

DOI: 10.19650/j.cnki.cjsi.J2615041

并行双能道电磁混合场耦合式 WPT 系统*

谢诗云, 谭裕文, 杨婷婷, 耿宇宇, 彭春尧

(重庆理工大学 重庆 400054)

摘 要:针对电磁混合无线电能传输系统(HC-WPT)中因耦合机构集成度低、电磁交互机理不明及寄生参数导致系统失谐与性能受限的问题,提出了一种计及交互电容的等效电路模型与谐振参数配置方法。首先,设计了一种平面线圈与极板集成的双能道集成耦合机构,在有限元仿真中确保结构紧凑的基础上,采用集中模型建立了计及线圈与极板间十一组交互电容的等效电路模型;随后,明确了双能道交互耦合参数对系统输入阻抗特性的影响规律;在此基础上,结合磁场能道 LCC-S 与电场能道双边 LC 拓扑特性,推导了计及交互电容的谐振拓扑参数配置表达式,以实现双能道的独立调节与高效传输;最后,为验证所提方法的有效性,构建了仿真与 1 kW 实验样机平台,系统工作频率设定为 85 kHz/850 kHz。仿真与实验结果表明:若在等效建模中忽略交互电容,系统将发生明显的频漂失谐现象;而采用提出的参数配置方法后,系统成功实现了零相位角谐振运行。实验结果进一步证实,在双能道同时运行工况下,整机传输效率可达 87.5%,且在谐振工作状态中相位差小于 5°,实测波形与理论分析吻合;在接收侧横向偏移至 180 mm 的工况下,系统仍能保持 82.3% 以上的传输效率,充分验证了所建 11 组交互电容的等效电路模型与谐振配置策略在混合传能系统中的正确性与有效性。

关键词: 电磁混合无线电能传输系统;交互电容;集成耦合机构;谐振拓扑参数配置

中图分类号: TH162 TM724 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 470.40

Parallel dual-channel electromagnetic hybrid field coupled WPT system

Xie Shiyun, Tan Yuwen, Yang Tingting, Geng Yuyu, Peng Chunyao

(Chongqing University of Technology, Chongqing 400054, China)

Abstract: To address the issues of system detuning and performance limitations in hybrid wireless power transfer (HC-WPT) systems caused by the low integration of coupling mechanisms, unclear electromagnetic interaction mechanisms, and distributed parasitic parameters, this paper proposes an equivalent circuit model and a resonant parameter configuration method considering interactive capacitors. First, a dual-channel integrated coupling mechanism combining planar coils and plates is designed. While ensuring a compact structure in finite element simulations, an equivalent circuit model considering eleven sets of interactive capacitors between the coils and plates is established using a lumped model. Subsequently, the influence of the dual-channel interactive coupling parameters on the input impedance characteristics of the system is revealed. On this basis, by combining the characteristics of the LCC-S topology in the magnetic-field channel and the double-sided LC topology in the electric-field channel, the expression for the resonant topology parameter configuration considering interactive capacitors is derived to achieve independent adjustment and efficient transmission of both channels. Finally, to verify the effectiveness of the proposed method, a simulation and a 1 kW experimental prototype platform are constructed, with the system operating frequencies set at 85 kHz/850 kHz. The simulation and experimental results indicate that if the interactive capacitors are ignored in the equivalent modeling, the system will experience significant frequency drift and detuning. However, by adopting the parameter configuration method proposed in this paper, the system successfully achieves zero-phase-angle resonant operation. Experimental results further confirm that under the condition of simultaneous operation of two energy channels, the overall transmission efficiency can reach 87.5%, and the phase difference is less than 5° in the resonant operating state. The measured waveforms are in agreement with the theoretical analysis. Even when the receiver is laterally offset to 180 mm, the system can still

收稿日期: 2026-03-18 Received Date: 2026-03-18

* 基金项目: 国家自然科学基金(52207004)、重庆市教育委员会科学技术研究计划(KJQN202501164)项目资助

maintain a transmission efficiency of over 82.3%, fully verifying the correctness and effectiveness of the equivalent circuit model of the eleven sets of interactive capacitors and the resonant configuration strategy in the hybrid energy transfer system.

Keywords: electromagnetic hybrid wireless power transmission system; interactive capacitors; integrated coupling mechanism; resonant topology parameter configuration

0 引言

无线电能传输(wireless power transfer, WPT)技术相较于传统插拔式充电,有效规避了物理接口磨损、导体暴露风险及电弧放电隐患问题^[1-2];其非接触式充电特性在电动汽车、工业机器人、植入式医疗设备、无人机和水下航行器等领域有着广泛应用前景^[3-5]。目前,实现无线电能传输具有磁场耦合式无线电能传输(magnetic field coupled wireless power transmission, MC-WPT)^[6-7]和电场耦合无线电能传输(electric field coupled wireless power transmission, EC-WPT)^[8-11]两大主流技术。

MC-WPT 具有高效率、高功率及中距离传输等优势,但在金属环境下工作会引起涡流损耗^[12],进而造成发热或降低传输效率。在传统 EC-WPT 中,耦合机构无需大尺寸线圈,结构简单、重量轻、价格低廉,同时,在系统工作过程中,不会引起显著涡流损耗,但电场易受距离变化影响,使其传输距离较短,且耦合电容通常较小,进一步限制了传输功率容量。两者呈现对偶关系,在原理上具有相似性,均通过空间电磁场耦合实现能量传输。通过协同整合 EC-WPT 和 MC-WPT 的互补优势,可实现系统功率密度和传输容量的同步提升。

近年来,国内外学者围绕电磁混合机构的研究主要集中于能量与信号并行传输^[13]、能量传输效率优化^[14-15]、多能道传输与功率分配^[16]以及增强抗偏移特性^[17-19]。随着研究的不断深入,电场能道和磁场能道间的交互电容对系统调谐及功率流向产生影响,从而增加了系统分析的复杂度。

文献[14-15]所构建的混合无线电能传输系统(hybrid field coupled wireless power transmission, HC-WPT)克服了功率容量小的问题,并提高了整体抗偏移性能。文献[14]结合 MC-WPT 高效率和 EC-WPT 抗偏移性能好的优势,解决了单一无线传输系统在机构偏移情况下输出功率波动大的问题,有效提升了能量效率;文献[15]借助 EC-WPT 系统网络中的谐振电感构建附加 MC-WPT 传输通道,通过电容和电感能道间的互相补偿机制,有效抑制了负载波动与耦合失配扰动,实现恒定电流输出。针对谐振拓扑不同的影响,文献[16]提出并验证了一种高集成、无额外谐振元件的混合无线电能传输系统,利用印制电路板(printed circuit board, PCB)线圈自感与极板寄生电容构建固有谐振拓扑,显著简化了系统拓扑,具有高效功率

传输能力以及良好的抗偏移特性。

围绕不同耦合结构的特性,文献[17]提出了一种面向水下环境的高效混合无线电能传输系统,其耦合机构由线圈嵌套成 C 形板并集成到电感-电容(inductor-capacitor, LC)谐振拓扑中形成,集成耦合机构的磁场和电场能道可以实现相互补偿。通过优化双能道功率配比,有效抑制线圈电流和极板间电压应力引起的涡流损耗;文献[18]提出将极板和线圈以同轴重叠的方式布置,形成集成耦合机构,与自谐振原理相似,耦合机构实现自谐振,从而压缩系统体积、简化拓扑,同时,基于频率跟踪控制的功率传输方法,显著增强了抗偏移性能;文献[19]提出将电场极板以梳状形态放置于两个磁场线圈之间,形成了“线圈-梳状极板-线圈”的集成结构,其齿间空隙为磁力线提供无障碍通路,同时齿状结构切断涡流回路,从物理层面极大抑制了金属极板的涡流损耗,从而提升了功率容量与传输效率,增强了抗偏移性能。

通过对比可知,文献[14-15]利用谐振电感增加额外的磁场能道实现混合传能的方法有效的提高了传输功率,然而该电感兼具磁耦合与谐振双重功能,其自感量需严格匹配谐振条件,致使其物理尺寸受限于电气参数,从而抑制了磁场能道传输容量;文献[17-19]借助紧凑化耦合结构设计提升了传输效率以及抗偏移性能,但削减极板尺寸同样使 EC-WPT 传输容量减小。

MC-WPT 的电感兼作谐振功能和改变 EC-WPT 的极板形状两种方式可实现混合无线电能传输。然而,现有研究方法限制了 MC-WPT 或 EC-WPT 耦合机构尺寸,系统存在容量限制的问题;并且交互电容对 HC-WPT 系统影响的研究尚未明确。耦合机构的设计和交互电容的揭示将有助于提升系统传输容量,并为系统输出特性提供分析基础。

为此,针对 HC-WPT 系统交互电容对系统的影响,提出了一种混合传能耦合机构,对其交互电容进行等效集中模型分析,给出了计及交互电容的谐振电路参数配置方法,分析了在交互耦合影响下电场能道和磁场能道的输出特性,最后通过仿真与实验样机验证了交互电容及系统传输性能分析结果的准确性。

1 并行双能道 HC-WPT 系统架构

1.1 计及交互电容的系统拓扑

铝板作为屏蔽层能有效抑制磁场泄露并实现结构紧凑化,但同时导致线圈绕组与铝板间产生交互电容,该文

采用集中参数模型^[20]对考虑交互电容的 HC-WPT 系统进行建模分析。

图1为混合双能道 WPT 系统电路图,主要由直流电源、两组全桥逆变电路、一组电感-电容-电容串联(inductor-capacitor-capacitor series compensation, LCC-S)谐振拓扑和一组双边 LC 谐振拓扑、混合场耦合机构、两组串联的整流滤波电路以及负载等效电阻构成。其中,磁场能道采用 LCC-S 谐振拓扑、电场能道采用双边 LC 谐振拓扑。系统通过控制两路逆变器驱动信号,将直流电源转换为两路频率不同的高频交流电压,磁场和电场能道分别经发射侧的 LCC 谐振拓扑、LC 谐振拓扑供给混合场耦合机构的发射线圈和发射极板,接收线圈和接收极板拾取电能后再分别经过串联谐振电容和 LC 谐振拓扑接入整流电路,最后供给负载电阻 R_L 。

