

DOI: 10.13382/j.jemi.B2306201

无线充电系统电磁屏蔽与效率优化技术研究*

李中启^{1,2} 熊鑫博³ 孔彭生¹ 任立权³

(1. 湖南工业大学轨道交通学院 株洲 412007; 2. 湖南大学电气与信息工程学院 长沙 410082;
3. 湖南工业大学电气与信息工程学院 株洲 412007)

摘要:在电动汽车无线电能传输系统中,磁屏蔽效果往往以牺牲传输效率为代价,如何减少磁泄漏的同时提高传输效率是一个难题。为此本文提出了一种新型强耦合磁屏蔽结构来减少系统磁泄漏。首先,提出了一种强耦合磁屏蔽线圈结构,基于提出的屏蔽线圈结构,分析了屏蔽线圈阻抗特性对系统漏磁与传输效率的影响;其次,给出了一种漏磁优化流程,运用提出的优化流程,得到了满足设计要求的各线圈参数;最后,根据得到的线圈参数研制了一套基于电动汽车带磁屏蔽结构的无线充电系统,通过仿真和实验验证了所提结构与方法的有效性。结果显示,提出的新型强耦合磁屏蔽线圈不仅使系统的磁泄漏有效降低了28%,且传输效率提升了近4%。

关键词:电动汽车;电磁兼容;电磁场;电磁屏蔽;无线电能传输

中图分类号: TM724 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 470.99

Research on electromagnetic shielding and efficiency optimization technology of wireless power transfer system

Li Zhongqi^{1,2} Xiong Xinbo³ Kong Pengsheng¹ Ren Liquan³

(1. College of Railway Transportation, Hunan University of Technology, Zhuzhou 412007, China;
2. College of Electrical and Information Engineering, Hunan University, Changsha 410082, China;
3. College of Electrical and Information Engineering, Hunan University of Technology, Zhuzhou 412007, China)

Abstract: In the electric vehicle wireless power transfer (WPT) system, the magnetic shielding effect is often at the expense of transmission efficiency. Reducing magnetic leakage and improving transmission efficiency are the difficult problems. Therefore, a new strong coupling magnetic shielding structure is proposed to reduce the magnetic leakage of the system. Firstly, a strong coupling magnetic shielding coil structure is proposed. Based on the proposed shielding coil structure, the characteristics of system magnetic leakage and transmission efficiency on the impedance of shielding coil are analyzed. Secondly, a magnetic flux leakage optimization method is given. Using the proposed optimization method, the coil parameters that meet the design requirements are obtained. Finally, according to the obtained coil parameters, a wireless charging system based on electric vehicle with magnetic shielding structure is developed. The effectiveness of the proposed structure and method is verified by simulation and experiment. The results show that the proposed new strong coupling magnetic shielding coil not only effectively reduces the magnetic induction intensity of the system by 28%, but also improves the transmission efficiency by nearly 4%.

Keywords: electric vehicle; electromagnetic compatibility; electromagnetic field; electromagnetic shielding; wireless power transmission

0 引言

近年来,磁耦合谐振式无线电能传输技术(wireless

power transfer,WPT)以其独特的能量传输方式正受到国内外学者广泛的关注^[1-3]。WPT技术的主要优点是消除了移动设备对充电线的依赖,实现了真正意义上的无接触式充电。该技术在手机,医疗设备,电动汽车^[4]等移动

设备上得到了广泛的应用。然而,当 WPT 系统应用于电动汽车时,需要产生一个强磁场来传输数百甚至数十千瓦的功率。而泄漏到空气中的磁场会对人体造成危害^[5],因此研究 WPT 系统的磁屏蔽方法与结构具有重大意义。

为了有效降低 WPT 系统的磁泄漏,国内外学者常采用以下两种屏蔽方法:被动屏蔽^[6]和主动屏蔽^[7]。被动屏蔽根据使用材料的不同可以分为金属屏蔽^[8]和磁性材料屏蔽^[9]。金属屏蔽利用了铜铝等金属的涡流效应,是使用最广泛的屏蔽方式。金属屏蔽的一个主要缺陷是由涡流效应产生的热损耗,因此通常会添加铁氧体等磁体来降低损耗。磁体具有高导磁率的特点,因此调整磁体的位置和形状可以控制磁感线的路径从而约束发散的磁感线,该方法也可以理解为对磁路的塑形,也是目前磁屏蔽领域的重要手段^[10]。然而,无论是金属屏蔽还是磁性材料的屏蔽,二者都是针对线圈垂直方向上的泄漏磁场。由于 WPT 系统是一个无接触式的充电方式,因此在线圈的中间有一个约 15 cm 的气隙无法覆盖,这就导致了水平方向磁场的严重泄漏。

主动屏蔽是解决水平方向漏磁的一个有效方法,其实质是通过额外的屏蔽线圈产生反向的抵消磁场来达到磁场削弱的目的。目前,根据屏蔽线圈的激励方式,主动屏蔽可分为有源屏蔽与无源屏蔽两种。有源屏蔽主要依靠外部激励来提供反向的抵消磁场,根据激励源的形式可进一步划分为独立式与非独立式有源屏蔽。在独立式有源屏蔽上,意大利拉奎拉大学 Cruciani 等^[11]提出了一种独立式结构的有源屏蔽方法,将屏蔽线圈放置在与发射线圈同一水平面上并施加额外的激励源,该结构降低了屏蔽线圈内部特定点或屏蔽线圈周围环路区域的磁场,然而该结构仅对局部地方起到磁屏蔽效果。在此基础上,中国科学院电工研究所蒙金雪等^[12]将屏蔽线圈采取垂直放置的方法,成功在 3.3kW 电动汽车无线充电系统上实现了磁屏蔽的效果,相比前者,该结构的磁屏蔽效果更好,但也造成了系统体积的增加和系统效率一定程度上的下降。此外,Campi 等^[13]通过在 WPT 系统发射和接收端设置多个独立的屏蔽线圈来减小系统的漏磁,但也进一步增加了系统体积。而在非独立式有源屏蔽上,韩国科学技术院 Lee 等^[14]依靠在发射和接收线圈上添加反串联式的非独立屏蔽线圈结构产生抵消磁场来抵消发射和接收线圈产生的漏磁,可以有效避免被动屏蔽所造成的热损耗问题,但屏蔽线圈加入发射和接收线圈磁路后直接降低了系统效率。因此重庆大学的周国超^[15]在反串联式非独立屏蔽线圈的基础上,分析了屏蔽线圈的高度对系统效率的影响。结果显示,当屏蔽线圈在接收端金属屏蔽层上方时屏蔽线圈的磁路在主磁路之外,对系统的效率影响较小且屏蔽效果较好。与此同时,哈

尔滨工业大学的胥佳琦^[16]将反串联式非独立屏蔽线圈置于接收端下方位置并倾斜一定角度,此时屏蔽线圈磁路脱离了主磁链,此时系统效率更高,屏蔽效果更佳。然而,无论是独立式或非独立式,有源屏蔽由于额外的激励势必会引起额外的功率消耗且会在一定程度上降低系统效率。

无源屏蔽出现在有源屏蔽之后,其本质是通过电磁感应产生抵消磁场,该方法不需要额外的激励,因此在功率消耗上相比有源屏蔽更小,也是目前主动屏蔽的主流研究方向。韩国科学技术院 Kim 等^[17]将屏蔽线圈垂直放置在发射和接收线圈两侧较远位置以降低对发射和接收线圈磁路的影响,但屏蔽效果不是很理想,之后又在距离更近的位置增设了一个屏蔽线圈增强了屏蔽效果^[18]。然而,该文献没有对等效电感与屏蔽效果的关系进行深入的建模分析。接着,Park 等^[19]引入磁场物理模型计算出了屏蔽线圈工作前后的总磁场,但观测样本只选择了单一的测量点。因此,西南交通大学许乔迪等^[20]利用磁感应强度与等效电感的函数关系计算出了最优电感,将磁感应强度观测样本从单一点拓展为 2 维平面,但该方法不适于三维空间,不利于工程实践。此外,意大利拉奎拉大学 Campi 等^[21]针对屏蔽线圈的屏蔽效果与传输效率的矛盾关系设计了一种双半环式屏蔽线圈结构,在实现磁屏蔽效果的同时有效抑制了系统传输效率的下降,但该方法无法达到整体空间的磁屏蔽目标。综观现有文献,在大功率电动汽车无线充电系统中,磁屏蔽效果与系统传输效率的根本矛盾仍然没有得到很好的解决。

