

# Điều Khiển Ổn Định Điện Áp Đầu Ra Tải Và Nâng Cao Hiệu Suất Trong Hệ Thống Truyền Điện Không Dây

## Output DC Voltage Stabilizer and Efficiency Improvement in Wireless Power Transfer Systems

Nguyễn Xuân Khải<sup>1</sup>, Lê Công Nhật Anh<sup>1</sup>, Nguyễn Thị Điệp<sup>2</sup>, Nguyễn Kiên Trung<sup>1\*</sup>

<sup>1</sup>Viện Điện, Trường Đại học Bách Khoa Hà Nội

<sup>2</sup>Khoa Điều khiển và Tự động hóa, Trường Đại học Điện Lực

\*Tác giả liên hệ chính: [trung.nguyenkien1@hust.edu.vn](mailto:trung.nguyenkien1@hust.edu.vn)

### Abstract

In recent years, Wireless Power Transfer (WPT) technology has received remarkable attention because of its wide range of applications. To control the output voltage and maximize the efficiency of the system under variable conditions, primary-side phase shift H-bridge inverter and secondary-side semiactive rectifier are simultaneously utilized in this paper. The control method is performed on both primary and secondary sides. Besides, the study suggests a formula to estimate the output power and calculate the transfer power value needed to supply. This power controller uses phase-shift modulation method to help the system achieve maximum efficiency. A 2.5 kW WPT system was built in the laboratory to verify the proposed method. A stable 400 V on the load is achieved with 2.3% control error, and the transfer efficiency is improved up to 90.9%.

**Keywords:** wireless power transfer; double-sided LCC compensation; semi-bridgeless active rectifier; voltage control; improved transfer efficiency

### Tóm tắt

Trong những năm gần đây, công nghệ truyền điện không dây nhận được rất nhiều sự quan tâm bởi tính ứng dụng cao. Để điều khiển ổn định điện áp ra tải và nâng cao hiệu suất của hệ thống, nghiên cứu này sử dụng phương pháp điều chế dịch pha bộ nghịch lưu phía sơ cấp và bộ chỉnh lưu tích cực phía thứ cấp. Phương pháp điều khiển được thực hiện ở cả hai phía sơ và thứ cấp. Ngoài ra, nghiên cứu chỉ ra công thức ước lượng công suất trên tải, giúp tạo ra giá trị tham chiếu cho bộ điều khiển công suất truyền, từ đó nâng cao hiệu suất truyền của hệ thống. Một hệ thống truyền điện không dây công suất 2.5 kW được xây dựng trong phòng thí nghiệm. Các lý thuyết được kiểm chứng bằng mô phỏng và thực nghiệm. Kết quả, điện áp trên tải được ổn định bằng 400V trên tải với sai lệch 2.3% và hiệu suất truyền được nâng cao tới 90.9%.

### 1. Giới thiệu

Những thập kỷ qua đã chứng kiến sự phát triển mạnh mẽ trong công nghệ tạo nên các phương tiện chạy điện nhờ sự thân thiện với môi trường. Ở đó, công nghệ truyền điện không dây (WPT) nhận được sự quan tâm rất lớn. WPT được khai thác trong một loạt các ứng dụng như trong y sinh, trong xe điện cũng như ứng dụng tự động hóa trong công nghiệp [1], [2], [3].

Ở hệ thống WPT, nguồn đầu vào cách ly với tải về mặt vật lý, điện năng được truyền nhờ hiện tượng cảm ứng điện từ giữa hai cuộn dây. Không giống như máy biến áp có lõi sắt từ, giữa cuộn truyền và cuộn nhận ở hệ thống WPT tồn tại khe hở không khí lớn, làm giảm hệ số kết nối và tăng giá trị điện cảm rò, đồng nghĩa với tăng công suất phản kháng. Do đó, hiệu suất hệ thống rất thấp. Để triệt tiêu giá trị điện cảm rò này, nhiều cấu trúc mạch bù đã được đề xuất, trong đó cấu trúc LCC hai phía nổi bật với nhiều ưu điểm [4]. Thứ nhất là tần số cộng hưởng và dòng trên cuộn truyền không phụ thuộc vào tải và hệ số kết nối. Thứ hai là giá trị các tụ bù nhỏ, nhờ đó giảm kích thước và chi phí hệ thống. Tuy nhiên ở tần số cộng hưởng, cấu trúc LCC cho đặc tính đầu ra là nguồn dòng, do đó điện áp đầu ra sẽ thay đổi theo giá trị tải. Vì vậy ở các ứng dụng cần điện áp đầu ra cố định, việc điều khiển ổn áp là vô cùng quan trọng.

Một số nghiên cứu trước đây đã sử dụng bộ nghịch lưu phía sơ cấp đã điều khiển thành công điện áp ra tải [5], [6]. Tuy nhiên trong trường hợp nhiều tải khác nhau hoạt động đồng thời, phương pháp khả thi là điều khiển phía thứ cấp. Theo đó, một số nghiên cứu đã sử dụng một bộ biến đổi DC-DC đặt phía trước tải để điều khiển điện áp đầu ra [7], [8]. Việc lắp thêm một bộ biến đổi vào hệ thống thường không được khuyến khích do giới hạn về không gian, chi phí và tăng tổn hao năng lượng, kéo theo hiệu suất hệ thống giảm. Hơn nữa,

bộ chỉnh lưu diode, bộ biến đổi DC-DC và thậm chí bộ bù phản kháng có thể được thay thế bằng bộ chỉnh lưu tích cực khiến cho việc điều khiển bên thứ cấp được quan tâm hơn.

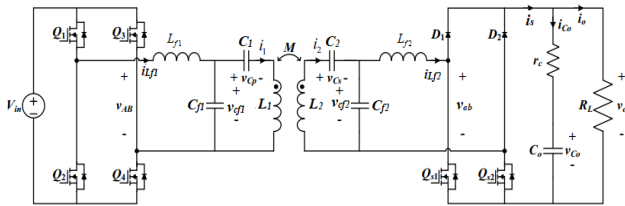
Một bộ chỉnh lưu bán tích cực được đề xuất sử dụng trong nghiên cứu này. Ưu điểm nổi bật của cấu trúc chỉnh lưu bán tích cực là thiết kế đơn giản và hiệu suất cao. Việc tìm được mô hình chính xác của cấu trúc chỉnh lưu bán tích cực là vô cùng quan trọng để thiết kế ra một bộ điều khiển tốt. Một phương pháp mô hình hoá tín hiệu nhỏ được đề xuất trong [9], nhưng mô hình này không thể hiện được tính động học hệ thống vì giả thiết nguồn AC lý tưởng để đơn giản hoá việc phân tích.

Bên cạnh đó, một vấn đề cần được ưu tiên hàng đầu trong hệ thống WPT chính là hiệu suất. Nhìn chung, hiệu suất của các hệ thống WPT còn thấp. Nếu hiệu suất của hệ thống WPT đạt cao so với hệ thống truyền điện có dây thông thường, đây sẽ là một bước tiến lớn giúp công nghệ WPT ngày càng phổ biến hơn. Tuy nhiên, các nghiên cứu chỉ mới dừng lại ở nhiệm vụ ổn định điện áp ra tải, trong khi việc nâng cao hiệu suất truyền của hệ thống lại chưa được xem xét [10]. Điều này khiến cho việc ứng dụng công nghệ WPT trở nên khó khăn hơn.

Trong bài báo này, một phương án hoàn chỉnh để xây dựng một hệ thống WPT được đề xuất với khả năng ổn định điện áp ra tải và đảm bảo hiệu suất được giữ ở mức cao. Mô hình mạch bù LCC hai phía và cấu trúc chỉnh lưu bán tích cực được phân tích chính xác để từ đó thiết kế bộ điều khiển PI ổn định áp ra tải. Thêm vào đó, một công thức để ước lượng công suất tải được chứng minh. Qua khảo sát chi tiết, công suất truyền tham chiếu ứng với công suất tải tại hiệu suất tối đa được đưa vào bộ điều khiển công suất sử dụng phương pháp điều chế dịch pha bộ nghịch lưu ở phía sơ cấp. Từ đó đảm bảo hiệu suất truyền luôn được giữ ở mức tối đa. Kết quả, điện áp ổn định 400 V trên tải với sai lệch 2.3 % và hiệu suất truyền được nâng cao lên tới 90.9 %.

