DOI:10.3969/j.issn.1671-024x.2026.04.009

电动汽车无线充电系统的悬浮电位抑制策略

祝丽花[1,2],赵 帅[1],李 元[1],田忠莹[1]
(1. 天津工业大学 电气工程学院,天津 300387; 2. 天津理工大学 电气工程与自动化学院,天津 300384)

摘 要: 为提升电动汽车无线充电系统的安全性,提出了电屏蔽层悬浮电位的抑制策略。通过分析屏蔽结构和耦合电路,推导了电屏蔽层悬浮电位的约束方程,并且使用场路耦合方法对悬浮电位进行数值计算;在高频逆变器的整流部分增加共模滤波器,逆变环节使用双极性脉冲信号调制方法,以减弱高频逆变电源输出的共模分量,同时耦合线圈采用双层布线的方式;搭建 85 kHz 电动汽车无线充电系统,使用前端差分浮地测量技术提取电屏蔽层的悬浮电位,验证本文方法的有效性。结果表明:采用本文方法后,传输 12.9 kW 功率时电屏蔽层悬浮电位的峰值从 1 041.10 V 削弱到了 65.25 V,并且在模拟人体触电实验中触电电流降低到 0.91 mA,达到人体无感电流的标准。

关键词: 电动汽车;变流器;无线充电系统;悬浮电位
中图分类号: TM724 **文献标志码:** A **文章编号:** 1671-024X(2026)04-0073-07

Floating potential suppression strategy for wireless charging system of electric vehicles

Zhu Lihua[1,2], Zhao Shuai[1], Li Yuan[1], Tian Zhongying[1]
(1. School of Electrical Engineering, Tiangong University, Tianjin 300387, China; 2. School of Electrical Engineering and Automation, Tianjin University of Technology, Tianjin 300384, China)

Abstract: In order to improve the safety of the wireless charging system for electric vehicles (EV-WCS), the floating potential (FP) suppression strategy for the electric shielding is proposed. By analyzing the shielding structure and coupling circuits, the constraint equations for the FP of the electrical shielding layer are derived, and it is numerically calculated using the field-circuit coupling method. A common-mode filter is added to the rectifier section of a high-frequency inverter, and a bipolar pulse signal modulation method is used in the inverter section to effectively attenuate the common-mode component output by a high-frequency inverter power supply. Meanwhile, the coupling coils are wired in double layers. An 85 kHz EV-WCS is built, the FP of the electric shield is extracted using a front-end differential floating ground measurement technique to verify the effectiveness of the proposed method. The experimental results show that after adopting the proposed method, the peak floating potential of the electric shielding layer drops from 1 041.10 V to 65.25 V under a transmission power of 12.9 kW, and the electrocution current reduces to 0.91 mA in simulated human electrocution experiments, which reaches the standard of non-inductive current of human body.

Key words: electric vehicles; converter; wireless charging system; floating potential

电动汽车无线充电系统通过磁场感应耦合原理传输电能,省去了繁琐的电缆[1],安装充电设施的空间利用率高[2],有利于交通电气化、智能化的发展[3-4]。随着传输功率的提升,需要加装电磁屏蔽防止线圈的电磁场泄漏[5-7],为避免降低系统的传输效率,屏蔽层由内衬铁氧体的金属板组成[8-9]。对屏蔽结构的分析表明,耦合线圈中电压的共模分量通过杂散电容形成了高频低阻态通路[10-11],导致在电磁屏蔽处感应出悬浮

收稿日期: 2024-05-24
基金项目: 国家自然科学基金面上项目(52277016);国家自然科学基金优秀青年科学基金项目(52122701)
通信作者: 祝丽花(1984—),女,博士,教授,主要研究方向为无线电能传输。 E-mail:zhulihua@email.tjut.edu.cn

电位。然而，电磁屏蔽的悬浮电位会导致火花放电和电击，对设备运行和人身安全造成影响。悬浮电位没有直接的参考电位，普通测量方式会改变被测系统的电气回路，且无线充电系统会产生大量的电磁干扰，因此电动汽车无线充电系统中的悬浮电位问题具有隐蔽性。

本文通过分析电动汽车无线充电系统中的耦合电路和电磁屏蔽，推导了电屏蔽层悬浮电位的控制模型，通过场路耦合模型对悬浮电位进行数值计算，提出削弱高频逆变电源输出电压中的共模分量来抑制悬浮电位的方法，并依靠引入共模滤波器及使用双极性脉冲调制方法实现。在此基础上建立 85 kHz[12-13]电动汽车无线充电系统，进行无线电能传输与悬浮电位测量实验，验证该抑制方法的有效性，以期促进电动汽车无线充电系统的推广应用。