本文提出了一种强耦合屏蔽线圈结构来降低 WPT 系统的泄漏磁场。此结构由发射和接收线圈与单个屏蔽线圈组成,相比普通的无源感性屏蔽线圈,此结构的屏蔽线圈介于发射与接收线圈中间位置,具有强耦合的特点。当屏蔽线圈加入 WPT 系统时,控制屏蔽阻抗为容性状态,发射与接收线圈间的等效互感得到增强。由于以上特点,相比传统的无源感性屏蔽,该方法在提高传输效率的同时,也削弱了系统整体的泄漏磁场。此外还提出了一套参数优化方法,通过优化各线圈参数,进一步减小了系统的泄漏磁场。最后通过仿真和实验验证了所提结构与方法的正确性。结果显示,所提出的屏蔽理论在不使用额外功率的情况下,理论上实现了对最大泄漏磁场 28% 的削弱且传输效率高达 97%,这明显优于相同尺寸的无源感性屏蔽。

1 新型强耦合磁屏蔽结构

1.1 强耦合磁屏蔽线圈结构及数学模型

本文所讨论的磁屏蔽结构如图 1 所示。图 1(a)为不带任何磁屏蔽措施的 WPT 发射和接收线圈,其中 T_1

为发射线圈, R_x 为接收线圈。图 1(b) 为添加了屏蔽线圈 Sh 的 WPT 系统, 由于屏蔽线圈置于接收线圈下方, 且发射端与接收端间隙仅 15 cm, 因此 3 个线圈的耦合相对较强。

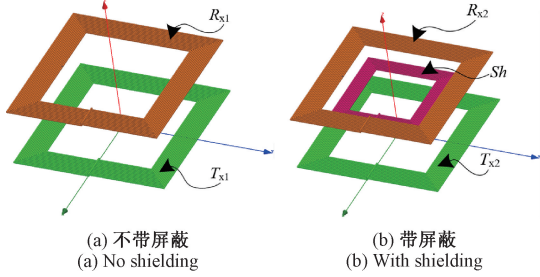


图 1 磁屏蔽结构图

Fig. 1 Magnetic shielding structure diagram

两线圈和三线圈的等效电路模型如图 2 所示。其中 L_n 和 R_n 为各线圈自感和内阻, C_{Tx} 、 C_{Rx} 为发射和接收线圈的谐振电容, 而 C_{sh} 为屏蔽线圈匹配的电感, M_{12} 、 M_{23} 、 M_{13} 表示线圈间互感。

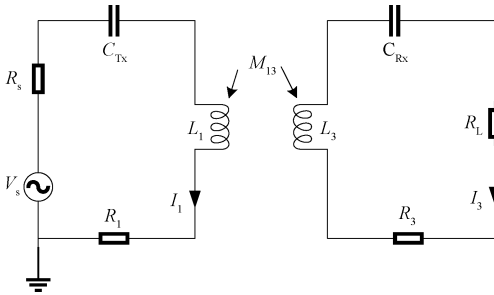


图 2 两线圈等效电路模型

Fig. 2 Equivalent circuit diagram of two coils

根据图 2 的两线圈等效电路模型可以得到两线圈的基尔霍夫电压方程矩阵(1):

$$\begin{bmatrix} Z_1 & j\omega M_{13} \\ j\omega M_{13} & Z_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_s \\ 0 \end{bmatrix} \quad (1)$$

其中, Z_1 、 Z_3 为发射和接收线圈阻抗, V_s 是输入电压, 由式(1)可得线圈电流:

$$\begin{cases} I_1 = \frac{Z_3 V_s}{Z_1 Z_3 + (\omega M_{13})^2} \\ I_3 = \frac{j\omega M_{13} V_s}{Z_1 Z_3 + (\omega M_{13})^2} \end{cases} \quad (2)$$

系统传输效率 η 可通过式(3)求出:

$$\eta = \frac{I_3^2 R_L}{V_s I_1} = \frac{(\omega M_{13})^2 R_L}{Z_1 Z_3^2 + (\omega M_{13})^2 Z_3} \quad (3)$$

根据图 3 的三线圈等效电路模型可以得到对应的基尔霍夫电压方程矩阵(4):

$$\begin{bmatrix} Z_1 & j\omega M_{12} & j\omega M_{13} \\ j\omega M_{12} & Z_2 & j\omega M_{23} \\ j\omega M_{13} & j\omega M_{23} & Z_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_s \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4)$$

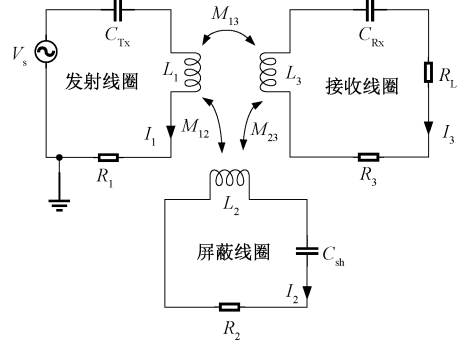


图 3 三线圈等效电路模型

Fig. 3 Equivalent circuit model of three coils

其中, Z_1 、 Z_2 、 Z_3 为发射、屏蔽和接收线圈阻抗, 由式(4)可得屏蔽线圈电流 I_2 :

$$I_2 = \frac{j\omega M_{12} I_1 + j\omega M_{23} I_3}{Z_2} \quad (5)$$

将式(5)代入式(4)进行高斯消元可得:

$$\begin{bmatrix} Z_1 + \frac{(\omega M_{12})^2}{Z_2} & j\omega \left(M_{13} - j\omega \frac{M_{12} M_{23}}{Z_2} \right) \\ j\omega \left(M_{13} - j\omega \frac{M_{12} M_{23}}{Z_2} \right) & Z_3 + \frac{(\omega M_{23})^2}{Z_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_s \\ 0 \end{bmatrix} \quad (6)$$

从式(6)中可以看出加入屏蔽线圈后发射和接收线圈间的等效互感 M_{13}' 与各自的等效自感 Z_1' 、 Z_3' 为:

$$M_{13}' = M_{13} \left(1 - j\omega \frac{M_{12} M_{23}}{M_{13} Z_2} \right) \quad (7)$$

$$Z_1' = Z_1 + \frac{(\omega M_{12})^2}{Z_2} \quad (8)$$

$$Z_3' = Z_3 + \frac{(\omega M_{23})^2}{Z_2} \quad (9)$$

故式(4)转化为两线圈 WPT 下的电压方程矩阵:

$$\begin{bmatrix} Z_1' & j\omega M_{13}' \\ j\omega M_{13}' & Z_3' \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1' \\ I_3' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_s \\ 0 \end{bmatrix} \quad (10)$$

求解可得等效发射和接收线圈电流 I_1' 、 I_3' :

$$\begin{cases} I_1' = \frac{Z_3' V_s}{Z_1' Z_3' + (\omega M_{13}')^2} \\ I_3' = -\frac{j\omega M_{13}' V_s}{Z_1' Z_3' + (\omega M_{13}')^2} \end{cases} \quad (11)$$

此时的系统传输效率 η' 可通过式(12)求出:

$$\eta' = \frac{I_3'^2 R_L}{V_s I_1'} = \frac{(\omega M_{13}')^2 R_L}{Z_1' Z_3'^2 + (\omega M_{13}')^2 Z_3'} \quad (12)$$

