

DOI: 10.19650/j.cnki.cjsi.J2514245

# 基于混合拓扑的恒压恒流自切换 输出无线电能传输系统\*

杨 奕, 李桂玉, 张 路, 李海啸, 郭 科

(重庆理工大学电气与电子工程学院 重庆 400054)

**摘 要:**针对中小功率无线充电应用中电池充电过程对恒流输出 (CCO) 与恒压输出 (CVO) 模式自适应切换的需求, 以及磁耦合机构偏移导致的功率与效率下降的问题, 提出了一种基于混合拓扑的恒压恒流自切换输出无线电能传输 (WPT) 系统。该系统采用单管驱动的 WPT 混合补偿拓扑结构, 能够根据负载的变化在 CCO 模式与 CVO 模式之间实现自动切换, 无需增加额外的控制策略和硬件电路, 简化了系统结构。发射端与接收端均采用网格型扁平螺旋管 (GFSP) 线圈, 在实现同端线圈自然解耦的同时, 还明显增强了系统的抗偏移性能。通过 MATLAB/Simulink 仿真模型, 验证了所提拓扑在不同负载条件下的 CCO/CVO 自动切换特性。仿真结果表明, 该系统在负载变化时能够顺利实现 CCO 与 CVO 之间的平滑切换, 维持高效稳定的输出。基于此, 搭建了额定输出为 36 V/6 A 的实验样机进行验证。实验结果表明, 在沿  $X$  或  $Y$  轴方向偏移 30、60 mm, 以及沿  $Z$  轴方向偏移 10、20 mm 的情况下, 系统均能可靠实现 CCO 与 CVO 的自切换特性, 并且在不同工况下的整机峰值效率达到 90.6%。研究结果验证了该混合拓扑在提升 WPT 系统输出性能、增强抗偏移能力以及简化控制策略方面的有效性, 为中小功率无线充电系统, 尤其是基于单管逆变器的应用提供了新的设计思路和技术支持。

**关键词:** 无线电能传输; 恒流输出; 恒压输出; 自切换; 抗偏移

**中图分类号:** TM724 TH86 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 470.40

## Constant voltage and constant current self-switching output wireless power transmission system based on hybrid topology

Yang Yi, Li Guiyu, Zhang Lu, Li Haixiao, Guo Ke

(School of Electrical and Electronic Engineering, Chongqing University of Technology, Chongqing 400054, China)

**Abstract:** To address the demand for adaptive switching between constant current output (CCO) and constant voltage output (CVO) during the battery charging process in medium-and low-power wireless charging applications, as well as the power and efficiency degradation caused by magnetic coupling misalignment, this paper proposes a hybrid-topology wireless power transfer (WPT) system with self-switching capability. The system employs a single-switch hybrid compensation topology, enabling automatic switching between CCO and CVO modes according to load variations, without requiring additional control strategies or hardware circuits, thereby simplifying the system architecture. Both the transmitter and receiver adopt grid-type flat spiral (GFSP) coils, which not only achieve natural decoupling of same-side coils but also significantly improve the system's misalignment tolerance. The proposed topology is validated by MATLAB/Simulink simulations under different load conditions, demonstrating smooth transitions between CCO and CVO modes with efficient and stable output. Furthermore, a 36 V/6 A experimental prototype was developed for verification. Experimental results show that the system can reliably achieves CCO and CVO self-switching under  $X$ - or  $Y$ -axis offsets of 30 and 60 mm, as well as  $Z$ -axis offsets of 10 and 20 mm, while maintaining a peak system efficiency of 90.6% under various operating conditions. These findings confirm the effectiveness of the proposed hybrid topology in improving WPT system output performance, enhancing misalignment tolerance, and simplifying control strategies, offering new design insights and technical support for medium- and low-power wireless charging systems, especially those based on single-switch inverters.

**Keywords:** wireless power transfer; constant current output; constant voltage output; self-adaptive switching; anti-misalignment

## 0 引 言

无线电能传输(wireless power transfer, WPT)技术是一种不需要物理接触、通过磁场或电场耦合进行电能传输的技术<sup>[1-3]</sup>。相对于传统有线电能传输方式具有可靠、安全、灵活和便捷等优点,在航空航天、地下矿井、水下勘探、医疗电子、无人系统、消费电子和电动汽车等领域具有广阔的应用前景,已逐步走向商业化<sup>[4-6]</sup>。基于传统全桥和半桥逆变拓扑的 WPT 系统在中小功率应用场合的推广受到一定限制<sup>[7]</sup>。相比之下,单管拓扑作为一种简化逆变方案,因其可靠性高、控制简单<sup>[7]</sup>、成本低和易于实现零电压开通等优势,正逐渐成为中小功率 WPT 系统的研究热点<sup>[8-10]</sup>。

恒流输出(constant current output, CCO)与恒压输出(constant voltage output, CVO)切换控制是无线充电系统的关键技术之一,其实现方式直接影响系统的充电效率与适应性<sup>[11]</sup>。脉冲频率调制(pulse frequency modulation, PFM)和脉冲宽度调制(pulse width modulation, PWM)是实现 CCO 和 CVO 切换最常见的解决方案,但电池内阻变化范围太大,系统存在无法正常零电压开关(zero voltage switching, ZVS)的风险,而且 PFM 调制易引起频率分叉,使系统不稳定,发射端接收端通信问题给系统响应速度带来了挑战<sup>[12-14]</sup>。文献[15]在固定频率下,通过相移控制和输出电压调节,可有效优化无线电力传输系统的效率和功率输出。然而,逆变器在 ZVS 软开关条件下难以承受大负载变化,这不仅降低了系统效率,还加剧了电磁干扰。

为解决上述问题,相关研究学者在接收端附加 DC/DC 变换器实现 CCO 和 CVO 切换,避免了发射端接收端通信问题,由于增加一级控制自由度,能够使系统的控制复杂度降低,且系统响应快,控制稳定性高,但不可避免增加了电路复杂度,降低了系统可靠性和效率<sup>[16-19]</sup>。特别地,DC/DC 变换器的引入会增加接收端的体积和重量,对于尺寸和质量要求严格的应用场景,其适用性受限。

针对这些缺陷,研究人员提出了利用新型补偿拓扑固有特性实现 WPT 系统的 CCO 或 CVO,但这种与负载解耦的恒定输出特性仅可工作在单一的 CCO 模式或者 CVO 模式,不能同时兼具两种特性。文献[20-22]提出通过切换交流开关对补偿拓扑进行重构,实现了 WPT 系统 CCO 和 CVO 切换,但需要添加额外无源器件及交流开关,不利于功率密度提升,且开关切换过程电流和电压波动会对电池造成冲击,减少电池使用寿命。文献[23]提出通过开关控制电容动态调谐实现了 WPT 系统 CCO 和 CVO 切换,但此类方式需要开关高频动作,引入了额外的开关损耗,增加了控制复杂度。文献[24]提出了一

种可重构的混合无线充电系统,该系统能够在不同拓扑配置之间切换,以满足不同的输出特性需求。通过拓扑重构,该系统可配置为由 LCC-S 和 S-LCC 组成的 IPOS (input parallel output series)型混合拓扑,以实现 CVO,或配置为由 S-S 和 LCC-LCC 组成的 ISOS (input series output series)型混合拓扑,以实现 CCO。此外,该系统采用开关控制,使其在较宽的偏移范围内能够灵活切换 CCO 与 CVO。然而,该方案仍然依赖于发射端与接收端之间的通信,并要求两端同时进行拓扑切换,增加了电路结构和控制策略的复杂性。

鉴于补偿拓扑具有稳定且单一的 CCO 或 CVO 特性,研究者尝试将不同补偿拓扑组合,以自适应实现 CCO 与 CVO 切换,组合方式通常采用两路接收补偿拓扑电路经整流后并联供电给负载。文献[25]提出了一种 S-S 和 S-LCL 补偿拓扑组成的混合补偿拓扑,该拓扑随负载条件变化能够自适应调整 CCO 和 CVO 的切换,且整个充电过程逆变器处于零电压开通状态,不需要额外的 DC/DC 变换器,也不需要复杂的控制策略和附加电路。文献[26]提出了一种具有高抗偏移性能和内在恒定 CCO 和 CVO 特性的混合型 WPT 系统,适用于电动汽车充电场景。文献[27]提出了一种混合型电池无线充电器,能够自适应电池充电曲线并具有抗偏移能力,从而提高系统的适用性和可靠性。但是,由于文献[23-25]发射端补偿拓扑均采用串联补偿方式,因此该拓扑不能实现接收端意外移除仍正常工作。文献[28]提出了一种具备 CCO 与 CVO 自切换特性的单管 WPT 拓扑,即使接收端异常移除,发射端仍可正常工作。然而,该拓扑在发射端使用较多电感器件,且未考虑抗偏移能力,仍有优化空间。

此外,在电池充电的 WPT 应用中,磁耦合机构的相对偏移是影响系统性能的关键问题之一<sup>[29]</sup>。为提升系统抗偏移性能,研究者提出多种磁耦合机构结构以优化磁场分布和提高耦合系数稳定性,如 DDQ (double-d quadrature) 线圈<sup>[30]</sup>、BP (bi-polar) 线圈<sup>[31]</sup>、TP (triple polar) 线圈<sup>[32]</sup>、SDDP (series solenoid and DD pads) 线圈<sup>[33]</sup>、DQDD (double-layer quadrature DD) 线圈<sup>[34]</sup>、DSQC (double-solenoid quadrature coupler) 线圈<sup>[35]</sup>等。文献[36]提出的网格型扁平螺旋线管(grid-type flat spiral pad, GFSP)磁耦合机构兼具抗偏移和抗偏转性能。上述方案在一定程度上提升了抗偏移性能,磁耦合机构铁氧体体积和重量优化值得进一步关注。

综上所述,CCO 和 CVO 是无线电能传输系统满足中小功率电池充电应用需求的关键特性之一,但在实现 CCO 和 CVO 自动切换的同时,如何兼顾结构简洁、控制简化和较高抗偏移能力仍面临挑战。为此,本文提出一种基于混合拓扑的恒压恒流自切换输出无线电能传输系统。所提系统由单管逆变器、基于 LCC-S 与 S-S 组合构

建的混合补偿拓扑,GFSP 磁耦合结构的双发双收线圈组成,三者协同实现了系统在无需额外控制的条件下,随负载变化自动切换工作模式,简化系统结构并提升可靠性。同时,GFSP 结构通过自屏蔽与磁通对称设计提升了系统的空间偏移容限。本文建立了仿真模型验证系统的自切换特性,并搭建 36 V/6 A 实验样机对所提方案的可行性与有效性进行了验证。

## 1 单管无线电能传输系统分析

### 1.1 系统概述

为满足无线充电中不同阶段对恒压与恒流输出的切换需求,单一补偿结构往往只能提供固定的输出特性,难以在无需额外控制的前提下实现自动切换。而 LCC-S 拓扑具备输出电压对负载变化不敏感的恒压特性,S-S 拓扑则具备电流输出恒定的恒流特性。通过将两者组合构建混合补偿结构,并配合并联整流方式,使系统能在负载变化时自然切换工作模式,实现 CCO 与 CVO 的自适应转换,同时保持良好的软开关特性与系统稳定性。

