

ĐIỀU KHIỂN BẮM CỘNG HƯỞNG TRONG HỆ THỐNG SẠC ĐỘNG KHÔNG DÂY CHO XE ĐIỆN

RESONANT TRACKING CONTROL IN THE DYNAMIC WIRELESS CHARGING SYSTEM FOR ELECTRIC VEHICLES

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

¹Trường Đại học Bách Khoa Hà Nội, ²Trường Đại học Điện Lực

Ngày nhận bài: 07/10/2019, Ngày chấp nhận đăng: 25/12/2019, Phản biện: TS. Nguyễn Đức Tuyên

Tóm tắt:

Bài báo đề xuất phương pháp điều khiển bám cộng hưởng nhằm nâng cao hiệu suất của bộ nghịch lưu tần số cao trong hệ thống sạc động không dây cho xe điện. Mạch bù LCC được thiết kế nhằm tối đa hiệu suất truyền và tạo điều kiện chuyển mạch mềm cho van MOSFET của nghịch lưu. Trong điều kiện làm việc thực tế, thông số của hệ thống có thể bị thay đổi làm mất điều kiện làm việc cộng hưởng đã thiết kế, thuật toán điều khiển bám cộng hưởng được thực hiện nhằm nâng cao hiệu suất của hệ thống. Một hệ thống sạc động công suất 1,5 kW được xây dựng trong phòng thí nghiệm xác minh tính khả thi của phương pháp điều khiển đề xuất. Hiệu suất của bộ nghịch lưu đạt được trên 95% khi thông số cuộn dây và mạch bù phía truyền thay đổi trong phạm vi $\pm 7,5\%$.

Từ khóa:

Điều khiển bám cộng hưởng, sạc động không dây, xe điện.

Abstract:

This paper proposes a resonant tracking control method which is to improve inverter efficiency in the dynamic wireless charging systems for electric vehicles. LCC compensation circuit is designed to maximize transfer efficiency and guarantee soft switching for the MOSFET inverter. In hard working conditions, the system parameters can be changed which lose the designed resonance working condition. The resonant tracking control algorithm is implemented to improve system efficiency. A 1,5 kW dynamic charging prototype is constructed. The inverter's efficiency reaches over 95% when the primary side circuit parameters vary within $\pm 7,5\%$.

Keywords:

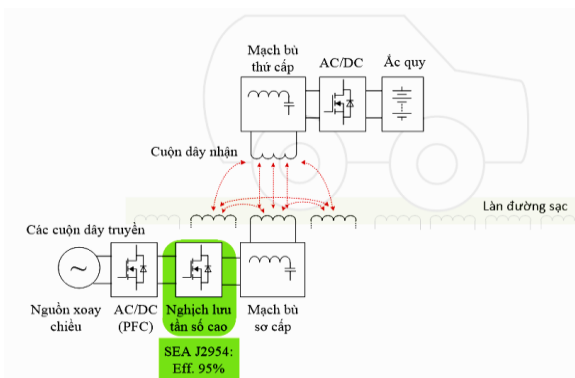
Resonant tracking control, dynamic wireless charging, electric vehicle.

1. GIỚI THIỆU CHUNG

Trong thập kỷ qua, xe điện được quan tâm, phát triển cho ngành giao thông. Các thiết bị lưu trữ năng lượng cho xe vẫn có mật độ lưu trữ năng lượng thấp, chi phí và kích thước lớn, tuổi thọ giới hạn. Đây

cũng là các thách thức chính đối với việc phát triển hệ thống xe điện. Dựa trên công nghệ truyền năng lượng điện không dây WPT (wireless power transfer) hệ thống sạc động không dây cho xe điện là một giải pháp thay thế cho nguồn năng lượng

hạn chế trên xe [1]. Hệ thống này cho phép xe điện vừa đi vừa sạc, do đó không những mở rộng phạm vi lái xe mà còn giúp giảm đáng kể kích thước và trọng lượng của acquy [2]. Tuy nhiên, hiệu suất của hệ thống này thấp [3], [4]. Hiện nay, các phương pháp cải thiện hiệu suất của hệ thống được đặc biệt quan tâm.



Hình 1. Cấu trúc hệ thống sạc động không dây cho xe điện

Hình 1 mô tả cấu trúc cơ bản của một hệ thống sạc động không dây cho xe điện, bao gồm bộ AC/DC phía sơ cấp, bộ nghịch lưu tần số cao, cuộn dây và mạch bù, bộ AC/DC phía thứ cấp, acquy. Hiệu suất của toàn hệ thống bằng tích hiệu suất của từng phần trong hệ thống, vì vậy để hiệu suất của hệ thống cao cần phải tối ưu hiệu suất của từng phần trong hệ thống. Theo tiêu chuẩn SAE J2954, hiệu suất của cả hệ thống cần đạt trên 85%, do đó hiệu suất của bộ nghịch lưu cần phải lớn hơn hoặc bằng 95%. Đối với bộ nghịch lưu tần số cao, để đạt được hiệu suất cao cần giảm tổn thất chuyển mạch - đạt được điều kiện chuyển mạch mềm ZVS (zero voltage switching) cho van. Thông thường, trong hệ thống WPT mạch bù được thiết kế để đạt điều kiện chuyển mạch mềm cho van [5], [6], [7]. Tuy

nhiên, trong quá trình làm việc thông số của các phần tử thụ động như cuộn dây, mạch bù có thể bị thay đổi, làm hệ thống mất cộng hưởng. Điều này làm cho điều kiện chuyển mạch mềm cho van thay đổi, hiệu suất của bộ nghịch lưu tần số cao giảm. Để nâng cao hiệu suất của bộ nghịch lưu và giảm công suất của thiết bị, bài báo đề xuất phương pháp điều khiển bám cộng hưởng.