1.2 传统的感性屏蔽方法

感性屏蔽,即无源谐振式屏蔽^[22]。其原理为通过控制屏蔽线圈匹配电容使屏蔽线圈阻抗达到准谐振状态,此时的屏蔽线圈磁场可以达到抵消发射和接收线圈的泄漏磁场效果。需要注意的是,即使屏蔽线圈阻抗达到准谐振状态,其表现出的状态仍为感性状态,因此也可以称之为无源感性屏蔽。

另一方面,感性屏蔽的缺陷在于屏蔽效果以牺牲系统传输效率为代价。

当屏蔽线圈阻抗呈感性时,有:

$$\begin{cases} M_{12} = k_{12} \sqrt{L_1 L_{eq}} \\ M_{23} = k_{23} \sqrt{L_{eq} L_3} \\ M_{13} = k_{13} \sqrt{L_1 L_3} \end{cases} \quad (13)$$

其中, k_{12} 、 k_{13} 为发射对屏蔽和接收线圈间耦合系数, k_{23} 为屏蔽与接收线圈间耦合系数,则式(7)可转化为式(14):

$$M_{13}' = M_{13} \left(1 - \frac{|k_{12} k_{23}|}{|k_{13}|} \right) \quad (14)$$

进而有:

$$k_{13}' = k_{13} - |k_{12} k_{23}| \quad (15)$$

耦合系数与传输效率成正比。因此,当屏蔽线圈阻抗呈感性时,线圈间的交叉耦合系数 k_{12} 、 k_{23} 降低了发射与接收线圈间的等效耦合系数。由于屏蔽线圈置于发射和接收线圈中间位置导致其交叉耦合系数 k_{12} 、 k_{23} 较大,所以造成了系统效率的大幅下降,这也正是普通的屏蔽线圈屏蔽效果以传输效率为代价的根本原因。

可见,对于本文所采用的强耦合单屏蔽线圈结构的 WPT 系统,如果采用一般的无源感性屏蔽则会导致整个系统的传输效率低下甚至无法传输能量。显然,这是不适合的。

1.3 提出的容性屏蔽方法

容性屏蔽,即屏蔽线圈的阻抗呈容性状态时,此时屏蔽线圈的阻抗可用等效电容 C_{eq} 等价于 $Z_{sh} = 1/j\omega C_{eq}$ 。其中, $1/C_{eq} = 1/C_{sh} - \omega^2 L_{sh}$ 。

则式(7)~(9)可变换为式(16)~(18):

$$M_{13}' = M_{13} \left(1 + \frac{\omega^2 M_{12} M_{23} C_{eq}}{M_{13}} \right) \quad (16)$$

$$Z_1' = Z_1 + j\omega C_{eq} (\omega M_{12})^2 \quad (17)$$

$$Z_3' = Z_3 + j\omega C_{eq} (\omega M_{23})^2 \quad (18)$$

此外,交叉互感 M_{12} 、 M_{13} 、 M_{23} 还可用耦合系数 k_{12} 、 k_{13} 、 k_{23} 表示为式(19):

$$\begin{cases} M_{12} = k_{12} \sqrt{\frac{L_1}{C_{eq}}} \\ M_{13} = k_{13} \sqrt{L_1 L_3} \\ M_{23} = k_{23} \sqrt{\frac{L_3}{C_{eq}}} \end{cases} \quad (19)$$

进而,等效互感 M_{13}' 与等效耦合系数 k_{13}' 如式(20)和(21)所示。

$$M_{13}' = M_{13} \left(1 + \frac{\omega^2 k_{12} k_{23}}{k_{13}} \right) \quad (20)$$

$$k_{13}' = k_{13} + \omega^2 k_{12} k_{23} \quad (21)$$

因此,当屏蔽线圈处于容性状态时耦合系数得到提高,此时系统工作的高传输效率可以得到有效保证。另一方面,等效互感 M_{13}' 的提高不仅影响了系统传输效率,也影响了系统的泄漏磁场。

当忽略线圈内阻,且发射和接收线圈处于谐振状态时,有 $Z_1 = 0$, $Z_2 = 1/j\omega C_{eq}$, $Z_3 = R_L$ 。

则式(17)与(18)转换为式(22):

$$\begin{cases} Z_1' = j\omega C_{eq} (\omega M_{12})^2 \\ Z_3' = R_L + j\omega C_{eq} (\omega M_{23})^2 \end{cases} \quad (22)$$

其中 $R_L \gg \omega C_{eq} (\omega M_{23})^2$, 所以可认为 $Z_3' = Z_3 = R_L$ 。另一方面,由于 $R_L \gg \omega C_{eq} (\omega M_{12})^2$, 因此 $Z_1' Z_3'$ 可等价于 $Z_1' = Z_1 = 0$ 。因此式(11)可进一步等价于式(23)。

$$\begin{cases} I_1' = \frac{Z_3' V_s}{(\omega M_{13}')^2} \\ I_3' = -j \frac{V_s}{\omega M_{13}'} \end{cases} \quad (23)$$

根据式(23), M_{13}' 增强后,当负载不变时,为了维持负载端功率恒定,负载端等效电流 I_3' 不变,此时发射线圈等效电流 I_1' 将会下降。

$$B = \frac{\mu_0 I}{4\pi} \int_{c'} \frac{\vec{dl} \times \vec{R}}{R^3} \quad (24)$$

根据式(24)毕奥-萨伐尔定理,电流 I 与磁场 B 成正比,因此带屏蔽线圈的 WPT 系统发射和接收线圈产生的泄漏磁场比不带屏蔽的 WPT 系统泄漏磁场小。

如图 4 所示, B_{Tx1} 与 B_{Rx1} 表示不带屏蔽时的发射和接收线圈磁场,其合成磁场为 B_{WPT1} 。加入屏蔽线圈后接收端电流不变,因此接收端产生的磁场 B_{Rx2} 维持不变。而发射线圈的工作电流减小导致发射端的磁场 B_{Tx2} 减小。故带屏蔽后的发射和接收线圈叠加的漏磁 B_{WPT2} 得到削弱,通过控制屏蔽线圈电流可以使屏蔽线圈磁场 B_{sh} 与 B_{WPT2} 合成的总磁场 B_{total} 得到有效降低。

因此,所提出的容性屏蔽理论上可以克服无源感性屏蔽的弊端,从而达到提高传输效率与降低磁泄漏的双重效果。

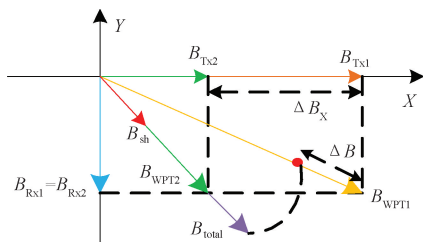


图4 磁场削弱相量示意图

Fig. 4 Schematic diagram of magnetic field weakening phasor

2 新型无源容性屏蔽线圈的设计

2.1 WPT 系统漏磁特性

本文提出的强耦合屏蔽线圈结构旨在解决垂直方向的磁场泄漏问题。在车辆应用中,发射线圈和接收线圈通常相应地放置在停车位的中心和车辆起落架的周围。一般来说,当系统安装了磁芯与金属屏蔽层时,泄漏磁场观察点被设定为是在距离车辆中心水平方向约 800 mm 处^[23]。对于垂直方向的漏磁标准,根据电动汽车无线充电标准 GB/T 38775 第 4 部分对电动汽车电磁场安全规范^[24],将汽车外部垂直高度 700 mm 设为分界线,在 700 mm 及以上范围泄漏磁场强度应当在安全范围值 27 μT 以内。因此,当系统工作时,应当观察 700 mm 高度水平面的磁场分布以找到新的最大漏磁观察点。

如图 5 所示,当系统工作时,一方面系统漏磁沿着垂直高度的增加而降低,另一方面从 700 mm 水平面的磁场 3D 分布不难看出最大漏磁以对准状态下发射线圈正上方 700 mm 处的 P 点为最大漏磁点。且该点随接收线圈 X 、 Y 方向的偏移量 ΔX 、 ΔY 而改变,因此最大漏磁点坐标为 $(\Delta X, \Delta Y, 700)$ 。根据电动汽车无线充电标准 GB/T. 38775 的规定, X 是测量行驶方向, Y 是测量行驶方向的横向, ΔX 的范围是从 $-75 \sim 75$ mm, ΔY 的范围是 $-100 \sim 100$ mm。