1　悬浮电位的原理与抑制方法设计

基于磁感应耦合技术的电场耦合式无线电能传输系统主要分为发射端与接收端两大部分[14]，如图 1 所示。

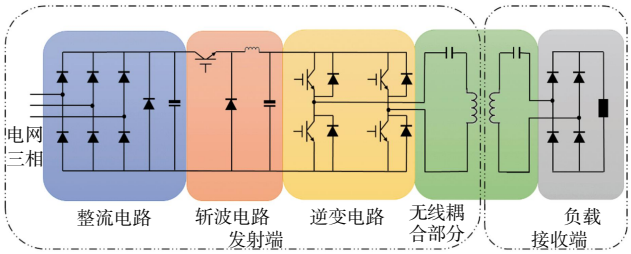


图 1　电动汽车无线充电系统原理

Fig.1　Principle of wireless charging system for electric vehicles

图 1 中，系统的发射端由整流、斩波、逆变电路构成的高频逆变电源、发射端补偿电容及发射线圈组成，将电网中的能量经过逆变器转变为高频交流电，然后经由补偿电容发生谐振，在发射端线圈上激发出高频磁场。接收端由接收线圈、补偿电容、整流电路以及负载组成，接收线圈在高频磁场的作用下产生感应电动势，实现无电气接触的电能传输[15]，高频交流电能在经过整流桥后转换为直流电供给负载[16]。

1.1　控制模型

电容作为电气结构容纳电荷的固有属性，与无线充电系统的工作状态无关。耦合机构中，各部分之间的绝缘和气隙中会形成杂散电容，耦合机构中存在的寄生电容网络可以传导共模信号[17]，主要有耦合线圈之间的互有电容 C_{ss}、线圈和电屏蔽层之间的电容 C_{cs} 以及电屏蔽层的对地自电容 C_{sg}，如图 2 所示。无线充电系统耦合机构中杂散电容网络的共模路径及其等效电路如图 3 所示。

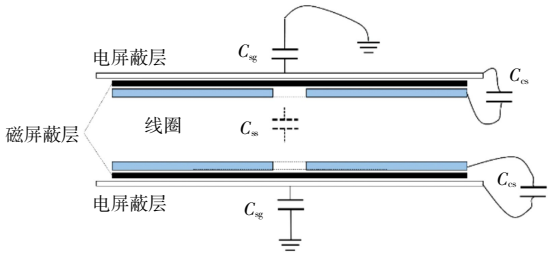
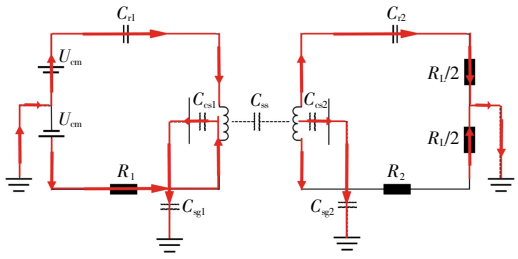
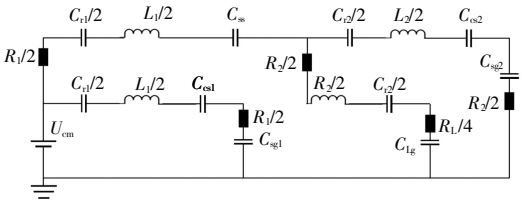


图 2　耦合机构内部杂散电容

Fig.2　Stray capacitance in coupling mechanism



(a) 共模路径



(b) 等效电路

图 3　耦合机构内共模路径及等效电路

Fig.3　Common-mode paths and equivalent circuits in coupling structure

图 3 中：下角标 1 代表属于发射端；2 代表属于接收端。共模电流从发射端高频逆变电源出发，一路经 C_{cs1} 与 C_{sg1} 组成的串联通路流入大地，另一路经 C_{ss} 流入接收端电路，在接收端的共模电流经 C_{cs2} 与 C_{sg2} 组成的串联通路流入大地。U_{cm} 为共模电压；L_1、L_2 为耦合线圈电感；R_1、R_2 为线圈内阻；C_{r1}、C_{r2} 为谐振电容；R_L 为模拟负载。由基尔霍夫电压定律可得耦合机构中电屏蔽层悬浮电位 U_{f1}、U_{f2} 的控制方程为：

$$\begin{cases} U_{f1} = \dfrac{2j\omega U_{cm} C_{cs1}}{2j\omega(C_{sg1}+C_{cs1}) - R_1\omega^2 C_{sg1}C_{cs1}} \\ U_{f2} = \dfrac{2j\omega U'_{cm} C_{cs2}}{2j\omega(C_{sg2}+C_{cs2}) - R_2\omega^2 C_{sg2}C_{cs2}} \end{cases} \tag{1}$$