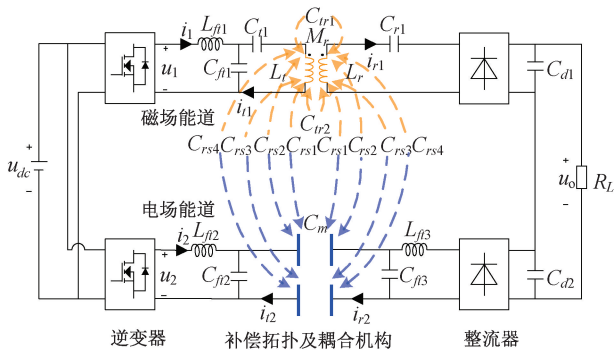


图1 混合双能道 WPT 系统

Fig.1 Hybrid dual-channel WPT system

图1中 u_1 、 u_2 为逆变器输出电压, i_1 、 i_2 为逆变器输出电流, i_{r1} 、 i_{r1} 分别为发射线圈和接收线圈流过的电流; i_{r2} 、 i_{r2} 分别为发射极板和接收极板流过的电流。 L_{f1} 、 C_{f1} 、 C_{r1} 构成了发射线圈侧的 LCC 谐振拓扑, C_{r1} 为接收线圈侧的串联谐振电容; L_{f2} 、 C_{f2} 构成了发射极板侧和接收侧的双边 LC 谐振拓扑; C_{d1} 和 C_{d2} 为滤波电容。

L_r 和 L_r 分别为发射线圈和接收线圈的自感, M_r 为发射线圈与接收线圈间的耦合互感; C_m 为发射线圈与接收线圈的耦合互容。发射极板和接收极板分别与同侧的两块子铝板在集中模型下的交互电容分别为 C_{tsj} 、 C_{rsj} ($j=1,2,3,4$); C_{tr1} 、 C_{tr2} 为发射线圈与接收线圈在集中模型下的交互电容,极板与异侧线圈间的交互电容数值极低,对系统谐振与功率传输的影响可忽略。

1.2 电磁集成式混合场耦合机构

集成式混合场耦合机构立体模型由4块平行极板和圆形线圈层叠构成,如图2所示。机构发射侧和接收侧均采用3层堆叠架构,如图2(a)和(c)所示。 P_1 、

P_2 为电场能道发射极板, P_3 、 P_4 为电场能道接收极板。其中, d_1 为电场能道的传输距离, d_2 为磁场能道的传输距离; d_3 为两块发射极板的同侧距离,同时也为两块接收极板的同侧距离; h_3 为发射极板和发射线圈的层叠放置距离,同时也为接收极板和接收线圈的层叠放置距离。

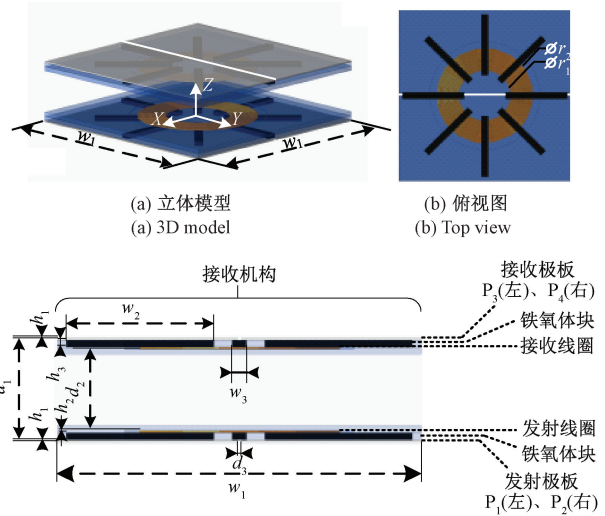
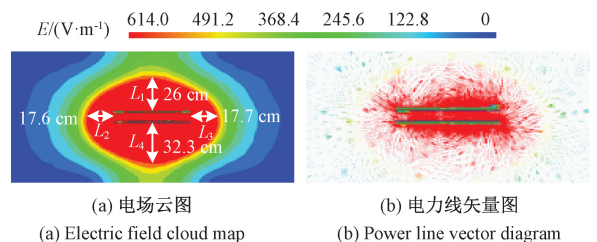


图2 集成式混合场耦合机构的示意图

Fig.2 Hybrid dual-channel coupling mechanism

以接收机构为例,其3层结构堆叠自上而下依次为: 1) 两块厚度为 h_1 、间距为 d_3 的长方形铝板; 2) 导磁机构使用8块辐射分布式条形铁氧体阵列,其长宽高分别为 w_2 、 w_3 、 h_3 ; 3) 圆形线圈,如图2(b)所示,其绕制的内径和外径分别为 r_1 、 r_2 ; 其中,绝缘层起到结构支撑与定位作用,同时作为绝缘体也能防止短路。

图3分别展示了磁场与电场单独作用下电磁场分布。在仿真模型中,线圈电流和极板电压采用其激励峰值。图3(a)磁力线矢量分布表明,铝板间隙泄露磁力线区域远小于耦合能道的有效区域,可知,平行式极板在作为电场能道进行能量传输的同时,亦具有屏蔽作用,有效抑制磁场能量向外扩散,进而确保设备性能与人员安全。图3(b)电场线矢量图显示,同侧极板间存在高场强区域,后续研究可采取添加铝板的措施有效优化电场泄露产生的不足。



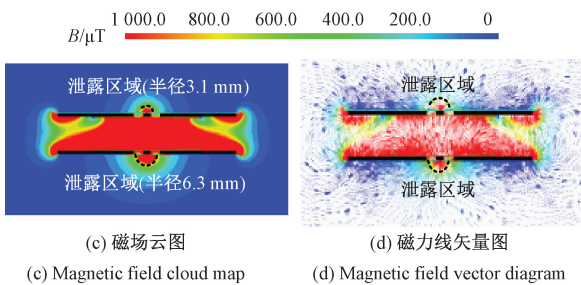


图 3 混合机构 XOZ 平面磁场和电场分布

Fig. 3 The magnetic and electric field distribution in the XOZ plane of the hybrid structure

1.3 计及交互电容的耦合机构等效电路

图 4 中上下两个虚线区域内分别表示磁场能道和电场能道的耦合,在耦合机构中,两个能道并行传能。 C_{ij} 为极板 P_i 和 P_j 构成的耦合电容($i, j=1,2,3,4$),其中 C_{13} 和 C_{24} 为主要耦合电容,结合 C_{12} 、 C_{34} 、 C_{14} 和 C_{23} 构成六电容模型,计及交互电容的耦合机构等效电路如图 4 所示。

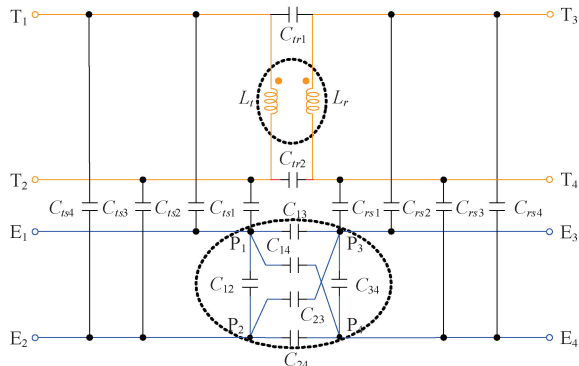


图 4 计及交互电容的耦合机构等效电路

Fig. 4 Equivalent circuit diagram of the coupling structure considering intercoupling capacitors

2 计及交互耦合的双能道等效模型

2.1 计及交互电容的系统电路模型

图 5 为基于 LCC-S 谐振拓扑的磁场能道与基于双边 LC 谐振拓扑的电场能道组成的混合双能道无线电能传输系统的基波电路图。

图 5 中 $\dot{U}_1$ 、 $\dot{U}_2$ 为两组逆变器的基波输出电压,其中,磁场能道传输频率和电场能道传输频率分别为 f_1 、 f_2 ,且 $f_1 \ll f_2$,对应的角频率分别为 ω_1 、 ω_2 。

由于交互电容的影响,其谐振拓扑参数无法直接依据耦合机构的电感 L_i 、 L_r 、 M 进行计算,需要考虑电场能道的耦合参数、双边 LC 谐振拓扑以及交互电容的影响,进一步对耦合参数等效,从而配置 LCC-S 谐振拓扑参数,

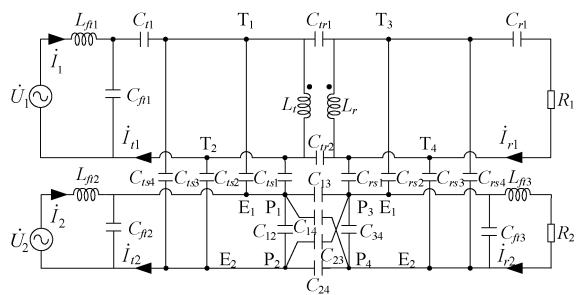


图 5 基波电路

Fig. 5 Fundamental wave circuit

使磁场能道实现谐振;当电场能道单独作用时,配置双边 LC 谐振拓扑参数过程同上,需要等效电场能道的耦合参数。

2.2 磁场传输能道阻抗分析

针对磁场能道单独作用,采用叠加定理将电场能道激励视为短路,此时将电场能道耦合参数及谐振拓扑简化为 Π 型二端口网络,其参数分别为 Z_1 、 Z_2 、 Z_3 。以 T_1 、 T_2 和 T_3 、 T_4 为二端口,根据节点法,得到耦合机构变换后的等效阻抗网络。如图 6 所示,虚框 1 代表电场能道的耦合参数,虚框 2 代表交互电容与电场能道组成的网络。

