

# THIẾT KẾ CUỘN DÂY VÀ MẠCH BÙ LCC TRONG HỆ THỐNG TRUYỀN ĐIỆN KHÔNG DÂY ỨNG DỤNG SẠC CHO XE TỰ HÀNH

## COILS AND LCC COMPENSATION CIRCUIT DESIGN IN WIRELESS POWER TRANSFER SYSTEM FOR AUTOMATED GUIDED VEHICLE CHARGING APPLICATION

**Nguyễn Thị Diệp<sup>1</sup>, Nguyễn Kiên Trung<sup>2</sup>**

<sup>1</sup>Đại học Điện lực, <sup>2</sup>Trường Đại học Bách khoa Hà Nội

Ngày nhận bài: 18/03/2022, Ngày chấp nhận đăng: 18/03/2022, Phản biện: TS. Nguyễn Đình Tuyên

### Tóm tắt:

Bài báo đề xuất phương pháp thiết kế cuộn dây và mạch bù LCC trong hệ thống truyền điện không dây ứng dụng sạc cho xe tự hành. Phương pháp mô phỏng phân tích phần tử hữu hạn FEA được sử dụng để thiết kế cuộn dây. Đặc tính của hệ số kết nối được phân tích để thấy ảnh hưởng khi lệch trục. Mạch bù LCC được thiết kế cho cả hai phía truyền và nhận. Phương pháp phân tích mạch cộng hưởng được trình bày chi tiết. Ngoài ra, bài báo còn đưa ra điều kiện tải tối ưu để tối đa hiệu suất truyền. Một mô hình hệ thống sạc 2.5kW được xây dựng để xác minh phương pháp thiết kế. Kết quả thực nghiệm hiệu suất hệ thống lớn nhất đạt được bằng 90.9%.

### Từ khóa:

Truyền điện không dây, sạc điện không dây, mạch bù LCC, xe tự hành.

### Abstract:

This paper proposes a method to design coils and LCC compensation circuits in wireless power transfer systems for automated guided vehicle charging applications. The simulation method of finite element analysis (FEA) is used to design the coil. The coupling coefficient characteristic is analyzed to determine the effect of the misalignment. The LCC compensation circuit is designed for both transmitter and receiver. The resonant circuit analysis method is presented in detail. In addition, the paper also provides optimal loading conditions to maximize transfer efficiency. A 2.5kW charging system prototype was constructed. Experimental results show that the maximum system efficiency is achieved by 90.9%.

### Keywords:

Wireless power transfer, Wireless Charging, LCC compensation circuit, Automated guided vehicle.

## 1. GIỚI THIỆU CHUNG

Xe tự hành (AGV - automatic guided vehicles) có nhiều ưu điểm như khả năng thích ứng tốt, tính linh hoạt cao và hành trình tự động, đã được ứng dụng rộng rãi trong các nhà máy sản xuất, logistics... Tuy

nhiên, pin của AGV cần được sạc lại theo chu kỳ, dẫn đến hiệu suất sử dụng thấp và chi phí sử dụng cao.

Gần đây, giải pháp sạc không dây cho AGV được đề xuất [1]. Sạc không dây dựa trên công nghệ truyền điện không dây

(WPT – wireless power transfer) có thể cung cấp điện mà không cần kết nối vật lý. Sạc không dây cho AGV có thể tận dụng thời gian dừng ngắn trong quá trình vận hành để sạc pin. Với giải pháp này, AGV không phải thay pin thủ công như thông thường, giảm thời gian hao phí do phải sạc pin định kỳ, cải thiện tuổi thọ ắc quy, an toàn hơn (có thể làm việc trong môi trường dầu, ẩm ướt, bụi bẩn), giảm chi phí phụ tùng thay thế và chi phí làm việc.

Trong hệ thống WPT, điện năng được truyền nhờ điện cảm hỗ cảm của các cuộn dây truyền và nhận, trong khi điện cảm rò không đóng góp trực tiếp để truyền công suất tích cực. Vì khe hở không khí lớn giữa các cuộn dây truyền và nhận làm cho hệ thống WPT có điện cảm rò lớn nhưng điện cảm hỗ cảm nhỏ hay hệ số kết nối điện từ nhỏ [2]. Hệ số kết nối điện từ phụ thuộc vào khoảng cách truyền, độ lệch bên giữa cuộn dây truyền và nhận, kích thước của các cuộn dây. Để tăng hệ số kết nối điện từ, thiết kế cuộn dây là quan trọng [3]. Trong khi đó, mạch bù được sử dụng để bỏ qua điện cảm rò cũng rất quan trọng. Thông thường có thể thêm vào tụ bù hoặc sử dụng tụ ký sinh của chính cuộn dây để tạo thành mạch cộng hưởng, và cách này được gọi là phương pháp cộng hưởng từ.

Ở dải tần số kHz, mạch cộng hưởng được tạo ra bằng cách đưa thêm các tụ bù vào mạch. Theo cách nối tụ bù với cuộn dây truyền và nhận, có bốn mạch bù cơ bản là mạch bù SS (Series Series), mạch bù SP (Series Parallel), mạch bù PP (Parallel Parallel) và mạch bù PS (Parallel Series) [4], [5].

Với các mạch bù SP, PS, PP tần số cộng hưởng phụ thuộc vào hệ số kết nối. Tuy nhiên, trong hệ thống sạc không dây, cuộn dây truyền được đặt cố định ở trạm sạc còn cuộn dây nhận đặt ở trên AGV. Khi sạc thì AGV sẽ di chuyển ở vị trí của cửa bộ truyền. Do đó, khó tránh khỏi sự thay đổi khe hở không khí và sự lệch trục của các cuộn dây truyền nhận, nói cách khác hệ số kết nối điện từ có thể thay đổi. Điều này làm giảm hiệu suất của hệ thống. Để đạt được hiệu suất cao cần có phương pháp duy trì sự cộng hưởng. Có hai phương pháp thường được sử dụng là điều khiển tần số [6] hoặc phối hợp trở kháng [7], các giải pháp này làm cho hệ thống phức tạp hơn.

