

采用多目标遗传算法的无线电能传输 双层异质磁芯结构优化设计

徐先峰¹, 杨雄政¹, 张誉洸², 李祥搏¹, 周霄¹, 宣亮¹

(1. 长安大学能源与电气工程学院, 710064, 西安; 2. 西南交通大学利兹学院, 611756, 成都)

摘要: 针对无线电能传输磁芯层质量大、受振易碎降低传输能效等问题, 充分利用铁氧体-软磁复合材料(SMC)的高磁导率与低损耗特性, 提出了一种非支配排序多目标遗传算法与有限元联合仿真三目标优化框架和混合铁氧体-SMC 的多材料双层磁芯结构。首先, 采用 Steinmetz 方程建立磁性材料铁损测算模型, 明确最大传输能效和电磁安全限值以确立优化目标; 然后, 通过参数化扫描确定磁芯层厚度, 进行不同尺寸离散化网格划分编号预处理, 简化 1/4 模型以提升优化速率; 最后, 以耦合系数、漏磁均值和铁损为优化目标, 将 SMC 材料及空隙体积分数纳入约束条件进行全局寻优。研究表明: 混合磁芯结构使得铁氧体体积减小 43.13%, 耦合系数提升 0.26%, 漏磁、铁损、磁芯层总质量和总成本分别降低约 2.51%、40.60%、24.37%、10.71%; 相较于传统方案, 所提结构将输出功率和效率分别提升了 5.93%、0.19%, 且具备较强宽功率适配性, 验证了优化框架与结构的可行性。该研究可为磁性材料几何构型优化提供理论参考。

关键词: 无线电能传输; 联合仿真; 多材料双层磁芯结构; 离散化网格划分

中图分类号: TM724 **文献标志码:** A

DOI: 10.7652/xjtuxb202608012 **文章编号:** 0253-987X(2026)08-0136-13

Optimization Design of a Double-Layer Heterogeneous Magnetic Core Structure for Wireless Power Transfer Using a Multi-Objective Genetic Algorithm

XU Xianfeng¹, YANG Xiongzheng¹, ZHANG Yulong², LI Xiangbo¹,
ZHOU Xiao¹, XUAN Liang¹

(1. College of Energy and Electrical Engineering, Chang'an University, Xi'an 710064, China;

2. Leeds Joint School, Southwest Jiaotong University, Chengdu 611756, China)

Abstract: To address the issues of large mass, fragility under vibration, and resulting transmission efficiency loss of magnetic cores in wireless power transfer systems, a tri-objective optimization framework combining the non-dominated sorting genetic algorithm II with finite element method, along with a hybrid ferrite-soft magnetic composite (SMC) double-layer magnetic core structure, was proposed. The high permeability and low-loss characteristics of both materials were fully exploited. First, a magnetic loss calculation model was established using the Steinmetz equation to define the optimization objectives under maximum transmission efficiency and electromagnetic safety constraints. Second, the magnetic core thickness was determined via parametric scanning,

收稿日期: 2025-12-26。 作者简介: 徐先峰(1982—), 男, 教授, 博士生导师; 宣亮(通信作者), 男, 讲师。 基金
项目: 国家自然科学基金资助项目(52507273)。

网络出版时间: 2026-03-20 网络出版地址: <https://link.cnki.net/urlid/61.1069.T.20260319.1631.004>

followed by discretized mesh generation and numbering preprocessing; a quarter-model was adopted to improve optimization efficiency. Finally, global optimization was performed with coupling coefficient, mean leakage flux, and core loss as objectives, while the volume fractions of SMC and air gap are used as constraints. The simulation results demonstrate that the proposed hybrid core structure reduces ferrite volume by 43.13%, increases the coupling coefficient by 0.26%, and decreases leakage flux, core loss, total mass, and total cost by 2.51%, 40.60%, 24.37%, and 10.71%, respectively. The experimental results show that output power and efficiency are improved by 5.93% and 0.19% compared with conventional designs, along with strong wide-range power adaptability, which verifies the feasibility of the proposed framework and structure. This study provides a theoretical reference for the geometric optimization of magnetic materials in wireless power transfer applications.

Keywords: wireless power transfer; joint simulation; multi-material double-layer magnetic core structure; discretized mesh division

无线电能传输(WPT)作为新兴能源补给技术,具备灵活、便捷非接触等优点,已逐渐成为解决电动汽车、无人机、物流生产设备等电动化载运设备及深海探测、海底管道巡检等特殊场景下供能补给的有效方式^[1-3]。

当前,围绕磁耦合谐振无线充电技术的相关研究主要聚焦于耦合线圈结构优化、大功率电能变换拓扑设计和收发端功率控制技术等方面^[4-7]。然而,在大功率场景中,由于收发线圈间存在较大空隙,仅依靠耦合线圈和电路拓扑优化往往难以增强系统能效,因此通常在收发端添加高性能磁芯以引导磁通,增强交变磁场^[8]。但与此同时,磁芯添加会影响到系统体积、质量、成本与鲁棒性。因此,合理的磁芯材料和结构选取至关重要。综合考虑磁芯排布方式,可在轻量化耦合机构、减小漏磁的同时增强收发线圈间的互耦合性^[9]。

铁氧体因高磁导率、强耐温性和高频低损耗等特点被广泛用于WPT系统中,但其质量与易碎性质削弱了系统在受外力时的鲁棒性^[10]。软磁复合材料(SMC)和纳米晶等材料因其吸能减振与高饱和磁密等特性,已逐渐用于替代铁氧体以增强传输能效^[11]。SMC由铁氧体粉和柔性聚氨酯混合制成,初始磁导率虽相较于铁氧体有所降低,但由于质量较小且柔性较强,因而在实现轻量化的同时可显著增强磁芯层的耐振性^[12]。纳米晶的磁导率为铁氧体的10~12倍,且各向异性特性使得其能够有效增强磁场单侧磁通,但成本为铁氧体的3~4倍^[13]。

通过对不同磁性材料进行混合排布,可在轻量化设备的基础上,进一步降低铁损,增强抗磁饱和能力,提升电磁兼容性和充电效率。文献[14]提出了

一种复合屏蔽层磁耦合器,在铁氧体层上方添加纳米晶,采用机器学习得到铁氧体最优占比,提升了耦合系数,但其整体成本过高。文献[15]采用机器学习与有限元(FEM)联合仿真方法,在减小10%铁氧体体积的同时,将互感提升了0.6%,增强了接收端拾取功率。尽管该方法在一定程度上实现了系统能效提升,但整体寻优过程依赖大量数据集训练,步骤繁琐且耗时较长。采用变密度法与ON/OFF等拓扑优化方法,可基于目标函数有导向性地对磁芯布局进行改善,通过细化网格,优化设计出新颖且不规则结构,从而充分匹配于收发线圈不同强度的磁通区域^[16-17]。基于上述思路,文献[18]提出了一种两阶段铁氧体结构多目标拓扑优化方法,在预定义设计域局部模型尺寸和惩罚因子对关键参数影响明确的前提下,采用固体各向同性材料惩罚密度法对模型进行简化,在保证耦合系数不变的同时,将铁氧体体积减少了约30%。然而,在系统性能得到有效改善的同时,不规则结构却使得实际加工难以实现,导致普适性较差,难以推广应用。

在混合磁芯材料协同优化方面,文献[19]提出一种将铁氧体设定为发射端磁芯、纳米晶作为接收端磁芯的混合磁芯结构,充分发挥两者高电阻率与高饱和磁通特性,并基于遗传算法进行优化,将耦合系数提升了约2.5%。文献[20]仅利用纳米晶一种材料,在中心区域将磁导率材料纵向层叠以降低损耗,在外围区域将高磁导率材料平面层叠以优化磁通分布,使得磁芯体积减小32.5%、质量降低约15.6%。上述研究虽使结构性能得到一定提升,但并未考虑铁氧体与纳米晶材料间物理拼接存在磁路不连续性、多磁导率纳米晶分区层叠的工艺复杂性