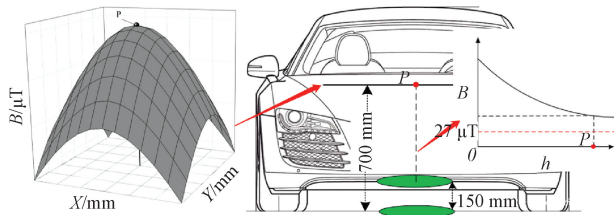


图5 磁场分布示意图

Fig. 5 Magnetic field distribution diagram

2.2 新型无源容性屏蔽线圈的优化

本节提出一整套关于无线电能传输系统的优化方法。通过优化发射线圈、接收线圈和屏蔽线圈的参数,达到降低系统漏磁和提高传输效率的目的。图 6 是总体优

化流程图,优化方法的具体步骤如下:

1) 发射线圈和接收线圈参数优化。

首先对发射线圈和接收线圈间的固有参数进行初始化设定。设定发射线圈与接收线圈间的传输距离为 15 cm。然后设定线圈优化范围:发射线圈和接收线圈的内边长从 20 cm 变化到 30 cm,匝数从 15 匝变化到 25 匝。匝数的步长为 1 匝,边长的步长均为 1 cm。设置的步长越小,得到的结果就越多。然而,步长越小,计算时间也就越长。因此要根据实际应用需求,选择合适的步长。

2) 设定发射线圈和接收线圈优化的判断条件,当发射线圈和接收线圈间的传输效率大于 96% 时,保存当前线圈参数结果。否则回到步骤 1),重新优化发射线圈和接收线圈。

3) 屏蔽线圈的优化。

首先设定屏蔽线圈优化参数及其变化范围。屏蔽线圈的高度变化范围为 3~12 cm,步长为 3 cm。屏蔽线圈的内边长从 15 cm 变化到 20 cm,步长为 1 cm。匝数从 8 匝变化到 12 匝,步长为 1 匝。

4) 最佳屏蔽电容的选取。

屏蔽电容和系统漏磁以及效率之间的变化规律如图 7 所示。不同尺寸的屏蔽线圈在同一高度时,各屏蔽线圈在屏蔽电容 C_{sh} 小于屏蔽线圈谐振电容 C_0 的容性区域中漏磁最小值 B_{min} 变化不大,此时称最小漏磁 B_{min} 对应的屏蔽电容 C_{sh} 为最佳匹配电容 C_m 。其中,图 7 中圆点标记的为各屏蔽线圈最佳匹配电容 C_m ,星号代表谐振电容 C_0 ,且容性区域中系统的传输效率更高。

5) 计算当前线圈参数和屏蔽电容下的最优负载。最优负载指的是系统效率最大时对应的负载。最优负载计算式如下:

$$R_L = \frac{\sqrt{(1 - \omega^2 L_2 C_{sh}) (\omega^6 M_{12}^2 M_{23}^2 C_{sh}^2) + (2\omega^4 M_{12} M_{23} M_{13} C_{sh} - \omega^4 M_{13}^2 C_{sh} L_2 + \omega^2 M_{13}^2)}}{\omega^3 M_{12}^2 C_{sh} - \omega^5 M_{12}^2 C_{sh}^2 L_2} \quad (25)$$

其中, L_2 是屏蔽线圈自感, C_{sh} 是屏蔽电容, M_{12} 是发射线圈和屏蔽线圈的互感, M_{23} 是屏蔽线圈和接收线圈的互感, M_{13} 是发射线圈和接收线圈的互感。

由式(25)可知,当系统线圈结构参数确定时,屏蔽电容与最优负载呈一一对应关系。图 8 显示了根据式(25)计算的最优负载与根据式(24)计算的系统漏磁关于屏蔽电容的分布图。从图中不难看出,在最佳匹配电容 C_m 附近,最优负载变化率明显比漏磁变化率大。因此,在漏磁安全范围内,最优负载有较大的可调区间。

6) 判断当前系统漏磁是否小于等于 27 μT 和系统传输效率是否大于等于 98%。如果满足条件,就进入下一

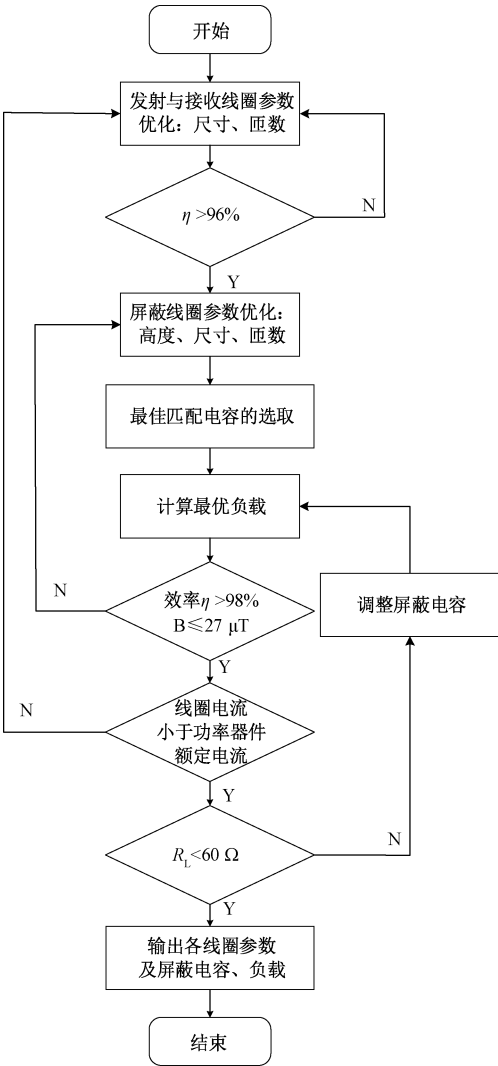


图 6 优化流程
Fig. 6 Optimization flow chart

步, 否则返回优化的步骤 3), 重新对屏蔽线圈进行优化。

7) 判定系统电流是否小于额定电流。在当前线圈参数、匹配电容和负载情况下, 根据式 (11) 计算发射线圈和接收线圈的电流。判断收发线圈电流是否小于功率器件的额定电流值, 以保证功率器件的安全运行。如果收发线圈电流小于额定电流, 就进入下一步, 否则返回步骤 1), 重新对发射线圈和接收线圈进行优化。

8) 判断负载是否小于 60 Ω, 是就进入下一步, 否则对屏蔽电容进行调整, 然后回到步骤 5)。

9) 输出收发线圈和屏蔽线圈参数、屏蔽电容值和负载值。

2.3 优化结果

根据上述优化流程, 可以得到表 1 中的优化结果。屏蔽线圈距离发射线圈 12 cm, 优化后的屏蔽电容为 70 nF, 其对应的最优负载为 56.5 Ω。

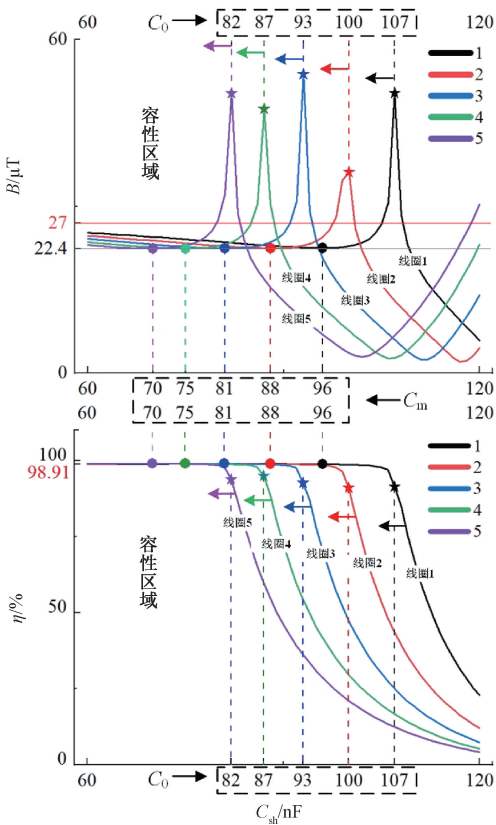


图 7 屏蔽高度 12 cm 下的系统漏磁与传输效率分布图
Fig. 7 Distribution diagram of magnetic flux leakage and transmission efficiency of the system under the shielding height of 12 cm