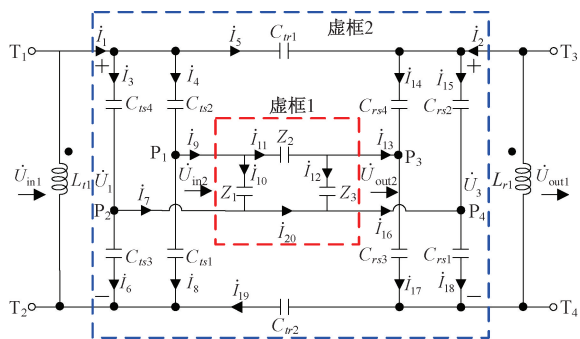


图 6 磁场能道机构等效耦合模型

Fig. 6 Magnetic energy channel coupling mode

其中,虚框 1 内的耦合参数 Z_1 、 Z_2 、 Z_3 具体含义为:

$$\begin{cases} Z_1 = \left[\frac{1}{j\omega_1(C_1 + C_{j2})} \right] \parallel (j\omega_1 L_{j2}) \\ Z_2 = \frac{1}{j\omega_1 C_M} \\ Z_3 = \left[\frac{1}{j\omega_1(C_2 + C_{j3})} \right] \parallel (j\omega_1 L_{j3}) \end{cases} \quad (1)$$

式中:“ $\parallel$ ”表示并联运算符号; ω_1 表示磁场能道的角频率; L_{ji} 、 C_{ji} ($i=2,3$) 为电场能道的双边 LC 谐振拓扑的电感电容。基于此,六电容模型可简化为 Π 型网络,其参数 C_1 、 C_2 、 C_M 可表示为:

$$\begin{cases} C_1 = C_{12} + \frac{(C_{13} + C_{14})(C_{23} + C_{24})}{C_{13} + C_{14} + C_{23} + C_{24}} \\ C_2 = C_{34} + \frac{(C_{13} + C_{23})(C_{14} + C_{24})}{C_{13} + C_{14} + C_{23} + C_{24}} \\ C_M = \frac{C_{13}C_{24} - C_{14}C_{23}}{C_{13} + C_{14} + C_{23} + C_{24}} \end{cases} \quad (2)$$

图6中 $\dot{U}_1$ 、 $\dot{U}_3$ 分别为二端口网络输入、输出电压, C_{ts} 、 C_{rs} 、 C_{tr} 分别为发射极板和同侧线圈之间的交互电容、接收极板与同侧线圈之间的交互电容和发射线圈与接收线圈之间的交互电容。根据模型结构的对称性,给出交互电容集中模型的限制条件:

$$\begin{cases} C_{ts1} = C_{ts2} = C_{ts3} = C_{ts4} = \frac{C_{ts}}{2} \\ C_{rs1} = C_{rs2} = C_{rs3} = C_{rs4} = \frac{C_{rs}}{2} \\ C_{tr1} = C_{tr2} = \frac{C_{tr}}{2} \end{cases} \quad (3)$$

由于电感与电容的寄生电阻影响很小,对分析结果的影响可忽略不计,为简化分析过程,故将其忽略。列写基尔霍夫电压定律(Kirchhoff's voltage law, KVL)方程如式(4)所示。

$$\begin{cases} 0 = \dot{U}_1 - (\dot{I}_3 + \dot{I}_6)X_{C_{ts}} \\ 0 = \dot{U}_3 - (\dot{I}_{15} + \dot{I}_{18})X_{C_{rs}} \\ 0 = \dot{I}_1 Z_1 + \dot{I}_{12} Z_3 - \dot{I}_{10} Z_2 \\ 0 = (\dot{I}_3 - \dot{I}_4)X_{C_{ts}} - \dot{I}_{10} Z_2 \\ 0 = (\dot{I}_3 + \dot{I}_6 - \dot{I}_4 - \dot{I}_8)X_{C_{ts}} \\ 0 = (\dot{I}_{15} + \dot{I}_{18} - \dot{I}_{14} - \dot{I}_{17})X_{C_{rs}} \\ 0 = \dot{I}_{18} + \dot{I}_{19}X_{C_{tr}} - \dot{I}_6 X_{C_{ts}} \\ 0 = \dot{I}_5 X_{C_{tr}} + \dot{I}_{14} X_{C_{rs}} - \dot{I}_{11} Z_1 - \dot{I}_4 X_{C_{ts}} \\ 0 = (\dot{I}_{15} - \dot{I}_{14})X_{C_{rs}} - \dot{I}_{12} Z_3 \end{cases} \quad (4)$$

式中: X_C 表示交互电容的电抗; ω_2 为磁场能道的角频率,具体含义为:

$$\begin{cases} X_{C_{ts}} = \frac{2}{j\omega_1 C_{ts}} \\ X_{C_{rs}} = \frac{2}{j\omega_1 C_{rs}} \\ X_{C_{tr}} = \frac{2}{j\omega_1 C_{tr}} \end{cases} \quad (5)$$

单独分析图6虚框2内的电路,即 $\dot{I}_2$ 侧断路,令 $\dot{I}_2 = 0$,由式(2)~(5)可求得各回路电流表达式为:

$$\begin{cases} \dot{I}_1 = \frac{j[C_{tr}C_{ts} + C_{rs}(C_{tr} + 2C_{ts})]\dot{U}_1\omega_1}{2(2C_{rs} + C_{tr})} \\ \dot{I}_3 = \dot{I}_4 = \dot{I}_6 = \dot{I}_8 = \frac{jC_{ts}\dot{U}_1\omega_1}{4} \\ \dot{I}_5 = \dot{I}_{19} = \frac{jC_{rs}C_{tr}\dot{U}_1\omega_1}{2(2C_{rs} + C_{tr})} \\ \dot{I}_{14} = \dot{I}_{15} = \dot{I}_{17} = \dot{I}_{18} = \frac{jC_{rs}C_{tr}\dot{U}_1\omega_1}{4(2C_{rs} + C_{tr})} \\ \dot{I}_7 = \dot{I}_9 = \dot{I}_{10} = \dot{I}_{11} = \dot{I}_{12} = \dot{I}_{13} = \dot{I}_{16} = \dot{I}_{20} = 0 \end{cases} \quad (6)$$

结合图6和式(6)分析得出磁场能道机构等效耦合电路中形成了惠斯登电桥,致使输入图6虚框1内电路的各个电流为零,所以将支路视为断路,则可以进一步简化电路为 Π 型二端口网络,其等效所需的联立方程为:

$$\begin{cases} \frac{Z_{p1}(Z_{p2} + Z_{p3})}{Z_{p1} + Z_{p2} + Z_{p3}} = \frac{\dot{U}_1}{\dot{I}_1} \Big|_{\dot{I}_2=0} \\ \frac{Z_{p1}Z_{p3}}{Z_{p1} + Z_{p2} + Z_{p3}} = \frac{\dot{U}_3}{\dot{I}_1} \Big|_{\dot{I}_2=0} \\ \frac{(Z_{p1} + Z_{p2})Z_{p3}}{Z_{p1} + Z_{p2} + Z_{p3}} = \frac{\dot{U}_3}{\dot{I}_2} \Big|_{\dot{I}_1=0} \end{cases} \quad (7)$$

通过联立方程将图6虚框2内的电路二端口等效,可得图7的模型。

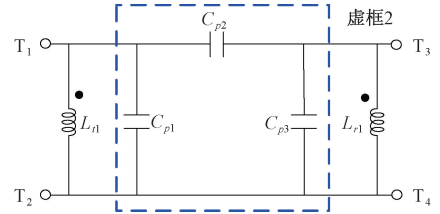


图7 磁场能道机构等效耦合初步简化模型

Fig. 7 Equivalent model for a magnetic energy channel

图7中 C_{pi} ($i=1, 2, 3$) 表示等效后的交互电容,具体形式为:

$$\begin{cases} C_{p1} = \frac{1}{j\omega_1 Z_{p1}} = \frac{C_{ts}}{2} \\ C_{p2} = \frac{1}{j\omega_1 Z_{p2}} = \frac{C_{tr}}{4} \\ C_{p3} = \frac{1}{j\omega_1 Z_{p3}} = \frac{C_{rs}}{2} \end{cases} \quad (8)$$

图8为磁场能道耦合模型的简化过程,在保持端口特性不变的前提下,最终等效为具有自感 L_{leq} 、 L_{req} ,互感 M_{eq} 的磁耦合模型。具体步骤为:1)以互感模型为基准,由图7进行T型变换,得到图8(a);2)利用二端口网络理论,将T型结构等效为 Π 型网络,如图8(b)所示;3)将电感电容化为阻抗形式并联计算,对比角频率 ω_1 与

电感电容的数量级,可知并联阻抗符号为正,进而将并联支路简化为图 8(c)中的 Π 型纯电感网络;4)最后再通过二端口等效,将其转换为 T 型模型,从而得到耦合机构模型,图 8(d)中参数表达式为:

$$\begin{cases} L_{teq} = \frac{8L_t - 2(2C_{rs} + C_{tr})A_1}{8 - 2B_1 + C_1} \\ L_{req} = \frac{8L_r - 2(2C_{ts} + C_{tr})A_1}{8 - 2B_1 + C_1} \\ M_{eq} = \frac{8M - 2C_{tr}A_1}{8 - 2B_1 + C_1} \end{cases} \quad (9)$$

式中: L_t 、 L_r 、 M 为耦合模型等效前的耦合机构参数。 A_1 、 B_1 、 C_1 依次表示为:

$$\begin{cases} A_1 = (L_t L_r - M^2) \omega_1^2 \\ B_1 = [2C_{ts} L_t + 2C_{rs} L_r + C_{tr}(L_t + L_r - 2M)] \omega_1^2 \\ C_1 = (C_{tr} C_{ts} + C_{rs}(C_{tr} + 2C_{ts})) A \omega_1^2 \end{cases} \quad (10)$$

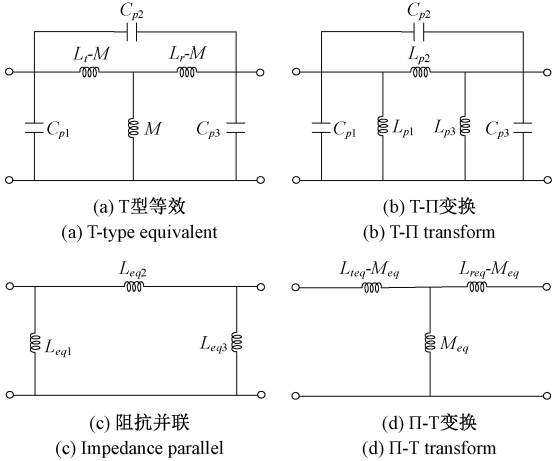


图8 磁场能道机构等效耦合模型简化过程

Fig. 8 Simplification for a magnetic field energy channel

假设发射线圈自感和接收线圈自感相等;交互电容 C_{ts} 与 C_{rs} 相等,经数量级对比,等效耦合机构参数化简可得:

$$\begin{cases} L_{teq} = L_t(1 + \alpha_1) \\ L_{req} = L_r(1 + \alpha_2) \\ M_{eq} = M(1 + \alpha_3) \end{cases} \quad (11)$$

