

# THIẾT KẾ BỘ SẠC KHÔNG DÂY TĨNH ỨNG DỤNG CHO XE TỰ HÀNH

## DESIGN OF A STATIC WIRELESS CHARGING FOR AUTOMATED GUIDED VEHICLE

Nguyễn Thị Điệp<sup>1</sup>, Nguyễn Hữu Anh<sup>2</sup>, Trần Văn Đức<sup>2</sup>,  
Vũ Tuấn Phương<sup>2</sup>, Nguyễn Kiên Trung<sup>2,\*</sup>

DOI: <https://doi.org/10.57001/huih5804.2023.065>

### TÓM TẮT

Xe tự hành AGV (Automation Guided Vehicle) được thiết kế chuyên dụng với chức năng vận chuyển hàng hóa, nguyên vật liệu trong các nhà xưởng, khu công nghiệp, khu chế xuất, trung tâm thương mại mà không cần đến sự can thiệp của nhân công... Cùng với sự phát triển của nền công nghiệp hiện đại ngày nay, AGV được sử dụng ngày càng phổ biến và đặt ra yêu cầu ngày càng cao về thời lượng hoạt động cũng như giảm thiểu chi phí vận hành. Tuy nhiên, các công nghệ sạc pin cho AGV hiện tại còn tồn tại nhiều hạn chế như hiệu suất không cao, tính linh hoạt thấp, thời gian sạc lâu làm kéo theo sự tăng lên về mức độ congest cũng như áp lực về mặt kinh tế. Bài báo này đề xuất một phương pháp thiết kế bộ sạc không dây tĩnh cho AGV, AGV có thể sạc với dòng không đổi sử dụng hệ thống truyền điện không dây kết hợp với cấu trúc mạch bù LCC hai phía. Các kết quả mô phỏng và thực nghiệm đã xác minh tính đúng đắn của phương pháp thiết kế.

**Từ khóa:** Xe tự hành, sạc không dây tĩnh, mạch bù LCC hai phía, chuyển mạch mềm.

### ABSTRACT

The AGV (Automation Guided Vehicle) is specially designed for the function of transporting freight and materials in factories, industrial parks, export processing zones, and commercial centers without the intervention of operator labor... Along with the development of today's modern industry, AGV is used more and more popularly and places increasing demands on operating time as well as minimizing operating costs. However, the current charging technologies for AGVs still have many limitations such as low efficiency, low flexibility, and long charging time, which leads to an increase in cumbersomeness as well as economic pressure economic. This paper proposes a method to design static wireless charging for AGV, it can charge with constant current using a wireless power transfer system combined with a double-side LCC compensation circuit. simulation and experimental results have verified the correctness of the design method.

**Keywords:** Automation Guided Vehicle, static wireless charging, double-side LCC compensation, soft switching.

<sup>1</sup>Khoa Điều khiển và Tự động hóa, Trường Đại học Điện Lực

<sup>2</sup>Trường Điện - Điện tử, Đại học Bách khoa Hà Nội

\*Email: trung.nguyenkien1@hust.edu.vn

Ngày nhận bài: 25/10/2022

Ngày nhận bài sửa sau phản biện: 04/02/2023

Ngày chấp nhận đăng: 15/3/2023

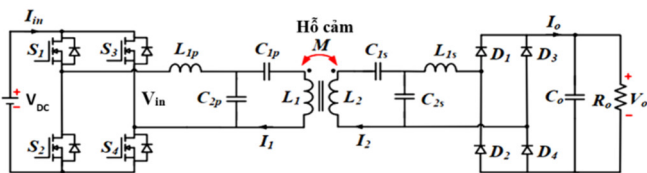
### 1. GIỚI THIỆU

Trong lĩnh vực vận chuyển hàng hóa cục bộ tại các nhà xưởng, khu công nghiệp, khu chế xuất... xe AGV có tầm quan trọng đặc biệt, giúp giải phóng sức lao động cho công nhân, vận chuyển hàng hóa một cách tự động, quy chuẩn hóa dây chuyền sản xuất. Vì thế, xe AGV ngày càng được sử dụng nhiều hơn kéo theo nhu cầu về thời lượng sử dụng cũng phải dài hơn, sạc nhanh hơn để đáp ứng tiến độ làm việc. Hiện nay có một số phương pháp sạc pin như thay pin thủ công, sạc pin thủ công, sạc tiếp xúc, những phương pháp này có nhược điểm như tính tự động hóa chưa cao, tổn chi phí thuê nhân viên giám sát. Phương pháp sạc cơ hội sử dụng công nghệ sạc không dây tĩnh là phương pháp sạc khi AGV nhàn rỗi. Phương pháp sạc này có ưu điểm là tăng tính linh hoạt của AGV, chỉ cần sử dụng pin kích thước nhỏ, cần ít AGV hoạt động hơn. Để thực hiện được sạc cơ hội, bộ sạc không dây cần có khả năng sạc với dòng đầu ra không đổi giúp giảm thời gian sạc, phù hợp với điều kiện sạc trong thời gian ngắn khi AGV nhàn rỗi.