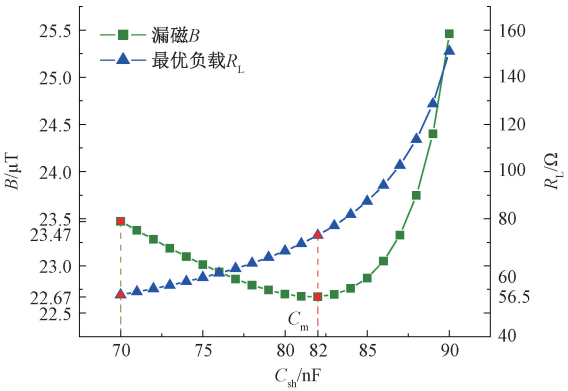


图 8 C_m 附近的漏磁及最优负载变化
Fig. 8 Leakage and optimal load variation for different C_m

表 1 系统各线圈匝数尺寸

Table 1 Turns and dimensions of each coil of the system				
线圈名称	匝数	内边长/cm	外边长/cm	线圈高度/cm
发射线圈	25	23.00	42.20	0.00
接收线圈	15	27.00	38.20	15.00
屏蔽线圈	10	17.00	25.82	12.00

在图 9 和 10 中,将有屏蔽线圈的三维磁场分布与没有屏蔽线圈的三维磁场分布进行了比较。可以观察到,在高度 700 mm 的观察面上,不带屏蔽的两线圈系统的最大漏磁为 32.78 μT ,带容性屏蔽的三线圈系统的最大漏磁为 23.48 μT 。由此可以看出,屏蔽线圈有效削弱了接收线圈上方的泄漏磁场。

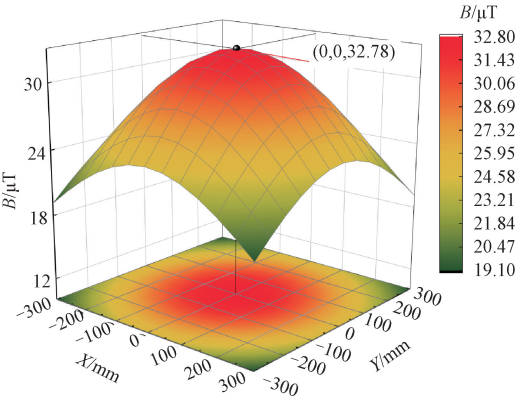


图 9 不带屏蔽的三维磁场分布
Fig. 9 Three dimensional magnetic field distribution without shielding

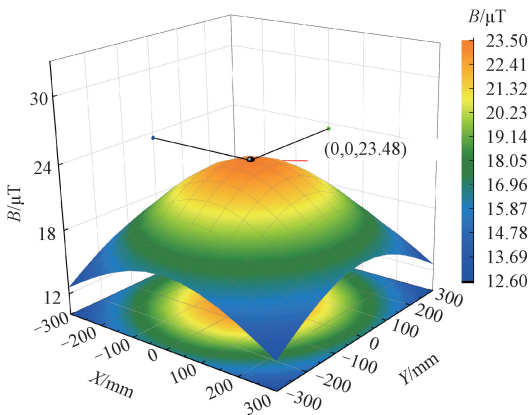


图 10 带屏蔽的三维磁场分布
Fig. 10 Three dimensional magnetic field distribution with shielding

2.4 线圈偏移测试

为了观察线圈偏移时的参数变化,将确定的系统线圈结构参数往 Y 轴进行偏移测试,结果如表 2 和 3 所示。

表 2 不带屏蔽时系统偏移下的部分参数

Table 2 Part system parameters without shielding

偏移距离/cm	I_1/A	I_3/A	$B/\mu\text{T}$	$\eta/\%$	R_L/Ω
0	20.97	8.41	32.78	98.46	56.50
2	21.12	8.41	32.94	98.44	56.50
4	21.62	8.41	33.48	98.37	56.50
6	22.51	8.41	34.42	98.25	56.50
8	23.79	8.41	35.83	98.06	56.50
10	25.75	8.41	37.97	97.76	56.50

表 3 带屏蔽时系统偏移下的部分参数

Table 3 Part system parameters with shielding

偏移距离/cm	I_1/A	I_2/A	I_3/A	$B/\mu\text{T}$	$\eta/\%$	R_L/Ω
0	11.83	18.83	8.41	23.48	99.22	56.50
2	11.94	18.83	8.41	23.56	99.21	56.50
4	12.26	18.82	8.41	23.79	99.19	56.50
6	12.81	18.78	8.41	24.19	99.14	56.50
8	13.61	18.73	8.41	24.77	99.07	56.50
10	14.68	18.66	8.41	25.57	98.96	56.50

表 2 显示了系统不带屏蔽线圈时偏移下的系统参数,其中线圈电流通过式(2)得出,漏磁 B 与效率 η 根据式(24)与(3)求出。可以看出,随着负载端往 Y 轴偏移距离的变大,发射端电流逐渐变大,负载电流维持不变,这造成了系统漏磁的增强,且偏移还造成系统传输效率下降。当偏移至 10 cm (发射线圈内边长的近 1/2 处)时,发射线圈电流从 20.97 A 提高至 25.75 A,增加了 4.78 A。负载电流恒定在 8.41 A,漏磁从 32.78 μT 增加至 37.97 μT ,提高了 5.19 μT ,且效率降低了 0.7%。

表 3 显示了系统添加屏蔽线圈后偏移的参数。依据式(4)、(5)及(11)可求出线圈电流,系统漏磁与效率则由式(24)与(12)得出。一方面发射端电流在偏移时同样变大,负载与屏蔽端电流几乎不变。系统总漏磁变大,系统效率降低。在最大偏移 10 cm 处,发射电流从 11.83 A 增加至 14.68 A,增加了 2.85 A。漏磁从 23.48 μT 增加至 25.57 μT ,增加了 2.09 μT ,效率最低降至 98.96%。另一方面,相比带屏蔽,系统不带屏蔽时在最大偏移 10 cm 处发射端电流得到有效削弱,从 25.75 A 降低至 14.68 A,降低了 11.07 A。漏磁也明显降低,从最大值 37.97 μT 削弱至 25.57 μT ,降低了 12.4 μT ,占最大值的 33%。此外效率还从最小值 97.76% 提高至 98.96%,提高了 1.2%。

通过对比偏移时系统不带屏蔽与带屏蔽两种情况下的系统参数,从理论上证明了本文所提出的屏蔽结构与方法的有效性。接下来,本文将进行实验,进一步验证本文所提结构与方法的可靠性。

3 实验验证

3.1 实验装置

为了验证所提结构与优化方法的正确性,搭建了一套 4 kW 实验平台,其中实验主体由逆变与整流的 RT-unit 实时数字控制系统,线圈实物模型以及负载组成。此外,NF-5035 电磁辐射分析仪及其配套的 MCS 电磁辐射分析软件用于检测磁场变化,WT5000 功率分析仪则用于计算系统实时传输效率,如图 11 所示。

