ENHANCING TRANSFER EFFICIENCY IN MAGNETIC WAVEGUIDES USING METAMATERIAL-BASED WIRELESS POWER TRANSFER

Bui Huu Nguyen[1*], Le Dac Tuyen[1], Tong Ba Tuan[1], Nguyen Thi Dieu Thu[1], Ho Quynh Anh[1], Pham Thanh Son[2], Ngo Nhu Viet[3], Vu Thi Hong Hanh[5], Bui Son Tung[4], Vu Dinh Lam[3], Bui Xuan Khuyen[3,4]
[1]Hanoi University of Mining and Geology, [2]Hanoi University of Industry
[3]Graduate University of Science and Technology - Vietnam Academy of Science and Technology
[4]Institute of Materials Science - Vietnam Academy of Science and Technology, [5]TNU - University of Education

ARTICLE INFO

Received: 16/10/2024
Revised: 29/10/2024
Published: 30/10/2024

KEYWORDS

Magnetic waveguide
Metamaterial
Wireless power transfer
Cavity resonance
Magnetic resonance

ABSTRACT

In this study, we investigate the wireless power transfer based on the magnetic waveguide, which is created by activating the unit cells on the metamaterial slab. Based on the resonant cavity effect on the activating region on the metasurface, the magnetic field distribution is localized and transferred to the load with minimal losses. As a result, the wireless power transfer system achieves efficiencies of 72.8% and 42.4% at transfer distances of 4 cm and 16 cm, respectively, at frequency of 14,5 MHz. In addition, with the proposed unit cell structure, the wireless energy transfer efficiency is maintained at 42.4% when the energy transfer direction changes by 120°, 180°, and 240° along the x-axis with a magnetic waveguide length of 16 cm on the metasurface. Based on these results, the study demonstrates the potential for real-world applications such as wireless charging paths for electric vehicles, multi-point charging grids, and smart charging tables through controlling the configuration of the magnetic waveguide.

TĂNG CƯỜNG HIỆU SUẤT TRUYỀN DẪN SÓNG TỪ TRƯỜNG TRONG HỆ THỐNG TRUYỀN NĂNG LƯỢNG KHÔNG DÂY TÍCH HỢP VẬT LIỆU BIẾN HÓA

Bùi Hữu Nguyên[1*], Lê Đắc Tuyên[1], Tống Bá Tuấn[1], Nguyễn Thị Diệu Thu[1], Hồ Quỳnh Anh[1], Phạm Thanh Sơn[2], Ngô Như Việt[3], Vũ Thị Hồng Hạnh[5], Bùi Sơn Tùng[3,4], Vũ Đình Lãm[3], Bùi Xuân Khuyến[3,4]
[1]Trường Đại học Mỏ - Địa chất, [2]Trường Đại học Công nghiệp Hà Nội
[3]Học viện Khoa học và Công nghệ - Viện Hàn lâm Khoa học và Công nghệ Việt Nam
[4]Viện Khoa học vật liệu - Viện Hàn lâm Khoa học và Công nghệ Việt Nam
[5]Trường Đại học Sư phạm - ĐH Thái Nguyên

THÔNG TIN BÀI BÁO

Ngày nhận bài: 16/10/2024
Ngày hoàn thiện: 29/10/2024
Ngày đăng: 30/10/2024

TỪ KHÓA

Kênh dẫn từ trường
Tấm vật liệu biến hóa
Truyền năng lượng không dây
Hốc cộng hưởng
Cộng hưởng từ

TÓM TẮT

Trong nghiên cứu này chúng tôi khảo sát quá trình truyền năng lượng không dây thông qua kênh dẫn từ trường được kích hoạt bởi các ô cơ sở trên tấm vật liệu biến hóa (MM). Dựa trên hiệu ứng hốc cộng hưởng tại các ô cơ sở được kích hoạt trên tấm vật liệu biến hóa, từ trường được giam giữ và lan truyền trong kênh dẫn với độ tổn hao nhỏ. Kết quả khảo sát cho thấy hiệu suất truyền năng lượng không dây đạt 72,8% và 42,4% tại tần số 14,5 MHz tương ứng với chiều dài kênh dẫn 4 cm và 16 cm. Ngoài ra, với cấu trúc ô cơ sở đề xuất, hiệu suất truyền năng lượng không dây được duy trì đạt 42,4% khi thay đổi hướng truyền năng lượng 120^o, 180^o và 240^o theo phương trục x với chiều dài kênh dẫn là 16 cm trên bề mặt tấm siêu vật liệu biến hóa. Dựa trên những số liệu đạt được, kết quả nghiên cứu cho thấy tiềm năng ứng dụng trong thực tế của hệ thống như đường sạc không dây cho hệ thống xe điện, hệ thống lưới sạc đa điểm, bàn sạc thông minh thông qua điều khiển cấu hình kênh dẫn.