单管 WPT 系统混合补偿电路拓扑结构如图 1 所示。

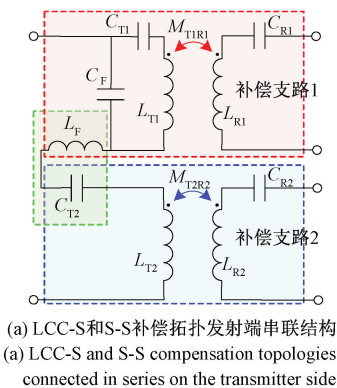


图1 单管 WPT 系统混合补偿电路拓扑结构

Fig. 1 Circuit topology of the hybrid-compensated single-switch WPT system

图1(a)为 LCC-S 和 S-S 补偿拓扑发射端串联示意图,其中  $L_{T1}$  和  $L_{T2}$  为发射线圈自感,  $L_{R1}$  和  $L_{R2}$  为接收线

圈自感,  $L_{T1}$  和  $L_{R1}$  与补偿电容  $C_F$ 、 $C_{T1}$  和  $C_{R1}$  构成 LCC-S 补偿拓扑,即补偿支路 1,  $L_{T2}$  和  $L_{R2}$  与补偿电容  $C_{T1}$  和  $C_{R2}$  构成 S-S 补偿拓扑,即补偿支路 2,  $M_{T1R1}$  和  $M_{T2R2}$  为正对互感;对电路进一步简化,将  $C_{T2}$  和  $L_F$  可等效为 1 个补偿电容  $C_T$ 。

由此得到本文所提单管 WPT 系统电路拓扑如图 1(b)所示,补偿网络部分采用图 1(a)所示结构,其余部分谐振电感  $L_{inv}$ 、谐振电容  $C_{inv}$  和开关管 S 构成单管逆变拓扑电路,补偿支路 1 连接二极管  $D_1 \sim D_4$  构成的整流器,补偿支路 2 连接二极管  $D_5 \sim D_8$  构成的整流器,两个整流器的输出并联后共同输出。此外,电路中的关键变量定义  $V_{DC}$  和  $I_{DC}$  为输入直流电压与电流,  $I_T$  为发射机构激励电流,  $I_{R1}$  为接收线圈  $L_{R1}$  流过电流,  $I_{R2}$  为接收线圈  $L_{R2}$  流过电流,  $V_{R1}$  为补偿支路 1 输出电压,  $V_{R2}$  为补偿支路 2 输出电压,  $V_{Bat}$  与  $I_{Bat}$  为输出电压与电流。

系统的恒压恒流自动切换特性主要由补偿拓扑结构实现。补偿支路 1 采用 LCC-S 结构,具备输出电压对负载变化不敏感的 CVO 特性;补偿支路 2 采用 S-S 结构,具备电流稳定输出的 CCO 特性。两支路分别接入整流滤波器并联输出,系统可根据负载阻抗大小实现两支路之间的自然切换,无需额外控制策略或辅助电路,从而实现输出模式的自动适应。

### 1.2 耦合机构设计

为实现单管 WPT 系统 CCO 与 CVO 模式的自适应切换,系统需采用一种相互解耦的双发-双收型磁耦合结构,并结合不同的补偿拓扑以实现所需的输出特性。GFSP 磁耦合机构作为一种典型双发-双收型磁耦合机构,且兼具抗偏移和抗偏转性能。由于正交结构,两个螺旋线圈(flat spiral pad, FSP)线圈不会匝链,因此同端 FSP 线圈之间的互感均为 0,即同端 FSP 线圈不存在交叉耦合。因此选用 GFSP 线圈为该系统磁耦合机构,铁氧体进行了开窗设计,有利于减小耦合机构的体积重量,其 3D 立体图如图 2(a)所示。对应的互感示意图如图 2(b)所示其中  $N_c$  为线圈匝数,  $W_c$  为线圈宽度,  $S_L$  为线圈匝间间距,  $T_F$  为铁氧体厚度,  $W_{F1}$  为铁氧体开窗宽度,  $W_{F0}$  为铁氧体边长,  $G_A$  为线圈之间的气隙。

GFSP 磁耦合机构耦合系数受线圈绕组参数和铁氧体尺寸影响,其体积和重量与铁氧体尺寸密切相关。考虑 GFSP 磁耦合机构为对称式结构,因此对磁耦合机构发射端和接收端参数同时进行优化。本设计中,线圈选用 0.1 mm×250 股(外径为 2.21 mm)的利兹线进行绕制,  $W_{F0}$  为 200 mm,  $G_A$  为 80 mm。表 1 第 1 和第 2 列给出了磁耦合机构待优化的参数和优化范围。

在设计 GFSP 磁耦合机构时,  $W_{F1}$  是影响耦合性能的关键参数之一。  $W_{F1}$  的选择对磁场的分布、耦合系数以及系统的抗偏移能力具有显著影响。具体而言,  $W_{F1}$  决定了



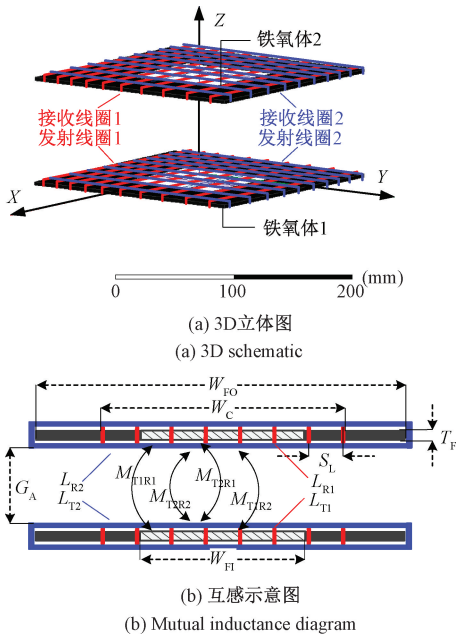


图 2 GFSP 磁耦合机构

Fig. 2 GFSP magnetic coupling mechanism

表 1 待优化的尺寸参数、优化范围及优化值

Table 1 Size parameters to be optimized, optimization ranges and optimal values

| 参数                   | 优化范围  | 优化值 |
|----------------------|-------|-----|
| 绕组匝数 $N_c$ /匝        | 5~10  | 9   |
| 绕组匝间距 $S_L$ /mm      | 3~18  | 15  |
| 铁氧体开窗边长 $W_{FI}$ /mm | 0~160 | 100 |

铁氧体材料的开窗面积,从而影响线圈之间的磁通耦合效率。根据表 1 中的优化范围,仿真结果表明,当  $W_{FI}$  值为 100 mm 时,系统在不同偏移条件下表现出较好的抗偏移能力和稳定性。

GFSP 磁耦合机构同端线圈正交解耦,等效为单发射单接收线圈,有效耦合系数  $k_{\text{Eff}}$  如式(1)所示。

$$k_{\text{Eff}} = \sqrt{\frac{S_{u1} + S_{u2}}{VA_{T1} + VA_{T2}}} \quad (1)$$

式中: $S_{u1}$  和  $S_{u2}$  为接收端拾取容量; $VA_{T1}$  和  $VA_{T2}$  为发射端输入容量。

发射端两个 FSP 线圈输入容量如式(2)所示。

$$\begin{cases} VA_{T1} = |j\omega L_{T1} I_{T1}^2| \\ VA_{T2} = |j\omega L_{T2} I_{T2}^2| \end{cases} \quad (2)$$

接收端两个 FSP 线圈拾取容量如式(3)所示。

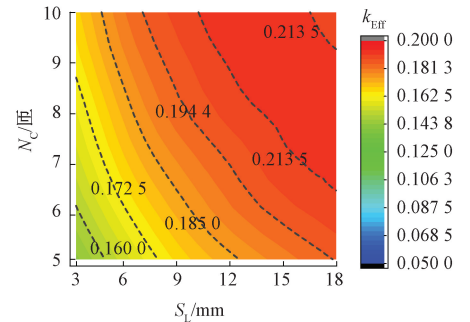
$$\begin{cases} S_{u1} = \left| \frac{(j\omega M_{T1R1} \dot{I}_{T1} + j\omega M_{T2R1} \dot{I}_{T2})^2}{j\omega L_{R1}} \right| \\ S_{u2} = \left| \frac{(j\omega M_{T1R2} \dot{I}_{T1} + j\omega M_{T2R2} \dot{I}_{T2})^2}{j\omega L_{R2}} \right| \end{cases} \quad (3)$$

将式(2)~(3)代入式(1),有效耦合系数  $k_{\text{Eff}}$  可简化为式(4)所示。

$$k_{\text{Eff}} = \sqrt{\frac{M_{T1R1}^2 + M_{T2R1}^2}{L_{T1}L_{R1} + L_{T2}L_{R1}} + \frac{M_{T1R2}^2 + M_{T2R2}^2}{L_{T1}L_{R2} + L_{T2}L_{R2}}} \quad (4)$$

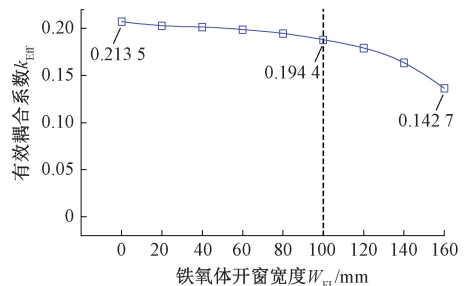
通过式(4)计算得出的有效耦合系数  $k_{\text{Eff}}$ ,能够准确反映发射线圈与接收线圈之间的磁耦合效能。该系数与线圈的自感、互感直接相关。通过优化有效耦合系数,可以有效提升系统的能量传输效率,从而在设计中调整发射线圈与接收线圈的相对位置或几何形状,以获得更优的无线电能传输效果。

图 3 展示了关键参数对耦合系数  $k_{\text{Eff}}$  的影响规律,如图 3(a)所示,在给定部分参数条件下, $k_{\text{Eff}}$  随线圈匝数  $N_c$  和匝间距  $S_L$  的变化呈现先升后降的趋势。当  $N_c = 9$ 、 $S_L = 15$  mm 时, $k_{\text{Eff}}$  达到最大值,据此确定了线圈的绕组结构。图 3(b)分析了铁氧体开窗宽度  $W_{FI}$  对耦合性能的影响。结果表明,随着  $W_{FI}$  增大, $k_{\text{Eff}}$  以较缓速率下降;当  $W_{FI}$  超过 100 mm 后,下降速率显著加快,导致传能性能明显劣化。综合考虑耦合性能与结构紧凑性,建议将  $W_{FI}$  设定为 100 mm。优化结果表明,在耦合性能接近的情况下,所提出结构所需的铁氧体材料仅为全覆盖型磁耦合机构的 75%,而耦合系数仍可达到其 91.6%。最终确定的 GFSP 磁耦合机构关键结构参数如表 1 第 3 列所示。



(a) 绕组匝数  $N_c$  和绕组匝间距  $S_L$  对耦合系数影响规律

(a) Influence of the number of turns  $N_c$  and winding spacing  $S_L$  on the coupling coefficient