Với mạch bù SS, tần số cộng hưởng độc lập với hệ số kết nối và điều kiện tải. Tuy nhiên, nhược điểm là dòng điện cuộn dây sơ cấp lại thay đổi theo hệ số kết nối [8]. Lợi ích khi có dòng điện trên cuộn dây sơ cấp không đổi là cuộn dây làm việc ở điều kiện định mức, việc điều khiển công suất được đơn giản hóa.

Bài báo này đề xuất thiết kế mạch bù LCC hai phía cho hệ thống WPT ứng dụng sạc cho AGV. Với cấu trúc đề xuất, tần số cộng hưởng độc lập với hệ số kết nối và điều kiện tải. Hiệu suất truyền cao trong cả trường hợp tải nặng và tải nhẹ. Ngoài ra, dòng điện phía sơ cấp không đổi không phụ thuộc vào tính chất tải và hệ số kết nối. Hệ số công suất có thể đạt được gần bằng 1 cho cả bộ biến đổi phía sơ cấp và thứ cấp trong toàn bộ phạm vi của hệ số kết nối và điều kiện tải. Vì vậy, dễ dàng đạt được hiệu suất cao cho toàn hệ thống. Điều kiện chuyển mạch mềm ZVS (Zero voltage

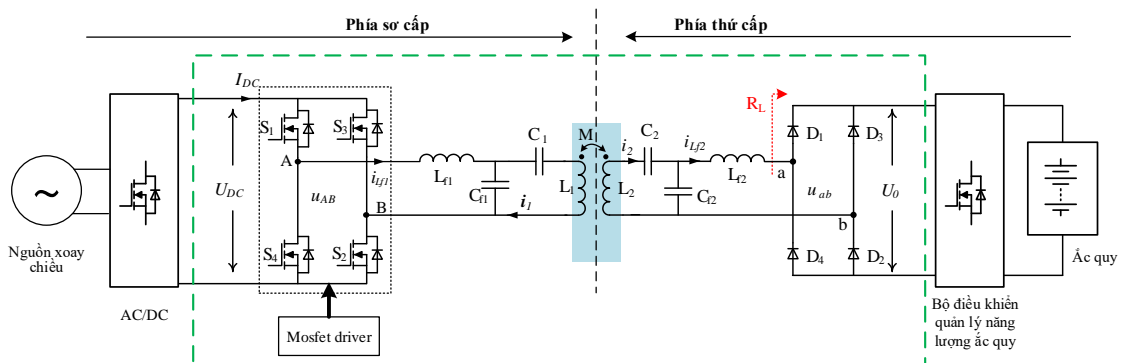
switching) đạt được cho MOSFET của nghịch lưu. Ngoài ra, điều kiện tải tối ưu để tối đa hiệu suất truyền được đưa ra, là cơ sở để thực hiện điều khiển nâng cao hiệu suất của hệ thống. Cấu trúc bài báo gồm các phần sau : phần 2 trình bày cấu trúc của hệ thống và bộ ghép từ, phần 3 thiết kế mạch bù, phần 4 mô phỏng và thực nghiệm. Các kết luận được tóm tắt trong phần 5.

## 2. CẤU TRÚC HỆ THỐNG VÀ BỘ GHÉP TỪ

### 2.1. Cấu trúc hệ thống

Cấu trúc của hệ thống sạc không dây cho xe tự hành được biểu diễn trên Hình 1. Hệ thống gồm hai phía sơ cấp và thứ cấp tách rời nhau. Ở phía sơ cấp, nguồn điện xoay chiều được đưa qua bộ AC/DC chuyển thành điện áp một chiều. Điện áp một chiều này ( $U_{DC}$ ) được chuyển thành điện áp xoay

chiều tần số cao nhờ bộ nghịch lưu nghịch lưu cầu gồm 4 MOSFET (S1, S2, S3, S4), sau đó thông qua mạch bù LCC phía sơ cấp ( $L_{f1}, C_{f1}, C_1$ ) đưa đến cuộn dây truyền  $L_1$ . Dòng điện xoay chiều tần số cao trong cuộn dây truyền phát ra từ trường xoay chiều. Ở phía thứ cấp, cuộn dây nhận ( $L_2$ ) cảm ứng được một điện áp xoay chiều, sau đó qua mạch bù LCC phía thứ cấp ( $L_{f2}, C_{f2}, C_2$ ) đưa tới bộ AC/DC chuyển thành nguồn một chiều. Sau đó, năng lượng một chiều này được đưa qua bộ điều khiển quản lý năng lượng ắc quy để sạc cho xe tự hành. Trong bài báo này chỉ xem xét quá trình truyền điện trong hệ thống sạc, từ đầu vào  $U_{DC}$  của bộ nghịch lưu phía sơ cấp đến đầu ra  $u_{ab}$  đầu vào của bộ chỉnh lưu phía thứ cấp, chưa xem xét đến các phần còn lại trong hệ thống.



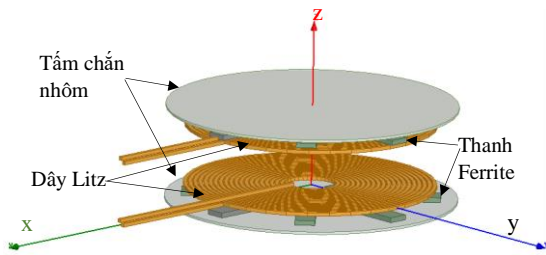
Hình 1. Cấu trúc hệ thống

### 2.2. Bộ ghép từ

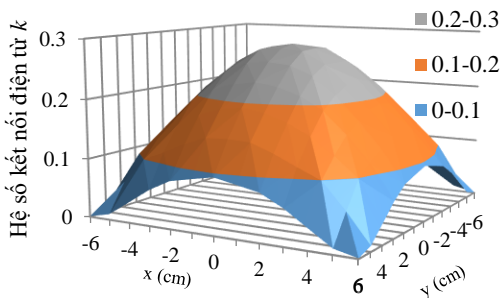
Trong hệ thống WPT, năng lượng truyền từ phía sơ cấp sang phía thứ cấp nhờ bộ ghép từ. Trong thiết kế này, bộ ghép từ gồm một bộ truyền và một bộ nhận có cấu

trúc giống nhau. Cấu trúc 3D trong mô phỏng Maxwell của bộ ghép từ được chỉ ra trên Hình 2. Mỗi bộ gồm 3 lớp : lớp thứ nhất là cuộn dây đơn cực hình tròn, dây Litz được sử dụng nhằm giảm tổn thất xoay chiều khi làm việc ở tần số cao. Lớp

thứ hai là các thanh ferrite được sử dụng để tăng cường kết nối điện từ. Lớp thứ ba là tấm chắn nhôm, có tác dụng che chắn rò từ trường ra môi trường xung quanh. Cuộn dây có đường kính 14cm, khoảng cách truyền là 4,5cm. Mô phỏng FEA được thực hiện để xác định giá trị điện cảm tự cảm, hồ cảm, hệ số kết nối điện. Kết quả mô phỏng FEA trong trường hợp bộ truyền và bộ nhận thẳng tâm trên Bảng 1.



