

Thiết kế giảm đập mạch và điều khiển công suất đầu ra trong hệ thống sạc động không dây cho xe điện

Output Power Pulsation Reduction and Control Design in the Dynamic Wireless Charging Systems for Electric Vehicles

Nguyễn Thị Điệp^{1,2}, Nguyễn Kiên Trung¹, Trần Trọng Minh¹

¹ĐH Bách khoa Hà Nội, ²ĐH Điện lực

Email: diepnt@epu.edu.vn

Abstract

The paper proposes a new design method that reduces output power pulsation and controls the charging power in the dynamic wireless charging systems for electric vehicles. A dual-loop controller is proposed to adjust the output power. In the dynamic wireless charging systems, the coupling coefficient is variable according to the position of vehicles. However, the coupling coefficients are required to control the output power. Therefore, this paper also presents a simple method to estimate the coupling coefficients from information on the transmitting side. The simulation and experimental results validate the feasibility of the proposed control method. A 1.5 kW dynamic charging prototype is constructed. The output power is adjustable in dynamic charging process with error less than 0.2%.

Keywords

Power control, dynamic wireless charging, electric vehicle

Tóm tắt¹

Bài báo đề xuất một phương pháp mới, điều khiển và giảm đập mạch công suất đầu ra trong hệ thống sạc động không dây cho xe điện. Hai mạch vòng điều khiển được đề xuất để điều khiển công suất. Trong hệ thống sạc động, hệ số kết nối điện từ thay đổi liên tục theo vị trí của xe. Tuy nhiên, thông tin về hệ số kết nối này cần được biết để điều khiển công suất đầu ra. Vì vậy, bài báo cũng đề xuất một phương pháp đơn giản để ước lượng hệ số kết nối chỉ từ các thông tin bên phía truyền. Các kết quả mô phỏng và thực nghiệm xác minh tính khả thi của phương pháp điều khiển được đề xuất. Một mô hình hệ thống sạc động công suất 1,5kW đã được xây dựng trong phòng thí nghiệm. Công suất đầu ra được điều khiển ổn định trong quá trình sạc động với sai lệch nhỏ hơn 0.2%.

Chữ viết tắt

IPT	Inductive power transfer
DWC	Dynamic wireless charging
SWC	Static wireless charging
FEA	Finite element method

1. Giới thiệu chung

Ngày nay, con người đang phải đối mặt với vấn đề ô nhiễm môi trường ngày càng nghiêm trọng, tài nguyên hóa thạch ngày càng cạn kiệt. Vấn đề này làm thúc đẩy việc sử dụng năng lượng xanh. Xe điện là phương tiện sử dụng năng lượng xanh hiệu quả và

ngày càng phổ biến trên thế giới. Dựa trên công nghệ truyền năng lượng điện cảm ứng điện từ IPT, công nghệ sạc không dây cho xe điện giúp loại bỏ tất cả các loại cáp sạc, sạc an toàn và tiện lợi hơn [1]. Sạc không dây cho xe điện được chia thành hai loại. Loại thứ nhất, sạc không dây tĩnh (SWC) là hệ thống mà khi sạc xe điện cần phải đỗ đúng vị trí của bộ truyền và nhận năng lượng từ bộ truyền. Hệ thống có nhược điểm là yêu cầu dung lượng ắc quy lớn, thời gian sạc dài và khoảng cách di chuyển ngắn [2]. Loại thứ hai, sạc không dây động (DWC) là hệ thống mà xe điện có thể vừa đi vừa sạc. Hệ thống này không những mở rộng phạm vi di chuyển của xe điện mà còn giúp giảm đáng kể dung lượng và kích thước của ắc quy. Do đó, hiệu quả vận chuyển được nâng cao [3]. Tuy nhiên, sự chuyển động của xe tạo ra thách thức mới cho việc thiết kế và điều khiển hệ thống.

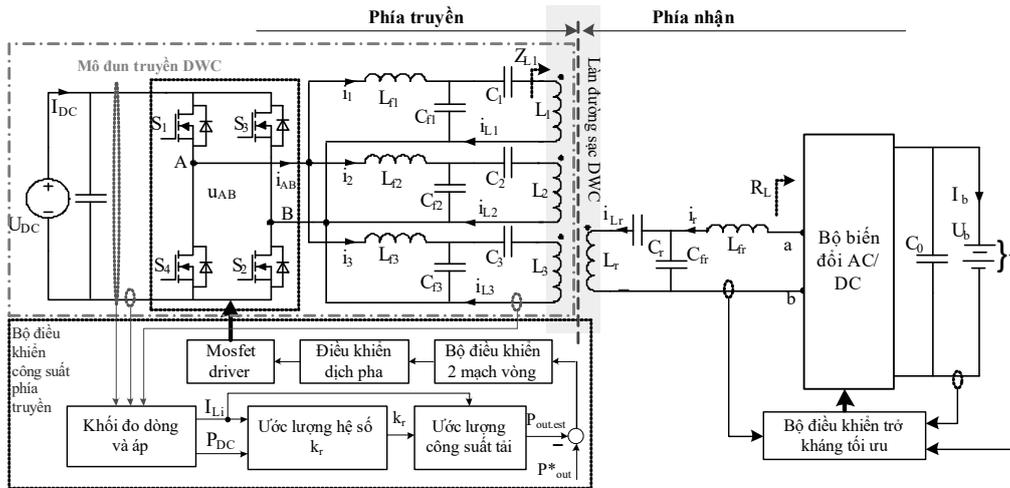
Trong hệ thống DWC, công suất đầu ra đập mạch theo vị trí của xe và đặc biệt giảm mạnh khi xe di chuyển lệch hướng [4], [5], [6]. Vấn đề này làm ảnh hưởng tới tuổi thọ của ắc quy. Ngoài ra, các loại xe điện khác nhau có yêu cầu mức công suất sạc khác nhau. Từ đó, đặt ra vấn đề điều khiển công suất đầu ra với hiệu suất cao.