(b) 铁氧体开窗边长  $W_{FI}$  对耦合系数影响规律

(b) Influence of ferrite window length  $W_{FI}$  on the coupling coefficient

图 3 待优化参数对耦合系数影响规律

Fig. 3 Influence of parameters to be optimized on the coupling coefficient



图4展示了GFSP磁耦合机构在不同不对准位置下互感与耦合系数的变化规律。图4(a)表明,当耦合机构在 $X$ 轴方向发生偏移时,互感 $M_{T1R1}$ 几乎保持不变, $M_{T2R2}$ 略有下降,但整体 $k_{\text{Eff}}$ 波动较小,表明该结构在 $X$ 向具有良好的鲁棒性。图4(b)显示,在 $Y$ 轴方向偏移时, $M_{T2R2}$ 变化不显著, $M_{T1R1}$ 出现一定下降,但整体耦合系数依然保持稳定,说明该结构在 $Y$ 向同样具备良好的抗偏移能力。图4(c)则表明,在 $Z$ 轴方向偏移时, $M_{T1R1}$ 与 $M_{T2R2}$ 均呈一致的下降趋势,说明该结构在垂直方向的互感变化具有对称性,有助于提升系统的传能一致性。

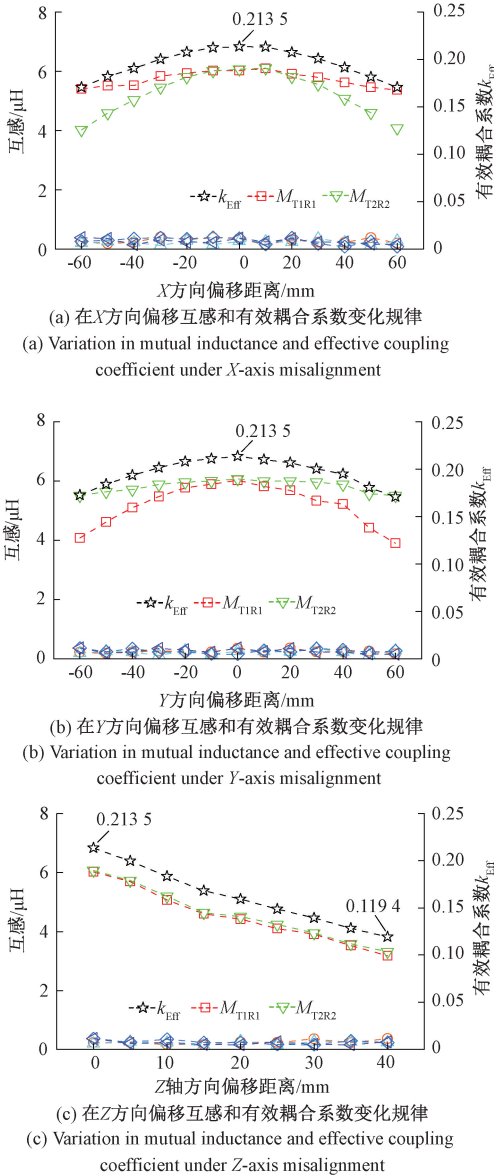


图4 待优化参数对耦合系数影响规律

Fig. 4 Variation of mutual inductance and effective coupling coefficient under different misalignments

综上所述,采用的GFSP磁耦合机构在结构优化和抗偏移性能方面表现良好。通过线圈参数与铁氧体结构的协同优化,在提升耦合系数的同时有效降低了铁氧体用量,实现系统轻量化。该结构采用对称布局与自屏蔽设计,仿真结果表明在 $X/Y/Z$ 方向偏移下耦合性能波动较小,具备良好的抗偏移能力。该特性源于结构设计本身,为系统稳定运行和工程应用提供了保障。

## 2 电路拓扑建模与输出特性分析

### 2.1 电路拓扑等效模型

为便于分析,单管逆变电路输出可以等效为电压幅值恒定为 $U_{\text{Inv}}$ 的电压源,将串联补偿支路1的负载等效为交流电阻 $R_{\text{AC1}}$ ,串联补偿支路2的负载等效为交流电阻 $R_{\text{AC2}}$ ,采用基波近似法对单管WPT系统电路拓扑进行分析。得到所提单管WPT系统电路拓扑等效模型如图5所示。

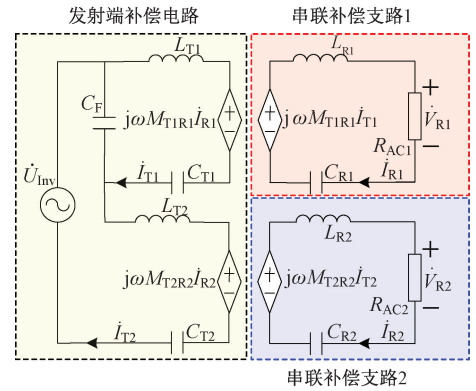


图5 单管WPT系统混合补偿电路拓扑等效模型

Fig. 5 Equivalent circuit model of the hybrid-compensated single-switch WPT system

系统谐振角频率 $\omega_0$ 如式(5)所示。

$$\omega_0 = 1 / \sqrt{L_{T1} \frac{C_F C_{T1}}{C_F + C_{T1}}} = 1 / \sqrt{L_{T2} \frac{C_F C_{T2}}{C_F + C_{T2}}} = 1 / \sqrt{L_{R1} C_{R1}} = 1 / \sqrt{L_{R2} C_{R2}} \quad (5)$$

系统工作在谐振角频率 $\omega_0$ 下,根据基尔霍夫电压定律可以得到式(6)。

$$\begin{cases} \dot{U}_{\text{Inv}} = -\dot{I}_{T1} / j\omega C_F - j\omega M_{T2R2} \dot{I}_{R2} \\ 0 = -\dot{I}_{T2} / j\omega C_F - j\omega M_{T1R1} \dot{I}_{R1} \\ 0 = \dot{I}_{R1} R_{\text{AC1}} - j\omega M_{T1R1} \dot{I}_{T1} \\ 0 = \dot{I}_{R2} R_{\text{AC2}} - j\omega M_{T2R2} \dot{I}_{T2} \end{cases} \quad (6)$$

并解得相关电流表达式如式(7)所示。

$$\begin{cases} \dot{I}_{T1} = -\frac{j\omega C_F R_{AC1} R_{AC2} \dot{U}_{Inv}}{C_F^2 M_{T1R1}^2 M_{T2R2}^2 \omega^6 + R_{AC1} R_{AC2}} \\ \dot{I}_{T2} = \frac{\omega^4 C_F^2 M_{T1R1}^2 R_{AC2} \dot{U}_{Inv}}{C_F^2 M_{T1R1}^2 M_{T2R2}^2 \omega^6 + R_{AC1} R_{AC2}} \\ \dot{I}_{R1} = \frac{\omega^2 C_F M_{T1R1} R_{AC2} \dot{U}_{Inv}}{C_F^2 M_{T1R1}^2 M_{T2R2}^2 \omega^6 + R_{AC1} R_{AC2}} \\ \dot{I}_{R2} = \frac{j\omega^5 C_F^2 M_{T1R1}^2 M_{T2R2} \dot{U}_{Inv}}{C_F^2 M_{T1R1}^2 M_{T2R2}^2 \omega^6 + R_{AC1} R_{AC2}} \end{cases} \quad (7)$$

进一步,由式(7)可得输入阻抗  $Z_{IN}$  如式(8)所示。

$$Z_{IN} = \frac{\dot{U}_{Inv}}{\dot{I}_{T2}} = \frac{(\omega M_{T1R1})^2}{R_{O1}} + \frac{R_{O2} M_{T2R2}^2}{L_F^2} \quad (8)$$

并求得输出电压幅值  $V_{R1}$  和  $V_{R2}$  如式(9)所示。

$$\begin{cases} V_{R1} = \frac{C_F M_{T1R1} R_{AC1} R_{AC2} U_{Inv} \omega^2}{C_F^2 M_{T1R1}^2 M_{T2R2}^2 \omega^6 + R_{AC1} R_{AC2}} \\ V_{R2} = -\frac{j C_F^2 M_{T1R1}^2 M_{T2R2} R_{AC2} U_{Inv} \omega^5}{C_F^2 M_{T1R1}^2 M_{T2R2}^2 \omega^6 + R_{AC1} R_{AC2}} \end{cases} \quad (9)$$

此时,令两路输出电压值  $V_{R1}$  和  $V_{R2}$  相等,则可以得到等效负载电阻值,为分析系统的工作模式切换特性,将其定义为临界负载电阻  $R_T$ ,如式(10)所示。

$$R_T = \omega^3 C_F M_{T1R1} M_{T2R2} \quad (10)$$

其中,  $R_T$  值的计算不仅基于电池内阻和负载的理论模型,还充分考虑了系统的使用环境和负载电阻的变化。通过分析系统的工作条件和电池特性,在理论推导的基础上计算出  $R_T$  值,并确保该值能够适应各种负载情况。这一优化设计保证了系统在不同负载条件下能够稳定运行,并最大化输出功率和系统效率。

由于两补偿支路经整流滤波后输出并联连接,因此电池负载等效电阻如式(11)所示。

$$R_{Bat} = \frac{R_{AC1} R_{AC2} \pi^2}{8(R_{AC1} + R_{AC2})} \quad (11)$$

当  $R_{Bat} < R_T$  时,  $V_{R1} < V_{R2}$ , 当  $R_{Bat} > R_T$  时,  $V_{R1} > V_{R2}$ 。因此,该临界负载电阻  $R_T$  对应的负载点即为系统工作模式发生切换的界限,如式(10)和(11)所示,负载转折电阻  $R_T$  由电池内阻和电路参数计算得到。当负载电阻小于  $R_T$  时,系统工作在 CCO 模式;当负载电阻大于  $R_T$  时,系统切换到 CVO 模式。

CCO 与 CVO 模式的切换由电池内阻的变化决定。当电池内阻达到临界电阻值时,系统切换至恒压输出;低于该值时,系统切换至恒流输出。该机制确保了系统能够根据负载自动调整工作模式,从而优化充电过程的效率。模式切换的响应时间与内阻的变化速率相关,而非固定的时间阈值。

## 2.2 系统输出特性分析

随等效负载电阻  $R_{Bat}$  变化系统的两种工作模式等效模型如图 6 所示。

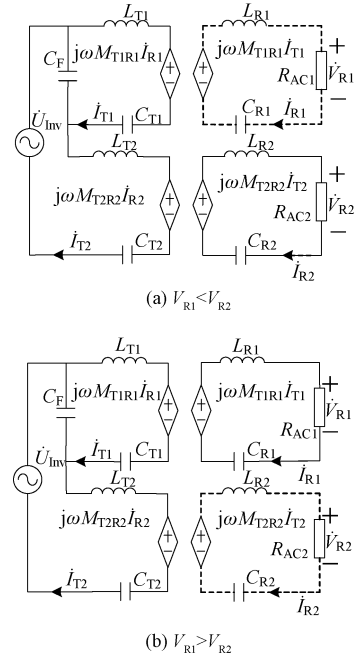


图 6 系统工作模式等效模型

Fig. 6 Equivalent circuit model of the system operating modes

充电开始时,电池的等效电阻值较小,因此  $V_{R1}$  电压幅值较小,输出电压幅值主要由  $V_{R2}$  决定,系统同时由补偿支路 1 和补偿支路 2 进行互补功率输出。在该分析过程中,  $R_{AC1}$  的值始终是恒定的,输出直流电压幅值  $V_{Bat}$  如式(12)所示。

$$V_{Bat} = \frac{\pi}{4} V_{O2} = \frac{\pi \omega M_{T2R2} I_{T2}}{4} \quad (12)$$