Hình 2. Cấu trúc bộ ghép từ



Hình 3. Đặc tính hệ số kết nối điện từ

Bảng 1. Thông số của bộ ghép từ

Thông số	Ký hiệu	Giá trị
Điện cảm tự cảm của cuộn dây truyền, nhận	$L_1, L_2$	$110\mu H$
Điện cảm hồ cảm	$M$	$27.5\mu H$
Hệ số kết nối điện từ	$k$	0.25

Quan hệ giữa điện cảm hồ cảm  $M$  và hệ số kết nối điện từ  $k$  được biểu diễn theo (1) :

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} \quad (1)$$

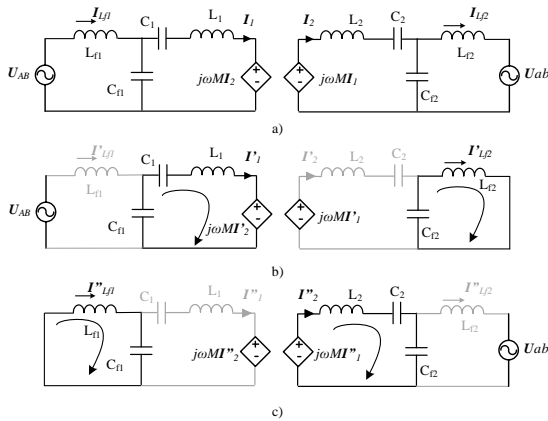
Kết quả mô phỏng hệ số kết nối điện từ khi có sự lệch trục giữa cuộn truyền và nhận theo hướng  $x, y$  như trên Hình 3. Kết quả cho thấy, khi bộ truyền và bộ nhận thẳng tâm nhau ( $x = 0\text{cm}; y = 0\text{cm}$ ) thì  $k$  lớn nhất và bằng 0.25. Khi độ lệch trục tăng dần thì  $k$  giảm dần,  $k = 0$  khi  $x = y = \pm 6\text{cm}$ . Vì cuộn dây hình tròn nên đặc tính của  $k$  đối xứng khi cuộn dây lệch trục theo hướng  $x$  hoặc hướng  $y$ .

### 3. THIẾT KẾ MẠCH BÙ

#### 3.1. Phân tích nguyên lý mạch cộng hưởng

Mạch bù LCC được đề xuất thiết kế cho cả hai phía truyền và nhận như trên Hình 1. Sử dụng phương pháp phân tích sóng hài cơ bản ở tần số chuyển mạch để phân tích mạch cộng hưởng. Điện áp đầu ra của nghịch lưu  $U_{AB}$  và điện áp đầu vào của chỉnh lưu  $U_{ab}$  được xấp xỉ như nguồn hình sin. Để đơn giản trong quá trình thiết kế bỏ qua tổn thất của các phần tử trên mạch. Độ chính xác của phương pháp gần đúng được xác minh bằng mô phỏng và thực nghiệm ở phần sau.

Mạch xấp xỉ tương đương của Hình 1 được đưa ra như trên Hình 4a. Quan hệ điện từ giữa cuộn dây truyền nhận được thể hiện bằng các nguồn áp phụ thuộc dòng. Sơ đồ Hình 4a là mạch điện tuyến tính nhiều nguồn, sử dụng nguyên lý xếp chồng để phân tích mạch.



Hình 4. Mạch xấp xỉ tương đương

Khi mạch điện chỉ được kích thích bởi nguồn đầu vào  $U_{AB}$  như trên Hình 4b:

Ở phía thứ cấp,  $L_{f2}$  và  $C_{f2}$  tạo thành mạch cộng hưởng song song, được coi như là một trở kháng vô hạn. Do đó, cuộn dây thứ cấp được coi là hở mạch, tức là  $I'_2 = 0$ . Tần số cộng hưởng được thiết kế bằng tần số chuyển mạch ( $f_0 = f_{sw}$ ), mối quan hệ cộng hưởng được biểu diễn trong (2):

$$L_{f2}C_{f2} = \frac{1}{\omega^2} \quad (2)$$

$$\text{Với } \omega = 2\pi f_0 = 2\pi f_{sw}$$

Ở phía sơ cấp, một mạch cộng hưởng song song được hình thành. Trở kháng của mạch cộng hưởng là vô hạn với nguồn đầu vào  $U_{AB}$  và không có dòng điện chảy qua cuộn bù  $L_{f1}$ , tức là  $I'_{Lf1} = 0$ . Mối quan hệ cộng hưởng được biểu diễn trong (3):

$$C_1 = \frac{1}{\omega^2[L_1 - L_{f1}]} \quad (3)$$

Ở tần số cộng hưởng, không có dòng điện chảy qua cuộn bù  $L_{f1}$ , nên  $U_{Cf1} = U_{AB}$ . Do đó, dòng điện chảy trong cuộn dây sơ cấp được tính như sau:

$$I'_1 = -\frac{U_{AB}}{1/(j\omega C_{f1})} = \frac{U_{AB}}{j\omega L_{f1}} \quad (4)$$

Trên Hình 4b, không có dòng chảy trong

cuộn thứ cấp nhưng có điện áp truyền đến cuộn thứ cấp và bằng  $j\omega MI'_1$ . Dòng điện trên cuộn bù  $L_{f2}$  được tính như sau :

$$I'_{Lf2} = \frac{j\omega MI'_1}{j\omega L_{f2}} = \frac{k\sqrt{L_1 L_2} U_{AB}}{j\omega L_{f1} L_{f2}} \quad (5)$$

