

Sử dụng bộ chỉnh lưu tích cực phía thứ cấp điều khiển nâng cao hiệu suất trong hệ thống sạc động không dây cho xe điện

Using an active rectifier on the secondary side to control improve efficiency in the dynamic wireless charging system for electric vehicles

Nguyễn Thị Diệp¹ and Nguyễn Kiên Trung^{2*}

¹ Khoa Điều khiển và Tự động hóa, Trường Đại học Điện Lực

² Viện Điện, Trường Đại học Bách Khoa Hà Nội

* Corresponding author E-mail: trung.nguyenkien1@hust.edu.vn

Abstract

The transfer efficiency in a wireless power transfer system is maximized at optimum load impedance value. During the charging process, the load impedance value changes according to the state of charging of the battery which reduces transfer efficiency. This paper proposes a control method to improve efficiency in a dynamic wireless charging system for electric vehicles. Maximum transfer efficiency is achieved by controlling the load impedance according to the optimum load impedance value. However, in this systems, the optimum load impedance value depends on the position of the electric vehicle. Therefore, the paper also estimates the optimum load impedance value according to the position of the electric vehicle by the information measured on the secondary side. Furthermore, the secondary converter efficiency is also improved by used to the active rectifier. A 1.5kW dynamic wireless charging system is built in the laboratory to verify the feasibility of the proposed method. In the case of the receiver moving 30% misalignment, the transfer efficiency is increase by 6 % compared with the case of fixed optimal load control. The system efficiency is achieved above 80%.

Keywords: Dynamic wireless charging, improve efficiency, active rectifier.

Tóm tắt

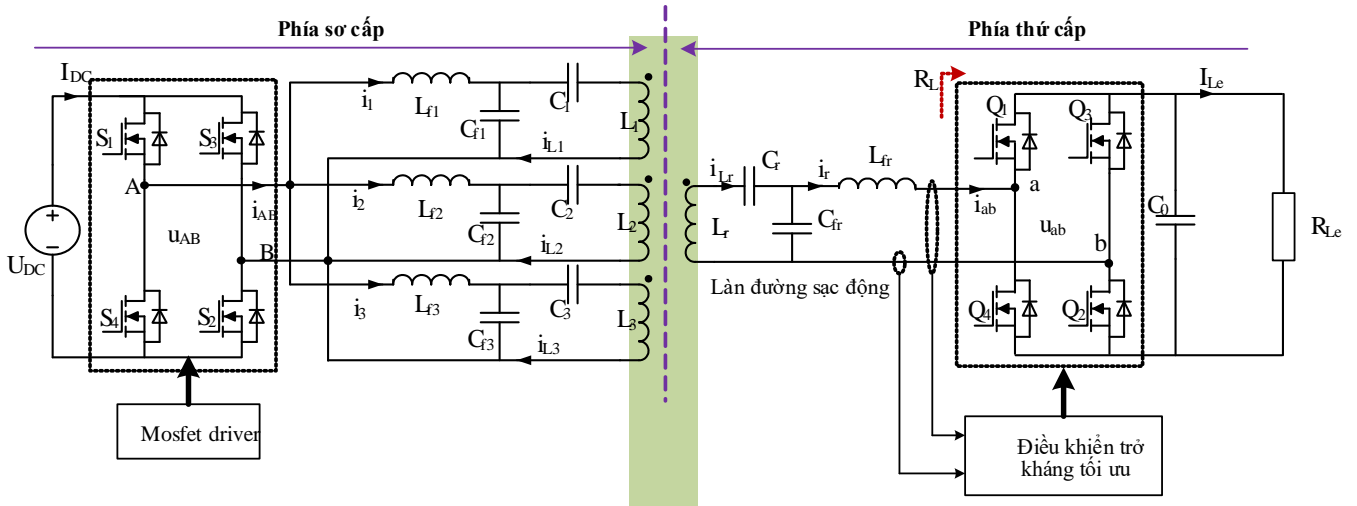
Hiệu suất truyền trong hệ thống truyền điện không dây chỉ đạt giá trị tối đa tại một giá trị của trở kháng tải được gọi là giá trị trở kháng tải tối ưu. Trong quá trình sạc, giá trị trở kháng tải thay đổi theo trạng thái sạc của ắc quy xe điện làm giảm hiệu suất truyền. Bài báo này đề xuất một phương pháp điều khiển nâng cao hiệu suất trong hệ thống sạc động không dây cho xe điện. Hiệu suất truyền được tối đa nhờ điều khiển trở kháng tải theo giá trị trở kháng tải tối ưu. Tuy nhiên, trong hệ thống sạc động, giá trị trở kháng tải tối ưu lại phụ thuộc vào vị trí của xe điện. Vì vậy, bài báo còn thực hiện ước lượng giá trị của tải tối ưu theo vị trí của xe điện chỉ bằng các thông tin đo được ở phía thứ cấp. Hơn nữa, hiệu suất của bộ biến đổi phía thứ cấp cũng được cải thiện nhờ sử dụng bộ chỉnh lưu tích cực. Một hệ thống sạc công suất 1.5kW được xây dựng trong phòng thí nghiệm để xác minh tính khả thi của phương pháp đề xuất. Trong trường hợp bộ nhận di chuyển lệch bên 30%, hiệu suất truyền cải thiện được hơn 6% so với khi điều khiển tải tối ưu cố định. Hiệu suất của hệ thống đạt được trên 80%.

1. Giới thiệu chung

Hiện nay, công nghệ truyền điện không dây (WPT - Wireless Power Transfer) trở nên hấp dẫn với các ứng dụng trong công nghiệp cũng như cho xe điện vì nó đơn giản hóa quá trình cấp nguồn và loại bỏ được một số nguy hiểm do rò điện cho người dùng. Hiện tại, các nghiên cứu đang hướng tới ứng dụng công nghệ truyền điện không dây để sạc cho xe điện đang di chuyển vì có thể giảm trọng lượng ắc quy, tăng khoảng cách di chuyển [1, 2]. Gần đây, một số nghiên cứu đã được thực hiện và đạt được nhiều kết quả quan trọng [3, 4, 5].

Hiệu suất là một trong những tiêu chí quan trọng nhất trong hệ thống WPT. Hiệu suất truyền trong hệ thống WPT phụ thuộc vào thiết kế cuộn dây, thiết kế mạch bù, tần số hoạt động và trở kháng tải [1]. Tuy nhiên, trong hệ thống sạc động khi mà cuộn dây, mạch bù đã được thiết kế và hoạt động ở tần số cố định thì điều khiển phối hợp trở kháng là giải pháp quan trọng để nâng cao hiệu suất truyền.

