

DOI: 10.19650/j.cnki.cjsi.J2413591

适用 400 V 或 800 V 电池的电动汽车 无线充电系统的可重构拓扑*

刘 超,周明珠,陈孝莺,张艺明

(福州大学电气工程与自动化学院 福州 350108)

摘要:随着越来越多的电动汽车公司加入无线电力传输的行列,互操作性问题逐渐变得明显。除了常见的耦合结构、补偿网络和通信协议互操作性问题外,电池电压互操作性问题也逐渐显现出来,即各种型号的电池电压等级不同。针对现有电动汽车动力电池的电池电压等级,额定电压可以主要分为 400 和 800 V 两种。考虑到公共无线电能传输设施的互操作性,电动汽车无线电能传输系统必须在相同的功率水平下有效兼容 400 和 800 V 的电池电压水平。为了满足实际应用场景,提出了一种具备电压等级互操作性的可重构拓扑结构。该系统采用了两个完全堆叠的单极型线圈作为磁耦合结构,并通过开关切换的方式实现相同功率水平下两种不同电压等级的输出。通过建立数学模型对所提系统进行分析建模,后续通过搭建了一个 1.3 kW 的小尺寸实验样机,对所提可重构拓扑结构功能进行了验证。结果表明,所提可重构拓扑结构具备在输出功率水平为 1.3 kW 时输出 200 和 400 V 的能力,并且系统最大直流-直流效率分别为 90.97% 和 95.51%。最后,在所搭建的实验样机基础上对所提结构的偏移性能进行了测试与验证,结果表明所提系统在 ± 100 mm 的偏移范围内,直流-直流效率均高于 90%。

关键词:电动汽车;无线充电;电池电压;互操作性;可重构拓扑结构。

中图分类号: TH701 文献标识码: A 国家标准学科分类代码: 460.4031

Reconfigurable topology for electric vehicle wireless charging systems tolerating 400 V or 800 V battery

Liu Chao, Zhou Mingzhu, Chen Xiaoying, Zhang Yiming

(College of Electrical Engineering and Automation, Fuzhou University, Fuzhou 350108, China)

Abstract: As more electric vehicles (EV) companies jump on the bandwagon of wireless power transmission, interoperability issues are becoming increasingly apparent. In addition to the common problems of coupling structure, compensation network and communication protocol interoperability, battery voltage (BV) interoperability issues are also gradually emerging, that is, different battery voltage levels of various models. For the BV level of the existing EV power battery, the rated voltage can be mainly divided into 400 and 800 V. Considering the interoperability of public radio energy transmission facilities, EV radio energy transmission systems must be effectively compatible with 400 and 800 V BV levels at the same power level. A reconfigurable topology with the BV interoperability is proposed. The device uses two completely stacked unipolar coils as magnetic coupling structures, enabling two different output voltages under the same power level by switching. The proposed system is analyzed and modeled by establishing a mathematical model, followed by the development of a 1.3 kW downscaled experimental prototype to verify the function of the proposed reconfigurable topology. The results show that the system can switch between 200 and 400 V output voltages while maintaining an output power of 1.3 kW. The maximum system direct current - direct current (DC-DC) efficiency is 90.97% and 95.51%, respectively. Finally, to assess the migration performance of the proposed structure, additional testing was conducted using the experimental prototype. The results show that the DC-DC efficiency of the proposed system is higher than 90% in the migration range of ± 100 mm.

Keywords: electric vehicle; wireless power transmission; battery voltage; interoperability; reconfigurable topology.

0 引言

近年来,由于温室气体排放增加等环境问题,可再生能源技术受到了广泛关注^[1]。二氧化碳排放的主要原因之一来自内燃机汽车。为了克服该问题,普遍认为传统的内燃机汽车应该逐步被更高效、更经济的电动汽车(electric vehicles, EV)所取代^[2]。同时,以无线充电取代传统插电充电的理念也影响了EV的发展^[3-4]。

随着越来越多的电动汽车公司加入无线电力传输(wireless power transfer, WPT)的行列,互操作性问题逐渐变得明显^[5-6]。除了常见的耦合结构^[7-8]、补偿网络^[9-10]和通信协议互操作性^[11-12]问题外,电池电压(battery voltage, BV)互操作性问题也逐渐显现出来,即各种型号的BV等级不同。

自2022年起,奥迪、沃尔沃、特斯拉和小米等电动汽车公司所推行电动汽车之间的功率不完全相等,但是部分EV的功率等级均在90~100 kW之间浮动,属于同一个数量等级^[13]。并且根据上述电动汽车公司所标定的BV等级,可直观地区分为400和800 V两种。在实际应用过程中,面对不同电动汽车厂商的不同产品,无线充电设备可适配的BV水平在生产和销售前往往是恒定的,无法满足不同厂商广泛的应用场景,由此会引出BV等级的互操作性问题。

针对BV等级的互操作性问题,在WPT系统中,可以通过可重构拓扑^[14-15]、控制策略^[16-18]以及附加无源器件或继电器开关^[19-20]等方式实现多种输出电压等级的切换。