系统整体框架如图 12 所示,直流源经逆变模块产生

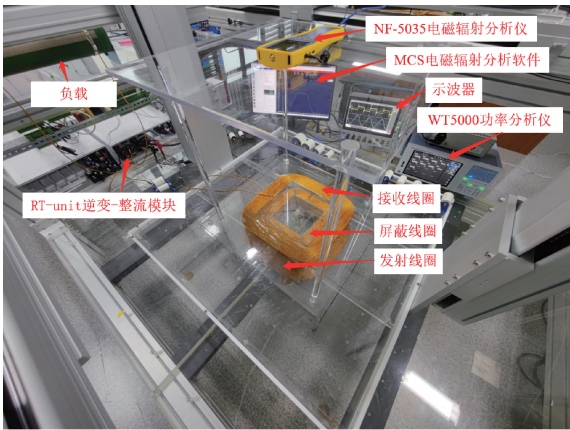


图 11 实验平台

Fig. 11 Experimental platform

高频方波,由高频方波驱动发射线圈产生高频磁场,接收线圈把交变的磁场转换成电能,经整流模块整流后,给负载供电。逆变模块和整流模块采用 SiC 功率器件,型号为 C3M0075120D。

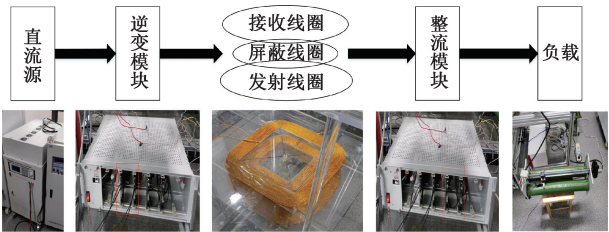


图 12 系统框架图

Fig. 12 System framework diagram

发射线圈、接收线圈和屏蔽线圈的尺寸参数根据第 2 节参数优化方法得出,所有线圈详细的尺寸参数如表 2 所示。根据表 2 的参数,研制了一套新型线圈结构实物模型。所有线圈采用利兹线绕制以降低内阻,其中发射与接收线圈的利兹线规格为 $\phi 0.1\text{ mm}\times 800$ 股,最大承受电流 31.415 A,屏蔽线圈的利兹线规格为 $\phi 0.1\text{ mm}\times 1\,200$ 股,最大承受电流 47.115A。线圈实物包括了发射线圈、接收线圈及屏蔽线圈,如图 13 所示,线圈的详细物理参数如表 4 所示。



图 13 线圈实物图

Fig. 13 Physical drawing of coil

表 4 线圈的测量参数

Table 4 Measurement parameters of coil

参数名称	物理意义	数值
$L_1/\mu\text{H}$	发射线圈的自感	311.50
$L_2/\mu\text{H}$	屏蔽线圈的自感	38.48
$L_3/\mu\text{H}$	接收线圈的自感	143.05
C_1/nF	发射线圈的谐振电容	11.25
C_{sh}/nF (感性)	用于感性屏蔽的电容	96
C_{sh}/nF (容性)	用于容性屏蔽的电容	70
C_3/nF	接收线圈的谐振电容	24.51
$R_1/\text{m}\Omega$	发射线圈的寄生电阻	240
$R_2/\text{m}\Omega$	屏蔽线圈的寄生电阻	40
$R_3/\text{m}\Omega$	接收线圈的寄生电阻	98
f_0/kHz	工作频率	85
R_L/Ω	交流负载	56.5

3.2 系统的泄漏磁场

在测量系统泄漏磁场时,首先根据毕奥-萨伐尔定理,利用 MATLAB 计算出系统泄漏磁场的理论值 B_e ;其次,运用 Ansys Maxwell 软件,画出了新型磁屏蔽线圈模型,如图 1(b)所示,利用仿真模型得到线圈工作时的泄漏磁场 B_s ;最后,利用 NF-5035 电磁辐射分析仪测量了新型磁屏蔽线圈的泄漏磁场 B_c 。磁场仿真与磁场计算之间的误差定义为 ε_s ,磁场实测与磁场计算之间的误差定义为 ε_e ,两者表达式为:

$$\varepsilon_s = \frac{|B_e - B_s|}{B_s} \tag{26}$$

$$\varepsilon_e = \frac{|B_e - B_c|}{B_e} \tag{27}$$

表 5 显示了系统不带屏蔽时沿 Y 轴方向磁场计算、仿真、实测值与误差率。从表 5 中可以看出,磁场仿真与计算值之间的最大误差 ε_s 为 2.45%,磁场实测与计算值之间的最大误差 ε_e 为 5.24%,验证了磁场计算与仿真值的正确性。从表中还可以看出,实测最大漏磁在最大偏移处取得,为 36.08 μT ,这远远超过了安全限值 27 μT 。

表 5 不带屏蔽时系统沿 Y 轴磁场计算、仿真、实测值和磁场误差率

Table 5 Magnetic field calculation, simulation, measured value and magnetic field error rate of the system along the Y-axis without shielding

偏移距离/cm	$B_c/\mu\text{T}$	$B_s/\mu\text{T}$	$B_e/\mu\text{T}$	$\varepsilon_s/\%$	$\varepsilon_e/\%$
0	32.78	33.13	31.31	1.06	4.69
2	32.94	33.60	31.56	1.96	4.37
4	33.48	34.10	32.35	1.82	3.49
6	34.42	34.68	33.01	0.75	4.27
8	35.83	36.73	34.34	2.45	4.33
10	37.97	38.15	36.08	0.47	5.24

表 6 显示了感性屏蔽下系统沿 Y 轴的漏磁计算、仿

真、实测值与误差率。其变化趋势与系统不带屏蔽时一致,实测最大漏磁均在最大偏移处取得,为 12.55 μT 。这比不带屏蔽时的实测最大漏磁降低了 65%,说明感性屏蔽具有显著的磁屏蔽效果。

表 6 感性屏蔽时系统沿 Y 轴磁场计算、仿真、实测值和磁场误差率

Table 6 Magnetic field calculation, simulation, measured value and magnetic field error rate of the system along the Y-axis during inductive shielding

偏移距离/cm	$B_c/\mu\text{T}$	$B_s/\mu\text{T}$	$B_e/\mu\text{T}$	$\varepsilon_s/\%$	$\varepsilon_e/\%$
0	13.15	13.78	12.33	4.57	6.65
2	13.12	12.75	12.12	2.90	8.25
4	13.02	12.46	12.01	4.49	8.41
6	12.89	13.40	12.27	3.81	5.05
8	12.80	12.76	12.24	0.31	4.57
10	12.84	13.46	12.55	4.61	2.31

最后,表 7 显示了在容性屏蔽下系统沿 Y 轴的漏磁计算、仿真、实测与误差率。最大漏磁同样在最大偏移 10 cm 处取得,实测最大漏磁为 26.04 μT ,这比不带屏蔽时的实测最大泄漏磁场降低了 28%,说明容性屏蔽也具有良好的磁屏蔽效果。

表 7 容性屏蔽时系统沿 Y 轴磁场计算、仿真、实测值和磁场误差率

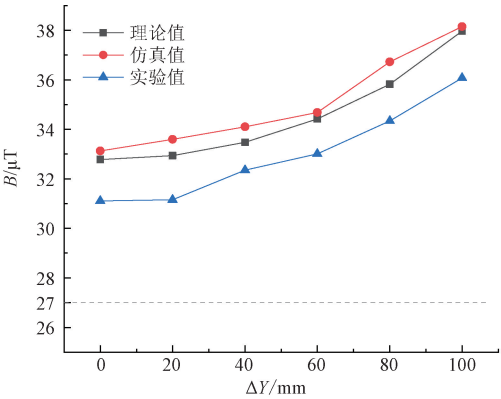
Table 7 Magnetic field calculation, simulation, measured value and magnetic field error rate of the system along the Y-axis during capacitive shielding

偏移距离/cm	$B_c/\mu\text{T}$	$B_s/\mu\text{T}$	$B_e/\mu\text{T}$	$\varepsilon_s/\%$	$\varepsilon_e/\%$
0	23.48	24.10	24.39	2.57	3.73
2	23.56	22.46	24.47	4.89	3.71
4	23.78	24.67	24.27	3.61	2.01
6	24.18	25.17	24.79	3.93	2.46
8	24.77	24.59	25.56	0.73	3.09
10	25.63	26.35	26.04	2.73	1.57

