

# ĐẠI HỌC BÁCH KHOA HÀ NỘI



## ĐỒ ÁN NGHIÊN CỨU

THIẾT KẾ HỆ THỐNG SẠC KHÔNG DÂY TĨNH TỐI ƯU HIỆU  
SUẤT CHO XE TỰ HÀNH

BÙI NGỌC HIỆP

Hiep.BN202372@sis.hust.edu.vn

Ngành Kỹ thuật Điều khiển và Tự động hóa

Giảng viên hướng dẫn: PGS.TS. Nguyễn Kiên Trung

Chữ ký của GVHD

Khoa: Tự động hóa

Trường: Điện - Điện tử

Hà Nội, 07/2024

NHIÊM VỤ  
ĐỒ ÁN TỐT NGHIỆP

Họ và tên sinh viên: BÙI NGỌC HIỆP

Khóa: K65

Trường: Điện – Điện tử

Ngành: KT ĐK & TĐH

1. *Tên đề tài*

**Thiết kế hệ thống sạc không dây tinh tối ưu hiệu suất cho xe tự hành.**

2. *Nội dung đề tài*

- Tổng quan về hệ thống sạc không dây cho xe tự hành.
- Thiết kế mạch bù LCC hai phía tối ưu hiệu suất.
- Thiết kế cấu trúc điều khiển dòng điện, điều khiển công suất đầu ra bám trở kháng tối ưu nâng cao hiệu suất truyền điện không dây sử dụng chỉnh lưu bán tích cực.

3. *Thời gian giao đề tài: 02/2024*

4. *Thời gian hoàn thành: 07/2024*

Ngày 08 tháng 07 năm 2024

**CÁN BỘ HƯỚNG DẪN**

**PGS.TS.Nguyễn Kiên Trung**

## LỜI CẢM ƠN

Trước hết, em xin bày tỏ lòng biết ơn sâu sắc đến thầy giáo PGS.TS Nguyễn Kiên Trung và cô giáo TS. Nguyễn Thị Địệp đã dành nhiều thời gian tâm huyết hướng dẫn, động viên em hoàn thành đồ án này.

Em xin cảm ơn các thầy cô trường Điện-Điện tử nói chung và các thầy cô khoa Tự động hóa nói riêng đã tận tình dạy dỗ và trang bị cho em kiến thức quan trọng, cần thiết trong những năm học vừa qua để em có thể vững bước vào hành trình mới.

Ngoài ra, em xin cảm ơn những người bạn, tập thể APES LAB, đặc biệt là nhóm "Sắc không dây" đã nhiệt tình giúp đỡ, đồng hành cùng em trong quá trình nghiên cứu ở lab cũng như những năm tháng ở Bách Khoa

Hà Nội, ngày 08 tháng 07 năm 2024

Sinh viên thực hiện

**Bùi Ngọc Hiệp**

## TÓM TẮT ĐỒ ÁN

Ngày nay, xe tự hành AGV ngày càng được ứng dụng rộng rãi. Nhằm đáp ứng nhu cầu về thời lượng sử dụng AGV, phương pháp sạc không dây kết hợp với phương thức sạc cơ hội đã được đề xuất. Đồ án này đưa ra cấu trúc truyền điện không dây tĩnh sử dụng mạch bù LCC hai phía để đạt được chế độ sạc ổn dòng cho pin AGV kết hợp phương pháp điều khiển công suất nhằm bám trở kháng tối ưu để nâng cao hiệu suất của hệ thống.

Phương pháp thiết kế mạch bù LCC hai phía được đề xuất với mục đích đạt được hiệu suất truyền cao, thỏa mãn các điều kiện ZVS cho các van nghịch lưu. Ngoài ra, điều kiện tải tối ưu để tối đa hiệu suất truyền được đưa ra, là cơ sở để thực hiện điều khiển bám trở kháng tối ưu thông qua điều khiển công suất đầu ra. Cấu trúc điều khiển dòng sạc đầu ra cũng được đề xuất để phù hợp với nhiều tải pin AGV khác nhau.

Kết quả mô phỏng trên Matlab-Simulink thu được cho thấy dòng điện đầu ra đạt tính chất nguồn dòng, đáp ứng đầu ra bám giá trị đặt với sai lệch tĩnh nhỏ hơn 3%. Công suất đầu ra cũng bám được giá trị đặt với sai số nhỏ (< 4%). Hiệu suất của hệ thống luôn giữ trên 93% trong dải tải thiết kế và tối đa đạt 96.6%. Các van nghịch lưu đạt được chuyển mạch ZVS. Bên cạnh đó, kết quả thực nghiệm của đồ án đạt được công suất đầu ra lớn nhất 1.6kW với hiệu suất khoảng 93.4%. Kết quả thực nghiệm khá tương đồng với phân tích lý thuyết và kết quả mô phỏng.

Quá trình thực hiện đồ án này đã giúp em tích lũy được rất nhiều kiến thức và kinh nghiệm quý giá như: kiến thức sâu hơn về điện tử công suất; kỹ năng mô phỏng trên các phần mềm như PSIM, LTspice, MATLAB; kỹ năng thiết kế mạch trên phần mềm Altium; kỹ năng lập trình và kiến thức về vi điều khiển STM32 và quan trọng nhất là kỹ năng tư duy và giải quyết vấn đề trong thực nghiệm.

*Từ khóa:* Sạc không dây tĩnh, tối ưu hiệu suất, mạch bù LCC, AGV.

## MỤC LỤC

<b>DANH MỤC HÌNH VẼ</b>	<b>III</b>
<b>DANH MỤC BẢNG BIỂU</b>	<b>IV</b>
<b>CHƯƠNG 1. TỔNG QUAN</b>	<b>1</b>
1.1    Đặt vấn đề . . . . .	1
1.1.1    Tổng quan về AGV . . . . .	1
1.1.2    Sạc pin cho xe tự hành . . . . .	2
1.2    Nội dung nghiên cứu của đồ án . . . . .	3
1.2.1    Công nghệ truyền điện không dây . . . . .	3
1.2.2    Mạch bù LCC hai phía . . . . .	4
1.2.3    Điều khiển công suất/dòng điện đầu ra và nâng cao hiệu suất .	5
<b>CHƯƠNG 2. THIẾT KẾ CẤU TRÚC SẠC KHÔNG DÂY TĨNH TỐI ƯU HIỆU SUẤT VỚI MẠCH BÙ LCC HAI PHÍA</b>	<b>6</b>
2.1    Tổng quan về mạch bù . . . . .	6
2.2    Tổng quan về mạch bù và phân tích đặc tính mạch bù LCC hai phía .	7
2.2.1    Cấu trúc hệ thống sạc không dây cho AGV . . . . .	7
2.2.2    Phân tích cấu trúc mạch bù LCC hai phía . . . . .	8
2.2.3    Đặc tính nguồn dòng và thỏa mãn điều kiện ZPA của mạch bù	9
2.3    Thiết kế mạch bù LCC hai phía tối ưu hiệu suất . . . . .	11
2.4    Tính toán tham số mạch bù LCC hai phía . . . . .	14
2.5    Tính toán thiết kế mạch phần cứng . . . . .	16
2.5.1    Tính chọn van Mosfet nghịch lưu sơ cấp . . . . .	16
2.5.2    Thiết kế cuộn cảm bù phía sơ cấp . . . . .	16
2.5.3    Thiết kế tụ điện cộng hưởng phía sơ cấp . . . . .	19
2.5.4    Thiết kế mạch bù phía thứ cấp . . . . .	19
2.5.5    Tính toán chọn van chỉnh lưu bán tích cực phía thứ cấp . . . . .	20
<b>CHƯƠNG 3. CẤU TRÚC ĐIỀU KHIỂN</b>	<b>22</b>
3.1    Tổng quan về cấu trúc sạc CC chuyển sạc CP . . . . .	22
3.1.1    Mạch chỉnh lưu bán tích cực . . . . .	22

3.1.2	Sách lược điều khiển . . . . .	25
3.2	Chế độ sạc CC . . . . .	25
3.3	Chế độ sạc CP . . . . .	26
<b>CHƯƠNG 4. MÔ PHỎNG HỆ THỐNG</b>		<b>31</b>
4.1	Mục tiêu mô phỏng . . . . .	31
4.2	Sơ đồ mô phỏng trên phần mềm Matlab Simulink . . . . .	31
4.2.1	Khối nghịch lưu tần số cao . . . . .	32
4.2.2	Khối mạch bù và hai cuộn dây truyền nhận . . . . .	32
4.2.3	Khối chỉnh lưu bán tích cực và tải . . . . .	33
4.2.4	Khối điều khiển dòng điện sạc đầu ra . . . . .	33
4.2.5	Khối điều khiển công suất đầu ra . . . . .	34
4.3	Kết quả mô phỏng . . . . .	34
4.3.1	Đáp ứng dòng sạc tối đa . . . . .	35
4.3.2	Điều khiển dòng sạc đầu ra . . . . .	35
4.3.3	Đáp ứng công suất đầu ra . . . . .	36
4.3.4	Chuyển từ CC sang CP . . . . .	37
4.3.5	Hiệu suất của hệ thống . . . . .	39
4.4	Mô phỏng SIL . . . . .	39
<b>CHƯƠNG 5. THỰC NGHIỆM</b>		<b>44</b>
5.1	Mô hình thực nghiệm . . . . .	44
5.1.1	Mạch nghịch lưu và driver . . . . .	45
5.1.2	Mạch bù và cuộn dây . . . . .	47
5.1.3	Mạch chỉnh lưu bán tích cực và tải . . . . .	48
5.2	Kết quả thực nghiệm . . . . .	52
5.2.1	Dạng sóng trên van nghịch lưu . . . . .	52
5.2.2	Điện áp sau mạch nghịch lưu . . . . .	53
5.2.3	Điện áp trên cuộn dây truyền . . . . .	53
5.2.4	Điện áp trên cuộn dây nhận . . . . .	54
5.2.5	Điện áp và dòng điện trước chỉnh lưu . . . . .	54
5.2.6	Điện áp trên tải . . . . .	55
5.2.7	Điều chế mật độ xung PDM . . . . .	57
<b>CHƯƠNG 6. KẾT LUẬN</b>		<b>60</b>

6.1	Kết luận . . . . .	60
6.2	Hướng phát triển tiếp theo của đê tài . . . . .	60
<b>NGHIÊN CỨU ĐÃ CÔNG BỐ</b>		<b>61</b>
<b>TÀI LIỆU THAM KHẢO</b>		<b>62</b>
<b>PHỤ LỤC</b>		<b>64</b>

## DANH MỤC HÌNH VẼ

Hình 1.1. Hình ảnh minh họa xe tự hành AGV . . . . .	1
Hình 1.2. Cấu trúc cơ bản của hệ thống sạc không dây . . . . .	3
Hình 1.3. Bộ sạc không dây của Daihen . . . . .	4
Hình 1.4. Cấu trúc hệ thống sạc không dây . . . . .	4
Hình 2.1. Bốn cấu trúc mạch bù cơ bản . . . . .	6
Hình 2.2. Cấu trúc mạch bù LCC-LCC . . . . .	7
Hình 2.3. Cấu trúc hệ thống sạc không dây đề xuất . . . . .	7
Hình 2.4. Mô hình T của hệ thống . . . . .	8
Hình 2.5. Mô hình M của hệ thống . . . . .	9
Hình 2.6. Sơ đồ quy đổi trở kháng tương đương phía thứ cấp . . . . .	10
Hình 2.7. Mạch quy đổi tương đương hệ thống . . . . .	12
Hình 2.8. Mạch tương đương khi quy đổi phía thứ cấp thành $Z_{1ref}$ . . . . .	12
Hình 2.9. a) Mạch tương đương xét đến $R_{dson}$ và $R_{1B}$ ; b) Mạch tối giản hóa với trở kháng tương đương $R_{1eq}$ . . . . .	14
Hình 2.10. Đặc tính hiệu suất truyền theo $k_{rx}$ và $R_L$ . . . . .	15
Hình 2.11. Hình ảnh MOSFET SPW20N60C3 . . . . .	16
Hình 2.12. Thông số lõi cuộn cảm 0077438A7 . . . . .	17
Hình 2.13. Hình ảnh tụ MKB trong thực tế . . . . .	19
Hình 2.14. Hình ảnh DIODE DSA90C200HB . . . . .	20
Hình 2.15. Hình ảnh MOSFET IXFH120N20P . . . . .	21
Hình 3.1. Sơ đồ khối chỉnh lưu bán tích cực . . . . .	22
Hình 3.2. Trạng thái đóng cắt của các van trong bộ chỉnh lưu bán tích cực .	23
Hình 3.3. Dạng sóng điện áp và dòng điện trước chỉnh lưu bán tích cực .	24
Hình 3.4. Sách lược điều khiển của hệ thống sạc không dây . . . . .	25
Hình 3.5. Cấu trúc điều khiển dòng sạc đầu ra phía thứ cấp . . . . .	26
Hình 3.6. Cấu trúc điều khiển CP phía thứ cấp . . . . .	26
Hình 3.7. Kết quả nhận dạng hàm truyền bằng công cụ Matlab Identification Toolbox . . . . .	28
Hình 3.8. Đồ thị Bode của hàm truyền khi chưa có bộ điều khiển . . . . .	28
Hình 3.9. Đồ thị Bode của hệ hở khi có bộ điều khiển . . . . .	30
Hình 4.1. Cấu trúc hệ thống mô phỏng trên Matlab Simulinks . . . . .	31
Hình 4.2. Sơ đồ mô phỏng mạch nghịch lưu phía sơ cấp . . . . .	32

Hình 4.3. Sơ đồ mô phỏng mạch bù LCC hai phía . . . . .	32
Hình 4.4. Khối chỉnh lưu bán tích cực và tải . . . . .	33
Hình 4.5. Khâu điều chế mật độ xung . . . . .	33
Hình 4.6. Khối điều khiển dòng điện sạc đầu ra . . . . .	33
Hình 4.7. Khối điều khiển công suất đầu ra . . . . .	34
Hình 4.8. Đáp ứng dòng điện sạc tối đa với tải pin từ $1\Omega$ đến $4\Omega$ . . . . .	35
Hình 4.9. Đáp ứng dòng điện sạc từ 10A đến 20A với tại $4\Omega$ . . . . .	35
Hình 4.10. Đáp ứng công suất đầu ra ứng với điện trở từ $4\Omega$ đến $6\Omega$ . . . . .	36
Hình 4.11. Dòng điện và điện áp trước chỉnh lưu . . . . .	37
Hình 4.12. Đáp ứng dòng điện đầu ra . . . . .	38
Hình 4.13. Đáp ứng công suất đầu ra . . . . .	38
Hình 4.14. Dòng điện và điện áp trên MOSFET S1 . . . . .	39
Hình 4.15. Hiệu suất của hệ thống . . . . .	39
Hình 4.16. Khối S-function Builder . . . . .	40
Hình 4.17. Đáp ứng dòng điện đầu ra tối đa . . . . .	41
Hình 4.18. Đáp ứng dòng sạc đầu ra thay đổi từ 10A đến 20A với tải $4\Omega$ . . . . .	41
Hình 4.19. Đáp ứng công suất đầu ra . . . . .	42
Hình 4.20. Đáp ứng dòng điện . . . . .	43
Hình 4.21. Đáp ứng công suất đầu ra . . . . .	43
Hình 5.1. Sơ đồ mô hình thực nghiệm . . . . .	44
Hình 5.2. Mô hình thực nghiệm . . . . .	44
Hình 5.3. Schematic mạch Driver . . . . .	45
Hình 5.4. Hình ảnh 3D mạch Driver trên phần mềm Altium . . . . .	45
Hình 5.5. Sơ đồ nguyên lý mạch nghịch lưu. . . . .	46
Hình 5.6. Mạch nghịch lưu gắn driver trong thực nghiệm . . . . .	46
Hình 5.7. Hình ảnh cuộn dây trong thực nghiệm . . . . .	47
Hình 5.8. Mạch bù sơ cấp trong thực nghiệm . . . . .	48
Hình 5.9. Mạch bù thứ cấp trong thực nghiệm . . . . .	48
Hình 5.10. Sơ đồ nguyên lý mạch đo điện áp trên tải . . . . .	49
Hình 5.11. Sơ đồ nguyên lý mạch đo dòng điện sạc . . . . .	49
Hình 5.12. Sơ đồ nguyên lý khâu dò điểm qua không . . . . .	50
Hình 5.13. Sơ đồ nguyên lý mạch nguồn . . . . .	50
Hình 5.14. Sơ đồ nguyên lý mạch Driver phía thứ cấp . . . . .	51
Hình 5.15. Sơ đồ nguyên lý mạch chỉnh lưu bán tích cực . . . . .	51

Hình 5.16. Mạch chỉnh lưu bán tích cực trong thực nghiệm . . . . .	52
Hình 5.17. Xung DS và GS trên van nghịch lưu . . . . .	52
Hình 5.18. Điện áp sau mạch nghịch lưu . . . . .	53
Hình 5.19. Điện áp trên cuộn dây truyền . . . . .	53
Hình 5.20. Điện áp trên cuộn dây nhận . . . . .	54
Hình 5.21. Điện áp trước chỉnh lưu . . . . .	54
Hình 5.22. Dòng điện và điện áp trước chỉnh lưu . . . . .	55
Hình 5.23. Điện áp trên tải . . . . .	55
Hình 5.24. Dòng điện một chiều đầu vào . . . . .	56
Hình 5.25. Hiệu suất của hệ thống . . . . .	56
Hình 5.26. Xung GS trên van chỉnh lưu . . . . .	57
Hình 5.27. Điện áp trước chỉnh lưu khi $\alpha = 0.5$ . . . . .	57
Hình 5.28. Dòng điện và điện áp trước chỉnh lưu khi $\alpha = 0.5$ . . . . .	58
Hình 5.29. Điện áp ra trên tải khi $\alpha = 0.5$ . . . . .	58

## **DANH MỤC BẢNG BIỂU**

Bảng 2.1. Thông số hệ thống . . . . .	15
Bảng 2.2. Thông số mạch bù thiết kế . . . . .	15
Bảng 2.3. Thông số của cuộn cảm . . . . .	17
Bảng 2.4. Bảng thông số tính toán và chia tụ cộng hưởng phía thứ cấp . . .	19
Bảng 2.5. Bảng thông số thiết kế cuộn cảm phía sơ cấp . . . . .	19
Bảng 2.6. Bảng thông số tính toán và chia tụ cộng hưởng phía thứ cấp . . .	20
Bảng 5.1. Thông số mạch bù thực nghiệm . . . . .	47

# CHƯƠNG 1. TỔNG QUAN

## 1.1 Đặt vấn đề

### 1.1.1 Tổng quan về AGV

Xe tự hành AGV (Automated Guided Vehicle) hay Robot AGV là phương tiện sử dụng công nghệ dẫn đường để vận chuyển hàng hóa, sản phẩm, nguyên vật liệu,...đến những vị trí mà đã được đánh dấu sẵn mà không cần sự can thiệp của con người.

Xe tự hành được sử dụng rộng rãi trong các nhà máy sản xuất, nhà kho thông minh, đóng góp vai trò quan trọng trong việc vận chuyển các sản phẩm, hàng hóa, vật tư, nguyên vật liệu trong rất nhiều ứng dụng khác nhau.



Hình 1.1. Hình ảnh minh họa xe tự hành AGV

Cùng với sự phát triển mạnh mẽ của nền công nghiệp, AGV trở thành công cụ được sử dụng phổ biến mang lại nhiều ưu điểm nổi trội như:

- **Giảm chi phí nhân công**

Xe tự hành AGV có thể hoạt động độc lập mà không cần đến sự can thiệp của con người, hơn nữa, AGV có khả năng xử lý lượng hàng hóa lớn với tải trọng cao.

- **Tuyệt đối an toàn**

AGV hoạt động dựa trên hệ thống lập trình với độ chính xác và an toàn cao, đi kèm với hệ thống máy ảnh và các loại cảm biến giúp AGV phát hiện và vượt qua các vật cản trong quá trình vận chuyển nguyên vật liệu. Ngoài ra, AGV hoạt động

hiệu quả trong các môi trường mà con người không thể tiếp cận, như môi trường hóa chất, môi trường với nhiệt độ quá cao hoặc quá thấp.

- **Nâng cao năng suất lao động**

Hầu hết các xe tự hành (AGV) được thiết kế với độ chính xác cao, đảm bảo quá trình vận chuyển diễn ra mà không có lỗi hay sai sót. AGV cũng có khả năng hoạt động liên tục 24/7, giúp tối ưu hóa năng suất lao động.

- **Dễ dàng thay đổi và mở rộng module**

AGV dễ dàng thay đổi và mở rộng các module để đáp ứng các yêu cầu cụ thể của người sử dụng, bao gồm việc nâng cấp và mở rộng chức năng.

### 1.1.2 Sạc pin cho xe tự hành

Cùng với sự phát triển của nền công nghiệp, xe tự hành ngày càng thông minh và linh hoạt hơn. Các nhà nghiên cứu và phát triển liên tục áp dụng những công nghệ mới vào AGV. Một trong những vấn đề quan trọng là việc sạc pin cho xe tự hành. Hiện nay, có các phương thức chủ yếu để sạc pin như sau:

- **Thay pin thủ công:** Khi nguồn pin của AGV cạn kiệt, nhân viên giám sát sẽ lấy pin đã hết trong AGV bằng pin mới đã sạc đầy. Pin hết sau đó sẽ được mang đến vị trí sạc và thực hiện sạc đầy để sẵn sàng cho lần thay pin tiếp theo.

*Ưu điểm:* Đây là phương pháp đơn giản, nhanh chóng.

*Nhược điểm:* Cần có nhân viên chuyên trách theo dõi và thực hiện việc thay pin kịp thời khi AGV hết pin. Cần pin dự phòng gây tốn kém.

- **Sạc pin thủ công:** Khi nguồn pin của AGV hết, nhân viên phụ trách sẽ thực hiện kết nối thủ công bộ sạc với AGV và tiến hành sạc pin. Khi pin đã đầy nhân viên sẽ ngắt bộ sạc khỏi AGV.

*Ưu điểm:* An toàn, đáng tin cậy, vận hành đơn giản, dễ dàng.

*Nhược điểm:* Cần có nhân viên giám sát vận hành gây lãng phí nhân lực và giảm mức độ tự động hóa.

- **Sạc tự động:** Khi mức pin giảm xuống dưới một điểm nhất định, AGV sẽ được chuyển hướng đến trạm sạc. AGV không sẵn sàng sử dụng trong lúc sạc, do đó chúng ta sẽ cần nhiều AGV hơn.

*Ưu điểm:* Tính tự động hóa cao hoạt động ổn định, hiệu suất thực hiện công việc cao, chỉ tốn chi phí đầu tư ban đầu, linh động cho sản xuất, không tốn chi phí nhân công.

*Nhược điểm:* Kén môi trường sử dụng. Cần lựa chọn phù hợp cho từng loại môi trường. Phí đầu tư ban đầu lớn.

- **Sạc cơ hội:** Trong quá trình vận hành, có những thời điểm AGV không vận chuyển hàng hóa. Những khoảng thời gian này rất lý tưởng để sạc pin cho AGV. Mobile Robot sẽ tự động điều hướng đến trạm sạc khi có cơ hội. Do đó, để tối đa hóa thời gian sạc, AGV sẽ được sạc ở chế độ sạc ổn dòng là chủ yếu.

*Ưu điểm:* Tính tự động hóa cao, hiệu suất cao, linh hoạt, không tốn nhân công mà chỉ cần chi phí đầu tư ban đầu.

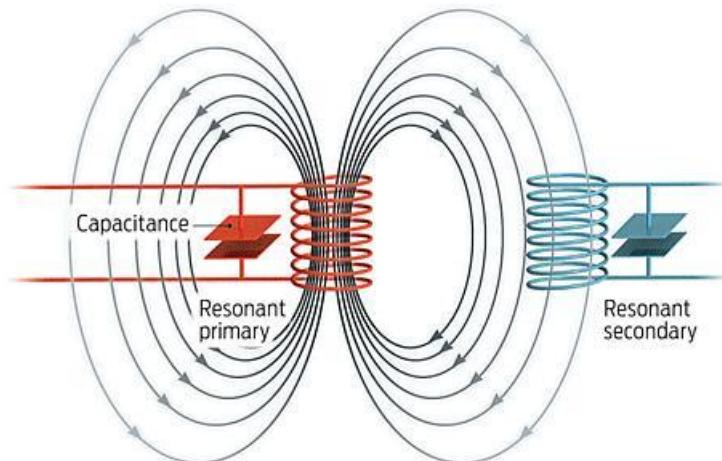
*Nhược điểm:* Phí đầu tư ban đầu lớn, yêu cầu môi trường sử dụng chật chẽ, công nghệ sạc vẫn đang đổi mới với nhiều hạn chế do đang phát triển.

Dựa trên những đặc điểm trên, đồ án đề xuất một bộ sạc không dây tĩnh cho AGV bằng cách kết hợp công nghệ truyền điện không dây và phương pháp sạc cơ hội.

## 1.2 Nội dung nghiên cứu của đồ án

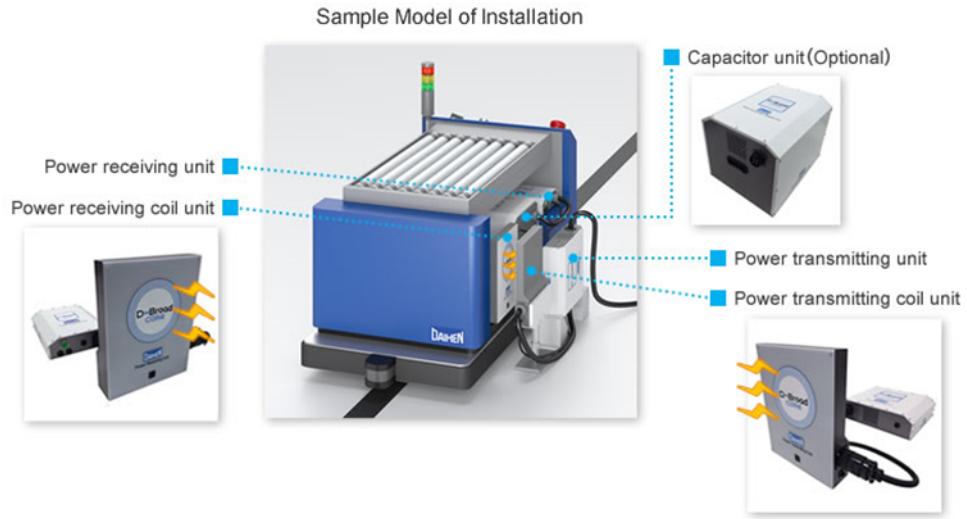
### 1.2.1 Công nghệ truyền điện không dây

Công nghệ truyền điện không dây hoạt động dựa trên nguyên lý cảm ứng điện từ, có thể cung cấp điện năng qua không khí với khoảng cách từ vài mm đến vài cm với hiệu suất cao đạt hơn 90%[1]. Công nghệ được ứng dụng trong nhiều lĩnh vực như y tế, điện tử, giao thông vận tải,...



