

DOI:10.3969/j.issn.1003-5060.2026.05.005

ICPT 系统磁耦合机构电场泄露优化策略

赵士澄, 苏建徽, 张健, 童湛安心, 施永, 杨刚

(合肥工业大学 电气与自动化工程学院, 安徽 合肥 230009)

摘要:感应耦合式无线电能传输(inductively coupled power transfer, ICPT)是利用中低频(10~1 000 kHz)电磁场的近场耦合实现电能的无线传输技术,在线圈耦合机构中添加金属屏蔽层可以有效减少磁场泄露,但对电场的屏蔽效果有限,导致线圈周围存在漏电场,当人体接触到耦合机构周围的导体时可能存在触电危险。文章首先建立用于分析漏电场感应电压问题的磁耦合机构等效电容模型,并计算出人体接触磁耦合机构金属屏蔽层时的感应电压;进而提出一种新型 ICPT 系统结构及其优化策略,有效地将耦合机构附近金属导体的感应电压降低到安全标准以内;最后通过 ICPT 系统样机实验,验证了所建立模型的准确性与优化方法的有效性。

关键词:感应耦合式无线电能传输(ICPT);等效电容模型;感应电压;安全问题

中图分类号: TM724

文献标志码: A

文章编号: 1003-5060(2026)05-0604-09

Optimization strategy for electric field leakage of magnetic coupling mechanism in ICPT system

ZHAO Shicheng, SU Jianhui, ZHANG Jian, TONG Zhan'anxin, SHI Yong, YANG Gang

(School of Electrical Engineering and Automation, Hefei University of Technology, Hefei 230009, China)

Abstract: Inductively coupled power transfer(ICPT) is a wireless transmission technology that utilizes near-field coupling of medium to low frequency(10-1 000 kHz) electromagnetic fields. Adding a metal shielding layer to the coil coupling mechanism can effectively reduce magnetic field leakage, but it cannot effectively shield the electric field, resulting in a leakage field around the coil. Therefore, there may be a risk of electric shock when the human body comes into contact with the conductors around the coupling mechanism. In this paper, an equivalent capacitance model of the magnetic coupling mechanism is first established to analyze the leakage field induced voltage, thereby calculating the induced voltage when the human body contacts the metal shielding layer of the magnetic coupling mechanism. Then, a new ICPT system structure and its optimization strategy are proposed, effectively lowering the induced voltage of the metal conductor near the coupling mechanism to comply with the safety standards. Finally, experiments were conducted on the ICPT system prototype to verify the accuracy of the established model and the effectiveness of the optimization method.

Key words: inductively coupled power transfer(ICPT); equivalent capacitance model; induced voltage; safety issue

感应耦合式无线电能传输(inductively coupled power transfer, ICPT)基于电磁感应原理,

利用松耦合线圈实现能量流动,是目前最常见、应用最广泛的无线电能传输(wireless power trans-

收稿日期:2024-01-17;修回日期:2024-02-25

基金项目:安徽省自然科学基金资助项目(2308085ME180);中央高校基本科研业务费专项资金资助项目(PA2022GDGP0032)

作者简介:赵士澄(1998—),男,四川南充人,合肥工业大学硕士生;

苏建徽(1963—),男,安徽合肥人,博士,合肥工业大学教授,博士生导师;

张健(1977—),男,安徽合肥人,合肥工业大学助理研究员,通信作者, E-mail: zhangjiain_pv@sohu.com.

fer, WPT) 技术。ICPT 相较于传统的插入式充电方式, 没有直接电气连接, 具有更加方便、灵活和安全的优点, 广泛应用于各个技术领域^[1]。磁耦合机构作为 ICPT 系统能量传输的桥梁, 其结构如图 1 所示, 由能量发射线圈、能量接收线圈、磁芯和电磁屏蔽层组成^[2], 该机构的设计对整个系统的安全、功率、效率等性能至关重要。目前针对耦合机构的研究中有关磁屏蔽设计一般为铁氧体磁芯和铝制外壳, 铁氧体磁芯能有效提高耦合性能, 铝制外壳能够屏蔽漏磁^[3]。然而, 随着传输功率的提高, 也带来了一系列挑战, 尤其是在系统具有高 Q 值谐振补偿网络特性且耦合机构线圈电压高达数千伏的情况下。

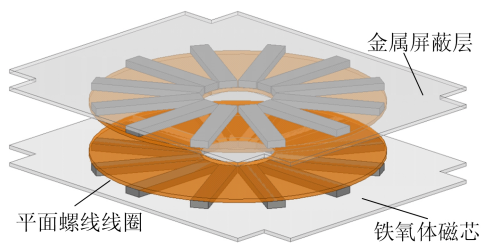


图1 ICPT系统磁耦合机构示意图

在高压输电领域, 高压输电线缆与线下的金属导体常常存在电容耦合, 使得金属导体产生一定的静电感应电压^[4-5]。在实际实验过程中, 磁耦合机构的铝制外壳中同样具有与之类似的感应电动势, 同时为了降低热阻提高线圈散热能力, 磁耦合机构中通常以环氧树脂进行灌封, 导致线圈与周围导体之间介电常数增大, 并且由于较高的谐振频率, 线圈与周围金属导体之间的分布电容容抗较小, 造成打火、触电等安全隐患。然而, 由于目前 ICPT 系统的传输功率普遍不高 (通常在千瓦级), 其磁耦合机构中铝制外壳带电现象尚未得到充分关注。

本文针对全桥 LCC-S 补偿^[6] ICPT 系统磁耦合机构的漏电场安全问题开展研究。面向平面螺旋磁耦合机构, 寻找更合理的电场分析手段, 建立其分布电容参数解析模型, 实现从系统参数到感应电压的快速映射; 同时提出 2 种优化方法以降低感应电压; 最后在搭建的实验平台上进行实验, 验证模型的可靠性和优化方法的有效性。

