frac{1}{2} (U_{sc-max}^2 + U_{sc-min}^2)} \end{aligned} \quad (2.12)$$

Thay (2.8) vào (2.12) thu được giá trị phù hợp với yêu cầu trao đổi năng lượng của siêu tụ như (2.13).

$$E_{sc-idl} = \sqrt{\frac{1}{2}(U_{sc-max}^2 - U_{sc-idl}^2)} = \sqrt{\frac{1}{2}\left(U_{sc-max}^2 - \left(\frac{1}{2}U_{sc-max}^2\right)^2\right)} = \sqrt{\frac{5}{8}}U_{sc-max} \quad (2.13)$$

### 2.3.2. Tính chọn dung lượng siêu tụ

Công suất mà SCESS phải đáp ứng là  $P_{max-ref} = 4 \text{ kW}$ .

Năng lượng siêu tụ cần phải nạp hoặc xả ở trạng thái làm việc chờ là:

$$\Delta E = P_{max-ref} \cdot \Delta t_{max} \quad (2.14)$$

Năng lượng trong công thức (2.14) được trao đổi với siêu tụ. Do đó ta có mối quan hệ:

$$\begin{cases} \Delta E_{charge} = \frac{1}{2}C(U_{sc-max}^2 - U_{sc-idl}^2) = P_{max-ref} \cdot \Delta t_{max} \\ \Delta E_{discharge} = \frac{1}{2}C(U_{sc-idl}^2 - U_{sc-min}^2) = P_{max-ref} \cdot \Delta t_{max} \end{cases} \quad (2.15)$$

Năng lượng của quá trình nạp/xả tính theo (2.15) không phải là toàn bộ năng lượng của siêu tụ mà diễn biến như sau:

Siêu tụ nạp từ điện áp  $U_{sc-idl}$  lên đến  $U_{sc-max}$  thì năng lượng trong siêu tụ tăng từ  $\frac{5}{8} \rightarrow 1$  (pu)

nghĩa là năng lượng trao đổi chiếm  $1 - \frac{5}{8} = \frac{3}{8}$  (pu) .

Siêu tụ xả từ điện áp  $U_{sc-idl}$  xuống tới  $U_{sc-min}$  thì năng lượng trong siêu tụ giảm từ  $\frac{5}{8} \rightarrow \frac{1}{4}$

(pu) nghĩa là năng lượng trao đổi chiếm  $\frac{5}{8} - \frac{1}{4} = \frac{3}{8}$  (pu) .

Như vậy năng lượng toàn bộ siêu tụ cần phải đạt được là:

$$E_{total} = \frac{8}{3} \Delta E \quad (2.16)$$



Tóm lại ta có các mối quan hệ sau:

$$\begin{cases} U_{sc-max} = 90\% U_{DC-link}; U_{sc-min} = \frac{1}{2} U_{sc-max}; U_{sc-idl} = \sqrt{\frac{5}{8}} U_{sc-max} \\ E_{total} = \frac{1}{2} C U_{sc-max}^2 = \frac{8}{3} \Delta E = \frac{8}{3} P_{max-ref} \cdot \Delta t_{max} \end{cases} \quad (2.17)$$

Điện dung siêu tụ:

$$C = \frac{\frac{8}{3} P_{max-ref} \cdot \Delta t_{max}}{\frac{1}{2} U_{sc-max}^2} \quad (2.18)$$

Chọn  $\Delta t_{max} = 3s$  tính được dung lượng siêu tụ  $C = 161,2$  (F).

Chọn siêu tụ cơ sở là BMOD0058 E016 B02 với các thông số như bảng 2.1.

Bảng 2.1 Các tham số của siêu tụ

Cmodule (F)	58 F
ESR_module	0.0220 $\Omega$
Vmodule	15 V

Số nhánh nối tiếp  $N_s$  thỏa mãn điện áp làm việc của siêu tụ:

$$N_s = \frac{U_{sc-max}}{V_{module}} = 42 \quad (2.19)$$

Số nhánh song song  $N_p$  thỏa mãn điện dung tương đương của siêu tụ:

$$N_p = \frac{C}{C_{module}} = 3 \quad (2.20)$$

### 2.3.3. Tính chọn dung lượng tụ DC-Link

Chọn hằng số thời gian của DC-Link là:

$$T_{DC-Link} = \frac{E_{DC-Link}}{P_{inverter}} = 1.0msec \quad (2.21)$$

Khi đó, tụ điện DC-Link được tính theo công thức:

$$C_{DC-Link} = \frac{2E_{DC-Link}}{U_{DC-Link}^2} = \frac{2P_{inverter} \cdot T_{DC-Link}}{U_{DC-Link}^2} \quad (2.22)$$

Với lưới điện 3 pha AC 400V, chọn:

$$C_{DC-Link} = \frac{2.1,5.1,0.10^{-3}}{2,1433^2} = 6,5.10^{-4}(F) = 650\mu F \quad (2.23)$$

### 2.3.4. Tính chọn giá trị cuộn cảm

Cuộn cảm được lựa chọn sao cho độ đập mạch dòng điện là 3 %.

Điện áp rơi trên cuộn cảm L được tính là

$$\Delta U_L = L \frac{\Delta I_L}{\Delta t} \quad (2.24)$$

$\Delta t$  là một nửa chu kỳ chuyển mạch.

$$\Delta t = \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{f_{sw}} \quad (2.25)$$

$\Delta U_L \rightarrow \text{MAX}$  khi điện áp trên siêu tụ giảm xuống giá trị nhỏ nhất. Do đó, sụt áp lớn nhất trên cuộn cảm là

$$\Delta U_{Lmax} = U_{DC-Link} - U_{sc-min} \quad (2.26)$$

$$\Delta U_{Lmax} = 2,1433 - \frac{1}{2} \times 90\% \times 2,1433 = 1,178815 \text{ pu} \quad (2.27)$$

Đề độ đập mạch không quá 3% nghĩa là

$$\Delta I_L = 0,03 \times I_{L-rate} = 0,03 \times \frac{1}{3} \frac{P_{inverter}}{U_{DC-Link}} \quad (2.28)$$

$$\Delta I_L = 0,03 \times \frac{1}{3} \times \frac{1,5}{2,1433} \approx 0,020996 \quad (2.29)$$

Từ (2.24), (2.25), (2.27) và (2.19) xác định được giá trị cuộn cảm

$$L = \frac{\Delta U_{Lmax} \cdot \Delta t}{\Delta I_L} = \frac{1,178815 \times \frac{1}{2} \times \frac{1}{20 \times 10^3}}{0,020996} \approx 0,0041(H) \quad (2.30)$$

### 2.3.5. Tính chọn van bán dẫn

Dòng điện trung bình và điện áp ngược của van MOSFET được tính theo công thức (2.31) với dòng điện qua cuộn cảm của bộ biến đổi là  $I_L$ :

$$\begin{cases} U_{nguoc} = K_V \cdot U_{SC} \\ I_{tb} = K_I \cdot I_L \end{cases} \quad (2.31)$$

Lựa chọn hệ số dự trữ  $K_I = 2$  và  $K_V = 1.5$ , giá trị hiệu dụng  $I_L = 5$  (A) ta được:

$$\begin{cases} U_{nguoc} = 525(V) \\ I_{tb} = 10(A) \end{cases} \quad (2.32)$$

Từ tham số trên ta chọn MOSFET 2SK1940N với các tham số sau :

Bảng 2.2. Bảng tham số cơ bản của MOSFET 2 SK1940N

Thông số kỹ thuật			
Đại lượng	Điều kiện	Giá trị	Đơn vị
$V_{DS}$	$T_C = 25^{\circ}C$	600	V
$V_{DRG}$	$T_C = 25^{\circ}C$	600	V
$I_D$	$T_C = 25^{\circ}C$	12	A
$I_D(puls)$	$T_C = 25^{\circ}C$	48	A
$V_{GS}$	$T_C = 25^{\circ}C$	-30...30	V
$P_D$	$T_C = 25^{\circ}C$	125	W
$T_{CH}$	$T_C = 25^{\circ}C$	150	$^{\circ}C$
$T_{STG}$	$T_C = 25^{\circ}C$	-55 ~ 150	$^{\circ}C$

## Chương 3

# MÔ HÌNH HÓA THIẾT KẾ CẤU TRÚC ĐIỀU KHIỂN VÀ MÔ PHỎNG HỆ THỐNG

Với cấu trúc của bộ biến đổi DC-DC hai chiều ba pha interleaves đã được trình bày ở chương 2 và vị trí, vai trò của nó trong một thiết bị kho điện điển hình được trình bày ở chương 1. Ở chương 3 này, ta đi giải quyết bài toán thiết kế bộ điều khiển cho bộ biến đổi DC-DC hai chiều ba pha interleaves.

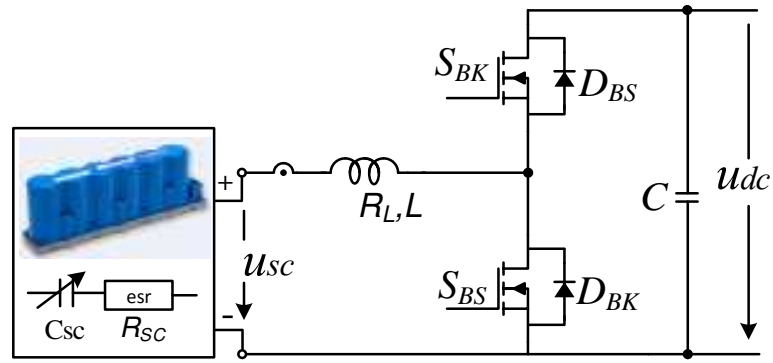
Trong nội dung đồ án này, ta đề xuất được hai cấu trúc điều khiển cho bộ biến đổi DC-DC hai chiều ba pha interleaves.

1. Bộ điều khiển bộ biến đổi DC-DC hai chiều chỉ có một mạch vòng dòng điện đảm nhiệm nhiệm vụ tính toán công suất nạp/xả siêu tụ. Nhiệm vụ ổn định điện áp DC-link sẽ do bộ biến đổi AC-DC hai chiều đảm nhiệm.
2. Bộ điều khiển bộ biến đổi DC-DC hai chiều có cấu trúc hai mạch vòng. Mạch vòng trong điều khiển dòng điện và mạch vòng ngoài điều khiển điện áp DC-link. Với cấu trúc này, vai trò của hai bộ biến đổi DC-DC và AC-DC được đảo ngược cho nhau so với cấu trúc 1.

Trước tiên, để có thể thực hiện việc tính toán các bộ điều khiển, ta cần mô hình hóa đối tượng điều khiển là bộ biến đổi DC-DC hai chiều ba pha interleaves.

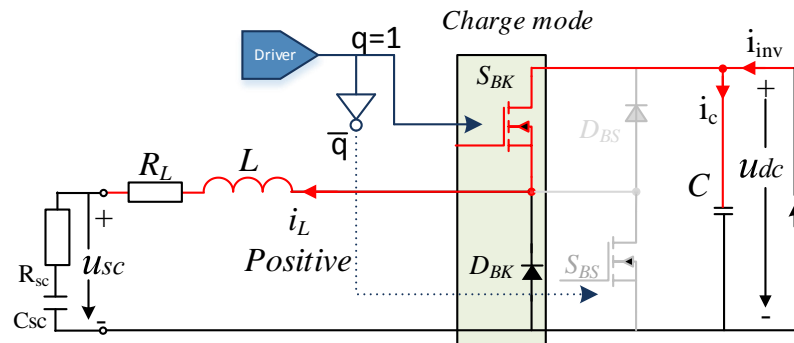
### 3.1. Mô hình hóa bộ biến đổi DC-DC hai chiều ba pha interleaves

Với mục đích thiết kế bộ điều khiển, một bộ biến đổi DC-DC hai chiều ba pha interleaved có thể được đơn giản hóa thành một pha. Trên thực tế, số pha interleaved chỉ ảnh hưởng đến điện cảm tương đương của mô hình đơn giản hóa và góc dịch pha của sóng mang cho mỗi pha mà không ảnh hưởng đến trạng thái làm việc của mạch.

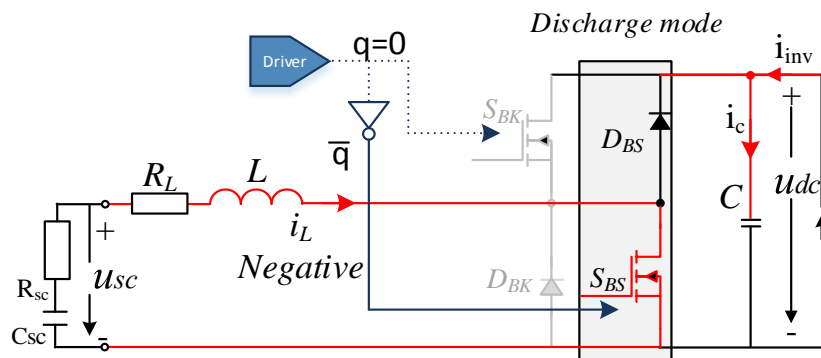


Hình 3.1. Cấu trúc mạch lực đơn giản hóa về một pha

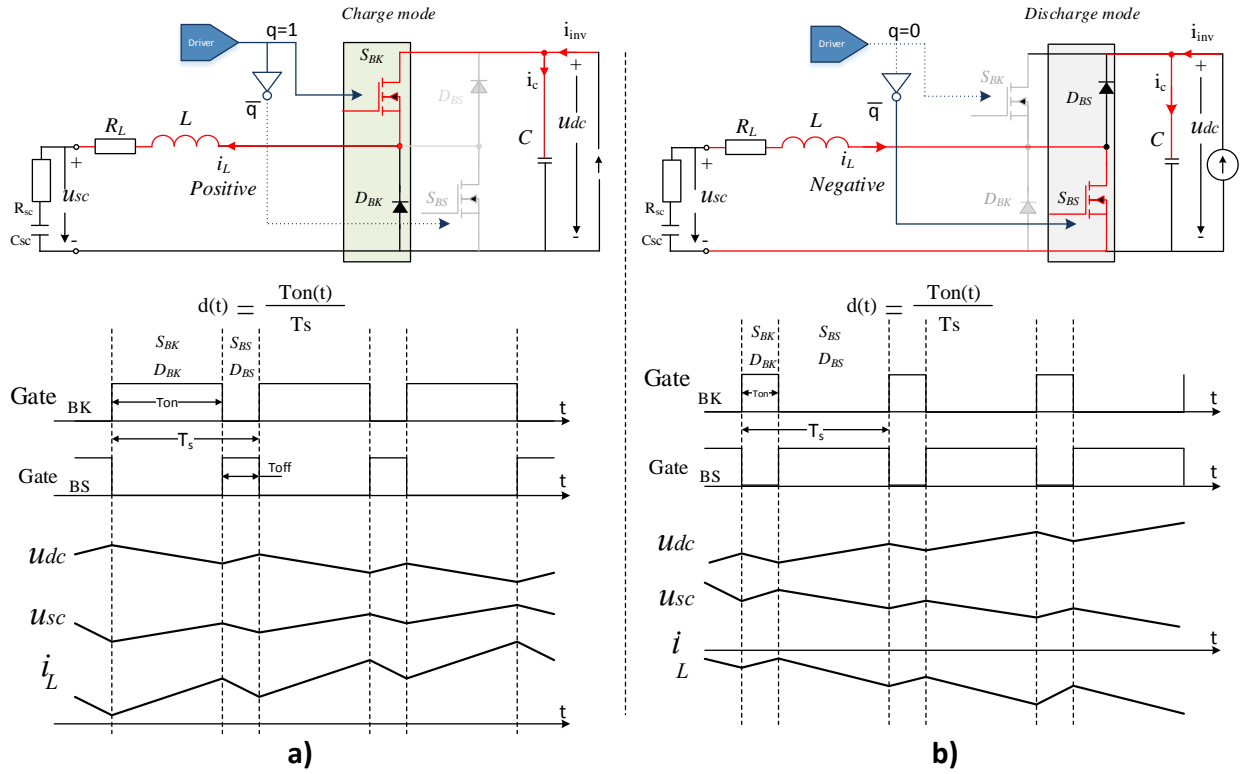
Chế độ nạp xuất hiện khi van MOSFET  $S_{BK}$  dẫn chung với diode  $D_{BK}$  tương tự như một bộ buck converter và ngược lại, chế độ xả xuất hiện khi van MOSFET  $S_{BS}$  và diode  $D_{BS}$  dẫn chung tương tự một bộ boost converter. Tuy nhiên, ở đây thay vì điều khiển từng chế độ độc lập, ta điều khiển tín hiệu đóng mở của hai van bằng phương pháp đảo trạng thái của nhau hay tạm gọi là phương pháp phát xung bù ( $q$  và  $\bar{q}$  trong hình 2.1.). Khi đó, bộ biến đổi sẽ luôn hoạt động ở chế độ dòng liên tục (CCM).



Hình 3.2. Cấu hình mạch điện ở trạng thái nạp năng lượng



Hình 3.3. Cấu hình mạch điện ở trạng thái xả năng lượng



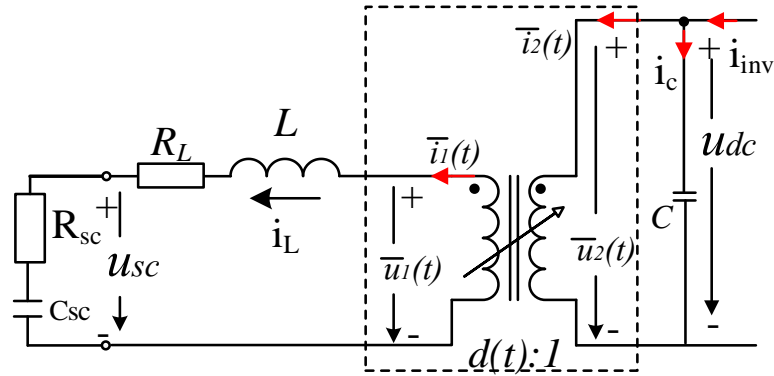
Hình 3.4. Các chế độ hoạt động của bộ biến đổi DC-DC hai chiều khi điều khiển phát xung bù

Ta thấy sự tồn tại một giá trị ngưỡng của hệ số điều chế  $D_0 = U_{sc}/U_{DC}$  chi phối đến chế độ làm việc của bộ biến đổi DC-DC hai chiều như sau:

- Nếu  $d > D_0$ , dòng trung bình qua cuộn cảm sẽ dương, mạch hoạt động ở chế độ nạp (hình 2.1.a).
- Nếu  $d < D_0$ , dòng trung bình qua cuộn cảm sẽ âm, mạch hoạt động ở chế độ xả (hình 2.1.b).
- Nếu  $d = D_0$  thì dòng điện trung bình qua cuộn cảm bằng không.

Mô hình trung bình của bộ biến đổi DC-DC hai chiều được thể hiện trong hình 2.2. Mạch van được thay thế bằng một máy biến áp lý tưởng có hệ số biến đổi 1:  $d(t)$ , trong đó  $d(t)$  đại diện cho hệ số điều chế của van MOSFET trong chế độ nạp:

$$\begin{cases} \overline{u_1} = d(t) \overline{u_2} \\ \overline{i_2} = d(t) \overline{i_1} \end{cases} \quad (3.1)$$



Hình 3.5. Mô hình trung bình của bộ biến đổi DC-DC hai chiều

Mô hình trung bình của bộ biến đổi DC-DC hai chiều được viết như sau:

$$\begin{cases} L \frac{di_L}{dt} = -R_L i_L + d u_{DC} - u_{sc} & (1) \\ C \frac{du_{DC}}{dt} = -d i_L + i_{inv} & (2) \end{cases} \quad (3.2)$$

Sau khi đã tính toán được mô hình toán học của bộ biến đổi DC-DC hai chiều ba pha interleaves, ta tiến hành lựa chọn cấu trúc điều khiển và tính toán các bộ điều khiển cho bộ biến đổi.