DOI: https://doi.org/10.34238/tnu-jst.11342

* Corresponding author. *Email: buihuunguyen@humg.edu.vn*

1. Giới thiệu

Trong thời gian gần đây, sự phát triển mạnh mẽ của ngành công nghiệp bán dẫn đã dẫn đến sự gia tăng đáng kể về số lượng thiết bị điện tử di động như điện thoại, máy nghe nhạc, đồng hồ thông minh, và máy tính xách tay. Các thiết bị này không chỉ có kích thước nhỏ gọn mà còn trở nên thông minh hơn và đa chức năng hơn. Tuy nhiên, một trong những hạn chế lớn nhất của chúng là thời gian sử dụng ngắn do dung lượng pin hạn chế. Điều này tạo ra nhu cầu cấp thiết về các giải pháp sạc hoặc nguồn cung cấp điện ổn định và tiện lợi. Việc sử dụng các phương pháp sạc truyền thống thông qua cáp và cổng kết nối không chỉ bất tiện mà còn tiềm ẩn nguy cơ chập cháy hoặc bị điện giật.

Để giải quyết vấn đề này, công nghệ truyền năng lượng không dây (WPT) đã ra đời và thu hút nhiều nghiên cứu do khả năng truyền năng lượng từ nguồn tới thiết bị mà không cần kết nối vật lý. Hệ thống WPT hoạt động dựa trên nguyên lý cảm ứng từ [1], [2], cộng hưởng từ [3], [4], cộng hưởng điện [5], [6] và cộng hưởng sóng điện từ [7], [8]. Dựa trên các nguyên lý này, WPT được phân thành truyền năng lượng trường gần [9], [10] và truyền năng lượng trường xa [11], [12]. Hệ thống truyền tải trường gần khi bước sóng sử dụng trong hệ thống lớn hơn rất nhiều so với khoảng cách truyền (>100 lần tại tần số kHz, MHz). Ngược lại với hệ thống truyền tải trường gần, truyền tải năng lượng trường xa sử dụng bước sóng nhỏ hơn nhiều lần bước sóng (tại tần số GHz).

Thí nghiệm đầu tiên về WPT trường gần được Tesla thực hiện vào năm 1891. Ông đã chứng minh rằng năng lượng điện có thể được truyền từ nguồn tới thiết bị mà không cần dây dẫn bằng cách sử dụng các cuộn cộng hưởng [13]. Đến năm 2007, nhóm nghiên cứu tại viện MIT đã chứng minh khả năng truyền công suất cao thông qua cộng hưởng từ trường gần giữa hai cuộn dây phát và thu [14]. Tuy nhiên, các nghiên cứu sau đó cho thấy hiệu suất của WPT trường gần giảm nhanh chóng khi khoảng cách truyền tăng do kết nối cộng hưởng giữa các cuộn dây yếu đi [15]-[18]. Nghiên cứu [15] sử dụng hệ thống 4 cuộn cộng hưởng đặt trong không khí cho thấy khi khoảng cách tăng từ 5 cm tới 15 cm, hiệu suất truyền tải năng lượng giảm nhanh từ 40% tới 2% tại 6,78 MHz.

Để cải thiện hiệu suất và khoảng cách truyền của WPT, vật liệu biến hóa (MM) có từ thẩm âm đã được tích hợp vào hệ thống lần đầu tiên bởi Bwang vào năm 2011 [19]. Việc tích hợp này đã cải thiện hiệu suất hệ thống từ 17% đến 47% tại tần số 27,6 MHz. Tuy nhiên, khi kích thước cuộn thu thay đổi, hiệu suất hệ thống cũng giảm nhanh chóng do năng lượng bị rò rỉ trên các ô cơ sở không được thu bởi cuộn thu. Ngoài ra, nghiên cứu [20] cho thấy khi hệ thống có cuộn thu và cuộn phát đặt lệch nhau, hiệu suất cũng giảm đi nhanh chóng từ 85% xuống tới 5% khi độ lệch giữa hai cuộn Tx và Rx tăng từ 0 đến 10 cm tại tần số 84,9 kHz. Nguyên nhân của điều này do hệ số kết nối giữa hai cuộn Tx và Rx giảm từ 0,5 tới ~ 0,05.