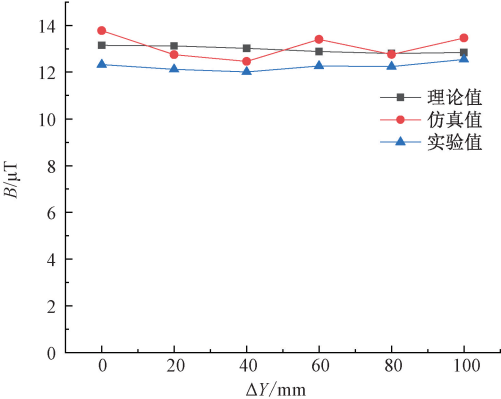
此外,为了便于观察变化趋势,根据表 5~7 的数据,得到了漏磁随偏移距离的变化曲线,如图 14 所示。从图中可以看出,计算仿真与实测的泄漏磁场在所有情况下都有良好的一致性。由于三维移动实验平台部分支架采用铝金属,受涡流影响实测值与理论仿真值会出现个别偏差,但总体误差率仍控制在 5% 以内。

3.3 系统的传输效率

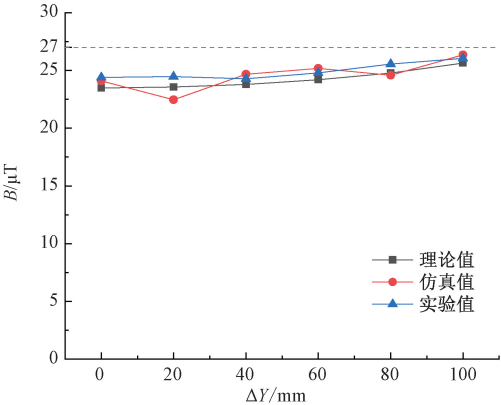
为了测量系统传输效率变化,对比了 3 种屏蔽条件下的传输效率。首先通过式 (12) 得到了系统传输效率的理论值 η_e ,其次通过 MATLAB/Simulink 得到了仿真值 η_s ,最后通过横河 WT5000 功率分析仪测量了系统传输效率的实测值 η_e 。



(a) 不带屏蔽下的漏磁
(a) Magnetic leakage without shielding



(b) 感性屏蔽下的漏磁
(b) Magnetic leakage under inductive shielding



(c) 容性屏蔽下的漏磁
(c) Magnetic leakage under capacitive shielding

图 14 不同屏蔽条件下得漏磁
Fig. 14 Magnetic flux leakage under different shielding conditions

表 8 显示了不带屏蔽时的传输效率随偏移时的变化。不难看出,系统效率随偏移距离的增加呈下降趋势,这是由偏移造成的互感下降引起的,在最大偏移距离 10 cm 处效率达到最低点,实测最低传输效率由于互感波动较大降至 93.00%,比理论与仿真值小约 4%。而在偏移距离 0 cm 时,系统的传输效率可达 97.13%。

表 8 不带屏蔽时系统沿 Y 轴传输效率理论值、仿真值和实测值

Table 8 Theoretical, simulated and measured values of transmission efficiency of the system along the Y-axis without shielding

偏移距离/cm	$\eta_c/\%$	$\eta_s/\%$	$\eta_e/\%$
0	98.46	97.54	97.13
2	98.44	97.52	96.98
4	98.37	97.32	96.42
6	98.25	97.08	95.86
8	98.06	96.76	94.80
10	97.76	96.32	93.00

表 9 显示了感性屏蔽时的传输效率随偏移的变化,不难看出,由于屏蔽线圈强耦合的特点,系统的传输效率在感性屏蔽时有显著的下降。在偏移距离 0 cm 时,实测传输效率也仅 54.56%,而这明显不能满足 WPT 系统实现工业化的需求。

表 9 感性屏蔽时系统沿 Y 轴传输效率理论值、仿真值和实测值

Table 9 Theoretical value, simulated value and measured value of system transmission efficiency along Y-axis during inductive shielding

偏移距离/cm	$\eta_c/\%$	$\eta_s/\%$	$\eta_e/\%$
0	55.36	54.89	54.56
2	55.34	54.83	54.55
4	55.20	54.67	54.46
6	54.94	54.51	54.32
8	54.49	54.02	53.74
10	53.74	53.19	53.00

表 10 则显示了容性屏蔽时传输效率随偏移的变化。可以发现,即使在最大偏移 10 cm 处达到传输效率最小值,实测的最小传输效率也高达 97%,这比不带屏蔽时实测的最小传输效率高出 4%,且从 3.2 节可知,施加容性屏蔽时的系统最大漏磁比不带屏蔽时降低了 28%。

表 10 容性屏蔽时系统沿 Y 轴传输效率理论值、仿真值和实测值

Table 10 Theoretical value, simulation value and measured value of transmission efficiency of the system along the Y-axis during capacitive shielding

偏移距离/cm	$\eta_c/\%$	$\eta_s/\%$	$\eta_e/\%$
0	99.22	99.02	98.81
2	99.21	98.85	98.62
4	99.19	98.59	98.42
6	99.14	98.43	98.10
8	99.07	98.21	97.61
10	98.95	97.82	97.00

因此,从泄漏磁场与系统的传输效率出发,在本文提出的强耦合磁屏蔽结构中容性屏蔽比感性屏蔽更具有实际应用价值。

最后,根据表 8~10 的数据还绘制了传输效率随偏移距离的变化曲线,可以更直观的看到系统的传输效率变化情况,如图 15 所示。从图中可以看出,计算仿真与实测的传输效率在 3 种屏蔽条件下同样有良好的一致性。

4 结 论

本文提出了一种强耦合单屏蔽线圈的屏蔽结构。该结构的主要特征是屏蔽线圈对工作电流的抑制效果,这一特征为削弱系统漏磁提供了理论基础。此外,还提出了一种线圈参数的优化方法。通过所提出的优化方法,可以得到各线圈的最优参数。然后,利用最优参数得到了安全的泄漏磁场强度。所提出的结构和优化方法不仅简单,而且在线圈偏移一定程度内,系统仍保持 97%以上的高传输效率以及安全的泄漏磁场强度。计算、仿真和实验结果表明,相比于无屏蔽线圈的系统,无源容性屏蔽使系统的最大泄漏磁场减少了 28%,传输效率提升了约 4%,且相比于传统无功谐振屏蔽系统提升了约 44%的系统传输效率。对提高能源利用率和降低系统运行成本有重要意义。

值得注意的是,在没有任何铁氧体磁芯的屏蔽防护下,系统高度 700 mm 及以上范围内漏磁强度仍然可以保持在安全范围 27 μ T 以下。这将大大降低 WPT 系统的成本及保证系统的安全性。因此,该结构可应用于电动汽车的静态充电系统。未来的研究应该改进所提出的结构,以获得更好的屏蔽效果与传输效率。

参考文献

[1] 程靖宜,武小兰,白志峰. 基于耦合系数估计的电动汽车无线电能传输最大效率跟踪[J]. 电子测量与仪器学报,2020,34(3):180-186.

CHENG J Y, WU X L, BAI ZH F. Maximum efficiency tracking of wireless power transfer for electric vehicles based on coupling coefficient estimation[J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2020, 34(3):180-186.

[2] 赵靖英,赵纪新,崔玉龙,等. 不对称补偿 MCR-WPT 系统的传输特性研究[J]. 电子测量与仪器学报,2018,32(2):106-112.