### 3.2. Mô hình siêu tụ dùng trong thiết bị kho điện

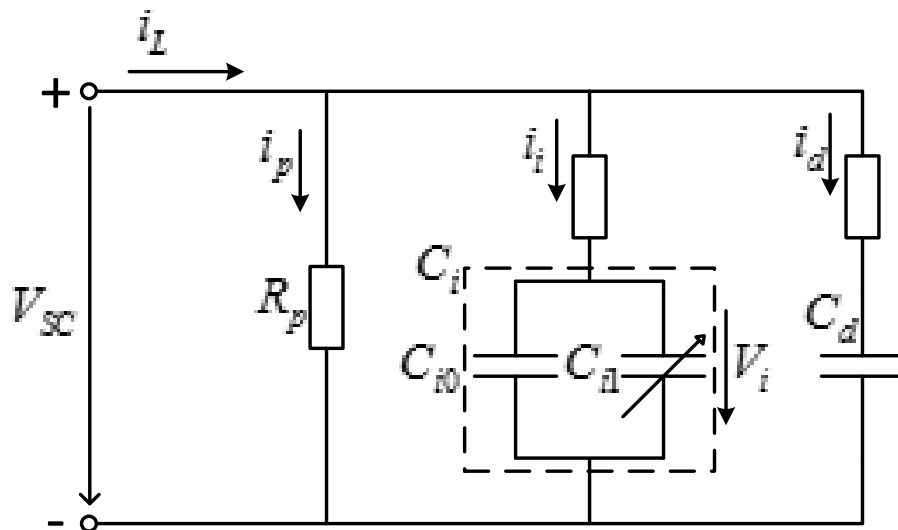
Siêu tụ là một đối tượng phức tạp, việc xác định mô hình siêu tụ phải dựa trên các đặc tính vật lý sau:

- Đặc điểm điện hóa của hai lớp vật liệu được mô tả bằng một mạch RC. Thành phần điện trở R phụ thuộc vào trở kháng của vật liệu làm điện cực, chất điện môi, lớp tiếp xúc...
- Theo lý thuyết về lớp điện thế của tụ hai lớp thì thành phần C thay đổi theo điện áp đặt vào hai cực của tụ.
- Sự tồn tại của hiện tượng tự xả năng lượng (self-discharge).

Mô hình siêu tụ có thể chia thành hai nhóm chính: Mô hình sử dụng mạch điện tương đương (Equivalent circuit) và mô hình điện hóa (Electrochemical models). Mô hình điện hóa cho phép mô tả chính xác bản chất siêu tụ với cả hiện tượng vật lý xảy ra bên trong nó. Tuy nhiên tham số cần thiết để mô hình hóa không thể thu thập được do nhà sản xuất nắm



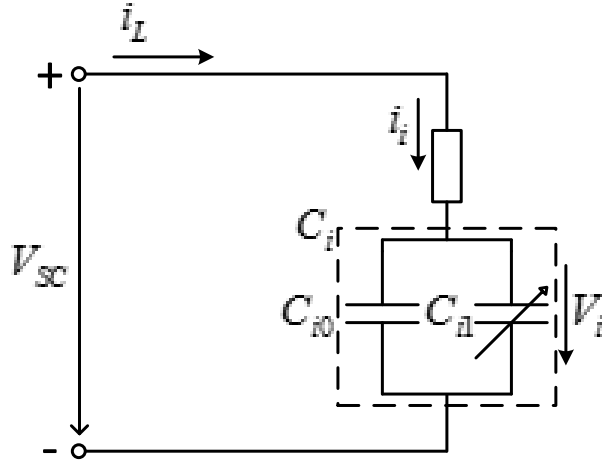
giữ công nghệ chế tạo. Loại mô hình điện hóa không phù hợp cho mục tiêu thiết kế điều khiển nên không được quan tâm. Mô hình mạch điện tương đương có tính chất trực giác và được sử dụng phổ biến. Đối với mô hình nhiều nhánh RC: Các nhánh có thể đặc trưng cho những hằng số thời gian từ nhỏ đến lớn. Với mô hình ba nhánh RC, động học siêu tụ được mô tả đủ chính xác với hằng số thời gian lên đến 30 phút. Tuy nhiên với mục tiêu sử dụng siêu tụ trong những ứng dụng đòi hỏi huy động nhanh công suất trong khoảng thời gian cỡ mili giây cùng lắm đến một vài phút, việc cố gắng mô tả siêu tụ với mô hình ba nhánh RC là không cần thiết thậm chí còn gây lãng phí, suy giảm hiệu năng tính toán trong quá trình mô phỏng và thiết kế điều khiển. Do đó, mô hình bậc hai (hai nhánh RC) trên hình 3.6 là phù hợp với mục tiêu ứng dụng của siêu tụ trong điện tử công suất. Mô hình này mang đầy đủ những thành phần phản ánh đặc điểm của siêu tụ. Hai nhánh RC cung cấp hai hằng số thời gian để mô tả quá trình nhanh chậm. Nhánh Immediate  $R_i C_i$  là nhánh đặc trưng cho động học mang tính tức thời của siêu tụ với hằng số thời gian cỡ giây, nó mô tả sự thay đổi của năng lượng trong quá trình nạp/xả của siêu tụ. Nhánh Delay  $R_d C_d$  được gọi là nhánh chậm với hằng số thời gian cỡ phút, nó mô tả quá trình năng lượng ở cuối chu trình nạp/xả. Tụ điện  $C_i$  được mô tả bởi hai thành phần  $C_{i0}$  (hằng số) và  $C_{i1}$  (thay đổi theo điện áp đặt vào). Điện trở  $R_i$  là điện trở tương đương của siêu tụ. Điện trở  $R_p$  đặc trưng cho hiện tượng tự xả. Điện trở  $R_p$  chỉ ảnh hưởng đến đáp ứng mang tính chất lâu dài của siêu tụ do hiện tượng dòng rò.



Hình 3.6. Mô hình hai nhánh RC của siêu tụ

Do việc mô hình hóa bộ biến đổi DC-DC chỉ xét trong một khoảng thời gian ngắn (trong một chu kỳ xung điều khiển) nên lúc này ta có thể bỏ qua nhánh Delay (có hằng số

thời gian cỡ phút) và nhánh chứa điện trở  $R_p$  (đặc trưng cho dòng rò dài hạn trong chế độ tự xả).



Hình 3.7. Mô hình siêu tụ phục vụ cho bài toán điều khiển SCESS

Xem hệ hai tụ  $C_{i0}$ ,  $C_{i1}$  có điện dung tương đương là  $C_i$  phụ thuộc vào điện áp  $v_{sc}$  theo quan hệ sau:

$$C_i = C_{i0} + C_{i1} = C_{i0} + k.v_{sc} \quad (3.6)$$

Ta thiết lập được mối quan hệ các đại lượng đặc vật lý đặc trưng siêu tụ.

- Dòng điện chạy qua siêu tụ:

$$i = \frac{dQ}{dt} = \frac{d(C_i v_i)}{dt} = C_i \frac{dv_i}{dt} + v_i \frac{dC_i}{dt} \quad (3.7)$$

$$\frac{dv_i}{dt} = \frac{i}{C_i} - \frac{v_i}{C_i} \frac{dC_i}{dt} \quad (3.8)$$

- Điện áp hai đầu siêu tụ:

$$v_{sc} = v_i + R_i i \quad (3.9)$$

$$v_i = v_{sc} - R_i i \quad (3.10)$$

Thay (3.10) vào (3.8) ta thu được:

$$\begin{aligned}\frac{d(v_{sc} - R_i i)}{dt} &= \frac{i}{C_i} - \frac{(v_{sc} - R_i i)}{C_i} \frac{dC_i}{dt} \\ \frac{dv_{sc}}{dt} &= \frac{i}{C_i} - \frac{v_{sc}}{C_i} \frac{dC_i}{dt} + \frac{R_i i}{C_i} \frac{dC_i}{dt} + R_i \frac{di}{dt}\end{aligned}\quad (3.11)$$

Thay (3.6) vào (3.11) thu được phương trình mô tả động học của siêu tụ:

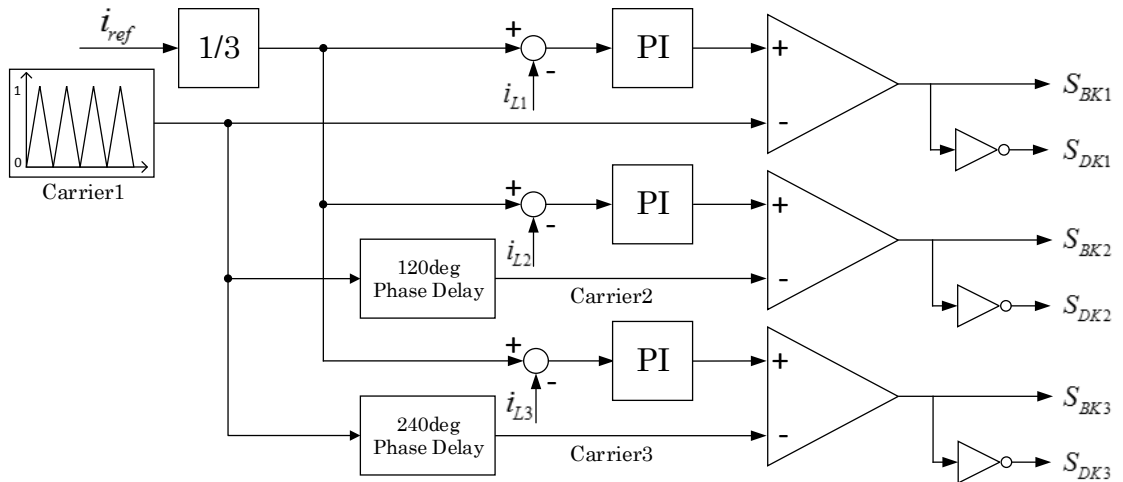
$$\frac{dv_{sc}}{dt} = \frac{i}{C_i} + R_i \frac{di}{dt} - \frac{v_{sc}}{C_i} k \frac{dv_{sc}}{dt} + \frac{R_i i}{C_i} k \frac{dv_{sc}}{dt}\quad (3.12)$$

$$(1 - k \frac{R_i i}{C_i} + k \frac{v_{sc}}{C_i}) \frac{dv_{sc}}{dt} = \frac{i}{C_i} + R_i \frac{di}{dt}\quad (3.13)$$

### 3.3. Thiết kế bộ điều khiển cho bộ biến đổi DC-DC hai chiều ba pha interleaves

#### 3.3.1. Cấu trúc một mạch vòng điều khiển dòng điện.

Trong đồ án này, thay vì sử dụng một bộ điều khiển dòng điện để điều khiển dòng trên cả 3 nhánh, dòng điện trên mỗi nhánh được điều khiển bằng một bộ điều khiển PI hoàn toàn giống nhau riêng biệt với tín hiệu đặt vào mỗi bộ điều khiển là tín hiệu dòng tổng đặt chia ba. Khi đó, điện áp trên tụ DC-link được ổn định bởi bộ biến đổi AC-DC hai chiều



Hình 3.8. Cấu trúc điều khiển một mạch vòng dòng điện

Phương trình trạng thái của bộ biến đổi DC-DC hai chiều được viết lại như sau:

$$\begin{cases} L \frac{di_L}{dt} = -R_L i_L + d u_{DC} - u_{SC} & (1) \\ C \frac{du_{DC}}{dt} = -d i_L + i_{inv} & (2) \end{cases} \quad (3.3)$$

Ta thấy phương trình trạng thái của hệ có dạng phi tuyến, do vậy để thiết kế được bộ điều khiển, ta thực hiện tuyến tính hóa quanh điểm làm việc phương trình (1) của (3.3) (Giả thiết điện áp trên tụ DC-link không đổi) ta được:

$$L \frac{d\tilde{i}_L}{dt} = -R_L \tilde{i}_L + \tilde{d} U_{DC}^e \quad (3.4)$$

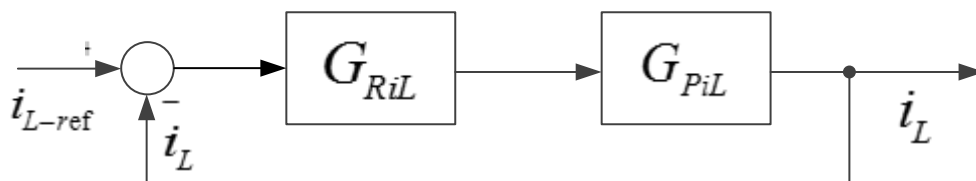
Hàm truyền giữa dòng điện cuộn cảm trên mỗi nhánh và hệ số điều chế được viết như sau:

$$G_{id}(s) = \frac{\tilde{i}_L(s)}{\tilde{d}(s)} = \frac{K_C}{T_C s + 1} \quad (3.5)$$

Trong đó:  $K_C = \frac{U_{DC}^e}{R_L}$ ;  $T_C = \frac{L}{R_L}$ . Vì đối tượng dòng điện cuộn cảm trong (4) có dạng hệ bậc 1 nên cấu trúc điều khiển PI được sử dụng để đảm bảo triệt tiêu sai lệch tĩnh cũng như kiểm soát được bằng thông điều khiển với mô tả toán học như sau:

$$G_{RiL} = K_{pC} \left( 1 + \frac{1}{T_{iC} s} \right) \quad (3.6)$$

Ta có cấu trúc mạch vòng điều khiển dòng điện như hình 3.7.



Hình 3.9. Cấu trúc một mạch vòng dòng điện

Lúc này, hàm truyền hệ kín trở thành:

$$G_{CiL} = \frac{T_{iC} s + 1}{\frac{T_{iC} T_C}{K_{pC} K_C} s^2 + T_{iC} \left(1 + \frac{1}{K_{pC} \cdot K_C}\right) s + 1} \quad (3.7)$$

Đa thức đặc tính:

$$N(s) = \frac{T_{iL} T_C}{K_{pL} K_C} s^2 + T_{iL} \left(1 + \frac{1}{K_{pL} \cdot K_C}\right) s + 1 \triangleq T_{oc}^2 s^2 + 2\xi T_{oc} s + 1 \quad (3.8)$$

Giả sử chọn băng thông điều khiển là  $1/T_{0C}$  và hệ số suy giảm là  $\xi_{0C}$  thì tham số của bộ điều khiển đc xác định như sau:

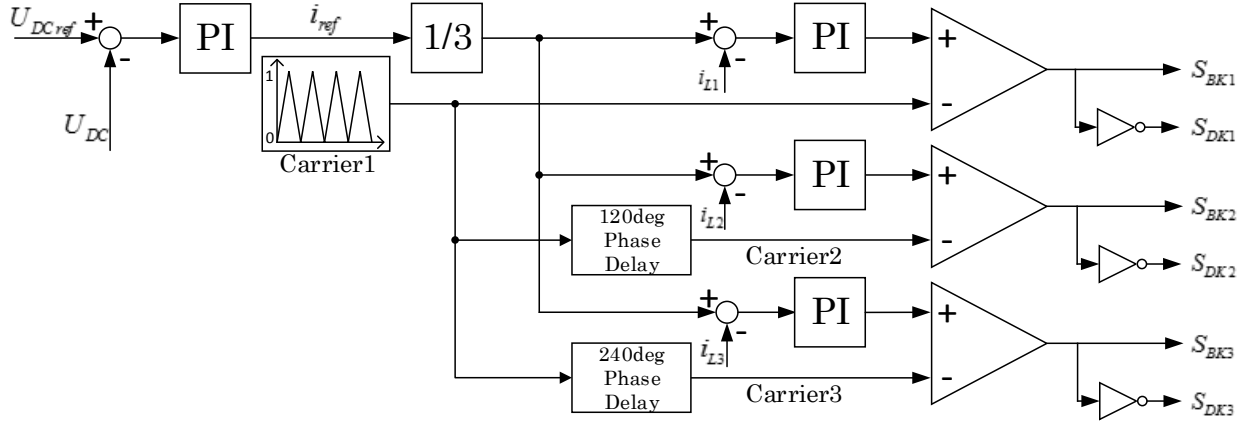
$$\begin{cases} T_{iC} = 2\xi_{0C} T_{0C} - \frac{T_{0C}^2}{T_C} \\ K_{pC} = \frac{T_C}{K_C T_{0C}^2} \left(2\xi_{0C} T_{0C} - \frac{T_{0C}^2}{T_C}\right) \end{cases} \quad (3.9)$$

### 3.3.2. Cấu trúc hai mạch vòng cascade

DC-link bus là khâu trung gian trao đổi năng lượng giữa siêu tụ thông qua NBDC với 3PVSC. Do đó, quá trình trao đổi công suất của kho điện với lưới được phản ánh bằng điện áp trên DC-Link bus : Quá trình nạp là quá trình hút công suất từ lưới về siêu tụ, điện áp DC-Link sẽ suy giảm tức thời và ngược lại quá trình siêu tụ xả năng lượng, điện áp DC-Link sẽ dâng lên tức thời. Kiểm soát được sự ổn định điện áp DC-Link chính là kiểm soát sự cân bằng của quá trình trao đổi năng lượng.

Từ cấu trúc một mạch vòng dòng điện, ta nghiên cứu phát triển bộ điều khiển 2 mạch vòng cho bộ biến đổi DC-DC hai chiều với mạch vòng ngoài là điện áp DC-link, mạch vòng trong là 3 bộ điều khiển dòng điện cuộn cảm. Khi đó, vai trò của bộ DC-DC hai chiều và chỉnh lưu tích cực sẽ hoán đổi cho nhau. Điện áp DC-link sẽ được điều chỉnh

bởi bộ DC-DC 2 chiều, dòng công suất sẽ được quyết định bởi bộ chỉnh lưu tích cực. Khi đó, cấu trúc điều khiển của bộ DC-DC hai chiều như hình 3.8.