1 LCC-S 拓扑线圈电压分析

ICPT 系统的漏电场安全问题是受谐振拓扑、功率、电压等级以及磁屏蔽结构设计影响的复

杂问题。若要分析感应电压强度, 首先需对 ICPT 系统进行建模分析, 推导线圈两端对地电压公式, 再对 LCC-S 补偿拓扑进行分析。

1.1 全桥 LCC-S 补偿 ICPT 系统基本拓扑

全桥 LCC-S 补偿拓扑^[7]如图 2 所示。LCC-S 补偿是指一次侧发射端采用 LCC 补偿网络, 二次侧接收端采用串联 (Series, S) 电容补偿网络, 这种结构具有发射线圈恒流、输出恒压、线圈偏移容忍度高、轻载或副边开路时稳定性良好等优点。

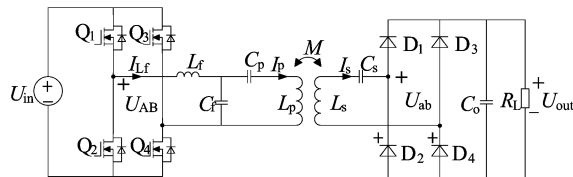


图2 LCC-S无线充电系统基本拓扑

系统由直流源 U_{in} 提供能量; $Q_1 \sim Q_4$ 构成了高频逆变全桥电路; L_1 和 L_2 分别为原边和副边耦合线圈的自感; 线圈互感为 M , 与 L_f 、 C_f 、 C_p 组成原边 LCC 谐振补偿网络; 副边采用 L_s 与 C_s 串联补偿; C_o 为输出滤波电容。在接收端, 整流滤波电路由 4 个二极管 $D_1 \sim D_4$ 和滤波电容器 C_o 组成, 交变磁场能量通过副边线圈拾取, 再通过整流桥转换为直流电供给负载 R_L 。整流器和负载可以等效为一个负载 R_{ac} , 其阻抗 R_{ac} ^[8] 在系统工作于额定工作点时可由下式得到:

$$R_{ac} = (8/\pi^2) R_L \quad (1)$$

式(1)成立条件为系统工作在重载状态时, 即可忽略滤波电容, 而当系统工作于轻载状态时, 不能忽略滤波电容的存在, 此时的等效负载阻抗 R_{ac} 与直流负载阻抗 R_L 之间的比值约为 0.5。

1.2 LCC-S 补偿拓扑等效电路模型

LCC 谐振网络能够有效滤除高次的谐波电流与谐波电压, 因此可用基波分析法近似表示全桥逆变电路输出电压^[9], 即

$$U_{AB}(t) = \frac{4U_{in}}{\pi} \sin(\omega t) \quad (2)$$

系统等效电路如图 3 所示。根据戴维南定理, 该电路可进一步等效变换为诺顿等效电路, 如图 4 所示。

图 4 中的 I_m 可以表示为:

$$I_m(t) = \frac{4U_{in}}{\omega L_{\pi} \pi} \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) \quad (3)$$

系统处于完全谐振状态时, 原边 LCC 网络构成双谐振腔, 副边串联谐振, 等效电路进一步简

化,如图 5 所示。

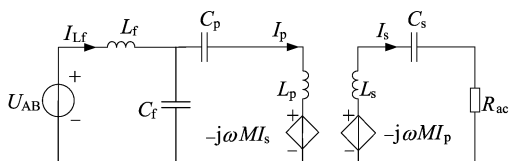


图 3 基本等效电路

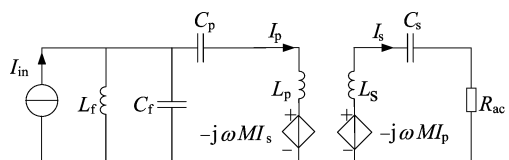


图 4 诺顿等效电路

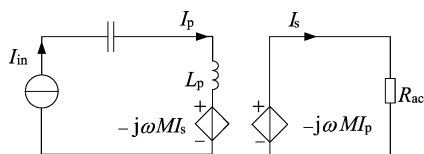


图 5 简化等效电路

此时系统具有 2 种工作模式,如图 6 所示。工作模式 1 中,原边全桥逆变电路的 Q_1 、 Q_4 导通, Q_2 、 Q_3 关断,电流正向流经谐振网络,此时 d 点接地为零电位;工作模式 2 中,谐振电流反向,此时 d 点与直流电源相连。

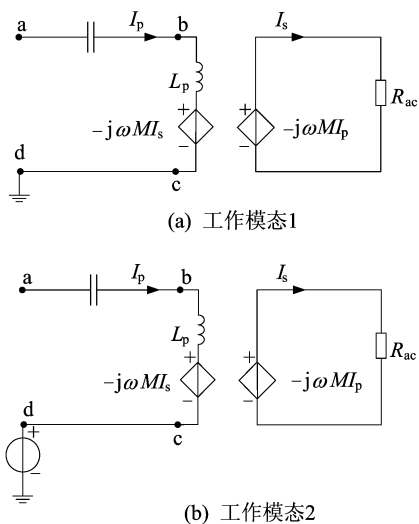


图 6 2 种工作模式下的简化等效电路

1.3 基于等效电路模型的线圈电压分析

通过图 6 进行线圈两端的对地电压分析, I_p 和 I_s 分别为磁耦合机构原边电流和副边电流,定义 U_{Lp} 为原边发射线圈两端电压,联立式(2)、式(3)可以得到:

$$\begin{cases} I_p(t) = I_{in}(t), \\ I_s(t) = \frac{4MU_{in}}{\pi L_f R_{ac}} \sin(\omega t), \\ U_{Lp}(t) = \frac{4L_p U_{in}}{L_f \pi} \sin(\omega t) + \frac{4\omega M^2 U_{in}}{L_f R_{ac} \pi} \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) \end{cases} \quad (4)$$

工作模式 1、工作模式 2 下 d 点电压值分别为:

$$U_d = \begin{cases} 0, & 2n\pi \leq \omega t < 2(n+1)\pi; \\ U_{in}, & (2n+1)\pi \leq \omega t < 2(n+1)\pi \end{cases} \quad (5)$$