基于可重构拓扑的理念,为了实现WPT系统400和800 V的充电,可以使用可编程逻辑控制器与功率因数校正电路相结合的方式实现大范围的切换^[14]。但系统本身存在切换难、效率低等问题。同时也存在手动切换的问题,无法实现相同输出功率等级下不同输出电压的切换,应用场景相对受限。为了解决手动切换的问题,已经提出了一种电压/电流倍增无线充电系统^[15],但由于其庞大的耦合结构,在应用场景上存在很高的局限性。

通过采用移相全桥(phase shifted full bridge, PSFB)变换器的控制策略不仅可以实现大功率电压等级的切换,同时也可以解决手动切换的问题。PSFB变换器可以在发射侧的有源开关中进行零电压开关(zero voltage switching, ZVS)操作,进一步在高频下实现高效率的能量传输^[16]。然而,当PSFB变换器应用于400和800 V BV等级切换时,开关损耗过大的问题还是没有被有效解决^[17]。而接收端采用同步整流时,整流器的电源电路紧凑,具有多个控制自由度^[18],可以有效解决高频下开关损耗的问题。然而发射与接收侧的通信问题油然而生,系统必然要采用精确复杂的二次同步来避免功率振荡。

除了可重构拓扑和控制策略外,最直接的方式则是增加无源器件或继电器开关,即完成两个BV等级的切换。通过在电感电容电感(inductor-inductor-capacitor, LLC)谐振变换器电路的接收端增加谐振元件,用功率开关元件代替整流二极管,可以实现宽范围的输出功率^[19],而极低的传输距离则与WPT的核心理念背道而驰。在电感电容耦合谐振(inductor-capacitor-capacitor, LCC)补偿网络的基础上,通过增加变压器和用于实现串/并联的继电器开关结构,两个BV级别的EV可以实现相应的能量传输^[20]。然而,复杂且庞大的系统结构不仅会直接导致WPT系统的鲁棒性降低,而且额外增加的无源器件和继电器开关,致使系统需要各种各样的发射器和接收器、补偿电容器、谐振电感、整流器和具有不同电流和电压额定值的电路板,不符合一般的硬件设计理念。基于上述分析,通过将可重构拓扑与耦合结构相结合的方式,提出了一种面向400和800 V EV WPT系统的可重构拓扑。该结构具备的优势包括:

- 1) 具备相同输出功率等级下实现不同输出电压的能力,可以适配400和800 V的使用场景;
- 2) 耦合结构具备较高的泛化性,不局限于所提系统所采用的单极型线圈;
- 3) 所提WPT系统具备抗偏移特性。

其余部分组织为:首先,给出了适配400和800 V的可重构拓扑结构及耦合结构。然后,针对所提WPT系统进行了相应的数学建模与分析,用于验证相同输出功率水平下不同BV等级的互操作性。最后,是实验验证,并对全文进行总结。

1 可重构拓扑及耦合结构

为了使得所提系统具备400和800 V BV的输出能力,即在每种输出模式下,均可以与接收端实现高效的能量传输,接收端的耦合结构为单极型线圈^[21-22],并采用了两个同尺寸并堆叠在一起的单极型线圈,如图1所示。

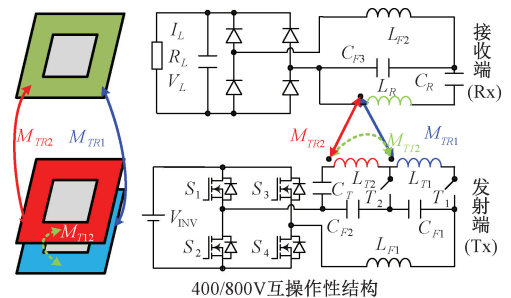


图1 面向400和800 V EV WPT系统的可重构拓扑结构
Fig. 1 Reconfigurable topology of EV WPT systems for 400 and 800 V battery

通过搭建仿真模型,图2(a)为400 V输出模式下耦合结构磁场矢量的分布情况,其中白色部分表示 L_{T1} ,此时处于未导通状态。图2(b)为800 V输出模式下耦合结构磁场矢量的分布情况。