Hình 3.10. Cấu trúc điều khiển hai mạch vòng

Với cấu trúc này, việc tính toán bộ điều khiển dòng điện hoàn toàn giống phần 3.1. Giả sử điện áp DC-link bám giá trị đặt, mạch vòng dòng điện hoạt động ổn định tại điểm làm việc và bỏ qua tổn hao trên cuộn cảm. Ta có phương trình 1 của (2) tương đương

$$L \cdot di_L / dt = d \cdot u_{DC} - u_{SC} = 0$$

dẫn tới

$$d = u_{SC} / u_{DC}$$

Thay vào phương trình 2 của (2) ta được

$$C \frac{du_{DC}}{dt} = -\frac{u_{SC}}{u_{DC}} i_L + i_{inv} \quad (8)$$

Nhân cả 2 vế với  $u_{DC}$  rồi tuyến tính hóa quanh điểm làm việc:

$$C \cdot u_{DC}^e \cdot \dot{\tilde{u}}_{DC} = -u_{SC} \cdot \tilde{i}_L + i_{inv}^e \cdot \tilde{u}_{DC} + u_{DC}^e \cdot \tilde{i}_{inv} \quad (9)$$

Hàm truyền giữa điện áp DC-link  $u_{DC}$  với dòng điện cuộn cảm  $i_L$  và dòng tải  $i_{inv}$  là:

$$\tilde{u}_{DC} = \frac{u_{DC}^e}{i_{inv}^e} \cdot \frac{1}{\frac{C \cdot u_{DC}^e}{i_{inv}^e} \cdot s - 1} \cdot \tilde{i}_{inv} - \frac{u_{SC}^e}{i_{inv}^e} \cdot \frac{1}{\frac{C \cdot u_{DC}^e}{i_{inv}^e} \cdot s - 1} \cdot \tilde{i}_L \quad (10)$$

Khi đó, ta có hàm truyền giữa điện áp DC-link  $u_{DC}$  với dòng điện cuộn cảm  $i_L$ :

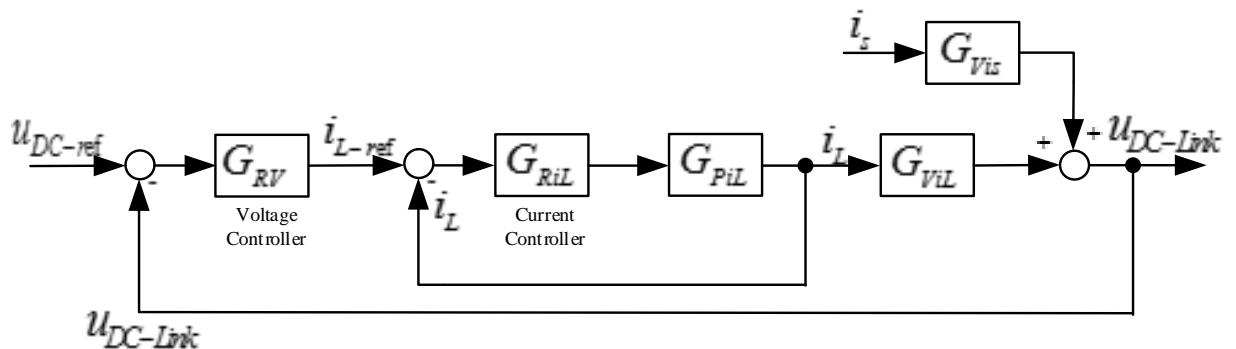
$$G_{vil}(s) = \frac{\tilde{u}_{DC}(s)}{\tilde{i}_L(s)} = \frac{K_V}{T_V s + 1} \quad (11)$$

Trong đó:  $K_V = -\frac{U_{DC}^e}{i_{inv}^e}$ ;  $T_V = \frac{C \cdot u_{DC}^e}{i_{inv}^e}$ . Tương tự như đối tượng dòng điện, đối tượng điện áp vòng ngoài cũng là dạng hệ bậc 1 nên cấu trúc PI vẫn được sử dụng. Hằng số thời gian của mạch vòng dòng điện được lựa chọn nhanh hơn ít nhất 5 lần so với mạch vòng điện áp. Khi đó, tương tự với mạch vòng dòng điện, ta chọn bộ điều khiển PI với mô hình toán học:

$$G_{RV}(s) = K_{pV} \left(1 + \frac{1}{T_{iV} s}\right) \quad (12)$$

Lúc này, hàm truyền hệ kín trở thành:

$$G_{CV} = \frac{T_{iV} s + 1}{\frac{T_{iV} T_V}{K_{pV} K_V} s^2 + T_{iV} \left(1 + \frac{1}{K_{pV} \cdot K_V}\right) s + 1} \quad (3.7)$$



Hình 3.11. Cấu trúc điều khiển 2 mạch vòng

Tương tự mạch vòng dòng điện, ta có được hệ số của bộ điều khiển điện áp được xác định:

$$\begin{cases} T_{iV} = 2\xi_{0V} T_{0V} - \frac{T_{0V}^2}{T_V} \\ K_{pV} = \frac{T_V}{K_V T_{0V}^2} \left( 2\xi_{0V} T_{0V} - \frac{T_{0V}^2}{T_V} \right) \end{cases} \quad (13)$$

### 3.4. Mô phỏng hệ thống trên MATLAB/Simulink

MATLAB/Simulink cung cấp cho người dùng một bộ công cụ mô phỏng rất mạnh mẽ, môi trường thiết kế rất trực quan. Sau khi đã thiết kế, tính toán được các bộ điều khiển ở phần trước, ở phần này ta sẽ bắt tay vào mô phỏng bộ biến đổi DC-DC hai chiều ba pha interleaves với các thông số đã tính toán được ở chương trước.

Ở phần này ta sẽ thực hiện các công việc:

- Mô phỏng đáp ứng của bộ biến đổi DC-DC hai chiều với nguồn dòng chuẩn và siêu tụ, tín hiệu đặt thay đổi với từng cấu trúc.
- Mô phỏng đáp ứng của bộ biến đổi DC-DC hai chiều nối với bộ AC-DC hai chiều nối lưới.

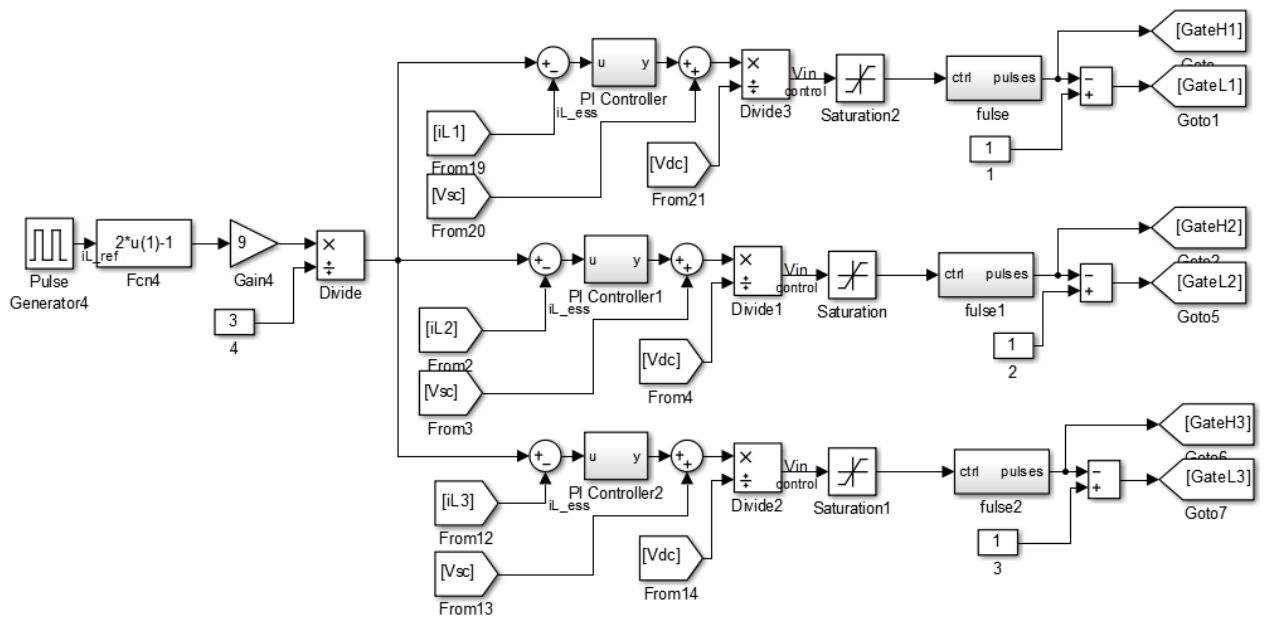
#### 3.4.1. Mô phỏng bộ biến đổi DC-DC hai chiều với đầu vào là nguồn dòng chuẩn.

Để thực hiện thiết kế bộ điều khiển, ban đầu ta thực hiện trên mạch tương đương sau đó ghép vào hệ thống thực.

##### *a. Mô phỏng cấu trúc điều khiển một mạch vòng dòng điện*

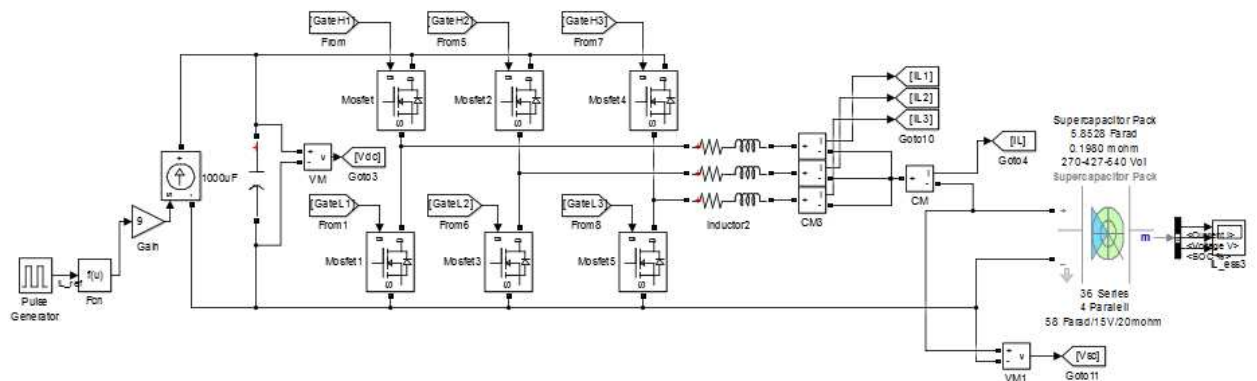
Cấu trúc thực hiện mô phỏng đối với bộ điều khiển như sau:





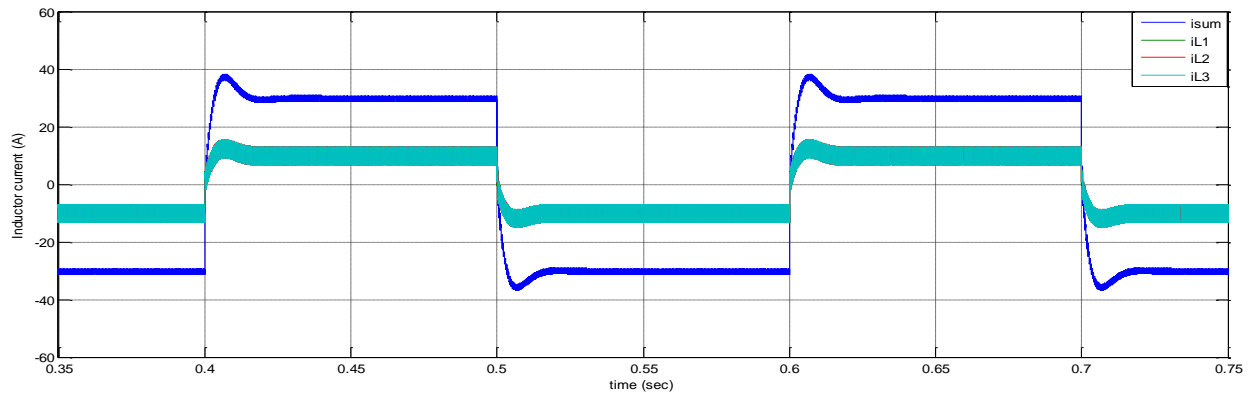
Hình 3.12. Bộ điều khiển dòng điện mô phỏng trên Simulink

Tín hiệu dòng điện đặt đầu vào bộ điều khiển là tín hiệu xung vuông đảo chiều đối xứng. Chiều dòng điện thay đổi sau mỗi 0,1s.

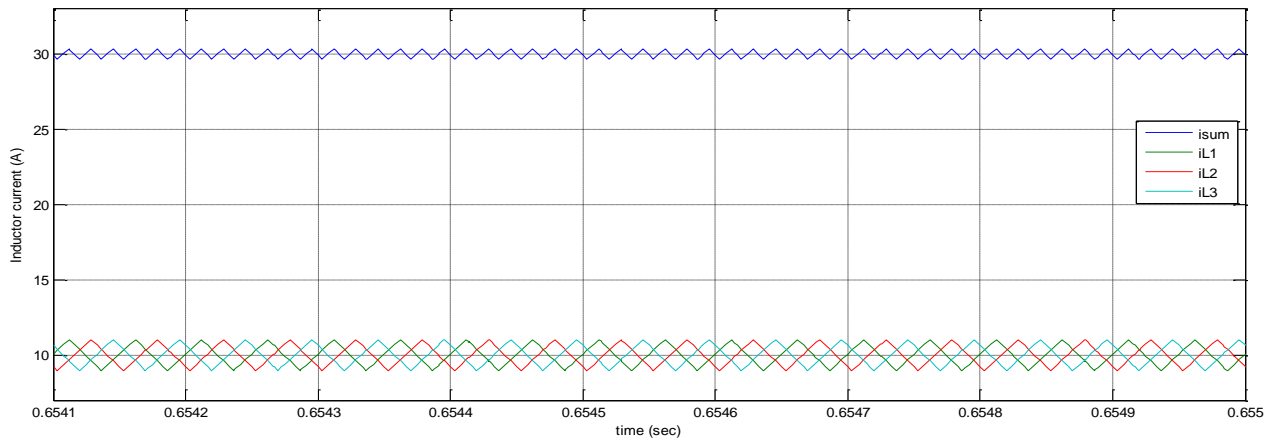


Hình 3.13. Mô hình đóng cắt tương đương trong Simulink

## Kết quả mô phỏng



(a) Đáp ứng dòng điện trên các nhánh và dòng tổng



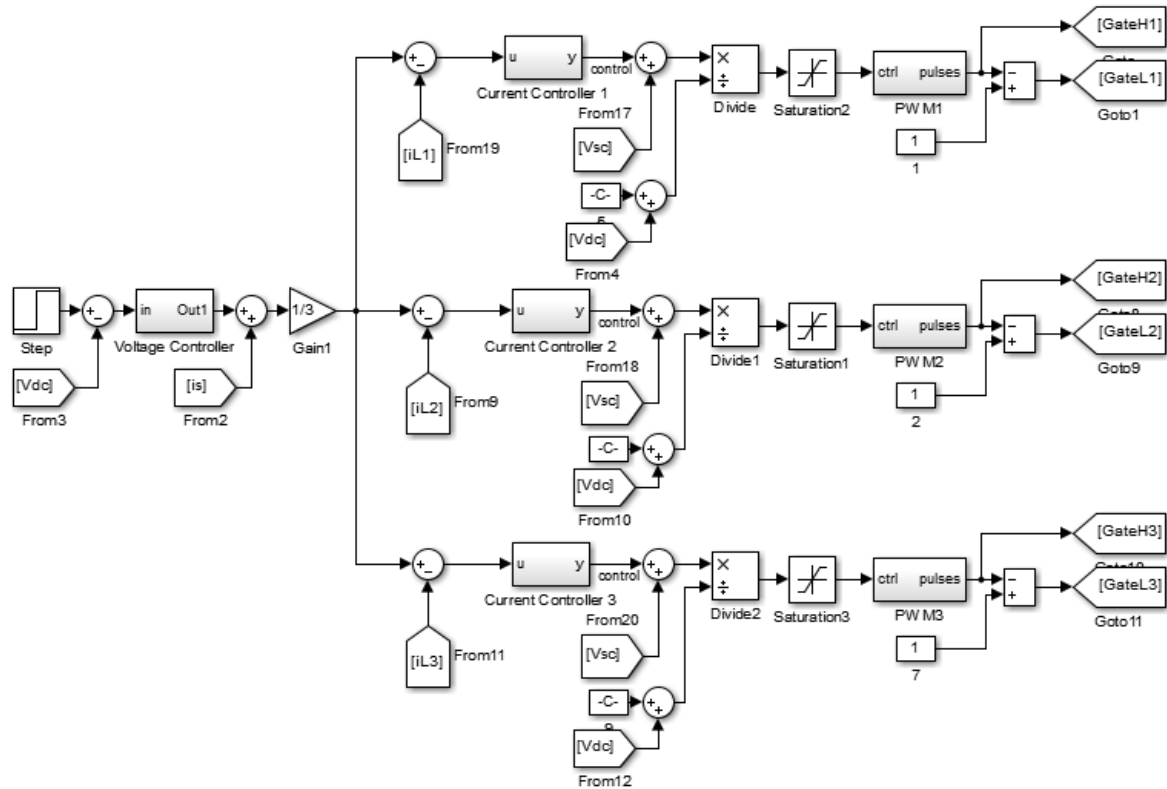
(b) Độ đập mạch dòng điện

Hình 3.14. Đáp ứng dòng điện qua cuộn cảm

Tham số điều khiển chính của cấu trúc một mạch vòng chính là dòng điện cuộn cảm nhằm điều chỉnh quá trình trao đổi năng lượng giữa kho điện và lưới. Do vậy, yêu cầu dòng điện phải bám sát lượng đặt. Hình 3.12 thể hiện đáp ứng với tín hiệu đặt thay đổi tuần hoàn của dòng tổng và dòng các nhánh cùng tác dụng của việc sử dụng điều khiển interleaved.

*b. Mô phỏng cấu trúc điều khiển hai mạch vòng*

Cấu trúc điều khiển được mô phỏng trên Simulink như sau:

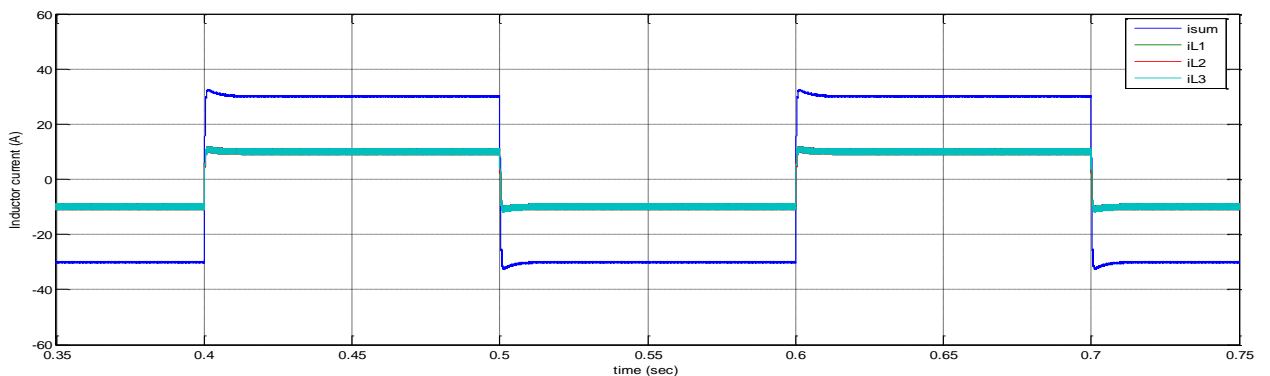


Hình 3.15. Cấu trúc điều khiển hai mạch vòng trên Simulink

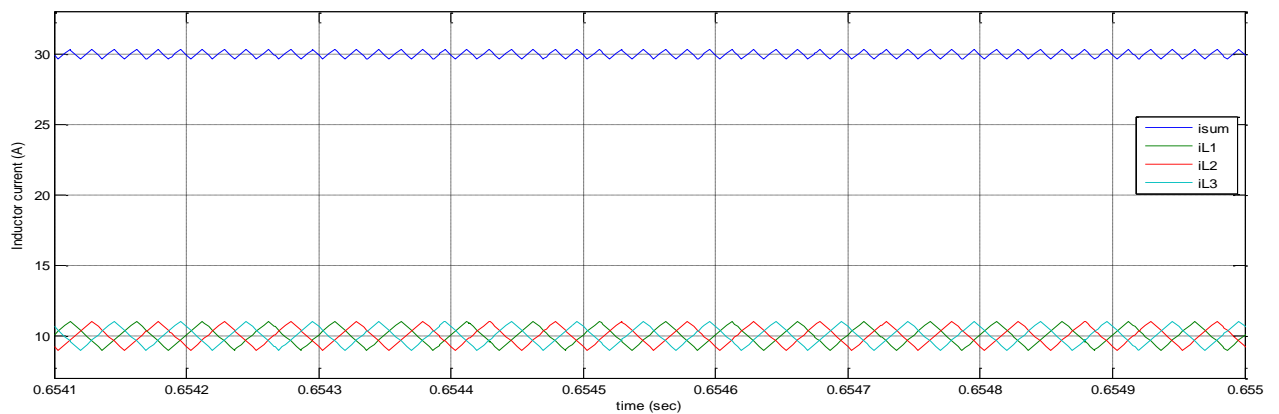
Tín hiệu đặt cho điện áp DC-link là tín hiệu step. Mục tiêu giữ điện áp DC-link luôn bằng 700V.

Mô hình đóng cắt tương đương trên Simulink vẫn tương tự như ở cấu trúc điều khiển một mạch vòng dòng điện.