其中, $n=0,1,2,\dots$ 。又有:

$$U_b = U_c + U_{Lp} \quad (6)$$

因此模式 1、2 中线圈电压 U_b 可分别表示为:

$$U_b(t) =$$

$$\begin{cases} \frac{4L_p U_{in}}{L_f \pi} \sin(\omega t) + \frac{4\omega M^2 U_{in}}{L_f R_{ac} \pi} \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right), \\ \frac{4L_p U_{in}}{L_f \pi} \sin(\omega t) + \frac{4\omega M^2 U_{in}}{L_f R_{ac} \pi} \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) + U_{in} \end{cases} \quad (7)$$

2 等效电容模型建模方法

传输线圈采用平面螺旋状设计的 ICPT 系统工作时,将传输线圈等效为高压输电线缆,每一匝都会存在一定的分布电压,并与金属屏蔽层电场耦合。因此,每一匝线圈与金属屏蔽层均可视为平行耦合极板,通过分析单匝线圈与金属屏蔽层的耦合情况,进而将整个平面螺旋线圈等效为一对平行耦合极板中的一极。

2.1 平面螺旋线圈分析

平面螺旋线圈结构如图 7 所示。1.2 节已得到线圈两端的对地电压,若要进一步分析 ICPT 系统工作时磁耦合机构周围金属导体的感应电压,则需分析其线圈上的电位分布。为便于分析螺旋线圈上的电位分布,可将其看作由多个同心圆构成,线圈每一匝视为其中一个同心圆。

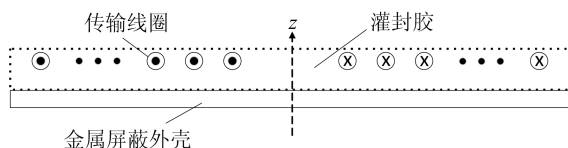


图 7 平面螺旋线圈示意图

为得到单匝线圈的电压分布特性,首先分析单匝线圈电感,建立计及单匝线圈自感与互感的磁耦合机构发射线圈等效电路互感模型,接收端线圈不分解,如图 8 所示。

图 8 中: $L_{p1}, L_{p2}, \dots, L_{pn}$ 为各个单匝发射线圈的自感; $M_{p12}, M_{p1n}, M_{p2n}, \dots$ 为发射线圈匝与匝之间的互感; $M_{ps1}, M_{ps2}, \dots, M_{psn}$ 为单匝发射线圈与接收端之间的互感。

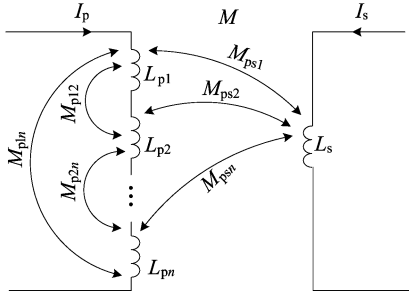


图 8 磁耦合机构线圈等效互感模型

根据图 8 可以列出发射线圈各单匝线圈电压表达式,线圈每一匝的电感表示为该匝线圈自感与其他各单匝线圈之间互感的总和,即

$$\begin{cases} U_{p1} = j\omega[(L_{p1} + M_{p12} + \dots + M_{p1n})I_p + M_{ps1}I_s], \\ U_{p2} = j\omega[(L_{p2} + M_{p12} + \dots + M_{p2n})I_p + M_{ps2}I_s], \\ \vdots \\ U_{pn} = j\omega[(L_{pn} + M_{p1n} + M_{p2n} + \dots)I_p + M_{psn}I_s] \end{cases} \quad (8)$$

2.2 线圈电压参数分析

根据线圈互感与自感分布模型,利用 ANSYS Maxwell 搭建仿真模型。

以自搭建 7 kW ICPT 系统为例,基于 30 匝的平面螺旋型发射线圈,以获取具体磁耦合机构参数。定义最内匝为第 1 匝,最外匝为第 30 匝;针对第 n 匝单匝线圈定义线圈内侧端对地电位为 U_{n_in} ,外侧端对地电位为 U_{n_out} ,中点对地电位为 U_{n_mid} ,如图 9 所示。

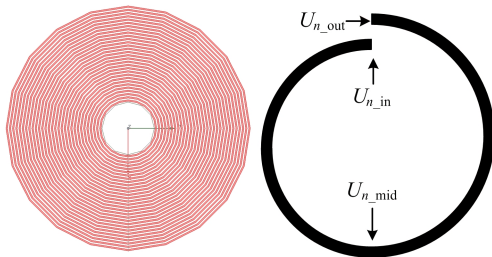


图 9 线圈仿真模型与单匝线圈示意图

对搭建的线圈模型进行涡流场域的有限元仿真,可以得到线圈单匝的自感和互感参数,并由此可计算各匝线圈相对于整个线圈的电感值占比 p_n (n 为线圈序号, $n=1, 2, \dots, 30$),如图 10 所示。

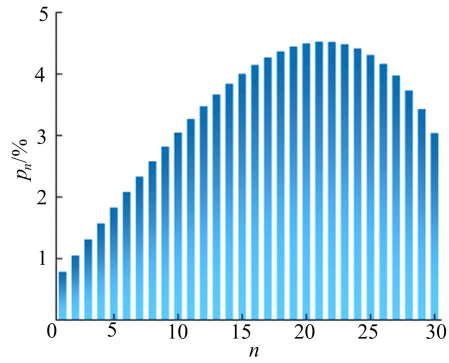


图 10 电感值占比与各单匝线圈分布关系

通过 p_n 可以得到各单匝线圈的电压 U_{n_coil} 和中点电位 U_{n_mid} ,即

$$\begin{cases} U_{n_coil} = U_{Lp} p_n, \\ U_{1_in} = U_c, \\ U_{n_in} = U_{n-1_out}, \\ U_{n_out} = U_{n_in} + U_{n_mid}, \\ U_{n_mid} = \frac{U_{n_in} + U_{n_out}}{2} \end{cases} \quad (9)$$