Phối hợp trở kháng có thể thực hiện bằng điều chỉnh thông số mạch bù [6, 7], bằng dò tìm điểm công suất đầu vào tối thiểu



Hình 1: Sơ đồ cấu trúc của hệ thống thiết kế

để hiệu suất đạt giá trị tối đa [8], bằng cách sử dụng các bộ biến đổi DC/DC điều khiển trở kháng [9, 10]. Tuy nhiên, các nghiên cứu này thực hiện với trở kháng tải tối ưu bằng hằng số và chỉ thích hợp cho hệ thống sạc tĩnh. Trong hệ thống sạc động, xe điện di chuyển trong quá trình sạc nên hệ số kết nối điện từ thay đổi, trở kháng tải tối ưu thay đổi [11, 12]. Từ đó, đặt ra vấn đề điều khiển bám trở kháng tối ưu để nâng cao hiệu suất của hệ thống.

Để điều khiển trở kháng trong hệ thống sạc động thì giá trị trở kháng tải tối ưu cần được biết hay hệ số kết nối điện từ cần được ước lượng liên tục trong quá trình xe điện di chuyển. Vì vậy, bài báo này còn trình bày phương pháp ước lượng hệ số kết nối điện từ chỉ bằng các thông số đo được ở phía thứ cấp mà không cần sử dụng mạng truyền thông không dây.

Bài báo đề xuất một phương pháp điều khiển nâng cao hiệu suất của hệ thống sạc động không dây cho xe điện, thông qua sử dụng bộ chỉnh lưu tích cực ở phía thứ cấp để điều khiển bám trở kháng tối ưu. Đầu tiên, đặc tính của hệ số kết nối của hệ thống thiết kế được phân tích. Thứ hai, điều kiện tải tối ưu để tối đa hiệu suất truyền được trình bày. Tiếp theo, phân tích phương pháp ước lượng hệ số kết nối ở phía thứ cấp. Cuối cùng, bộ điều khiển bám trở kháng tối ưu được thực hiện trên cơ sở sử dụng bộ chỉnh lưu đồng bộ ở phía thứ cấp. Kết quả cho thấy, hiệu suất của hệ thống được cải thiện. Hiệu suất của hệ thống đạt được trên 80%.

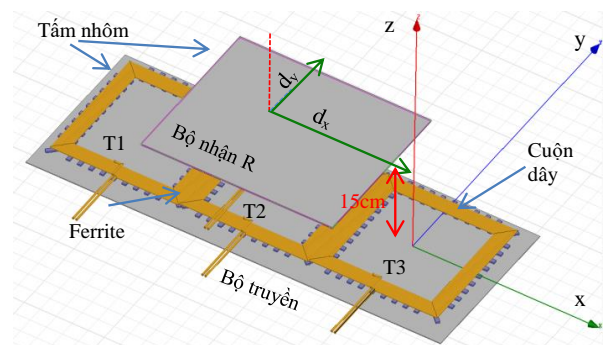
2. Cấu trúc hệ thống và phân tích lý thuyết

2.1. Cấu trúc hệ thống

Hệ thống sạc động không dây cho xe điện được đề xuất bao gồm hai phía sơ cấp và thứ cấp như trên Hình 1. Phía sơ cấp được thiết kế theo kiểu mô đun, mỗi mô đun truyền bao gồm một bộ nghịch lưu tần số cao cấp nguồn cho ba cuộn dây truyền thông qua các mạch bù LCC. Các cuộn dây của các mô đun truyền được sắp đặt dưới lòng đường tạo thành làn đường sạc động cho xe điện. Ở phía thứ cấp, cuộn dây nhận được gắn dưới gầm xe điện để nhận năng lượng từ làn đường sạc. Mạch bù LCC cũng được thiết kế cho cuộn dây nhận. Một bộ chỉnh lưu tích cực được sử dụng để điều khiển bám trở kháng tối ưu nhằm tối đa hiệu suất truyền khi xe di chuyển. Trong bài báo này xem xét quá trình truyền điện không dây trên một mô đun

truyền, chưa xem xét quá trình chuyển mạch giữa các mô đun truyền trong hệ thống.

Trên Hình 1, ở phía sơ cấp, các SIC MOSFET $S_1 \div S_4$ tạo thành bộ nghịch lưu cầu một pha cấp nguồn tần số cao cho các cuộn dây truyền. U_{DC} và u_{AB} là điện áp đầu vào một chiều và điện áp đầu ra xoay chiều của bộ nghịch lưu phía sơ cấp; $L_i, L_{fi}, C_{fi}, C_i, I_i, I_{Li}$, với $(i = 1, 2, 3)$ là điện cảm tự cảm của cuộn dây truyền, điện cảm bù, tụ bù nhánh dưới và tụ bù nhánh trên của mạch bù LCC phía truyền, dòng điện đầu vào các mạch bù và dòng điện cộng hưởng trên các cuộn dây truyền. Ở phía thứ cấp, bộ chỉnh lưu tích cực bao gồm bốn SIC MOSFET $Q_1 \div Q_4$. u_{ab}, i_{ab} là điện áp, dòng điện đầu vào của bộ chỉnh lưu tích cực; $L_r, L_{fr}, C_{fr}, C_r, I_r, I_{Lr}$ là điện cảm tự cảm của cuộn dây nhận, điện cảm bù, tụ bù nhánh dưới và tụ bù nhánh trên của mạch bù LCC phía nhận, dòng điện đầu vào của mạch bù và dòng điện cộng hưởng trên các cuộn dây nhận; R_L, R_{Le} là trở kháng tải tương đương nhìn từ đầu vào của bộ chỉnh lưu tích cực và trở kháng tải thay thế cho hệ thống nhìn từ bộ điều khiển quản lý năng lượng trên xe đến tải ác quy.



Hình 2: Cấu trúc bộ ghép từ.

2.2. Cơ sở điều khiển nâng cao hiệu suất

2.2.1. Đặc tính của hệ số kết nối trong hệ thống sạc động thiết kế

Trong hệ thống này, bộ ghép từ được thiết kế bằng phương pháp mô phỏng phân tích phần tử hữu hạn FEA (finite element analysis) nhằm giảm đập mạch công suất tải [13]. Bộ ghép từ

được thiết kế gồm ba lớp: lớp thứ nhất là các cuộn dây đơn cực hình chữ nhật để dẫn dòng. Lớp thứ hai là các thanh ferrite, các thanh ferrite được đặt dưới các cuộn dây để dẫn từ và tăng cường kết nối điện từ giữa bộ ghép từ phía truyền và phía nhận. Lớp thứ ba là tấm chắn nhôm, có tác dụng che chắn từ trường rò ra môi trường xung quanh. Các cuộn dây truyền T1, T2, T3 được quấn dây theo cùng một chiều, đặt cạnh nhau và cấp dòng theo cùng hướng. Cuộn dây nhận được gọi là cuộn R. Kích thước của các cuộn dây truyền và nhận được thiết kế tương ứng là $400 \text{ mm} \times 400 \text{ mm} \times 42 \text{ mm}$ và $500 \text{ mm} \times 400 \text{ mm} \times 42 \text{ mm}$. Trong đó, mỗi cuộn dây được quấn 10 vòng, khoảng cách giữa cuộn dây truyền và nhận là 15 cm. Cấu trúc bộ ghép từ được mô tả trên Hình 2.