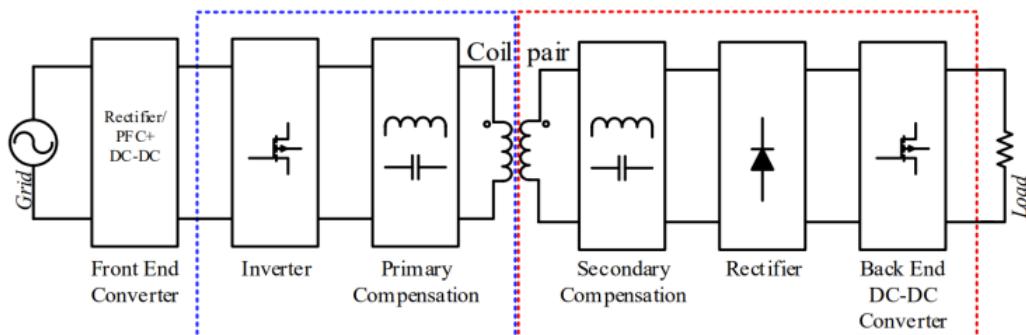
Hình 1.2. Cấu trúc cơ bản của hệ thống sạc không dây

Gần đây, giải pháp sạc không dây cho AGV được đề xuất[2]. Với giải pháp sử dụng bộ sạc không dây, AGV có thể tận dụng thời gian dừng ngắn trong quá trình vận hành để sạc pin. Với giải pháp này, AGV không phải thay/sạc pin thủ công như thông thường, giảm thời gian hao phí do phải thay/sạc pin định kỳ, cải thiện tuổi thọ ắc quy, giảm chi phí phụ tùng thay thế và chi phí làm việc. Hơn nữa, vì hệ thống này không có bất kỳ đầu nối điện tiếp xúc nào nên nó an toàn hơn, có thể làm được trong môi trường dầu, ẩm ướt và bụi bẩn. Hiện nay, có một số công ty đã thành công trong việc thương mại hóa bộ sạc không dây cho xe tự hành như Wiferion, B&P Plus, Delta, và Daihen. Hình 1.3. là hình ảnh minh họa một bộ sạc thương mại hóa của Daihen.



Hình 1.3. Bộ sạc không dây của Daihen

Cấu trúc hệ thống sạc không dây được mô tả trên Hình 1.4. Điện áp từ lưới sẽ được đi qua bộ chỉnh lưu PFC để tạo ra điện áp một chiều. Sau đó, bộ nghịch lưu tần số cao sẽ chuyển đổi điện áp một chiều thành điện áp xoay chiều tần số cao cung cấp cho cuộn dây sơ cấp của hệ thống. Năng lượng thông qua mạch bù bên phía sơ cấp sẽ được truyền từ cuộn dây sơ cấp sang cuộn dây thứ cấp dựa trên nguyên lý cảm ứng điện từ. Bên thứ cấp, cuộn dây nhận năng lượng thông qua mạch bù phía thứ cấp và chuyển dòng điện xoay chiều thành dòng điện một chiều để sạc cho pin nhờ bộ chỉnh lưu tần số cao. Để tối ưu hiệu suất truyền, có thể sử dụng bộ biến đổi DC/DC sau chỉnh lưu để điều khiển phối hợp trở kháng.



Hình 1.4. Cấu trúc hệ thống sạc không dây

### 1.2.2 Mạch bù LCC hai phía

Trong hệ thống WPT, điện năng được truyền qua khe hở không khí dẫn đến hệ số kết nối điện từ nhỏ, điện cảm rò lớn, hiệu suất truyền điện không cao. Để loại bỏ điện cảm rò cũng như nâng cao hiệu suất truyền điện, thông thường các mạch bù được thêm vào để tạo thành các mạch vòng cộng hưởng[1].

Mục tiêu của mạch bù là triệt tiêu ảnh hưởng của điện cảm rò, giúp mạch dễ dàng

đạt được chuyển mạch mềm ZVS làm giảm tổn thất khi chuyển mạch từ đó nâng cao được hiệu suất của hệ thống[3, 4]. Vì vậy, báo cáo tập trung vào việc phân tích, thiết kế mạch bù LCC hai phía tối ưu hiệu suất cho hệ thống sạc không dây cho AGV, chi tiết sẽ được trình bày ở CHƯƠNG 2.

### **1.2.3 Điều khiển công suất/dòng điện đầu ra và nâng cao hiệu suất**

Hiệu suất đóng vai trò quan trọng trong hệ thống truyền điện không dây. Cấu trúc tổng quan của hệ thống WPT được minh họa trong Hình 1.4., bao gồm bộ chỉnh lưu phía truyền, bộ nghịch lưu tần số cao, cuộn dây và mạch bù, cùng với các bộ biến đổi công suất phía nhận. Tổng hiệu suất của hệ thống là tích của hiệu suất từng phần. Do đó, để tối ưu hóa hiệu suất toàn hệ thống, cần cải thiện hiệu suất từng phần riêng biệt.

Bên cạnh đó, mobile robot ngày càng có nhiều loại với đa dạng hình dáng, kích thước và mục đích khác nhau. Điều này dẫn đến việc thị trường pin cho AGV ngày càng phong phú hơn, với nhiều loại pin có điện áp, dung lượng và yêu cầu sạc khác nhau. Do đó, việc điều khiển dòng điện đầu ra sẽ làm cho bộ sạc trở nên hữu ích hơn không chỉ với các loại pin AGV mà còn với nhiều thiết bị khác.

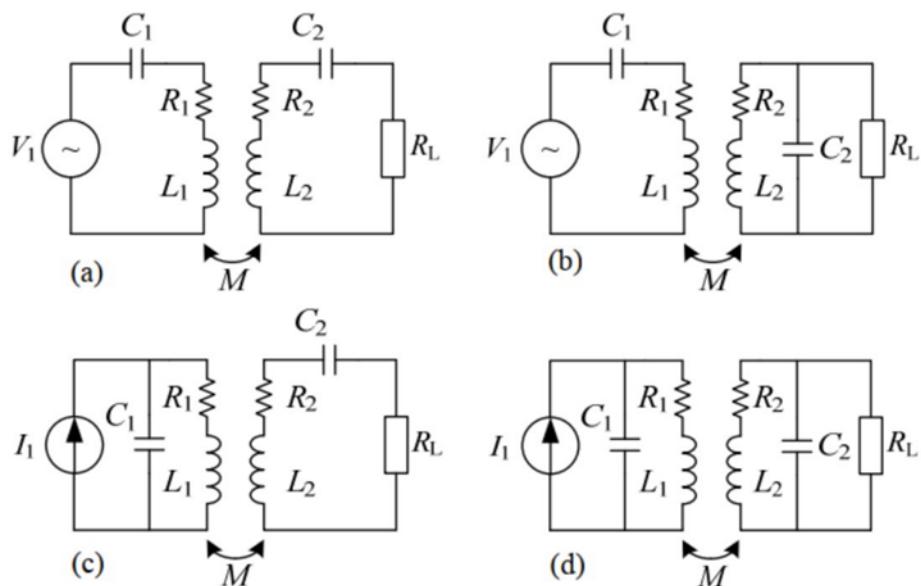
Thông thường, hệ thống sạc không dây cho AGV chủ yếu hoạt động ở chế độ sạc CC để phù hợp với phương pháp sạc cơ hội. Tuy nhiên, khi pin của AGV đã đạt đến một ngưỡng nhất định, để không quá áp và quá nhiệt độ của pin mà vẫn tận dụng khả năng truyền tải công suất tốt, cấu trúc sạc ổn công suất (CP) được đề xuất. Với chế độ sạc này, dòng điện đầu ra giảm từ đó tránh được nhiệt độ quá mức trên pin AGV góp phần cải thiện tuổi thọ của pin.

Đặc tính của hệ thống sạc không dây là bên truyền và bên nhận không có tiếp xúc vật lý với nhau, do đó không thể đo được dòng điện và điện áp trực tiếp từ phía truyền để điều khiển phía sơ cấp. Một số phương pháp truyền thông không dây để truyền tải tín hiệu điều khiển từ phía thứ cấp về phía sơ cấp. Tuy nhiên, phương pháp này làm cấu trúc trở nên phức tạp. Trong đồ án, một phương pháp điều khiển công suất/dòng điện đầu ra điều khiển ở phía thứ cấp được đề xuất ở CHƯƠNG 3

## CHƯƠNG 2. THIẾT KẾ CẤU TRÚC SẠC KHÔNG DÂY TĨNH TỐI ƯU HIỆU SUẤT

### 2.1 Tổng quan về mạch bù

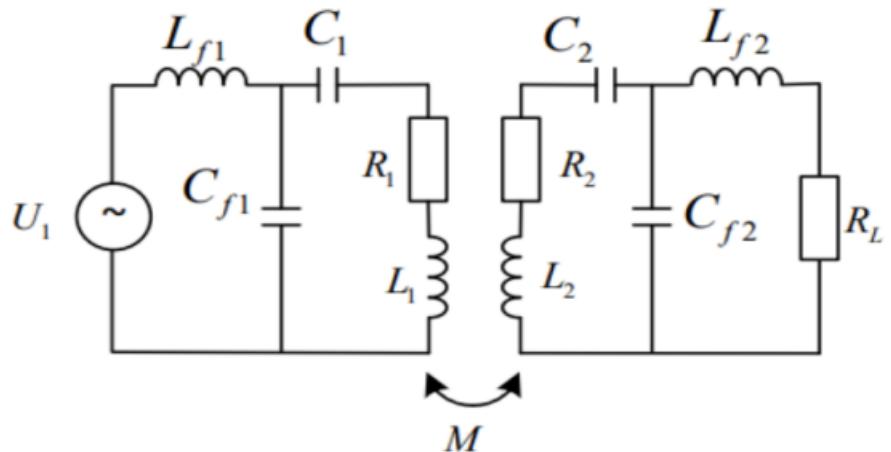
Trong hệ thống sạc không dây, điện năng được truyền qua khe hở không khí làm cho hệ số kết nối điện từ nhỏ, điện cảm rò lớn, hiệu suất truyền điện không cao. Để loại bỏ điện cảm rò cũng như nâng cao hiệu suất truyền điện không dây, thông thường các tụ bù được thêm vào để tạo thành các mạch vòng cộng hưởng. Theo cách nối tụ bù với cuộn dây truyền và nhận, có bốn mạch bù cơ bản là mạch bù nối tiếp – nối tiếp (SS), mạch bù nối tiếp – song song (SP), mạch bù song song – song song (PP) và mạch bù song song – nối tiếp (PS) như trong Hình 2.1.



Hình 2.1. Bốn cấu trúc mạch bù cơ bản

Các mạch bù này có ưu điểm là đơn giản, dễ thiết kế và phân tích mạch. Tuy nhiên, các mạch trên vẫn tồn tại nhiều nhược điểm. Ba cấu trúc bù SP, PP, PS có tần số cộng hưởng phụ thuộc vào hệ số kết nối điện từ [5, 6, 7, 8]. Cấu trúc SS thì tần số cộng hưởng không phụ thuộc vào hệ số kết nối điện từ nhưng đặc tính hiệu suất và công suất bị phân tách khi tải thay đổi. Qua đó, các cấu trúc bù trên không phù hợp với hệ thống sạc không dây cho AGV.

Gần đây, mạch bù LCC được sử dụng trong hệ thống sạc không dây với nhiều ưu điểm được mô tả như Hình 2.2. Với cấu trúc đề xuất, tần số cộng hưởng không phụ thuộc vào điều kiện tải cũng như hệ số kết nối điện từ. Hiệu suất truyền cao trong cả trường hợp tải nặng và tải nhẹ. Mạch bù LCC hai pha cũng được thiết kế để đáp ứng điều kiện ZPA nghĩa là pha của trở kháng đầu vào bằng không. Do vậy, hiệu suất của toàn hệ thống đạt được giá trị cao trở nên dễ dàng hơn. Các van nghịch lưu bên sơ cấp cũng đạt được điều kiện chuyển mạch mềm ZVS[9, 10].

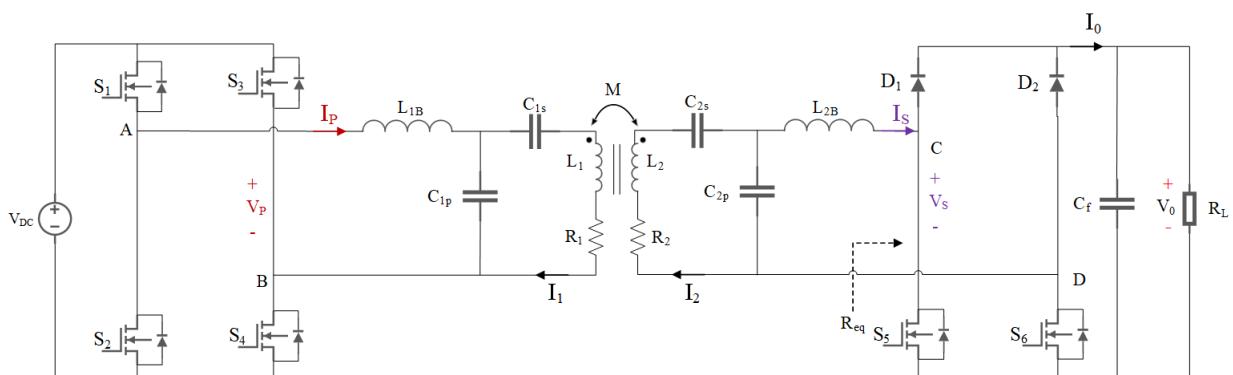


Hình 2.2. Cấu trúc mạch bù LCC-LCC

Với những phân tích trên, đồ án đề xuất sử dụng cấu trúc mạch bù LCC hai phía cho hệ thống sạc không dây cho AGV. Hơn nữa, đồ án thiết kế tham số cho mạch bù LCC tối ưu hiệu suất truyền điện không dây. Đây là một điểm khác so với cách thiết kế tham số mạch bù truyền thống.

## 2.2 Tổng quan về mạch bù và phân tích đặc tính mạch bù LCC hai phía

### 2.2.1 Cấu trúc hệ thống sạc không dây cho AGV

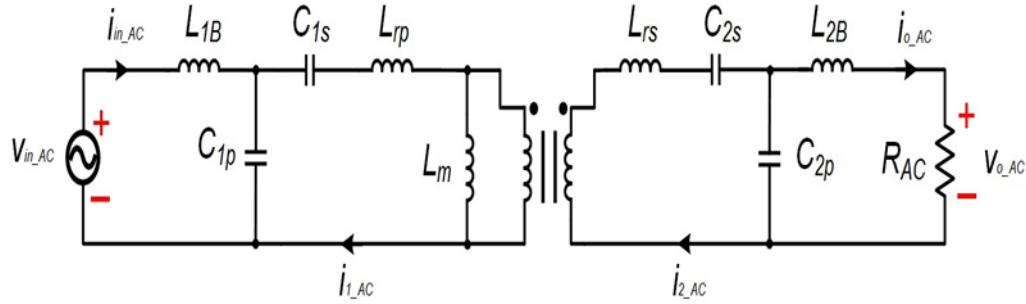


Hình 2.3. Cấu trúc hệ thống sạc không dây đề xuất

Hình 2.3. là cấu trúc hệ thống sạc không dây cho AGV sử dụng mạch bù LCC hai phía đề xuất. Ở phía truyền, mạch nghịch lưu bao gồm bốn MOSFET(S1-S4) biến đổi điện áp một chiều sang xoay chiều tần số cao, sau đó thông qua mạch bù LCC phía truyền gồm cuộn cảm  $L_{1B}$  và hai tụ cộng hưởng  $C_{1p}$  và  $C_{1s}$  đưa đến cuộn dây truyền  $L_1$ . Dòng điện tần số cao trong cuộn dây  $L_1$  phát ra từ trường xoay chiều tần số cao. Ở phía nhận, cuộn dây nhận  $L_2$  cảm ứng được điện áp xoay chiều tần số cao, sau đó thông qua mạch bù LCC phía nhận bao gồm cuộn cảm cộng hưởng  $L_{2B}$  và hai tụ cộng hưởng  $C_{2p}$  và  $C_{2s}$  đưa đến mạch chỉnh lưu bán tích cực bao gồm hai diode D1-D2 và hai MOSFET S5-S6, sau đó sạc cho tải pin AGV.

## 2.2.2 Phân tích cấu trúc mạch bù LCC hai phía

Để đơn giản hóa việc phân tích, sơ đồ mạch được mô hình hóa bởi mô hình T như Hình 2.4.



Hình 2.4. Mô hình T của hệ thống

Mỗi quan hệ giữa giá trị điện cảm  $L_1, L_2$ , điện cảm rò  $L_{rp}, L_{rs}$  và hệ số kết nối  $k$  được thể hiện như trong phương trình 2.1:

$$k = \frac{M}{\sqrt{(L_m + L_{rp})(L_m + L_{rs})}} = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} \quad (2.1)$$

Trong đó,  $M$  và  $L_m$  lần lượt là hổ cảm và điện cảm từ hóa giữa hai cuộn dây truyền và nhận.

Phân tích sơ đồ mạch tương đương xoay chiều mô hình T trên miền tần số dựa trên *phương pháp xấp xỉ sóng hài bậc nhất* (FHA - First Harmony Approximation)[11], các thành phần song hài bậc nhất được viết dưới dạng:

$$\left\{ \begin{array}{l} L_{rp} = (1 - k)L_1 \\ L_{rs} = (1 - k)L_2 \\ v_{in\_AC}(t) = \frac{4}{\pi}V_{in} \sin(2\pi ft) \\ v_{0\_AC}(t) = \frac{4}{\pi}V_0 \sin(2\pi ft + \phi) \\ i_{0\_AC}(t) = \frac{\pi}{2}I_0 \sin(2\pi ft + \phi) \\ R_{AC} = \frac{8}{\pi^2} \frac{V_0}{I_0} = \frac{8}{\pi^2}R_0 \end{array} \right. \quad (2.2)$$

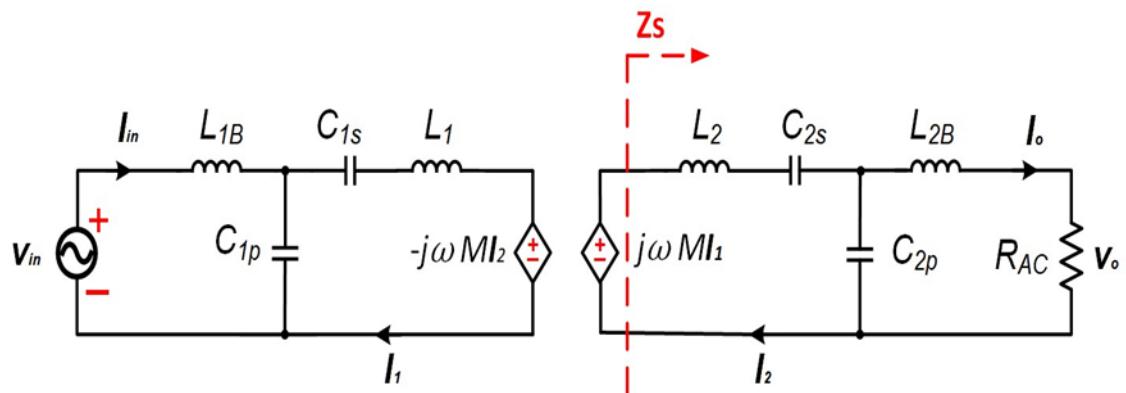
Trong đó,  $V_{in}, V_0$  và  $I_0$  lần lượt là điện áp một chiều cấp vào bộ nghịch lưu, điện áp và dòng điện đầu ra sạc cho pin. Các thành phần sóng hài bậc nhất được kí hiệu bởi “AC”.  $\phi$  là độ lệch pha giữa  $v_{in\_AC}$  và  $v_{0\_AC}$ .

Trong phần tiếp theo, sẽ trình bày đặc tính nguồn dòng đầu ra của mạch bù LCC-LCC. Các kí hiệu  $\mathbf{V}_{in}, \mathbf{V}_0, \mathbf{I}_{in}, \mathbf{I}_0, \mathbf{I}_1, \mathbf{I}_2$  dùng để biểu diễn dạng phức tương ứng của các đại lượng trong phần sau.

### 2.2.3 ĐẶC TÍNH NGUỒN DÒNG VÀ THỎA MÃN ĐIỀU KIỆN ZPA CỦA MẠCH BÙ

Để thực hiện chế độ sạc CC cho pin, cấu trúc bù LCC-LCC cần được hoạt động như một nguồn dòng ở đầu ra. Để giảm dung lượng của bộ biến đổi, ở phía sơ cấp, tụ bù và cuộn cảm thường được điều chỉnh để điện áp và dòng điện đầu vào cùng pha trong điều kiện hệ số kết nối và tải nhất định, được gọi là phương pháp điều chỉnh theo điều kiện ZPA. Tuy nhiên, điều kiện ZPA (Zero Phase Angle) không tự đạt được trong chế độ hoạt động này. Điều kiện ZPA được thỏa mãn nếu pha của trở kháng đầu vào của mô hình T bằng không. Khi đó, hệ số công suất của mô hình T là lớn nhất, tổn hao công suất được bỏ qua. Do đó, khối cộng hưởng cần được thiết kế sao cho pha của trở kháng đầu vào bằng không.

Để thiết kế tính toán cấu trúc bù thỏa mãn cả hai điều kiện trên, ta xét sơ đồ mô hình M của hệ thống như Hình 2.5.



Hình 2.5. Mô hình M của hệ thống

Áp dụng định luật Kirchoff 2, thu được:

$$\mathbf{V}_{in} = (j\omega L_{1B} - j\frac{1}{\omega C_{1p}})\mathbf{I}_{in} - \frac{1}{j\omega C_{1p}}\mathbf{I}_1 \quad (2.3)$$

$$j\omega M\mathbf{I}_1 = j(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_{2s}} - \frac{1}{\omega C_{2p}})\mathbf{I}_2 - j\frac{1}{\omega C_{2p}}\mathbf{I}_0 \quad (2.4)$$

Điện áp  $\mathbf{V}_{in}$  có thể biểu diễn chỉ với dòng điện đầu ra  $\mathbf{I}_0$  và trở kháng như (2.5) nếu các thành phần của khối cộng hưởng được chọn thỏa mãn điều kiện trong (2.6) và (2.7).

$$\mathbf{I}_0 = \frac{\omega^3 C_{2p} C_{1p} M \mathbf{V}_{in}}{j} = \frac{M \mathbf{V}_{in}}{j \omega L_{1B} L_{2B}} \quad (2.5)$$

$$\omega L_{1B} - \frac{1}{\omega C_{1p}} = 0 \quad (2.6)$$

$$j(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_{2s}} - \frac{1}{\omega C_{2p}}) = 0 \quad (2.7)$$

Từ biểu thức trên, dòng điện đầu ra  $I_0$  chỉ phụ thuộc vào điện áp đầu vào  $V_{in}$ , tần số hoạt động  $\omega$  và các thông số điện cảm phía sơ cấp và thứ cấp của mạch bù. Như vậy, mạch bù LCC hai phía có thể làm việc như một nguồn dòng.

Như được đề cập ở trên, để đạt được điều kiện ZPA (Zero Phase Angle), góc pha của trở kháng đầu vào của hệ thống phải bằng không. Do đó, cần tìm phương trình trở kháng đầu vào của hệ thống để tìm điều kiện ZPA.

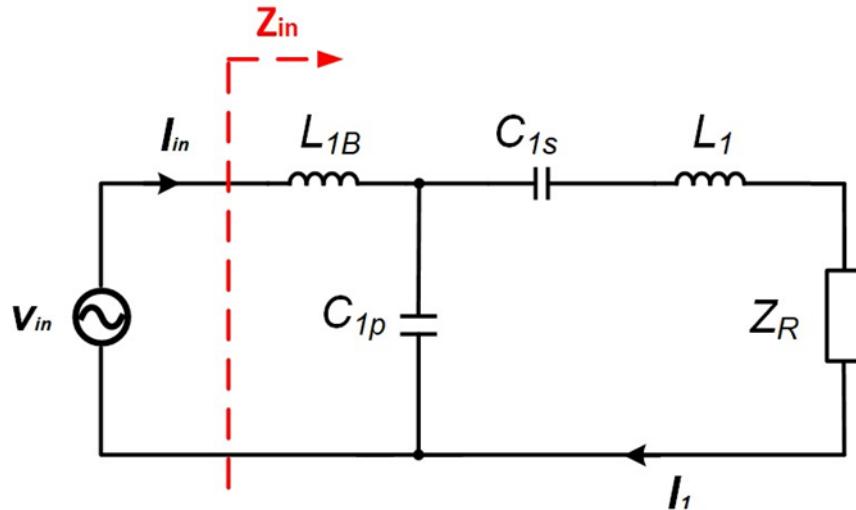
Đầu tiên, trở kháng vào phía thứ cấp  $Z_s$  có thể được viết như (2.8) dựa trên điều kiện (2.7)

$$Z_s = \left( j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_{2s}} \right) + \frac{1}{j\omega C_{2p} // (j\omega L_{2B} + R_{AC})} \\ = \frac{1}{\omega^2 C_{2p}^2 R_{AC} + j\omega C_{2p} (\omega^2 L_{2B} C_{2s} - 1)} \quad (2.8)$$

Trở kháng tương đương của phía thứ cấp nhìn từ phía sơ cấp được gọi là  $Z_R$  có thể được biểu diễn như (2.9)

$$Z_R = \frac{j\omega M \mathbf{I}_2}{\mathbf{I}_1} = \frac{-(\omega M)^2}{Z_s} \quad (2.9)$$

Do đó, mô hình M của cấu trúc bù LCC hai phía có thể đơn giản hơn như trong Hình 2.6.



Hình 2.6. Sơ đồ quy đổi trở kháng tương đương phía thứ cấp

Trở kháng của hệ thống chính là trở kháng vào của mô hình M đơn giản trong Hình 2.6., được biểu diễn như (2.10)

$$Z_{in} = j(\omega L_{1B} - \frac{1}{\omega C_{1p}} + \frac{1}{\omega^2 C_{1p}^2 [Z_R - \frac{(\omega M)^2}{Z_s}]}) \quad (2.10)$$

Trong đó,  $Z_N = j(\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_{1p}} - \frac{1}{\omega C_{1s}})$

Để đạt được điều kiện ZPA tại tần số cộng hưởng  $\omega_{cc}$ , phần ảo của trở kháng đầu vào ở (2.10) cần được bằng không. Khi đó, ta có điều kiện như ở (2.11), (2.12)

$$\omega_{cc}^2 L_{2B} C_{2p} - 1 = 0 \quad (2.11)$$

$$\omega_{cc} L_1 - \frac{1}{\omega C_{1s}} - \frac{1}{\omega C_{1p}} = 0 \quad (2.12)$$

Do đó, để đạt được điều kiện ZPA khi cấu trúc bù LCC hai phía vận hành như một nguồn dòng, khồi cộng hưởng cần được thiết kế thỏa mãn các điều kiện trong phương trình (2.6), (2.7), (2.11) và (2.12) tại tần số cộng hưởng  $\omega_{cc}$  và được viết lại như ở (2.13).

$$\omega_{cc} = \frac{1}{\sqrt{L_{1B}C_{1p}}} = \frac{1}{\sqrt{L_{2B}C_{2p}}} = \sqrt{\frac{C_{2s} + C_{2p}}{C_{2s}C_{2p}L_2}} = \sqrt{\frac{C_{1s} + C_{1p}}{C_{1s}C_{1p}L_1}} \quad (2.13)$$

Để lựa chọn thông số mạch bù cho hệ thống với dòng sạc không đổi ở tần số làm việc chính là tần số cộng hưởng  $\omega$  có thể dựa trên các biểu thức (2.6), (2.7), (2.11), (2.12) và biểu thức (2.5). Với 6 tham số mạch bù ( $L_{1B}, C_{1p}, C_{2p}, L_{2B}, C_{1s}, C_{2s}$ ) và 5 phương trình nên chưa đủ dữ liệu để tính toán. Trong [12], mạch bù bên sơ cấp được thiết kế giống bên thứ cấp. Với cách thiết kế này có thể đảm bảo về nguồn dòng đầu ra cho hệ thống nhưng chưa đề cập về vấn đề hiệu suất và hiệu suất không ổn định ở các điều kiện tải khác nhau. Do đó, đồ án đề xuất thêm một biến tự do. Điều đó cho phép tối ưu hiệu suất bằng cách lựa chọn khác.