Một số nghiên cứu về giải pháp giảm đập mạch công suất ra tải đã được thực hiện. Trong [7], [8] đưa ra giải pháp giảm sự đập mạch của công suất ra tải thông qua thiết kế cuộn dây truyền và nhận. Giải pháp này không phù hợp khi các bộ nhận có các kích thước khác nhau và không điều khiển được ở các mức công suất khác nhau. Trong [9], công suất được điều khiển thông qua điều khiển dòng điện phía truyền bằng bộ DC/DC phía trước bộ nghịch lưu. Phương pháp này làm tăng thêm bộ biến đổi, làm giảm hiệu suất của toàn hệ thống. Trong [10], hệ thống phát hiện xe được

¹ Phiên bản nâng cao của báo cáo mã số 107, tham dự “Hội nghị - Triễn lãm quốc tế lần thứ 5 về Điều khiển và Tự động hóa VCCA-2019” diễn ra tại Hà Nội trong 2 ngày 06-07/09/2019; *Phản biện*: Nguyễn Như Hiền, Nguyễn Quang Hải, Nguyễn Phùng Quang.

thiết kế để nhận biết sự hiện diện của xe và mức độ lệch hướng của xe nhằm điều khiển công suất. Nhưng hệ thống này đắt tiền và chiếm nhiều không gian.

Bài báo này đề xuất một phương pháp điều khiển và giảm đập mạch công suất đầu ra mới. Phương pháp đề xuất kết hợp được việc điều khiển công suất vào bộ



H. 1 Sơ cấu trúc của hệ thống DWC thiết kế

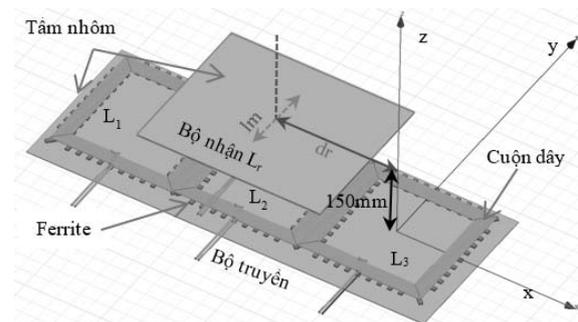
nghịch lưu phía truyền, nên không cần thêm bộ biến đổi vào hệ thống. Ngoài ra, bài báo đề xuất phương pháp ước lượng đơn giản để nhận biết thông tin về công suất phía tải bằng các thông số đo được từ phía truyền mà không cần thêm vào hệ thống bộ rò vị trí xe như trong [10] hay sử dụng mạng truyền thông không dây như trong [11]. Từ đó, điều khiển công suất đầu ra theo yêu cầu sạc của ác quy với hiệu suất cao và độ đập mạch nhỏ. Một hệ thống sạc động với công suất 1.5 kW đã được thiết lập trong phòng thí nghiệm. Công suất đầu ra được điều khiển ổn định trong quá trình sạc động với độ sai lệch nhỏ hơn 0.2%. Trong bài báo này, phần 2 đưa ra cơ sở lý thuyết. Phần 3 phân tích, thiết kế bộ điều khiển đề xuất. Phần 4 đưa ra kết quả mô phỏng và thực nghiệm. Kết luận được đưa ra trong phần 5.

L_3 được gắn dưới lòng đường tạo thành làn đường sạc. Làn đường sạc bao gồm các cuộn dây của các mô đun truyền DWC đặt cạnh nhau gọi là làn đường sạc DWC.

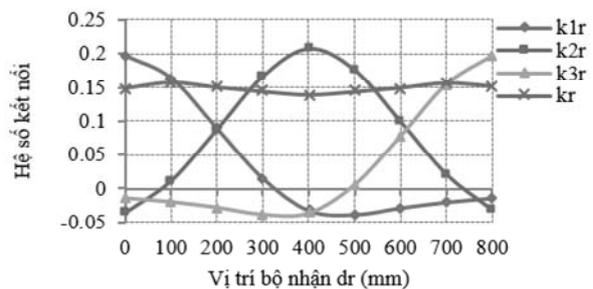
2. Cơ sở lý thuyết thiết kế hệ thống DWC

2.1 Cấu trúc hệ thống

Hệ thống DWC đề xuất bao gồm hai phía, phía truyền và phía nhận được mô tả như trên H. 1. Phía truyền, gồm có nhiều mô đun truyền DWC, mỗi mô đun gồm ba cuộn dây truyền. Mỗi cuộn dây truyền được nối với một mạch bù LCC riêng, được nối song song với các cuộn dây truyền khác và nối chung với một bộ nghịch lưu. Hệ thống được thiết kế theo kiểu mô đun có hai loại. Một là có thể điều khiển on/off các mô đun theo vị trí của xe để tăng hiệu suất hệ thống và giảm nhiễu điện từ. Hai là để tăng mở rộng đường truyền mà không cần thay đổi thiết kế hệ thống. Điện áp vào một chiều U_{DC} được biến đổi thành điện áp dạng sóng vuông U_{AB} bằng bộ nghịch lưu cầu một pha tần số 85kHz, qua mạch bù LCC các cuộn dây truyền được cấp dòng hình sin và được truyền tới phía nhận thông qua mạch từ. Ở phía nhận, điện áp xoay chiều tần số cao qua mạch bù LCC được đưa đến bộ biến đổi AC/DC cấp cho tải ác quy. Cuộn dây nhận L_r được đặt ở dưới gầm xe, các cuộn dây truyền $L_1, L_2,$



