

DOI: 10.19650/j.cnki.cjsi.J2615019

分立型集成式电磁混合场耦合无线电能传输系统*

谢诗云,杨婷婷,彭春尧,张 路,谭裕文

(重庆理工大学 重庆 400054)

摘 要:无线电能传输技术(WPT)通过非接触方式实现电能传输,在电动汽车、医疗植入及工业机器人等领域具有重要应用价值。利用磁场耦合式无线电能传输(MC-WPT)的强耦合以及电场耦合式无线电能传输(EC-WPT)的抗偏移性优势结合为电磁混合场耦合无线电能传输(HC-WPT),在提升功率密度的同时提高传输功率。针对现有混合无线电能传输系统皆未考虑线圈与极板之间分布电容的局限,构建了分立型集成式电磁混合场耦合 WPT 系统。首先,建立了以收发线圈作为磁场耦合能道而屏蔽铝板作为电场耦合能道的集成式耦合机构,揭示了分布电容的组成、连接方式并给出了耦合机构的等效全模型。接着,建立了输入源分别作用下的计及交互耦合的电、磁场能道等效模型,将两路能道的交互耦合参数化,并给出了磁场 LCC-S、电场 LCLL-LC 的分立型谐振网络的参数配置方法。然后,分析了 HC-WPT 系统的传输特性,明确了磁场能道呈现出恒压输出特性,而电场能道则表现为耦合机构恒定激励特性。提出了以两能道输出功率比为调控目标的功率分配策略,通过调控电场能道的输入电压,实现了在耦合条件变化下两能道间的功率平衡分配。最后,搭建了 50 mm 传输距离 770 W 的分立型集成式电磁混合场耦合无线电能传输系统样机,验证了谐振参数配置方法和功率分配策略的有效性。

关键词:无线电能传输系统;电磁场;集成式耦合机构;分布电容;功率分配

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

Discrete-integrated electromagnetic hybrid-field coupled wireless power transfer system

Xie Shiyun, Yang Tingting, Peng Chunyao, Zhang Lu, Tan Yuwen

(Chongqing University of Technology, Chongqing 400054, China)

Abstract: Wireless power transfer technology (WPT) enables energy transmission in a contactless manner, holding significant application value in fields such as electric vehicles, medical implants, and industrial robots. By combining the strong coupling capability of magnetic-field coupled wireless power transfer (MC-WPT) and the superior misalignment tolerance of electric-field coupled wireless power transfer (EC-WPT), a hybrid-field coupled wireless power transfer (HC-WPT) system is formed, which enhances power density while increasing the transmission power. To address the limitation that existing HC-WPT systems do not consider the distributed capacitance between the coils and plates, this paper constructs a discrete-integrated electromagnetic hybrid-field coupled WPT system. First, an integrated coupling mechanism is established, in which the transmitter and receiver coils serve as the magnetic-field coupling channel and the shielding aluminum plates act as the electric-field coupling channel. The composition and connection configuration of the distributed capacitance are analyzed, and a complete equivalent model of the coupling mechanism is subsequently established. Second, equivalent models for the electric and magnetic field channels under the action of separate input sources are established, taking into account interactive coupling. The interactive coupling of the two energy transmission channels is parameterized. Furthermore, a parameter configuration method for the discrete resonant networks-LCC-S topology for the magnetic energy channel and LCLL-LC topology for the electric field channel—is provided. Subsequently, the power transfer characteristics of the system are analyzed, clarifying that the magnetic field channel exhibits constant voltage output characteristics, while the electric field channel shows constant-excitation characteristics for the coupling mechanism. A power allocation strategy aimed at regulating the output power ratios of the two channels is

收稿日期:2026-03-13

Received Date: 2026-03-13

* 基金项目:国家自然科学基金项目(52207004)、重庆市自然科学基金项目(CSTB2024NSCQ-MSX0382)资助

proposed; by adjusting the input voltage of the electric energy channel, balanced power distribution between the two energy channels under varying coupling conditions is achieved. Finally, a prototype of the discrete-integrated electromagnetic hybrid-field coupled WPT system with a 50 mm transfer distance and 770 W output is built, validating the effectiveness of the resonant parameter configuration method and the power allocation strategy.

Keywords: wireless power transfer; electromagnetic field; integrated coupling mechanism; distributed capacitance; power distribution

0 引言

无线电能传输技术(wireless power transfer, WPT)通过电磁场、微波等载体以非接触式方式传输能量。因安全、便捷、美观、环境适应能力强、灵活性高等优点,摆脱了传统拔插式充电方式安全系数低、操作繁琐、维护成本高、环境适应能力差的局限,在电动汽车、无人机、自主水下航行器以及生物医学等领域得到了广泛应用^[1-4]。

实现 WPT 的传输方式主要有磁场耦合式无线电能传输(magnetic-field coupled wireless power transfer, MC-WPT)和电场耦合式无线电能传输(electric-field coupled wireless power transfer, EC-WPT)^[5]。MC-WPT 利用磁场在线圈之间传输能量,由于其中远距离的高能效性得到充分研究,目前已在便携式设备和消费电子产品中实现商业化^[6-8]。在高频应用中,MC-WPT 系统通常需要使用铝板用于屏蔽磁场。耦合线圈除了激发磁场,同时与导体铝板形成分布电容,在高频工作条件下尤为显著。分布电容的存在会改变系统的谐振条件,导致谐振频率发生偏移。因此分析并利用线圈与铝板之间的相互作用有利于提高系统的效率以及功率密度。

EC-WPT 通过极板间电荷移动形成电场传递能量。相比于 MC-WPT,EC-WPT 极板间允许金属的存在,使得系统的设计更为灵活,同时利用金属板的合理排布和导电特性可以改善能量传输的性能^[9-13]。由于 EC-WPT 系统金属成本低、重量轻、无涡流损耗等优势,国内外专家学者已围绕其传输特性及应用开展了诸多研究。

混合无线电能传输(hybrid-field coupled wireless power transfer, HC-WPT)系统将 MC-WPT 与 EC-WPT 相结合,提高了系统的传输功率和空间利用率。

在现有关于 HC-WPT 的研究中,文献[14]设计了一种面向 HC-WPT 系统的耦合机构,实现了磁场耦合和电场耦合的双通道叠加。该系统不仅考虑了线圈之间的分布电容,还考虑了极板与地面和周围环境的杂散电容,相比于 MC-WPT 系统或 EC-WPT 系统有效提高了系统的效率。文献[15]提出了一种基于 LC(inductor-capacitor)谐振拓扑的 HC-WPT 系统,考虑了线圈之间的分布电容对系统性能的影响,提高了系统的抗偏移性。文献[16]将线圈自感作为极板电容的谐振网络构建了 HC-WPT 系统,具有与负载无关的传输特性。文献[17]提出了一种

面向水下应用场合的 HC-WPT 系统,采用两对 C 型金属极板有效减小了涡流效应,且两路能量传输路径能够相互补偿,增强了系统对环境变化的适应性和鲁棒性,不仅提高了能效性,还降低了系统的复杂性和成本。文献[18]将 SS(series-series)型 MC-WPT 系统与双边 LC 型 EC-WPT 系统结合,提出了一种适用于轨道列车场合的 HC-WPT 系统。该系统虽具有良好的抗偏移性,但线圈背面未加入铁氧体和铝板,因而限制了系统的传输距离和品质因数。

现有文献所构建的 HC-WPT 系统将电场能道的谐振电感作为磁场能道的耦合线圈,有效提高了系统的传输功率和空间利用率。然而,为满足电场耦合传能的高极板电压以及高电容阻抗的需求,磁场与电场采用统一频率,频率通常处在百千赫兹至若干兆赫兹之间,在此频率下,磁场泄露量大、距离远,现有文献均未考虑铝板屏蔽磁场的作用,同时忽略了铝板与线圈之间的分布电容。

针对现有混合无线电能传输系统皆未考虑线圈与极板之间分布电容的局限,本文提出了一种分立型集成式电磁混合场耦合无线电能传输系统。通过表征线圈与极板间的分布电容,构建了混合场耦合机构的等效全模型。建立了输入源分别作用下的计及交互耦合的电场、磁场能道等效模型,将两路能道的交互耦合参数化,提出了分立型谐振拓扑的参数配置方法。分析了 HC-WPT 系统的传输特性,据此研究了电场和磁场能道的输出功率比,提出了以两能道输出功率比为调控目标的功率分配策略,通过调控电场能道的输入电压,实现了电场、磁场能道的功率平衡分配。最后通过仿真与实验样机验证了所提出系统理论的正确性。