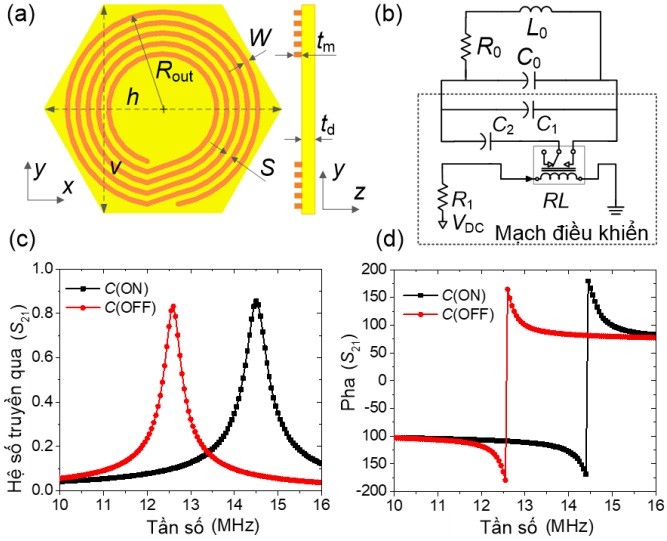
Để khắc phục vấn đề này, vật liệu biến hóa có hốc cộng hưởng đã được đề xuất nhằm giảm thiểu thất thoát điện năng và nâng cao hiệu suất WPT. Trong nghiên cứu này, chúng tôi đề xuất nâng cao hiệu suất truyền năng lượng không dây thông qua kênh truyền dẫn sóng từ trường trên tấm vật liệu biến hóa hoạt động tại 14,5 MHz. Đây là dải tần số gần với dải tần công nghiệp, khoa học và y tế (ISM), phù hợp với các hệ thống WPT hoạt động dựa trên cảm ứng điện từ hoặc cộng hưởng từ, đặc biệt trong các ứng dụng như giao tiếp trường gần (NFC), RFID, hoặc thiết bị công nghiệp chuyên dụng. Cấu hình kênh dẫn sóng từ trường được hình thành như hốc cộng hưởng bằng cách kích hoạt các ô cơ sở có tần số hoạt động tại 14,5 MHz bao quanh bởi các ô cơ sở hoạt động tại 12,6 MHz trên tấm vật liệu biến hóa thông qua mạch điều khiển tích hợp ngay trên ô cơ sở vật liệu.

2. Thiết kế cấu trúc và mô hình mạch điện tương đương

Hình 1(a) mô tả cấu trúc ô cơ sở vật liệu biến hóa có cấu tạo được kết hợp từ hai lớp vật liệu truyền thống. Lớp thứ nhất gồm cuộn dây đồng có 5 vòng với bán kính ngoài cùng là R_{out} = 19 mm, lớp dây có bề rộng W = 1 mm, khoảng cách giữa hai vòng dây là S = 1 mm và bề dày 0,01

mm. Lớp thứ hai là lớp đế điện môi hình lục giác có kích thước v = 4 cm, h = 4,62 cm, độ dày 1 mm được cấu tạo từ FR-4 có hằng số điện môi ε = 0,4 và độ tổn hao δ = 0,02.

Hình 1(b) mô tả sơ đồ mạch điện tương đương của ô cơ sở vật liệu biến hóa có tích hợp mạch điều khiển. Mạch điện bao gồm hai phần: phần thứ nhất là mạch điện tương đương có chứa điện trở R_0, cuộn cảm L_0 và tụ điện C_0 mô tả cấu trúc tự nhiên của ô vật liệu biến hóa. Thành phần thứ hai là mạch điện điều khiển chứa các tụ điện C_1 = 130 (pF), C_2 = 41 (pF) đóng vai trò tụ điện bổ sung nhằm mục đích điều khiển tần số cộng hưởng của ô cơ sở nằm trong vùng từ 1 MHz đến 20 MHz. Tụ điện C_1 được hàn với hai đầu cuộn dây cộng hưởng của ô cơ sở. Tụ điện C_2 nối song song với C_1 thông qua tiếp điểm thường đóng của Rơ-le *RL*. Cuộn hút rơ-le *RL* được cấp nguồn điện V_{DC} thông qua việc điều khiển từ máy tính. Điện trở R_1 đóng vai trò bảo vệ quá dòng trên cuộn hút *RL*. Khi cuộn hút *RL* được cấp điện, tiếp điểm thường đóng được mở ra, ngắt kết nối tụ điện C_2 vào C_1, qua đó thay đổi tần số cộng hưởng của ô cơ sở.

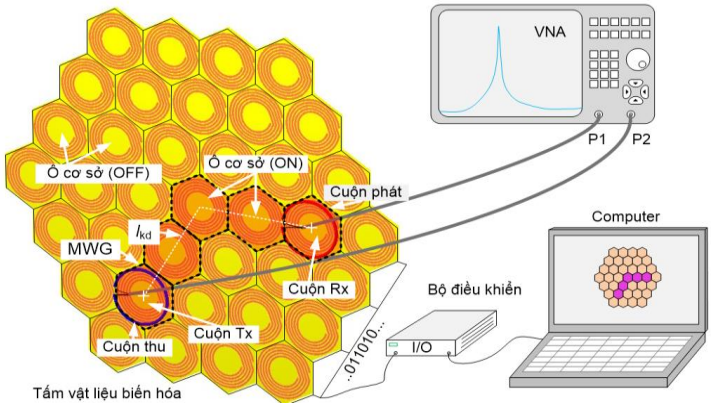


Hình 1. *(a) Ô cơ sở vật liệu biến hóa, (b) mô hình mạch điện tương đương, (c) hệ số truyền qua (S_{21}), (d) Pha (S_{21})*