Khi bộ nhận di chuyển trên làn đường sọc, vị trí của bộ nhận theo hướng x được định nghĩa là dx , $dx = 0$ khi bộ truyền R thẳng tâm với bộ nhận thứ nhất (T1). Độ lệch bên theo hướng y được định nghĩa là dy , $dy = 0$ khi bộ nhận di chuyển dọc theo hướng x và không có lệch bên.

Hệ số kết nối điện từ của các cuộn truyền T1, T2, T3 với cuộn nhận R được ký hiệu lần lượt là k_{1r} , k_{2r} , k_{3r} . Giá trị các hệ số kết nối điện từ có thể được tính toán theo biểu thức:

$$k_{ir} = \frac{M_{ir}}{\sqrt{L_i L_r}} \quad (1)$$

Trong đó, i ($i = 1, 2, 3$) là chỉ số của các cuộn dây truyền; M_{ir} là giá trị điện cảm hỗ cảm giữa cuộn dây truyền T_i và cuộn nhận R; L_i, L_r là giá trị điện cảm tự cảm của các cuộn dây truyền, cuộn dây nhận.

Tổng hệ số kết nối điện từ của ba cuộn truyền với cuộn nhận được định nghĩa như sau:

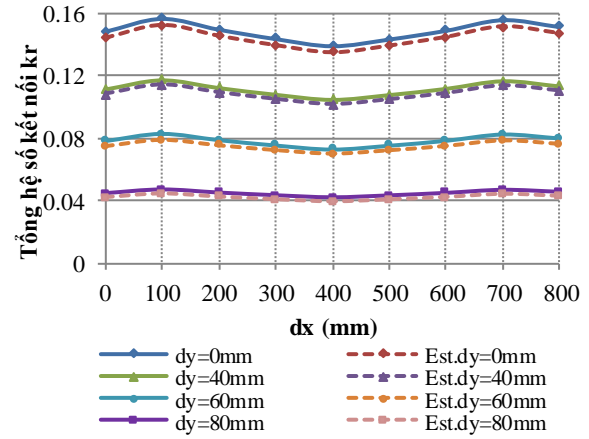
$$k_r = k_{1r} + k_{2r} + k_{3r} \quad (2)$$

Kết quả mô phỏng phân tích phần tử hữu hạn trên phần mềm ANSYS MAXWELL của k_r được biểu diễn trên Hình 3 (đường nét liền). Kết quả mô phỏng thu được khi bộ nhận di chuyển dọc hướng x, $dx = 0 \div 800 \text{ mm}$ và lệch bên theo hướng y trong 4 trường hợp: $dy = 0 \text{ mm}$, $dy = 40 \text{ mm}$, $dy = 60 \text{ mm}$, $dy = 80 \text{ mm}$ (tương ứng với độ lệch bên là 0%, 20%, 30%, 40%). Trong trường hợp $dy = 0 \text{ mm}$, đường đặc tính k_r dao động với độ dao động $\Delta k_r = \pm 6\%$. k_r đạt giá trị lớn nhất ở các vị trí $dx = 100 \text{ mm}$ và $dx = 700 \text{ mm}$, k_r có giá trị nhỏ nhất ở vị trí $dx = 400 \text{ mm}$. Giá trị trung bình của k_r khi bộ nhận di chuyển dọc đường truyền bằng 0.14. Trong các trường hợp còn lại, khi độ lệch bên tăng lên $dy = 40 \text{ mm}$, $dy = 60 \text{ mm}$, $dy = 80 \text{ mm}$ thì giá trị trung bình của hệ số kết nối tổng giảm xuống, tương ứng bằng 0.111, 0.078 và 0.044.

Như vậy, trong hệ thống sạc động không dây cho xe điện giá trị của hệ số kết nối điện từ thay đổi khi xe di chuyển dọc đường truyền và giá trị này giảm mạnh khi xe di chuyển lệch bên.

2.2.2. Điều kiện tải tối ưu để tối đa hiệu suất truyền

Mạch bù LCC với các ưu điểm như đạt được hiệu suất cao trong trường hợp tải nặng cũng như tải nhẹ, tần số cộng hưởng không phụ thuộc vào hệ số kết nối cũng như trở kháng tải, đạt được điều kiện chuyển mạch mềm cho van [14]. Do đó, mạch bù LCC hai phía được lựa chọn thiết kế cho hệ thống này [13]. Mạch bù LCC phía sơ cấp được thiết kế để giảm dung lượng bộ biến đổi, đạt điều kiện chuyển mạch mềm ZVS (Zero Voltage Switching) cho MOSFET. Mạch bù LCC phía thứ cấp được thiết kế ở điều kiện tải tối ưu để tối đa hiệu suất truyền. Hiệu



Hình 3: Đặc tính của hệ số kết nối điện từ k_r .

suất truyền từ các cuộn dây phía sơ cấp tới cuộn dây thứ cấp được tính toán như trong biểu thức [13] dưới đây:

$$\eta = \frac{R_L}{R_L^2 \cdot \frac{R_r}{\omega^2 L_{fr}^2} + \frac{3+k_r^2 Q_i Q_r}{k_r^2 Q_i Q_r} + R_L \left(1 + \frac{6}{k_r^2 Q_i Q_r}\right) + \frac{3\omega^2 L_{fr}^2}{R_r} \frac{1}{k_r^2 Q_i Q_r}} \quad (3)$$

Trong đó, $Q_i = \omega L_i / R_i$, $Q_r = \omega L_r / R_r$ là hệ số chất lượng của các cuộn dây truyền và nhận.

Biểu thức (3) cho thấy, với cuộn dây, mạch bù đã thiết kế và hệ thống làm việc ở tần số cộng hưởng thì hiệu suất truyền chỉ còn phụ thuộc vào giá trị của trở kháng tải tương đương R_L và giá trị của hệ số kết nối điện từ k_r . Trong hệ thống sạc động giá trị của k_r thay đổi theo vị trí của xe điện và giá trị của trở kháng tải tương đương R_L thay đổi theo trạng thái sạc của ắc quy. Nếu giá trị của hệ số kết nối k_r được ước lượng thì hiệu suất của hệ thống chỉ còn phụ thuộc vào giá trị của trở kháng tải tương đương R_L .