2.3 等效电容极板模型建模

取单匝线圈的中点电位 U_{n_mid} 作为其等效电位,每一匝线圈和金属屏蔽层均可等效为一对耦合电容极板,极板之间存在分布电容 C_n ,其计算公式为:

$$C_n = \frac{\epsilon S_n}{4\pi k d} \quad (10)$$

其中: ϵ 为介电常数; S_n 为各匝线圈与金属屏蔽层的正对面积; k 为静电力常量; d 为线圈与金属屏蔽层之间的距离^[10]。

取 U_{n_mid} 代入仿真模型中进行电场域仿真,可以得到金属屏蔽层的对地电位值 U_{Al} ,继而求出线圈与金属屏蔽层之间的电荷量 Q ,即

$$Q = \sum_{n=1}^{30} [C_n (U_{n_mid} - U_{Al})] \quad (11)$$

为简化计算,通过将各单匝线圈整体等效为一块极板,构建统一耦合电容极板模型,如图 11 所示。

模型中线圈与屏蔽层之间等效分布电容可以通过式(10)得到,记为 C_{coil_eq} ,式(10)中 S_n 为整个发射线圈饼状模型面积,此时等效线圈模型的对地电位 U_{coil_eq} 为:

$$U_{coil_eq} = \frac{Q}{C_{coil_eq}} + U_{Al} \quad (12)$$

其中, U_{Al} 为金属屏蔽层对地电压。此外,金属屏蔽层还通过周围杂散电容 C_{Al} 与大地耦合^[11],其

值同样可通过式(10)计算得到。

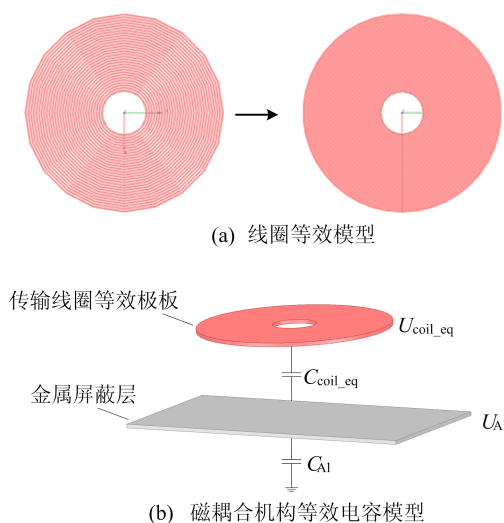


图 11 等效模型建模

3 ICPT 系统漏电场安全性分析

3.1 金属屏蔽层感应电压

通常屏蔽层构成系统整体外部结构的一部分,为铝质机壳。为了评估触电风险,本节通过引入人体阻抗模型,对人体接触铝壳后产生的感应电压进行量化分析。人体阻抗模型采用国际电工委员会(International Electrotechnical Commission, IEC)制定的三元件阻抗模型^[12],通常应用在电压安全测试以及漏电保护测试中,如图 12 所示。图 12 中: $R_s=1.5\text{ k}\Omega$; $R_b=500\text{ }\Omega$; $C_p=0.22\text{ }\mu\text{F}$ 。

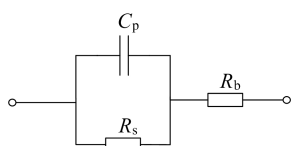


图 12 三元件人体阻抗模型

当人体没有接触铝壳时,屏蔽层上产生的感应电压为:

$$U_{Al} = \frac{C_{coil_eq}}{C_{coil_eq} + C_{Al}} U_{coil_eq} \quad (13)$$

通过代入 7 kW ICPT 系统运行参数,可以由式(13)得到人体未接触铝壳时对地电压波形,如图 13 所示,此时铝壳对地电位最高可达 900 V,当人靠近时很容易击穿空气发生触电危险。

当人体接触铝壳时,将人体阻抗模型引入图 11b 中,与 C_{Al} 并联,另一端接地,如图 14 所示。

定义 Z_{body} 为人体阻抗,铝壳上的感应电

压为:

$$U_{Al} = \frac{U_{coil_eq}}{1 + \frac{j\omega Z_{body} C_{Al} + 1}{j\omega C_{coil_eq} Z_{body}}} \quad (14)$$

从式(14)可以看出,一旦人体接触铝壳, Z_{body} 与 C_{Al} 并联后总阻抗变小,且 C_{Al} 一般只有 10 pF 左右^[11],足够小可忽略其影响,因此并联后总阻抗约为 Z_{body} ,感应电压 U_{Al} 急剧减小。仅考虑 Z_{body} 与 C_{coil_eq} 串联条件,此时 U_{Al} 表示为:

$$U_{Al} = \frac{1}{1 + 1/(j\omega C_{coil_eq} Z_{body})} U_{coil_eq} \quad (15)$$