H. 2 Cấu trúc của cuộn dây truyền và nhận



H. 3 Kết quả mô phỏng FEA các hệ số kết nối k,

2.2 Thiết kế cuộn dây trong hệ thống sạc động

Hệ thống đề xuất sử dụng cấu trúc cuộn dây đơn cực có kiểu đoạn [1], cấu trúc như trên H. 2. Ở phía truyền, mỗi mô đun DWC bao gồm ba cuộn dây truyền được quấn cùng chiều và đặt sát nhau. Các cuộn dây truyền, nhận được thiết kế bằng mô phỏng khảo sát trên phần mềm Maxwell nhằm giảm đập mạch hệ số kết nối điện từ theo [7]. Kích thước của mỗi cuộn dây truyền và nhận được thiết kế lần lượt là

400mm x 400mm x 4.2mm và 500mm x 400 mm x 42 mm. Mỗi cuộn dây được quấn 10 vòng, độ rộng của cuộn dây là 42 mm. Trong thiết kế này, bộ truyền và bộ nhận gồm ba lớp. Lớp trên cùng là các cuộn dây đơn cực, sử dụng dây đồng nhiều lõi. Lớp thứ hai sử dụng các thanh ferrite để tăng kết nối điện từ giữa các cuộn truyền và cuộn nhận. Lớp thứ ba dùng tấm chắn nhôm để giảm từ trường rò ra môi trường xung quanh. Khoảng cách truyền giữa các bộ truyền và nhận là 150 mm.

Độ di chuyển của bộ nhận theo hướng x được định nghĩa là dr , khi bộ nhận L_r thẳng tâm với bộ truyền thứ nhất L_1 thì $dr = 0$. Trong các khảo sát sau đây, khi cuộn nhận di chuyển dọc đường truyền dr thay đổi từ 0 đến 800mm (L_r thẳng tâm với bộ truyền L_3). Độ lệch bên theo hướng y được định nghĩa là lm , khi tâm bộ nhận L_r thẳng với trục x thì $lm = 0$. Tất cả các cuộn dây truyền được kích thích bởi dòng điện đi vào cùng hướng. Mô phỏng FEA được thực hiện bằng phần mềm mô phỏng Maxwell để xác định điện cảm tự cảm, hệ số kết nối điện từ (hệ số kết nối) của các cuộn dây truyền với nhau và với cuộn dây nhận.

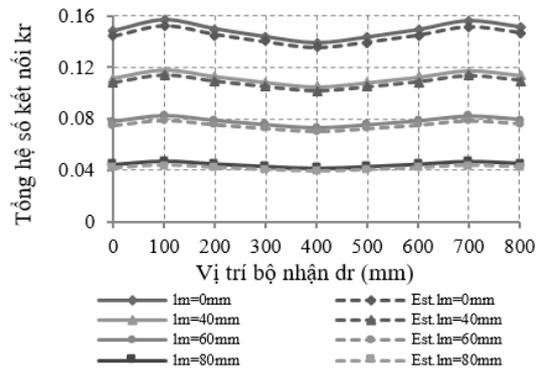
Khi bộ nhận di chuyển dọc đường truyền và không có lệch bên, kết quả mô phỏng hệ số kết nối được đưa ra trên H. 3, trong đó k_{1r} , k_{2r} , k_{3r} tương ứng là hệ số kết nối của cuộn truyền L_1 , L_2 , L_3 với cuộn nhận L_r . Tổng hệ số kết nối của ba cuộn truyền với cuộn nhận là k_r :

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

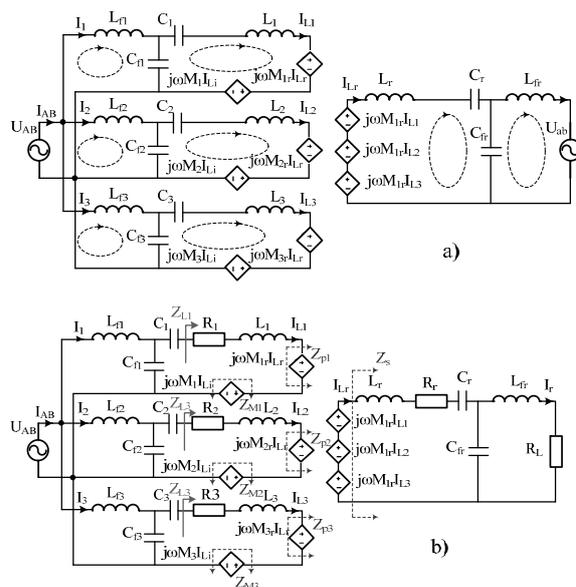
Kết quả cho thấy, hệ số kết nối của mỗi cuộn truyền thành phần với cuộn nhận lớn nhất ở vị trí cuộn nhận thẳng hàng với cuộn truyền đó. Hệ số kết nối tổng có ba lần đập mạch và thay đổi theo vị trí của bộ nhận, hệ số kết nối trung bình bằng 0.140, độ đập mạch $\pm 6.0\%$. Các giá trị điện cảm tự cảm, hồ cảm của các cuộn dây truyền nhận trong trường hợp này theo mô phỏng FEA được đưa ra trên **Error! Reference source not found.** Kết quả mô phỏng FEA khi cuộn nhận di chuyển dọc đường truyền và có lệch bên được đưa ra trên H. 4 (đường nét liền). Kết quả cho thấy, khi độ lệch bên tăng lên thì hệ số k_r giảm xuống. Hệ số k_r giảm từ 0.14 khi không có lệch bên xuống còn 0.044 khi lệch bên 80mm (tương ứng lệch bên 40%). Kết quả này phản ánh rõ đặc điểm của hệ thống DWC là hệ số kết nối thay đổi khi xe di chuyển và giảm mạnh khi xe di chuyển lệch hướng.