根据输入输出功率守恒,电池充电电流可进一步表示为式(13),即:

$$I_{Bat} = \frac{8U_{Inv}}{\omega \pi^2 M_{T2R2}} = \frac{4\sqrt{2} V_{P1}}{\omega \pi^2 M_{T2R2}} \quad (13)$$

式中:  $V_{P1}$  为单管逆变电路输出电压幅值。

当  $V_{R1} > V_{R2}$  时,系统输出依赖  $V_{R1}$ , 补偿支路 2 被阻塞,其输出开路,  $R_{AC2}$  电阻趋向于无穷大。此时补偿支路 2 电流  $I_{R2} = 0$ , 则反射到一次侧的阻抗近似为 0。因此系统工作于补偿支路 1, 补偿支路 2 基本不工作,  $R_{AC1}$  电阻取决于负载电阻的大小,此时混合补偿拓扑退化为 LCC-S 补偿拓扑,具有输出电压与负载无关的恒压输出特性。

此模式系统等效输入阻抗  $Z_{IN}$  表达式为式(14),即:

$$Z_{IN} = \frac{R_{AC1}}{\omega^4 C_F^2 M_{T1R1}^2} \quad (14)$$

输出电压幅值  $V_{Bat}$  可以表示为式(15),即:

$$V_{\text{Bat}} = \frac{\omega^2 \pi M_{\text{TIR1}} C_{\text{F}} U_{\text{Inv}}}{4} = \frac{\sqrt{2} \omega^2 \pi M_{\text{TIR1}} C_{\text{F}} V_{\text{P1}}}{8} \quad (15)$$

由式(15)可知,输出电压与负载无关,电路可以在 CVO 模式下工作。通过调整电容  $C_{\text{F}}$  可以实现输出电压的更大设计自由度。

此外,所提出的电路结构具备处理负载短路和开路情况的能力。当负载短路时,系统自动进入 CCO 模式;当负载开路时,系统则切换至 CVO 模式,均可实现稳定运行。若接收端线圈意外移除,补偿支路 1 的映射阻抗趋于无穷大,补偿支路 2 的映射阻抗趋于 0,恒流电流仍注入发射线圈  $L_{\text{T1}}$ ,且不会对发射端电路造成损坏,因而可省略相应的检测与保护电路设计,提升系统简洁性与可靠性。

3 仿真分析与实验验证

3.1 仿真分析

为了验证所提出单管 WPT 系统混合补偿拓扑的软开关特性和 CCO 与 CVO 自切换特性,利用 MATLAB/Simulink 软件搭建了单管 WPT 系统电路仿真模型,电路参数如表 2 所示。

表 2 仿真模型电路参数

Table 2 Circuit parameters of the simulation model

| 参数               | 数值                  | 参数                | 数值                  | 参数                | 数值                 |
|------------------|---------------------|-------------------|---------------------|-------------------|--------------------|
| $V_{\text{DC}}$  | 48.0 V              | $L_{\text{T1}}$   | 24.06 $\mu\text{H}$ | $C_{\text{T1}}$   | 46.90 nF           |
| $f$              | 200.0 kHz           | $L_{\text{T2}}$   | 24.39 $\mu\text{H}$ | $C_{\text{T2}}$   | 45.80 nF           |
| $L_{\text{Inv}}$ | 5.0 $\mu\text{H}$   | $L_{\text{R1}}$   | 24.19 $\mu\text{H}$ | $C_{\text{R1}}$   | 26.17 nF           |
| $C_{\text{Inv}}$ | 65.0 nF             | $L_{\text{R2}}$   | 24.26 $\mu\text{H}$ | $C_{\text{R2}}$   | 26.06 nF           |
| $C_{\text{F}}$   | 60.0 $\mu\text{F}$  | $M_{\text{T1R1}}$ | 6.30 $\mu\text{H}$  | $M_{\text{T2R2}}$ | 6.60 $\mu\text{H}$ |
| $C_{\text{O}}$   | 220.0 $\mu\text{F}$ | $V_{\text{Bat}}$  | 36.00 V             | $I_{\text{Bat}}$  | 6.00 A             |

图 7 为仿真结果开关管 ZVS 工作波形。如图 7(a) 所示,当  $R_{\text{Bat}}$  为 3  $\Omega$  时,电路工作于 CCO 模式,开关管的漏源电压峰值  $V_{\text{DS}}$  为 183.0 V,在开关管开启前漏源极电压  $V_{\text{DS}}$  已降为 0,实现开关管 ZVS 开通;如图 7(b) 所示,当  $R_{\text{Bat}}$  为 30  $\Omega$  时,开关管的漏源电压峰值  $V_{\text{DS}}$  为 182.6 V,同样实现开关管 ZVS 开通。由此证明开关管在 CCO 模式和 CVO 模式均可实现与负载无关的零电压开通。

图 8 为仿真结果整流输入电压电流波形。如图 8(a) 所示,当  $R_{\text{Bat}}$  为 3  $\Omega$  时,电路工作于 CCO 模式,支路 1 与支路 2 的整流前输入电压均为 36.69 V,电流分别为 3.45 和 3.43 A,电压电流同相,均处于谐振状态。

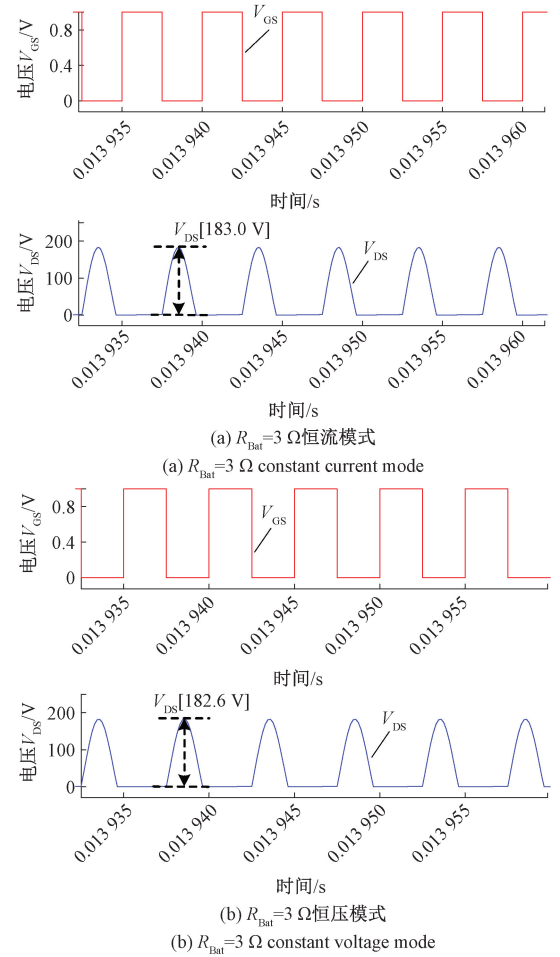
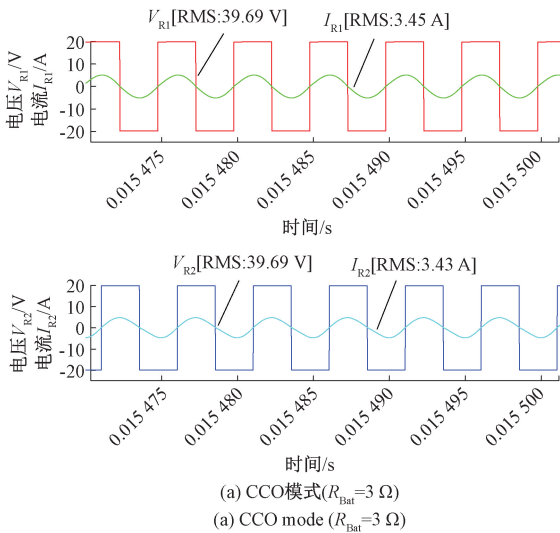


图 7 开关管 ZVS 工作波形

Fig. 7 ZVS operating waveforms of the switching device

如图 8(b) 所示,当  $R_{\text{Bat}}$  为 30  $\Omega$  时,电路工作于 CCO 模式,支路 1 整流前输入电压  $V_{\text{R1}}$  有效值为 36.69 V,电流  $I_{\text{R1}}$  有效值为 3.45 A,电压电流相位相同,支路 1 保持谐振状态;支路 2 整流前输入电压  $V_{\text{R2}}$  有效值为 16.55 V,



(a) CCO模式( $R_{\text{Bat}}=3\ \Omega$ )

(a) CCO mode( $R_{\text{Bat}}=3\ \Omega$ )



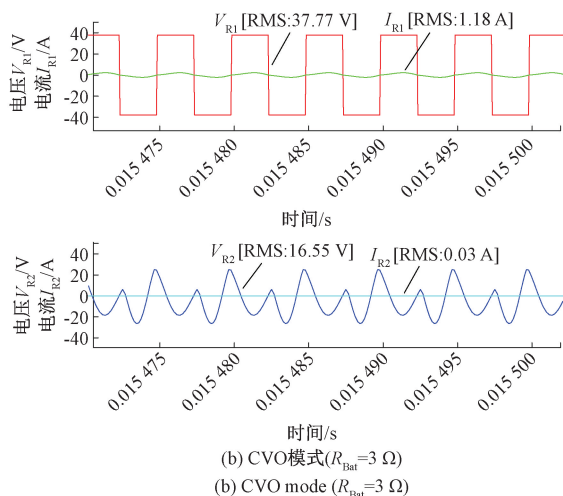


图 8 整流输入电压电流波形

Fig. 8 Input voltage and current waveforms of the rectifier

电流  $I_{R2}$  有效值为 0.03 A, 支路 2 几乎无功率输出, 与理论分析一致。

图 9 为仿真结果负载切换动态波形图。如图 9(a) 所示, 当  $R_{\text{Bat}}$  从  $1\ \Omega \rightarrow 2\ \Omega \rightarrow 3\ \Omega$  切换时, 输出电压  $V_{\text{Bat}}$  实现  $6.41\ \text{V} \rightarrow 12.30\ \text{V} \rightarrow 18.24\ \text{V}$  变化, 输出电流  $I_{\text{Bat}}$  实现  $6.14\ \text{A} \rightarrow 6.12\ \text{A} \rightarrow 6.08\ \text{A}$  的变化, 波动  $<1\%$ , 输出电流可

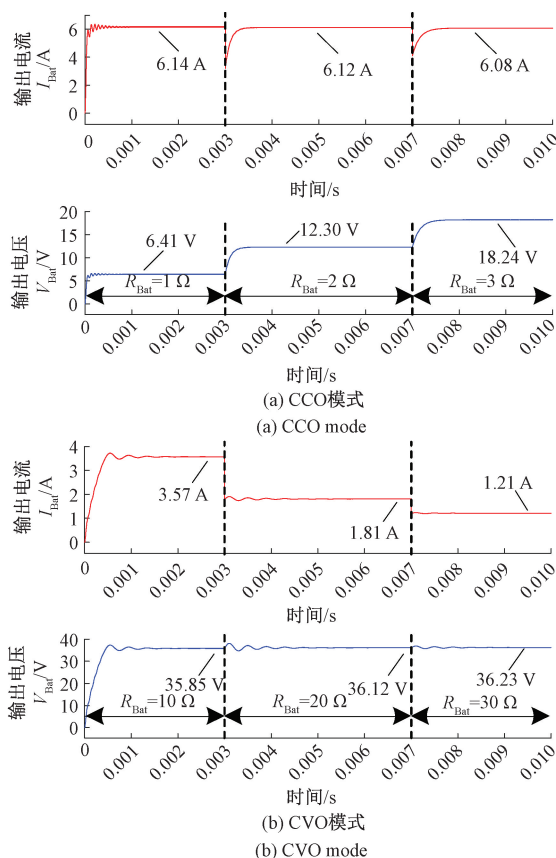


图 9 负载切换动态波形

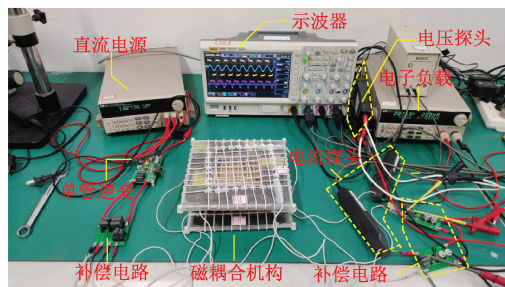
Fig. 9 Dynamic waveforms during load switching

