

ĐẠI HỌC BÁCH KHOA HÀ NỘI
TRƯỜNG ĐIỆN - ĐIỆN TỬ



ĐỒ ÁN NGHIÊN CỨU

THIẾT KẾ MẠCH BÙ TỐI ƯU HIỆU SUẤT TRUYỀN
TRONG HỆ THÔNG SẠC KHÔNG DÂY TĨNH
ỨNG DỤNG CHO AGV

ĐẶNG CHU SANG

sang.dc202501@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, 02/2024

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 Diệp đã dành nhiều thời gian tâm huyết hướng dẫn, động viên em hoàn thành đồ án này.

Em xin cảm ơn 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 những kiến thức quan trọng, cần thiết trong những năm học vừa qua để em có thể vững vàng bước vào hành trình mới.

Ngoài ra, em xin cảm ơn những người bạn, tập thể APES Lab, đặc biệt là nhóm "Sạc 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 03 tháng 02 năm 2024

Sinh viên thực hiện

Đặng Chu Sang

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 và hiệu suất cao của cả 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 nâng cao hiệu suất của hệ thống. Cấu trúc điều khiển hoàn toàn chỉ từ phía sơ cấp mà vẫn điều khiển được dòng điện đầu ra bên phía thứ cấp.

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 ($< 2\%$) và có thể thay đổi được dựa theo góc dịch pha. Hiệu suất luôn giữ trên 97% trong dải tải thiết kế và tối đa đạt 98%. 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 1.3kW với hiệu suất khoảng 93.7%. 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, ổn định dòng sạc

MỤC LỤC

DANH MỤC HÌNH VẼ	ii
DANH MỤC BẢNG BIỂU	iii
CHƯƠNG 1. TỔNG QUAN	1
1.1 Giới thiệu chung	1
1.1.1 Tổng quan về AGV	1
1.1.2 Sạc pin cho AGV	2
1.2 Tổng quan về nội dung đồ án	3
1.2.1 Công nghệ truyền điện không dây	3
1.2.2 Mạch bù LCC 2 phía	5
1.2.3 Điều khiển dòng điện đầu ra và nâng cao hiệu suất	5
CHƯƠNG 2. MẠCH BÙ LCC 2 PHÍA	7
2.1 Các cấu trúc mạch bù	7
2.2 Phân tích cấu trúc mạch bù LCC 2 phía	9
2.3 Đặc tính nguồn dòng đầu ra của mạch bù LCC 2 phía	10
CHƯƠNG 3. THIẾT KẾ THAM SỐ TỐI ƯU HIỆU SUẤT TRUYỀN	13
3.1 Thiết kế tham số tối ưu hiệu suất truyền không dây	13
3.1.1 Hệ số bù tối ưu	14
3.1.2 Tải tối ưu	17
3.2 Tính toán thông số mạch bù	18
3.3 Tính toán chọn van	20
3.3.1 Chọn MOSFET	20
3.3.2 Chọn DIODE	21
CHƯƠNG 4. ƯỚC LƯỢNG HỖ CẢM CHỈ TỪ PHÍA TRUYỀN VÀ ĐIỀU KHIỂN DÒNG ĐIỆN ĐẦU RA	23
4.1 Ước lượng hỗ cảm chỉ từ phía truyền	23
4.2 Điều khiển dòng điện đầu ra	24
CHƯƠNG 5. MÔ PHỎNG	27

5.1	Mô hình mô phỏng trên phần mềm Matlab Simulink	27
5.1.1	Khối nghịch lưu dịch pha	27
5.1.2	Khối mạch bù và hai cuộn truyền nhận	28
5.1.3	Khối chỉnh lưu và tải	29
5.2	Kết quả mô phỏng	29
5.2.1	Đáp ứng dòng sạc tối đa	30
5.2.2	Điều khiển dòng sạc đầu ra	31
5.2.3	Hiệu suất hệ thống	32
CHƯƠNG 6. THỰC NGHIỆM		34
6.1	Mô hình thực nghiệm	34
6.1.1	Mạch nguồn	35
6.1.2	Mạch nghịch lưu và driver	36
6.1.3	Mạch bù và cuộn dây	37
6.1.4	Mạch chỉnh lưu và tải	38
6.2	Kết quả thực nghiệm	39
6.2.1	Điện áp và dòng điện đầu ra sau mạch nghịch lưu	39
6.2.2	Điện áp trên cuộn dây truyền	42
6.2.3	Điện áp trên cuộn dây nhận	43
6.2.4	Điện áp trước chỉnh lưu	45
6.2.5	Điện áp trên tải	46
KẾT LUẬN		49
DANH MỤC CÁC CÔNG BỐ LIÊN QUAN ĐẾN ĐỒ ÁN		50
TÀI LIỆU THAM KHẢO		51
PHỤ LỤC		53

DANH MỤC HÌNH VẼ

Hình 1.1. Hình minh họa xe tự hành AGV	1
Hình 1.2. Cấu trúc cơ bản của hệ thống WPT	3
Hình 1.3. Sạc không dây cho AGV của Wiferion	4
Hình 1.4. Cấu trúc hệ thống sạc không dây tĩnh	4
Hình 2.1. Cấu trúc các mạch bù cơ bản	7
Hình 2.2. Cấu trúc mạch bù LCC 2 phía	8
Hình 2.3. Cấu trúc hệ thống WPT sử dụng mạch bù LCC 2 phía	9
Hình 2.4. Sơ đồ tương đương hình T của hệ thống	9
Hình 2.5. Mô hình M của hệ thống	10
Hình 2.6. Sơ đồ quy đổi trở kháng tương đương thứ cấp	12
Hình 3.1. Cấu trúc hệ thống khi xét đến hiệu suất truyền điện không dây . .	13
Hình 3.2. Mô hình T xếp tầng của hệ thống tại tần số cộng hưởng	13
Hình 3.3. a) Mạch tương đương của hình 2.3 để tính hiệu suất; b) Đơn giản hóa mạch phía nhận bằng R_{Leq} và C_{2eq} ; c) Quy đổi mạch sơ cấp bằng trở kháng tương đương Z_{1ref}	14
Hình 3.4. a) Mạch tương đương xét đến $R_{ds(on)}$ và R_{1B} ; b) Mạch tối giản hóa với trở kháng tương đương R_{1eq}	17
Hình 3.5. Hiệu suất truyền đổi với sự thay đổi của hệ số bù k_{rx}	18
Hình 3.6. Đặc tính của trở kháng đầu vào	19
Hình 3.7. Hiệu suất AC/AC dưới sự thay đổi của tải	20
Hình 3.8. Hình ảnh MOSFET IRFP460 trong thực tế	21
Hình 3.9. Hình ảnh DIODE MM60F060P trong thực tế	22
Hình 4.1. Xung điều khiển dịch pha và dạng điện áp đầu ra sau nghịch lưu	25
Hình 4.2. Cấu trúc điều khiển đề xuất	25
Hình 5.1. Cấu trúc hệ thống mô phỏng trên Matlab Simulink	27
Hình 5.2. Sơ đồ mô phỏng mạch nghịch lưu tần số cao	27
Hình 5.3. Sơ đồ khôi mạch điều khiển dòng điện đầu ra	28
Hình 5.4. Khâu điều chế dịch pha	28
Hình 5.5. Sơ đồ mạch bù dùng trong mô phỏng	28
Hình 5.6. Khối chỉnh lưu và tải	29
Hình 5.7. Đáp ứng dòng sạc tối đa với pin có điện áp danh định 72V . . .	30
Hình 5.8. Đáp ứng dòng sạc tối đa với pin có điện áp danh định 48V . . .	30

Hình 5.9. Đáp ứng dòng sạc khi điện áp DC đầu vào có nhiễu	31
Hình 5.10. Thay đổi giá trị đặt từ 9A lên 18A với tải pin 72V	31
Hình 5.11. Thay đổi giá trị đặt từ 9A lên 18A với tải pin 48V	31
Hình 5.12. Dòng điện và điện áp trên van S1	32
Hình 5.13. Khảo hiệu suất theo hai phương pháp thiết kế khác nhau	32
Hình 6.1. Sơ đồ khối mô hình thực nghiệm	34
Hình 6.2. Mô hình thực nghiệm triển khai	34
Hình 6.3. Mạch nguồn triển khai	35
Hình 6.4. Kết quả thực nghiệm mạch nguồn	35
Hình 6.5. Hình ảnh mạch Driver trên phần mềm Altium	36
Hình 6.6. Mạch nghịch lưu gắn driver triển khai trong thực tế	36
Hình 6.7. Cuộn dây truyền nhận sử dụng trong thực nghiệm	37
Hình 6.8. Mạch bù sơ cấp triển khai trong thực nghiệm	38
Hình 6.9. Mạch bù thứ cấp triển khai trong thực nghiệm	38
Hình 6.10. Mạch chỉnh lưu triển khai trong thực nghiệm	39
Hình 6.11. Điện áp sau nghịch lưu khi không dịch pha	39
Hình 6.12. Điện áp và dòng điện đầu ra sau mạch nghịch lưu khi không dịch pha	40
Hình 6.13. Điện áp đầu ra sau mạch nghịch lưu khi dịch pha 30 độ	40
Hình 6.14. Điện áp đầu ra sau mạch nghịch lưu khi dịch pha 60 độ	41
Hình 6.15. Điện áp đầu ra sau mạch nghịch lưu khi dịch pha 90 độ	41
Hình 6.16. Điện áp trên cuộn dây truyền khi không dịch pha	42
Hình 6.17. Điện áp trên cuộn dây truyền khi dịch pha 30 độ	42
Hình 6.18. Điện áp trên cuộn dây truyền khi dịch pha 60 độ	43
Hình 6.19. Điện áp trên cuộn dây nhận khi không dịch pha	43
Hình 6.20. Điện áp trên cuộn dây nhận khi dịch pha 30 độ	44
Hình 6.21. Điện áp trên cuộn dây nhận khi dịch pha 60 độ	44
Hình 6.22. Điện áp trước chỉnh lưu khi không dịch pha	45
Hình 6.23. Điện áp trước chỉnh lưu khi dịch pha 30 độ	45
Hình 6.24. Điện áp trước chỉnh lưu khi dịch pha 60 độ	46
Hình 6.25. Điện áp trên tải khi không dịch pha	46
Hình 6.26. Điện áp trên tải khi dịch pha 30 độ	47
Hình 6.27. Điện áp trên tải khi dịch pha 60 độ	47
Hình 6.28. Dòng điện một chiều đầu vào đo bằng đồng hồ kẹp dòng	48

DANH MỤC BẢNG BIỂU

Bảng 3.1. Thông số hệ thống	18
Bảng 3.2. Thông số mạch bù thiết kế	19
Bảng 6.1. Thông số mạch bù thực nghiệm	37
Bảng 6.2. Kết quả thực nghiệm	48
Bảng 7.1. Thông số mạch bù khi thiết kế theo phương pháp trong [15] . . .	53

CHƯƠNG 1. TỔNG QUAN

1.1 Giới thiệu chung

1.1.1 Tổng quan về AGV

Xe tự hành AGV (Automated Guided Vehicle) hay robot AGV là một phương tiện không người lái được sử dụng để vận chuyển hàng hóa, sản phẩm, nguyên vật liệu, ... đến địa chỉ được con người cài đặt, áp dụng những công nghệ dẫn đường hiện đại.

Xe tự hành AGV được lắp đặt trong các nhà máy thông minh, là một phần không thể thiếu trong quá trình phát triển tự động hóa công nghiệp, đóng vai trò quan trọng trong việc vận chuyển các sản phẩm, hàng hóa, vật tư và nguyên vật liệu trong nhiều ứng dụng khác nhau.



Hình 1.1. Hình minh họa xe tự hành AGV

AGV ngày càng được sử dụng phổ biến, rộng rãi với những ưu điểm nổi bật như:

- *Giảm chi phí nhân công*

Xe AGV có thể vận chuyển hàng hóa với khối lượng lớn và hoạt động độc lập mà không cần đến sự can thiệp của con người. Vì thế xe tự hành AGV giúp doanh nghiệp giảm chi phí nhân công mà lại đạt được hiệu quả tối đa.

- *Tuyệt đối an toàn*

AGV hoạt động dựa trên hệ thống được lập trình với độ chính xác và an toàn

cao. Các loại cảm biến của AGV giúp nó phát hiện ra vật cản trong quá trình di chuyển. Hơn nữa trong môi trường độc hại với con người như môi trường hóa chất, môi trường quá nóng hoặc quá lạnh, ... thì AGV trở nên cực kỳ hữu dụng.

- *Nâng cao năng suất lao động*

AGV có thể hoạt động liên tục 24/7 với độ chính xác cao, giảm thiệt hại trong khi vận hành. Vì thế AGV giúp doanh nghiệp tối ưu năng suất lao động khi kết hợp các hệ thống băng tải thông minh, các giải pháp tự động hóa hiện đại.

- *Dễ dàng thay đổi và mở rộng mô đun*

Hầu hết AGV đều có thể thay đổi mô đun để sửa chữa hoặc nâng cấp thêm các tính năng theo nhu cầu.

1.1.2 Sạc pin cho AGV

Cùng với sự phát triển của nền công nghiệp, AGV ngày càng thông minh và linh hoạt. AGV liên tục được cập nhập các công nghệ mới. Một trong các vấn đề đáng được chú ý đó là việc sạc pin cho AGV. Hiện nay, có các phương thức sạc pin chủ yếu sau:

- **Trao đổi pin**

Khi pin giảm xuống dưới một mức nhất định, AGV chuyển hướng đến trạm pin. Tại đây, pin hết được thay thế bằng pin đã sạc đầy. Việc trao đổi có thể được thực hiện bằng tay hoặc tự động.

- *Ưu điểm:* Đơn giản, nhanh chóng, tối ưu thời gian làm việc của AGV.
- *Nhược điểm:* Phải mua và lưu trữ thêm pin.

- **Sạc tự động**

Khi pin giảm xuống tới mức nhất định, AGV di chuyển tới trạm sạc. Việc kết nối bộ sạc hoàn toàn tự động. AGV không khả dụng trong thời gian này.

- *Ưu điểm:* Tính tự động hóa cao, linh động trong sản xuất, chỉ tốn chi phí đầu tư ban đầu, không cần nhân công.
- *Nhược điểm:* Phí đầu tư ban đầu lớn, kén môi trường sử dụng.

- **Sạc cơ hội**

Trong khi hoạt động, sẽ có những lúc mà AGV không chở hàng. Những thời điểm này rất thích hợp để sạc pin cho xe. AGV sẽ chuyển hướng đến trạm sạc khi có cơ hội. Vì thế, để AGV sạc được nhiều nhất có thể thì ta sẽ sử dụng chế độ sạc ổn dòng.

- *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.

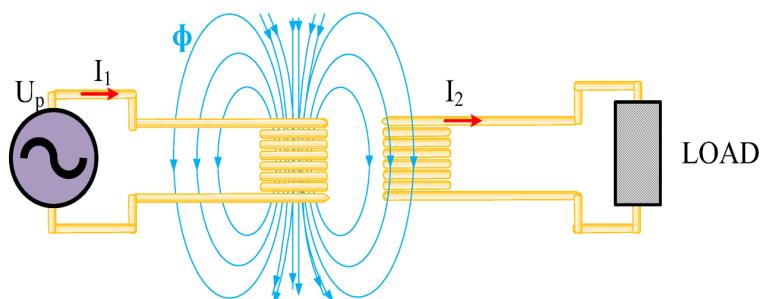
- *Nhược điểm:* Phí đầu tư ban đầu lớn, kén môi trường sử dụng, công nghệ sạc cơ hội mới phát triển nên còn nhiều hạn chế.

Dựa trên những đặc điểm này, đồ án đề xuất một bộ sạc không dây tĩnh cho AGV bằng cách kết hợp công nghệ truyền điện không dây với phương thức sạc cơ hội sử dụng chế độ sạc dòng điện không đổi.

1.2 Tổng quan về nội dung đồ án

1.2.1 Công nghệ truyền điện không dây

Công nghệ truyền điện không dây (WPT - Wireless Power Transfer) ngày càng được chú ý trong những năm gần đây bởi sự tiện lợi và an toàn của nó. Hoạt động trên nguyên lý cảm ứng điện từ, hệ thống truyền điện không dây cho phép truyền năng lượng từ phía này sang phía khác qua không khí với khoảng cách từ vài mm đến vài trăm mm, hiệu suất đạt được lên tới 90% [1]. Công nghệ WPT được ứng dụng trong nhiều lĩnh vực như cây ghép y tế, điện tử, robotics...



Hình 1.2. Cấu trúc cơ bản của hệ thống WPT

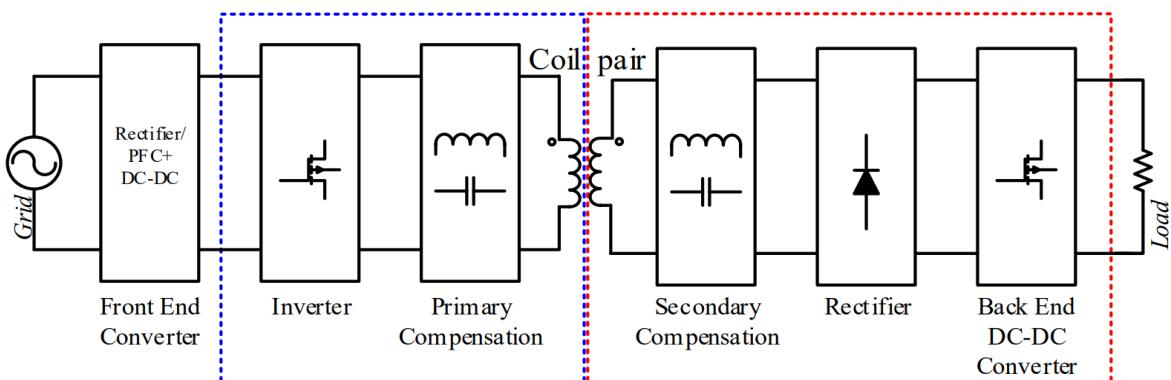
Một ứng dụng nổi bật của công nghệ truyền điện không dây phù hợp để thay thế các bộ sạc cắm hiện nay là sạc không dây. Sạc không dây được chia thành sạc động và sạc tĩnh. Sạc không dây tĩnh là bộ sạc mà thiết bị cần phải đúng vị trí của bộ truyền để nhận điện năng từ bộ truyền. Sạc không dây động là bộ sạc có thể truyền điện năng ngay cả khi thiết bị đang di chuyển.

Gần đây, giải pháp sạc không dây cho AGV được đề xuất [2]. Sạc không dây cho 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 pin thủ công như thông thường, giảm thời gian hao phí do phải sạc pin định kỳ, cải thiện tuổi thọ ắc quy, an toàn hơn (có thể làm việc trong môi trường dầu, ẩm ướt, bụi bẩn), giảm chi phí phụ tùng thay thế và chi phí làm việc. Một số công ty đã thương mại hóa sạc tĩnh không dây cho AGV như Wiferion, B&P Plus, Delta, Daihen,....



Hình 1.3. Sạc không dây cho AGV của Wiferion

Cấu trúc của một hệ thống sạc không dây tĩnh cơ bản được mô tả ở Hình 1.4. Điện áp lưới sẽ đi qua bộ chỉnh lưu cầu PFC để tạo điện áp một chiều, sau đó bộ nghịch lưu tần số cao tạo ra nguồn điện xoay chiều tần số cao cấp cho cuộn dây sơ cấp của hệ thống. Năng lượng được truyền từ phía sơ cấp sang phía thứ cấp theo nguyên lý cảm ứng điện từ kết hợp các mạch cộng hưởng được gọi là các cấu trúc bù. Bên thứ cấp, cuộn dây nhận năng lượng 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 tĩnh

Hệ thống sạc không dây tĩnh có một số ưu, nhược điểm sau:

- **Ưu điểm:**

- An toàn khi sử dụng, đặc biệt trong môi trường ẩm ướt
- Dễ sử dụng, tránh được hao mòn do các mối nối tiếp xúc.

- Phù hợp với nhiều thiết bị, có thể sạc được cho nhiều thiết bị cùng lúc.
- **Nhược điểm:**

- Công nghệ còn mới, còn nhiều vấn đề cần giải quyết.
- Chi phí cao.
- Hiệu suất giảm khi cuộn nhận sai lệch vị trí.
- Khoảng cách truyền còn hạn chế.

1.2.2 Mạch bù LCC 2 phía

Hệ thống sạc không dây truyền năng lượng qua khe hở không khí làm cho hệ số kết nối điện từ nhỏ và điện cảm rò lớn dẫn đến hiệu suất thấp. Mạch bù được sử dụng để tạo cộng hưởng ở cả hai phía truyền nhận là chìa khóa để hệ thống có thể truyền năng lượng với công suất và hiệu suất cao [1]. Ở phía sơ cấp, mạch bù được sử dụng để giảm công suất định mức của nguồn và đạt được điều kiện góc pha không (ZPA - Zero Phase Angle), nghĩa là không có công suất phản kháng. Ở phía thứ cấp, mạch bù được sử dụng để giảm công suất cuộn dây, tối đa công suất, hiệu suất truyền. Ngoài ra, mạch bù còn tạo điều kiện chuyển mạch mềm cho thiết bị bán dẫn công suất, giảm tổn thất khi chuyển mạch [3, 4]. Một lợi ích khác của mạch bù là đạt được điều kiện sạc dòng điện hoặc sạc điện áp không đổi. Với nhiều ưu điểm, báo cáo này phân tích, tính toán và đưa ra cấu trúc mạch bù LCC hai phía có thể tối ưu hiệu suất truyền điện không dây, chi tiết phần này được trình bày ở CHƯƠNG 2.

1.2.3 Điều khiển dòng điện đầu ra và nâng cao hiệu suất

Hiệu suất là một trong những tiêu chí quan trọng nhất của hệ thống WPT. Cấu trúc của một hệ thống sạc không dây được trình bày ở Hình 1.4. Hệ thống bao gồm bộ chỉnh lưu phía truyền, bộ nghịch lưu tần số cao, cuộn dây và mạch bù, các bộ biến đổi công suất phía nhận. Hiệu suất của toàn hệ thống bằng tích hiệu suất của từng phần trên. Vì vậy, để nâng cao hiệu suất của toàn hệ thống thì cần phải nâng cao hiệu suất của từng phần trong hệ thống. CHƯƠNG 3 sẽ đề xuất một phương pháp thiết kế cấu trúc bù LCC 2 phía nâng cao hiệu suất truyền, đạt được điều kiện ZPA và chuyển mạch mềm ZVS cho van nhằm tối ưu hiệu suất cho toàn hệ thống.