## 2. Đề xuất

### 2.1. Cấu trúc hệ thống



Hình 1: Cấu trúc hệ thống

Bảng 1: Giá trị thông số mạch

Thông số	Kí hiệu	Giá trị thiết kế
Điện áp một chiều đầu vào nghịch lưu	$V_{in}$	310 V
Điện áp một chiều đầu ra chỉnh lưu	$V_0$	400 V
Điện áp sau nghịch lưu	$U_{AB}$	279.1 V
Điện áp ra trước chỉnh lưu	$U_{ab}$	282.84 V
Công suất	$P$	2.5 kW
Điện cảm hai cuộn dây	$L_1, L_2$	0.11 mH
Hệ số hở cảm	$k$	0.25
Điện trở của cuộn dây	$R$	0.15 $\Omega$

Điện cảm mạch bù	$L_{f1}, L_{f2}$	58.8 $\mu H$
Tụ bù nối tiếp	$C_1, C_2$	0.3 $\mu F$
Tụ bù song song	$C_{f1}, C_{f2}$	0.27 $\mu F$
Tần số cộng hưởng	$f_0$	40 kHz
Điện trở tải	$R_L$	64 $\Omega$ - 640 $\Omega$

Hình 1 là cấu trúc của hệ thống. Phía sơ cấp, các MOSFET  $Q_1 \div Q_4$  tạo thành bộ nghịch lưu cầu một pha tạo ra nguồn xoay chiều tần số cao thông qua mạch bù LCC (gồm điện cảm bù  $L_{f1}$ , tụ bù song song  $C_{f1}$ , tụ bù nối tiếp  $C_1$ ) và đưa tới cuộn dây sơ cấp  $L_1$ . Ở phía thứ cấp, cuộn dây thứ cấp  $L_2$  cảm ứng được một điện áp xoay chiều tần số cao, qua mạch bù LCC (gồm điện cảm bù  $L_{f2}$ , tụ bù song song  $C_{f2}$ , tụ bù nối tiếp  $C_2$ ), đưa tới bộ chỉnh lưu bán tích cực gồm hai diode  $D_1, D_2$ , hai MOSFET  $Q_{s1}, Q_{s2}$  và truyền tới tải. Trên Hình 1,  $V_{in}, V_{ab}$  là điện áp đầu vào một chiều và đầu ra xoay chiều của bộ nghịch lưu;  $V_{ab}, V_0$  là điện áp đầu vào bộ chỉnh lưu tích cực, điện áp trên tải;  $i_1, i_2$  là dòng điện trên các cuộn dây truyền, nhận;  $i_{Lf1}, i_{Lf2}$  là dòng điện trên các cuộn dây mạch bù phía truyền và nhận;  $R_L$  là trở kháng tải.

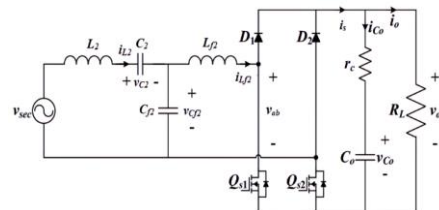
Mạch bù LCC được lựa chọn thiết kế cho hệ thống này. Các thông số của mạch bù được chọn để cộng hưởng với nhau ở tần số  $f_0$ . Mối quan hệ của các thông số mạch bù được biểu diễn trong biểu thức dưới đây:

$$\begin{cases} L_{f1} \cdot C_{f1} = \frac{1}{\omega_0^2} \\ L_{f2} \cdot C_{f2} = \frac{1}{\omega_0^2} \\ L_1 - L_{f1} = \frac{1}{\omega_0^2 C_1} \\ L_2 - L_{f2} = \frac{1}{\omega_0^2 C_2} \end{cases} \quad (1)$$

Với:

$$L_{f1} = L_{f2}; C_{f1} = C_{f2}; C_1 = C_2; \omega_0 = 2\pi f_0 \quad (2)$$

Mạch bù LCC được thiết kế cho hệ thống WPT công suất 2.5kW. Tần số cộng hưởng 40 kHz được chọn cho các ứng dụng WPT tính công suất nhỏ như xe đạp điện, AGV... Các tính toán này dựa trên giả thiết, khi bắt đầu quá trình truyền điện không dây bộ nhận được căn chỉnh thẳng hướng với bộ truyền. Do đó, trong nghiên cứu này không xem xét vấn đề lệch bên. Các giá trị của các thông số cho hệ thống thiết kế đã được tính toán và thể hiện trong Bảng 1, kế thừa nghiên cứu trước đó [6].



Hình 2: Sơ đồ tương đương phía thứ cấp

### 2.2. Điều khiển ổn định điện áp ra tải

#### 2.2.1. Nguyên tắc hoạt động

Thực hiện điều khiển bộ chỉnh lưu bán tích cực phía thứ cấp để điều khiển ổn áp tải. Để đơn giản trong phân tích, bỏ qua

nội trở của các phần tử mạch, coi các van bán dẫn là lý tưởng và đóng cắt ở tần số cộng hưởng. Sơ đồ tương đương ở phía thứ cấp được biểu diễn trên Hình 2, trong đó phía sơ cấp được thay thế bằng nguồn xoay chiều  $v_{sec}$ :

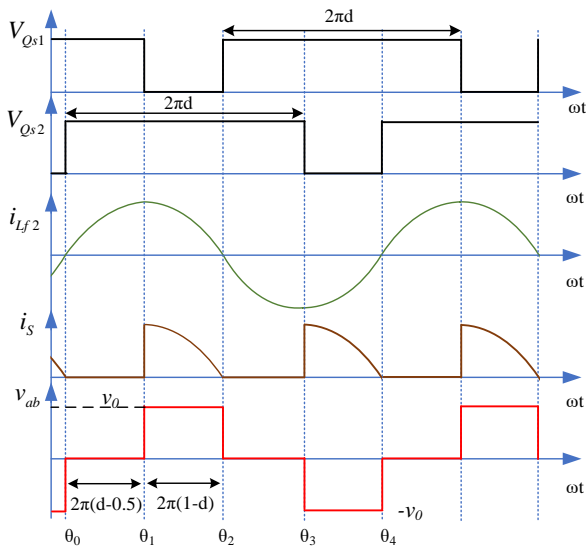
$$v_{sec} = \omega_s M I_1 \sin(\omega t) \quad (3)$$

Với  $\omega_s$  là tần số chuyển mạch,  $I_1$  là dòng điện trên cuộn dây truyền  $L_1$ ,  $M$  là điện cảm hỗ cảm giữa cuộn truyền và nhận.

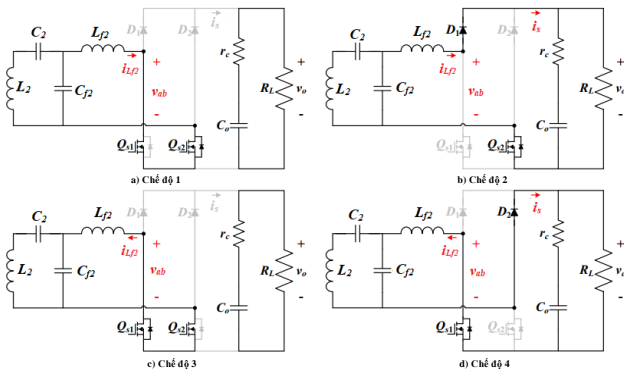
Hình 3 là dạng tín hiệu điều khiển  $Q_{s1}$ ,  $Q_{s2}$  và sóng điện áp, dòng điện đầu vào và đầu ra của bộ chỉnh lưu bán tích cực.  $Q_{s1}$  và  $Q_{s2}$  được mở lệch pha nhau  $180^\circ$  tương ứng với hướng âm và dương của dòng điện  $i_{L_{f2}}$ . Do đặc tính đầu ra của mạch bù LCC là nguồn dòng nên không được phép ngắn mạch, vì vậy duty của hai van phải lớn hơn 0.5. Bốn chế độ hoạt động của chỉnh lưu bán tích cực được biểu diễn trên Hình 4.

Chế độ 1 [ $\theta_0 < \omega t < \theta_1$ ]: Tại  $\theta_0$ , mở  $Q_{s2}$ , dòng điện  $i_{L_{f2}}$  chảy theo chiều dương qua  $Q_{s1}$  và  $Q_{s2}$ , năng lượng không được truyền tới tải. Do đó, điện áp đầu vào của bộ chỉnh lưu  $v_{ab}$  và dòng điện đầu ra của bộ chỉnh lưu  $i_s$  bằng không và năng lượng đã được nạp trong tụ điện  $C_0$  được cung cấp cho tải.

Chế độ 2 [ $\theta_1 < \omega t < \theta_2$ ]: Tại  $\theta_1$ , đóng van  $Q_{s1}$ , dòng  $i_{L_{f2}}$  chảy tới tải thông qua  $D_1$  và  $Q_{s2}$ .  $v_{ab}$  bằng điện áp đầu ra và  $i_s$  bằng  $i_{L_{f2}}$ , năng lượng được truyền đến tải. Nguyên tắc hoạt động của chế độ 3 và chế độ 4 tương tự như chế độ 1 và chế độ 2.



