

Thiết kế bộ biến đổi single-stage ứng dụng trong hệ thống sạc không dây cho xe tự hành

Design of a single-stage converter for wireless charging systems in automated guided vehicles

Nguyễn Huy Tuấn¹, Nguyễn Thị Diệp² and Nguyễn Kiên Trung^{1,*}

¹Khoa Tự động hóa, Trường Điện - Điện tử, Đại học Bách Khoa Hà Nội

²Khoa Điều khiển và Tự động hóa, Trường Đại học Điện lực

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

DOI: <https://doi.org/10.64032/mca.v29i3.315>

Abstract

Currently, wireless charging systems are widely used in various fields. In wireless charging systems for automated guided vehicles, traditional multi-stage structures fail to achieve high efficiency and require significant investment costs. Moreover, these multi-stage structures demand separate and complex control. This paper proposes a single-stage converter based on a totem-pole structure and a phase-shift control method to regulate constant current charging in wireless charging systems for automated guided vehicles. The proposed converter has a simple structure. It eliminates the need for a large-capacitance C_{link} , achieves soft switching for the semiconductor switches, ensures a high input power factor, and maintains a low total harmonic distortion. Additionally, a dual-side LCC compensation circuit is designed to maximize transfer efficiency. The results show that the overall system efficiency from the grid input to the load exceeds 93,92%, with a high input power factor ranging from 0,960 to 0,989, and a low input THD of less than 1,84% across the entire operating range.

Keywords: Single-stage converter; wireless charging; automated guided vehicles; double-sided LCC compensation; totem-pole

Tóm tắt

Hiện nay, các hệ thống sạc điện không dây được sử dụng rộng rãi trong nhiều lĩnh vực. Trong hệ thống sạc không dây cho xe tự hành, cấu trúc nhiều tầng truyền thống không đạt được hiệu suất cao cũng như chi phí đầu tư lớn. Hơn nữa các cấu trúc nhiều tầng yêu cầu điều khiển riêng biệt, phức tạp. Bài báo này đề xuất sử dụng cấu trúc bộ biến đổi single-stage dựa trên cấu trúc totem-pole kết hợp phương pháp điều khiển dịch pha điều khiển quá trình sạc ổn dòng trong hệ thống sạc không dây cho xe tự hành. Bộ biến đổi đề xuất có cấu trúc đơn giản, số lượng van bán dẫn ít, loại bỏ được tụ điện C_{link} có dung lượng lớn, van bán dẫn đạt được điều kiện chuyển mạch mềm ZVS, hệ số công suất đầu vào cao và hệ số sóng hài THD thấp. Đồng thời, mạch bù LCC hai phía được đề xuất thiết kế để tối đa hiệu suất truyền. Kết quả cho thấy, hiệu suất của toàn hệ thống từ đầu vào nối lưới tới tải đạt được trên 93,92%, hệ số công suất đầu vào cao, từ 0,960 đến 0,989, hệ số THD đầu vào thấp, dưới 1,84% trong toàn dải điều chỉnh.

1. Giới thiệu chung

Hiện nay, công nghệ truyền điện không dây đang được quan tâm, nghiên cứu trên toàn thế giới cả trong môi trường công nghiệp và đời sống con người bởi tính tiện lợi và an toàn của nó. Đã có rất nhiều sản phẩm ứng dụng của công nghệ truyền điện không dây từ công suất nhỏ, vừa đến lớn như sạc điện thoại di động không dây [1], ứng dụng cho các nguồn phát sáng bóng đèn [2], trong lĩnh vực y sinh [3], [4], [5], [6], hay ứng

dụng cho hệ thống tàu cao tốc [7]. Những năm gần đây, xe điện trở nên phổ biến và được ưa chuộng trên thế giới, cùng với nó là nhu cầu về các hệ thống sạc không dây [8], [9], [10], [11]. Đặc biệt là xe tự hành, với sự linh hoạt và khả năng làm việc liên tục, có thể làm việc được trong các điều kiện môi trường đặc thù, độc hại. Với những ưu điểm đó, xe tự hành ngày càng được quan tâm, sử dụng rộng rãi trong công nghiệp, các kho hàng, bến bãi. Để đảm bảo được tính linh hoạt, giảm chi phí vốn đầu tư cũng như chi phí nhân công, các hệ thống sạc không dây được sử dụng kết hợp với phương thức sạc cơ hội của xe tự hành. Với phương thức sạc này, các xe tự hành có thể được lập trình để tự di chuyển đến các trạm sạc trong thời gian không có nhiệm vụ, từ đó giúp tăng được năng suất.

Các cấu trúc sạc không dây truyền thống, ở phía sơ cấp thường sử dụng hai tầng biến đổi AC-DC và DC-DC được mô tả như Hình 1. Nhược điểm của cấu trúc này là số lượng phần tử nhiều gây nên tổn hao lớn, dung lượng của tụ C_{link} lớn cũng như tuổi thọ không được cao. Hơn nữa, nhiều tầng biến đổi yêu cầu nhiều cấu trúc điều khiển rời rạc dẫn đến việc kiểm soát khó khăn và hiệu suất toàn hệ thống thấp. Vì vậy đã có những cấu trúc bộ biến đổi mới được đề xuất. Cấu trúc single-stage với một bộ chỉnh lưu tăng áp phía trước được đề xuất trong [12], [13] sử dụng 4 van MOSFET và 6 Diode. Tuy nhiên, chất lượng dòng điện đầu vào không tốt, hơn nữa cuộn cảm đầu vào được vận hành ở chế độ dòng gián đoạn dẫn đến tổn hao lõi tăng và gây nhiễu điện từ lớn. Cấu trúc tích hợp hai tầng biến đổi được đề xuất trong [14], [15], [16], tuy nhiên, cấu trúc điều

khuyến yêu cầu thay đổi hệ số điều chế (duty cycle) phức tạp và truyền thông hai phía gây khó khăn đối với các hệ thống sạc không dây và làm tăng chi phí.

Bài báo này đề xuất sử dụng bộ biến đổi single-stage trong hệ thống sạc không dây cho xe tự hành. Bộ biến đổi đề xuất có cấu trúc đơn giản, số lượng van bán dẫn ít, loại bỏ được tụ điện trung gian có dung lượng lớn, hoạt động chuyển mạch mềm làm giảm tổn thất chuyển mạch, hệ số công suất đầu vào cao và hệ số sóng hài THD thấp. Ngoài ra, trong bài báo này, phương pháp điều chế dịch pha được đề xuất sử dụng để điều khiển quá trình sạc ổn dòng. Mạch bù LCC hai phía cũng được đề xuất thiết kế để tối đa hiệu suất truyền. Phương pháp đề xuất được xác minh bằng các kết quả mô phỏng, hiệu suất của toàn hệ thống từ nguồn xoay chiều đầu vào nối lưới tới tải đạt được trên 93,92%, hệ số công suất đầu vào cao và THD thấp.