1 分立型集成式 HC-WPT 系统结构及原理

1.1 HC-WPT 系统组成及工作原理

图1为分立型集成式 HC-WPT 系统的结构图。系统由直流电压源 U_{dc} 、磁场能道和电场能道及等效负载 R_L 构成。磁场和电场两路能道呈对称结构,均由全桥逆变器、谐振网络、耦合通道与整流滤波电路组成。其中:1) 电场能道逆变器 II 运行频率为 f_e , 磁场能道逆变器 I 运行频率为 f_m ; 2) 磁场能道的谐振网络采用 LCC-S(inductor-capacitor-capacitor-series compensation) 型拓扑, 电场能道则使用 LCLL-LC(inductor-capacitor-inductor-

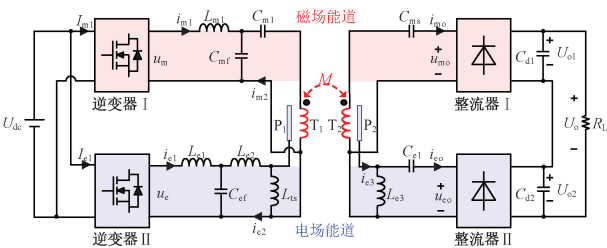


图 1 分立型集成式 HC-WPT 系统结构
Fig. 1 Structure of the discrete-integrated HC-WPT system

inductor-inductor-capacitor) 型拓扑;3) 磁场耦合能道由发射线圈 T_1 和接收线圈 T_2 构成,而电场耦合能道不仅包含极板 P_1 和 P_2 ,还包括线圈 T_1 与 T_2 。磁场和电场耦合能共同构成了集成式混合场耦合机构。

HC-WPT 系统磁场和电场能道的逆变器将直流电压源转换为两路交流电压,通过两路分立的谐振网络后分别经由发射线圈和极板激发耦合磁场和电场,接收侧的线圈和极板同时拾取到感应电压和位移电流,再经过接收侧谐振网络后接入整流滤波电路,最终实现磁场和电场能道共同给负载提供电能。

图 1 中 L_{m1} 、 C_{m1} 、 C_{mf} 和 C_{ms} 构成了磁场能道的 LCC-S 谐振网络, L_{e1} 、 C_{e1} 、 L_{e2} 、 L_{ts} 和 L_{e3} 、 C_{e1} 构成了电场能道的 LCLL-LC 谐振网络;发射线圈 T_1 和接收线圈 T_2 的自感为 L_1 和 L_2 , M 为发射与接收线圈间的耦合互感, C_{d1} 、 C_{d2} 为滤波电容, U_o 为系统输出电压。

两路能道运行频率比 α_f 不低于 10,即 f_e 至少为 f_m 的 10 倍频。鉴于铁氧体导磁机构内部损耗与频率的相关性,磁场能道 f_m 需处于 100 kHz 量级;电场能道 f_e 则需处于 1 000 kHz 量级,用以降低收发侧耦合电容网络的阻抗值。

1.2 集成式混合场耦合机构

图 2 为集成式混合场耦合机构。图 2(a) 为集成式电磁混合场耦合机构的立体视图。混合场耦合机构包含了磁场耦合能道和电场耦合能道。磁场耦合能道由发射线圈 T_1 和接收线圈 T_2 、铁氧体导磁机构和铝板构成,如图 2(c) 所示。其中,收发线圈采用圆型绕制,导磁机构

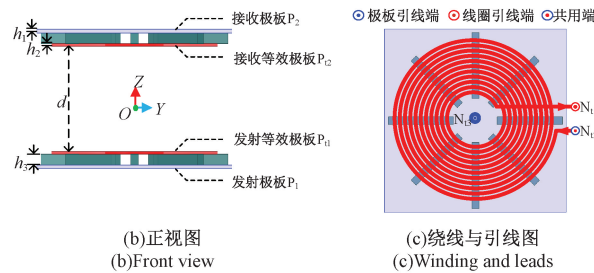
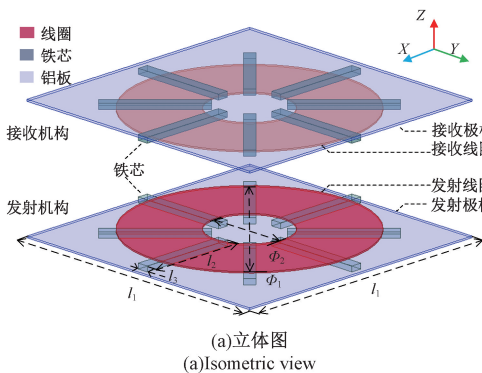


图 2 集成式混合场耦合机构
Fig. 2 Integrated hybrid-field coupling mechanism

的铁氧体块呈辐射分布,铝板用以屏蔽泄露磁场;电场耦合能道呈同轴四极分布,如图 2(b) 所示。电场发射机构由极板 P_1 和 P_{11} 构成,而接收机构包括极板 P_2 和 P_{12} 。其中,等效极板 P_{11} 和 P_{12} 为线圈 T_1 和 T_2 的外层铜表面。磁场能道的耦合线圈既要用以激励磁场,又要作为等效极板激发磁场。

图 2(c) 给出了混合场发射机构的绕线与引线图。铝板板中心处设置了引线端 N_3 ,并连接于电场能道的 LCLL 谐振网络;线圈两组引线端标记为 N_{11} 和 N_{12} ,其中 N_{11} 端连接于磁场能道 LCC 谐振网络,另一端 N_{12} 则同时连接于 LCC 和 LCLL 网络,如图 1 所示。接收机构与发射机构采用相同绕线和引线形式,且接收侧线圈及极板的引线端标记为 N_{21} 、 N_{22} 和 N_{23} 。

图 3 为混合场耦合机构在 YOZ 面的磁场和电场分布。

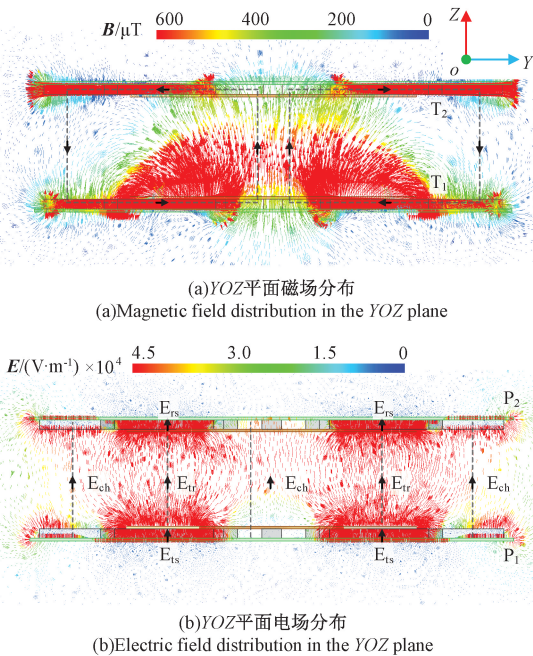


图 3 混合场耦合机构的磁场和电场分布
Fig. 3 Magnetic and electric field distributions of the hybrid-field coupling mechanism

由图3(a)可见,发射线圈 T_1 的激励磁场分布关于机构中心轴对称,强磁场耦合区域分布于中心区域和导磁机构。磁场耦合环路经由中心区域、发射侧和接收侧导磁机构和边缘区域。接收侧线圈 T_2 通过拾取耦合磁场的垂直分量获得感应电压。

耦合电场同样关于机构中心轴呈对称分布,如图3(b)所示,耦合电场集中于4处区域:1)铝板 P_1 和 P_2 ;2)等效极板 P_{t1} 和 P_{t2} ;3)等效极板 P_{t1} 和铝板 P_1 ;4)等效极板 P_{t2} 和铝板 P_2 ,依次对应于图3(b)的电场 E_{ch} 、 E_{tr} 、 E_{ts} 和 E_{rs} 。接收侧极板 P_2 和线圈等效极板 P_{t2} 通过耦合电场的垂直分量感应位移电流。

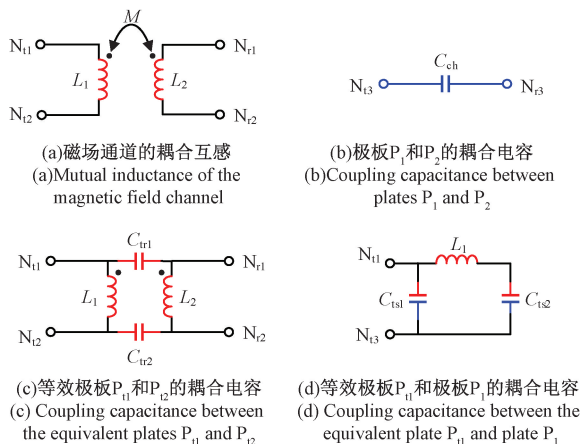
当磁场和电场能道共同工作时,发射机构同时激发磁场和电场,接收机构则由混合耦合场拾取电能。