其中, α_i ($i=1, 2, 3$) 具体含义为:

$$\begin{cases} \alpha_1 = \frac{1}{4k_m} \frac{X_M}{X_{C_{eq1}}} \\ \alpha_2 = \frac{1}{4k_m} \frac{X_M}{X_{C_{eq1}}} \\ \alpha_3 = \frac{1}{k_m^2} \frac{X_M}{X_{C_{eq2}}} \end{cases} \quad (12)$$

式中: k_m 为耦合机构等效前的耦合系数; X_M 为互感电抗; $X_{C_{eq1}}$ 、 $X_{C_{eq2}}$ 为受交互电容影响等效得到的电抗,具体含义为:

$$\begin{cases} k_m = M(L_t L_r)^{-1/2} \\ X_{C_{eq1}} = \frac{1}{\omega_1 [C_{tr}(-1 + k_m)^2 + 2C_{rs}(1 + k_m^2)]} \\ X_{C_{eq2}} = \frac{1}{\omega_1 \left[C_{rs} k_m - \frac{1}{4} C_{tr}(-1 + k_m)^2 \right]} \end{cases} \quad (13)$$

分析式(11)~(13), α_i ($i=1, 2, 3$) 均大于0,可知交互电容使磁场能道的等效耦合机构的自感、互感增大,从而等效增大了磁场能道的传输容量^[21]。

2.3 电场传输能道阻抗分析

同理,当电场能道单独作用时,将磁场能道激励视为短路,此时将磁场能道的耦合机构参数及谐振拓扑简化为受控源模型并联一个 Z 阻抗,其参数分别为 Z_4 、 Z_5 。以 E_1 、 E_2 和 E_3 、 E_4 为二端口,根据节点法,易得到变换后的耦合机构的等效阻抗网络,如图9所示,虚框3代表磁场能道的等效耦合模型,虚框4代表交互电容与磁场能道组成的阻抗网络。

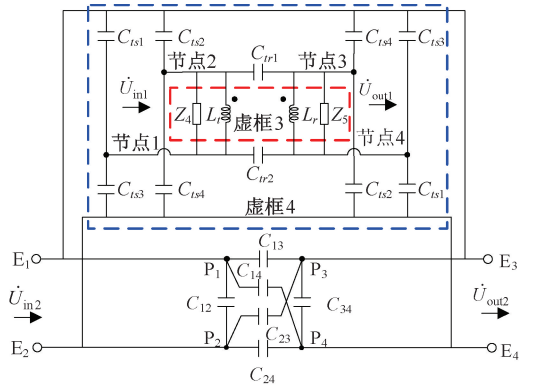


图9 电场能道机构等效耦合模型

Fig. 9 Equivalent model for an electric field energy channel

针对图9中虚框4内的网络分析,与分析磁场能道等效耦合模型相似,电场能道在等效电路中注入虚框3内的各支路电流为0,故可将其等效为开路,此推导过程不再赘述, C_{ts} 与 C_{rs} 参数的不同并不会影响该结论。据此,利用节点1、2等电势及节点3、4等电势的约束条件,可进一步简化电路,如图10所示。

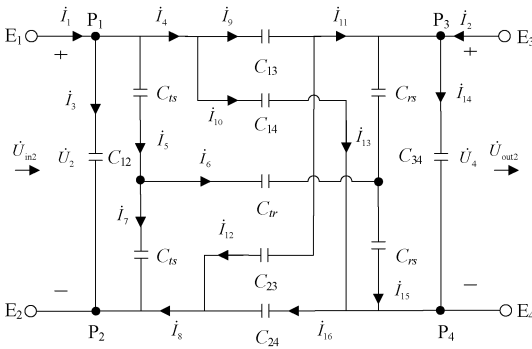


图10 电场能道机构等效耦合初步简化模型

Fig. 10 Electric field energy channel coupling model

图10对应的KVL方程为:

$$\begin{cases} 0 = \dot{U}_2 - \dot{I}_3 X_{C_{12}} \\ 0 = \dot{U}_4 - \dot{I}_{14} X_{C_{34}} \\ 0 = (\dot{I}_5 + \dot{I}_7) X_{C_{ts}} - \dot{I}_3 X_{C_{12}} \\ 0 = (\dot{I}_{13} + \dot{I}_{15}) X_{C_{rs}} - \dot{I}_{14} X_{C_{34}} \\ 0 = \dot{I}_{10} X_{C_{14}} + \dot{I}_{16} X_{C_{24}} - (\dot{I}_5 + \dot{I}_7) X_{C_{ts}} \\ 0 = \dot{I}_9 X_{C_{13}} + \dot{I}_{12} X_{C_{23}} - (\dot{I}_5 + \dot{I}_7) X_{C_{ts}} \\ 0 = \dot{I}_9 X_{C_{13}} + (\dot{I}_{13} + \dot{I}_{15}) X_{C_{rs}} - \dot{I}_{10} X_{C_{14}} \\ 0 = (\dot{I}_{13} + \dot{I}_{15}) X_{C_{rs}} + \dot{I}_{16} X_{C_{24}} - \dot{I}_{12} X_{C_{23}} \\ 0 = \dot{I}_6 X_{C_{tr}} + \dot{I}_{15} X_{C_{rs}} + \dot{I}_{16} X_{C_{24}} - \dot{I}_7 X_{C_{ts}} \\ 0 = \dot{I}_9 X_{C_{13}} + \dot{I}_{13} X_{C_{rs}} - \dot{I}_6 X_{C_{tr}} - \dot{I}_5 X_{C_{ts}} \end{cases} \quad (14)$$

式中: X_c 表示交互电容的电抗; ω_2 为电场能道的角频率, 具体含义为:

$$\begin{cases} X_{C_{12}} = \frac{1}{j\omega_2 C_{12}}, & X_{C_{13}} = \frac{1}{j\omega_2 C_{13}}, & X_{C_{14}} = \frac{1}{j\omega_2 C_{14}} \\ X_{C_{34}} = \frac{1}{j\omega_2 C_{34}}, & X_{C_{23}} = \frac{1}{j\omega_2 C_{23}}, & X_{C_{24}} = \frac{1}{j\omega_2 C_{24}} \\ X_{C_{ts}} = \frac{1}{j\omega_2 C_{ts}}, & X_{C_{rs}} = \frac{1}{j\omega_2 C_{rs}}, & X_{C_{tr}} = \frac{1}{j\omega_2 C_{tr}} \end{cases} \quad (15)$$

联立式(14)、(15)可得各回路电流, 鉴于电场能道六电容与交互电容并存, 若对二者分别实施二端口等效, 将破坏原有电路结构, 故同时考虑两者, 将整体耦合模型统一进行二端口网络等效, 进一步简化电路为 Π 型二端口网络, 得到等效的联立方程为式(16)。

$$\begin{cases} \frac{Z_{p1}(Z_{p2} + Z_{p3})}{Z_{p1} + Z_{p2} + Z_{p3}} = \frac{\dot{U}_2}{\dot{I}_1} \Big|_{\dot{I}_2=0} \\ \frac{Z_{p1}Z_{p3}}{Z_{p1} + Z_{p2} + Z_{p3}} = \frac{\dot{U}_4}{\dot{I}_1} \Big|_{\dot{I}_2=0} \\ \frac{(Z_{p1} + Z_{p2})Z_{p3}}{Z_{p1} + Z_{p2} + Z_{p3}} = \frac{\dot{U}_4}{\dot{I}_2} \Big|_{\dot{I}_1=0} \end{cases} \quad (16)$$

据此等效得到最终简化模型, 如图11所示。

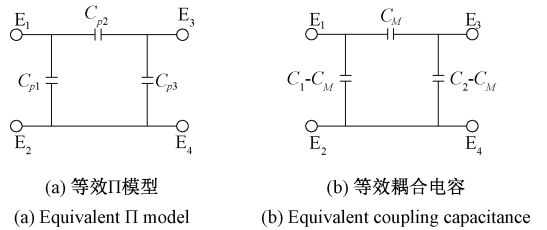


图11 电场能道机构等效耦合电路

Fig. 11 Electric-field energy channel coupling circuit

图11(a)中 $C_{pi}(i=1, 2, 3)$ 表示等效后的交互电容, 具体含义为式(17)。

$$\begin{cases} C_{p1} = \frac{2C_{rs}C_{tr}C_2 + [4C_{rs}C_2 + \{2C_2 + [4C_{12} + C_{13} + 3(C_{14} + C_{23}) + C_{24}]C_{rs}\}C_{tr}]C_{ts} + \{C_{ts}^2[2C_{rs}A_2 + (A_2 + 2C_{rs})C_{tr}]\}}{2C_{rs}C_{tr}A_2 + 4C_{rs}C_{ts}A_2 + 2(A_2 + 2C_{rs})C_{tr}C_{ts}} \\ C_{p2} = \frac{2C_{13}C_{24}C_{rs}C_{tr} + C_{ts}[4C_{13}C_{24}C_{rs} + 2C_{13}C_{24}C_{tr} + (C_{13} - C_{23} + C_{24})C_{rs}C_{tr}]}{2C_{rs}C_{tr}A_2 + 4C_{rs}C_{ts}A_2 + 2(A_2 + 2C_{rs})C_{tr}C_{ts}} - \frac{C_{14}[C_{rs}C_{tr}C_{ts} + 2C_{23}(C_{rs}C_{tr} + 2C_{rs}C_{ts} + C_{tr}C_{ts})]}{2C_{rs}C_{tr}A_2 + 4C_{rs}C_{ts}A_2 + 2(A_2 + 2C_{rs})C_{tr}C_{ts}} \\ C_{p3} = \frac{C_{rs}(B_2 + C_{rs}A_2)C_{tr} + C_{ts}\{2C_{rs}(B_2 + C_{rs}A_2) + [B_2 + (C_{13} + 3C_{14} + 3C_{23} + C_{24} + 4C_{34})C_{rs} + 2C_{rs}^2]C_{tr}\}}{2C_{rs}C_{tr}A_2 + 4C_{rs}C_{ts}A_2 + 2(A_2 + 2C_{rs})C_{tr}C_{ts}} \end{cases} \quad (17)$$