式中：U'_{cm} 为耦合机构发射端向接收端输出的共模电压。

$$\begin{cases} U'_{cm} = \dfrac{Z_2}{Z_1 + Z_2} U_{cm} \\ Z_1 = R_1/2 + 1/j\omega C_{ss} \\ Z_2 = \dfrac{\xi_1 \xi_2}{\xi_1 + \xi_2} \\ \xi_1 = 2 + j\omega C_{1g}(R_L + 4R_2) \\ \xi_2 = 2R\omega^2 C_{sg2} C_{cs2} + j\omega 4(C_{sg2} + C_{cs2}) \\ \zeta_1 = \omega^2(8C_{sg2}C_{cs2} + 2C_{1g}C_{cs2} + 2C_{1g}C_{sg2}) \\ \zeta_2 = j\omega^3 2(R_L + 4R_2) C_{1g} C_{sg2} C_{cs2} \end{cases} \tag{2}$$

耦合机构电屏蔽层的悬浮电位与高频逆变电源中输出电压的共模分量、线圈及线圈间的互感、耦合机构中的杂散电容、电屏蔽材料的电磁特性有关。

1.2　数值计算

电动汽车无线充电系统的仿真模型包括高频逆变电源、无线耦合机构及负载 3 个部分。其中，高频逆变电源首先将工频电能通过整流变换成为直流电，再通过逆变环节转化为高频电能。为了减小电网侧的波形畸变，提高电源的带载能力，电源的整流和逆变环节分别选择三相全桥不控整流电路以及单相桥式逆变电路，在这 2 个环节之间增加 Buck 降压斩波电路。由于电动汽车充电时负载不断变化，Buck 降压斩波电路使得电源可随着电动汽车充电的进行调节输出功率，同时提高系统的稳定性[18-20]。

为满足电动汽车实际使用场景下无线充电系统的传输功率、传输距离以及抗偏移特性需求，耦合机构的主要尺寸如表 1 所示，85 kHz 下耦合线圈和接收线圈的电气参数如表 2 所示。

表 1　耦合机构中的主要尺寸

Tab.1　Main dimensions in coupling mechanism

参数	数值
线圈股数/股	1 000
线圈线材直径/mm	0.08
传输距离/cm	20
电屏蔽层厚度/mm	0.5
磁屏蔽层厚度/mm	5
线圈最大尺寸/(cm×cm)	60×60
线圈最小尺寸/(cm×cm)	30×30

表 2　电动汽车无线充电系统中的主要参数

Tab.2　Main parameters in wireless charging system of electric vehicles

参数	数值
电网电压/V	220(RMS)
等效负载/Ω	10
发射线圈内阻/Ω	0.067 2
发射线圈电感/μH	59.34
接收线圈内阻/Ω	0.060 3
接收线圈电感/μH	62.90

控制斩波电路使得逆变电源输出的电压有效值为 400.1 V，接收端负载接收到的有功功率为 13.7 kW。使用有限元方法得到耦合机构产生的电位分布如图 4 所示。根据计算结果，电屏蔽悬浮电位为 1 079.20 V，接收端电屏蔽层的悬浮电位为 1 066.25 V。

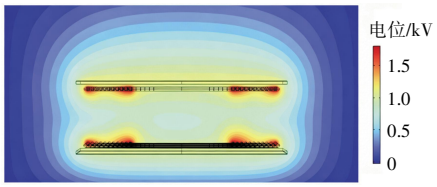


图 4　电位的分布

Fig.4　Distribution of electric potential

1.3　抑制方法设计

三相全桥整流电路随着三相电压的工频脉动，共阴极桥臂上的开关管依次导通，同时其余共阳极桥臂上的功率二极管配合导通，其输出的共模电压为：

$$u_{cm}(t) = \frac{u_p + u_n}{2} = \frac{[\max(u_a, u_b, u_c) + \min(u_a, u_b, u_c)]}{2} \tag{3}$$

式中：u_p、u_n 分别是上下桥臂的输出端点位；u_a、u_b、u_c 是三相相电压。由式(3)可知，共模电压呈现明显的脉动特性。对于三相全桥整流电路输出的共模电压波形如图 5 所示，主要包含 6 倍工频的电压脉动。

