

DOI: 10.19650/j.cnki.cjsi.J2513950

# 中心开窗结构的 GFSP 磁耦合机构轻量化设计\*

杨 奕<sup>1</sup>, 郭 科<sup>1</sup>, 夏诗蕴<sup>1</sup>, 李海啸<sup>1</sup>, 郑朝永<sup>2</sup>

(1. 重庆理工大学电气与电子工程学院 重庆 400054; 2. 重庆协美电气有限公司 重庆 401328)

**摘 要:**针对负载移动场景下无线电能传输(WPT)系统的轻量化与抗偏移性能的综合需求,提出了一种面向工程实现性的中心开窗结构的网格型扁平螺旋管(GFSP)磁耦合机构轻量化设计方法。首先,采用GFSP线圈作为WPT系统的发射和接收机构,基于互感理论对分散绕制的耦合系数进行机理建模与分析,分析分散绕制方式在提升耦合系数方面的作用机制,并指出该结构在位置偏移工况下具有更低的互感波动性。在此基础上,对GFSP磁耦合机构的铁氧体平面中心区域进行开窗设计,并提出相应的参数设计流程以实现结构减重与耦合性能保持之间的权衡,同时给出具体的参数实例设计。随后,通过建立未轻量化设计和轻量化设计的GFSP磁耦合机构ANSYS/Maxwell仿真模型,对耦合系数保持率进行对比分析,结果表明该设计在显著减小铁氧体重量的同时,仍能在水平偏移、传输距离变化以及垂直偏转等工况下保持良好的耦合性能。最后,构建基于单管双路P<sup>#</sup>LCC-S补偿拓扑的200 W实验样机,相较于轻量化设计的原始结构磁耦合机构重量减轻25%,并在水平偏移60%、垂直偏转90°以及传输距离80~120 mm范围内开展抗偏移性能与输出稳定性测试,输出电压不低于25 V,传输效率始终不低于80%,验证了所提设计方法的有效性与工程可行性。

**关键词:**无线电能传输;GFSP磁耦合机构;参数设计;轻量化设计

中图分类号:TH162 TM724

文献标识码:A

国家标准学科分类代码:470.40

## Lightweight design of the GFSP magnetic coupling mechanism featuring a center-window structure

Yang Yi<sup>1</sup>, Guo Ke<sup>1</sup>, Xia Shiyun<sup>1</sup>, Li Haixiao<sup>1</sup>, Zheng Chaoyong<sup>2</sup>

(1. School of Electrical and Electronic Engineering, Chongqing University of Technology, Chongqing 400054, China;

2. Chongqing Xeme Electric Co., Ltd., Chongqing 401328, China)

**Abstract:** To address the combined requirements for lightweight design and misalignment tolerance in wireless power transfer (WPT) systems for mobile load scenarios, this article proposes an engineering-oriented lightweight design method for a grid-type flat spiral pad (GFSP) magnetic coupler with a central windowed ferrite structure. First, GFSP coils are utilized as the transmitting and receiving units of the WPT system. Based on mutual inductance theory, a mechanism model is formulated to analyze the coupling coefficient under distributed winding, revealing how the winding configuration improves the coupling performance and reduces mutual inductance fluctuation under positional offsets. On this basis, a central opening is introduced in the ferrite plane of the GFSP structure. A corresponding parameter design process is proposed to balance structural weight reduction and coupling performance retention, and a representative parameter design is provided. Then, ANSYS/Maxwell simulation models of the original and lightweight GFSP magnetic couplers are established for comparative analysis of coupling coefficient retention. Results show that the proposed design significantly reduces ferrite weight while maintaining robust coupling performance under lateral misalignment, varying transmission distances, and vertical tilt conditions. Finally, a 200 W experimental prototype based on a single-switch dual-branch P<sup>#</sup>LCC-S compensation topology is established. Compared with the original design, the magnetic coupler's weight is reduced by 25%. Under 60% lateral offset, 90° vertical tilt, and 80~120 mm transmission distance, the system maintains an output voltage above 25 V and transfer efficiency above 80%, evaluating the effectiveness and engineering feasibility of the proposed design.

**Keywords:** wireless power transfer; GFSP magnetic coupling mechanism; parameter optimization; lightweight design

收稿日期:2025-04-19 Received Date: 2025-04-19

\* 基金项目:重庆理工大学研究生教育高质量发展项目(gzlcx20243091)资助

## 0 引 言

无线电能传输(wireless power transfer, WPT)技术是一种无需物理接触、通过电磁场耦合实现跨空间能量传输的关键技术,具备安全性高、可靠性强、结构灵活和操作便捷等优势,已在航空航天、地下矿井、水下探测、医疗电子、消费电子、电动汽车及无人系统等多个领域展现出广阔的应用前景,并逐步走向商业化<sup>[1-3]</sup>。然而,WPT 系统在实际工程部署过程中仍面临诸多挑战,其中耦合机构在相对偏移情况下的耦合系数下降问题是影响系统稳定性和效率的核心因素之一<sup>[4-6]</sup>。此外,随着该技术在移动平台中的广泛应用,系统结构的轻量化设计需求亦日益凸显,既关系到载荷能力与能效比,也直接影响设备运行的稳定性和续航性能<sup>[7-8]</sup>。因此,实现 WPT 系统在抗偏移能力与结构轻量化之间的协调统一,已成为当前该领域研究的重要方向。

为了提升 WPT 系统抗偏移特性,研究者们通常对磁耦合机构进行改进设计,相继提出双 D 型(double-D, DD)线圈<sup>[9]</sup>、螺旋管(flat spiral pad, FSP)线圈<sup>[10]</sup>、双 D 型正交(double-D quadrature, DDQ)线圈<sup>[11]</sup>、双极型(bipolar, BP)线圈<sup>[12]</sup>、三极型(triple polar, TP)线圈<sup>[13]</sup>、螺旋管串联双 D 型(series solenoid and DD pads, SDDP)线圈<sup>[14]</sup>、双层正交 DD(double-layer quadrature DD, DQDD)线圈<sup>[15]</sup>、双螺旋管正交耦合器(double-solenoid quadrature coupler, DSQC)线圈<sup>[16]</sup>、DQDD-CD 线圈<sup>[17]</sup>。文献[18]提出网格型扁平螺旋管(grid flat spiral pad, GFSP)线圈,磁场集中在两侧且均匀分布,使磁耦合机构兼具抗偏移和抗偏转性能,与传统线圈相比综合性能最优。然而,在实际应用中,WPT 系统不仅需要提高抗偏移能力,还需兼顾轻量化设计<sup>[19]</sup>。因此,研究者在优化磁耦合机构的同时,亦致力于系统重量的降低。

为了实现 WPT 系统轻量化设计,研究者们采用改进磁耦合机构结构、采用轻质材料和创新设计方法,显著减轻了系统的重量,同时保持或提升了传输性能和抗偏移能力。采用磁条替代传统圆形平板磁芯设计,能够在保持较好传输特性的同时减小体积和重量,但其空间利用效率有限<sup>[20]</sup>。H 型磁耦合机构通过去除部分磁芯减轻耦合器重量,且在单方向上具有较好的抗偏移能力<sup>[21]</sup>。分立式结构通过将磁芯分割为 2 部分或 3 部分,在一定程度上减轻了重量,但通常仅在单方向上具备抗偏移性能<sup>[22]</sup>。此外,基于多频段对称无线电能传输系统的设计,能够改善生物植入物应用中的传输效率和稳定性,并减轻系统的整体重量<sup>[23]</sup>。基于元表面的 WPT 系统能够提升远距离传输效率并减轻磁耦合机构重量<sup>[24]</sup>,旋转式轻量化 WPT 系统则在太阳能驱动应用中

实现了较好的传输性能和减重效果<sup>[25]</sup>。松鼠笼接收线圈设计在解决无人机充电过程中偏移问题的同时,也显著减轻了系统的重量<sup>[26]</sup>。高功率密度的 WPT 系统,尤其是应用于水下设备的设计,通过优化磁耦合机构形状和材料选择,不仅减轻了重量,还提高了传输效率<sup>[27]</sup>。摆式和弧形磁耦合机构设计则通过创新的几何结构,提升了系统的抗偏移能力并有效减轻了重量<sup>[28]</sup>。双耦合线圈架构已被应用于无人机无线充电系统,利用双侧接收线圈与匹配的梯形发射平台,既可增强能量收集能力,又能提高充电均匀性,同时满足轻量化需求<sup>[29]</sup>。电场耦合技术被用于提升无人机无线电能传输系统的抗偏移能力和轻量化特性,接收极板在发射极板上方区域内任意移动时,输出功率和效率基本恒定<sup>[30]</sup>。通过多样化的设计优化与创新,轻量化与传输性能的平衡得到了有效提升。