**Hình 3:** Các dạng sóng chính của cấu trúc mạch bù LCC hai phía với chỉnh lưu bán tích cực



**Hình 4:** Các chế độ hoạt động của mạch chỉnh lưu bán tích cực

### 2.2.2. Mô hình hoá hệ thống mạch bù LCC hai phía với bộ chỉnh lưu bán tích cực

Áp dụng luật Kirchhoff, các phương trình cân bằng áp và dòng của mạch tương đương trên Hình 2 được biểu diễn như sau:

$$v_{sec} = L_s \frac{di_{L_1}(t)}{dt} + v_{C_s}(t) + v_{C_{f_2}}(t) \quad (4)$$

$$v_{C_{f_2}}(t) = L_{f_2} \frac{di_{L_{f_2}}(t)}{dt} + v_{rec}(t) \quad (5)$$

$$i_{L_2}(t) = C_2 \frac{dv_{C_2}(t)}{dt} \quad (6)$$

$$i_{L_2}(t) - i_{L_{f_2}}(t) = C_{f_2} \frac{dv_{C_{f_2}}(t)}{dt} \quad (7)$$

$$i_0(t) = \left(1 + \frac{r_c}{R_L}\right) C_0 \frac{dv_{C_0}(t)}{dt} + \frac{1}{R_L} v_{C_0}(t) \quad (8)$$

$$v_0(t) = \frac{r_c R_L}{R_L + r_c} i_0(t) + \frac{R_L}{R_L + r_c} v_{C_0}(t) \quad (9)$$

Tất cả các van hoạt động ở tần số cộng hưởng, dòng điện và điện áp của mạch bù có dạng gần hình sin. Bằng cách xấp xỉ điều hòa thu được:

$$\begin{cases} v_{C_2}(t) = v_{C_{2,s}}(t) \sin \omega_s t + v_{C_{2,c}}(t) \cos \omega_s t \\ v_{C_{f_2}}(t) = v_{C_{f_2,s}}(t) \sin \omega_s t + v_{C_{f_2,c}}(t) \cos \omega_s t \end{cases} \quad (10)$$

$$\begin{cases} i_{L_2}(t) = i_{L_{2,s}}(t) \sin \omega_s t + i_{L_{2,c}}(t) \cos \omega_s t \\ i_{L_{f_2}}(t) = i_{L_{f_2,s}}(t) \sin \omega_s t + i_{L_{f_2,c}}(t) \cos \omega_s t \end{cases} \quad (11)$$

Ở đây, chỉ số dưới s và c đại diện cho các thành phần sin và cos tương ứng. Đạo hàm hai vế của hệ phương trình (10), (11), thu được:

$$\frac{dv_{C_2}(t)}{dt} = \left(\frac{dv_{C_{2,s}}(t)}{dt} - \omega_s v_{C_{2,c}}(t)\right) \sin \omega_s t + \left(\frac{dv_{C_{2,c}}(t)}{dt} + \omega_s v_{C_{2,s}}(t)\right) \cos \omega_s t \quad (12)$$

$$\frac{dv_{C_{f_2}}(t)}{dt} = \left(\frac{dv_{C_{f_2,s}}(t)}{dt} - \omega_s v_{C_{f_2,c}}(t)\right) \sin \omega_s t + \left(\frac{dv_{C_{f_2,c}}(t)}{dt} + \omega_s v_{C_{f_2,s}}(t)\right) \cos \omega_s t$$

$$\frac{di_{L_2}(t)}{dt} = \left(\frac{di_{L_{2,s}}(t)}{dt} - \omega_s i_{L_{2,c}}(t)\right) \sin \omega_s t + \left(\frac{di_{L_{2,c}}(t)}{dt} + \omega_s i_{L_{2,s}}(t)\right) \cos \omega_s t \quad (13)$$

$$\frac{di_{L_{f_2}}(t)}{dt} = \left(\frac{di_{L_{f_2,s}}(t)}{dt} - \omega_s i_{L_{f_2,c}}(t)\right) \sin \omega_s t + \left(\frac{di_{L_{f_2,c}}(t)}{dt} + \omega_s i_{L_{f_2,s}}(t)\right) \cos \omega_s t$$

Sử dụng hàm mô tả mở rộng (Extended Describing Functions - EDF), các phần tử phi tuyến được xấp xỉ thành thành phần một chiều và thành phần sóng hài cơ bản. Hình 3 cho thấy, khi có dòng  $i_s$  thì  $v_{ab} = v_0$ , hướng của  $v_{ab}$  giống với hướng của  $i_{L_{f2}}$ .  $v_{ab}$  có dạng phi tuyến nhưng có tính chu kỳ, xấp xỉ  $v_{ab}$  bằng chuỗi Fourier mở rộng thu được:

$$v_{ab}(t) = f_1(i_{L_{f_2,s}}, i_{L_{f_2,c}}, v_{C_0}, d) \sin \omega_s t + f_2(i_{L_{f_2,s}}, i_{L_{f_2,c}}, v_{C_0}, d) \cos \omega_s t \quad (14)$$

Với  $f_1, f_2$  là hàm EDF của thành phần sin và cosin:

$$f_1(i_{L_{f_2,s}}, i_{L_{f_2,c}}, v_{C_0}, d) = \frac{2v_{C_0}}{\pi} \left\{ \frac{i_{L_{f_2,s}}}{i_{L_{f_2}}} (1 - \cos(2\pi d)) - \frac{i_{L_{f_2,c}}}{i_{L_{f_2}}} \sin(2\pi d) \right\} \quad (15)$$

$$f_2(i_{L_{f_2,s}}, i_{L_{f_2,c}}, v_{C_0}, d) = \frac{2v_{C_0}}{\pi} \left\{ \frac{i_{L_{f_2,s}}}{i_{L_{f_2}}} \sin(2\pi d) - \frac{i_{L_{f_2,c}}}{i_{L_{f_2}}} (1 - \cos(2\pi d)) \right\} \quad (16)$$

Trong đó:

$$i_{L_{f_2}}^2 = i_{L_{f_2,s}}^2 + i_{L_{f_2,c}}^2 \quad (17)$$

Xấp xỉ  $i_s$  bằng chuỗi Fourier mở rộng thu được phương trình:

$$i_s(t) = f_3(i_{L_{2,s}}, i_{L_{2,c}}, d) = \frac{i_{L_{2,s}}}{\pi} (1 - \cos(2\pi d)) \quad (18)$$

Thay các phương trình (10)-(14) và (18) vào các phương trình (4)-(9), thu được các phương trình dưới đây:

$$v_{sec,s} = L_s \frac{di_{L_{2,s}}}{dt} - L_2 \omega_s i_{L_{2,c}} + v_{C_{2,s}} + v_{C_{f_2,s}} \quad (19)$$

$$0 = L_s \frac{di_{L_{2,c}}}{dt} + L_2 \omega_s i_{L_{2,s}} + v_{C_{2,c}} + v_{C_{f_2,c}} \quad (20)$$

$$v_{C_{2,s}} = L_{f_2} \frac{di_{L_{2,s}}}{dt} - L_{f_2} \omega_s i_{L_{2,c}} + \frac{2v_{C_0}}{\pi} \left\{ \frac{i_{L_{2,s}}}{i_{L_{2,c}}} (1 - \cos(2\pi d)) - \frac{i_{L_{2,c}}}{i_{L_{2,s}}} \sin(2\pi d) \right\} \quad (21)$$

$$p \quad (22)$$

$$i_{L_{2,s}} = C_2 \frac{dv_{C_{2,s}}}{dt} - C_2 \omega_s v_{C_{2,c}} \quad (23)$$

$$i_{L_{2,c}} = C_2 \frac{dv_{C_{2,c}}}{dt} + C_2 \omega_s v_{C_{2,s}} \quad (24)$$

$$i_{L_{2,s}} - i_{L_{2,s}} = C_{f_2} \frac{dv_{C_{f_2,s}}}{dt} - C_{f_2} \omega_s v_{C_{f_2,c}} \quad (25)$$

$$i_{L_{2,c}} - i_{L_{2,c}} = C_{f_2} \frac{dv_{C_{f_2,c}}}{dt} + C_{f_2} \omega_s v_{C_{f_2,s}} \quad (26)$$

$$\frac{i_{L_{2,c}}}{\pi} (1 - \cos(2\pi d)) = \left(1 + \frac{r_c}{R_L}\right) C_0 \frac{dv_{C_0}(t)}{dt} + \frac{1}{R_L} v_{C_0}(t) \quad (27)$$

$$v_0 = \frac{r_c R_L i_{L_{2,c}}}{\pi (R_L + r_c)} (1 - \cos(2\pi d)) + \frac{R_L}{R_L + r_c} v_{C_0} \quad (28)$$

Mô hình tín hiệu lớn bao gồm cả thông tin trạng thái ổn định và tức thời. Ở trạng thái ổn định tĩnh, các biến trạng thái không thay đổi theo thời gian. Do đó, cho các thành phần đạo hàm ở phương trình (19)-(28) bằng không, mô hình tín hiệu lớn thu được như sau:

$$A_{ss} X_{ss} = U_{ss} \quad (29)$$

$$A_{ss} = \begin{bmatrix} 0 & -L_2 \Omega_0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ L_2 \Omega_0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -K_1 K_2 & K_1 K_3 + L_{f_2} \Omega_0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -K_1 K_3 - L_{f_2} \Omega_0 & -K_1 K_2 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & C_2 \Omega_0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & -C_2 \Omega_0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & C_{f_2} \Omega_0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & -1 & -C_{f_2} \Omega_0 & 0 \end{bmatrix} \quad (30)$$

$$X_{ss} = [I_{L_{2,s}} \quad I_{L_{2,c}} \quad V_{C_{2,c}} \quad V_{C_{2,s}} \quad I_{L_{f_2,s}} \quad I_{L_{f_2,c}} \quad V_{C_{f_2,s}} \quad V_{C_{f_2,c}}]^T \quad (31)$$

$$U_{ss} = [\Omega_0 M I_1 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0]^T \quad (32)$$