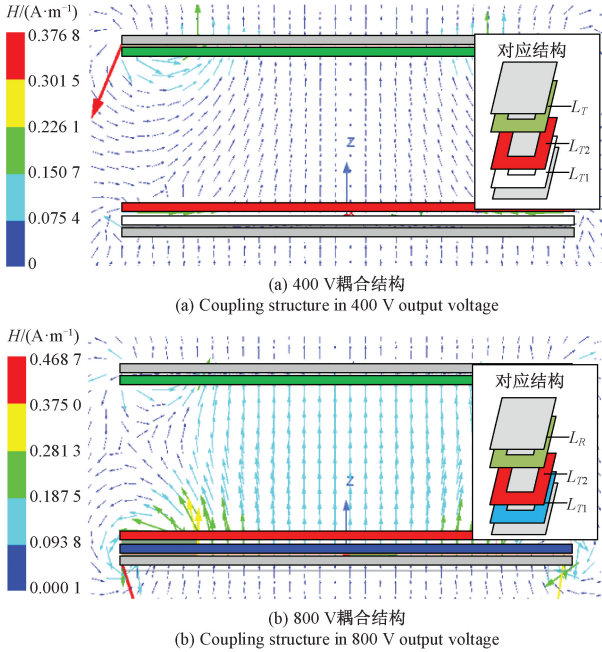


图2 两种模式下耦合结构磁场仿真模型

Fig. 2 Magnetic field simulation model of coupled structure under two modes

结合EV WPT充电过程中常常存在的偏移现象,通过有限元分析得出了所提耦合结构在发生偏移时的互感变化结果图,如图3所示。互感 M_{TR1} 和 M_{TR2} 近似相等,同时随着偏移距离的增加, M_{TR1} 和 M_{TR2} 在逐渐下降,当偏移距离超过150 mm后, M_{TR1} 和 M_{TR2} 均小于6 μH ,所呈现的传输效果不具备讨论价值,此处不进行深入讨论。

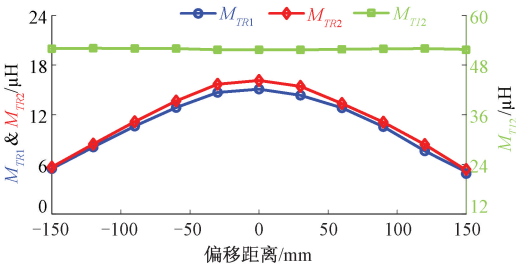


图3 互感随偏移的变化效果

Fig. 3 The effect of mutual inductance with migration

由于发射端 L_{T1} 和 L_{T2} 是完全重合并堆叠在一起,则不论耦合结构是否发生错位时,二者之间的交叉互感 M_{T12} 几乎不会发生变化,后文理论分析部分将其视为理想状态下恒定不变的数值。基于所提系统采用的耦合结

构均为单极型线圈,在发生偏移时的互感变化具备对称性,即关于横向和纵向的变化趋势相同,所以后文的理论分析只考虑一个方向的偏移情况。

结合上述有限元仿真分析的结果,实验绕制了相应的耦合结构,发射端和接收端侧均采用300 mm×300 mm的单极型线圈结构,线径均为3.0 mm,同时线圈匝数均为10,发射线圈 L_{T2} 与接收线圈 L_R 之间的距离为100 mm。

2 数学建模与分析

该章主要针对所提系统进行相应的数学建模与分析,推导并验证所提WPT系统具备400和800 V两种电压输出模式。

2.1 400 V输出模式

当 T_1 关断、 T_2 导通时,系统对应状态如图4所示,此时只有 L_{T2} 作为发射线圈。

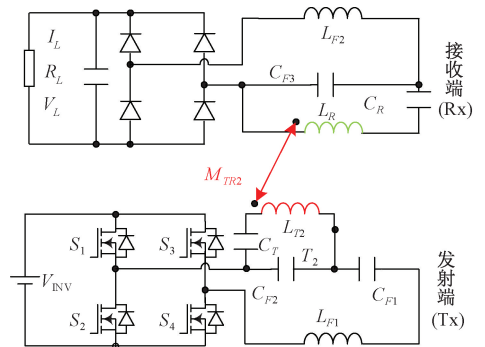


图4 400 V对应系统状态

Fig. 4 Proposed system with 400 V output voltage

400 V输出模式下,WPT系统的开关管状态及等效电路图如图5所示。

L_{F1} 、 L_{F2} 、 L_{T2} 、 L_R 分别为对应线圈的自感电感。 $V_{INV}(V_L)$ 和 $U_T(U_R)$ 分别为逆变(整流)直流电压和基波交流电压, R_{EQ} 为等效负载电阻,可以表示为:

$$\begin{cases} \dot{U}_T = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_{INV} \\ R_{EQ} = \frac{8}{\pi^2} R_L \end{cases} \quad (1)$$

C_{F1} 、 C_{F2} 、 C_{F3} 、 C_T 、 C_R 为各个电感的补偿电容,满足如式(2)所示的谐振关系。

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{L_{F1} C_{EQ}}} = \frac{1}{\sqrt{L_{F2} C_{F3}}} = \frac{1}{\sqrt{(L_R - L_{F2}) C_R}} = \frac{1}{\sqrt{L_{T2} C_{F2}}} + \frac{1}{\sqrt{L_{T2} C_T}} = \frac{1}{\sqrt{(L_{T1} + 2M_{T12}) C_{F1}}} \quad (2)$$

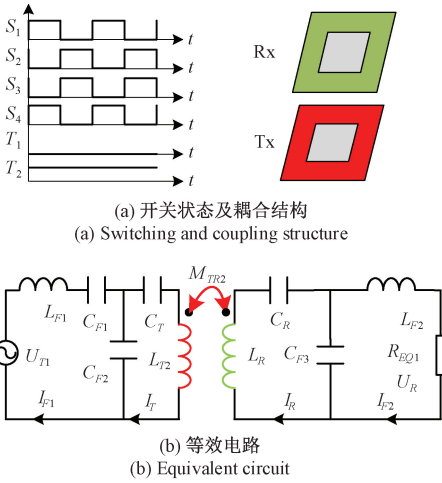


图5 400 V 开关状态及等效电路

Fig. 5 Switching and equivalent circuit with 400 V output voltage

式中: ω 为系统工作角频率, 满足 $\omega = 2\pi f$; f 为系统的工作频率, 值为 85 kHz。

根据基尔霍夫电压定律 (Kirchhoff voltage laws, KVL) 和整流电路输入输出电压的关系, 可以列出:

$$\begin{bmatrix} \dot{U}_{T1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} X_{F1} & \frac{-1}{j\omega C_{F2}} & 0 & 0 \\ \frac{-1}{j\omega C_{F2}} & X_{T2} & -j\omega M_{TR2} & 0 \\ 0 & -j\omega M_{TR2} & X_R & \frac{-1}{j\omega C_{F3}} \\ 0 & 0 & \frac{-1}{j\omega C_{F3}} & X_R + R_{EQ1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{I}_{F1} \\ \dot{I}_T \\ \dot{I}_R \\ \dot{I}_{F2} \end{bmatrix} \quad (3)$$

式中: $X_{F1} = j\omega L_{F1} + 1/j\omega C_{EQ}$; $X_{T2} = j\omega L_{T2} + 1/j\omega C_T + 1/j\omega C_{F2}$; $X_R = j\omega L_R + 1/j\omega C_R$ 。 I_{F1}, I_T, I_R 和 I_{F2} 为各个支路谐振电流的有效值, 结合式(2)的谐振关系, 可以表示为:

$$\begin{cases} \dot{I}_{F1} = \omega^6 M_{TR2}^2 C_{F2}^2 C_{F3}^2 R_{EQ1} \dot{U}_{T1} \\ \dot{I}_T = -j\omega C_{F2} \dot{U}_{T1} \\ \dot{I}_R = \omega^4 M_{TR2} C_{F2} C_{F3}^2 R_{EQ1} \dot{U}_{T1} \\ \dot{I}_{F2} = -j\omega^3 M_{TR2} C_{F2} C_{F3} \dot{U}_{T1} \end{cases} \quad (4)$$

在式(4)的基础上, 通过结合式(1)可以进一步推导出系统输出电压和功率, 即:

$$V_L = \frac{8\omega^3 M_{TR2} C_{F2} C_{F3} V_{INV} R_L}{\pi^2} \quad (5)$$

$$P_{OUT} = \frac{64\omega^6 M_{TR2}^2 C_{F2}^2 C_{F3}^2 V_{INV}^2 R_L}{\pi^4} \quad (6)$$

式(5)和(6)中, 在系统输入电压 V_{INV} 和负载 R_L 固定的前提下, 通过优化耦合结构从而生成对应的 M_{TR2} , 可产生相应的系统输出电压和输出功率。随着耦合结构发生偏移时, 系统的输出电压和输出功率会随着图3所示 M_{TR2} 的变化而相应变化。

2.2 800 V 输出模式

T_1 导通、 T_2 关断时, 系统对应状态如图6所示, 此时 L_{T1} 和 L_{T2} 均作为发射线圈。800 V 输出模式下, WPT 系统的开关管状态及等效电路图如图7所示。

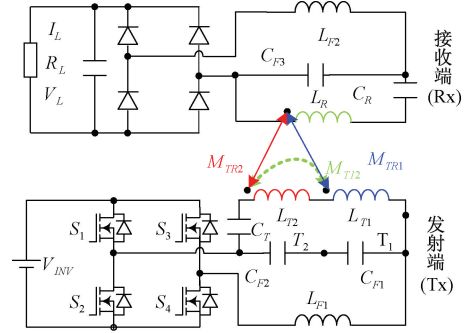


图6 800 V 对应系统状态

Fig. 6 Proposed system with 800 V output voltage

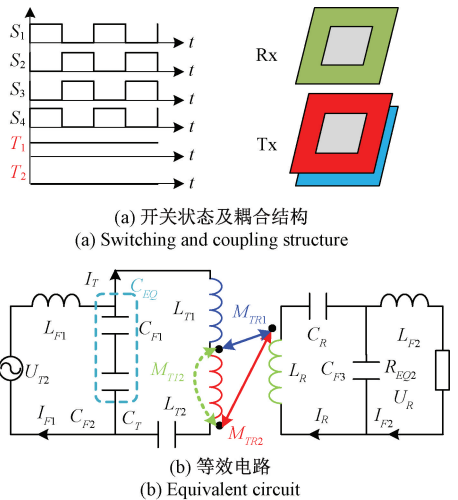


图7 800 V 开关状态及等效电路

Fig. 7 Switching and equivalent circuit with 800 V output voltage

建立在第1章耦合结构分析结论的基础上, 发射线圈之间的交叉耦合 M_{T12} 无法忽略不计, 结合式(2)的发射端原有的谐振关系, 此时发射端新增的谐振关系可以表示为:

$$\omega = \sqrt{\frac{C_{EQ} + C_T}{L_{EQ} C_{EQ} C_T}} \quad (7)$$

式中: $L_{EQ} = L_{T1} + L_{T2} + 2M_{T12}$; $1/C_{EQ} = 1/C_{F1} + 1/C_{F2}$ 。根据 KVL 可以列出:

$$\begin{bmatrix} \dot{U}_{T2} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} X_{F1} & \frac{-1}{j\omega C_{EQ}} & 0 & 0 \\ \frac{-1}{j\omega C_{EQ}} & X_{T1} & -j\omega M_{TR} & 0 \\ 0 & -j\omega M_{TR} & X_R & \frac{-1}{j\omega C_{F3}} \\ 0 & 0 & \frac{-1}{j\omega C_{F3}} & X_R + R_{EQ2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{I}_{F1} \\ \dot{I}_T \\ \dot{I}_R \\ \dot{I}_{F2} \end{bmatrix} \quad (8)$$