与高成本等问题。

针对机器学习和拓扑优化存在繁琐、普适性较差等问题,非支配排序遗传算法(NSGA-II)通过精英保留与快速非支配排序提升寻优稳定性,为磁芯排布提供多样性解集,通过规则化磁块划分使其具备较强的可实现性。因此,针对磁芯优化问题,本文采用NSGA-II与FEM联合仿真方法,其相比于传统机器学习与拓扑优化方法,在无需上万训练样本的同时,离散网格直接生成规则几何磁块,无需后处理即可层压加工,从而避免拓扑优化常见的灰度边界问题^[16]。在考虑不同磁性材料各向同性、各向异性特征的基础上,以耦合系数、互感、漏磁与涡流损耗等参数为优化目标,对混合材料排布方式寻优,可在有效降低磁耦合机构质量的同时,增强系统整体鲁棒性与传输能效^[21]。

综上所述,混合磁芯排布方式能够有效改善系统传输性能,但过往研究仍缺乏对收发线圈间强、弱耦合区不同厚度磁性材料的考虑,过磁饱和导致耦合结构损耗与质量增大。鉴于此,本文基于高优化精度的NSGA-II与FEM联合仿真方法,充分利用

铁氧体和SMC在强、弱耦合区的高磁导率与低铁损互补特性,创新性地提出收发侧多材料磁芯双层排布结构。通过简化模型与离散网格划分编码预处理,有效减少了计算能耗,并提升了仿真效率。以耦合系数、漏磁均值和铁磁损耗为优化目标,将SMC材料与空隙体积分数纳入约束条件,对收发侧各层铁氧体和SMC混合磁芯进行排布寻优,得到多样化解集。采用先进性规范化排序法确定Pareto前沿分布最优解,使得耦合结构轻量化的同时传输能效增强,漏磁降低。

1 无线电能传输能效、电磁安全限值和铁磁损耗测算模型理论分析

1.1 最大传输效率影响参数分析

图1所示为串联-串联型(SS)谐振补偿拓扑结构示意图。磁耦合谐振网络将发射端高频交流电转换为磁场能量并传递至接收端,经整流后供给负载。分析可知,收发侧线圈间互耦合性决定了系统传输能效上限。因此,优化磁芯排布对进一步增强两者间的交变磁场至关重要。

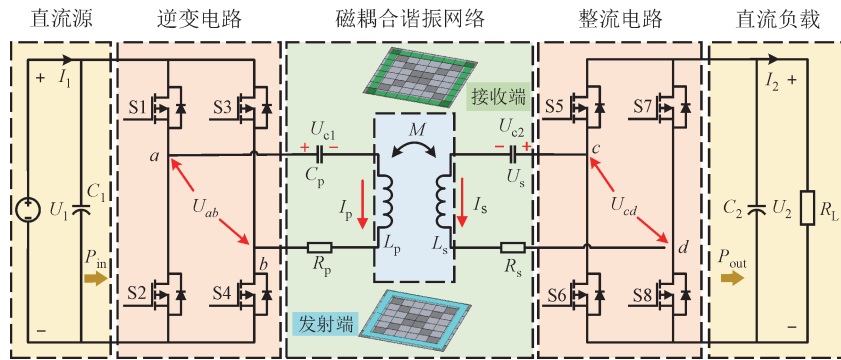


图1 磁耦合谐振无线充电SS型补偿拓扑电路示意图

Fig. 1 Schematic diagram of the magnetic coupling resonant wireless charging SS-type compensation topology circuit

图1中, U_1 和 U_2 分别为直流源、负载电压, I_1 和 I_2 分别为发射端、负载电流, P_{in} 和 P_{out} 分别为输入、输出功率, C_1 和 C_2 分别为输入、输出侧滤波电容, $S1 \sim S8$ 为开关管, U_{ab} 和 U_{cd} 分别为发射线圈、接收线圈端电压, U_{e1} 和 U_{e2} 分别为原、副边补偿电容端电压, I_p 和 I_s 分别为发射、接收线圈电流, L_p 和 L_s 分别为发射、接收端自感, C_p 和 C_s 分别为发射、接收端补偿电容, R_p 和 R_s 分别为发射、接收端线圈内阻, M 为互感, R_L 为负载等效阻抗。

发射侧、接收侧的等效阻抗分别为

$$\begin{cases} Z_p = R_p + j\omega L_p + 1/j\omega C_p \\ Z_s = R_s + R_L + j\omega L_s + 1/j\omega C_s \end{cases} \quad (1)$$

式中: ω 为谐振频率。

根据基尔霍夫电压定律,收、发侧回路中有

$$\begin{cases} I_p Z_p + j\omega M I_s - U_1 = 0 \\ I_s Z_s - j\omega M I_p = 0 \end{cases} \quad (2)$$

由式(2),系统传输效率表达式可写为

$$\eta = \frac{\omega^2 M^2 R_L}{(R_s + R_L)[R_p(R_s + R_L) + \omega^2 M^2]} \quad (3)$$

当满足谐振条件(理论谐振频率 ω 与实际频率 ω_s 相等)时,系统传输效率 η_{max} 达到最大,写为

$$\eta_{max} = 1 - \frac{2}{1 + \sqrt{1 + Q_c^2}} \quad (4)$$

式中: Q_c 为谐振网络品质因数,表达式如下

$$Q_c = \frac{\omega k \sqrt{L_p L_s}}{\sqrt{R_p R_s}} \quad (5)$$

其中, k 为耦合系数。

由式(4)、式(5)可知,提高自感、频率、耦合系数或降低阻抗均可有效改善 Q_c ,提升传输效率。然而,当添加磁芯时,由于磁聚拢使得线圈自感和等效阻抗均显著增大,频率受电容限制难以调整。因此,通过合理的磁芯排布增强耦合系数,能有效提升传输效率。

1.2 电磁安全限值要求

无线电能传输需兼顾能效与电磁安全。图2所示为SAE J2954国际标准规定的磁场测试区域,其中 L 、 W 和 H 分别表示测试区域长度、宽度与高度,电磁安全限值为 $27 \mu\text{T}^{[22]}$ 。通常,测试区域设在距耦合机构 XOZ 、 YOZ 和 XOY 平面分别为 0.8 、 0.5 m处。实际应用中,测试区域3因屏蔽层的存在远小于限值,故优化重点聚焦于区域1和区域2。

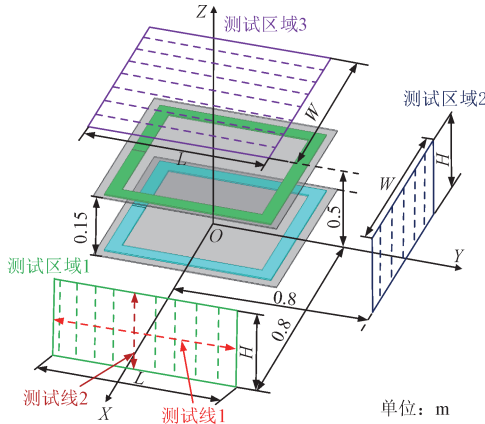


图2 磁耦合机构电磁安全测试区域示意图

Fig. 2 Schematic diagram of the electromagnetic safety test area for magnetic coupling structure