### 2.3 Thiết kế mạch bù LCC hai phía tối ưu hiệu suất

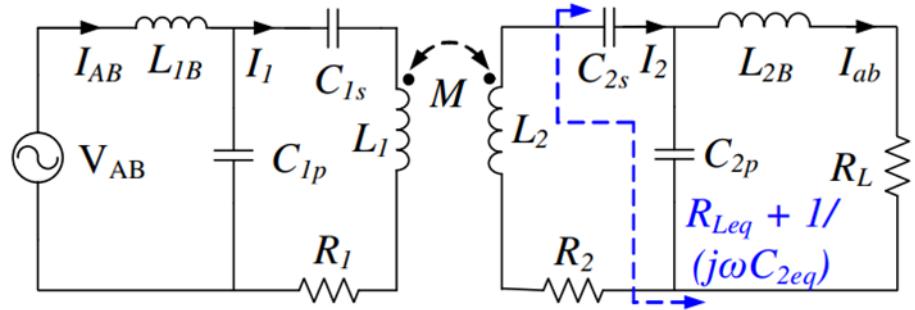
Các tham số của mạch bù LCC có thể tự do xác định thông qua biến tự do mới là hệ số bù  $k_{rx}$ [13] được định nghĩa như trong biểu thức (2.14) và tính được  $C_{2s}$  như trong (2.15).

$$L_{2B} = (1 - k_{rx})L_2; 0 < k_{rx} < 1 \quad (2.14)$$

$$C_{2s} = \frac{1}{k_{rx}\omega^2 L_2} \quad (2.15)$$

Để đơn giản trong tính toán, thay thế mạch bù LCC phía thứ cấp và tải tương đương  $R_L$  bằng  $C_{eq}$ ,  $R_{Leq}$  như Hình 2.7.  $R_{Leq}$  và  $C_{eq}$  được tính toán như sau :

$$R_{Leq} + \frac{1}{j\omega C_{2eq}} = \frac{1}{j\omega C_{2s}} + \frac{(j\omega L_{2B} + R_L)(1/j\omega C_{2p})}{j\omega L_{2B} + R_L + 1/(j\omega C_{2p})} \quad (2.16)$$



Hình 2.7. Mạch quy đổi tương đương đường hệ thống

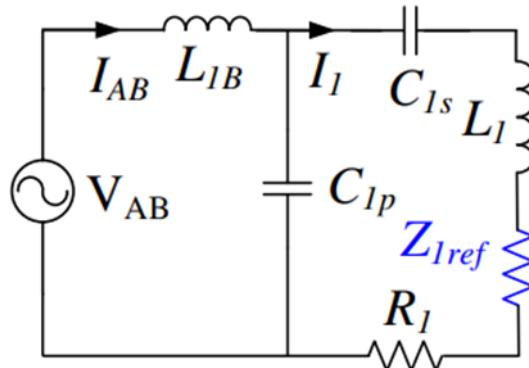
Từ (2.16) có thể tính được

$$C_{2eq} = \frac{C_{2s}C_{2p}}{C_{2s} + C_{2p}} = \frac{1}{\omega^2 L_2}; R_{Leq} = \frac{\omega^2 L_{2B}^2}{R_L} \quad (2.17)$$

Biểu thức (2.17) cho thấy,  $C_{eq}$  và  $L_2$  hoàn toàn cộng hưởng với nhau ở tần số hoạt động. Do đó, trở kháng của mạch thứ cấp hoàn toàn thuần trở ở tần số này. Hiệu suất mạch bù thứ cấp có thể tính toán như sau:

$$\eta_{Rx-LCC} = \frac{R_{Leq}}{R_{Leq} + R_2} = \frac{\omega^2 L_{2B}^2}{\omega^2 L_{2B}^2 + R_2 R_L} \quad (2.18)$$

Để tính hiệu suất mạch sơ cấp, mạch thứ cấp có thể qui về mạch sơ cấp bằng điện trở phản xạ  $Z_{1ref}$  như trên Hình 2.8.



Hình 2.8. Mạch tương đương khi quy đổi phía thứ cấp thành  $Z_{1ref}$

$$Z_{1ref} = \frac{\omega^2 M^2}{R_2 + R_{Leq}} = \frac{\omega^2 M^2 R_L}{R_2 R_L + \omega^2 L_{2B}^2} \quad (2.19)$$

Hiệu suất của mạch sơ cấp có thể tính toán như sau:

$$\eta_{Tx-LCC} = \frac{re(Z_{1ref})}{re(Z_{1ref}) + R_1} = \frac{\omega^2 M^2 R_L}{\omega^2 M^2 R_L + R_1(R_2 R_L + \omega^2 L_{2B}^2)} \quad (2.20)$$

Hiệu suất truyền của hệ thống truyền điện không dây với cấu trúc mạch bù LCC hai phía có thể được tính toán như trong (2.21):

$$\eta_{LCC} = \eta_{Tx-LCC} \eta_{Rx-LCC} = \frac{D_1 L_{2B}^2}{D_2 L_{2B}^4 + D_3 L_{2B}^2 + D_4} \quad (2.21)$$

Trong đó,

$$\begin{aligned} D_1 &= M^2 \omega^4 R_L \\ D_2 &= R_1 \omega^4 \\ D_3 &= 2R_1 R_2 R_L \omega^2 + M^2 \omega^4 R_L \\ D_4 &= R_1 R_2^2 R_L^2 + \omega^2 M^2 R_2 R_L^2 \end{aligned} \quad (2.22)$$

Để tìm giá trị hệ số bù tối ưu để đạt được hiệu suất tối đa, đạo hàm  $\eta_{LCC}$  theo biến  $L_{2B}$  được thực hiện như phương trình (2.23)

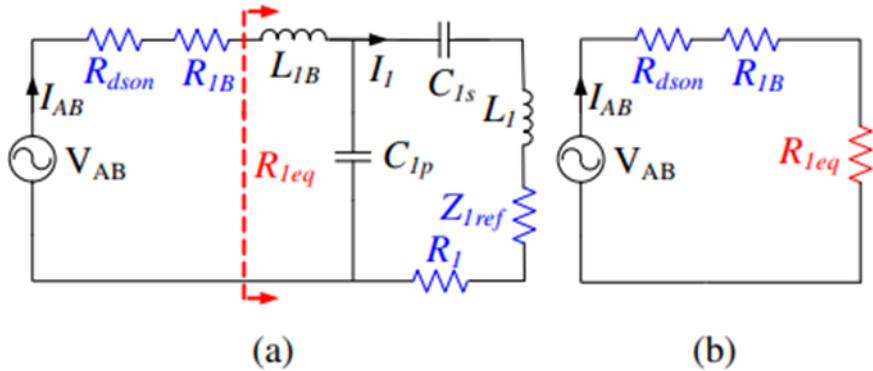
$$\frac{d\eta_{LCC}}{dL_{2B}} = D_1 \frac{-2D_2 L_{2B}^5 + 2D_4 L_{2B}}{(D_2 L_{2B}^4 + D_3 L_{2B}^2 + D_4)^2} \quad (2.23)$$

Hiệu suất đạt tối đa khi  $\frac{d\eta_{LCC}}{dL_{2B}} = 0 (L_{2B} \neq 0)$ , khi đó:

$$\begin{aligned} L_{2Bopt} &= \sqrt[4]{\frac{D_4}{D_2}} = \sqrt[4]{\frac{R_1 R_2^2 R_L^2 + \omega^2 M^2 R_2 R_L^2}{R_1 \omega^4}} \\ k_{rxopt} &= 1 - \frac{L_{2Bopt}}{L_2} \end{aligned} \quad (2.24)$$

Theo phương trình (2.24), có thể thấy giá trị  $k_{rx}$  phụ thuộc vào ba tham số là  $\omega$ ,  $M$  và  $R_L$ . Trong hệ thống sạc không dây cho AGV, trở tương đương của pin  $R_L$  thay đổi theo trạng thái sạc của pin,  $M$  thay đổi theo vị trí của AGV. Như vậy, việc điều khiển theo dõi  $k_{rx}$  theo cả  $M$  và  $R_L$  là không khả thi. Giả thiết rằng, giải pháp chỉnh định vị trí đỡ của AGV trong hệ thống sạc được xây dựng (vị trí hai cuộn truyền và nhận được cố định hay  $M$  không thay đổi), tần số làm việc bằng tần số cộng hưởng được cố định. Như vậy,  $k_{rxopt}$  chỉ còn phụ thuộc vào  $R_L$ . Việc khảo sát hiệu suất đối với sự thay đổi hệ số bù  $k_{rx}$  ở các giá trị khác nhau của điện trở tải cần thiết.

Do đó, hệ số bù  $k_{rx}$  được lựa chọn để tối ưu hiệu suất truyền của hệ thống. Ở phía sơ cấp, giá trị điện cảm  $L_{1B}$  được lựa chọn để đạt được mục tiêu nguồn dòng đầu ra của mạch bù LCC hai phía và giảm tổn hao đóng cắt của nghịch lưu tần số cao. Mạch điện tương đương có xét đến điện trở dẫn của van MOSFET và nội trở cuộn cảm  $L_{1B}$  tương ứng là  $R_{dsen}$  và  $R_{1B}$  được thể hiện ở Hình 2.9.



Hình 2.9. a) Mạch tương đương xét đến  $R_{dson}$  và  $R_{IB}$ ; b) Mạch tối giản hóa với trở kháng tương đương  $R_{1eq}$

Trở kháng tương đương  $R_{1eq}$  được tính toán theo phương trình (2.25)

$$R_{1eq} = \frac{\omega^2 L_{1B}^2}{Z_{1ref} + R_1} \quad (2.25)$$

Để đạt được hiệu suất nghịch lưu cao, giảm tổn hao chuyển mạch, cần có giá trị  $R_{1eq}$  cao lần át đi giá trị của  $R_{dson}$  và  $R_{IB}$ . Vì vậy, giá trị điện cảm  $L_{1B}$  sẽ được lựa chọn cao hơn. Dựa theo biểu thức (2.5), để đạt được nguồn dòng Iab đầu ra,  $L_{1B}$  được tính toán như sau:

$$L_{1B} = \frac{MV_{AB,rms}}{\omega L_{2B} I_{ab,rms}} \quad (2.26)$$

Ở một số hệ thống có sử dụng bộ biến đổi DC/DC sau chỉnh lưu để điều khiển phối hợp trở kháng nhằm tối ưu hiệu suất truyền thì ngoài hệ số bù tối ưu, việc tìm tải tối ưu cũng rất quan trọng vì nó ảnh hưởng đến chiến lược điều khiển của hệ thống. Trở kháng tối ưu của mạch bù LCC hai phia cần thỏa mãn phương trình  $\frac{d\eta_{LCC}}{dR_L} = 0$ , khi đó:

$$R_{L,opt} = \frac{\omega^2 L_{2B}^2}{R_2 \sqrt{1 + k^2 Q_1 Q_2}} \quad (2.27)$$

Trong đó  $Q_1, Q_2$  là hệ số chất lượng không tải của hai cuộn dây truyền và cuộn dây nhận.

$$Q_1 = \frac{\omega L_1}{R_1}; Q_2 = \frac{\omega L_2}{R_2} \quad (2.28)$$

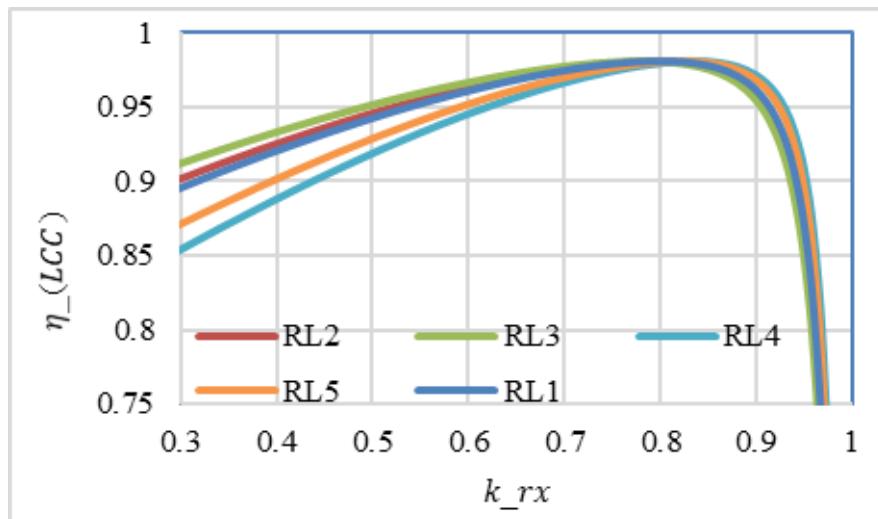
## 2.4 Tính toán tham số mạch bù LCC hai phia

Trong hệ thống sạc không dây, hổ cảm được thay đổi theo vị trí của xe và điện trở tương đương của pin AGV thay đổi theo trạng thái sạc. Vì vậy, theo dõi  $k_{rx}$  theo M và  $R_L$  là không khả thi. Giả thiết vị trí của hai cuộn dây là cố định vì vậy giá trị  $k_{rx}$  tối ưu chỉ phụ thuộc vào điện trở tải tương đương  $R_L$ . Với ứng dụng dành cho AGV yêu cầu dòng sạc 20A, điện trở tải tương đương  $R_L$  hoạt động trong chế độ sạc ổn dòng

CC thay đổi từ  $0.81\Omega$ - $3.24\Omega$ , một khảo sát hiệu suất hệ thống đối với sự thay đổi của giá trị của  $k_{rx}$  dựa trên thông số hệ thống được chọn theo Bảng 2.1. được thể hiện như Hình 2.10.

Thông số	Kí hiệu	Giá trị
Điện áp DC đầu vào	$V_{DC}$	310 V
Tần số hoạt động	$f_0$	40 kHz
Dòng sạc đầu ra	$I_0$	20 A
Điện cảm hai cuộn dây truyền nhận	$L_1, L_2$	112.5 $\mu$ H
Nội trở hai cuộn dây truyền	$R_1, R_2$	0.15 $\Omega$
Hệ số kết nối điện từ	k	0.39

Bảng 2.1. Thông số hệ thống



Hình 2.10. Đặc tính hiệu suất truyền theo  $k_{rx}$  và  $R_L$

Dựa vào khảo sát trên, để đạt được hiệu suất cao trong chế độ sạc ổn dòng CC, sẽ lựa chọn hệ số  $k_{rx} = 0.8$ . Khi đó, tham số của mạch bù được tính toán và ghi lại trong Bảng 2.2.

Thông số	Kí hiệu	Giá trị
Điện cảm bù sơ cấp	$L_{1B}$	97.5 $\mu$ H
Tụ điện bù sơ cấp nối tiếp	$C_{1s}$	1.05 $\mu$ F
Tụ điện bù sơ cấp song song	$C_{1p}$	0.162 $\mu$ F
Điện cảm bù thứ cấp	$L_{2B}$	22.5 $\mu$ H
Tụ điện bù thứ cấp nối tiếp	$C_{2s}$	0.176 $\mu$ F
Tụ điện bù thứ cấp song song	$C_{2p}$	0.7 $\mu$ F

Bảng 2.2. Thông số mạch bù thiết kế

## 2.5 Tính toán thiết kế mạch phần cứng

### 2.5.1 Tính chọn van Mosfet nghịch lưu sơ cấp

Điện áp một chiều đầu vào lớn nhất là 310 VDC. Do đó:

$$V_{ng,max} = 310V$$

Chọn hệ số dự trữ điện áp  $k_u = 2$ , vì vậy cần lựa chọn Mosfet có khả năng chịu được điện áp tối thiểu 620 V.

Dòng điện đầu ra nghịch lưu  $I_{P,max}$  được tính như sau:

$$I_{P,max} = \frac{\frac{4}{\pi}V_{in}(Z_{1ref}+R_1)}{\omega^2 L_{1B}^2} = 8.08(A)$$

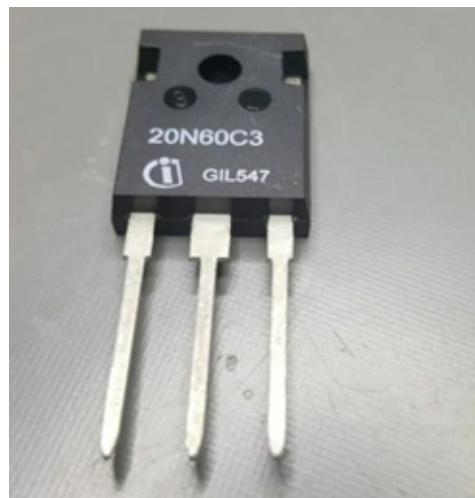
Dòng điện tối đa qua van nghịch lưu cũng chính bằng dòng điện tối đa  $I_{P,max}$

$$I_{van} = \frac{1+\cos\phi}{2\pi} \times I_{P,max} = \frac{1+1}{2\pi} \times 8.08 = 2.57A$$

Chọn hệ số dự trữ dòng điện  $k_i = 4$ , khi đó cần chọn van chịu được dòng điện 10.28 A.

Từ tính toán trên, chọn Mosfet **SPW20N60C3** của hãng Infineon có thể mua sẵn ở Việt Nam với các thông số như sau:

- Điện áp ngược tối đa: 650 V
- Dòng điện dẫn tối đa: 20.7 A
- $R_{ds(on)} = 0.19\Omega$



Hình 2.11. Hình ảnh MOSFET SPW20N60C3

### 2.5.2 Thiết kế cuộn cảm bù phía sơ cấp

Trong mạch bù LCC hai phía, việc tính toán và thiết kế cuộn cảm là điều rất quan trọng ảnh hưởng trực tiếp đến các đặc tính và hiệu suất của mạch. Do đó, việc tính

toán chính xác các phần tử này là cần thiết để đảm bảo thỏa mãn các yêu cầu về công suất, điện cảm,... Trong đồ án này đưa ra các bước tính toán như sau:

Các thông số để thiết kế cuộn cảm:

Thông số	Giá trị
Độ tự cảm L	97.5 $\mu\text{H}$
Điện áp đặt vào cuộn cảm $V_L$	197.9 V
Dòng điện lớn nhất qua cuộn cảm $I_L$	6.11 A
Mật độ dòng điện J	500 $\text{A/cm}^2$
Mật độ từ thông $B_{ac}$	0.1 T

Bảng 2.3. Thông số của cuộn cảm

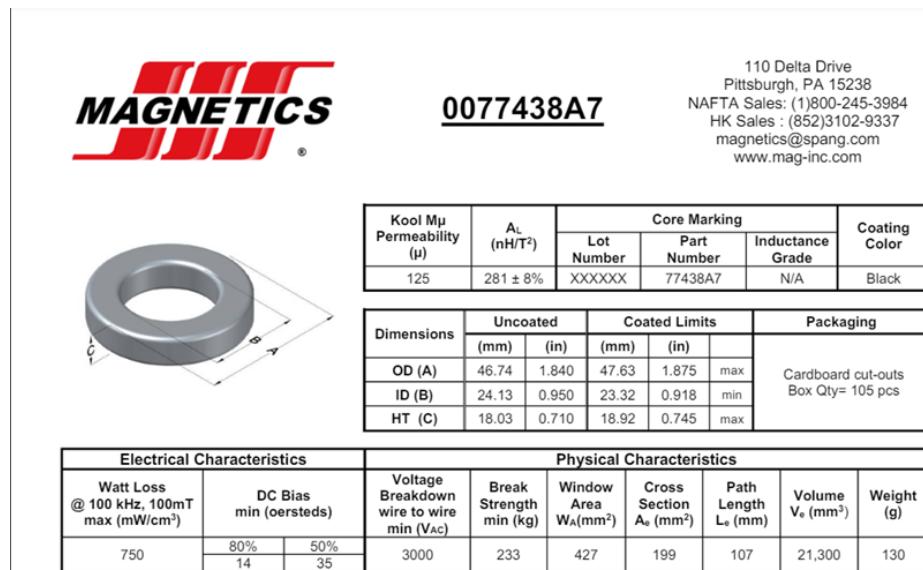
- **Bước 1: Tính chọn lõi cuộn cảm**

Chọn  $K_f = 4.4$ ;  $K_u = 0.3$

Hệ số sản phẩm lõi (Core Product) được ký hiệu là  $A_p$

$$A_{p,cal} = \frac{V_L \times I_L \times 10^4}{K_f \times K_u \times B_{ac} \times J \times f} = \frac{197.9 \times 6.11 \times 10^4}{4.4 \times 0.3 \times 0.1 \times 500 \times 40 \times 10^3} = 4.58(\text{cm}^4)$$

Chọn lõi biến áp có hệ số  $A_p$  lớn hơn giá trị tính toán để đáp ứng về mặt công suất. Chọn lõi cuộn cảm xuyên có mã 0077438A7 của hãng MAGNETIC.



Hình 2.12. Thông số lõi cuộn cảm 0077438A7

Từ thông số của lõi, tính được giá trị  $A_p$  của lõi:

$$A_{p,core} = W_a \times A_c = 8.5\text{cm}^4$$

Thông số  $A_{p,core} > A_{p,cal}$ . Vì vậy lõi được chọn thỏa mãn yêu cầu thiết kế.

- Bước 2: **Tính toán sơ bộ số vòng dây cần thiết**

$$N_L = \sqrt{\frac{L}{A_L}} = \sqrt{\frac{97.5H}{281nT}} = 18.6$$

Chọn số vòng dây sơ cấp cần thiết là  $N_L = 19$  vòng.

- Bước 3: **Tính toán tiết diện dây quấn cần thiết**

$$A_{wL} = \frac{L}{J} = \frac{6.11}{500} = 0.012(cm^2)$$

Do hệ thống hoạt động ở tần số cao nên bị ảnh hưởng bởi hiệu ứng bề mặt

$$\delta = \frac{6.62}{\sqrt{f}} = 0.0331(cm)$$

Vì vậy, chọn dây có đường kính  $D = 2\delta = 0.0662(cm)$

Chọn dây AWG21 có đường kính 0.072 cm và tiết diện  $0.004 cm^2$

Từ đó, tính được số sợi AWG21 tối thiểu khi sử dụng loại dây Litz

$$\text{Số sợi cần thiết} = \frac{A_{wL}}{\text{Tiết diện 1 sợi AWG21}} = \frac{0.012}{0.004} = 3$$

Như vậy, cần ít nhất 3 sợi AWG21.

- Bước 4: **Tính toán tổn hao và độ tăng nhiệt độ**

Tổn hao lõi:

$$P_{core,loss} = M_{masscore}.Wkg = M_{masscore}.k_{core}.f^{m_{core}}.B_{ac}^{n_{core}} = 0.54(W)$$

Trong đó:  $M_{mass,core}$  là khối lượng lõi;  $k_{core} = 0.00004316$ ;  $m_{core} = 1.64$ ;  $n_{core} = 2.68$  là vật liệu lõi

Tổn hao dây quấn:

$$P_{copperloss} = R_{dc}.I^2 = 0.18(W)$$

Tổng tổn hao cuộn cảm:

$$P_{loss} = P_{coreloss} + P_{copperloss} = 0.72(W)$$

Độ tăng nhiệt độ:

$$T_r = \left(\frac{P_{loss}}{A_t}\right)^{0.826}.450 = 39.3^\circ C$$

- Bước 5: **Kiểm tra lại tính toán**

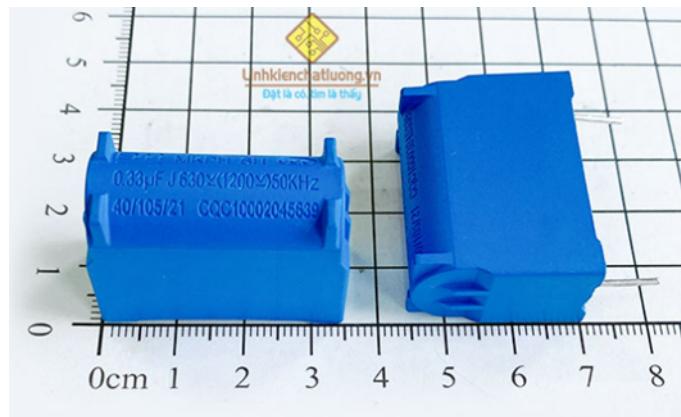
Sau khi hoàn thành tính toán sơ bộ cho cuộn cảm, bước tiếp theo cần phải kiểm tra lại hệ số  $K_u$  để đảm bảo quấn được cuộn cảm trong thực tế

$$K_{u,act} = \frac{A_{wL}.N}{W_A} = 0.05$$

Giá trị  $K_{u,act} = 0.05 < K_u = 0.3$ , do đó cuộn cảm có thể quấn được trong thực tế.

### 2.5.3 Thiết kế tụ điện cộng hưởng phía sơ cấp

Do hệ thống hoạt động ở tần số 40kHz nên lựa chọn tụ MKB. Từ giá trị tính toán thông số giá trị tụ, thực tế cách mắc tụ song song hoặc nối tiếp để thu được giá trị tụ sát nhất với giá trị tính toán cũng như sử dụng ít tụ nhất để tối ưu chi phí cũng như kích thước mạch.



Hình 2.13. Hình ảnh tụ MKB trong thực tế

Thông số	Cách chia tụ	Giá trị thực tế	Giá trị tính toán
$C_{1s}$	Mắc song song tụ giá trị $0.3\mu F$ , $0.47\mu F$ và $0.27\mu F$	$1.04 \mu F$	$1.05 \mu F$
$C_{1p}$	Mắc nối tiếp 2 tụ giá trị $0.33\mu F$	$0.165 \mu F$	$0.162 \mu F$

Bảng 2.4. Bảng thông số tính toán và chia tụ cộng hưởng phía thứ cấp

### 2.5.4 Thiết kế mạch bù phía thứ cấp

Tương tự với cách thiết kế bên sơ cấp, kết quả tính toán cuộn cảm và tụ điện cộng hưởng phía thứ cấp thu được theo Bảng 2.5. và Bảng 2.6.

Mã lõi sản phẩm	Tiết diện dây sử dụng	Số sợi dây cần thiết	Số vòng quấn dây
0077438A7	AWG21	14	6.5

Bảng 2.5. Bảng thông số thiết kế cuộn cảm phía sơ cấp

Thông số	Cách chia tụ	Giá trị thực tế	Giá trị tính toán
$C_{2s}$	Mắc song song 2 nhánh tụ (3 tụ giá trị $0.12\mu F$ nối tiếp) và (2 tụ giá trị $0.27\mu F$ nối tiếp)	$0.175 \mu F$	$0.176 \mu F$
$C_{2p}$	Mắc song song 3 nhánh tụ $0.27\mu F$ , $0.27\mu F$ và (1 tụ $0.27\mu F$ nối tiếp $0.3\mu F$ )	$0.705 \mu F$	$0.7 \mu F$

Bảng 2.6. Bảng thông số tính toán và chia tụ cộng hưởng phia thứ cấp

### 2.5.5 Tính toán chọn van chỉnh lưu bán tích cực phia thứ cấp

- Chọn Diode

Điện áp lớn nhất đặt vào DIODE:

$$V_{d,max} = V_{0,max} = 80(V)$$

Chọn hệ số dự trữ điện áp  $K_u = 2$ , khi đó cần chọn DIODE chịu được điện áp 160V.

Dòng điện trung bình lớn nhất qua DIODE là:

$$I_d = \frac{I_0}{2} = \frac{20}{2} = 10(A)$$

Chọn hệ số dự trữ dòng điện  $K_i = 4$ , DIODE cần chọn dẫn dòng tối thiểu 40A.