**Kết quả mô phỏng**

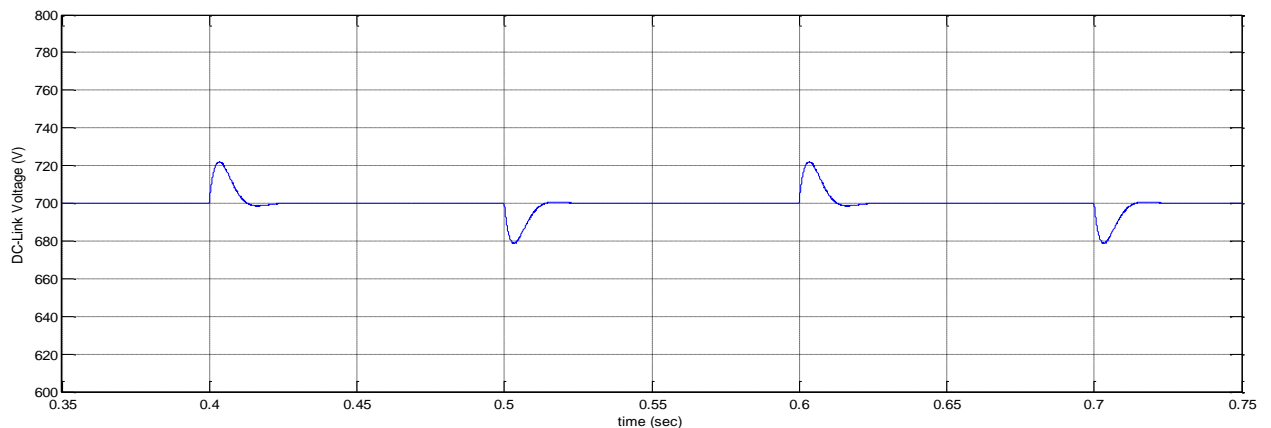


(a) Dòng điện trên từng nhánh và dòng tổng



(b) Độ đập mạch của dòng điện

Hình 3.16. Dòng điện qua cuộn cảm với 2 mạch vòng điều khiển

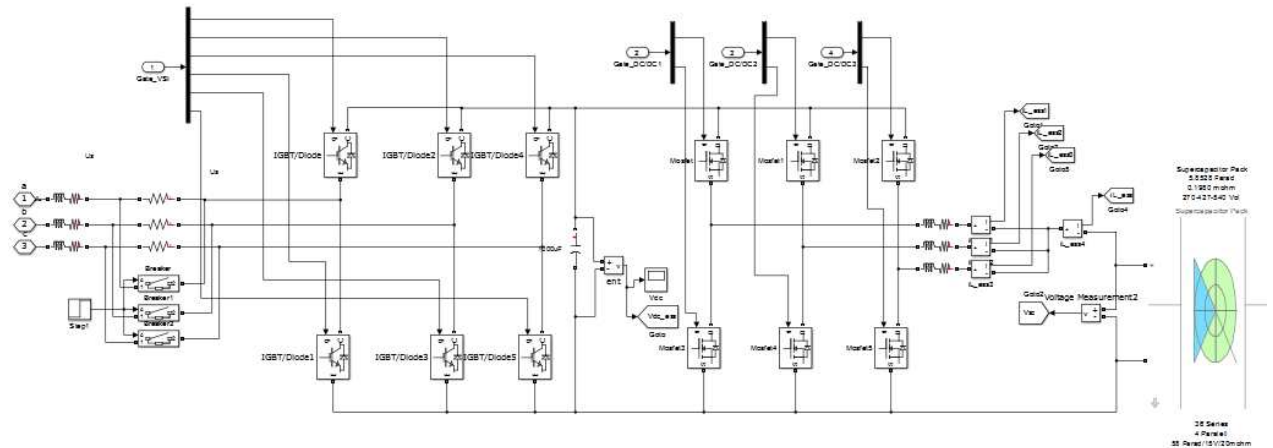


Hình 3.17. Điện áp một chiều DC-Link với 2 mạch vòng điều khiển

Tương tự như cấu trúc điều khiển một mạch vòng, các kết quả dòng điện cuộn cảm thể hiện rất tốt tính chất của việc điều khiển interleaved. điện áp DC-link khi sử dụng cấu trúc 2 mạch vòng cũng rất khả quan. Điện áp bám sát giá trị đặt, thay đổi nhỏ khi đảo chiều dòng điện.

### 3.4.2. Mô phỏng bộ biến đổi DC-DC hai chiều nối 3PVSI nối lưới

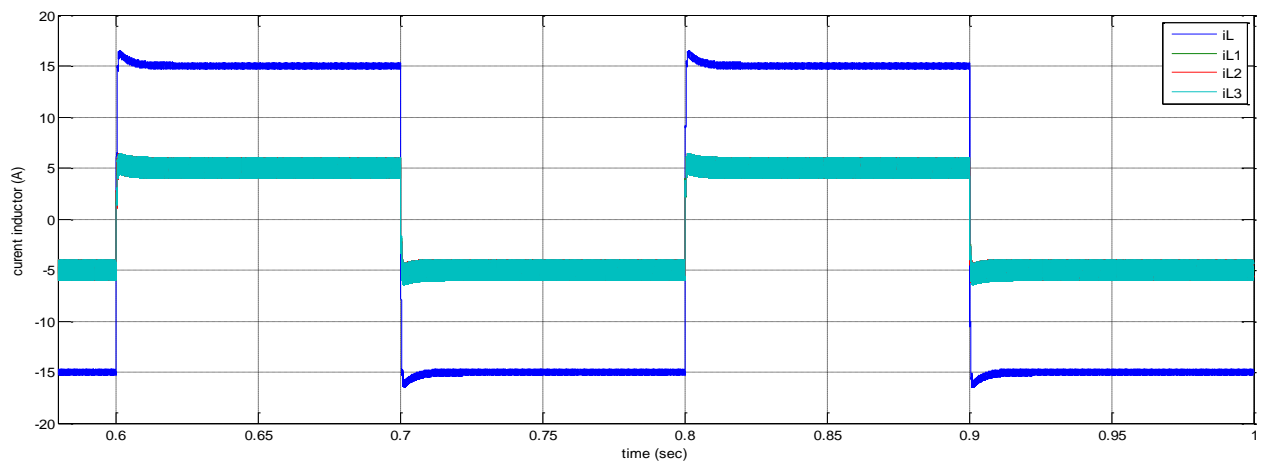
#### a. Mô phỏng cấu trúc một mạch vòng dòng điện



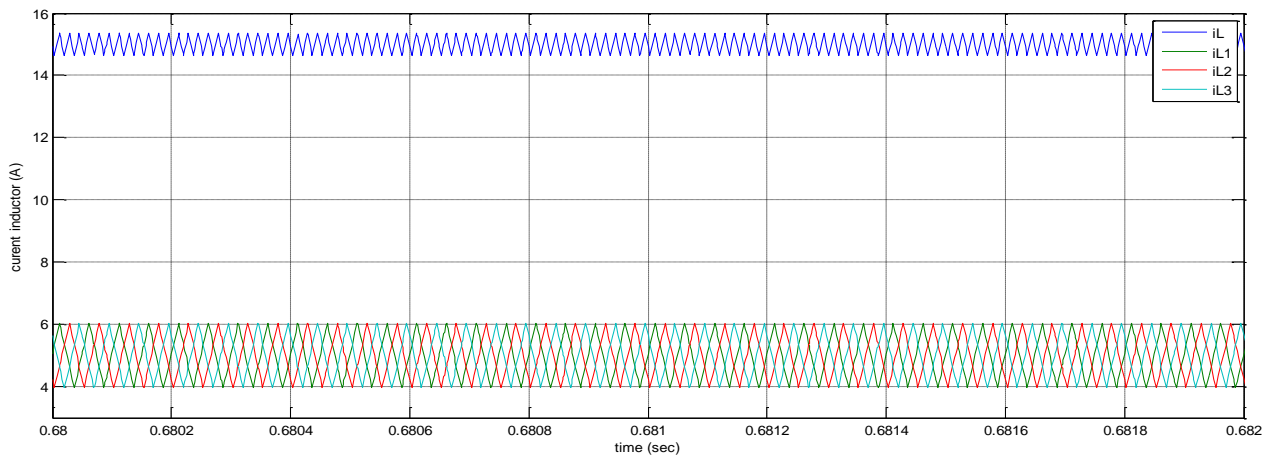
Hình 3.18. Mô hình đóng cắt tương đương trong Simulink

Với cấu trúc điều khiển một mạch vòng dòng điện, bộ 3PVSI trong cấu trúc này sẽ đảm nhiệm nhiệm vụ điều khiển điện áp DC-link bám lượng đặt và dòng công suất trao đổi với lưới cân bằng với dòng điện chạy qua bộ biến đổi DC-DC.

Điều đó tương đương với việc cấu trúc điều khiển của bộ 3PVSI gồm hai mạch vòng điều khiển. Vòng trong là bộ điều khiển dòng điện và vòng ngoài là bộ điều khiển điện áp DC-link.



(a) Dòng điện trên từng nhánh và dòng tổng



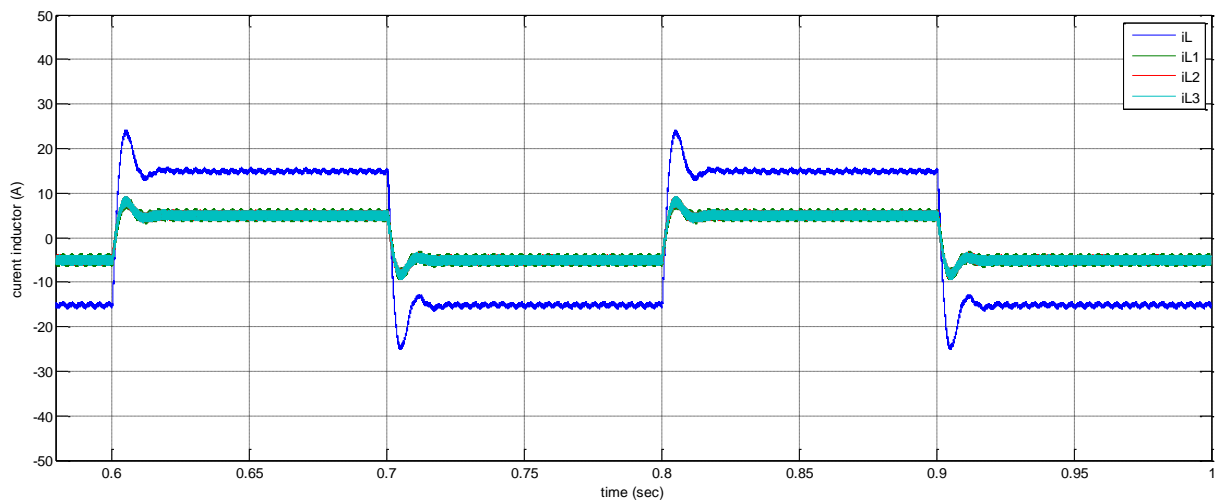
(b) Dạng đập mạch dòng điện (zoom)

Hình 3.19. Dòng điện qua cuộn cảm

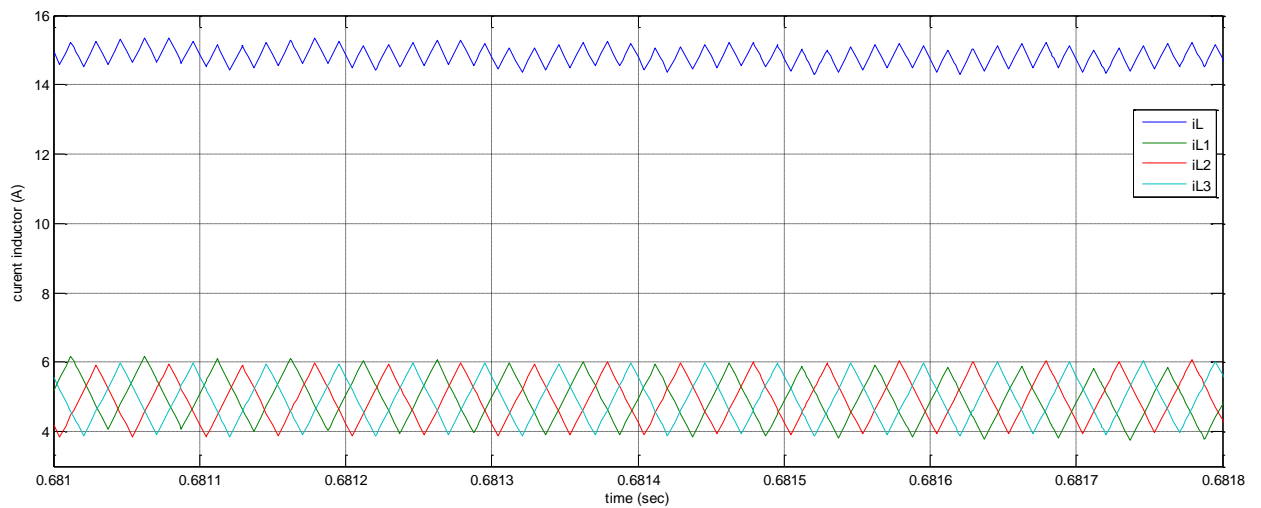
*b. Mô phỏng cấu trúc hai mạch vòng cascade*

Với cấu trúc điều khiển hai mạch vòng của bộ biến đổi DC-DC hai chiều thì khi này, điện áp trên tụ DC-link được điều khiển bám lượng đặt bởi chính bộ DC-DC. Do vậy, bộ 3PVSII lúc này chỉ đảm nhiệm một nhiệm vụ là điều khiển dòng điện cũng chính là dòng công suất của kho điện.

Cấu trúc điều khiển của bộ DC-DC hai chiều hoàn toàn giống với cấu trúc được trình bày ở mục a.

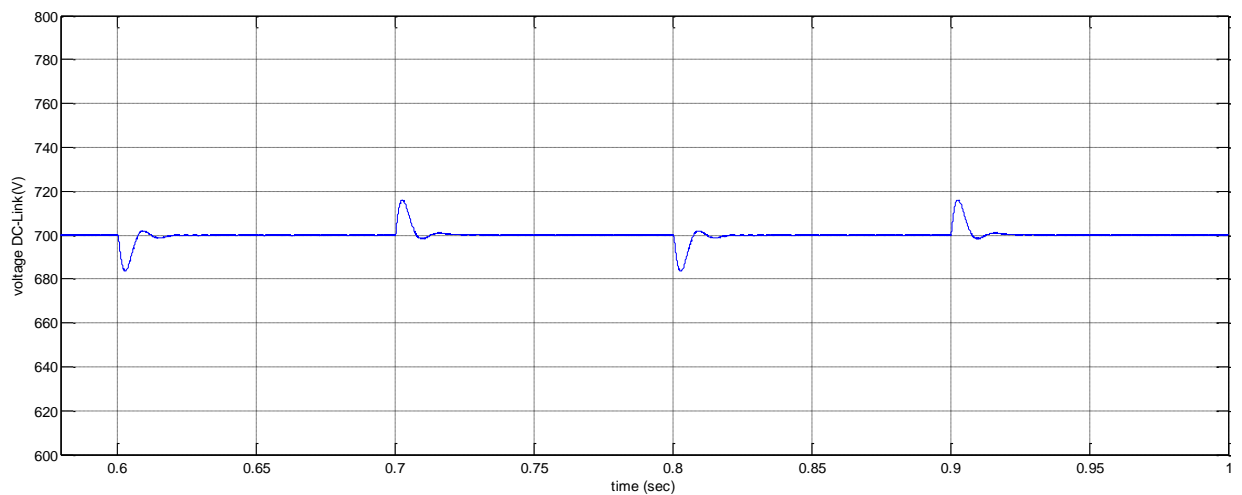


(a) Đáp ứng dòng điện khi thay đổi dòng  $i_{inv}$



(b) Dạng dòng điện trên các nhánh và dòng tổng (zoom)

Hình 3.20. Đáp ứng dòng điện khi thay đổi dòng  $i_{inv}$



Hình 3.21. Đáp ứng điện áp khi thay đổi dòng  $i_{inv}$

Từ các kết quả mô phỏng, ta thấy được cả hai cấu trúc điều khiển đều đáp ứng tốt các yêu cầu đặt ra cho việc điều khiển. Ngoài ra có thể thấy rõ được ưu điểm của phương pháp điều khiển interleaves cho dòng điện đầu ra có độ đập mạch nhỏ mà không cần đến cuộn cảm có giá trị lớn.

## **Chương 4**

# **XÂY DỰNG MÔ HÌNH THỰC NGHIỆM BỘ BIẾN ĐỔI DC-DC HAI CHIỀU**

### **4.1. Các bước xây dựng mô hình thực nghiệm**

Sau khi đã có được kết quả mô phỏng rất tốt đẹp ở chương trước. Ta bắt tay vào xây dựng mô hình thực nghiệm trên thực tế, có thể làm cơ sở cho việc chế tạo sản phẩm thực sau này.

Việc xây dựng mô hình thực nghiệm được diễn ra chặt chẽ gồm các bước chính sau:

- Lựa chọn vi xử lý và thiết kế mạch điều khiển. Lựa chọn các phần tử và thiết kế mạch điều khiển.
- Lựa chọn các thiết bị và thiết kế mạch lực.
- Thiết kế mạch driver cho mạch lực.
- Xây dựng mô hình thực nghiệm.
- Chuẩn bị dữ liệu phục vụ việc lập trình.
- Lập trình.
- Chạy thử, kiểm tra kết quả và hiệu chỉnh mạch cùng thuật toán điều khiển.

Sau đây ta sẽ đi vào cụ thể từng bước chính.

### **4.2. Lựa chọn và thiết kế các thành phần của mô hình thực nghiệm**

#### **4.2.1. Lựa chọn vi xử lý và thiết kế mạch điều khiển.**

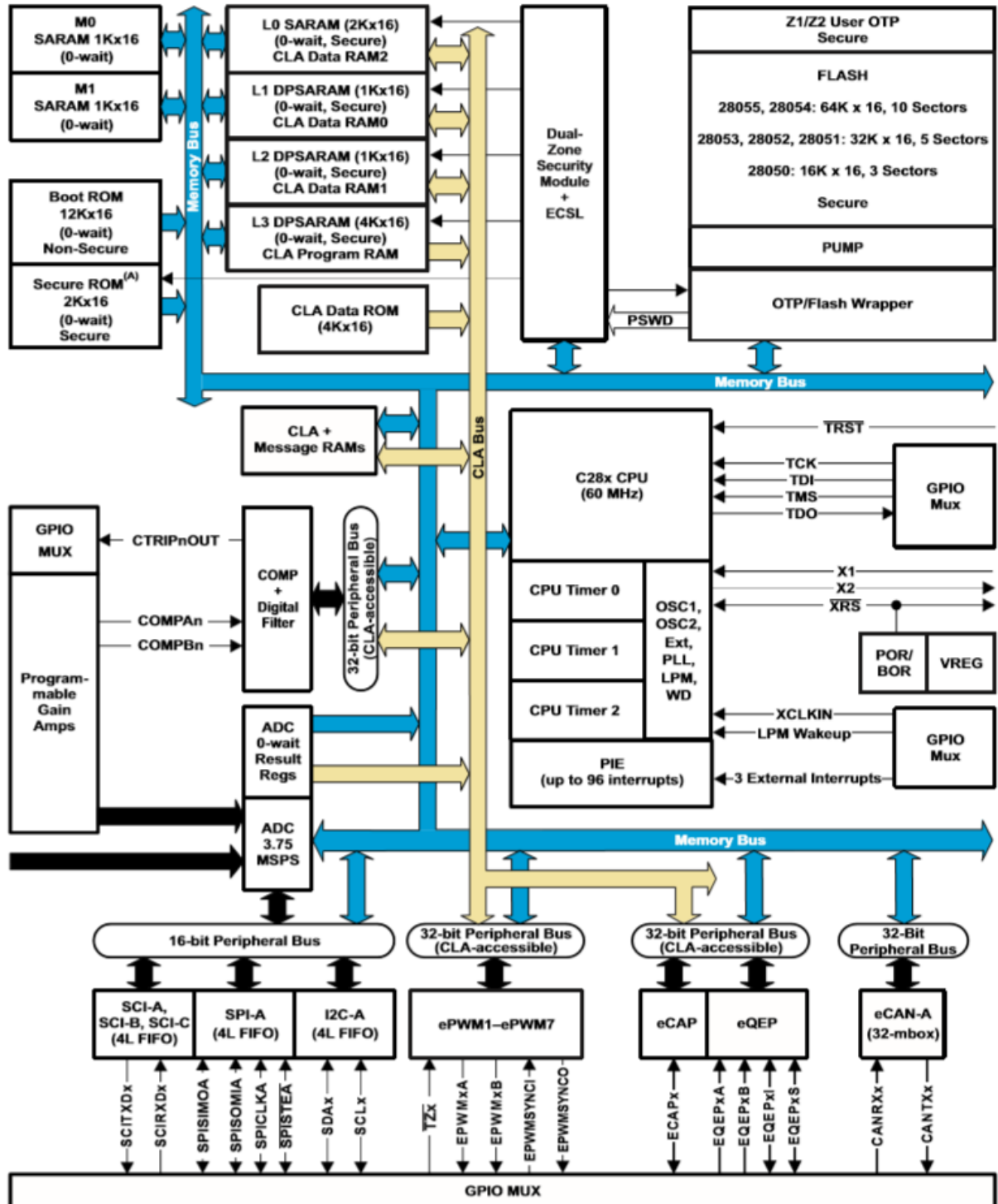
Bộ biến đổi DC-DC hai chiều không cách ly 3 pha interleaved yêu cầu 3 kênh PWM dịch pha nhau  $120^\circ$ . Sau một thời gian tìm hiểu các hãng sản xuất vi xử lý, kết hợp với các tiêu chí về độ sẵn có trên thị trường, sự sẵn có của các công cụ phát triển như trình biên dịch, công cụ debug, tài liệu và hỗ trợ. Em đã quyết định chọn DSP mã TMS320F28055 thuộc dòng C2000 của Texas Instruments là vi xử lý cho đề tài của mình.