2. Cấu trúc hệ thống đề xuất và cơ sở lý thuyết

2.1 Phân tích cấu trúc hệ thống đề xuất

Cấu trúc hệ thống sạc không dây đề xuất được mô tả như Hình 2. Hệ thống gồm hai phía tách rời nhau là phía sơ cấp và phía thứ cấp. Ở phía sơ cấp, nguồn xoay chiều với điện áp 220V, điện áp lưới tần số 50 Hz, thông qua bộ lọc thông tần số thấp tới bộ biến đổi chỉnh lưu Totem-pole PFC hai chiều. Điện áp xoay chiều dạng sin được chuyển thành điện áp nửa sin đập mạch với hai lần tần số lưới và tích lũy tại tụ C_{bus} . Sau đó điện áp này được điều chế thành điện áp xoay chiều tần số cao (85kHz), đi qua mạch bù LCC sơ cấp (L_{1B} , C_{1s} , C_{1p}) và đưa đến cuộn dây truyền L_1 . Ở phía thứ cấp, cuộn dây nhận L_2 cảm ứng được điện áp xoay chiều tần số cao, qua mạch bù LCC thứ cấp (L_{2B} , C_{2s} , C_{2p}) đưa đến mạch chỉnh lưu phía thứ cấp chuyển đổi thành nguồn một chiều và sạc cho pin. Ở đây, v_{inac} và i_{inac} là điện áp và dòng điện đầu vào nối lưới. Mạch lọc đầu vào $L_{if}C_{if}$ có tác dụng loại bỏ thành phần sóng hài bậc cao của dòng điện sinh ra khi đóng cắt các van ở tần số cao. v_s và i_{in} là điện áp và dòng điện sau mạch lọc. L_{in} , S_5 , S_6 và nhánh van (S_1 , S_2) tạo thành cấu trúc totem-pole PFC. Hai nhánh van (S_1 , S_2) và (S_3 , S_4) tạo thành cấu trúc mạch nghịch lưu tần số cao. Dòng điện và điện áp sau bộ biến đổi là i_{inv} và v_{inv} . Tụ điện C_{bus} có chức năng lọc và ổn định điện áp một chiều DC sau bộ biến đổi totem-pole và có điện áp là v_{bus} . Tụ điện lọc đầu ra C_{out} và điện trở tải tương đương R_{load} .

Cấu trúc đề xuất này có nhiều ưu điểm so với cấu trúc truyền thống trên Hình 1. Cụ thể, cấu trúc này sử dụng ít van bán dẫn hơn (chỉ cần 6 MOSFET, trong khi cấu trúc cũ là 5 diode và 5 MOSFET) đồng thời loại bỏ được tụ điện trung gian C_{link} có dung lượng lớn. Thay vào đó, chỉ cần sử dụng tụ film nhỏ gọn, giúp giảm kích thước tổng thể và kéo dài tuổi thọ của bộ biến đổi. Sự khác biệt chi tiết giữa hai cấu trúc được trình bày trên Bảng 1.

2.2 Thiết kế mạch bù LCC hai phía tối đa hiệu suất truyền

Trong các hệ thống sạc không dây, các cấu trúc mạch bù được sử dụng nhằm nâng cao khả năng truyền tải năng lượng sang phía thứ cấp. Trong bài báo này, cấu trúc mạch bù LCC hai phía được đề xuất sử dụng, mô hình tương đương của mạch bù được biểu diễn trên Hình 3. Hệ số kết nối k của hai cuộn

dây truyền và nhận được thể hiện như phương trình (1).

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

trong đó, M là điện cảm hỗ cảm.

Các phương trình cộng hưởng tại tần số cộng hưởng ω_{cc} của mạch như sau:

$$\begin{cases} j\omega_{cc}L_{1B} + \frac{1}{j\omega_{cc}C_{1p}} = 0 \\ j\omega_{cc}L_1 + \frac{1}{j\omega_{cc}C_{1s}} + \frac{1}{j\omega_{cc}C_{1p}} = 0 \\ j\omega_{cc}L_{2B} + \frac{1}{j\omega_{cc}C_{2p}} = 0 \\ j\omega_{cc}L_2 + \frac{1}{j\omega_{cc}C_{2s}} + \frac{1}{j\omega_{cc}C_{2p}} = 0 \end{cases} \quad (2)$$

Áp dụng định luật Kirchhoff 2 với sơ đồ trên Hình 3, điện áp đầu vào phía sơ cấp được tính như sau:

$$V_{inv} = \left(j\omega L_{1B} - j\frac{1}{\omega C_{1p}} \right) I_{inv} + j\frac{1}{\omega C_{1p}} I_1 \quad (3)$$

Điện áp quy đổi phía thứ cấp được tính:

$$j\omega M I_1 = \left(j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_{2s}} + \frac{1}{j\omega C_{2p}} \right) I_2 + j\frac{1}{\omega C_{2p}} I_{AC} \quad (4)$$

Từ các phương trình (2), (3) và (4), tại tần số cộng hưởng, dòng điện đầu ra được rút ra như sau:

$$I_{AC} = \frac{\omega_{cc}^3 C_{2p} C_{1p} M V_{inv}}{j} = \frac{M V_{inv}}{j\omega_{cc} L_{1B} L_{2B}} \quad (5)$$

Từ phương trình (5) thấy rằng, dòng điện tải chỉ phụ thuộc vào điện áp đầu vào V_{inv} , tần số hoạt động và các thông số điện cảm phía sơ cấp và thứ cấp của mạch bù mà không phụ thuộc vào tải. Như vậy, mạch bù LCC hai phía có thể làm việc như một nguồn dòng. Cấu trúc này thích hợp để sạc ổn dòng cho AGV.

Các trở kháng Z_s , Z_p và Z_{in} lần lượt là trở kháng đầu vào phía thứ cấp, trở kháng tương đương nhìn từ phía sơ cấp và trở kháng đầu vào phía sơ cấp, và trở kháng tải tương đương R_{AC} được tính toán như sau:

$$\begin{cases} Z_s = \frac{1}{\omega^2 C_{2p}^2 R_{AC} + j\omega C_{2p}(\omega^2 L_{2B} C_{2p} - 1)} \\ Z_1 = \frac{j\omega M I_2}{I_1} = \frac{(j\omega M)^2}{Z_s} \\ Z_{in} = j \left(\omega L_{1B} - \frac{1}{\omega C_{1p}} \right) + \frac{1}{\omega^2 C_{1p}^2 \left[Z_N - \frac{(j\omega M)^2}{Z_s} \right]} \\ Z_N = j \left(\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_{1s}} - \frac{1}{\omega C_{1p}} \right) \\ R_{AC} = \frac{8}{\pi^2} R_{load} \end{cases} \quad (6)$$

Với các điều kiện được mô tả như ở phương trình (2), tại tần số cộng hưởng ω_{cc} , mạch bù có thể đạt được điều kiện ZPA (Zero Phase Angel).

Để lựa chọn thông số mạch bù cho hệ thống với dòng sạc không đổi ở tần số làm việc chính là tần số cộng hưởng có thể dựa trên các biểu thức (2) và (5). Với 6 thông số của mạch bù và 5 phương trình trên thì hệ còn một biến tự do. Điều đó cho phép thiết kế mạch bù LCC tối ưu hiệu suất truyền bằng lựa chọn khác.