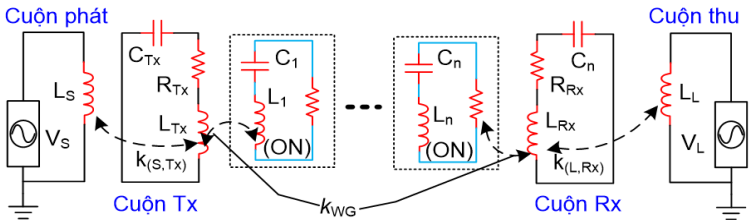
Hình 1(c) mô tả phổ truyền qua (S_{21}) của cấu trúc ô cơ sở vật liệu biến hóa tại $C_{ON} = C_1$ =130 pF và $C_{OFF} = C_1 + C_2$ = 171 pF tương ứng với V_{DC} = 5 V và 0 V. Khi điện áp V_{DC} = 5 V và 0 V, ô cơ sở có tần số cộng hưởng lần lượt tại f_T = 14,5 MHz và f_G = 12,6 MHz, tương ứng với độ dịch tần số là 1,9 MHz. Trong đó, tần số f_T đóng vai trò là tần số hoạt động của hệ thống WPT, trong khi f_G là tần số nằm ngoài dải truyền dẫn đóng vai trò tạo vùng cấm dẫn sóng làm giảm thiểu suy hao của hệ thống WPT ra vùng không có tải. Tại tần số 14,5 MHz các ô cơ sở được kích hoạt (ON) cho hệ số truyền qua cao nhất 0,85 trong khi đó các ô cơ sở không được kích hoạt (OFF) có hệ số truyền qua chỉ đạt 0,07. Hình 1(d) mô tả giản đồ pha hệ số truyền qua của cấu trúc ô cơ sở tương ứng với C_{ON} và C_{OFF}. Kết quả giản đồ pha cho thấy tại tần số cộng hưởng f_T và f_G có độ lệch pha là 180^o.

Hình 2 mô tả hệ thống đo phổ truyền qua của kênh dẫn sóng từ trường (MWG) trên bề mặt tấm vật liệu biến hóa. Hệ thống bao gồm một tấm MM được ghép từ 37 ô cơ sở, tần số cộng hưởng các ô cơ sở được điều khiển độc lập thông qua bộ điều khiển và máy tính. Kênh dẫn sóng MWG hình thành do chuỗi các ô cơ sở hoạt động tại tần số f_T = 14,5 MHz và được bao vây bởi các ô cơ sở không được kích hoạt có tần số cộng hưởng tại f_G = 12,6 MHz, điều này giúp cho sóng từ trường bị giam hãm trong vùng có các ô cơ sở được kích hoạt. Do đó giảm tổn hao năng lượng từ trường truyền từ cuộn phát Tx tới cuộn thu Rx. Cuộn Tx và Rx được cấu tạo từ một vòng dây đồng có đường kính $D_{Tx} = D_{Rx}$ = 4 cm với đường kính tiết diện dây là 3 mm. Để đo hệ số truyền qua của kênh dẫn sóng, cuộn Tx được nối với cổng 1 của máy phân tích mạng vector (VNA) và cuộn thu Rx được nối với cổng 2. Chiều dài kênh dẫn sóng từ trường (l_{kd}) được xác

định từ tâm của cuộn Tx tới tâm của cuộn Rx. Hình dạng và kích thước của kênh dẫn sóng có thể thay đổi được thông qua chương trình điều khiển bằng giao diện trên máy tính.



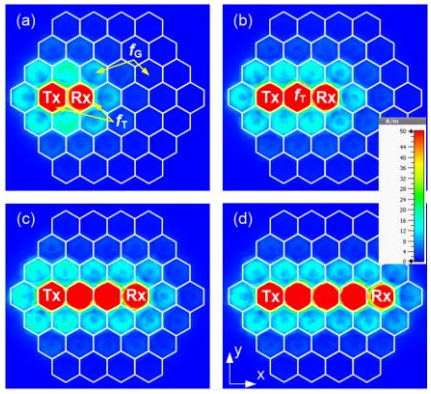
Hình 2. *Hệ thống truyền năng lượng không dây sử dụng kênh dẫn từ trường trên tấm vật liệu biến hóa*