2 分立型集成式 HC-WPT 系统等效模型

2.1 集成式耦合机构的等效模型

集成式混合场耦合机构包含磁场能道和电场能道。磁场能道等效为互感耦合模型,如图4(a)所示,而电场能道的耦合作用等效为分布电容。其中,对于单引线端的极板 P_1 和 P_2 ,极板之间的耦合电场 E_{ch} 表征为单个集中电容 C_{ch} ,如图4(b)所示;至于线圈等效极板 P_{t1} 和 P_{t2} 的耦合电场 E_{tr} ,极板间的耦合电场 E_{tr} 表征为电容 C_{tr} ,考虑到线圈配置了双引线端,进而将电容 C_{tr} 均分为两组分量 C_{tr1} 和 C_{tr2} ,如图4(c)所示;类似地,对于发射侧线圈等效极板 P_{t1} 和极板 P_1 的耦合电场 E_{ts} ,其表征电容为 C_{ts} 并均分为 C_{ts1} 和 C_{ts2} 两组分量,如图4(d)所示;至于接收侧 P_{t2} 和 P_2 的耦合电场 E_{rs} ,其等效耦合网络与发射侧呈对称分布。

综合线圈 T_1 和 T_2 、极板 P_1 和 P_2 、等效极板 P_{t1} 和 P_{t2} 、等效极板与铝极板4部分的耦合模型,可构建混合场耦合机构的等效全模型,如图4(e)所示,分布电容满足关系式(1)。



对于发射侧,当电场能道发射侧 LCLL 谐振网络满足参数约束条件:

$$\begin{cases} \omega_e^2 C_{e1} L_{e1} = 1 \\ \omega_e^2 C_{ts2} L_{ts} = 1 \\ \alpha_f \geq 10^1 \end{cases} \quad (2)$$

Z_{m1} 和 Z_{m2} 的阻抗表达式分别为:

$$Z_{m1} = j\omega_m L_{e2} + \frac{1}{j\omega_m C_{ef} + \frac{1}{j\omega_m L_{e1}}} \approx j\omega_m (L_{e2} + L_{e1}) \quad (3)$$

$$Z_{m2} = \frac{1}{j\omega_m C_{ts2} + \frac{1}{j\omega_m L_{ts}}} = j\omega_m L_{ts} \frac{1}{1 - \frac{1}{\alpha_f^2}} \approx j\omega_m L_{ts} \quad (4)$$

其中,式(3)说明了在磁场能道运行频率下的 Z_{m1} 所对应谐振网络可近似等效为 L_{e1} 和 L_{e2} 的串联电路;式(4)则表明了 Z_{m2} 可视为谐振电感 L_{ts} 。

对于接收侧, Z_{m3} 和 Z_{m4} 的阻抗模值比为:

$$\begin{cases} \left[\frac{Z_{m3}}{Z_{m4}} \right] = \frac{\alpha_{L_{ef}}}{\sqrt{1 + \alpha_q^2}} \\ \alpha_{L_{ef}} = \frac{L_{ef}}{L_{rs}} \end{cases} \quad (5)$$

当电场能道接收侧 LC 谐振参数满足条件:

$$\begin{cases} \omega_e^2 C_{rs2} L_{rs} = 1 \\ \alpha_{L_{ef}} \leq 10^{-1} \\ \alpha_q = \frac{Q_{eL}}{\alpha_f} \geq 1 \end{cases} \quad (6)$$

其中, Q_{eL} 为电场接收侧负载品质因数,表示为: $Q_{eL} = 1/(\omega_e C_{e1} R_{eq2})$ 。

此时, Z_{m4} 相对 Z_{m3} 高出至少 1 个数量级,即 Z_{m3} 在两者的并联电路中呈主导,其阻抗表达式为:

$$Z_{m3} = \frac{j\omega_m L_{ef} (R_{eq1} + j\omega_m C_{e1})}{j\omega_m L_{ef} + (R_{eq1} + j\omega_m C_{e1})} = \frac{\omega_m L_{ef} (\alpha_q + j)}{1 + \alpha_q^2} \quad (7)$$

将图 6(a) 中的 Z_{m1} 和 Z_{m2} 并联阻抗表示为 Z_{mt} ,而 Z_{m3} 和 Z_{m4} 的并联阻抗为 Z_{mr} ,可获得基于双孔交互网络的磁场能道等效电路,如图 6(b) 所示。

结合 Z_{m1} 和 Z_{m2} 的端口阻抗特性,可得 Z_{mt} 的表达式为:

$$Z_{mt} = j\omega_m \frac{(L_{e1} + L_{e2}) L_{ts}}{L_{e1} + L_{e2} + L_{ts}} \quad (8)$$

可见 Z_{mt} 为 L_{e1} 和 L_{e2} 、 L_{ts} 的串并联等效支路阻抗。由 Z_{m3} 和 Z_{m4} 端口阻抗的相对数量级关系,则 Z_{mr} 可等效为 Z_{m3} 。

相对于支路阻抗 Z_{mt} 和 Z_{mr} ,因为感应磁场的磁导率和耦合电场的介电率之间的量级差异,耦合电容 C_{rs1} 、 C_{tr1} 和 C_{ts1} 具有如式(9)所示的量级性质。

$$\begin{cases} \left[\frac{Z_{rs1}}{Z_{mr}} \right] = \frac{\sqrt{1 + \alpha_q^2}}{C_{rs1} L_{ef}} \approx 10^3 \\ \left[\frac{Z_{tr1}}{Z_{mt}} \right] = \frac{1}{C_{tr1} L_{ts} \parallel (L_{e2} + L_{e1})} \approx 10^2 \\ \left[\frac{Z_{ts1}}{Z_{mt}} \right] = \frac{Z_{ts1}}{Z_{tr1}} \left[\frac{Z_{tr1}}{Z_{mt}} \right] \approx 10^1 \\ \frac{Z_{tr1}}{Z_{ts1}} \approx 10^1, \quad \frac{Z_{rs1}}{Z_{ch}} \approx 10^0 \end{cases} \quad (9)$$

在式(9)中,阻抗 Z_{ts1} 、 Z_{tr1} 、 Z_{ch} 、 Z_{rs1} 对应图 6(b) 双孔耦合网络的耦合电容;运算符 $\parallel$ 代表两项倒数之和的倒数;比值的幂次则表示阻抗之间的相差数量级,零次幂即代表处于同数量级。

依据 Y 联结和 Δ 联结电路的等效转换方法,可将图 6(b) 的联结方式转换为基于单孔交互网络的等效电路,如图 6(c) 所示。各支路阻抗表达式为:

$$\begin{cases} Z_{mt1} = \frac{Z_{tr1} Z_{ts1}}{Z_{\Delta 1}}, \quad Z_{mt2} = \frac{Z_{mt} Z_{tr2}}{Z_{\Delta 2}} \\ Z_{mtr1} = \frac{Z_Y Z_{ts1}}{Z_{\Delta 1} Z_{mr}}, \quad Z_{mtr2} = \frac{Z_Y Z_{mt}}{Z_{\Delta 2} Z_{rs1}} \\ Z_{mr1} = \frac{Z_Y Z_{tr1}}{Z_{\Delta 1} Z_{mr}}, \quad Z_{mr2} = \frac{Z_Y Z_{tr2}}{Z_{\Delta 2} Z_{rs1}} \\ Z_{mr3} = \frac{Z_Y}{Z_{ch}} \end{cases} \quad (10)$$

式中: Z_Y 、 $Z_{\Delta 1}$ 和 $Z_{\Delta 2}$ 为等效转换的过程参量,且其表达式为:

$$\begin{cases} Z_{\Delta 1} = Z_{ch} + Z_{rs1} + Z_{tr1} + Z_{ts1} + Z_{ch} Z_{rs1} / Z_{mr} \\ Z_{\Delta 2} = Z_{ch} + Z_{mr} + Z_{mt} + Z_{tr2} + Z_{ch} Z_{mr} / Z_{rs1} \\ Z_Y = Z_{mr} Z_{ch} + Z_{mr} Z_{rs1} + Z_{ch} Z_{rs1} \end{cases} \quad (11)$$

结合式(9)和(10)可获得 N_{t1} - N_{t2} 支路、 N_{r1} - N_{r2} 支路、连接两支路的阻抗为:

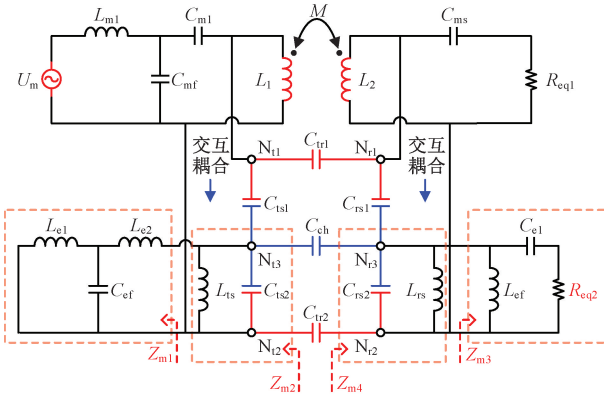
$$\begin{cases} Z_{mt1} + Z_{mtr1} + Z_{mtr2} + Z_{mt2} \approx Z_{ts1} \\ Z_{mr3} \approx Z_{rs1} \\ \frac{Z_{mtr1} + Z_{mtr2}}{Z_{mr1} + Z_{mr2}} \approx \frac{Z_{ts1}}{Z_{tr1}} \end{cases} \quad (12)$$