基于上述背景,本研究提出一种中心开窗结构的网格型扁平螺旋管(grid-type flat spiral pad, GFSP)磁耦合机构轻量化设计方法。采用 GFSP 线圈设计磁耦合机构,并对铁氧体平面中心区域进行开窗设计,探索开窗尺寸对系统性能的影响,以实现结构减重与耦合性能之间的平衡。通过去除核心区域的冗余铁氧体,显著减轻了系统重量,同时保持了磁场的集中性与分布均匀性,在确保抗偏移与抗偏转性能的基础上实现了结构轻量化。通过搭建实验样机验证了所提轻量化设计方法的有效性与可行性,该方法为 GFSP 线圈 WPT 系统的轻量化设计提供了新的研究思路。

## 1 GFSP 磁耦合机构设计与磁场分析

### 1.1 中心开窗结构的 GFSP 磁耦合机构

传统平面线圈通常采用双磁通回路结构,在发生平面偏移时,由于相反方向磁通的相互抵消,导致其抗偏移性能较差。为提升磁耦合机构在复杂工况下的适应性,文献[18]提出了一种铁氧体横截面只有单个磁通回路的 GFSP 磁耦合结构,兼具良好的抗偏移与抗偏转能力,在综合性能方面优于传统线圈结构。然而,该结构中铁氧体采用全覆盖设计,整体质量较大,限制了其在轻型移动电子设备等场景中的进一步应用。

为同时满足 WPT 系统在轻量化与抗偏移性能方面的需求,本研究设计了一种引入中心开窗结构的 GFSP 磁耦合机构,发射端与接收端均采用铁氧体中心开窗设计的 GFSP 线圈,有效降低了铁氧体用量,其结构如图 1 所示。图 1(a)展示了该磁耦合机构的三维结构示意图,图 1(b)展示了该耦合器堆叠结构示意图,2 对正交分布的扁平螺旋管线圈呈等间距网格状绕制于铁氧体表面,扩大磁场覆盖范围并提升系统的抗偏移能力。

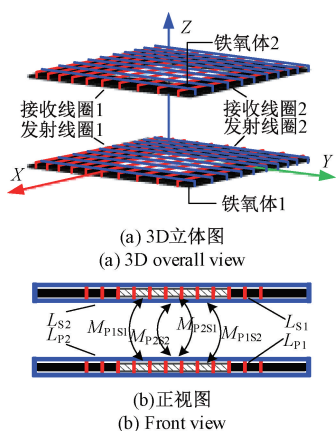


图 1 GFSP 磁耦合机构

Fig. 1 GFSP magnetic coupling mechanism

## 1.2 分散绕制对耦合性能的影响机理

尽管已有研究表明,分散绕制有助于提升 GFSP 磁耦合机构的抗偏移性能,但其作用机制尚缺乏系统的定量分析。为进一步阐明该结构对耦合性能的具体影响,本文从单发-单收线圈模型出发,基于互感理论对分散绕制的耦合系数进行机理建模与分析。

假设一个发射线圈共有  $N$  匝,其每两匝之间的耦合系数  $k$  可以表示为一个耦合系数矩阵,即:

$$k = \begin{bmatrix} k_{11} & k_{12} & \cdots & k_{1N} \\ k_{21} & k_{22} & \cdots & k_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ k_{N1} & k_{N2} & \cdots & k_{NN} \end{bmatrix} \quad (1)$$

该发射线圈的自感  $L$  等于每匝线圈的自感和任意两匝之间的互感之和,表示为:

$$L = \begin{bmatrix} \sqrt{L_{T,1}} \\ \sqrt{L_{T,2}} \\ \vdots \\ \sqrt{L_{T,n}} \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} k_{11} & k_{12} & \cdots & k_{1n} \\ k_{21} & k_{22} & \cdots & k_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ k_{n1} & k_{n2} & \cdots & k_{nn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sqrt{L_{T,1}} \\ \sqrt{L_{T,2}} \\ \vdots \\ \sqrt{L_{T,n}} \end{bmatrix} \quad (2)$$

式中:  $L_{T,i} (i=1, 2, \dots, n)$  为每匝线圈自感。

接收线圈的每匝线圈与发射线圈的每匝线圈都存在耦合,集中体现为接收线圈与发射线圈的耦合。为简化分析,以发射线圈 2 匝,接收线圈 1 匝为例,简化磁耦合机构示意图如图 2(a) 所示,等效电路如图 2(b) 所示。

利用  $M_{ps}$  可以把  $U_s$  表示为:

$$U_s = \omega M_{ps} I_p = \omega k_{ps} \sqrt{L_p L_s} I_p = \omega k_{ps} \sqrt{(L_1 + L_2 + 2k_{12} \sqrt{L_1 L_2}) L_p L_s} I_p \quad (3)$$

式中:  $k_1$  为发射线圈第 1 匝和接收线圈 1 匝之间的耦合系数;  $k_2$  为发射线圈第 2 匝和接收线圈 1 匝之间的耦合系数;  $k_{12}$  为发射线圈的两匝线圈之间的耦合系数;

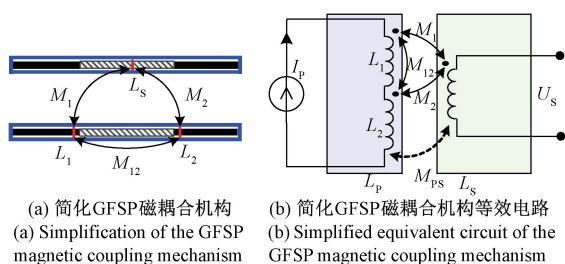


图 2 GFSP 磁耦合机构简化分析模型

Fig. 2 Simplified analytical model of GFSP magnetic coupling mechanism

$k_{ps}$  为发射线圈与接收线圈的耦合系数;  $\omega$  为谐振网络角频率。

利用  $M_1$  和  $M_2$  可以把  $U_s$  表示为:

$$U_s = \omega (M_1 + M_2) I_p = \omega (k_1 \sqrt{L_1 L_s} + k_2 \sqrt{L_2 L_s}) I_p \quad (4)$$

由于发射端线圈采用完全对称绕制,故取  $L_1 = L_2$ ,  $k_1 = k_2$ ,联立式 (3) 和 (4) 可将  $k_{ps}$  表示为:

$$k_{ps} = \frac{k_1 \sqrt{L_1 L_s} + k_2 \sqrt{L_2 L_s}}{\sqrt{(L_1 + L_2 + 2k_{12} \sqrt{L_1 L_2}) L_s}} \approx \frac{2k_1 \sqrt{L_1}}{\sqrt{2L_1 + 2k_{12} L_1}} = \sqrt{\frac{2}{1 + k_{12}}} k_1 \geq k_1 \quad (5)$$

由式 (5) 可知,发射线圈两相邻线圈绕组互感  $k_{12}$  越小,  $k_{ps}$  越大,即绕组之间匝间距越大,  $k_{ps}$  越大,因此线圈绕组分散绕制有利于耦合系数进一步增大。这一结果从理论层面验证了分散绕制结构在磁耦合性能优化方面的可行性,为构建高抗偏移、轻量化的磁耦合系统奠定了理论基础。

为进一步验证线圈绕组的分散绕制方式对提升耦合系数的促进作用,采用有限元仿真软件 ANSYS/Maxwell,以绕组方式为变量,分别构建了紧密绕制与分散绕制 2 种 GFSP 磁耦合机构的仿真模型。具体参数设定为:绕组线径为 2.21 mm,铁氧体边长为 200 mm,铁氧体厚度为 3 mm,传输距离为 80 mm,绕组匝数为 10 匝。紧密绕制结构的匝间距设为 0,分散绕制结构的匝间距设为 15 mm。

图 3 给出了紧密绕制 GFSP 磁耦合机构和分散绕制 GFSP 磁耦合机构磁场分布对比图。图 3(a) 为紧密绕制结构线圈磁场分布,其磁场分布主要集中在中心区域,磁通分布较为局部化,接收端难以有效捕获边缘磁通。图 3(b) 为分散绕制结构线圈磁场分布,其磁场分布更均匀,磁通在横向上呈更大范围扩展,有利于提升耦合区域的有效面积。分散绕制结构能在一定程度上增强磁通覆



盖范围,提高接收端对磁通的截获能力,从而提升耦合系数与耦合效率,并增强系统对偏移的容忍能力。因此,分散绕制在 GFSP 磁耦合机构中具有更优的磁场分布特性,对提高系统性能具有显著优势。