Hình 3. *Mô hình mạch điện tương đương của cấu trúc kênh dẫn sóng từ trường MWG*

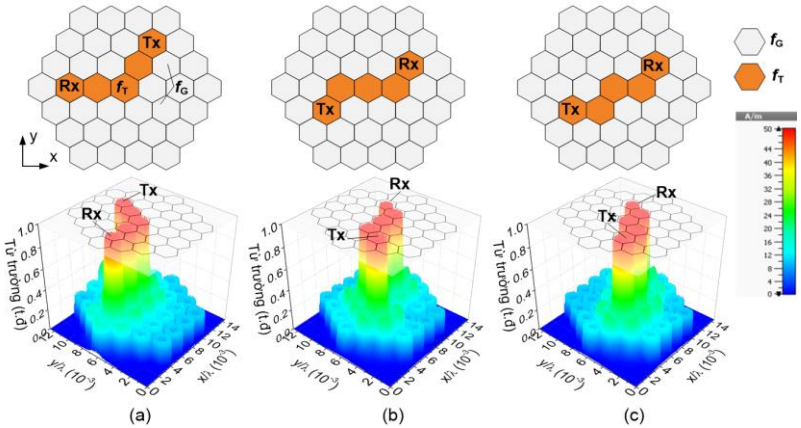
Mô hình mạch điện tương đương của cấu trúc kênh dẫn sóng MWG được mô tả trên hình 3. Cuộn phát và cuộn thu được cấu tạo là một vòng dây đồng có điện cảm tương ứng là L_S và L_L. Cuộn phát được kết nối với cổng 1 và cuộn thu được kết nối với cổng 2 của VNA. Cuộn Tx có mô hình mạch cộng hưởng với các thông số điện trở R_{Tx}, điện cảm L_{Tx} và tụ điện C_{Tx}. Cuộn Rx đặt ngay dưới vị trí cuộn thu có các thông số mạch điện gồm điện trở R_{Rx}, cuộn cảm L_{Rx}, và tụ điện C_{Rx}. Cuộn phát và cuộn thu ghép nối với cuộn Tx và Rx thông qua cảm ứng điện từ với hệ số ghép nối tương ứng là $k_{S,Tx}$ và $k_{L,Rx}$. Các ô cơ sở trong kênh dẫn sóng có cấu hình và tham số giống như cuộn Rx và cuộn Tx với điện trở, cuộn cảm và tụ điện lần lượt là R_j, L_j và C_j, trong đó j = 1, 2,…, n và k_{WG} = -0,32 là hệ số ghép nối cộng hưởng từ trong kênh dẫn MWG, dấu (-) thể hiện sóng lan truyền ngược trong kênh dẫn.

3. Kết quả và thảo luận



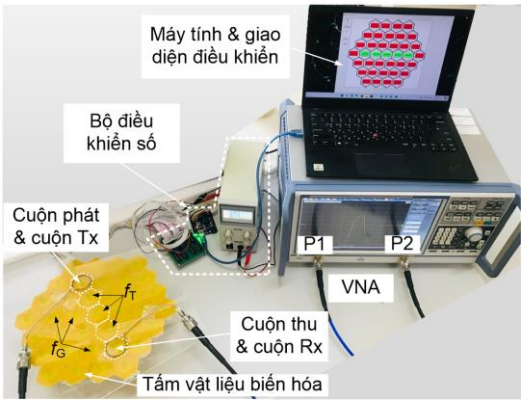
Hình 4. *Mô phỏng phân bố từ trường trong kênh dẫn từ MWG có chiều dài khác nhau: (a) 2 ô cơ sở, (b) 3 ô cơ sở, (c) 4 ô cơ sở, (d) 5 ô cơ sở*

Hình 4 mô tả phân bố từ trường trên kênh MWG có các chiều dài khác nhau tương ứng với số lượng ô cơ sở khác nhau theo trục *x*. Trên các ô cơ sở hoạt động tại f_T = 14,5 MHz, phân bố từ trường đạt 50 A/m trong khi đó từ trường chỉ đạt dưới 4 A/m tại các ô cơ sở hoạt động tại f_G = 12,6 MHz. Như vậy, kết quả mô phỏng từ phần mềm CST Studio Suite cho thấy từ trường phân bố tập trung chủ yếu trên các ô cơ sở có tần số cộng hưởng f_T = 14,5 MHz không bị phân tán ra toàn bộ bề mặt của tấm vật liệu biến hóa.



Hình 5. *Mô phỏng phân bố từ trường theo thang đo tương đối (t.đ) trong các kênh dẫn có cùng số lượng ô cơ sở nhưng hình dạng khác nhau: (a) cấu hình V, (b) cấu hình Z, (c) cấu hình W*