维持在 6 A, 证明了系统电路拓扑具有负载无关 CCO 的特性。如图 9(b) 所示, 当  $R_{\text{Bat}}$  从  $10\ \Omega \rightarrow 20\ \Omega \rightarrow 30\ \Omega$  切换时, 输出电流  $I_{\text{Bat}}$  实现  $3.57\ \text{A} \rightarrow 1.81\ \text{A} \rightarrow 1.21\ \text{A}$  的变化, 输出电压  $V_{\text{Bat}}$  实现  $35.85\ \text{V} \rightarrow 36.12\ \text{V} \rightarrow 36.23\ \text{V}$  变化, 波动  $<1\%$ , 输出电压可维持在 36 V 左右, 证明了系统电路拓扑具有负载无关 CVO 的特性。

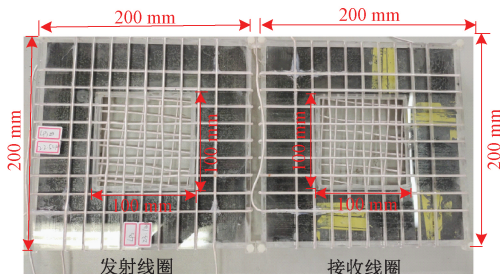
综上所述, 仿真结果验证了所提出单管混合式 WPT 系统具备 ZVS 软开关特性及负载无关的 CCO 与 CVO 输出能力。两种模式下均实现 ZVS, 有效降低开关损耗。系统在谐振状态下电压电流同相, 符合理论分析。负载切换测试表明, 输出电流、电压稳定性良好, 进一步验证了拓扑的稳定性与可靠性。

### 3.2 实验验证

为了验证所提单管 WPT 系统的软开关、抗偏移特性以及 CCO 与 CVO 自切换特性, 搭建如图 10 所示实验样机平台, 电路参数如表 3 所示。采用电子负载来模拟电池内阻, 其设置范围覆盖理论推导得到的工作状态折点。发射和接收机构均采用 GFSP 线圈, 所有绕组使用  $0.1\ \text{mm} \times 250$  股的利兹线绕制, 铁氧体外尺寸为  $200\ \text{mm} \times 200\ \text{mm} \times 2\ \text{mm}$ , 开窗边长为  $100\ \text{mm}$ , 其结构参数与表 1 所列一致, 发射线圈和接收线圈的传输间距为  $70\ \text{mm}$ 。



(a) 实验平台  
(a) Experimental platform



(b) GFSP磁耦合机构  
(b) GFSP magnetic coupling mechanism

图 10 实验样机平台

Fig. 10 Experimental prototype setup

图 11 为实验样机在 CCO 模式下开关管 ZVS 工作波形。结果显示, 当磁耦合机构分别处于正对齐、沿 X、Y 和 Z 轴偏移 30 mm 的位置时, 开关管的漏源电压峰值  $V_{\text{DS}}$  分别为 176.7、175.4、175.4 和 173.2 V, 在开通前  $V_{\text{DS}}$

表 3 实验样机电路参数

Table 3 Circuit parameters of the experimental prototype

| 参数              | 数值    | 参数               | 数值    | 参数               | 数值    |
|-----------------|-------|------------------|-------|------------------|-------|
| $V_{DC}/V$      | 48    | $L_{T1}/\mu H$   | 24.06 | $C_{T1}/nF$      | 45.34 |
| $f/kHz$         | 200   | $L_{T2}/\mu H$   | 24.37 | $C_{T2}/nF$      | 44.46 |
| $L_{Inv}/\mu H$ | 4.78  | $L_{R1}/\mu H$   | 24.19 | $C_{R1}/nF$      | 25.89 |
| $C_{Inv}/nF$    | 66.24 | $L_{R2}/\mu H$   | 24.26 | $C_{R2}/nF$      | 26.04 |
| $C_F/nF$        | 62.65 | $M_{T1R1}/\mu H$ | 6.31  | $M_{T2R2}/\mu H$ | 6.58  |
| $C_O/\mu F$     | 272   | $V_{Bat}/V$      | 36    | $I_{Bat}/A$      | 6     |

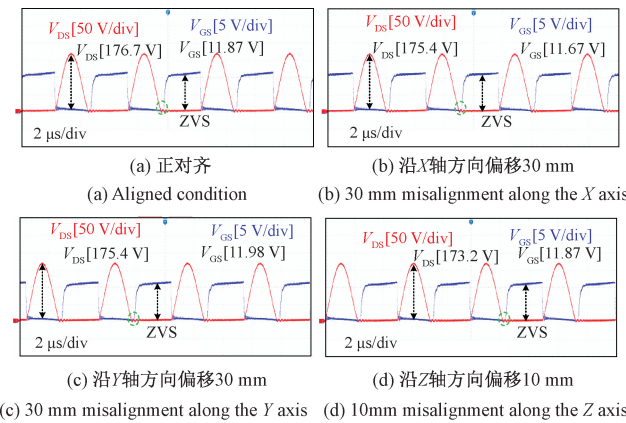


图 11 CCO 模式下开关管 ZVS 工作波形  
Fig. 11 ZVS waveforms of the switch under CCO mode

均降为 0, 实现 ZVS 开通。上述结果验证了所提出系统在 CCO 模式下具备良好的 ZVS 特性, 且不受磁耦合位置变化的影响。

图 12 为实验样机在 CVO 模式下开关管 ZVS 工作波形。结果显示, 当磁耦合机构分别处于正对齐、沿 X、Y 轴和 Z 轴偏移 30 mm 的位置时, 开关管漏源电压  $V_{DS}$  峰值分别为 176.1、175.2、175.2 和 173.2 V, 在开通前  $V_{DS}$  均降为 0, 实现 ZVS 开通。结果表明, 所提出系统在 CVO

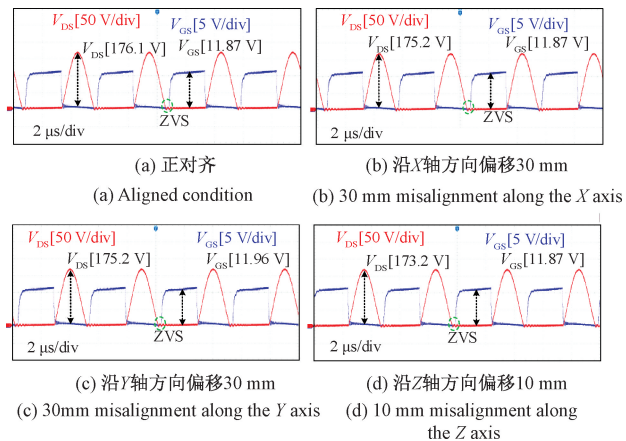


图 12 CVO 模式下开关管 ZVS 工作波形  
Fig. 12 ZVS waveforms of the switch under CVO mode

模式下同样具备稳定的 ZVS 特性, 且不受磁耦合位置变化影响。

图 13 为实验样机 CCO 模式下整流输入电压电流波形。结果显示, 当磁耦合机构处于正对齐位置时, 支路 1 整流输入电压和电流有效值分别为 20.16 V 和 3.37 A, 支路 2 整流输入电压和电流有效值分别为 20.41 V 和 3.52 A; 当沿 X、Y、Z 轴分别偏移 30、30、10 mm 时, 两路补偿支路的整流前输入电压  $V_{R1}$ 、 $V_{R2}$  和电流  $I_{R1}$ 、 $I_{R2}$  有效值均有所提升, 电压、电流相位始终一致, 表明系统持续处于谐振状态。

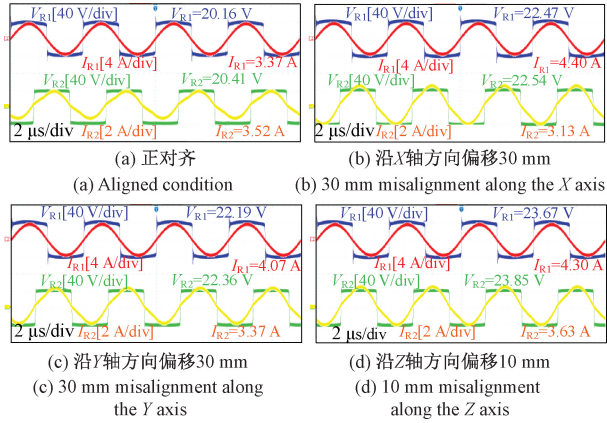


图 13 CCO 模式下整流输入电压电流波形  
Fig. 13 Input voltage and current waveforms of the rectifier under CCO mode

上述结果表明, 在 CCO 模式下, 发生偏移时整流前输入电流略有上升。这是由于恒流模式下输出电压由串联支路 2 的输出电压决定, 而该支路采用 S-S 型补偿。随着耦合系数下降, 输出电流上升, 与理论分析一致。此外, 电压和电流的相位均保持一致, 说明系统处于谐振状态, 从而保证了系统的稳定运行。

图 14 显示了实验样机在 CVO 模式下整流前的输入电压与电流波形。结果显示, 当磁耦合机构处于正对齐位置时, 支路 1 整流输入电压和电流有效值分别为 39.21 V 和 1.14 A, 支路 2 整流输入电压和电流有效值分别为 15.39 V 和 0.02 A; 当沿 X、Y、Z 轴分别偏移 30、30、10 mm 时, 支路 1 电压略有下降, 输入电流保持在约 1 A 左右, 支路 2 输入电流始终接近为 0。

上述结果表明, 在 CVO 模式下, 发生偏移时整流前输入电压略有下降。这是由于恒压模式下输出电压由支路 1 的输出电压决定, 而该支路采用 LCC-S 型补偿。随着耦合系数下降, 输出电压下降, 与理论分析一致。支路 1 的电压和电流相位保持一致, 表明补偿支路 1 处于谐振状态, 而支路 2 的输入电流几乎为 0, 说明其无功功率输出, 即支路 2 处于截止状态。这一实验结果与理论分析一致。