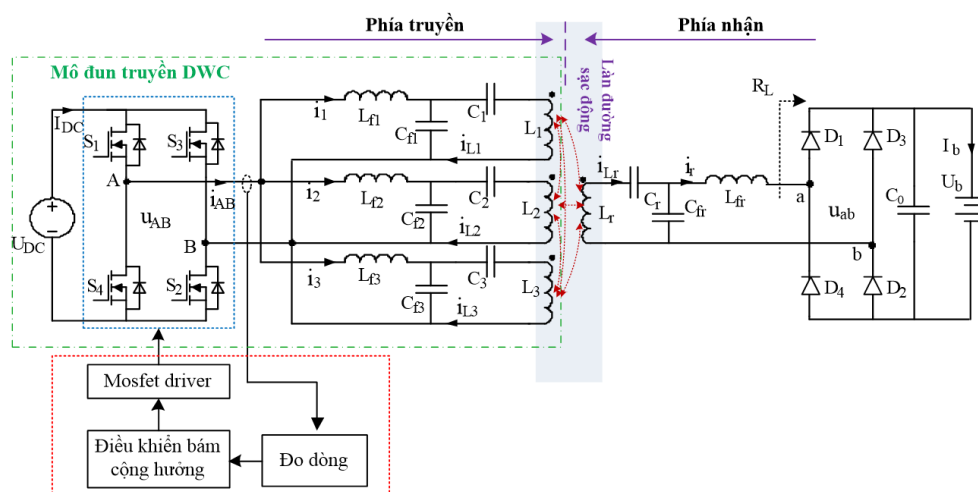
Để điều khiển bám cộng hưởng, các thông tin về dòng điện/điện áp đầu ra của nghịch lưu cần được biết. Trong hệ thống WPT [8], sử dụng phương pháp điều khiển tần số dựa trên việc đo cả điện áp/ dòng điện đầu ra của nghịch lưu để phát hiện góc pha và căn chỉnh mạch để hoạt động ở điều kiện chuyển mạch mềm ZPA (Zero Phase Angle) hoặc ZVS. Trong hệ thống sạc tĩnh, áp đầu ra của nghịch lưu dạng hình chữ nhật và dòng gần sin nên hệ số PF (Power Factor) của hệ thống thấp, [9] đưa ra giải pháp chỉ cần đo dòng điện đầu ra của nghịch lưu để điều khiển theo dõi ZPA nhằm tăng hệ số công suất tăng hiệu suất nghịch lưu trong hệ thống có các thông số cố định.

Trong bài báo đề xuất phương pháp điều khiển bám cộng hưởng để nâng cao hiệu suất trong hệ thống sạc động không dây cho xe điện. Đầu tiên, mạch bù LCC hai phía được thiết kế tại điểm tối ưu hiệu suất truyền và đạt điều kiện chuyển mạch mềm cho van. Sau đó, thuật toán điều khiển bám cộng hưởng được thực hiện, sử dụng phương pháp chỉ đo dòng như trong [9], hiệu suất của hệ thống được nâng cao khi thông số hệ thống thay đổi trong phạm

vi $\pm 7,5\%$.

Một hệ thống sạc động công suất 1,5 kW đã được xây dựng trong phòng thí nghiệm xác minh phương pháp điều khiển đề

xuất. Trong bài báo này, phần 2 trình bày cơ sở lý thuyết, phần 3 đưa ra các kết quả mô phỏng và thực nghiệm, các kết luận được đưa ra trong phần 4.



Hình 2. Cấu trúc hệ thống thiết kế

2. CƠ SỞ THIẾT KẾ, ĐIỀU KHIỂN HỆ THỐNG

2.1. Cấu trúc hệ thống

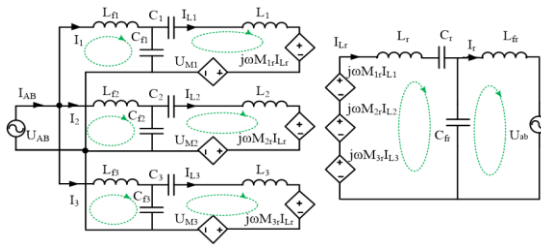
Hệ thống sạc động không dây cho xe điện bao gồm hai phía, phía truyền và nhận như trên hình 2. Phía truyền, gồm có nhiều môđun truyền, mỗi môđun truyền gồm ba cuộn dây được nối với mạch bù LCC, nối song song với các cuộn dây khác và được cung cấp điện bởi một bộ nghịch lưu. Phía truyền được thiết kế kiểu môđun, các môđun được điều khiển bật/tắt theo vị trí của xe để tăng hiệu suất hệ thống, giảm nhiễu điện từ. Ngoài ra, có thể dễ dàng mở rộng đường truyền mà không cần thay đổi thiết kế và điều khiển hệ thống. Điện áp vào một chiều được biến đổi thành điện áp xoay chiều tần số cao bằng bộ nghịch lưu và được truyền tới phía nhận thông qua mạch từ. Ở phía

