

基于磁路模型的新型半包围 磁芯结构设计及优化

谢哲慧, 夏能弘

(上海电力大学电气工程学院, 上海 200090)

摘要:无线电能传输技术基于其安全可靠的优点被应用于机器人的充电系统中,为提高系统的耦合性能和减小对线圈周围的电磁辐射,提出一种新型半包围磁芯结构的磁耦合谐振式无线充电系统。首先建立圆盘磁芯的磁路模型,推导系统耦合系数的磁路表达式,为磁芯设计提供依据,通过在发射端圆盘磁芯外边沿增加一定高度磁环来减小互耦区磁阻,同时在发射端磁芯中心挖空来增大自耦区磁阻;其次建立新型半包围磁芯的磁路模型,推导新型磁芯系统的耦合系数表达式,得到影响系统性能的 3 个结构参数(磁环壁厚度,磁环高度,磁芯内环半径);然后基于 Ansys Maxwell 建模仿真分析 3 个参数对系统耦合系数和电磁辐射的影响,并通过参数扫描优化磁芯结构参数;最后,通过搭建实验平台验证仿真结果的正确性。结果表明,新型半包围磁芯结构较圆盘磁芯的耦合系数最大可提高 5.1%,线圈下方屏蔽效果提升了 1.46 倍。

关键词:磁路模型;半包围磁芯结构;电磁辐射;参数优化

DOI:10.19781/j.issn.1673-9140.2022.01.023 中图分类号:TM72 文章编号:1673-9140(2022)01-0193-09

Design and optimization of a novel semi-enclosed core structure based on magnetic circuit models

XIE Zhehui, XIA Nenghong

(College of Electrical Engineering, Shanghai University of Electric Power, Shanghai 200090, China)

Abstract: The wireless power transfer technology has been applied to the robot charging system based on its safety and reliability. In order to improve the coupling performance of the system and reduce the electromagnetic radiation around the coil, a magnetic coupling resonance of a novel semi-enclosed magnetic core structure is proposed. Firstly, the magnetic circuit model is established with a disc core, and the expressions about coupling coefficient are derived, which provide the basis for designing magnetic core structures. The reluctance of mutual-coupling area is reduced by adding a certain height magnetic ring on the outer edge of the transformer with disc core. Meanwhile, a certain inner diameter of the core is removed from the bottom core to increase the reluctance of self-coupling area. Secondly, the magnetic circuit model of the new Semi-enclosed magnetic core is established, and the coupling coefficient expression of the new magnetic core system is derived. Three structural parameters (magnetic ring wall thickness, magnetic ring

收稿日期:2020-01-11;修回日期:2020-06-01

基金项目:国家自然科学基金青年基金(51607110)

通信作者:夏能弘(1982-),男,博士,副教授,主要从事电磁场数值计算、无线电能传输研究;E-mail:chen12_09@163.com

height, core inner diameter) affecting the system performance are obtained. Based on Ansys Maxwell simulation, three parameters impact is analyzed for the coupling coefficient and electromagnetic radiation, and the magnetic core structure parameters are optimized by parameter scanning. Finally, the simulation results are verified by setting up an experimental platform. Compared with the system with a disc core, the new Semi-enclosed core structure has a 5.1% improvement in the coupling coefficient, and the new core offers 1.46 times improvement in the shielding effect under the coil.

Key words: magnetic circuit model; semi-enclosed core structure; electromagnetic radiation; parameter optimization

无线电能传输是通过高频磁场将电能经气隙耦合到负载端,实现无物理接触的能量传递过程,该充电方式具有恶劣环境适应性、便于维护、安全可靠等优点,被广泛应用于各种充电场合^[1-6]。然而无线电能传输系统的原副线圈之间距离较大,且在传能过程中存在大量的磁场泄漏,会造成系统耦合系数下降,因此,将系统耦合系数作为衡量无线充电系统传能性能的设计指标。

无线电能传输系统的核心部分是松耦合变压器,其优劣直接影响系统磁场的耦合和空间电磁辐射^[7]。本文以一种用于机器人无线充电系统的小尺寸平面圆形线圈结构为对象进行研究,通过设计松耦合变压器的磁芯结构来提高系统传能性能。文献^[8-10]提出设计不同形状的磁芯结构来增强系统的耦合性能,如铁氧体板、EE型磁芯、U型磁芯等;文献^[11]分析带屏蔽结构的磁芯可增强系统传输功率,尤其是在传输距离较远的情况下;文献^[12]中提出了一种应用于螺旋形发射线圈的圆柱形磁芯,但采用大量的磁芯会额外增加机器人自身负重和机械损耗,不适用于机器人无线充电系统。