B. 1 Thông số của các cuộn dây truyền và nhận

Thông số	Giá trị
L_i ($i = 1,2,3$): điện cảm tự cảm của các cuộn dây truyền	102 μ H
L_r : điện cảm tự cảm cuộn dây nhận	120 μ H
M_1 : điện cảm hồ cảm từ các cuộn L_2, L_3 sang cuộn L_1	11.937 μ H
M_2 : điện cảm hồ cảm từ các cuộn L_1, L_3 sang cuộn L_2	20.903 μ H
M_3 : điện cảm hồ cảm từ các cuộn L_1, L_2 sang cuộn L_3	12.474 μ H



H. 4 Kết quả mô phỏng và ước lượng hệ số kết nối k_r .



H. 5 Mạch xấp xỉ tương đương

2.3 Cơ sở điều khiển công suất

Mạch bù LCC được đề xuất thiết kế cho cả hai phía truyền và nhận trong hệ thống DWC như trên H. 1. Mạch bù LCC được sử dụng vì có nhiều ưu điểm như tần số cộng hưởng không phụ thuộc vào hệ số kết nối và tải, đạt điều kiện chuyển mạch mềm ZVS cho van, đạt hiệu suất cao cả trong điều kiện tải nhẹ và tải nặng, giảm kích thước và giá thành của các thành phần trong mạch [12], [13]. Trong hệ thống này, các cuộn dây truyền có hiện tượng tự kết nối điện từ với nhau. Mạch bù được thiết kế có xem xét đến tất cả các kết nối điện từ này.

Phương pháp sóng hài cơ bản được sử dụng để phân tích nguyên lý mạch cộng hưởng, theo [7]. Điện áp đầu ra của nghịch lưu U_{AB} và điện áp vào U_{ab} của bộ biến đổi AC/DC gần đúng coi là hình sin, sơ đồ mạch tương đương và các vòng cộng hưởng được đưa ra trên H. 5a. Kết nối điện từ giữa các cuộn dây với nhau được thể hiện bằng nguồn áp phụ thuộc dòng. Nguyên lý xếp chồng được sử dụng để phân tích mạch cộng hưởng. Tần số cộng hưởng được thiết kế là tần số chuyển mạch f_{sw} , các tham số mạch bù có mối quan hệ sau:

$$C_{fr} = \frac{1}{\omega^2 L_{fr}} \quad (2)$$

$$C_r = \frac{1}{\omega^2 [L_r - 1/(\omega^2 C_{fr})]} = \frac{1}{\omega^2 [L_r - L_{fr}]} \quad (3)$$

$$C_{fi} = \frac{1}{\omega^2 L_{fi}} \quad (4)$$

$$C_i = \frac{1}{\omega^2 (L_i - L_{fi} + M_i)} \quad (5)$$

Ở đây ω là tần số góc cộng hưởng, $\omega = 2\pi f_{sw}$. Các phân tích trong bài báo này, định nghĩa i là các chỉ số của các tham số phía truyền, $i = 1, 2, 3$.

Các cuộn dây truyền L_1, L_2, L_3 trong hệ thống được thiết kế giống hệt nhau, do đó điện cảm tự cảm và hồ cảm thỏa mãn biểu thức sau:

$$\begin{cases} L_1 = L_2 = L_3 \\ M_{ik} = M_{ki} (i, k = 1, 2, 3, i \neq k) \end{cases} \quad (6)$$

Các tham số mạch bù phía truyền được chọn giống nhau:

$$\begin{cases} L_{f1} = L_{f2} = L_{f3} = L_{fi} = L_f \\ C_{f1} = C_{f2} = C_{f3} = C_{fi} = C_f \end{cases} \quad (7)$$

Dòng điện trên các cuộn dây truyền bằng nhau và được tính:

$$I_{Li} = -\frac{U_{AB}}{1/(j\omega C_{fi})} = -j\omega C_{fi} U_{AB} \quad (8)$$

Khi xem xét đến điện trở của các cuộn dây truyền R_i , cuộn dây nhận R_r , sơ đồ thay thế được đưa ra như trên H. 5b. Ở đây, R_L là giá trị tải tương đương nhìn từ phía đầu vào của bộ biến đổi AC/DC phía nhận, giá trị này phụ thuộc vào bộ AC/DC và trạng thái sạc của ắc quy. Trong hệ thống IPT, giá trị của tải tương đương R_L thường được điều khiển bằng bộ điều khiển trở kháng tối ưu nhằm giữ bằng giá trị tải tối ưu để tối đa hiệu suất truyền. Trong bài báo này, giả thiết giá trị R_L là cố định và được điều khiển giữ bằng giá trị tải tối ưu.

Các nguồn áp được điều khiển bằng dòng được thay thế bằng các trở kháng tương đương như trên H. 5b:

$$Z_{Mi} = \frac{j\omega M_i I_{Li}}{I_{Li}} = j\omega M_i \quad (9)$$

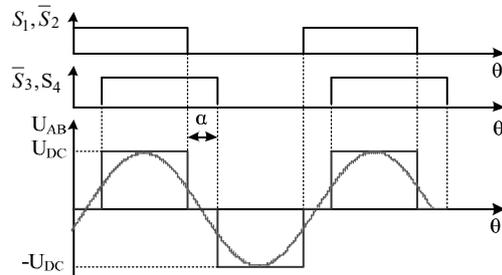
$$Z_{pi} = \frac{j\omega M_{ir} I_{Lr}}{I_{Li}} = \frac{\omega^2 M_{ir} M_r}{Z_s} \quad (10)$$

$$Z_s = R_r + \frac{\omega^2 L_{fr}^2}{R_L} \quad (11)$$

Trong đó: Z_{Mi} là trở kháng phản xạ từ phía các bộ truyền sang nhau, Z_{pi} là trở kháng phản xạ từ phía nhận về phía các cuộn truyền, Z_s là trở kháng phía nhận nhìn từ phía cuộn dây nhận về phía tải. Dựa vào các điều kiện từ (2) đến (11) và phân tích mạch H. 5b, công suất đầu ra của hệ thống được tính như sau:

$$P_{out} = R_L I_r^2 = \frac{R_L L_i L_r k_r^2}{(\frac{R_r R_L}{\omega^2 L_{fr}} + L_{fr})^2} I_{Li}^2 \quad (12)$$