nhận, điện áp xoay chiều được biến đổi thành điện áp một chiều cấp cho tải acquy. Cuộn dây nhận L_r được đặt ở dưới gầm xe, các cuộn dây truyền L_1, L_2, L_3 được gắn dưới lòng đường tạo thành làn đường sạc. Làn đường sạc động bao gồm các cuộn dây của các môđun truyền đặt cạnh nhau gọi là làn đường sạc động. Bộ điều khiển băm cộng hưởng nhận thông tin về dòng điện đầu ra của nghịch lưu và xuất tín hiệu điều khiển đóng/cắt các van MOSFET.

2.2 Thiết kế mạch bù LCC

Trong hệ thống sạc không dây, các cuộn dây truyền nhận kết nối lỏng lẻo, điện cảm hồ cảm nhỏ, điện cảm rò lớn. Mạch bù phía truyền được thiết kế nhằm giảm công suất của các thiết bị, tạo điều kiện chuyển mạch mềm cho van. Mạch bù phía nhận được thiết kế nhằm tối đa hiệu suất

truyền. Mạch bù LCC đã được chỉ ra với nhiều ưu điểm như tần số cộng hưởng không phụ thuộc vào hệ số kết nối và điều kiện tải, hiệu suất cao cả khi tải nặng và tải nhẹ, tạo điều kiện chuyển mạch mềm ZVS cho van [5], [6], [7]. Trong bài báo đề xuất thiết kế mạch bù LCC cho cả hai phía truyền và nhận ở điểm tối ưu hiệu suất truyền.



Hình 3. Mạch cộng hưởng tương đương

Khi bỏ qua tổn thất của các phần tử trên mạch, mạch bù và mạch điện tử công suất như trên hình 2. Phương pháp xấp xỉ sóng hài cơ bản được sử dụng để phân tích nguyên lý cộng hưởng. Điện áp đầu ra của nghịch lưu U_{AB} và điện áp vào của chỉnh lưu U_{ab} gần đúng coi là hình sin, khi bỏ qua các nội trở của các phần tử sơ đồ mạch tương đương được đưa ra trên hình 3. Nguyên lý xếp chồng được sử dụng để phân tích mạch cộng hưởng, theo [10]. Trong thiết kế này, tần số cộng hưởng được thiết kế ở tần số danh định bằng 85kHz theo tiêu chuẩn SAE J2954. Tần số cộng hưởng là tần số chuyển mạch $f_0 = f_{sw}$. Ở phía truyền và phía nhận hình thành các mạch cộng hưởng như trên hình 3, quan hệ của các tham số mạch bù phía nhận:

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

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

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

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

Các cuộn dây truyền đặt sát nhau nên có hiện tượng tự kết nối điện từ với nhau. Kết nối điện từ giữa các cuộn dây truyền với nhau được thể hiện bằng nguồn áp phụ thuộc dòng:

$$U_{Mi} = \sum_{k=1, k \neq i}^3 j\omega M_{ik} I_{Lk} \quad (4)$$

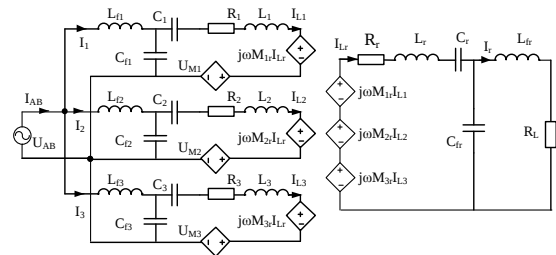
Quan hệ của các tham số mạch bù phía truyền:

$$C_{fi} = \frac{1}{\omega^2 L_{fi}} \quad (5)$$

$$C_i = \frac{1}{\omega^2 (L_i - L_{fi} + M_i)} \quad (6)$$

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

Trong đó: ω là tần số góc cộng hưởng, $\omega = 2\pi f_{sw}$, i là chỉ số của các tham số phía truyền, $i = 1, 2, 3$.