根据式(15)绘制人体接触铝壳时感应电压波形,如图 15 所示。

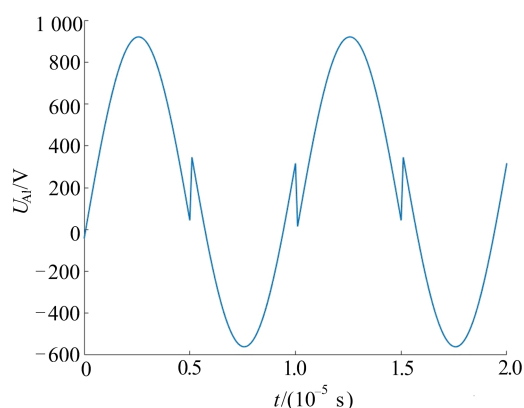


图 13 金属屏蔽层对地电位波形

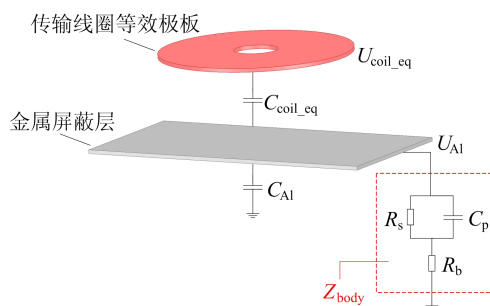


图 14 人体接触后磁耦合机构等效电容模型

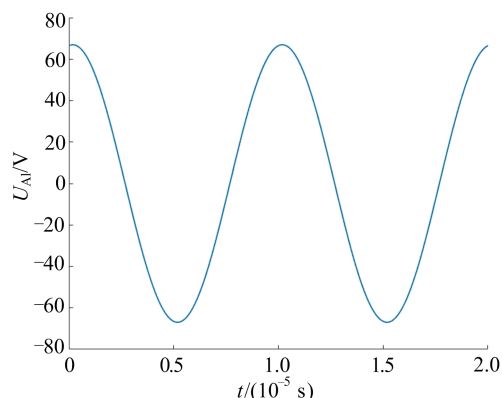


图 15 人体接触金属屏蔽层时感应电压波形

因为 R_s 和 R_b 可对分布电容进行放电,所以线圈等效对地电压中的直流分量可以忽略,同时其感应电压的交流分量峰值达到了 70 V,超过了 IEC 制定的电压安全标准规定的最大电压峰值 35 V,存在严重的触电安全问题。

3.2 漏电场安全问题优化方法

3.2.1 一种平衡线圈对地电位的优化方法

针对上节分析的金属屏蔽层触电安全问题,本节提出一种通过改变拓扑结构平衡线圈对地电位的优化方法。ICPT 系统 LCC-S 补偿优化拓扑如图 16 所示,该拓扑结构将图 2 中原边串联谐振电感 L_f 、串联谐振电容 C_p 分割为上下对称布置。

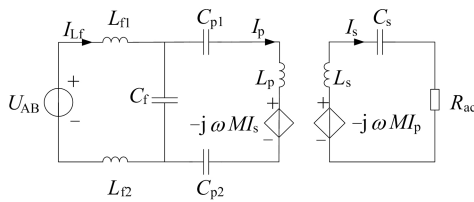


图 16 LCC-S 无线充电系统优化拓扑等效电路

分割后各元件参数需满足下式以保证谐振参数不变,即

$$\begin{cases} L_{f1} = L_{f2} = L_f/2, \\ C_{p1} = C_{p2} = 2C_p \end{cases} \quad (16)$$

该拓扑同样有 2 种工作模式,如图 17 所示。模式 1 中补偿电感 L_{f1} 与直流电源相连,补偿电感 L_{f2} 接地,电流正向流经谐振网络;模式 2 反之。

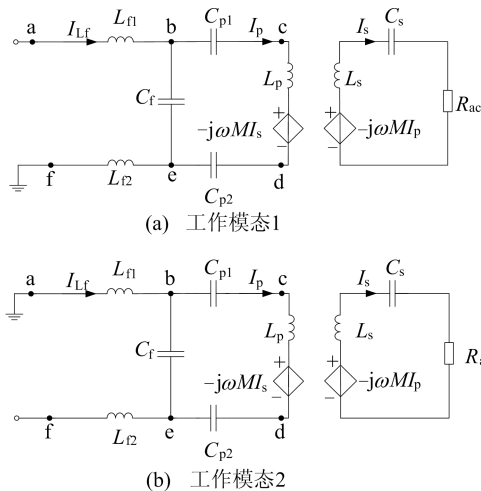


图 17 优化拓扑在 2 种工作模式下的简化等效电路

在 2 种模式下谐振网络端口输入电压为:

$$U_{af} = \begin{cases} U_{in}, & \text{工作模式 1;} \\ -U_{in}, & \text{工作模式 2} \end{cases} \quad (17)$$

谐振网络输入电流 $I_{Lf}^{[13]}$ 为:

$$I_{Lf}(t) = \frac{8M^2 U_{in}}{\pi R_L L_f^2} \sin(\omega t) \quad (18)$$

由图 17、式(16)可得:

$$U_{bc}(t) = U_{de}(t) = -\frac{2U_{in}}{\pi L_f C_f \omega^2} \sin(\omega t),$$

$$U_{cd}(t) =$$

$$\frac{4L_1 U_{in}}{L_f \pi} \sin(\omega t) + \frac{4\omega M^2 U_{in}}{L_f R_{ac} \pi} \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right),$$

$$U_{bc}(t) =$$

$$\frac{8M^2 U_{in}}{\pi \omega R_L C_f L_f^2} \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) + \frac{4U_{in}}{\pi L_f C_f \omega^2} \sin(\omega t) \quad (19)$$

由 $U_{ab} = U_{ef} = (U_{af} - U_{bc})/2$ 可以得到工作模式 1、工作模式 2 下的 U_{ab} , 计算公式为:

$$U_{ab} = U_{ef} = \begin{cases} \frac{U_{in}}{2} - \frac{U_{bc}}{2}, \\ -\frac{U_{in}}{2} - \frac{U_{bc}}{2} \end{cases} \quad (20)$$

工作模式 1 线圈内侧端电压为:

$$U_{df}(t) = U_{de}(t) + U_{ef}(t) =$$

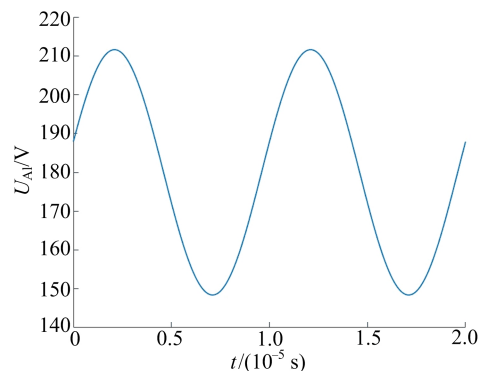
$$\begin{aligned} & \frac{U_{in}}{2} - \left(\frac{1}{C_f} + \frac{1}{C_p}\right) \frac{2U_{in}}{\pi L_f \omega^2} \sin(\omega t) - \\ & \frac{4M^2 U_{in}}{\pi \omega R_L C_f L_f^2} \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) \end{aligned} \quad (21)$$