Bên cạnh đó, AGV ngày càng đa dạng với nhiều hình dáng, kích cỡ, công dụng khác nhau. Song hành với việc đó là pin sử dụng cho AGV cũng ngày càng phong phú với các mức điện áp, dung lượng và yêu cầu dòng sạc khác nhau. Do đó, việc điều khiển được dòng điện đầu ra sẽ khiến bộ sạc trở nên hữu dụng hơn không chỉ với nhiều loại pin AGV mà còn nhiều thiết bị khác.

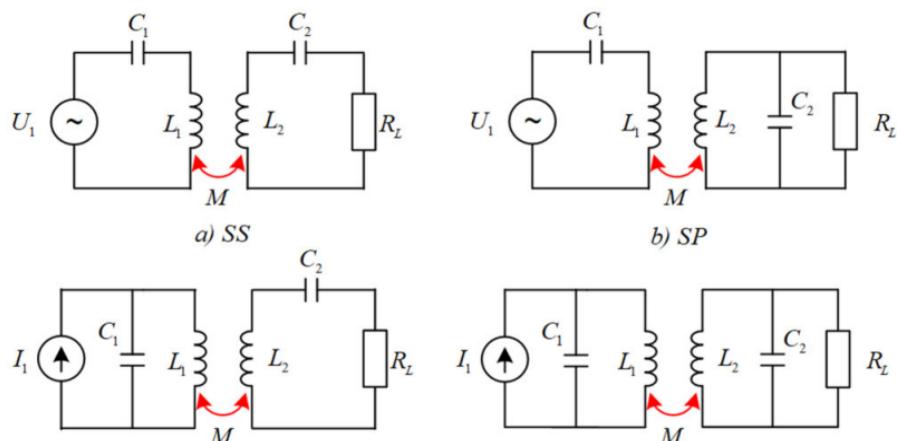
Để điều khiển chính xác đại lượng nào đó, người ta thường sử dụng cấu trúc điều khiển vòng kín. Tuy nhiên, đặc điểm của hệ thống sạc không dây là phía truyền và phía nhận không tiếp xúc vật lý với nhau, điều này không cho phép chúng ta đo

dòng điện đầu ra ở phía thứ cấp. Một số giải pháp như truyền thông không dây để có thể gửi tín hiệu từ thứ cấp về sơ cấp để điều khiển hoặc có thể sử dụng cấu trúc điều khiển luôn ở phía thứ cấp. Tuy nhiên, cả hai phương pháp này đều làm phức tạp hóa mạch thứ cấp ở trên AGV. Do đó, trong đồ án này, một phương pháp điều khiển dòng điện đầu ra chỉ từ phía sơ cấp được đề xuất ở **CHƯƠNG 4**.

CHƯƠNG 2. MẠCH BÙ LCC 2 PHÍA

2.1 Các cấu trúc mạch bù

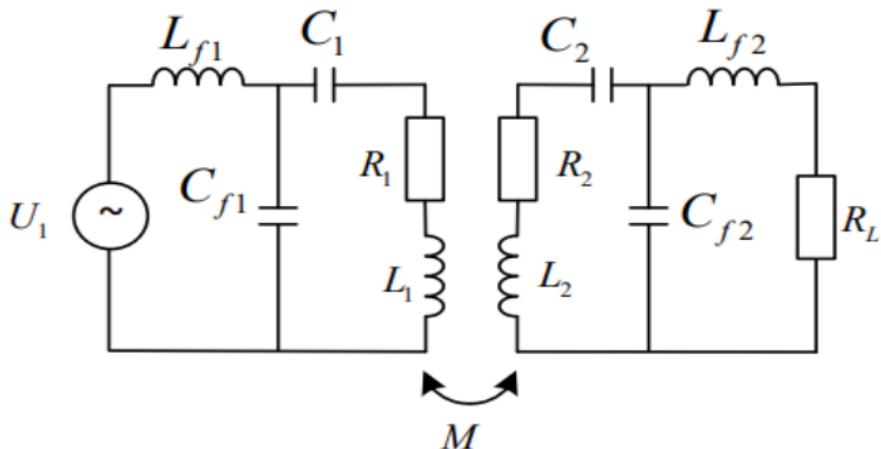
Trong hệ thống sạc không dây, các cuộn dây truyền nhận kết nối lồng léo, điện cảm hõi cảm nhỏ, điện cảm rò lớn [1]. Mạch bù cộng hưởng được thiết kế nhằm giảm công suất của cuộn dây, tạo điều kiện chuyển mạch mềm cho van, tăng hiệu suất truyền. Ở dải tần số kHz, các tụ bù được sử dụng để cộng hưởng với điện cảm rò của các cuộn dây. Có bốn mạch bù cơ bản là mạch bù nối tiếp - nối tiếp (Series-Series), mạch bù nối tiếp - song song (Series-Parallel), mạch bù song song - song song (Parallel-Parallel) và mạch bù song song - nối tiếp (Parallel-Series) như Hình 2.1. Trong hệ thống sạc không dây, cuộn dây truyền được đặt cố định ở trạm sạc còn cuộn dây nhận đặt ở trên AGV. Khi sạc thì AGV sẽ di chuyển ở vị trí của bộ truyền. Do đó, khó tránh khỏi sự thay đổi khe hở không khí và sự lệch trục của các cuộn dây truyền nhận, nói cách khác hệ số kết nối điện từ có thể thay đổi. Điều này làm giảm hiệu suất của hệ thống. Đây lại là hạn chế của ba cấu trúc bù SP, PP, PS khi có tần số cộng hưởng phụ thuộc vào hệ số kết nối [5, 6, 7, 8]. Để đạt được hiệu suất cao cần có phương pháp duy trì sự cộng hưởng. Với mạch bù SS, tần số cộng hưởng độc lập với hệ số kết nối và điều kiện tải. Tuy nhiên, nhược điểm là dòng điện cuộn dây sơ cấp lại thay đổi theo hệ số kết nối [9]. Lợi ích khi có dòng điện trên cuộn dây sơ cấp không đổi là cuộn dây làm việc ở điều kiện định mức, việc điều khiển công suất được đơn giản hóa.



Hình 2.1. Cấu trúc các mạch bù cơ bản

Một cấu trúc bù ưu việt hơn đã được đề xuất trong [10, 11]. Cấu trúc LC có tần số cộng hưởng không phụ thuộc vào hệ số kết nối, bên cạnh đó dòng điện đầu ra như một nguồn dòng. Tuy nhiên việc thiết kế mạch bù LC thường yêu cầu giá trị tụ điện C lớn làm kích thước tụ điện tăng lên. Để giảm sự cồng kềnh của các phần tử, một tụ bù được thêm vào, khi đó mạch bù LCC được đề xuất có cấu trúc như Hình 2.2.

Mạch bù LCC thường được sử dụng trong hệ thống sạc không dây tĩnh với nhiều ưu điểm. Với cấu trúc đề xuất, tần số cộng hưởng độc lập với hệ số kết nối và điều kiện tải. Hiệu suất truyền cao trong cả trường hợp tải nặng và tải nhẹ. Ngoài ra, dòng điện phía thứ cấp không đổi không phụ thuộc vào tính chất tải và hệ số kết nối. Mạch bù LCC hai phía còn được thiết kế để thỏa mãn điều kiện ZPA (Zero Phase Angle) hay góc pha của trở kháng đầu vào bằng không. Vì vậy, dễ dàng đạt được hiệu suất cao cho toàn hệ thống. Điều kiện chuyển mạch mềm ZVS (Zero Voltage Switching) cũng đạt được cho các van của nghịch lưu [12, 13].

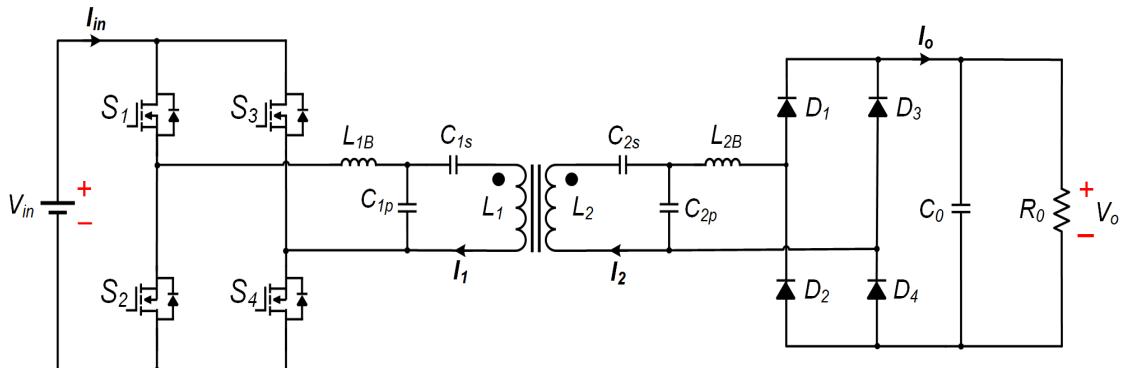


Hình 2.2. Cấu trúc mạch bù LCC 2 phía

Mặc dù các mạch bù đã đạt được những thành quả nhất định, tuy nhiên vẫn cần thiết phát triển các cấu trúc mạch bù để đạt được các mục tiêu như tối đa hóa hiệu suất, triệt tiêu kết nối điện từ giữa các cuộn dây truyền với nhau, tăng vùng tần số đạt điều kiện chuyển mạch mềm cho thiết bị công suất, tăng vùng tần số đạt hiệu suất cao,...

Với những phân tích trên, đồ án đề xuất sử dụng cấu trúc mạch bù LCC hai phía cho hệ thống sạc không dây tĩnh ứng dụng cho AGV. Không chỉ thế, đồ án còn đề xuất cách thiết kế tham số mới tối ưu được hiệu suất truyền điện không dây, đây là điểm mới so với các cách thiết kế tham số trước đây.

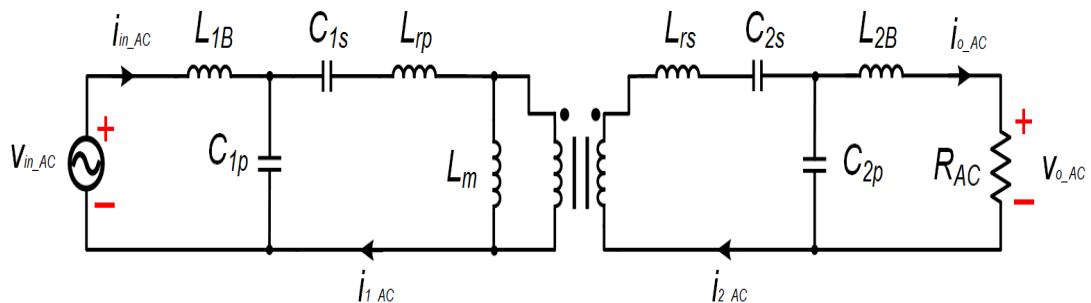
2.2 Phân tích cấu trúc mạch bù LCC 2 phía



Hình 2.3. Cấu trúc hệ thống WPT sử dụng mạch bù LCC 2 phía

Hệ thống sạc không dây tĩnh đề xuất có cấu trúc như Hình 2.3. Gồm 4 phần chính: Mạch nghịch lưu tần số cao, mạch bù LCC 2 phía, hai cuộn dây truyền nhận và chỉnh lưu cầu bên phía thứ cấp. Để đạt được điện áp đầu ra xấp xỉ về sóng hài bậc nhất tốt nhất, các van nghịch lưu sẽ hoạt động với hệ số điều chế xấp xỉ 50%.

Để dễ dàng phân tích, giả sử số vòng dây của cuộn truyền bằng cuộn nhận. Sơ đồ mạch được mô hình hóa bởi mô hình T như Hình 2.4.



Hình 2.4. Sơ đồ tương đương hình T của hệ thống

Mối quan hệ giữa L_1 , L_2 , điện cảm rò L_{rp} , L_{rs} và hệ số kết nối k được biểu diễn như sau:

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

Trong đó, M và L_m lần lượt là hệ số hổ cảm và điện cảm từ hóa giữa hai cuộn 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 Harmonic Approximation)

[14], các thành phần sóng hài bậc nhất được viết dưới dạng:

$$\left\{ \begin{array}{l} L_{rp} = (1 - k)L_1, L_{rs} = (1 - k)L_2 \\ v_{in_AC}(t) = \frac{4}{\pi}V_{in} \sin(2\pi ft) \\ v_{o_AC}(t) = \frac{4}{\pi}V_o \sin(2\pi ft + \theta) \\ i_{o_AC}(t) = \frac{\pi}{2}I_o \sin(2\pi ft + \theta) \\ R_{AC} = \frac{8}{\pi^2} \frac{V_o}{I_o} = \frac{8}{\pi^2}R_o \end{array} \right. \quad (2.2)$$

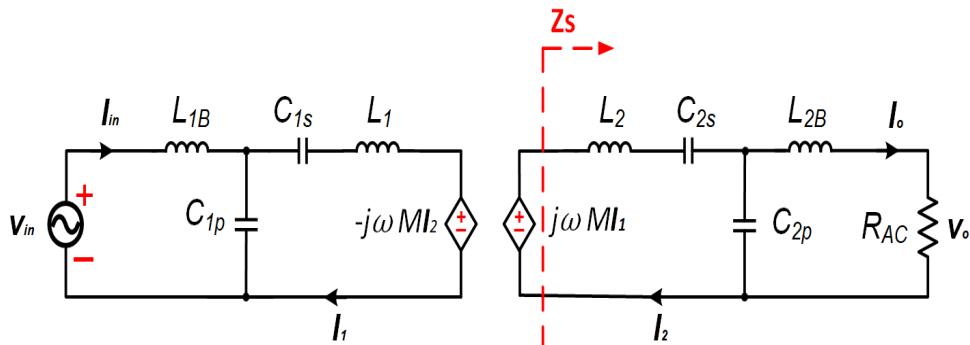
Trong đó, V_{in} , V_o và I_o lần lượt là điện áp DC cấp vào bộ nghịch lưu, điện áp và dòng điện yêu cầu sạc cho pin. Các thành phần sóng hài bậc nhất được kí hiệu bởi “AC”. θ là độ lệch pha giữa v_{in_AC} và v_{o_AC} .

Trong phần tiếp theo sẽ nêu ra khả năng độc lập tải với đặc tính nguồn dòng đầu ra của mạch bù LCC 2 phía. Các kí hiệu \mathbf{V}_{in} , \mathbf{V}_o , \mathbf{I}_{in} , \mathbf{I}_o , \mathbf{I}_1 và \mathbf{I}_2 dùng để biểu diễn dạng phức tương ứng của các đại lượng trong phần sau.

2.3 Đặc tính nguồn dòng đầu ra của mạch bù LCC 2 phía

Để thực hiện chế độ sạc ổn dòng cho pin, mạch bù LCC 2 phía cần được vận hành để có được đầu ra nguồn dòng. Bên cạnh đó, để thỏa mãn điều kiện ZPA cho hệ thống, góc pha của trở kháng đầu vào phải bằng không, khi đó hệ số công suất đạt được là lớn nhất. Do đó, mạch cộng hưởng phải được thiết kế thỏa mãn hai điều kiện trên.

Để thiết kế tính toán cấu trúc bù thỏa mãn cả hai điều nói trên, sơ đồ mạng hình M của hệ thống được sử dụng để phân tích các đặc tính đầu ra và bể cộng hưởng của cấu trúc [15].



Hình 2.5. Mô hình M của hệ thống

Áp dụng định luật Kichhoff, ta có:

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

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

Dựa vào 2 phương trình trên, khi khôi cộng hưởng thỏa mãn điều kiện của phương trình (2.6) và (2.7), dòng điện \mathbf{I}_o có thể biểu diễn chỉ bởi điện áp đầu vào \mathbf{V}_{in} và trở kháng như biểu thức (2.5).

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

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

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

Từ biểu thức trên, có thể thấy rằng dòng điện đầu ra chỉ phụ thuộc vào điện áp đầu vào \mathbf{V}_{in} , tần số hoạt động và giá trị điện cảm ở mạch sơ cấp và thứ cấp. Như vậy, mạch bù LCC 2 phia có thể được thiết kế để vận hành như một nguồn dòng ở đầu ra.

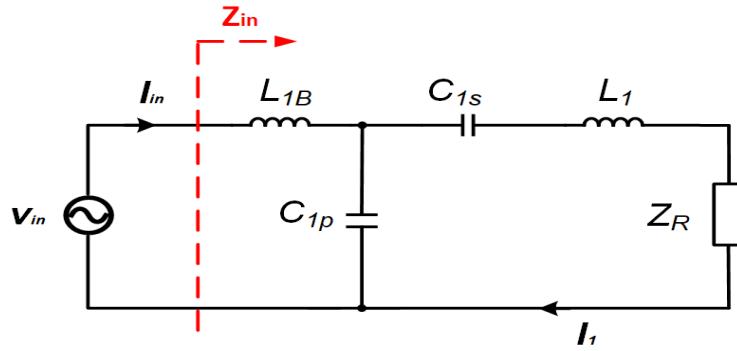
Không chỉ vậy, để tăng hiệu suất của hệ thống, việc đạt được điều kiện ZPA (Zero Phase Angle) hay góc pha của trở kháng đầu vào bằng không là điều cần thiết. Do đó, mạch bù LCC 2 phia sẽ được thiết kế để thỏa mãn điều kiện này.

Đầu tiên, trở kháng đầu vào phía thứ cấp Z_s sau khi thỏa mãn điều kiện (2.7) được viết như sau:

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

Trở kháng tương đương của phía thứ cấp nhin từ phía sơ cấp Z_R như Hình 2.6. được biểu diễn như sau:

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



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

Từ sơ đồ trên, trờ kháng đầu vào Z_{in} được cho bởi:

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

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

Để đạt được điều kiện ZPA tại tần số cộng hưởng, phần ảo của trờ kháng đầu vào Z_{in} phải bằng không. Nghĩa là phải thỏa mãn đồng thời hai điều kiện sau:

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

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

Do đó, để đạt được ZPA khi mạch bù hoạt động như một nguồn dòng đầu ra thì các khối cộng hưởng cần phải thỏa mãn các điều kiện (2.6), (2.7), (2.11) và (2.12) tại tần số cộng hưởng. Các phương trình trên được viết lại như ở phương trình (2.13).

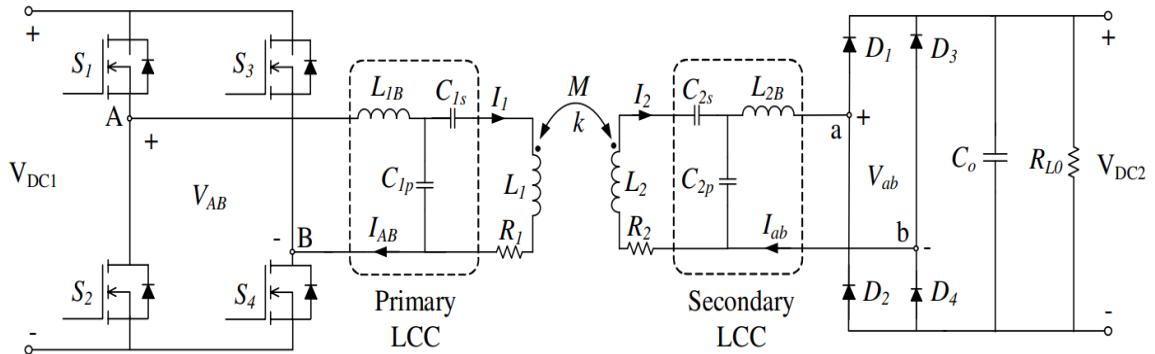
$$\omega = \frac{1}{\sqrt{L_{1B} C_{1p}}} = \frac{1}{\sqrt{L_{2B} C_{2p}}} = \sqrt{\frac{(C_{2s} + C_{2p})}{C_{2s} C_{2p} L_2}} = \sqrt{\frac{(C_{1s} + C_{1p})}{C_{1s} C_{1p} L_1}} \quad (2.13)$$

Có thể thấy, việc thiết kế mạch bù LCC hai phia bị ràng buộc bởi điều kiện cộng hưởng và dòng điện đầu ra như theo phương trình (2.5) và (2.13). Tuy nhiên, các phương trình này chưa đủ dữ kiện để tính toán. Trong [15], tác giả thiết kế mạch bù bằng cách cho hai tham số L_{1B} và L_{2B} bằng nhau. Với cách thiết kế này có thể đảm bảo về nguồn dòng đầu ra cho hệ thống nhưng chưa có ràng buộc về mặt hiệu suất và hiệu suất dao động mạnh ở các điều kiện tải khác nhau. Do đó, đề án đề xuất một cách thiết kế mạch bù mới có thể tối ưu hiệu suất truyền điện không dây của hệ thống so với cách thiết kế trước đây.

CHƯƠNG 3. THIẾT KẾ THAM SỐ TỐI ƯU HIỆU SUẤT TRUYỀN

3.1 Thiết kế tham số tối ưu hiệu suất truyền không dây

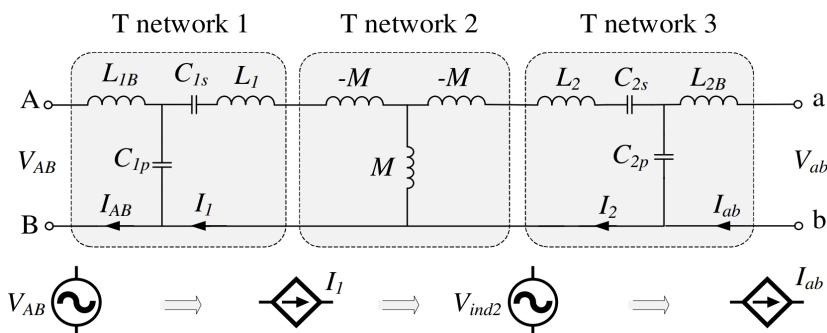
Khi xét đến hiệu suất truyền điện không dây, cấu trúc hệ thống có xét tới nội trở của hai cuộn dây truyền nhận được vẽ lại như Hình 3.1.