其中, A_2, B_2, C_2 依次表示为:

$$\begin{cases} A_2 = C_{13} + C_{14} + C_{23} + C_{24} \\ B_2 = C_{13}C_{23} + C_{12}(C_{13} + C_{14} + C_{23} + C_{24}) + \\ \quad C_{14}(2C_{23} + C_{24}) \\ C_2 = 2[C_{13}C_{14} + 2C_{14}C_{23} + C_{23}C_{24} + \\ \quad (C_{13} + C_{14} + C_{23} + C_{24})C_{34}] \end{cases} \quad (18)$$

由图11(b)可以得到等效为耦合自电容为 C_1, C_2 , 耦合互电容为 C_M 的电场能道耦合机构, 考虑 LC 谐振拓扑电路中的电容, 从而得到互容模型, 具体参数为:

$$\begin{cases} C_1 = C_{p1} + C_{p2} + C_{fj2} \\ C_2 = C_{p3} + C_{p2} + C_{fj3} \\ C_M = C_{p2} \end{cases} \quad (19)$$

3 双能道谐振拓扑配置及系统传输特性

综合上述分析,磁场能道和电场能道进行能量传输时,交互电容会使磁场能道等效耦合自感、互感和电场能道等效耦合自电容、互电容发生变化,从而影响谐振拓扑参数的配置、各支路电压电流以及输入输出功率。

3.1 计及交互电容的双能道谐振拓扑配置

基于 2.2 和 2.3 节围绕磁场和电场能道的阻抗分析,对磁场和电场能道进行解耦分析,再引入交互耦合项,可建立精确的等效耦合模型,为谐振拓扑配置及传输特性研究提供参数基础。磁场能道的耦合可直接等效为互感模型;电场能道的耦合则需用二端口网络等效为互容受控源模型。

结合式(19),耦合系数 k_e 定义为:

$$k_e = \frac{C_M}{\sqrt{C_1 C_2}} \quad (20)$$

二端口中 Z 参数各阻抗分别为:

$$\begin{cases} Z_{11} = \left. \frac{\dot{U}_1}{\dot{I}_1} \right|_{\dot{I}_2=0} = \frac{1}{j\omega_2 C_1 (1 - k_e^2)} \\ Z_{12} = \left. \frac{\dot{U}_1}{\dot{I}_2} \right|_{\dot{I}_1=0} = \frac{1}{j\omega_2 C_M (1/k_e^2 - 1)} \\ Z_{21} = \left. \frac{\dot{U}_2}{\dot{I}_1} \right|_{\dot{I}_2=0} = \frac{1}{j\omega_2 C_M (1/k_e^2 - 1)} \\ Z_{22} = \left. \frac{\dot{U}_2}{\dot{I}_2} \right|_{\dot{I}_1=0} = \frac{1}{j\omega_2 C_2 (1 - k_e^2)} \end{cases} \quad (21)$$

由式(21)得出二端口受控源模型中,两端开路电压可表示为:

$$\begin{cases} \dot{U}_1 = \frac{\dot{I}_1}{j\omega_2 C_1 (1 - k_e^2)} + \frac{\dot{I}_2}{j\omega_2 C_M (1/k_e^2 - 1)} \\ \dot{U}_2 = \frac{\dot{I}_1}{j\omega_2 C_M (1/k_e^2 - 1)} + \frac{\dot{I}_2}{j\omega_2 C_2 (1 - k_e^2)} \end{cases} \quad (22)$$

进而得到电容耦合的二端口受控源模型如图 12 所示。

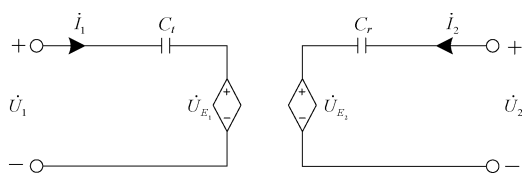


图 12 电容耦合的双端口受控源模型

Fig. 12 Controlled source model of capacitive coupling

图 12 中各符号具体含义表示为:

$$\begin{cases} C_t = C_1 (1 - k_e^2) \\ C_r = C_2 (1 - k_e^2) \\ \dot{U}_{E1} = \frac{\dot{I}_2}{j\omega_2 C_M (1/k_e^2 - 1)} \\ \dot{U}_{E2} = \frac{\dot{I}_1}{j\omega_2 C_M (1/k_e^2 - 1)} \end{cases} \quad (23)$$

同时将图 5 简化得到基波等效电路,如图 13 所示。

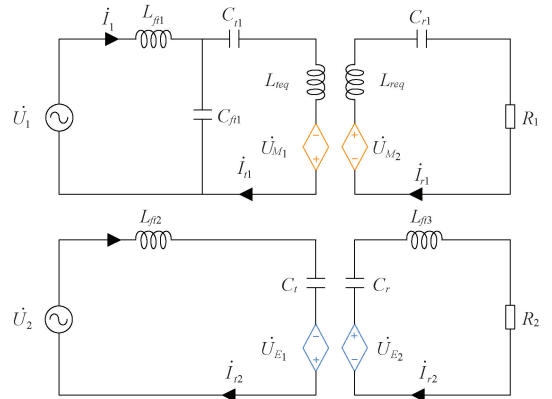


图 13 基波等效电路

Fig. 13 Fundamental wave equivalent circuit

图 13 中 R_1 为接收线圈所在回路对应连接的等效负载电阻, R_2 为接收极板所在回路对应的等效负载电阻。依据条件:1) 两路整流桥的串联关系;2) R_1 和 R_2 消耗功率之和等于 R_L 上消耗的功率,可推导 R_1 、 R_2 表达式为:

$$\begin{cases} R_1 = \frac{U_1}{U_2} \frac{C_M M_{eq}}{C_1 C_2 L_{f1} \omega_2 - C_M^2 L_{f1} \omega_2} \\ R_2 = \frac{8R_L}{\pi^2} - R_1 \end{cases} \quad (24)$$

4 组受控电压源表示混合场耦合机构产生的感应电压, $\dot{U}_{M1}$ 、 $\dot{U}_{M2}$ 表示磁场能道的等效耦合线圈互感 M_{eq} 产生的电磁感应电压; $\dot{U}_{E1}$ 、 $\dot{U}_{E2}$ 表示电场能道的等效耦合电容产生的静电感应电压,表达式分别为:

$$\begin{cases} \dot{U}_{M1} = j\omega_1 M_{eq} \dot{I}_{r1} \\ \dot{U}_{M2} = j\omega_1 M_{eq} \dot{I}_{l1} \\ \dot{U}_{E1} = \frac{-\dot{I}_{r2}}{j\omega_2 C_M (1/k_e^2 - 1)} \\ \dot{U}_{E2} = \frac{\dot{I}_{l2}}{j\omega_2 C_M (1/k_e^2 - 1)} \end{cases} \quad (25)$$

在接收线圈等效阻抗呈纯阻性且发射线圈侧输入电流虚部等于零的双重约束下,可推得磁场能道中 LCC-S 谐振拓扑中 LCC 网络以及串联谐振电容采用的参数配置表达式为:

$$\begin{cases} C_{f\beta 1} = \frac{1}{\omega_1^2 L_{f\beta 1}} \\ C_{r1} = \frac{1}{\omega_1^2 (L_{req} - L_{f\beta 1})} \\ C_{r1} = \frac{1}{\omega_1^2 L_{req}} \end{cases} \quad (26)$$

同时可推得电场能道中双边 LC 谐振拓扑的电感参数配置表达式为:

$$\begin{cases} L_{f\beta 2} = \frac{1}{\omega_2^2 C_t} \\ L_{f\beta 3} = \frac{1}{\omega_2^2 C_r} \end{cases} \quad (27)$$

3.2 系统传输特性分析

将考虑交互电容的等效耦合配置的谐振条件式(26)、(27),代入图 13 谐振拓扑,可得各回路电流表达式:

$$\begin{cases} I_1 = \frac{M_{eq}^2 \dot{U}_1}{L_{f1}^2 R_1} \\ I_{r1} = -\frac{j \dot{U}_1}{L_{f1} \omega_1} \\ I_{r1} = -\frac{M_{eq} \dot{U}_1}{L_{f1} R_1} \\ I_2 = I_{i2} = \frac{(C_M^2 - C_1 C_2)^2 R_2 \dot{U}_2 \omega_2^2}{C_M^2} \\ I_{r2} = \frac{j(C_M^2 - C_1 C_2) \dot{U}_2 \omega_2}{C_M} \end{cases} \quad (28)$$

据此可推导出等效耦合线圈 L_{req} 和等效耦合电容 C_{r1} 所在回路的输出功率分别为:

$$\begin{cases} P_{rm} = \frac{M_{eq}^2 U_1^2}{L_{f1}^2 R_1} \\ P_{re} = \frac{(C_M^2 - C_1 C_2)^2 R_2 U_2^2 \omega_2^2}{C_M^2} \end{cases} \quad (29)$$

则系统输出总功率为:

$$P_o = \frac{M_{eq}^2 U_1^2}{L_{f1}^2 R_1} + \frac{(C_M^2 - C_1 C_2)^2 R_2 U_2^2 \omega_2^2}{C_M^2} \quad (30)$$

图 14 为混合双能道 WPT 系统的双闭环设计流程。首先设定直流电压 u_{dc} 、磁场能道和电场能道逆变器的开关频率分别为 f_1 、 f_2 ,并约束极板尺寸 w_1 与传输距离 d_2 ;其次是电感(L_t , L_r , M)与电容(C_1 , C_2 , C_M)参数的设计。具体通过动态调整:内环:若输出功率 $P_o < P_{o_design}$,增加线圈匝数 N 重新计算;外环:若谐振电感 $L_{f\beta 2} > L_{max}$ 或 $L_{f\beta 3} > L_{max}$,则增大极板并联电容 $C_{f\beta 2}$ 或 $C_{f\beta 3}$ 迭代谐振拓扑参数设计。在完成耦合机构设计之后利用式(26)、(27)配置磁场能道