Sạc không dây cho xe AGV dựa trên nguyên lý cảm ứng điện từ. Điểm khác biệt của công nghệ sạc không dây là không sử dụng lõi thép kỹ thuật để dẫn từ thông làm cho điện cảm rò lớn, hai cuộn dây sơ cấp và thứ cấp tách rời nhau vì vậy hiệu suất sẽ giảm đi rất nhanh khi tăng khoảng cách giữa hai cuộn dây. Giải pháp đưa ra là sử dụng một cấu trúc bù để có thể cộng hưởng với giá trị điện cảm rò đó. Thông thường, các tụ điện có thể được đưa thêm vào hoặc sử dụng tụ ký sinh để hình thành mạch cộng hưởng, được biết đến như là phương pháp cộng hưởng từ. Về cơ bản có bốn loại cấu trúc bù là nối tiếp - nối tiếp (SS), nối tiếp - song song (SP), song song - song song (PP), song song - nối tiếp (PS) [1]. Các cấu trúc này có ưu điểm là đơn giản, dễ thiết kế. Nhược điểm là nhạy cảm với các thông số. Với mạch bù SP, PS, PP thì tần số cộng hưởng phụ thuộc vào hệ số kết nối điện từ. Với mạch bù SS, tần số cộng hưởng không phụ thuộc vào hệ số kết nối và có thể tạo ra một nguồn dòng nhưng đặc tính hiệu suất và công suất bị phân tách khi tải thay đổi [2]. Ngoài những cấu trúc cơ bản trên thì một số cấu trúc ưu việt đã được đề xuất ở [3-7]. Cấu trúc bù có nhiều ưu điểm nhất đó là cấu trúc bù LCC hai phía có thể tạo điều kiện chuyển mạch mềm ZVS (Zero Voltage Switching) hoặc ZCS (Zero Current Switching) và có

thể tạo ra một nguồn dòng hoặc nguồn áp ở bên phía thứ cấp [8-10]. Do đó, để thiết kế bộ sạc không dây tinh sạch với dòng điện đầu ra không đổi, cấu trúc bù LCC hai phía được sử dụng.

Hệ thống sạc không dây cho xe AGV dựa trên công nghệ truyền điện không dây WPT (wireless power transfer). Hệ thống WPT bao gồm hai phía tách rời nhau là phía sơ cấp và phía thứ cấp, được mô tả trong hình 1. Điện áp một chiều đầu vào được biến đổi thành điện áp xoay chiều tần số cao bởi bộ nghịch lưu cầu dùng các MOSFET ( $S_1-S_4$ ), qua mạch bù LCC phía sơ cấp cấp nguồn tới cuộn dây nhận  $L_1$ . Năng lượng điện được truyền không dây tới phía thứ cấp tới cuộn dây nhận  $L_2$  theo nguyên lý cảm ứng điện từ. Qua mạch bù LCC phía thứ cấp, điện áp xoay chiều thu được bên phía thứ cấp sẽ được chỉnh lưu thành điện áp một nhờ bộ chỉnh lưu diode ( $D_1 \div D_4$ ) để sạc cho pin.

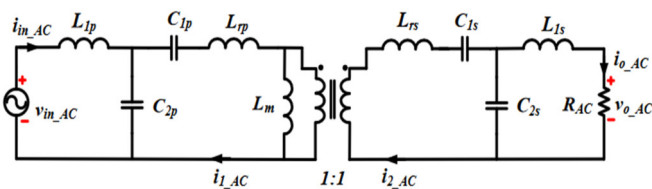


Hình 1. Hệ thống truyền điện không dây sử dụng cấu trúc mạch bù LCC hai phía

Bài báo đề xuất phương pháp thiết kế bộ sạc không dây ứng dụng cho xe AGV, có thể sạc với dòng điện đầu ra không đổi dựa theo việc tính toán thiết kế cấu trúc bù LCC hai phía. Phương pháp điều chế dịch pha được sử dụng có ưu điểm điều khiển được điện áp đầu ra sau nghịch lưu bằng cách điều chỉnh góc dịch pha, từ đó có thể điều khiển được dòng điện đầu ra không đổi sạc cho pin. Cấu trúc điều khiển truyền thẳng được đề xuất có ưu điểm đơn giản, dễ thực hiện dựa vào mối quan hệ giữa dòng điện đầu ra sạc cho pin và góc dịch pha cần điều chỉnh. Kết quả mô phỏng và thực nghiệm đã cho thấy cấu trúc bù LCC hai phía có thể hoạt động như một nguồn dòng giúp tạo dòng điện không đổi trên tải. Ngoài ra, khả năng điều chỉnh dòng điện không đổi đầu ra cũng đã được kiểm chứng.