Để tìm giá trị lớn nhất của hiệu suất truyền η theo trở kháng tải, giải hệ phương trình sau:

$$\begin{cases} \frac{\partial \eta}{\partial R_L} = 0 \\ \frac{\partial \eta}{\partial R_L} < 0 \end{cases} \quad (4)$$

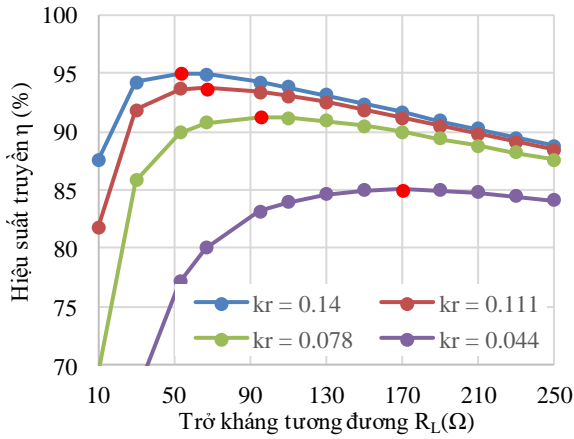
Hiệu suất truyền tối đa được mô tả trong biểu thức (5):

$$\eta_{\max} = \frac{k_r^2 Q_i Q_r}{\left(\sqrt{3} + \sqrt{3 + k_r^2 Q_i Q_r}\right)^2} \quad (5)$$

Tại giá trị của tải xác định theo biểu thức (6) dưới đây:

$$R_{L,opt} = \frac{\omega^2 L_{fr}^2}{R_r} \sqrt{\frac{3}{3 + k_r^2 Q_i Q_r}} \quad (6)$$

Ở đây, $R_{L,opt}$ được gọi là trở kháng tải tối ưu. Biểu thức (5) và (6) cho thấy, hiệu suất truyền chỉ đạt giá trị tối đa khi giá trị của trở kháng tải bằng giá trị trở kháng tải tối ưu ($R_L = R_{L,opt}$). Hình 4 trình bày đặc tính lý thuyết của hiệu suất truyền theo giá trị của hệ số kết nối điện từ k_r và giá trị của trở kháng tải tương đương R_L . Đặc tính cho thấy, hiệu suất truyền lớn hơn khi giá trị của hệ số kết nối điện từ lớn hơn. Với mỗi giá trị của hệ số kết nối điện từ, hiệu suất truyền đạt giá trị tối đa tại một giá trị trở kháng tải nhất định. Ở các giá trị khác của trở kháng tải, hiệu suất truyền giảm.

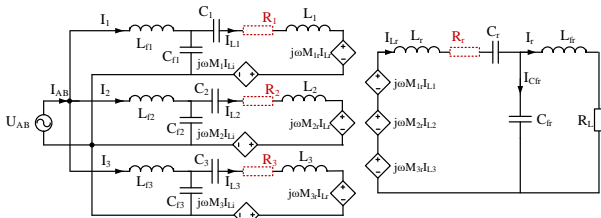


Hình 4: Đặc tính lý thuyết của hiệu suất truyền theo hệ số kết nối k_r và trở kháng tương đương R_L .

Như vậy, để nâng cao hiệu suất của hệ thống, cần phải điều khiển giá trị của trở kháng tải theo giá trị trở kháng tải tối ưu theo biểu thức (6) để hiệu suất truyền đạt giá trị tối đa như trong biểu thức (5). Tuy nhiên, giá trị của trở kháng tối ưu trong biểu thức (6) lại phụ thuộc vào hệ số kết nối điện từ k_r . Vì vậy, việc ước lượng giá trị của hệ số kết nối điện từ k_r là cần thiết.

2.2.3. Ước lượng hệ số kết nối chỉ ở phía thứ cấp

Để ước lượng giá trị của hệ số kết nối k_r , thực hiện phân tích sơ đồ tương đương của hệ thống ở điều kiện cộng hưởng, như trên Hình 5.



Hình 5: Sơ đồ mạch tương đương.

Dòng điện cộng hưởng trên các cuộn dây truyền bằng nhau và được tính toán như trong biểu thức (7) dưới đây [13]:

$$I_{L1} = I_{L2} = I_{L3} = I_{Li} = -\frac{U_{AB}}{1/(j\omega C_{fi})} = -j\omega C_{fi} U_{AB} \quad (7)$$

Ở phía nhận, mối quan hệ giữa các thông số được biểu diễn theo hệ phương trình (8):

$$\begin{cases} (j\omega L_r + R_r + \frac{1}{j\omega C_r}) I_{Lr} + \frac{1}{j\omega C_{fr}} I_{Cfr} = j\omega M_r I_{Li} \\ (j\omega L_{fr} + R_L) I_r = \frac{1}{j\omega C_{fr}} I_{Cfr} \\ I_{Cfr} = I_{Lr} - I_r \end{cases} \quad (8)$$

Từ biểu thức (7) và (8) rút ra biểu thức ước lượng hệ số kết nối điện từ k_r như trong biểu thức (9) dưới đây.

$$k_r = \frac{L_{fr}}{U_{AB} \sqrt{L_i L_r}} \left[\frac{R_r}{\omega L_{fr}} U_{ab} + \omega L_{fr} I_r \right] \quad (9)$$

Giả thiết các thông số của cuộn dây và mạch bù như L_i, L_r, L_{fr}, R_r bằng giá trị thiết kế và không đổi trong quá trình

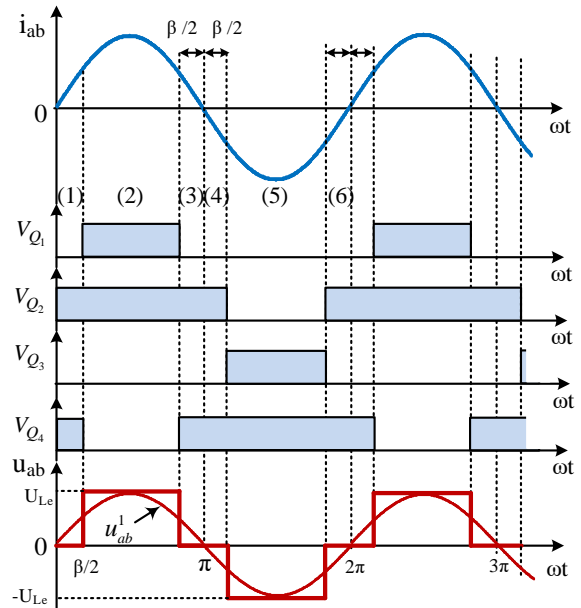
làm việc. Giá trị hiệu dụng của điện áp đầu ra của bộ nghịch lưu phía truyền U_{AB} được giữ cố định, thông qua việc đo giá trị hiệu dụng của điện áp U_{ab} và dòng điện I_r đầu vào của chỉnh lưu tích cực thì có thể ước lượng được giá trị của hệ số kết nối điện từ k_r theo biểu thức (9).

3. Phân tích bộ điều khiển đề xuất phía thứ cấp

Như đã phân tích ở mục 2, trong hệ thống sạc động trở kháng tải thay đổi theo trạng thái sạc của ắc quy và hệ số kết nối điện từ thay đổi theo vị trí của xe điện. Hiệu suất truyền đạt giá trị tối đa khi giá trị của trở kháng tải bằng giá trị tải tối ưu. Tuy nhiên, giá trị trở kháng tải tối ưu lại phụ thuộc vào hệ số kết nối điện từ. Như vậy, tối đa hiệu suất truyền để nâng cao hiệu suất của hệ thống cần thực hiện điều khiển giá trị trở kháng bám theo giá trị trở kháng tối ưu thay đổi.