Hình 3.1. Cấu trúc hệ thống khi xét đến hiệu suất truyền điện không dây

Các tham số mạch bù của cả sơ cấp và thứ cấp sẽ được thiết kế để đáp ứng các điều kiện đã được nêu ở phần trước như ở phương trình (3.1).

$$\begin{cases} \omega_o = \frac{1}{\sqrt{L_{1B}C_{1p}}} \\ \omega_o = \frac{1}{\sqrt{L_{2B}C_{2p}}} \\ L_{1B} = L_1 - \frac{1}{\omega_o^2 C_{1s}} \\ L_{2B} = L_2 - \frac{1}{\omega_o^2 C_{2s}} \end{cases} \quad (3.1)$$



Hình 3.2. Mô hình T xếp tầng của hệ thống tại tần số cộng hưởng

Ở điều kiện này, mô hình T chuyển đổi nguồn áp đầu vào thành nguồn điện đầu ra và ngược lại [16] như thể hiện ở Hình 3.2. Tại tần số cộng hưởng, điện áp đầu vào

V_{AB} tạo ra nguồn dòng I_1 trên cuộn dây sơ cấp, là đầu ra của mạng T1. Dòng điện không đổi I_1 tạo ra điện áp không đổi V_{ind2} trên cuộn dây thứ cấp, là đầu ra của mạng T2. Tương tự như mạng T1, đầu ra của mạng T3 là nguồn dòng I_{ab} cung cấp cho bộ chỉnh lưu và tải. Do đó, ở tần số cộng hưởng ω_o , mạng LCC-LCC có đặc tính là dòng điện không đổi đầu ra (CC), phù hợp để sạc cho các thiết bị pin và đặc biệt có thể ứng dụng vào việc sạc pin cho AGV.

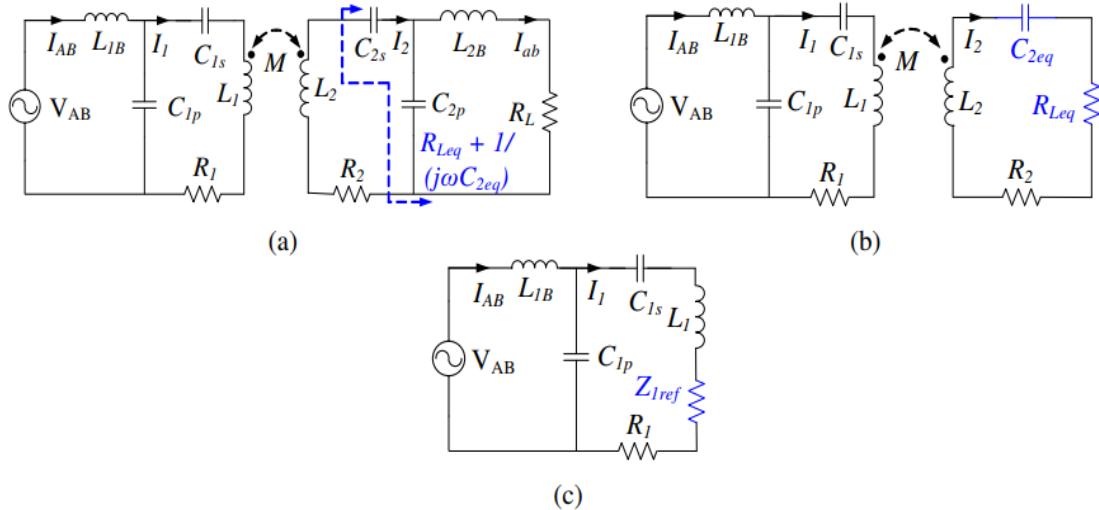
3.1.1 Hệ số bù tối ưu

Theo [17], hệ số bù k_{rx} được định nghĩa như sau:

$$k_{rx} = 1 - \frac{L_{2B}}{L_2} \quad (3.2)$$

Trong đó: $0 < k_{rx} < 1$.

Hệ số k_{rx} phải nhỏ hơn một để có được giá trị cuộn cảm dương. Tuy nhiên, nếu hệ số này bé hơn không thì $L_{2B} > L_2$ và C_{2s} sẽ bị loại bỏ. Để duy trì mạng cộng hưởng, cần thêm cuộn cảm nối tiếp với cuộn dây L_2 . Trong thực tế, việc này làm tăng dung lượng và nội trở ESR của cuộn cảm làm giảm hiệu suất hệ thống. Do đó, cần thiết kế hệ số bù này một cách phù hợp để giảm tổn thất năng lượng truyền nhận cũng như nghịch lưu đầu vào.



Hình 3.3. a) Mạch tương đương của hình 2.3 để tính hiệu suất; b) Đơn giản hóa mạch phía nhận bằng R_{Leq} và C_{2eq} ; c) Quy đổi mạch sơ cấp bằng trắc kháng tương đương Z_{lref}

Để tính toán hiệu suất, mạch thứ cấp và tải R_L sẽ được đơn giản hóa bởi R_{Leq} và C_{2eq} như Hình 3.3. R_{Leq} và C_{2eq} được tính toán như sau:

$$R_{Leq} + \frac{1}{j\omega_o C_{2eq}} = \frac{1}{j\omega_o C_{2s}} + \frac{(j\omega_o L_{2B} + R_L)(1/j\omega_o C_{2p})}{j\omega_o L_{2B} + R_L + 1/(j\omega_o C_{2p})} \quad (3.3)$$

Tức là:

$$C_{2eq} = \frac{C_{2s}C_{2p}}{C_{2s} + C_{2p}} = \frac{1}{\omega_o^2 L_2}; \quad R_{Leq} = \frac{\omega_o^2 L_{2B}^2}{R_L} \quad (3.4)$$

Dựa vào phương trình (3.4), có thể thấy C_{2eq} và L_2 hoàn toàn cộng hưởng với nhau ở tần số cộng hưởng ω_o , nghĩa là trở kháng của mạch thứ cấp là thuần trở tại tần số này. Khi đó, hiệu suất của mạch thứ cấp có thể được tính toán như sau:

$$\eta_{Rx-LCC} = \frac{R_{Leq}}{R_{Leq} + R_2} = \frac{\omega_o^2 L_{2B}^2}{\omega_o^2 L_{2B}^2 + R_2 R_L} \quad (3.5)$$

Để có thể tính hiệu suất của mạch sơ cấp, trở kháng tương đương của mạch thứ cấp nhìn từ phía sơ cấp Z_{1ref} được thể hiện ở Hình 3.3.c cần được xét đến [18].

$$Z_{1ref} = \frac{\omega_o^2 M^2}{R_2 + R_{Leq}} = \frac{\omega_o^2 M^2 R_L}{R_2 R_L + \omega_o^2 L_{2B}^2} \quad (3.6)$$

Khi đó, hiệu suất của mạch sơ cấp có thể tính toán như sau:

$$\eta_{Tx-LCC} = \frac{re(Z_{1ref})}{re(Z_{1ref}) + R_1} = \frac{\omega_o^2 M^2 R_L}{\omega_o^2 M^2 R_L + R_1(\omega_o^2 L_{2B}^2 + R_2 R_L)} \quad (3.7)$$

Cuối cùng, hiệu suất của hệ thống sử dụng mạch bù LCC hai phía được tính bằng tích hiệu suất của cả mạch sơ cấp và thứ cấp, được cho bởi công thức sau:

$$\begin{aligned} \eta_{LCC} &= \eta_{Tx-LCC} \eta_{R_x-LCC} \\ &= \frac{D_1 L_{2B}^2}{D_2 L_{2B}^4 + D_3 L_{2B}^2 + D_4} \end{aligned} \quad (3.8)$$

trong đó:

$$\left\{ \begin{array}{l} D_1 = M^2 \omega_o^4 R_L \\ D_2 = R_1 \omega_o^4 \\ D_3 = 2R_1 R_2 R_L \omega_o^2 + M^2 \omega_o^4 R_L \\ D_4 = R_1 R_2^2 R_L^2 + \omega_o^2 M^2 R_2 R_L^2 \end{array} \right. \quad (3.9)$$

Để tìm giá trị hệ số bù tối ưu để đạt được hiệu suất tối đa, đạo hàm η_{LCC} theo biến L_{2B} được thực hiện như phương trình (3.10)

$$\frac{d\eta_{LCC}}{dL_{2B}} = D_1 \frac{-2D_2L_{2B}^5 + 2D_4L_{2B}}{(D_2L_{2B}^4 + D_3L_{2B}^2 + D_4)^2} \quad (3.10)$$

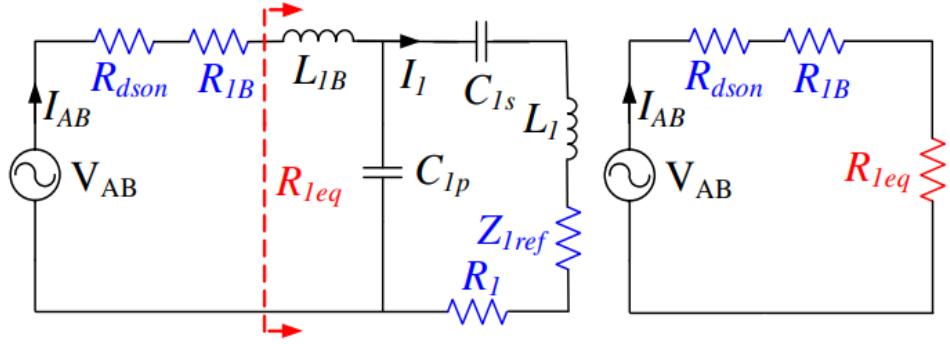
Hiệu suất đạt tối đa khi $\frac{d\eta_{LCC}}{dL_{2B}} = 0$ ($L_{2B} \neq 0$), khi đó:

$$L_{2Bopt} = \sqrt[4]{\frac{D_4}{D_2}} = \sqrt[4]{\frac{R_1R_2^2R_L^2 + \omega^2M^2R_2R_L^2}{R_1\omega_o^4}} \quad (3.11)$$

$$k_{rxopt} = 1 - \frac{L_{2Bopt}}{L_2}$$

Theo phương trình (3.11), có thể thấy giá trị k_{rx} tối ưu phụ thuộc vào 3 yếu tố: ω_0 , M và R_L . Do đó, hệ số bù k_{rx} tối ưu thay đổi theo sai lệch vị trí giữa 2 cuộn dây truyền nhận và điện trở tải tương đương. Có thể thấy, khi hệ số kết nối và điện trở tải thay đổi, giá trị k_{rx} tối ưu cũng thay đổi đáng kể. Do đó, khi thiết kế cần chọn một giá trị k_{rx} thích hợp có tính đến sai lệch cuộn dây và khả năng chịu tải thay đổi. Điểm hoạt động của hệ thống sạc không dây thay đổi theo trạng thái sạc (SoC) và sai lệch vị trí cuộn dây nên việc theo dõi k_{rxopt} cho mạch thứ cấp là không khả thi. Do đó, trong thực tế, cần chọn một giá trị k_{rx} cố định, giá trị này cần đạt được hiệu quả cao trong cả quá trình sạc đầy pin của hệ thống cũng như trong một phạm vi sai lệch nhất định. Vì vậy, việc tính toán hiệu suất truyền tải so với sự biến thiên của hệ số bù k_{rx} ở các giá trị khác nhau của hệ số kết nối và khả năng chịu tải là cần thiết.

Như vậy, hệ số bù k_{rx} được lựa chọn để tối ưu hiệu suất truyền của hệ thống. Ở phía sơ cấp, cuộn cảm L_{1B} sẽ 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_{dson} và R_{1B} được thể hiện ở Hình 3.4.



Hình 3.4. 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 (3.12)

$$R_{1eq} = \frac{\omega_0^2 L_{1B}^2}{Z_{1ref} + R_1} \quad (3.12)$$

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} . Điều này có thể đạt được bằng cách chọn giá trị L_{1B} cao. Dựa theo biểu thức (2.5), để đạt được nguồn dòng I_{ab} đầu ra, L_{1B} được tính toán như sau:

$$L_{1B} = \frac{MV_{AB,rms}}{\omega_0 L_{2B} I_{ab,rms}} \quad (3.13)$$

3.1.2 Tải tối ưu

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 liên quan đến chiến lược điều khiển của hệ thống. Trở kháng tối ưu của mạch bù LCC hai pha cần thỏa mãn phương trình $d\eta_{LCC}/dR_L = 0$, khi đó:

$$R_{Lopt} = \frac{\omega^2 L_{2B}^2}{R_2 \sqrt{1 + k^2 Q_1 Q_2}} \quad (3.14)$$

Trong đó Q_1, Q_2 là hệ số chất lượng không tải của hai cuộn dây sơ cấp và thứ cấp.

$$Q_1 = \frac{\omega L_1}{R_1}; \quad Q_2 = \frac{\omega L_2}{R_2} \quad (3.15)$$

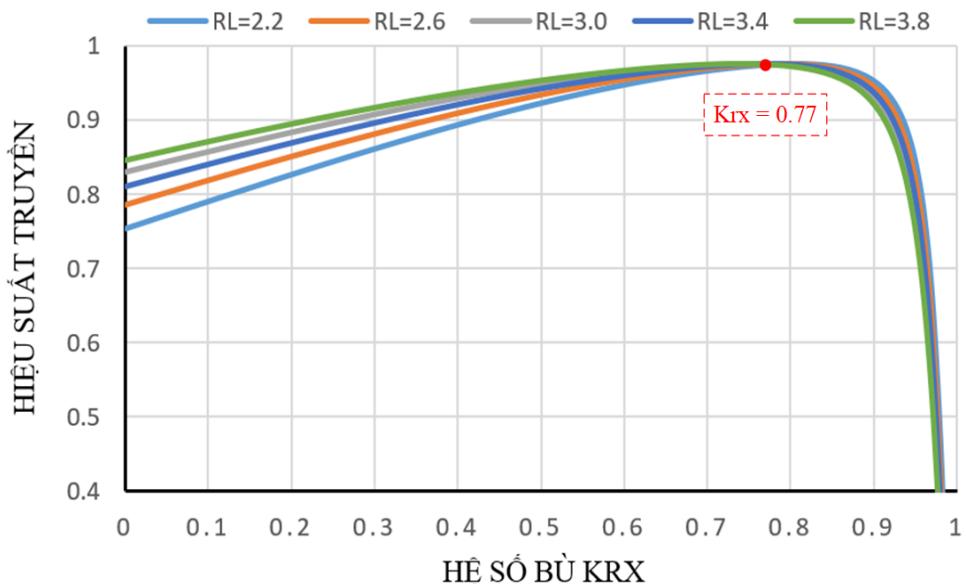
Như vậy, theo phương trình (3.14), có thể sử dụng giá trị điện cảm L_{2B} (cũng như k_{rx}) để điều chỉnh khả năng chịu tải tối ưu nằm trong sự thay đổi của trở kháng tải R_L trong quá trình sạc để đạt được hiệu suất truyền cao.

3.2 Tính toán thông số mạch bù

Trong hệ thống sạc không dây tĩnh, vị trí của hai cuộn dây được coi như cố định, do đó, giá trị k_{rx} tối ưu chỉ phụ thuộc vào điện trở tải R_L . Với ứng dụng dành cho AGV yêu cầu dòng sạc 18A, điện áp định mức 48 - 72V, điện trở tải tương đương R_L thay đổi từ 2.2 - 3.8 Ω , 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 3.1. được thể hiện như Hình 3.5.

Bảng 3.1. Thông số hệ thống

Thông số	Kí hiệu	Giá trị
Điện áp DC đầu vào	V_{DC}	310 V
Dòng sạc tối đa	I_{BAT}	18 A
Điện áp sạc	V_{BAT}	48-72 V
Tần số hoạt động	f_0	40 kHz
Điện cảm hai cuộn truyền nhận	L_1, L_2	113 μ H
Nội trở hai cuộn truyền nhận	R_1, R_2	0.15 Ω
Hệ số kết nối	k	0.428



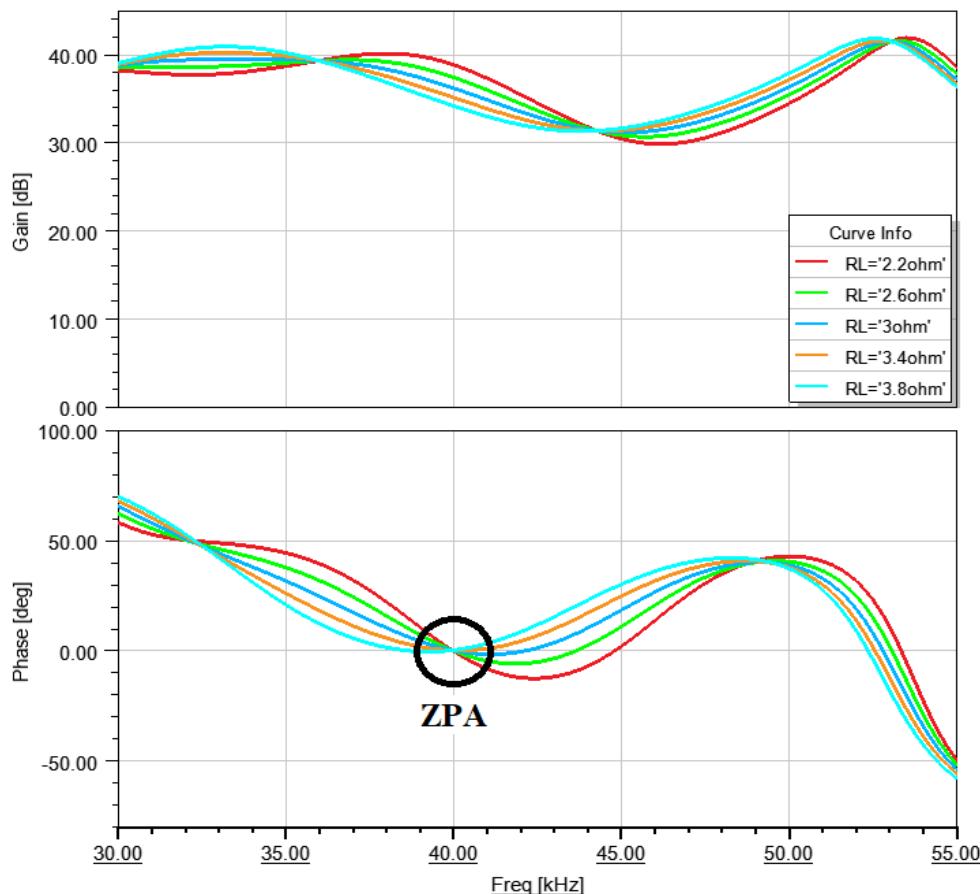
Hình 3.5. Hiệu suất truyền đổi với sự thay đổi của hệ số bù k_{rx}

Dựa vào khảo sát trên, để đạt được hiệu suất cao và ít chịu sự thay đổi của tải, sẽ chọn hệ số $k_{rx} = 0.77$. Khi đó, thông số các thành phần thụ động của mạch bù được chọn như Bảng 3.2.

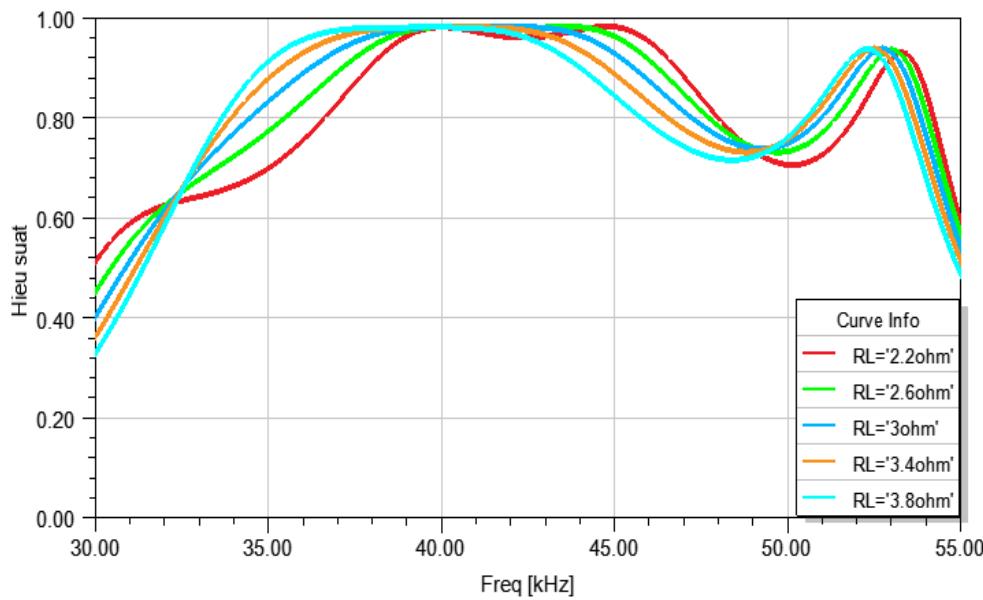
Bảng 3.2. Thông số mạch bù thiết kế

Thông số	Giá trị
L_{1B}	$102.6 \mu H$
C_{1p}	$0.154 \mu F$
C_{1s}	$1.521 \mu F$
L_{2B}	$26.22 \mu H$
C_{2p}	$0.604 \mu F$
C_{2s}	$0.182 \mu F$
k_{rx}	0.77

Để kiểm chứng lại đặc tính tại tần số cộng hưởng ω_o , khảo sát về đặc tính của trở kháng đầu vào R_{1eq} và hiệu suất hệ thống dưới sự thay đổi của tải R_L đã được xây dựng trên phần mềm ANSYS MAXWELL thu được kết quả như sau:



Hình 3.6. Đặc tính của trở kháng đầu vào



Hình 3.7. Hiệu suất AC/AC dưới sự thay đổi của tải

Có thể thấy, tại tần số cộng hưởng được chọn, góc pha của trở kháng đầu vào bằng không và thỏa mãn điều kiện ZPA. Bên cạnh đó, hiệu suất AC/AC của hệ thống đạt giá trị khoảng 98% và không chịu sự thay đổi của tải. Từ đó thấy được tính đúng đắn của phương pháp thiết kế đề xuất.

3.3 Tính toán chọn van

Các van sẽ được tính chọn ở trường hợp công suất đầu ra tối đa, tức là dòng điện sạc đầu ra $18A$ và tải tương đương $R_L = 3.8\Omega$.