式(12)说明了在 ω_m 频率下 Z_{mt1} 、 Z_{mtr1} 、 Z_{mtr2} 和 Z_{mt2} 的串联作用可集中等效为 C_{ts1} ; Z_{mr3} 的简化则表明了 N_{r1} - N_{r2} 支路可等效为 C_{rs1} ;在式(12)的简化基础上,若配置 C_{ms} 以补偿 N_{r1} - N_{r2} 支路和 L_2 在接收侧形成的无功功率,那么 Z_{mr1} 和 Z_{mr2} 支路可视为断路,即 N_{r1} - N_{r2} 支路被 Z_{mr1} 和 Z_{mr2} 共同阻隔了与前级 N_{t1} - N_{t2} 的连接。此时,磁场能道等效电路为图 6(d) 所示。

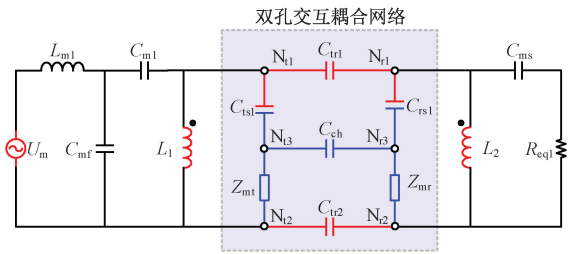
对比图 6(a) 和 (d) 可知,电场能道的交互耦合作用表征为发射和接收线圈两端的并联电容,如图 6(d) 中的

C_{ts1} 和 C_{rs1} ; 而且, C_{ts1} 和 C_{rs1} 与收发线圈构成的交互环路

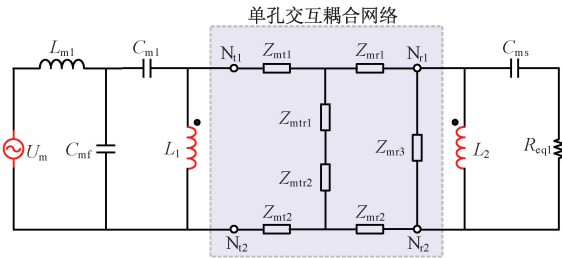
共同决定磁场能道的耦合特性参数。



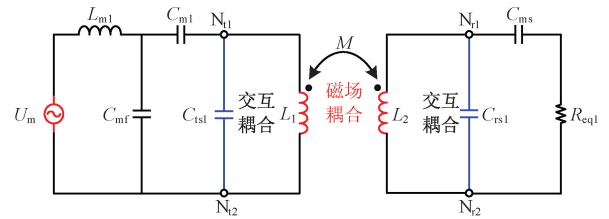
(a) 磁场能道单独工作时的系统等效电路
(a) Equivalent circuit of the system when the magnetic field channel operates independently



(b) 基于双孔交互耦合网络的磁场能道等效电路
(b) Equivalent circuit of the magnetic field channel based on a two-port interactive coupling network



(c) 基于单孔交互耦合网络的磁场等效电路
(c) Equivalent circuit of the magnetic field based on a single-port interactive coupling network



(d) 计及交互耦合网络的磁场等效电路
(d) Equivalent circuit of the magnetic field incorporating the interactive coupling network

图 6 计及交互耦合的磁场能道等效模型

Fig. 6 Equivalent model of the magnetic field channel incorporating interactive coupling

2.3 计及交互耦合的电场能道等效模型

图 7 为计及交互耦合的电场能道等效模型, 其中电场能道输入源 U_e 。单独工作时的系统近似等效电路如图 7(a) 所示。磁场能道在电场能道的收发侧形成了交互耦合通道; Z_{et} 和 Z_{er} 表示磁场能道对应虚框的端口阻抗。

对于发射侧的交互耦合通道, 其等效电路源于 LCC 网络和自感 L_1 两方面近似:

$$\begin{cases} \omega_m^2 C_{mf} L_{m1} = 1 \\ \alpha_f \geq 10^1 \end{cases} \quad (13)$$

此时, LCC 网络的端口阻抗 Z_{et} 可表示为式 (14), 由此说明 LCC 网络可等效为 C_{m1} 与 C_{mf} 的串联电路。

$$Z_{et} = \frac{1}{j\omega_e} \left(\frac{1}{C_{m1}} + \frac{1}{C_{mf}} \frac{1}{1 - \frac{1}{\alpha_f^2}} \right) \approx \frac{1}{j\omega_e} \frac{C_{m1} + C_{mf}}{C_{m1} C_{mf}} \quad (14)$$

图 7(d) 中, C_{fm} 表达式为:

$$C_{fm} = \frac{C_{m1} C_{mf}}{C_{m1} + C_{mf}} \quad (15)$$

2) 定义磁场能道的电感比值为 $\alpha_L = L_1/L_{m1}$, 当 $\alpha_L \leq 10$ 时, C_{m1} 和 C_{mf} 的串联阻抗相对于自感 L_1 的模值比为式 (16)。式 (16) 表明 L_1 的阻抗高出至少 1 个数量级, 即自感 L_1 的作用可忽略。

$$\left[\frac{Z_{et}}{Z_{L1}} \right] = \left[\frac{1}{j\omega_e C_{fm}} \right] = \frac{1}{a_f^2 a_L} \quad (16)$$

综合这两方面近似, 发射侧的交互耦合通道可等效为 C_{m1} 与 C_{mf} 的串联支路。

对于接收侧的交互耦合通道, 其等效电路源于整流器 I 和自感 L_2 两方面近似。

首先, 由于磁场能道的整流器 I 以频率 f_m 进行电能变换, 滤波电容 C_{d1} 对高频电场分量呈旁路作用, 即电场能道对磁场能道接收侧的交互耦合分量不经过负载 R_L , 因而接收侧的端口阻抗 Z_{er} 近似等效为 C_{ms} 。

其次, C_{ms} 与自感 L_2 两者的阻抗模值比为式 (17), 式 (17) 表明 L_2 的阻抗高出至少 2 个数量级, 即可忽略自感 L_2 的交互作用。

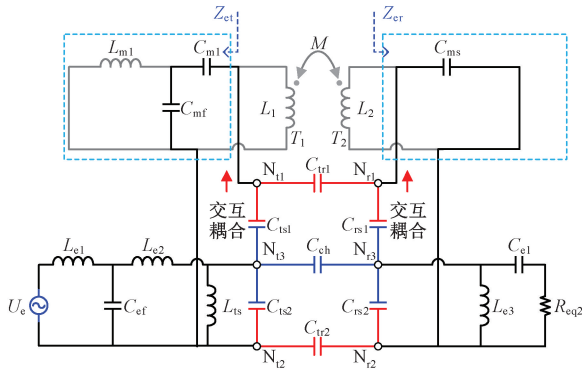
$$\left[\frac{Z_{er}}{Z_{L_2}} \right] = \left[\frac{1}{j\omega_e C_{ms}} \right] \approx \frac{1}{a_f^2} \quad (17)$$

综合这两方面原因,接收侧的交互耦合通道可等效为谐振元件 C_{ms} 。

至于发射和接收线圈,其自感 L_1 和 L_2 所在支路未构成交互耦合通道,因而在电场能道单独工作情况下,可忽略收发线圈的磁场耦合作用。

由交互耦合通道发射侧和接收侧的阻抗特性,调整图 7(a) 的结点拓扑可得双孔交互网络的电场能道等效电路,如图 7(b) 所示。相对于交互耦合通道的等效电容 C_{fm} ,耦合电容 C_{rs1} 、 C_{tr1} 和 C_{ls1} 具有性质:

$$\begin{cases} \frac{C_{fm}}{C_{tr1}} \approx 10^3, & \frac{C_{ts1}}{C_{tr1}} \approx 10 \\ \frac{C_{fm}}{C_{rs1}} \approx 10^2, & \frac{C_{ts1}}{C_{rs1}} \approx 10^0 \end{cases} \quad (18)$$



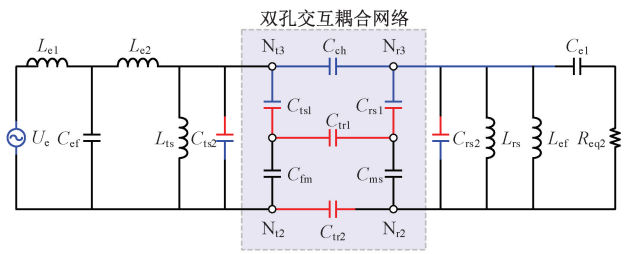
(a) 电场能道单独工作时的系统等效电路
(a) Equivalent circuit of the system when the electric field channel operates independently