Từ (12) thấy rằng nếu giá trị R_L đã được điều khiển giữ bằng giá trị không đổi, khi biết giá trị của k_r thì công suất đầu ra có thể được điều khiển bằng cách điều chỉnh giá trị hiệu dụng của dòng cộng hưởng trên các cuộn dây truyền I_{Li} hoặc tần số góc ω . Trong hệ thống IPT, tần số làm việc không đổi được ưu tiên hơn là điều chỉnh tần số. Do đó, thông qua việc điều chỉnh giá trị của dòng cộng hưởng I_{Li} , công suất đầu ra có thể được điều chỉnh. Từ (8) thấy rằng, dòng điện cộng hưởng I_{Li} có thể được điều chỉnh thông qua điều chỉnh giá trị hiệu dụng của điện áp ra U_{AB} của bộ nghịch lưu. Bài báo này đề xuất phương pháp điều chỉnh dịch pha để điều chỉnh giá trị hiệu dụng của U_{AB} . Tín hiệu điều khiển dịch pha cho các van MOSFET và điện áp ra của nghịch lưu khi chưa tính đến deadtime được đưa ra trên H. 6.



H. 6 Tín hiệu PWM và dạng điện áp ra của nghịch lưu cầu một pha

Bằng cách xấp xỉ theo sóng điều hòa cơ bản của nghịch lưu cầu một pha, giá trị hiệu dụng của điện áp ra của nghịch lưu [14] được biểu diễn như sau:

$$U_{AB} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_{DC} \cos \frac{\alpha}{2} \quad (13)$$

Trong đó, α là góc dịch pha của nghịch lưu phía truyền. Từ (13) thấy rằng, chỉ cần điều chỉnh góc dịch pha α thì có thể điều khiển được giá trị hiệu dụng của điện áp ra của nghịch lưu. Như vậy, từ (8), (12) và (13) thấy rằng thông qua điều chỉnh góc dịch pha α công suất đầu ra có thể điều chỉnh được.

3. Phân tích, thiết kế bộ điều khiển công suất ra tải chỉ từ phía truyền

3.1 Ước lượng hệ số kết nối k_r từ phía truyền.
Để điều khiển công suất ra tải chỉ từ bên phía truyền yêu cầu phải biết thông tin về công suất tải. Bài báo sử dụng phương pháp ước lượng công suất tải thông qua ước lượng hệ số kết nối chỉ từ phía truyền.

Trên H.5b, Z_{Li} là trở kháng kháng trên cuộn dây truyền L_i , được tính như sau:

$$Z_{Li} = R_i + Z_{pi} + j\omega L_i + j\omega M_i \quad (14)$$

Ở điều kiện cộng hưởng, trở kháng phản xạ Z_{pi} :

$$Z_{pi} = \text{Re}\{Z_{Li}\} - R_i = \frac{P_{Li}}{I_{Li,RMS}^2} - R_i \quad (15)$$

Bỏ qua tổn thất trên các phần tử mạch, có:

$$\sum_{i=1}^3 Z_{pi} = \frac{\sum_{i=1}^3 P_{Li}}{I_{Li,RMS}^2} - 3R_i = \frac{P_{DC}}{I_{Li,RMS}^2} - 3R_i \quad (16)$$

Với P_{DC} là công suất đầu vào của bộ nghịch lưu:

$$P_{DC} = \sum_{i=1}^3 P_{Li} \quad (17)$$

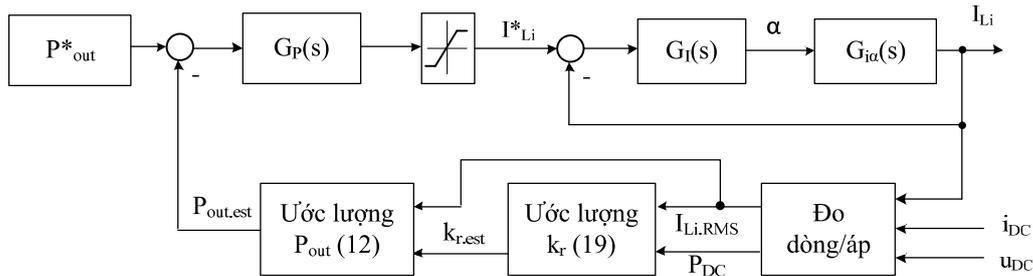
Từ (10), có:

$$\sum_{i=1}^3 Z_{pi} = \frac{\omega^2 M_r \sum_{i=1}^3 M_{ir}}{Z_s} = \frac{\omega^2 M_r^2}{Z_s} \quad (18)$$

Kết hợp (11), (16) và (18), có thể tính được tổng hệ số kết nối k_r như sau:

$$k_r = \sqrt{\frac{1}{L_i L_r} \left[\frac{P_{DC}}{I_{Li,RMS}^2} - 3R_i \right] \left[\frac{R_r}{\omega^2} + \frac{L_{fr}^2}{R_L^2} \right]} \quad (19)$$

Trong đó, L_{fr} là điện cảm mạch bù phía nhận. Từ (19) thấy rằng, chỉ cần đo công suất một chiều P_{DC} và giá trị hiệu dụng của dòng cộng hưởng $I_{Li,RMS}$ có thể ước lượng được giá trị của hệ số kết nối k_r , từ đó công suất đầu ra được ước lượng theo (12).