3.3.1 Chọn MOSFET

Điện áp một chiều đầu vào mạch nghịch lưu lớn nhất là $310VDC$. Do đó:

$$U_{ng_max} = 310V$$

Chọn hệ số dự trù điện áp $k_u = 1.5$, khi đó cần chọn van chịu được điện áp $465V$.

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

$$I_{AB,max} = \frac{\frac{4}{\pi}V_{DC}(Z_{1ref} + R_1)}{\omega_o^2 L_{1B}^2} = 7.67 \quad (A)$$

Dòng điện tối đa qua van nghịch lưu cũng chính bằng dòng điện tối đa $I_{AB,max}$. Khi đó dòng trung bình qua van được tính theo:

$$I_{van} = \frac{1 + \cos(\varphi)}{2\pi} \times I_{AB,max} = \frac{1 + 1}{2\pi} \times 7.66 = 2.44 \quad (A)$$

Chọn hệ số dự trù dòng điện $k_i = 3$, khi đó cần chọn van chịu được dòng điện $7.32A$.

Từ các tính toán trên, chọn van **IRFP460PBF** có thể mua sẵn tại Việt Nam với thông số như sau:

- Điện áp tối đa: 500V
- Dòng điện tối đa: 20A
- $R_{dson} = 0.27\Omega$

3.3.2 Chọn DIODE

Điện áp lớn nhất đặt vào DIODE:

$$V_{d,max} = V_{BAT,max} = 84 \quad (V)$$

Dòng điện trung bình lớn nhất qua DIODE là:

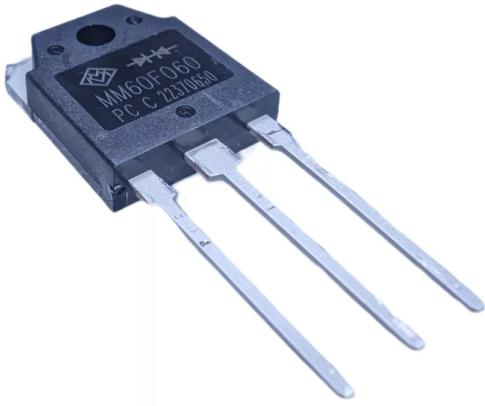
$$I_d = \frac{I_{BAT}}{2} = \frac{18}{2} = 9 \quad (A)$$

Chọn hệ số dữ trữ điện áp $k_u = 2$, hệ số dự trữ dòng điện $k_i = 2.5$, DIODE cần chọn phải chịu được điện áp ngược tối đa 168V và dòng điện tối đa 22.5A. Qua đó, chọn DIODE **MM60F060P** có thể mua sẵn tại Việt Nam với thông số như sau:

- Điện áp ngược tối đa: 600V
- Dòng điện dẫn tối đa: 60A



Hình 3.8. Hình ảnh MOSFET IRFP460 trong thực tế



Hình 3.9. Hình ảnh DIODE MM60F060P trong thực tế

CHƯƠNG 4. ƯỚC LƯỢNG HỒ CẢM CHỈ TỪ PHÍA TRUYỀN VÀ ĐIỀU KHIỂN DÒNG ĐIỆN ĐẦU RA

4.1 Ước lượng hồ cảm chỉ từ phía truyền

Trong hệ thống truyền điện không dây, hồ cảm giữa hai cuộn dây truyền nhận phụ thuộc vào vị trí của chúng. Từ biểu thức (2.5), có thể thấy, sẽ dễ dàng tính được giá trị dòng điện đầu ra nếu biết được giá trị hồ cảm. Để điều khiển dòng điện đầu ra chỉ từ phía sơ cấp thì giá trị hồ cảm cần được biết. Bên cạnh đó, khi hệ thống sạc không dây đang hoạt động, hoàn toàn không có phương pháp nào để đo trực tiếp được đại lượng này. Do đó, việc ước lượng được hồ cảm chỉ từ phía truyền là cần thiết.

Theo Hình 3.3.c, trở kháng tương đương của cuộn dây truyền có thể tính như trong biểu thức (4.1).

$$Z_{L_1} = R_1 + Z_{1ref} + j\omega L_1 \quad (4.1)$$

Ở điều kiện cộng hưởng, điện áp và dòng điện trên các cuộn dây truyền có dạng hình sin, do đó có thể tính trở kháng phản xạ Z_{1ref} theo một cách khác như trong biểu thức dưới đây.

$$Z_{1ref} = re(Z_{L_1}) - R_1 = \frac{U_{L_1}}{I_1} \cos \varphi_1 - R_1 \quad (4.2)$$

Kết hợp với biểu thức (3.6), biểu thức tính giá trị hồ cảm M được rút ra như sau:

$$M = \sqrt{\left(\frac{U_{L_1}}{I_1} \cos \varphi_1 - R_1 \right) \frac{R_2 + R_{Leq}}{\omega_0^2}} \quad (4.3)$$

Biểu thức (4.3) cho thấy có thể ước lượng được hồ cảm giữa hai cuộn dây truyền nhận thông qua việc đo giá trị hiệu dụng của điện áp, dòng điện và góc lệch pha φ_1 trên cuộn dây truyền. Tuy nhiên, việc đo góc pha của điện áp và dòng điện ở tần số cao (40kHz) trong thực nghiệm rất khó khăn. Do đó, các phân tích tiếp theo sẽ đưa ra biểu thức ước lượng M dễ thực hiện hơn trong thực nghiệm.

Biểu thức tính giá trị trở kháng phản xạ Z_{1ref} có thể biểu diễn theo một cách khác như sau:

$$Z_{1ref} = re(Z_{L_1}) - R_1 = \frac{P_{L_1}}{I_1^2} - R_1 \quad (4.4)$$

Gần đúng, bỏ qua công suất tổn hao trên bộ nghịch lưu, biểu thức tính giá trị của hồ cảm được viết lại như sau:

$$M = \sqrt{\left(\frac{P_{DC}}{I_1^2} - R_1 \right) \frac{R_2 + R_{Leq}}{\omega_0^2}} \quad (4.5)$$

Ở đây, P_{DC} là công suất một chiều đầu vào bộ nghịch lưu. Biểu thức (4.5) cho biết thông qua việc đo công suất một chiều đầu vào của bộ nghịch lưu phía sơ cấp P_{DC} và dòng điện hiệu dụng trên cuộn truyền thì có thể ước lượng được giá trị hố cảm M . Sau khi hố cảm M được ước lượng thì có thể tính được giá trị dòng điện đầu ra theo công thức (2.5).

4.2 Điều khiển dòng điện đầu ra

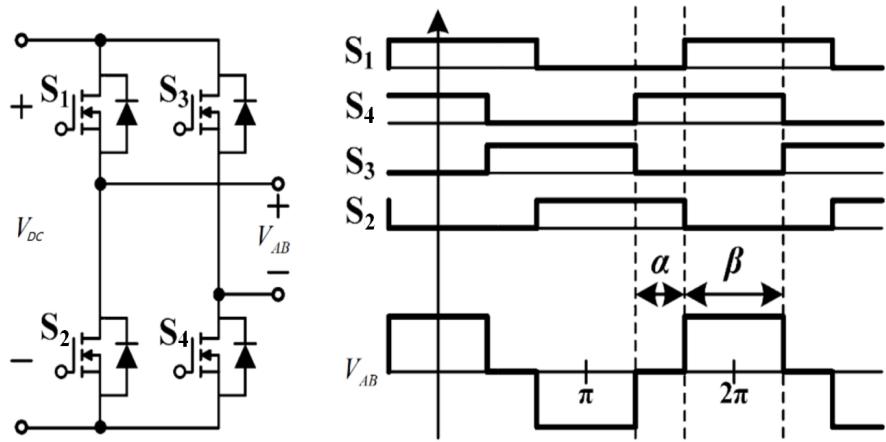
Dựa vào biểu thức (2.5), có thể thấy dòng điện đầu ra phụ thuộc vào ba yếu tố chính là hố cảm, tần số cộng hưởng và điện áp đầu vào. Trong hệ thống sạc không dây tĩnh, hố cảm coi như không đổi, tần số cộng hưởng là yếu tố quan trọng ảnh hưởng tới hiệu suất của hệ thống, việc thay đổi tần số làm việc sẽ làm hiệu suất hệ thống giảm đi đáng kể. Do đó, điện áp sau nghịch lưu tần số cao là biến phù hợp để điều khiển dòng điện đầu ra.

Hiện nay, có 3 phương pháp phổ biến để điều khiển điện áp đầu ra sau nghịch lưu là:

- Điều khiển tần số.
- Điều chế độ rộng xung.
- Điều chế dịch pha.

Như đã nói ở trên, điều chỉnh tần số có thể làm mất điều kiện cộng hưởng của mạch nên hiệu suất và công suất truyền có thể thấp. Ngoài ra, phương pháp điều khiển tần số chiếm một dải tần số vô tuyến lớn, có thể làm tăng nhiễu điện từ [19]. Khi sử dụng phương pháp điều chế độ rộng xung, tần số băm xung phải lớn hơn rất nhiều so với tần số cơ bản. Nghĩa là các van sẽ phải đóng cắt nhiều hơn, gây tổn hao chuyển mạch và không đảm bảo được điều kiện chuyển mạch mềm. Điều khiển dịch pha nghịch lưu vừa hay lại khắc phục được nhược điểm của hai phương pháp trên [20]. Với hố cảm đã được ước lượng ở trên, đồ án đề xuất sử dụng phương pháp điều khiển dịch pha nghịch lưu để điều khiển dòng điện đầu ra chỉ từ phía truyền.

Phương pháp dịch pha sẽ dịch xung điều khiển của một nhánh van trong nghịch lưu cầu H một góc α . Do đó, điện áp đầu ra được điều khiển bằng cách thay đổi góc dịch pha α này. Xung điều khiển các van và dạng điện áp đầu ra của điện áp sau nghịch lưu được thể hiện như Hình 4.1.



Hình 4.1. Xung điều khiển dịch pha và dạng điện áp đầu ra sau nghịch lưu

Sử dụng phương pháp xấp xỉ sóng hài bậc nhất FHA [14], điện áp RMS sau nghịch lưu được tính như sau:

$$V_{AB}^{RMS} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_{DC} \cos \frac{\alpha}{2} \quad (4.6)$$

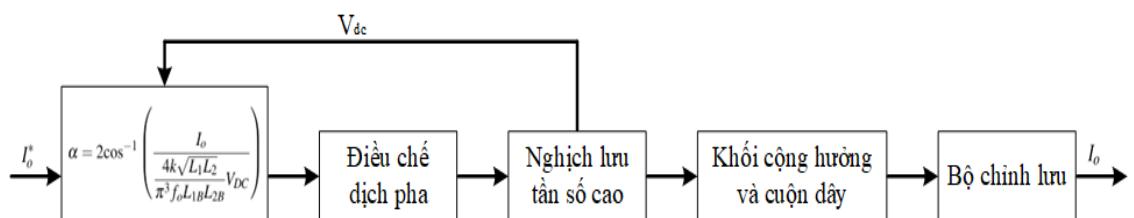
Kết hợp hai biểu thức (2.5) và (4.6), dòng điện sạc đầu ra I_o và góc dịch pha có mối quan hệ như sau:

$$I_o = \frac{4k\sqrt{L_1 L_2} V_{DC}}{\pi^3 f_o L_{1B} L_{2B}} \cos \frac{\alpha}{2} \quad (4.7)$$

Do đó, góc dịch pha α được tính như sau:

$$\alpha = 2\cos^{-1} \left(\frac{I_o}{\frac{4k\sqrt{L_1 L_2}}{\pi^3 f_o L_{1B} L_{2B}} V_{DC}} \right) \quad (4.8)$$

Do cấu trúc mạch bù LCC hai phía thiết kế có đặc tính đầu ra là một nguồn dòng tại tần số cộng hưởng f_o nên đồ án đề xuất sử dụng cấu trúc điều khiển truyền thẳng như Hình 4.2. Trong đó có bổ sung thêm khâu đo về điện áp V_{DC} để tính toán chính xác hơn trong trường hợp đầu vào có nhiễu.



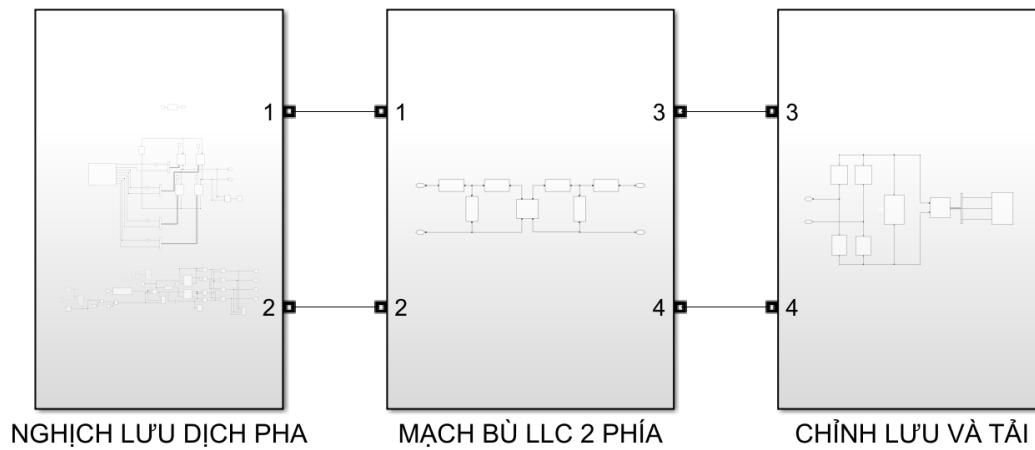
Hình 4.2. Cấu trúc điều khiển đề xuất

Do không có tín hiệu phản hồi, việc tồn tại sai lệch tĩnh là không thể tránh khỏi. Sai lệch này do cách lấy gần đúng khi tính toán hay sai số lúc thực nghiệm. Tuy nhiên, sai lệch sẽ ở mức chấp nhận được. Không chỉ đơn giản, dễ thực hiện mà hơn hết cấu trúc điều khiển này có thể điều khiển chính xác dòng điện đầu ra ở phía thứ cấp chỉ từ phía sơ cấp.

CHƯƠNG 5. MÔ PHỎNG

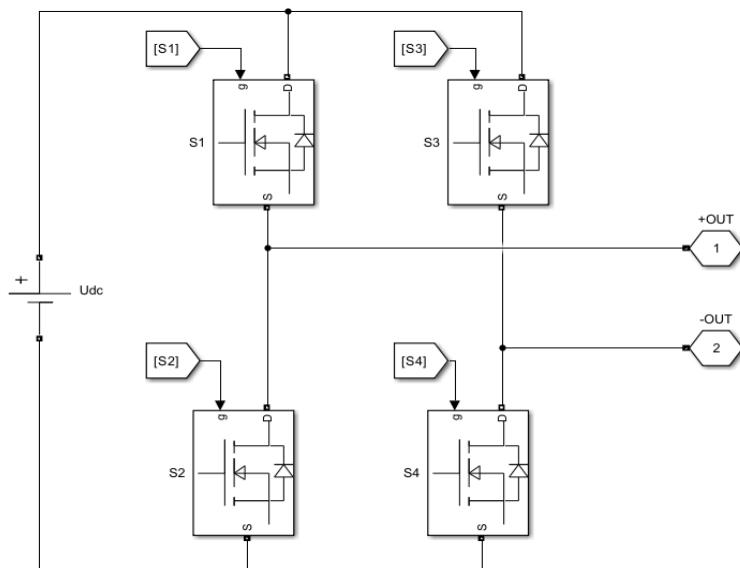
Để kiểm chứng tính đúng đắn của cấu trúc điều khiển, đặc biệt là ưu điểm của cấu trúc đã đề xuất, các mô hình mô phỏng được xây dựng trên phần mềm Matlab Simulink. Các kết quả sẽ tập trung chứng minh đặc tính của mạch bù LCC hai phía và khả năng cải thiện hiệu suất của cách thiết kế đề xuất.

5.1 Mô hình mô phỏng trên phần mềm Matlab Simulink



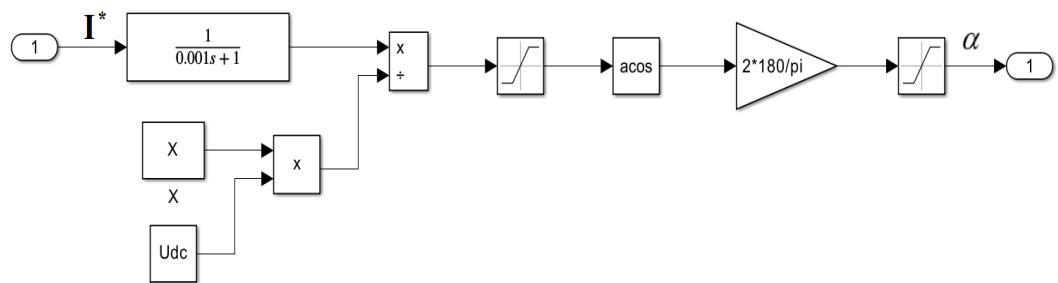
Hình 5.1. Cấu trúc hệ thống mô phỏng trên Matlab Simulink

5.1.1 Khối nghịch lưu dịch pha



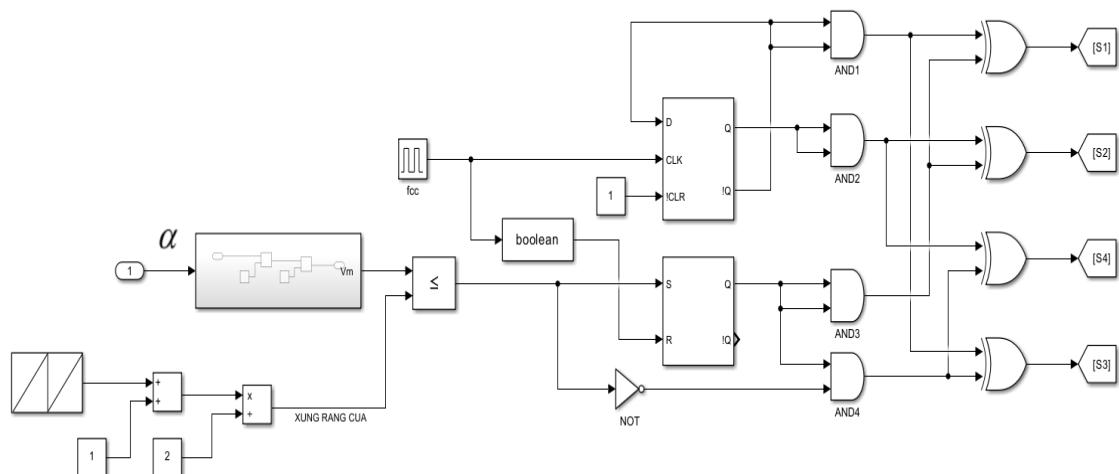
Hình 5.2. Sơ đồ mô phỏng mạch nghịch lưu tần số cao

Do hệ thống hoạt động ở tần số 40kHz, bộ nghịch lưu sẽ sử dụng van MOSFET.



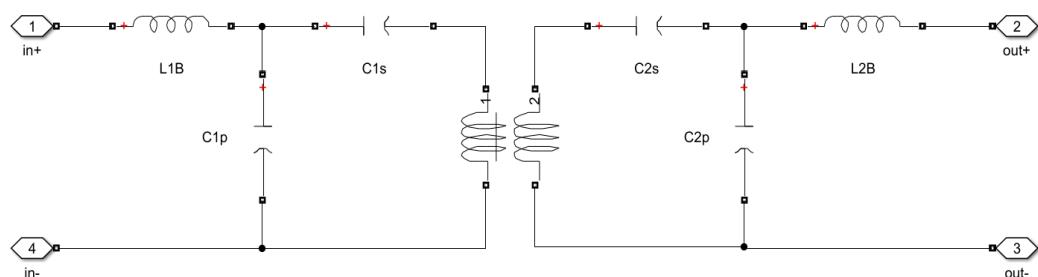
Hình 5.3. Sơ đồ khối mạch điều khiển dòng điện đầu ra

Sơ đồ khối điều khiển được xây dựng dựa theo công thức (4.8).



Hình 5.4. Khâu điều ché dịch pha

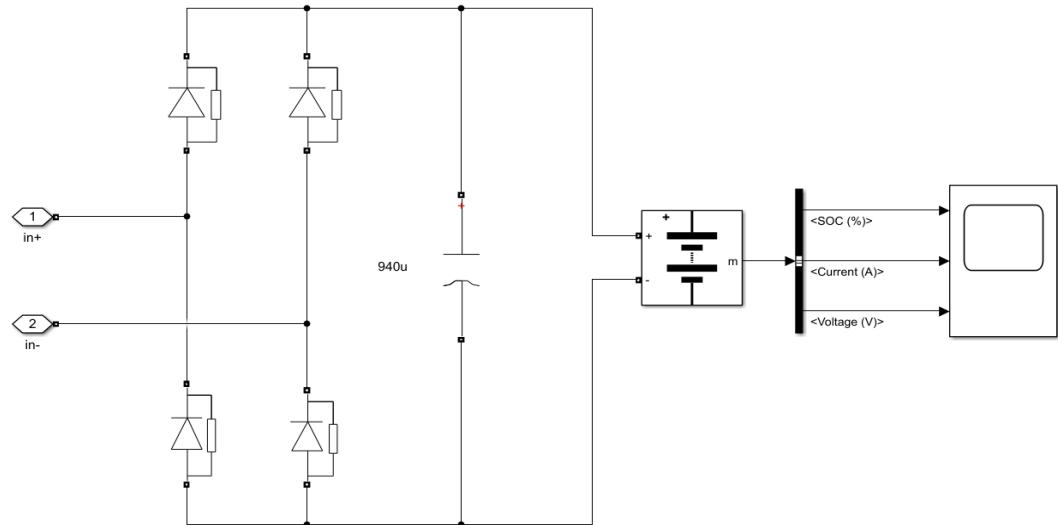
5.1.2 Khối mạch bù và hai cuộn truyền nhân



Hình 5.5. Sơ đồ mạch bù dùng trong mô phỏng

Các thông số mạch bù và cuộn dây được chọn theo Bảng 3.2.

5.1.3 Khối chỉnh lưu và tải



Hình 5.6. Khối chỉnh lưu và tải

Tải pin được sử dụng là mô hình pin Lithium-Ion có sẵn trong Matlab Simulink.