本文提出了一种新型半包围磁芯结构,基于对圆盘磁芯的磁路模型以及耦合系数的磁路表达式分析,得到可以通过减小互耦区磁阻和增大自耦区磁阻来设计磁芯结构。依据系统耦合系数和线圈下方径向位置的磁通密度作为设计指标,结合 Ansys Maxwell 有限元仿真分析,得到最优磁芯结构参数,提高系统传能性能且减小电磁辐射对系统的影响。

1 新型半包围磁芯结构设计

1.1 等效磁路模型

1.1.1 圆盘磁芯磁路模型

由于磁芯的磁导率远大于空气的磁导率,一般

在磁路分析中忽略磁芯中的磁阻,仅考虑在空气中的磁通路径,圆形线圈模型如图 1 所示。对图 1(a)圆盘磁芯的无线充电系统进行有限元分析,经仿真结果发现,其磁场基本是对称分布的,因此可近似用 YOZ 面磁通分布特征进行分析。

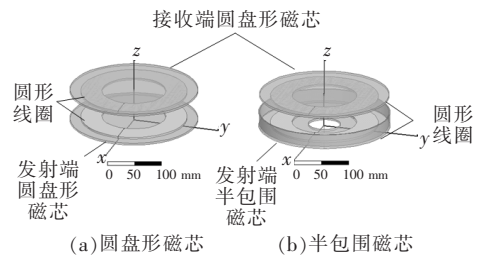


图 1 圆形线圈模型

Figure 1 Model of circle coil coupler

结合图 2 所示的圆盘磁芯磁通分布,将磁通分为互耦区与自耦区 2 部分^[13]。互耦区为 m_1 、 m_2 区,磁通由原边电流产生,同时匝链副边绕组。自耦合区为 L 区,磁通由原边电流产生的,但未匝链副边绕组。

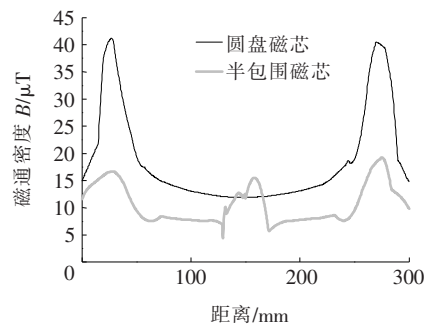


图 2 圆盘磁芯磁通分布

Figure 2 Magnetic flux distribution of disc core

令互耦合 m_1 、 m_2 区对应的磁阻为 R_{m_1} 、 R_{m_2} ,自耦合 L 区对应的磁阻为 R_L ,磁动势为 F ,其等效磁路模型如图 3 所示,可推导出耦合系数的磁路表达式为

$$k = \frac{F/(R_{m1} + 2R_{m2})}{F/(R_{m1} + 2R_{m2}) + F/R_L} = \frac{1}{1 + \frac{R_{m1} + 2R_{m2}}{R_L}} \quad (1)$$

由式(1)可知, 系统耦合系数与自耦、互耦区的磁阻有关, 要增大系统耦合系数, 可以通过减小 R_{m1} 、 R_{m2} 和增大 R_L 来实现。

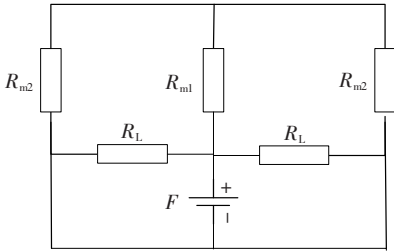


图 3 等效磁路模型

Figure 3 Equivalent magnetic circuit model

1.1.2 半包围磁芯磁路模型

基于对圆盘磁芯的磁路模型分析, 在原副线圈之间的传输距离固定的情况下, 适当减小互耦区磁阻和增大自耦区磁阻可以作为设计磁芯结构的依据。其中, 磁阻表达式 $R = l/\mu A$, l 为磁路长度, A 为磁路截面积, μ 为介质磁导率。由此可知, 磁阻主要取决于磁路的几何尺寸和介质的磁导率。减小互耦区磁阻 R_{m2} , 可以通过减小原副边磁芯边沿之间的空气磁路长度来实现; 增大自耦区磁阻 R_L , 可以通过减小磁通经过发射端磁芯的磁路长度来实现, 提出如图 1(b) 所示的新型半包围磁芯结构。