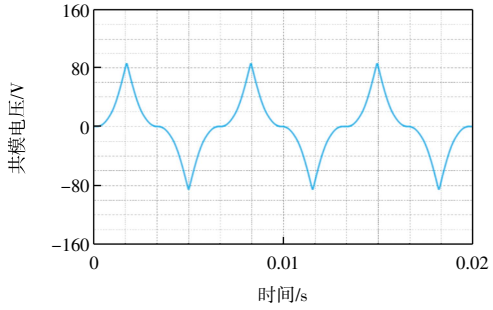
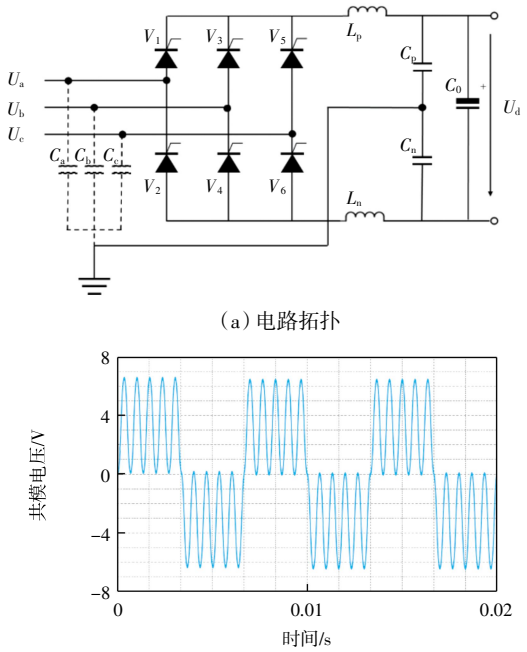


图 5　三相不控整流电路输出的共模电压

Fig.5　Common-mode voltage output of three-phase uncontrolled rectifier circuit

共模滤波器一般由电感和电容组成，通过将共模信号短路到地而不向后级电路传导的方式达到抑制共模信号的效果[21]，引入共模滤波器的整流电路拓扑和输出的共模电压波形如图 6 所示，与滤波之前相比共模电压的幅值下降了约 92%。

全桥逆变电路的共模路径如图 7 所示。其中：U_{cm} 为共模电压；I_{cm} 为共模电流；$U_{L,cm}$ 为加载在负载两端的共模电压；C_{LG} 和 C_{DG} 分别为负载和开关管基极的对地电容；A、B 表示逆变电路的输出端口；O 表示逆变电路直流侧的负极；U_{AO} 与 U_{BO} 分别为输出两端与直流侧负端之间的电压。



(a) 电路拓扑

(b) 输出电压中的共模分量

图 6　带有共模滤波器的三相不控整流电路拓扑与输出的共模电压波形

Fig.6　Three-phase uncontrolled rectifier circuit topology with common-mode filter and output common-mode voltage waveform

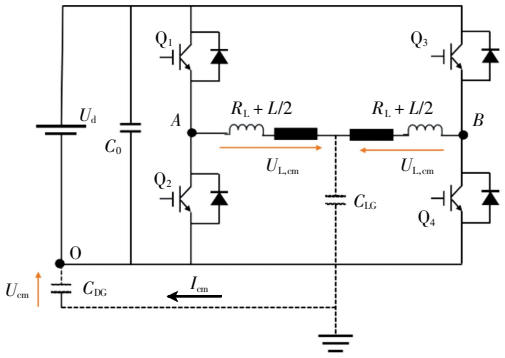


图 7　全桥逆变电路的共模路径

Fig.7　Common-mode path of full-bridge inverter circuit

对于单极性触发脉冲调制方式的逆变电路，根据基尔霍夫电压定律可得：

$$\begin{aligned} -U_{AO}+U_{L,cm}+U_{LG}+U_{cm}=0 \\ -U_{BO}+U_{L,cm}+U_{LG}+U_{cm}=0 \end{aligned} \tag{4}$$

当直流侧的电压为 U_d 时，单相逆变器负载上的共模电压表示为：

$$u_{cm}=\begin{cases} \dfrac{u_{AO}+u_{BO}}{2}=\dfrac{U_d+0}{2}=\dfrac{U_d}{2}, Q_1、Q_4 \text{ 导通} \\ \dfrac{u_{AO}+u_{BO}}{2}=\dfrac{0+0}{2}=0, Q_2、Q_4 \text{ 续流} \\ \dfrac{u_{AO}+u_{BO}}{2}=\dfrac{0+U_d}{2}=\dfrac{U_d}{2}, Q_2、Q_3 \text{ 导通} \\ \dfrac{u_{AO}+u_{BO}}{2}=\dfrac{0+0}{2}=0, Q_1、Q_3 \text{ 续流} \end{cases} \tag{5}$$