**2. PHÂN TÍCH LÝ THUYẾT VÀ TÍNH TOÁN THIẾT KẾ**

**2.1. Phân tích cấu trúc mạch bù LCC hai phía và điều kiện ZPA**



Hình 2. Mạch tương đương hình T

Như được đề cập ở trên, cấu trúc bù LCC hai phía được sử dụng để tăng khả năng truyền tải điện sang phía thứ cấp, giúp đạt được chuyển mạch mềm ZVS trên van. Cấu trúc bù LCC hai phía được bố trí ở hai phía sơ cấp và thứ cấp như trên hình 1. Cấu trúc bù LCC phía sơ cấp được tạo ra bởi một cuộn cảm cộng hưởng  $L_p$  và hai tụ cộng hưởng

$C_{1p}, C_{2p}$ . Tương tự, cấu trúc bù LCC phía thứ cấp được tạo ra bởi cuộn cảm  $L_{1s}$ , và các tụ  $C_{1s}, C_{2s}$ . Mạch tương đương hình T trên hình 2 được phân tích trên miền tần số dựa theo phương pháp xấp xỉ sóng hài bậc nhất (FHA). Để đạt được điện áp đầu ra cơ bản lớn nhất, mỗi van MOSFET sẽ dẫn với hệ số điều chế (duty ratio) xấp xỉ 50%.

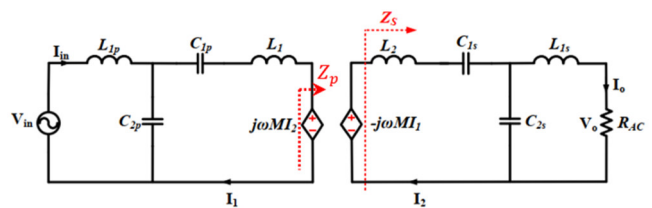
Mối quan hệ giữa giá trị tự cảm  $L_1$  và  $L_2$ , điện cảm rò  $L_{rp}$  và  $L_{rs}$ , hệ số kết nối k của cuộn dây truyền và nhận được biểu diễn như sau:

$$k = \frac{M}{\sqrt{(L_m + L_{rp})(L_m + L_{rs})}} = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} \tag{1}$$

Trong đó, M và  $L_m$  là điện cảm hỗ cảm và điện cảm từ hóa giữa hai cuộn dây truyền và nhận. Các thành phần sóng hài bậc nhất dựa trên mạch tương đương trong hình 2 có thể được trình bày như sau:

$$\begin{cases} L_{rp} = (1-k)L_1; \\ L_{rs} = (1-k)L_2 \\ v_{in\_AC}(t) = \frac{4}{\pi} V_{in} \sin(2\pi ft) \\ v_{o\_AC}(t) = \frac{4}{\pi} V_o \sin(2\pi ft + \theta) \\ i_{o\_AC}(t) = \frac{\pi}{2} I_o \sin(2\pi ft + \theta) \\ R_{AC} = \frac{8}{\pi^2} R_o \end{cases} \tag{2}$$

Trong đó,  $V_{in}, V_o$  và  $I_o$  lần lượt là điện áp một chiều đầu vào bộ nghịch lưu, điện áp và dòng điện yêu cầu sạc cho pin.  $\theta$  là góc lệch pha giữa  $v_{in\_AC}$  và  $v_{o\_AC}$ . Ngoài ra,  $V_{in}, V_o, I_{in}, I_o, I_1$  và  $I_2$  trong phân tích phía sau được sử dụng để biểu diễn dạng phức của các biến tương ứng  $v_{in\_AC}, v_{o\_AC}, i_{in\_AC}, i_{o\_AC}, i_{1\_AC}$  và  $i_{2\_AC}$ . Từ phương trình (2), có thể thấy rằng tỉ lệ chuyển đổi điện áp của cấu trúc bù LCC hai phía  $|V_o/V_{in}|$  giống với tỉ lệ  $V_o/V_{in}$ .



Hình 3. Mô hình M của mạch bù LCC hai phía

Chế độ sạc dòng điện không đổi với cấu trúc mạch bù LCC hai phía có thể đạt được bằng cách vận hành như một nguồn dòng. Tuy nhiên, điều kiện ZPA (Zero Phase Angle) không tự đạt được trong chế độ hoạt động này. Điều kiện ZPA được thỏa mãn nếu pha của trở kháng đầu vào của hệ thống bằng không. Khi đó, hệ số công suất của hệ thống là lớn nhất, tổn hao công suất được bỏ qua. Do đó, khối cộng hưởng cần được thiết kế sao cho pha của trở kháng đầu vào bằng không. Để tìm được điều kiện thỏa mãn cả chế độ hoạt động mà mạch bù LCC hai phía vận hành như một nguồn dòng và điều kiện ZPA, mô hình M như ở hình 3

được sử dụng để phân tích các đặc tính đầu ra và khối cộng hưởng ở mỗi bên của cấu trúc bù LCC hai phía.