H. 7 Sơ đồ khối cấu trúc hai mạch vòng điều khiển

3.2 Thiết kế bộ điều khiển

Để điều khiển công suất có thể sử dụng cấu trúc một mạch vòng điều khiển. Tuy nhiên, do công suất ra tải được ước lượng thông qua đo dòng cộng hưởng của cuộn dây truyền $I_{Li,RMS}$ nên mạch vòng dòng điện được thiết kế để hệ thống ổn định và đáp ứng nhanh. Cấu trúc hai mạch vòng điều khiển công suất được đưa ra trên H. 1 và được cụ thể hóa như trên H. 7.

Công suất một chiều phía trước bộ nghịch lưu P_{DC} và giá trị hiệu dụng của dòng cộng hưởng trên cuộn truyền $I_{Li,RMS}$ được đo. Giá trị hệ số kết nối được ước lượng theo (19) và do đó công suất đầu ra được ước lượng theo (12). P_{out}^* được so sánh với $P_{out,est}$, sai lệch được đưa đến bộ điều khiển công suất $G_p(s)$. Dựa trên sai lệch công suất xác định được dòng điện đặt I_{Li}^* . Bộ điều khiển dòng điện $G_I(s)$ dựa trên sai lệch giữa I_{Li}^* và giá trị đo $I_{Li,RMS}$ tính toán giá trị góc dịch pha α cho nghịch lưu như trên H. 7.

Để thiết kế các bộ điều khiển, hàm truyền của hệ cần phải được xác định. Tuy nhiên, với bộ biến đổi cộng hưởng có cấu trúc phức tạp, để có được hàm truyền bằng các phương pháp truyền thống như phân tích tín hiệu nhỏ là rất phức tạp. Bài báo sử dụng phương pháp nhận dạng mô hình trên phần mềm PSIM để xác định hàm truyền của hệ thống. Bộ điều khiển dòng và bộ điều khiển công suất được thiết kế như sau:

$$G_I(s) = 0.2 + \frac{25 \cdot 10^4}{s} \quad (20)$$

$$G_P(s) = 0.01 + \frac{222}{s} \quad (21)$$

4. Kết quả mô phỏng và thực nghiệm

4.1 Kết quả mô phỏng.

Để xác minh phương pháp điều khiển đề xuất, với các thông số của hệ thống được thiết kế như trên **Error!**

Reference source not found., và **Error! Reference source not found.**, hệ thống được mô phỏng bằng phần mềm PSIM và LTSPICE.

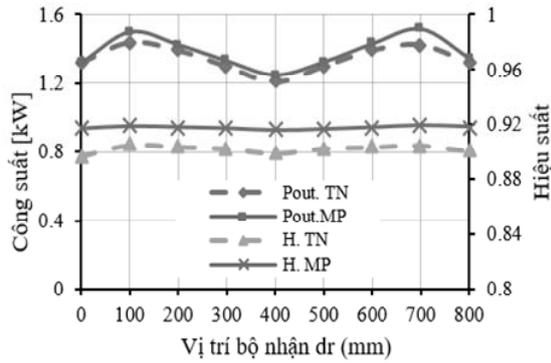
Khi các cuộn nhận được đặt cố định, cuộn truyền di chuyển dọc làn đường sạc DWC. Kết quả ước lượng hệ số kết nối được đưa ra trên H. 4 (đường nét đứt). Sai lệch ước lượng hệ số k_r nhỏ hơn 5%.

Khi không có điều khiển công suất và khi bộ nhận di chuyển dọc đường truyền, kết quả mô phỏng LTSPICE công suất đầu ra và hiệu suất hệ thống từ đầu vào DC của bộ nghịch lưu đến đầu ra trên tải tương đương R_L được đưa ra trên H. 8 (đường nét liền). Kết quả, công suất đầu ra trung bình bằng 1.4 kW, công suất trên tải dao động với độ đập mạch $\Delta P = \pm 10\%$. Hiệu suất hệ thống trung bình đạt 91.8%.

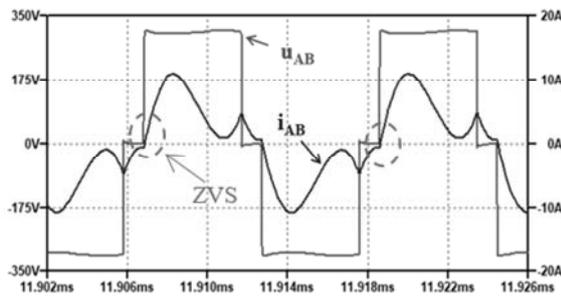
B. 2 Thông số của hệ thống thiết kế

Thông số	Giá trị	Thông số	Giá trị
P_{out}	1.5 kW	L_{fi}	52.6 uH
U_{DC}	310V	C_{fi}	66.5 nF
U_b	400 V	C_1	93.7 nF
f_{sw}	85 kHz	C_2	123.2 nF
k_r	0.14	C_3	95 nF
L_i	102 uH	L_{fr}	28.9 uH
R_i	0.13 Ω	C_{fr}	120.9 nF
L_r	120 uH	C_r	38.5 nF
R_r	0.14 Ω	$R_{L,opt}$	53.33 Ω