3.1. Phân tích phương pháp chuyển đổi trở kháng

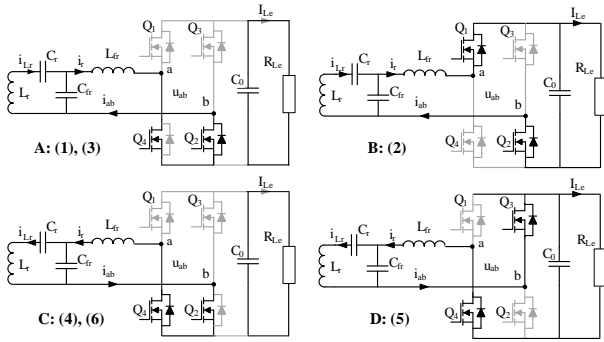
Bài báo này đề xuất sử dụng phương pháp đồng bộ pha kết hợp với dịch pha đối xứng điều khiển bộ chỉnh lưu tích cực để chuyển đổi trở kháng tải. Dòng điện và điện áp đầu vào của chỉnh lưu tích cực được đồng bộ pha với nhau để trở kháng tương đương là thuần trở. Sau đó thực hiện dịch pha để điều khiển giá trị của trở kháng tải.



Hình 6: Dạng xung điều khiển các Mosfet của bộ chỉnh lưu tích cực.

Để đơn giản trong phân tích, coi MOSFET là lý tưởng, bỏ qua tổn thất trên tụ lọc C_0 và tụ C_0 có giá trị đủ lớn để điện áp đầu ra U_{Le} bằng hằng số. Hình 6 và Hình 7 là dạng sóng và trạng thái đóng cắt van của sơ đồ chỉnh lưu tích cực. i_{ab}^1 và u_{ab}^1 là thành phần sóng cơ bản của dòng điện, điện áp đầu vào chỉnh lưu tích cực. $V_{Q1} \div V_{Q4}$ là dạng tín hiệu mở các MOSFET từ Q1 đến Q4. Tín hiệu mở van được đồng bộ với thời điểm qua không của dòng điện đầu vào chỉnh lưu tích cực. Các van từ Q1 đến Q4 hoạt động ở tần số cộng hưởng. Trong một chu kỳ, dòng điện i_{ab} có hướng âm và dương. Ở mỗi chu kỳ, có 4 trạng thái đóng cắt của các van tương ứng với 6 giai đoạn khác nhau như trên Hình 7.

Trạng thái A, tương ứng với giai đoạn (1) và (3): mở Q2 và Q4.



Hình 7: Trạng thái đóng cắt của các van trong bộ chỉnh lưu tích cực.

Dòng điện i_{ab} chảy qua Q2 và Q4, không có năng lượng được truyền tới tải. Do đó, điện áp đầu vào của bộ chỉnh lưu u_{ab} và dòng điện đầu ra của bộ chỉnh lưu I_{Le} bằng không. Năng lượng đã được tích lũy trong tụ C_0 cấp cho tải.

Trạng thái B, tương ứng với giai đoạn (2): mở Q1, Q2. Dòng điện i_{ab} chảy tới tải qua Q1 và Q2. Điện áp u_{ab} bằng điện áp đầu ra U_{Le} và dòng I_{Le} bằng dòng i_{ab} , năng lượng được truyền tới tải.

Ở trạng thái C, (giai đoạn (4) và (6)) và ở trạng thái D (giai đoạn (5)), phân tích tương tự như ở trạng thái A và B. Như vậy, trong một chu kỳ làm việc, u_{ab} có các giá trị như trong biểu thức (10):

$$u_{ab} = \begin{cases} 0 : 0 < \omega t < \beta/2 \\ U_{Le} : \beta/2 < \omega t < \pi - \beta/2 \\ 0 : \pi - \beta/2 < \omega t < \pi + \beta/2 \\ -U_{Le} : \pi + \beta/2 < \omega t < 2\pi - \beta/2 \end{cases} \quad (10)$$

Ở đây, β là góc dịch pha; U_{Le} là điện áp một chiều đầu ra của chỉnh lưu tích cực. Dựa trên phương pháp phân tích sóng hài cơ bản, giá trị hiệu dụng của u_{ab} được tính như trong biểu thức (11) dưới đây:

$$U_{ab} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_{Le} \cos \frac{\beta}{2} \quad (11)$$

Biểu thức (11) cho thấy, thông qua điều chỉnh góc dịch pha β , có thể điều chỉnh được giá trị hiệu dụng của điện áp đầu ra của bộ chỉnh lưu U_{ab} . Dựa trên điều kiện cân bằng công suất, giá trị của trở kháng xoay chiều tương đương R_L có thể được tính như trong biểu thức (12) dưới đây.

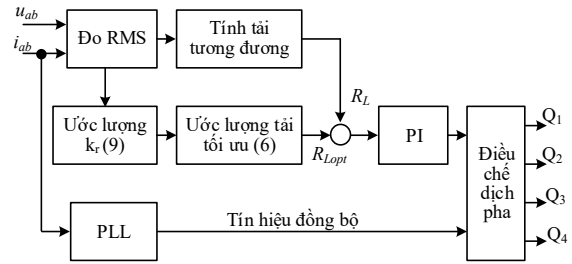
$$R_L = \frac{8}{\pi^2} R_{Le} \cos^2 \frac{\beta}{2} \quad (12)$$

Từ biểu thức (12) thấy rằng khi điều chỉnh góc dịch pha β thì điều chỉnh được giá trị trở kháng tải tương đương R_L . Và do đó, có thể chuyển đổi được trở kháng tải hay có khả năng điều khiển được trở kháng tải bám theo giá trị trở kháng tải tối ưu.

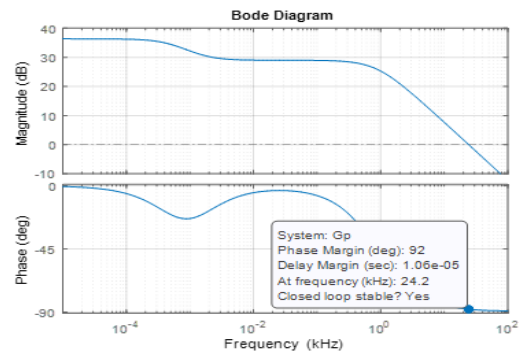
3.2. Phân tích cấu trúc điều khiển

Hình 8 trình bày sơ đồ khối cấu trúc điều khiển đề xuất. Khi phía sơ cấp được cố định, ở phía thứ cấp, giá trị hiệu dụng của dòng điện, điện áp đầu vào của bộ chỉnh lưu tích cực được đo để tính giá trị tải tương đương R_L và ước lượng giá trị hệ số kết nối k_r theo biểu thức (9). Sau đó, giá trị tải tối ưu được ước lượng theo biểu thức (6). Dựa trên sai lệch được đưa đến bộ điều khiển, bộ PI tính toán góc dịch pha β cho bộ chỉnh lưu tích cực. Ngoài ra, bộ PLL được sử dụng để xác định thời điểm

dòng i_{ab} qua không, tạo tín hiệu đồng bộ đưa đến bộ điều chế tín hiệu dịch pha điều khiển các MOSFET từ Q1 đến Q4 của bộ chỉnh lưu tích cực.