Áp dụng luật Kirchoff 2 cho phía sơ cấp, phương trình điện áp đầu vào phía sơ cấp thu được như sau:

$$V_{in} = j \left( \omega L_{1p} - \frac{1}{\omega C_{2p}} \right) I_{in} + j \frac{1}{\omega C_{2p}} I_1 \quad (3)$$

Điện áp hở cảm phía thứ cấp thu được như trong (4):

$$j\omega M I_1 = j \left( \omega L_2 - \frac{1}{\omega C_{1s}} - \frac{1}{\omega C_{2s}} \right) I_2 + j \frac{1}{\omega C_{2s}} I_o \quad (4)$$

Từ phương trình (3) và (4) có thể rút ra phương trình (5) với điều kiện các mạch cộng hưởng được chọn thỏa mãn phương trình (6) và (7).

$$I_o = \frac{\omega_{cc}^3 C_{2s} C_{2p} M V_{in}}{j} = \frac{M V_{in}}{j \omega_{cc} L_{1p} L_{1s}} \quad (5)$$

$$\omega_{cc} L_{1p} - \frac{1}{\omega_{cc} C_{2p}} = 0 \quad (6)$$

$$\omega_{cc} L_2 - \frac{1}{\omega_{cc} C_{1s}} - \frac{1}{\omega_{cc} C_{2s}} = 0 \quad (7)$$

Theo (5), dòng điện đầu ra  $I_o$  chỉ phụ thuộc vào điện áp đầu vào của  $V_{in}$ , tần số hoạt động và các thông số điện cảm bù phía sơ cấp và thứ cấp. Do đó, có thể vận hành hệ thống với mạch bù LCC hai phía như một nguồn dòng, và có thể thực hiện chế độ sạc ổn dòng.

Tương tự, các vòng cộng hưởng phía sơ cấp và thứ cấp thỏa mãn các phương trình dưới đây:

$$\omega_{cc} L_{1s} - \frac{1}{\omega_{cc} C_{2s}} = 0 \quad (8)$$

$$\omega_{cc} L_1 - \frac{1}{\omega_{cc} C_{1p}} - \frac{1}{\omega_{cc} C_{2p}} = 0 \quad (9)$$

Trở kháng vào phía thứ cấp  $Z_s$  có thể được tính như sau:

$$Z_s = \frac{1}{\omega^2 R_{AC} C_{2s}^2} \quad (10)$$

Trở kháng phản xạ từ phía thứ cấp về phía sơ cấp  $Z_p$  có thể được biểu diễn như trong (11)

$$Z_p = \frac{-j\omega M I_2}{I_1} = \frac{(\omega M)^2}{Z_s} \quad (11)$$

Trở kháng vào của hệ thống  $Z_{in}$  được tính toán như sau:

$$Z_{in} = \frac{1}{\omega^2 C_{2p} Z_p} \quad (12)$$

Từ các biểu thức (10), (11), (12) cho thấy góc pha của trở kháng đầu vào  $Z_{in}$  bằng không. Do đó, điều kiện ZPA (Zero Phase Angle) đạt được tại tần số cộng hưởng  $\omega_{cc}$ .

Như vậy, để đạt được điều kiện ZPA khi cấu trúc bù LCC hai phía vận hành như một nguồn dòng, khối cộng hưởng cần được thiết kế thỏa mãn các điều kiện trong các phương trình (6), (7), (8) và (9) tại tần số cộng hưởng  $\omega_{cc}$ . Các phương trình được viết lại như ở (13).

$$\omega_{cc} = \frac{1}{\sqrt{L_{1p} C_{2p}}} = \frac{1}{\sqrt{L_{1s} C_{2s}}} = \sqrt{\frac{C_{1s} + C_{2s}}{C_{1s} C_{2s} L_2}} = \sqrt{\frac{C_{1p} + C_{2p}}{C_{1p} C_{2p} L_1}} \quad (13)$$

### 2.2. Thiết kế chi tiết bộ sạc không dây tĩnh

Như được đề cập ở trên, việc thiết kế bộ sạc không dây tĩnh có khả năng sạc với dòng điện không đổi dựa vào việc tính toán thiết kế cấu trúc bù LCC hai phía ở tần số cộng hưởng  $\omega_{cc}$ .

Mỗi quan hệ giữa điện cảm hở cảm  $M$  và hệ số kết nối điện từ  $k$  được biểu diễn trong (14).

$$M = k \sqrt{L_1 L_2} \quad (14)$$

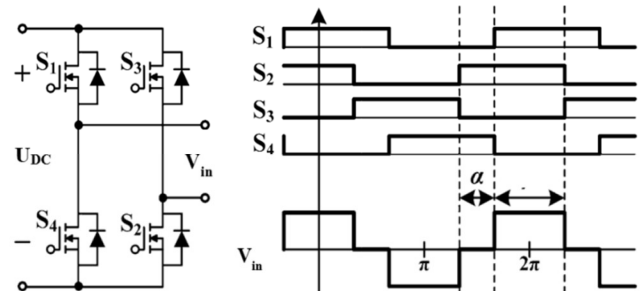
Trong trường hợp cuộn dây sơ cấp và thứ cấp giống nhau ( $L_1 = L_2$ ). Các giá trị tần số cộng hưởng và dòng điện sạc tối đa được chọn trước như trong bảng 1. Thông số mạch bù được tính toán dựa vào các biểu thức trên và được biểu diễn trên bảng 2.