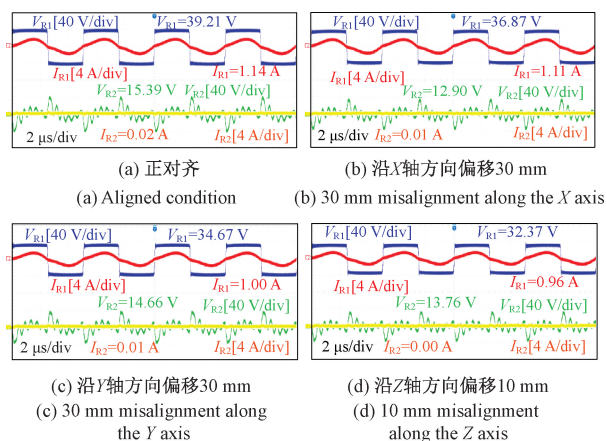


图 14 CVO 模式下整流输入电压电流波形

Fig. 14 Input voltage and current waveforms of the rectifier under CVO mode

图 15 为实验样机 CCO 模式下负载切换动态波形图。从图 15 中可以看出,等效负载电阻  $R_{\text{Bat}}$  从  $2\ \Omega$  切换至  $3\ \Omega$  过程,当磁耦合机构正对齐时,输出电压  $V_{\text{Bat}}$  从  $12.44\ \text{V}$  切换至  $18.42\ \text{V}$ ,输出电流  $I_{\text{Bat}}$  从  $6.22\ \text{A}$  切换至  $6.14\ \text{A}$ ,输出电流波动变化  $<1\%$ ;当沿  $X$  轴偏移  $30\ \text{mm}$  时,输出电压  $V_{\text{Bat}}$  从  $13.69\ \text{V}$  切换至  $20.43\ \text{V}$ ,输出电流  $I_{\text{Bat}}$  从  $6.85\ \text{A}$  切换至  $6.81\ \text{A}$ ,输出电流波动变化  $<2\%$ ;当沿  $Y$  轴偏移  $30\ \text{mm}$  时,输出电压  $V_{\text{Bat}}$  从  $13.62\ \text{V}$  切换至  $20.16\ \text{V}$ ,输出电流  $I_{\text{Bat}}$  从  $6.81\ \text{A}$  切换至  $6.74\ \text{A}$ ,输出电流波动变化  $<2\%$ ;当沿  $Z$  轴偏移  $10\ \text{mm}$  时,输出电压  $V_{\text{Bat}}$  从  $14.66\ \text{V}$  切换至  $21.81\ \text{V}$ ,输出电流  $I_{\text{Bat}}$  从  $7.33\ \text{A}$  切换至  $7.27\ \text{A}$ ,输出电流波动变化  $<2\%$ 。

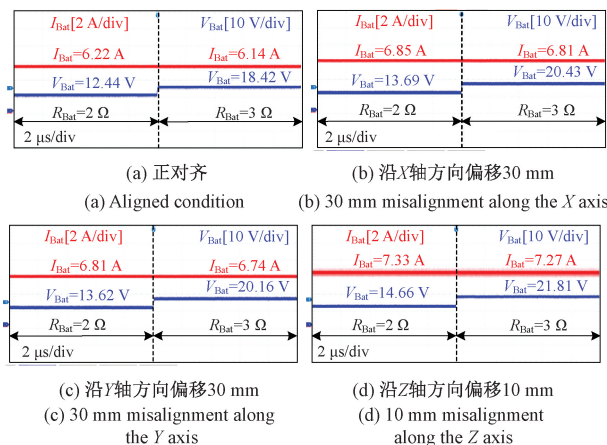


图 15 CCO 模式下负载切换动态波形

Fig. 15 Dynamic waveforms during load switching under CCO mode

因此,在 CCO 模式下,无论磁耦合机构处于正对齐位置还是偏移位置,在负载切换时系统均能够有效地维持稳定的输出电流,电流波动始终控制在  $2\%$  以下,验证了其优异的抗偏移能力与鲁棒性。

图 16 为实验样机 CVO 模式下负载切换动态波形图。从图 16 中可以看出,等效负载电阻  $R_{\text{Bat}}$  从  $20\ \Omega$  切换至  $30\ \Omega$  过程,当磁耦合机构正对齐时,输出电流  $I_{\text{Bat}}$  从  $1.81\ \text{A}$  切换至  $1.21\ \text{A}$ ,输出电压  $V_{\text{Bat}}$  从  $36.10\ \text{V}$  切换至  $36.26\ \text{V}$ ,输出电压波动变化  $<1\%$ ;当沿  $X$  轴偏移  $30\ \text{mm}$  时,输出电流  $I_{\text{Bat}}$  从  $1.68\ \text{A}$  切换至  $1.13\ \text{A}$ ,输出电压  $V_{\text{Bat}}$  从  $33.67\ \text{V}$  切换至  $33.81\ \text{V}$ ,输出电压波动变化  $<1\%$ ;当沿  $Y$  轴偏移  $30\ \text{mm}$  时,输出电流  $I_{\text{Bat}}$  从  $1.55\ \text{A}$  切换至  $1.05\ \text{A}$ ,输出电压  $V_{\text{Bat}}$  从  $31.05\ \text{V}$  切换至  $31.58\ \text{V}$ ,输出电压波动变化  $<1\%$ ;当沿  $Z$  轴偏移  $10\ \text{mm}$  时,输出电流  $I_{\text{Bat}}$  从  $1.48\ \text{A}$  切换至  $0.99\ \text{A}$ ,输出电压  $V_{\text{Bat}}$  从  $29.65\ \text{V}$  切换至  $29.78\ \text{V}$ ,输出电压波动变化  $<1\%$ 。

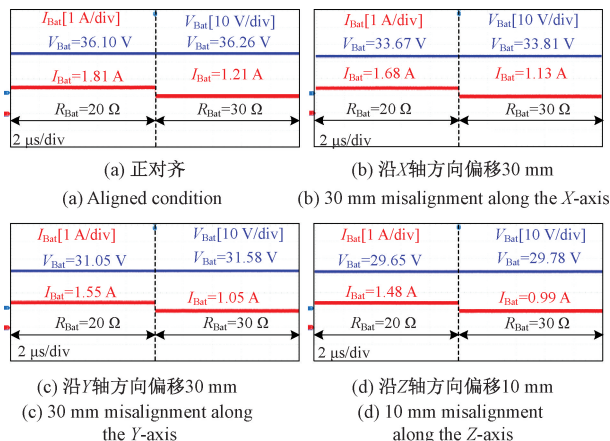


图 16 CVO 模式下负载切换动态波形

Fig. 16 Dynamic waveforms during load switching under CVO mode

因此,在 CVO 模式下,无论磁耦合机构处于正对齐位置还是偏移位置,在负载切换时系统均能有效地维持稳定的输出电压,电压波动始终控制在  $1\%$  以下,验证了其优异的抗偏移能力与鲁棒性。

图 17 为耦合机构正对齐时输出电压电流变化曲线图。从图 17 中可以看出,当磁耦合机构正对齐时,负载转折电阻  $R_{\text{T}}$  约为  $6\ \Omega$  左右,当负载等效电阻  $R_{\text{Bat}} < R_{\text{T}}$  时,系统工作于 CCO 模式,输出电流  $I_{\text{Bat}}$  保持为  $6.1\ \text{A}$  左右;当负载等效电阻  $R_{\text{Bat}} > R_{\text{T}}$  时,系统切换至 CVO 模式,输出电压  $V_{\text{Bat}}$  保持为  $36.5\ \text{V}$  左右。

因此,该系统能够根据负载等效电阻的变化自适应调整输出模式,在负载较小时维持恒流输出,在负载较大时切换至 CVO。在 CVO 阶段,输出电压值有较小的上升,但总体较为稳定。实验结果与理论分析基本一致,验证了系统的有效性。

图 18 为耦合机构沿  $X$  轴方向偏移时输出电压电流变化曲线图。从图 18 中可以看出,当沿  $X$  轴偏移  $30\ \text{mm}$  时, $R_{\text{T}}$  约为  $5\ \Omega$  左右,当负载等效电阻  $R_{\text{Bat}} < R_{\text{T}}$  时,系统



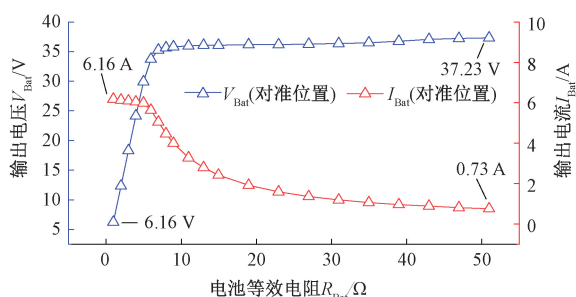


图 17 正对齐输出电压电流变化曲线

Fig. 17 Output voltage and current variation curves under aligned condition

工作于 CCO 模式, 输出电流  $I_{\text{Bat}}$  保持为 6.8 A 左右; 当  $R_{\text{Bat}} > R_{\text{T}}$  时, 系统切换至 CVO 模式, 输出电压  $V_{\text{Bat}}$  保持为 33.5 V 左右; 当沿 X 轴偏移 60 mm 时,  $R_{\text{T}}$  下降至为 4  $\Omega$  左右, 当  $R_{\text{Bat}} < R_{\text{T}}$  时, 系统工作于 CCO 模式, 输出电流  $I_{\text{Bat}}$  保持为 9.1 A 左右; 当  $R_{\text{Bat}} > R_{\text{T}}$  时, 系统切换至 CVO 模式, 输出电压  $V_{\text{Bat}}$  保持为 33.3 V 左右。

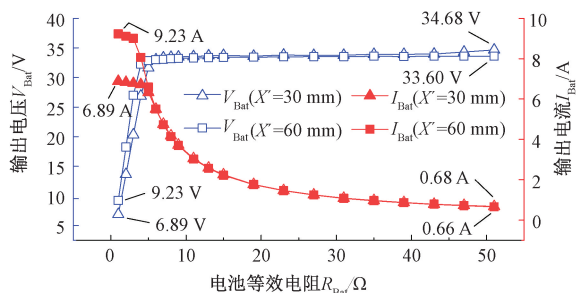


图 18 沿 X 轴方向偏移输出电压电流变化曲线

Fig. 18 Output voltage and current variation curves under X-axis misalignment

由图 18 可知, 随着磁耦合机构沿 X 轴偏移距离的增加, 系统的转折电阻逐渐减小, CCO 模式下输出电流增大, 而 CVO 模式下输出电压基本保持恒定。这主要是由于 GFSP 磁耦合结构沿 X 轴偏移时, 互感  $M_{\text{T1R1}}$  下降较缓慢, 因此输出电压保持较为恒定, 而互感  $M_{\text{T2R2}}$  下降较为剧烈, 因此输出电流有所增加。实验结果验证了系统磁耦合机构沿 X 轴方向偏移工况下的有效性, 进一步证明了其对负载变化的自适应能力。

图 19 为耦合机构沿 Y 轴方向偏移时输出电压电流变化曲线图。从图 19 中可以看出, 当沿 Y 轴偏移 30 mm 时,  $R_{\text{T}}$  约为 5  $\Omega$  左右, 当  $R_{\text{Bat}} < R_{\text{T}}$  时, 系统工作于 CCO 模式, 输出电流  $I_{\text{Bat}}$  保持为 6.4 A 左右; 当  $R_{\text{Bat}} > R_{\text{T}}$  时, 系统切换至 CVO 模式, 输出电压  $V_{\text{Bat}}$  保持为 31.6 V 左右; 当沿 Y 轴偏移 60 mm 时,  $R_{\text{T}}$  下降至为 4  $\Omega$  左右, 当  $R_{\text{Bat}} < R_{\text{T}}$  时, 系统工作于 CCO 模式, 输出电流  $I_{\text{Bat}}$  保持为 6.5 A 左右; 当  $R_{\text{Bat}} > R_{\text{T}}$  时, 系统切换至 CVO 模式, 输出电压  $V_{\text{Bat}}$  保持为 23.5 V 左右。