半包围磁芯模型相比圆盘磁芯模型, 在发射端磁芯的外沿增加磁环, 即 m_2 区可以等效认为磁路中减小了一个与磁环相同几何尺寸的空气介质磁阻 ΔR_{m2} , 此时 m_2 区磁阻记为 R'_{m2} ; 发射端中心挖空半径为 r 的磁芯, 即 L 区可以等效认为磁路增加了一个与挖去圆盘相同几何尺寸的空气介质磁阻 R_a , 此时 L 区磁阻记为 R'_L , 其等效磁路模型如图 4 所示。

其中, R'_L 的磁阻表达式为

$$R'_L = R_L + R_a = R_L + \frac{l}{\mu A} = R_L + \frac{1}{\mu \pi r} \quad (2)$$

R'_{m2} 的磁阻表达式为

$$R'_{m2} = R_{m2} - \Delta R_{m2} = R_{m2} - \frac{h}{\mu \pi [(R+d)^2 - R^2]} \quad (3)$$

式中 r 为发射端磁芯内环半径; R 为圆盘磁芯半径; h 为半包围磁芯磁环壁高度; d 为半包围磁芯磁环壁厚度。结合式(2)、(3)可得到系统耦合系数的磁路表达式为

$$k_{core} = \frac{F/(R_{m1} + 2R'_{m2})}{F/(R_{m1} + 2R'_{m2}) + F/R'_L} = \frac{1}{1 + \frac{R_{m1} + 2R'_{m2}}{R'_L}} = \frac{1}{1 + \frac{R_{m1} + 2(R_{m2} - \frac{h}{\mu \pi [(R+d)^2 - R^2]})}{R_L + 1/\mu \pi r}} \quad (4)$$

由式(4)可知, 系统耦合系数与磁芯内环半径 r 、半包围磁芯磁环壁高度 h 和半包围磁芯磁环壁厚度 d 有关。

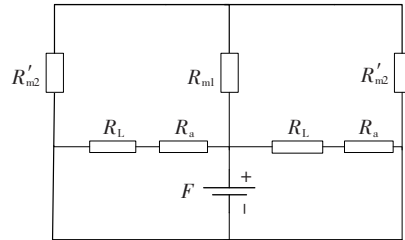


图 4 半包围磁芯磁路模型

Figure 4 Magnetic circuit model of semi-enclosed core structure

1.2 等效电路模型

针对提出的新型半包围磁芯, 采用 SS 补偿作为该无线电能传输系统的补偿拓扑结构, 等效电路如图 5 所示, 其中, U_S 为高频交变电源, R_L 为负载电阻, R_p 、 R_s 为原副线圈的等效电阻, L_p 、 L_s 为原副线圈的等效电感, C_p 、 C_s 为原副线圈的补偿电容, M 为原副线圈之间的互感, I_1 、 I_2 为流经原副线圈电流。

根据 KVL 定律得:

$$\begin{cases} \dot{I}_1 R_p + j\omega \dot{I}_1 L_p + \frac{\dot{I}_1}{j\omega C_p} = U_S \\ \dot{I}_2 R_s + j\omega \dot{I}_2 L_s + \frac{\dot{I}_2}{j\omega C_s} + \dot{I}_2 R_L = -j\omega M \dot{I}_1 \end{cases} \quad (5)$$

则输出功率表达式为

$$P_{\text{out}} = I_2^2 R_L = \left(\frac{\omega M I_1}{R_S + R_L} \right)^2 R_L \quad (6)$$

其中, $M = k \sqrt{L_P L_S}$, k 为耦合系数, 代入式(6)可得:

$$P_{\text{out}} = \left(\frac{\omega k I_1}{R_S + R_L} \right)^2 R_L L_P L_S \quad (7)$$

输入功率表达式为

$$P_{\text{in}} = I_1^2 R_P + I_2^2 (R_S + R_L) \quad (8)$$

电感 L_P 、 L_S 的品质因数分别为

$$Q_P = \frac{\omega L_P}{R_P} \quad (9)$$

$$Q_S = \frac{\omega L_S}{R_S} \quad (10)$$

可推导出系统的传输效率表达式为

$$\eta = \frac{P_{\text{out}}}{P_{\text{in}}} = \frac{R_L}{\frac{(R_S + R_L)^2}{k^2 Q_P Q_S R_S} + (R_S + R_L)} \quad (11)$$