Hình 4. Mạch thay thế khi có tính đến nội trở cuộn dây truyền nhận

Khi nội trở các cuộn dây truyền nhận được xem xét như trên hình 4. Với R_i ($i = 1, 2, 3$), R_r tương ứng là điện trở của các cuộn dây truyền L_1, L_2, L_3 và cuộn dây nhận L_r . R_L là trở kháng tương đương

nhìn từ đầu vào của chỉnh lưu phía nhận. Trong hệ thống WPT, acquy thường được nối với cuộn dây thông qua chỉnh lưu cầu điốt. Acquy có thể được thay thế bằng điện trở tương đương $R_b = U_b/I_b$ và $R_L = 8R_b/\pi^2$, do đó giá trị của R_L phụ thuộc vào trạng thái sạc của acquy. Công suất ra trên tải tương đương:

$$P_{out} = I_r^2 R_L \quad (8)$$

Phân tích mạch hình 4 và theo các điều kiện cộng hưởng từ (1) - (4), công suất ra tải được tính:

$$P_{out} = \frac{k_r \sqrt{L_1 L_r} |U_{AB}| |U_{ab}|}{\omega L_f L_{fr}} - \frac{R_r}{\omega^2 L_f^2} U_{ab}^2 \quad (9)$$

Hiệu suất truyền ở tần số cộng hưởng được tính như sau:

$$\eta = \frac{R_L I_r^2}{R_L I_r^2 + R_r I_{Lr}^2 + R_1 I_{L1}^2 + R_2 I_{L2}^2 + R_3 I_{L3}^2}$$

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

Từ biểu thức trên thấy rằng, hiệu suất truyền phụ thuộc vào hệ số kết nối giữa các bộ truyền và bộ nhận k_r , tần số làm việc, hệ số phẩm chất của cuộn dây truyền $Q_i = \omega L_i/R_i$ và nhận $Q_r = \omega L_r/R_r$, điện cảm bù phía nhận L_{fr} và trở kháng tải tương đương R_L . Nếu thông số của hệ thống được xác định thì hiệu suất truyền là hàm với biến số R_L . Từ điều kiện:

$$\frac{\partial \eta}{\partial R_L} = 0; \frac{\partial^2 \eta}{\partial R_L^2} < 0 \quad (10)$$

Từ (10) rút ra được:

$$\eta_{max} = \frac{k_r^2 Q_i Q_r}{\left(\sqrt{3} + \sqrt{3 + k_r^2 Q_i Q_r}\right)^2} \quad (11)$$

$$R_{L,opt} = \frac{\omega^2 L_{fr}^2}{R_r} \sqrt{\frac{3}{3 + k_r^2 Q_i Q_r}} \quad (12)$$

Từ (11), (12) thấy rằng, hiệu suất truyền của hệ thống đạt giá trị lớn nhất η_{max} ở giá trị tải tối ưu $R_{L,opt}$. Công thức (11) còn dùng để đánh giá, ước lượng các thông số của hệ thống để đạt hiệu suất hiệu suất truyền mong muốn. Nếu hệ số phẩm chất $Q_i = 419$ và $Q_r = 458$, hệ kết nối $k_r = 0,14$ thì $\eta_{max} = 94,6\%$.

Một hệ thống sạc động với công suất 1,5 kW, tần số làm việc 85 kHz được thiết kế. Thông số mạch bù được thiết kế thỏa mãn các điều kiện cộng hưởng từ (1), (2), (5), (6), thỏa mãn công suất yêu cầu (9) và điều kiện tải tối ưu để hiệu suất truyền tối đa (12). Các thông số của hệ thống và các thông số mạch bù LCC được thiết kế như trên bảng 1.

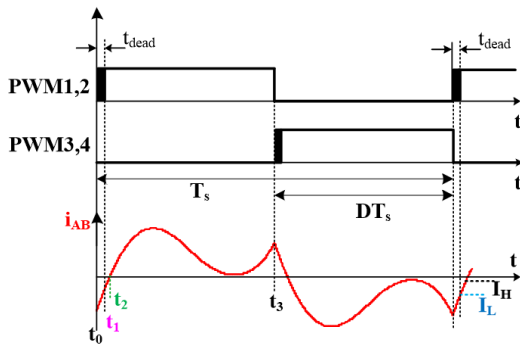
Bảng 1. Thông số hệ thống và mạch bù

Thông số	Giá trị	Thông số	Giá trị
P_0	1,5 kW	L_i	102 μ H
f_{sw}	85 kHz	R_i	0,13 Ω
U_{DC}	310 V	L_r	120 μ H
U_b	400 V	R_r	0,14 Ω
M_1	11.93 μ H	M_3	12,47 μ H
M_2	20.90 μ H	k_r	0,14
L_{fi}	52,6 uH	C_3	95 nF
C_{fi}	66,5 nF	L_{fr}	28,9 μ H
C_1	93,7 nF	C_{fr}	120,9 nF
C_2	123,2 nF	C_r	38,5 nF