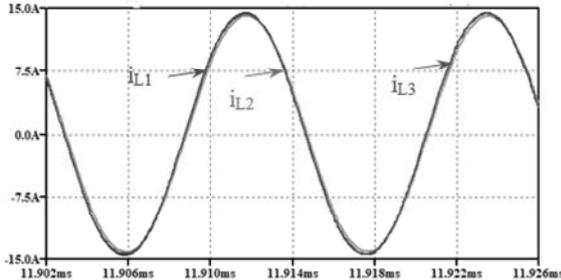
Kết quả mô phỏng LTSPICE dạng điện áp và dòng điện đầu ra của nghịch lưu được đưa ra trên H. 9 với góc dịch pha là 30^0 . Đồ thị H. 9a cho thấy, điều kiện chuyển mạch mềm ZVS cho van MOSFET đạt được. Kết quả mô phỏng dạng dòng điện cộng hưởng được đưa ra trên H. 9b, dòng điện trên các cuộn dây truyền giống nhau, trùng khớp lên nhau, đặc tính này phù hợp với phân tích lý thuyết ở mục 2.3.



H. 8 Đặc tính công suất và hiệu suất khi không có điều khiển công suất

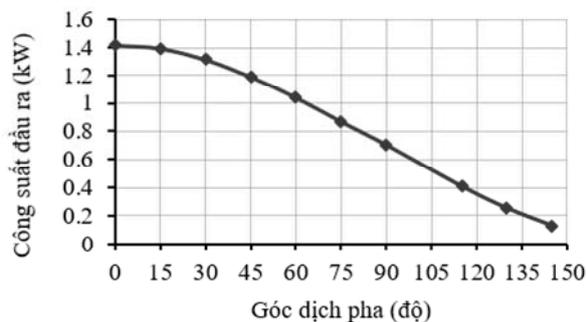


a) Điện áp, dòng điện đầu ra của bộ nghịch lưu



b) Dòng cộng hưởng trên các cuộn dây truyền

H. 9 Dạng điện áp, dòng điện

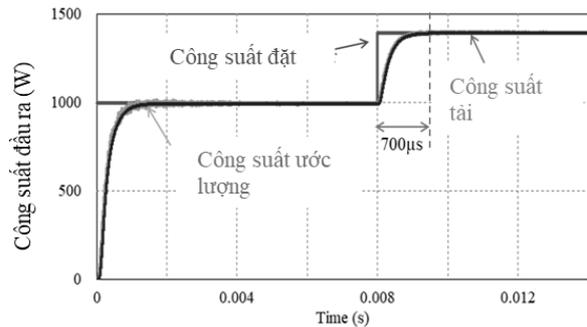


H. 10 Đặc tính mô phỏng của công suất đầu ra và góc dịch pha

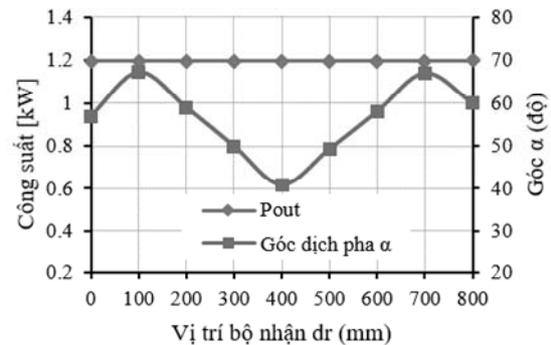
Khi bộ nhận ở vị trí 100mm, đặc tính công suất đầu ra và góc dịch pha được đưa ra trên H. 10. Khi góc dịch pha tăng lên, công suất đầu ra giảm đi, kết quả này phù hợp với phân tích lý thuyết ở phần 2.

Kết quả mô phỏng đáp ứng công suất đầu ra khi sử dụng bộ điều khiển vòng kín được đưa ra trên H. 11. Công suất đặt ban đầu là 1kW, ở thời điểm 8ms tăng

lên bằng 1,4kW. Kết quả cho thấy, đặc tính công suất ước lượng bám sát với đặc tính công suất tải. Công suất đầu ra được điều khiển theo công suất đặt với thời gian đáp ứng là 700 μ s và sai lệch nhỏ hơn 0.2%.



H. 11 Đặc tính mô phỏng công suất đầu ra khi điều khiển vòng kín.



H. 12 Đặc tính công suất tải và góc dịch pha α khi bộ nhận di chuyển dọc đường truyền

H. 12 đưa ra đặc tính công suất ra tải và góc dịch pha α khi xe di chuyển dọc đường truyền. Đặc tính cho thấy góc dịch pha α thay đổi theo vị trí của xe và đảm bảo công suất ra không đổi bằng 1,2 kW.

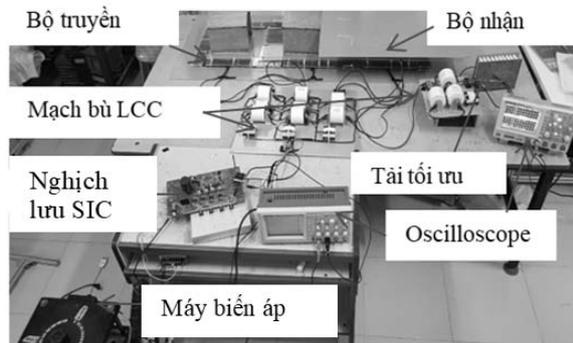
4.2 Kết quả thực nghiệm

Một hệ thống 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 được đề xuất như trên H. 13. Để tăng hiệu suất của mạch nghịch lưu các van MOSFET SIC C3M0280090D được sử dụng. Cuộn dây sử dụng dây đồng nhiều lõi, tụ bù sử dụng tụ màng polypropylene vì tổn hao thấp và khả năng chịu dòng lớn ở tần số cao. Các thanh ferrite được sử dụng với cả bộ truyền và nhận nhằm tăng khả năng kết nối điện từ. Các tấm nhôm được sử dụng để giảm rò từ trường. Bên phía nhận, sử dụng tải tương đương bằng giá trị tải tối ưu bằng 53.33 Ω .