综上分析, 得到相关结论: 一次侧电流一定的情况下, 系统输出功率与耦合系数有关, 耦合系数越大, 输出功率越大; 在负载 R_L 一定的情况下, 系统效率与耦合系数 k 、线圈内阻和品质因数有关, 对于特定的无线充电系统, 线圈电阻和品质因数可看作常数^[14], 那么系统的传输效率仅与耦合系数相关。

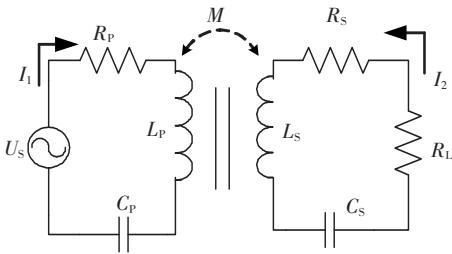


图5 等效电路模型

Figure 5 Equivalent circuit model

2 半包围磁芯结构系统特性分析

半包围磁芯结构特征主要表现在圆盘磁芯中心挖空和增加磁环壁, 其中, 磁芯中心挖空是为了增大自耦区磁阻, 而增加磁环壁的作用是减小互耦区的磁阻。考虑到磁路模型中互耦区包括磁芯中间部分

和磁芯外径部分, 磁环的位置会影响系统的传输性能。其中, 系统的耦合性能和对系统周围空气的电磁辐射是衡量无线充电系统传输性能的重要因素, 由于发射端主要埋于地下, 本文仅考虑对发射端电路板的影响, 选取发射线圈下方 10 mm 处径向磁通密度变化量来反映电磁辐射程度。

利用 Ansys Maxwell 分别建立了不加磁环壁的圆盘磁芯、只加内磁环壁的圆盘磁芯、只加外磁环壁的圆盘磁芯以及内外都加磁环壁的圆盘磁芯模型, 仿真模型参数如表 1 所示, 其中 TX 为发射线圈, RX 为接收线圈。

表1 仿真模型参数

Table 1 Parameters of the simulation model

参数	单位	数值
TX, RX 外径	mm	100
TX, RX 内径	mm	60
TX, RX 单匝线圈直径	mm	4
圆盘形磁芯 TX, RX 半径	mm	120
半包围磁芯 TX 磁环壁厚度	mm	2
半包围磁芯 TX 磁环壁高度	mm	30
半包围磁芯内环半径	mm	10
磁芯 TX, RX 厚度	mm	4
频率	kHz	10
传输距离	mm	50

仿真结果如表 2 所示, 在 4 种情况下, 增加磁环壁比不加磁环壁的耦合性能提高了 3.4% 以上, 不同位置添加磁环壁的仿真模型的耦合系数基本相同。与不加磁环壁的系统相比, 只加外磁环壁的系统屏蔽效果提升了 64.1%, 只加内磁环壁的系统屏蔽效果提升了 5.1%, 既加外磁环壁又加内磁环壁的系统屏蔽效果提升了 60.2%。并且由图 6 所示的发射线圈下 10 mm 处径向磁通密度可知, 采用加外磁环壁的磁芯结构时, 能将磁场有效地约束在传能区域, 减少磁场的泄露, 增强传能区域的磁场耦合。综上所述, 只需要添加外磁环壁既可提高系统内部的耦合性能, 又可降低系统对外的电磁辐射。

综上, 新型半包围磁芯结构在耦合性能和电磁辐射方面较圆盘磁芯结构都有一定提升, 说明该磁

芯结构有可行性,下文具体分析新型半包围磁芯结构参数(磁环壁厚度 d 、磁环壁高度 h 和磁芯内环半径 r)对系统耦合系数和电磁辐射的影响,分析不同磁芯结构参数下的系统特性,在分析时仅改变需要分析的结构参数,其余仿真模型参数如表 1 所示。

表 2 仿真结果

Table 2 Simulation result

情况	耦合系数 k	线圈下 10 mm 处径向最大磁通密度/ μT
不加磁环壁	0.370	41.69
只加外磁环壁	0.382	14.95
只加内磁环壁	0.384	39.60
既加外磁环壁又加内磁环壁	0.387	16.14

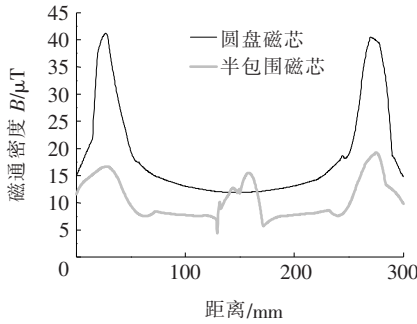


图 6 发射线圈下 10 mm 处径向磁通密度
Figure 6 Radial magnetic flux density at 10 mm under transformer coil