LCC-S 谐振拓扑与电场能道双边 LC 谐振拓扑,直至达成目标功率。通过并联电容 $C_{f\beta 2}$ 、 $C_{f\beta 3}$ 与匝数 N 的变量协同调节,有效提升了系统的功率密度与传输效率。

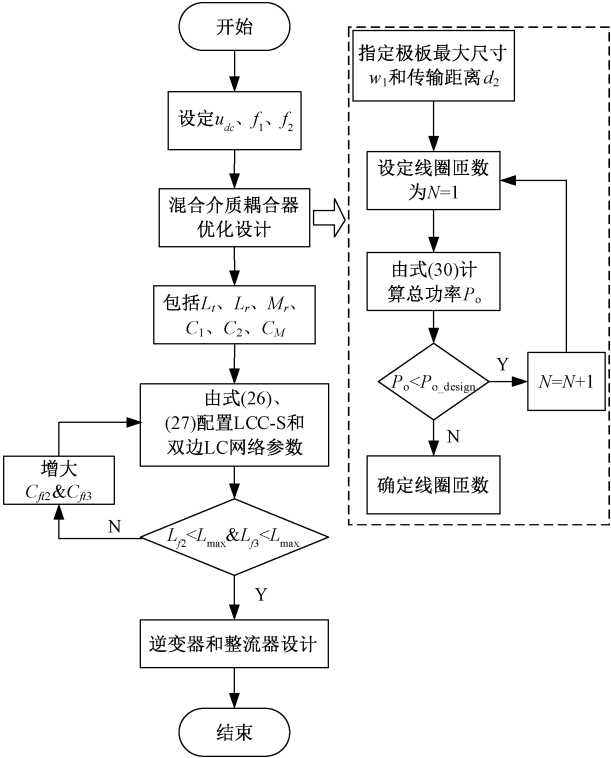


图 14 混合双能道 WPT 系统设计流程
Fig. 14 Hybrid dual-channel WPT system design

4 仿真与实验验证

4.1 仿真验证

参照图 2 的耦合结构,在 Maxwell 3D 静磁场中搭建系统仿真模型:磁场能道工作频率参照国家标准 GB/T 38775^[22],电场频率选用磁场频率 85 kHz 的 10 倍,即 850 kHz。基于电动汽车应用场景确定最大尺寸,以耦合系数和成本为优化目标,对铁氧体的数量、长-宽-高及线圈的内-外径进行多参数扫描优化,所得耦合机构参数列于表 1。

表 1 耦合机构尺寸
Table 1 Coupling mechanism dimensions (mm)

参数	取值	参数	取值
w_1	500	d_1	80
w_2	142	d_2	50
w_3	20	d_3	5
h_1	5	r_1	75
h_2	2.42	r_2	155
h_3	10		

搭建实物并利用 LCR 电桥分别测得发射线圈自感、接收线圈自感、互感以及各端口电容测量值。需要注意的是,任何电容测量值并不是耦合机构中具体交互电容的值,而是测量端口的阻抗网络值,依据文献[23]的计算方法,构建交互电容耦合模型见图 4,再逆向推演得到交互电容的具体数值,见表 2。

表 2 系统主要参数
Table 2 System parameter values

参数	取值	参数	取值
$L_l/\mu\text{H}$	330.20	$L_{\beta 1}/\mu\text{H}$	82.00
$L_r/\mu\text{H}$	331.50	$L_{\beta 2}/\mu\text{H}$	72.00
$M/\mu\text{H}$	120.00	$L_{\beta 3}/\mu\text{H}$	68.00
C_{12}/pF	28.24	f_1/kHz	85.00
C_{34}/pF	28.28	f_2/kHz	850.00
C_{13}/pF	14.86	C_{r1}/nF	14.10
C_{24}/pF	14.85	$C_{\beta 1}/\text{nF}$	42.70
C_{14}/pF	2.25	$C_{\beta 2}/\text{nF}$	0.31
C_{23}/pF	2.25	$C_{\beta 3}/\text{nF}$	0.32
C_{is}/pF	92.00	C_{r2}/nF	10.50
C_{rs}/pF	91.80	R_L/Ω	30.00
C_u/pF	7.99		

在 MATLAB/Simulink 中搭建混合双能道 WPT 系统,并将交互电容纳入仿真模型。通过独立调节 PWM_1 和 PWM_2 ,驱动两组全桥逆变电路分别输出频率为 f_1 f_2 的电压 u_1 和 u_2 ,主要电路参数见表 2。针对混合场耦合机构存在交互电容的情况,对系统输入、输出功率及传输效率进行仿真验证。

在直流电源电压 u_{dc} 为 50 V,耦合机构处于正对齐位置条件下,运行混合双能道系统仿真模型,所得逆变器输出电压电流和整流桥输入电压电流波形如图 15 所示。可见,磁场能道的逆变器输出电压 u_{in1} 和输出电流 i_{in1} 同相位;电场能道的逆变器输出电压 u_{in2} 和输出电流 i_{in2} 同相位,系统处于零相位角状态。对比图 15(b) 和(d) 可得,输出电流滞后输入电压 90° ,由于系统中为阻性负载,即输出电压滞后输入电压 90° ,与式(25)的结果一致,验证了理论分析的正确性以及考虑交互电容时谐振拓扑参数配置方法的可行性。

仿真结果显示,磁场能道的输入功率为 586 W,输出功率为 482 W;电场能道的输入功率为 673 W,输出功率为 597 W。两个能道的仿真传输效率分别为 82.2%、88.7%,影响效率的主要原因是高频逆变器的开关损耗以及谐振电感内阻损耗。

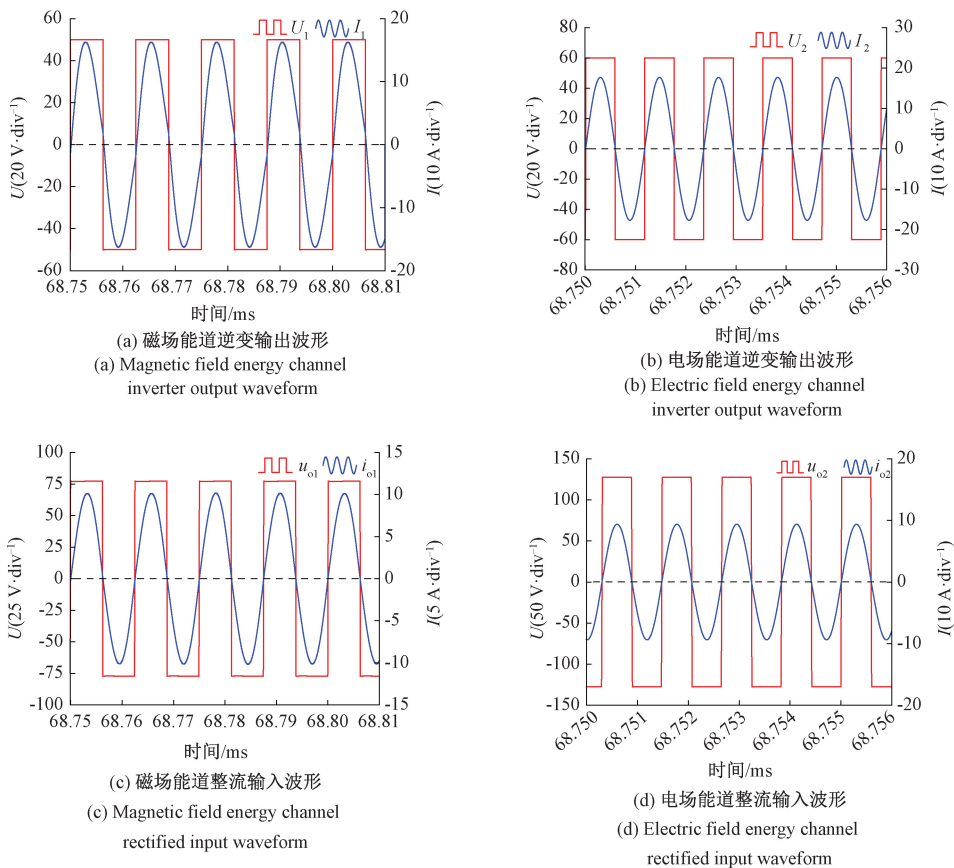


图 15 两路能道功率变换电路的电压和电流波形

Fig. 15 Voltage and current waveforms of the dual-channel power conversion circuit

4.2 实验验证

为了验证计及交互电容实现电磁集成耦合式能量传输的可行性,采用表 2 所示的实验参数及元件型号,结合 LCC-S 及双边 LC 谐振拓扑参数配置条件,搭建如图 16 的电磁集成耦合式 WPT 系统。系统主要参数见表 2。