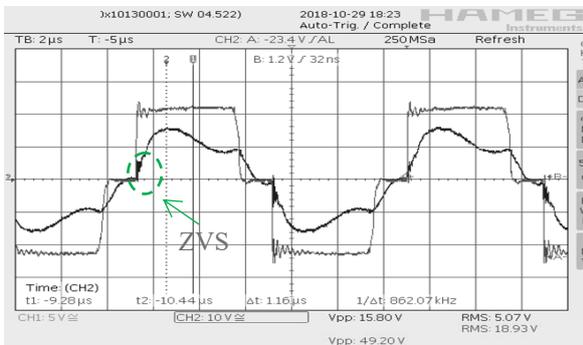
Khi chưa có vòng điều khiển công suất, kết quả thực nghiệm công suất và hiệu suất hệ thống khi bộ nhận di chuyển dọc đường truyền như trên H. 8 (đường nét đứt). Công suất trung bình ra tải đạt 1.38kW, công suất trên tải dao động với độ đập mạch $\Delta P = \pm 9.5\%$, hiệu suất trung bình của hệ thống đạt 89.5%

Kết quả thực nghiệm khi bộ nhận ở vị trí 0mm, dạng xung mở van trong trường hợp góc dịch pha α

=30⁰ như trên H. 14. Kết quả cho thấy nó có dạng như kết quả mô phỏng đạt được trên H. 9b, điều kiện chuyển mạch mềm cho van đạt được. Công suất ra tải đạt 1,3kW.



H. 13 Mô hình thực nghiệm hệ thống



H. 14 Dạng điện áp và dòng điện đầu ra của nghịch lưu khi điều khiển dịch pha.

5. Kết luận

Bài báo đã đề xuất một phương pháp mới thiết kế giảm đập mạch và điều khiển công suất đầu ra trong hệ thống sạc động không dây cho xe điện. Một mô hình sạc động công suất 1,5kW, khoảng cách truyền 150mm được xây dựng. Kết quả mô phỏng và thực nghiệm xác minh tính khả thi của phương pháp đề xuất với độ chính xác cao. Hiệu suất truyền trung bình khi mô phỏng đạt 91.8%, thực nghiệm đạt 89.5%. Công suất đầu ra được điều chỉnh trong quá trình sạc động với sai lệch nhỏ hơn 0.2 %.

Tài liệu tham khảo

[1] Li S, Mi CC (2015) *Wireless Power Transfer for Electric Vehicle Applications*. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, vol. 3, no. 1, pp. 4-17

[2] Maglaras L, Topalis F, Maglaras A (2014) *Cooperative approaches for dynamic wireless charging of Electric Vehicles in a smart city*. Presented at the ENERGYCON 2014 - IEEE Intern. Energy Conf.

[3] Chopra S, Bauer P (2013) *Driving Range Extension of EV With On-Road Contactless Power Transfer - A Case Study*. IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 60, no. 1, pp. 329-338

[4] Onar OC, Miller JM, Campbell SL, Coomer C, White CP, Seiber LE (2013) *A novel wireless power transfer for in-motion EV/PHEV charging*. Twenty-Eighth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), pp. 3073-3080

[5] Miller JM, Jones PT, Li J, Onar OC (2015) *ORNL Experience and Challenges Facing Dynamic Wireless Power Charging of EV's*. IEEE Circuits and Systems Magazine, vol. 15, no. 2, pp. 40-53

[6] Kamineni A, Neath MJ, Zaheer A, Covic GA, Boys JT (2017) *Interoperable EV Detection for Dynamic Wireless Charging With Existing Hardware and Free Resonance*. IEEE Trans. on Transportation Electrification, vol. 3, no. 2, pp. 370-379

[7] Lu F, Zhang H, Hofmann H, Mi CC (2016) *A Dynamic Charging System With Reduced Output Power Pulsation for Electric Vehicles*. IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 63, no. 10, pp. 6580-6590

[8] Li H, Liu Y, Zhou K, He Z, Li W, Mai R (2019) *Uniform Power IPT System With Three-Phase Transmitter and Bipolar Receiver for Dynamic Charging*. IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 34, no. 3, pp. 2013-2017

[9] Kim M, Joo D, Lee BK (2019) *Design and Control of Inductive Power Transfer System for Electric Vehicles Considering Wide Variation of Output Voltage and Coupling Coefficient*. IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 34, no. 2, pp. 1197-1208

[10] Tavakoli R, Pantic Z (2018) *Analysis, Design, and Demonstration of a 25-kW Dynamic Wireless Charging System for Roadway Electric Vehicles*. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, vol. 6, no. 3, pp. 1378-1393

[11] Gati E, Kampitsis G, Manias S (2017) *Variable Frequency Controller for Inductive Power Transfer in Dynamic Conditions*. IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 32, no. 2, pp. 1684-1696

[12] Li S, Li W, Deng J, Nguyen TD, Mi CC (2015) *A Double-Sided LCC Compensation Network and Its Tuning Method for Wireless Power Transfer*. IEEE Trans. on Vehicular Technology, vol. 64, no. 6, pp. 2261-2273

[13] Lu S, Deng X, Shu W, Wei X, Li S (2018) *A New ZVS Tuning Method for Double-Sided LCC Compensated Wireless Power Transfer System*. Energies, vol. 11, no. 2, p. 307

[14] Ye Z, Jain PK, Sen PC (2007) *A Full-Bridge Resonant Inverter With Modified Phase-Shift Modulation for High-Frequency AC Power Distribution Systems*. IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 54, no. 5, pp. 2831-2845