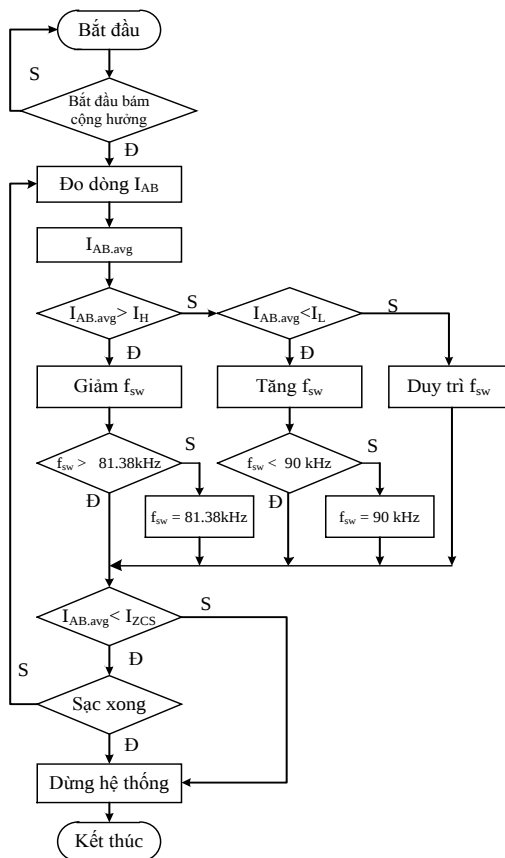
2.3. Phân tích thuật toán điều khiển bám cộng hưởng

Mạch bù LCC đã thiết kế tạo ra điều kiện chuyển mạch mềm ZVS cho van. Tuy nhiên, vì dạng sóng của điện áp đầu ra của nghịch lưu là sóng vuông nên hệ số PF của u_{AB} và i_{AB} nhỏ. Ngoài ra, trong quá

trình làm việc thông số của hệ thống có thể thay đổi, làm mất điều kiện cộng hưởng.



Hình 5. Điểm đo dòng điện của thuật toán điều khiển băm cộng hưởng



Hình 6. Lưu đồ thuật toán phương pháp điều khiển băm cộng hưởng

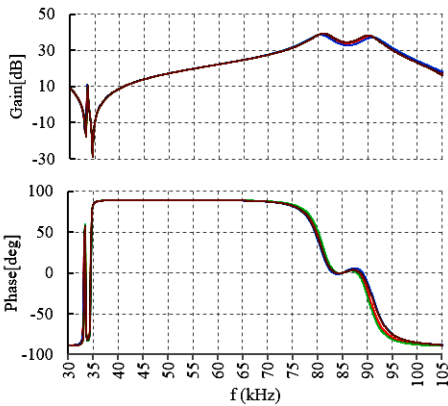
Để tăng hiệu suất của bộ nghịch lưu tần số cao cần giảm tổn thất chuyển mạch

trên van, điều kiện chuyển mạch mềm cần đạt được. Với mục đích đó điều khiển băm cộng hưởng được đề xuất. Thuật toán điều khiển chỉ cần đo dòng I_{AB} , sau đó điều chỉnh tần số làm việc sao cho tần số chuyển mạch gần với tần số cộng hưởng nhất mà vẫn đảm bảo điều kiện chuyển mạch mềm ZVS.

Hình 5 minh họa điểm đo dòng điện của phương pháp điều khiển đề xuất. Trên hình 6 là lưu đồ thuật toán điều khiển băm cộng hưởng. Thuật toán được bắt đầu bằng đo dòng điện i_{AB} ở mỗi chu kỳ ngắt của bộ điều khiển PWM và điểm cảm biến được thiết lập t_1 là thời điểm kết thúc thời gian chuyển mạch t_{dead} (dead time).

Nếu đo dòng điện I_{AB} ở mỗi chu kỳ điều khiển, thời gian đáp ứng của bộ điều khiển sẽ nhanh hơn nhưng độ chính xác thấp hơn khi cảm biến xảy ra lỗi do nhiễu bên ngoài. Do đó, bài báo sử dụng phương pháp trung bình trượt để đo dòng điện, $I_{AB,avg}$ được lấy bằng trung bình cộng của I_{AB} trong tám chu kỳ gần nhất. Mạch bù LCC với đặc tính trở kháng có tính chất dung khi $f > f_0$ và có tính chất cảm khi $f < f_0$. Tần số chuyển mạch được xác định bằng cách so sánh $I_{AB,avg}$ với $I_{AB,L}$ và $I_{AB,H}$. Lý tưởng $I_{AB,H}$ phải bằng 0 và $I_{AB,L}$ gần bằng 0 để hoạt động ở tần số cộng hưởng. Tuy nhiên, khi tần số chuyển mạch được quyết định bởi sóng mang của bộ điều khiển số, tần số chuyển mạch không thể điều khiển tuyến tính theo giá trị sóng mang. Do đó, giá trị của $I_{AB,L}$ và $I_{AB,H}$ cần phải được giới hạn để tránh chuyển mạch cứng cho van. Để tránh chuyển mạch ZCS (Zero Current Switching), giá trị của I_{ZCS} được đặt, nếu

$I_{AB,avg} > I_{ZCS}$ hệ thống sẽ dừng lại. Khi xem xét các vấn đề trên, các giá trị được xác định: $I_H = -0,5$ A; $I_L = -5$ A; $I_{ZCS} = 2$ A, $t_{dead} = 200$ ns. Ngoài ra, vùng tần số điều khiển được giới hạn theo tiêu chuẩn SAE J2954, tần số làm việc danh định là 85 kHz, dải tần số cho phép từ 81,38 đến 90 kHz cho các hệ thống xe điện hạng nhẹ.