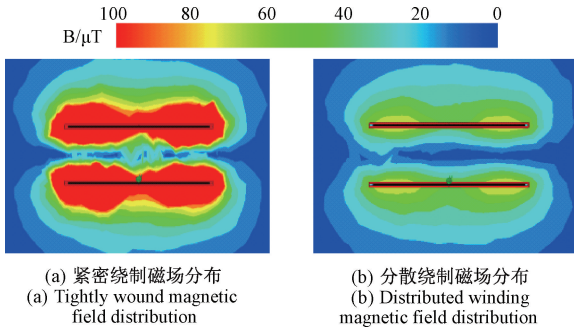


图3 紧密绕制和分散绕制的 GFSP 磁耦合机构磁场分布  
Fig.3 Magnetic field distribution diagram of GFSP magnetic coupling mechanism with close winding and dispersed winding

图4为紧密绕制 GFSP 磁耦合机构和分散绕制 GFSP 磁耦合机构沿 X 轴方向偏移耦合系数  $k$  变化规律对比图,从图4中可以看出,随着偏移距离的增加,2种结构的耦合系数均呈下降趋势,分散绕制结构在整个偏移范围内始终表现出更高的耦合系数,且整个偏移范围内紧密绕制 GFSP 磁耦合机构最大波动率为 10.71%,分散绕制 GFSP 磁耦合机构最大波动率为 9.45%,说明其耦合性能更加稳定。

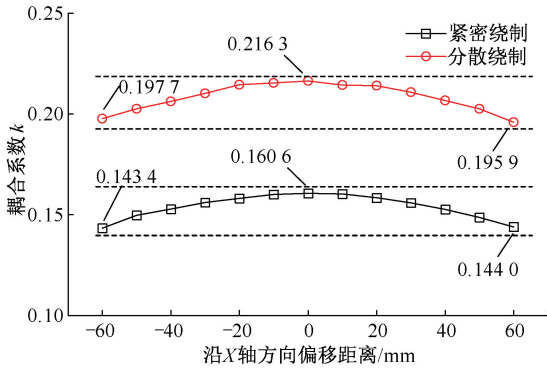


图4 紧密绕制和分散绕制的 GFSP 磁耦合机构沿 X 轴方向偏移耦合系数变化规律

Fig.4 Variation of the coupling coefficient with X-axis misalignment for tightly wound and distributed winding GFSP magnetic coupler

综上所述,分散绕制结构不仅在耦合强度上具有明显优势,同时在偏移工况下表现出更低的波动幅度,表明该结构在横向偏移条件下具备更强的磁通耦合能力和更优的抗偏移性能,有助于提升 WPT 系统的稳定性和鲁棒性。分别从理论分析和有限元仿真证明了分散绕制结构在提高磁耦合机构耦合系数性能方面的可行性。

GFSP 磁耦合机构同端线圈正交解耦,等效为单发-单收线圈有效耦合系数  $k_{\text{eff}}$  可表示<sup>[18]</sup>为:

$$k_{\text{eff}} = \sqrt{\frac{M_{\text{P1S1}}^2 + M_{\text{P2S1}}^2}{L_{\text{P1}}L_{\text{S1}} + L_{\text{P2}}L_{\text{S1}}} + \frac{M_{\text{P1S2}}^2 + M_{\text{P2S2}}^2}{L_{\text{P1}}L_{\text{S2}} + L_{\text{P2}}L_{\text{S2}}}} \quad (6)$$

磁耦合机构抗偏移和抗偏转性能可以用耦合系数保持率(coupling coefficient retaining ratio, CCRR)<sup>[9]</sup>进行量化,定义为:

$$\text{CCRR} = \frac{k_{\text{eff},a}}{k_{\text{eff},b}} \times 100\% \quad (7)$$

式中: $k_{\text{eff},a}$  和  $k_{\text{eff},b}$  分别为对齐位置和偏移位置下的有效耦合系数。

## 2 GFSP 磁耦合机构优化方法研究

### 2.1 GFSP 磁耦合机构开窗并参数优化方法

磁耦合机构耦合系数受线圈绕组参数和铁氧体尺寸影响,磁耦合机构体积和重量也与铁氧体尺寸密切相关,传统磁耦合机构的铁氧体通常采用全覆盖结构,体积和重量较大。因此为了提升 WPT 系统抗偏移特性和轻量化特性,有必要对磁耦合机构参数进行优化。

GFSP 磁耦合机构为对称式结构,因此同时对磁耦合机构发射端和接收端参数进行优化,其线圈尺寸如图5所示。

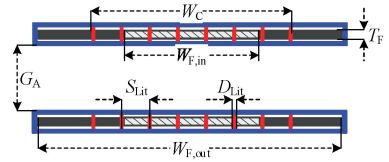


图5 GFSP 磁耦合器尺寸

Fig.5 The GFSP magnetic coupling mechanism dimensions

GFSP 磁耦合机构参数较多,难以同时优化所有参数,在 GFSP 磁耦合机构优化前给定部分参数值,并不影响所提优化方法普适性。由于磁场覆盖区域受线圈和铁氧体影响,因此优化对象确定为  $N_C$ 、 $S_{\text{Lit}}$  和  $W_{\text{F},\text{in}}$ ,优化范围应满足式(8)所示限制条件,优化过程流程图如图6所示。

$$\begin{cases} W_C = N_C D_{\text{Lit}} + (N_C - 1) S_{\text{Lit}} \leq W_{\text{F},\text{out}} \\ W_{\text{F},\text{in}} < W_{\text{F},\text{out}} \end{cases} \quad (8)$$

优化过程步骤具体为:

**步骤1:**根据应用环境的空间限制,确定 GFSP 磁耦合机构的  $W_{\text{F},\text{out}}$  和  $G_A$ 。在式(8)所规定的条件下,确定参数  $N_C$ 、 $S_{\text{Lit}}$  和  $W_{\text{F},\text{in}}$  的范围。并按固定步长对其进行离散化,得到以下离散参数集合:

$N_C$  离散参数集合为  $\{N_C^{[1]}, N_C^{[2]}, \dots, N_C^{[i]}\}$ , 其中  $(\cdot)^{[i]}$  代表第  $i$  个选定的参数值。



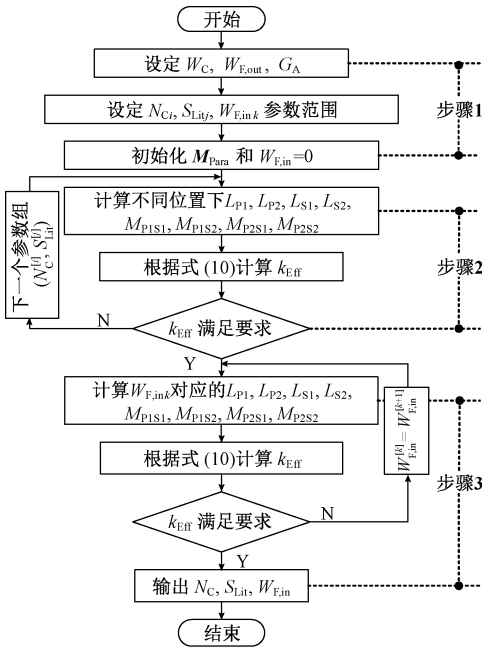


图 6 GFSP 磁耦合机构开窗并参数优化设计流程

Fig. 6 Flowchart of window opening and parameter optimization design for the GFSP magnetic coupling structure

$S_{Lit}$  离散参数集合为  $\{S_{Lit}^{[1]}, S_{Lit}^{[2]}, \dots, S_{Lit}^{[j]}\}$ , 其中  $(\cdot)^{[j]}$  代表第  $j$  个选定的参数值。

$W_{F,in}$  离散参数集合为  $\{W_{F,in}^{[1]}, W_{F,in}^{[2]}, \dots, W_{F,in}^{[k]}\}$ , 其中  $(\cdot)^{[k]}$  代表第  $k$  个选定的参数值。

随后建立 ANSYS/Maxwell 有限元仿真模型以进行后续的优化参数选择。

**步骤 2:** 对线圈参数  $N_C$  和  $S_{Lit}$  进行优化, 依据离散集合  $\{N_C\}$  和离散集合  $\{S_{Lit}\}$  得到线圈初始化参数矩阵  $M_{para}$ , 如式 (9) 所示。保持铁氧体不开窗, 从  $(N_{Ci}, S_{Lij})$  开始对  $M_{para}$  进行矩阵式扫描仿真。获取不同  $(N_{Ci}, S_{Lij})$  的自感  $L_{P1}$ 、 $L_{P2}$ 、 $L_{S1}$  和  $L_{S2}$ , 互感  $M_{P1S1}$ 、 $M_{P1S2}$ 、 $M_{P2S1}$  和  $M_{P2S2}$ 。根据式 (6) 求解  $k_{Eff}$  并进行比较分析, 以确定最优参数对  $(N_{Ci}, S_{Lij})$  作为线圈优化结果。

$$M_{Para} = \begin{bmatrix} (N_C^{[1]}, S_{Lit}^{[1]}) & (N_C^{[1]}, S_{Lit}^{[2]}) & \dots & (N_C^{[1]}, S_{Lit}^{[j]}) \\ (N_C^{[2]}, S_{Lit}^{[1]}) & (N_C^{[2]}, S_{Lit}^{[2]}) & \dots & (N_C^{[2]}, S_{Lit}^{[j]}) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ (N_C^{[i]}, S_{Lit}^{[1]}) & (N_C^{[i]}, S_{Lit}^{[2]}) & \dots & (N_C^{[i]}, S_{Lit}^{[j]}) \end{bmatrix} \quad (9)$$