Các tham số của mạch bù LCC có thể tự do xác định thông qua các hệ số bù k_{rx} được định nghĩa như trong biểu thức:

$$k_{rx} = 1 - \frac{L_{2B}}{L_2}, \quad 0 < k_{rx} < 1 \quad (7)$$

Trong khi xét hiệu suất, ta cần xét đến các thành phần nội trở của các phần tử mạch. Gọi r_1, r_2 lần lượt là tổng nội trở ở phía sơ cấp và thứ cấp. Quy đổi trở kháng tương đương như Hình 3. Có thể tính được các thành phần tụ điện và điện trở tương đương như phương trình (8).

$$\begin{cases} C_{eq} = \frac{C_{2s}C_{2p}}{C_{2s} + C_{2p}} = \frac{1}{w^2L_2} \\ R_{Leq} = \frac{w^2L_{2B}^2}{R_{AC}} \end{cases} \quad (8)$$

Có thể thấy, tụ điện tương đương C_{eq} với L_2 cộng hưởng với nhau, vì vậy hiệu suất của mạch bù phía thứ cấp được tính như phương trình (9).

$$\eta_{Rx} = \frac{R_{Leq}}{R_{Leq} + r_2} = \frac{w^2L_{2B}^2}{w^2L_{2B}^2 + r_2R_{AC}} \quad (9)$$

Tiến hành quy đổi trở kháng tương đương phía mạch bù sơ cấp như mô tả ở Hình 3. Khi đó, trở kháng phản xạ từ phía thứ cấp về phía sơ cấp được tính như sau:

$$Z_1 = \frac{w^2M^2}{r_2 + R_{Leq}} = \frac{w^2M^2R_{AC}}{r_2R_{AC} + w^2L_{2B}^2} \quad (10)$$

Hiệu suất của phần mạch sơ cấp được tính như phương trình (11).

$$\eta_{Tx} = \frac{re(Z_1)}{re(Z_1) + r_1} = \frac{w^2M^2R_{AC}}{w^2M^2R_{AC} + r_1(r_2R_{AC} + w^2L_{2B}^2)} \quad (11)$$

Khi đó, hiệu suất của toàn bộ mạch bù LCC hai phía được tính như phương trình (12)

$$\eta_{LCC} = \eta_{Rx}\eta_{Tx} = \frac{D_1L_{2B}^2}{D_2L_{2B}^4 + D_3L_{2B}^2 + D_4} \quad (12)$$

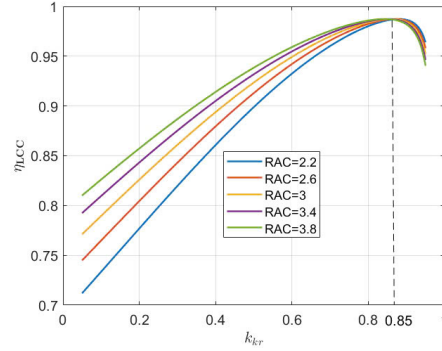
trong đó:

$$\begin{cases} D_1 = M^2w^4R_{AC} \\ D_2 = r_1w^4 \\ D_3 = 2r_1r_2R_{AC}w^2 + M^2w^4R_{AC} \\ D_4 = r_1r_2^2R_{AC}^2 + w^2M^2r_2R_{AC}^2 \end{cases} \quad (13)$$

Xét phương trình (12), đạo hàm và tìm nghiệm của phương trình đạo hàm với biến L_{2B} , thu được nghiệm của phương trình

và hệ số bù tối ưu (k_{rxoptm}) được biểu diễn như phương trình (14).

$$\begin{cases} L_{2Boptm} = \sqrt[4]{\frac{D_4}{D_2}} = \sqrt[4]{\frac{r_1r_2^2R_{AC}^2 + M^2w^2r_2R_{AC}^2}{r_1w^4}} \\ k_{rxoptm} = 1 - \frac{L_{2Boptm}}{L_2} \end{cases} \quad (14)$$



Hình 4: Đặc tính hiệu suất truyền theo k_{rx} và R_{AC}

Với ứng dụng sạc cho xe tự hành (AGV), có thể coi hồ cảm M , tần số cộng hưởng w_{cc} là không đổi. Vì vậy hệ số bù tối ưu phụ thuộc vào giá trị tải tương đương R_{AC} . Tuy nhiên, giá trị tải tương đương R_{AC} phụ thuộc vào trạng thái sạc của pin, nằm trong một dải nhất định có thể xác định. Vì việc khảo sát hiệu suất đối với sự thay đổi hệ số bù k_{rxoptm} ở các giá trị khác nhau của điện trở tải là cần thiết. Kết quả khảo sát hiệu suất truyền với sự thay đổi của hệ số bù k_{rxoptm} khi tải pin tương đương R_{AC} thay đổi được biểu diễn trên Hình 4. Kết quả cho thấy, hiệu suất truyền đạt được giá trị lớn nhất trong toàn dải tải khi hệ số bù $k_{rxoptm} = 0,85$. Do đó, $k_{rxoptm} = 0,85$ được chọn để tính toán mạch bù. Giá trị điện cảm bù L_{2B} được chọn theo (14). Mạch bù LCC được tính toán để sạc với dòng sạc không đổi, từ (5) dòng điện sạc được quy đổi như sau:

$$I_{bat} = \frac{8}{\pi^2} \frac{MV_{inv}}{w_{cc}L_{1B}L_{2B}} \quad (15)$$

Giá trị điện cảm bù L_{1B} được chọn theo (15). Giá trị các tụ bù phía sơ cấp và thứ cấp được tính toán theo các biểu thức (2). Kết quả thông số hệ thống và thông số mạch bù được biểu diễn theo Bảng 2.

2.3 Điều khiển bộ biến đổi single-stage sạc ổn dòng

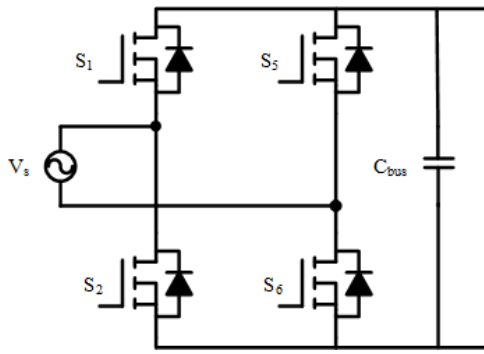
2.3.1 Phân tích nguyên lý điều khiển

Phần chỉnh lưu totem-pole PFC hai chiều cho phép đảo chiều dòng điện được đề xuất như Hình 5. Nguyên lý hoạt động của bộ biến đổi được mô tả như trên Hình 6. Dòng điện qua cuộn cảm L_{in} được thiết kế ở chế độ dẫn tới hạn (CrCM) nhằm tạo điều kiện cho các van có thể đạt được chuyển mạch mềm [17].