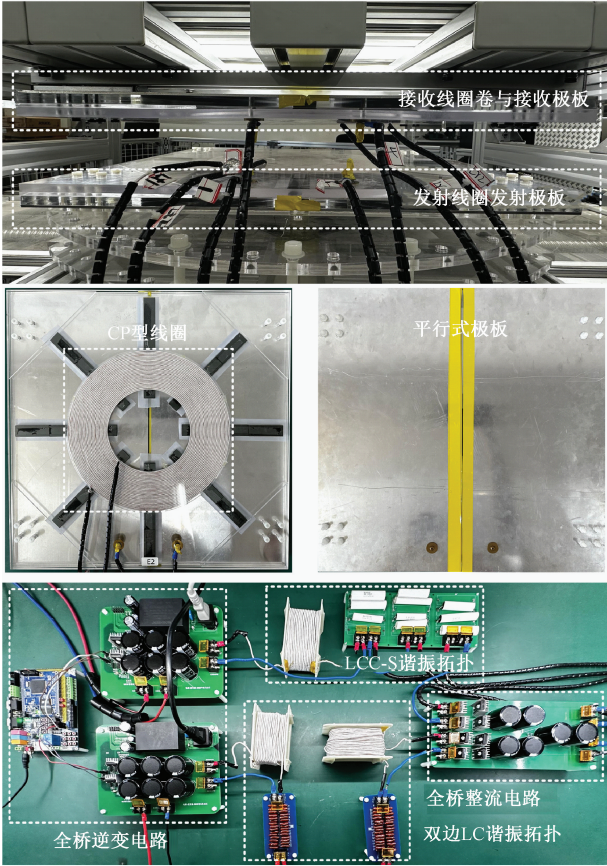


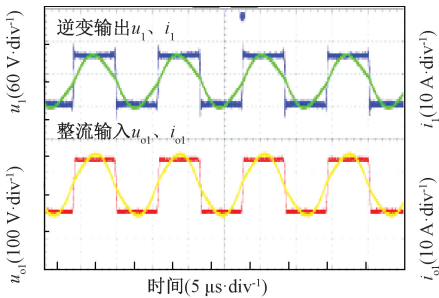
图 16 实验样机

Fig. 16 Experimental prototype

其中 CP 型线圈使用 0.1 mm×300 股的利兹线绕制,发射线圈和接收线圈均为 27 匝,内阻分别为 0.6 和 0.7 Ω,磁芯材料为 PC44 锰锌铁氧体,极板采用厚度为 5 mm 的 6061 铝材。功率变换电路中的全桥逆变器使用英飞凌碳化硅 MOSFET (IMW65R057M1H) 分别产生 85 和 850 kHz 的交流激励,全桥整流器则采用肖特基二极管 (20CPQ150)。

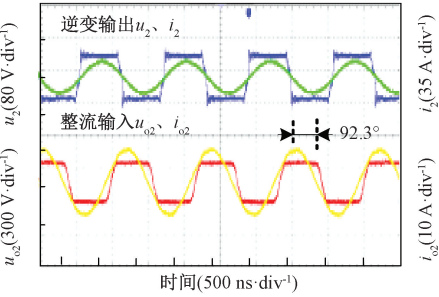
实验借助直流电源 (IT7805)、电子负载 (IT8817)、示波器 (DS7054)、阻抗测量仪 (E4980AL),测取系统功率变换电路的电压电流波形,得到实验样机装置的磁场能道逆变电路、电场能道逆变电路和整流电路的电压电流波形,如图 17、18 所示。

图 17 中 (a) 为耦合机构的接收侧在正对齐位置 (0 mm, 0 mm) 情况下,磁场能道单独作用时的功率变换电路的电压电流波形;图 17 (b) 为电场能道单独作用时



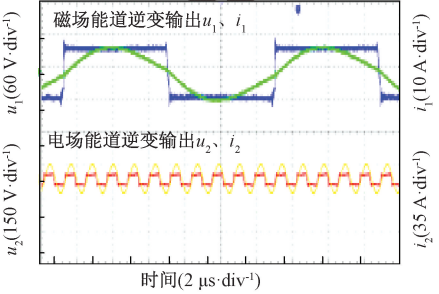
(a) 磁场能道单独作用时波形

(a) Waveform of the magnetic field acting alone



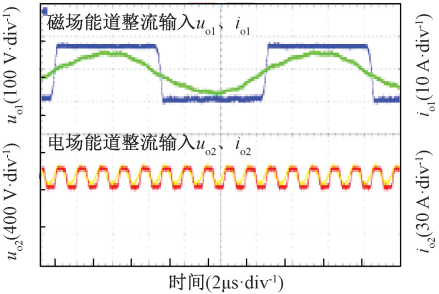
(b) 电场能道单独作用时波形

(b) Waveform of the electric field acting alone



(c) 同时作用时逆变器波形

(c) Waveform on the inverter side when acting simultaneously



(d) 同时作用时整流侧波形

(d) Waveform on the rectifier side when acting simultaneously

图 17 实验样机正对齐的波形

Fig. 17 Waveform diagram of the experimental prototype under aligned condition

的电压电流波形,图 17 (c) 和 (d) 为两个能道共同作用时的电压电流波形。通过对比 4 个功率变换电路波形图,

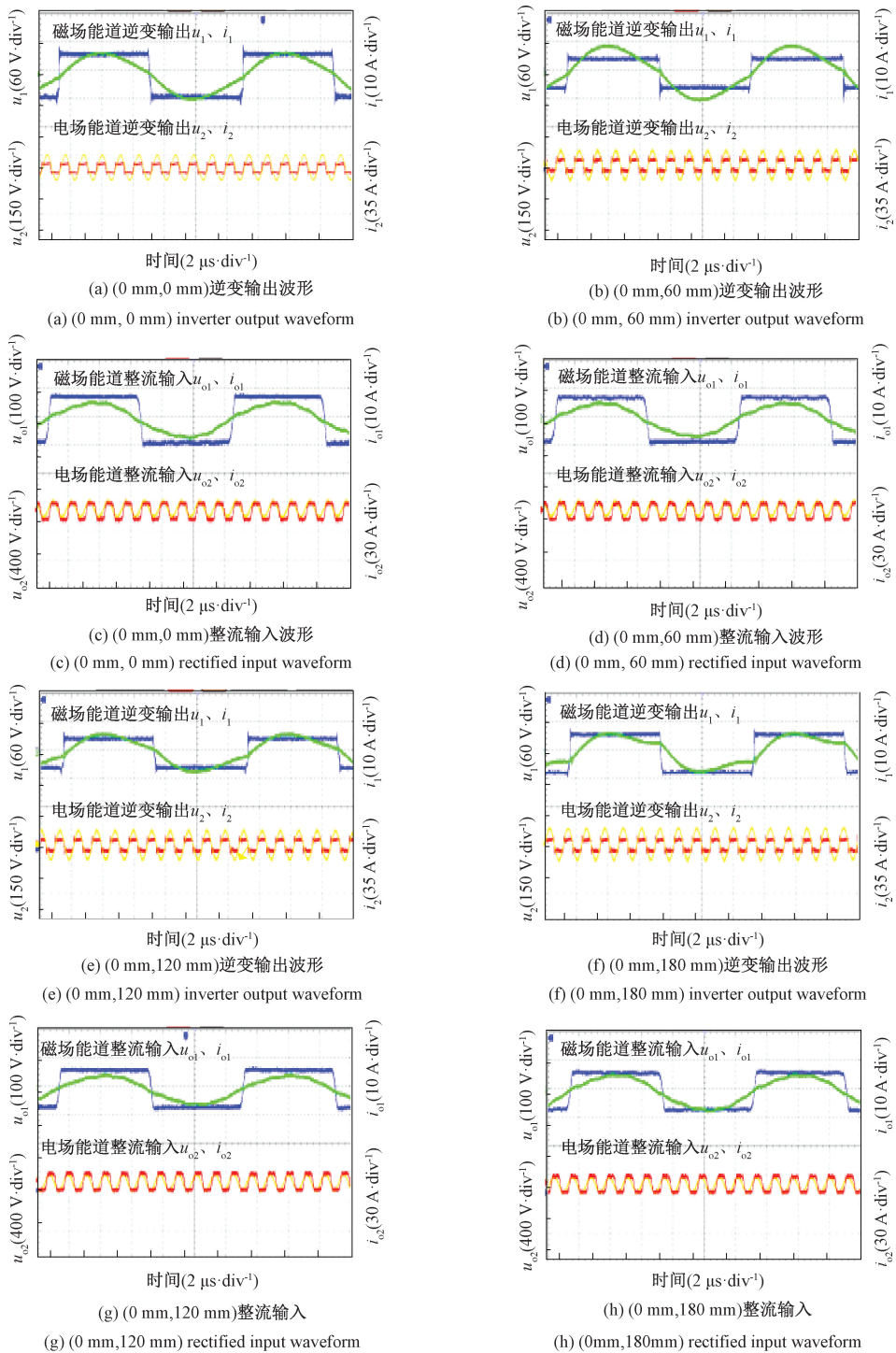


图 18 4 种偏移位置下实验波形

Fig. 18 Waveforms from four offset positions

验证了计及交互电容实现电磁集成耦合式能量传输的可行性,同时也验证了基于磁场能道的 LCC-S 谐振拓扑以及电场能道的双边 LC 谐振拓扑配置方法的可行性。

由图 17 可知,当两个能道共同作用时,输出电流相

位均存在滞后电压的情况,表征输入阻抗呈弱感性,这种特性利于实现开关器件的零电压开关工作模式,从而优化开关损耗。当输入直流电压为 50 V 时,磁场能道的输入功率为 552 W,输出功率为 486 W;电场能道的输入功率为 650 W,输出功率为 565 W,传输效率依次为 88%、

86.9%,与仿真值的偏差依次为 6.5%、2%,总传输效率为 87.5%。

同时,功率变换电路的电压电流波形未出现串扰现象,符合 2.2 和 2.3 节的阻抗分析结果。另外,图 17(b)中电流 i_{o1} 和 i_{o2} 之间的相位差为 92.3°,说明发射极板和接收极板之间的电压接近 90°,与式(28)和图 15 的仿真结果吻合。

表 3 对比并总结了本文所提 HC-WPT 系统与现有研究的各项指标。在输出功率方面,现有相关研究的系统输出功率多集中于 200~700 W 区间,本文所提系统的输出功率可达 1 051 W,显著提升了系统的功率输出能力,弥补了传统方案在千瓦级功率应用场景下的适配短板。在传输效率方面,测试数据表明系统的传输效率仍可达 87.5%,与同类系统的传统方案的最优效率 87.8% 基本持平。

表 3 与现有研究的比较

Table 3 Comparison with existing works

方法	尺寸/mm	功率/W	频率	效率/%	距离/mm
文献[15]	600×600	653	1 MHz	87.7	60
文献[16]	400×400	200	1 MHz	86.5	20
文献[17]	Φ210	300	3.2 MHz	87.3	12
文献[18]	300×300	278	800 kHz	87.8	120
文献[19]	300×300	438	728 kHz	86.2	10
本文	500×500	1 051	85/850 kHz	87.5	50

为验证电磁集成耦合式系统的抗偏移特性,将接收侧沿 Y 轴偏移 180 mm 并划分为 4 个典型偏移位置,在谐振拓扑参数固定的情况下,分析系统的抗偏移特性。测取了实验样机装置的电压电流波形,并测量了系统输出功率和效率。