式中: $X_{T1} = j\omega(L_{T1} + L_{T2} + 2M_{T12}) + 1/j\omega C_{EQ}$; $M_{TR} = M_{TR1} + M_{TR2}$ 。结合式(2)和(7)中的谐振关系,上述各个支路的谐振电流分别可以表示为:

$$\begin{cases} \dot{I}_{F1} = \omega^6 M_{TR}^2 C_{EQ}^2 C_{F3}^2 R_{EQ2} \dot{U}_{T2} \\ \dot{I}_T = -j\omega C_{EQ} \dot{U}_{T2} \\ \dot{I}_R = \omega^4 M_{TR} C_{EQ} C_{F3}^2 R_{EQ2} \dot{U}_{T2} \\ \dot{I}_{F2} = -j\omega^3 M_{TR} C_{EQ} C_{F3} \dot{U}_{T2} \end{cases} \quad (9)$$

结合式(1)和(9),可以进一步推导出系统输出电压和功率,即:

$$V_L = \frac{8\omega^3 M_{TR} C_{EQ} C_{F3} V_{INV} R_L}{\pi^2} \quad (10)$$

$$P_{OUT} = \frac{64\omega^6 M_{TR}^2 C_{EQ}^2 C_{F3}^2 V_{INV}^2 R_L}{\pi^4} \quad (11)$$

式(10)和(11)中,建立在 400 V 模式下所具备参数的基础上,最终可直接推导出系统输出的电压和功率。随着耦合结构发生偏移时,系统的输出电压和功率会随着等效互感 M_{TR} 的变化而变化。

3 实验验证

3.1 实验平台搭建

图 8 中搭建了所提出的 WPT 系统实验装置的 1.3 kW 缩小型样机,同时所形成的输出电压相应放缩为 200 和 400 V。系统主要由示波器、直流电源、电子负载、逆变器、原边控制器、发射端谐振电路、磁耦合结构、接收端谐振电路、交流开关 T_1 和 T_2 、整流器和滤波电容组成。

测量实际使用的磁耦合结构、谐振电容和电感参数,并结合实际的输入电压和工作频率等参数,得到 1.3 kW 缩小型实验样机实测系统参数见表 1。

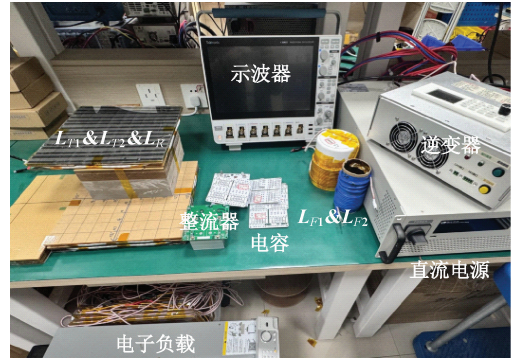


图 8 实验样机

Fig. 8 Experimental prototype

表 1 系统参数

Table 1 Parameters of experimental prototype

参数	数值	参数	数值
原边谐振电感 L_{F1}	190.0 μH	原边谐振电容 C_T	97.3 nF
原边谐振电容 C_{F1}	20.8 nF	副边接收电感 L_R	64.9 μH
原边谐振电容 C_{F2}	164.8 nF	副边谐振电容 C_R	100.6 nF
原边发射电感 L_{T1}	65.2 μH	副边谐振电感 L_{F2}	30.0 μH
原边发射电感 L_{T2}	57.4 μH	副边谐振电容 C_{F3}	117.1 nF

3.2 400 V 输出模式

为了实现 200 V 的输出电压,此时 T_1 关断、 T_2 导通时,只有 L_{T2} 作为发射线圈。当系统耦合结构处于正对的状态时,图 9 中可以得出系统最大直流-直流 (direct current-direct current, DC-DC) 效率可达 90.97%,此时的系统输出电压和系统输出功率分别为 198.33 V 和

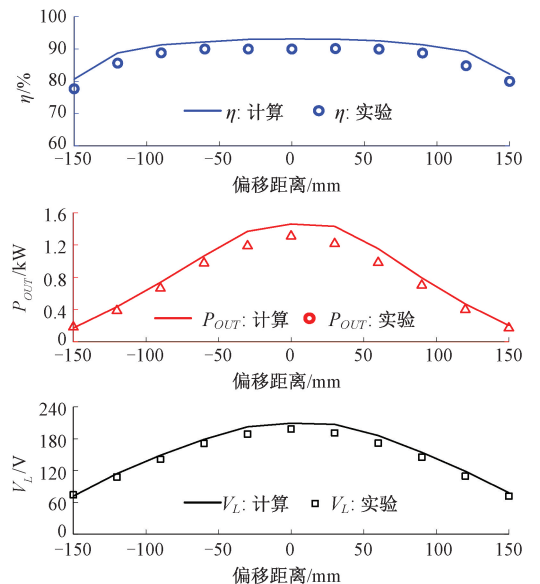


图 9 在 200 V 模式下 DC-DC 效率、输出功率和输出电压的计算值和实验值

Fig. 9 Calculated and experimental values of DC-DC efficiency and output power and output voltage with 200 V output