Các van MOSFET được điều chế khác nhau ở mỗi nửa chu kỳ của điện áp lưới V_s . Trong nửa chu kỳ dương, S_2 đóng vai trò là van đóng cắt chính, S_1 đóng vai trò như diode dẫn trong mạch boost, S_6 dẫn liên tục trong nửa chu kỳ. Ngược lại, ở nửa chu kỳ âm, S_1 đóng vai trò là van đóng cắt chính, S_2 đóng vai trò như diode dẫn trong mạch boost, S_5 dẫn liên tục đến hết

Bảng 2: Thông số thiết kế của hệ thống

Thông số	Kí hiệu	Giá trị
Điện áp lưới	V_{ac}	220V
Tần số điện áp lưới	f_l	50Hz
Dòng điện đầu ra tối đa	I_{batmax}	18A
Tần số đóng cắt	f_{cc}	85kHz
Điện cảm cuộn dây truyền, nhận	L_1, L_2	113μH
Điện trở cuộn dây truyền, nhận	r_1, r_2	0,15Ω
Hệ số kết nối	k	0,39
Cuộn cảm boost đầu vào	L_{in}	80μH
Tụ điện C_{bus}	C_{bus}	3,3μF
Điện cảm bù phía sơ cấp	L_{1B}	92μH
Tụ điện bù (song song) phía sơ cấp	C_{1p}	38,1nF
Tụ điện bù (nối tiếp) phía sơ cấp	C_{1s}	167,1nF
Điện cảm bù phía thứ cấp	L_{2B}	16,95μH
Tụ điện bù (song song) phía thứ cấp	C_{2p}	206,8nF
Tụ điện bù (nối tiếp) phía thứ cấp	C_{2s}	36,5nF

**Hình 5:** Cấu trúc bộ biến đổi totem-pole PFC hai chiều

nửa chu kỳ. Chú ý rằng S_1 và S_2 luôn không dẫn cùng nhau tránh hiện tượng trùng dẫn.

Gọi D_a là hệ số điều chế (duty cycle) của van S_2 trong nửa chu kỳ dương và của van S_1 trong nửa chu kỳ âm, D_b là hệ số điều chế (duty cycle) của van S_2 trong nửa chu kỳ âm và của van S_1 trong nửa chu kỳ dương với: $D_a + D_b = 1$. Khi đó, điện áp trên tụ C_{bus} là một nguồn áp ổn định với:

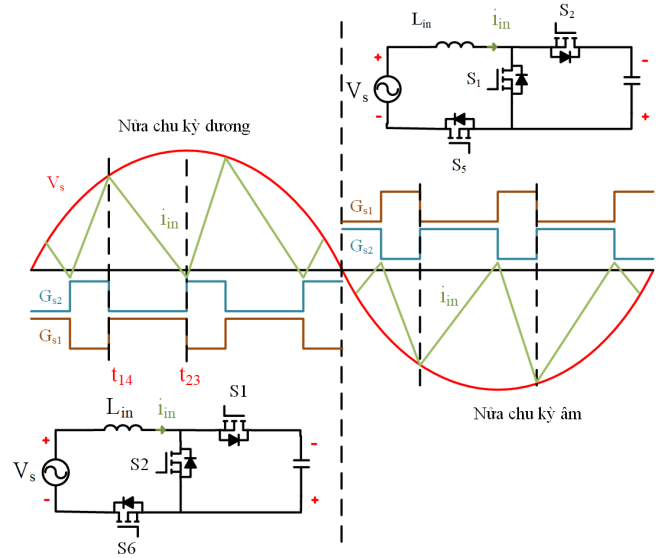
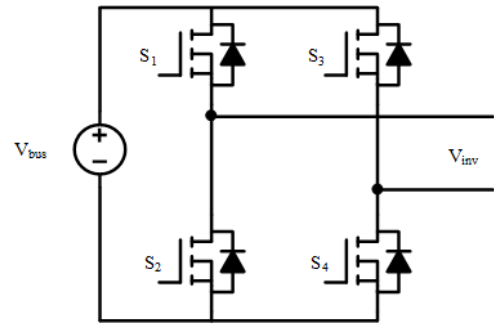
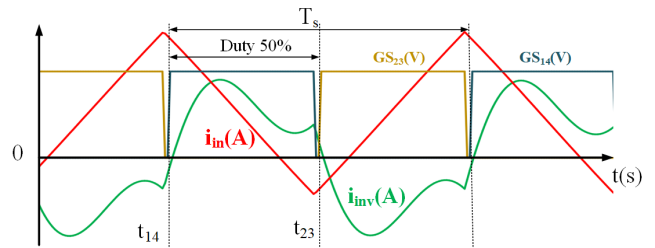
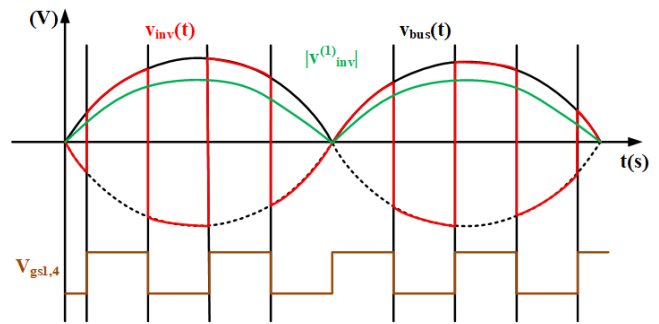
$$v_{bus}(t) = \frac{1}{1-D_a} |v_s(t)| \quad (16)$$

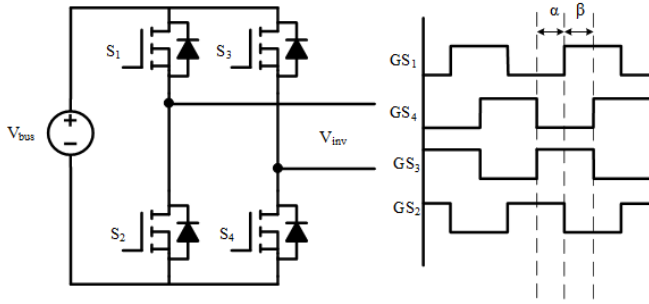
Để đơn giản hóa việc điều chế cũng như thuận lợi hơn trong việc kiểm soát, tính toán, giữ cố định hệ số điều chế của các van là 50% ($D_a = D_b = 0,5$). Khi đó, các van S_1 và S_2 được điều chế ở các nửa chu kỳ điện áp lưới là như nhau. Với cách điều chế đề ra, điện áp trên tụ C_{bus} được tính như phương trình (17).

$$v_{bus}(t) = 2|v_s(t)| \quad (17)$$

Phần nghịch lưu tần số cao gồm bốn van MOSFET hoạt động ở tần số 85kHz có cấu trúc như trên Hình 7, dạng xung điều chế các van như Hình 8. Điện áp sau nghịch lưu V_{inv} được mô tả như Hình 9 và được viết lại như ở phương trình (18)

$$v_{inv}(t) = \begin{cases} v_{bus}(t) & t \in [kT_s, \frac{(2k+1)T_s}{2}] \\ -v_{bus}(t) & t \in [\frac{(2k+1)T_s}{2}, \frac{(2k+2)T_s}{2}] \end{cases} \quad (18)$$

**Hình 6:** Nguyên lý hoạt động của cấu trúc đề xuất**Hình 7:** Cấu trúc mạch nghịch lưu cầu**Hình 8:** Dạng dòng điện đầu ra nghịch lưu**Hình 9:** Điện áp sau nghịch lưu



Hình 10: Xung điều khiển dịch pha

Ở đây, $k = 0, 1, 2, 3, \dots$

Bằng phương pháp phân tích Fourier, điện áp $v_{inv}(t)$ được viết lại như phương trình (19).

$$v_{inv}(t) = v_{bus}(t) \sum_{n=1}^{\infty} [a_n \cos(nw_{cc}t) + b_n \sin(nw_{cc}t)] \quad (19)$$

trong đó:

$$\begin{cases} a_n = 0 \\ b_n = \frac{-4}{n\pi} \left(\sin \frac{n\pi}{2} \right)^2 \end{cases}, n = 1, 2, 3, \dots$$