DSP TMS320F28055 có các đặc điểm nổi bật sau:

- Kiến trúc Harvard hiệu năng cao (tốc độ tối đa 60MHz – chu kỳ lệnh 16,67ns)
- Tiêu thụ ít năng lượng.
- 10KB RAM
- 64KB Flash



- 14 kênh PWM với 7 kênh PWM độc lập.
- 16 kênh ADC 12 bit với thời gian chuyển đổi 267ns.
- Hỗ trợ debug thời gian thực từ phần cứng. Đây là một điểm quan trọng giúp ta có thể dễ dàng kiểm soát chương trình.



Hình 4.1. Sơ đồ khối TMS320F28055

Với bộ biến đổi DC-DC 2 chiều không cách ly 3 pha interleaved, ta quan tâm tới:

- Khối ngoại vi ePWM.
- Khối chuyển đổi tương tự - số ADC 12 bits.
- Dấu phẩy tĩnh trong vi xử lý.

***Khối ngoại vi ePWM của TMS320F28055:***

- Các thanh ghi 16 bits.
- Dải rộng và lập trình được giá trị deadband cho các cặp đầu ra PWM.
- Có thể thay đổi độ rộng xung trong và sau mỗi chu kỳ PWM khi cần thiết.
- Mạch phát xung mẫu dùng cho việc tạo xung lập trình được các dạng xung: đối xứng, không đối xứng...
- Tối thiểu hóa sự quá nhiệt của CPU nhờ các thanh ghi so sánh và chu kỳ tự động nạp lại.

***Khối ADC 12 bits:***

- Bộ biến đổi ADC có độ phân giải 12 bits với một khâu Sample/Hold ở bên trong.
- Có thể hoạt động ở chế độ trích mẫu đồng thời hoặc trích mẫu liên tục.
- Giới hạn đầu vào tương tự: 0-3,3V (giá trị điện áp trên 3,3V sẽ cho giá trị số sau khi chuyển đổi bằng giá trị số lớn nhất).
- Có tới 16 kênh đầu vào.
- 16 SOC (start of conversion) được sử dụng để cấu hình nguồn khởi động, thời gian trích mẫu và kênh được chuyển đổi.
- Có 16 thanh ghi kết quả, kết quả được tính theo công thức:

$$DigitalValue = 4096 * (AnalogValue - ADCLO) / 3.3$$

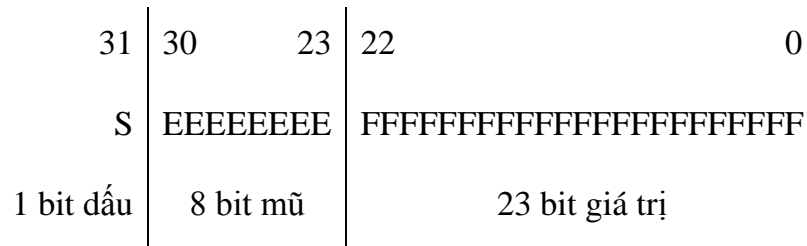
- Có thể bắt đầu chuyển đổi bằng:
  - Phần mềm
  - ePWM 1-8
  - Ngắt ngoài
  - CPU Timer
  - Ngắt ADC ½
- Điều khiển ngắt linh hoạt cho phép ngắt mỗi lần kết thúc chuyển đổi.

### ***Dấu phẩy tĩnh trong vi xử lý***

DSP TMS320F28055 hỗ trợ thư viện IQmath biểu diễn số liệu dưới dạng số thực dấu phẩy tĩnh để thực hiện các tính toán trong các bộ điều khiển một cách chính xác.

### **Dấu phẩy động (floating point):**

Một số thực Z khi biểu diễn dưới dạng dấu phẩy động:



Hình 4.2. Biểu diễn một số thực bằng dấu phẩy động

Bit dấu: bit 31.

Bit 31 = 1: số âm, s=1.

Bit 31 = 0: số dương, s=0.

Bit mũ: bit 30 đến bit 23.

8 bit lưu trữ giá trị của số mũ, với giá trị bù là +127.

Bit giá trị: bit 22 đến bit 0.

$$M = 1 + m_1 \cdot 2^{-1} + m_2 \cdot 2^{-2} + \dots = 1 + \sum_{i=1}^{23} m_i \cdot 2^{-i}$$

Theo cách biểu diễn này, số Z có giá trị thập phân:

$$Z = (-1)^s \cdot M \cdot 2^{E-OFFSET}$$

Ví dụ một số có dạng 0x3FE00000

$$S = 0$$

$$E = 01111111 = 127$$

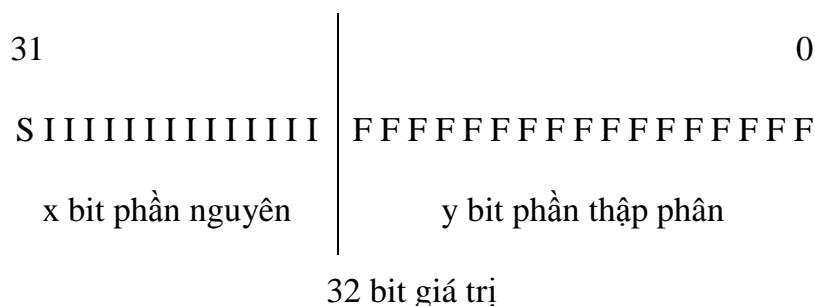
$$M = 1 + 0,5 + 0,25 = 1,75$$

$$Z = (-1)^0 \cdot 1,75 \cdot 2^{127-127} = 1,75.$$

Theo công thức ở trên thì dạng dấu phẩy động có thể biểu diễn các số thực với độ chính xác phụ thuộc vào số mũ  $2^{E-OFFSET}$  của nó. Như vậy khi biểu diễn các số càng có nhiều chữ số thập phân ở phần thập phân thì độ chính xác càng giảm.

### Dấu phẩy động (fixed point):

Số Z khi biểu diễn dưới dạng số thực dấu phẩy tĩnh hay còn gọi là IxQy:



Hình 4.3. Biểu diễn một số thực bằng dấu phẩy tĩnh

$$Z = -2^{x-1} + (2^{x-2} + \dots + 2^0) \cdot (2^{-1} + 2^{-2} + \dots + 2^{-y})$$

Ví dụ biểu diễn một số thực dưới dạng dây phẩy tĩnh I8Q8:

Số âm nhỏ nhất: -128	1000 0000 0000 0000
Số dương lớn nhất: $\approx +128$	0111 1111 1111 1111
Số âm lớn nhất: $-2^{-8}$	1111 1111 1111 1111
Số dương nhỏ nhất: $2^{-8}$	0000 0000 0000 0001

Dạng I8Q8 có thể biểu diễn số thực từ -128 đến gần +128 với độ chính xác là  $2^{-8}$ .

Biểu diễn bằng phương pháp dấu phẩy tĩnh với một khung IxQy nhất định cho ta độ chính xác là  $2^{-y}$  đồng đều trên toàn miền giá trị biểu diễn, khác với việc độ chính xác thay đổi theo giá trị của số được biểu diễn như trong phương pháp dấu phẩy động.

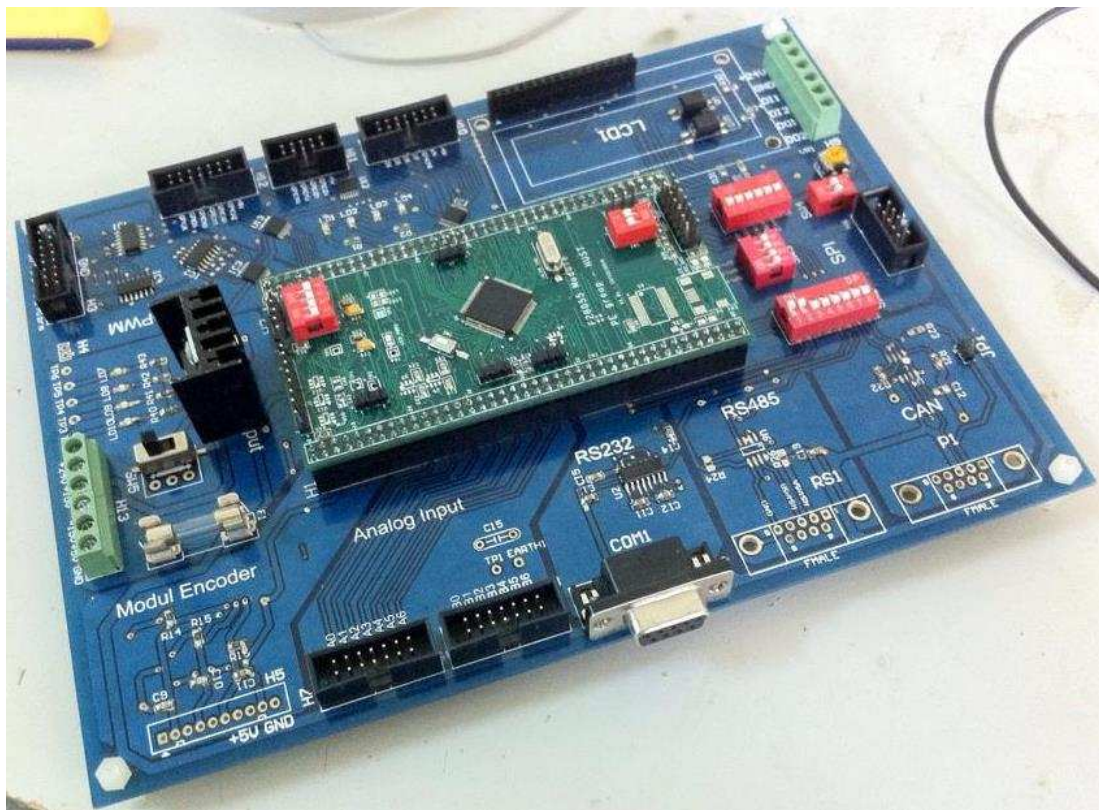
Do độ chính xác khi biểu diễn các số thực là đồng đều nên phương pháp này cho kết quả tính toán chính xác.

Phương pháp biểu diễn theo dấu phẩy tĩnh cho phép người dùng biểu diễn dễ dàng lựa chọn được độ chính xác của số liệu cần biểu diễn theo ý muốn bằng cách lựa chọn giá trị y của phần thập phân Q và lựa chọn khoảng giá trị bằng cách lựa chọn giá trị x của phần nguyên I.

Dấu phẩy tính được sử dụng trong các bài toán điều khiển do:

- Đáp ứng yêu cầu về khả năng biểu diễn số liệu với độ chính xác đồng đều trong một khoảng giá trị biến động không lớn.
- Có khả năng biểu diễn chính xác các hệ số của bộ điều khiển, thường là các hệ số có giá trị nhỏ nhưng yêu cầu độ phân giải cao.

Để phục vụ cho việc xây dựng mô hình bộ biến đổi, em đã thiết kế một mạch điều khiển dựa trên DSP TMS320F28055 với các linh kiện sẵn có tại Việt Nam. Mạch điều khiển này đã chạy rất tốt với bộ biến đổi DC-DC hai chiều.

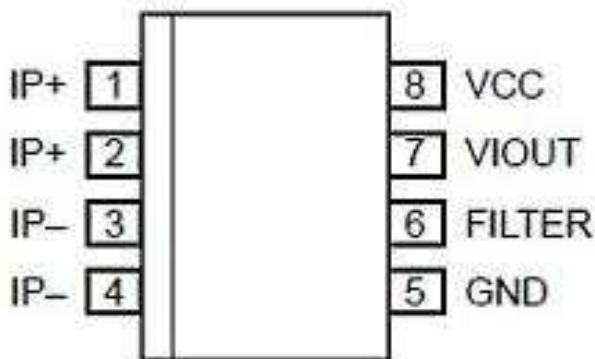


Hình 4.4. Mạch điều khiển sử dụng DSP TMS320F28055

#### 4.2.2. Lựa chọn thiết kế mạch đo lường

Mạch đo lường dòng điện được xây dựng trên cơ sở IC ACS712

### Pin-out Diagram



Hình 4.5. Sơ đồ chân ACS712.

Ưu điểm của ACS 712:

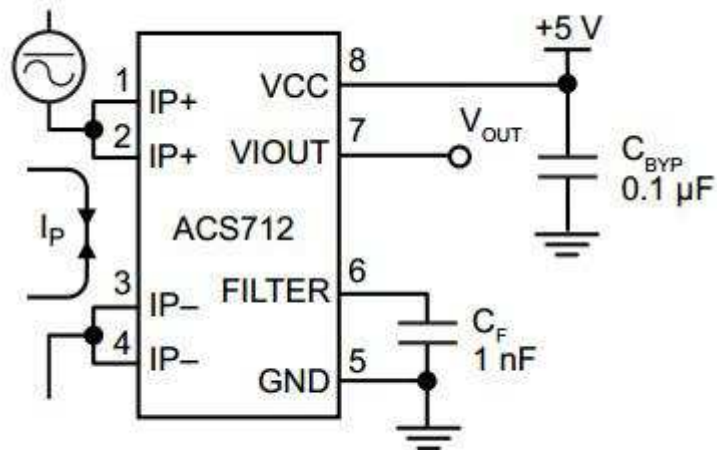
- Đường tín hiệu analog có độ nhiễu thấp.
- Thời gian tăng của đầu ra để đáp ứng với đầu vào là  $5\mu s$ .
- Điện trở dây dẫn trong là  $1.2m\Omega$ .
- Nguồn vận hành đơn là 5VDC.
- Độ nhạy đầu ra từ 63-190mV/A.
- Điện áp ra cực kỳ ổn định.

Dựa vào cấu trúc trên và công suất bộ biến đổi, ta lựa chọn sử dụng IC ACS712 loại 20A với độ nhạy 100mV/A.

Bảng 4.1. Các thông số của ACS712 20A

Dòng điện định mức $I_{PN}$	20A
Dải đo tối đa	$-20A \div 20A$
Độ nhạy	100mV/A
Nguồn cấp	5VDC

Việc sử dụng ACS712 đo dòng điện giúp ta cách ly tốt mạch đo, mạch điều khiển với mạch lực, đồng thời đạt độ chính xác cao hơn, dễ thiết kế và sử dụng hơn so với đo dòng điện dùng điện trở shunt. Để sử dụng được ACS712, ta sử dụng mạch đơn giản như sau:



Hình 4.6. Cấu trúc mạch đo dòng điện

Dưới đây là mạch đo đã được thiết kế và sử dụng:



Hình 4.7. Mạch đo dòng sử dụng ACS712.

#### 4.2.3. Lựa chọn các phần tử và thiết kế mạch lực

Theo các kết quả tính toán ở chương 2 và dựa theo tiêu chí sử dụng những linh kiện sẵn có có thể tìm kiếm được trên thị trường, ta lựa chọn các thành phần mạch lực như sau.

- 3 tụ điện phân cực loại 470 $\mu$ F/400V.
- 3 cuộn cảm 0.7mH.
- 6 van MOSFET 2SK1940.



Bảng 4.2. Thông số của van MOSFET

2SK1940	Maximum Ratings
VDS	600V
IC	12A



Hình 4.8. Bộ biến đổi DC-DC 2 chiều 3 pha interleaves

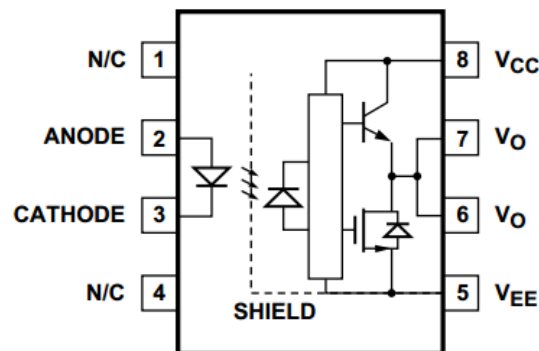


#### 5.2.4. Thiết kế mạch driver cho mạch lực

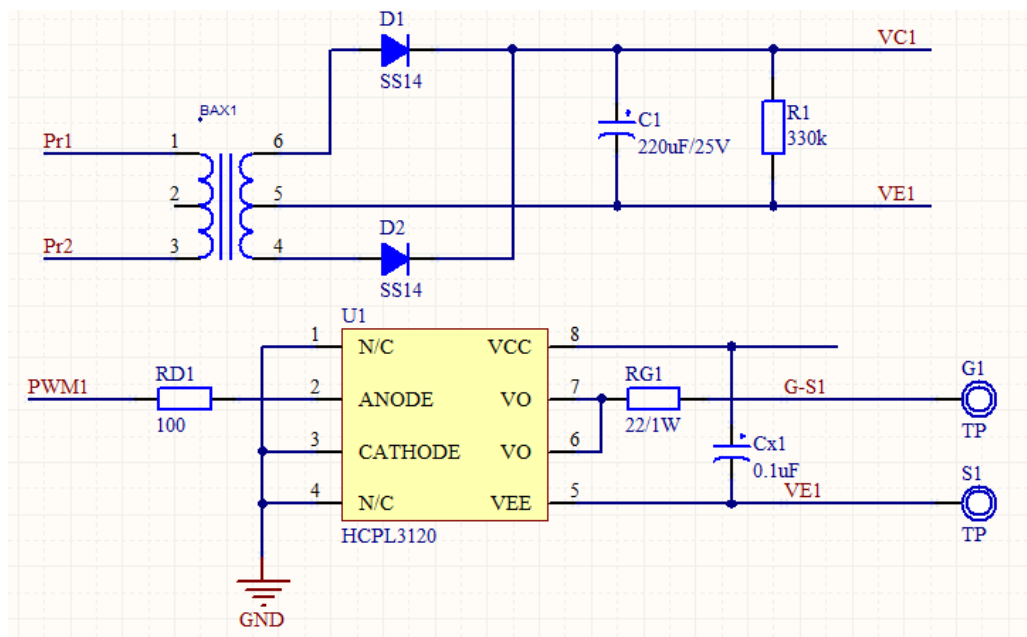
Driver cho mạch lực sử dụng IC A3120/HCPL3120 là 1 IC cách ly quang 8 chân sử dụng phổ biến trong các mạch điều khiển biến tần động cơ, đặc biệt dùng nhiều trong các máy biến tần công nghiệp. Điện áp và dòng chân đầu ra có thể điều khiển trực tiếp IGBT hoặc MOSFET với hệ số tăng 1200V/100A.

IC A3120 được ứng dụng chủ yếu:

- Điều khiển cách ly cực Gate IGBT/MOSFET.
- Dùng trong biến tần công nghiệp.
- Các bộ chuyển đổi chế độ nguồn.
- Điều khiển động cơ.