Từ đó, lựa chọn Diode Schotkky **DSA90C200HB** của hãng IXYS có thể mua sẵn ở Việt Nam có thông số như sau:

- Điện áp ngược tối đa: 200 V
- Dòng điện dẫn tối đa: 45 A



Hình 2.14. Hình ảnh DIODE DSA90C200HB

- Chọn MOSFET

Điện áp lớn nhất đặt vào MOSFET:

$$V_{v,max} = V_{0,max} = 80(V)$$

Chọn hệ số dự trù điện áp  $K_u = 2$ , khi đó cần chọn MOSFET chịu được điện áp 160V.

Dòng điện trung bình lớn nhất qua MOSFET là:

$$I_v = I_{0,max} = 20(A)$$

Chọn hệ số dự trù dòng điện  $K_i = 4$ , MOSFET cần chọn dẫn dòng tối thiểu 80A. Từ đó, lựa chọn MOSFET **IXFH120N20P** của hãng IXYS có thể mua sẵn ở Việt Nam có thông số như sau:

- Điện áp ngược tối đa: 200 V
- Dòng điện dẫn tối đa: 120 A
- $R_{ds(on)} = 0.22\Omega$



Hình 2.15. Hình ảnh MOSFET IXFH120N20P

## CHƯƠNG 3. ĐIỀU KHIỂN CÔNG SUẤT ĐẦU RA

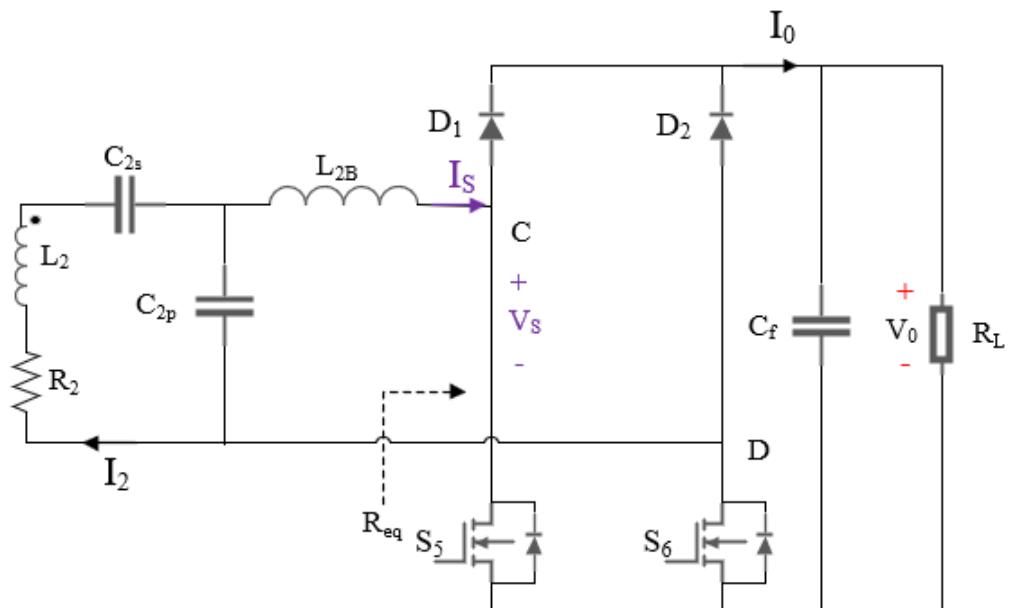
### 3.1 Tổng quan về cấu trúc sạc CC chuyển sạc CP

Pin Lithium-ion hiện nay là lựa chọn phổ biến cho các loại xe điện, do mật độ công suất truyền trên khối lượng lớn và khả năng duy trì tuổi thọ đáng kể. Tuy nhiên, đối với xe điện, là trong lĩnh vực yêu cầu độ an toàn và thời hạn sử dụng pin cao, việc kiểm soát chế độ sạc và xả của pin trở thành một vấn đề quan trọng.

Trong hệ thống sạc không dây, phương pháp sạc với dòng sạc duy trì không đổi hay còn gọi là CC Charging được ứng dụng phổ biến để phù hợp với phương pháp sạc cơ hội như đã đề cập ở CHƯƠNG 1. Tuy nhiên, điện trở pin  $R_L$  và trở kháng tương đương  $R_{eq}$  thay đổi theo trạng thái sạc của pin. Vì vậy, ở giai đoạn trạng thái của pin đạt 80% SoC, chuyển sang chế độ sạc ổn công suất hay còn gọi là CP Charging. Với giải pháp này, sẽ đảm bảo an toàn và tránh quá nhiệt trên pin do khi pin đầy điện trở pin sẽ tăng lên gây ra nhiệt lượng lớn. Hơn nữa, phương pháp này hiệu suất của hệ thống cũng được tối ưu do bám được giá trị trở kháng tối ưu  $R_{eq,otp}$  thông qua bám công suất tại điểm trở kháng tối ưu.

#### 3.1.1 Mạch chỉnh lưu bán tích cực

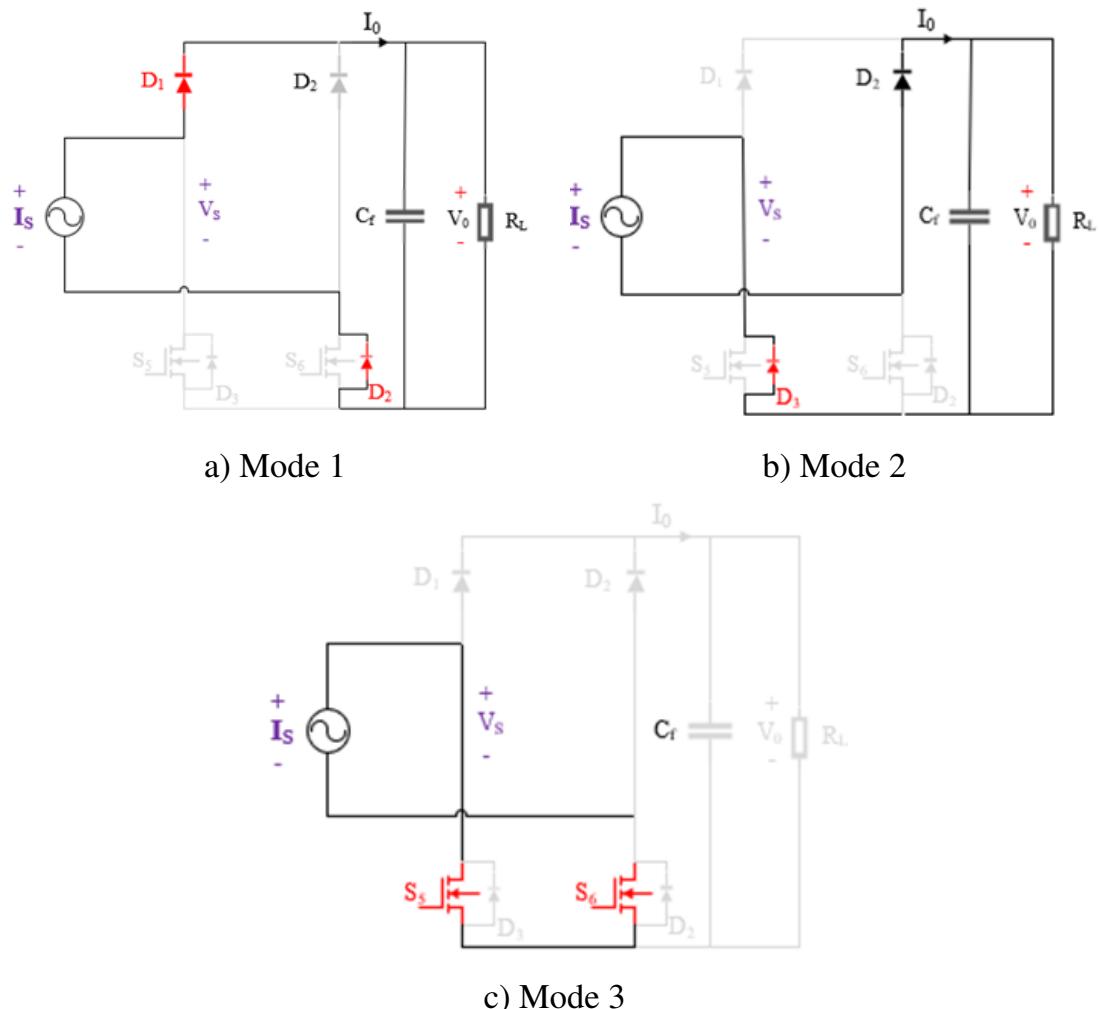
Đồ án này đề xuất sử dụng mạch chỉnh lưu bán tích cực kết hợp phương pháp điều chế mật độ xung (PDM) để điều khiển bám trở kháng tối ưu thông qua điều khiển công suất đầu ra[14].



Hình 3.1. Sơ đồ khối chỉnh lưu bán tích cực

Mạch chỉnh lưu bán tích cực sử dụng phương pháp điều chế mật độ xung (PDM) được chia thành 2 trạng thái tích cực và trạng thái không tích cực. Trạng thái không

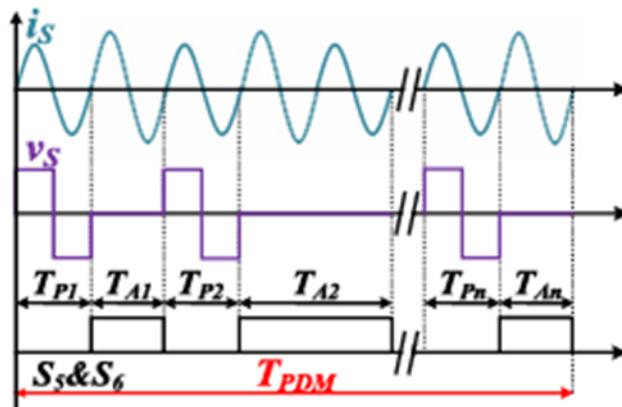
tích cực nghĩa là hai MOSFET S5 và S6 đóng. Lúc này, mạch chỉnh lưu bán tích cực hoạt động như chỉnh lưu tự nhiên thông thường. Trạng thái tích cực nghĩa là hai MOSFET S5 và S6 dẫn. Khi đó, điện áp đầu vào mạch chỉnh lưu bán tích cực bằng không, năng lượng đã được tích lũy trên tụ  $C_f$  cấp cho tải. Trạng thái đóng cắt của các van trong bộ chính lưu bán tích cực được thể hiện như ở Hình 3.2.



Hình 3.2. Trạng thái đóng cắt của các van trong bộ chỉnh lưu bán tích cực

Dạng sóng điện áp và dòng điện trước chỉnh lưu bán tích cực được thể hiện ở Hình 3.3., hai MOSFET S5 và S6 trong chỉnh lưu bán tích cực được điều khiển đóng cắt đồng thời nhiều lần để điều chỉnh  $V_S$  trong khoảng thời gian gọi là  $T_{PDM}$ . Gọi thời gian MOSFET đóng là  $T_P$  và thời gian MOSFET dẫn là  $T_A$ , khi đó hệ số điều khiển  $\alpha$  được định nghĩa như (3.1) :

$$\alpha = \frac{\sum T_P}{\sum(T_P + T_A)} \quad (3.1)$$



Hình 3.3. Dạng sóng điện áp và dòng điện trước chỉnh lưu bán tích cực

Với hệ số điều khiển  $\alpha$ , điện áp trung bình đầu ra của chỉnh lưu bán tích cực[14], được tính như (3.2) :

$$V_{0,avg} = V_0 \cdot \alpha \quad (3.2)$$

Để đơn giản trong việc phân tích, coi MOSFET và DIODE là lý tưởng, bỏ qua tổn thất trên tụ  $C_f$ . Khi đó, coi như công suất trung bình đầu ra chỉnh lưu bằng công suất đầu vào chỉnh lưu và được thể hiện như (3.3):

$$P_{0,avg} = \frac{(\alpha V_0)^2}{R_L} = I_{S,RMS}^2 \cdot R_{eq} \quad (3.3)$$

Dựa vào phương pháp phân tích sóng hài bậc nhất, kết hợp (3.2) và (3.3), trở kháng tải tương đương  $R_{eq}$  được suy ra ở (3.4)

$$R_{eq} = \frac{8}{\pi^2} R_L \cdot \alpha^2 \quad (3.4)$$

Từ (3.4) thấy rằng khi điều chỉnh hệ số điều khiển  $\alpha$  thì điều chỉnh trở kháng tương đương  $R_{eq}$ . Và do đó, có thể chuyển đổi được trở kháng tải hay có khả năng điều khiển được trở kháng tải bám theo giá trị trở kháng tải tối ưu.

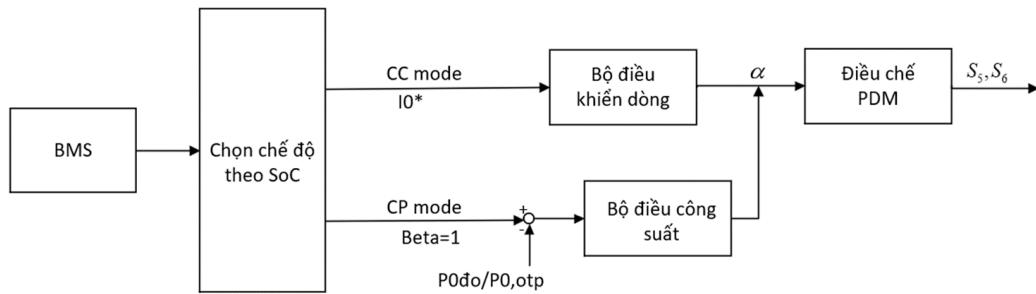
Từ phương trình (3.2), thực hiện chia cả hai vế cho trở kháng tải  $R_L$ , thu được phương trình dòng sạc trung bình đầu ra như (3.5):

$$I_{0,avg} = I_0 \cdot \alpha \quad (3.5)$$

Từ phương trình (3.5), có thể thấy rằng dòng sạc đầu ra của hệ thống phụ thuộc vào hệ số điều khiển  $\alpha$ . Vì vậy, hoàn toàn có thể điều khiển được dòng sạc đầu ra thông qua điều khiển hệ số điều khiển  $\alpha$ .

### 3.1.2 Sách lược điều khiển

Sách lược điều khiển đề xuất của hệ thống sạc không dây được thể hiện trên Hình 3.4.



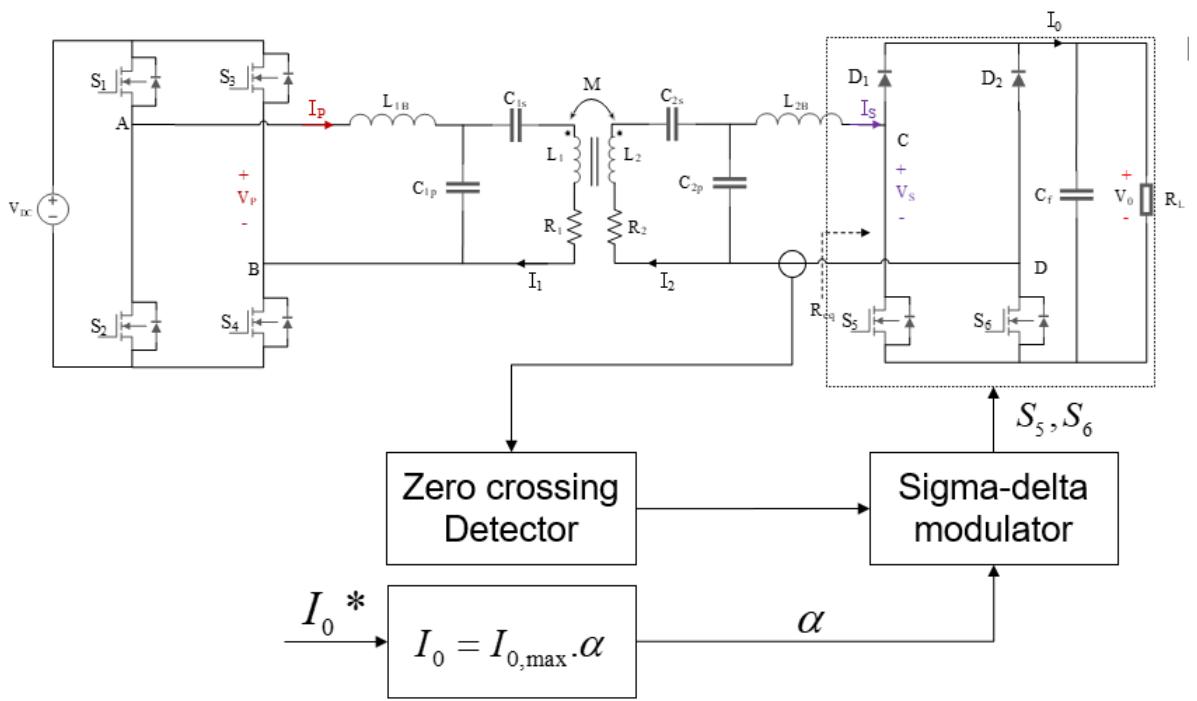
Hình 3.4. Sách lược điều khiển của hệ thống sạc không dây

Hệ thống sẽ căn cứ vào giá trị SoC của pin được đo bằng giá trị điện áp trên pin để lựa chọn chế độ phù hợp. Khi giá trị SoC nhỏ hơn 80%, hệ thống sẽ hoạt động ở chế độ sạc ẩn dòng CC. Với giá trị dòng đặt  $I_0$  đặt đầu vào thông qua bộ điều khiển dòng điện tính toán giá trị hệ số  $\alpha$  cho bộ chỉnh lưu bán tích cực. Khi giá trị SoC lớn hơn 80%, hệ thống sẽ chuyển sang hoạt động ở chế độ sạc ẩn công suất CP. Công suất đầu ra của hệ thống sẽ được đo về để so sánh với công suất đặt chính là công suất tối ưu tại điểm trở kháng tải tối ưu để tính toán được hệ số điều khiển  $\alpha$  đặt vào bộ chỉnh lưu bán tích cực thông qua bộ điều khiển công suất.

### 3.2 Chế độ sạc CC

Cấu trúc điều khiển dòng sạc đầu ra phía thứ cấp được mô tả trong Hình 3.5. Đồ án đề xuất cấu trúc truyền thẳng. Từ dòng điện đặt  $I_0^*$ , bộ điều khiển dòng tính toán ra hệ số điều khiển  $\alpha$  dựa vào phương trình (3.5). Giá trị hệ số điều khiển  $\alpha$  vừa tính toán được đưa vào khối điều chế mật độ xung (PDM) để thực hiện đóng cắt hai MOSFET S5,S6 của khối chỉnh lưu bán tích cực. Đồ án cũng đề xuất khôi dò điểm không của dòng  $I_S$  để tạo tín hiệu clock để đồng bộ tín hiệu nguồn với tín hiệu điều khiển.

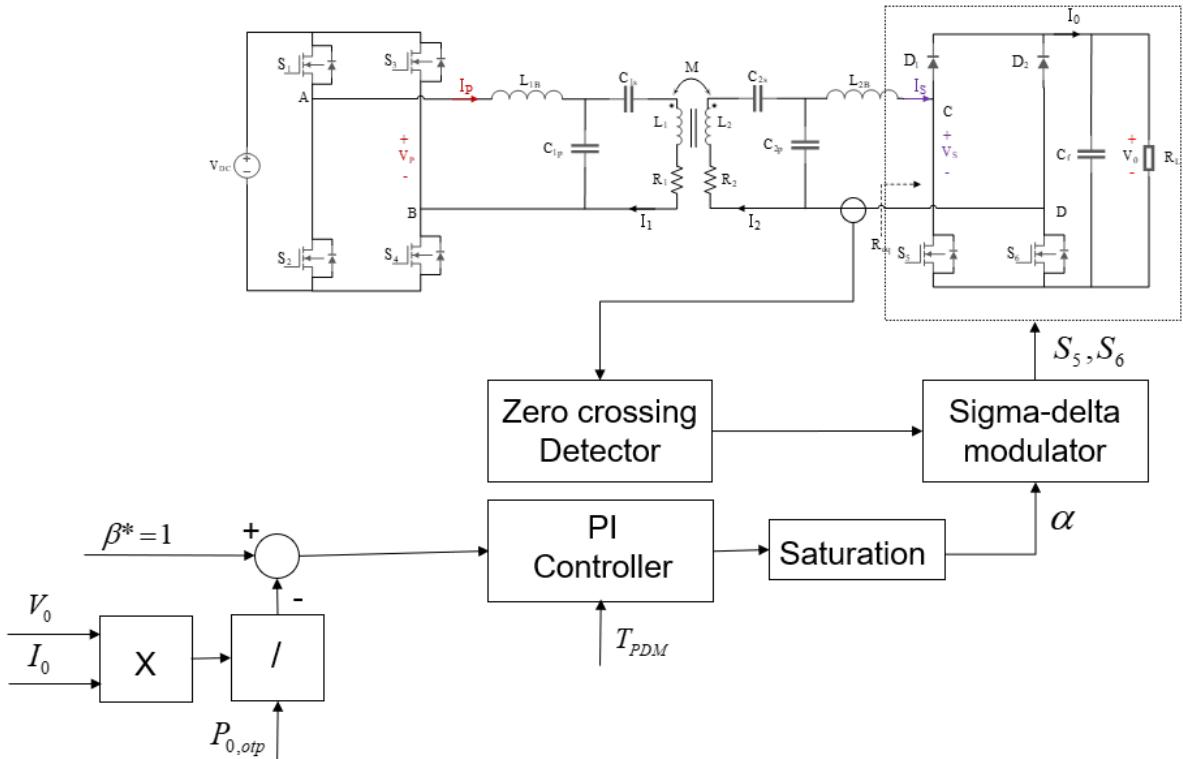
Do điều khiển truyền thẳng, sự tồn tại sai lệch tĩnh là điều không thể tránh khỏi. Sai lệch này có thể do các sai số trong quá trình tính toán gần đúng hoặc trong thực nghiệm. Tuy nhiên, sai số này vẫn ở mức chấp nhận được. Không chỉ đơn giản, dễ thực hiện mà hơn hết cấu trúc điều khiển này có điều khiển chính xác dòng điện sạc đầu ra mà không cần giao tiếp giữa bên truyền và bên nhận.



Hình 3.5. Cấu trúc điều khiển dòng sạc đầu ra phía thứ cấp

### 3.3 Chế độ sạc CP

Cấu trúc điều khiển công suất đầu ra phía thứ cấp được đề xuất ở Hình 3.6.



Hình 3.6. Cấu trúc điều khiển CP phía thứ cấp

Đầu tiên, hệ thống thực hiện đo điện áp đầu ra  $V_0$  và dòng điện sạc đầu ra  $I_0$  để đưa về bộ điều khiển. Sau đó, công suất đầu ra của hệ thống được tính toán bằng cách

nhân  $V_0$  với  $I_0$  và so sánh với  $P_{0,otp}$  với  $P_{0,otp}$  là công suất tại điểm trở kháng tối ưu  $R_{eq,otp}$ . Ở đây, hệ số  $\beta$  của hệ thống có mối quan hệ với  $P_0$  và  $P_{0,otp}$  như sau:

$$\beta = \frac{P_0}{P_{0,otp}} \quad (3.6)$$

Bộ điều khiển PI được sử dụng để tính toán ra giá trị hệ số điều khiển  $\alpha$  mong muốn bằng cách hiệu chỉnh hệ số  $\beta$  gần 1. Cuối cùng, bằng cách đưa giá trị hệ số điều khiển  $\alpha$  vừa tính toán được vào khối điều chế mật độ xung (PDM) để thực hiện đóng cắt hai van MOSFET S5, S6 của khối chỉnh lưu bán tích cực. Giống như cấu trúc điều khiển dòng sạc CC, ở chế độ CP cũng sử dụng thêm khối dò điểm không của dòng điện  $I_S$  để tạo tín hiệu clock để đồng bộ tín hiệu nguồn với tín hiệu điều khiển.

Với cấu trúc điều khiển vòng kín có phản hồi như trên, để thiết kế được bộ điều khiển thì yêu cầu tiên quyết là nắm được đặc tính của đối tượng và thiết lập được quan hệ giữa tín hiệu đầu vào và đầu ra. Xét đối tượng cần điều khiển là các cầu chỉnh lưu bán tích cực thứ cấp, hệ số điều khiển  $\alpha$  là biến điều khiển, hệ số  $\beta$  là biến ra cần điều khiển. Phương pháp xấp xỉ sóng hài bậc nhất (FHA) và hàm mô tả mở rộng (EDF) có thể được sử dụng để xây dựng mô hình của đối tượng và từ đó thiết lập quan hệ giữa hệ số điều khiển  $\alpha$  và hệ số  $\beta$ . Tuy nhiên, để làm cho quá trình thiết kế bộ điều khiển phản hồi trở nên dễ dàng hơn, đồ án nghiên cứu này sử dụng công cụ Matlab Identification Toolbox để nhận dạng hàm truyền của đối tượng. Hàm truyền  $G_{\alpha\beta}$  biểu diễn mối quan hệ giữa hệ số điều khiển  $\alpha$  và hệ số  $\beta$ .

Thông qua công cụ Matlab Identification Toolbox, hàm truyền  $G_{\alpha\beta}$  thu được là cơ sở để thiết kế bộ điều khiển (độ tương thích của nhận dạng hiển thị trong phần mềm lên tới 98.75% như Hình 3.7.). Hàm truyền  $G_{\alpha\beta}$  thu được có kết quả như trong phương trình 3.7

$$G_{\alpha\beta} = \frac{21.55s + 3.452 * 10^5}{s^2 + 1267s + 3.469 * 10^5} \quad (3.7)$$

```

tf12 =
From input "u1" to output "y1":
-21.55 s + 3.452e05
-----
s^2 + 1267 s + 3.469e05

Name: tf12
Continuous-time identified transfer function.

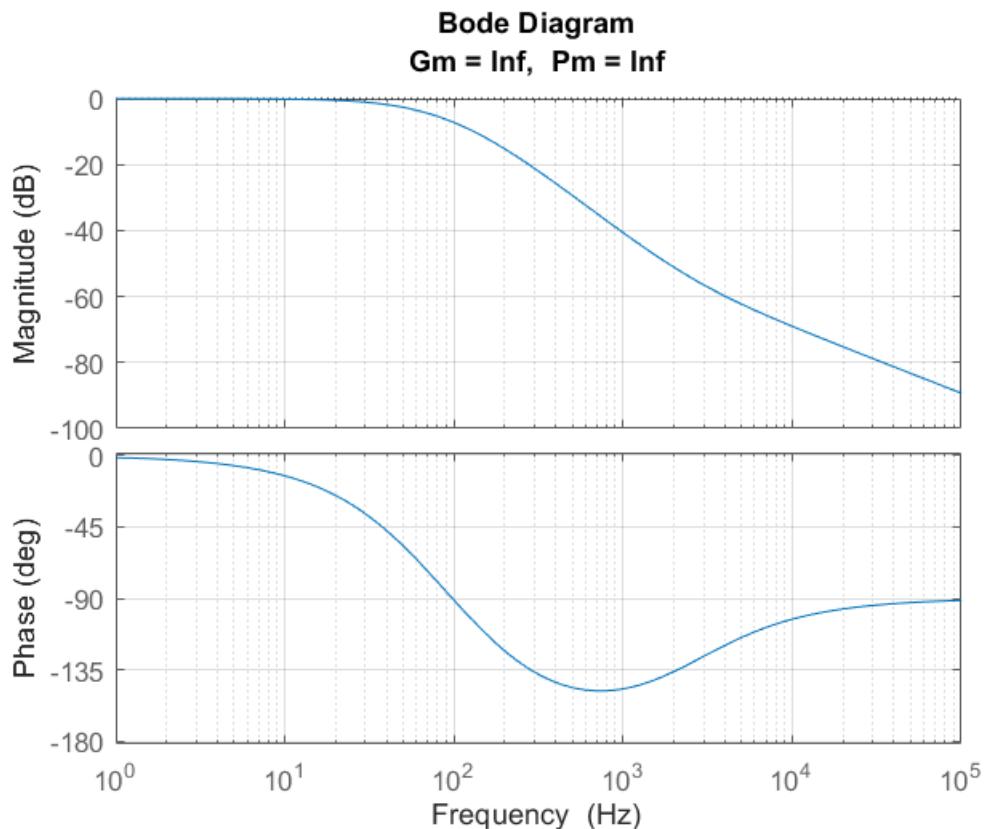
Parameterization:
Number of poles: 2 Number of zeros: 1
Number of free coefficients: 4
Use "tfdata", "getpvec", "getcov" for parameters and their uncertainties.

Status:
Estimated using TFEST on time domain data "data1".
Fit to estimation data: 98.75% (stability enforced)
FPE: 2.011e-05, MSE: 2.011e-05

```

*Hình 3.7. Kết quả nhận dạng hàm truyền bằng công cụ Matlab Identification Toolbox*

Đồ thị Bode của hàm truyền đối tượng khi chưa có bộ điều khiển được thể hiện ở Hình 3.8.