Nhận thấy, điện áp sau nghịch lưu v_{inv} là tổng của các thành phần sóng hài với tần số cơ bản là tần số điều chế $85kHz$. Theo phương trình (19) thành phần sóng hài bậc nhất được mô tả như phương trình (20) và giá trị hiệu dụng được mô tả như phương trình (21).

$$v_{inv}^{(1)} = v_{bus}(t) b_1 \sin(w_{cc}t) = \frac{-4}{\pi} v_{bus}(t) \sin(w_{cc}t) \quad (20)$$

$$V_{inv}^{(1)} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} v_{bus}(t) \quad (21)$$

Giá trị hiệu dụng của thành phần sóng hài bậc nhất thay đổi theo dạng nửa hình sin với tần số $100Hz$ như biểu diễn đường màu xanh lá trên Hình 9. Thành phần sóng hài bậc nhất của dòng điện sau nghịch lưu được tính toán như sau:

$$i_{inv}^{(1)} = \frac{v_{inv}^{(1)}}{Z_{in}^{(1)}} = \frac{-4M^2 R_{AC}}{\pi w_{cc}^2 L_{1B}^2 L_{2B}^2} v_{bus}(t) \sin(w_{cc}t) \quad (22)$$

Từ sơ đồ Hình 3, trở kháng đầu vào mạch bù bao gồm ba thành phần Z_{L1B} , trở kháng phần mạch I và trở kháng phần mạch II. Tuy nhiên, ở tần số sóng hài bậc cao nw_{cc} , trở kháng phần mạch I tăng lên, trở kháng phần mạch II giảm đi. Khi đó, trở kháng mạch bù được coi như phụ thuộc chủ yếu vào trở kháng Z_{L1B} và phần mạch II [18] và được tính như sau:

$$\begin{cases} Z_{in}^{(n)} = jnw_{cc}L_{1B} + \frac{1}{jnw_{cc}C_{1p}} = j \left(n - \frac{1}{n} \right) w_{cc}L_{1B} \\ (n = 2, 3, 4, \dots) \end{cases} \quad (23)$$

Trở kháng đầu vào bậc cao được xấp xỉ như thành phần thuần cảm, do đó, dòng điện chậm pha hơn điện áp góc $\frac{\pi}{2}$. Khi đó, kết hợp hai phương trình (19) và (23), thu được:

$$i_{inv}^{(n)} = \frac{v_{bus}(t) b_n \sin \left(nw_{cc}t - \frac{\pi}{2} \right)}{\left(n - \frac{1}{n} \right) w_{cc}L_{1B}} \quad (24)$$

Từ hai phương trình (22) và (24), dòng điện sau nghịch lưu được viết lại như phương trình (25).

$$i_{inv}(t) = \frac{-4M^2 R_{AC}}{\pi w_{cc}^2 L_{1B}^2 L_{2B}^2} v_{bus}(t) \sin(w_{cc}t) + \sum_{n=2}^{\infty} \frac{v_{bus}(t) b_n \sin \left(nw_{cc}t - \frac{\pi}{2} \right)}{\left(n - \frac{1}{n} \right) w_{cc}L_{1B}} \quad (25)$$

Từ phương trình (25), xây dựng được hình dạng của dòng điện sau nghịch lưu như mô tả ở Hình 8. Để xét điều kiện chuyển mạch mềm cho van, xét dòng điện tại thời điểm mở van. Như mô tả ở Hình 8, thời điểm t_{14} là thời điểm mở van S_1 và S_4 , thời điểm t_{23} là thời điểm mở van S_2 và S_3 .

Xét thời điểm mở van S_1 và S_4 :

$$\begin{cases} i_{v1} = i_{inv} - i_{in} < 0 \\ i_{v4} = i_{inv} < 0 \end{cases} \quad (26)$$

trong đó, i_{v1} và i_{v4} lần lượt là dòng điện qua van S_1 và S_4 tại thời điểm mở van. Tại thời điểm mở van, dòng qua van S_1 và S_4 đều âm (dòng chảy qua diode ngược), vì thế các van S_1 và S_4 đạt được chuyển mạch mềm ZVS.

Xét thời điểm mở van S_2 , S_3 tại thời điểm t_{23} :

$$\begin{cases} i_{v2} = -i_{inv} + i_{in} < 0 \\ i_{v3} = -i_{inv} < 0 \end{cases} \quad (27)$$

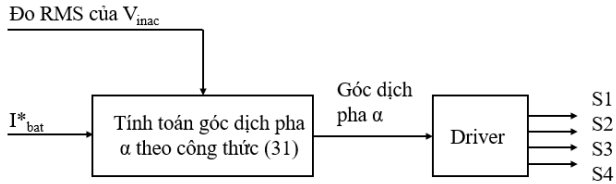
trong đó, i_{v2} và i_{v3} lần lượt là dòng điện qua van S_2 và S_3 tại thời điểm mở van. Tại thời điểm mở van, dòng qua van S_2 và S_3 đều âm (dòng chảy qua diode ngược), vì thế các van S_2 và S_3 đạt được chuyển mạch mềm ZVS.

2.3.2 Điều khiển dòng điện sạc

Từ phương trình dòng điện đầu ra (15) thấy rằng, dòng đầu ra phụ thuộc vào giá trị của các thông số như điện cảm hồ cảm, tần số đóng cắt, điện áp sau bộ biến đổi, điện cảm bù. Trong thiết kế sạc cho xe tự hành, giá trị điện cảm hồ cảm coi như cố định, tần số đóng cắt được giữ cố định là tần số cộng hưởng $85kHz$, thiết kế mạch bù cố định. Như vậy, nếu điều chỉnh giá trị của điện áp V_{inv} thì có thể điều chỉnh được dòng điện sạc I_{bat} .

Các phương pháp điều khiển điện áp đầu ra nghịch lưu (V_{inv}) phổ biến hiện nay gồm: điều chế độ rộng xung (PWM-Pulse Width Modulation), điều chế tần số (FM-Frequency Modulation) và điều chế pha (PM-Phase Modulation). Phương pháp FM gây mất cộng hưởng do tần số thay đổi, trong khi PWM ở tần số cao làm tăng tổn hao do đóng cắt nhiều. Phương pháp PM khắc phục các nhược điểm này bằng cách điều chỉnh điện áp đầu ra thông qua dịch pha xung điều khiển của một nhánh van trong mạch nghịch lưu một góc α . Xung điều khiển các van được thực hiện như trên Hình 10. Áp dụng phương pháp xấp xỉ sóng hài bậc nhất [19], điện áp hiệu dụng sau nghịch lưu được tính như sau:

$$V_{inv} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_{bus} \cos \frac{\alpha}{2} \quad (28)$$



Hình 11: Cấu trúc điều khiển truyền thẳng đề xuất

Khi đó, dòng điện sạc đầu ra được tính như sau:

$$I_{bat} = \frac{4MV_{bus}}{\pi^3 f L_{1B} L_{2B}} \cos \frac{\alpha}{2} \quad (29)$$