1.3 kW,并且对应的系统波形图如图10所示。此时逆变器的输出电压和电流几乎同相位,电压超前电流实现ZVS,降低开通损耗的同时提高了系统效率。

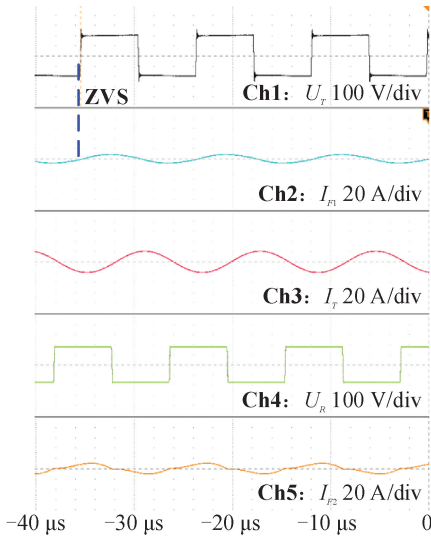


图10 200 V模式下实验波形

Fig. 10 Experimental waveform with 200 V output

在应用场景中, EV位置受到主观操作影响,存在EV位置偏移问题。当所提WPT系统的耦合结构发生±100 mm的偏移时,从图9中可知,系统均可以保持90%以上的传输效率,具备实际应用的价值^[23]。

当系统偏移距离超过100 mm后,系统效率随着偏移距离的增加下降趋势增大。结合式(5)和(6),证实系统输出电压和功率的变化趋势符合互感随偏移的变化轨迹。为了贴合实际应用的场景并验证所提系统最大的抗偏移范围,测量了偏移距离为±150 mm时系统传输效率,分别为77.68%和74.89%。

3.3 800 V输出模式

为了实现400 V的输出电压,此时 T_1 导通、 T_2 关断时, L_{T1} 和 L_{T2} 均作为发射线圈。从图11中可以看出系统最大DC-DC效率可达95.51%,此时的系统输出电压和系统输出功率分别为401.20 V和1.3 kW,并且对应的系统波形图如图12所示,逆变器的输出电压和电流几乎同相位,电压超前电流实现了ZVS,降低开通损耗的同时提高了系统效率。

在该模式下,当WPT系统发生偏移时,从图11中可以看出,尽管在±100 mm的偏移范围内,系统均可以保持90%以上的传输效率。同样的,当系统偏移距离超过100 mm后,系统效率随着偏移距离的增加下降趋势增大。

结合式(10)和(11),证实在800 V输出模式下系统输出电压和功率的变化趋势同样符合互感随偏移的变化轨迹。在800 V输出模式下,测量了偏移距离为

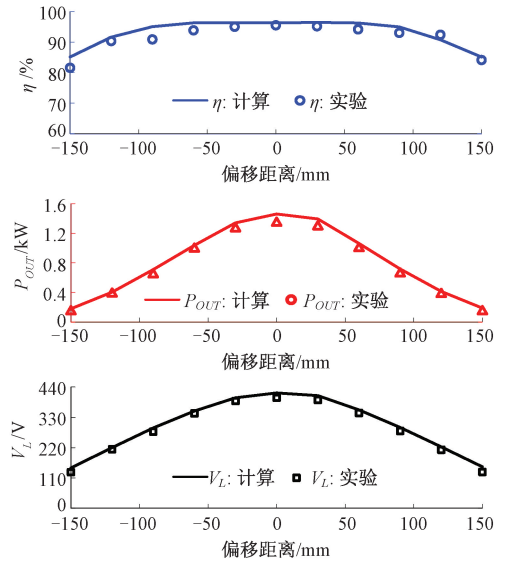


图11 在400 V模式下DC-DC效率、输出功率和输出电压的计算值和实验值

Fig. 11 Calculated and experimental values of DC-DC efficiency and output power and output voltage with 400 V output

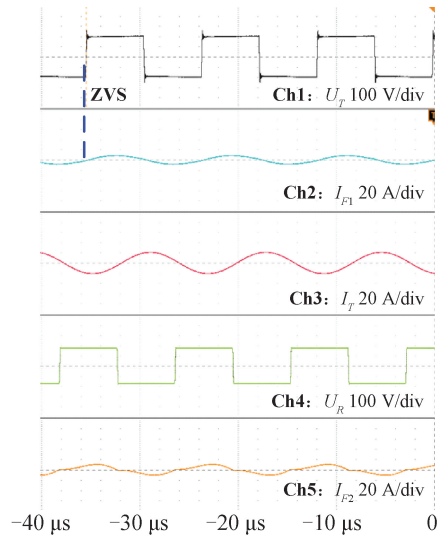


图12 400 V模式下实验波形

Fig. 12 Experimental waveform with 400 V output

±150 mm时系统传输效率,分别为81.58%和84.15%。

综合上述关于400和800 V两种工作模式下的实验波形与实验测量效率、功率和输出电压曲线,有效证实了所提出的面向400和800 V EV WPT的可重构拓扑的互操作性性能的合理性和可行性。