依据式 (10) 和 (11) 给出的双-单孔交互网络的转换方法,可将图 7(b) 转换为单孔交互网络等效电路,如图 7(c) 所示。

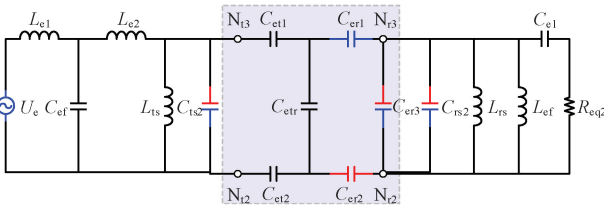
当满足 $\alpha_{Cm} = C_{fm}/C_{ms} \approx 1$ 及 $\alpha_{C_e} = C_{ch}/C_{tr} \approx 1$ 的量级条件时,结合式 (10) 可获得图 7(c) 单孔交互网络内部的耦合电容为:

$$\begin{cases} C_{et1} = 2\alpha_{C_e} C_{ms}, & C_{et2} = 2C_{fm} \\ C_{etr} = 2C_{fm} \parallel \left(C_{ts1} + \frac{C_{rs1} C_{tr1} (C_{ch} + C_{ts1})}{C_{ch} C_{ms}} \right) \\ C_{er1} = C_{ch}, & C_{er2} = C_{tr} \\ C_{er3} = C_{rs1} \end{cases} \quad (19)$$

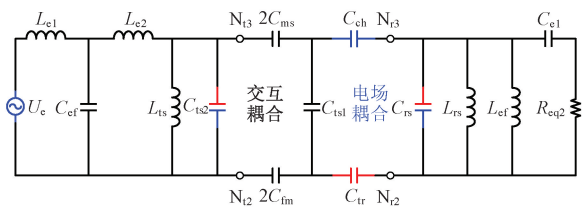
特别地,当耦合机构的发射端和接收端采用对称式结构时,即 $C_{ts} = C_{rs}$ 、 $C_{ch} = C_{tr}$,此条件下电场能道等效电路为图 7(d) 所示。



(b) 基于双孔交互耦合网络的电场能道等效电路
(b) Equivalent circuit of the electric field channel based on a two-port interactive coupling network



(c) 基于单孔交互耦合网络的电场等效电路
(c) Equivalent circuit of the electric field channel based on a single-port interactive coupling network



(d) 计及交互耦合网络的电场等效电路
(d) Equivalent circuit of the electric field channel incorporating the interactive coupling network

图 7 计及交互耦合的电场能道等效模型

Fig. 7 Equivalent model of the electric field channel incorporating interactive coupling

对比图 7(a) 和 (d) 可见,磁场能道的交互耦合作用表征为电场传输回路的串联电容,如图 7(d) 中 $2C_{ms}$ 和 $2C_{fm}$,两者与耦合电容 C_{ts1} 和 C_{ts2} 构成交互耦合环路,此环路关系到电场能道 LCLL 谐振网络的运行状态。

结合磁场和电场两路能道等效模型的建立过程,可得近似约束条件如表 1 所示。

可见,近似条件主要面向 5 类对象:工作频率、交互耦合、结构特征、谐振网络及耦合参数。其中,前 4 类条件为宽松约束,因为此类条件属于数量级约束,可通过耦合机构的尺寸预先设计来实现;最后一类谐振参数关系属于严格约束,此类约束共包含 5 组参数方程,这就要求谐振网络的配置过程需考虑参数精度。

表 1 分立型集成式 HC-WPT 系统的等效模型约束条件

Table 1 Constraints on the equivalent model of the discrete integrated HC-WPT system

频率比	交互耦合	结构特征	磁场能道		电场能道		
			耦合参数	谐振参数关系	耦合参数	谐振参数	谐振参数关系
$\alpha_f = \frac{\omega_e}{\omega_m} \geq 10$	$\frac{C_{fm}}{C_{tr1}} \approx 10^3$	$\alpha_{C_m} = \frac{C_{fm}}{C_{ms}} \approx 1$	$\alpha_{L_m} = \frac{L_1}{L_{m1}} \leq 10$	$\omega_m^2 C_{mf} L_{m1} = 1$	$\frac{C_{ts}}{C_{tr}} \approx 10$	$\alpha_{L_e} = \frac{L_{e2}}{L_{e1}} \leq 10$	$\omega_e^2 C_{ef} L_{e1} = 1$
						$\alpha_{L_{ef}} = \frac{L_{ef}}{L_{rs}} \leq \frac{1}{10}$	$\omega_e^2 C_{ts2} L_{ts} = 1$
					$\alpha_{C_e} = \frac{C_{ch}}{C_{tr}} \approx 1$	$\alpha_q = \frac{Q_{eL}}{\alpha_f} \geq 1$	$\omega_e^2 C_{rs2} L_{rs} = 1$
							$L_{ef} = \frac{1 + Q_{eL}^2}{\omega_e^2 Q_{eL}^2 C_{e1}}$
宽松			严格		宽松		严格

3 分立型集成式 HC-WPT 系统参数配置方法

3.1 磁场能道的参数配置方法

在图 6(d) 的基础上进行磁场能道的谐振网络参数配置,耦合互感可等效为 Π 型等效电路,该等效电路与原耦合互感满足关系式(20)。

$$\begin{cases} L_{p1} = \frac{L_1 L_2}{M} - M \\ L_{p2} = \frac{L_1 L_2 - M^2}{L_2 - M} \\ L_{p3} = \frac{L_1 L_2 - M^2}{L_1 - M} \end{cases} \quad (20)$$

将 L_{p2} 与 C_{ts1} 并联, L_{p3} 与 C_{rs1} 并联,等效为新的感性阻抗,将电场耦合的交互耦合作用融入电感参数,得到两个等效电感 L_{q1} 、 L_{q2} ,同时,呈现新的等效耦合互感关系 M_q ,如图 8 所示。等效后的结构与原磁场耦合参数满足关系:

$$\begin{cases} L_{q1} = \frac{L_1 + J}{G} \\ L_{q2} = \frac{L_2 + H}{G} \\ M_q = \frac{M}{G} \end{cases} \quad (21)$$

式中: G 、 J 、 H 的表达式为:

$$\begin{cases} G = 1 - (C_{ts1} L_1 + C_{rs1} L_2) \omega_m^2 + C_{rs1} C_{ts1} (L_1 L_2 - M^2) \omega_m^4 \\ J = -C_{rs1} L_1 L_2 \omega_m^2 + C_{rs1} M^2 \omega_m^2 \\ H = -C_{ts1} L_1 L_2 \omega_m^2 + C_{ts1} M^2 \omega_m^2 \end{cases} \quad (22)$$

在此基础上,将等效电感参数代入 LCC-S 谐振网络参数配置方法,即可直接推导出磁场能道谐振参数的配置表达式:

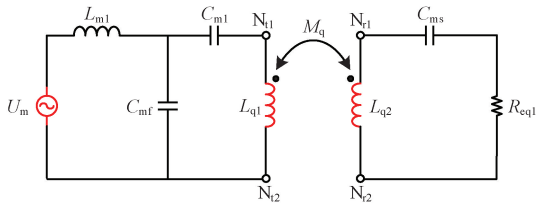


图 8 互感等效模型

Fig. 8 Mutual inductance equivalent model

$$\begin{cases} C_{mf} = \frac{1}{\omega_m^2 L_{m1}} \\ C_{m1} = \frac{1}{\omega_m^2 (L_{q1} - L_{m1})} = \frac{G}{\omega_m^2 (L_1 + J - GL_{m1})} \\ C_{ms} = \frac{1}{\omega_m^2 L_{q2}} = \frac{G}{\omega_m^2 (L_2 + H)} \end{cases} \quad (23)$$

3.2 电场能道的参数配置方法

令电场能道接收侧谐振网络的参数配置满足:

$$L_{ef} = C_{e1} R_{eq2}^2 + \frac{1}{\omega_e^2 C_{e1}} \quad (24)$$

如图 9 所示,接收侧在该条件下等效为接收侧阻抗

$$Z_{r1}: Z_{r1} = (Q_{eL}^2 + 1) R_{eq2} \quad (25)$$

令 C_{rs} 、 C_{ts2} 和两侧并联电感形成并联谐振网络,则并联电感如式(26)所示。

$$\begin{cases} L_{rs} = \frac{1}{\omega_e^2 C_{rs}} \\ L_{ts} = \frac{1}{\omega_e^2 C_{ts2}} \end{cases} \quad (26)$$

基于图 9 电路结构,可推导出中间网络的阻抗 Z_{i2} 的表达式:

$$Z_{i2} = \frac{-C_{ch} C_{tr} + A + jB}{\omega_e C_{ts1} (-B + jA)} \quad (27)$$