*Hình 3.8. Đồ thị Bode của hàm truyền khi chưa có bộ điều khiển*

Có thể thấy rằng, hệ thống không ổn định khi chưa có bộ điều khiển. Vì vậy, mục tiêu khi thiết kế bộ điều khiển là đưa độ dãy trễ pha của đối tượng vào khoảng  $40^\circ - 60^\circ$ . Để đảm bảo không bị nhiễu, thông thường lựa chọn tần số cắt bằng  $\frac{1}{10}$  tần số đóng cắt. Tuy nhiên, đồ án lựa chọn tần số cắt 100Hz do động học của pin chậm. Bộ điều khiển PI có dạng:

$$G_{dk}(s) = K_p \left( 1 + \frac{K_i}{s} \right)$$

Thay  $s = j\omega$  thu được:

$$G_{dk}(j\omega) = K_p - j \frac{K_p \cdot K_i}{\omega}$$

Biên độ và góc pha của bộ điều khiển là:

$$\begin{aligned} |G_{dk}(j\omega)| &= \sqrt{K_p^2 + \left(\frac{K_p \cdot K_i}{\omega}\right)^2} \\ \tan(\Phi) &= \frac{-K_i}{\omega} \end{aligned}$$

Chọn độ dãy trễ pha PM =  $65^\circ$ . Lúc này:

$$\text{arc}(G_{\alpha\beta}|_{\omega=\omega_c}) + \text{arc}(G_{dk}|_{\omega=\omega_c}) + 180^\circ = 65^\circ$$

$K_p$  được lựa chọn sao cho biên độ của hệ hở tại tần số cắt bằng 1:

$$|G_{\alpha\beta}|_{\omega=\omega_c} \cdot |G_{dk}|_{\omega=\omega_c} = 1$$

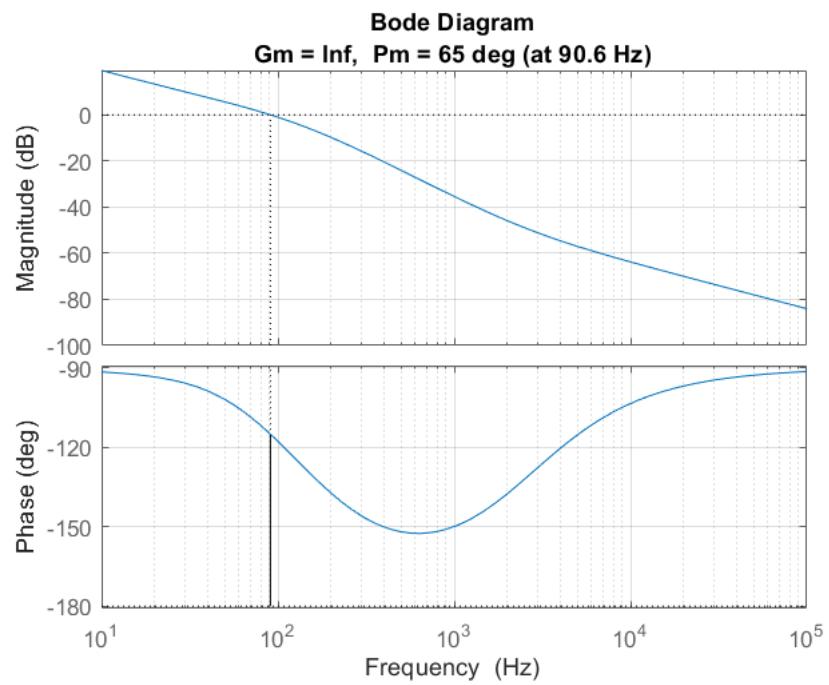
Giá trị của bộ điều khiển được tính toán trên phần mềm MATLAB:

```
num=[ 21.55 3.452e05 ];
den=[ 1 1267 3.469e05];
Gdt= tf(num,den);
PM=65; fc=100;
[mag1, phase1]=bode(Gdt,2*pi*fc);
theta= PM-180-phase1;
Ki=-fc*2*pi*tand(theta);
Gc1=tf([1 Ki],[1 0]);
[mag2,phase2]=bode(Gc1,2*pi*fc);
Kp = 1/(mag1*mag2);
Gci = Kp*Gc1;
```

Sau khi tính toán và hiệu chỉnh, thu được bộ điều khiển PI như sau:

$$G_{dk}(s) = 2 + \frac{580}{s}$$

Kết quả đồ thị Bode của hệ thống khi có bộ điều khiển PI với độ dãy trễ pha PM= $65^\circ$  tại tần số cắt 100Hz như Hình 3.9.



*Hình 3.9. Đồ thị Bode của hệ hở khi có bộ điều khiển*

## CHƯƠNG 4. MÔ PHỎNG HỆ THỐNG

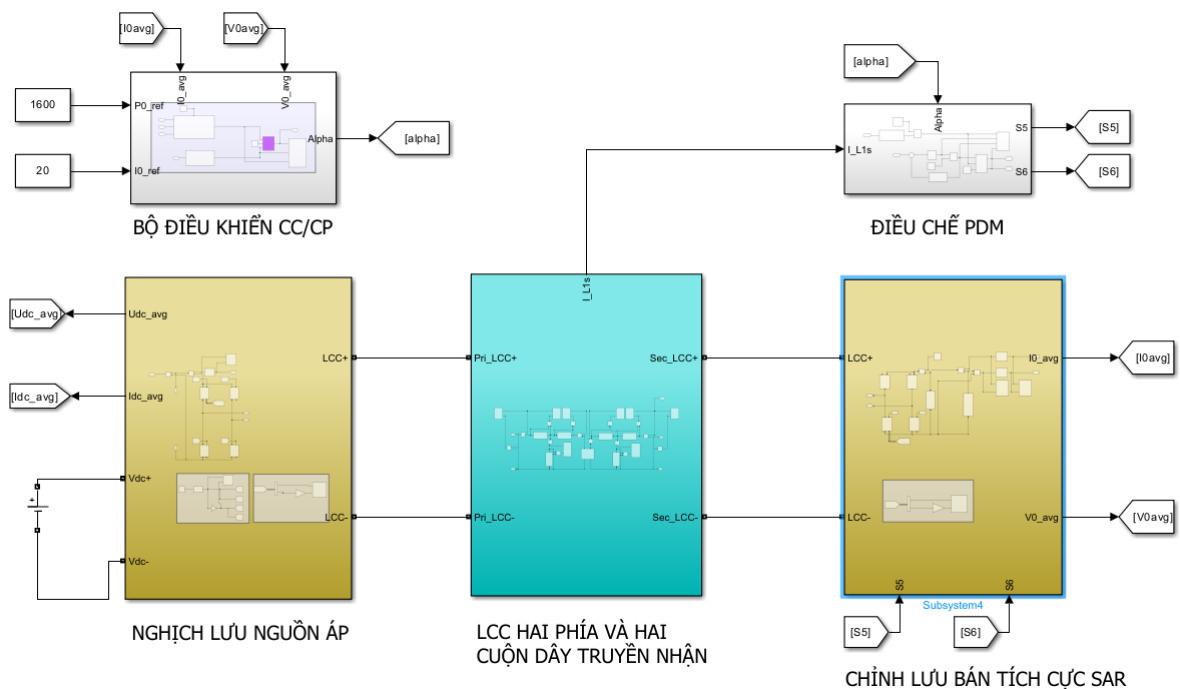
### 4.1 Mục tiêu mô phỏng

Để kiểm chứng tính đúng đắn của cấu trúc điều khiển, một mô hình mô phỏng được xây dựng trên phần mềm Matlab/Simulinks với các thông số được thiết lập như trong Bảng 2.2.

Hệ thống sẽ được đánh giá trên các phương diện như sau:

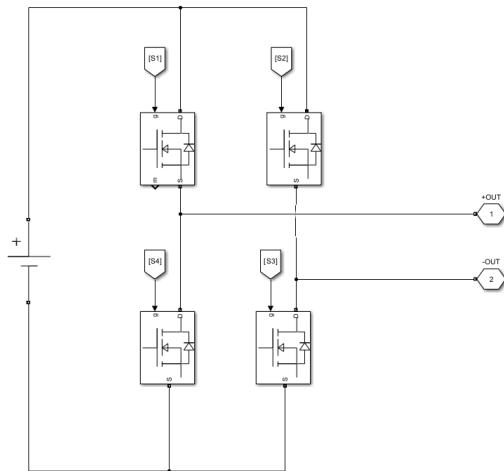
- Đạt dòng điện không đổi đầu ra
- Điều khiển dòng điện đầu ra bám giá trị đặt
- Đạt được chuyển mạch mềm ZVS trên các van
- Điều khiển công suất đầu ra bám giá trị đặt
- Đạt được hiệu suất cao

### 4.2 Sơ đồ mô phỏng trên phần mềm Matlab Simulink



Hình 4.1. Cấu trúc hệ thống mô phỏng trên Matlab Simulinks

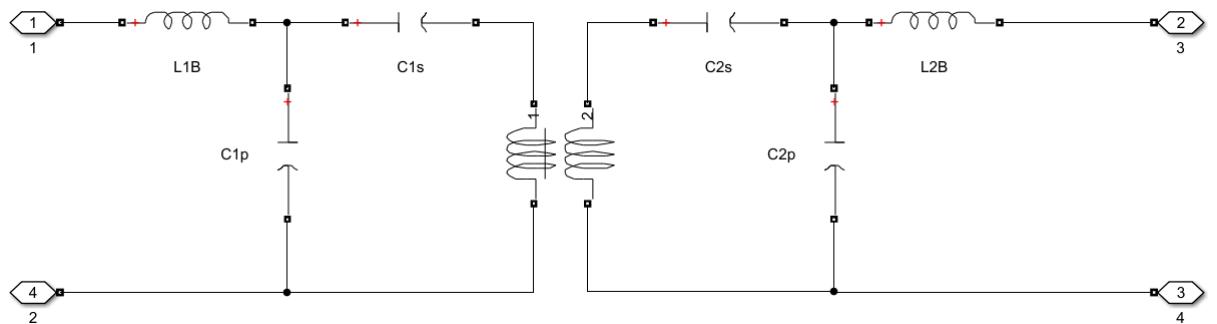
#### 4.2.1 Khối nghịch lưu tần số cao



Hình 4.2. Sơ đồ mô phỏng mạch nghịch lưu phía sơ cấp

Mạch nghịch lưu sử dụng MOSFET để phù hợp với tần số hoạt động 40kHz.

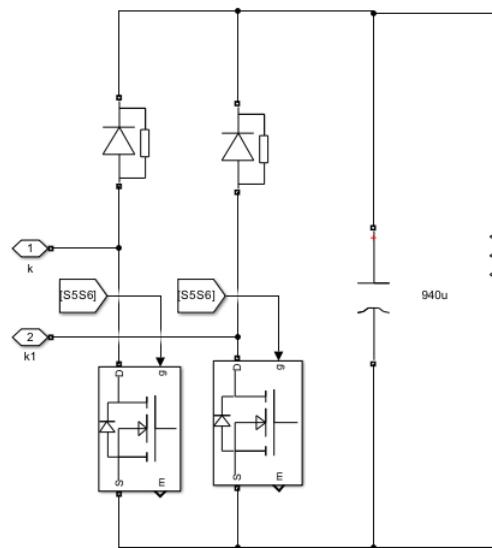
#### 4.2.2 Khối mạch bù và hai cuộn dây truyền nhận



Hình 4.3. Sơ đồ mô phỏng mạch bù LCC hai phía

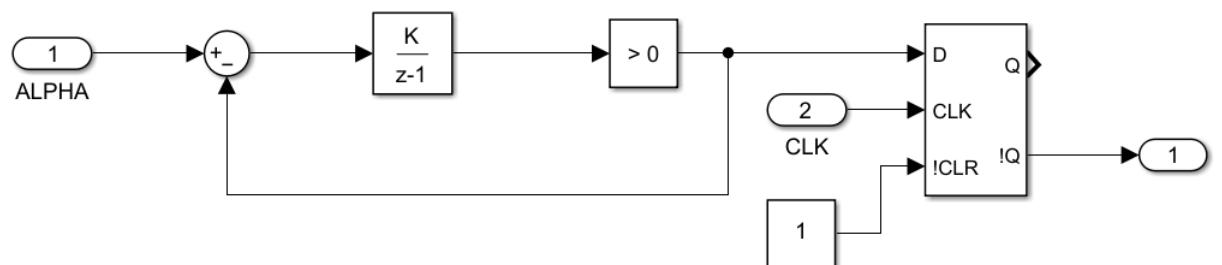
Các thông số mạch bù được lựa chọn theo Bảng 2.2.

#### 4.2.3 Khối chỉnh lưu bán tích cực và tải



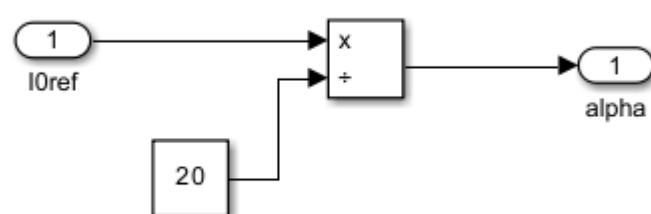
Hình 4.4. Khối chỉnh lưu bán tích cực và tải

Tải pin được sử dụng được thay thế bằng tải thuần trở.



Hình 4.5. Khâu điều chế mật độ xung

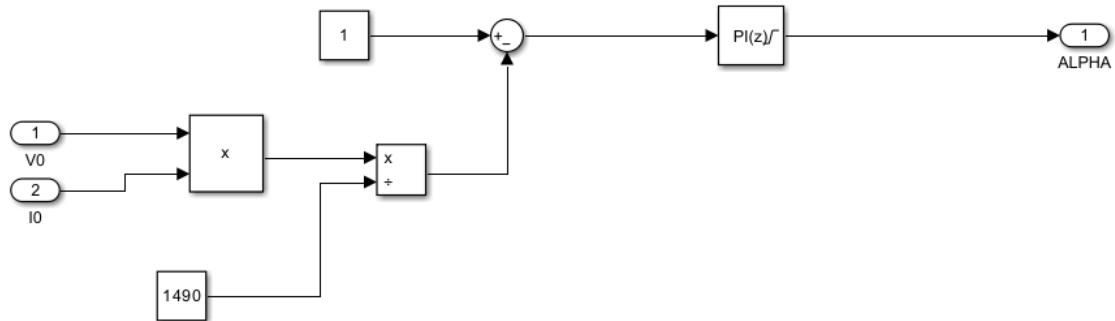
#### 4.2.4 Khối điều khiển dòng điện sạc đầu ra



Hình 4.6. Khối điều khiển dòng điện sạc đầu ra

Bằng cách đặt dòng điện sạc đầu ra mong muốn  $I_{0ref}$ , bộ điều khiển tính toán ra hệ số điều khiển  $\alpha$ .

#### 4.2.5 Khối điều khiển công suất đầu ra



Hình 4.7. Khối điều khiển công suất đầu ra

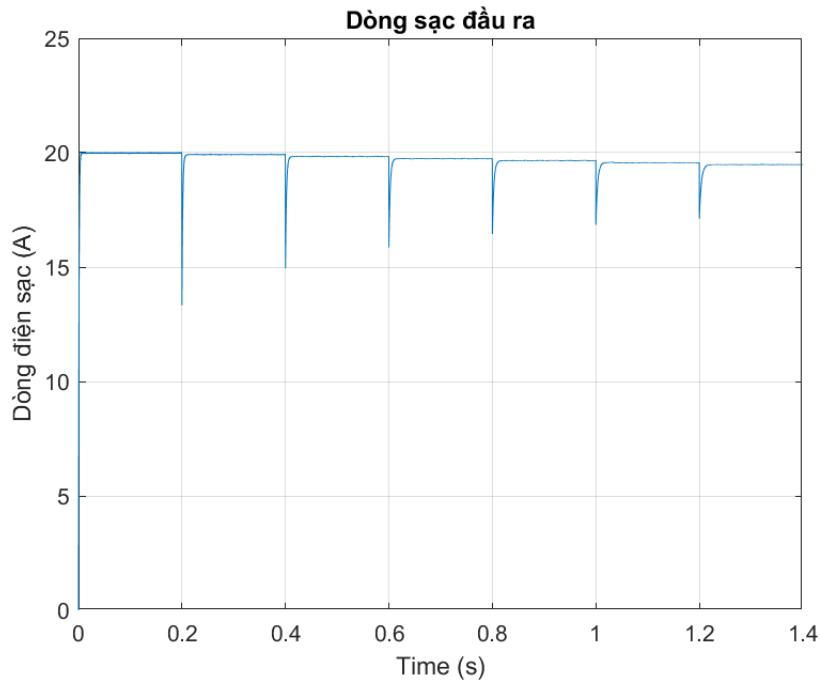
Khối điều khiển sẽ lấy tín hiệu dòng điện đầu ra và điện áp đầu ra trên tải pin phản hồi về để từ đó tính toán được sai lệch với công suất đặt tức công suất tại giá trị trở kháng tối ưu, sau đó qua bộ điều khiển và tính toán được giá trị của hệ số điều khiển  $\alpha$ .

### 4.3 Kết quả mô phỏng

Để đánh giá hiệu quả của hệ thống đã thiết kế, mô phỏng thực hiện theo các kịch bản đề xuất như sau:

- Trong chế độ CC, dòng sạc đầu ra tối đa với tải điện trở từ  $1\Omega$  đến  $4\Omega$ .
- Trong chế độ CC, thực hiện thay đổi dòng điện đặt từ 10A lên 20A với tải điện trở  $4\Omega$ .
- Trong chế độ CP, chạy với tải điện trở từ  $4\Omega$  đến  $6\Omega$
- Chuyển chế độ từ CC qua CP bằng cách chạy với toàn rải tải từ  $1\Omega$  đến  $6\Omega$

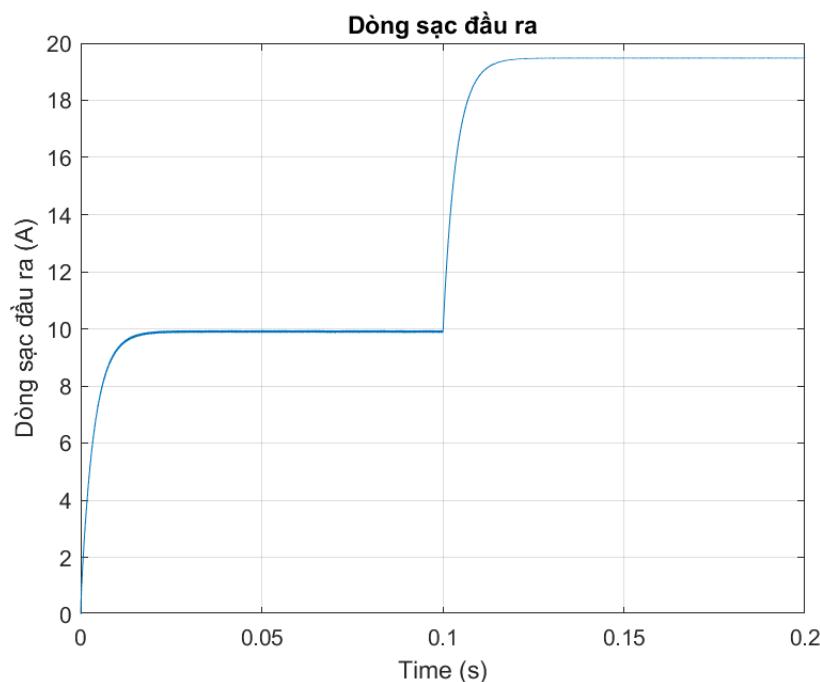
#### **4.3.1 Đáp ứng dòng sạc tối đa**



Hình 4.8. Đáp ứng dòng điện sạc tối đa với tải pin từ  $1\Omega$  đến  $4\Omega$ .

Hệ thống chạy mô phỏng với các trường hợp tải khác nhau thay đổi từ  $1\Omega$  đến  $4\Omega$ . Hệ thống bắt đầu chạy với tải có điện trở tương đương là  $1\Omega$ , mỗi  $0.2s$  thay đổi  $0.5\Omega$ . Có thể thấy rằng với mạch bù đã thiết kế, hệ thống đã đạt được nguồn dòng đầu ra với sai lệch tĩnh nhỏ hơn  $3\%$  ở các điều kiện tải khác nhau.

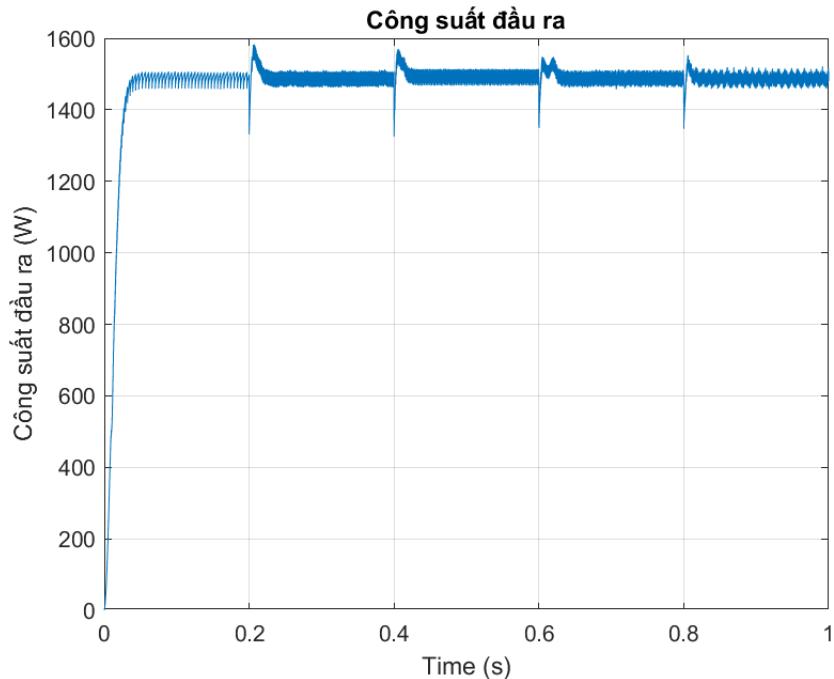
#### **4.3.2 Điều khiển dòng sạc đầu ra**



Hình 4.9. Đáp ứng dòng điện sạc từ  $10A$  đến  $20A$  với tại  $4\Omega$

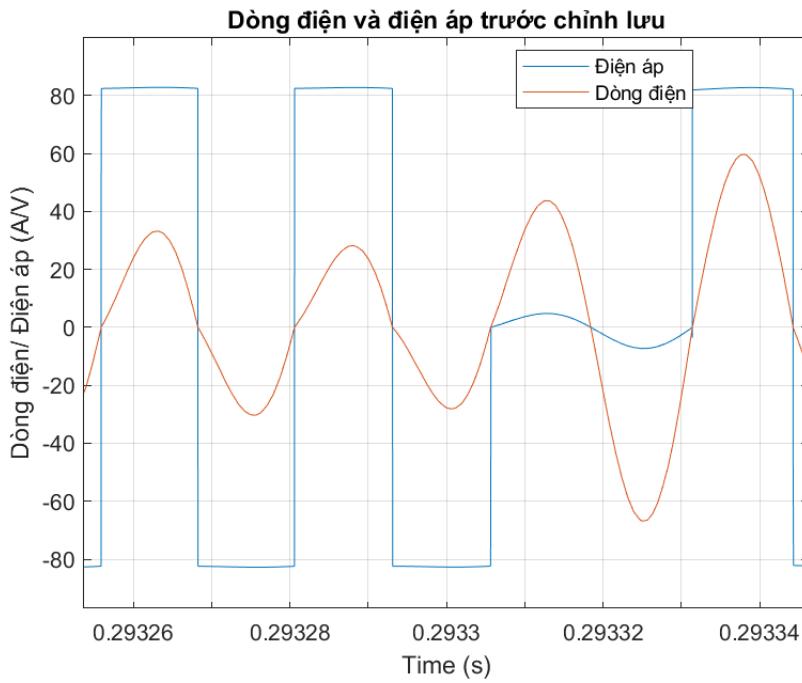
Kết quả trên cho thấy, dòng điện sạc đầu ra có thời gian đáp ứng nhanh với sai lệch tĩnh nhỏ (<3%). Từ đó chứng tỏ được phương pháp điều khiển dòng điện đầu ra hoạt động tốt.

#### 4.3.3 Đáp ứng công suất đầu ra



*Hình 4.10. Đáp ứng công suất đầu ra ứng với điện trở từ  $4\Omega$  đến  $6\Omega$*

Hệ thống chạy mô phỏng với rải tải thay đổi từ  $4\Omega$  đến  $6\Omega$ , mỗi 0.2s thay đổi  $0.5\Omega$ . Kết quả cho thấy, công suất đầu ra đã đáp ứng với công suất đặt được tính toán ở điểm trở kháng tối ưu là 1490W, sai lệch tĩnh 4% ở mức chấp nhận được. Điều này chứng tỏ rằng bộ điều khiển đã hoạt động tốt.