Ngoài ra, chúng tôi cũng tiến hành nghiên cứu phân bố từ trường trên kênh dẫn sóng có cùng độ dài gồm 5 ô cơ sở với nhiều hình dạng khác nhau được mô tả như trên hình 5 thông qua phần mềm mô phỏng CST Studio Suite. Hình 5(a) cho thấy phân bố từ trường trên kênh dẫn MWG có các ô cơ sở hoạt động tại f_T = 14,5 MHz xếp hình chữ V. Cấu hình này sóng điện từ truyền từ Tx tới Rx qua một góc gấp khúc. Hình 5(b) mô tả phân bố từ trường trên kênh dẫn sóng có cấu hình chữ Z. Hình 5(c) mô tả phân bố từ trường trên kênh dẫn sóng có cấu hình chữ W. Với cấu hình chữ Z và W, sóng từ trường lan truyền từ Tx đến Rx qua lần lượt 2 và 3 góc gấp khúc. Kết quả mô phỏng cho thấy mặc dù với nhiều hình dạng khác nhau, từ trường vẫn tập trung phân bố trên 45 A/m theo dọc các ô cơ sở hoạt động tại f_T = 14,5 MHz. Tại các ô cơ sở hoạt động tại f_G = 12,6 MHz, phân bố từ trường dưới 20 A/m.

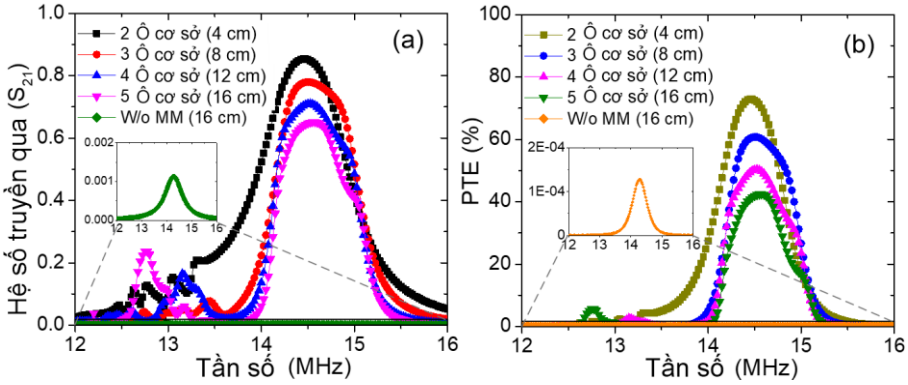


Hình 6. *Hệ thống đo hiệu suất truyền dẫn của mô hình WPT-MM đề xuất*

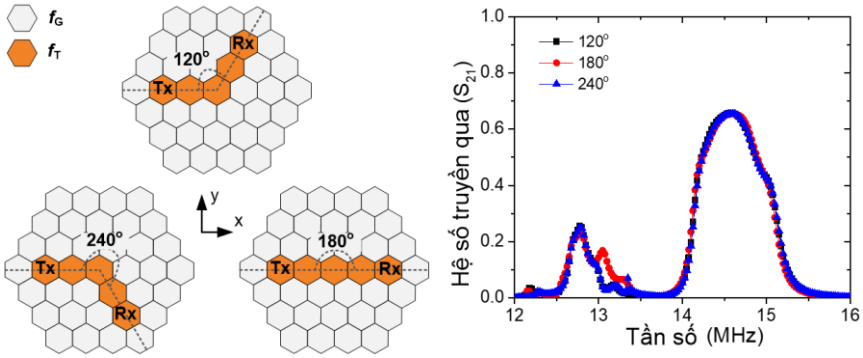
Hình 6 mô tả hệ thống đo hệ số truyền qua (S_{21}) kênh dẫn từ trường trên tấm vật liệu biến hóa. Hệ thống bao gồm tấm vật liệu MM ghép bởi 37 ô cơ sở có tần số cộng hưởng được điều khiển hoạt động tại f_G và f_T thông qua chương trình giao diện trên máy tính và bộ điều khiển số. Giao diện điều khiển trên máy tính được thiết kế bởi ngôn ngữ lập trình Python, có mô hình giống với tấm MM thực tế. Bộ điều khiển số sử dụng mạch điều khiển Arduino R3 và 6 IC mở rộng cổng

điều khiển I/O 74HC595 cho phép điều khiển độc lập trạng thái ON/OFF của 37 ô cơ sở. Máy tính và bộ điều khiển được kết nối thông qua chuẩn giao tiếp RS232. Cuộn phát và cuộn thu đặt ngay trên cuộn Tx và Rx của kênh dẫn từ, lần lượt được kết nối với cổng 1 và cổng 2 của máy phân tích mạng vector (VNA) để đo thông số S_{21}. Thông qua thiết lập cấu hình kênh dẫn trên giao diện máy tính, hình dạng và độ dài kênh dẫn từ có thể dễ dàng thay đổi.