逆变电路输出的共模信号频率与晶闸管的开关频率相同，幅值为输入直流电压的 1/2。由于电动汽车无线充电系统的工作频率为 85 kHz，因此电源向耦合机构中引入了高频的共模信号，在电屏蔽层感应出悬浮电位。改变逆变器脉冲触发信号调制方式能够降低 u_{cm} 的变化速率，对于双极性脉冲调制的逆变电路，共模电压表达式为：

$$u_{cm}=\begin{cases} \dfrac{u_{AO}+u_{BO}}{2}=\dfrac{U_d+0}{2}=\dfrac{U_d}{2}, Q_1、Q_4 \text{ 导通} \\ \dfrac{u_{AO}+u_{BO}}{2}=\dfrac{0+U_d}{2}=\dfrac{U_d}{2}, Q_2、Q_3 \text{ 导通} \end{cases} \tag{6}$$

逆变电路输出的共模电压变为直流，幅值为直流电压的 1/2，而直流分量不能通过耦合机构中的寄生电容网络，从而实现对电屏蔽层悬浮电位的抑制。

当电动汽车无线充电系统传输相同的功率时，采用多层布线方式的耦合线圈能够有效降低线圈两端的电压，同时增加线圈与电屏蔽之间的平均距离，增大耦合机构中共模路径的阻抗，达到抑制电屏蔽层悬浮电位的目的。但是由于邻近效应的存在，更多层并联线圈的传输性能增长有限，而且会导致耦合机构的成本成倍增加，因此，本文采用双层布线方式的耦合线圈，此时耦合机构产生的电位分布如图 8 所示。

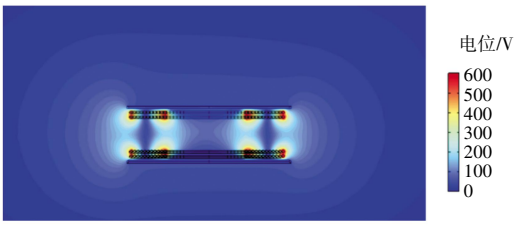


图 8　耦合结构以及电位分布

Fig.8　Coupling structure and potential distribution

2　实验验证

2.1　实验方法

为了验证上述抑制方法的有效性，本文进行无线电能传输与悬浮电位测量实验。由于悬浮电位没有连接的参考电位，图 9 所示的普通测量方式会引入接地回路，改变被测系统的电气回路。因此，精确测量电屏蔽层的悬浮电位需要使用浮地测量技术。

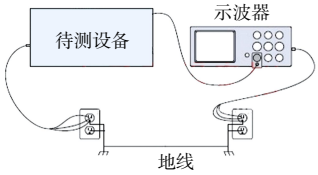
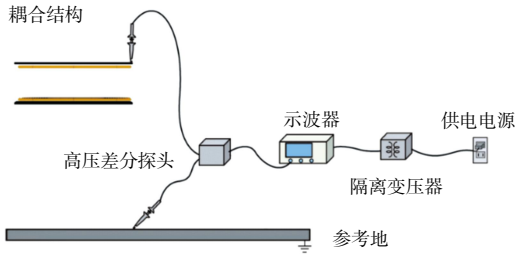


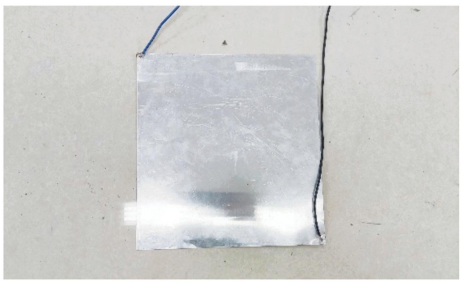
图 9　普通测量方式中的接地回路

Fig.9　Grounding loop in ordinary measurement method

前端差分浮地测量技术在保证测量安全的同时,测量精度高、动态响应好、量程大,能够满足电屏蔽层悬浮电位的测量要求。测量系统使用到的仪器有示波器和有源高压差分探头,有源高压差分探头和示波器的供电电源以及各自的接地保护相互隔离,在测量时只有探头部分是悬浮的,示波器仍处在接地状态,保证了测量过程的安全。浮地测量技术的本质是提取待测点和参考点之间电势的差分信号,常用的参考点有地面和地线,本文主要考虑悬浮电位引发的安全问题,所以将电位参考点设置在系统附近的地面上。电屏蔽层的悬浮电位由高压差分探头连接示波器测量,探头的一端连接电屏蔽层[22],另一端连接地面铺设的铝板作为电位参考点,示波器使用隔离变压器供电。悬浮电位测量的系统图与电位参考点的设置方法如图 10 所示。