Bảng 1. Các thông số hệ thống

Thông số	Kí hiệu	Giá trị
Điện áp một chiều đầu vào	$V_{in}$	400V
Dòng điện sạc tối đa	$I_o$	50A
Điện áp pin	$V_{bat}$	12 - 72V
Tần số hoạt động	$f_{cc}$	39,5kHz
Điện cảm hai cuộn truyền, nhận	$L_1, L_2$	107μH
Điện trở hai cuộn truyền, nhận	$r_1, r_2$	40 <sup>-3</sup> Ω
Hệ số kết nối	$k$	0,378

Bảng 2. Các thông số mạch bù LCC hai phía

Thông số	Kí hiệu	Giá trị
Điện cảm cộng hưởng	$L_{1p}, L_{1s}$	32,5μH
Tụ điện cộng hưởng thứ nhất	$C_{1p}, C_{1s}$	0,22μF
Tụ điện cộng hưởng thứ hai	$C_{2p}, C_{2s}$	0,5μF



Hình 4. Xung điều khiển và dạng sóng đầu ra của điện áp của bộ nghịch lưu sử dụng điều chế dịch pha

### 2.3. Cấu trúc điều khiển để xuất

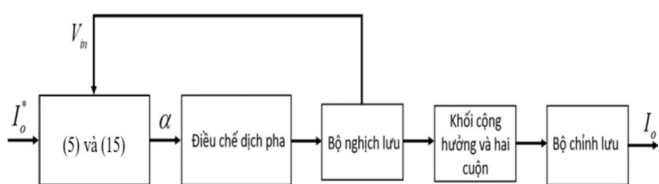
Dựa vào phương trình (5), có thể thấy rằng các yếu tố chính ảnh hưởng tới dòng điện đầu ra sau cấu trúc bù  $I_o$  là hồ cảm  $M$ , tần số cộng hưởng  $\omega_{cc}$  và điện áp đầu ra sau nghịch lưu  $V_{in}$ . Hồ cảm  $M$  phụ thuộc vào vị trí của cuộn dây nhận (xe AGV), tần số cộng hưởng  $\omega_{cc}$  là một thông số quan trọng ảnh hưởng tới hiệu suất của hệ thống truyền điện không dây vì để thu được hiệu suất truyền điện cao thì cần giữ tần số hoạt động không đổi, điện áp đầu ra sau nghịch lưu  $V_{in}$  có thể điều chỉnh được khi sử dụng phương pháp điều chế dịch pha cho mạch nghịch lưu. Phương pháp điều chế dịch pha sẽ dịch xung điều khiển của một nhánh van trong sơ đồ nghịch lưu cầu H một góc  $\alpha$ . Do đó, điện áp đầu ra sau nghịch lưu có thể được điều chỉnh bằng cách điều chỉnh góc dịch pha  $\alpha$ . Xung điều khiển các van và dạng sóng đầu ra của điện áp sau nghịch lưu được thể hiện ở hình 4.

Sử dụng phương pháp Xấp xỉ sóng hài bậc nhất FHA (The First Harmonic Approximation), điện áp RMS sau nghịch lưu có thể thu được theo như (15):

$$V_{in} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_{DC} \cos\alpha \tag{15}$$

Kết hợp các biểu thức (5), (15) thấy rằng, khi mạch bù đã được thiết kế ở tần số cộng hưởng, vị trí cuộn dây nhận không bị lệch so với cuộn dây truyền - nghĩa là hệ số kết nối  $k$  sẽ được cố định ở một giá trị thì có thể điều khiển dòng điện đầu ra  $I_o$  bằng cách điều khiển góc dịch pha  $\alpha$  của bộ nghịch lưu phía truyền.

Do phía sơ cấp và phía thứ cấp của hệ thống truyền điện không dây không tiếp xúc với nhau về mặt vật lý, vậy nên nếu sử dụng cấu trúc điều khiển vòng kín thì cần phải dùng truyền thông để đưa tín hiệu đo dòng điện ở phía thứ cấp về bộ điều khiển ở phía sơ cấp. Cấu trúc này sẽ khiến cấu trúc bên phía thứ cấp trở nên phức tạp hơn vì sẽ cần thêm mạch điều khiển. Do đó, bài báo đề xuất cấu trúc điều khiển truyền thẳng chỉ sử dụng các thông tin ở phía sơ cấp như trên hình 5.



Hình 5. Cấu trúc điều khiển truyền thẳng để xuất

Giá trị dòng điện không đổi sạc cho pin mong muốn đặt vào thông qua bộ điều khiển tính toán giá trị góc dịch pha điều khiển điện áp đầu ra sau nghịch lưu, từ đó điều khiển được điện áp đầu ra mong muốn bằng với giá trị đặt. Ngoài ra,  $V_{in}$  là đầu ra của bộ chỉnh lưu tích cực PFC (Power Factor Controller), được đo giá trị để bù nhiễu giúp cho việc điều khiển được chính xác hơn. Cấu trúc điều khiển truyền thẳng này có ưu điểm là đơn giản, dễ thực hiện, sai lệch tính có thể ở mức chấp nhận được.