Hình 8: Sơ đồ khối cấu trúc bộ điều khiển vòng kín.



Hình 9: Đồ thị bode

Để thiết kế bộ điều khiển, hàm truyền của hệ cần phải được xác định. Tuy nhiên, với bộ biến đổi cộng hưởng có có nhiều phần tử tự điện, cuộn cảm như trong hệ thống này, việc mô hình hóa để tìm hàm truyền rất phức tạp. Do đó, bài báo sử dụng phương pháp nhận dạng mô hình trên phần mềm PSIM để nhận dạng hàm truyền của hệ thống. Kết quả, nhận được đồ thị bode của đối tượng như trên Hình 9.

Bộ điều khiển PI được thiết kế với độ dự trữ pha là 55° , tần số cắt $f_c = 5 \text{ kHz}$ như trong biểu thức (13)

$$G_{PI}(s) = \frac{0.15s + 6.4 \cdot 10^5}{s} \quad (13)$$

4. Kết quả mô phỏng và thực nghiệm

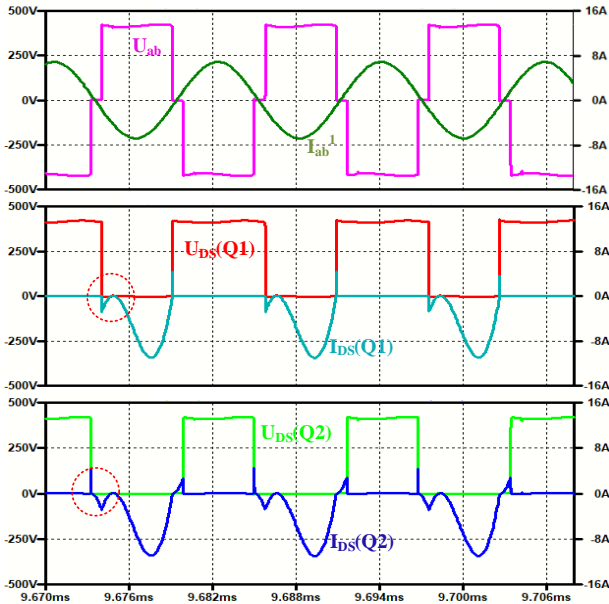
Để xác minh phương pháp điều khiển đề xuất mô hình mô phỏng hệ thống được thiết lập trên phần mềm PSIM, LTSpice. Các thông số được thiết lập theo Bảng 1 [14]. Trong Bảng 1, ngoài các thông số đã được giải thích trong mục 2.1, P_0 là công suất thiết kế, M_1, M_2, M_3 lần lượt là điện cảm hồ cảm của các cuộn truyền còn lại với cuộn truyền T1, T2, T3.

Thực hiện mô phỏng để ước lượng hệ số kết nối chỉ bằng các thông tin đo được bên phía thứ cấp trong trường hợp bộ nhận di chuyển dọc đường truyền ($dx = 0 \div 800 \text{ mm}$) và lệch bên trong 4 trường hợp $Est.dy = 0 \text{ mm}, Est.dy = 40 \text{ mm}, Est.dy = 60 \text{ mm}, Est.dy = 80 \text{ mm}$. Kết quả ước lượng hệ số kết nối điện từ trong mô phỏng được trình bày trên Hình 3 (đường nét đứt). Giá trị của hệ số kết nối điện từ ước lượng được bám theo giá trị mô phỏng với sai lệch nhỏ hơn 5%.

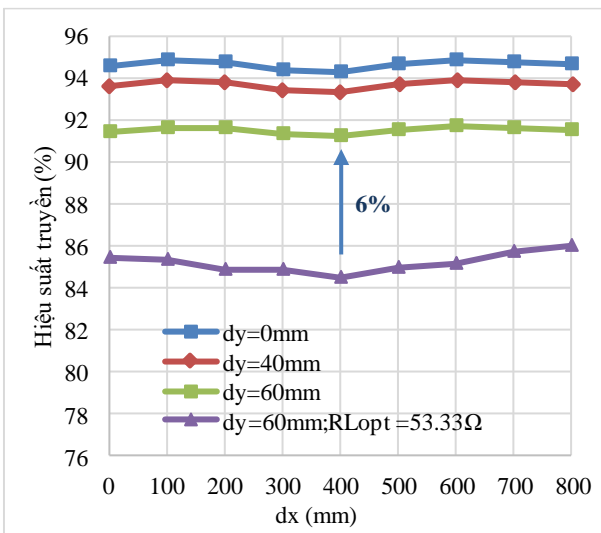
Dạng sóng điện áp, dòng điện trên mô phỏng LTSpice được biểu diễn trên Hình 10. Dạng điện áp (U_{ab}) và thành phần

Bảng 1: Thông số của hệ thống thiết kế

Thông số	Giá trị	Thông số	Giá trị	Thông số	Giá trị
P_0	1.5 kW	f_{sw}	85 kHz	C_1	93.7 nF
U_{DC}	310 V	M_1	11.937 μH	C_2	123.2 nF
U_{ab}	282.8 V	M_2	20.903 μH	C_3	95 nF
L_i	102 μH	M_3	12.474 μH	L_{fr}	28.9 μH
R_i	0.13 Ω	k_r	0.14	C_{fr}	120.9 nF
L_r	120 μH	L_{fi}	52.6 μH	C_r	38.5 nF
R_r	0.14 Ω	C_{fi}	66.5 nF		



Hình 10: Dạng điện áp, dòng điện đầu vào của bộ chỉnh lưu tích cực và trên các Mosfet Q1, Q2.



Hình 11: Hiệu suất truyền khi bộ nhận di chuyển dọc đường truyền.