Khi mạch chỉ được kích thích bởi nguồn ra  $U_{ab}$  như trên Hình 4c:

Ở phía sơ cấp,  $L_{f1}$  và  $C_{f1}$  cộng hưởng song song và hoạt động như một trở kháng vô hạn với cuộn dây sơ cấp. Do đó, không có dòng điện chảy qua các cuộn dây sơ cấp  $I''_1 = 0$ , mối quan hệ của các tham số trong vòng cộng hưởng:

$$L_{f1}C_{f1} = \frac{1}{\omega^2} \quad (6)$$

Ở phía thứ cấp, tụ  $C_2$  được thiết kế để duy trì cộng hưởng song song:

$$C_2 = \frac{1}{\omega^2[L_2 - L_{f2}]} \quad (7)$$

Trong trường hợp này không có dòng điện chảy qua cuộn bù  $L_{f2}$ , tức là  $I''_{Lf2} = 0$ . Do đó điện áp trên tụ  $C_{f2}$  chính là điện áp đầu ra  $U_{ab}$ , dòng điện chảy trong cuộn thứ cấp:

$$I''_2 = -\frac{U_{ab}}{1/j\omega C_{f2}} = -\frac{U_{ab}}{j\omega L_{f2}} \quad (8)$$

Điện áp phản xạ từ phía thứ cấp về phía sơ cấp bằng  $j\omega MI''_2$ . Do đó, dòng điện trên cuộn bù  $L_{f1}$  bằng:

$$I''_{Lf1} = \frac{j\omega MI''_2}{j\omega L_{f1}} = -\frac{k\sqrt{L_1 L_2} U_{ab}}{j\omega L_{f1} L_{f2}} \quad (9)$$

$U_{ab}$  là điện áp thụ động tạo ra theo do chế độ dẫn của các diode D1 đến D4, nó phải cùng pha với  $I_{Lf2}$ . Khi  $I''_{Lf2} = 0$ ,  $U_{ab}$  cùng pha với  $I'_{Lf2}$ . Nếu lấy  $U_{AB}$  làm tham chiếu,  $U_{AB}$  và  $U_{ab}$  có thể được biểu diễn như sau :

$$U_{AB} = U_{AB} \angle 0^\circ \quad (10)$$

$$U_{ab} = U_{ab} \angle -90^0 \quad (11)$$

Từ biểu thức (10) và (11) cho thấy  $U_{ab}$  chậm pha hơn  $U_{AB}$  góc  $90^0$ .

Từ các phân tích trên, xếp chòng các kết quả nhận được:

$$I_1 = I'_1 + I''_1 = \frac{U_{AB}}{j\omega L_{f1}} = \frac{U_{AB}}{\omega L_{f1}} \angle -90^0 \quad (12)$$

$$\begin{aligned} I_{L_{f1}} &= I'_{L_{f1}} + I''_{L_{f1}} \\ &= -\frac{k\sqrt{L_1 L_2} U_{ab}}{j\omega L_{f1} L_{f2}} = \frac{k\sqrt{L_1 L_2} U_{ab}}{\omega L_{f1} L_{f2}} \angle 0^0 \end{aligned} \quad (13)$$

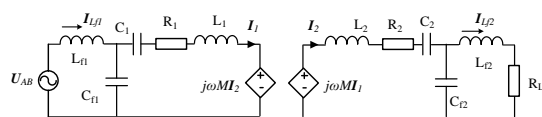
$$I_2 = I'_2 + I''_2 = -\frac{U_{ab}}{j\omega L_{f2}} = \frac{U_{ab}}{\omega L_{f2}} \angle 0^0 \quad (14)$$

$$\begin{aligned} I_{L_{f2}} &= I'_{L_{f2}} + I''_{L_{f2}} \\ &= \frac{k\sqrt{L_1 L_2} U_{AB}}{j\omega L_{f1} L_{f2}} = \frac{k\sqrt{L_1 L_2} U_{AB}}{\omega L_{f1} L_{f2}} \angle -90^0 \end{aligned} \quad (15)$$

Từ biểu thức (10) và (13); (11) và (15) cho thấy điện áp và dòng điện đầu vào cùng pha, điện áp và dòng điện đầu ra cùng pha. Hệ số công suất đơn vị đạt được cho cả bộ nghịch lưu đầu vào và bộ chỉnh lưu đầu ra. Điều kiện cộng hưởng đạt được với bất kỳ giá trị nào của hệ số kết nối và điều kiện tải. Biểu thức (12) cũng cho thấy dòng điện trên cuộn truyền không phụ thuộc vào hệ số kết nối và điều kiện tải.

### 3.2. Điều kiện tải tối ưu để tối đa hiệu suất truyền

Khi xem xét đến điện trở của các cuộn dây truyền và nhận sơ đồ Hình 1 được thay thế bằng sơ đồ mạch Hình 5.



Hình 5. Sơ đồ mạch thay thế

Với  $R_L$  là trở kháng tải xoay chiều tương đương nhìn từ đầu vào là bộ chỉnh lưu phía thứ cấp tới tải ắc quy:

$$R_L = \frac{8}{\pi} R_b \quad (16)$$

Ở đây,  $R_b$  là trở kháng tương đương của ắc quy, giá trị của  $R_b$  phụ thuộc vào trạng thái sạc của ắc quy.