5.2 Kết quả mô phỏng

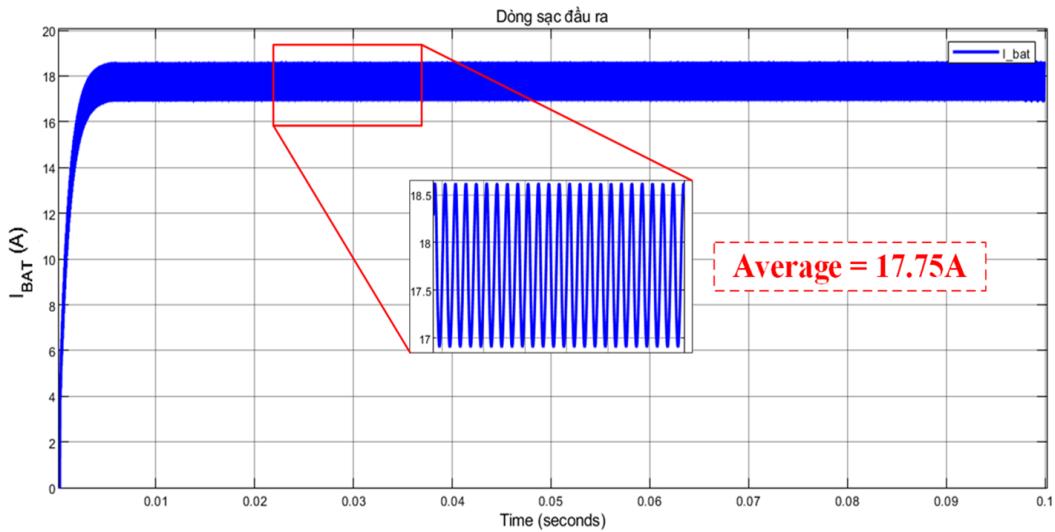
Hệ thống sẽ được đánh giá trên các phương diện:

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

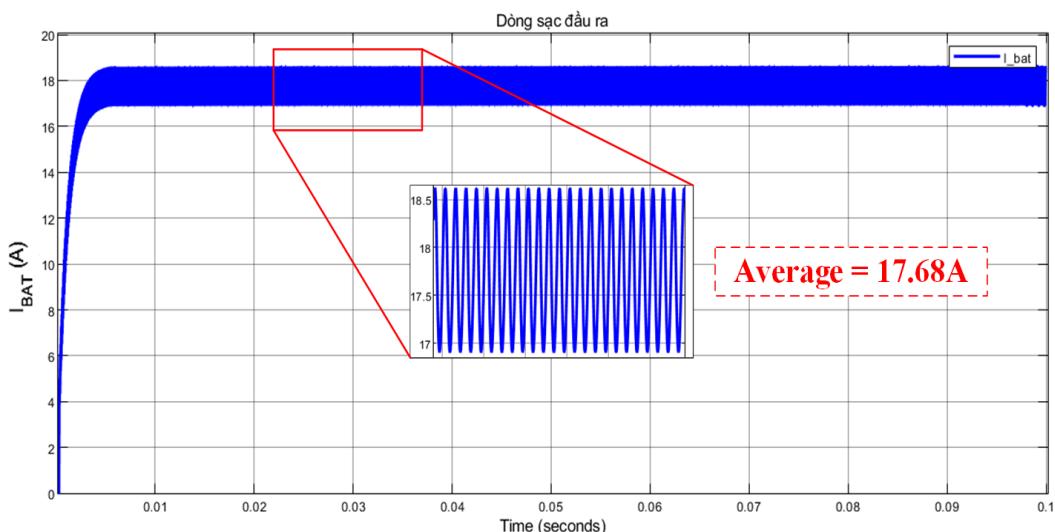
Để kiểm chứng hiệu quả của hệ thống đã thiết kế, quá trình mô phỏng được thực hiện theo kịch bản sau:

- Dòng sạc tối đa với tải pin có điện áp danh định 48V và 72V.
- Thay đổi giá trị đặt từ 9A lên 18A.
- Điện áp đầu vào có nhiễu.

5.2.1 Đáp ứng dòng sạc tối đa



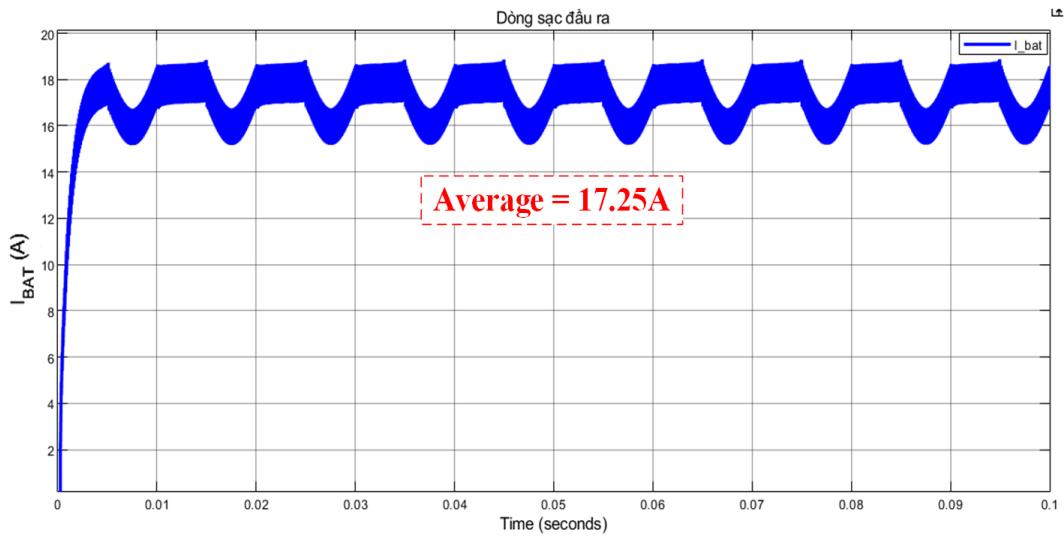
Hình 5.7. Đáp ứng dòng sạc tối đa với pin có điện áp danh định 72V



Hình 5.8. Đáp ứng dòng sạc tối đa với pin có điện áp danh định 48V

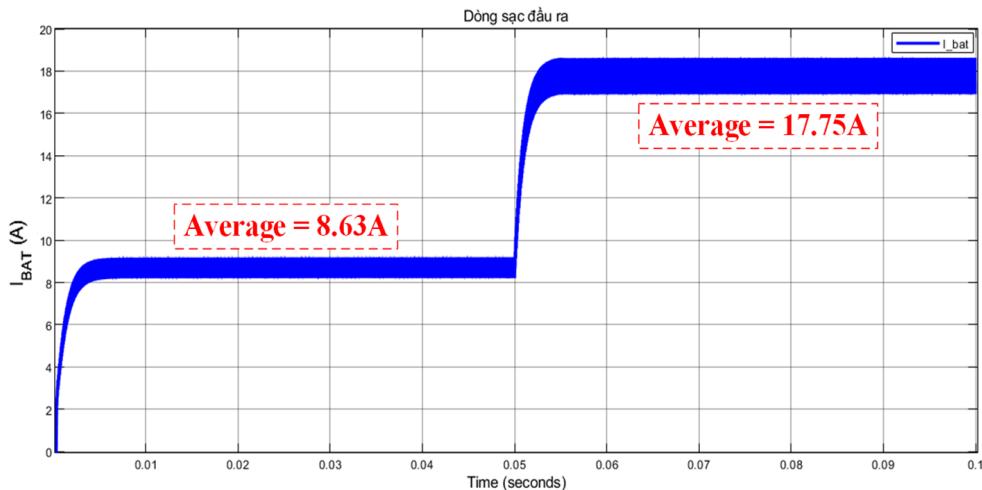
Có thể thấy, với mạch bù đã thiết kế, hệ thống đã đạt được nguồn dòng đầu ra với sai lệch tĩnh nhỏ (<2%) ở các trường hợp tải khác nhau. Sai số này là không thể tránh khỏi do sử dụng phương pháp điều khiển truyền thông.

Vì điện áp DC đầu vào được lấy từ chỉnh lưu sau điện áp lưới, nên hệ thống cần hoạt động tốt khi có nhiều điện lưới. Hình 5.9. mô phỏng trường hợp nguồn DC đầu vào có nhiều $\pm 10\%$ với tần số 100Hz. Có thể thấy, khi điện áp đầu vào có nhiều, hệ thống vẫn hoạt động tốt với sai lệch đầu ra khoảng 4.16% ở mức chấp nhận được.

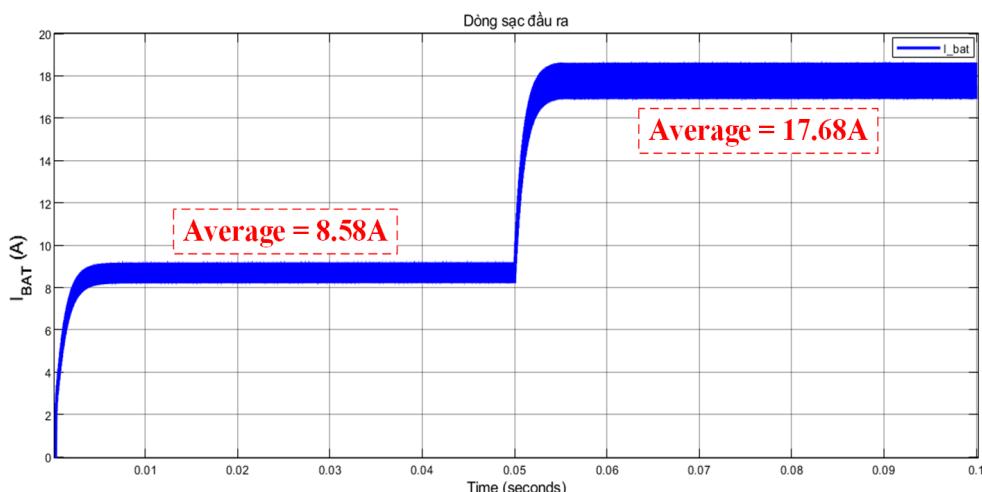


Hình 5.9. Đáp ứng dòng sạc khi điện áp DC đầu vào có nhiễu

5.2.2 Điều khiển dòng sạc đầu ra



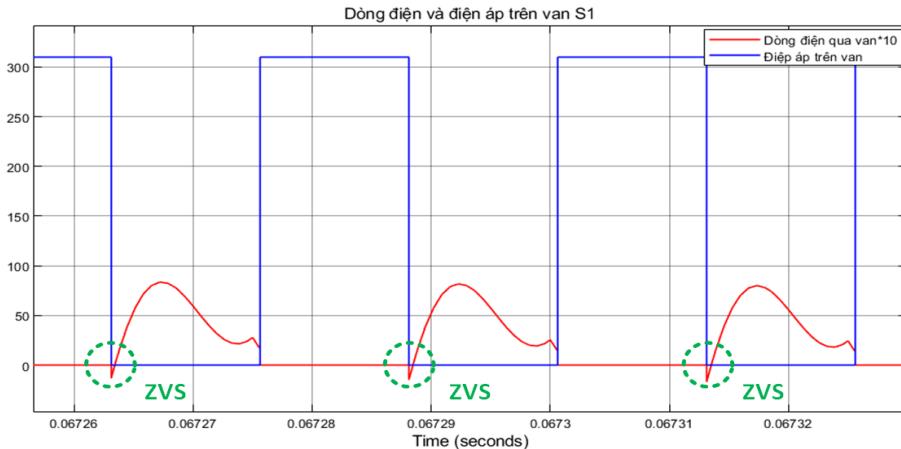
Hình 5.10. Thay đổi giá trị đặt từ 9A lên 18A với tải pin 72V



Hình 5.11. Thay đổi giá trị đặt từ 9A lên 18A với tải pin 48V

Với kết quả trên, có thể thấy khi thay đổi góc dịch pha thì dòng điện đầu ra cũng thay đổi theo với thời gian đáp ứng nhanh. Từ đó kiểm chứng được phương pháp điều khiển đề xuất.

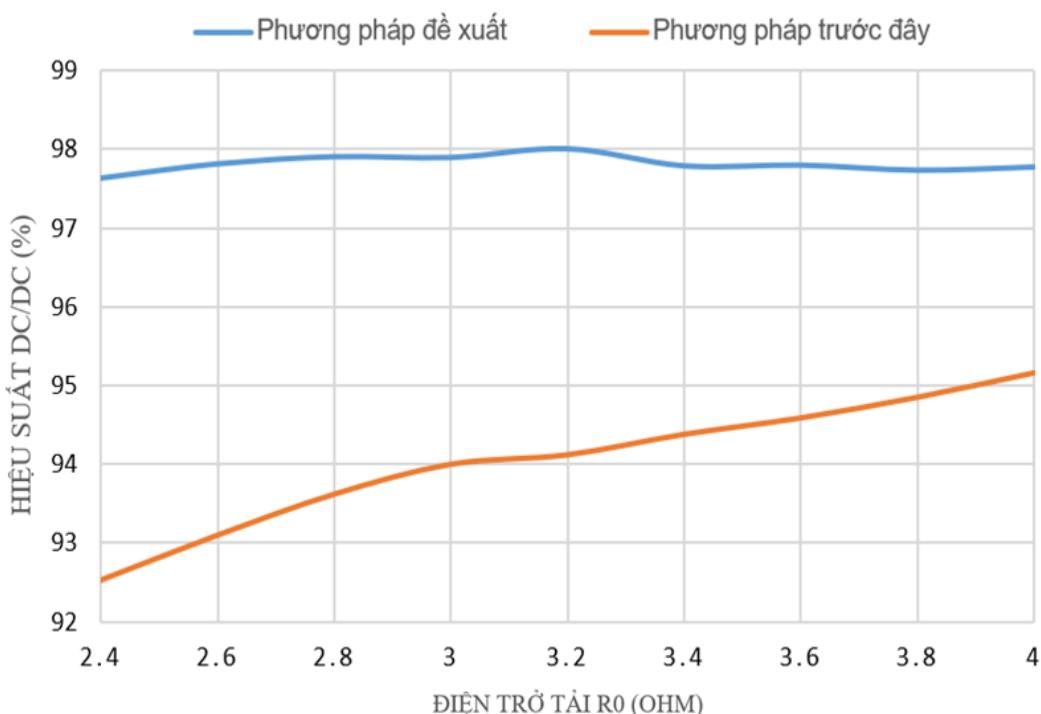
5.2.3 Hiệu suất hệ thống



Hình 5.12. Dòng điện và điện áp trên van S1

Như vậy, mạch bù LCC hai phía đã giúp các van đạt được chuyển mạch mềm ZVS, từ đó nâng cao hiệu suất của hệ thống.

Một mạch bù LCC hai phía được thiết kế theo phương pháp trong [15] được sử dụng để so sánh hiệu suất với phương pháp thiết kế đề xuất. Chi tiết thông số của mạch bù này được thể hiện ở phụ lục. Kết quả so sánh hiệu suất như sau:



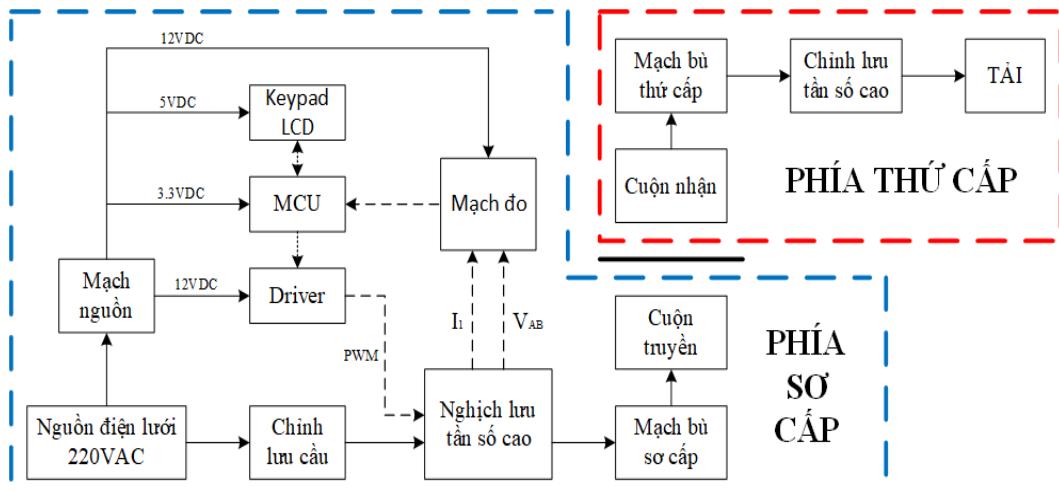
Hình 5.13. Khảo hiệu suất theo hai phương pháp thiết kế khác nhau

Có thể thấy, phương pháp thiết kế đề xuất không chỉ ít chịu sự thay đổi của tải mà còn có hiệu suất cao hơn phương pháp thiết kế trước đây từ 3-5% tùy theo điều kiện tải. Với dải tải thay đổi từ 2.4Ω đến 4Ω , hiệu suất hệ thống vẫn giữ được trên 97% và tại điểm hoạt động 3.2Ω hiệu suất đạt tối đa 98%. Từ đó kiểm chứng được ưu việt của phương pháp thiết kế đề xuất.

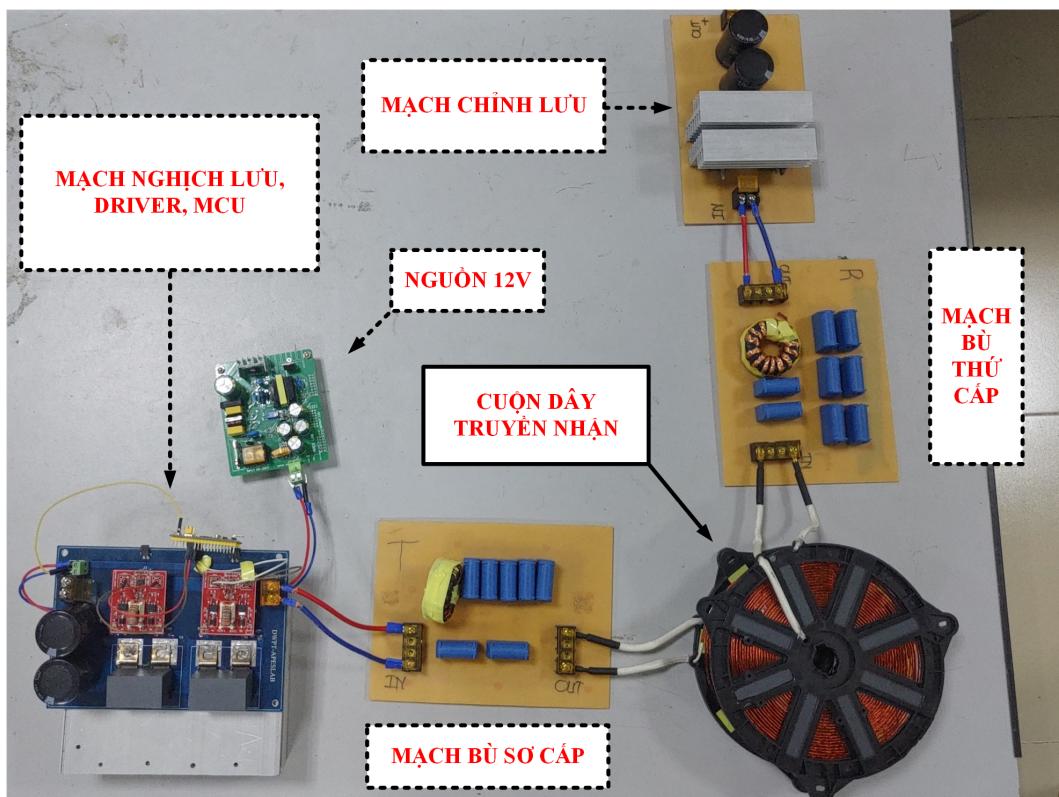
CHƯƠNG 6. THỰC NGHIỆM

6.1 Mô hình thực nghiệm

Để kiểm tra tính đúng đắn của cấu trúc đề xuất, một mô hình sạc không dây tĩnh có công suất định mức 1.3kW được xây dựng để tiến hành thực nghiệm kiểm chứng. Chi tiết mô hình thực nghiệm như sau:



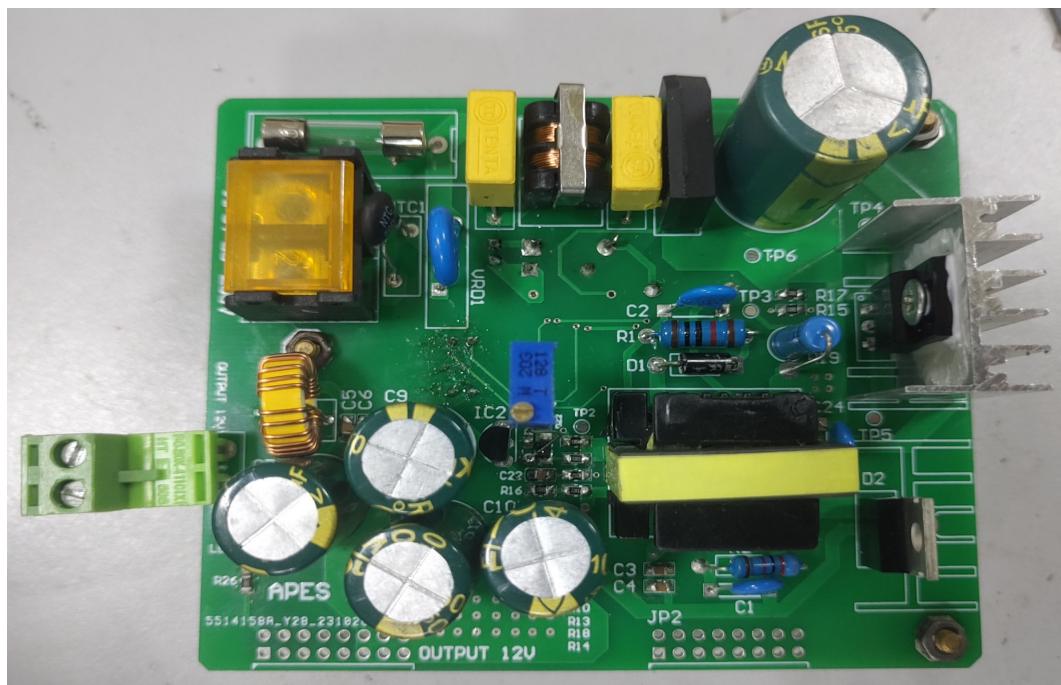
Hình 6.1. Sơ đồ khái niệm mô hình thực nghiệm



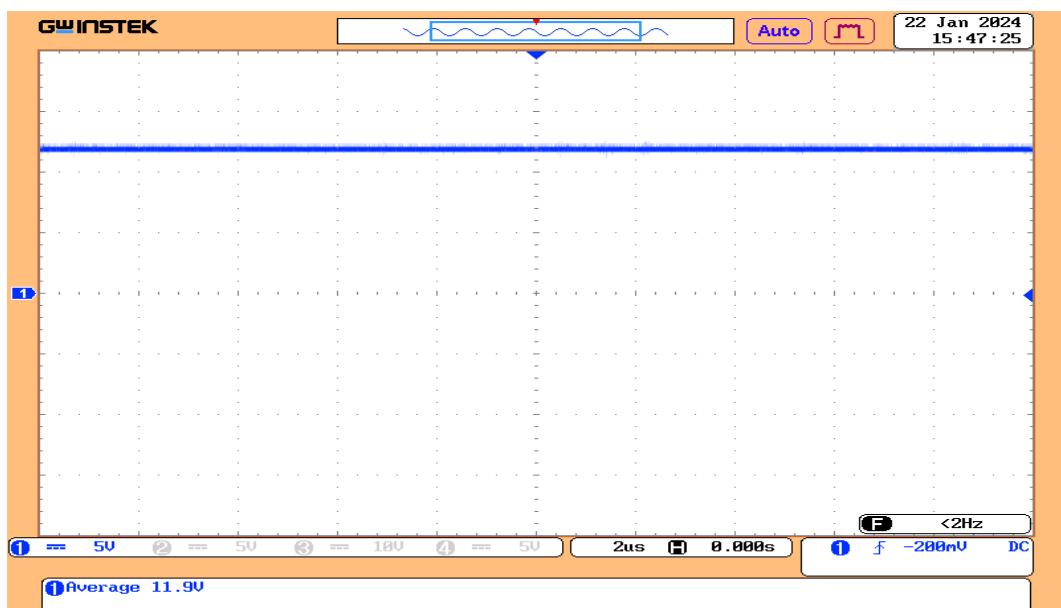
Hình 6.2. Mô hình thực nghiệm triển khai

6.1.1 Mạch nguồn

Mạch nguồn thiết kế là mạch Flyback sử dụng UC3842 để lái xung điều khiển. Điện áp đầu vào là 220VAC sau khi đi qua bộ chỉnh lưu cầu thành 310VDC, điện áp đầu ra của mạch nguồn là 12VDC. Sau đây đi qua bộ buck converter để có điện áp 3.3VDC cung cấp cho vi điều khiển.