Từ công thức (29) có thể rút ra góc dịch pha theo dòng điện sạc mong muốn I_{bat} và V_{bus} như trong (30) hoặc theo I_{bat} và V_{inac} như trong (31).

$$\alpha = 2 \cos^{-1} \left(\frac{I_{bat} \pi^3 f_{cc} L_{1B} L_{2B}}{4MV_{bus}} \right) \quad (30)$$

$$\alpha = 2 \cos^{-1} \left(\frac{I_{bat} \pi^3 f_{cc} L_{1B} L_{2B}}{8MV_{inac}} \right) \quad (31)$$

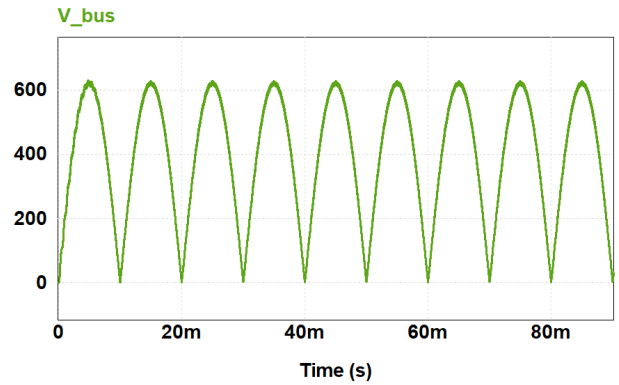
Từ (31) thấy rằng, có thể điều khiển dòng điện sạc thông qua điều chỉnh góc dịch pha α khi biết thông tin về V_{inac} và các thông số đã thiết kế của hệ thống. Do phía sơ cấp và phía thứ cấp trong hệ thống sạc không dây không tiếp xúc nhau về mặt vật lý, nếu sử dụng cấu trúc điều khiển phản hồi thì cần truyền thông hai phía để lấy thông tin về dòng điện sạc ở phía thứ cấp. Điều đó làm cho cấu trúc hệ thống phức tạp, vì vậy bài báo này đề xuất cấu trúc điều khiển truyền thẳng, chỉ sử dụng các thông tin ở phía thứ sơ cấp như trên Hình 11.

3. Mô phỏng kiểm chứng

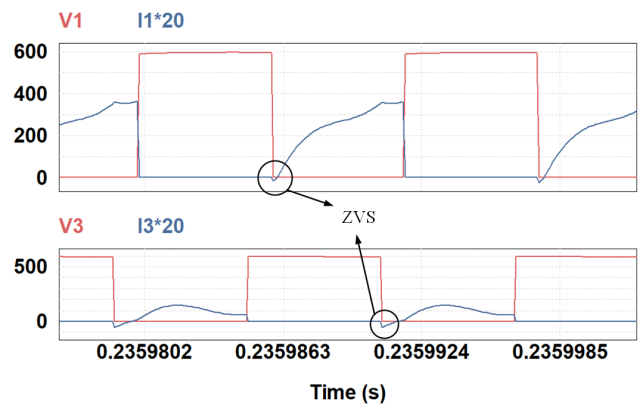
Để kiểm chứng tính chính xác của phương pháp đề xuất, một mô hình mô phỏng hệ thống được xây dựng trên phần mềm mô phỏng PSIM với các thông số như Bảng 2. Mô phỏng hệ thống để đánh giá một số tiêu chí dưới như: chế độ dòng điện không đổi, hệ số công suất đầu vào nối lưới, hệ số THD của dòng điện đầu vào, điều kiện chuyển mạch mềm trên các van, hiệu suất của hệ thống.

Kết quả mô phỏng điện áp trên tụ C_{bus} được đưa ra trên Hình 12, có thể thấy điện áp có dạng nửa hình sin, tần số 100Hz, giá trị hiệu dụng là 440V. Kết quả mô phỏng cho thấy cho thấy tính đúng đắn của lý thuyết đã xây dựng ở phần trên. Dạng điện áp và dòng điện trên các van (S_1, S_3) được thể hiện trên Hình 13, kết quả cho thấy điều kiện chuyển mạch mềm ZVS cho van đã đạt được, từ đó giảm được tổn hao đóng cắt ở tần số chuyển mạch lớn. Kết quả mô phỏng dạng điện áp và dòng điện đầu ra của inverter được thể hiện như trên Hình 14, kết quả cho thấy điện áp đầu ra nghịch lưu làm việc ở tần số 85kHz, bằng tần số thiết kế. Dạng dòng điện giống như phân tích lý thuyết ở Hình 8. Ngoài ra, dòng điện và điện áp trước chỉnh lưu phía thứ cấp được mô tả như Hình 15, có thể thấy góc lệch pha giữa điện áp và dòng điện bằng không, điều đó chứng minh tính đúng đắn của giả định về trở kháng thuần trở trong quá trình quy đổi.

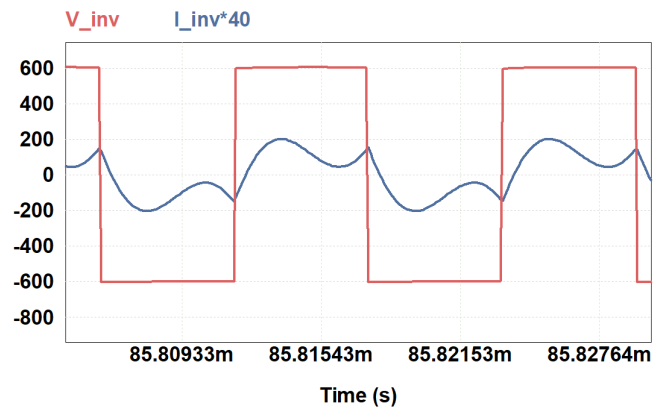
Để xác minh khả năng sạc ổn dòng của hệ thống, hai kịch bản mô phỏng được xây dựng như sau: Trường hợp 1, khảo sát



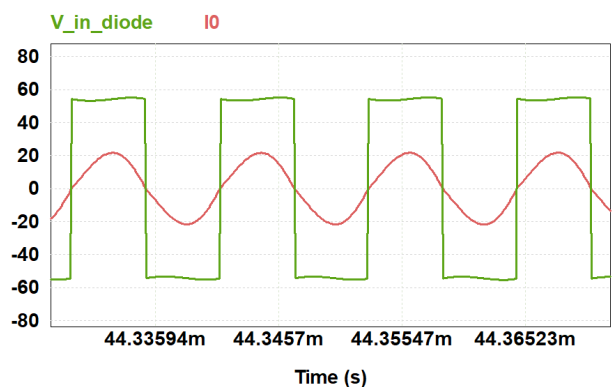
Hình 12: Điện áp trên tụ C_{bus}



Hình 13: Dòng điện và điện áp trên van



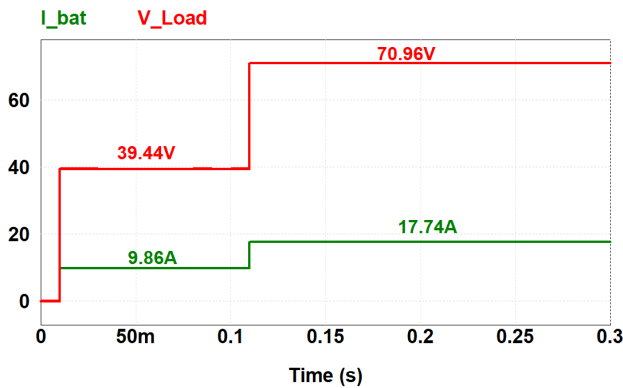
Hình 14: Dòng điện và điện áp đầu ra của inverter