1.3 磁性材料铁损测算模型

因磁滞与涡流现象,在收发线圈添加磁性材料将进一步产生磁损耗。磁滞损耗为铁磁材料在交变磁场中的固有有功损耗。涡流损耗为磁通变化时感应电流产生的焦耳热,其瞬时值可表示为

$$P_e = C_e f^2 d^2 B_m^2 / \rho \quad (6)$$

式中: C_e 为涡流损耗系数; f 为励磁频率; d 为磁芯厚度; B_m 为磁通密度幅值; ρ 为电阻率。

在明确损耗类型的基础上,可采用正弦激励下的Steinmetz经验公式^[23]计算磁芯损耗,表达式为

$$P_v = C_m f^\alpha B_m^\beta \quad (7)$$

式中: P_v 为单位体积内磁芯损耗; C_m 、 α 和 β 为

Steinmetz系数,与磁芯材质及使用条件有关,通常由生产厂家产品手册提供的数据进行曲线拟合获得。

Steinmetz方程将磁芯损耗整合为单一表达式,简化了测算模型。基于各材料在 25°C 、 85 kHz 工况下的损耗特性数据,拟合得到Steinmetz系数,进而对各微元磁感应强度积分求得总能量损耗 P_c ,表达式为

$$P_c = \iiint P_v dV \quad (8)$$

2 双层磁芯排布优化策略

2.1 磁耦合机构建模及双层磁芯厚度影响分析

图3给出了含双层磁芯的磁耦合机构模型,其中线圈尺寸为 $400\text{ mm} \times 400\text{ mm}$,空隙为 150 mm 。

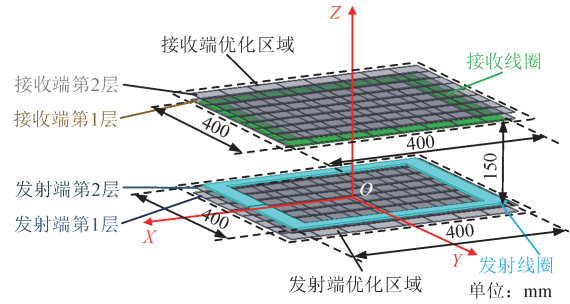


图3 含双层磁芯的磁耦合机构模型示意图

Fig. 3 Schematic diagram of a magnetic coupling structure model with double-layer magnetic core

优化前,基于图3所示模型初步分析磁芯厚度。将初始厚度设为 0.5 mm ,以 0.5 mm 步长增至 3.0 mm ,得到其对耦合系数和铁损的影响如图4所示,其中 h_{f1} 和 h_{f2} 分别为发射端/接收端第1、2层的磁芯厚度。分析图4可知,磁芯厚度的增加使得

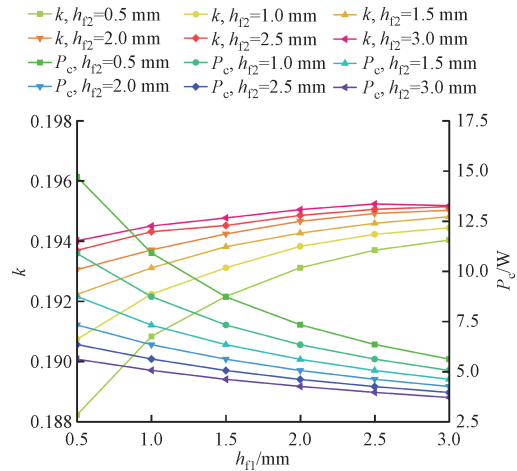


图4 各层磁芯厚度对耦合系数和铁损的影响

Fig. 4 Influence of the thickness of each layer of magnetic core on the coupling coefficient and iron loss

耦合系数单调递增(边际递减),铁损单调递减(边际递减)。厚度增加可降低磁阻,增强互感,但磁饱和特性使得耦合系数增长渐弱;同时,厚度增大使得截面积 S 增大,磁密降低,而根据前文提到的 Steinmetz 经验公式,磁密降低对损耗的削弱效应强于体积增量,故整体铁损下降。

若仅根据图 4 中的数据变化趋势进行优化,则应选用双层厚度为 3.0 mm 的磁芯。然而,边际效应表明:当第 1 层厚度固定为 1.5 mm、第 2 层厚度从 1.5 mm 增至 3.0 mm 时,耦合系数 k 的增量仅为 0.001,铁损降低仅约 2.18 W,而整体磁芯层的体积、质量和成本均翻倍。极限厚度性能收益远低于材料成本,不符合工程实际中轻量化和经济性要求,也与本文优化目标相悖。因此,结合工程实践,磁芯厚度通常控制在 2.0~3.0 mm。基于此约束,设定

第 1 层厚度为 1.5 mm(低磁阻防饱和),第 2 层厚度为 1.0 mm(磁屏蔽抑漏磁),在符合工程实际的同时对多目标权衡的磁芯最优排布进行寻优。

2.2 不同类型磁芯电磁特性分析与离散化网格编码

无线电能传输过程中,铁氧体高磁导率可显著增强交变磁场,但易达到过饱和状态。85 kHz 下,3 种材料的参数对比如表 1 所示。由表可知,相较于 SMC 和纳米晶材料,铁氧体的饱和磁感应强度最低,极易使磁芯达到磁饱和状态;SMC 电阻率最大,结合式(6)可知,较大的电阻率可显著减小涡流损耗。此外,纳米晶的初始磁导率虽高达 10^5 数量级,但成本高、工艺复杂(需卷绕固化)、与铁氧体兼容性差;而 SMC 可模压成型,剪切胶接,抗振性强^[21],故本文考虑将 SMC 和铁氧体纳入多材料优化空间。

表 1 3 种磁性材料电磁特性、成本等参数的对比

Table 1 Comparison of electromagnetic characteristics and cost parameters of three magnetic materials

参数	铁氧体	SMC	纳米晶
初始磁导率 $\mu_r/(\text{H} \cdot \text{m}^{-1})$	$2 \times 10^3 \sim 5 \times 10^3$	20~200	$0.3 \times 10^5 \sim 1.0 \times 10^5$
饱和磁感应强度 B_s/mT	350~550	1 000~1 500	1 200~1 500
工作频率/kHz	1~3 000	1~10 000	1~150
密度 $\rho/(\text{g} \cdot \text{cm}^{-3})$	4.8~5.0	3.5~4.5	7.3~7.5
电阻率 $\rho_r/(\Omega \cdot \text{cm})$	1~100	$10^2 \sim 10^3$	$0.2 \times 10^{-6} \sim 1.6 \times 10^{-6}$
矫顽力 $H_c/(\text{A} \cdot \text{m}^{-1})$	8~40	30~150	0.5~2.0
居里温度 $T/^\circ\text{C}$	130~220	500~750	550~600
$P_v/(\text{kW} \cdot \text{m}^{-3})$	340	230	185
质量单价/(元 $\cdot \text{kg}^{-1}$)	28	45	105

考虑到尺寸敏感性,采用常用尺寸 53 mm×53 mm 和 26.5 mm×26.5 mm 划分磁块单元。随后,将收发侧双层磁块离散化编号,便于算法索引调整。不同单元尺寸收发侧第 1、2 层磁芯二维平面的布局分别如图 5、图 6 所示,其中第 1 层磁芯的厚度均为 1.5 mm,第 2 层磁芯的厚度均为 1.0 mm, B_{ij} 和 B_{ij}^* 分别为第 1、2 层第 i 行第 j 列磁块。算法随机产生 0、0.5、1.0 这 3 个数并赋值于磁块,在有限元环境建模时分别对应空隙、SMC 和铁氧体。

为进一步缩短优化时间,考虑到图 3 所示模型在 XOZ、YOZ 平面均具有对称性,可通过调整模型边界和激励位置,将其简化为图 7 所示的 1/4 模型。

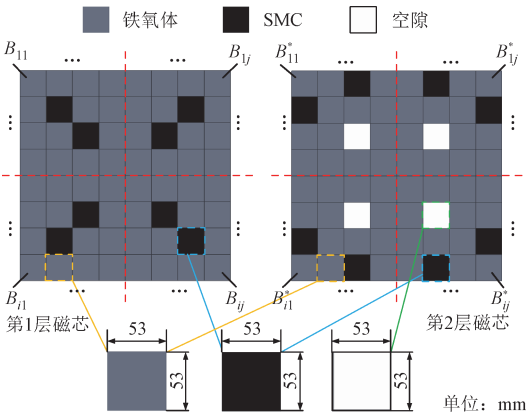


图 5 53 mm×53 mm 磁芯的离散化编码和尺寸示意图
Fig. 5 Schematic diagram of discretization coding and dimensions of magnetic cores for 53 mm×53 mm