工作模式 2 线圈内侧端电压为:

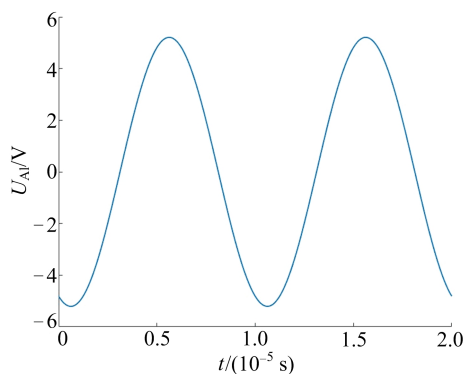
$$U_{da}(t) = U_{de}(t) + U_{ef}(t) - U_{af}(t) =$$

$$\begin{aligned} & \frac{U_{in}}{2} - \left(\frac{1}{C_f} + \frac{1}{C_p}\right) \frac{2U_{in}}{\pi L_f \omega^2} \sin(\omega t) - \\ & \frac{4M^2 U_{in}}{\pi \omega R_L C_f L_f^2} \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) \end{aligned} \quad (22)$$

得到优化拓扑线圈内侧对地电压后,可以采用第 2 节中同样的方法建立此时等效电容模型,并根据式(16)、式(17)分别绘制人体未接触铝壳时铝壳对地电压以及人体接触铝壳时感应电压波形,如图 18 所示。

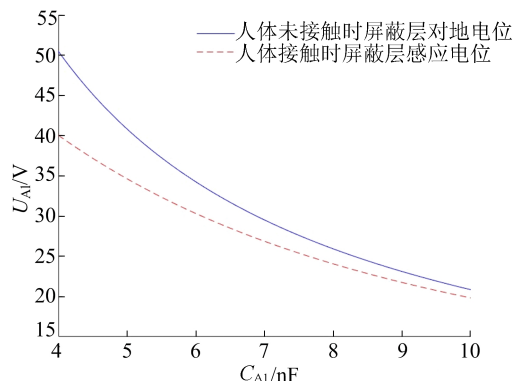


(a) 人体未接触时金属屏蔽层对地电压波形



(b) 人体接触时金属屏蔽层感应电压波形

图 18 优化后电压波形

(b) C_{Al} (4~10 nF)图 19 感应电压与 C_{Al} 关系曲线

由图 18 可知:人体未接触铝壳时铝壳对地电压相较于未优化拓扑时已大幅降低;人体接触铝壳时,由于谐振元件的对称布局,在不影响系统谐振的条件下使线圈两端对地电压关于零电位平衡,从而实现线圈上等效对地电位的降低。由图 18b 可知,电压峰值已降低至安全标准以内。

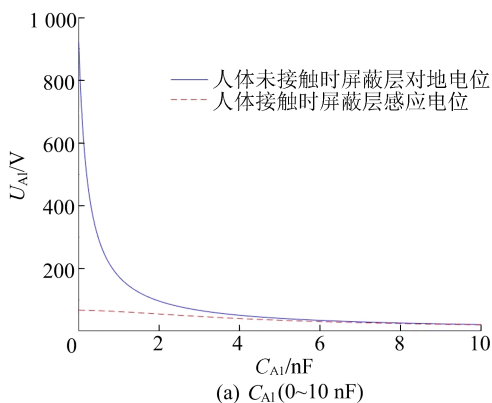
3.2.2 一种降低屏蔽层对地电位的优化方法

上节优化方法是通过降低线圈对地的等效电位达到降低金属屏蔽层感应电压的目的,本节另提出一种通过人为改变金属屏蔽层与大地间杂散电容 C_{Al} 的大小,以抑制过高的金属屏蔽层感应电压的方法。

由式(13)、式(14)可以得出不同 C_{Al} 对应的金属屏蔽层感应电压值,这里 ICPT 系统采用非对称 LCC-S 补偿拓扑,以验证该优化方法的有效性。

铝壳上感应电压与 C_{Al} 关系的曲线如图 19 所示。

由图 19 可知,为了保证人体接触时安全, C_{Al} 不得小于 5 nF。实际应用中可对铝壳串联不小于 5 nF 的瓷片电容接地,同时该接地电容不宜过大,以免容抗过小对系统效率与稳定性产生影响。

(a) C_{Al} (0~10 nF)

4 实验验证

为了验证本文针对人体接触铝壳时铝壳感应电压计算方法以及所提优化方法的有效性和正确性,搭建 7.5 kW 的无线充电系统,如图 20 所示,并在该实验平台上进行验证实验,系统参数^[14]见表 1 所列。

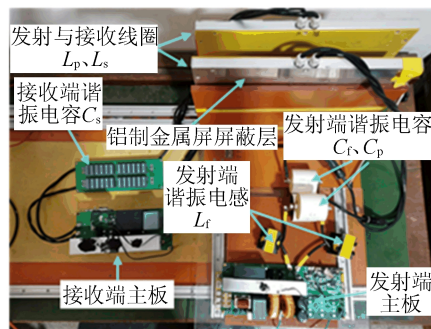


图 20 无线充电系统实验平台

表 1 系统实验平台参数

参数	数值	参数	数值
谐振频率/kHz	100	C_s/nF	15.7
直流输入电压/V	600	$L_t/\mu H$	42.1
直流输出电压/V	750	$L_{f1}/\mu H$	21.5
$L_p/\mu H$	161	$L_{f2}/\mu H$	20.5
$L_s/\mu H$	158	C_p/nF	21.7
$M/\mu H$	57.3	C_{p1}/nF	41.3
C_f/nF	62.6	C_{p2}/nF	40.7