Hình 6.3. Mạch nguồn triển khai



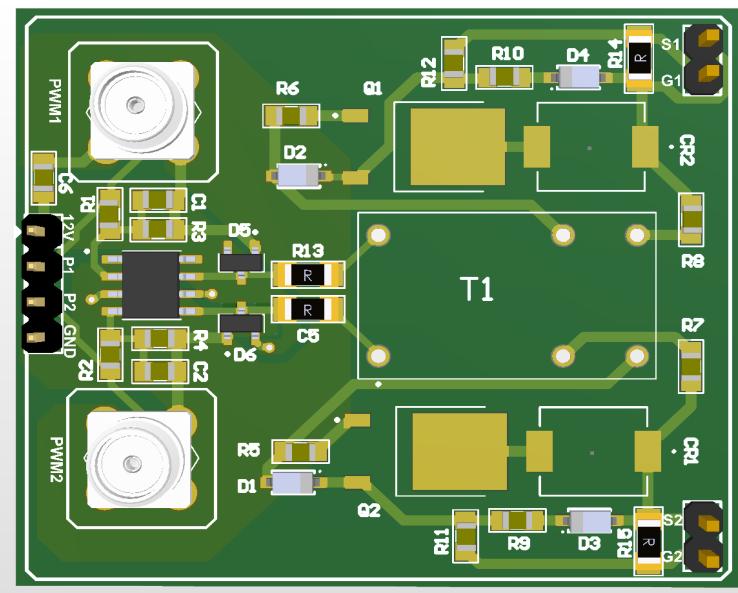
Hình 6.4. Kết quả thực nghiệm mạch nguồn

Kết quả thực nghiệm cho thấy mạch nguồn chạy ổn định với điện áp ra 12VDC với độ đập mạch <1%. Đáp ứng đủ điều kiện để có thể cấp nguồn cho driver của hệ

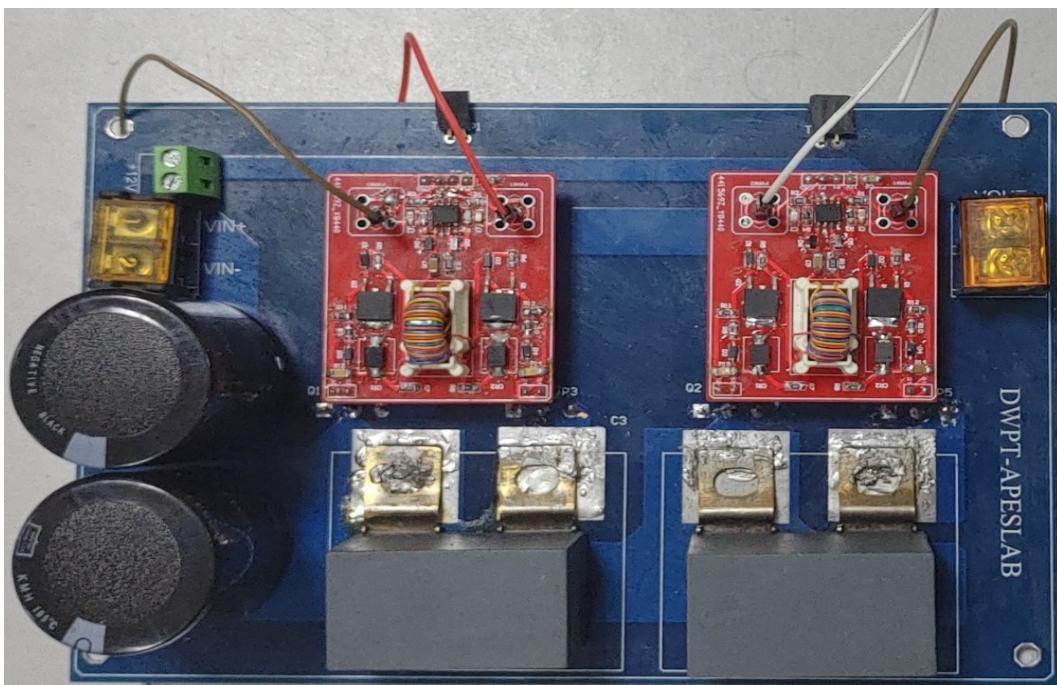
thống.

6.1.2 Mạch nghịch lưu và driver

Khi dùng điều chế dịch pha, sẽ có những peak điện áp không mong muốn, peak này có thể vượt qua ngưỡng mở van, do đó nhằm tránh được hiện tượng trùng dẫn, mạch driver sử dụng cấu trúc lái điện áp âm và cách ly bằng biến áp giúp bảo vệ IC Driver và tạo hai xung đầu ra ngược nhau. IC MIC4424YN được sử dụng để khuếch đại tín hiệu mở van từ 3.3V lên 12V. Mạch nghịch lưu sử dụng van MOSFET IRFP460 được chọn ở CHƯƠNG 3.



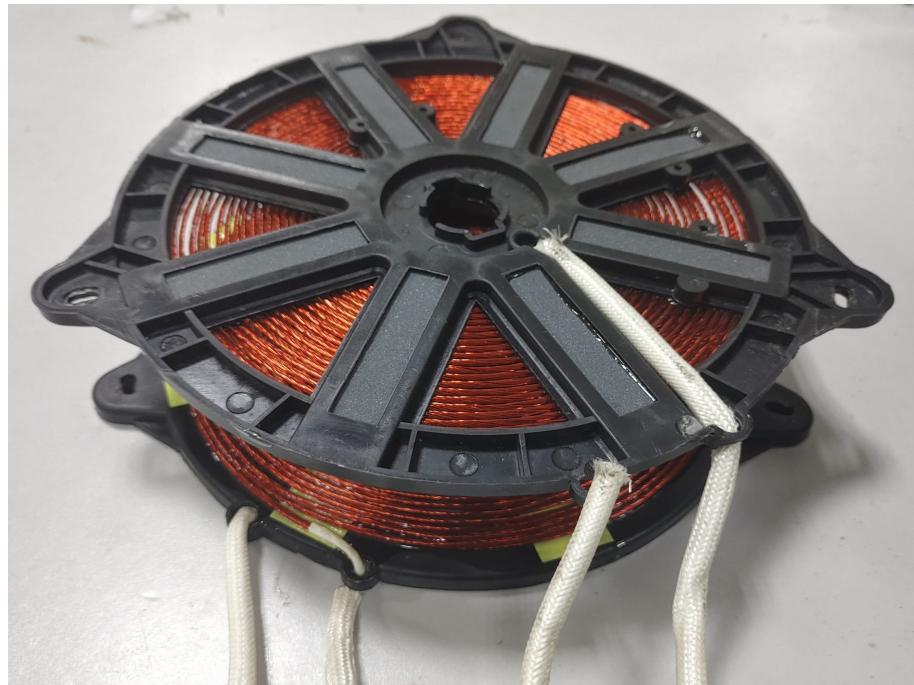
Hình 6.5. Hình ảnh mạch Driver trên phần mềm Altium



Hình 6.6. Mạch nghịch lưu gắn driver triển khai trong thực tế

6.1.3 Mạch bù và cuộn dây

Cuộn dây sử dụng trong thực nghiệm là cuộn dây bếp từ có cấu trúc hình tròn như Hình 6.7.



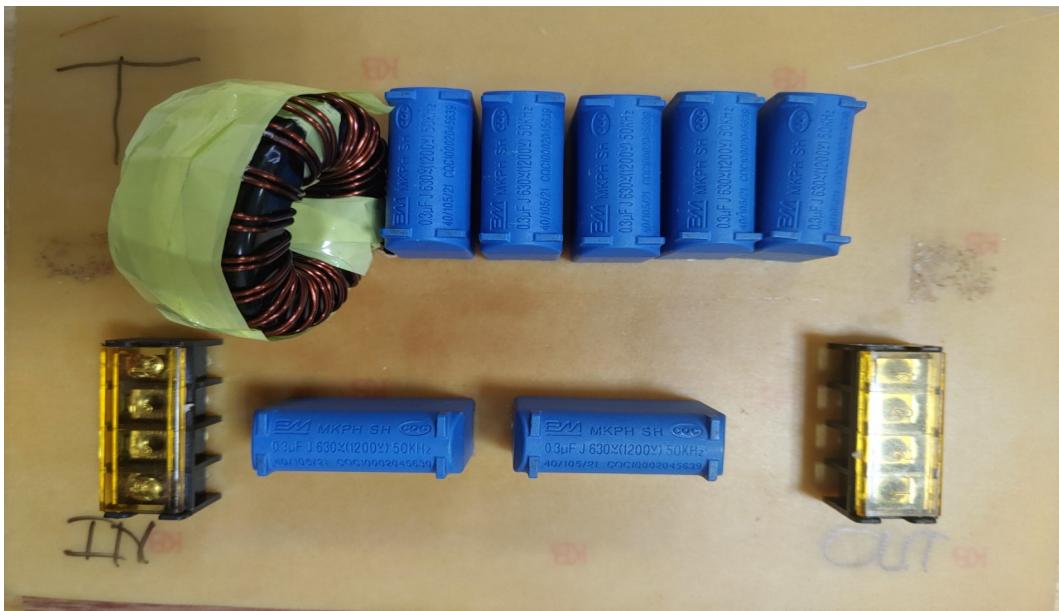
Hình 6.7. Cuộn dây truyền nhận sử dụng trong thực nghiệm

Ở mặt dưới của cuộn dây có các lõi ferrit để định hướng từ trường. Khoảng cách giữa hai cuộn dây sử dụng trong thực nghiệm là 4cm, hệ số kết nối khoảng 0.428.

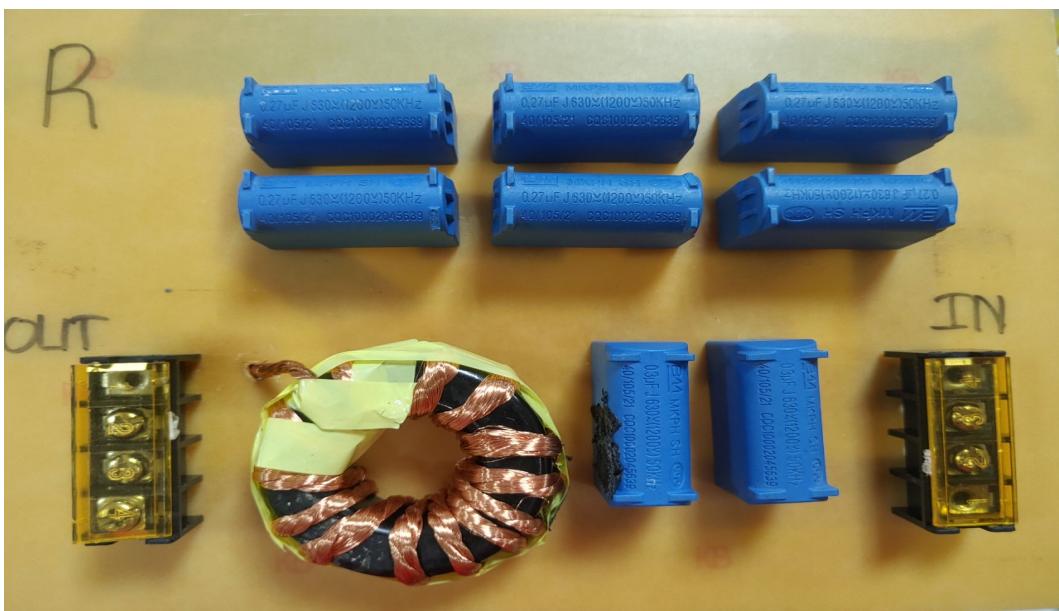
Mạch bù LCC hai phía sử dụng cuộn cảm lõi xuyên và tụ bếp từ với thông số thực tế như Bảng 6.1. Tụ bếp từ có thể hoạt động tối đa ở tần số 50kHz cho nên đồ án đề xuất thiết kế ở tần số 40kHz.

Bảng 6.1. Thông số mạch bù thực nghiệm

Thông số	Giá trị
L_{1B}	$105.6 \mu H$
C_{1p}	$0.15 \mu F$
C_{1s}	$1.5 \mu F$
L_{2B}	$26.5 \mu H$
C_{2p}	$0.6 \mu F$
C_{2s}	$0.185 \mu F$



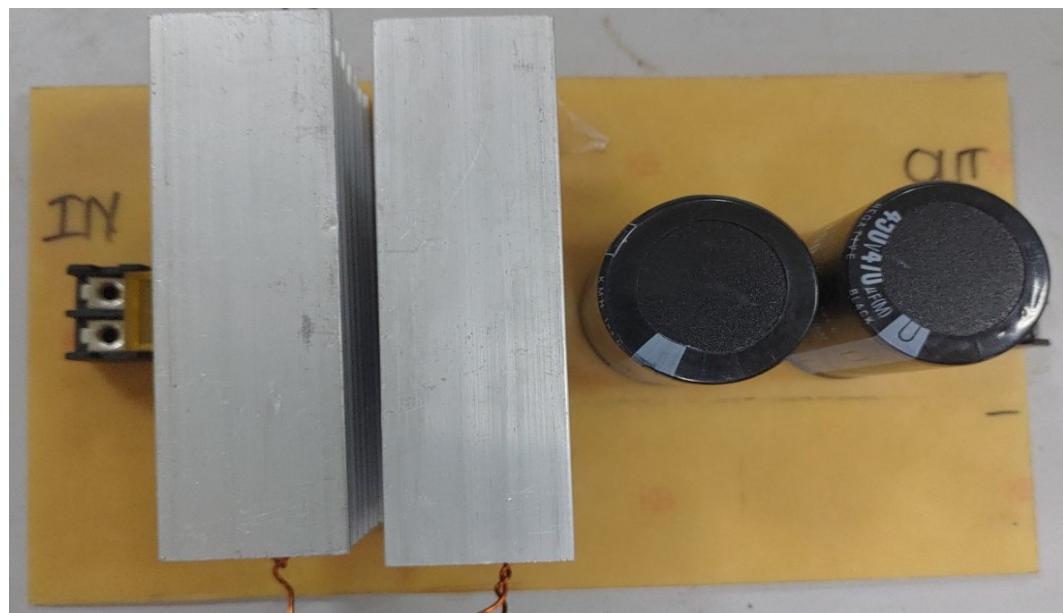
Hình 6.8. Mạch bù sơ cấp triển khai trong thực nghiệm



Hình 6.9. Mạch bù thứ cấp triển khai trong thực nghiệm

6.1.4 Mạch chỉnh lưu và tải

Mạch chỉnh lưu sử dụng van được chọn ở CHƯƠNG 3 để có thể hoạt động ở tần số cao dùng để chỉnh lưu điện áp và dòng điện xoay chiều thành điện áp và dòng điện một chiều sạc cho pin. Hai tụ hóa giá trị $470\mu F$ có tác dụng lọc và san phẳng điện áp trước khi sạc cho tải. Tải thuận trở được sử dụng để thay thế cho tải pin trong thực nghiệm có giá trị 4Ω .



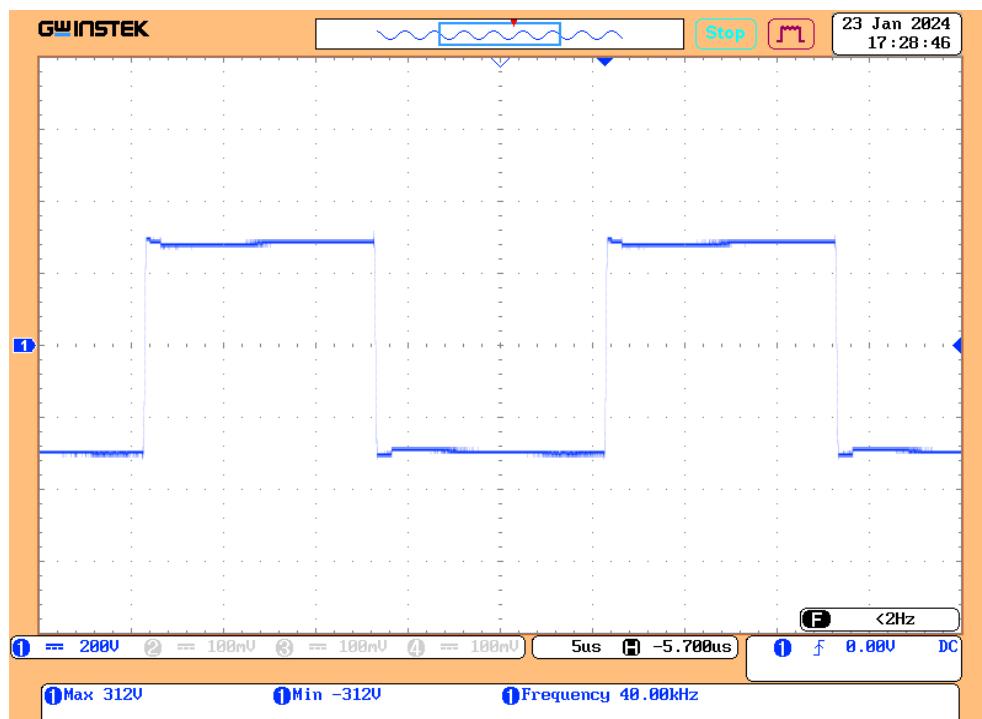
Hình 6.10. Mạch chỉnh lưu triết khai trong thực nghiệm

6.2 Kết quả thực nghiệm

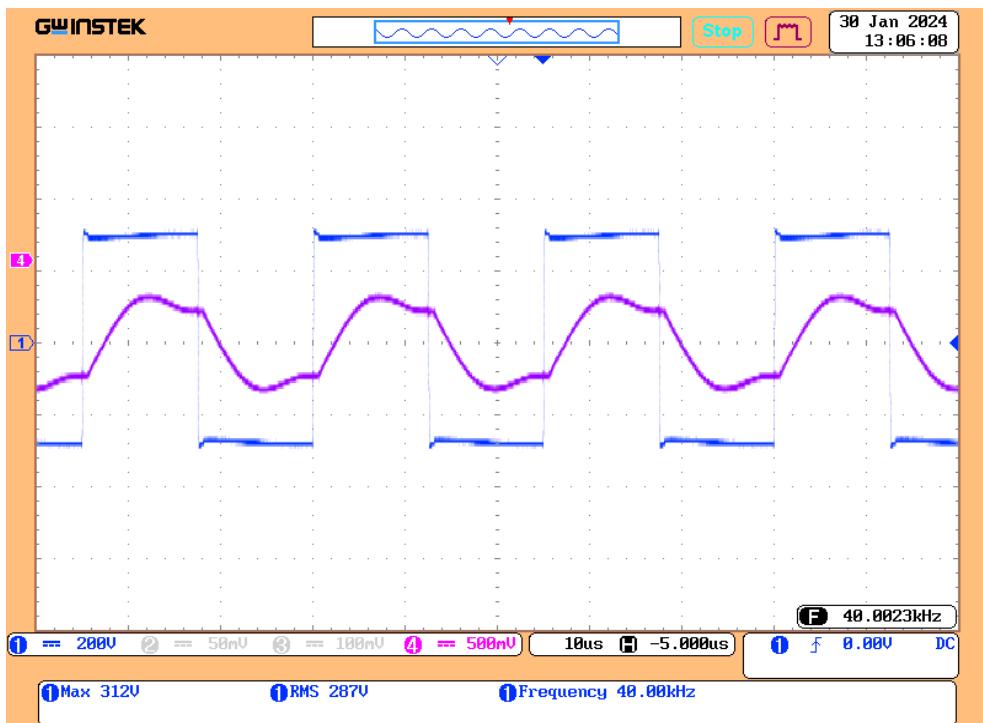
Với điện áp đầu vào $V_{dc} = 310V$ và các góc dịch pha khác nhau, kết quả thu được như các hình dưới đây.