Trong đó, các hệ số  $K_1 \div K_3$  được đưa ra ở phần phụ lục. Tuyến tính hóa mô hình tín hiệu lớn bằng cách xem xét các biến tín hiệu nhỏ tại điểm làm việc ổn định, các biến trạng thái có thể biểu diễn như sau:

$$x = X + \hat{x} \quad (33)$$

Ở đây ký hiệu in hoa là giá trị tại điểm làm việc, ký hiệu mũ “^” biểu diễn tín hiệu nhỏ thay đổi. Mô hình trạng thái của đối tượng tuyến tính hoá tìm được như sau:

$$\begin{cases} \frac{d\hat{x}}{dt} = A\hat{x} + B\hat{u} \\ \hat{y} = C\hat{x} + D\hat{u} \end{cases} \quad (34)$$

$$\hat{x} = [\hat{i}_{L_{2,s}} \quad \hat{i}_{L_{2,c}} \quad \hat{v}_{C_{2,c}} \quad \hat{v}_{C_{2,s}} \quad \hat{v}_{L_{f_2,s}} \quad \hat{i}_{L_{f_2,c}} \quad \hat{v}_{C_{f_2,s}} \quad \hat{v}_{C_{f_2,c}} \quad \hat{v}_{C_0}]^T \quad (35)$$

$$A = \begin{bmatrix} 0 & \Omega_0 & -1/L_2 & 0 & 0 & 0 & -1/L_2 & 0 & 0 \\ -\Omega_0 & 0 & 0 & -1/L_2 & 0 & 0 & 0 & -1/L_2 & 0 \\ 1/C_2 & 0 & 0 & \Omega_0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1/C_2 & -\Omega_0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -K_4 - K_5 & K_6 + K_7 + \Omega_0 & 1/L_{f_2} & 0 & -K_8 + K_9 \\ 0 & 1 & -C_2 \Omega_0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1/L_{f_2} & -K_{12} - K_{13} \\ 1 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & \Omega_0 & 0 \\ 0 & 1/C_{f_2} & 0 & 0 & 0 & -1/C_{f_2} & -\Omega_0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & K_{14} & K_{15} & 0 & 0 & -K_{16} \end{bmatrix} \quad (36)$$

$$B = \begin{bmatrix} \Omega_0 \left( I_{L_{2,c}} + \frac{M I_1}{L_2} \right) & 0 \\ -\Omega_0 I_{L_{2,s}} & 0 \\ \Omega_0 V_{C_{2,c}} & 0 \\ -\Omega_0 V_{C_{2,s}} & 0 \\ \Omega_0 I_{L_{f_2,c}} & -K_{17} + K_{18} \\ -\Omega_0 I_{L_{f_2,s}} & -K_{19} - K_{20} \\ \Omega_0 V_{C_{f_2,c}} & 0 \\ -\Omega_0 V_{C_{f_2,s}} & 0 \\ 0 & K_{21} \end{bmatrix} \quad (37)$$

$$C = [0 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad K_{22} \quad K_{23} \quad 0 \quad 0 \quad K_{24}] \quad (38)$$

$$D = [0 \quad K_{25}] \quad (39)$$

$$\hat{u} = [\hat{\omega}_{sm} \quad \hat{d}]^T \quad (40)$$

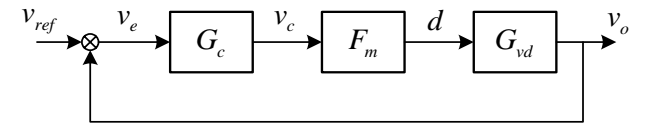
$$\hat{y} = [\hat{v}_0] \quad (41)$$

Các hệ số  $K_4 \div K_{25}$  được đưa ra ở phần phụ lục.

Do giả thiết hệ thống hoạt động cố định tại tần số cộng hưởng, ảnh hưởng của nhiễu  $\hat{\omega}_{sm}$  được bỏ qua.  $G_{vd}(s)$  là hàm truyền với đầu vào là duty của van và đầu ra là điện áp trên tải:

$$G_{vd}(s) = \frac{\hat{v}_0}{\hat{d}} = C(sI - A)^{-1} B + D \quad (42)$$

### 2.2.3. Thiết kế điều khiển



Hình 5: Sơ đồ khối vòng điều khiển điện áp

Hình 5 là sơ đồ khối vòng điều khiển điện áp đầu ra, với  $G_c(s)$  là hàm truyền bộ điều khiển,  $F_m(s)$  hàm truyền khâu điều chế PWM, và  $H_{vo}(s)$  là hàm truyền của mạch đo (giả thiết bằng 1). Hàm truyền  $G_{vd}(s)$  thu được như sau:

$$G_{vd}(s) \approx \frac{-1485.87}{1 + 0.047s} \quad (43)$$

Hàm truyền (43) có dạng khâu quán tính bậc nhất, chọn bộ điều khiển PI để đảm bảo triệt tiêu sai lệch tĩnh cũng như đảm bảo tốc độ đáp ứng của điện áp ra. Với mục tiêu thời gian quá độ của hệ nhỏ hơn 0.0009 s, tần số cắt sẽ ảnh hưởng đến thời gian quá độ của hệ thống. Thông qua quá trình mô phỏng với các tần số cắt khác nhau, chọn tần số cắt được chọn  $f_c = 1.75$  kHz thỏa mãn yêu cầu đặt ra. Lựa chọn độ dự trữ pha là  $71.9^\circ$ , bộ điều khiển PI tìm được như sau:

$$G_{PI}(s) = -1184.8 \frac{1 + 0.00028s}{s} \quad (44)$$

## 2.3. Nâng cao hiệu suất truyền của hệ thống

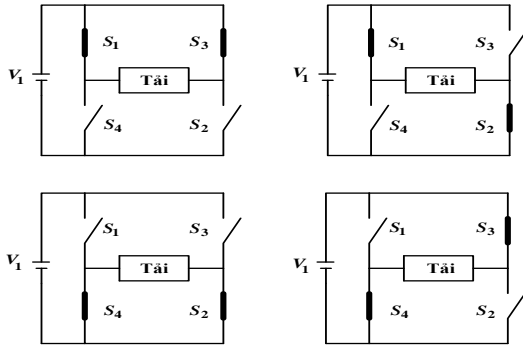
### 2.3.1. Cơ sở điều khiển công suất truyền

Công suất truyền của hệ thống được tính như sau:

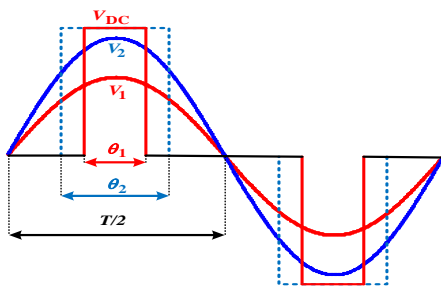
$$P_{AB} = V_{AB} \cdot I_{L_{f1}} = \frac{\sqrt{L_1 L_2}}{\omega_0 L_{f1} L_{f2}} \cdot k V_{AB} V_{ab} \quad (45)$$

Công thức (45) cho thấy, công suất truyền phụ thuộc vào điện áp sau nghịch lưu bên phía truyền, do đó nếu điều khiển được điện áp sau nghịch lưu bên phía truyền sẽ điều khiển được công suất truyền của hệ thống.

Có hai phương pháp chính để điều khiển điện áp ra sau nghịch lưu phía truyền, một là sử dụng bộ DC-DC điều khiển điện áp một chiều cấp vào bộ nghịch lưu. Phương pháp này dễ dàng điều khiển được điện áp đầu vào mong muốn, giảm thiểu sai số cũng như sóng hài. Tuy nhiên, việc mắc thêm một bộ biến đổi DC-DC làm giảm hiệu suất của toàn hệ thống và tăng chi phí. Phương pháp điều khiển thứ hai là phương pháp điều khiển dịch pha bộ nghịch lưu. Ngoài việc khắc phục được những nhược điểm trên, phương pháp này chỉ cần được thực hiện bằng phần mềm và đặc biệt là không thay đổi tần số làm việc của hệ thống. Điều này rất quan trọng trong các bộ biến đổi cộng hưởng [11].



**Hình 6:** Mô hình đóng cắt các van bằng phương pháp dịch pha



**Hình 7:** Điện áp đầu ra nghịch lưu của phương pháp dịch pha

Mô hình đóng cắt các van trong một chu kỳ được biểu diễn trên Hình 6. Dạng điện áp ra của nghịch lưu khi sử dụng phương pháp điều chế dịch pha được thể hiện trên Hình 7. Giá trị hiệu dụng của điện áp dịch pha sau mạch nghịch lưu được xấp xỉ theo sóng hài bậc nhất [11]:

$$V_{AB} = \frac{2\sqrt{2}V_{DC}}{\pi} \cos\left(\frac{\theta}{2}\right) \quad (46)$$

Từ biểu thức (46) thấy rằng, chỉ cần điều chỉnh được góc  $\theta$  thì điều khiển được biên độ của điện áp ra của bộ nghịch lưu, do đó điều khiển được công suất truyền.