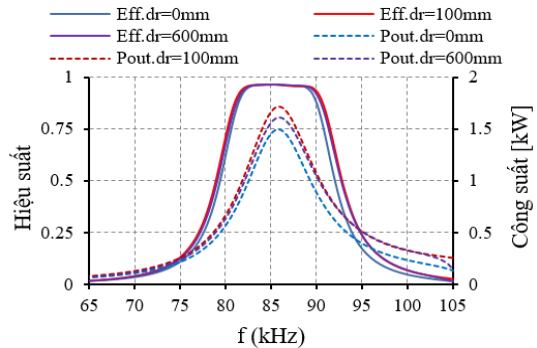
Hình 7. Đặc tính trở kháng vào

3. KẾT QUẢ MÔ PHỎNG VÀ THỰC NGHIỆM

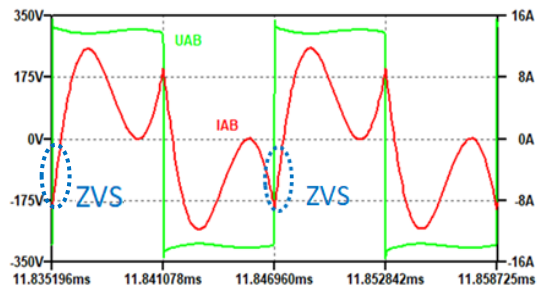
3.1. Kết quả mô phỏng

Để xác minh phương pháp điều khiển đề xuất, với các thông số của hệ thống được thiết kế như trên bảng 1, hệ thống được mô phỏng bằng phần mềm PSIM và LTspice. Các hệ thống bậc cao có nhiều tần số cộng hưởng ngoài tần số thiết kế, nên đặc tính trở kháng đầu vào cần được phân tích. Hình 7 đưa ra đặc tính trở kháng đầu vào của hệ thống khi xe di chuyển thẳng hướng ở các vị trí khác nhau và tải tương đương được giữ ở giá trị tải tối ưu. Kết quả cho thấy, các đặc tính này gần như chồng lên nhau, có một điểm tần số cộng hưởng cố định bằng tần số thiết kế là 85 kHz. Đặc tính hình 7

cũng chỉ ra vùng tần số đạt điều kiện chuyển mạch ZVS cho van MOSFET của hệ thống là từ 34 kHz đến 89 kHz.



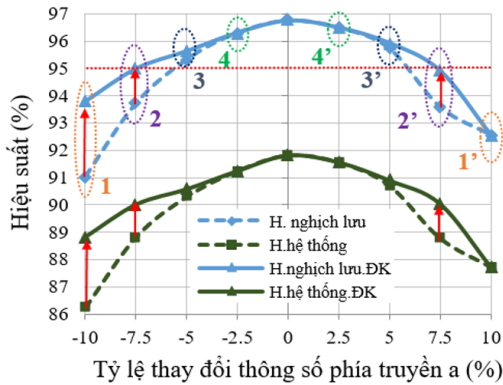
Hình 8. Đặc tính công suất và hiệu suất truyền ở một số vị trí khác nhau của xe



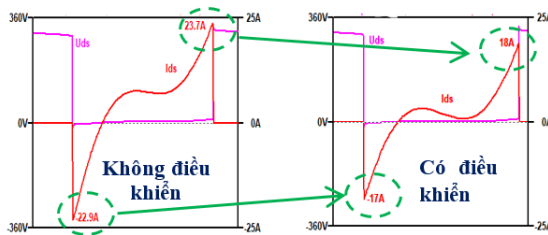
Hình 9. Dạng sóng điện áp và dòng điện

Đặc tính mô phỏng công suất và hiệu suất truyền ở một số vị trí của xe và trở kháng tải giữ ở giá trị tải tối ưu $R_{L,opt}$ trên hình 8. Kết quả cho thấy các đặc tính hiệu suất gần như chồng lên nhau. Hiệu suất truyền đạt giá trị lớn trong một dải rộng tần số, từ 83 kHz đến 89 kHz, hiệu suất truyền cao nhất đạt 94,6% - kết quả này phù hợp với tính toán lý thuyết ở mục 2.2. Công suất tải đáp ứng yêu cầu thiết kế và phụ thuộc vào vị trí của bộ nhận. Dạng sóng điện áp và dòng điện đầu ra của nghịch lưu trên mô phỏng Ltspice được đưa ra trên hình 9. Với điện áp đỉnh đặt lên van MOSFET bằng 340 V, dòng điện đỉnh bằng 11,78 A và dòng $I_{off} = 8,89$ A. Dạng

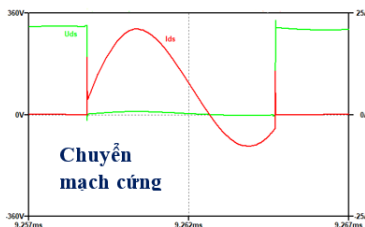
sóng cho thấy điều kiện chuyển mạch mềm ZVS cho MOSFET đạt được.