(a) 悬浮电位测量系统



(b) 电位参考点设置

图 10　悬浮电位测量系统与电位参考点设置

Fig.10　Floating potential measurement system and potential reference point setting

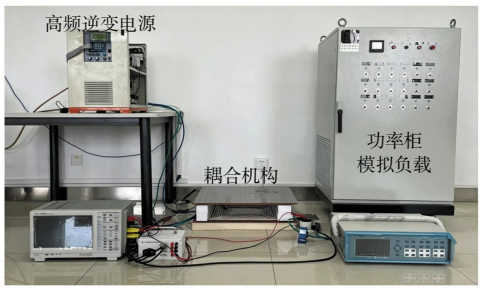
电动汽车无线充电系统实物如图 11 所示。完整的无线充电系统包括高频逆变电源、无线耦合机构、模拟负载以及相关的测量设备。采用双层布线方式的线圈参数如表 3 所示,与单层线圈相比,线圈的电感增大而内阻减小。

2.2　悬浮电位抑制效果

系统工作频率为 85 kHz,传输距离为 20 cm,无线耦合机构输入和输出波形如图 12 所示,悬浮电位抑制前后无线充电系统的工作状态如表 4 所示。



(a) 双层布线的耦合线圈



(b) 电动汽车无线充电系统

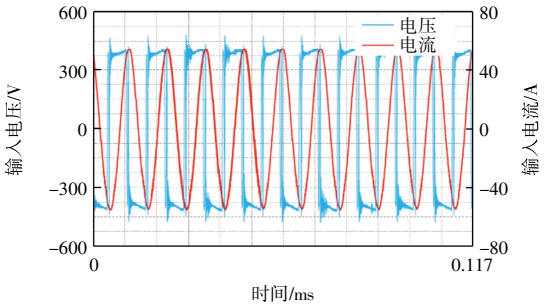
图 11　电动汽车无线充电系统的实物

Fig.11　Physical photograph of EV-WCS

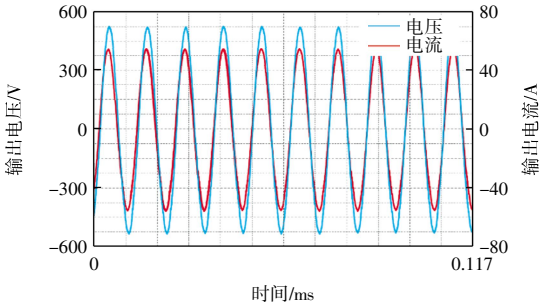
表 3　双层线圈的电气参数

Tab.3　Electrical parameters of double layer coils

参数	数值
发射线圈内阻/Ω	0.033 6
发射线圈电感/μH	90.73
接收线圈内阻/Ω	0.032 4
接收线圈电感/μH	95.44



(a) 输入波形



(b) 输出波形

图 12　耦合机构的输入输出波形

Fig.12　Input and output waveforms of coupling mechanism

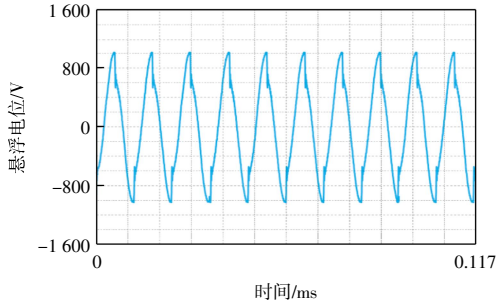
表 4　耦合机构的工作状态参数

Tab.4　Operational state parameters of coupled structure

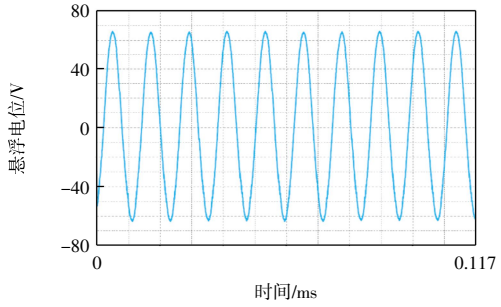
参数	抑制前数值	抑制后数值
供电电压/V	400.10(RMS)	401.25(RMS)
供电电流/A	39.06(RMS)	39.62(RMS)
输出电压/V	376.01(RMS)	387.74(RMS)
输出电流/A	38.25(RMS)	38.35(RMS)
功率因数/%	89.71	89.23
传输功率/kW	12.90	13.27
传输效率/%	92.03	93.54