### 2.3.2. Ước lượng công suất đầu ra

Để điều khiển được công suất đầu ra thông qua phương pháp điều khiển dịch pha ở phía sơ cấp thì công suất tải cần được ước lượng. Hình 8 là mô hình mạch tương đương của hệ thống. Trong đó tải  $R_L$  và bộ chỉnh lưu cầu bán tích cực được quy đổi về trở kháng  $Z_{eq}$  được xác định theo công thức sau [10]:

$$Z_{eq} = \frac{U'_{rec}}{I_{L_{f2\_RMS}}} = \frac{8}{\pi^2} R_L \sin^3(\pi D) [\sin(\pi D) - j \cos(\pi D)] \quad (47)$$

$$= R_{eq} + jX_{eq}$$

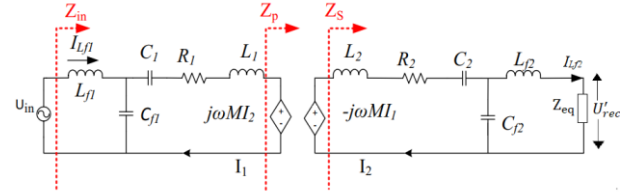
Trở kháng tương đương phía thứ cấp nhìn từ đầu vào mạch bù đến tải được biểu diễn như sau:

$$Z_s = Z_{L2} + R_2 + Z_{c2} + \left\{ Z_{c2} // (Z_{L2} + Z_{eq}) \right\} \quad (48)$$

$$= \frac{\omega^2 L_{f2}^2}{R_{eq}^2 + X_{eq}^2} R_{eq} + R_2 - j \frac{\omega^2 L_{f2}^2}{R_{eq}^2 + X_{eq}^2} X_{eq}$$

Do  $R_L \gg R_2$  nên có thể bỏ qua  $R_2$ , biểu thức (48) có thể viết lại gần đúng như trong biểu thức (49) dưới đây.

$$Z_s = \frac{\omega^2 L_{f2}^2}{R_{eq}^2 + X_{eq}^2} R_{eq} - j \frac{\omega^2 L_{f2}^2}{R_{eq}^2 + X_{eq}^2} X_{eq} \quad (49)$$



**Hình 8:** Mô hình mạch tương đương của hệ thống

Mặt khác, trở kháng tương đương nhìn từ cuộn dây sơ cấp đến tải được tính như trong biểu thức (50):

$$Z_p = \frac{j\omega M I_2}{I_1} = \frac{j\omega M}{I_1} \cdot \left( \frac{-j\omega M I_1}{Z_s} \right) = \frac{(\omega M)^2}{Z_s} \quad (50)$$

Thay (49) vào (50) nhận được biểu thức dưới đây:

$$Z_p = \frac{M^2}{L_{f2}^2} R_{eq} + j \frac{M^2}{L_{f2}^2} X_{eq} = R_p + jX_p \quad (51)$$

Mặt khác, bỏ qua tổn thất trên mạch bù, cân bằng công suất trên cuộn dây truyền rút ra được:

$$R_p = \frac{V_{L1\_RMS} I_{L1\_RMS} \cos \varphi}{I_{L1\_RMS}^2} - R_1 \approx \frac{P_{DC}}{I_{L1\_RMS}^2} - R_1 \quad (52)$$

Trong đó,  $P_{DC}$  là công suất một chiều đầu vào bộ nghịch lưu bên phía cấp. Từ các phương trình (47), (51) và (52) rút ra được:

$$R_L = \frac{\pi^2}{8 \sin^4(\pi D)} \frac{L_{f2}^2}{M^2} \left( \frac{P_{DC}}{I_{L1\_RMS}^2} - R_1 \right) \quad (53)$$

Công suất nhận được trên tải có thể được biểu diễn như sau:

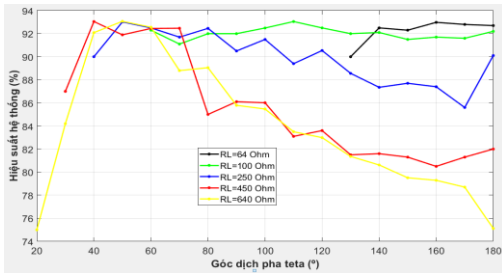
$$P_0 = \frac{V_0^2}{R_L} \quad (54)$$

Từ công thức (53) và (54) thấy rằng, thông qua đo giá trị của công suất đầu vào một chiều của bộ nghịch lưu phía sơ cấp

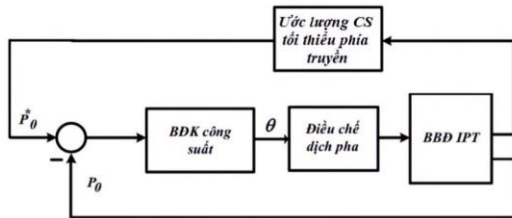
$P_{DC}$ , giá trị hiệu dụng của dòng điện công hưởng trên cuộn dây truyền  $I_{L1\_RMS}$ , giá trị hệ số D và với giá trị điện áp tải đã được điều khiển ổn định  $V_0 = 400V$  có thể ước lượng được công suất tải bằng công thức (54).

**2.3.3. Điều khiển ổn định công suất truyền và nâng cao hiệu suất của hệ thống**

Như phần trình bày trong mục 2.3.1, bằng việc điều chỉnh góc  $\theta$  có thể điều chỉnh được điện áp ra của nghịch lưu từ đó có thể điều khiển được công suất phía truyền.



**Hình 9:** Sự phụ thuộc của hiệu suất vào góc dịch pha  $\theta$  với các tải khác nhau



**Hình 10:** Cấu trúc điều khiển ổn định công suất truyền

Qua khảo sát với mỗi trường hợp tải, thay đổi góc dịch pha, hiệu suất của hệ thống thu được như trên Hình 9. Có thể thấy hiệu suất hệ thống trong các trường hợp tải khác nhau đạt giá trị tối đa là 93%. Như vậy thông qua việc ước lượng công suất tải theo biểu thức (54) sẽ ước lượng được công suất truyền tối thiểu để đảm bảo hệ thống đạt giá trị lớn nhất đạt 93%.

Cấu trúc điều khiển ổn định công suất truyền được trình bày trên Hình 10. Từ công suất đặt tối thiểu  $P_o^*$  ước lượng được, so sánh với công suất truyền phản hồi về, qua bộ điều khiển công suất tạo ra góc dịch pha  $\theta$  cho khâu điều chế dịch pha. Đối tượng điều khiển là bộ biến đổi IPT.

Sử dụng phương pháp nhận dạng để tìm ra hàm truyền giữa công suất truyền và góc dịch pha  $\theta$ . Hàm truyền giữa công suất truyền và góc dịch pha  $\theta$ :

$$G_p(s) = \frac{565.7}{s + 11.65} \cdot s^{-0.0001s} \quad (55)$$

Với mục tiêu thời gian quá độ của hệ nhỏ hơn 0.0006s, tần số cắt sẽ ảnh hưởng đến thời gian quá độ của hệ thống. Thông qua quá trình mô phỏng với các tần số cắt khác nhau, tần số cắt được chọn  $f_c = 964 \text{ Hz}$  thỏa mãn yêu cầu đặt ra. Lựa chọn độ dự trữ pha là  $54.5^\circ$ , sử dụng công cụ Matlab ta tìm được bộ điều khiển PI như sau:

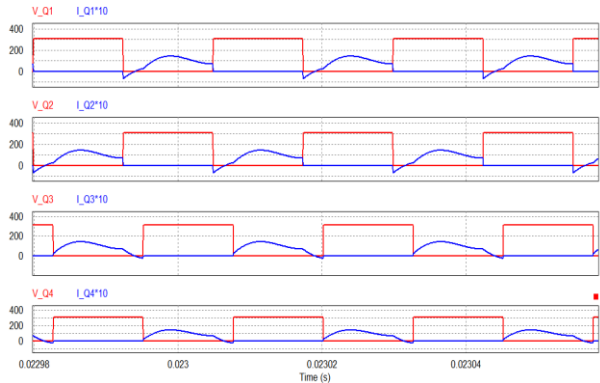
$$G_{PI}(s) = 0.0092 + \frac{217}{s} \quad (56)$$

**3. Mô phỏng và thực nghiệm**

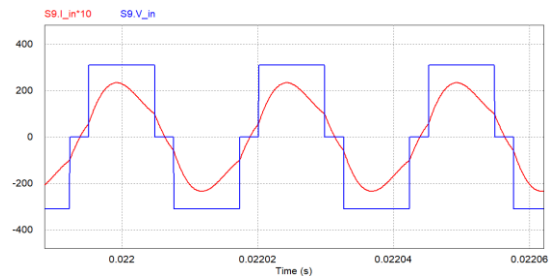
**3.1. Kết quả mô phỏng**

Hệ thống được mô phỏng bằng phần mềm PSIM để kiểm chứng hiệu quả của phương pháp.