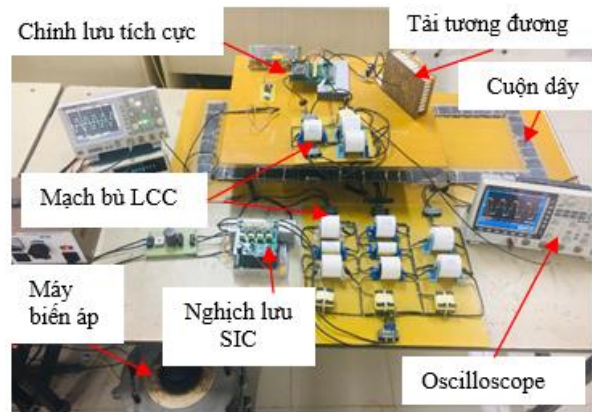
dòng điện bậc 1 (I_{ab}^1) đầu vào của bộ chỉnh lưu tích cực đã được đồng bộ pha. Về điều kiện chuyển mạch mềm của các MOSFET, MOSFET Q1 luôn đạt điều kiện chuyển mạch ZVS, trong khi MOSFET Q2 chuyển mạch ở điều kiện ZCS khi góc dịch pha lớn. Tuy nhiên, tổn thất chuyển mạch trong trường hợp này nhỏ, hiệu suất của bộ chỉnh lưu tích cực luôn đạt được trên 98%.

Đặc tính hiệu suất truyền khi bộ nhận di chuyển dọc đường truyền và có lệch bên được thể hiện trên Hình 11.

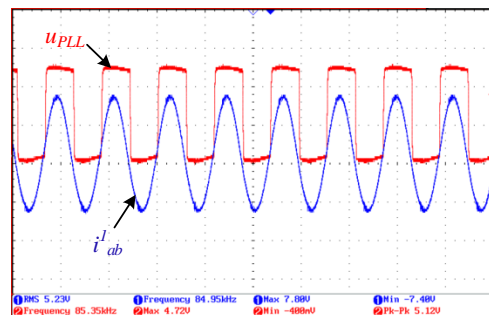
Kết quả cho thấy, khi bộ nhận di chuyển lệch bên với $dy = 60mm$ (lệch bên 30%), khi điều khiển trở kháng tối ưu cố định ($R_{L,opt} = 53.33\Omega$) (đường $dy = 60mm$; $R_{lopt} = 53.33$) thì hiệu suất truyền trung bình đạt được là 85.2%. Còn trong trường hợp điều khiển bám trở kháng tối ưu thì hiệu suất truyền trung bình được nâng lên và bằng 91.2% (đường $dy = 60mm$). Như vậy, hiệu suất truyền đã cải thiện được hơn 6% so với điều khiển trở kháng tối ưu cố định.

Khi có điều khiển bám trở kháng tối ưu trong các trường hợp không có lệch bên $dy = 0mm$, lệch bên với $dy = 40mm$ (lệch bên 20%) hiệu suất truyền trung bình đạt được tương ứng là 94.5%, 93.2%. Kết quả này cho thấy, hiệu suất truyền khi điều khiển bám tải tối ưu xấp xỉ bằng hiệu suất truyền tối đa theo tính toán lý thuyết trên Hình 4.

Một mô hình sạc động với công suất 1.5kW, khoảng cách truyền 150mm, tần số làm việc 85kHz được xây dựng trong phòng thí nghiệm để xác minh phương pháp điều khiển đề xuất và được thể hiện trên Hình 12. Các SIC MOSFET C3M0280090D được sử dụng để tăng hiệu suất của bộ biến đổi. Tụ màng polypropylen được sử dụng làm tụ bù vì tổn hao thấp và khả năng chịu dòng ở tần số cao. Các thanh ferrite được sử dụng để dẫn từ và tăng khả năng kết nối điện từ giữa bộ truyền và bộ nhận.



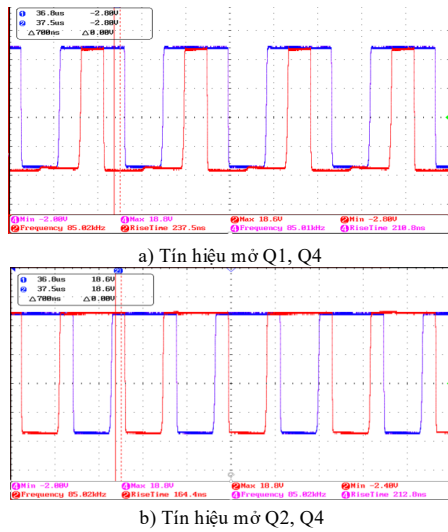
Hình 12: Mô hình thực nghiệm.



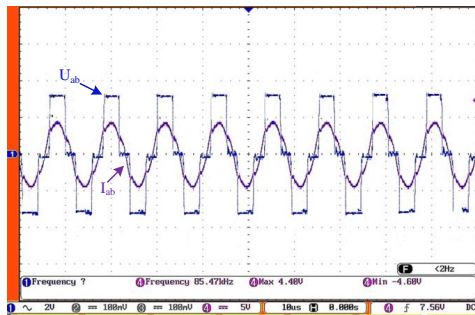
Hình 13: Tín hiệu vào và ra của mạch đồng bộ pha.

Hình 13 thể hiện kết quả đo dạng tín hiệu vào và ra của mạch đồng bộ pha. Kết quả cho thấy xung đầu ra của mạch PLL đã bắt chính xác góc pha của dòng điện. Xung lên mức cao khi dòng điện cắt qua 0 từ âm lên dương và xuống mức thấp khi dòng điện cắt qua 0 từ dương xuống âm. Hình 14 mô tả dạng xung đầu ra của driver điều khiển dịch pha bộ chỉnh lưu tích cực. Hình 14a mô tả xung mở hai van chéo nhau (Q1, Q4), Hình 14b mô tả xung mở hai van phía dưới (Q2, Q4). Và dạng

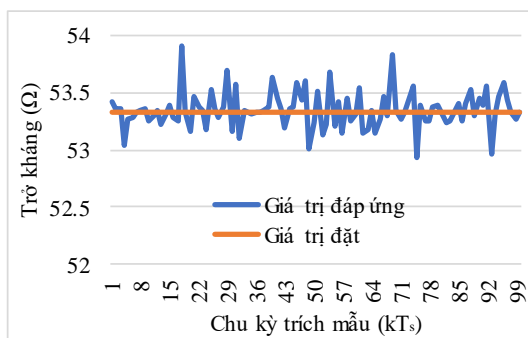
điện áp, dòng điện đầu vào chỉnh lưu tích cực được biểu diễn trên Hình 15 tương ứng với trường hợp góc dịch pha $\beta = 30^\circ$. Kết quả cho thấy, khả năng điều khiển dịch pha của chỉnh lưu tích cực.



Hình 14: Tín hiệu mở van của chỉnh lưu tích cực.