**步骤 3:** 基于步骤 2 的线圈开窗并参数优化结果对铁氧体参数  $W_{F,in}$  进行优化, 从  $W_{F,in1} = 0$  开始对离散集合  $\{W_{F,in}\}$  进行迭代扫描仿真。获取不同  $W_{F,in}$  的自感  $L_{P1}$ 、 $L_{P2}$ 、 $L_{S1}$  和  $L_{S2}$ , 互感  $M_{P1S1}$ 、 $M_{P1S2}$ 、 $M_{P2S1}$  和  $M_{P2S2}$ 。根据式 (6) 求解  $k_{Eff}$ , 发现随着  $W_{F,in}$  的增加,  $k_{Eff}$  逐渐降低。确定  $k_{Eff}$  未显著变化的最大  $W_{F,in}$  作为最优开窗宽度, 作

为最优窗口宽度。从而在保持最佳传输性能的同时最小化铁氧体体积。最后, 结合线圈和铁氧体的优化结果, 输出优化参数  $N_C$ 、 $S_{Lit}$  和  $W_{F,in}$ 。

## 2.2 GFSP 磁耦合机构开窗并参数优化实例分析

GFSP 磁耦合机构选用 0.1 股  $\times$  250 股 (外径 2.21 mm) 的利兹线绕制线圈, 即绕组线径  $D_{Lij}$  为 2.21 mm, 铁氧体边长  $W_{F,out}$  为 200 mm, 传输距离  $G_A$  为 80 mm, 铁氧体厚度  $T_F$  为 3 mm。表 1 的第 1 和第 2 列给出了磁耦合机构待优化的参数和优化范围, 根据优化范围给出了线圈初始化参数矩阵  $M_{para}$  如式 (10) 所示, 铁氧体不开窗。

表 1 待优化参数、优化范围及优化值

Table 1 Parameters to be optimized, optimized range and value

参数	优化范围	优化值
绕组匝数 $N_C$ /匝	5~10	9
绕组匝间距 $S_{Lit}$ /mm	3~18	15
铁氧体开窗边长 $W_{F,in}$ /mm	0~160	100

$$M_{para} = \begin{bmatrix} (5,3) & (5,6) & \dots & (5,18) \\ (6,3) & (6,6) & \dots & (6,18) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ (10,3) & (10,6) & \dots & (10,18) \end{bmatrix} \quad (10)$$

图 7 展示了不同空间位置下线圈匝数  $N_C$  和  $S_{Lit}$  对有效耦合系数  $k_{Eff}$  的影响规律。

其中, 图 7(a) 为正对齐位置, 整体耦合性能最优,  $k_{Eff}$  随  $N_C$  和  $S_{Lit}$  增加而显著提升, 且在匝数 9 匝、匝间距 15 mm 时达到最大值 0.190 6; 图 7(b) 对应绕  $Z$  轴偏转  $45^\circ$ , 分布趋势与正对齐相近, 峰值同样出现在  $N_C = 9$  匝、 $S_{Lit} = 15$  mm, 说明该角度偏转对耦合性能影响有限; 图 7(c) 和 (d) 分别表示沿  $X$  和  $Y$  轴偏移 60 mm, 整体性能下降, 但仍保持随  $N_C$  和  $S_{Lit}$  增大而递增, 且最大值依然出现在  $N_C = 9$  匝、 $S_{Lit} = 15$  mm; 图 7(e) 为  $X$  与  $Y$  轴同时偏移 60 mm, 性能进一步衰减, 但峰值位置未发生变化; 图 7(f) 表示沿  $Z$  轴方向传输距离增加至 100 mm, 耦合系数整体降低, 但分布趋势与对齐状态一致, 最高值仍对应  $N_C = 9$  匝、 $S_{Lit} = 15$  mm; 图 7(g) 和 (h) 分别为沿  $X$  轴和  $Y$  轴偏移 120 mm, 性能衰减最为明显, 低匝数和小匝间距时耦合系数接近最小, 但当  $N_C = 9$  匝、 $S_{Lit} = 15$  mm 时仍可获得相对最高性能。

综上所述, 无论空间位置如何变化, 由图 7(a)~(h) 可知, 当匝数为 9 匝、匝间距为 15 mm 时,  $k_{Eff}$  达到最大值。同时可以得出结论, 紧密绕制时 GFSP 磁耦合机构的  $k_{Eff}$  最低, 传能效果最差, 随着匝数和匝间距增大, 耦合系数显著提升, 与式 (5) 理论分析一致。

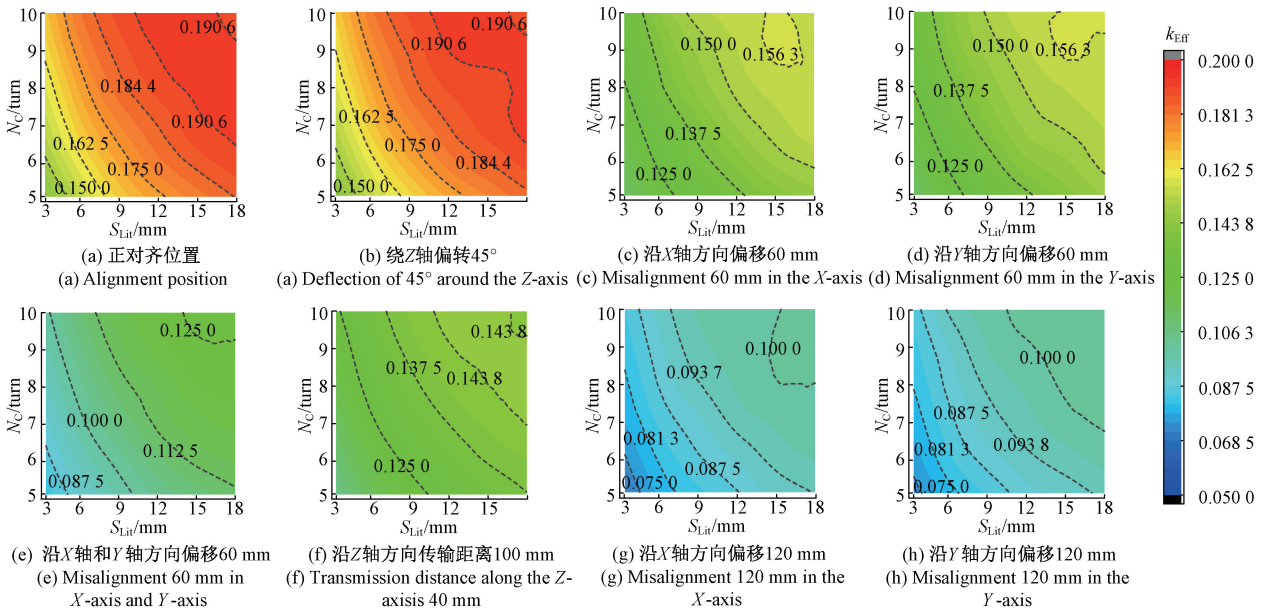


图7 不同位置下匝间距和匝数对有效耦合系数作用规律

Fig.7 Variation patterns of the effective coupling coefficient with turn spacing and number of turns under different positional conditions

在  $W_{F, in}$  优化范围内以 10 mm 步进参数扫描仿真, 结果如图 8 所示, 随着  $W_{F, in}$  增大,  $k_{eff}$  以较低变化率减小, 在  $W_{F, in}$  达到 100 mm 以上时,  $k_{eff}$  以较大速率下降, 传能效果急剧下降,  $W_{F, in}$  取 100 mm 为宜。

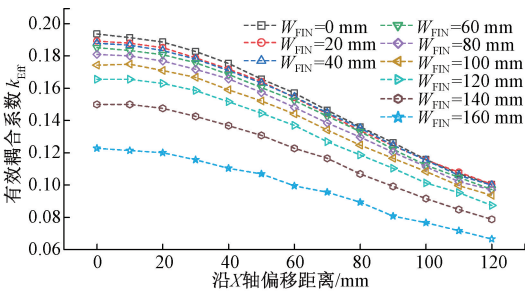


图8 开窗边长和偏移距离对有效耦合系数作用规律

Fig.8 Variation patterns of the effective coupling coefficient with window edge length and misalignment distance