**3.1.1. Kết quả mô phỏng kiểm chứng mạch bù LCC**



**Hình 11:** Dòng điện và điện áp trên 4 MOSFET  $Q_1 \div Q_4$  nghịch lưu

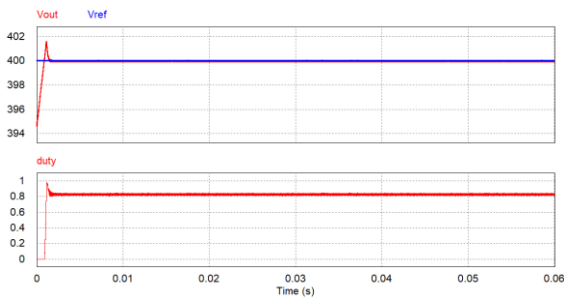


**Hình 12:** Dòng điện và điện áp sau nghịch lưu

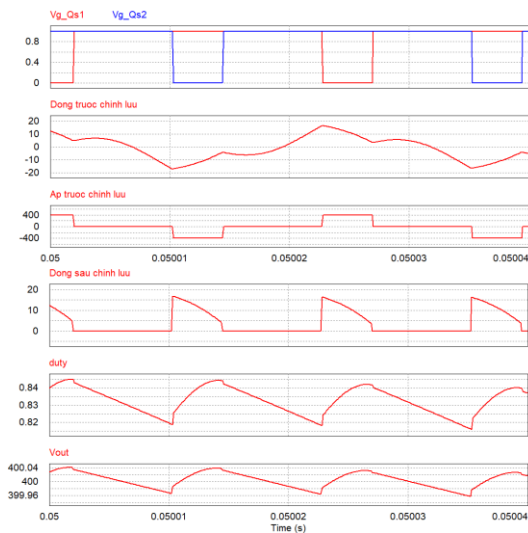
Thực hiện mô phỏng vòng hở kiểm chứng mạch bù LCC. Hình 11 trình bày dạng dòng điện và điện áp qua các van của nghịch lưu. Kết quả cho thấy, các MOSFET của bộ nghịch lưu đã làm việc ở chế độ chuyển mạch mềm ZVS (Zero Voltage Switching), điều này chứng minh ưu điểm của mạch bù LCC giúp đạt chuyển mạch mềm, giảm tổn thất chuyển mạch, nâng cao hiệu suất của hệ thống. Đáp ứng dòng điện, điện áp sau nghịch lưu ( $u_{AB}, i_{AB}$ ) được biểu diễn trên Hình 12. Dạng điện áp sau nghịch lưu đã thu được đúng với lý thuyết điều chế dịch pha. Như vậy, cấu trúc khâu điều chế dịch pha có thể sử dụng để tiến hành thực nghiệm.

**3.1.2. Kết quả mô phỏng vòng kín**

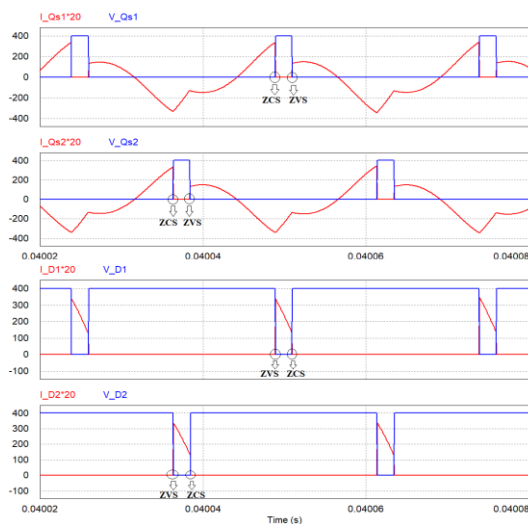
Thực hiện mô phỏng vòng kín với yêu cầu đặt ra là đảm bảo điện áp đầu ra tải được giữ ổn định trong các điều kiện tải khác nhau. Ngoài ra, phải đảm bảo việc ước lượng tải với sai số nhỏ để điều khiển công suất truyền bám giá trị đặt tối thiểu giúp hiệu suất truyền tải của hệ thống đạt 93%.



**Hình 13:** Đáp ứng điện áp đầu ra và tín hiệu duty khi  $V_{ref}=400\text{ V}$ ,  $R_L=64\Omega$



**Hình 14:** Các dạng sóng thu được khi  $V_{ref}=400\text{V}$ ,  $R_L=64\Omega$

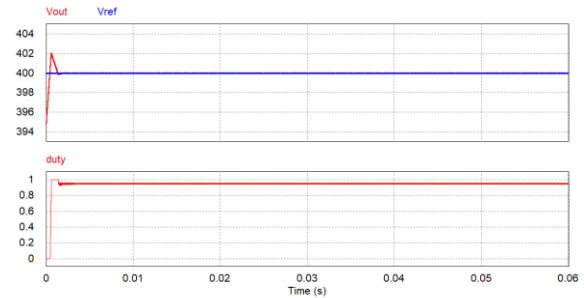


**Hình 15:** Dòng điện và điện áp trên các van  $Q_{s1}$ ,  $Q_{s2}$ ,  $D_1$ ,  $D_2$  của chỉnh lưu

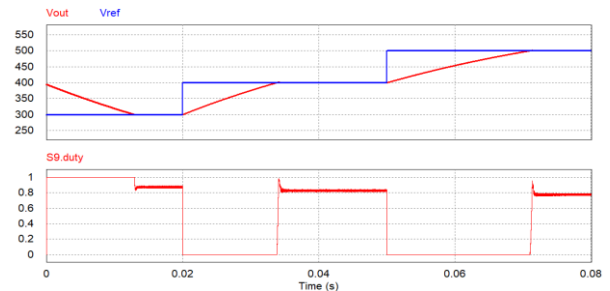
Hình 13 đưa ra đáp ứng của điện áp đầu ra và tín hiệu duty khi điện áp đặt  $V_{ref} = 400\text{V}$ ,  $R_L = 64\Omega$ . Kết quả cho thấy, điện áp đầu ra bám giá trị đặt  $400\text{V}$  với sai lệch tĩnh là  $0.011\text{ V}$  ( $0.00275\%$ ), độ đập mạch rất nhỏ (cỡ  $0.0061\%$ ), thời gian xác lập là  $0.0012\text{s}$ , độ quá điều chỉnh là  $0.49\%$ . Hình 14 đưa ra các dạng sóng thu được tương ứng. Từ đó, thấy rõ được 4 chế độ hoạt động của hệ thống trong một chu kỳ đóng cắt của 2 MOSFET của bộ chỉnh lưu tích cực phía thứ cấp. Kết quả mô phỏng thu được đúng với lý thuyết.

Hình 15 đưa ra dạng dòng điện và điện áp qua hai MOSFET và hai diode của bộ chỉnh lưu bán tích cực phía thứ cấp. Cả hai MOSFET và hai diode đều đạt chuyển mạch mềm ZVS và ZCS (Zero Current Switching) giúp giảm tổn thất đóng cắt của mạch chỉnh lưu cầu bán tích cực.

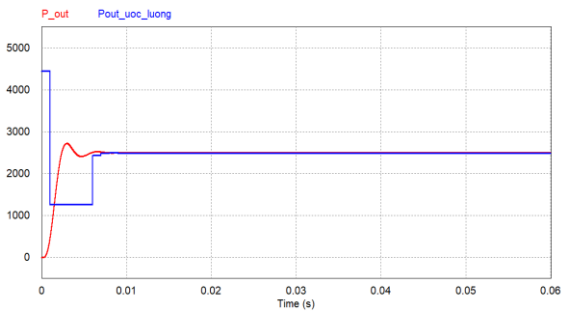
Để kiểm chứng tính chất lượng của bộ điều khiển, mô phỏng với 20% tải, kết quả trên Hình 16. Điện áp đầu ra bám giá trị đặt  $400\text{V}$  với sai lệch tĩnh là  $0.0141\text{W}$  ( $0.0035\%$ ), độ đập mạch rất nhỏ (cỡ  $0.0067\%$ ), thời gian xác lập là  $0.001613\text{s}$ , độ quá điều chỉnh là  $0.5\%$ .



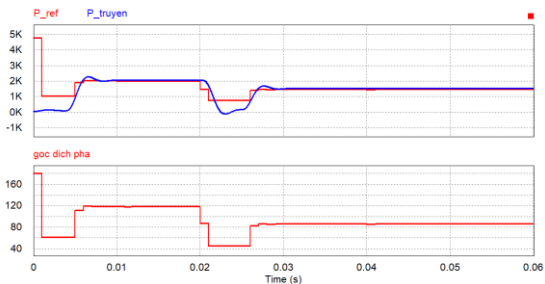
**Hình 16:** Đáp ứng điện áp đầu ra và tín hiệu duty với 20% tải



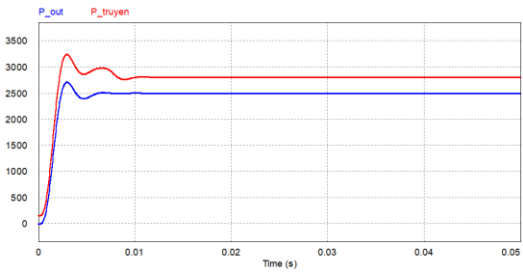
**Hình 17:** Đáp ứng điện áp đầu ra và tín hiệu duty khi thay đổi điện áp đặt  $V_{ref}$



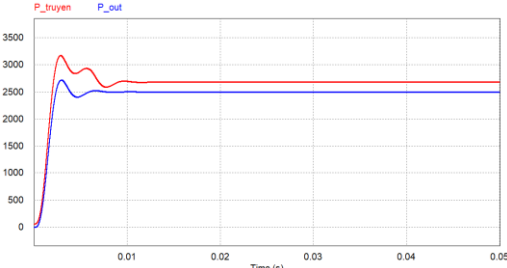
**Hình 18:** Đồ thị đáp ứng công suất ước lượng và thực tế trên tải



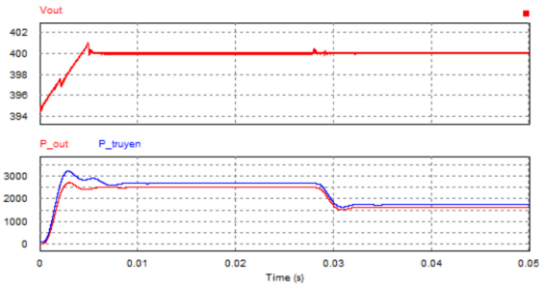
**Hình 19:** Đáp ứng công suất phía truyền và góc dịch pha  $\theta$  khi thay đổi giá trị công suất đặt



**Hình 20:** Đồ thị công suất truyền và công suất tải khi không có bộ điều khiển công suất với  $\theta = 130^\circ$ .



**Hình 21:** Đồ thị đáp ứng công suất truyền và công suất tải khi có bộ điều khiển công suất.



**Hình 22:** Đáp ứng điện áp và công suất khi phụ tải thay đổi

Hình 17 là kết quả mô phỏng của giá trị điện áp tải và tín hiệu duty khi giá trị đặt  $V_{ref}$  thay đổi từ 300V tới 400V tại thời điểm 0.02s, và thay đổi tới 500V tại thời điểm 0.05s. Giá trị tải để ở 20% tải định mức. Kết quả, điện áp ra bám giá trị đặt với thời gian xác lập xấp xỉ 0.0134s, sai lệch tĩnh bằng 0.0258V. Kết quả mô phỏng trên chứng minh bộ điều khiển điện áp đã thiết kế cho chất lượng rất tốt.