其中,涉及的参数 A 和 B 的表达式为:

$$\begin{cases} A = C_{tr}C_{ts1} + C_{ch}(C_{tr} + C_{ts1}) \\ B = \omega_e C_{ch}C_{tr}C_{ts1}Z_{r1} \end{cases} \quad (28)$$

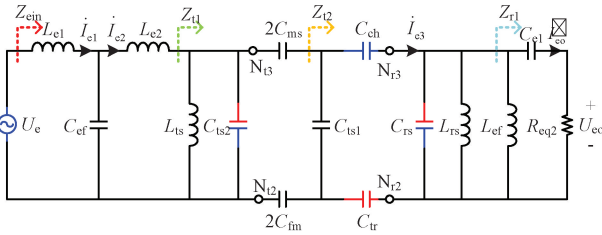


图9 计及磁场交互耦合的电场能道等效模型

Fig. 9 Equivalent model of the electric field channel incorporating magnetic field interactive coupling

将 Z_{i2} 代入前级回路进行计算,可得阻抗 Z_{i1} :

$$Z_{i1} = -j \left(\frac{1}{2\omega_e C_{fm}} + \frac{1}{\omega_e C_{ms}} \right) + Z_{i2} = R_{i1} + jX_{i1} \quad (29)$$

其中, R_{i1} 、 X_{i1} 分别为 Z_{i1} 的实部和虚部,其表达式为:

$$\begin{cases} R_{i1} = \frac{2BC_{ch}C_{tr1}}{\omega_e C_{ts1}(A^2 + B^2)} \\ X_{i1} = -\frac{1}{2\omega_e C_{fm}} - \frac{1}{\omega_e C_s} - \frac{A^2 + B^2 - 2AC_{ch}C_{tr1}}{\omega_e C_{ts1}(A^2 + B^2)} \end{cases} \quad (30)$$

负载 R_{eq2} 由接收侧谐振网络放大后,经过发射侧谐振网络 LCL 参数配置,可使得电场能道呈现低阻抗特性,与 LCC-S 拓扑结构类似, L_{e1} 和 C_{ef} 构成谐振电路不仅参与能量传输,同时还具有输入滤波器的作用,有助于抑制高频谐波,令:

$$C_{ef} = \frac{1}{\omega_e^2 L_{e1}} \quad (31)$$

为实现系统输入侧呈现纯阻性,消除无功以保证电能以最大效率传输,通过 L_{e2} 对系统输入阻抗虚部进行补偿,可解得 L_{e2} 为:

$$L_{e2} = L_{e1} - \frac{X_{i1}}{\omega_e} \quad (32)$$

当参数满足式(24)、(26)、(31)和(32)的谐振配置时,电场能道的总输入阻抗 Z_{ein} 表现为纯电阻特性,其表达式由式(33)给出,其阻值由实部电阻 R_{i1} 与电场能道的品质因数 Q_e 共同决定。

$$Z_{ein} = Q_e^2 R_{i1} \quad (33)$$

其中, Q_e 定义为:

$$Q_e = \frac{\omega_e L_{e1}}{R_{i1}} \quad (34)$$

3.3 等效负载

系统中直流电压源经全桥逆变器输出可以等效为交流电压源,逆变前后电压满足关系式(35), R_{eq1} 、 R_{eq2} 作为磁、电场能道的等效负载,与负载 R_L 满足关系式(36)。

$$\begin{cases} U_m = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_{dc} \\ U_e = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_{dc} \end{cases} \quad (35)$$

$$R_{eq1} + R_{eq2} = \frac{8}{\pi^2} R_L \quad (36)$$

根据功率守恒原理,且 R_{eq1} 和 R_{eq2} 消耗功率之和等于 R_L 的消耗功率,可推导出 R_{eq1} 、 R_{eq2} 的表达式:

$$\begin{cases} R_{eq1} = \frac{8C_{e1}L_{e1}MR_LU_m\omega_e^2A}{\pi^2[C_{e1}L_{e1}MU_m\omega_e^2A + C_{ch}C_{tr}L_{m1}U_e(C_{ts1}L_1\omega_m^2 - 1)^2]} \\ R_{eq2} = \frac{16C_{ch}C_{tr2}R_LU_e(C_{ts1}L_1\omega_m^2 - 1)^2}{\pi^2[C_{e1}L_{e1}MU_m\omega_e^2A + C_{ch}C_{tr}L_{m1}U_e(C_{ts1}L_1\omega_m^2 - 1)^2]} \end{cases} \quad (37)$$

4 分立型集成式 HC-WPT 系统传输特性分析

4.1 传输特性分析

对于磁场能道,基于图6(d)计及交互耦合网络的磁场能道等效电路列写 KVL (Kirchhoff's voltage law) 方程,其中, $\dot{U}_m$ 为等效电路的电压参考量且 $\dot{U}_m = U_m \angle 0^\circ$, 可得:

$$\begin{cases} \dot{U}_m = j(X_{mL_{m1}} - X_{mC_{mf}})\dot{I}_{m1} + jX_{mC_{mf}}\dot{I}_{m2} \\ 0 = jX_{mC_{mf}}\dot{I}_{m1} - j(X_{mC_{mf}} + X_{mC_{m1}} + X_{mC_{ts1}})\dot{I}_{m2} + jX_{mC_{ts1}}\dot{I}_{m3} \\ 0 = jX_{mC_{ts1}}\dot{I}_{m2} - j(X_{mC_{ts1}} - X_{mL_1})\dot{I}_{m3} + jX_{mM}\dot{I}_{m4} \\ 0 = jX_{mM}\dot{I}_{m3} + j(X_{mL_2} - X_{mC_{rs1}})\dot{I}_{m4} - jX_{mC_{rs1}}\dot{I}_{m5} \\ 0 = jX_{mC_{rs1}}\dot{I}_{m4} + (jX_{mC_{rs1}} + jX_{mC_{ms}} - R_{eq1})\dot{I}_{m5} \end{cases} \quad (38)$$

式中:涉及参数的定义为:

$$\begin{cases} X_{mL_1} = \omega_m L_1, & X_{mL_{m1}} = \omega_m L_{m1}, & X_{mC_{ts1}} = \frac{1}{\omega_m C_{ts1}} \\ X_{mL_2} = \omega_m L_2, & X_{mC_{mf}} = \frac{1}{\omega_m C_{mf}}, & X_{mC_{rs1}} = \frac{1}{\omega_m C_{rs1}} \\ X_{mM} = \omega_m M, & X_{mC_{m1}} = \frac{1}{\omega_m C_{m1}}, & X_{mC_{ms}} = \frac{1}{\omega_m C_{ms}} \end{cases} \quad (39)$$

代入磁场能道谐振参数配置条件式(21),计算得到各回路电流的表达式:

$$\begin{cases} I_{m1} = \frac{M^2 U_m}{L_{m1}^2 R_{eq1} G^2} \\ I_{m2} = -j \frac{U_m}{L_{m1} \omega_m} \\ I_{m3} = -\frac{U_m C_{ts1} M^2 \omega_m^2}{L_{m1} R_{eq1} G^2} - j \frac{U_m (1 - C_{rs1} L_2 \omega_m^2)}{L_{m1} \omega_m G} \\ I_{m4} = \frac{U_m M (L_1 C_{ts1} \omega_m^2 - 1)}{L_{m1} R_{eq1} G^2} - j \frac{U_m M C_{rs1} \omega_m}{L_{m1} G} \\ I_{mo} = \frac{U_m M}{L_{m1} R_{eq1} G} \end{cases} \quad (40)$$

由式(40)可知,磁场能道输入电流 I_{m1} 与输入电压 $\dot{U}_m$ 相角差为0,磁场能道呈阻性,印证了谐振条件的合理性。由 I_{mo} 可进一步推导输出电压 $\dot{U}_{mo}$ 的表达式为式(41),式中的负号表明输出电压 $\dot{U}_{mo}$ 与输入电压 $\dot{U}_m$ 相位相反。其幅值则与输入电压、互感系数 M 、由系统结构和频率决定的 G 和 L_{m1} 有关,而与负载 R_{eq1} 无关。这意味着当系统的相对位置保持不变时,磁场能道在负载变动时呈现恒压输出特性。

$$\dot{U}_{mo} = \frac{U_m M}{L_{m1} G} \quad (41)$$

磁场能道输出功率表达式为:

$$P_{mout} = \frac{U_m^2 M^2}{L_{m1}^2 R_{eq1} G^2} \quad (42)$$

一方面,当接收侧发生偏移时,磁场能道的自感 L_1 和 L_2 基本不变;另一方面,耦合机构的层压结构决定了同侧极板、线圈相对位置不变,即 C_{ts1} 、 C_{rs1} 保持不变。那么 G 不变,进而由式(42)可知,磁场能道输出功率仅与其输入电压 U_m 、互感 M 和负载 R_{eq1} 有关。