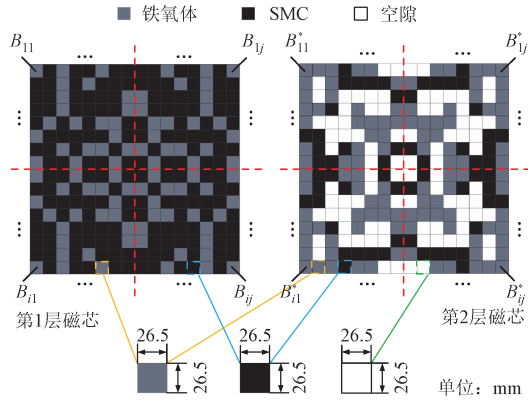


图 6 26.5 mm×26.5 mm 磁芯的离散化编码和尺寸示意图
Fig. 6 Schematic diagram of discretization coding and dimensions of magnetic cores for 26.5 mm×26.5 mm

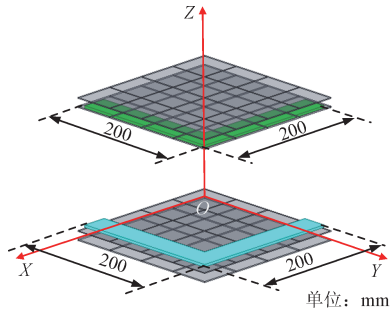


图 7 磁耦合机构 1/4 简化模型

Fig. 7 Magnetic coupling mechanism 1/4 simplified model

为验证简化后模型参数测算的有效性,给出了相关对比如表 2 所示。由表可知,简化模型自感、互感、耦合系数和漏磁均值等参数的误差均小于 0.3%,优化时间缩短了约 3 倍,验证了其可行性与高效性。因此,后续采用该简化模型开展寻优。

表 2 磁耦合机构模型简化前、后参数的对比

Table 2 Comparison of parameters of the magnetic coupling structure model before and after simplification

参数	原模型	简化模型	误差/%
发射线圈自感 $L_p/\mu\text{H}$	144.61	144.33	0.19
接收线圈自感 $L_s/\mu\text{H}$	148.21	147.93	0.18
收发线圈互感 $M/\mu\text{H}$	28.86	28.73	0.04
耦合系数 k	0.197 2	0.196 6	0.30
漏磁均值 $B_{\text{Avg}}/\mu\text{T}$	2.058 3	2.056 1	0.11
时间(仅运行一次)/s	348	104	70.11

2.3 NSGA-Ⅱ 与有限元联合仿真优化方法

在磁芯优化问题中,若针对图 5 所示的磁块划分采用传统枚举法开展优化,第 1、2 层分别存在 2^{32}

和 3^{32} 种可能性,难以遍历全局寻优。因此,本文采用改进 NSGA-Ⅱ 算法与 FEM 联合仿真,利用其较强的全局搜索能力提供多样性解集^[24]。基于此,将磁芯优化问题描述如下

$$\begin{cases} \max f(B_{ij}, B_{ij}^*) = [k(B_{ij}, B_{ij}^*), -P_c(B_{ij}, B_{ij}^*), \\ \quad -[B_{\text{Avg}1}(B_{ij}, B_{ij}^*) + B_{\text{Avg}2}(B_{ij}, B_{ij}^*)]/2]^T \\ \text{s. t. } 0.01V_{\text{ferrite}} \leq \int_{\Omega} B_{ij} d\Omega \leq V_{\text{ferrite}}, \\ B_{ij} = 0.5, \Omega \in \{\Omega_1, \Omega_2\} \\ 0.01V_{\text{ferrite}} \leq \int_{\Omega} B_{ij}^* d\Omega \leq V_{\text{ferrite}}, \\ B_{ij}^* \in \{0, 0.5\}, \Omega \in \{\Omega_1, \Omega_2\} \end{cases} \quad (9)$$

式中: $B_{\text{Avg}1}$ 和 $B_{\text{Avg}2}$ 分别为测试区域 1、2 处的平均磁感应强度; V_{ferrite} 为每次迭代的铁氧体体积; Ω_1 和 Ω_2 分别为发射端、接收端优化区域。

式(9)中,优化目标为最大化耦合系数、最小化铁磁损耗和平均漏磁,约束条件为每次迭代过程中,两层磁芯空隙与 SMC 材料均需同时存在,且限制其整体用量始终小于铁氧体用量,保证耦合区存在铁氧体的同时控制系统总成本。

整体优化流程如图 8 所示。其优化迭代联合仿真流程如下:离散化磁块并设定算法参数;利用 MATLAB 软件编程接口调用 Ansys Maxwell 程序求解目标函数 k 、 P_c 、 B_{Avg} ;经非支配排序和拥挤度

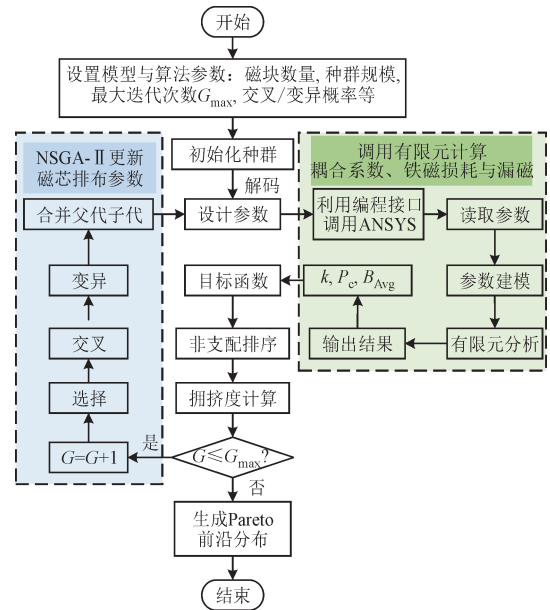


图 8 NSGA-Ⅱ 与 FEM 联合仿真优化流程图

Fig. 8 Flowchart of the joint simulation optimization of NSGA-Ⅱ and finite element method

计算后交叉/变异形成子代,合并父代与子代再次求解;选取支配等级高的个体形成 $n+1$ 代父代种群,迭代至收敛生成 Pareto 前沿,得到多组磁芯配置方案。

3 优化结果分析

3.1 改进 NSGA-II 算法参数敏感性分析

NSGA-II 与 FEM 联合仿真中,启发式算法反复调用有限元建模需耗费大量时间,故首先评估算法参数敏感性以提升可靠性。由于多目标优化结果通常为 Pareto 非支配解集,其性能通过分布均匀性与收敛多样性衡量,故引入如下指标进行评估。

(1)分布均匀性度量(S_p)。 S_p 用于衡量算法所得解集在 Pareto 前沿上的分布均匀性。该值越小则解集分布越均匀,计算式如下

$$S_p = \sqrt{\frac{1}{T_s-1} \sum_{i=1}^{T_s} (d_i - \bar{d})^2} \quad (10)$$

式中: T_s 为解集个数; d_i 为任意解到最近邻解的距离; $\bar{d}$ 为距离均值。

(2)收敛多样性度量(H_V)。 H_V 表示算法得到的解集在目标空间中所覆盖的体积,体现收敛性与多样性。该值越大说明算法的解集覆盖范围越广,计算式如下

$$H_V = \text{VOL}(\bigcup_{y \in P} [y_1, r_1] \times [y_2, r_2] \times \cdots \times [y_m, r_m]) \quad (11)$$

式中: r 为参考点,通常取各目标最大值或稍差值; y 为决策变量单个向量解; m 为向量解个数; P 为所有非支配目标向量集合; $\text{VOL}(\cdot)$ 为勒贝格测度。

在磁芯优化问题中,传统 NSGA-II 算法存在多个局部最优解,往往会导致其过早收敛。因此,本文通过引入自适应变异算子和突变机制对传统算法进行改进^[23]。根据种群进化状态自主调整变异/交叉率,通过评估连续 Pareto 前沿间的相似性,确定优化是否停留在局部最优。若连续几代个体相似性超过阈值,则对当前精英个体全面突变,寻找潜在解决方法。