Hiệu suất truyền của hệ thống được tính như sau:

$$\begin{aligned} \eta &= \frac{R_L I_{L_{f2}}^2}{R_L I_{L_{f2}}^2 + R_1 I_1^2 + R_2 I_2^2} \\ &= \frac{R_L}{R_L + R_1 \left(\frac{I_1}{I_{L_{f2}}}\right)^2 + R_2 \left(\frac{I_2}{I_{L_{f2}}}\right)^2} \end{aligned} \quad (17)$$

Ở phía thứ cấp, các phương trình Kirchhoff2 viết cho các mạch vòng:

$$\begin{cases} (R_L + j\omega L_{f2}) I_{L_{f2}} - \frac{1}{j\omega C_{f2}} (I_2 - I_{L_{f2}}) = 0 \\ (R_2 + j\omega L_{f2} + \frac{1}{j\omega C_2}) I_2 + \\ + \frac{1}{j\omega C_{f2}} (I_2 - I_{L_{f2}}) - j\omega M I_1 = 0 \end{cases} \quad (18)$$

Từ (18) rút ra được mối quan hệ sau:

$$\begin{cases} \frac{I_2}{I_{L_{f2}}} = -\frac{R_L}{j\omega L_{f2}} \\ \frac{I_1}{I_{L_{f2}}} = \frac{1}{k\sqrt{L_1 L_2}} \left( \frac{R_2 R_L}{\omega^2 L_{f2}^2} + L_{f2} \right) \end{cases} \quad (19)$$

Kết hợp (17) và (19), nhận được biểu thức:

$$\eta = \frac{R_L}{R_L \frac{R_2}{\omega^2 L_{f2}^2} \left(1 + \frac{1}{k^2 Q_1 Q_2}\right) + R_L \left(1 + \frac{2}{k^2 Q_1 Q_2}\right) + \frac{1}{k^2 Q_1 Q_2} \frac{\omega^2 L_{f2}^2}{R_2}} \quad (20)$$

Ở đây,  $Q_1 = \omega L_1 / R_1$ ;  $Q_2 = \omega L_2 / R_2$  là các hệ số chất lượng của cuộn dây truyền và nhận. Biểu thức (20) cho thấy hiệu suất của hệ thống phụ thuộc vào thông số các cuộn dây truyền nhận, tần số góc  $\omega$ , thông số mạch bù  $L_{f2}$ , hệ số kết nối điện từ  $k$  và giá trị của trở tải xoay chiều tương đương  $R_L$ . Khi cấu trúc cuộn dây và mạch bù đã được thiết kế, tần số làm việc bằng tần số cộng hưởng thì hiệu suất truyền là hàm với biến số  $R_L$ . Hiệu suất truyền tối đa có thể được tìm bằng cách giải hệ phương trình sau:

$$\begin{cases} \frac{\partial \eta}{\partial R_L} = 0 \\ \frac{\partial \eta^2}{\partial R_L^2} < 0 \end{cases} \quad (21)$$

Giải hệ phương trình (21) có thể tính được giá trị của hiệu suất truyền tối đa như trong biểu thức (22) và giá trị tải tối ưu như trong (23):

$$\eta_{max} = \frac{k^2 Q_1 Q_2}{(1 + \sqrt{1 + k^2 Q_1 Q_2})^2} \quad (22)$$

$$R_{L,opt} = \frac{\omega^2 L_{f2}^2}{R_2} \frac{1}{\sqrt{1 + k^2 Q_1 Q_2}} \quad (23)$$

Như vậy, hiệu suất của hệ thống chỉ đạt giá trị tối đa ở một giá trị của trở kháng tải được gọi là giá trị tải tối ưu  $R_{L,opt}$ .

### 3.3. Tính toán thông số mạch bù

Trong hệ thống WPT, mạch bù phía sơ cấp được thiết kế để đáp ứng yêu cầu về công suất và đạt điều kiện chuyển mạch mềm cho van, mạch bù phía thứ cấp được thiết kế để tối đa hiệu suất truyền. Trong phần này, thông số mạch bù cho hệ thống WPT ứng dụng sạc cho AGV có công suất 2.5kW.

Để đáp ứng yêu cầu về công suất, công suất truyền được tính như sau:

$$P = U_{AB} \cdot I_{L_{f1}} = \frac{k \sqrt{L_1 L_2}}{\omega L_{f1} L_{f2}} U_{AB} U_{ab} \quad (24)$$

Thông số mạch bù được thiết kế dựa trên thông số của cuộn dây ở Bảng 1. Cuộn dây truyền và nhận được thiết kế giống hệt nhau và từ các điều kiện cộng hưởng (2), (3), (6), (7) và công suất truyền (24), thông số của các cuộn bù  $L_{f1}$ ,  $L_{f2}$  được tính toán như sau :

$$L_{f1} = L_{f2} = \sqrt{\frac{k L_1}{\omega P} U_{AB} U_{ab}} = \sqrt{\frac{0.25 \times 110 \times 10^{-6}}{2\pi \times 2.5 \times 10^3} \times \frac{2\sqrt{2} \times 310}{\pi} \times \frac{400}{\sqrt{2}}} = 5.88 \mu H \quad (25)$$

Các giá trị của  $C_{f1}$ ,  $C_{f2}$  được tính toán từ các biểu thức (2), (6). Giá trị của  $C_1$ ,  $C_2$  được tính từ các biểu thức (3) và (7). Thông số của hệ thống và mạch bù được tính toán và đưa ra trên Bảng 2.

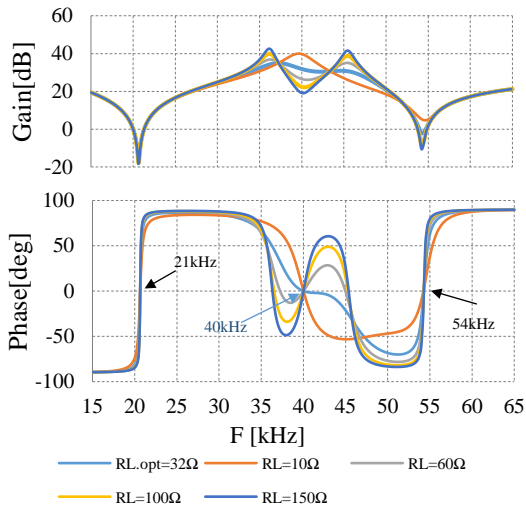
Bảng 2. Thông số của hệ thống và mạch bù

Thông số	Ký hiệu	Giá trị
Công suất truyền	$P$	2.5kW
Tần số cộng hưởng	$f_0$	40kHz
Điện áp vào	$U_{DC}$	310V
Điện áp ra	$U_0$	400V
Điện trở cuộn dây truyền, nhận	$R_1, R_2$	0.15Ω
Điện cảm bù phía truyền, nhận	$L_{f1}, L_{f2}$	58.8 μH
Tụ bù nhánh trên phía truyền, nhận	$C_1, C_2$	0.3 μF
Tụ bù nhánh dưới phía truyền, nhận	$C_{f1}, C_{f2}$	0.27 μF
Điện trở tải tối ưu	$R_{L,opt}$	32Ω