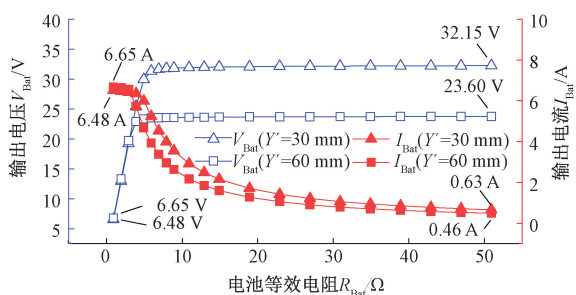


图 19 沿 Y 轴方向偏移输出电压电流变化曲线

Fig. 19 Output voltage and current variation curves under Y-axis misalignment

由图 19 可知, 随着沿 Y 轴方向偏移距离的增加, 转折电阻有所降低, CCO 模式下输出电流变化不大, 而 CVO 模式下输出电压显著下降。这是由于 GFSP 磁耦合机构沿 Y 轴方向偏移时, 互感  $M_{\text{T2R2}}$  下降较缓慢, 因此输出电流保持较为恒定, 表现出较高抗偏移特性, 而互感  $M_{\text{T1R1}}$  下降较为剧烈, 因此输出电流下降较为明显, 但依然能较稳定维持输出。实验结果验证了系统沿 Y 轴方向偏移工况下的有效性, 进一步证明了其对负载变化的自适应能力。

图 20 为耦合机构沿 Z 轴方向偏移时输出电压电流变化曲线图。从图 20 中可以看出, 当沿 Z 轴偏移 10 mm 时,  $R_{\text{T}}$  约为 5  $\Omega$  左右, 当  $R_{\text{Bat}} < R_{\text{T}}$  时, 系统工作于 CCO 模式, 输出电流  $I_{\text{Bat}}$  保持为 7.2 A 左右; 当  $R_{\text{Bat}} > R_{\text{T}}$  时, 系统切换至 CVO 模式, 输出电压  $V_{\text{Bat}}$  保持为 29.5 V 左右; 当沿 Z 轴偏移 20 mm 时,  $R_{\text{T}}$  下降至为 4  $\Omega$  左右, 当  $R_{\text{Bat}} < R_{\text{T}}$  时, 系统工作于 CCO 模式, 输出电流  $I_{\text{Bat}}$  保持为 8.0 A 左右; 当  $R_{\text{Bat}} > R_{\text{T}}$  时, 系统切换至 CVO 模式, 输出电压  $V_{\text{Bat}}$  保持为 26.7 V 左右。

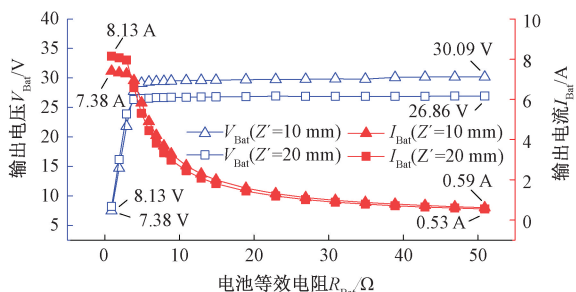


图 20 沿 Z 轴方向偏移输出电压电流变化曲线

Fig. 20 Output voltage and current variation curves under Z-axis misalignment

由图 20 可知, 随着磁耦合机构沿 Z 轴方向偏移距离的增加, 转折电阻有所降低, CCO 模式下输出电流略有上升, 而 CVO 模式下输出电压略有下降。这是因为当 GFSP 磁耦合机构沿 Z 轴方向偏移时, 互感  $M_{\text{T2R2}}$  和互感

$M_{TIR1}$  下降速率一致,因此波动速率也相似,但依然能较稳定维持输出。实验结果验证了系统沿  $Z$  轴方向偏移工况下的有效性,进一步证明了其对负载变化的自适应能力。

图 21 展示了耦合机构正对齐时的输出功率效率曲线。最大输出功率 190 W、最大整机效率 90.6% 出现在负载转折电阻附近,而最低输出功率 27.2 W、最低效率 84.6% 出现在 51  $\Omega$ 。由此可知,系统在负载转折电阻附近达到最佳功率传输和能量转换效率;负载电阻过大时,系统进入 CVO 模式,功率和效率下降,随着负载电阻持续增大,支路 2 空载损耗加剧,导致效率进一步降低。

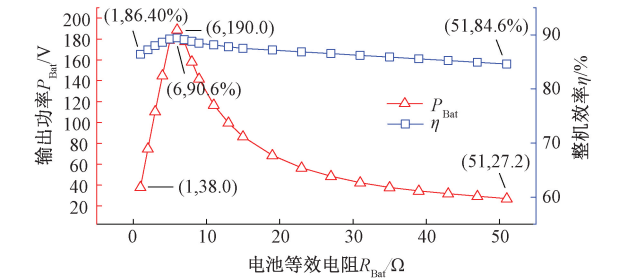


图 21 正对齐输出功率效率实测曲线

Fig. 21 Measured output power and efficiency curves under aligned condition

图 22 展示了系统在输出功率为 200 W 时,各模块的损耗分布情况。在磁耦合结构对准状态下,磁耦合线圈的铜耗和铁芯损耗占比最大,约占总损耗的 48.8%,其次为整流器和补偿电感的损耗,而单管逆变器的损耗占比最小,表明系统具备良好的软开关特性和较高的转换效率。该损耗分布通过实验数据得出,反映了不同模块在工作中的实际表现。

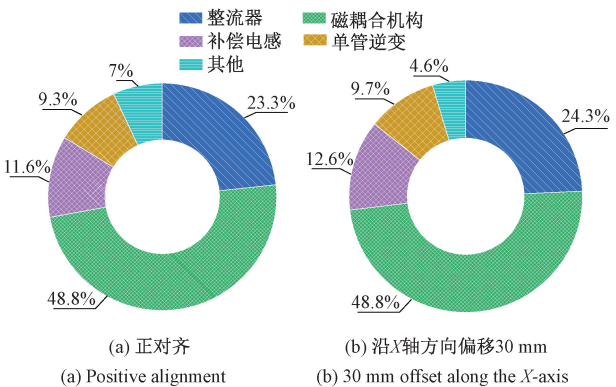


图 22 实验系统损耗分布

Fig. 22 Loss distribution of the experimental system

当接收端在  $X$  轴方向偏移 30 mm 时,耦合系数下降,为了维持输出功率恒定,系统电流增大,逆变器、整流器及补偿电感的损耗随之增加。由于 LCC 补偿网络的恒流特性和磁耦合结构的抗偏移特性,损耗波动较小,验证了所提结构在不同偏移情况下的抗偏移能力及系统效率的稳定性。尽管未进行详细的公式推导,但实验数据表明,系统的损耗特性与现有文献方法一致,且展示了所提方案在不同偏移和负载条件下的优异性能。

通过与现有文献的对比,如表 4 所示,文献[24]采用了两个开关且控制策略复杂;文献[25]未提及偏移距离;文献[26-27]虽然控制策略较为简单,但仍依赖一定的控制环节;文献[28]采用了多个补偿元件,电路较为复杂且未考虑偏移情况。综上所述,本文提出的混合补偿拓扑不仅实现了无外部控制,电路结构简洁,综合性能优于现有方法。

表 4 与现有工作的对比

Table 4 Comparison with existing methods

| 文献   | 线圈数量 | 补偿拓扑类型         | 补偿元件数量 | 切换开关数量 | 控制策略  | 功率/kW | 效率/%  | ZPA 特性 | 偏移距离/mm              | 是否实现恒压恒流输出 |
|------|------|----------------|--------|--------|-------|-------|-------|--------|----------------------|------------|
| [24] | 2    | 混合补偿拓扑         | 10     | 2      | 复杂    | 1.700 | 94.52 | ✓      | X:125<br>Y:125       | 是          |
| [25] | 3    | PS-SS/, PSSLCL | 4      | 0      | 无外部控制 | 1.000 |       | ✓      |                      | 是          |
| [26] | 4    | S/S, S/LCC     | 5      | 0      | 简单    | 1.000 | 92.4  | ✓      | X:30<br>Y:250        | 是          |
| [27] | 3    | S/S, S/LCC     | 5      | 0      | 简单    | 0.410 | 93.7  | ✓      | X:210<br>Y:150       | 是          |
| [28] | 4    | LC 系列补偿网络      | 8      | 0      | 简单    | 0.374 | 90.2  | ✓      |                      | 是          |
| 本文   | 2    | 混合补偿拓扑         | 5      | 0      | 无外部控制 | 0.200 | 90.6  | ✓      | X:30<br>Y:60<br>Z:20 | 是          |

综上所述,实验结果验证了系统在不同工作模式、偏移条件和负载变化下的稳定性,并展示了优良的 ZVS 软开关特性。在 CCO 模式下,系统能够稳定输出恒流,在 CVO 模式下则可维持恒压,并能自适应调整输出模式以满足不同充电阶段的需求。实验还表明,当磁耦合机构沿  $X$  或  $Y$  轴方向偏移 30、60 mm,沿  $Z$  轴方向偏移 10、20 mm 时,系统均能保持谐振。 $X$  轴偏移对 CCO 模式输出电流影响较大, $Y$  轴偏移对 CVO 模式输出电压影响较为明显,而  $Z$  轴偏移对两种模式的影响较为均衡,表明系统具有良好的抗偏移能力。系统在负载转折电阻附近实现最佳传输效率。

## 4 结 论

本研究提出了一种适用于中小功率无线充电场景的单管无线电能传输系统。该系统基于单管拓扑和 LCC-S 串联 S-S 补偿拓扑构建,实现了恒压与恒流模式的自然切换,无需附加控制电路或通讯机制,具有结构简洁、控制策略简单等优点。为提升系统的偏移容限,本文在发射端与接收端均采用 GFSP 线圈,显著增强了系统在空间位移情况下的稳定性和鲁棒性。仿真结果验证了所提拓扑在不同负载条件下具备良好的恒压恒流自切换特性,实验样机在 36 V/6 A 额定条件下运行稳定,进一步证明了系统设计的可行性与有效性。上述研究成果为实现高可靠性、高偏移容限的无线充电系统提供了一种具有可行性的解决方案。

## 参考文献

[1] 陈阳,杨斌,彭云尔,等. 感应式无线电能传输系统抗偏移技术研究综述[J]. 中国电机工程学报, 2023, 43(14): 5537-5557.

CHEN Y, YANG B, PENG Y ER, et al. A review of anti-misalignment techniques for inductive wireless energy transmission systems [J]. Proceedings of the CSEE, 2023, 43(14): 5537-5557.

[2] YANG B, LU Y F, PENG Y ER, et al. Analysis and design of a T/S compensated IPT system for AGV maintaining stable output current versus air gap and load variations[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(5): 6217-6228.

[3] 张信,杨奕,包诗媛,等. 具有宽范围负载能力双向 E#型 WPT 系统研究[J]. 中国电机工程学报, 2025, 45(4): 1610-1623.