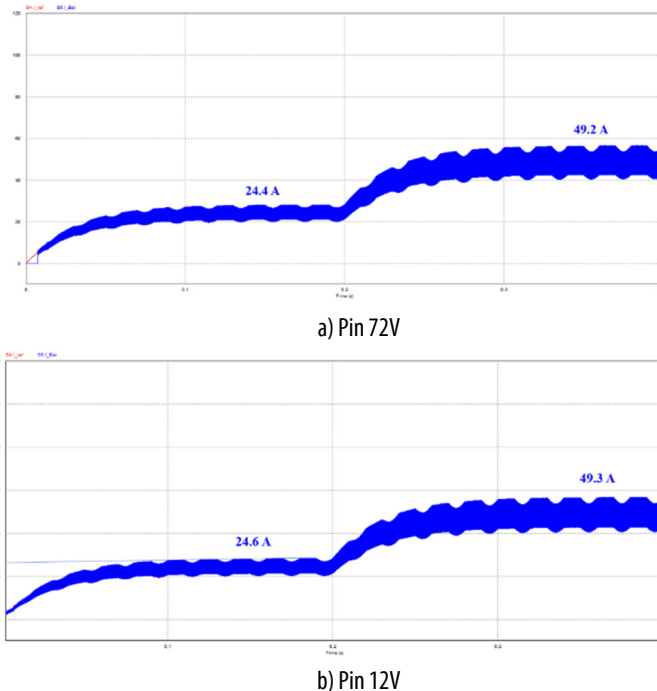
### 3. KẾT QUẢ MÔ PHỎNG VÀ THỰC NGHIỆM

#### 3.1. Kết quả mô phỏng

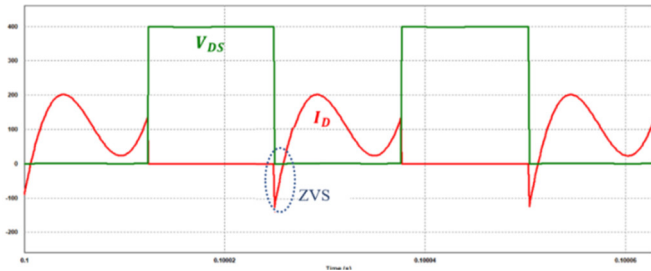
Để kiểm chứng hệ thống được thiết kế, mô phỏng trên phần mềm PSIM được tiến hành, các thông số của hệ thống và mạch bù được thiết lập theo bảng 1 và 2. Mô hình pin có thể được biểu diễn đơn giản bởi một nguồn áp  $E$  và một điện trở  $r$ . Hai điện áp pin có giá trị 12V và 72V được lựa chọn để kiểm chứng khả năng sạc với dòng điện sạc đầu ra không đổi cũng như khả năng đáp ứng của dòng điện sạc so với giá trị đặt.

Dòng điện sạc đầu ra thu được khi được đặt ở mức 25A và 50A được thể hiện ở hình 6a và 6b. Trường hợp pin 72V, dòng điện sạc thu được là 24,4A và 49,2A bám theo giá trị đặt là 25 A và 50 A. Tương tự với trường hợp pin 12V, dòng điện sạc thu được là 24,6A và 49,3A bám theo giá trị đặt là 25A và 50A. Do đó, cấu trúc truyền thẳng để xuất có khả năng điều khiển dòng điện đầu ra bám theo giá trị đặt với sai lệch nhỏ hơn 3%. Độ đập mạch dòng điện đầu ra là 18% và 15,8% ứng với giá trị đặt 25A và 50A trường hợp pin 72V. Tương tự, độ đập mạch dòng điện đầu ra là 18,7% và 16.8% ứng với giá trị đặt 25A và 50A trường hợp pin 12V. Mặt khác, chuyển mềm ZVS (Zero Voltage Switching) trên bốn van MOSFET cũng được kiểm chứng như trên hình 7.

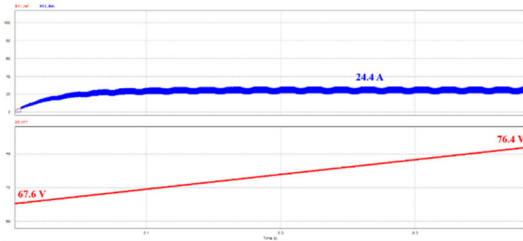
Trong chế độ sạc ổn dòng, dòng điện sạc cho pin là không đổi, đồng thời điện áp trên pin tăng tỉ lệ với dung lượng pin. Điều đó được kiểm chứng như trên hình 8. Trong hình 8a với pin loại 72V, dòng điện không đổi thu được là 24,4A với dòng điện đặt 25A trong khi điện áp pin tăng từ 67,6V đến 76,4V. Trong hình 8b với pin loại 12V, dòng điện không đổi thu được là 24,6A với dòng điện đặt 25A trong khi điện áp tăng từ 11,2V đến 12,8V.