Hình 15: Dòng điện và điện áp trước chỉnh lưu phía thứ cấp

Bảng 3: Bảng kết quả mô phỏng các thông số PF, THD, hiệu suất

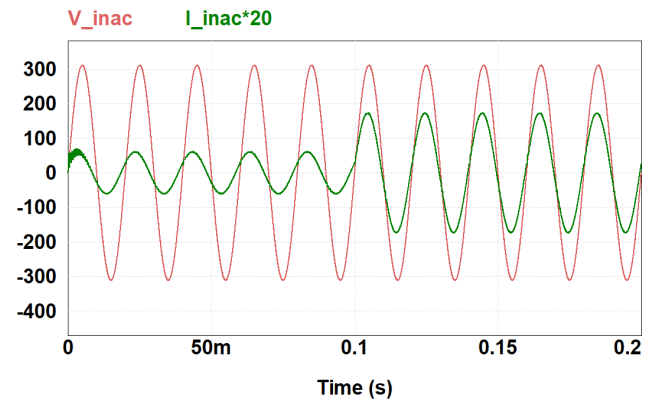
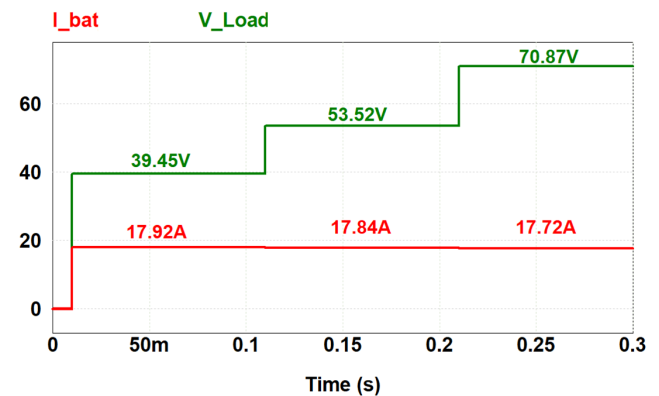
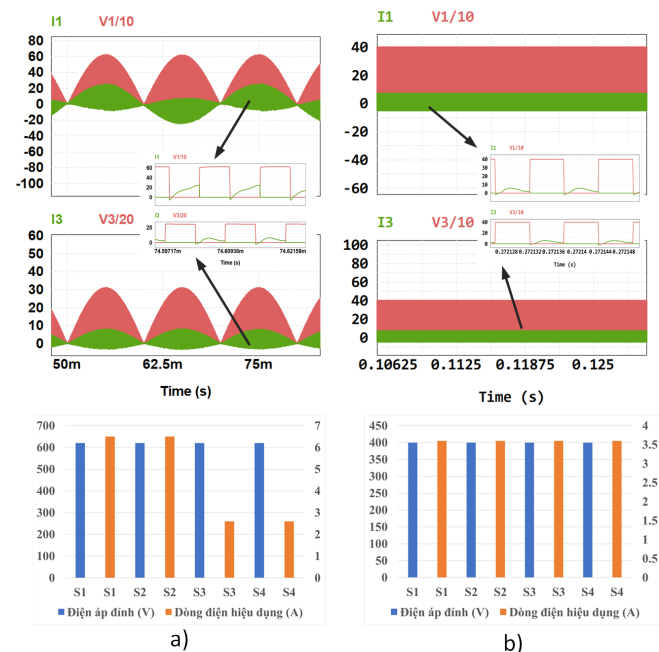
Trở kháng tải tương đương	Hệ số PF	Hệ số THD	Hiệu suất
2,2 Ω	0,960	1,84%	93,92%
3,0 Ω	0,978	1,74%	94,63%
4,0 Ω	0,989	1,57%	95,11%

**Hình 16:** Dòng điện và điện áp sạc khi thay đổi giá trị đặt

khả năng sạc ổn dòng với các giá trị dòng điện sạc đặt khác nhau. Thay đổi giá trị đặt của dòng điện sạc từ 10A lên 18A khi giá trị trở kháng tải tương đương bằng 4 Ω , tương ứng các mức điện áp sạc là 40V và 72V. Kết quả mô phỏng trường hợp 1 được đưa ra như trên Hình 16. Khi giá trị đặt dòng điện sạc là 10A, giá trị dòng điện sạc thu được là 9,86A, sai lệch tính bằng 1,4%. Khi giá trị đặt của dòng điện sạc là 18A, dòng điện sạc thu được là 17,74A, sai lệch tính bằng 1,44%. Các kết quả này cho thấy, hệ thống đáp ứng được yêu cầu dòng điện sạc ở nhiều mức giá trị khác nhau với sai lệch tính nhỏ. Kết quả mô phỏng dòng điện và điện áp lưới đầu vào trong trường hợp này như ở Hình 17. Các kết quả cho thấy, điện áp và dòng điện đầu vào có dạng hình sin và gần như đồng pha nhau. Trong trường hợp giá trị đặt dòng sạc là 10A, hệ số công suất đầu vào đo được là 0,93, THD là 4,5%. Trong trường hợp giá trị đặt của dòng sạc là 18A, hệ số công suất đầu vào đạt được là 0,989, hệ số sóng hài THD là 1,57%. Qua đó thấy rằng, với tải nặng hay tải nhẹ bộ biến đổi đều đạt được chất lượng điện năng tốt.

Trường hợp 2, khảo sát quá trình sạc ổn dòng, giữ giá trị dòng sạc đặt không đổi và bằng 18A, điện áp sạc tăng từ mức 40V, 54V đến 72V, tương ứng với mức trở kháng tải tương đương thay đổi từ 2,2 Ω – 3,0 Ω – 4,0 Ω trong quá trình sạc. Kết quả mô phỏng trường hợp 2 được đưa ra như trên Hình 18. Kết quả cho thấy, dòng điện sạc giữ giá trị ổn định trong suốt quá trình sạc, dòng điện sạc ở các mức 17,92A, 17,84A, 17,72A, điện áp sạc ở các mức tương ứng là 39,45V, 53,52V, 70,78V. Kết quả cho thấy, sai lệch tính khi điều khiển sạc ổn dòng rất nhỏ, ở mức 1,5%. Kết mô phỏng các thông số PF, THD và hiệu suất của hệ thống trong trường hợp này được tổng hợp trên Bảng 3. Các kết quả này cho thấy, hệ thống đã thiết kế cho chất lượng của điện áp đầu vào cao. Hệ số PF đạt được từ 0,96 đến 0,989, tổng độ méo sóng hài nhỏ, dưới 1,84%. Hiệu suất của toàn hệ thống từ đầu vào nối lưới đến đầu ra trên tải cao, trên 93,92%.