以往研究^[21,23]中,考虑到联合仿真耗时性,通常严格限制迭代次数为 50~100,种群规模为 10~20。在此基础上,将上述分布均匀性和收敛多样性度量作为评价指标,围绕种群规模与迭代次数设计正交实验,进行算法参数敏感性分析,以确保优化效

率与解集可靠性间的平衡。分别设置迭代次数为 50、100,种群规模为 10、20,相关参数指标对比如表 3 所示。其中, H_V 的改进率 δ 定义如下

$$\delta = \frac{H_{V,i} - H_{V,\text{base}}}{H_{V,\text{base}}} \times 100\% \quad (12)$$

式中:下标 i 表示不同种群规模/迭代次数序号;下标 base 表示基准组(10/50)。

表 3 不同种群规模与迭代次数下算法参数的对比
Table 3 Comparison of algorithm parameters under different population sizes and iteration counts

种群规模	迭代次数	H_V	S_p	计算时间/h	$\delta/\%$
10	50	0.312	0.156	36.2	
10	100	0.323	0.149	73.4	3.4
20	50	0.321	0.148	72.9	2.8
20	100	0.325	0.143	141.7	4.0

由表 3 可知,基准组(10/50)与最大 H_V 组相比, H_V 改进率 δ 仅相差 4.0%,但优化时间节省了约 74.5%。此外,各组 S_p 相差较小,表明解集分布均匀性较好。进一步分析基准组 H_V 随迭代次数的变化可知,约在 40 代后, H_V 逐渐趋于收敛,表明 10/50 参数选取能够满足磁芯优化问题收敛性。

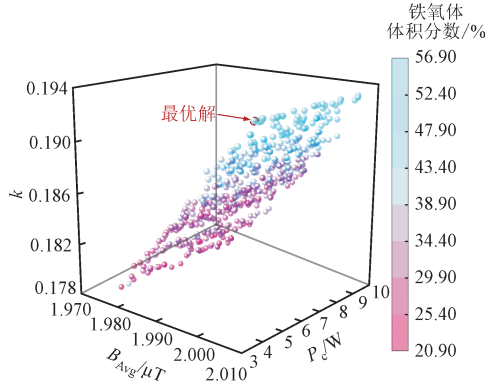
3.2 优化前、后耦合性能对比分析

基于 3.1 小节的算法参数敏感性分析,设置 NSGA-II 算法迭代次数为 50,种群规模为 10,初始交叉、变异概率分别为 0.80、0.02,可在合理时间内获得 Pareto 前沿,最终优化得到不同单元尺寸划分下磁芯排布多目标优化的 Pareto 前沿分布,如图 9 所示。由图可知,两种 Pareto 前沿分布形态相似,但粗网格展现出更宽的参数取值范围,其解的空间探索更充分。这表明过渡细化网格可能会导致优化陷入局部最优,对磁饱和等局部非线性特征的过渡捕捉,反而约束了寻优空间,使得 Pareto 前沿过早收敛。因此,在本文所设计的联合仿真三目标优化框架中,粗网格划分不仅可显著降低计算成本,还有助于获得更具多样性最优解集,为磁芯几何结构选型提供更灵活决策空间。

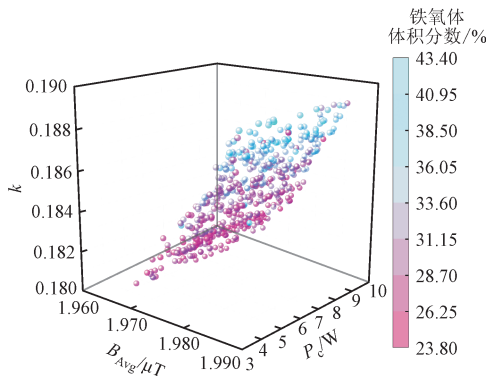
对于优化后的 Pareto 解集,需要基于不同的目标函数综合衡量,选取其中一组最优解。通常,采用解先进性规范化排序法^[25],表达式如下

$$f_i = \sum_{n=1}^{n_{\text{obj}}} \frac{f_i(n) - f_{\min}(n)}{f_{\max}(n) - f_{\min}(n)} \alpha_i \quad (13)$$

式中: f_i 为 Pareto 解集第 i 个解的规范值; $f_i(n)$ 为第 i 个解对应的第 n 个优化目标的目标值; $f_{\min}(n)$ 与 $f_{\max}(n)$ 分别为所有解集中第 n 个优化目标的最大、最小函数值; α_i 为不同目标函数的权重; n_{obj} 为优化目标个数。



(a) 网格尺寸为 53 mm×53 mm(粗网格)

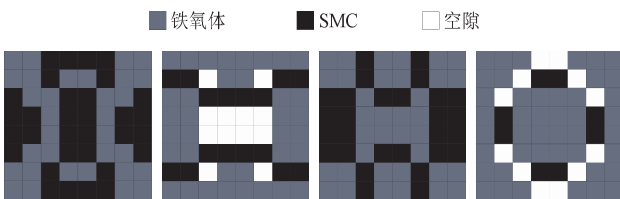


(b) 网格尺寸为 26.5 mm×26.5 mm(细网格)

图 9 不同尺寸网格下的 Pareto 前沿分布

Fig. 9 Pareto frontier distribution for different sized grids

由图 9 可知,漏磁均值均小于 $27 \mu\text{T}$ (安全限值),而两种网格划分下的铁损范围相似,故在选取最优解时,本文倾向于强耦合性能,将 k 、 B_{Avg} 和 P_c 的权重分别设为 0.8、0.1、0.1(计算规范值),选取得到最优解,给出其各层磁芯的排布如图 10 所示。



(a)接收第 1 层 (b)接收第 2 层 (c)发射第 1 层 (d)发射第 2 层

图 10 磁耦合机构各层磁芯排布示意图

Fig. 10 Schematic diagram of the arrangement of magnetic cores in each layer of the magnetic coupling structure

基于图 10 所示的磁芯排布方案,仿真得到优化

前、后漏磁测试区域 1 和区域 2 的磁感应强度分布,如图 11 所示。可以看出,相较于优化前布满铁氧体的情况,优化后测试区域的漏磁明显减少。

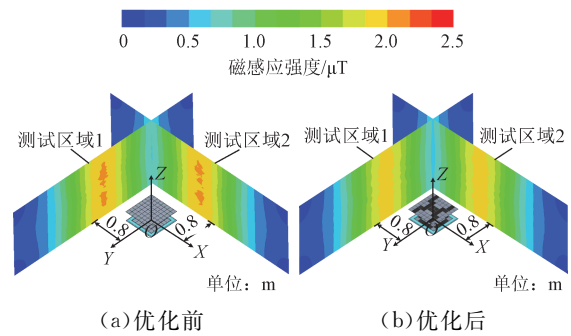


图 11 优化前、后的漏磁测试区域磁感应强度分布

Fig. 11 Distribution of magnetic induction intensity in the leakage flux test area before and after optimization

为定量比较双层磁芯拓扑排布优化后对耦合结构能效的提升效果,仿真得到不同材料排布下, k 、 B_{Avg} 、 P_c 、不同材料体积分数和磁芯层总质量如表 4 所示。其中,工况 1、工况 2 与工况 3 分别表示磁耦合机构收发侧双层未放置材料、布满 SMC 与布满铁氧体情况,工况 4 表示优化后双层磁芯最优排布。

表 4 不同磁芯配置下性能参数的对比

Table 4 Comparison of performance parameters under different magnetic core configurations

参数	工况 1	工况 2	工况 3	工况 4
耦合系数 k	0.156 1	0.174 3	0.192 8	0.193 3
漏磁 $B_{\text{Avg}}/\mu\text{T}$	2.323 1	2.208 0	2.058 4	2.006 7
铁损 P_c/W	0	3.148 6	7.312 8	4.343 5
铁氧体体积分数/%	0	0	100	56.875
SMC 体积分数/%	0	100	0	35.625
空隙体积分数/%	100	0	0	7.500
磁芯层总质量/kg	0	3.596	4.494	3.399