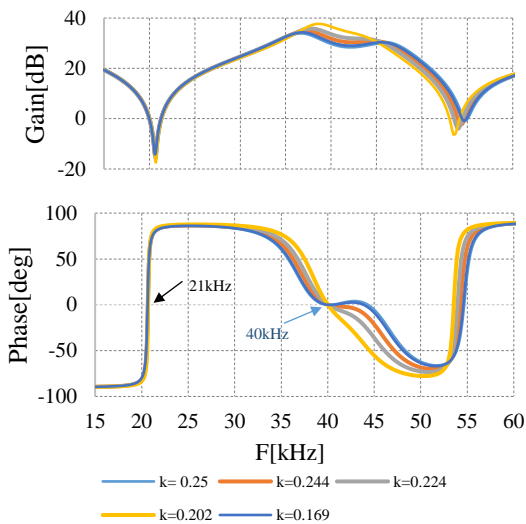
## 4. KẾT QUẢ MÔ PHỎNG VÀ THỰC NGHIỆM

Các mô hình mô phỏng, thực nghiệm được xây dựng và khảo sát từ đầu vào nguồn một chiều của bộ nghịch lưu đến đầu ra là tải tương đương  $R_L$ . Các thông số mạch được thiết lập theo Bảng 1, 2.

Hệ thống thiết kế là mạch bậc cao có thể có nhiều điểm cộng hưởng ngoài tần số thiết kế, điều này có thể ảnh hưởng đến hiệu suất hệ thống thực tế khi các tham số hệ thống thay đổi. Để xem xét các tần số cộng hưởng khác xung quanh tần số thiết kế, các đặc tính trở kháng đầu vào ( $Z_{in} = U_{AB}/I_{AB}$ ) trong các trường hợp khác nhau được mô phỏng trên phần mềm Ansys Electronics và đưa ra trên Hình 6.



a) Khi  $k = 0.25$  và  $R_L$  thay đổi



b) Khi  $k$  thay đổi và  $R_L = 32\Omega$

**Hình 6. Đặc tính trở kháng đầu vào**

Trong quá trình sạc, công suất đầu ra đáp ứng theo trạng thái sạc của ắc quy, nên điện trở xoay chiều tương đương  $R_L$  thay đổi. Ngoài ra, bộ truyền và nhận có thể lệch trục ( $x \neq 0, y \neq 0$ ). Kết quả mô phỏng đặc tính  $Z_{in}$  khi  $R_L$  thay đổi trong khoảng từ  $10\Omega$  đến  $150\Omega$ , bộ truyền và nhận thẳng tâm ( $k = 0.25$ ) trên Hình 6a; khi bộ truyền và nhận lệch trục trên Hình 6b. Kết quả cho thấy có một tần số cộng hưởng không đổi bằng tần

số thiết kế là  $40\text{kHz}$ . Ngoài ra, xung quanh tần số cộng hưởng  $f_0$  tồn tại các điểm cộng hưởng khác. Tuy nhiên, điểm cộng hưởng tại tần số  $f_0$  cách khá xa các điểm cộng hưởng lân cận. Nghĩa là sẽ không có sự thay đổi đột ngột khi tần số làm việc có một chút sai lệch so với  $f_0$ .

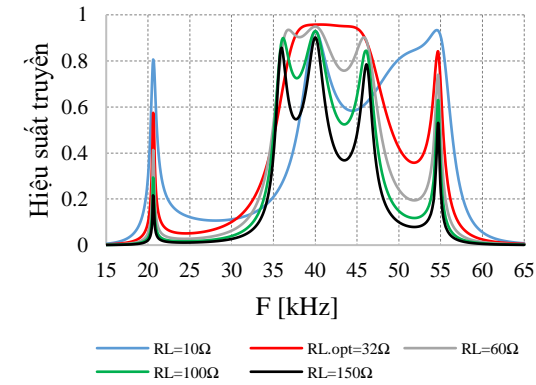
Để giảm tổn thất chuyển mạch, các van MOSFET trong sơ đồ nghịch lưu tần số cao cần được chuyển mạch mềm ZVS. Các đặc tính trở kháng đầu vào cũng chỉ ra vùng tần số chuyển mạch ZVS của các van MOSFET khi tải được giữ ở giá trị tải tối ưu trong khoảng tần số từ  $21\text{kHz}$  đến  $40\text{kHz}$ .

Hình 7 là kết quả mô phỏng đặc tính hiệu suất truyền. Hình 7a là đặc tính hiệu suất truyền khi bộ truyền nhận thẳng tâm và trở kháng tải tương đương khác nhau. Kết quả cho thấy hiệu suất truyền đạt giá trị lớn nhất bằng  $95.7\%$  khi  $R_L = R_{L,opt} = 32\Omega$ . Ở các giá trị khác của trở kháng tải, hiệu suất giảm và giảm nhanh ở vùng tần số lân cận  $40\text{kHz}$ . Hình 7b là đặc tính ở một số vị trí khác nhau của bộ nhận và trở kháng tải giữ ở giá trị tải tối ưu  $R_{L,opt}$ , kết quả cho thấy hiệu suất truyền đạt giá trị lớn nhất khi không có lệch trục giữa cuộn truyền và nhận, khi độ lệch trục tăng lên ( $k$  giảm) thì hiệu suất giảm. Hiệu suất truyền đạt giá trị lớn nhất bằng  $95.7\%$ , phù hợp với tính toán lý thuyết trong mục 3 và đạt giá trị cao trong dải rộng tần số từ  $38.5\text{kHz}$  đến  $44.8\text{kHz}$ .