Hình 18 là kết quả đáp ứng công suất ước lượng và công suất đo trên tải. Các đồ thị của giá trị công suất tải ước lượng và giá trị công suất tải đo theo thời gian được hiển thị trên cùng một đồ thị để so sánh. Vì giá trị đặt của công suất truyền  $P_{ref}$  được ước lượng bằng các thông số đo được ở phía truyền, do đó trong giai đoạn đầu – khi hệ thống bắt đầu khởi động, thông số ước lượng này có sai số lớn. Tuy nhiên, ở giai đoạn làm việc ổn định, công suất ước lượng chính xác, sai số nhỏ, bằng 0.57% so với công suất đo.

Hình 19 đưa ra đáp ứng công suất phía truyền và góc dịch pha  $\theta$  khi thay đổi giá trị công suất đặt. Cho giá trị điện áp đặt đầu ra thay đổi từ 350V xuống 300V tại thời điểm  $t = 0.02s$  tương ứng với việc giảm giá trị đặt cho công suất truyền từ 1914W lên 1406W. Kết quả cho thấy, khi thay đổi giá trị đặt, ở giai đoạn làm việc ổn định, công suất truyền bám rất chính xác so với công suất đặt với sai lệch tĩnh (11W), thời gian xác lập 0.0078s. Điều này chứng minh bộ điều khiển công suất đã thiết kế cho chất lượng tốt. Có thể thấy công suất phía truyền

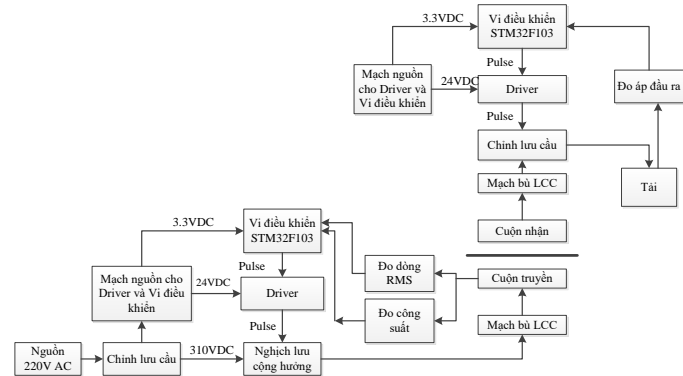
phụ thuộc vào góc dịch pha, điều này đã chứng minh được lý thuyết và cấu trúc điều khiển đề xuất là chính xác.

Hình 20, Hình 21 là đặc tính công suất phía truyền, công suất tải khi không có và khi có bộ điều khiển công suất. Khi không có bộ điều khiển công suất, đặt giá trị của góc  $\theta = 130^\circ$ , hiệu suất của hệ thống trong trường hợp này bằng 89.03%. Khi có bộ điều khiển công suất hiệu suất đạt được bằng 93.27%. Như vậy, khi có bộ điều khiển công suất, hiệu suất của hệ thống được nâng cao và ổn định như mong muốn.

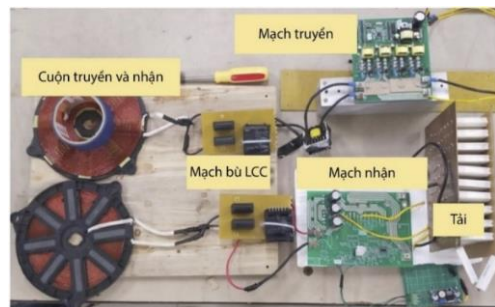
Kết quả mô phỏng kiểm chứng điện áp đầu ra và công suất của hệ thống khi thay đổi phụ tải, giá trị tải tăng từ  $R_L = 64\Omega$  lên  $100\Omega$  ở thời điểm  $t = 0.028s$  được trình bày trên Hình 22. Kết quả giá trị điện áp đầu ra được giữ ổn định ở mức 400V, công suất đầu vào và đầu ra đáp ứng khi thay đổi tải, hiệu suất đạt được trên 93%.

### 3.2. Kết quả thực nghiệm

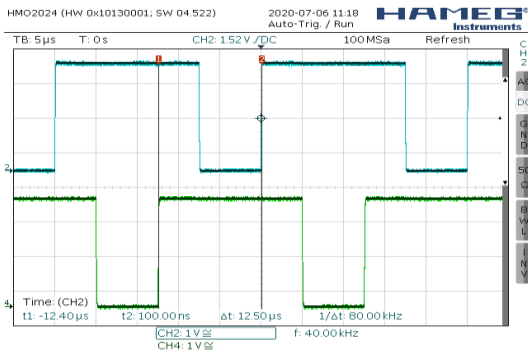
Để kiểm chứng lý thuyết và mô phỏng, sơ đồ thực nghiệm hệ thống WPT được thực hiện như trên Hình 23. Một mô hình hệ thống WPT công suất 2.5kW, khoảng cách truyền 4.5cm được xây dựng trong phòng thí nghiệm như trên Hình 24. Các cuộn dây truyền và nhận sử dụng dây Litz để giảm tổn thất xoay chiều khi làm việc ở tần số cao, mỗi cuộn dây được quấn 26 vòng, bán kính 8.5cm. Các thanh ferrite PE40 được sử dụng để tăng khả năng dẫn từ. Tụ màng polypropylen được sử dụng làm tụ bù vì tổn hao nhỏ và khả năng chịu dòng điện cao ở tần số lớn. Sử dụng các MOSFET SIC CMF20120D để giảm tổn thất chuyển mạch van. Các kết quả được đo bằng các oscilloscope HMO2024.



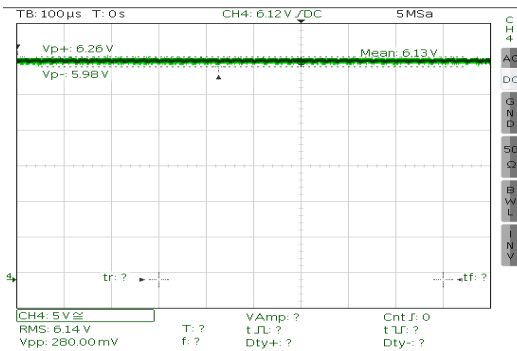
**Hình 23:** Sơ đồ thực nghiệm của hệ thống truyền điện không dây



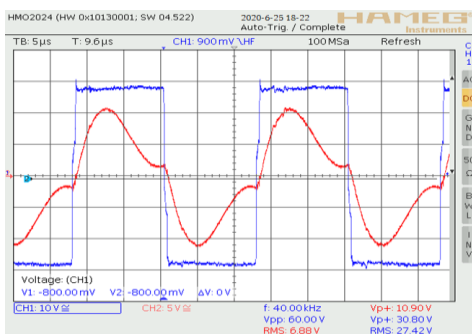
**Hình 24:** Hệ thống thực nghiệm



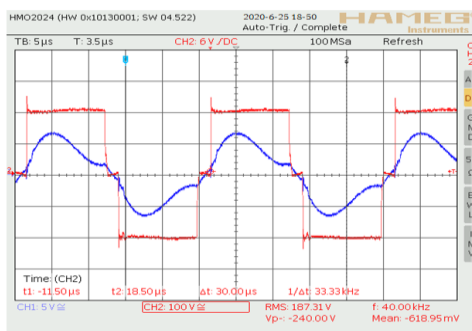
**Hình 25:** Xung đầu ra của vi điều khiển đưa vào mạch driver cấp cho 2 van



**Hình 26:** Điện áp đầu ra trên tải



**Hình 27:** Dòng điện và điện áp đầu ra nghịch lưu với  $\theta = 180^\circ$



**Hình 28:** Dòng điện và điện áp đầu ra nghịch lưu với  $\theta = 162^\circ$

Hình 25 đưa ra dạng xung cấp vào 2 van  $Q_{s1}$  và  $Q_{s2}$  với duty là 70%, trong đó xung cấp vào van  $Q_{s1}$  (đường màu xanh lá cây) lệch pha  $180^\circ$  so với xung cấp vào van  $Q_{s2}$  (đường màu xanh dương). Hình 26 là đáp ứng điện áp trên tải, kết quả cho thấy điện áp đầu ra ổn định với ripple 2.3%.