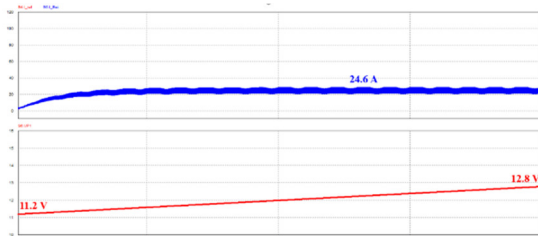
Hình 6. Dòng điện sạc với dòng điện đặt từ 25 A lên 50 A  
a) Pin 72V; b) Pin 12V



Hình 7. Dòng điện và điện áp trên van S1 và S2



a) Pin 72V



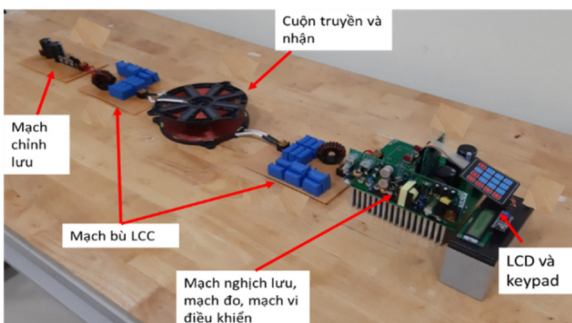
b) Pin 12V

Hình 8. Dòng điện sạc pin với dòng điện đặt 25A

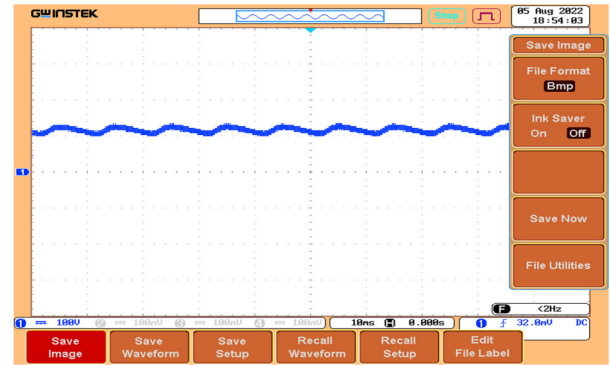
a) Pin 72V; b) Pin 12V

### 3.2. Kết quả thực nghiệm

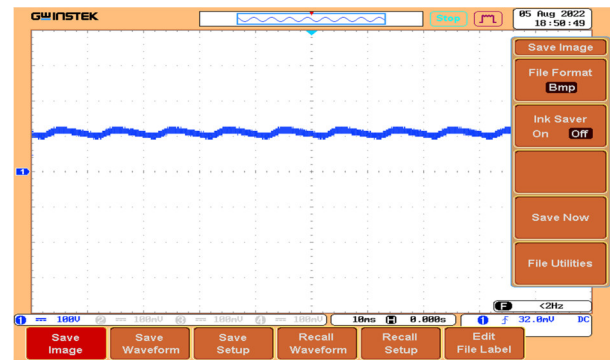
Một hệ thống thực nghiệm đã được xây dựng dựa trên cấu trúc đã đề xuất như hình 9. Với thông số đầu vào là  $V_{in} = 60V$ , tải  $R = 1,2\Omega$ , gắn chỉnh lưu cầu, với time/div = 10ms và vol/div = 100V. Thực nghiệm lần lượt với các góc dịch pha khác nhau, kết quả thu được như hình 10. Có thể thấy dạng đáp ứng điện áp đầu ra trên tải phía thứ cấp có sự thay đổi theo sự thay đổi của góc dịch pha phía sơ cấp. Điều này chứng tỏ khả năng điều khiển dòng điện đầu ra của hệ thống. Bên cạnh đó, có thể thấy đáp ứng điện áp trên tải có dạng gợn sóng với tần số 50Hz. Đây chính là nhiễu của điện áp đầu vào đã được đề cập đến ở phần mô phỏng. Qua đó chứng minh được tầm quan trọng của khâu đo bù nhiễu giá trị điện áp đầu vào.



Hình 9. Mô hình hệ thống thực nghiệm



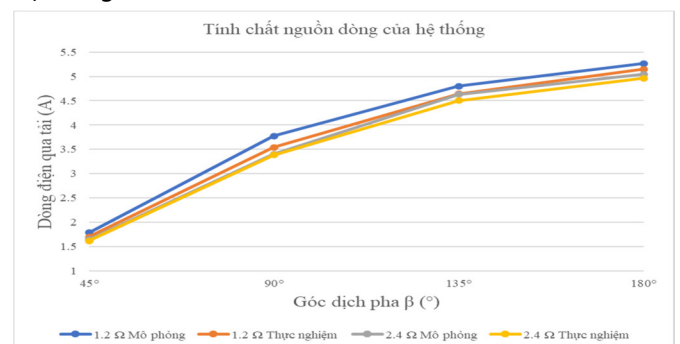
a) Góc dịch pha 180°



b) Góc dịch pha 135°

Hình 10. Điện áp đầu ra tải với góc dịch pha 180° (a) và 135° (b)

Để chứng minh tính chất nguồn dòng của hệ thống, tiến hành thực nghiệm với lần lượt hai loại tải  $R = 1,2\Omega$  và  $R = 2,4\Omega$  trong cùng một kịch bản: điện áp đầu vào  $V_{in} = 60V$ , góc dịch pha thay đổi từ 45, 90, 135 đến 180°. Kết quả thực nghiệm được so sánh cùng với kết quả mô phỏng được biểu diễn trên hình 11. Kết quả cho thấy với mỗi giá trị góc dịch pha khác nhau sẽ cho ra giá trị dòng điện khác nhau. Giá trị dòng điện thực nghiệm bám khá sát với giá trị mô phỏng. Tuy vẫn tồn tại sai lệch do hạn chế trong quá trình thực nghiệm tuy nhiên độ chênh lệch giá trị dòng điện đầu ra trong tất cả các trường hợp đều nhỏ hơn 5%. Kết quả trên là một lần nữa chứng minh được khả năng điều khiển dòng điện đầu ra và tính chất nguồn dòng của hệ thống.