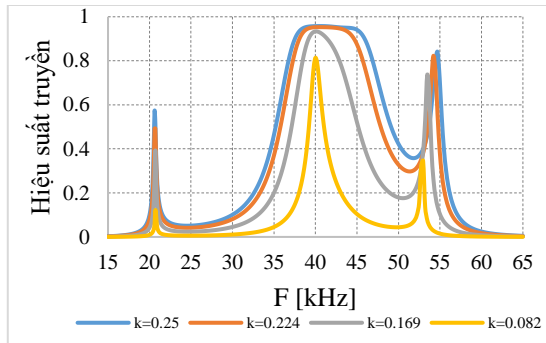
Như vậy, với mạch bù LCC đã thiết kế, hệ thống luôn cộng hưởng ở tần số thiết kế  $40\text{kHz}$ , không phụ thuộc vào giá trị của hệ số kết nối và tải. Ở điều kiện tải tối ưu, vùng chuyển mạch ZVS không đổi, hiệu



suất truyền đạt giá trị cao trong một dải rộng tần số.



a) Khi  $k = 0.25$  và  $R_L$  thay đổi



b) Khi  $k$  thay đổi và  $R_L = 32\Omega$

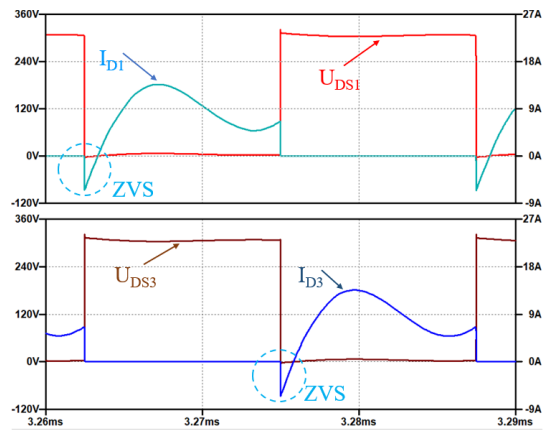
Hình 7. Đặc tính hiệu suất

Để mô phỏng hiệu suất của cả hệ thống từ đầu vào một chiều của nghịch lưu đến đầu ra là tải tương đương  $R_L$ , một mô hình mô phỏng trên LTspice được xây dựng. Mô hình mô phỏng sử dụng Spice-model của MOSFET C3M0280090D.

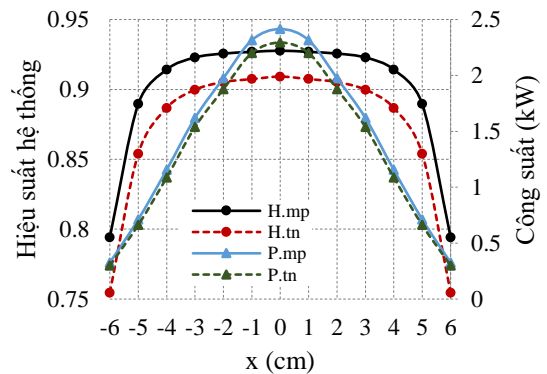
Xem xét đặc tính chuyển mạch của MOSFET S1, S3 trên Hình 8. Kết quả cho thấy điều kiện chuyển mạch mềm ZVS đạt được, vùng ZVS hẹp, tổn thất chuyển mạch nhỏ, dòng điện cắt của MOSFET (turn-off) nhỏ  $I_{off} = 6.5A$ .

Đặc tính công suất và hiệu suất hệ thống trong mô phỏng Ltspice khi bộ nhận lệch

trục trên Hình 9 (đường nét liền). Công suất đầu ra lớn nhất bằng 2.41kW khi không có lệch trục, công suất giảm dần khi độ lệch trục tăng dần. Hiệu suất hệ thống duy trì được giá trị trên 92% khi bộ nhận lệch trục dưới  $\pm 3cm$ . Hiệu suất hệ thống lớn nhất đạt 92.7% trong trường hợp không có lệch trục, trong đó hiệu suất truyền bằng 95.7%, hiệu suất nghịch lưu bằng 96.8%.



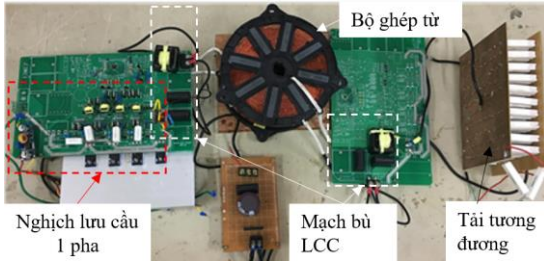
Hình 8. Đặc tính chuyển mạch của MOSFET



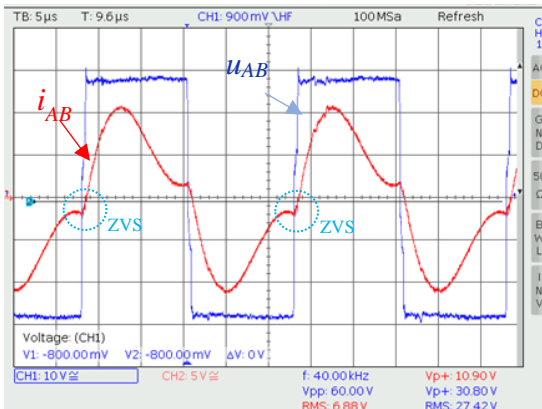
Hình 9. Đặc tính công suất, hiệu suất thực nghiệm

Một mô hình thực nghiệm với công suất 2.5kW được xây dựng trong phòng thí nghiệm như trên Hình 10. Bộ ghép từ sử dụng dây Litz, ferrite PE40. Tụ màng polypropylen được sử dụng vì tổn hao nhỏ và khả năng chịu dòng điện cao ở tần số

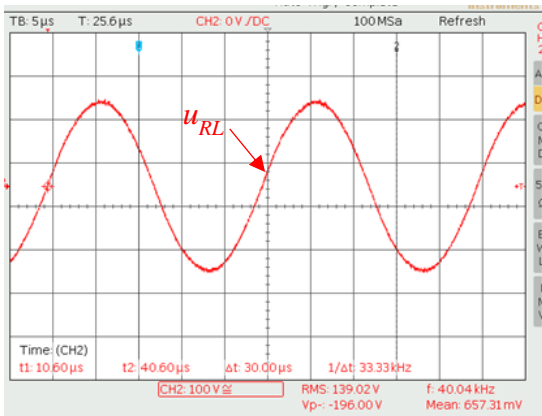
lớn. Để tăng hiệu suất của nghịch lưu, các van SIC C3M0280090D được sử dụng.