3.4 负载可变量

根据式(4)和(9)可知,所提系统在400和800 V输出模式下均处于恒流输出模式,即系统输出电压与 R_L 正相关。为验证所设计EV WPT系统负载变化的边界条

件,通过结合所搭建耦合结构的参数,在保持输入电压的前提下,仅改变负载 R_L ,最终得到如图 13 所示的输出电压随负载的变化效果图。从图中可以看出,系统处于 400 或 800 V 输出模式下, V_L 均与 R_L 的变化趋势呈现正相关,与理论分析相符。

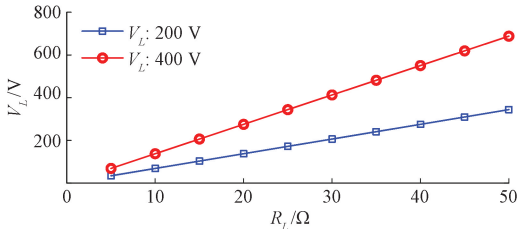


图 13 系统输出电压随负载变化曲线

Fig. 13 Curve of system output voltage changing with load

4 结 论

在 BV 等级互操作性的背景下,提出了一个面向 400 和 800 V EV WPT 系统的可重构拓扑结构。搭建了一个 1.3 kW 的缩小型实验样机,验证了其具备 200 和 400 V 输出电压的互操作性。实验结果证明了该系统 BV 等级互操作性方面的优越性。当系统输出电压为 200 和 400 V 时,系统的最大 DC-DC 效率分别为 90.97% 和 95.51%。并且在 ± 100 mm 范围内,系统可以保持 90% 以上的传输效率。

参考文献

- [1] 司庆贺,李建贵,王隆杨,等. 基于偶极线圈的高抗偏移性无线电能传输系统[J]. 电子测量技术, 2024, 47(16): 33-40.
SI Q H, LI J G, WANG L Y, et al. A high anti-offset wireless power transfer system based on dipole coils[J]. Electronic Measurement Technology, 2024, 47(16): 33-40.
- [2] 姚志力,江斌开,龚春阳,等. 计及电动汽车充电负荷特性的区域多能源站规划设计[J]. 电网技术, 2022, 46(9): 3304-3318.
YAO ZH L, JIANG B K, GONG CH Y, et al. Planning and design of regional multi-energy stations considering electric vehicle charging load characteristics[J]. Power System Technology, 2022, 46(9): 3304-3318.
- [3] 文人庆,邝帅,颜国正,等. 新型三维组合式发射线圈的设计与实验[J]. 仪器仪表学报, 2024, 45(8): 165-173.
WEN R Q, KUANG SH, YAN G ZH, et al. Design and experiment of the new three-dimensional combined transmitting coil [J]. Chinese Journal of Scientific

Instrument, 2024, 45(8): 165-173.

- [4] 吴金龙,高楚珊,唐小波. 基于遗传模拟退火算法的无线电能传输系统[J]. 电子测量技术, 2024, 47(22): 19-24.
WU J L, GAO CH SH, TANG X B. Wireless power transfer system based on genetic simulation annealing algorithm [J]. Electronic Measurement Technology, 2024, 47(22): 19-24.
- [5] 谢诗云,官涵宇,黄杰,等. 基于旋转磁场耦合的非对称式无线电能传输系统[J]. 仪器仪表学报, 2024, 45(8): 193-206.
XIE SH Y, GUAN H Y, HUANG J, et al. Wireless power transfer system with an asymmetric coupling structure based on rotating magnetic field[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2024, 45(8): 193-206.
- [6] 李建坡,王一钧,杨涛,等. 多负载磁耦合谐振式无线电能传输系统特性分析[J]. 电网技术, 2021, 45(2): 722-729.
LI J P, WANG Y J, YANG T, et al. Transmission characteristic research on multi-loads wireless power transfer via magnetic coupling resonance [J]. Power System Technology, 2021, 45(2): 722-729.
- [7] 岳鹏飞,秦浩华,王健安. 基于 RKF-EMD 的禽类无线动态自适应称重系统[J]. 电子测量技术, 2024, 47(2): 25-31.
YUE P F, QIN H H, WANG J AN. Poultry wireless dynamic adaptive weighing system based on RKF-EMD[J]. Electronic Measurement Technology, 2024, 47(2): 25-31.
- [8] 徐先峰,吴慧玲,杨雄政,等. 空间约束下电动汽车无线充电系统磁耦合结构优化[J]. 电工技术学报, 2024, 39(12): 3581-3588.
XU X F, WU H L, YANG X ZH, et al. Optimization of magnetically coupled structure of wireless charging system[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(12): 3581-3588.
- [9] 苏玉刚,吴学颖,赵鱼名,等. 互补对称式 LCC 谐振网络的电场耦合式无线电能传输系统参数优化[J]. 电工技术学报, 2019, 34(14): 2874-2883.
SU Y G, WU X Y, ZHAO Y M, et al. Parameter optimization of electric-field coupled wireless power transfer system with complementary symmetric LCC resonant network [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2019, 34(14): 2874-2883.
- [10] 廖志娟,周磊,吴镇,等. 变结构 LC-CLCL 拓扑恒压恒流型电场耦合电能传输系统[J]. 中国电机工程学报, 2021, 41(17): 6039-6050.
LIAO ZH J, ZHOU L, WU ZH, et al. An electric-field