ZHAO J Y, ZHAO J X, CUI Y L, et al. Research on transmission characteristics of MCR-WPT system with asymmetrical compensation [J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2018, 32 (2):

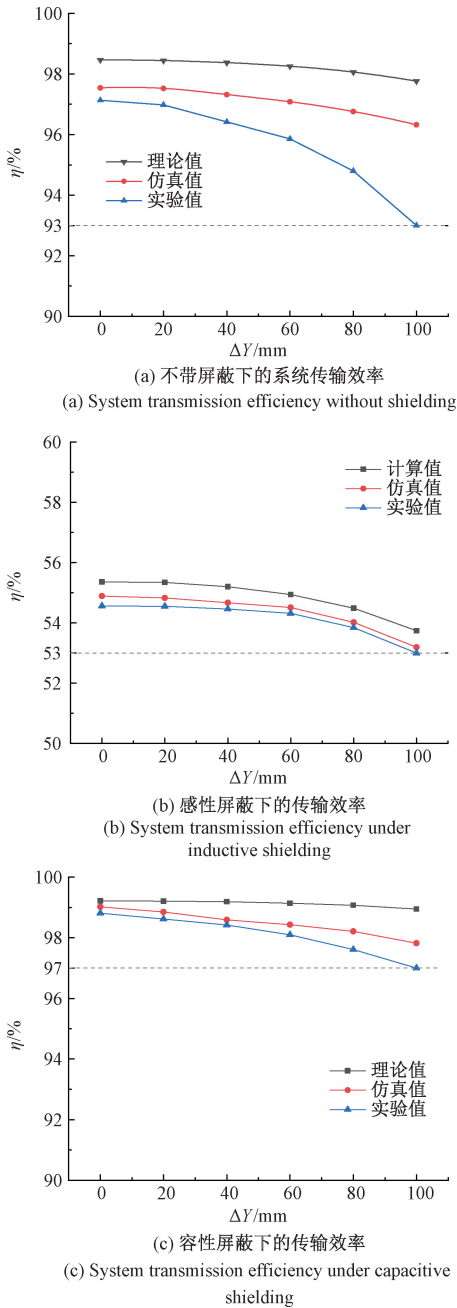


图 15 不同屏蔽条件下的传输效率

Fig. 15 Transmission efficiency under different shielding conditions

106-112.

[3] 薛明, 杨庆新, 章鹏程, 等. 无线电能传输技术应用研究现状与关键问题[J]. 电工技术学报, 2021, 36(8): 1547-1568.

XUE M, YANG Q X, ZHANG P CH, et al. Application status and key issues of wireless power transmission technology[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2021, 36(8): 1547-1568.

[4] 吴理豪, 张波. 电动汽车静态无线充电技术研究综述(上篇)[J]. 电工技术学报, 2020, 35(6): 1153-1165.

WU L H, ZHANG B. Overview of static wireless charging technology for electric vehicles: Part I[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2020, 35(6): 1153-1165.

[5] 高妍, 张献, 杨庆新, 等. 电动汽车无线充电环境的生物电磁安全评估[J]. 电工技术学报, 2019, 34(17): 3581-3589.

GAO Y, ZHANG X, YANG Q X, et al. Bio electromagnetic safety assessment of wireless charging environment for electric vehicles[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2019, 34(17): 3581-3589.

[6] MOHAMMAD M, HAQUE M. S, CHOI S. A litz-wire based passive shield design to limit EMF emission from wireless charging system[C]. 2018 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Portland, OR, USA, 23-27.

[7] CAMPI T, CRUCIANI S, MARADEI F, et al. Magnetic field mitigation by multi-coil active shielding in electric vehicles equipped with wireless power charging system[J]. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 2020, 62(4): 1398-1405.

[8] 朱庆伟, 陈德清, 王丽芳, 等. 电动汽车无线充电系统磁场仿真与屏蔽技术研究[J]. 电工技术学报, 2015, 30(S1): 143-147.

ZHU Q W, CHEN D Q, WANG L F, et al. Study on the magnetic field and shielding technique for an electric vehicle oriented wireless charging system[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(S1): 143-147.

[9] LEE S Y, LIM Y S, CHOI I H, et al. Effective combination of soft magnetic materials for magnetic shielding[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2012, 48(11): 4550-4553.

[10] 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 X, ZHANG P CH, YANG Q X, 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.

[11] CRUCIANI S, CAMPI T, MARADEI F, et al. Active shielding design for a dynamic wireless power transfer system[C]. 2020 International Symposium on

- Electromagnetic Compatibility-EMC EUROPE, Rome, Italy, 2020:23-25.
- [12] 蒙金雪, 张玉旺, 郭彦杰, 等. 电动汽车无线充电系统的有源磁屏蔽研究[J]. 电工电能新技术, 2021, 40(4): 44-51.
- MENG J X, ZHANG Y W, GUO Y J, et al. Research of active magnetic shielding for wireless power transfer system of electric vehicles[J]. Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy, 2021, 40 (4): 44-51.
- [13] CAMPI T, CRUCIANI S, MARADEI F, et al. Magnetic field mitigation by multicoil active shielding in electric vehicles equipped with wireless power charging system[J]. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 2020, 62(4): 1398-1405.
- [14] LEE S, LEE W, JIN H, et al. Active EMF cancellation method for I-type pickup of on-line electric vehicles[C]. Applied Power Electronics Conference and Exposition. IEEE, 2011: 1980-1983.
- [15] 周国超. 电动汽车无线电能传输系统耦合机构磁辐射抑制方法研究[D]. 重庆:重庆大学, 2017.
- ZHOU G CH. Study on the coupling mechanism magnetic radiation suppression method for wireless power transfer system of electric vehicle [D]. Chongqing: Chongqing University, 2017.
- [16] 胥佳琦. 电动汽车动态无线供电的 N 型磁耦合机构电磁兼容研究[D]. 哈尔滨:哈尔滨工业大学, 2017.
- XU J Q. Research on electromagnetic compatibility of N-type magnetic coupler for dynamic wireless power supply of electric vehicles [D]. Harbin: Harbin Institute of Technology, 2017.
- [17] KIM S, PARK H H, KIM J, et al. Design and analysis of a resonant reactive shield for a wireless power electric vehicle[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2014, 62(4): 1057-1066.
- [18] MOON H, KIM S, PARK H H, et al. Design of a resonant reactive shield with double coils and a phase shifter for wireless charging of electric vehicles[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2015, 51(3): 1-4.
- [19] PARK J, KIM D, HWANG K, et al. A resonant reactive shielding for planar wireless power transfer system in smartphone application [J]. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 2017, 59(2): 695-703.
- [20] 许乔迪, 徐叶飞, 麦瑞坤. 具有目标面最优磁屏蔽效果的 IPT 谐振式无功屏蔽系统研究[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(18): 5490-5498, 5597.
- XU Q D, XU Y F, MAI R K. IPT resonant reactive shielding systems with the characteristics of optimal magnetic shielding effect on the target surface [J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39 (18): 5490-5498, 5597.
- [21] CAMPI T, CRUCIANI S, MARADEI F, et al. Active coil system for magnetic field reduction in an automotive wireless power transfer system [C]. 2019 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Signal & Power Integrity (EMC+SIPI), 2019: 22-26.
- [22] MOON H, AHN S, CHUN Y. Design of a novel resonant reactive shield for wireless charging system in electric vehicle [C]. 2014 IEEE Wireless Power Transfer Conference (WPTC). IEEE, 2014.
- [23] MOHAMMAD M, WODAJO E T, CHOI S, et al. Modeling and design of passive shield to limit EMF emission and to minimize shield loss in unipolar wireless charging system for EV[J]. IEEE Transactions on Power Electronic, 2019, DOI: 10.1109/TPEL. 2019.2903788. 12235-12245.
- [24] GB/T 38775.4-2020, 电动汽车无线充电系统-第 4 部分:电磁环境限值与测试方法[S].
- GB/T 38775.4-2020, Electric vehicle wireless power transfer-part 4: Limits and test methods of electromagnetic environment[S].

作者简介



李中启 (通信作者), 2009 年于长沙学院获得学士学位, 2012 年于湖南工业大学获得硕士学位, 2016 年于湖南大学获得博士学位, 2020 年在湖南大学攻读博士后。现为湖南工业大学副教授, 研究方向为无线电能传输技术。

E-mail: my3eee@126.com

Li Zhongqi (Corresponding author) received B. Sc. degree from Changsha University in 2009, received M. Sc. degree from Hunan University of Technology in 2012 and received Ph. D. degree from Hunan University in 2016. He pursued his postdoctoral studies at Hunan University in 2020. Now he is an associate professor in Hunan University of Technology. His main research interest includes wireless power transfer technology.