图 18(a)、(b)、(e)、(f)给出了 4 个偏移位置下,两路逆变器的输出电压、电流波形。在不同位置下,两个能道逆变输出电压与电流的相位差均始终处于 0°~5°,说明系统输入阻抗处于弱感性,从而保证了开关器件均工作在零电压开关模式。当偏移一定程度时,电场能道逆变输入电流畸变程度较小,系统初步表现出良好的抗偏移特性。

图 18 中(c)、(d)、(g)、(h)测取了 4 种位置下整流前的电压、电流波形,样机系统 4 个位置的磁场能道输出功率约为 500 W、电场能道输出功率约为 550 W;样机系统总传输效率依次为 87.5%、86.3%、85.2%、82.3%,与仿真值的偏差依次为 5.1%、6.7%、8%、9.6%。偏移情况下效率降低是由于发射机构和接收机构的交互电容发生了变化,正对时的谐振拓扑并不完全适用偏移位置下的

样机系统,部分电流通过交互电容形成回路,引起了环流损耗。

在 Y 轴方向偏移 180 mm 的工况下,逆变器输出电压波形虽已开始出现明显畸变,但仍能维持基本的波形轮廓,未完全失稳,进一步说明样机具有良好的抗偏移特性。

5 结 论

该文提出了一种并行双能道电磁混合场耦合式 WPT 系统。通过建立计及交互电容的等效电路模型,分析了基于 3 类 11 组电容的磁场和电场双能道耦合影响,给出了混合场耦合机构及考虑交互电容的阻抗特性与耦合参数等效方法。面向磁场能道构建 LCC-S 谐振拓扑,电场能道构建双边 LC 拓扑,推导了谐振条件及参数解析关系,实现不受线圈结构影响的参数配置。实验样机在 50 mm 距离输出约为 1 kW 总功率(磁场能道 486 W,电场能道 565 W),在 0~180 mm 的 Y 轴偏移范围内功率稳定于 1 kW(波动<3.2%),逆变输出电压、电流波形畸变率≤5%,验证了系统具有强抗偏移能力。

参考文献

[1] 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.

[2] 刘焱晨,寇志伟,马蕴文,等. 基于可变电容调控的抗偏移性输出无线电能传输系统[J]. 仪器仪表学报, 2026, 47(3): 24-35.

LIU Y CH, KOU ZH W, MA Y W, et al. An output-regulated misalignment-tolerant wireless power transfer system based on switched-control capacitor[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2026, 47(3): 24-35.

[3] 苏玉刚,檀竹斌,胡宏晟,等. 电场耦合电动车动态无线充电系统及耦合机构设计方法[J]. 中国电机工程学报, 2025, 45(4): 1599-1610.

SU Y G, TAN ZH B, HU H SH, et al. Electric-field coupled dynamic wireless charging system for electric vehicles and the design method of coupler [J]. Proceedings of the CSEE, 2025, 45(4): 1599-1610.

[4] 司庆贺,李建贵,王隆杨,等. 基于偶极线圈的高抗偏移性无线电能传输系统[J]. 电子测量技术, 2024,

- 47(16):33-40.
- SI Q H, LI J G, WANG L Y, et al. A high anti-offset wireless power transfer system based on dipole coils[J]. *Electronic Measurement Technology*, 2024, 47(16):33-40.
- [5] BASAK S, KUNDU U, UMANAND L. A systematic approach for characterization of capacitive couplers for wireless EV charging [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2024, 71(9): 10422-10432.
- [6] 吴金龙, 高楚珊, 唐小波. 基于遗传模拟退火算法的无线电能传输系统[J]. *电子测量技术*, 2024, 47(22):19-24.
- WU J L, GAO CH SH, TANG X B. Wireless power transfer system based on genetic simulation annealing algorithm [J]. *Electronic Measurement Technology*, 2024, 47(22):19-24.
- [7] 谢诗云, 李青青, 李红玉, 等. 正交双能道无线电能传输系统耦合环流及传输性能分析[J]. *仪器仪表学报*, 2025, 46(12):284-299.
- XIE SH Y, LI Q Q, LI H Y, et al. Analysis of coupling circulating current and transmission performance in WPT system with quadrature double channels [J]. *Chinese Journal of Scientific Instrument*, 2025, 46(12): 284-299.
- [8] SUN M, DAI X, DENG P Q, et al. Phase synchronization method based on self-oscillation mode for bidirectional EC-WPT system[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2025, 40(5): 7477-7487.
- [9] LUO B, LIU Y ZH, ZHANG Y M, et al. A multiple independent-load output capacitive power transfer system with high coupler misalignment-tolerance for railway applications[J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2024, 60(5): 7566-7577.
- [10] WANG Y, ZHANG H, LU F. Review, analysis, and design of four basic CPT topologies and the application of high-order compensation networks [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2022, 37(5): 6181-6193.
- [11] LIU ZH, SU Y G, HU H SH, et al. Research on transfer mechanism and power improvement technology of the SCC-WPT system [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2023, 38(1): 1324-1335.
- [12] 李中启, 甘子玥, 任立权, 等. 无线电能传输系统高效率低漏磁的全向环绕型有源磁屏蔽结构[J]. *电子测量与仪器学报*, 2024, 38(1):94-105.
- LI ZH Q, GAN Z Y, REN L Q, et al. Omni-directional wrap-around active magnetic shield structure with high efficiency and low magnetic leakage for wireless power transfer systems[J]. *Journal of Electronic Measurement and Instrumentation*, 2024, 38(1): 94-105.
- [13] 苏玉刚, 邓晨琳, 胡宏晟, 等. 基于电场耦合的电能信号并行传输系统串扰抑制方法[J]. *电工技术学报*, 2024, 39(6):1613-1626.
- SU Y G, DENG CH L, HU H SH, et al. Crosstalk suppression method for electric-field coupled power and signal parallel transmission system[J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2024, 39(6): 1613-1626.
- [14] LUO B, LONG T, GUO L M, et al. analysis and design of inductive and capacitive hybrid wireless power transfer system for railway application[J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2020, 56(3): 3034-3042.
- [15] QING X D, LI Z J, WU X Y, et al. A hybrid wireless power transfer system with constant and enhanced current output against load variation and coupling misalignment[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2023, 38(10): 13219-13230.
- [16] WANG Y, YANG J X, WANG K Y, et al. Highly integrated hybrid inductive and capacitive power transfer system with asymmetrical printed-circuit-board-based self-resonator[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2025, 40(7): 10254-10264.
- [17] ZHANG X, LI G Y, CHEN T, et al. A high-efficiency underwater hybrid wireless power transfer system with low plate voltage stresses [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2024, 39(8): 10546-10557.
- [18] WANG F X, YANG Q X, ZHANG X, et al. Enhancing misalignment tolerance in hybrid wireless power transfer system with integrated coupler via frequency tuning[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2024, 39(9): 11885-11899.
- [19] LI S Q, XIA K, LI T, et al. A novel comb-shaped coupler for hybrid inductive and capacitive wireless power transfer system [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2025, 40(4): 4787-4792.
- [20] MEI Y, WU J D, HE X N. Common mode noise analysis for inductive power transfer system based on distributed stray capacitance model[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2022, 37(1): 1132-1145.
- [21] BUDHIA M, COVIC G A, BOYS J T. Design and

optimization of circular magnetic structures for lumped inductive power transfer systems[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 26(11): 3096-3108.

- [22] 全国汽车标准化技术委员会 (SAC/TC 114). 电动汽车无线充电系统第 1 部分: 通用要求: GB/T 38775.1—2020[S]. 中国标准出版社, 2020:1-32.
National Technical Committee of Auto Standardization (SAC/TC 114). Electric vehicle wireless power transfer—Part 1: General requirements: GB/T 38775.1—2020[S]. Beijing: Standards Press of China, 2020: 1-32.
- [23] WU X Y, SU Y G, HU A P, et al. Multiobjective parameter optimization of a four-plate capacitive power transfer system [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2020, 9(2): 2328-2342.

作者简介



谢诗云(通信作者),2010 年和 2017 年于重庆大学获得学士学位和博士学位,现为重庆理工大学副教授,硕士生导师,主要从事无线电能传输技术、电能变换与控制研究。

E-mail:xieshiyun1987@cqut.edu.cn

Xie Shiyun (Corresponding author) received his B.Sc. and Ph. D. degrees both from Chongqing University in 2010 and 2017, respectively. He is currently an associate professor at Chongqing University of Technology. His main research interests include wireless power transfer and power conversion and control.



谭裕文,2023 年于重庆理工大学获得学士学位,现为重庆理工大学硕士生,主要研究方向为无线电能传输技术。

E-mail: 2898463412@qq.com

Tan Yuwen received his B.Sc. degree from Chongqing University of Technology in 2023. He is pursuing his

M. Sc. degree at Chongqing University of Technology. His main research interest includes wireless power transfer.



杨婷婷,2023 年于重庆理工大学获得学士学位,现为重庆理工大学硕士生,主要研究方向为无线电能传输技术。

E-mail: 1343998434@qq.com

Yang Tingting received her B.Sc. degree from Chongqing University of Technology in 2023. She is pursuing her M.Sc. degree at Chongqing University of Technology. Her main research interest includes wireless power transfer.



耿宇宇,2014 年和 2019 年于北京交通大学获得学士和博士学位,现为重庆理工大学电气与电子工程学院讲师,硕士生导师。主要从事大功率无线电能传输技术,车载电源电磁性能评估模型与抑制方法研究。

E-mail:20190029@cqut.edu.cn

Geng Yu Yu received his B.Sc. and Ph. D. degrees both from Beijing Jiaotong University in 2014 and 2019, respectively. He is currently a lecturer and master's degree supervisor at the School of Electrical and Electronic Engineering, Chongqing University of Technology. His main research interests include high-power wireless power transfer technology, and suppression methods of on-board power supplies.



彭春尧,2023 年于重庆理工大学获得学士学位,现为重庆理工大学硕士生,主要研究方向为无线电能传输技术。

E-mail:1351068129@qq.com

Peng Chunyao received his B.Sc. degree from Chongqing University of Technology in 2023. He is pursuing his M.Sc. degree at Chongqing University of Technology. His main research interest includes wireless power transfer.