Hình 11. So sánh dòng điện đầu ra với các loại tải khác nhau

### 4. KẾT LUẬN

Bài báo đề xuất một phương pháp thiết kế bộ sạc không dây tĩnh cho xe AGV sử dụng sử dụng công nghệ



truyền điện không dây với cấu trúc mạch bù LCC hai phía. Các van MOSFET trong bộ nghịch lưu được điều khiển phát xung theo phương pháp điều chế dịch pha. Kết quả mô phỏng cho thấy cấu trúc mạch đạt được chuyển mạch mềm ZVS cho MOSFET, khả năng sạc ổn dòng với điều kiện ZPA. Kết quả thực nghiệm với điện áp dưới 60V với loại tải điện trở đã chứng minh được khả năng điều khiển dòng điện đầu ra không đổi bằng cách điều chỉnh góc dịch pha. Các nghiên cứu trong tương lai sẽ tập trung vào việc ước lượng hệ số kết nối trong trường hợp xe phía nhận sai lệch làn, nghiên cứu chuyển chế độ sạc sang ổn áp cũng như hoàn thiện hệ thống thực nghiệm.

### LỜI CẢM ƠN

Nghiên cứu này được tài trợ bởi Trường Đại học Điện lực trong đề tài mã số ĐTKHCN.17/2022.

### TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1]. W. Zhang S.C. Wong C. K. Tse, Q. Chen, 2014. Analysis and Comparison of Secondary Series- and Parallel-Compensated Inductive Power Transfer Systems Operating for Optimal Efficiency and Load-Independent Voltage-Transfer Ratio. *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 6, pp. 2979–2990, doi: 10.1109/TPEL.2013.2273364.
- [2]. W. Li, H. Zhao, J. Deng, S. Li, C. C. Mi, 2016. *Comparison Study on SS and Double-Sided LCC Compensation Topologies for EV/PHEV Wireless Chargers*. *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 65, no. 6, pp. 4429–4439, doi: 10.1109/TVT.2015.2479938.
- [3]. U. K. Madawala, D. J. Thrimawithana, 2011. *A Bidirectional Inductive Power Interface for Electric Vehicles in V2G Systems*. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, no. 10, pp. 4789–4796, doi: 10.1109/TIE.2011.2114312.
- [4]. H. H. Wu, A. Gilchrist, K. D. Sealy, D. Bronson, 2012. *A High Efficiency 5 kW Inductive Charger for EVs Using Dual Side Control*. *IEEE Trans. Ind. Inform.*, vol. 8, no. 3, pp. 585–595, doi: 10.1109/TII.2012.2192283.
- [5]. N. A. Keeling, G. A. Covic, J. T. Boys, 2010. *A Unity-Power-Factor IPT Pickup for High-Power Applications*. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 57, no. 2, pp. 744–751, doi: 10.1109/TIE.2009.2027255.
- [6]. Z. Pantic, S. Bai, S. M. Lukic, 2011. *ZCS  $\delta$ LCC-Compensated Resonant Inverter for Inductive-Power-Transfer Application*. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, no. 8, pp. 3500–3510, doi: 10.1109/TIE.2010.2081954.
- [7]. S. Li, W. Li, J. Deng, T. D. Nguyen, C. C. Mi, 2015. *A Double-Sided LCC Compensation Network and Its Tuning Method for Wireless Power Transfer*. *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 64, no. 6, pp. 2261–2273, doi: 10.1109/TVT.2014.2347006.
- [8]. Q. Zhu, L. Wang, Y. Guo, C. Liao, F. Li, 2016. *Applying LCC Compensation Network to Dynamic Wireless EV Charging System*. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 63, no. 10, pp. 6557–6567, doi: 10.1109/TIE.2016.2529561.
- [9]. H. Li, Y. Liu, K. Zhou, Z. He, W. Li, R. Mai, 2019. *Uniform Power IPT System With Three-Phase Transmitter and Bipolar Receiver for Dynamic Charging*. *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 34, no. 3, pp. 2013–2017, doi: 10.1109/TPEL.2018.2864781.

- [10]. F. Lu, H. Zhang, H. Hofmann, C. C. Mi, 2016. *A Dynamic Charging System With Reduced Output Power Pulsation for Electric Vehicles*. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 63, no. 10, pp. 6580–6590, doi: 10.1109/TIE.2016.2563380.

### AUTHORS INFORMATION

**Nguyen Thi Diep<sup>1</sup>, Nguyen Huu Anh<sup>2</sup>, Tran Van Duc<sup>2</sup>,  
Vu Tuan Phuong<sup>2</sup>, Nguyen Kien Trung<sup>2</sup>**

<sup>1</sup>Faculty of Control and Automation, Electric Power University

<sup>2</sup>School of Electrical and Electronic Engineering, Hanoi University of Science and Technology