优化后的磁耦合机构铁氧体用量仅为全覆盖型磁耦合机构铁氧体用量的 75%, 耦合系数达到了后者的 91.6%。综合优化结果, GFSP 磁耦合机构的整体尺寸参数如表 1 第 3 列所示。

图 9 展示了 GFSP 磁耦合机构在铁氧体未开窗条件下的磁场分布情况。

其中, 图 9(a) 对应正对齐位置, 可以观察到磁感应强度的高值区域主要集中在两线圈的中心区域, 呈近似椭圆对称分布, 磁通路径沿耦合线圈之间闭合, 表明该状态下磁场集中度较高, 有利于实现较强的耦合性能。图 9(b) 对应沿 X 轴偏移 60 mm 的位置, 磁场分布整体

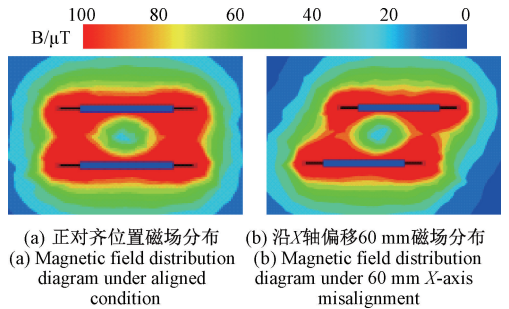


图9 铁氧体开窗前 GFSP 磁耦合机构磁场分布

Fig.9 Magnetic field distribution of the GFSP magnetic coupler before ferrite windowing

形态仍保持与正对齐状态相似, 但高强度区域略向一侧偏移, 且出现一定非对称性, 导致部分边缘区域磁通密度有所衰减。然而, 主磁通路径仍集中在两线圈之间, 说明该偏移量下系统仍能维持良好的耦合性能。

图 10 展示了 GFSP 磁耦合机构在铁氧体开窗条件下的磁场分布情况。

其中, 图 10(a) 对应正对齐位置, 可以看到磁感应强度的高值区域依然集中在耦合线圈中心, 整体分布形态与未开窗时基本一致, 说明开窗处理未显著改变主要磁通路径。图 10(b) 对应沿 X 轴偏移 60 mm 的位置, 磁场分布依然保持整体均衡, 高强度区域略呈非对称分布, 但磁通密度衰减程度较小, 表明铁氧体开窗后系统在一定偏移下仍能保持良好的磁场集中度和耦合性能。

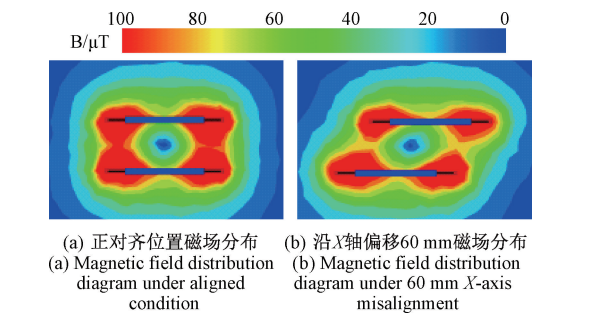


图 10 铁氧体开窗后 GFSP 磁耦合机构磁场分布

Fig. 10 Magnetic field distribution of the GFSP magnetic coupler after ferrite windowing

对比分析可知,铁氧体开窗前后磁场分布形态基本保持一致,磁通密度的高强度区域仍集中于耦合线圈中心,表明开窗处理对磁场分布影响较小,仅在部分边缘区域出现轻微衰减,未改变主要磁通路径,从而在保证耦合性能的同时实现结构轻量化。

2.3 GFSP 磁耦合机构性能对比分析

为验证参数优化后的 GFSP 磁耦合机构相较未优化结构在抗偏移性能方面的优势,本文开展了多维偏移条件下两者耦合系数保持率 CCRR 的对比仿真分析。未优化结构采用不开窗、连续绕制、未经过参数调整的原始设计;优化结构则基于开窗设计并通过参数扫描得到更优的分布式绕组方案与铁氧体尺寸。两种结构的参数设置如表 2 所示。

表 2 未优化参数和优化后参数对比

Table 2 Comparison of unoptimized parameters and optimized parameters

参数	未优化参数	优化后参数
绕组线径 $D_{\text{Litt}}/\text{mm}$	2. 21	2. 21
铁氧体边长 $W_{\text{F,out}}/\text{mm}$	200	200
铁氧体厚度 $T_{\text{F}}/\text{mm}$	3	3
传输距离 $G_{\text{A}}/\text{mm}$	80	80
绕组匝数 $N_{\text{C}}/\text{匝}$	10	9
铁氧体开窗边长 $W_{\text{F,in}}/\text{mm}$	0	100
绕组匝间距 $S_{\text{Lit}}/\text{mm}$	0	15

以传输距离为 80 mm 为基准,设定接收端沿 XOY 平面 X 或 Y 轴方向偏移范围为  $\pm 120$  mm,沿 Z 轴方向传输距离范围为 80 ~ 120 mm,绕 Z 轴的偏转角度范围为  $0\sim 90^\circ$ 。图 11 展示了不同偏移条件下 2 种磁耦合机构 CCRR 的变化趋势。

图 11(a) 显示了接收端沿 XOY 平面偏移时的 CCRR 变化规律。结果表明,在 X 或 Y 轴方向  $\pm 120$  mm 的偏移

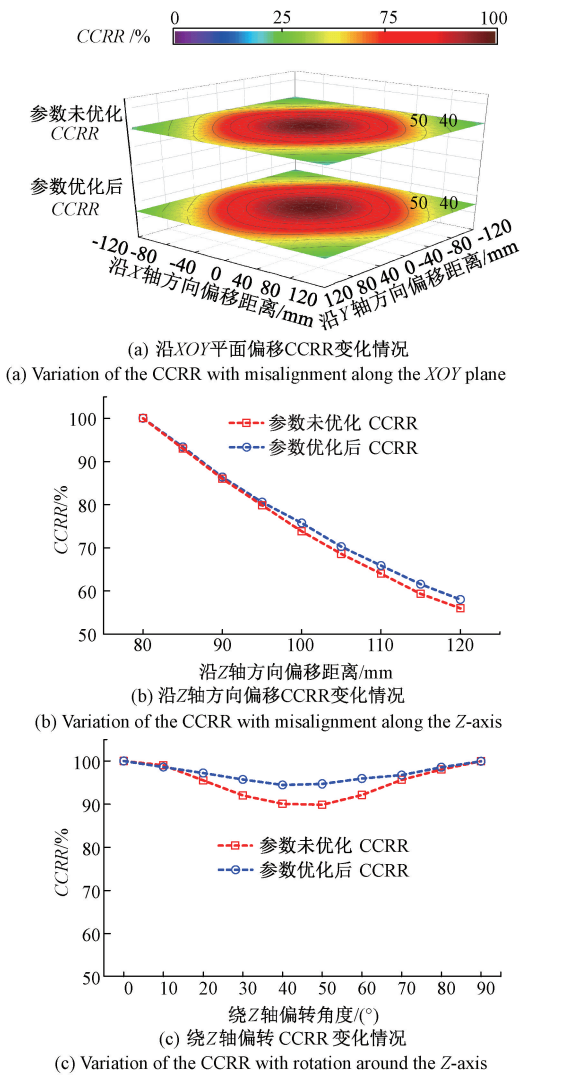


图 11 参数优化前后 GFSP 磁耦合机构发生偏移时 CCRR 变化规律

Fig. 11 Variation of the CCRR under misalignment conditions before and after windowing and parameter optimization of the GFSP magnetic coupling mechanism

范围内,两种磁耦合机构均表现出良好的抗平面偏移能力,但相比之下,参数优化后的 GFSP 磁耦合机构在各偏移位置的 CCRR 更高,展现出更强的抗平面偏移性能。

图 11(b) 给出了接收端沿 Z 轴方向(传输距离)偏移时的 CCRR 变化情况。可见在 80 ~ 120 mm 范围,两种机构同样均能维持较高的耦合效率,但随着距离增加,优化后的 GFSP 结构在耦合性能保持方面优势更加显著,进一步验证了其在垂直方向抗偏移能力方面的提升。

图 11(c) 展示了接收端绕 Z 轴偏转  $0\sim 90^\circ$  时的 CCRR 变化情况。实验表明,在偏转角度  $10^\circ\sim 80^\circ$  范围,优化后的 GFSP 磁耦合机构始终保持更高的 CCRR,明显优于传统正交 FSP 结构,具有更强的抗角度偏移能力。