ZHANG X, YANG Y, BAO SH Y, et al. Research on bidirectional E# type WPT system with wide range load capacity[J]. Proceedings of the CSEE, 2025, 45(4): 1610-1623.

[4] 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.

[5] 刘耀,肖晋宇,赵小令,等. 无线电能传输技术发展与应用综述[J]. 电工电能新技术, 2023, 42(2): 48-67.

LIU Y, XIAO J Y, ZHAO X L, et al. Review of the development and application of wireless power transmission technology [J]. Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy, 2023, 42(2): 48-67.

[6] 杨奕,曹桂梅,李海啸. 基于 3U 型辅助线圈的无线充电系统定位与方向引导方法[J]. 传感技术学报, 2023, 36(12): 1835-1844.

YANG Y, CAO G M, LI H X. Positioning and direction guidance method of wireless charging system based on 3U auxiliary coil[J]. Chinese Journal of Sensors and Actuators, 2023, 36(12): 1835-1844.

[7] 李厚基,刘明,杨煜志,等. 基于 E 类逆变电路的宽负载范围软开关无线充电补偿网络研究[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(20): 7375-7387.

LI H J, LIU M, YANG Y ZH, et al. Research on soft-switching wireless charging compensation network with wide load range based on class E inverter circuit [J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42(20): 7375-7387.

[8] 杨奕,张葛,曹桂梅,等. 基于多线圈阵列的单管无线电能传输电路优化[J]. 电工技术学报, 2023, 38(20): 5398-5410.

YANG Y, ZHANG G, CAO G M, et al. Optimization of single-transistor wireless power transfer circuit based on multi-coil array[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(20): 5398-5410.

[9] YUAN H, WANG CH F, XIA D W. Research on input-



- parallel single-switch WPT system with load-independent constant voltage output[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2022, 9(1): 1888-1896.
- [10] 谢诗云, 吴莲, 李津, 等. 基于等效负载跟踪的旋转磁场耦合式 WPT 系统最大效率控制方法[J]. 仪器仪表学报, 2024, 45(10): 110-122.
- XIE SH Y, WU L, LI J, et al. Method of maximum efficiency control based on equivalent load tracking in WPT system with rotating magnetic field[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2024, 45(10): 110-122.
- [11] 周晓燕, 王鹤霖, 贾海涛, 等. 一种适用于电动汽车无线充电的恒压恒流混合补偿拓扑[J]. 太阳能学报, 2024, 45(11): 343-351.
- ZHOU X Y, WANG H L, JIA H T, et al. A constant voltage and constant current hybrid compensation topology for wireless charging of electric vehicles [J]. Acta Energiæ Solaris Sinica, 2024, 45(11): 343-351.
- [12] LIU Y R, MADAWALA U K, MAI R K, et al. Zero-phase-angle controlled bidirectional wireless EV charging systems for large coil misalignments[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(5): 5343-5353.
- [13] JIANG Y B, WANG L L, WANG Y, et al. Analysis, design, and implementation of WPT system for EV's battery charging based on optimal operation frequency range[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(7): 6890-6905.
- [14] 李中启, 张晨曦, 王建斌, 等. 基于变频重构 S/SP 拓扑的无线电能传输系统恒流恒压研究[J]. 电工技术学报, 2024, 39(15): 4718-4732.
- LI ZH Q, ZHANG CH X, WANG J B, et al. Research on constant current and constant voltage of wireless power transmission system based on frequency conversion reconstruction S/SP topology[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(15): 4718-4732.
- [15] BERGER A, AGOSTINELLI M, VESTI S, et al. A wireless charging systems applying phase-shift and amplitude control to maximize efficiency and extractable power [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(11): 6338-6348.
- [16] LIU Y Y, FENG H W. Maximum efficiency tracking control method for WPT system based on dynamic coupling coefficient identification and impedance matching network[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2020, 8(4): 3633-3643.
- [17] ZHANG K H, YE T W, YAN ZH CH, et al. Obtaining maximum efficiency of inductive power-transfer system by impedance matching based on Boost converter[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2020, 6(2): 488-96.
- [18] WANG X Q, XU J P, LU S, et al. Single-receiver multi-output inductive power transfer system with independent regulation and unity power factor[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(1): 1159-1171.
- [19] 于天琦, 李建贵, 王琛, 等. 锂电池充电用可切换串联混合拓扑 WPT 系统[J]. 电子测量技术, 2023, 46(21): 1-6.
- YU T Q, LI J G, WANG CH, et al. Switchable series hybrid topology WPT system for lithium battery charging[J]. Electronic Measurement Technology, 2023, 46(21): 1-6.
- [20] WANG D L, QU X H, YAO Y CH, et al. Hybrid inductive-power-transfer battery chargers for electric vehicle onboard charging with configurable charging profile [J]. IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems, 2021, 22(1): 592-599.
- [21] 郭星, 刘利强, 齐咏生, 等. 基于 LCL-LCL/S 混合自切换谐振式无线充电系统[J]. 电工技术学报, 2022, 37(10): 2422-2434.
- GUO X, LIU L Q, QI Y SH, et al. LCL-LCL/S hybrid self-switching resonant wireless charging system [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(10): 2422-2434.
- [22] 杨云虎, 贾维娜, 梁大壮, 等. LCC-LCC/S 自切换恒流-恒压复合型无线电能传输系统[J]. 电工技术学报, 2023, 38(18): 4823-4837, 4852.
- YANG Y H, JIA W N, LIANG D ZH, et al. LCC-LCC/S self-switching constant current-constant voltage composite wireless power transmission system [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(18): 4823-4837, 4852.
- [23] ZHOU L Y, MAI R K, LIU SH P, et al. Minimizing input current of the rectifier of LCC-LCC compensated

- IPT systems by switch-controlled capacitor for improving efficiency[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2022, 58(1): 1010-1021.
- [24] SHEN ZH W, LIU CH, TANG H M, et al. A misalignment-insensitive hybrid reconfigurable wireless charging system for constant-voltage and constant-current outputs based on a novel bipolar coil symmetrical to two perpendicular directions[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2024, 39(12): 16904-16915.
- [25] 吴丽君, 李冠西, 张朱浩伯, 等. 一种具有恒流恒压输出自切换特性的电动汽车无线电能传输系统拓扑[J]. 电工技术学报, 2020, 35(18): 3781-3790.
- WU L J, LI G X, ZHANG ZH H B, et al. A topology of wireless power transmission system for electric vehicles with constant current and constant voltage output self-switching characteristics[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2020, 35(18): 3781-3790.
- [26] LI G X, MA H. A hybrid IPT system with high-misalignment tolerance and inherent CC-CV output characteristics for EVs charging applications[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2021, 10(3): 3152-3160.
- [27] WANG Y ZH, LIU H CH, YU H Y, et al. A hybrid battery wireless charger for self-adapting battery charging curve and anti-misalignment[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Industrial Electronics, 2023, 4(4): 1192-1203.
- [28] WANG J Y, HUANG ZH C. A single-switch WPT circuit with inherent CCO-CVO for battery charging[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2023, 10(1): 1957-1968.
- [29] CAI CH W, LIU X CH, WU SH, et al. A misalignment tolerance and lightweight wireless charging system via reconfigurable capacitive coupling for unmanned aerial vehicle applications [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 38(1): 22-26.
- [30] 任洁, 周坤卓, 李宏超, 等. 基于 DDQ 线圈的双耦合 LCL 拓扑 IPT 系统及其抗偏移方法研究[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(9): 2778-2788.
- REN J, ZHOU K ZH, LI H CH, et al. Research on dual-coupled LCL topology IPT system based on DDQ coil and its anti-offset method[J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(9): 2778-2788.
- [31] LI H J, LIU ZH, PAN B, et al. A wireless power transfer system with high misalignment tolerance and low component count[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2024, 39(3): 3774-3786.
- [32] KIM S, COVIC G A, BOYS J T. Tripolar pad for inductive power transfer systems for EV charging [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(7): 5045-5057.
- [33] MAI J W, WANG Y J, YAO Y S, et al. High-misalignment-tolerant IPT systems with solenoid and double D pads [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 69(4): 3527-3535.
- [34] 肖蕙蕙, 周青山, 熊山香, 等. 基于双层正交 DD 线圈抗偏移偏转的无线电能传输系统[J]. 电工技术学报, 2022, 37(16): 4004-4018.
- XIAO H H, ZHOU Q SH, XIONG SH X, et al. Wireless power transmission system based on double-layer orthogonal DD coil anti-deflection [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(16): 4004-4018.
- [35] WANG Y ZH, LIU H CH, YU H Y, et al. A hybrid battery wireless charger for self-adapting battery charging curve and anti-misalignment[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Industrial Electronics, 2023, 4(4): 1192-1203.
- [36] 杨奕, 郭科, 郭强, 等. 网格型螺线管线圈单管逆变无线电能传输系统研究与设计[J]. 仪器仪表学报, 2023, 44(12): 161-174.
- YANG Y, GUO K, GUO Q, et al. Research and design of single-switch inverter wireless power transfer system for grid flat spiral pad coils[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2023, 44(12): 161-174.

## 作者简介



杨奕, 1991 年于西南师范大学获得学士学位, 2003 年于西安交通大学获得硕士学位, 现为重庆理工大学教授, 主要研究方向为无线电能传输技术、电能变换与控制技术。

E-mail: yangyi@cqut.edu.cn

**Yang Yi** received his B.Sc. degree from Southwest Normal University in 1991, and his M.Sc. degree from Xi'an Jiaotong University in 2003. He is currently a professor at Chongqing University of Technology. His main research interests include

wireless power transfer, power conversion, and control technology.



**李桂玉**,2023 年于潍坊科技学院获得学士学位,现为重庆理工大学电气工程专业研究生,主要研究方向为无线电能传输技术。  
E-mail:lgy4529@163.com

**Li Guiyu** received her B. Sc. degree from Weifang University of Science and Technology in 2023. She is currently a master’s student in Electrical Engineering at Chongqing University of Technology. Her main research interest is wireless power transfer technology.



**张路**,2009 年获得重庆大学自动化学院学士学位,2017 年获得重庆大学自动化学院博士学位,现为重庆理工大学讲师,主要研究方向为自动控制、无线电力传输和电力电子应用。

E-mail:road@cqut.edu.cn

**Zhang Lu** received his B. Sc. , and Ph. D. degrees both from the School of Automation at Chongqing University in 2009, and 2017, respectively. He is currently a lecturer at Chongqing University of Technology. His research interests include

automatic control, wireless power transfer, and applications of power electronics.



**李海啸**(通信作者),2021 年于重庆大学获得博士学位,现为重庆理工大学讲师,主要研究方向为可再生能源系统运行优化、混合微电网控制。  
E-mail:lihaixiao@cqut.edu.cn

**Li Haixiao** (Corresponding author) received his Ph. D. degree from Chongqing University in 2021. He is currently a lecturer at Chongqing University of Technology. His research interests include renewable energy system optimization and hybrid microgrid systems control.



**郭科**,2021 年于重庆理工大学获得学士学位,现为重庆理工大学硕士研究生,主要研究方向为无线电能传输技术、电能变换与控制技术。  
E-mail:guoke202312@163.com

**Guo Ke** received his B. Sc. degree from Chongqing University of Technology in 2021. He is currently a master’s student at Chongqing University of Technology. His main research interests include wireless power transfer, power conversion, and control technology.