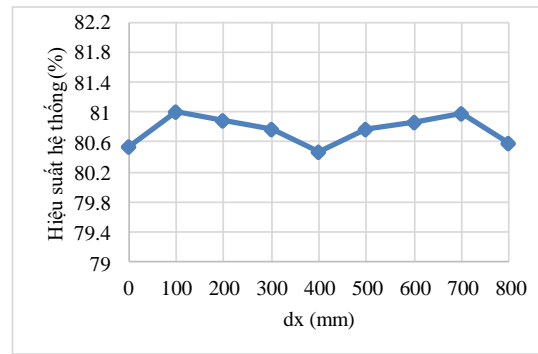


Hình 15: Điện áp và dòng điện đầu vào bộ chỉnh lưu tích cực



Hình 16: Đáp ứng trở kháng tải

Kết quả thực nghiệm điều khiển trở kháng tối ưu khi bộ nhận ở vị trí $dx = 0mm, dy = 0mm$, giá trị trở kháng tải tương đương thay đổi trong khoảng $R_{Le} = 80\Omega \div 130\Omega$ và giá trị trở kháng tối ưu được đặt bằng $R_{L,opt} = 53.33\Omega$ được thể hiện trên Hình 16. Kết quả thu được bằng cách đo giá trị của điện áp, dòng điện đầu vào của bộ chỉnh lưu tích cực và chia cho nhau, sau đó hiển thị trên phần mềm STMStudio. Kết quả cho thấy giá trị thực bám theo giá trị đặt với sai lệch tính không quá 1%. Kết quả thực nghiệm hiệu suất toàn hệ thống từ đầu vào DC của bộ nghịch lưu phía sơ cấp đến đầu ra DC trên tải R_{Le} phía



Hình 17: Hiệu suất hệ thống

sau bộ chỉnh lưu tích cực phía thứ cấp được biểu diễn trên Hình 17. Giá trị hiệu suất này bằng tích số của ba thành phần hiệu suất gồm hiệu suất nghịch lưu phía truyền, hiệu suất truyền và hiệu suất bộ chỉnh lưu tích cực. Trong trường hợp bộ nhận di chuyển dọc đường truyền và không có lệch bên ($dx = 0mm \div 800mm, dy = 0mm$), trở kháng tải tương đương $R_{Le} = 120\Omega$. Hiệu suất của hệ thống đạt được lớn nhất ở vị trí $dy = 100mm$ và $dy = 700mm$, nhỏ nhất ở vị trí $dy = 400mm$. Điều này phù hợp với phân tích về đặc tính lý thuyết của hiệu suất truyền ở Hình 4 và đặc tính của hệ số kết nối điện từ trên Hình 3. Giá trị trung bình của hiệu suất toàn hệ thống đạt được trên 80%.

5. Kết luận và đề xuất

Bài báo đề phương pháp điều khiển nâng cao hiệu suất của hệ thống. Đặc tính của hệ số kết nối điện từ của đường truyền được phân tích, điều kiện tải tối đa để tối ưu hiệu suất truyền được đưa ra. Giá trị tải tối ưu được ước lượng thông qua việc đo các thông số ở phía nhận. Sau đó, phương pháp điều khiển đồng bộ pha kết hợp với dịch pha bộ chỉnh lưu tích cực được sử dụng để điều khiển bám trở kháng tối ưu. Kết quả hiệu suất truyền được cải thiện, hiệu suất thực nghiệm của toàn hệ thống đạt được trên 80%.

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, Mar. 2015, doi: 10.1109/JESTPE.2014.2319453.
- [2] C. Panchal, S. Stegen, and J. Lu, 'Review of static and dynamic wireless electric vehicle charging system', Engineering Science and Technology, an International Journal, vol. 21, no. 5, pp. 922–937, Oct. 2018, doi: 10.1016/j.jestech.2018.06.015.
- [3] G. Bujta, C.-T. Rim, and C. C. Mi, 'Dynamic Charging of Electric Vehicles by Wireless Power Transfer', IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 63, no. 10, pp. 6530–6532, Oct. 2016, doi: 10.1109/TIE.2016.2596238.
- [4] S. Chopra and P. Bauer, 'Driving Range Extension of EV With On-Road Contactless Power Transfer—A Case Study', IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 60, no. 1, pp. 329–338, Jan. 2013, doi: 10.1109/TIE.2011.2182015.
- [5] L. A. Maglaras, F. V. Topalis, and A. L. Maglaras, 'Cooperative approaches for dynamic wireless charging of Electric Vehicles in a smart city', in 2014 IEEE International Energy Conference (ENERGYCON), Cavtat, Croatia, May 2014, pp. 1365–1369, doi: 10.1109/ENERGYCON.2014.6850600.
- [6] Y. Liu, P. A. Hu, and U. K. Madawala, 'Maximum power transfer and efficiency analysis of different inductive power transfer tuning topologies', in 2015 IEEE 10th Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA), Auckland, New Zealand, Jun. 2015, pp. 649–654, doi: 10.1109/ICIEA.2015.7334190.
- [7] Y. Liu, R. Mai, D. Liu, Y. Li, and Z. He, 'Efficiency Optimization for Wireless Dynamic Charging System With Overlapped DD Coil Arrays', IEEE Trans. Power Electron., vol. 33, no. 4, pp. 2832–2846, Apr. 2018, doi: 10.1109/TPEL.2017.2751593.

- [8] W. X. Zhong and S. Y. Hui, 'Maximum Energy Efficiency Tracking for Wireless Power Transfer Systems', *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 30, pp. 4025–4034, Jul. 2015, doi: 10.1109/TPEL.2014.2351496.
- [9] M. Fu, C. Ma, and X. Zhu (2014), 'A Cascaded Boost–Buck Converter for High-Efficiency Wireless Power Transfer Systems', *IEEE Trans. Ind. Inf.*, vol. 10, no. 3, pp. 1972–1980.
- [10] Y. Huang, N. Shinohara, and T. Mitani (2015), 'Theoretical analysis on DC-DC converter for impedance matching of a rectifying circuit in wireless power transfer', in *2015 IEEE International Symposium on Radio-Frequency Integration Technology (RFIT)*, Sendai, Japan, pp. 229–231.
- [11] N. T. Diep, N. K. Trung, and T. T. Minh, 'Maximum Efficiency in the Dynamic Wireless Charging Systems of Electric Vehicles', in *2019 10th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE 2019 - ECCE Asia)*, May 2019, pp. 1–6.
- [12] K. Hata, T. Imura, and Y. Hori, 'Dynamic wireless power transfer system for electric vehicles to simplify ground facilities - power control and efficiency maximization on the secondary side', in *2016 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, Long Beach, CA, USA, Mar. 2016, pp. 1731–1736, doi: 10.1109/APEC.2016.7468101.
- [13] N. T. Diep, N. K. Trung, and T. T. Minh, 'Wireless power transfer system design for electric vehicle dynamic charging application', *Int. J. Power Electron. Drive Syst. IJPEDS*, vol. 11, no. 3, p. 1468, Sep. 2020, doi: 10.11591/ijpeds.v11.i3.pp1468-1480.
- [14] Q. Zhu, L. Wang, Y. Guo, C. Liao, and F. Li, 'Applying LCC Compensation Network to Dynamic Wireless EV Charging System', *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 63, no. 10, pp. 6557–6567, Oct. 2016, doi: 10.1109/TIE.2016.2529561.