综上所述,在多维偏移工况下,参数优化后的 GFSP 磁耦合机构均表现出优于参数未优化的 GFSP 磁耦合机构的抗偏移性能。无论在  $XOY$  平面内的水平偏移、 $Z$  轴方向的传输距离变化,还是绕  $Z$  轴的角度偏转条件下,其耦合系数保持率始终处于较高水平,充分验证了所提结构设计在提升抗偏移性能方面的有效性与广泛适用性。

### 3 实验验证

#### 3.1 实验样机搭建

为验证经过开窗设计与参数优化后的 GFSP 磁耦合机构在抗偏移性能与轻量化方面的有效性与可行性,本文设计了一种如图 12 所示单管双路 LCC-S 电路拓扑结构,用以驱动该 GFSP 磁耦合机构。图 12 中各符号含义为: $S_i$  为开关管, $L_{\text{Inv}i}$  为逆变谐振电感, $C_{\text{Inv}i}$  为逆变谐振电容, $L_{\text{Pi}}$  为发射线圈自感, $L_{\text{Si}}$  为接收线圈自感, $L_{\text{Fi}}$  为发射补偿电感, $C_{\text{Fi}}$  为发射并联补偿电容, $C_{\text{Pi}}$  为发射串联补偿电容, $C_{\text{Si}}$  为接收补偿电容, $C_{\text{Oi}}$  为输出滤波电容( $i=1, 2$ )。 $D_1 \sim D_8$  为整流桥。 $V_{\text{DC}}$  为输入电压, $I_{\text{DC}}$  为输入电流, $V_o$  为输出电压, $I_o$  为输出电流。

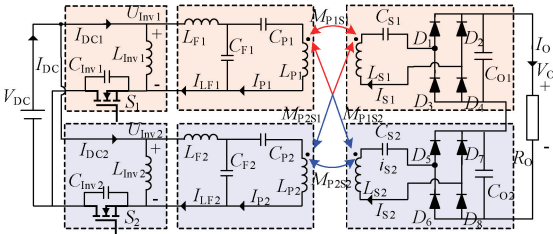
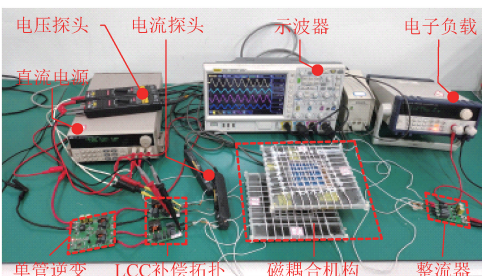


图 12 单管双路 LCC-S 电路拓扑结构

Fig. 12 Single-switch dual-path LCC-S circuit topology

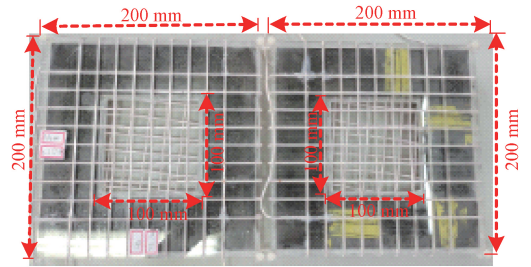
基于上述单管双路 LCC-S 电路拓扑结构,搭建如图 13 所示实验样机。

图 13(a)展示了实验样机平台的整体结构,电路参数如表 2 所示。图 13(b)为 GFSP 磁耦合机构发射端和接收端,其主要参数与表 1 一致,所有绕组均采用  $0.1 \text{ mm} \times 250$  股的利兹线绕制,铁氧体外尺寸为  $200 \text{ mm} \times$



(a) 实验平台

(a) Experimental platform



(b) GFSP 磁耦合机构

(b) GFSP magnetic coupling mechanism

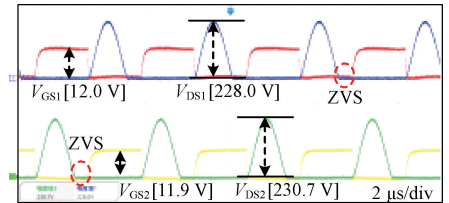
图 13 实验样机平台

Fig. 13 Experimental prototype platform

$200 \text{ mm} \times 2 \text{ mm}$ , 开窗尺寸边长为  $100 \text{ mm}$  (材料为 PC95, 初始磁导率为 3 300, 由尺寸为  $50 \text{ mm} \times 50 \text{ mm} \times 2 \text{ mm}$  的方形铁氧体磁芯拼接而成), 铁氧体用量仅为全覆盖型铁氧体用量的 75%, 重量和体积下降 25%。

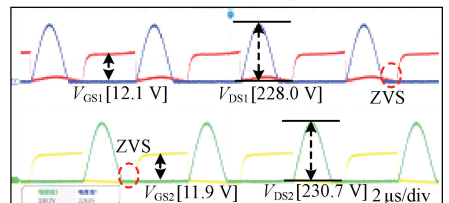
#### 3.2 实验结果及分析

图 14 为实验系统开关管  $S_1$  和  $S_2$  的 ZVS 开关管波形。负载电阻  $R_o$  为  $200 \Omega$  时零电压开通 (zero voltage switching, ZVS) 波形如图 14(a) 所示, 开关管  $S_1$  的漏源电压峰值  $V_{\text{DS1}}$  为  $228.0 \text{ V}$ , 开关管  $S_2$  的漏源电压峰值  $V_{\text{DS2}}$  为  $230.7 \text{ V}$ 。负载电阻  $R_o$  为  $35 \Omega$  时 ZVS 波形如图 14(b) 所示, 开关管  $S_1$  的漏源电压峰值  $V_{\text{DS1}}$  为  $228.0 \text{ V}$ , 开关管  $S_2$  的漏源电压峰值  $V_{\text{DS2}}$  为  $230.7 \text{ V}$ 。2 种情况下开关管  $S_1$  和开关管  $S_2$  开启前的漏源电压  $V_{\text{DS}}$  均已降为 0。由此证明, 开关管  $S_1$  和  $S_2$  均可实现与负载无关的零电压开通。



(a) 负载  $R_o=200 \Omega$  开关管 ZVS 软开关波形

(a) ZVS soft-switching waveform of the switching transistor at a load of  $R_o=200 \Omega$



(b) 负载  $R_o=35 \Omega$  开关管 ZVS 软开关波形

(b) ZVS soft-switching waveform of the switching transistor at a load of  $R_o=35 \Omega$

图 14 开关管  $S_1$  和  $S_2$  的 ZVS 开关管波形

Fig. 14 ZVS switching waveforms of switches  $S_1$  and  $S_2$

图 15 为正对齐位置实验系统工作电压和电流波形。

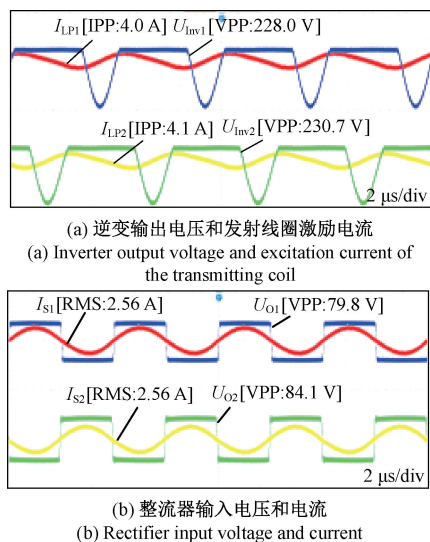


图 15 正对齐位置系统工作电压电流波形

Fig. 15 Voltage and current waveforms at aligned position

逆变输出电压和发射线圈激励电流如图 15(a) 所示,两路单管逆变输出电压峰峰值为 230 V 左右,两路发射线圈激励电流峰峰值为 4 A 左右。整流器输入电压和电流如图 15(b) 所示,两路整流器输出电压峰峰值均为 80 V 左右,两路整流器输入电流有效值均为 2.56 A。由此证明,正对齐位置实验系统能够实现稳定的 200 W 功率传输,整流侧获得较为均衡的输入电流和输出电压。