Để phân tích đánh giá khả năng truyền dẫn của kênh dẫn từ ứng dụng cho truyền năng lượng không dây, chúng tôi tiến hành đo hệ số truyền qua và phân tích hiệu suất truyền dẫn của kênh dẫn MWG có độ dài khác nhau như trên hình 7. Hình 7(a) mô tả kết quả đo hệ số truyền qua của kênh dẫn MWG với số lượng ô cơ sở khác nhau có cấu hình như trên hình 4. Kết quả cho thấy khi độ dài kênh dẫn tăng lên hệ số truyền qua của kênh dẫn giảm dần. Hệ số truyền qua lớn nhất đạt 0,85 khi kênh dẫn có độ dài bằng 2 ô cơ sở và giảm dần tới 0,64 ứng với kênh dẫn có 5 ô cơ sở. Điều này được giải thích do tổn hao trên hệ thống kênh dẫn từ, gây nên bởi điện trở của các cuộn dây ô cơ sở và hệ số ghép nối giữa các ô cơ sở hoạt động tại f_T nhỏ hơn 1 (k_{WG} = -0,032). Vì vậy tổng tổn hao của kênh dẫn tăng khi số lượng ô cơ sở kênh dẫn tăng lên dẫn tới giảm hệ số truyền qua. Hình 7(b) mô tả hiệu suất (PTE) truyền của kênh dẫn tương ứng với chiều dài khác nhau. Hiệu suất của kênh dẫn có 2 ô cơ sở tương ứng với khoảng cách truyền dẫn từ Tx đến Rx là 4 cm đạt 72,2%, và đạt 42,4% khi kênh dẫn có 5 ô cơ sở tương ứng với khoảng cách truyền dẫn là 16 cm. So sánh hiệu suất với hệ thống 4 cuộn (cuộn thu, cuộn Tx, cuộn Rx, cuộn phát) không tích hợp kênh dẫn trên tấm MM tương ứng với khoảng cách truyền 16 cm cho thấy, PTE của hệ 4 cuộn chỉ đạt 0,00013%. Ngoài ra, so sánh với nghiên cứu WPT-MMs [21] tương ứng với kích thước cuộn Tx và Rx và khoảng cách truyền trong khoảng 5 cm thu được PTE chỉ đạt 10,69% tại tần số 2,4 GHz. Từ kết quả so sánh trên cho thấy hệ thống đề xuất của nghiên cứu này có tiềm năng ứng dụng trong công nghệ truyền năng lượng không dây.



Hình 7. *(a) Kết quả đo hệ số truyền qua và (b) hiệu suất truyền năng lượng (PTE) của kênh dẫn từ MWG tương ứng với số lượng ô cơ sở được kích hoạt khác nhau (chỉ số trong ngoặc tương ứng với chiều dài l_{kd})*



Hình 8. *Kết quả đo hệ số truyền qua của kênh dẫn có cùng độ dài với góc gấp khúc tương ứng tại 120°, 180° và 270°*

Ngoài ra, cấu trúc ô cơ sở lục giác được đề xuất có ưu điểm cho nhiều phương truyền dẫn khác nhau với cùng hệ số truyền dẫn. Để chứng minh điều này, chúng tôi tiến hành đo hệ số truyền qua của kênh dẫn MWG có chiều dài 5 ô cơ sở với góc gấp khúc 120^o, 180^o và 270^o như trên hình 8. Kết quả cho thấy hệ số truyền qua trong ba trường hợp đều đạt 0,66 tại 14,5 MHz. Điều này thu được do tính chất đặc biệt của cấu trúc đế hình lục giác của ô cơ sở, cho khoảng cách bằng nhau từ tâm của một ô cơ sở bất kỳ tới các ô cơ sở bao quanh theo hướng góc 120^o, 180^o và 270^o. Do đó hệ số truyền qua từ Tx tới Rx theo ba hướng trên là như nhau.

4. Kết luận

Trong nghiên cứu này chúng tôi trình bày kết quả nghiên cứu ứng dụng kênh dẫn sóng từ trường sử dụng tấm MM định hướng ứng dụng cho công nghệ truyền năng lượng không dây. Kết quả khảo sát cho thấy với chiều dài kênh dẫn 4 cm và 16 cm, hiệu suất truyền năng lượng không dây đạt được 72,8% và 42,4% tại tần số 14,5 MHz. Ngoài ra, với cấu trúc ô cơ sở thiết kế, hiệu suất truyền năng lượng không dây được duy trì đạt 42,4% khi thay đổi hướng truyền năng lượng 120^o, 180^o và 240^o theo phương trục *x* khi chiều dài kênh dẫn là 16 cm trên bề mặt tấm MM. Kết quả nghiên cứu cho thấy tiềm năng ứng dụng trong thực tế của hệ thống trong các bộ sạc không dây cho hệ thống xe điện, hệ thống lưới sạc đa điểm, bàn sạc thông minh, và những ứng dụng khác yêu cầu linh hoạt vị trí sạc điện.

Lời cám ơn

Nghiên cứu này được tài trợ bởi Trường Đại học Mỏ - Địa chất trong đề tài mã số T23-13.

TÀI LIỆU THAM KHẢO/ REFERENCES

[1] D. Ustun, S. Balci, and K. Sabanci, "A parametric simulation of the wireless power transfer with inductive coupling for electric vehicles, and modelling with artificial bee colony algorithm," *Measurement*, vol. 150, p. 107082, 2020.