Hình 4.9. Cấu trúc IC A3120/HCPL3120



Hình 4.10. Sơ đồ mạch driver A3120 sử dụng để tạo xung mở van

Các thông số cơ bản của A3120/HCPL3120

Bảng 4.3. Thông số của A3120/HCPL3120

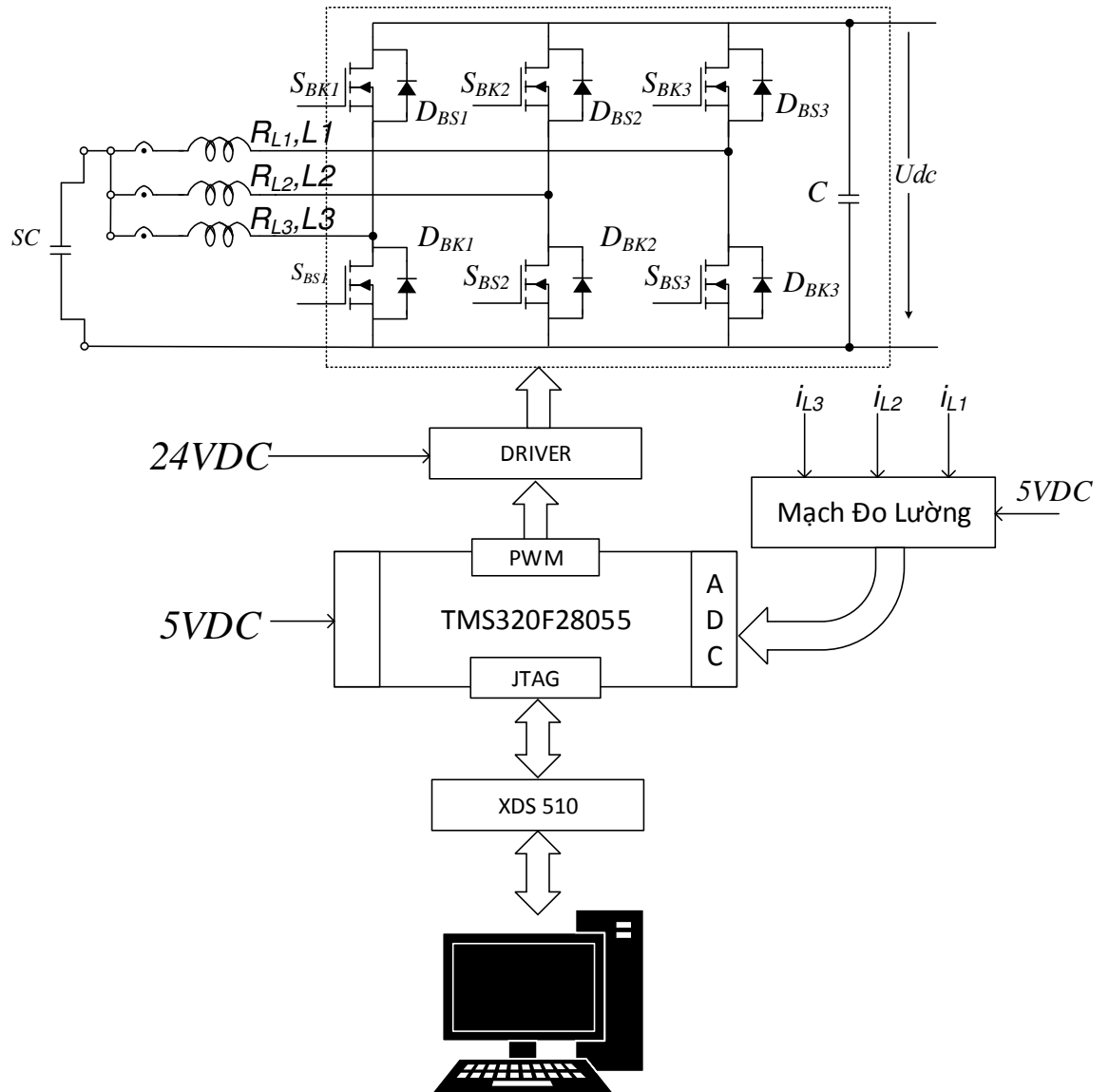
Dòng đầu ra tối thiểu	2A
Dòng nguồn max $I_{cc}$	5mA
Dải điện áp nguồn hoạt động	15V ÷ 30V
Tốc độ đóng cắt lớn nhất	500ns
Dải nhiệt độ thiết bị	-40°C ÷ 100°C



Hình 4.11. Driver A3120 tích hợp trên mạch lực.

### 4.3. Xây dựng mô hình thực nghiệm

Hệ thống thực nghiệm được xây dựng theo sơ đồ khối như hình vẽ:

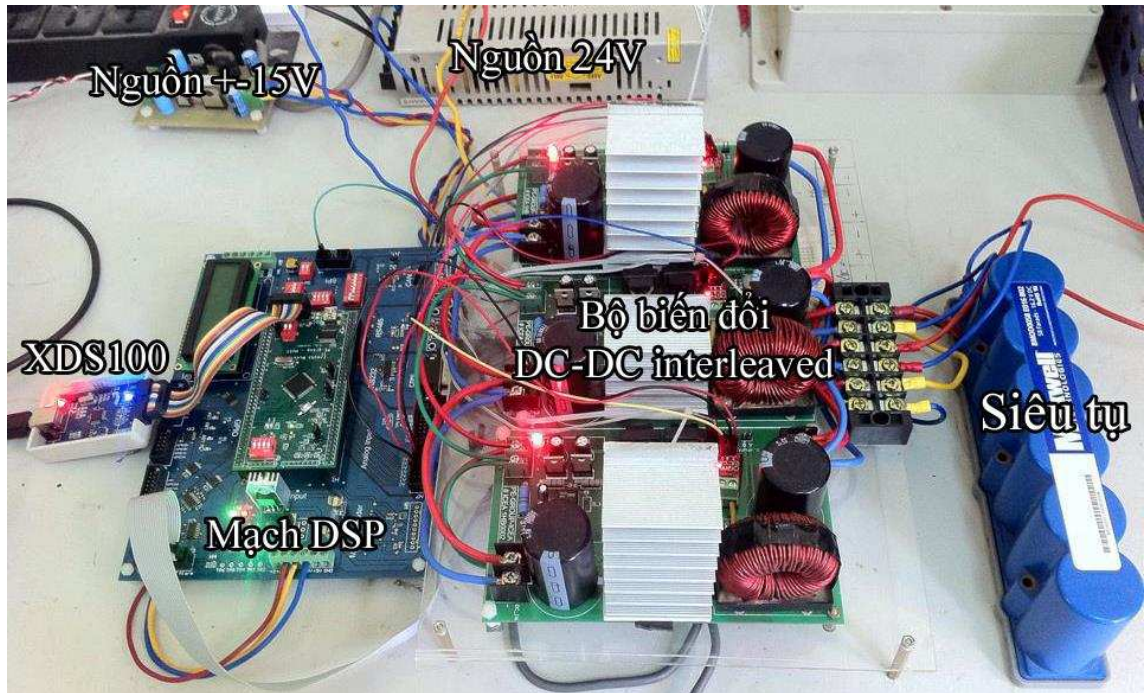


Hình 4.12. Sơ đồ khối hệ thống thí nghiệm.

Dựa theo sơ đồ khối hệ thống thực nghiệm ta bắt tay xây dựng mô hình thực nghiệm. Mô hình được chia làm 3 khối để đảm bảo cho việc lắp đặt các thành phần gọn gàng, chặt chẽ, tiện lợi cho việc theo dõi thí nghiệm, đo lường các kết quả, thay thế khi xảy ra sự cố, hỏng hóc.

- Khối ngoài cùng gồm mạch vi xử lý, các nút điều khiển, LED hiển thị trạng thái, nguồn DC  $\pm 15V$  cấp cho mạch điều khiển.

- Khối giữa là mạch lực, mạch driver và nguồn cấp DC 24V cấp cho mạch driver.
- Khối cuối cùng là tải siêu tụ.



Hình 4.13. Hệ thống thí nghiệm.

#### 4.4. Chuẩn bị dữ liệu cho lập trình

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

Hệ thống thực nghiệm sử dụng vi điều khiển DSP TMS320F28055 để thực hiện các luật điều khiển, từ đó tất yếu ta phải chuyển hàm truyền các bộ điều khiển từ dạng liên tục sang dạng gián đoạn để phục vụ cho việc lập trình.

Bộ điều khiển PI được sử dụng trong vòng điều khiển dòng điện, điện áp. Việc gián đoạn theo phương pháp Tustin được thực hiện cụ thể bằng cách thay thế toán tử laplace bằng một hàm tương đương trên miền Z cụ thể như sau:

$$s = \frac{2}{T_s} \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}} \quad (4.1)$$

Lúc đó các bộ điều khiển dạng PI được mô tả trên miền ảnh Z sẽ được mô tả như sau:

$$PI_Z = K_p + \frac{K_I}{\frac{2}{T_s} \frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}}} = K_p + K_I \frac{T_s}{2} \frac{1+z^{-1}}{1-z^{-1}} \quad (4.2)$$

Quan hệ giữa tín hiệu điều khiển  $U$  và sai lệch  $E$  được biểu diễn giới dạng biểu thức như sau:

$$\begin{cases} U_p(z) = K_p \cdot \Delta E(z) \\ U_I(z) - U_I(z)z^{-1} = K_I \frac{T_s}{2} (\Delta E(z) + \Delta E(z)z^{-1}) \end{cases} \quad (4.3)$$

Ở biểu thức trên ta đã tách thành phần tích phân và khuếch đại thành 2 phần riêng biệt cho việc xem xét được dễ dàng hơn.

$$U = U_p + U_I \quad (4.4)$$

Từ biểu thức trên ta có thể triển khai cài đặt bộ điều khiển PI cho vi xử lý giới biểu thức sau đây:

$$\begin{cases} U_p(k) = K_p \cdot \Delta E(k) \\ U_I(k) - U_I(k-1) = K_I \frac{T_s}{2} (\Delta E(k) + \Delta E(k-1)) \\ U(k) = U_p(k) + U_I(k) \end{cases} \quad (4.5)$$

Hay viết gọn lại:

$$U(k) = K_p \cdot \Delta E(k) + U_I(k-1) + K_I \frac{T_s}{2} \Delta E(k) + K_I \frac{T_s}{2} \Delta E(k-1) \quad (4.6)$$

#### 4.4.2. Chuẩn hóa dữ liệu

##### *Lý do cần chuẩn hóa*

Chuẩn hóa là chuyển tất cả các dạng biến và tham số sang dạng không có thứ nguyên, tạo điều kiện cho công tác lập trình mà không sai ý nghĩa vật lý ban đầu của thuật toán.

Ở đây, do ta sử dụng vi xử lý DSP TMS320F28055 thuộc dòng Picollo C2000 32 bit dấu phẩy tĩnh, nên cần chuẩn hóa dữ liệu sang kiểu dấu phẩy tĩnh.

### ***Chuẩn hóa các bộ điều khiển dòng điện***

Theo (4.6) ta có phương trình sai phân bộ điều khiển dòng điện khi chưa chuẩn hóa:

$$U(k) = K_p \cdot \Delta E(k) + U_I(k-1) + K_I \frac{T_s}{2} \Delta E(k) + K_I \frac{T_s}{2} \Delta E(k-1)$$

Giả sử đầu vào  $\Delta E$  đã được chuẩn hóa với  $\Delta E_{\max}$ . Đầu ra  $d$  không có thứ nguyên nên không cần chuẩn hóa. Với  $\Delta E_{\max}$  là giá trị dòng điện lớn nhất mà mạch đo có thể đo được.

Ta có:

$$U(k) = U_I(k-1) + K_p \cdot \Delta E_{\max} \cdot \frac{\Delta E(k)}{\Delta E_{\max}} + K_I \frac{T_s}{2} \Delta E_{\max} \cdot \frac{\Delta E(k)}{\Delta E_{\max}} + K_I \frac{T_s}{2} \Delta E_{\max} \cdot \frac{\Delta E(k-1)}{\Delta E_{\max}}$$

Từ phương trình trên ta thu được phương trình sai phân bộ điều khiển sau khi chuẩn hóa:

$$U^{DSP}(k) = U_I(k-1) + K_p \cdot \Delta E_{\max} \cdot \Delta E^{DSP}(k) + K_I \frac{T_s}{2} \Delta E_{\max} \cdot \Delta E^{DSP}(k) + K_I \frac{T_s}{2} \Delta E_{\max} \cdot \Delta E^{DSP}(k-1)$$

Với:

$$\begin{cases} U^{DSP}(k) = U(k) \\ \Delta E^{DSP}(k-1) = \frac{\Delta E(k-1)}{\Delta E_{\max}} \end{cases}$$

### ***Chuẩn hóa bộ điều khiển điện áp***

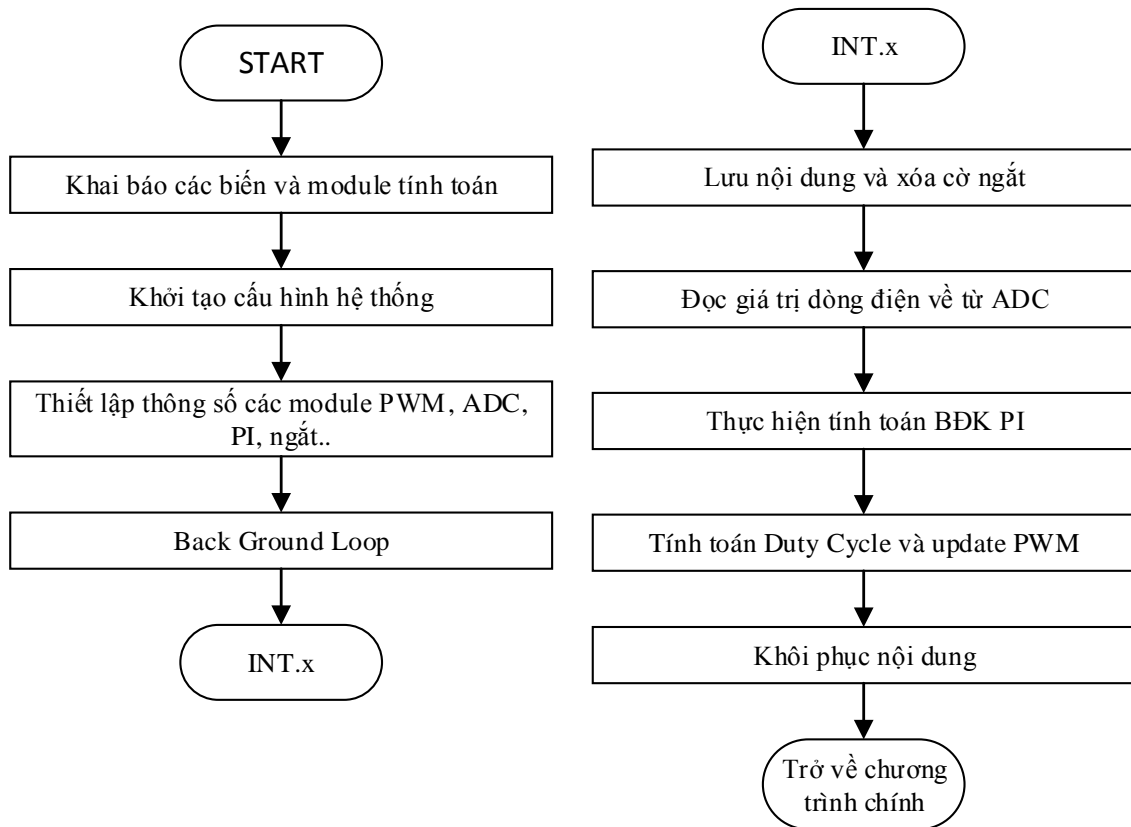
Vì cấu trúc bộ điều khiển điện áp cũng sử dụng bộ điều khiển PI tương tự như các bộ điều khiển dòng điện, do vậy việc chuẩn hóa dữ liệu cũng hoàn toàn tương tự như chuẩn hóa dữ liệu cho các bộ điều khiển dòng điện.

Cuối cùng ta cũng thu được phương trình sai phân bộ điều khiển sau khi chuẩn hóa:

$$U^{DSP}(k) = U_I(k-1) + K_p \cdot \Delta E_{\max} \cdot \Delta E^{DSP}(k) + K_I \frac{T_s}{2} \Delta E_{\max} \cdot \Delta E^{DSP}(k) + K_I \frac{T_s}{2} \Delta E_{\max} \cdot \Delta E^{DSP}(k-1)$$

#### 4.5. Lập trình cho vi điều khiển

Lưu đồ thuật toán:



Hình 4.14. Lưu đồ thuật toán cài đặt cho DSP

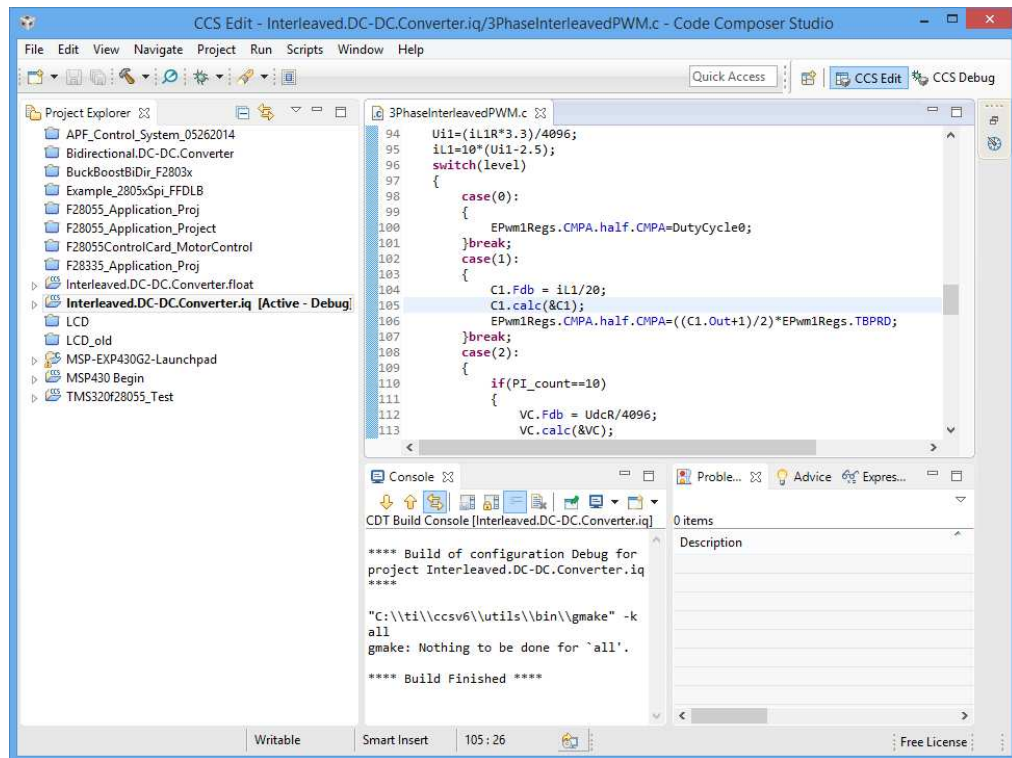
Dựa vào tài nguyên của DSP, ta sử dụng 3 ngắt ADC được khởi động bằng 3 PWM dịch pha  $120^\circ$  để làm cơ sở thực hiện cho mỗi bộ điều khiển dòng điện như sau:

- Đọc tín hiệu ADC từ mạch đo đo lường.
- Chuẩn hóa giá trị ADC đọc được.
- Đưa giá trị sau khi chuẩn hóa làm thông số đầu vào cho các bộ điều khiển và thực hiện tính toán các thông số điều khiển.
- Từ các tín hiệu điều khiển đưa vào tính toán hệ số điều chế, giá trị compare để update cho thanh ghi CMP của PWM.

Để lập trình cài đặt thuật toán điều khiển và luật phát xung vào DSP TMS320F28055, ta sử dụng phần mềm Code Composer Studio 6.1.2 của Texas Instruments.