6.2.1 Điện áp và dòng điện đầu ra sau mạch nghịch lưu

Kết quả được hiển thị trên Oscilloscope với trực tung 200V/div và trực hoành $5\mu s/div$.

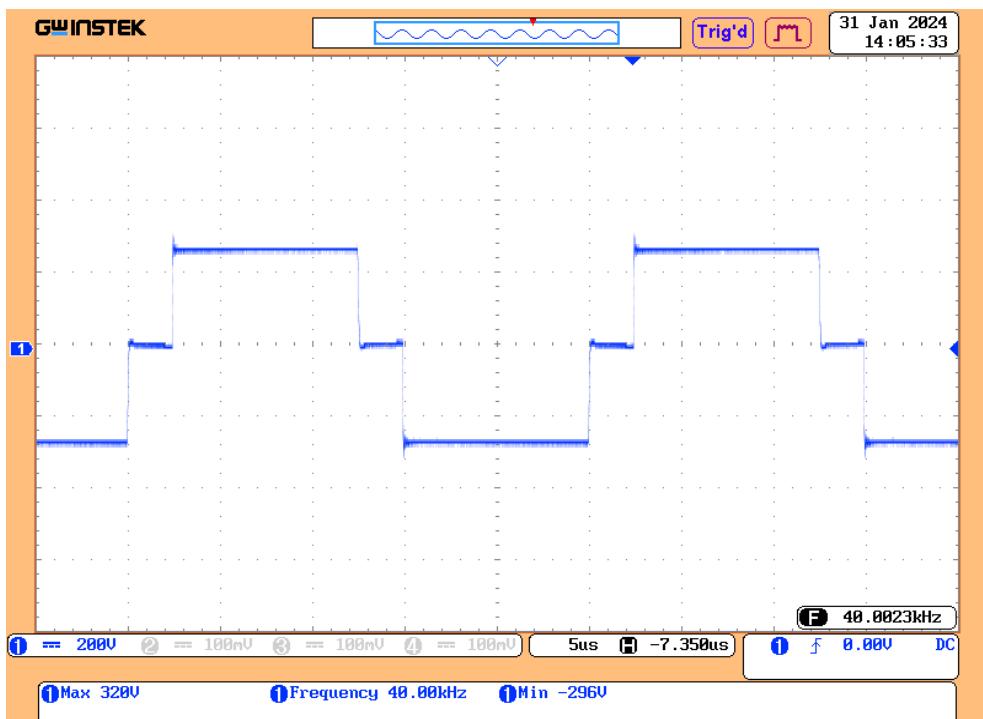


Hình 6.11. Điện áp sau nghịch lưu khi không dịch pha

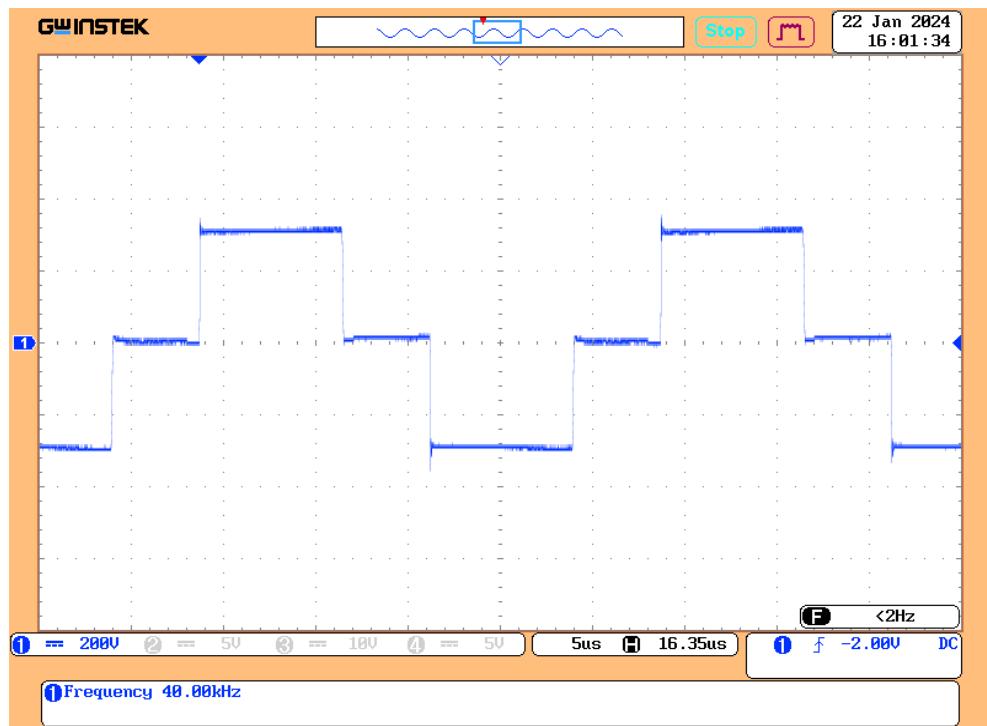


Hình 6.12. Điện áp và dòng điện đầu ra sau mạch nghịch lưu khi không dịch pha

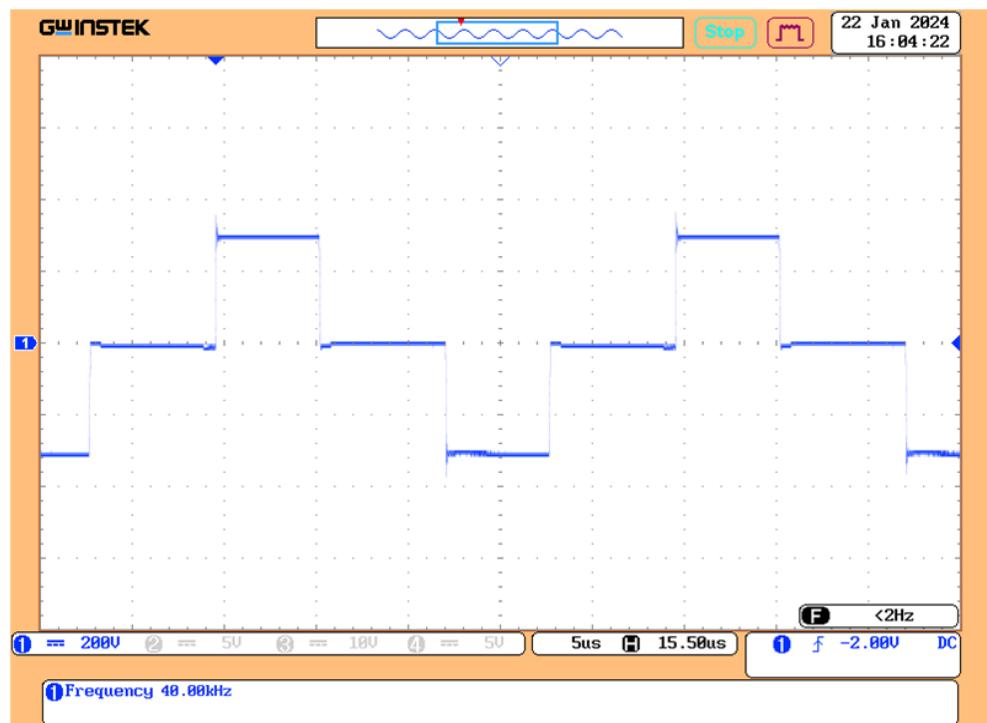
Kết quả cho thấy, dòng điện sau nghịch lưu chậm pha hơn điện áp, nghĩa là các van đã đạt được chuyển mạch mềm ZVS đúng với yêu cầu thiết kế.



Hình 6.13. Điện áp đầu ra sau mạch nghịch lưu khi dịch pha 30 độ



Hình 6.14. Điện áp đầu ra sau mạch nghịch lưu khi dịch pha 60 độ

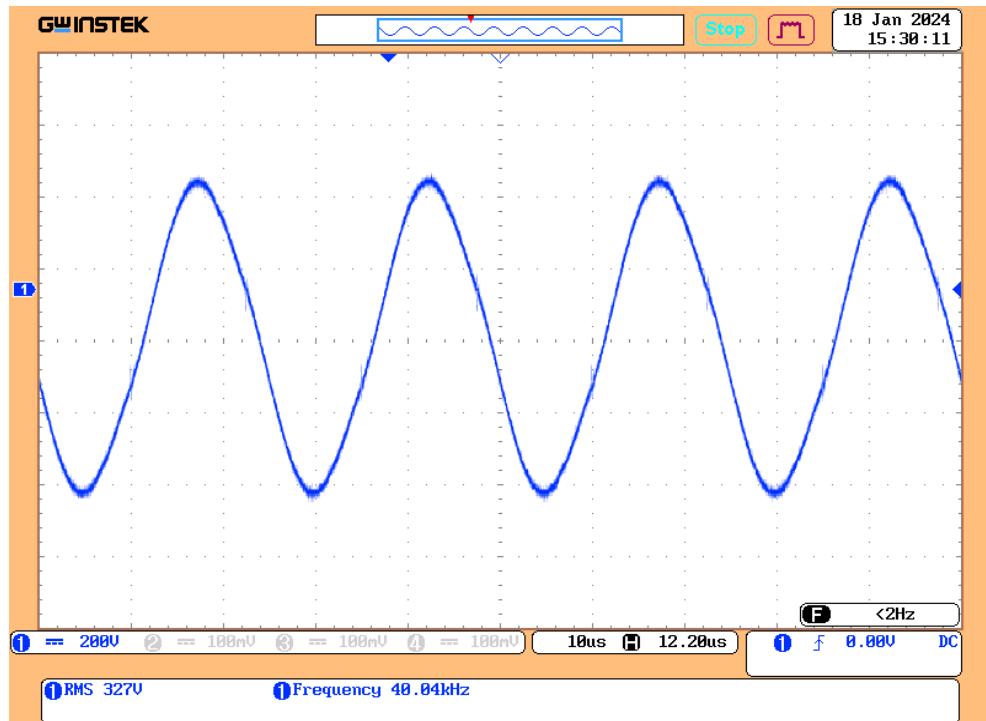


Hình 6.15. Điện áp đầu ra sau mạch nghịch lưu khi dịch pha 90 độ

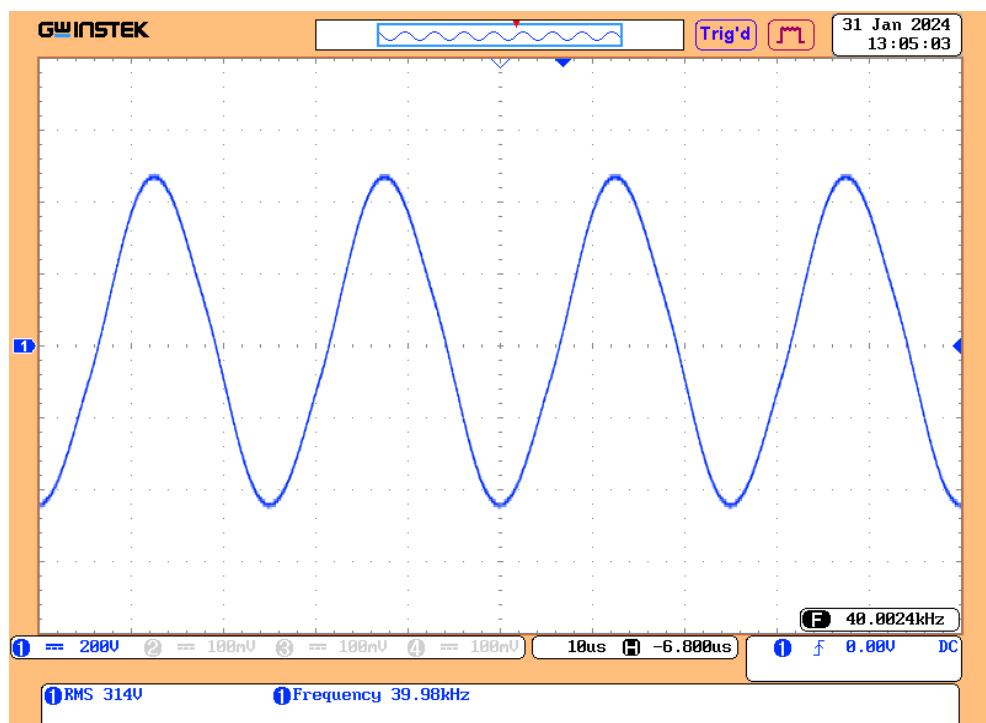
Dạng xung điện áp đầu ra với các góc dịch pha khác nhau có kết quả giống như mô phỏng, cho thấy điện áp sau nghịch lưu có thể điều khiển được bằng góc dịch pha. Từ đó kiểm chứng được phương pháp điều chế và có thể sử dụng để điều khiển được dòng điện đầu ra.

6.2.2 Điện áp trên cuộn dây truyền

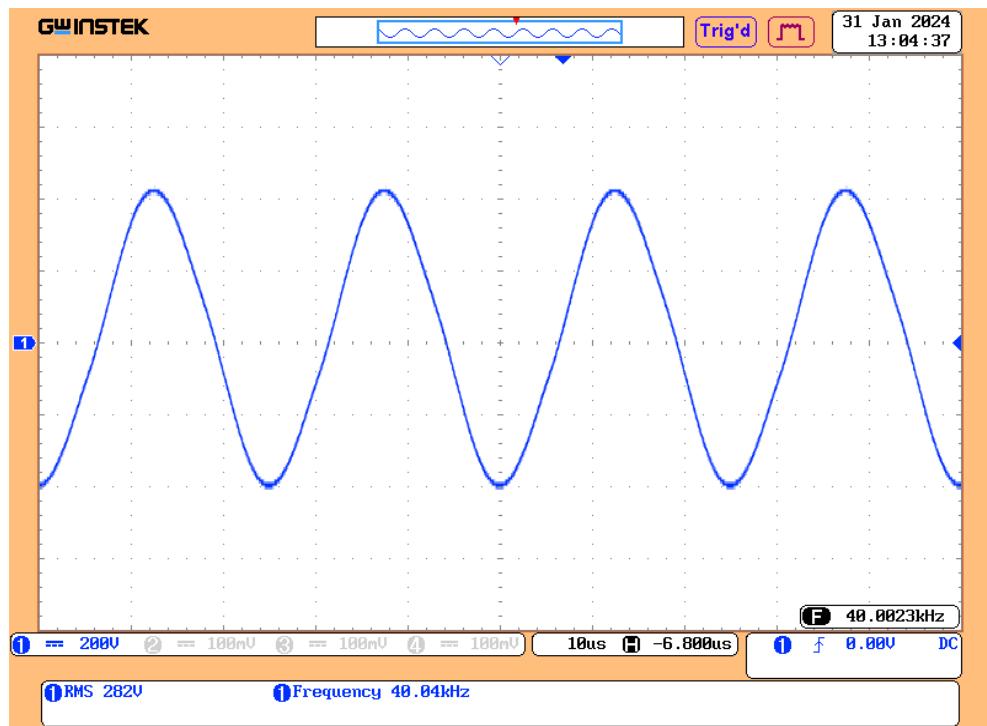
Kết quả được hiển thị trên Oscilloscope với trục tung 200V/div và trục hoành $10\mu s/div$.



Hình 6.16. Điện áp trên cuộn dây truyền khi không dịch pha



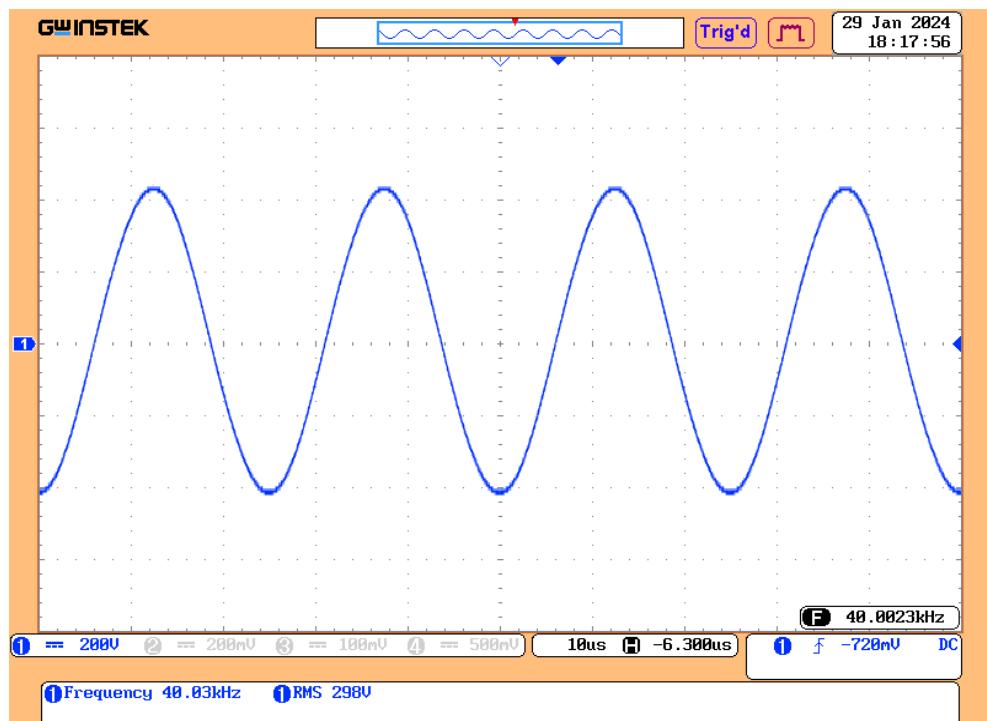
Hình 6.17. Điện áp trên cuộn dây truyền khi dịch pha 30 độ



Hình 6.18. Điện áp trên cuộn dây truyền khi dịch pha 60 độ

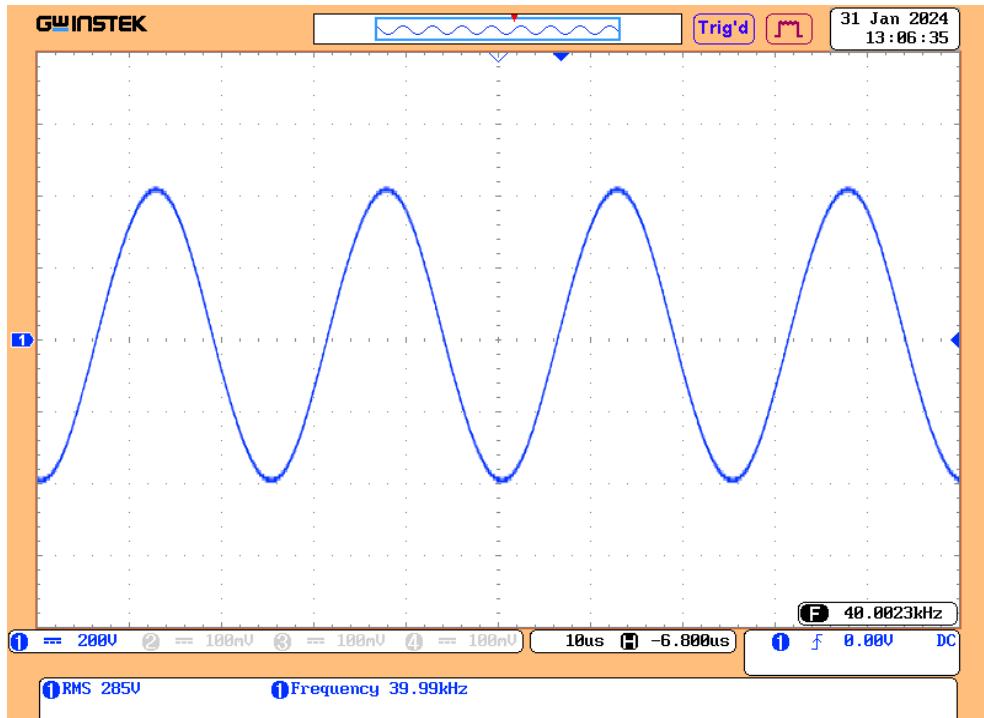
Dạng điện áp trên cuộn dây truyền là dạng hình sin với tần số 40kHz, như vậy mạch bù LCC còn có vai trò như một bộ lọc thông thấp chặn các thành phần bậc cao chạy qua mạch.

6.2.3 Điện áp trên cuộn dây nhận

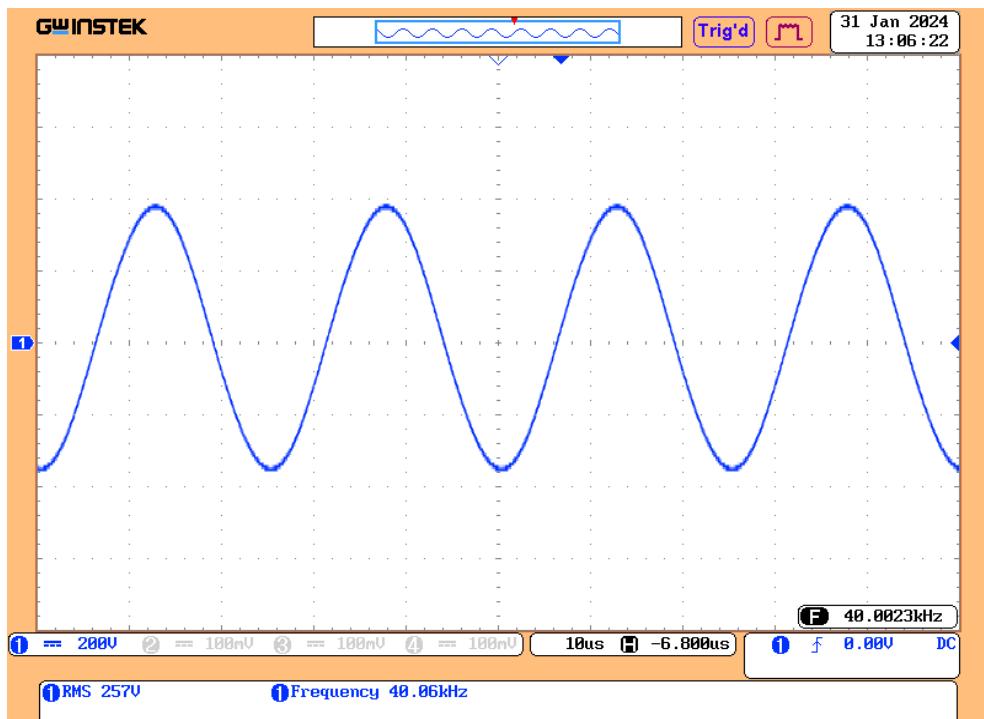


Hình 6.19. Điện áp trên cuộn dây nhận khi không dịch pha

Kết quả được hiển thị trên Oscilloscope với trục tung 200V/div và trục hoành $10\mu s/div$.