[2] L. Yang, X. Li, Y. Zhang, B. Feng, T. Yang, H. Wen, J. Tian, D. Zhu, J. Huang, A. Zhang, and X. Tong, "A review of underwater inductive wireless power transfer system," *IET Power Electronics*, vol. 17, pp. 894-905, 2024.

[3] X. Mou, D. T. Gladwin, R. Zhao, and H. Sun, "Survey on magnetic resonant coupling wireless power transfer technology for electric vehicle charging," *IET Power Electronics*, vol. 12, pp.3005-3020, 2019.

[4] T. H. H. Le, H. N. Bui, S. T. Bui, D. L. Vu, X. K. Bui, and T. S. Pham, "Enhanced efficiency of magnetic resonant wireless power transfer system using rollable and foldable metasurface based on polyimide substrate," *Applied Physics A*, vol. 130, p. 521, 2024.

[5] M. Z. Erel, K. C. Bayindir, M. T. Aydemir, S.K. Chaudhary, and J. M. Guerrero, "A comprehensive review on wireless capacitive power transfer technology: Fundamentals and applications," *IEEE Access*, vol. 10, pp. 3116-3143, 2021.

[6] S. Li, Z. Liu, H. Zhao, L. Zhu, C. Shuai, and Z. Chen, "Wireless power transfer by electric field resonance and its application in dynamic charging," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 63, pp. 6602-6612, 2016.

[7] C. M. Song, S. Trinh-Van, S. H. Yi, J. Bae, Y. Yang, K. Y. Lee, and K. C. Hwang, "Analysis of received power in RF wireless power transfer system with array antennas," *IEEE access*, vol. 9, pp. 76315-76324, 2021.

[8] C. Song, Y. Huang, J. Zhou, P. Carter, S. Yuan, Q. Xu, and Z. Fei, "Matching network elimination in broadband rectennas for high-efficiency wireless power transfer and energy harvesting," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 64, pp. 3950-3961, 2016.

[9] A. I. Mahmood, S. K. Gharghan, M.A. Eldosoky, and A. M. Soliman, "Near-field wireless power transfer used in biomedical implants: A comprehensive review," *IET Power Electronics*, vol. 15, pp. 1936-1955, 2022.

[10] K. Zhang, C. Liu, Z. H. Jiang, Y. Zhang, X. Liu, H. Guo, and X. Yang, "Near-field wireless power transfer to deep-tissue implants for biomedical applications," *IEEE Tran. Antennas and Propag.*, vol. 68, pp. 1098-1106, 2019.

[11] H. S. Park and S. K. Hong, "Investigation of time-reversal based far-field wireless power transfer from antenna array in a complex environment," *IEEE Access*, vol. 8, pp. 66517-66528, 2020.
[12] M. Xia and S. Aissa, "On the efficiency of far-field wireless power transfer," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 63, pp. 2835-2847, 2015.
[13] N. Tesla, "The transmission of electric energy without wires," *Electr. World Eng.*, vol. 43, pp. 23760-23761, 1904.
[14] A. Kurs, A. Karalis, R. Moffatt, J. D. Joannopoulos, P. Fisher, and M. Soljacic, "Wireless power transfer via strongly coupled magnetic resonances," *Science*, vol. 317, pp. 83-86, 2007.
[15] S. H. Kang, J. H. Choi, F. J. Harackiewicz, and C. W. Jung, "Magnetic resonant three-coil WPT system between off/in-body for remote energy harvest," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 26, pp. 741-743, 2016.
[16] Y. Zhang, Z. Zhao, and T. Lu, "Quantitative analysis of system efficiency and output power of four-coil resonant wireless power transfer," *IEEE Trans. Emerg. Sel. Topics Power Electron.*, vol. 3, pp. 184-190, 2014.
[17] J. Kim, H.C. Son, K.H. Kim, and Y.J. Park, "Efficiency analysis of magnetic resonance wireless power transfer with intermediate resonant coil," *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 10, pp. 389-392, 2011.
[18] T. P. Duong and J.W. Lee, "Experimental results of high-efficiency resonant coupling wireless power transfer using a variable coupling method," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 21, pp. 442-444, 2011.
[19] B. Wang, K.H. Teo, T. Nishino, W. Yerazunis, J. Barnwell, and J. Zhang, "Experiments on wireless power transfer with metamaterials," *Appl. Phys. Lett.*, vol. 98, p. 254101, 2011.
[20] Y. Li, J. Zhao, Q. Yang, L. Liu, J. Ma, and X. Zhang, "A novel coil with high misalignment tolerance for wireless power transfer," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 55, pp. 1-4, 2019.
[21] M.J. Chabalko, J. Besnoff, and D. S. Ricketts, "Magnetic field enhancement in wireless power with metamaterials and magnetic resonant couplers," *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 15, pp. 452-455, 2015.