由表 4 可知,与工况 3 相比,工况 4 下的耦合系数 k 提升了 0.26%,漏磁 B_{Avg} 减少约 2.51%,铁损 P_c 降低约 40.60%。利用 SMC 和空隙分别替代约 35.625%、7.500%铁氧体,使得铁氧体体积占比减少约 43.125%,磁芯层的总质量减少约 1.095 kg。

为量化分析排布成本和质量特性,绘制质量-成本-耦合系数三者间的 Pareto 前沿分布,如图 12 所示。由图可知,相较于工况 3(成本约 125.843 元、质量约 4.494 kg),优化后工况 4(成本约 112.36 元、质量约 3.399 kg)的成本和质量分别降低了约 10.71%、24.37%。

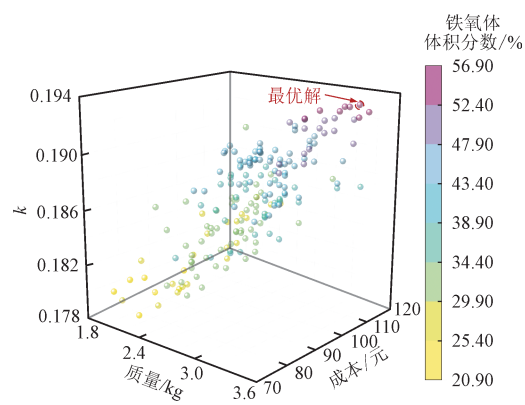


图 12 质量-成本-耦合系数的 Pareto 前沿分布
Fig. 12 Pareto front distribution of weight-cost-coupling coefficient

3.3 磁通分布特性对比分析

为明确收发线圈间互耦合区磁通分布情况,基于表 4 的 4 种排布方案,在 XOY 平面 400 mm×400 mm 范围内以 10 mm 为步长进行测量,得到的磁通分布如图 13 所示。由图可知,工况 1 的磁通耦合强度较低,磁密仅为 0.10~0.12 mT;工况 2 的耦合磁通显著增强,磁密约为 0.14 mT;工况 4 中心磁通较工况 3 略有增强,最大磁通由 0.182 mT 增强至 0.188 mT。这是由于 SMC 的低磁导率使得整体等效磁阻减小,同时外侧漏磁减弱,进而提升了互感,耦合系数增强,从而验证了前文磁芯优化方案的可行性与有效性。

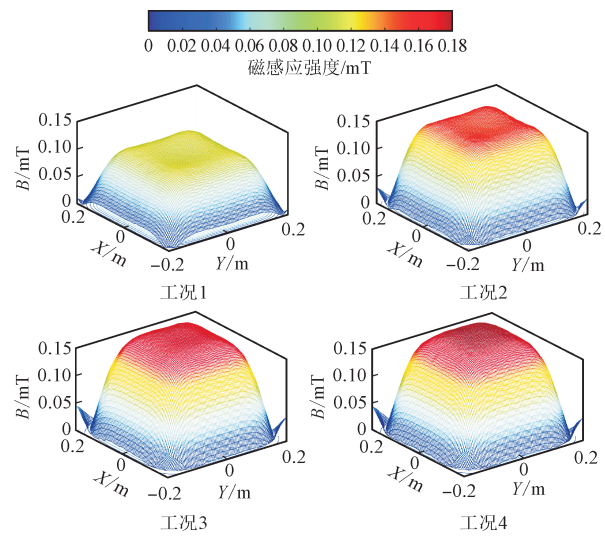


图 13 不同磁芯配置方案下的磁通分布
Fig. 13 Magnetic flux distribution under different magnetic core configuration schemes

4 实验验证

4.1 WPT 系统实验平台搭建

为验证优化方案,搭建如图 14 所示的 WPT 系统样机,包括直流源、高频逆变电路、补偿电容、磁耦合机构、整流电路和电子负载。通过功率分析仪、阻抗分析仪和示波器,测量功率、效率、阻抗和波形。基于图 10 的优化仿真结果对双层磁芯进行排布,样机相关参数如表 5 所示。

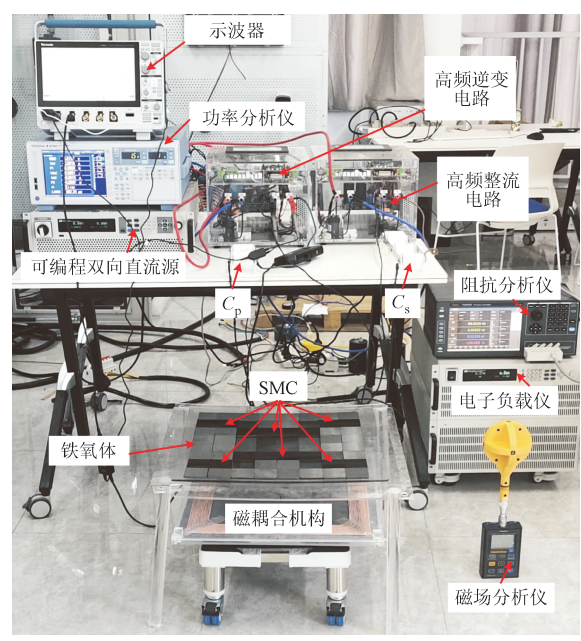


图 14 WPT 系统样机
Fig. 14 Prototype of the WPT system

表 5 WPT 系统样机参数
Table 5 Parameters of WPT system prototype

参数	工况 3	工况 4
收发侧线圈匝数	10	10
收发侧线圈尺寸/mm	400×400	400×400
收发侧线圈匝数距离/mm	150	150
发射线圈自感 $L_p/\mu\text{H}$	139.08	142.35
接收线圈自感 $L_s/\mu\text{H}$	138.87	141.95
原边补偿电容 C_p/nF	25.3	25.3
副边补偿电容 C_s/nF	25.3	25.3
发射线圈阻抗 $R_p/\text{m}\Omega$	90.137	93.092
接收线圈阻抗 $R_s/\text{m}\Omega$	89.564	92.671
谐振频率 f/kHz	84.91	83.98
负载阻值 R_L/Ω	50	50

4.2 传输效率与漏磁对比分析

工况 3 和工况 4 下,发射和接收线圈的端电压 V_p 、 V_s 以及电流 I_p 、 I_s 的波形如图 15 所示。

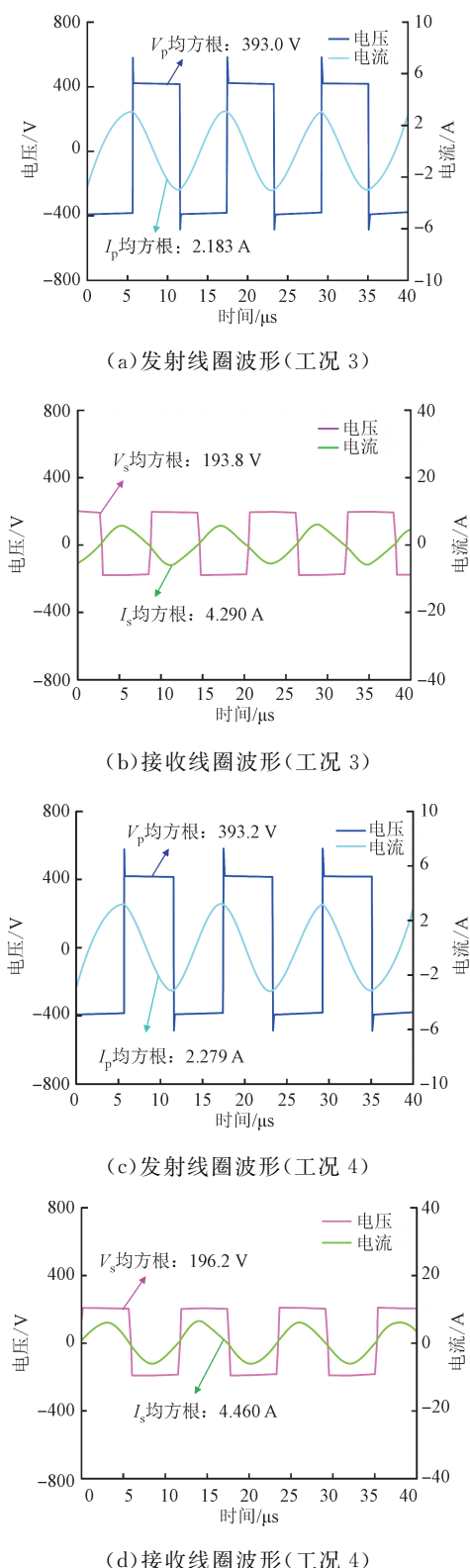


图 15 不同磁芯排布下收、发侧线圈电压和电流波形

Fig. 15 Voltage and current waveforms of the transmitter and receiver coils under different cases