对于电场能道,第3章推导的电场能道输入阻抗 Z_{ein} ,可得电场能道输入电流为式(43), $\dot{U}_e$ 为等效电路的电压参考相量, $\dot{U}_e = U_e \angle 0^\circ$ 。

$$\dot{I}_{e1} = \frac{\dot{U}_e}{Z_{ein}} = \frac{2U_e C_{ch} C_{tr2} B}{C_{ts1} L_{e1}^2 \omega_e^3 (A^2 + B^2)} \quad (43)$$

进一步,根据图9中各结点与支路间的阻抗关系,可推得 L_{e2} 所在回路电流为:

$$\dot{I}_{e2} = -\frac{jU_e}{\omega_e L_{e1}} \quad (44)$$

作为电场耦合机构的激励电流 I_{e2} ,其幅值与 L_{e1} 成反比且相位滞后于输入电压 90° ,而其表达式与负载 R_{eq2} 无关,表明在负载变化时,电场耦合机构具有恒流激励的特性。

最终可得输出电流 I_{eo} 及其有效值 I_{eo} 如式(45)和式(46)所示。

$$\dot{I}_{eo} = \frac{2C_{ch} C_{tr2} U_e (C_{e1} R_{eq2} \omega_e + j)}{C_{e1} L_{e1} R_{eq2} \omega_e^2 (-jA + B)} \quad (45)$$

$$I_{eo} = \frac{2C_{ch} C_{tr2} U_e}{C_{e1} L_{e1} R_{eq2} \omega_e^2} \sqrt{\frac{1 + C_{e1}^2 R_{eq2}^2 \omega_e^2}{A^2 + B^2}} \quad (46)$$

那么,输出电压 U_{eo} 、输出功率 P_{eout} 分别为:

$$U_{eo} = I_{eo} R_{eq2} = \frac{2C_{ch} C_{tr2} U_e}{C_{e1} L_{e1} \omega_e^2} \sqrt{\frac{1 + C_{e1}^2 R_{eq2}^2 \omega_e^2}{A^2 + B^2}} \quad (47)$$

$$P_{eout} = I_{eo}^2 R_{eq2} = \frac{4U_e^2 C_{ch}^2 C_{tr2}^2 (1 + C_{e1}^2 R_{eq2}^2 \omega_e^2)}{(A^2 + B^2) R_{eq2} L_{e1}^2 \omega_e^4 C_{e1}^2} \quad (48)$$

4.2 功率分配方法

由于集成式耦合机构具有层压结构,使得线圈等效极板耦合电容 C_{tr} 与铝板耦合电容 C_{ch} 线性相关,因此设 $C_{ch} = k_{ch} C_{tr}$ 。对于磁场能道,依据耦合机构具有的对称性,忽略材质工艺及绕制手法差异,则存在关系: $L_1 = L_2$, $C_{ts} = C_{rs}$,且在现有磁耦合机构中一般满足 $M^2 \ll L_1^2$,在该条件下, $C_{tm} = C_s$,且与 M 无关。那么,式(42)得以简化为式(50)。对于电场能道,当其满足式(49)的条件时,式(48)可简化为式(51)。

$$\begin{cases} \omega_e^2 C_{e1}^2 R_{eq2}^2 \ll 1 \\ A \gg B \end{cases} \quad (49)$$

$$P_{mout} = \frac{M^2 U_m^2}{L_{m1}^2 R_{eq1} (C_{ts1} L_1 \omega_m^2 - 1)^4} \quad (50)$$

$$P_{eout} = \frac{C_{ch}^2 C_{tr}^2 U_e^2}{\omega_e^4 L_{e1}^2 C_{e1}^2 R_{eq2} [C_{tr} C_{ts1} + C_{ch} (C_{tr} + C_{ts1})]^2} \quad (51)$$

在式(50)的简化基础上,结合等效负载表达式(37),可得磁场与电场能道的功率比 β 表达式:

$$\beta = \frac{C_{e1} k_m L_1 L_{e1} \omega_e^2 U_m (2 + k_{ch} + 2k_{ch} k_e)}{2k_{ch} k_e L_{m1} U_e (C_{ts1} L_1 \omega_m^2 - 1)^2} \quad (52)$$

式中: k_m 、 k_e 分别为磁耦合系数、电容比,其定义为:

$$\begin{cases} k_m = \frac{M}{L_1} \\ k_e = \frac{C_{tr1}}{C_{ts1}} \end{cases} \quad (53)$$

当确定了耦合机构结构参数 L_1 和 C_{ts1} ,其谐振参数 L_{m1} 和 C_{e1} 随之给定,进而从式(52)可见,功率比仅与 U_m/U_e 的比值、 k_e 、 k_m 有关,并且与 k_m 呈线性关系。

特别地,当 $\beta=1$ 时,即电场能道与磁场能道输出功率相等,系统处于功率平衡点。此时 k_m 、 k_e 满足式(54),说明了可以通过改变 U_m/U_e 的比值使 HC-WPT 系统工作在功率平衡点。

$$k_{m0} = \frac{2k_{ch} k_e L_{m1} U_e (C_{ts1} L_1 \omega_m^2 - 1)^2}{C_{e1} L_1 L_{e1} U_m \omega_e^2 (2 + k_{ch} + 2k_{ch} k_e)} \quad (54)$$

当 $k_m > 10k_{m0}$ 时, $\beta > 10$, 磁场能道输出功率占主导;同理,当 $k_m < 0.1k_{m0}$ 时, $\beta < 0.1$, 电场输出功率占主导。

如图 10 为功率比随 k_e 、 k_m 的变化曲面,实线满足式 (54),在该曲线上两路能道能够实现功率平衡;短划线以上区域为 $\beta>10$,磁场占主导情况,其出现在 k_e 较小条件下;而图中点划线以下区域对应于 $\beta<0.1$ 部分,此时电场占主导,其出现在 k_m 较小条件下,与磁场能道传输效率与 M 正相关、电场能道依靠分布电容传输能量的理论相符合。

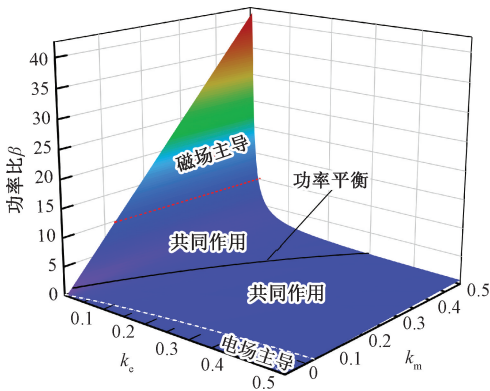


图 10 功率比随 k_e 、 k_m 的变化曲面图
Fig. 10 Variation of power ratio with k_e and k_m

5 仿真与实验验证

为验证所建立的分立型集成式 HC-WPT 系统等效模型、系统解耦条件以及谐振参数配置的正确性,分别在 Maxwell 有限元仿真平台搭建图 2 的电磁场集成式耦合机构,在 Matlab/Simulink 电路仿真工具中搭建图 1 的系统仿真。耦合机构具体结构参数如表 2 所示,磁场能道的工作频率参照国家标准 GB/T 38775^[19]使用 85 kHz,电场频率选用磁场频率的 10 倍。输入直流电压设置为 50 V,以实现 770 W 的输出功率。

表 2 耦合机构结构参数

Table 2 Structural parameters of the coupling mechanism	
参数	数值/mm
铝板边长	500
线圈外径	150
线圈内径	75
铁氧体的长度	180
铁氧体的宽度	20
铁氧体的高度	10

耦合机构正对准位置下的电容、电感参数以及对应的谐振网络参数配置如表 3、4 所示。

表 3 耦合机构的特性参数

Table 3 Characteristic parameters of the coupling mechanism

参数	数值
$L_1/\mu\text{H}$	369.13
$L_2/\mu\text{H}$	364.69
$M/\mu\text{H}$	150.00
C_{ts}/pF	180.00
C_{rs}/pF	180.00
C_{tr}/pF	18.50
C_{ch}/pF	41.15

表 4 系统谐振网络参数值

Table 4 Parameter values of the system resonant network

参数	数值	参数	数值
$L_{\text{m1}}/\mu\text{H}$	90	$L_{\text{ts2}}/\mu\text{H}$	389.55
C_{m1}/nF	38.95	$L_{\text{rs}}/\mu\text{H}$	194.77
C_{m1}/nF	12.34	$L_{\text{el}}/\mu\text{H}$	35.10
C_{s}/nF	9.37	C_{el}/nF	1
$L_{\text{el}}/\mu\text{H}$	5	C_{d1}/mF	2
$L_{\text{e2}}/\mu\text{H}$	353.46	C_{d2}/mF	2
C_{el}/nF	8.76	R_{L}/Ω	20