结合图 12 和表 4 可以看出，由于耦合线圈采用双层布线方式，电动汽车无线充电系统的传输功率和传输效率有所提高，证明了本文悬浮电位抑制措施不会影响系统的正常运行。

抑制前后电屏蔽层悬浮电位的波形如图 13 所示。由图 13可以看出，悬浮电位的峰值从 1 041.10 V 下降为 65.25 V。此外，本文通过埋置地线安装了 2 kΩ 接地电阻模拟极端条件下人体接触电屏蔽层的状态，使用采样电阻测量放电电流。抑制前后悬浮电位导致的触电电流从超出人体安全电流的 12.53 mA 下降到人体无感的 0.91 mA，提高了系统的安全性。



(a) 抑制前



(b) 抑制后

图 13　抑制前后电屏蔽层悬浮电位的波形

Fig.13　Floating potential waveforms of electric shielding layer before and after suppression

3　结束语

本文通过分析电路拓扑和耦合机构发现，高频逆变电源中的共模电压通过耦合机构中的杂散电容网络使得电屏蔽层上感应出悬浮电位，进而推导电屏蔽层悬浮电位的控制模型，提出了削弱悬浮电位影响的方法，包括：在高频逆变电源整流部分增加共模滤波器，提供低阻通路，减小整流电路输出的共模分量；在高频逆变电源的逆变环节使用双极性脉冲触发方式，降低输出共模分量的频率；耦合线圈使用双层布线方式，降低线圈两端电压的同时减小线圈与电屏蔽层之间的杂散电容以降低悬浮电位。通过数值计算和实验测量验证抑制方法的有效性，结果表明：当传输功率为 12.9 kW 时电屏蔽层悬浮电位的峰值从 1 041.10 V 削弱到 65.25 V，模拟极端条件下人体触电电流从 12.53 mA 削弱到 0.91 mA，即从危险电流降低到无感电流范围内，提高了电动汽车无线充电系统的稳定性与安全性，对电动汽车无线充电系统的应用推广具有重要意义。

参考文献：

[1] Wen F, Li Q, Liu L, et al. Research on harmonic influence of electric vehicle wireless charging system on power grid[C]// 2019 IEEE Innovative Smart Grid Technologies-Asia (ISGT Asia). Chengdu: IEEE, 2019: 4128-4131.

[2] Jog P, Shete S, Kumawat R K, et al. Electric vehicle charging station infrastructure: A review[C]//2021 6th IEEE International Conference on Recent Advances and Innovations in Engineering (ICRAIE). Kedah: IEEE, 2021: 1-7.

[3] Elmeligy A O, Elghanam E, Hassan M S, et al. Optimal planning of dynamic wireless charging infrastructure for electric vehicles[J]. IEEE Access, 2024, 12: 30661-30673.

[4] Zhang Kehan, Zheng Biao, Luo Na, et al. Eddy loss analysis and parameter optimization of the WPT system in seawater[J]. Journal of Power Electronics, 2018, 18(3): 778-788.

[5] 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 Electronics, 2019, 34(12): 12235-12245.

[6] 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.

[7] Son S, Woo S, Kim H, et al. Shielding sensor coil to reduce the leakage magnetic field and detect the receiver position in wireless power transfer system for electric vehicle[J]. Energies, 2022, 15(7): 2493.

[8] Kim H, Cho J, Ahn S, et al. Suppression of leakage magnetic field from a wireless power transfer system using ferrimagnetic

material and metallic shielding[C]//2012 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility. Pittsburgh: IEEE, 2012: 640–645.

[9] Wang K, Zuo Z P, Sang L, et al. Comprehensive analysis for electromagnetic shielding method based on mesh aluminium plate for electric vehicle wireless charging systems[J]. Energies, 2022, 15(4): 1546.

[10] Shen Z, Wang H, Shen Y F, et al. An improved stray capacitance model for inductors[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(11): 11153–11170.

[11] Bubert A, Zhang J K, De Doncker R W. Modeling and measurement of capacitive and inductive bearing current in electrical machines[C]//2017 Brazilian Power Electronics Conference (COBEP), 2017: 1–6.