- coupled power transfer system with constant voltage and constant current output based on changeable LC-CLCL resonant circuit [J]. *Proceedings of the CSEE*, 2021, 41(17): 6039-6050.
- [11] 陈志鑫,张献,沙琳,等. 基于频率调节的电动汽车无线充电互操作性提升方法研究[J]. *电工技术学报*, 2023, 38(5): 1237-1247.
CHEN ZH X, ZHANG X, SHA L, et al. Research on improving interoperability of electric vehicle wireless power transfer based on frequency adjustment [J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2023, 38(5): 1237-1247.
- [12] 杨庆新,张献,章鹏程. 电动车智慧无线电能传输云网[J]. *电工技术学报*, 2023, 38(1): 1-12.
YANG Q X, ZHANG X, ZHANG P CH. Intelligent wireless power transmission cloud network for electric vehicles [J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2023, 38(1): 1-12.
- [13] GRAZIAN F, SOEIRO T B, BAUER P. Voltage/current doubler converter for an efficient wireless charging of electric vehicles with 400 V and 800 V battery voltages[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2023, 70(8): 7891-7903.
- [14] FOROUZESH M, LIU Y F, SEN P C. A reconfigurable single-stage three-phase electric vehicle DC fast charger compatible with both 400 V and 800 V automotive battery packs [J]. *2022 24th European Conference on Power Electronics and Applications*, 2022, 1-11.
- [15] RAJENDRAN S, HUANG A Q. A novel single stage three phase isolated AC/DC EV charger for 400 V and 800 V operation[C]. *IECON 2022-48th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2022, 1-6.
- [16] LIU X, GAO F, WANG T F, et al. A multi-inverter multi-rectifier wireless power transfer system for charging stations with power loss optimized control [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2023, 38(8): 9261-9277.
- [17] BANDEIRA C M, AZEVEDO G M S, NETO R C, et al. Analysis of the phase-shift full-bridge converter in 400 V and 800 V DC fast charging stations[J]. *2023 IEEE 8th Southern Power Electronics Conference and 17th Brazilian Power Electronics Conference*, 2023, 1-8.
- [18] LI H, XU J ZH, GAO F, et al. Duty cycle control strategy for Dual-side LCC resonant converter in wireless power transfer systems [J]. *IEEE Transactions on Transportation Electronics*, 2021, 8(2): 1944-1955.
- [19] WU S T, CHIU Y W. Implementation of a bidirectional 400~800 V wireless EV charging system [J]. *IEEE Access*, 2024, 12: 26667-26682.
- [20] LIU X, WANG T F, GAO F, et al. A resonant inductor integrated-transformer-based receiver for wireless power transfer systems [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2023, 70(4): 3616-3626.
- [21] ZHANG Y M, LIU CH, ZHOU M ZH, et al. A novel asymmetrical quadrupolar coil for interoperability of unipolar, bipolar, and quadrupolar coils in electric vehicle wireless charging systems[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2024, 71(4): 4300-4303.
- [22] RITURAJ G, KUSHWAHA B K, KUMAR P. A unipolar coil arrangement method for improving the coupling coefficient without ferrite material in wireless power transfer systems [J]. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, 2020, 6(2): 497-509.
- [23] LIU CH, ZHOU M ZH, XIE R H, et al. An interoperable receiver with reconfigurable LCC compensation for wireless charging of 400 and 800 V batteries in electric vehicles [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2025, DOI: 10.1109/TIE.2025.3528476.

作者简介



刘超,2019年于安徽理工大学获得学士学位,2022年于福建农林大学获得硕士学位。目前就读于福州大学电气工程与自动化学院,攻读电力电子专业博士学位。主要研究方向为电力电子变换器和无线电力传输。

E-mail:220110002@fzu.edu.cn

Liu Chao received his B. Sc. degree from Anhui University of Science and Technology in 2019, received his M. Sc. degree from Fujian Agriculture and Forestry University in 2022. Currently he is pursuing a Ph. D. degree in power electronics at the School of Electrical Engineering and Automation, Fuzhou University. His research interests include power electronics converters and wireless power transfer.



张艺明(通信作者),2011年于清华大学获得学士学位,2016年于清华大学获得博士学位,现为福州大学电气工程与自动化学院教授,主要研究方向为无线电力传输和谐振变换器。

E-mail:zym@fzu.edu.cn

Zhang Yiming (Corresponding author) received the B. Sc. and Ph. D. degrees from Tsinghua University in 2011 and 2016, respectively. Now he is a full professor at the College of Electrical Engineering and Automation, Fuzhou University. His research interests include wireless power transfer and resonant converters.