2.1 磁环壁厚度

为分析不同磁环壁厚度(mm)($1 < d < 15$)对系统性能的影响,采用参数扫描法对磁环壁厚度进行扫描,扫描步长为 1 mm,其余参数如表 1 所示,仿真结果如图 7、8 所示。由图 7 可知,随着磁环壁厚

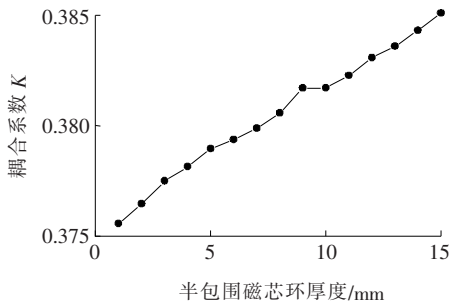


图 7 半包围磁芯环厚度对系统耦合系数影响
Figure 7 Influence of semi-enclosed core thickness on coupling coefficient

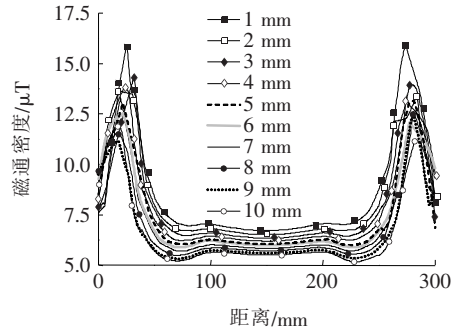


图 8 不同磁环壁厚度对应的发射线圈下 10mm 处径向磁通密度

Figure 8 Radial flux density at 10mm under transformer coil corresponding with different thickness

度的增大,系统耦合系数也随之增大,但是耦合系数的变化量较小;由图 8 可知,不同磁环壁厚度下的磁通密度变化不大,说明厚度对提高系统耦合系数,减小电磁辐射的影响不显著,且在实际应用中,磁芯需要考虑加工成本和重量,因此,本文选取磁芯环厚度为 2 mm 作为仿真模型参数。

2.2 磁环壁高度

为分析不同磁环壁高度(mm)($10 < h < 50$)对系统性能的影响,采用参数扫描法对磁环壁高度进行扫描,扫描步长为 5 mm,其余参数如表 1 所示,仿真结果如图 9、10 所示。由图 9 可知,随着磁环壁高度的增大,系统耦合系数也呈现增长趋势,且当磁环壁高度大于 30 mm 时,系统耦合系数的增长量急剧上升。由图 10 可知,当高度大于 30 mm 时,对减小电磁辐射的效果较好,造成该现象的原因在于发射线圈和接收线圈之间的空气间隙较大,增加磁环壁高度可以有效地减小互耦区 R_{m2} 的磁阻,使得原

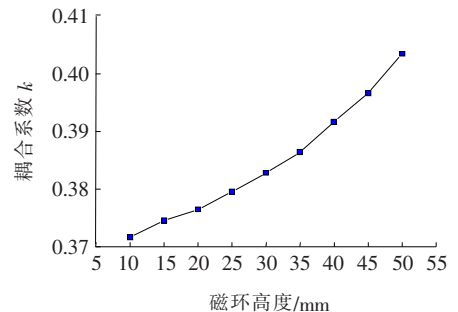


图 9 半包围磁芯环高度对系统耦合系数影响
Figure 9 Influence of semi-enclosed core height on coupling coefficient

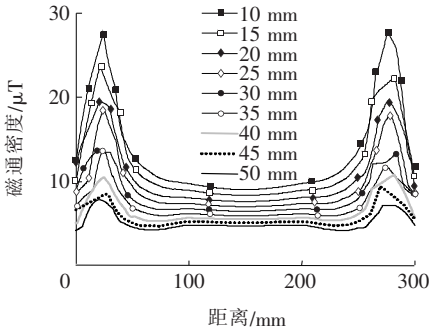


图 10 不同磁环壁高度对应的发射
线圈下 10 mm 处径向磁通密度

Figure 10 Radial magnetic flux density at 10 mm under transformer coil corresponding to different height