图 16 为沿 X 轴方向偏移 60 mm 实验系统工作电压和电流波形。逆变输出电压和发射线圈激励电流如图 16(a) 所示,两路单管逆变输出电压峰峰值保持为

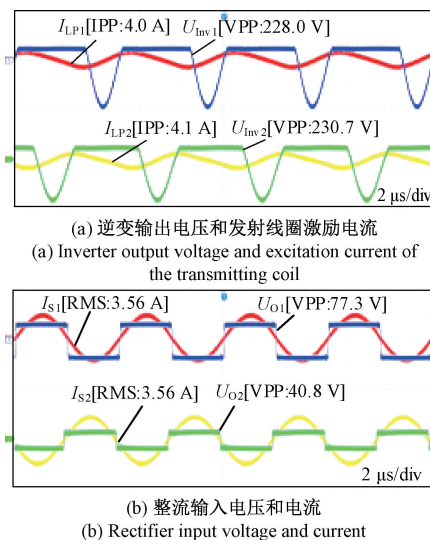


图 16 沿 X 轴方向偏移 60 mm 系统工作电压和电流波形

Fig. 16 Voltage and current waveforms under 60 mm misalignment along the X-axis

230 V 左右,两路发射线圈激励电流峰峰值保持为 4 A 左右。整流器输入电压和电流如图 16(b) 所示,整流器 1 输出电压保持为 80 V 左右,整流器 2 输入电压下降为 40 V 左右,两路整流器输入电流有效值上升至 3.5 A 左右。由此证明,沿 X 轴方向偏移 60 mm 实验系统仍能维持 200 W 功率传输,但由于整流器 2 的输入电压显著下降,导致整流器输入电流增加,以补偿传输功率的变化。

图 17 为沿 Y 轴方向偏移 60 mm 实验系统工作电压和电流波形。

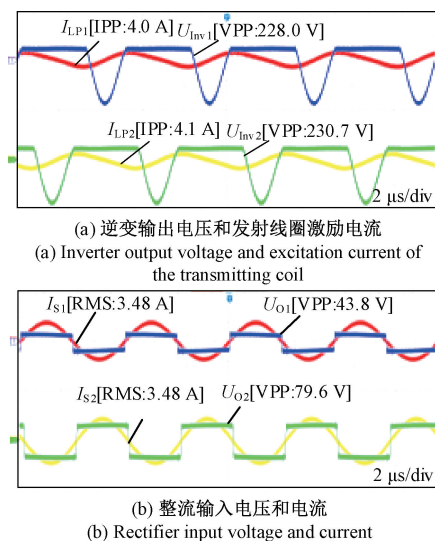


图 17 沿 Y 轴方向偏移 60 mm 系统工作电压和电流波形

Fig. 17 Voltage and current waveforms under 60 mm misalignment along the Y-axis

逆变输出电压和发射线圈激励电流如图 17(a) 所示,两路单管逆变输出电压峰峰值保持为 230 V 左右,两路发射线圈激励电流峰峰值保持为 4 A 左右。整流器输入电压和电流如图 17(b) 所示,整流器 1 输出电压下降为 40 V 左右,整流器 2 输入电压保持为 80 V 左右,整流器输入电流有效值上升至 3.5 A 左右。由此证明,沿 Y 轴方向偏移 60 mm 实验系统仍能维持 200 W 功率传输,但由于整流器 1 的输入电压显著下降,导致整流器输入电流增加,以补偿传输功率的变化。

图 18 为沿 Z 轴传输距离为 100 mm 实验系统工作电压和电流波形。

逆变输出电压和发射线圈激励电流如图 18(a) 所示,两路单管逆变输出电压峰峰值保持为 230 V 左右,两路发射线圈激励电流峰峰值保持为 4 A 左右。整流器输入电压和电流如图 18(b) 所示,两路整流器输出电压峰峰值均下降为 60 V 左右,两路整流器输入电流有效值均上升至 3.5 A 左右。由此证明,沿 Z 轴传输距离为 100 mm 时实验系统仍能维持 200 W 功率传输,但由于磁

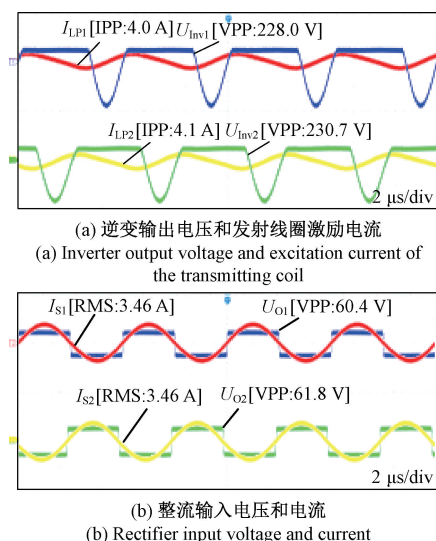


图 18 沿 Z 轴传输距离为 100 mm 系统工作电压和电流波形

Fig. 18 Voltage and current waveforms of the system at a transmission distance of 100 mm along the Z-axis

耦合系数的下降,双路整流器的输入电压均有所降低,导致整流器输入电流增加,以维持恒定功率传输。

图 19 为绕 Z 轴方向偏转 30° 实验系统工作电压和电流波形。

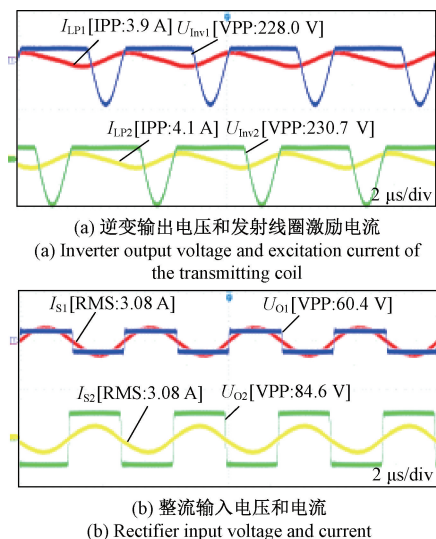


图 19 绕 Z 轴偏转 30° 系统工作电压和电流波形

Fig. 19 Voltage and current waveforms under 30° rotation around the Z-axis

逆变输出电压和发射线圈激励电流如图 19(a) 所示,两路单管逆变输出电压峰值保持为 230 V 左右,两路发射线圈激励电流峰值保持为 4.0 A 左右。整流器输入电压和电流如图 19(b) 所示,整流器 1 输入电压下降为 60 V 左右,整流器 2 输入电压保持为 80 V 左右,两路整流器输入电流有效值均上升至 3 A 左右。由此证明,绕 Z 轴

偏转 30° 实验系统仍能维持 200 W 功率传输,但由于磁耦合系数的下降,双路整流器的输入电压均有所降低,导致整流器输入电流增加,以维持恒定功率传输。

图 20 给出了磁耦合机构接收端偏移时总输出电压  $V_o$  与整机效率  $\eta$  变化情况图,接收端对准时,输出电压为 62.7 V,效率为 89.6%。

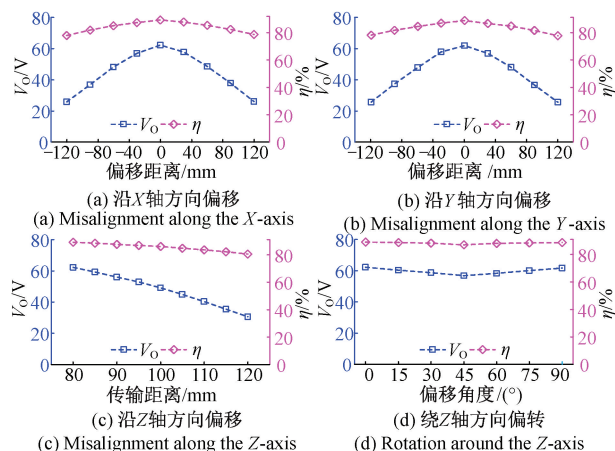


图 20 偏移和偏转时  $V_o$  和  $\eta$  变化情况

Fig. 20 Variations of output voltage  $V_o$  and efficiency  $\eta$  under misalignment and rotation conditions

沿 X 轴偏移输出电压  $V_o$  与整机效率  $\eta$  变化规律如图 20(a) 所示,偏移至 -120 mm 时,  $V_o$  降至 25.8 V,  $\eta$  降至 79.8%, 偏移至 120 mm 时,  $V_o$  降至 26.0 V,  $\eta$  降至 79.4%。沿 Y 轴偏移输出电压  $V_o$  与整机效率  $\eta$  变化规律如图 20(b) 所示,偏移至 -120 mm 时,  $V_o$  降至 26.1 V,  $\eta$  降至 81.4%, 偏移至 120 mm 时,  $V_o$  降至 30.6 V,  $\eta$  降至 80.6%。沿 Z 轴传输距离变化输出电压  $V_o$  与整机效率  $\eta$  变化规律如图 20(c) 所示,传输距离为 90 mm 时,  $V_o$  降至 40.2 V,  $\eta$  降至 81.5%。绕 Z 轴偏转输出电压  $V_o$  与整机效率  $\eta$  变化规律如图 20(d) 所示,偏转至 45° 时,  $V_o$  降至 56.8 V,  $\eta$  降至 87.2%。