Hình 10. Mô hình thực nghiệm



a) Điện áp, dòng điện đầu ra nghịch lưu



b) Điện áp trên tải tối ưu

Hình 11. Dạng điện áp/dòng điện thực nghiệm

Các kết quả thực nghiệm được đo bằng các oscilloscope HMO2024. Dạng điện áp và dòng điện thực nghiệm như trên Hình 11. Hình 11a là dạng điện áp, dòng điện đầu ra của bộ nghịch lưu. Kết quả cho thấy, điều

kiện chuyển mạch mềm ZVS đạt được, điện áp đỉnh trên van MOSFET bằng 320V, dòng điện đỉnh là 13A, dòng  $I_{off} = 6.7A$ . Hình 11b là dạng điện áp trên tải tối ưu, tần số điện áp trên tải bằng 40kHz, bằng tần số thiết kế phù hợp với phân tích lý thuyết và mô phỏng.

Kết quả thực nghiệm công suất ra, hiệu suất hệ thống trên hình 9 (đường nét đứt). Công suất tải lớn nhất bằng 2.93kW, hiệu suất hệ thống lớn nhất bằng 90.9% khi không có lệch trục. Kết quả thực nghiệm khá tương đồng với phân tích lý thuyết và kết quả mô phỏng.

## 5. KẾT LUẬN

Bài báo trình bày phương pháp thiết kế cuộn dây và mạch bù trong hệ thống WPT ứng dụng sạc cho xe AGV. Đặc tính hệ số kết nối của bộ ghép từ được khảo sát. Mạch bù LCC được thiết kế cho cả hai phía truyền và nhận. Tần số cộng hưởng không phụ thuộc vào hệ số kết nối và tải, đạt được điều kiện chuyển mạch mềm ZVS cho MOSFET. Hiệu suất của hệ thống duy trì được giá trị cao khi bộ nhận lệch trục. Ngoài ra, bài báo còn đưa ra biểu thức tính giá trị tải tối ưu để tối đa hiệu suất truyền, đây là cơ sở để thực hiện các điều khiển nâng cao hiệu suất của toàn hệ thống. Bài báo này chưa đề cập đến điều khiển quá trình sạc cho pin, các vấn đề này sẽ được công bố trong tương lai gần.

## TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1] Y. Hao, J. Wang, and Y. Liu, "Research on Wireless Power Transfer System of Automated Guided Vehicle Based on Magnetic Coupling Resonance," in *2019 22nd International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, Aug. 2019, pp. 1–4. doi: 10.1109/ICEMS.2019.8922021.
- [2] Siqi Li and C. C. Mi, "Wireless Power Transfer for Electric Vehicle Applications," *IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron.*, vol. 3, no. 1, pp. 4–17, Mar. 2015, doi: 10.1109/JESTPE.2014.2319453.
- [3] Y. Yang, J. Cui, and X. Cui, "Design and Analysis of Magnetic Coils for Optimizing the Coupling Coefficient in an Electric Vehicle Wireless Power Transfer System," *Energies*, vol. 13, p. 4143, Tháng Tám 2020, doi: 10.3390/en13164143.
- [4] C. Duan, C. Jiang, A. Taylor, and K. (Hua) Bai, "Design of a zero-voltage-switching large-air-gap wireless charger with low electric stress for electric vehicles," *IET Power Electron.*, vol. 6, no. 9, pp. 1742–1750, Nov. 2013, doi: 10.1049/iet-pel.2012.0615.
- [5] W. Zhang, S.-C. Wong, C. K. Tse, and Q. Chen, "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, Jun. 2014, doi: 10.1109/TPEL.2013.2273364.
- [6] S. Krishnan, S. Bhuyan, V. P. Kumar, W. Wang, J. A. Afif, and K. S. Lim, "Frequency agile resonance-based wireless charging system for Electric Vehicles," in *2012 IEEE International Electric Vehicle Conference*, Mar. 2012, pp. 1–4. doi: 10.1109/IEVC.2012.6183212.
- [7] T. C. Beh, M. Kato, T. Imura, S. Oh, and Y. Hori, "Automated Impedance Matching System for Robust Wireless Power Transfer via Magnetic Resonance Coupling," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 60, no. 9, pp. 3689–3698, Sep. 2013, doi: 10.1109/TIE.2012.2206337.
- [8] J. Huh, S. W. Lee, W. Y. Lee, G. H. Cho, and C. T. Rim, "Narrow-Width Inductive Power Transfer System for Online Electrical Vehicles," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 26, no. 12, pp. 3666–3679, Dec. 2011, doi: 10.1109/TPEL.2011.2160972.

## Giới thiệu tác giả:



Tác giả **Nguyễn Thị Diệp** tốt nghiệp đại học, thạc sĩ, tiến sĩ chuyên ngành Tự động hóa tại Trường Đại học Bách khoa Hà Nội vào các năm 2004; 2008; 2021. Hiện nay là giảng viên Khoa Điều khiển và tự động hóa, Trường Đại học Điện lực.

Hướng nghiên cứu chính bao gồm: điện tử công suất, hệ thống truyền điện không dây, hệ thống sạc.



Tác giả **Nguyễn Kiên Trung** sinh ra tại Hà Nội. Anh nhận bằng Đại học và Thạc sĩ khoa học cùng chuyên ngành điều khiển và tự động hóa tại Trường Đại học Bách Khoa Hà Nội lần lượt vào các năm 2008 và 2011. Năm 2016, anh nhận bằng Tiến Sĩ tại viện công nghệ Shibaura Tokyo, Nhật Bản. Sau thời gian làm nghiên cứu sau tiến sĩ, anh về nước tiếp tục công việc giảng dạy tại Trường Đại học Bách Khoa Hà Nội từ cuối năm 2017.

Lĩnh vực nghiên cứu chủ yếu hiện tại bao gồm: các bộ biến đổi điện tử công suất làm việc ở tần số cao, hệ thống sạc và quản lý năng lượng cho xe điện, và hệ thống truyền điện không dây.