由图 15(a)、15(b)可知,工况 3 发射端电压、电流均方根分别为 393.0 V、2.183 A,接收端电压、电流均方根分别为 193.8 V、4.29 A,AC-AC 传输效率为 96.91%。由图 15(c)、15(d)可知,工况 4 发射端电压、电流均方根分别为 393.2 V、2.279 A,接收端电压、电流均方根分别为 196.2 V、4.46 A,AC-AC 传输效率为 97.65%,较工况 3 提升了 0.69%。

为进一步分析两种磁芯排布方式下系统的输出功率,采用功率分析仪测量得到工况 3 和工况 4 下的输出功率、DC-DC 传输效率,分别为 814.1 W、91.38%和 862.4 W、91.57%。相较于工况 3,工况 4 的输出功率增加了 48.3 W,提升约 5.9%,传输效率提升约 0.19%。两种磁芯排布方式下效率随功率的变化情况如图 16 所示。由图可见,随着功率增大,两种磁芯排布下的效率均有小幅提升,在 300~1 000 W 输出功率区间,传输效率差值基本维持在 0.5%以内,较为稳定;同时,工况 4 下的效率始终大于工况 3,验证了本文所提方案的有效性和宽功率范围适配性。

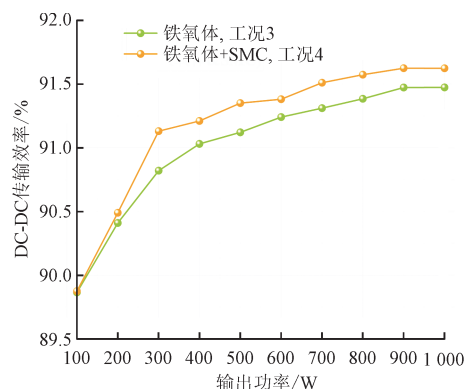


图 16 两种磁芯排布方式下传输效率随输出功率的变化
Fig. 16 Transmission efficiency variation with output power under two magnetic core arrangement methods

为进一步验证宽功率范围内漏磁的变化情况,以 50 mm 为步长测量测试线 1 在 $[-200 \text{ mm}, 200 \text{ mm}]$ 区间内的磁感应强度,结果如图 17(a)所示。分析可知,不同功率下曲线分布形态近乎一致,均呈现以 0 为中心的对称分布,在中性点处磁感应强度最大,在边缘处最小。功率变化未改变漏磁分布规律,意味着磁芯适用于低功率和过载功率的宽功率范围。

为进一步验证优化前、后磁芯排布方式下漏磁的变化情况,以 50 mm 为步长,分别对图 2 中测试线 1 与测试线 2 在 $[-200 \text{ mm}, 200 \text{ mm}]$ 区间内的磁感应强度进行测量,得到不同磁芯排布下的磁密分布曲线如图 17(b)所示。可以看到,工况 4 下的磁感应强度始终小于工况 3,与图 11 的变化趋势一致,验证了本文所提磁芯排布方案的有效性。

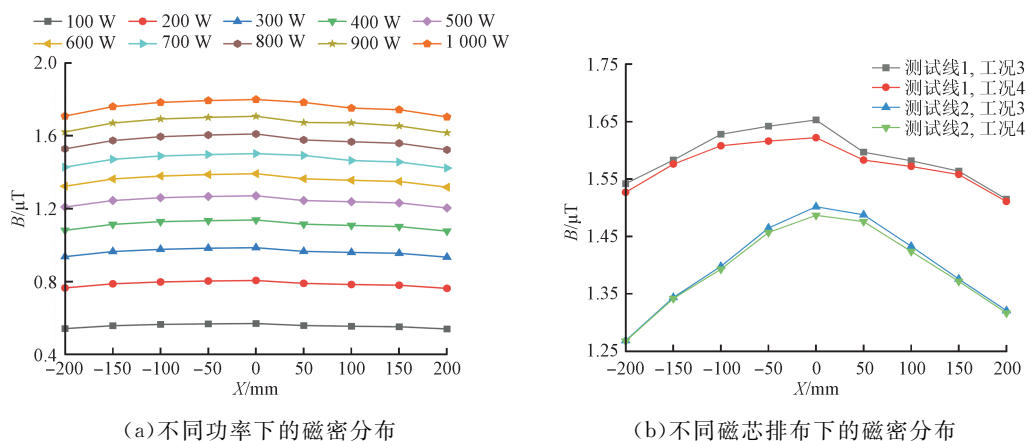


图 17 不同功率和磁芯排布下的磁密分布曲线

Fig. 17 Magnetic density distribution curves under different power and magnetic core arrangements

为进一步证明本文所提优化框架的优越性,将其与已有文献进行对比,得到的结果如表 6 所示。表中, Δk 、 ΔM 、 $\Delta V_{\text{ferrite}}$ 、 ΔB_{leak} 分别为耦合系数、互感、铁氧体体积和漏磁变化量, k_0 、 M_0 、 $V_{\text{ferrite}0}$ 、 $B_{\text{leak}0}$ 分别为未优化时各参数的初值。由表 6 可见,相较于文献[15,17-18,23],本文方法在提升耦合系数的同时,有效降低了铁氧体的体积占比,且通过领域网格划分

保证了结构连通性,具备较强工艺性的同时无需多余后处理操作。文献[21]采用与本文相似的优化算法和材料,但其以牺牲耦合系数为代价,减小了铁氧体占比与漏磁;本文小幅提升了耦合系数,降低了铁氧体体积占比与漏磁,但并未降低系统能效传输性能。同时,本文所提优化框架使得磁芯层具备更多样的排布方式,从而保证了优化结果的可靠性。

表 6 不同磁芯结构优化研究结果对比

Table 6 Comparison of optimization research results of different magnetic core structures

文献	优化方法	材料	$\Delta k \cdot k_0^{-1} / \%$	$\Delta M \cdot M_0^{-1} / \%$	$\Delta V_{\text{ferrite}} \cdot V_{\text{ferrite}0}^{-1} / \%$	$\Delta B_{\text{leak}} \cdot B_{\text{leak}0}^{-1} / \%$	工艺性	成本
[15]	机器学习与 FEM	铁氧体	2.40	0.60	-10.000		强(分层)	中
[17]	拓扑优化与 FEM	铁氧体		-10.00	-30.000		弱(不规则)	低
[18]	拓扑优化与 FEM	铁氧体	0	0	-30.000	-0.07	弱(不规则)	低
[21]	NSGA-II 与 FEM	铁氧体+SMC	-11.00	-16.50	-63.000	-8.00	强(混合)	中
[23]	NSGA-II 与 FEM	铁氧体+纳米晶	0	0	-30.800	-6.80	强(混合)	高
本文	NSGA-II 与 FEM	铁氧体+SMC	0.26	2.55	-43.125	-2.51	强(混合)	中