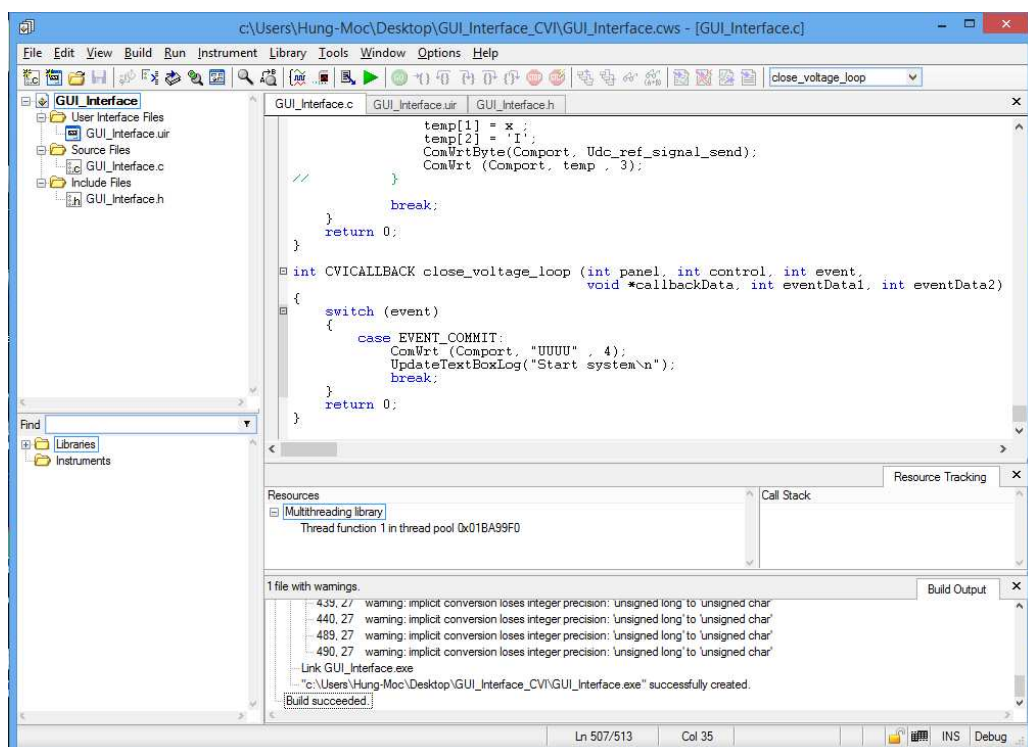


## Chương 4: Xây dựng mô hình thực nghiệm bộ biến đổi DC-DC hai chiều



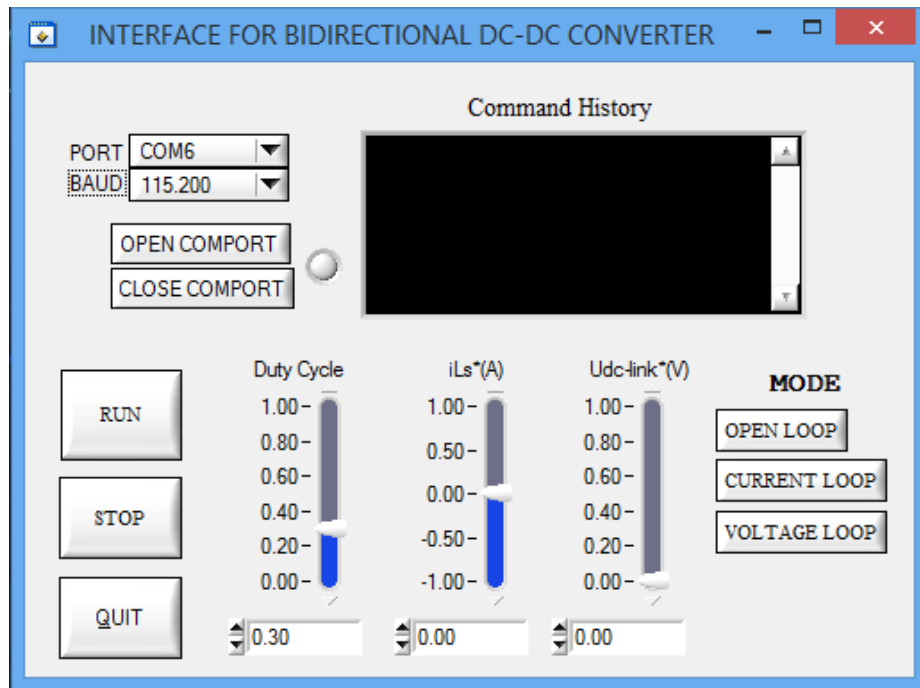
Hình 4.15. Môi trường làm việc của CCS 6.1.2

Cùng với việc sử dụng CCS 6.1.2, ta cũng sử dụng thêm phần mềm lập trình giao diện CVI của National Instrument để lập trình giao diện điều khiển từ máy tính.



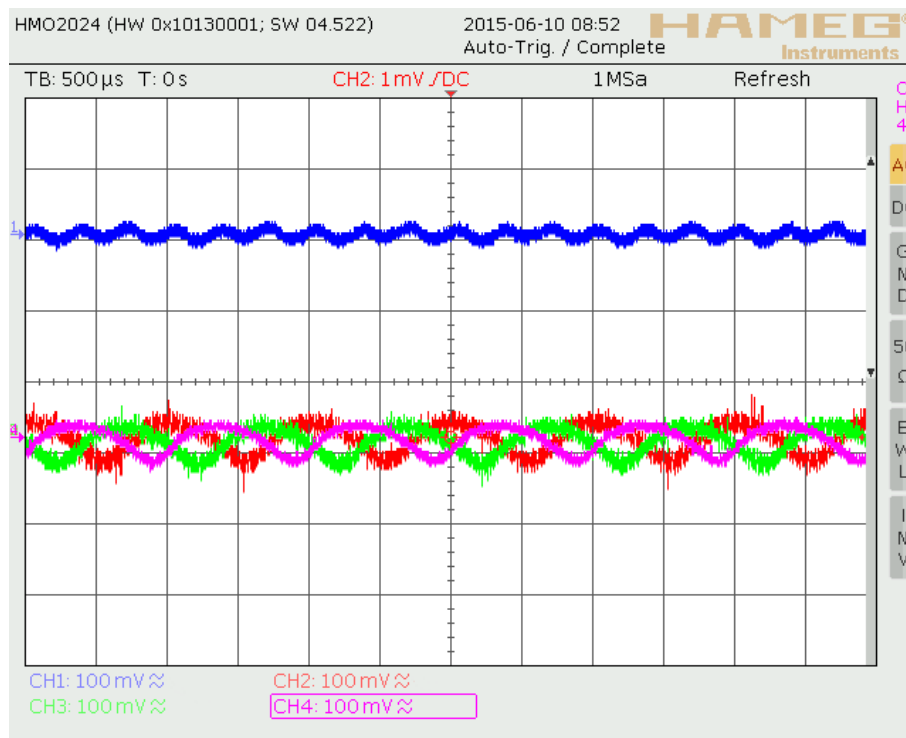
Hình 4.16. Môi trường làm việc của NI CVI

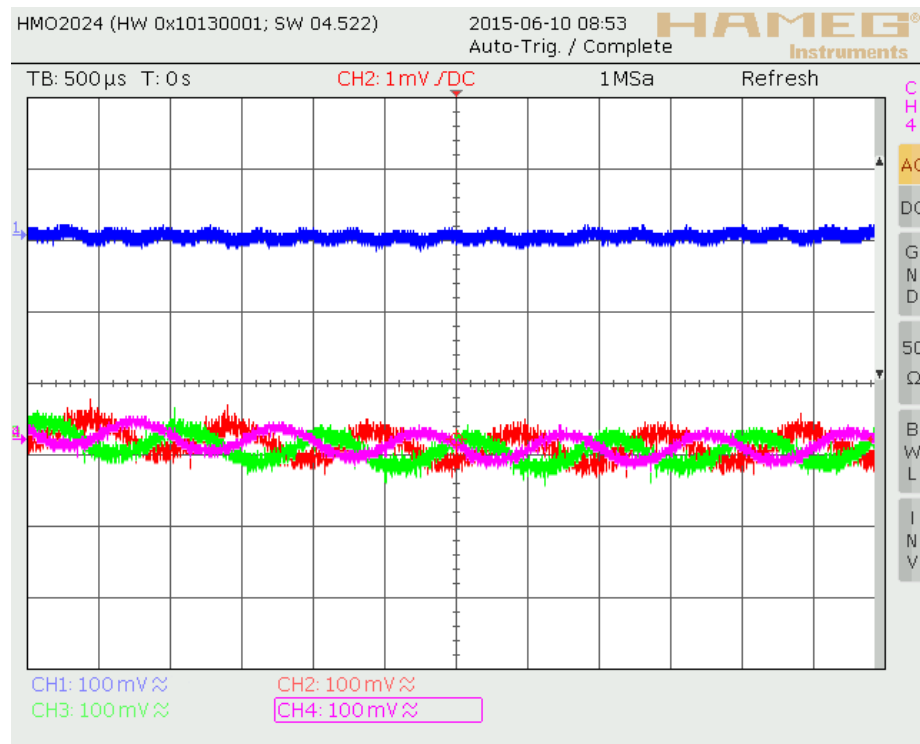




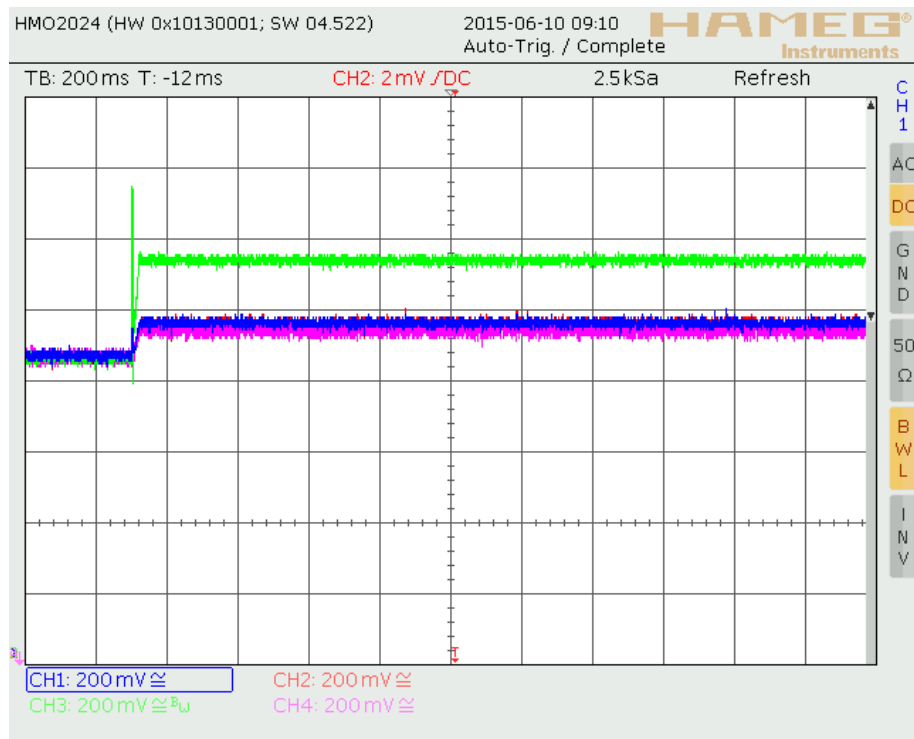
Hình 4.17. Chương trình giao tiếp vi điều khiển viết trên CVI

#### 4.6. Kết quả thực nghiệm

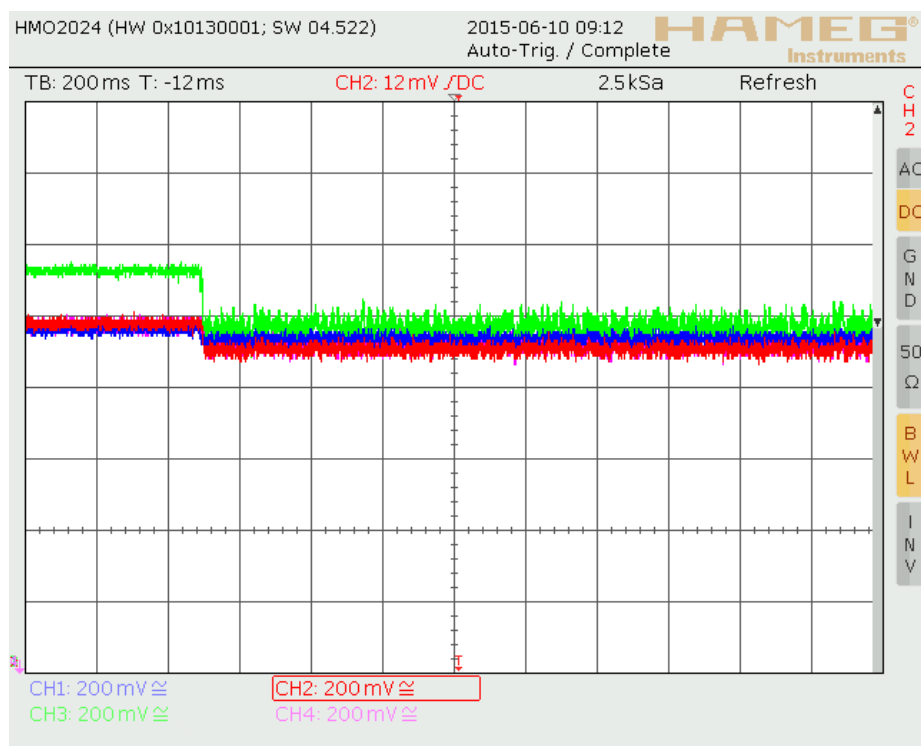




Hình 4.18. Dạng dòng điện cuộn cảm từng nhánh và dòng tổng



(a) Quá trình tăng dòng từ 0 đến giá trị đặt



(b) Thay đổi giá trị đặt

Hình 4.19. Đáp ứng dòng điện với tín hiệu đặt đầu vào

## KẾT LUẬN

Qua một thời gian làm việc với sự giúp đỡ nhiệt tình của thầy hướng dẫn TS. Vũ Hoàng Phương và các bạn trong nhóm đề tài, em đã xây dựng thành công bộ biến đổi DC-DC hai chiều không cách ly ba pha interleaves.

Qua những thử nghiệm cả trong mô phỏng lẫn thực tế đã kiểm nghiệm được tính đúng đắn của lý thuyết về bộ biến đổi DC-DC hai chiều cũng như kỹ thuật điều khiển interleaves. Để phục vụ đề tài này em và các bạn đã thiết kế thành công mạch điều khiển sử dụng DSP TMS320F28055, mạch đo lường.. tạo tiền đề xây dựng thiết bị kho điện sử dụng siêu tụ. Xây dựng được một bộ thí nghiệm bộ biến đổi DC-DC hai chiều ba pha interleaves đáp ứng được nhiều tiêu chí về công năng và thẩm mỹ.

Trên cơ sở bộ thí nghiệm đã xây dựng, qua nhiều lần thí nghiệm. Với những kết quả đã đạt được có thể kết luận bộ biến đổi có thể đáp ứng được các yêu cầu về một bộ biến đổi trung gian DC-DC sử dụng trong thiết bị kho điện trong hệ nguồn phân tán.

Trong quá trình nghiên cứu và hoàn thiện đồ án, không tránh khỏi những thiết sót. Em rất mong nhận được những đóng góp quý báu của các thầy cô để đồ án ngày càng hoàn thiện hơn và có thể được áp dụng trong tương lai.

Em xin chân thành cảm ơn.

*Hà Nội, ngày 29 tháng 05 năm 2010*

Sinh viên thực hiện

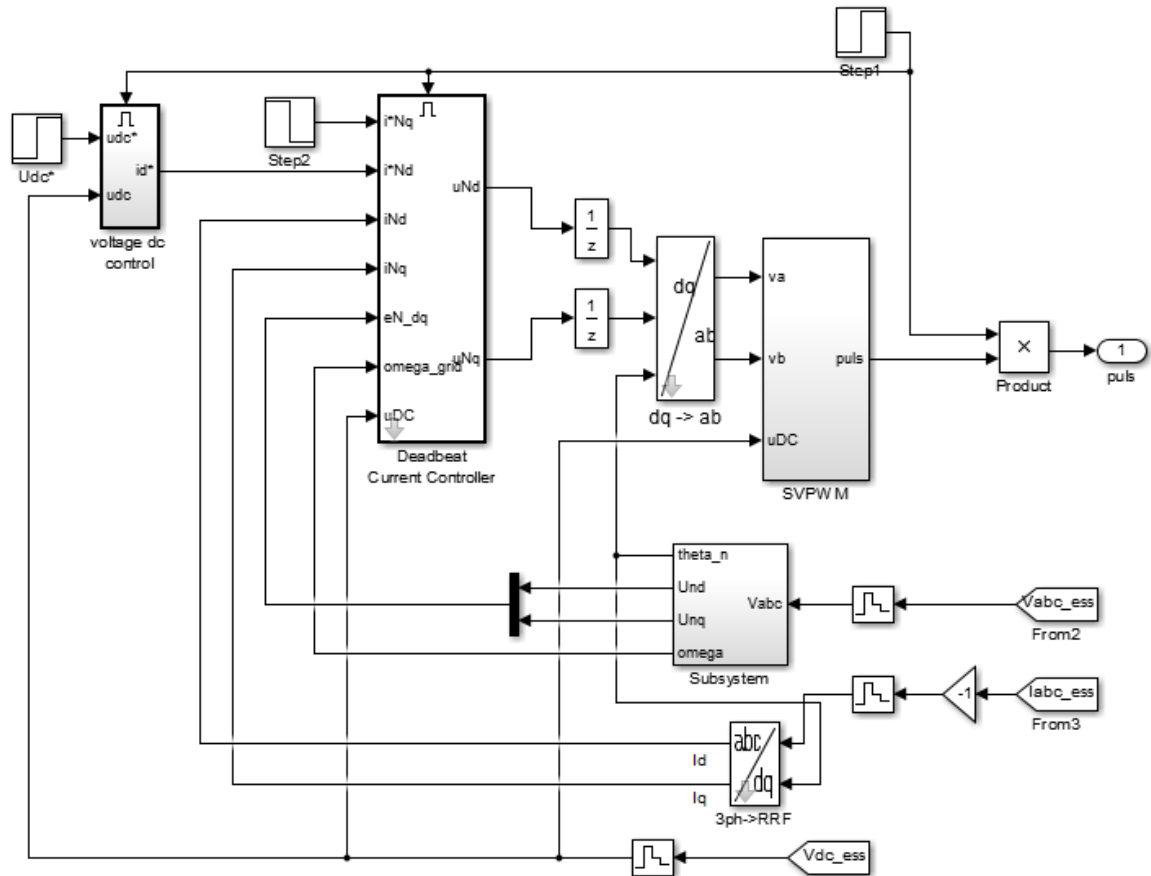
Vũ Đình Hùng

## TÀI LIỆU THAM KHẢO

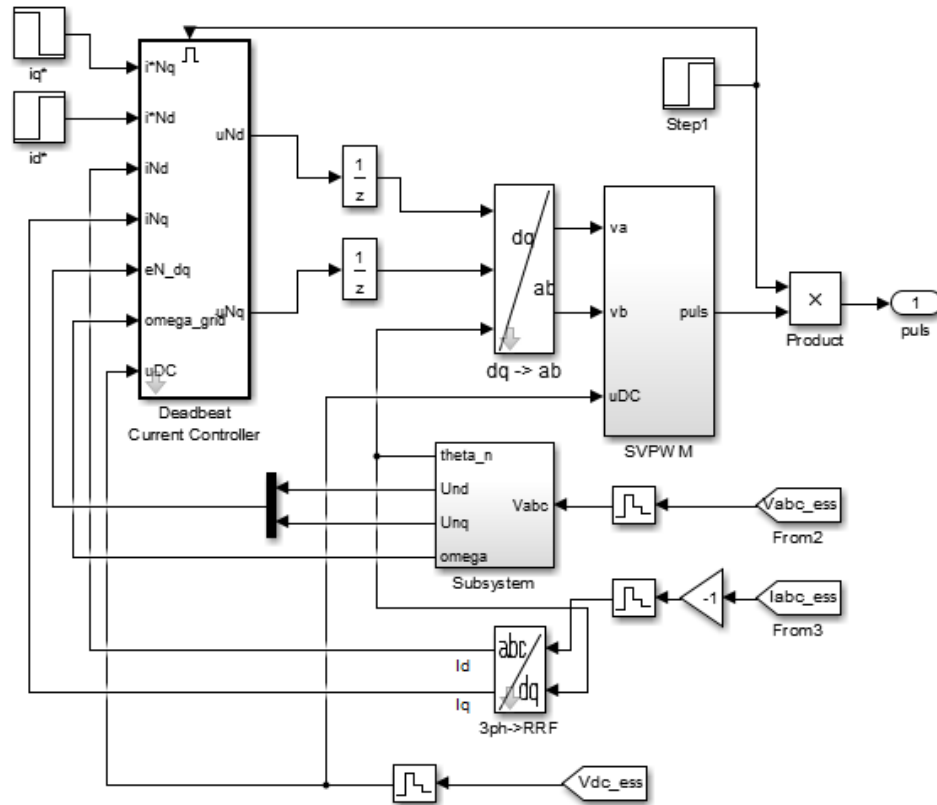
- [1] Trần Trọng Minh, Vũ Hoàng Phương, *Bài giảng Điều khiển Điện tử công suất*.
- [2] Phạm Quốc Hải, Trần Trọng Minh, Võ Minh Chính, *Giáo trình điện tử công suất*.
- [3] Phạm Tuấn Anh, *Các phương pháp điều khiển thiết bị kho điện (BESS) cho hệ phát điện sức gió ở chế độ ốc đảo*, Luận án tiến sĩ ngành Kỹ Thuật Điều Khiển và Tự Động Hóa, Đại Học Bách khoa Hà Nội.
- [4] Muhammad Rashid, *Power Electronics Handbook*.
- [5] Seddik Bacha, Iulian Munteanu, Antoneta Iulian Bratcu, *Power Electronic Converters Modeling and Control*.