副边边沿部分的磁通聚集到磁环壁上,减少磁芯两侧的漏磁且增大系统耦合系数。因此,可将磁环壁高度作为影响系统特性的设计参数。

2.3 磁芯内环半径

圆盘磁芯中间和外边缘的磁通密度较低,磁芯利用率不高,所以采用中心挖空的磁芯结构,但考虑到线圈周围的磁通密度较高,故磁芯的内环半径必须小于线圈的内径,以减小线圈周围的磁场泄露。为分析不同磁芯内环半径(mm) ($5 < r < 60$) 对系统性能的影响,采用参数扫描法对磁芯内环半径进行扫描,扫描步长为 5 mm,其余参数如表 1 所示,仿真结果如图 11、12 所示。

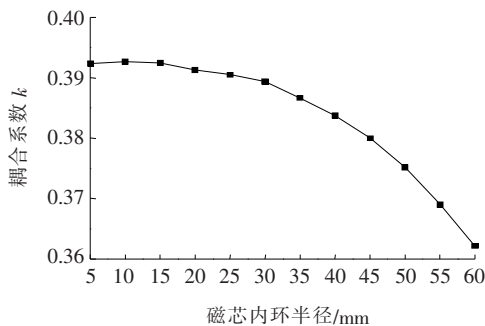


图 11 半包围磁芯内环半径对系统耦合系数影响
Figure 11 Influence of semi-enclosed core inner radius on coupling coefficient

由图 11 可知,系统耦合系数随着磁芯内环半径的增大而变小,且当磁芯内环半径大于 30 mm 时,耦合系数急剧下降;由图 12 可知,磁芯内环半径小于 15 mm 时,电磁辐射较小,随磁芯内环半径的增

大,电磁辐射越强,造成该现象的原因在于适当增大磁芯内环半径,即增大以磁芯内环半径构成的介质为空气的圆盘处磁阻,可以有效地抑制系统耦合系数的下降,但是随着磁芯内环半径增大,线圈内径侧磁场会大量泄漏到空气中,导致系统耦合系数下降以及电磁辐射加剧。因此,可将磁芯内环半径作为影响系统特性的设计参数。

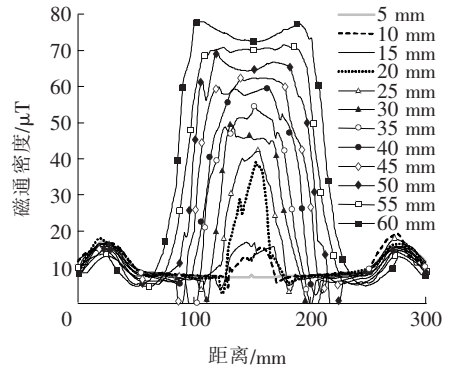


图 12 不同磁芯内环半径对应的发射
线圈下 10 mm 处径向磁通密度

Figure 12 Radial magnetic flux density at 10 mm under transformer coil corresponding to different core inner radius

3 半包围磁芯结构参数优化

考虑系统耦合系数和电磁辐射 2 个关键因素,对磁环壁高度 h 及磁芯内环半径 r 进行优化。 h 和 r 均存在上下限且系统设计应尽可能减少磁芯的用量以降低成本,因此优化目标函数定义为

$$\begin{cases} \min & f(h, r) = \alpha_1 \frac{1}{h} + \alpha_2 \left| \frac{k - k_N}{k_N} \right| + \alpha_3 r + \alpha_4 \left| \frac{B - B_N}{B_N} \right| \\ \text{s. t.} & h_{\min} \leq h \leq h_{\max} \\ & r_{\min} \leq r \leq r_{\max} \\ & k \geq 90\% k_N \\ & \alpha_1 + \alpha_2 + \alpha_3 + \alpha_4 = 1 \end{cases} \quad (11)$$

式中 h 为磁环高度; r 为磁芯内环半径; h_{\min} 、 h_{\max} 分别为 h 的最小值和最大值; r_{\min} 、 r_{\max} 分别为 r 的

最小值和最大值; k 为半包围磁芯的耦合系数; k_N 为圆盘磁芯的耦合系数; B 为半包围磁芯发射端线圈下 10 mm 处径向磁通密度; B_N 为圆盘磁芯发射端线圈下 10 mm 处径向磁通密度; α_1 、 α_2 、 α_3 、 α_4 均为设定的权重系数。