5 结 论

本文针对无线充电铁氧体磁芯层存在质量大、鲁棒性差等问题,基于 NSGA-II 与 FEM 联合仿真方法,对铁氧体和 SMC 混合磁芯排布寻优,将耦合系数 k 、平均磁感应强度 B_{Avg} 和总能量损耗 P 设为目标函数,离散化网格作为决策变量,提出了双层磁芯三目标优化框架,并围绕优化结果搭建了无线电能传输样机。研究得到如下主要结论。

(1)提出 NSGA-II 与 FEM 联合仿真三目标优化框架,为解决无线电能传输磁芯优化问题提供了一种兼顾全局寻优能力与工程可实现性有效途径。

(2)耦合机构 1/4 简化模型可将有限元计算时

间缩短约 3 倍,双层离散化网格划分保证优化结构的多样性与创新性,将 k 提升了 0.26%, B_{Avg} 、 P_c 、磁芯层总质量和总成本分别减少了 2.51%、40.60%、24.37%、10.71%。

(3)实验测试表明,所提多材料双层磁芯排布方案在有效降低铁氧体用量的同时,将输出功率提升了约 5.93%,传输效率提升了约 0.19%,具备较强的宽功率适配性。

考虑到联合仿真方法优化效率与时间成本,本文未将磁芯厚度纳入优化变量,即建立三维-多目标优化框架。未来,将进一步考虑采用 NSGA-III 十代理模型”等更高维度优化策略,提升优化维度与效率。同时,将持续提升平台功率等级,开展大功率等

级下的实验验证,以便更好地适应工程实践应用。

参考文献:

- [1] 杨阳,章治,吴雪钰,等.采用改进遗传算法的无线电能传输系统参数优化设计[J].西安交通大学学报,2025,59(4):93-104.
Yang Yang, Zhang Zhi, Wu Xueyu, et al. Parameter optimization design for wireless power transmission systems using improved genetic algorithm [J]. Journal of Xi'an Jiaotong University, 2025, 59(4): 93-104.
- [2] 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 Jincheng, Wang Peiyue, Feng Tianxu, 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.
- [3] 康乐,胡欲立,张克涵.水下磁谐振式无线电能传输系统的分析与设计[J].西安交通大学学报,2015,49(10):41-47.
Kang Le, Hu Yuli, Zhang Kehan. Analysis and design for underwater magnetic resonance-based wireless power transfer system [J]. Journal of Xi'an Jiaotong University, 2015, 49(10): 41-47.
- [4] Zhang Pengcheng, Yu Xinjie, Yang Qingxin, et al. Wireless power transfer-based voltage equalizer for scalable cell-string charging [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2024, 71(1): 493-503.
- [5] Rahul Kumar J, Narayanamoorthi R. Delta and inverse delta coupler optimization using machine learning for wireless power transfer electric vehicle charging application [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2025, 40(1): 2556-2568.
- [6] 谭林林,王嘉琦.基于多感测线圈协同的无线充电系统发射线圈输出功率测量方法[J].电工技术学报,2025,40(12):3727-3741.
Tan Linlin, Wang Jiaqi. Measurement method for output power of transmitting coil in wireless charging system based on multi sensing coil collaboration [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2025, 40(12): 3727-3741.
- [7] 杨阳,王澍,颜黎明,等.电动汽车无线充电系统双边LCC型谐振补偿网络及电磁安全性研究[J].西安交通大学学报,2021,55(5):171-180.
Yang Yang, Wang Shu, Yan Liming, et al. Research on double-sided LCC resonant topology and electromagnetic safety for wireless charging system of electric vehicles [J]. Journal of Xi'an Jiaotong University, 2021, 55(5): 171-180.
- [8] Wu Min, Yang Xu, Cui Hongchang, et al. Modeling of litz-wire DD coil with ferrite core for wireless power transfer system [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(5): 6653-6669.
- [9] 李佳原,文海兵,张克涵,等.磁耦合无线电能传输系统电磁干扰抑制研究进展[J].中国电机工程学报,2022,42(20):7387-7403.
Li Jiayuan, Wen Haibing, Zhang Kehan, et al. Research progress on electromagnetic interference suppression of magnetically-coupled wireless power transfer system [J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42(20): 7387-7403.
- [10] 安韵竹,刘乐,胡元潮,等.铝板-铁氧体屏蔽对无线充电系统特性影响研究[J].电机与控制学报,2023,27(8):130-141.
An Yunzhu, Liu Le, Hu Yuanchao, et al. Research on the influence of aluminum plate-ferrite shielding on the characteristics of wireless charging system [J]. Electric Machines and Control, 2023, 27(8): 130-141.
- [11] Wang Yibo, Jiang Chaoqiang, Chen Chen, et al. Hybrid nanocrystalline ribbon core and flake ribbon for high-power inductive power transfer applications [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2024, 39(1): 1898-1911.
- [12] Li K Y, Trompeter B, Amirpour M, et al. Characterization of a soft magnetic composite for use in road-embedded wireless-charging systems [J]. Journal of Micromechanics and Molecular Physics, 2021, 6(3): 57-66.
- [13] 窦润田,张献,李永建,等.基于广义层合理论的无线电能传输纳米晶高性能屏蔽方法研究[J].中国电机工程学报,2022,42(20):7306-7318.
Dou Runtian, Zhang Xian, Li Yongjian, et al. Research on excellent performance nanocrystalline shielding method for wireless power transfer based on general laminated theory [J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42(20): 7306-7318.
- [14] 李卓玥,王春芳,魏芝浩,等.电动汽车无线充电电磁耦合器屏蔽层的优化设计[J].电源学报,2023,21(6):144-151.
Li Zhuoyue, Wang Chunfang, Wei Zhihao, et al. Optimization and design of shielding layer in magnetic coupler for wireless charging of electric vehicles [J]. Journal of Power Supply, 2023, 21(6): 144-151.
- [15] Choi B G, Kim Y S. New structure design of ferrite

- cores for wireless electric vehicle charging by machine learning [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2021, 68(12): 12162-12172.
- [16] Lee C. Topology optimization of the transmitter ferrite and receiver coil for minimizing the weight of the wireless-charging portable devices [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2024, 71(10): 12192-12201.
- [17] Pei Yao, Pichon L, Bihan Y L, et al. SIMP-method topology optimization of ferrite structures in inductive power transfer systems [J]. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 2023, 65(6): 1744-1750.
- [18] Hu Meilin, Madawala U K. Magnetic structure design in IPT systems based on topology optimization [J]. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, 2025, 11(2): 5374-5386.
- [19] Kang Jinping, Chen Pengfei, Tian Zihan, et al. Hybrid core composed of ferrite and nanocrystalline alloy of wireless charging system for electric vehicle application [J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2024, 60(6): 8596-8605.
- [20] Wang De'an, Cui Shumei, Zhang Jiantao, et al. Modeling and application of hybrid multi permeability Fe-based flexible nanocrystalline laminated ribbon core structure in WPT systems [J]. *Wireless Power Transfer*, 2025, 12(1): e014.
- [21] Gu B S, Dharmakeerthi T, Kim S, et al. Optimized magnetic core layer in inductive power transfer pad for electric vehicle charging [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2023, 38(10): 11964-11973.
- [22] SAE J 2954—2016 [S]. Wireless power transfer for light-duty plug-in/electric vehicles and alignment methodology.
- [23] Li Yaohua, Wang Sicheng, Wu Yue, et al. Heterogeneous integration of isotropic and anisotropic magnetic cores for inductive power transfer [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2025, 40(2): 3770-3784.
- [24] Mohammed M S, Vural R A. NSGA-II + FEM based loss optimization of three-phase transformer [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2019, 66(9): 7417-7425.
- [25] 张云, 王丽芳, 郭彦杰, 等. 基于 NSGA-II 算法的无线充电系统磁耦合机构多目标优化 [J]. *电工电能新技术*, 2020, 39(12): 28-34.
- Zhang Yun, Wang Lifang, Guo Yanjie, et al. Multi-objective optimization of magnetic coupler for wireless power transfer system based on NSGA-II algorithm [J]. *Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy*, 2020, 39(12): 28-34.

(编辑 李慧敏)