Hình 6.20. Điện áp trên cuộn dây nhận khi dịch pha 30 độ

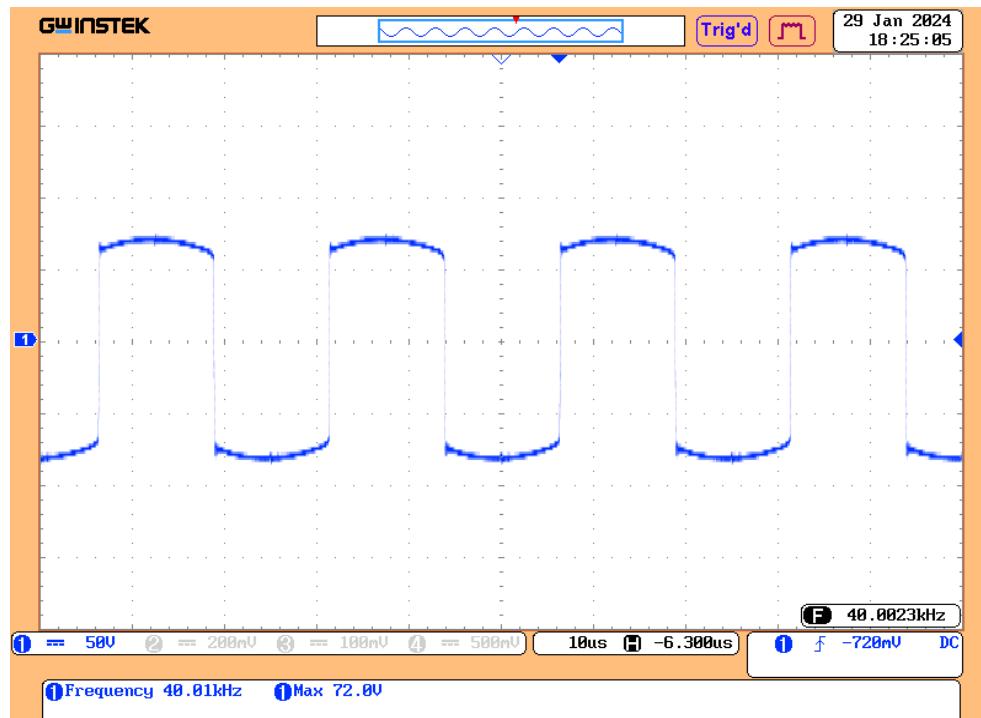


Hình 6.21. Điện áp trên cuộn dây nhận khi dịch pha 60 độ

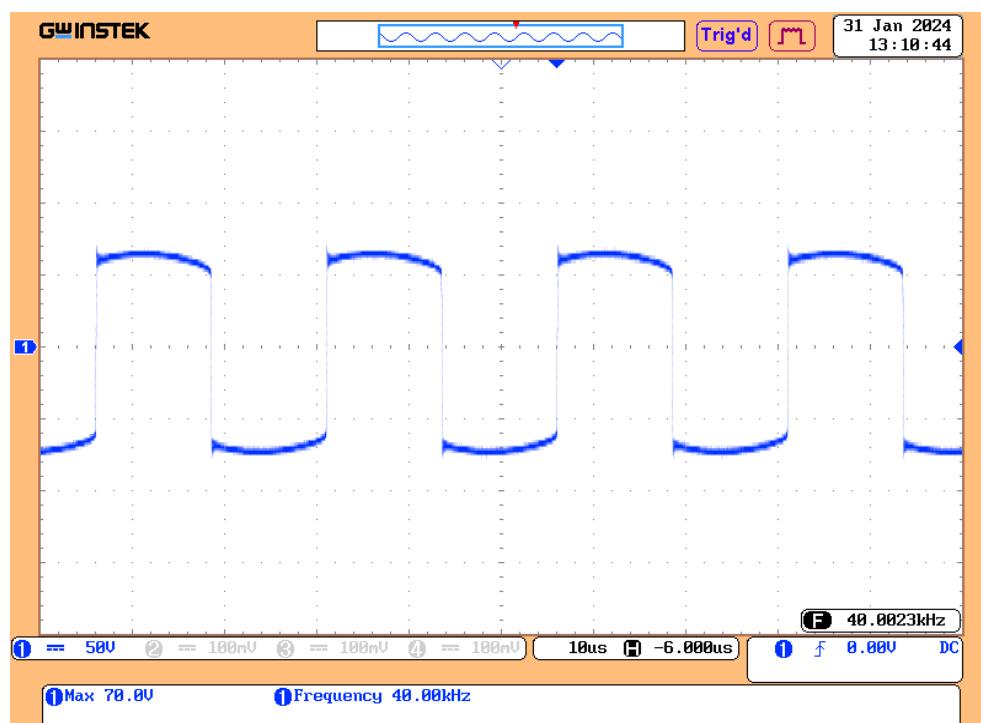
Điện áp trên cuộn dây nhận cũng có dạng hình sin, tần số 40kHz với biên độ nhỏ hơn. Điều này do điện áp trên cuộn dây truyền cảm ứng lên cuộn nhận.

6.2.4 Điện áp trước chỉnh lưu

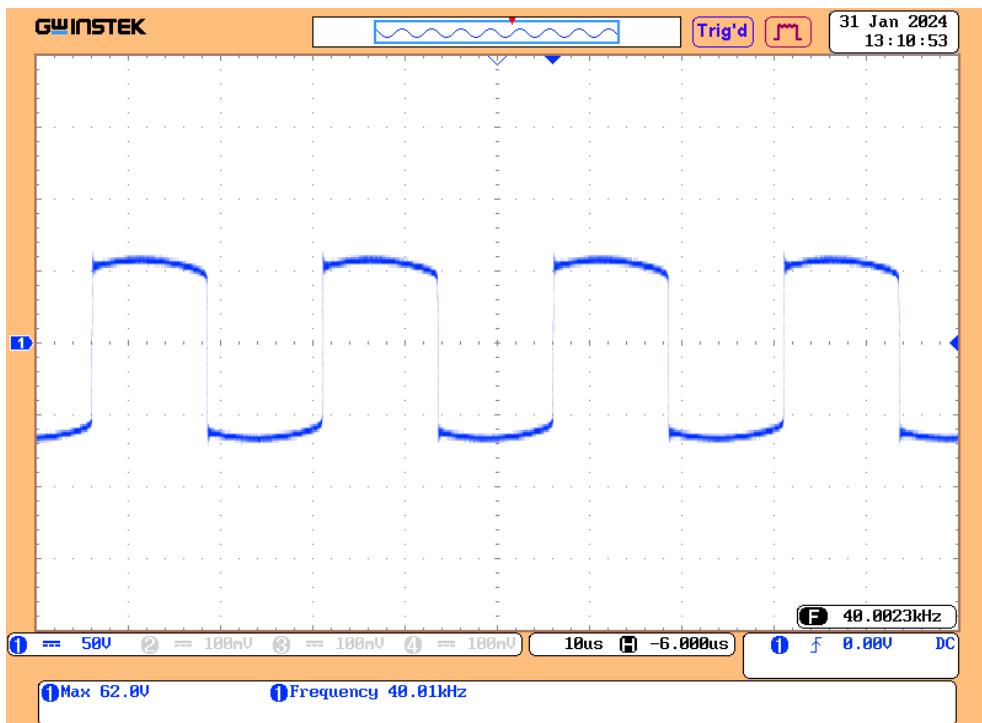
Kết quả được hiển thị trên Oscilloscope với trục tung 50V/div và trục hoành 10 μ s/div.



Hình 6.22. Điện áp trước chỉnh lưu khi không dịch pha



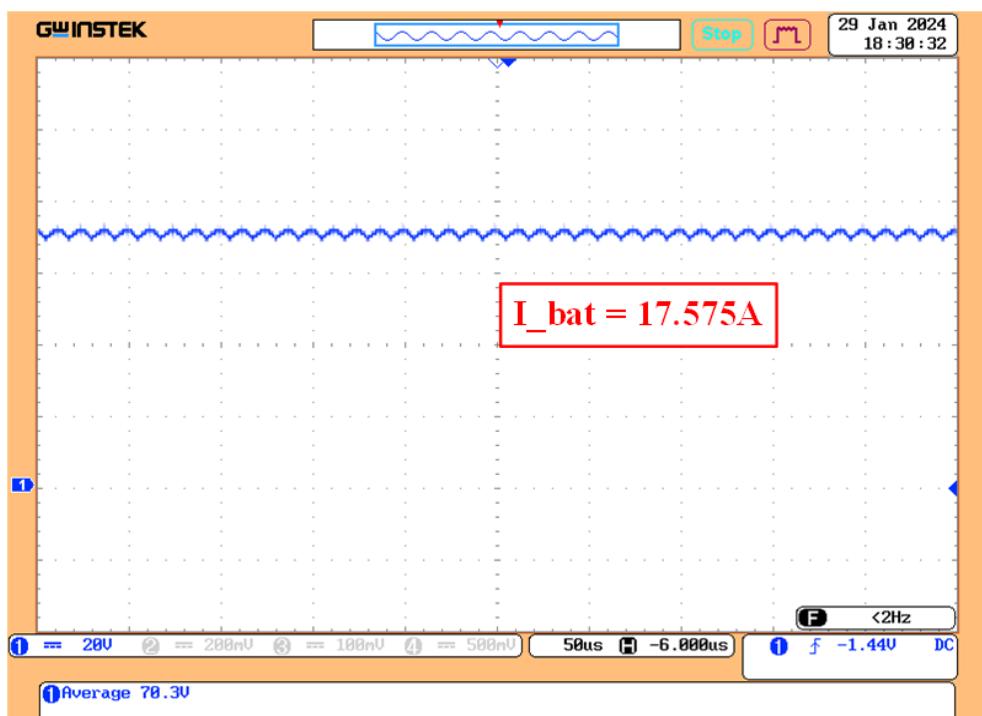
Hình 6.23. Điện áp trước chỉnh lưu khi dịch pha 30 độ



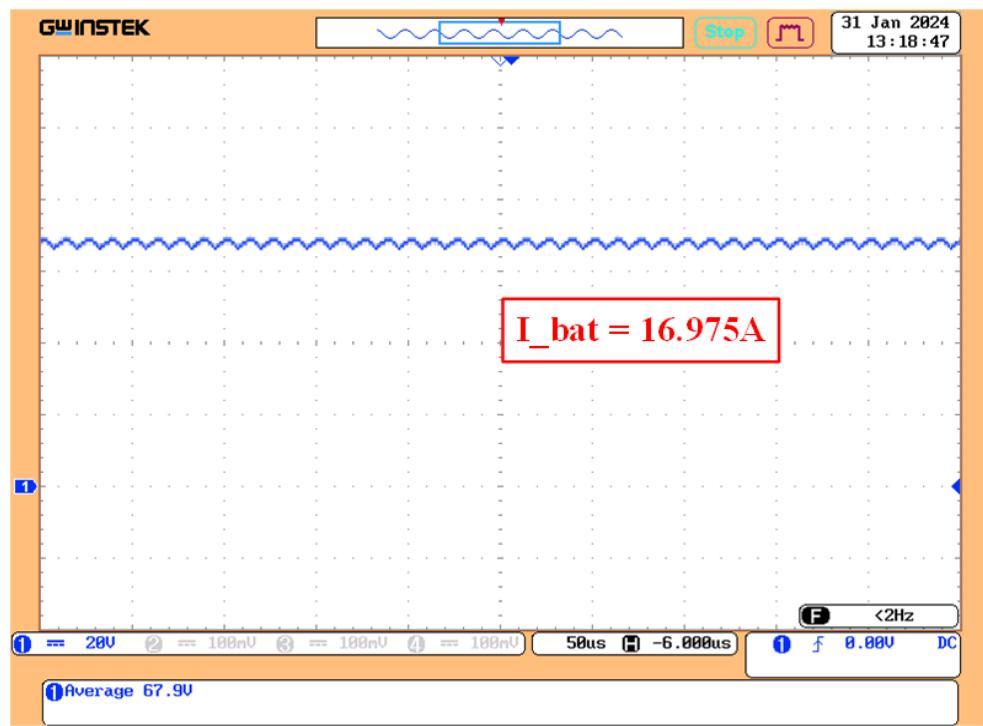
Hình 6.24. Điện áp trước chỉnh lưu khi dịch pha 60 độ

6.2.5 Điện áp trên tải

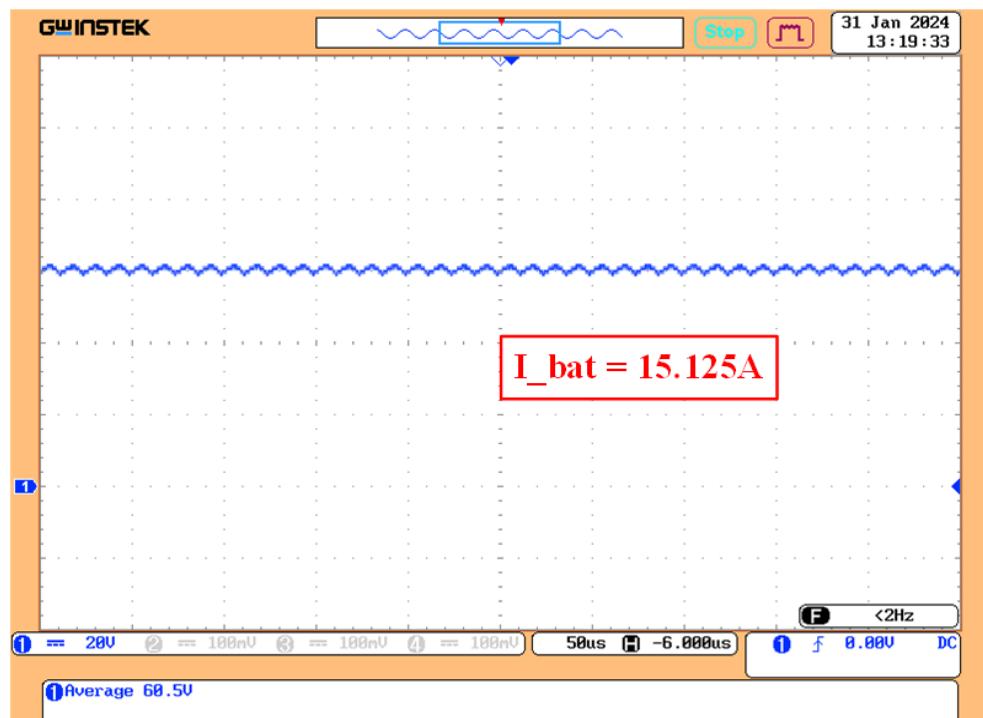
Vì tải sử dụng là thuần trở có giá trị 4Ω nên đồ án đề xuất đo dòng đầu ra gián tiếp bằng cách đo điện áp trên tải bằng máy hiện sóng. Kết quả được hiển thị trên Oscilloscope với trực tung 20V/div và trực hoành 50 μ s/div.



Hình 6.25. Điện áp trên tải khi không dịch pha



Hình 6.26. Điện áp trên tải khi dịch pha 30 độ



Hình 6.27. Điện áp trên tải khi dịch pha 60 độ

Bảng 6.2. Kết quả thực nghiệm

Góc dịch pha	Điện áp trung bình trên tải	Giá trị dòng điện tính toán
0 độ	70.3 V	17.575 A
30 độ	67.9 V	16.975 A
60 độ	60.5 V	15.125 A

Dòng đầu ra vẫn tồn tại sai lệch tĩnh do quá trình tính toán lấy gần đúng và đặc biệt do chất lượng và độ chính xác của linh kiện. Dòng điện đầu ra lớn nhất khoảng 17.575A, sai lệch tĩnh 2.4%. Các kết quả dòng điện tại các góc dịch pha 30 độ, 60 độ cho thấy dòng điện sạc đã được điều khiển dựa vào góc dịch pha, cho thấy cấu trúc điều khiển đã hoạt động như thiết kế.



Hình 6.28. Dòng điện một chiều đầu vào đo bằng đồng hồ kẹp dòng

Ở công suất đầu ra cực đại, giá trị dòng một chiều đầu vào nghịch lưu đo được khoảng 4.2A. Từ đó tính toán được hiệu suất của hệ thống như sau:

$$H = \frac{P_{DC_out}}{P_{DC_in}} = \frac{1235.5}{1318.8} \approx 93.7\% \quad (6.1)$$

Như vậy, hệ thống đã đạt yêu cầu thiết kế (>90%), thực tế, hiệu suất có thể cao hơn nữa nhờ vào chất lượng linh kiện cũng như tối ưu tổn hao trên các phần tử, van hay diode.

KẾT LUẬN

Nghiên cứu đã trình bày tổng quan cơ sở lý thuyết về hệ thống sạc không dây cho xe tự hành AGV và đề xuất cách thiết kế tham số mạch bù LCC hai phía mới có xét đến hiệu suất truyền không dây. Tiếp đó, phương pháp ước lượng hổ cảm và điều khiển dòng điện đầu ra chỉ từ phía sơ cấp cũng được đề xuất giúp tăng tính ứng dụng của bộ sạc. Kết quả mô phỏng cho thấy hệ thống hoạt động tốt với dòng điện đầu ra bám giá trị đặt với sai lệch tĩnh nhỏ trong mức cho phép ($< 2\%$) và hiệu suất cao và ít chịu sự thay đổi của tải.

Từ những kết quả mô phỏng, một hệ thống thực nghiệm được xây dựng để kiểm chứng các tính chất của mạch bù LCC hai phía và ưu điểm của phương pháp thiết kế đề xuất. Công suất đầu ra đạt được khoảng 1.3kW với hiệu suất DC-DC khoảng 93.7% cho thấy sự khả thi của hệ thống.

Tuy nhiên, do thời gian có hạn cũng như năng lực bản thân còn hạn chế, đồ án vẫn còn nhiều thiếu sót như chưa thực nghiệm sạc với tải pin, sai lệch tĩnh còn nhiều, dải điện áp đầu ra chưa rộng, chưa kiểm chứng được tính chính xác của công thức ước lượng hổ cảm. Do đó, hướng phát triển tương lai của đồ án sẽ khắc phục phần nào những nhược điểm trên:

- Tối ưu các thiết kế và tiến hành thực nghiệm với tải pin.
- Kiểm chứng tính chính xác của công thức ước lượng hổ cảm.
- Áp dụng truyền thông không dây để điều khiển chính xác dòng điện đầu ra.
- Áp dụng các bộ biến đổi DC/DC ở cả hai phía sơ cấp và thứ cấp để tăng hiệu suất của hệ thống.

Những kiến thức là vô hạn trong khi kiến thức, kinh nghiệm của bản thân có giới hạn. Vì vậy, đồ án không thể tránh khỏi những sai sót trong quá trình thực hiện. Rất mong nhận được những đóng góp, đánh giá công tâm từ thầy cô để đồ án có tiến xa hơn trong tương lai.

DANH MỤC CÁC CÔNG BỐ LIÊN QUAN ĐẾN ĐỒ ÁN

1. Dang Chu Sang, Bui Ngoc Hiep, Nguyen Huu Anh, Tran Van Duc "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, 2015.
- [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)*, 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, Aug 2011.
- [4] A. Hu, J. Boys, and G. Covic, “Zvs frequency analysis of a current-fed resonant converter,” 02 2000, pp. 217 – 221.
- [5] C. Duan, C. Jiang, A. Taylor, and H. Bai, “Design of a zero-voltage-switching large-air-gap wireless charger with low electrical stress for electric vehicles,” *IET Power Electronics*, vol. 6, pp. 1–5, 02 2013.
- [6] W. Zhang, S.-C. Wong, C. K. Tse, 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, 2014.
- [7] C.-S. Wang, O. Stielau, and G. 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. Covic, and O. 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] T. C. Beh, M. Kato, T. Imura, S. Oh, and Y. Hori, “Automated impedance matching system for robust wireless power transfer via magnetic resonance coupling,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 9, pp. 3689–3698, 2013.
- [10] C. S. Tang, Y. Sun, Y. G. Su, S. K. Nguang, and A. P. Hu, “Determining multiple steady-state zcs operating points of a switch-mode contactless power transfer

- system," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 24, no. 2, pp. 416–425, 2009.
- [11] U. K. Madawala and D. J. Thrimawithana, "A bidirectional inductive power interface for electric vehicles in v2g systems," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 10, pp. 4789–4796, 2011.
- [12] 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, 2015.
- [13] S. Li, "A new zvs tuning method for double-sided lcc compensated wireless power transfer system," *Energies*, vol. 11, 02 2018.
- [14] D. M. Robert W. Erickson, *Fundamentals of Power Electronics*, 2nd ed. New York, NY, USA: Academic, 2001.
- [15] 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, 2018.
- [16] L. Yang, X. Li, S. Liu, Z. Xu, and C. Cai, "Analysis and design of an lccc/s-compensated wpt system with constant output characteristics for battery charging applications," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 9, no. 1, pp. 1169–1180, 2021.
- [17] 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)*, 2021, pp. 1610–1617.
- [18] N. Keeling, G. Covic, and J. Boys, "A unity-power-factor ipt pickup for high-power applications," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 57, pp. 744 – 751, 03 2010.
- [19] P. Si, A. P. Hu, S. Malpas, and D. Budgett, "A frequency control method for regulating wireless power to implantable devices," *IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems*, vol. 2, no. 1, pp. 22–29, 2008.
- [20] A. Berger, M. Agostinelli, S. Vesti, J. A. Oliver, J. A. Cobos, and M. Huemer, "A wireless charging system applying phase-shift and amplitude control to maximize efficiency and extractable power," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 11, pp. 6338–6348, 2015.

PHỤ LỤC

Bảng 7.1. Thông số mạch bù khi thiết kế theo phương pháp trong [15]

Thông số	Giá trị
$L_{1B} = L_{2B}$	$51.86 \mu H$
$C_{1p} = C_{2p}$	$0.305 \mu F$
$C_{1s} = C_{2s}$	$0.259 \mu F$