[12] SAE Technical Standards Board. Wireless power transfer for light–duty plug–in/electric vehicles and alignment methodology: SAE TIR J2954[S]. USA: SAE International, 2019.

[13] GB/T 38775.1—2020 电动汽车无线充电系统第 1 部分: 通用要求[S].
GB/T 38775.1–2020 Electric vehicle wireless power transfer—Part 1: General requirements[S](in Chinese).

[14] Deng Q J, Sun P, Hu W S, et al. Modular parallel multi–inverter system for high–power inductive power transfer[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(10): 9422–9434.

[15] Lee E S, Sohn Y H, Choi B G, et al. A modularized IPT with magnetic shielding for a wide–range ubiquitous wi–power zone[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(11): 9669–9690.

[16] Li S Z, Ma T Y. Systematic analysis of advanced wireless charging technology for electric vehicles[J]. Journal of Physics: Conference Series, 2023, 2649(1): 012029.

[17] 秦润杰, 张清鹏, 卢秋朋. 多导体传输线电容电感矩阵的分析求解[J]. 电子测量技术, 2015, 38(6): 34–36.
Qin Runjie, Zhang Qingpeng, Lu Qiupeng. Analysis and solution of capacitance and inductance matrix of multi–conductor transmission line[J]. Electronic Measurement Technology, 2015, 38(6): 34–36(in Chinese).

[18] Hou J, Chen Q H, Wong S C, et al. Analysis and control of series/series–parallel compensated resonant converter for contactless power transfer[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2015, 3(1): 124–136.

[19] Li H C, Wang K P, Fang J Y, et al. Pulse density modulated ZVS full–bridge converters for wireless power transfer systems[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(1): 369–377.

[20] Qu X H, Han H D, Wong S C, et al. Hybrid IPT topologies with constant current or constant voltage output for battery charging applications[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(11): 6329–6337.

[21] 陶壮意, 许建平, 陈强, 等. 共模滤波器对三相 Buck 整流器的影响[J]. 电工技术, 2020, 47(14): 63–66,77.
Tao Zhuangyi, Xu Jianping, Chen Qiang, et al. Influencing of common mode filter on three phase Buck rectifier[J]. Electric Engineering, 2020, 47(14): 63–66,77(in Chinese).

[22] Arai N, Okamoto K, Kato J, et al. Method of measuring conducted noise voltage with a floating measurement system to ground[J]. IEICE Transactions on Communications, 2020, 103(9): 903–910.

本文引文格式:

祝丽花, 赵帅, 李元, 等. 电动汽车无线充电系统的悬浮电位抑制策略[J]. 天津工业大学学报, 2026, 45(4): 73–79.
Zhu Lihua, Zhao Shuai, Li Yuan, et al. Floating potential suppression strategy for wireless charging system of electric vehicles[J]. Journal of Tiangong University, 2026, 45(4): 73–79(in Chinese).

(责任编辑:程晓英)

(上接第 72 页)

using improved prototypical network and weighting similarity: Manhattan distance with insufficient noisy data[J]. Measurement, 2024, 226: 114171.

[18] Liang Y, Zhang J W, Shi Z, et al. A fault identification method of hybrid HVDC system based on wavelet packet energy spectrum and CNN[J]. Electronics, 2024, 13(14): 2788.

[19] Zhang Y Q, Yu Y, Yang G S. An ultra–fast MMC–HVDC fault location algorithm based on transient voltage features and regression neural network[J]. International Journal of Electrical Power & Energy Systems, 2024, 162: 110249.

[20] Zhai Z Y, Wang N, Lu S R, et al. A novel open circuit fault diagnosis for a modular multilevel converter with modal time–frequency diagram and FFT–CNN–BIGRU attention[J]. Machines, 2025, 13(6): 533.

[21] Kheireddine M, Merzouk I, Hafaifa A, et al. A novel fault diagnosis methodology in modular multilevel converters to enhance reliability and resilience[J]. Results in Engineering, 2025, 27: 105682.

本文引文格式:

黄志光, 连攀杰, 骆玮, 等. 基于深度 NCA 与原型网络的 MMC–HVDC 故障诊断方法[J]. 天津工业大学学报, 2026, 45(4): 62–72, 79.
Huang Zhiguang, Lian Panjie, Luo Wei, et al. Fault diagnosis method for MMC–HVDC based on Deep NCA and prototypical networks[J]. Journal of Tiangong University, 2026, 45(4): 62–72, 79(in Chinese).

(责任编辑:程晓英)