上述结果表明,尽管在不同方向上的偏移均导致输出电压及效率出现不同程度下降,其主要原因在于耦合系数随偏移减小,进而导致为维持恒定功率输出而需提升发射端电流,系统总损耗随之上升。尽管如此,所提出的轻量化 GFSP 磁耦合机构在多维空间偏移条件下依然保持了较高的输出电压与整机效率,验证了其良好的抗偏移性能与传输能效。

综上所述,实验结果表明,基于所设计 GFSP 磁耦合机构的 WPT 系统能够实现开关管 ZVS 软开关。在 5 种不同接收端位置下,单管逆变电路的输出特性基本不受偏移和偏转的影响,发射线圈的激励电流幅值近似相等且相位相差 180°,与理论分析一致。同时,整流器输入电压、电流均保持谐振状态,进一步验证了谐振电路参数配



置的准确性。偏移和偏转实验结果表明,随着接收端位置变化,系统输出电压和效率有所降低,但整体仍保持较高水平,证明了该 WPT 系统具有良好的抗偏移能力和较高的传输能效。

## 4 结 论

针对负载移动场景下 WPT 系统在轻量化与抗偏移性能方面的双重需求,提出了一种基于中心开窗结构的 GFSP 磁耦合机构轻量化设计方法。研究深入分析了分散绕制方案对耦合系数的影响机理,并对磁性材料的几何结构进行了优化。仿真结果表明,优化后的 GFSP 磁耦合机构在多种偏移条件下能够显著提高耦合系数保持率,从而展现出优异的抗偏移性能。为验证所提方法的有效性,本研究构建了基于单管双路 P<sup>#</sup>LCC-S 补偿拓扑的 200 W 实验样机,并开展了系统测试。实验结果显示,在水平偏移 60%、垂直偏转 90°及传输距离 80~120 mm 的范围,优化后的磁耦合机构不仅维持了系统输出的稳定性,同时实现了铁氧体重量减少 25% 的轻量化目标。上述结果充分验证了所提 GFSP 磁耦合机构设计方案的可行性,具备良好的工程实用性与推广价值。

## 参考文献

- [1] 张信,杨奕,包诗媛,等. 具有宽范围负载能力双向 E<sup>#</sup>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 class E<sup>#</sup> type WPT system with wide load range capability[J]. Proceedings of the CSEE, 2025, 45(4): 1610-1623.
- [2] 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.
- [3] 耿宇宇,陈华国,王涛. 无线电能传输系统最优负载优化与最大效率跟踪控制方法[J]. 仪器仪表学报, 2025, 46(4): 23-34.  
GENG Y Y, CHEN H G, WANG T. Optimization of optimal load and maximum efficiency tracking control method for wireless power transfer system[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2025, 46(4): 23-34.
- [4] WANG H SH, CHENG K W E. A dual-receiver inductive charging system for automated guided vehicles[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2022,

58(8): 1-5.

- [5] 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, 2021, 37(5): 6217-6228.
- [6] 蒋金橙,王佩月,冯天旭,等. 基于准双向三态协同调度的无人车和无人机逐级式无线充电应用[J]. 电工技术学报, 2024, 39(22): 6965-6979.  
JIANG J CH, WANG P Y, FENG T X, et al. AGV and UAV stepwise wireless charging application based on quasi bidirectional three-state collaborative progressive method[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(22): 6965-6979.
- [7] 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. Review of anti-misalignment technology in inductive wireless power transfer system[J]. Proceedings of the CSEE, 2023, 43(14): 5537-5557.
- [8] 窦润田,张献,李永建,等. 磁耦合谐振无线电能传输系统电磁屏蔽应用发展与研究综述[J]. 中国电机工程学报, 2023, 43(15): 6020-6040.  
DOU R T, ZHANG X, LI Y J, et al. Review of application development and research of electromagnetic shielding in magnetic coupling resonant wireless power transmission system[J]. Proceedings of the CSEE, 2023, 43(15): 6020-6040.
- [9] ZHAO L, THRIMAWITHANA D J, MADAWALA U K, et al. A misalignment-tolerant series-hybrid wireless EV charging system with integrated magnetics[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 34(2): 1276-1285.
- [10] 王懿杰,陆凯兴,姚友素,等. 具有强抗偏移性能的电动汽车用无线电能传输系统[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(13): 3907-3917.  
WANG Y J, LU K X, YAO Y S, et al. An electric vehicle (EV)-oriented wireless power transfer system featuring high misalignment tolerance[J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(13): 3907-3917.
- [11] 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.  
RENG J, ZHOU K ZH, LI H CH, et al. Study of dual coupled LCL topology IPT system based on DDQ coils and its anti-misalignment method[J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(9): 2778-2788.

- [12] 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.
- [13] 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.
- [14] 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.
- [15] 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 transfer system based on double-layer quadrature double-D coupling structure with anti-misalignment and anti-deflection [J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2022, 37(16): 4004-4018.
- [16] 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.
- [17] 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.
- [18] 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.
- [19] WANG J H, CHEN R X, CAI CH S, et al. An onboard magnetic integration-based WPT system for UAV misalignment-tolerant charging with constant current output[J]. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, 2023, 9(1): 1973-1984.
- [20] BUDHIA M, COVIC G A, BOYS J T. Design and optimization of circular magnetic structures for lumped inductive power transfer systems[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2011, 26(11): 3096-3108.
- [21] KATO C, KANEKO Y, TSUDA K, et al. Investigation of wireless power transfer system with spaced arranged primary H-shaped core coils for moving EVs[C]. *IECON 2015-41st Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2015: 005197-005201.
- [22] YAO Y S, GAO SH H, WANG Y J, et al. Design and optimization of an electric vehicle wireless charging system using interleaved boost converter and flat solenoid coupler[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2021, 36(4): 3894-3908.
- [23] YE ZH L, YANG M Y, CHEN P Y. Multi-band parity-time-symmetric wireless power transfer systems for ISM-band bio-implantable applications[J]. *IEEE Journal of Electromagnetics, RF and Microwaves in Medicine and Biology*, 2022, 6(2): 196-203.
- [24] CHEN Y X, ZHAO X, NIU SH X, et al. A transmitter-embedded metasurface-based wireless power transfer system for extended-distance applications [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2024, 39(1): 1762-1772.
- [25] SONG K, MA B Q, YANG G, et al. A rotation-lightweight wireless power transfer system for solar wing driving[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2019, 34(9): 8816-8830.
- [26] CAO P CH, LU Y, ZHANG H G, et al. Embedded lightweight squirrel-cage receiver coil for drone misalignment-tolerant wireless charging[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2023, 38(3): 2884-2888.
- [27] ZHANG B, CHEN J M, WANG X D, et al. High-power-density wireless power transfer system for autonomous underwater vehicle based on a variable ring-shaped magnetic coupler[J]. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, 2024, 10(2): 3061-3074.
- [28] WANG D AN, CHEN F Z, ZHANG J T, et al. A novel pendulum-type magnetic coupler with high misalignment tolerance for AUV underwater wireless power transfer systems[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2023, 38(12): 14861-14871.
- [29] 李阳, 安张磊, 孟航, 等. 基于双耦合线圈的无人机轻量化无线充电电耦合机构设计[J]. *电源学报*, 2023, 21(6): 168-175.
- LI Y, AN ZH L, MENG H, et al. Design of lightweight wireless charging coupling mechanism for UAVs based on dual coupling coils[J]. *Journal of Power Supply*, 2023, 21(6): 168-175.

[30] 武帅, 陈星维, 孟祥尧, 等. 具有强抗偏移及轻量化特性的电场耦合式无人机无线电能传输系统[J]. 中国电机工程学报, 2023, 43(6): 2404-2413.

WU SH, CHEN X W, MENG X Y, et al. Electric-field coupled wireless power transfer system with misalignment-tolerance and light-weight characteristics for unmanned aerial vehicle applications[J]. Proceedings of the CSEE, 2023, 43(6): 2404-2413.

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 and power conversion and control technology.



**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 student at Chongqing University of Technology. His main

research interests include wireless power transfer and power conversion and control technology.



**夏诗蕴**,现为重庆理工大学电气工程及其自动化专业本科生,主要研究方向为无线电能传输技术。

E-mail: 15213733613@stu.cqut.edu.cn

**Xia Shiyun** is currently an undergraduate student majoring in Electrical Engineering and Automation at Chongqing University of Technology. Her main research interest includes wireless power transfer technology.



**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 main research interests include renewable energy systems optimization and hybrid microgrid systems control.



**郑朝永**,1995 年毕业于重庆工业职业技术大学,现为重庆协美电气有限公司技术总工,主要研究方向为工业加热器设计。

E-mail: xemezcy@163.com

**Zheng Chaoyong** graduated from Chongqing Vocational and Technical University of Industry in 1995. He is currently the chief engineer of technology at Chongqing Xiemei Electric Co.,Ltd. His main research direction is the design of industrial heaters.