## PHỤ LỤC

### P1. Cấu trúc điều khiển cho 3PVSİ



Hình P.1. Cấu trúc điều khiển hai mạch vòng cho 3PVSİ



Hình P.2. Cấu trúc điều khiển một mạch vòng dòng điện cho 3PVS

## P2. Chương trình cài đặt cho vi điều khiển

### Chương trình khởi tạo 3PWM lệch pha 120°

```
void InitEPwm3phaseInterleaved()
{
    //-----
    //--- Must disable the clock to the ePWM modules if you
    //--- want all ePMW modules synchronized.
    //-----
    EALLOW;                                     // Enable EALLOW protected register access
    SysCtrlRegs.PCLKCR0.bit.TBCLKSYNC = 0;
    EDIS;                                       // Disable EALLOW protected register access
    // EPWM Module 1 config
    EPwm1Regs.TBCTL.bit.HSPCLKDIV = 0; //TB_DIV4;           // Clock ratio to SYSCLKOUT
    EPwm1Regs.TBCTL.bit.CLKDIV = 0; //TB_DIV4;
    EPwm1Regs.TBPRD = 30000; // Period = 30000 TBCLK counts
    EPwm1Regs.TBPHS.half.TBPHS = 0; // Set Phase register to zero
    EPwm1Regs.TBCTL.bit.CTRMODE = TB_UPDOWN_COUNT; // Symmetrical mode
    EPwm1Regs.TBCTL.bit.PHSEN = TB_DISABLE; // Master module
    EPwm1Regs.TBCTL.bit.PRDLN = TB_SHADOW;
    EPwm1Regs.TBCTL.bit.SYNCSEL = TB_CTR_ZERO; // Sync down-stream module
    EPwm1Regs.CMPCTL.bit.SHDWAMODE = CC_SHADOW;
    EPwm1Regs.CMPCTL.bit.SHDWBMODE = CC_SHADOW;
    EPwm1Regs.CMPCTL.bit.LOADAMODE = CC_CTR_ZERO; // load on CTR=Zero
    EPwm1Regs.CMPCTL.bit.LOADBMODE = CC_CTR_ZERO; // load on CTR=Zero
    EPwm1Regs.AQCTLA.bit.CAU = AQ_CLEAR; // set actions for EPWM1A
}
```

```
EPwm1Regs.AQCTLA.bit.CAD = AQ_SET;
EPwm1Regs.AQCTLB.bit.CAU = AQ_SET; // set actions for EPWM1A
EPwm1Regs.AQCTLB.bit.CAD = AQ_CLEAR;
EPwm1Regs.DBCTL.bit.OUT_MODE = DB_FULL_ENABLE; // enable Dead-band module
EPwm1Regs.DBCTL.bit.POLSEL = DB_ACTV_HIC; // Active Hi complementary
EPwm1Regs.DBFED = 200; // FED = 200 TBCLKs
EPwm1Regs.DBRED = 200; // RED = 200 TBCLKs

// Config ePWM1 to trigger ADC and interrupt
EPwm1Regs.ETPS.all = 0x0100;
EPwm1Regs.ETSEL.all = 0x0A00;

// EPWM Module 2 config
EPwm2Regs.TBCTL.bit.HSPCLKDIV = 0; //TB_DIV4; // Clock ratio to SYSCLKOUT
EPwm2Regs.TBCTL.bit.CLKDIV = 0; //TB_DIV4;
EPwm2Regs.TBPRD = 30000; // Period = 30000 TBCLK counts
EPwm2Regs.TBPHS.half.TBPHS = 20000; // Phase = 20000/60000 * 360 = 120 deg
EPwm2Regs.TBCTL.bit.CTRMODE = TB_UPDOWN_COUNT; // Symmetrical mode
EPwm2Regs.TBCTL.bit.PHSEN = TB_ENABLE; // Slave module
EPwm2Regs.TBCTL.bit.PHSDIR = TB_DOWN; // Count DOWN on sync (=120 deg)
EPwm2Regs.TBCTL.bit.PRDL = TB_SHADOW;
EPwm2Regs.TBCTL.bit.SYNCSEL = TB_SYNC_IN; // sync flow-through
EPwm2Regs.CMPCTL.bit.SHDWAMODE = CC_SHADOW;
EPwm2Regs.CMPCTL.bit.SHDWBMODE = CC_SHADOW;
EPwm2Regs.CMPCTL.bit.LOADAMODE = CC_CTR_ZERO; // load on CTR=Zero
EPwm2Regs.CMPCTL.bit.LOADBMODE = CC_CTR_ZERO; // load on CTR=Zero
EPwm2Regs.AQCTLA.bit.CAU = AQ_CLEAR; // set actions for EPWM2A
EPwm2Regs.AQCTLA.bit.CAD = AQ_SET;
EPwm2Regs.AQCTLB.bit.CAU = AQ_SET; // set actions for EPWM2A
EPwm2Regs.AQCTLB.bit.CAD = AQ_CLEAR;
EPwm2Regs.DBCTL.bit.OUT_MODE = DB_FULL_ENABLE; // enable Dead-band module
EPwm2Regs.DBCTL.bit.POLSEL = DB_ACTV_HIC; // Active Hi Complementary
EPwm2Regs.DBFED = 200; // FED = 200 TBCLKs
EPwm2Regs.DBRED = 200; // RED = 200 TBCLKs

EPwm2Regs.ETPS.all = 0x0100;
EPwm2Regs.ETSEL.all = 0x0A00;

// EPWM Module 3 config
EPwm3Regs.TBCTL.bit.HSPCLKDIV = 0; //TB_DIV4; // Clock ratio to SYSCLKOUT
EPwm3Regs.TBCTL.bit.CLKDIV = 0; //TB_DIV4;
EPwm3Regs.TBPRD = 30000; // Period = 30000 TBCLK counts
EPwm3Regs.TBPHS.half.TBPHS = 20000; // Phase = 20000/30000 * 360 = 120 deg
EPwm3Regs.TBCTL.bit.CTRMODE = TB_UPDOWN_COUNT; // Symmetrical mode
EPwm3Regs.TBCTL.bit.PHSEN = TB_ENABLE; // Slave module
EPwm2Regs.TBCTL.bit.PHSDIR = TB_UP; // Count UP on sync (=240 deg)
EPwm3Regs.TBCTL.bit.PRDL = TB_SHADOW;
EPwm3Regs.TBCTL.bit.SYNCSEL = TB_SYNC_IN; // sync flow-through
EPwm3Regs.CMPCTL.bit.SHDWAMODE = CC_SHADOW;
EPwm3Regs.CMPCTL.bit.SHDWBMODE = CC_SHADOW;
EPwm3Regs.CMPCTL.bit.LOADAMODE = CC_CTR_ZERO; // load on CTR=Zero
EPwm3Regs.CMPCTL.bit.LOADBMODE = CC_CTR_ZERO; // load on CTR=Zero
EPwm3Regs.AQCTLA.bit.CAU = AQ_CLEAR; // set actions for EPWM3Ai
EPwm3Regs.AQCTLA.bit.CAD = AQ_SET;
EPwm3Regs.AQCTLB.bit.CAU = AQ_SET; // set actions for EPWM3Ai
EPwm3Regs.AQCTLB.bit.CAD = AQ_CLEAR;
EPwm3Regs.DBCTL.bit.OUT_MODE = DB_FULL_ENABLE; // enable Dead-band module
```



```
EPwm3Regs.DBCTL.bit.POLSEL = DB_ACTV_HIC; // Active Hi complementary
EPwm3Regs.DBFED = 200; // FED = 200 TBCLKs
EPwm3Regs.DBRED = 200; // RED = 200 TBCLKs

EPwm3Regs.ETPS.all = 0x0100;
EPwm3Regs.ETSEL.all = 0x0A00;

// Run Time
//=====
EPwm1Regs.CMPA.half.CMPA = 0; // adjust duty for output EPWM1A
EPwm2Regs.CMPA.half.CMPA = 0; // adjust duty for output EPWM2A
EPwm3Regs.CMPA.half.CMPA = 0; // adjust duty for output EPWM3A

//-----
//--- Enable the clocks to the ePWM module.
//--- Note: this should be done after all ePWM modules are configured
//--- to ensure synchronization between the ePWM modules.
//-----
EALLOW; // Enable EALLOW protected register access
SysCtrlRegs.PCLKCR0.bit.TBCLKSYNC = 1; // TBCLK to ePWM modules enabled
EDIS; // Disable EALLOW protected register access
```

## Chương trình khởi tạo ADC

```
void InitADC()
{
    EALLOW;
    SysCtrlRegs.PCLKCR0.bit.ADCENCLK = 1;
    //(*Device_cal)();
    EDIS;

    // To powerup the ADC the ADCENCLK bit should be set first to enable
    // clocks, followed by powering up the bandgap, reference circuitry, and ADC
    // core.
    // Before the first conversion is performed a 5ms delay must be observed
    // after power up to give all analog circuits time to power up and settle
    // Please note that for the delay function below to operate correctly the
    // CPU_RATE define statement in the F2805x_Examples.h file must
    // contain the correct CPU clock period in nanoseconds.
    EALLOW;
    AdcRegs.ADCCTL1.bit.ADCBGPWD = 1; // Power ADC BG
    AdcRegs.ADCCTL1.bit.ADCREFPWD = 1; // Power reference
    AdcRegs.ADCCTL1.bit.ADCPWDN = 1; // Power ADC
    AdcRegs.ADCCTL1.bit.ADCENABLE = 1; // Enable ADC
    AdcRegs.ADCCTL1.bit.ADCREFSEL = 0; // Select internal BG
    AdcRegs.ADCCTL1.bit.INTPULSEPOS = 1; //ADCINT trips after AdcResults latch

    delay_us(10000);
    //--- SOC1 configuration
    AdcRegs.ADCSAMPLEMODE.bit.SIMULEN0 = 0; // SOC0 in single sample mode
    AdcRegs.ADCSOC1CTL.bit.TRIGSEL = 5; // Trigger using ePWM1-ADCSOCA
    AdcRegs.ADCSOC1CTL.bit.CHSEL = 2; // Convert channel ADCINA0 (ch0)
    AdcRegs.ADCSOC1CTL.bit.ACQPS = 16; // Acquisition window set to
    (6+1)=7 cycles
}
```

```
    AdcRegs.ADCINTSOCSEL1.bit.SOC1 = 0;                // No ADCINT triggers
SOC0. TRIGSEL field determines trigger.
    //--- ADCINT1 configuration
    AdcRegs.INTSEL1N2.bit.INT1CONT = 1;                // ADCINT1 pulses
    regardless of ADCINT1 flag state
    AdcRegs.INTSEL1N2.bit.INT1E = 1;                   // Enable ADCINT1
    AdcRegs.INTSEL1N2.bit.INT1SEL = 1;                 // EOC0 triggers ADCINT1

    //--- Enable the ADC interrupt
    //PieCtrlRegs.PIEIER1.bit.INTx1 = 1;                // Enable ADCINT1 in PIE
group 1
    //IER |= 0x0001;                                     // Enable
INT1 in IER to enable PIE group

    //--- SOC2 configuration
    AdcRegs.ADCSAMPLEMODE.bit.SIMULEN2 = 0;            // SOC2 in single sample mode
(vs. simultaneous mode)
    AdcRegs.ADCSOC2CTL.bit.TRIGSEL = 7;                // Trigger using ePWM2-
ADCSOCA
    AdcRegs.ADCSOC2CTL.bit.CHSEL = 4;                  // Convert channel ADCINA2
(ch2)
    AdcRegs.ADCSOC2CTL.bit.ACQPS = 16;                 // Acquisition window set
to (6+1)=7 cycles
    AdcRegs.ADCINTSOCSEL1.bit.SOC2 = 0;                // No ADCINT triggers
SOC0. TRIGSEL field determines trigger.

    //--- ADCINT2 configuration
    AdcRegs.INTSEL1N2.bit.INT2CONT = 1;                // ADCINT2 pulses
    regardless of ADCINT2 flag state
    AdcRegs.INTSEL1N2.bit.INT2E = 1;                   // Enable ADCINT2
    AdcRegs.INTSEL1N2.bit.INT2SEL = 2;                 // EOC2 triggers ADCINT2

    //--- SOC4 configuration
    AdcRegs.ADCSAMPLEMODE.bit.SIMULEN4 = 0;            // SOC2 in single sample mode
(vs. simultaneous mode)
    AdcRegs.ADCSOC4CTL.bit.TRIGSEL = 9;                // Trigger using ePWM3-
ADCSOCA
    AdcRegs.ADCSOC4CTL.bit.CHSEL = 5;                  // Convert channel ADCINA2
(ch2)
    AdcRegs.ADCSOC4CTL.bit.ACQPS = 16;                 // Acquisition window set
to (6+1)=7 cycles
    AdcRegs.ADCINTSOCSEL1.bit.SOC4 = 0;                // No ADCINT triggers
SOC0. TRIGSEL field determines trigger.
    //--- ADCINT1 configuration
    AdcRegs.INTSEL3N4.bit.INT3CONT = 1;                // ADCINT1 pulses
    regardless of ADCINT1 flag state
    AdcRegs.INTSEL3N4.bit.INT3E = 1;                   // Enable ADCINT1
    AdcRegs.INTSEL3N4.bit.INT3SEL = 4;                 // EOC0 triggers ADCINT1

    AdcRegs.ADCOFFTRIM.bit.OFFTRIM = 50;
    AdcRegs.SOCPRCTL.bit.SOCPRIORITY = 0;              // All SOC's handled in round-
robin mode
    //--- Finish up
    AdcRegs.ADCCTL1.bit.ADCENABLE = 1;                // Enable the ADC
    asm(" EDIS");                                     // Disable EALLOW
protected register access
```

```
}
```

## Chương trình khởi tạo giao tiếp SCI với máy tính

```
void InitSCIA()
{
    EALLOW; /* enable to access to EALLOW-
Protected registers */
    GpioCtrlRegs.GPAPUD.bit.GPIO28 = 0; // Enable pull-up for GPIO28 (SCIRXDA)
    // GpioCtrlRegs.GPAPUD.bit.GPIO7 = 0; // Enable pull-up for GPIO7
(SCIRXDA)

    GpioCtrlRegs.GPAPUD.bit.GPIO29 = 0; // Enable pull-up for GPIO29
(SCITXDA)
    // GpioCtrlRegs.GPAPUD.bit.GPIO12 = 0; // Enable pull-up for GPIO12
(SCITXDA)

    GpioCtrlRegs.GPAQSEL2.bit.GPIO28 = 3; // Asynch input GPIO28 (SCIRXDA)
    // GpioCtrlRegs.GPAQSEL1.bit.GPIO7 = 3; // Asynch input GPIO7 (SCIRXDA)

    GpioCtrlRegs.GPAMUX2.bit.GPIO28 = 1; // Configure GPIO28 for SCIRXDA
operation
    // GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO7 = 2; // Configure GPIO7 for SCIRXDA
operation

    GpioCtrlRegs.GPAMUX2.bit.GPIO29 = 1; // Configure GPIO29 for SCITXDA
operation
    // GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO12 = 2; // Configure GPIO12 for SCITXDA
operation

    // Reset FIFO's
    SciaRegs.SCIFFTX.bit.SCIRST = 1; /* SCI FIFO can resume transmit or
receive */
    SciaRegs.SCICCR.all = 0x0007; // 1 stop bit, No loopback // No parity, 8 char
bits, // async mode, idle-line protocol
    SciaRegs.SCICTL1.all = 0x0003; // enable TX, RX, internal SCICLK, // Disable RX
ERR, SLEEP, TXWAKE
    SciaRegs.SCICTL2.all = 0x0003; /* Receiver-buffer/break interrupt enable.
SCITXBUF-register interrupt enable
*/

    SciaRegs.SCICTL1.all = 0x0023; // Relinquish SCI from Reset
    //Baud 115200
    SciaRegs.SCIHBAUD = 15 >> 8; /* Set Baud-Select MSbyte */
    SciaRegs.SCILBAUD = 15 & 0x00ff; /* Baud-Select LSbyte */
    SciaRegs.SCICTL2.bit.RXBKINTENA=1; // enable interrupt receive
    SciaRegs.SCIFFTX.bit.SCIFFENA = 1; /* SCI FIFO enable */
    SciaRegs.SCIFFRX.bit.RXFFIENA = 1; /* Receive FIFO interrupt enable */
    SciaRegs.SCIFFRX.bit.RXFFIL = 4; // Receive FIFO interrupt level: 4 bytes
    SciaRegs.SCIFFRX.bit.RXFFOVRCLR = 1; // clear RXFFOVF flag
    SciaRegs.SCIFFRX.bit.RXFFINTCLR = 1; // clear RXINT flag
    SciaRegs.SCIFFRX.bit.RXFIFORESET = 0; // reset
    SciaRegs.SCIFFRX.bit.RXFIFORESET = 1; // re_neable

    EDIS; /* disable write to protected
registers */
}
```

**Bộ điều khiển PI cài đặt cho vi điều khiển**

```
typedef struct { _iq Ref;           // Input: Reference input
                _iq Fdb;           // Input: Feedback input
                _iq Err;           // Variable: Error
                _iq ErrPre;
                _iq Kp;            // Parameter: Proportional gain
                _iq Ki;            // Parameter: Integral gain
                _iq OutMax;        // Parameter: Maximum output
                _iq OutMin;        // Parameter: Minimum output
                _iq Out;           // Output: PID output
                _iq OutPre;
                void (*calc)();    //Pointer to calculation function
            } PIREG;

void pi_reg_calc(PIREG *v)
{
    // Compute the error
    v->Err = v->Ref - v->Fdb;
    // Compute the pre-saturated output
    v->Out = v->OutPre + _IQmpy(v->Kp,v->Err) + _IQmpy(v->Ki,(v->Err+v->ErrPre)) ;

    // Saturate the output
    if (v->Out > v->OutMax)          v->Out = v->OutMax;
    else if (v->Out < v->OutMin)      v->Out = v->OutMin;

    v->OutPre = v->Out;
    v->ErrPre = v->Err;
}
```