Kết quả thực nghiệm điều khiển dạng điện áp và dòng điện đầu ra của bộ nghịch lưu khi thay đổi góc  $\theta$  như trên Hình 27

ứng với trường hợp góc  $\theta = 180^\circ$  và Hình 28 ứng với trường hợp  $\theta = 162^\circ$ . Kết quả thực nghiệm cho thấy dòng điện và điện áp sau chỉnh lưu có dạng giống mô phỏng. Van đạt chuyển mạch mềm ZVS. Như vậy chứng minh việc thiết kế bộ bù đã đạt được chuyển mạch mềm ZVS đúng như mong muốn.

Kết quả giá trị hiệu suất thực nghiệm được tính toán thông qua việc đo giá trị điện áp, dòng điện tức thời ở đoạn làm việc ổn định và ghi lại dưới dạng file.csv. Hiệu suất thực nghiệm lớn nhất đạt được 90,9% trong trường hợp góc  $\theta = 180^\circ$ .

#### 4. Kết luận

Bài báo này đã đưa ra một cấu trúc truyền điện không dây tương đối hoàn chỉnh gồm bộ nghịch lưu phía sơ cấp, mạch bù LCC hai phía và bộ chỉnh lưu bán tích cực phía thứ cấp. Phương pháp mô hình hoá hệ thống WPT với mạch bù LCC hai phía và bộ chỉnh lưu bán tích cực được trình bày chi tiết. Mô hình nhận được phản ánh tốt tính động học của hệ thống. Trên cơ sở đó một bộ điều khiển PI ở phía nhận để ổn định điện áp đầu ra được thiết kế vòng điều khiển. Hơn nữa, công thức ước lượng công suất đầu ra giúp tạo ra giá trị tham chiếu cho bộ điều khiển công suất theo phương pháp điều chế dịch pha. Từ đó, hiệu suất của hệ thống được cải thiện và giữ ở mức cao. Kết quả mô phỏng và thực nghiệm cho thấy điện áp ra bám giá trị đặt nhanh với độ quá điều chỉnh cũng như sai lệch tĩnh tương đối nhỏ. Hiệu suất thực nghiệm lớn nhất của hệ thống đạt được là 90,9%.

#### 5. Phụ lục

$$K_1 = \frac{2R_L}{\pi^2} (1 - \cos(2\pi D)) \quad A1.1$$

$$K_2 = 1 - \cos(2\pi D) \quad A1.2$$

$$K_3 = \sin(2\pi D) \quad A1.3$$

$$K_4 = \frac{2V_{Co} I_{Lf2,c}^2}{\pi L_{f2} I_{Lf2}^3} (1 - \cos(2\pi D)) \quad A1.4$$

$$K_5 = \frac{2V_{Co} I_{Lf2,s} I_{Lf2,c}}{\pi L_{f2} I_{Lf2}^3} \sin(2\pi D) \quad A1.5$$

$$K_6 = \frac{2V_{Co} I_{Lf2,s} I_{Lf2,c}}{\pi L_{f2} I_{Lf2}^3} (1 - \cos(2\pi D)) \quad A1.6$$

$$K_7 = \frac{2V_{Co} I_{Lf2,s}^2}{\pi L_{f2} I_{Lf2}^3} \sin(2\pi D) \quad A1.7$$

$$K_8 = \frac{2I_{Lf2,s}}{\pi L_{f2} I_{Lf2}} (1 - \cos(2\pi D)) \quad A1.8$$

$$K_9 = \frac{2I_{Lf2,c}}{\pi L_{f2} I_{Lf2}} \sin(2\pi D) \quad A1.9$$

$$K_{10} = \frac{2V_{Co} I_{Lf2,c}^2}{\pi L_{f2} I_{Lf2}^3} \sin(2\pi D) \quad A1.10$$

$$K_{11} = \frac{2V_{Co} I_{Lf2,s}^2}{\pi L_{f2} I_{Lf2}^3} (1 - \cos(2\pi D)) \quad A1.11$$

$$K_{12} = \frac{2I_{Lf2,s}}{\pi L_{f2} I_{Lf2}} \sin(2\pi D) \quad A1.12$$

$$K_{13} = \frac{2I_{Lf2,c}}{\pi L_{f2} I_{Lf2}} (1 - \cos(2\pi D)) \quad A1.13$$

$$K_{14} = \frac{R_L}{\pi(R_L + r_c)C_0} \frac{I_{Lf2,s}}{I_{Lf2}} (1 - \cos(2\pi D)) \quad A1.14$$

$$K_{15} = \frac{R_L}{\pi(R_L + r_c)C_0} \frac{I_{Lf2,c}}{I_{Lf2}} (1 - \cos(2\pi D)) \quad A1.15$$

$$K_{16} = \frac{1}{(R_L + r_c)C_0} \quad A1.16$$

$$K_{17} = \frac{4V_{Co} I_{Lf2,s}}{L_{f2} I_{Lf2}} \sin(2\pi D) \quad A1.17$$

$$K_{18} = \frac{4V_{Co} I_{Lf2,c}}{L_{f2} I_{Lf2}} \cos(2\pi D) \quad A1.18$$

$$K_{19} = \frac{4V_{Co} I_{Lf2,s}}{L_{f2} I_{Lf2}} \cos(2\pi D) \quad A1.29$$

$$K_{20} = \frac{4V_{Co} I_{Lf2,c}}{L_{f2} I_{Lf2}} \sin(2\pi D) \quad A1.20$$

$$K_{21} = \frac{2R_L I_{Lf2}}{(R_L + r_c)C_0} \sin(2\pi D) \quad A1.21$$

$$K_{22} = \frac{r_c R_L}{\pi(R_L + r_c)C_0} \frac{I_{Lf2,s}}{I_{Lf2}} (1 - \cos(2\pi D)) \quad A1.22$$

$$K_{23} = \frac{r_c R_L}{\pi(R_L + r_c)C_0} \frac{I_{Lf2,c}}{I_{Lf2}} (1 - \cos(2\pi D)) \quad A1.23$$

$$K_{24} = \frac{R_L}{R_L + r_c} \quad A1.24$$

$$K_{25} = \frac{2r_c R_L I_{Lf2}}{R_L + r_c} \sin(2\pi D) \quad A1.25$$

- [4] X. Liu, L. Clare, X. Yuan, C. Wang, and J. Liu, "A design method for making an LCC compensation two-coil wireless power transfer system more energy efficient than an SS counterpart," *Energies*, vol. 10, no. 9, 2017, doi: 10.3390/en10091346.
- [5] 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 Trans. Power Electron.*, vol. 33, no. 9, pp. 7398–7410, 2018, doi: 10.1109/TPEL.2017.2766605.
- [6] N. T. Diep, N. K. Trung, and T. T. Minh, "Control the Constant Current/Voltage Charging Mode in the Wireless Charging System for Electric Vehicle with LCC Compensation Circuit," in *2019 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC)*, Oct. 2019, pp. 1–5. doi: 10.1109/VPPC46532.2019.8952272.
- [7] M. Kato, T. Imura, and Y. Hori, "Study on Maximize Efficiency by Secondary Side Control Using DC-DC Converter in Wireless Power Transfer via Magnetic Resonant Coupling," pp. 1–5, 2013.
- [8] M. Kim, D. Joo, and B. K. Lee, "Design and Control of Inductive Power Transfer System for Electric Vehicles Considering Wide Variation of Output Voltage and Coupling Coefficient," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 34, no. 2, pp. 1197–1208, Feb. 2019, doi: 10.1109/TPEL.2018.2835161.
- [9] H. R. Cha, R. Y. Kim, K. H. Park, and Y. J. Choi, "Modeling and control of double-sided LCC compensation topology with semi-bridgeless active rectifier for inductive power transfer system," *Energies*, vol. 12, no. 20, 2019, doi: 10.3390/en12203921.
- [10] F. Zhao, C. Zhu, R. Lu, K. Song, and G. Wei, "Modeling and design of control loop with semi-bridgeless rectifier in wireless charging system," *2017 IEEE Transp. Electrification Conf. Expo Asia-Pac. ITEC Asia-Pac. 2017*, 2017, doi: 10.1109/ITEC-AP.2017.8080825.
- [11] Z. Ye, P. K. Jain, and P. C. Sen, "A full-bridge resonant inverter with modified phase-shift modulation for high-frequency AC power distribution systems," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 54, no. 5, pp. 2831–2845, 2007, doi: 10.1109/TIE.2007.896030.

## 6. Ghi nhận

Nghiên cứu được thực hiện tại APES Lab, Bộ môn Tự động hóa Công nghiệp, Viện Điện, Trường Đại học Bách Khoa Hà Nội.

## Tài liệu tham khảo

- [1] S. Li and C. C. Mi, "Wireless Power Transfer for Electric Vehicle Applications," *IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron.*, vol. 3, no. 1, pp. 4–17, Mar. 2015, doi: 10.1109/JESTPE.2014.2319453.
- [2] D. Gunji, T. Imura, and H. Fujimoto, "Basic study of transmitting power control method without signal communication for Wireless In-Wheel Motor via magnetic resonance coupling," *Proc. - 2015 IEEE Int. Conf. Mechatron. ICM 2015*, pp. 317–322, 2015, doi: 10.1109/IC-MECH.2015.7083995.
- [3] H. Matsumoto, Y. Shibako, and Y. Neba, "Contactless Power Transfer System for AGVs," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 65, no. 1, pp. 251–260, Jan. 2018, doi: 10.1109/TIE.2017.2721913.