通过 Maxwell 仿真计算得到 (h, r) 的目标函数值,但仿真计算时间较长。本文采用贝叶斯优化算法(bayesian optimization algorithm, BOA)对仿真模型进行优化,以得到最优 (h, r) 函数值。BOA 是一种在目标函数未知的情况下根据已有采样点(仿真结果)求取函数最大值的有效算法,根据需求决定采样数据,不同 (h, r) 下的耦合系数和磁场强度均可由仿真软件计算得到,仿真结果运用于 Python3 环境下的优化模型,计算出目标函数。若 2 次目标函数值和优化变量的差分别小于 0.01 和 0.001,则优化过程结束。否则,根据提取函数(acquisition function, AF)选择的新采样点,更新优化变量,重复之前的过程,同时更新高斯过程及提取函数。经 BOA 优化可得最优参数结果:磁环壁高度 h 为 35 mm;磁芯内环半径 r 为 15 mm。此时,新型半包围磁芯的系统耦合系数为 0.392,较圆盘磁芯系统耦合系数提高了 5.1%。新型半包围磁芯最大磁通密度为 $16.930 \mu\text{T}$,较圆盘磁芯的系统屏蔽效果提升了 1.46 倍。

4 实验验证

为了验证仿真的正确性和新型半包围磁芯结构的合理性,搭建如图 13 所示的实验平台。当系统谐振频率设为 85 kHz、输入电压取 330 V、载流密度约为 4 A 时,系统的铜损及线材使用率达到较好的平衡,考虑到线圈工作的电流密度,选用 19 股 AWG-38 litz 线(截面积 6.28 mm^2)。实验结果由矢量网络分析仪 E5061B(带选件 006)测量。

考虑到铁氧体磁芯定制模具的价格较高,实验

采用几何尺寸为 $43 \text{ mm} \times 10 \text{ mm} \times 1.5 \text{ mm}$ 的铁氧体拼接而成,误差小于 2%。分别将发射端为圆盘磁芯和半包围磁芯结构接入搭建的实验平台中,测不同气隙距离下系统的传输效率,实验几何参数和等效电路参数如表 3 所示。

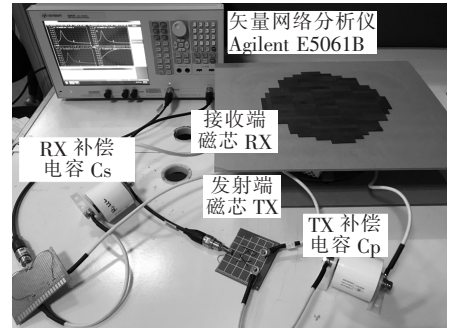


图 13 实验平台实物

Figure 13 Experimental setup

表 3 实验原型参数

Table 3 Parameters of the experimental prototype

参数	单位	数值
V_S	V	50
P_N	kW	3
f	kHz	85
L_P, L_S	μH	45.51
C_P, C_S	μF	0.08
R_L	Ω	20
TX, RX 外径	mm	100
TX, RX 内径	mm	60
TX, RX 单匝线圈直径	mm	4
圆盘形磁芯 TX, RX 半径	mm	120
半包围磁芯 TX 磁环壁厚度	mm	1.5
半包围磁芯 TX 磁环壁高度	mm	40
半包围磁芯内环半径	mm	5

仿真系统与实验系统保持同参数,仿真结果由 Ansys 与 Simplorer 联合仿真得到,记录不同气隙距离下圆盘磁芯和半包围磁芯的系统传输效率变化曲线,结果如图 14 所示,由图 14 可知,新型半包围磁芯结构的传输效率优于圆盘形磁芯结构,说明半包围磁芯结构可以有效地提高传能区域的磁场耦合性能。

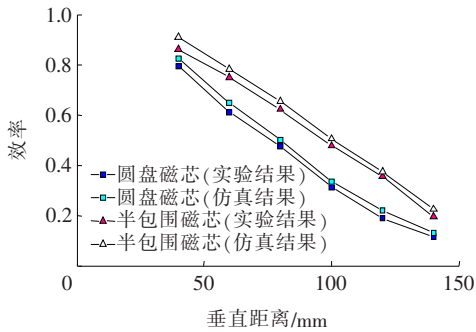


图 14 系统效率对比

Figure 14 Comparison in efficiency

5 结语

本文基于磁路模型的分析,提出一种应用于机器人无线充电的小尺寸圆形线圈的新型半包围磁芯结构,得到以下结论。

1)适当减小互耦合区的磁阻和增大自耦合区的磁阻,可以有效地提高系统耦合性能,并作为磁芯设计的依据。

2)新型半包围磁芯的磁环壁高度和磁芯内环半径会影响系统的耦合性能和电磁辐射效果,而磁环壁厚度对系统特性影响不明显。

3)优化后的半包围磁芯结构较圆盘磁芯系统耦合系数提高了 5.1%,线圈下方屏蔽效果提升了 1.46 倍。

因此,新型半包围磁芯结构具有合理性,能够有效地提高系统耦合性能,降低非传能区域的电磁辐射。

参考文献:

[1] MOHAMMAD M, CHOI S, ISLAM M Z, et al. Core design and optimization for better misalignment tolerance and higher range wireless charging of PHEV[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2017, 3(2):445-453.