Bên cạnh đó, dòng điện và điện áp trên các van MOSFET ở hai cấu trúc được so sánh như Hình 19 với cùng mức công

**Hình 17:** Điện áp và dòng điện đầu vào nối lưới**Hình 18:** Dòng điện và điện áp sạc khi trở kháng tải tương đương thay đổi**Hình 19:** Dòng điện và điện áp trên các van ở hai cấu trúc: a) cấu trúc cầu; b) cấu trúc truyền thống

suất tải 1300W. Ở cấu trúc truyền thống, áp lực dòng điện và điện áp trên mỗi van là như nhau và điện áp khóa trên van là không đổi. Với cấu trúc đề xuất, các van đều chịu mức điện áp khóa là như nhau và thay đổi theo giá trị của điện áp V_{bus} . Nhánh van S_1, S_2 chịu áp lực dòng điện nhiều hơn so với nhánh van S_3, S_4 . Với cùng công suất, so với cấu trúc truyền thống, với cấu trúc đề xuất, các van MOSFET chịu áp lực dòng điện và điện áp đỉnh cao hơn, tuy nhiên, các giá trị trung bình trên các van là tương tự nhau.

4. Kết luận

Bài báo đã đề xuất thiết kế bộ biến đổi single-stage ứng dụng trong hệ thống sạc không dây cho xe tự hành. Cấu trúc, nguyên lý làm việc, phương pháp điều khiển bộ biến đổi đề xuất đã được phân tích. Phương pháp điều khiển dịch pha được đề xuất sử dụng để điều khiển quá trình sạc ổn dòng. Bên cạnh đó, mạch bù LCC hai phía được đề xuất thiết kế nhằm tối đa hiệu suất truyền. Hệ thống đề xuất có thiết kế đơn giản hơn, giảm số lượng van bán dẫn, loại bỏ tụ điện trung gian C_{link} có dung lượng lớn, đồng thời đảm bảo điều kiện chuyển mạch mềm ZVS, giúp cải thiện hiệu suất hoạt động. Các kết quả mô phỏng chỉ ra, hiệu suất của toàn hệ thống đạt được trên 93,92%, hệ số công suất đầu vào từ 0,960 đến 0,989 và hệ số THD thấp dưới 1,84% trong toàn dải điều chỉnh. Kết quả mô phỏng đã xác nhận tính khả thi của hệ thống, chứng minh hiệu suất vượt trội và chất lượng điện năng đầu vào tốt. Những đóng góp của bài báo không chỉ mở ra hướng đi mới trong thiết kế bộ sạc không dây cho xe tự hành mà còn góp phần nâng cao hiệu quả và độ tin cậy của hệ thống sạc không dây trong thực tế. Trong tương lai, nghiên cứu có thể mở rộng sang việc kiểm chứng thực nghiệm.

Tài liệu tham khảo

- [1] Y. Jang and M. Jovanovic, "A contactless electrical energy transmission system for portable-telephone battery chargers," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 50, no. 3, pp. 520–527, 2003. DOI: [10.1109/TIE.2003.812472](#).
- [2] Y. Li et al., "Analysis, design, and experimental verification of a mixed high-order compensations-based wpt system with constant current outputs for driving multistring leds," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 67, no. 1, pp. 203–213, 2020. DOI: [10.1109/TIE.2019.2896255](#).
- [3] G. B. Joun and B. Cho, "An energy transmission system for an artificial heart using leakage inductance compensation of transcutaneous transformer," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 13, no. 6, pp. 1013–1022, 1998. DOI: [10.1109/63.728328](#).
- [4] Y. Wang and D. Ma, "Design of integrated dual-loop $\Delta-\Sigma$ modulated switching power converter for adaptive wireless powering in biomedical implants," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 9, pp. 4241–4249, 2011. DOI: [10.1109/TIE.2010.2098371](#).
- [5] D. Ahn and S. Hong, "Wireless power transmission with self-regulated output voltage for biomedical implant," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 5, pp. 2225–2235, 2014. DOI: [10.1109/TIE.2013.2273472](#).
- [6] M. R. Basar, M. Y. Ahmad, J. Cho, and F. Ibrahim, "An improved wearable resonant wireless power transfer system for biomedical capsule endoscope," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 65, no. 10, pp. 7772–7781, 2018. DOI: [10.1109/TIE.2018.2801781](#).
- [7] J. H. Kim et al., "Development of 1-mw inductive power transfer system for a high-speed train," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 10, pp. 6242–6250, 2015. DOI: [10.1109/TIE.2015.2417122](#).
- [8] 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, 2015. DOI: [10.1109/JESTPE.2014.2319453](#).
- [9] C.-S. Wang, O. Stielau, and G. Covic, "Design considerations for a contactless electric vehicle battery charger," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 52, no. 5, pp. 1308–1314, 2005. DOI: [10.1109/TIE.2005.855672](#).
- [10] J. Shin et al., "Design and implementation of shaped magnetic-resonance-based wireless power transfer system for roadway-powered moving electric vehicles," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 3, pp. 1179–1192, 2014. DOI: [10.1109/TIE.2013.2258294](#).
- [11] F. Liu, K. Chen, Z. Zhao, K. Li, and L. Yuan, "Transmitter-side control of both the cc and cv modes for the wireless ev charging system with the weak communication," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 6, no. 2, pp. 955–965, 2018. DOI: [10.1109/JESTPE.2017.2759581](#).
- [12] X. He, R. Mai, C. Zhu, and U. K. Madawala, "Harmonic current control for wide zvs operation of single-stage wpt resonant converters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 39, no. 1, pp. 1815–1825, 2024. DOI: [10.1109/TPEL.2023.3321607](#).
- [13] J. Liu, K. W. Chan, C. Y. Chung, N. H. L. Chan, M. Liu, and W. Xu, "Single-stage wireless-power-transfer resonant converter with boost bridgeless power-factor-correction rectifier," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 65, no. 3, pp. 2145–2155, 2018. DOI: [10.1109/TIE.2017.2745471](#).
- [14] J. Liu, F. Xu, C. Sun, and K. H. Loo, "A compact single-phase ac–dc wireless power transfer converter with active power factor correction," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 70, no. 4, pp. 3685–3696, 2023. DOI: [10.1109/TIE.2022.3176297](#).
- [15] J. Liu, F. Xu, C. Sun, and K. H. Loo, "A soft-switched power-factor-corrected single-phase bidirectional ac–dc wireless power transfer converter with an integrated power stage," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 37, no. 8, pp. 10 029–10 044, 2022. DOI: [10.1109/TPEL.2022.3156577](#).
- [16] H. Belkamel, H. Kim, and S. Choi, "Interleaved totem-pole zvs converter operating in ccm for single-stage bidirectional ac–dc conversion with high-frequency isolation," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 36, no. 3, pp. 3486–3495, 2021. DOI: [10.1109/TPEL.2020.3016684](#).
- [17] D. Dương, "Nghiên cứu, thiết kế bộ sạc hai chiều cho ô tô điện," M.S. thesis, Trường Đại học Bách khoa Hà Nội, 2021.
- [18] H. Feng and S. M. Lukic, "Reduced-order modeling and design of single-stage lcl compensated ipt system for low voltage vehicle charging applications," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 69, no. 4, pp. 3728–3739, 2020. DOI: [10.1109/TVT.2020.2972201](#).
- [19] R. Erickson and D. Maksimović, *Fundamentals of Power Electronics*. Springer International Publishing, 2020, ISBN: 9783030438814. [Online]. Available: <https://books.google.com.vn/books?id=fXUmyQEACAAJ>.