Hình 10. Đặc tính hiệu suất khi thông số hệ thống thay đổi



a) Điểm 1

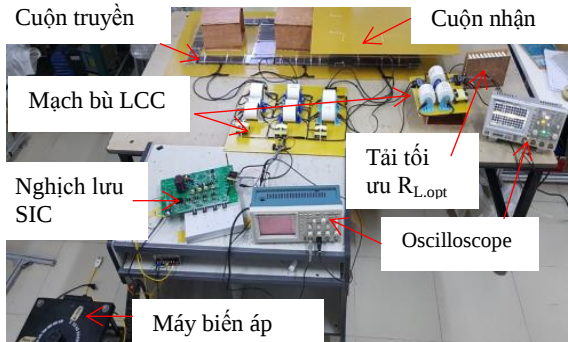


b) Điểm 1'

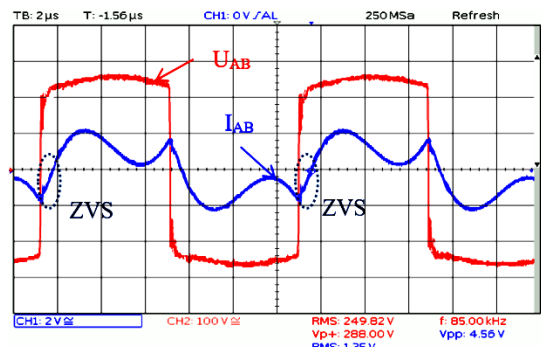
Hình 11. Đặc tính chuyển mạch của MOSFET

Hình 10 đưa ra đặc tính hiệu suất khi thay đổi thông số cuộn dây, mạch bù phía truyền, trong trường hợp không có và có điều khiển. Khi không có điều khiển bám cộng hưởng, khi tỷ lệ thay đổi của thông số cuộn dây và mạch bù $a < 5\%$ thì hiệu suất của bộ nghịch lưu $H_{NL} > 95\%$, khi $a > 5\%$ thì $H_{NL} < 95\%$. Khi có điều khiển bám cộng hưởng, hiệu suất của nghịch lưu tăng, do đó hiệu suất hệ thống được cải

thiện. Trên hình 10, điểm 1 ứng với trường hợp thông số giảm 10%, khi có điều khiển hiệu suất của nghịch lưu tăng 2,75% đạt 93,8%, hiệu suất hệ thống tăng 2,6% đạt 88,83%. Điểm 2 là trường hợp thông số giảm 7,5%, hiệu suất của nghịch lưu tăng 1,27% đạt 95%, hiệu suất của hệ thống tăng 1,2% đạt 90%. Điểm 2' ứng với trường hợp thông số tăng lên 7,5%, hiệu suất nghịch lưu tăng 1,33% đạt 94,7%, hiệu suất hệ thống tăng 1,26% đạt 90%. Điểm 1' là trường hợp thông số tăng 10%, tại điểm này thuật toán điều khiển bám cộng hưởng không cải thiện được hiệu suất của hệ thống. Tại các điểm 3; 3'; 4; 4' hiệu suất của nghịch lưu và của hệ thống đều được cải thiện.



Hình 12. Mô hình hệ thống thực nghiệm



Hình 13. Dạng sóng điện áp/dòng điện đầu ra của nghịch lưu

Hình 11a là đặc tính chuyển mạch của van

tại điểm 1, khi không có điều khiển điều kiện chuyển mạch mềm đạt được nhưng dòng $I_{\text{off}} = 23,7 \text{ A}$, khi có điều khiển dòng I_{off} giảm xuống còn 18 A. Vì thuật toán điều khiển bám cộng hưởng làm việc trong vùng tần số được giới hạn bởi tiêu chuẩn SAE J2954. Trong trường hợp này, tần số làm việc bị giới hạn ở mức trên (90 kHz) nên hiệu suất của nghịch lưu được cải thiện nhưng chưa cải thiện nhiều. Hình 11b là đặc tính chuyển mạch tại điểm 1', van bị chuyển mạch cứng với dòng I_{ZCS} lớn, do vậy thuật toán điều khiển không có tác dụng trong trường hợp này.

3.2. Kết quả thực nghiệm

Một hệ thống sạc động với công suất thiết kế 1,5 kW, khoảng cách truyền 150 mm, tần số làm việc 85 kHz được xây dựng trong phòng thí nghiệm như trên hình 12. Chỉnh lưu và acquy được thay thế bằng tải tương đương và được đặt bằng giá trị tải tối ưu. Cuộn dây trong hệ thống sử dụng dây đồng nhiều lõi để giảm tổn thất xoay chiều khi làm việc ở tần số cao. Sử dụng các thanh ferrite PE40 để tăng khả năng dẫn từ. Các cuộn dây được nối với mạch

bù. Tụ bù sử dụng tụ màng polypropylen vì tổn hao nhỏ và khả năng chịu dòng điện cao ở tần số lớn. Để tăng hiệu suất của nghịch lưu, các van MOSFET SIC CMF20120D được sử dụng. Các kết quả được đo bằng các oscilloscope HMO2024. Hình 13 là kết quả thực nghiệm dạng sóng điện áp và dòng điện đầu ra của nghịch lưu khi bộ nhận ở vị trí 300 mm. Dạng sóng cho thấy mạch bù đã thiết kế đạt điều kiện chuyển mạch mềm ZVS cho MOSFET. Hiệu suất của hệ thống trong trường hợp này đạt 90%.