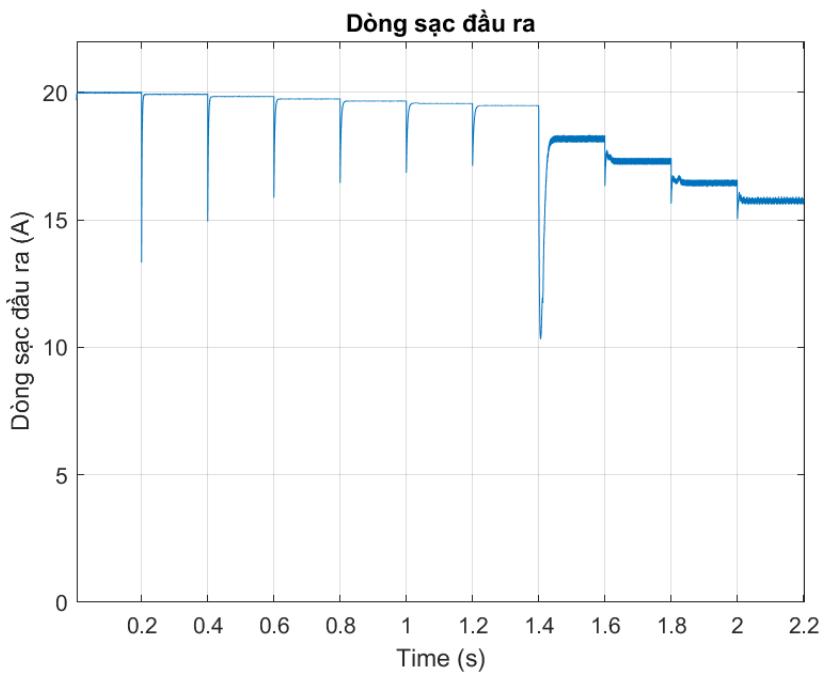
*Hình 4.11. Dòng điện và điện áp trước chỉnh lưu*

Dòng điện và điện áp trước chỉnh lưu được thể hiện ở Hình 4.11. Kết quả cho thấy dòng điện và điện áp trước chỉnh lưu cùng pha nhau hay trở kháng tương đương được coi là thuần trở. Điều này chứng minh tính chính xác của khâu dò điểm không và thuật toán điều chế

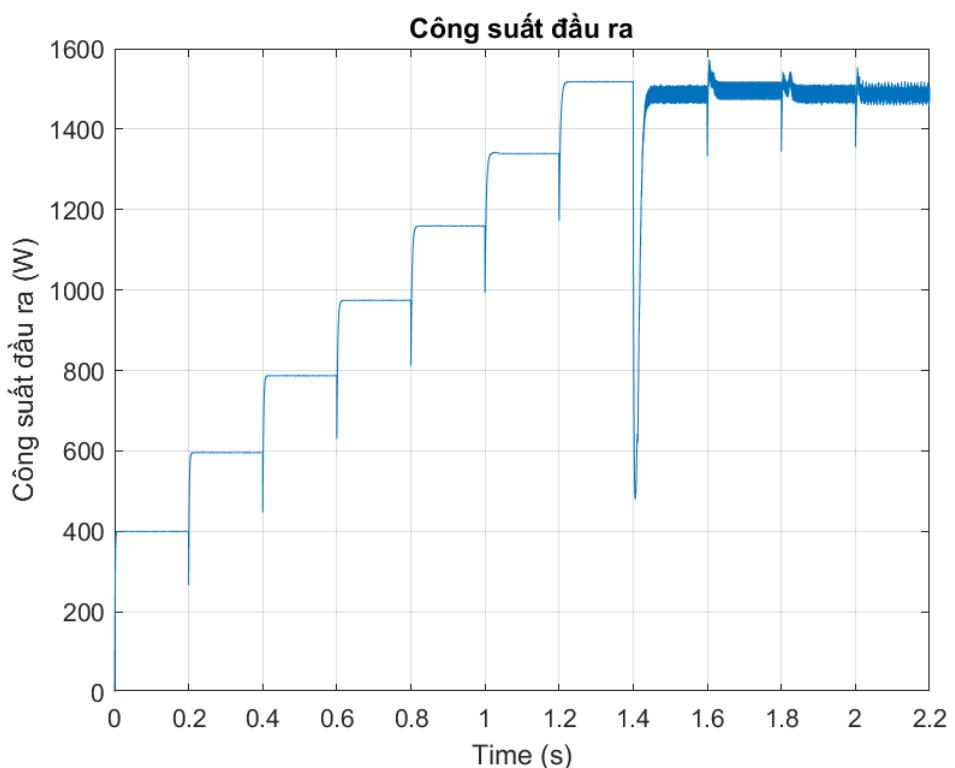
#### 4.3.4 Chuyển từ CC sang CP

Hệ thống chạy mô phỏng với rải tải thay đổi từ  $1\Omega$  đến  $6\Omega$ , mỗi  $0.2s$  thay đổi  $0.5\Omega$ . Với giá trị tải từ  $1\Omega$  đến  $4\Omega$ , hệ thống làm việc ở chế độ CC. Chế độ CP sẽ hoạt động ứng với rải tải từ  $4\Omega$  đến  $6\Omega$ .

Đáp ứng dòng điện đầu ra được thể hiện ở Hình 4.12. Với rải tải ở chế độ CC từ  $1\Omega$  đến  $4\Omega$  ứng với thời gian mô phỏng từ  $0s$  đến  $1.4s$ , dòng điện đầu ra ổn định ở  $20A$  với sai lệch tinh nhở ( $<3\%$ ). Ở chế độ CP, ứng với thời gian mô phỏng từ  $1.4s$  đến  $2.2s$ , dòng điện đầu ra giảm dần do ảnh hưởng bởi hệ số điều khiển  $\alpha$  theo (3.5).



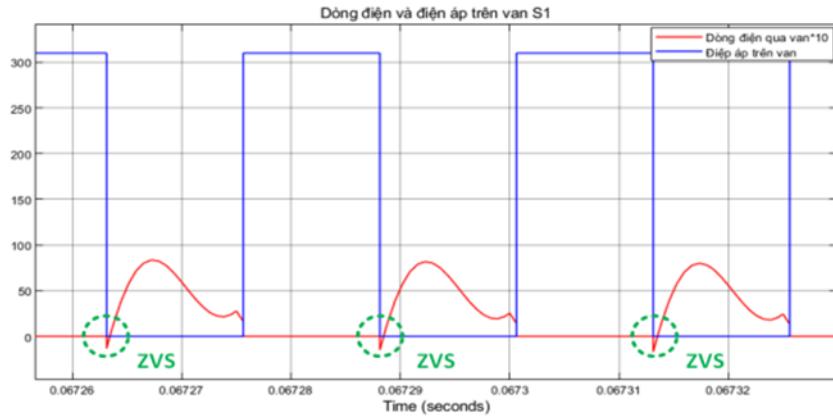
Hình 4.12. Đáp ứng dòng điện đầu ra



Hình 4.13. Đáp ứng công suất đầu ra

Đáp ứng công suất đầu ra được thể hiện ở Hình 4.13. Ở chế độ CC, ứng với 0s đến 1.4s, công suất đầu ra tăng dần khi tải pin thay đổi. Ở chế độ CP, ứng với 1.4s đến 2.2s, công suất đầu ra ổn định bám giá trị công suất đặt tại vị trí tải tối ưu là 1490W, sai lệch tĩnh khoảng 4%.

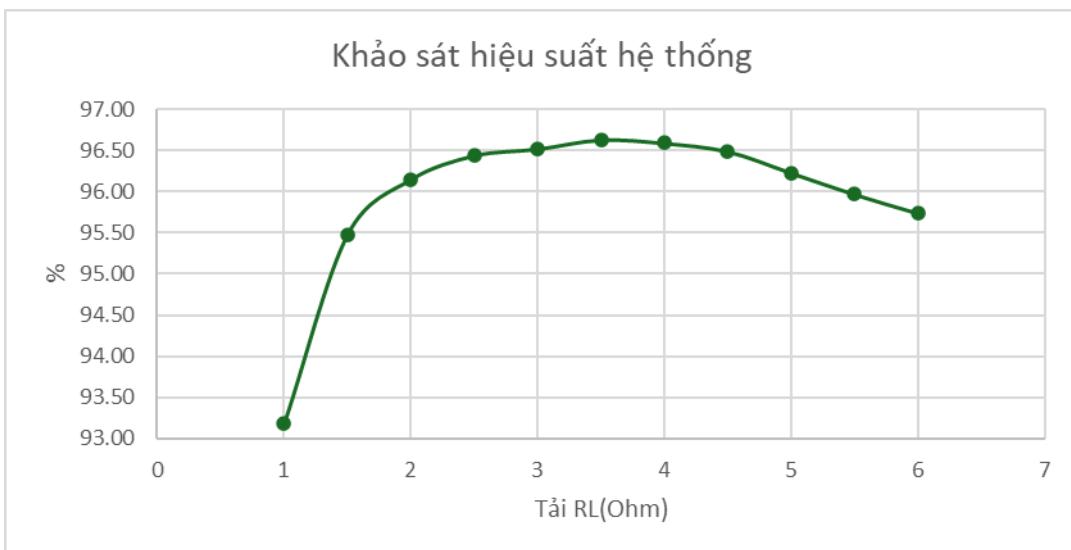
#### 4.3.5 Hiệu suất của hệ thống



Hình 4.14. Dòng điện và điện áp trên MOSFET S1

Kết quả mô phỏng cho thấy, các van nghịch lưu được chuyển mạch mềm ZVS, từ đó giảm tổn thất chuyển mạch nâng cao hiệu suất hệ thống.

Hiệu suất của hệ thống được thể hiện ở Hình 5.25.



Hình 4.15. Hiệu suất của hệ thống

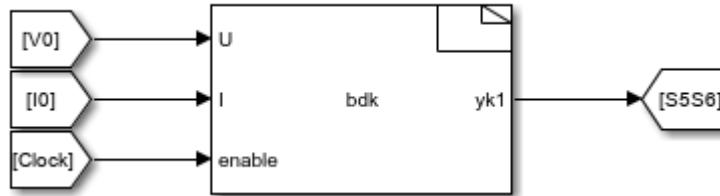
Có thể thấy rằng, ở chế độ CC ứng với dải tải từ  $1\Omega$  đến  $4\Omega$ , hiệu suất của hệ thống đạt giá trị cao từ 93.2% đến 96.6%. Điều này đạt được do lựa chọn giá trị giá trị  $k_{rx}$  phù hợp và cũng chứng tỏ phương pháp thiết kế tối ưu mạch bù LCC hai phía phát huy được tác dụng. Còn ở chế độ CP, ứng với dải tải từ  $4\Omega$  đến  $6\Omega$ , hiệu suất của hệ thống vẫn được duy trì ở mức cao từ 95.7% đến 96.6%. Từ đó chứng tỏ bộ điều khiển đã đáp ứng tốt.

#### 4.4 Mô phỏng SIL

Mô phỏng SiL (Software in the Loop) là mô phỏng số hóa các bộ điều khiển của hệ thống. Mô phỏng SiL là vô cùng quan trọng vì nó là bước đầu tiên để triển khai bộ

điều khiển lên các vi điều khiển ngoài thực tế.

Trên phần mềm Matlab-Simulinks, đồ án sử dụng khối S-function Builder để mô phỏng SiL. Khối S-function Builder trong phần mềm Matlab-Simulink được thể hiện ở Hình 4.16.



Hình 4.16. Khối S-function Builder

Khối S-function nhận tín hiệu dòng điện và điện áp trên tải từ đó tính toán ra giá trị  $\alpha$  để đóng cắt hai van S5 và S6. Ngoài ra, khối này cũng nhận tín hiệu clock để đồng bộ tín hiệu nguồn và tín hiệu điều khiển.

Gián đoạn hóa bộ điều khiển để thực hiện mô phỏng trên S-function buider và để điều khiển trên vi xử lý.

$$u_{i,k} = \frac{1}{T_i} \int_0^{T_i} e(\tau) d\tau \approx \frac{T_s}{T_i} \sum_{i=1}^{k-1} \frac{1}{2} (e_i + e_{i-1}) \quad u_{i,k-1} = \frac{T_s}{T_i} \sum_{i=1}^{k-1} \frac{1}{2} (e_i + e_{i-1}) \quad (4.1)$$

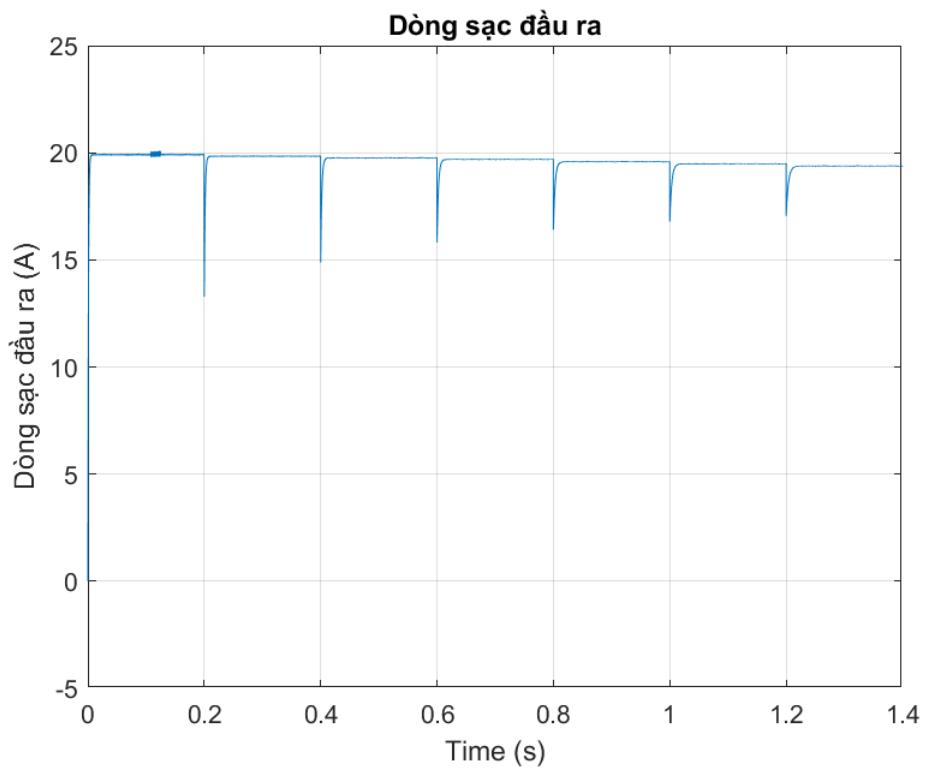
$$u_{p,i,k} = K_p \left[ e_k + \frac{T_s}{T_i} \sum_{i=1}^k \frac{1}{2} (e_i + e_{i-1}) \right] \quad u_{p,i,k-1} = K_p \left[ e_{k-1} + \frac{T_s}{T_i} \sum_{i=1}^{k-1} \frac{1}{2} (e_i + e_{i-1}) \right] \quad (4.2)$$

Bộ điều khiển PI gián đoạn hóa Tustin thu được:

$$u_{p,i,k} = u_{p,i,k-1} + K_p \left[ e_k - e_{k-1} + \frac{T_s}{2T_i} (e_k + e_{k-1}) \right]; s = \frac{2[z-1]}{[z+1]} \quad (4.3)$$

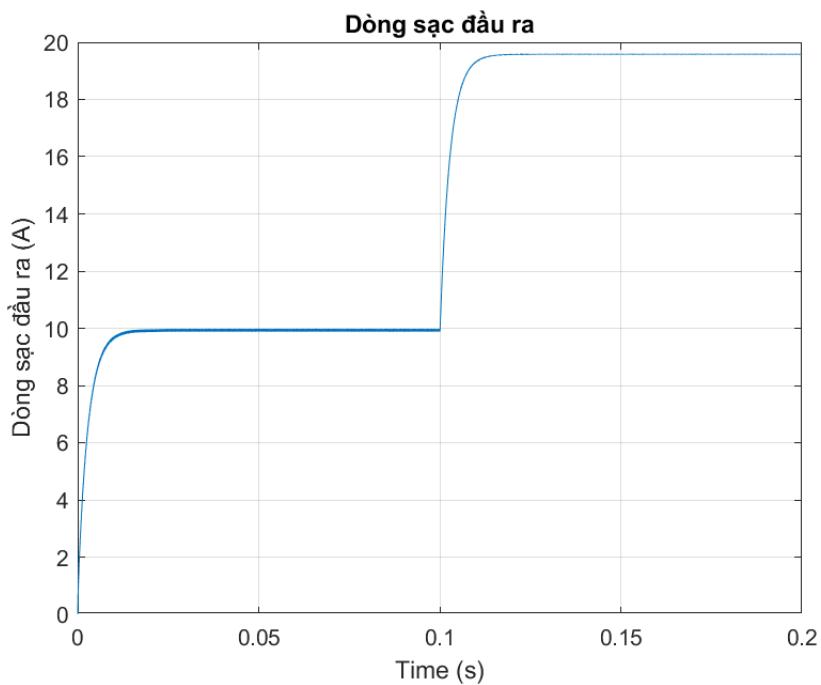
Chọn tần số trích mẫu là 2.5kHz. Từ đó, tính toán được bộ điều khiển công suất trên miền gián đoạn là:

$$u_k = u_{k-1} + 2.116e_k - 1.884e_{k-1} \quad (4.4)$$



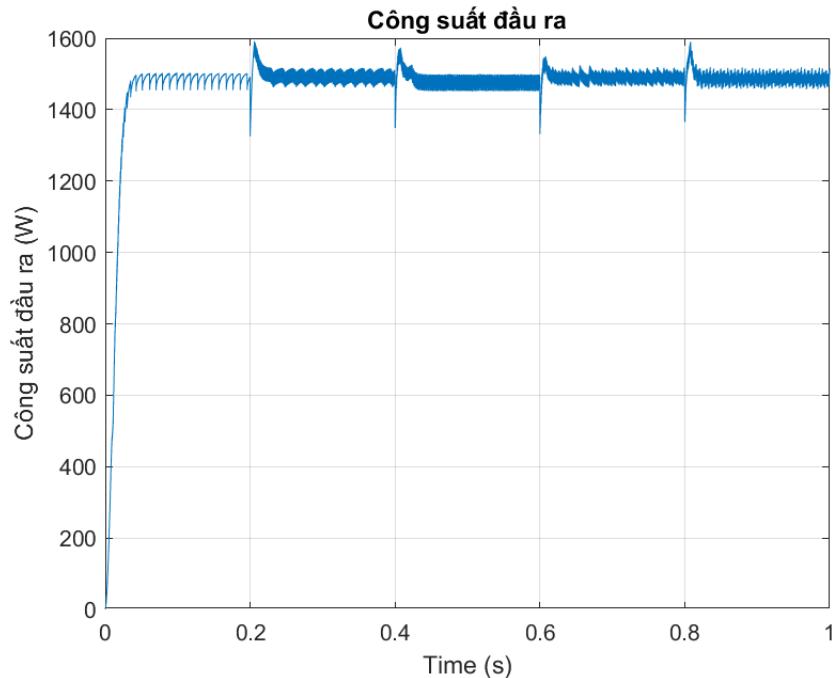
Hình 4.17. Đáp ứng dòng điện đầu ra tối đa

Trong trường hợp mô phỏng ở chế độ CC chạy tải thay đổi  $1\Omega$  đến  $4\Omega$  trong khoảng thời gian 1.4s, mỗi 0.2s thay đổi  $0.5\Omega$ , hệ thống đã đạt được nguồn dòng đầu ra là 20A, sai lệch tĩnh khoảng 3% giống như mô phỏng thông thường. Điều đó chứng tỏ, mô phỏng SiL hoạt động đúng.



Hình 4.18. Đáp ứng dòng sạc đầu ra thay đổi từ 10A đến 20A với tải  $4\Omega$

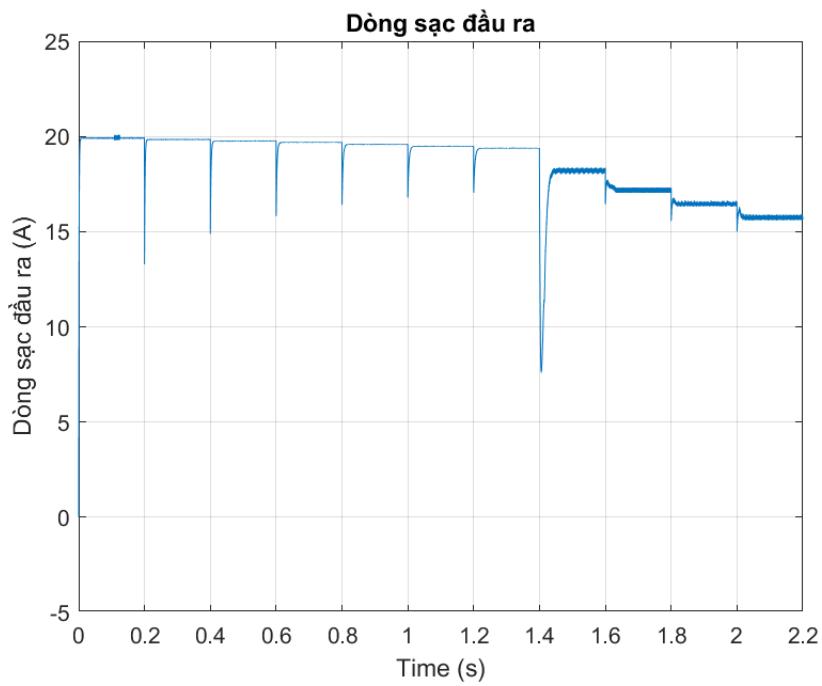
Với kết quả trên, dòng điện đầu ra thay đổi với thời gian đáp ứng nhanh. Từ đó, kiểm chứng được phương pháp mô phỏng SiL đề xuất.



Hình 4.19. Đáp ứng công suất đầu ra

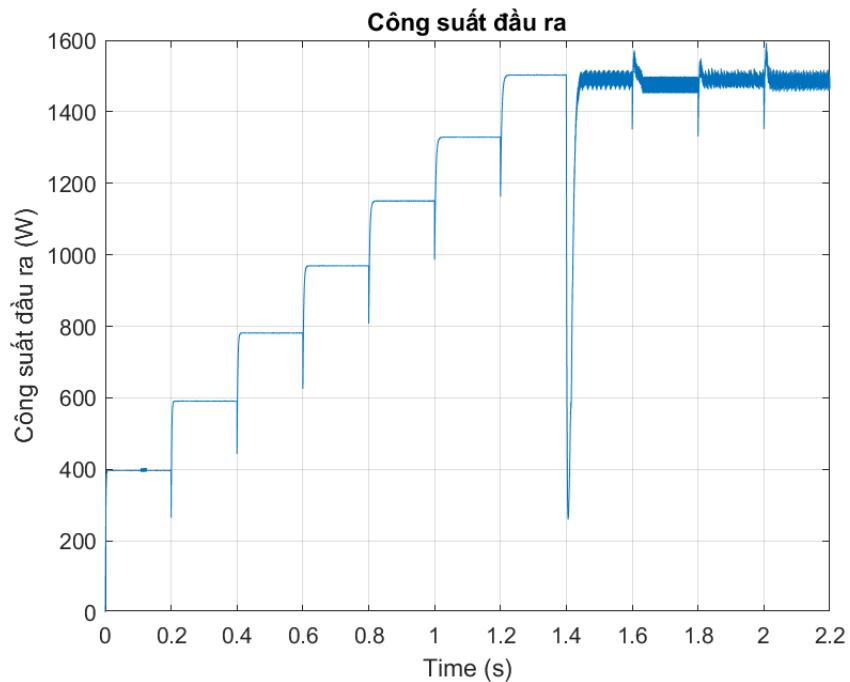
Trong chế độ CP chạy tải thay đổi từ  $4\Omega$  đến  $6\Omega$  trong khoảng thời gian 1s, mỗi 0.2s thay đổi  $0.5\Omega$ , công suất đầu ra của hệ thống đã bám giá đặt công suất tại vị trí tải tối ưu là 1490W, sai lệch tĩnh khoảng 4% có thể chấp nhận được.

Đáp ứng dòng điện khi chạy mô phỏng hệ thống với tải thay đổi từ  $1\Omega$  đến  $6\Omega$  thể hiện trên Hình 4.20. Kết quả cho thấy, dòng điện sạc đầu ra ổn định ở 20A với sai lệch tĩnh khoảng 3% trong khoảng thời gian 1.4s ứng với hệ thống làm việc ở chế độ CC. Trong khoảng thời gian từ 1.4s đến 2.2s, dòng điện đầu ra giảm dần theo hệ số  $\alpha$  giống như phần 4.3.3



Hình 4.20. Đáp ứng dòng điện

Đáp ứng công suất đầu ra khi chạy mô phỏng hệ thống với tải thay đổi từ  $1\Omega$  đến  $6\Omega$  thể hiện trên Hình 4.21. Công suất đầu ra ở chế độ CC ứng với thời gian từ 0s đến 1.4s, công suất đầu ra tăng dần theo điện trở của tải. Ở chế độ CP, công suất đầu ra bám giá trị công suất đặt là 1490W giống phần 4.3.3. Điều này, kiểm chứng được mô phỏng SiL.

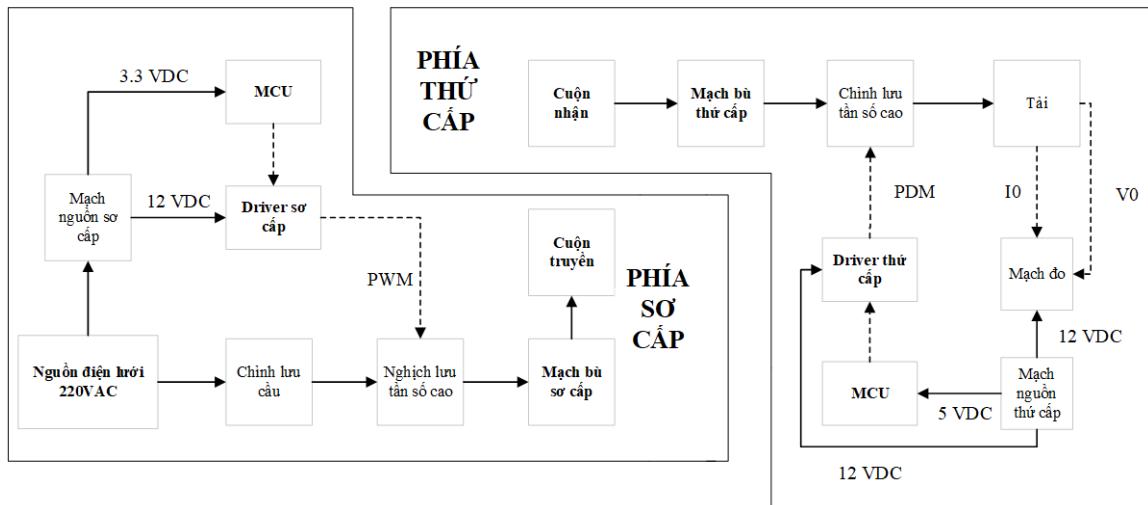


Hình 4.21. Đáp ứng công suất đầu ra

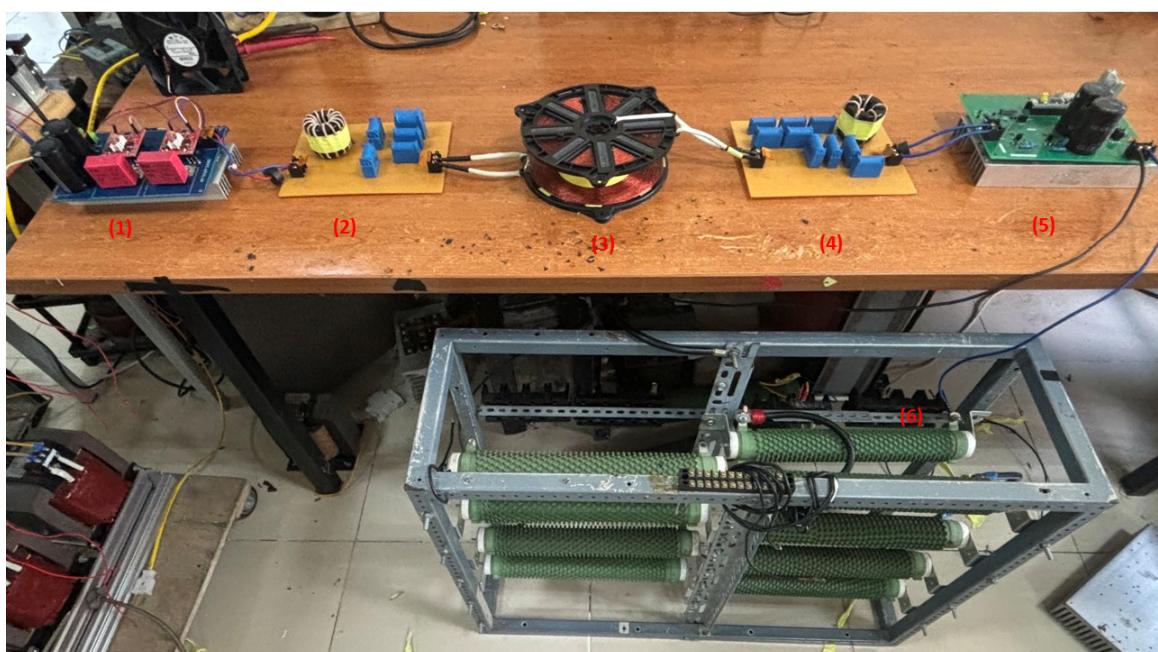
## CHƯƠNG 5. THỰC NGHIỆM

### 5.1 Mô hình thực nghiệm

Để kiểm chứng tính đúng đắn của cấu trúc đề xuất, một mô hình sạc không dây tĩnh có công suất định mức 1.6kW được xây dựng để tiến hành kiểm chứng.