系统两侧磁耦合线圈均采用 $\phi 0.1 \text{ mm} \times 700$ 利兹线绕制,线圈外径 282 mm,两侧线圈垂直间距 50 mm,正方形铝屏蔽层宽度 400 mm,厚度 1 mm,线圈与铝屏蔽层为 8.4 mm。表 1 中优化后的谐振电感 L_{f1} 、 L_{f2} 和谐振电容 C_{p1} 、 C_{p2} 的值并不严格对等,这是由电感绕制与电容制造误差造成的。

优化前铝壳对地电位以及人体阻抗模型两端电压波形如图 21 所示。其中:水平方向刻度均为每格 $5 \mu\text{s}$;逆变输出电压和屏蔽层电位刻度均为每格 500 V ;人体感应电压刻度为每格 100 V ;下文同。

从图 21 可以看出,电压波形与理论仿真曲线基本一致,人体阻抗两端电压最大值达到 100 V ,已经远超安全标准规定的最大电压。逆变器在工作时,输出两端口的对地电位会在两模态切换过程中发生跳变,因此寄生电容进行充、放电,引起电流尖峰,从而导致人体阻抗模型两端电压在模态切换时刻产生电压尖峰。

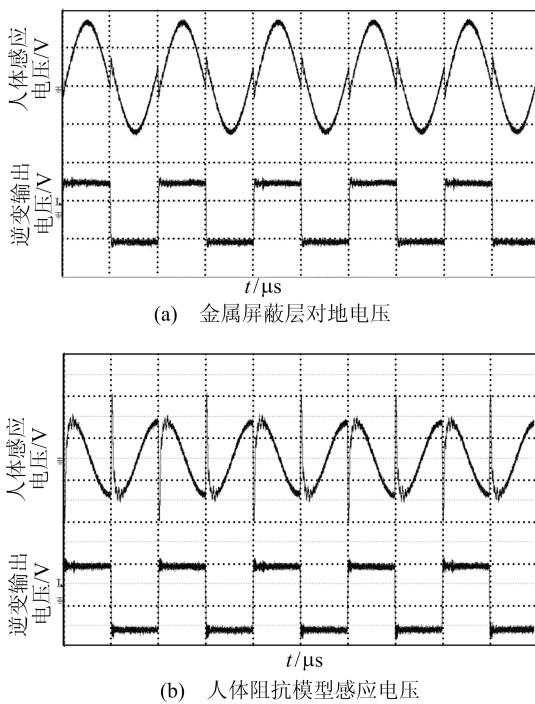


图 21 优化前实验电压波形

验证实验分别采用 3.2.1 节和 3.2.2 节提出的优化方法,其中 3.2.2 节方法中铝壳对地电容取 $C_{Al} = 10 \text{ nF}$ 。2 种优化方法的实验结果如图 22、图 23 所示。

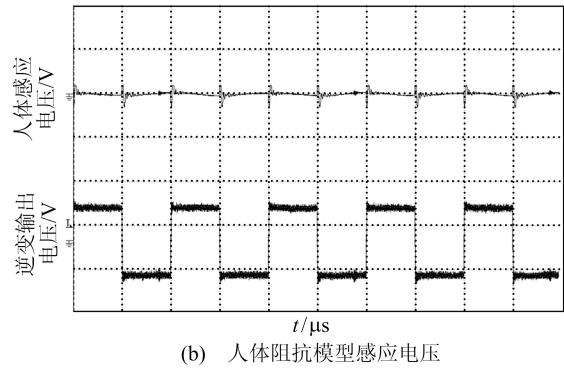
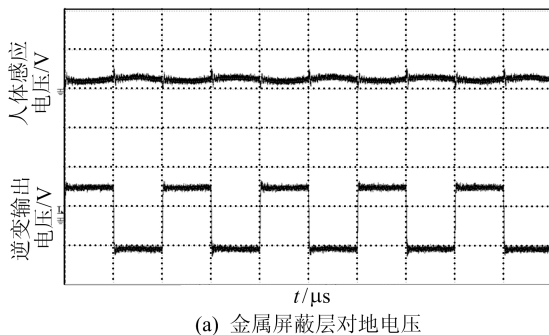


图 22 3.2.1 节优化方法实验电压波形

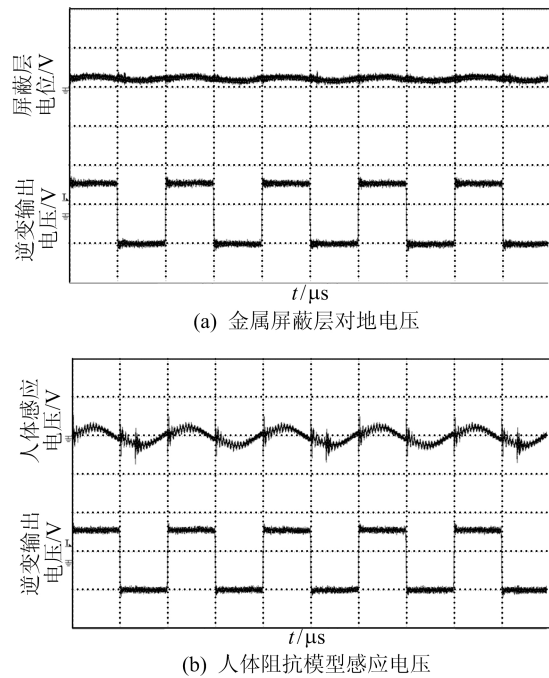


图 23 3.2.2 节优化方法实验电压波形

由图 22、图 23 可知,3.2.1 节和 3.2.2 节优化方法分别将人体阻抗两端电压降低到 5 V 和 25 V ,满足了安全标准规定。验证实验结果表明,本文提出的感应电压计算方法正确、可靠,优化方法有效。无论是采用对称设计结构还是增加铝壳对地电容,2 种优化方法均能有效避免感应电压造成的触电危险。