4. KẾT LUẬN

Bài báo đề xuất phương pháp điều khiển bám cộng hưởng nhằm nâng cao hiệu suất trong hệ thống sạc động không dây cho xe điện. Kết quả mô phỏng và thực nghiệm xác minh tính khả thi của phương pháp đề xuất. Mạch bù LCC đã thiết kế đạt được hiệu suất truyền 94,6% và điều kiện chuyển mạch mềm ZVS cho van. Phương pháp điều khiển bám cộng hưởng đạt hiệu quả mong muốn khi thông số cuộn dây và mạch bù phía truyền thay đổi trong phạm vi $\pm 7,5\%$, hiệu suất của bộ nghịch lưu đạt được trên 95%,

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.
- [2] 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.
- [3] S. Lee, J. Huh, C. Park, N.-S. Choi, G.-H. Cho, and C.-T. Rim, "On-Line Electric Vehicle using inductive power transfer system," in *2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, Atlanta, GA, 2010, pp. 1598–1601.
- [4] J.M. Miller, P. T. Jones, J. Li, and O. C. Onar, "ORNL Experience and Challenges Facing Dynamic Wireless Power Charging of EV's," *IEEE Circuits and Systems Magazine*, vol. 15, no. 2, pp. 40–53, Secondquarter 2015.

- [5] S. Li, W. Li, J. Deng, T. D. Nguyen, and C. C. Mi, "A Double-Sided LCC Compensation Network and Its Tuning Method for Wireless Power Transfer," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 64, no. 6, pp. 2261–2273, Jun. 2015.
- [6] H. Feng, T. Cai, S. Duan, J. Zhao, X. Zhang, and C. Chen, "An LCC-Compensated Resonant Converter Optimized for Robust Reaction to Large Coupling Variation in Dynamic Wireless Power Transfer," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 63, no. 10, pp. 6591–6601, Oct. 2016.
- [7] Sizhao Lu, Xiaoting Deng, Wenbin Shu, Xiaochao Wei, and Siqi Li, "A New ZVS Tuning Method for Double-Sided LCC Compensated Wireless Power Transfer System," *Energies*, vol. 11, no. 2, p. 307, Feb. 2018.
- [8] N. Liu and T. G. Habetler, "Design of a Universal Inductive Charger for Multiple Electric Vehicle Models," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, no. 11, pp. 6378–6390, Nov. 2015.
- [9] 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 Transactions on Power Electronics*, vol. 34, no. 2, pp. 1197–1208, Feb. 2019.
- [10] F. Lu, H. Zhang, H. Hofmann, and C. C. Mi, "A Dynamic Charging System With Reduced Output Power Pulsation for Electric Vehicles," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 63, no. 10, pp. 6580–6590, Oct. 2016.

Giới thiệu tác giả:



Tác giả Nguyễn Thị Điệp tốt nghiệp đại học và thạc sĩ ngành tự động hóa tại Trường Đại học Bách khoa Hà Nội năm 2004; 2008. Từ năm 2015 là nghiên cứu sinh tại Trường Đại học Bách khoa Hà Nội. Hiện nay tác giả là giảng viên Khoa Điều khiển và Tự động hóa, Trường Đại học Điện lực.

Lĩnh vực nghiên cứu: điện tử công suất, hệ thống truyền năng lượng điện không dây, hệ thống sạc không dây cho xe điện.



Tác giả Nguyễn Kiên Trung tốt nghiệp Trường Đại học Bách khoa Hà Nội chuyên ngành điều khiển và tự động hóa năm 2008; nhận bằng Thạc sĩ cùng chuyên ngành vào năm 2011; năm 2016 nhận bằng Tiến sĩ tại Viện công nghệ Shibaura Tokyo, Nhật Bản với đề tài nghiên cứu về hệ thống sạc không dây cho ô tô điện; tiếp tục nghiên cứu sau tiến sĩ đến năm 2017. Hiện nay tác giả là giảng viên Bộ môn Tự động hóa công nghiệp - Viện Điện- Trường Đại học Bách khoa Hà Nội; là thành viên của IEEE, IEE of Japan.

Lĩnh vực nghiên cứu chủ yếu bao gồm các bộ biến đổi tần số cao, hệ thống sạc và quản lý năng lượng cho xe điện, hệ thống sạc điện không dây cho xe điện.



Tác giả Trần Trọng Minh nhận bằng Tiến sĩ ngành tự động hóa năm 2008 tại Trường Đại học Bách khoa Hà Nội; được phong học hàm Phó giáo sư năm 2015. Hiện nay tác giả công tác tại Bộ môn Tự động hóa công nghiệp - Viện Điện - Trường Đại học Bách khoa Hà Nội.

Lĩnh vực nghiên cứu: mô hình hóa và điều khiển các bộ biến đổi bán dẫn công suất; phát triển các ứng dụng của điện tử công suất trong điều khiển hệ thống điện, điều khiển hệ thống năng lượng tái tạo, trong các dây chuyền, thiết bị công nghệ.