Hình 5.1. Sơ đồ mô hình thực nghiệm



Hình 5.2. Mô hình thực nghiệm

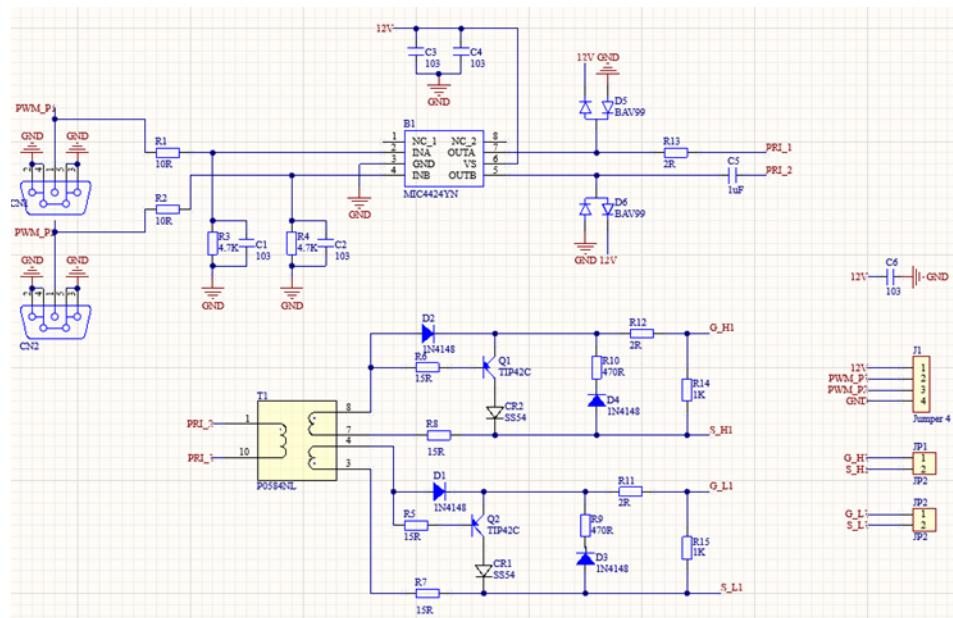
Trong đó:

- (1) Mạch nghịch lưu phía sơ cấp
- (2) Mạch bù LCC phía truyền

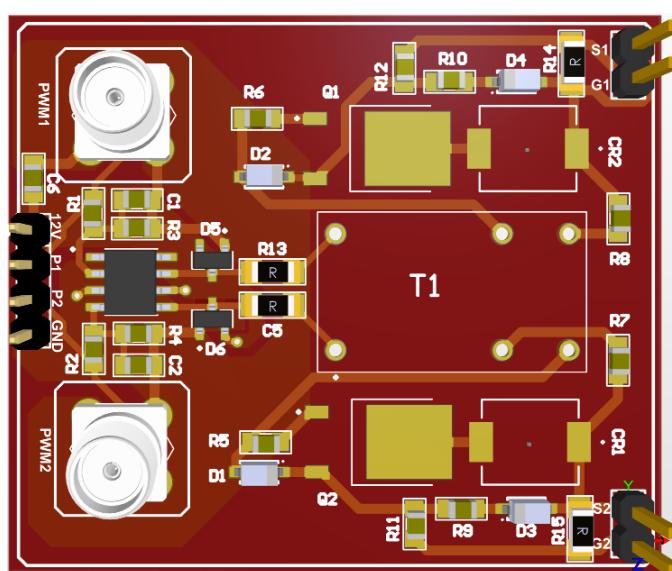
- (3) Cuộn dây truyền và cuộn dây nhận
- (4) Mạch bù LCC phía nhận
- (5) Mạch chỉnh lưu bán tích cực
- (6) Tải trớ

### 5.1.1 Mạch nghịch lưu và driver

Mạch Driver thiết kế sử dụng IC MIC4424YN để tạo ra hai xung ngược nhau có độ lớn  $\pm 12V$ . Sau đó tín hiệu tần số cao được cách ly qua biến áp xung để đóng cắt hai van trên cùng một nhánh. Sơ đồ nguyên lý của Driver được thể hiện ở Hình 5.3.

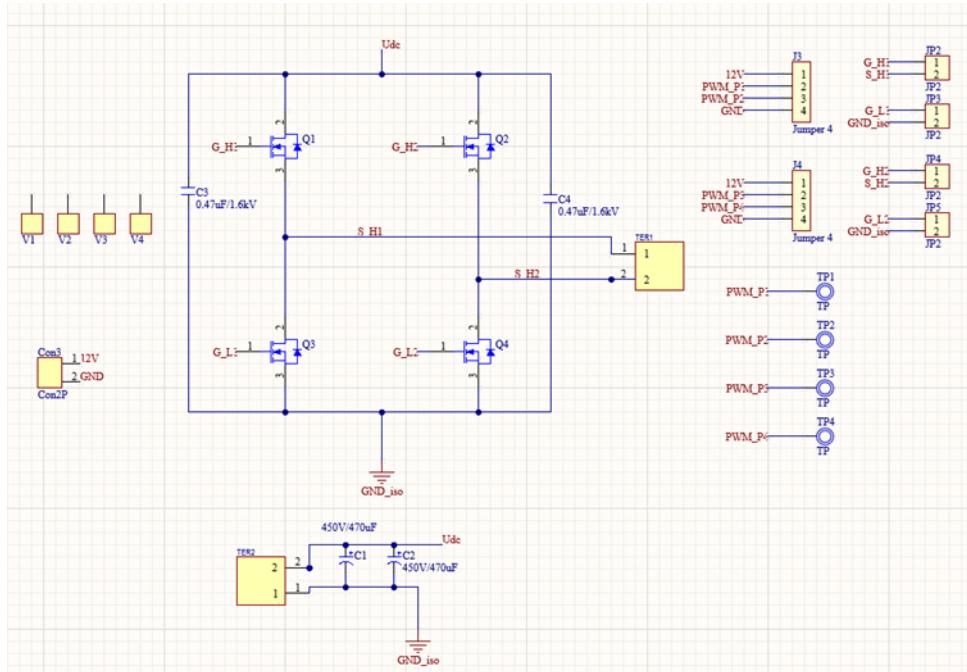


Hình 5.3. Schematic mạch Driver

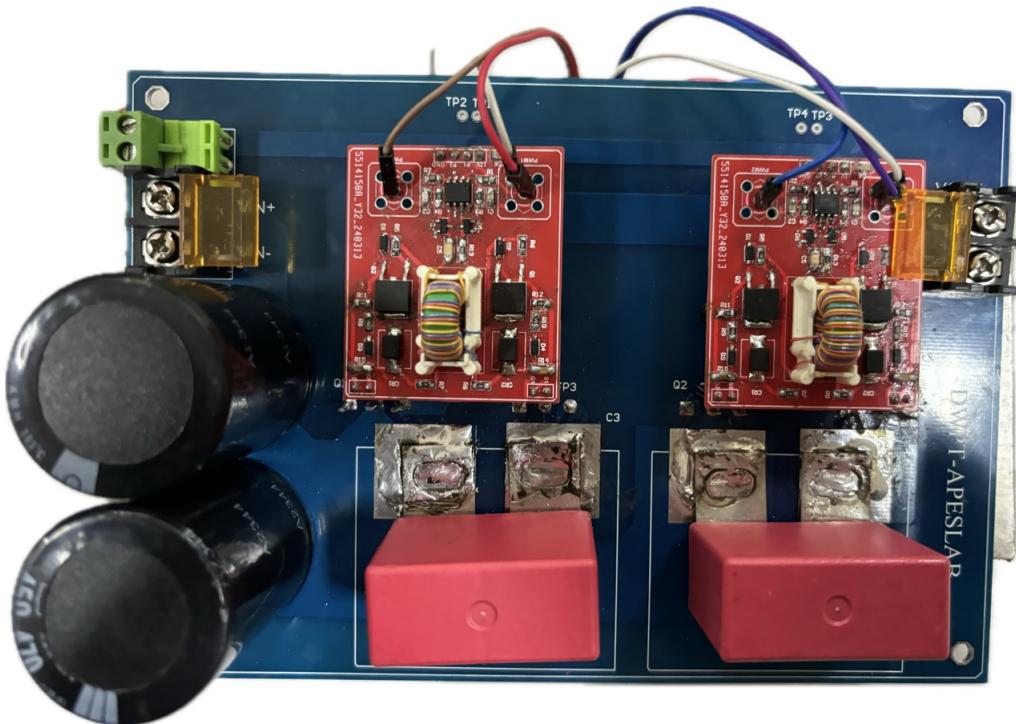


Hình 5.4. Hình ảnh 3D mạch Driver trên phần mềm Altium

Mạch nghịch lưu tần số cao gồm bốn van MOSFET SPW20N60C3 thực hiện đóng cắt theo các xung PWM được gửi từ MCU để tạo ra điện áp đầu ra mong muốn. Sơ đồ nguyên lý mạch nghịch lưu tần số cao được thể hiện ở Hình 5.5.



Hình 5.5. Sơ đồ nguyên lý mạch nghịch lưu.



Hình 5.6. Mạch nghịch lưu gắn driver trong thực nghiệm

### 5.1.2 Mạch bù và cuộn dây

Cuộn dây sử dụng trong thực nghiệm là cuộn dây bếp từ có cấu trúc hình tròn như Hình 5.7.



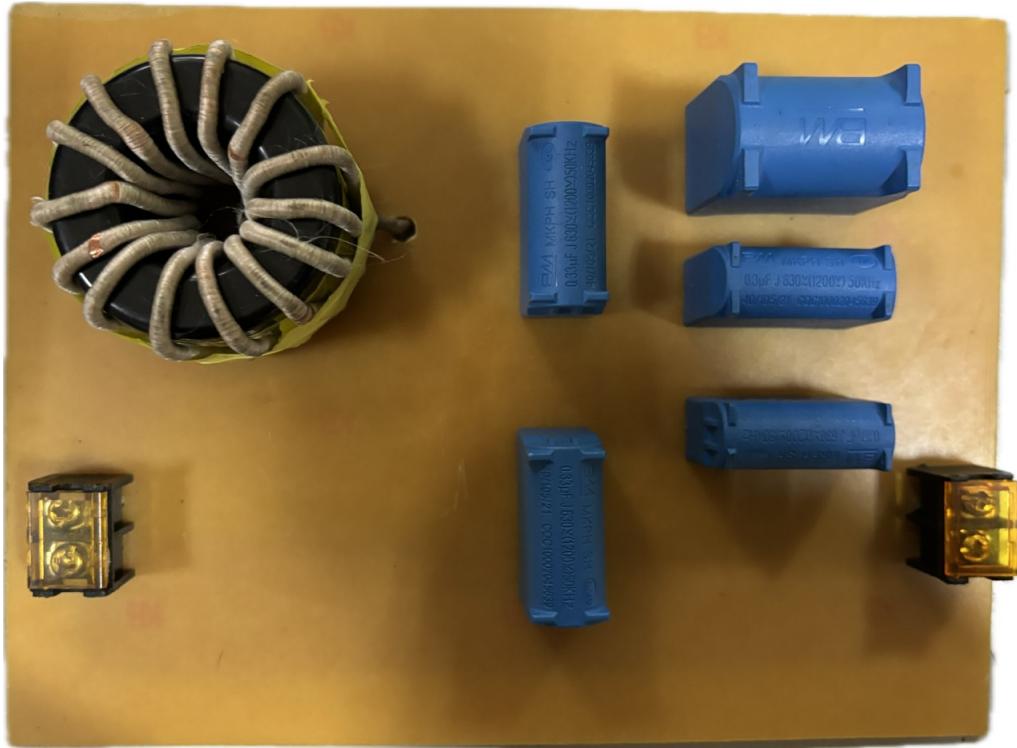
Hình 5.7. Hình ảnh cuộn dây trong thực nghiệm

Lớp ferrit được bố trí đều dưới cuộn dây có tác dụng dẫn từ cũng như tăng khả năng kết nối điện từ giữa hai cuộn dây. Khoảng cách giữa cuộn dây truyền và nhận trong thực nghiệm là 4cm, hệ số kết nối giữa hai cuộn dây là 0.39.

Mạch bù LCC hai phía sử dụng cuộn cảm lõi xuyên và tụ bếp từ với thông số thực tế được liệt kê trong Bảng 5.1. Tụ bếp từ có thể hoạt động tối đa ở tần số 50kHz, do đó, đồ án đề xuất thiết kế ở tần số 40kHz.

Thông số	Giá trị
$L_{1B}$	113 $\mu\text{H}$
$C_{1s}$	1.04 $\mu\text{F}$
$C_{1p}$	0.165 $\mu\text{F}$
$L_{2B}$	26.5 $\mu\text{H}$
$C_{2s}$	0.175 $\mu\text{F}$
$C_{2p}$	0.705 $\mu\text{F}$

Bảng 5.1. Thông số mạch bù thực nghiệm



Hình 5.8. Mạch bù sơ cấp trong thực nghiệm

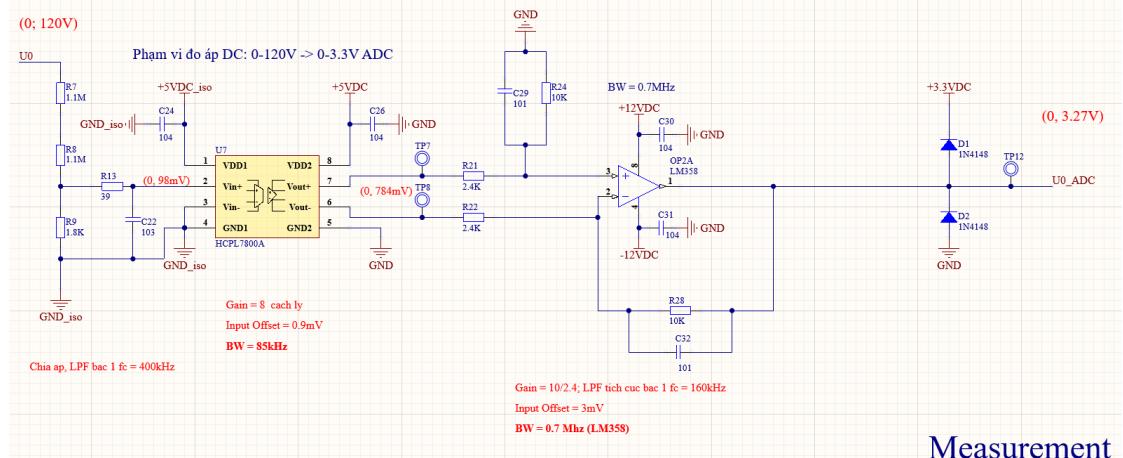


Hình 5.9. Mạch bù thứ cấp trong thực nghiệm

### 5.1.3 Mạch chỉnh lưu bán tích cực và tải

Khối chỉnh lưu bán tích cực sử dụng các MOSFET và DIODE được tính toán ở CHƯƠNG 2 có nhiệm vụ biến đổi dòng điện và điện áp tần số cao thành dòng điện một chiều để sạc cho tải pin AGV. Tải pin trong thực nghiệm được thay thế bằng tải thuần trở có giá trị từ  $1\Omega$  đến  $5\Omega$ . Trong khối chỉnh lưu bán tích cực có tích hợp thêm

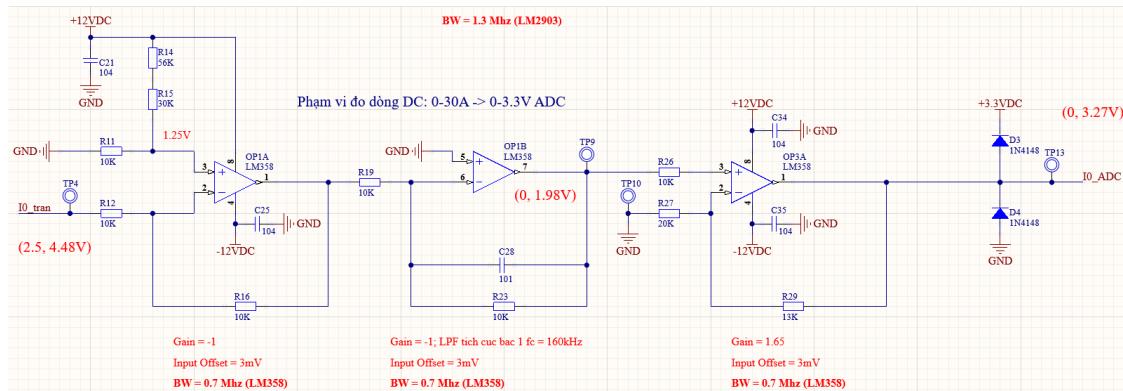
mạch đo điện áp và dòng điện trên tải để thuận tiện cho việc tính toán công suất nhằm điều khiển công suất đầu ra. Sơ đồ nguyên lý của mạch đo điện áp trên tải được thể hiện như Hình 5.10.



Hình 5.10. Sơ đồ nguyên lý mạch đo điện áp trên tải

Cấu trúc của mạch đo điện áp gồm có ba phần bao gồm khâu phân áp sử dụng điện trở, khâu cách ly sử dụng IC HCPL7800A và khâu khuếch đại kết hợp mạch lọc sử dụng OPAMP LM358.

Tín hiệu U0 là điện áp đầu ra khối chỉnh lưu bán tích cực đi qua khâu phân áp để chuyển về điện áp phù hợp; tiếp tục qua khâu cách ly và khuếch đại để chuyển về tín hiệu 3.27VDC để thích hợp đưa vào vi điều khiển.

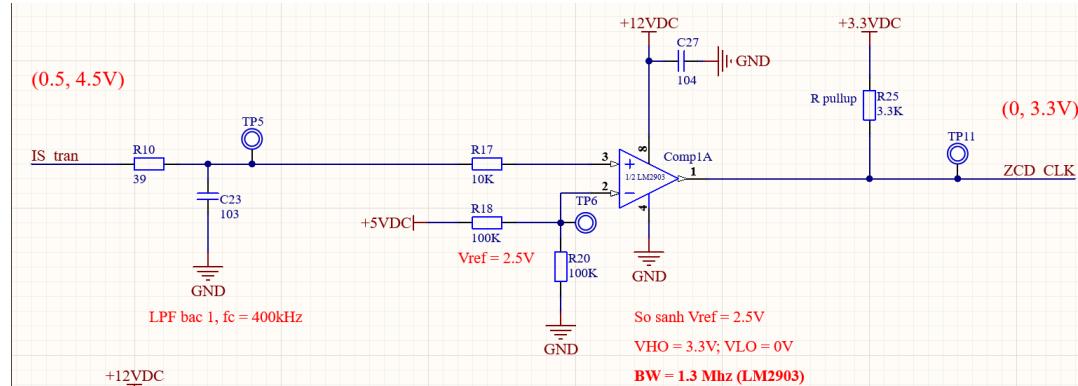


Hình 5.11. Sơ đồ nguyên lý mạch đo dòng điện sạc

Tương tự cấu trúc mạch đo điện áp, cấu trúc mạch đo dòng cũng gồm khâu khuếch đại và mạch lọc OPAMP LM358 được thể hiện như Hình 5.11. Tín hiệu I0\_tran là dòng điện đầu ra trên tải đi qua 2 khâu khuếch đại đảo và không đảo để triệt tiêu offset do cảm biến đo dòng ACS712ELCTR gây ra. Sau đó, đi qua khâu khuếch đại để chuyển về tín hiệu 3.27VDC đi vào vi điều khiển.

Để có thể đồng bộ tín hiệu nguồn và tín hiệu điều khiển, đồ án đề xuất khâu dò điểm qua không của dòng đầu vào khối chỉnh lưu làm tín hiệu xung clock cho vi điều

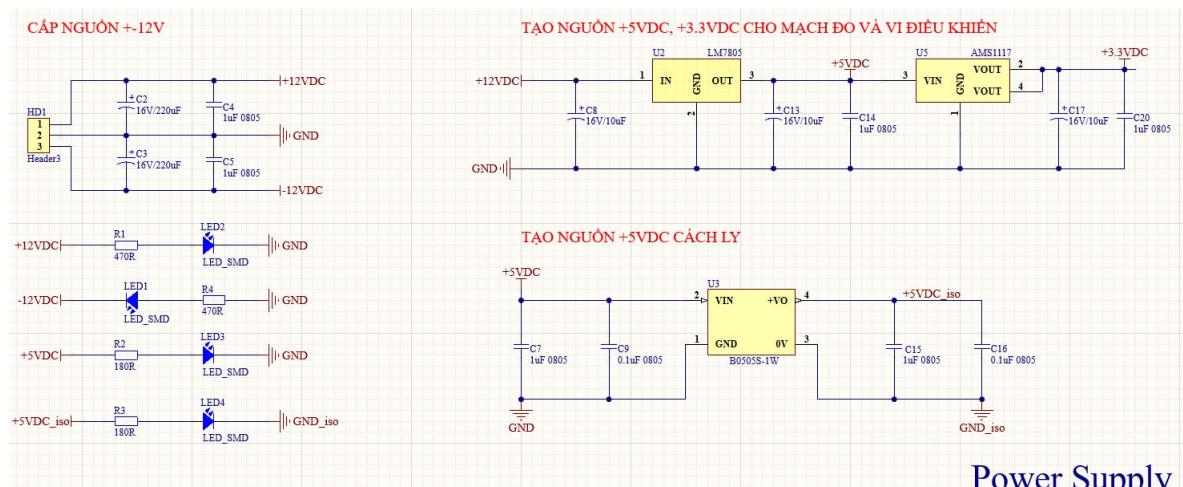
khiến. Sơ đồ nguyên lý khâu dò điểm qua không của dòng điện đầu vào của khối chỉnh lưu bán tích cực được trình bày trên Hình 5.12.



Hình 5.12. Sơ đồ nguyên lý khâu dò điểm qua không

Tín hiệu dòng điện sau mạch bù LCC IS\_tran được đo bởi cảm biến dòng điện ACS758LCB đi qua mạch lọc thông thấp. Sau đó, đi qua khối so sánh sử dụng IC LM2903 để chuyển thành tín hiệu xung clock có biên độ từ (0-3.3VDC) để đưa vào vi điều khiển.

Trong board chính lưu bán tích cực cũng tích hợp thêm mạch nguồn để cung cấp điện áp cần thiết cho mạch đo có thể hoạt động được. Ngoài ra, mạch nguồn cũng được sử dụng để cung cấp nguồn cho vi điều khiển STM32 hoạt động. Sơ đồ nguyên lý của mạch nguồn được thể hiện như Hình 5.13.

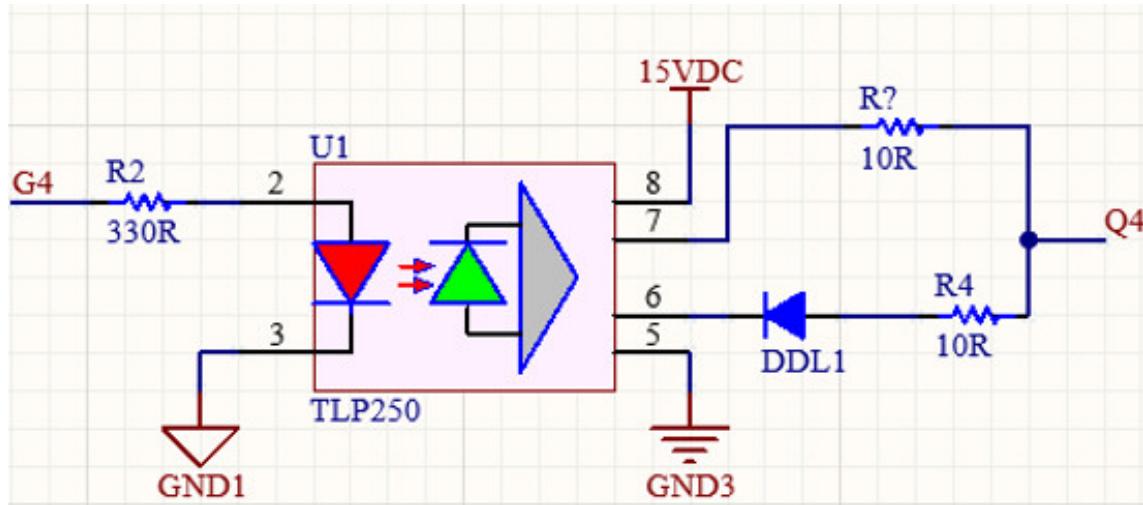


Hình 5.13. Sơ đồ nguyên lý mạch nguồn

Mạch nguồn được cung cấp điện áp  $\pm 12VDC$  từ nguồn tổ ong. Sau đó, cấu trúc sử dụng các IC ổn áp tương ứng để tạo thành các mức điện áp cần thiết khác nhau, lần lượt là 12VDC, 5VDC, -12VDC và 5VDC\_iso (nguồn 5VDC cách ly).

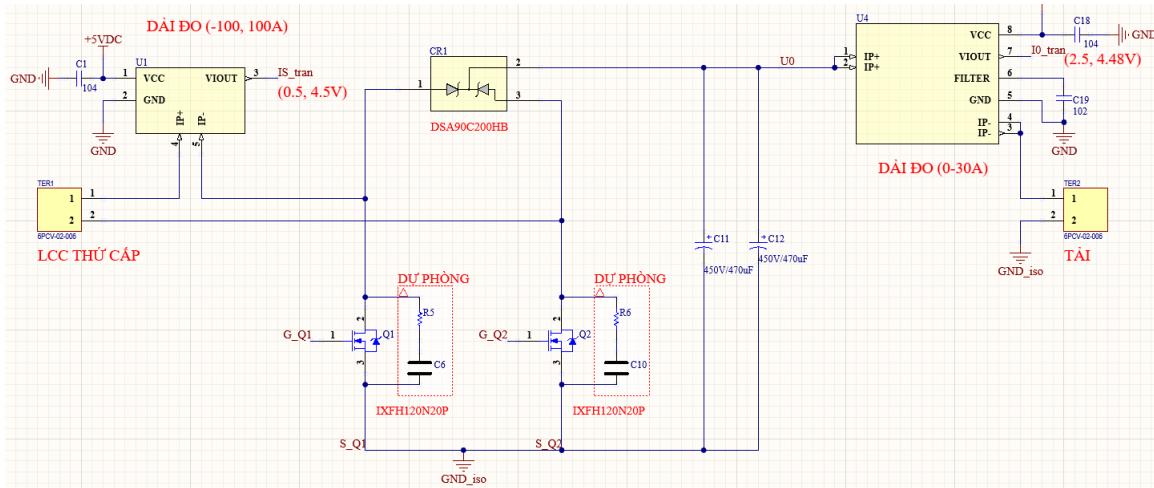
Mạch Driver bên thứ cấp sử dụng IC cách ly quang TLP250 để tạo hai xung có

độ lớn  $+15V$  để thực hiện đóng cắt hai MOSFET S5-S6 ở mạch chỉnh lưu bán tích cực. Sơ đồ nguyên lý của Driver được thể hiện ở Hình 5.14.