5 结 论

本文针对 ICPT 系统磁耦合机构的漏电场问题展开研究,主要贡献和结论如下:

- 1) 提出一种针对感应耦合式 ICPT 系统磁耦合机构中漏电场感应电压的计算方法。
- 2) 通过深入分析平面螺旋式能量传输线圈的电位分布,提出一种磁耦合机构的等效电容模型。

3) 针对漏电场感应电压安全性问题,提出谐振拓扑的对称优化设计,以平衡线圈对地电位;同时提出增加磁屏蔽机构对地电容的优化方法。2 种优化方法均能将人体接触电压降至安全范围以内,有效避免了系统漏电危险,保障了用户的使用安全。

本文研究成果为 ICPT 系统的安全性提供了一定的理论保障和实验验证,为漏电场安全问题研究提供了基础思路。

[参 考 文 献]

- [1] 李砚玲,杜浩,何正友. 基于双 D 形正交混合拓扑的感应电能传输系统恒流输出研究[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(3):942-950.
- [2] XU H Q, WANG C F, XIA D W, et al. Design of magnetic coupler for wireless power transfer[J]. Energies, 2019, 12(15):1-12.
- [3] BUDHIA M, BOYS J T, COVIC G A, et al. Development of a single-sided flux magnetic coupler for electric vehicle IPT charging systems[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60(1):318-328.
- [4] 马爱清,王海波,陈磊,等. 基于网格分割人体模型的高压交流输电线路下车辆对人体电击效应[J]. 高电压技术, 2013, 39(12):2876-2881.
- [5] 李秀英. 交流输电线下人体暂态电击模型和实验研究[D]. 北京:华北电力大学, 2013.
- [6] 陈耀羽. DC/DC 拓扑对 LCC-WPT 系统的影响分析与效率

优化研究[D]. 北京:北京交通大学, 2020.

- [7] 童湛安心,苏建徽,张健,等. AGV 无线充电全波同步整流尖峰电压抑制方法[J]. 电气传动, 2023, 53(3):22-27.
- [8] THEODORIDIS M P. Effective capacitive power transfer[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(12):4906-4913.
- [9] ZHANG H, LU F, HOFMANN H, et al. A four-plate compact capacitive coupler design and LCL-Compensated topology for capacitive power transfer in electric vehicle charging applications[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(12):8541-8551.
- [10] SU Y G, MA J H, XIE S Y, et al. Analysis on safety issues of capacitive power transfer system[J]. International Journal of Applied Electromagnetics and Mechanics, 2017, 53(4):673-684.
- [11] NESTE C W V, HULL R, ABRAHAM T, et al. Wireless single contact power delivery[C]//2015 IEEE Wireless Power Transfer Conference (WPTC 2015). Colorado: Institute of Electrical and Electronics Engineers, 2015:1-4.
- [12] IEC. Audio, video and similar electric apparatus-safety requirements: IEC 60065 Edition 8. 0[S]. Geneva: IEC Central Office, 2014.
- [13] 梁阔. 基于 LCC/S 补偿拓扑的感应耦合无线电能传输研究[D]. 哈尔滨:哈尔滨工业大学, 2017.
- [14] 刘硕,苏建徽,张健,等. 一种双边 LCC 补偿无线电能传输变换器谐振网络设计方法[J]. 电力自动化设备, 2022, 42(6):96-102, 110.

(责任编辑 胡亚敏)

(上接第 584 页)

- [5] PRUVOST M, SMIT W J, MONTEUX C, et al. Polymeric foams for flexible and highly sensitive low-pressure capacitive sensors[J]. npj Flexible Electronics, 2019, 3:7.
- [6] HUANG Y C, LIU Y, MA C, et al. Sensitive pressure sensors based on conductive microstructured air-gap gates and two-dimensional semiconductor transistors[J]. Nature Electronics, 2020, 3:59-69.
- [7] ZHANG Y, YANG J, HOU X, et al. Highly stable flexible pressure sensors with a quasi-homogeneous composition and interlinked interfaces[J]. Nature Communications, 2022, 13:1317.
- [8] 齐芳汐,徐思懿,刘皓,等. 聚偏氟乙烯基柔性压电传感器的研究进展[J]. 化工新型材料, 2024, 52(3):43-47, 52.
- [9] 靳赵阳. 有机纳米复合水凝胶的构筑及其在应变传感器中的应用[D]. 西安:西安工业大学, 2021.
- [10] GAO X, WANG L, PAN Y, et al. Fabrication and performance of ionic liquid-modified 3D fibrous network-based capacitive pressure sensor[J]. Acta Materialiae Compositae Sinica, 2025, 44(6):3560-3569.
- [11] HU J H, QIU Y, WANG X E, et al. Flexible six-dimen-

sional force sensor inspired by the tenon-and-mortise structure of ancient Chinese architecture for orthodontics[J]. Nano Energy, 2022, 96:107073.

- [12] YAO T Y, GUO X H, LI C C, et al. Highly sensitive capacitive flexible 3D-force tactile sensors for robotic grasping and manipulation[J]. J Phys D: Appl Phys, 2020, 53:445109.
- [13] HUANG Y, YUAN H, KAN W, et al. A flexible three-axial capacitive tactile sensor with multilayered dielectric for artificial skin applications[J]. Microsystem Technologies, 2017, 23(6):1847-1852.
- [14] MOOSAVI NASAB S D, BEIRANVAND A, TALE MA-SOULEH M, et al. Design and development of a multi-axis force sensor based on the hall effect with decouple structure[J]. Mechatronics, 2022, 84:102766.
- [15] 张睿智,厉俊,沈晓峰. 基于非正交多址接入的无人机通感一体化系统[J]. 信息与控制, 2023, 52(6):701-710.
- [16] 朱姿娜,张宇鹏,曾阳浩,等. 一种基于蜂巢结构的颗粒阻塞变刚度软体手指[J]. 机器人, 2024, 46(6):652-662.

(责任编辑 胡亚敏)