[2] KAMAL E, XUELIANG H, CHEN X, et al. Core structure and electromagnetic field evaluation in WPT

systems for charging electric vehicles[J]. Energies, 2018, 11(7):1734.

- [3] 常小强,宋政湘,王建华. 基于蒙特卡罗算法的电动汽车充电负荷预测及系统开发[J]. 高压电器, 2020, 56(8): 1-5.
- CHANG Xiaoqiang, SONG Zhengxiang, WANG Jianhua. Electric vehicle charging load prediction and system development based on monte carlo algorithm[J]. High Voltage Apparatus, 2020, 56(8): 1-5.
- [4] 李磊,赵新,李晓辉,等. 基于动态交通信息的电动汽车充电需求预测模型及其对配网的影响分析[J]. 电网与清洁能源, 2020, 36(3):107-118.
- LI Lei, ZHAO Xin, LI Xiaohui, et al. Electric vehicle charging demand prediction model based on dynamic traffic information and its impacts on distribution networks[J]. Power System and Clean Energy, 2020, 36(3):107-118.
- [5] PARK S W. Evaluation of electromagnetic exposure during 85 kHz wireless power transfer for electric vehicles[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2018, 54(1): 5100208.
- [6] WANG Q, LI W L, KANG J W, et al. Electromagnetic safety evaluation and protection methods for a wireless charging system in an electric vehicle[J]. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 2019, 61(6): 1913-1925.
- [7] CAMPI T, CRUCIANI S, SANTIS V D, et al. EMC and EMF safety issues in wireless charging system for an electric vehicle (EV)[C]//2017 International Conference of Electrical and Electronic Technologies for Automotive, Turin, Italy: IEEE, 2017.
- [8] KIM H S, SONG C, KIM D H, et al. Coil design and measurements of automotive magnetic resonant wireless charging system for high-efficiency and low magnetic field leakage[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2016, 64(2):383-400.
- [9] DEBBOU M, COLET F. Inductive wireless power transfer for electric vehicle dynamic charging[C]//2016

- IEEE PELS Workshop on Emerging Technologies, Wireless Power Transfer, Knoxville, USA: IEEE, 2016.
- [10] HOU C C, TENG Y H, CHANG W P, et al. Analysis and comparison of EE-type and CC-type cores for wireless power transfer systems[C]//2015 9th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia, Seoul, Korea (South): IEEE, 2015: 1950-1954.
- [11] 张献, 章鹏程, 杨庆新, 等. 基于有限元方法的电动汽车无线充电耦合机构的磁屏蔽设计与分析[J]. 电工技术学报, 2016, 31(1): 71-79.
- ZHANG Xian, ZHANG Pengcheng, YANG Qingxin, et al. Magnetic shielding design and analysis for wireless charging coupler of electric vehicles based on finite element method[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2016, 31(1): 71-79.
- [12] PANCHAL C, STEGEN S, LU J W. Simulation of core shape considerations of wireless charging systems for electric vehicles [C]//2015 IEEE PES Asia-Pacific Power and Energy Engineering Conference, Brisbane, Australia: IEEE, 2015.
- [13] 周念成, 梁清泉, 王强钢, 等. 基于 SS 型磁耦合谐振无线电能传输频带序列划分[J]. 电力系统保护与控制, 2020, 48(12): 1-12.
- ZHOU Niancheng, LIANG Qingquan, WANG Qianggang, et al. Frequency band sequence allocation of magnetically coupled resonant wireless power transmission systems based on SS type[J]. Power System Protection and Control, 2020, 48(12): 1-12.
- [14] 李阳, 尹建斌, 杨庆新, 等. 非对称耦合线圈内阻与品质因数对传输功率与效率及其频率分裂的影响[J]. 电工技术学报, 2018, 33(12): 96-104.
- LI Yang, YIN Jianbin, YANG Qingxin, et al. Influence of internal resistance and quality factor on transfer power and efficiency and frequency splitting[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33(12): 96-104.