Hình 5.14. Sơ đồ nguyên lý mạch Driver phía thứ cấp

Mạch chỉnh lưu bán tích cực bao gồm hai diode D1-D2 và hai MOSFET S5-S6 thực hiện đóng cắt theo các xung PDM được gửi từ MCU để có thể chuyển dòng điện xoay chiều thành dòng điện một chiều để sạc cho tải pin AGV. Sơ đồ nguyên lý mạch chỉnh lưu bán tích cực được thể hiện ở Hình 5.15.



Hình 5.15. Sơ đồ nguyên lý mạch chỉnh lưu bán tích cực



Hình 5.16. Mạch chỉnh lưu bán tích cực trong thực nghiệm

## 5.2 Kết quả thực nghiệm

### **5.2.1 Dạng sóng trên van nghịch lưu**

Để kiểm tra hoạt động của mạch nghịch lưu, đồ án thực nghiệm lấy kết quả dạng xung GS và DS của MOSFET nghịch lưu.

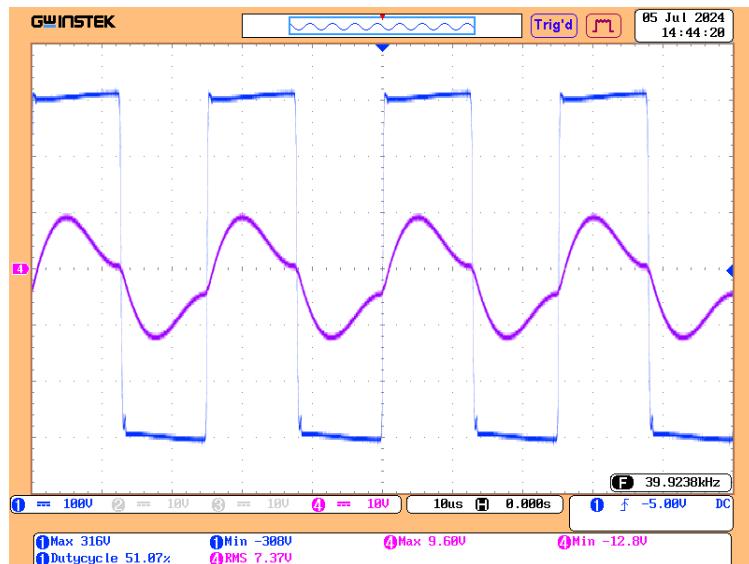


Hình 5.17. Xung DS và GS trên van nghịch lưu

Trong đó, xung GS của MOSFET là đường màu vàng, xung DS là đường màu xanh. Có thể thấy, dang xung điều khiển có điện áp mở khoảng +10.2V và điện áp

khóa -10.6V bị suy hao so với thiết kế (do suy hao trên các phần tử). Ngoài ra, các van của mạch nghịch lưu cũng đạt được chuyển mạch mềm ZVS do khi xung GS cỡ 3V (MOSFET mở) thì xung DS có giá trị bằng không.

### 5.2.2 Điện áp sau mạch nghịch lưu



Hình 5.18. Điện áp sau mạch nghịch lưu

Dòng điện chậm pha hơn điện áp đầu ra chứng tỏ các van nghịch lưu đạt được chuyển mạch mềm ZVS.

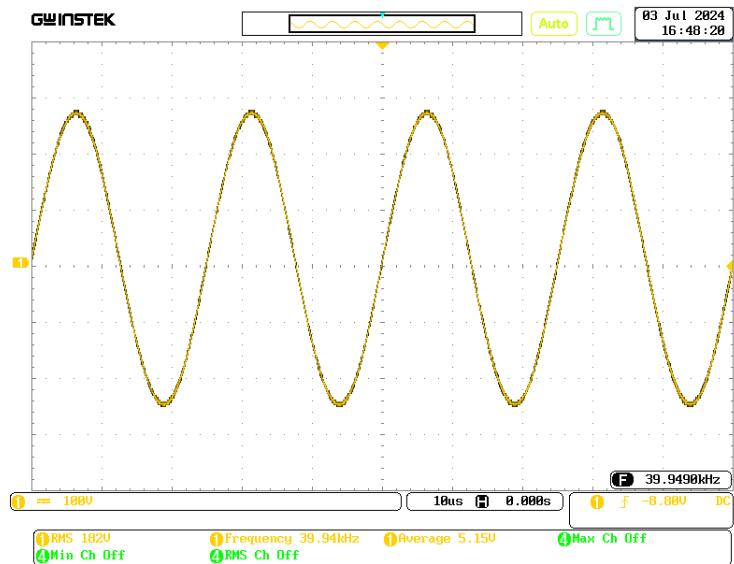
### 5.2.3 Điện áp trên cuộn dây truyền



Hình 5.19. Điện áp trên cuộn dây truyền

Điện áp trên cuộn dây truyền có dạng sóng sin chứng tỏ hệ thống đã hoạt động đúng tần số cộng hưởng là 40kHz.

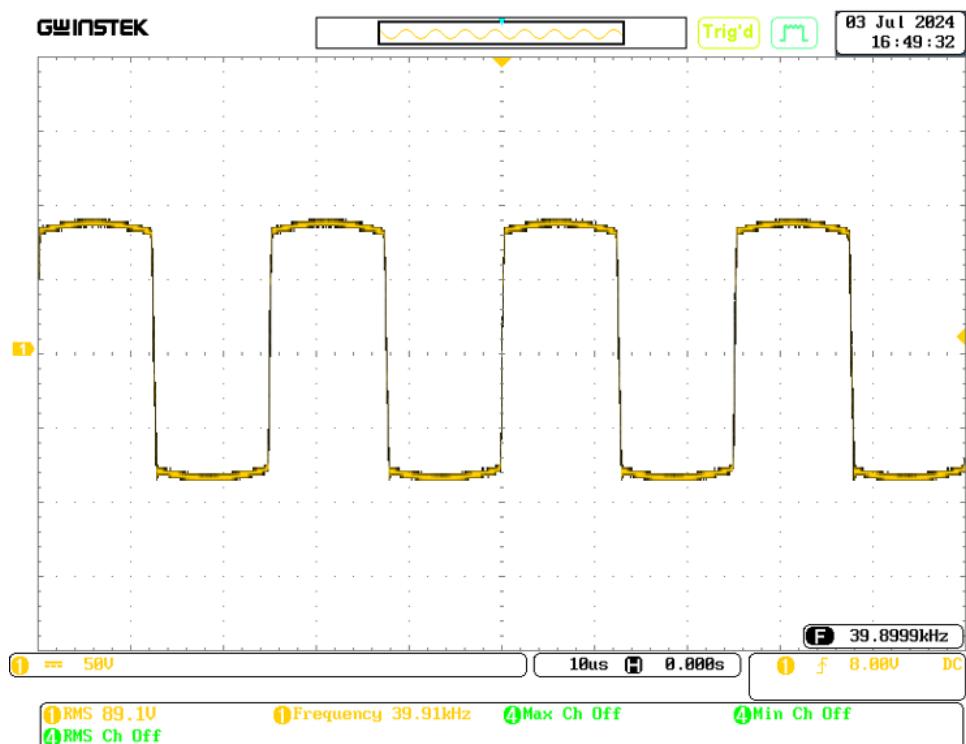
#### 5.2.4 Điện áp trên cuộn dây nhận



Hình 5.20. Điện áp trên cuộn dây nhận

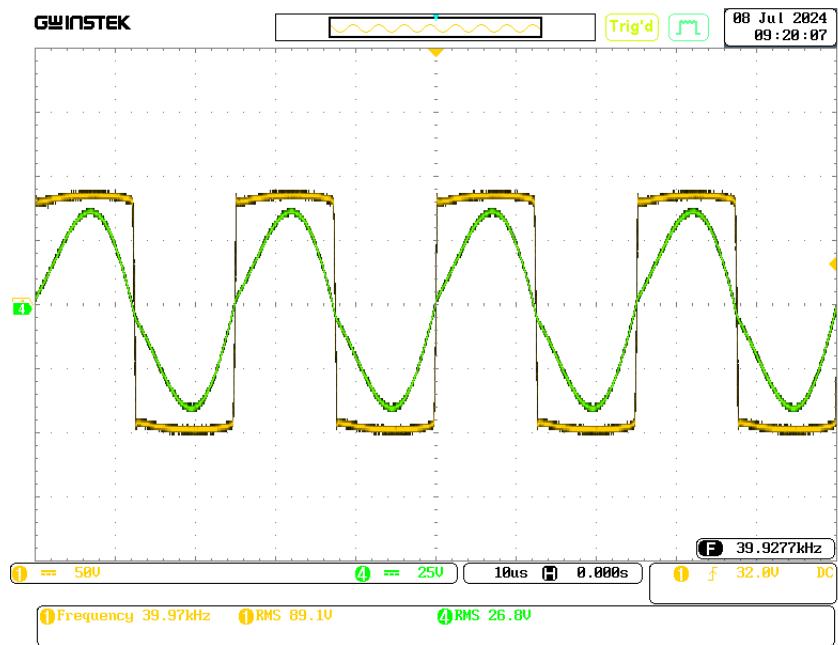
Điện áp trên cuộn dây nhận được thể hiện ở Hình 5.20. Có thể thấy rằng, điện áp trên cuộn nhận có biên độ nhỏ hơn. Tuy nhiên, điện áp trên cuộn nhận vẫn có dạng sóng sin chứng tỏ hệ thống vẫn hoạt động đúng tần số cộng hưởng là 40kHz.

#### 5.2.5 Điện áp và dòng điện trước chỉnh lưu



Hình 5.21. Điện áp trước chỉnh lưu

Dạng sóng điện áp trước chỉnh lưu có dạng sóng vuông giống với mô phỏng.

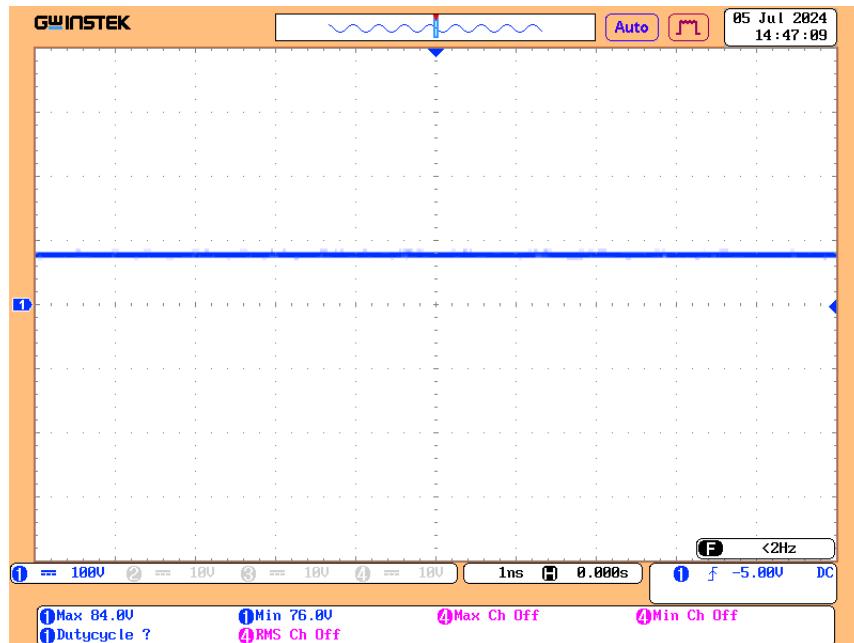


Hình 5.22. Dòng điện và điện áp trước chỉnh lưu

Dòng điện và điện áp vào mạch chỉnh lưu đồng pha. Từ đó, có thể quy đổi mạch chỉnh lưu và điện trở tải thành trở kháng tương đương.

#### 5.2.6 Điện áp trên tải

Tải sử dụng trong thực nghiệm là tải trở có giá trị  $4.3\Omega$  nên dòng điện đầu ra sẽ được đo thông qua điện áp trên tải. Điện áp trên tải có kết quả như Hình 5.23.



Hình 5.23. Điện áp trên tải

Điện áp trên tải có giá trị trung bình là 84V suy ra dòng điện đầu ra có giá trị 19.53A, sai lệch tinh khoảng 2.3%. Điều này là do quá trình tính toán lấy gần đúng và

độ chính xác và chất lượng của các linh kiện trong thực nghiệm.

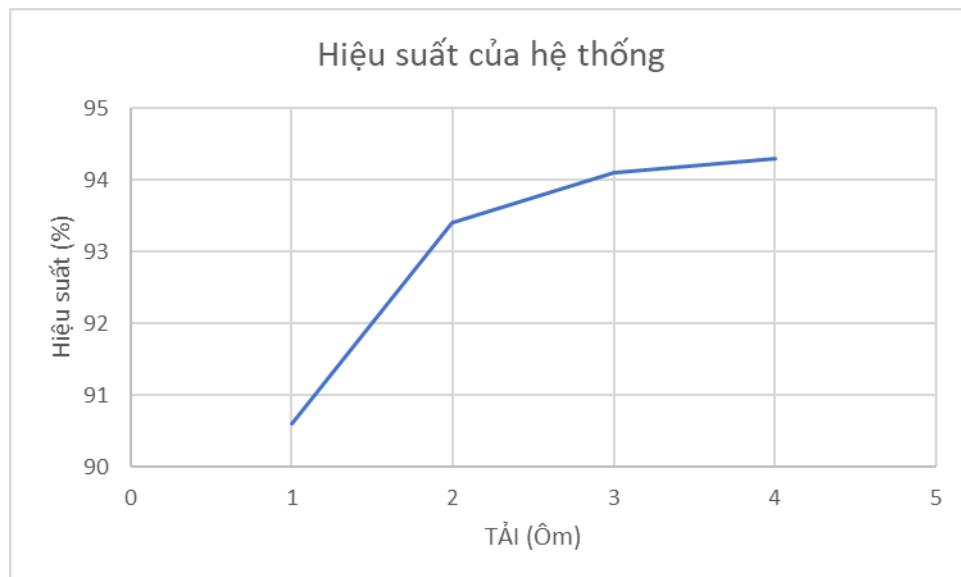


Hình 5.24. Dòng điện một chiều đầu vào

Tại công suất đầu ra tối đa, giá trị dòng điện một chiều đầu vào hệ thống đo được khoảng 5.61A. Từ đó, tính toán được hiệu suất của hệ thống như sau:

$$H = \frac{P_{DC\_out}}{P_{DC\_in}} = \frac{1640.52}{1739.1} = 94.3\% \quad (5.1)$$

Thực hiện tương tự với các giá trị tải khác nhau trong rải tải CC thu được đồ thị hiệu suất của hệ thống như Hình 5.25.



Hình 5.25. Hiệu suất của hệ thống

Nhìn chung, hiệu suất của hệ thống ở các giá trị tải khác nhau đều đạt hiệu suất trên 90%, hiệu suất cao nhất đạt tới 94.3%. Thực tế, hiệu suất có thể lớn hơn nữa nhờ tối ưu tổn hao trên các phần tử, MOSFET, Diode cũng như chất lượng các linh kiện trong hệ thống.

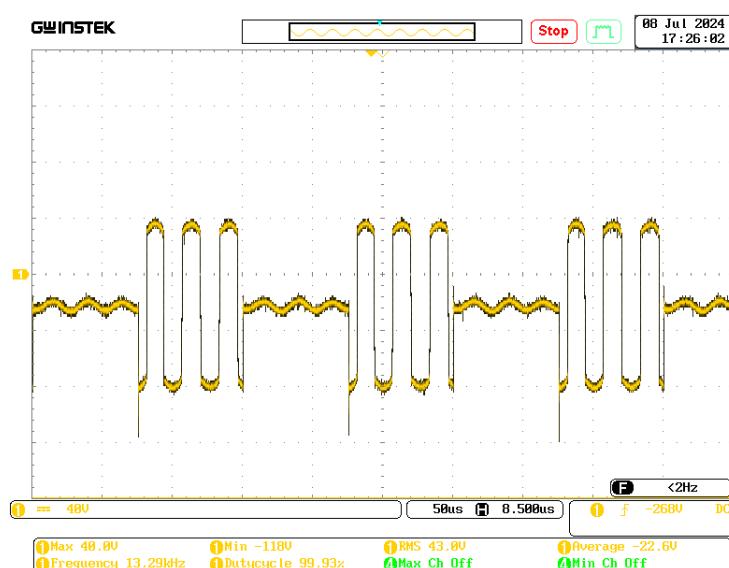
### 5.2.7 Điều chế mật độ xung PDM

Để kiểm tra hoạt động của mạch chỉnh lưu bán tích cực và điều chế mật độ xung PDM, đồ án thực nghiệm với hệ số điều khiển  $\alpha = 0.5$ . Dạng xung GS trên MOSFET bên thứ cấp được thể hiện ở Hình 5.26.



Hình 5.26. Xung GS trên van chỉnh lưu

Dạng xung điều khiển có điện áp mở khoảng +15.4V và điện áp khóa -1.2V đúng như thiết kế. Hơn nữa, mật độ xung GS khoảng 50% chứng tỏ hệ thống đã hoạt động đúng với hệ số điều khiển  $\alpha = 0.5$ .



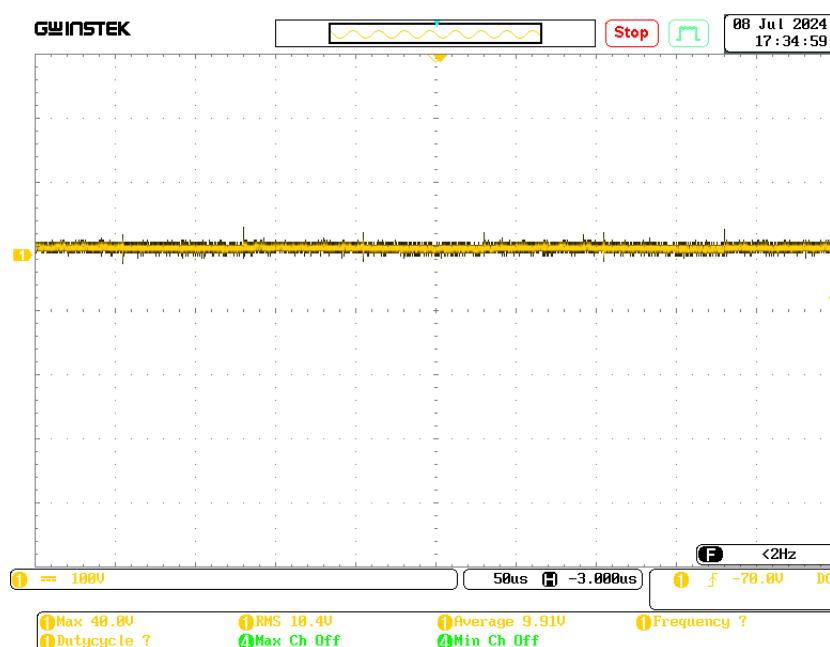
Hình 5.27. Điện áp trước chỉnh lưu khi  $\alpha = 0.5$

Điện áp trước chỉnh lưu khi hệ số điều khiển  $\alpha = 0.5$  có dạng như Hình 5.27.. Có thể thấy rằng, khoảng thời gian hai van hoạt động ứng với khoảng thời gian điện áp trước chỉnh lưu xấp xỉ bằng không bằng với khoảng thời gian hai van không hoạt động ứng với khoảng thời gian điện áp trước chỉnh lưu có dạng xung vuông. Chứng tỏ, hệ thống hoạt động đúng với hệ số điều khiển  $\alpha = 0.5$ .



Hình 5.28. Dòng điện và điện áp trước chỉnh lưu khi  $\alpha = 0.5$

Dòng điện và điện áp trước chỉnh lưu đồng pha nhau. Từ đó, chứng tỏ khối dò điểm không đã phát huy tác dụng và có thể quy đổi mạch chỉnh lưu và điện trở tải thành trở kháng tương đương.



Hình 5.29. Điện áp ra trên tải khi  $\alpha = 0.5$

Trong thực nghiệm sử dụng tải trở có giá trị  $4.3\Omega$  nên dòng điện đầu ra sẽ được đo thông qua điện áp trên tải. Điện áp trên tải có giá trị 40V suy ra dòng điện có giá trị khoảng 9.3A sai lệch 0.7A so với thiết kế. Dòng điện đầu ra vẫn có sai lệch tĩnh do chất lượng các linh kiện trong hệ thống và trong quá trình tính toán lấy gần đúng.

## CHƯƠNG 6. KẾT LUẬN

### 6.1 Kết luận

Nghiên cứu đã giới thiệu về cơ sở lý thuyết và tổng quan về hệ thống sạc không dây dành cho xe tự hành AGV. Nghiên cứu cũng đã đề xuất một thiết kế mới của mạch bù LCC hai phía, với mục tiêu tối ưu hóa hiệu suất truyền điện không dây. Phương pháp điều khiển công suất đầu ra đã được đề xuất để cải thiện bám trở kháng và nâng cao hiệu suất của hệ thống. Đồng thời, nghiên cứu cũng đã đề xuất phương pháp điều khiển dòng sạc đầu ra nhằm gia tăng tính ứng dụng cho bộ sạc. Kết quả mô phỏng cho thấy hệ thống hoạt động ổn định, với dòng điện đầu ra duy trì gần giá trị đặt với sai số tĩnh nhỏ hơn 3%. Công suất đầu ra được kiểm soát ổn định và hiệu suất cao, ít bị ảnh hưởng bởi sự thay đổi của tải.

Dựa trên các kết quả mô phỏng, đã thiết kế và xây dựng một hệ thống thực nghiệm để chứng minh. Công suất đầu ra đạt khoảng 1.6 kW, với hiệu suất DC-DC cho thấy tính khả thi của hệ thống.

### 6.2 Hướng phát triển tiếp theo của đề tài

Tuy nhiên, vì thời gian và khả năng bản thân hạn chế, nghiên cứu này vẫn còn một số thiếu sót như chưa thực nghiệm với tải pin và vẫn có sai số tĩnh. Do đó, hướng phát triển trong tương lai của đề án sẽ tập trung vào việc khắc phục những điểm yếu:

- Tiếp tục hoàn thiện phần thực nghiệm, kiểm chứng điều khiển vòng kín của bộ điều khiển công suất đầu ra.
- Tối ưu các thiết kế và thực nghiệm với tải pin.
- Áp dụng truyền thông không dây để điều khiển giữa bên truyền và bên nhận.
- Áp dụng các bộ biến đổi DC/DC ở cả hai phía sơ cấp và thứ cấp để tăng hiệu suất của hệ thống.

Vì hạn chế thời gian và thiếu sót kiến thức, các lỗi trong quá trình thực hiện đề tài là không thể tránh khỏi. Em mong nhận được sự góp ý từ các thầy cô để có thể nâng cao kiến thức và cải thiện cách trình bày.

Em xin gửi lời cảm ơn chân thành đến Thầy PSG. TS. Nguyễn Kiên Trung, TS. Nguyễn Thị Điện, nhóm nghiên cứu về sạc không dây tĩnh và toàn thể thành viên APES Lab đã nhiệt tình hướng dẫn và hỗ trợ em trong quá trình thực hiện và hoàn thiện đồ án này.

## **NGHIÊN CỨU ĐÃ CÔNG BỐ**

- [1]. Hiep N. Bui, Duc V. Tran, Tuan H. Nguyen, Manh D. Nguyen "Thiết kế mạch bù LCC tối ưu hiệu suất trong hệ thống sạc không dây cho xe tự hành", Giải tiềm năng 3 cấp Trường Điện-Điện tử, Giải nhì cấp Đại học, Hội nghị sinh viên nghiên cứu khoa học 2024.
- [2]. Nguyen Thi Diep, Bui Ngoc Hiep, Dang Chu Sang, Tran Van Duc, Nguyen Kien Trung "Tối ưu hiệu suất mạch bù LCC trong hệ thống sạc không dây cho xe tự hành", Hội nghị - Triển lãm quốc tế lần thứ 7 về Điều khiển và Tự động hoá (VCCA2024).
- [3]. Sang C. Dang, Hiep N. Bui, Anh H. Nguyen, Duc V. Tran "Nghiên cứu hệ thống sạc tĩnh ứng dụng cho AGV", Hội nghị sinh viên nghiên cứu khoa học 2023.

## TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1] S. Li and C. C. Mi, “Wireless power transfer for electric vehicle applications,” *IEEE journal of emerging and selected topics in power electronics*, vol. 3, no. 1, pp. 4–17, 2014.
- [2] Y. Hao, J. Wang, and Y. Liu, “Research on wireless power transfer system of automated guided vehicle based on magnetic coupling resonance,” in *2019 22nd International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*. IEEE, 2019, pp. 1–4.
- [3] Z. Pantic, S. Bai, and S. M. Lukic, “Zcs lcc-compensated resonant inverter for inductive-power-transfer application,” *IEEE Transactions on industrial Electronics*, vol. 58, no. 8, pp. 3500–3510, 2010.
- [4] A. P. Hu, J. Boys, and G. Covic, “Zvs frequency analysis of a current-fed resonant converter,” in *7th IEEE International Power Electronics Congress. Technical Proceedings. CIEP 2000 (Cat. No. 00TH8529)*. IEEE, 2000, pp. 217–221.
- [5] C. Duan, C. Jiang, A. Taylor, and K. Bai, “Design of a zero-voltage-switching large-air-gap wireless charger with low electric stress for electric vehicles,” *IET Power Electronics*, vol. 6, no. 9, pp. 1742–1750, 2013.
- [6] W. Zhang, S.-C. Wong, K. T. Chi, and Q. Chen, “Analysis and comparison of secondary series-and parallel-compensated inductive power transfer systems operating for optimal efficiency and load-independent voltage-transfer ratio,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 6, pp. 2979–2990, 2013.
- [7] C.-S. Wang, O. H. Stielau, and G. A. Covic, “Design considerations for a contactless electric vehicle battery charger,” *IEEE Transactions on industrial electronics*, vol. 52, no. 5, pp. 1308–1314, 2005.
- [8] C.-S. Wang, G. A. Covic, and O. H. Stielau, “Power transfer capability and bifurcation phenomena of loosely coupled inductive power transfer systems,” *IEEE transactions on industrial electronics*, vol. 51, no. 1, pp. 148–157, 2004.
- [9] S. Lu, X. Deng, W. Shu, X. Wei, and S. Li, “A new zvs tuning method for double-sided lcc compensated wireless power transfer system,” *Energies*, vol. 11, no. 2, p. 307, 2018.
- [10] S. Li, W. Li, J. Deng, T. D. Nguyen, and C. C. Mi, “A double-sided lcc compensation network and its tuning method for wireless power transfer,” *IEEE transactions on Vehicular Technology*, vol. 64, no. 6, pp. 2261–2273, 2014.

- [11] R. W. Erickson and D. Maksimovic, *Fundamentals of power electronics*. Springer Science & Business Media, 2007.
- [12] V.-B. Vu, D.-H. Tran, and W. Choi, “Implementation of the constant current and constant voltage charge of inductive power transfer systems with the double-sided lcc compensation topology for electric vehicle battery charge applications,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, no. 9, pp. 7398–7410, 2017.
- [13] V.-T. Nguyen, V.-B. Vu, G. Gohil, and B. Fahimi, “Efficiency optimization of double-sided lcc topology for inductive power transfer systems,” in *2021 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. IEEE, 2021, pp. 1610–1617.
- [14] I.-W. Iam, C.-K. Choi, C.-S. Lam, P.-I. Mak, and R. P. Martins, “A constant-power and optimal-transfer-efficiency wireless inductive power transfer converter for battery charger,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 71, no. 1, pp. 450–461, 2023.

## **PHỤ LỤC**