5.1 仿真实验

图 11 为耦合机构正对准下磁场和电场能道的逆变输出电压、电流以及整流输入电压、电流波形。磁场能道输入、输出电流有效值分别为 13.1 和 7.75 A,其中输出电流存在波动的原因是叠加了电场能道 10 倍次频率电流,而该 10 倍频电流会在后续整流电路中为整流电容所吸收。电场能道输入、输出电流有效值分别为 7.6 和 7.3 A,与式 (40)、(43)、(46) 的计算结果误差在 0.5% 以内。进一步观察波形相位关系可见磁场、电场能道输入侧电压与电流相角差在 1° 以内,呈现弱感性,满足了软开关条件,验证了本系统的谐振参数配置条件的正确性。

图 12 为接收侧以正对准位置为原点,以 30 mm 为步进值,沿水平或垂直 (X 轴或 Y 轴) 方向偏移 150 mm,6 个位置下仍保持功率平衡时对应的功率、电、磁场能道的电压以及 k_e 、 k_m 。方形标记折线为 k_m 的变化趋势,三角形标记折线为 k_e 的变化趋势,磁耦合系数由 0.405 4 下降至 0.059 4,下降了 85.35%,而电容比由 0.102 8 下降至 0.007 5,下降了 24.61%,反映了位置偏离对磁场耦合与电场耦合强度的削弱程度。

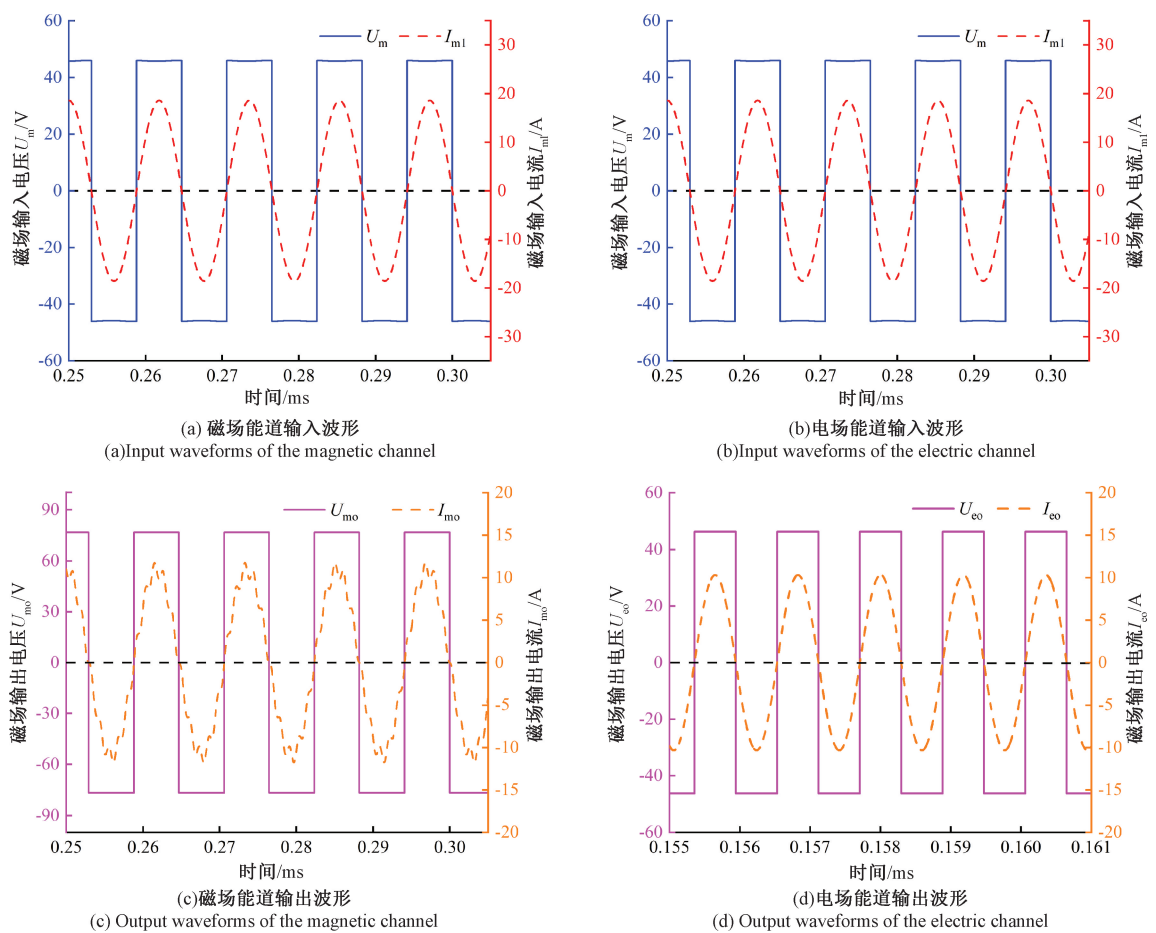


图 11 逆变输出和整流输入仿真波形

Fig. 11 Simulation waveforms of the inverter output and rectifier input

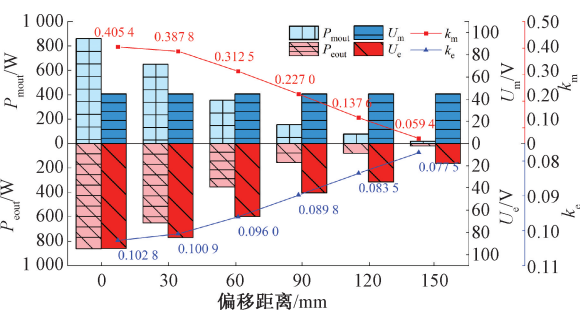


图 12 不同偏移位置下的功率平衡点

Fig. 12 Power balance point at different misalignment positions

由图 12 可以看出,在偏移范围较小时,为维持功率平衡,电场能道所需的输入电压显著高于磁场能道的输入电压,然而随着偏移距离进一步增加,平衡条件则要求 U_e 低于 U_m 。接收侧由 0 mm 偏移至 150 mm 过程中,电场电压由磁场电压的 1.892 倍减小至 0.356 倍,当偏移至 90 mm 附近,电场、磁场输入电压接近,揭示了在偏移过程中,由磁场能道占优势逐渐向电场能道占优势过渡。验证了在较大空间偏差工况下,电场能道可以更有效地

维持能量传输,该功率平衡过程也证明了功率分配方法的合理性。

根据线圈参数、耦合铝板以及所选 MOS 管、肖特基二极管的器件参数,结合实测谐振电路参数,借助功率分析仪测取了系统整机效率与各类损耗占比分布,如表 5 所示,系统损耗主要由逆变器、发射线圈和接收线圈、铝板耦合介质以及谐振电感 4 个部分产生。

表 5 系统传输效率及损耗分布

Table 5 System transmission efficiency and loss distribution

传输能道	系统组件	损耗/W	占比/%	传输效率/%
磁场	逆变器 I	27.05	26.2	89.04
	发射和接收线圈	34	32.9	
电场	逆变器 II	26.7	25.9	86.07
	电感 L_{e2}	2.62	2.5	
	电感 L_{is}	2.11	2.0	
	铝板耦合介质	10.61	10.3	

其中,逆变器损耗合计占比 52.1%,线圈损耗合计为 32.9%,铝板耦合介质损耗占比 10.3%。逆变器的损耗源于功率器件切换与导通过程;线圈损耗由激励电流在线圈等效内阻上产生;铝板介质损耗来自高频位移电流作用下的介电损耗。整体而言,磁场和电场能道的传输效率分别为 89.04% 和 86.07%。由此表明了电场和磁场两路能道均可实现高效传输,提升了耦合机构的能量传输密度。

5.2 实验验证

依据上述理论,结合表 2~4 的数据,搭建了分立型集成式 HC-WPT 实验样机,如图 13 所示。

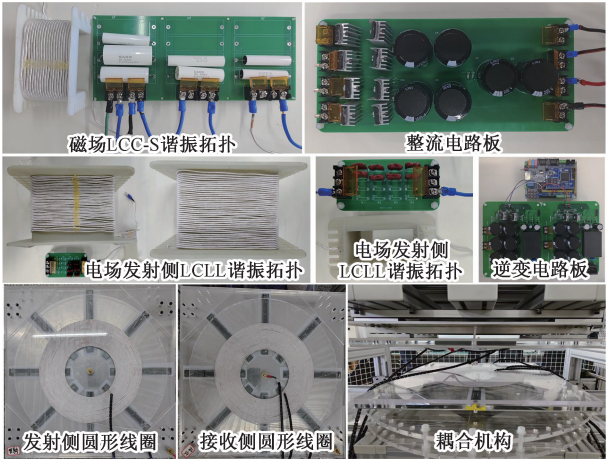


图 13 实验样机

Fig. 13 Experimental setup

耦合机构接收侧与发射侧参数相同,线圈使用 2 mm 的利兹线绕制而成,匝数为 30 匝,传输距离设定为 50 mm。

图 14 给出了电场、磁场直流输入皆为 50 V 时,磁场、电场单独作用以及两者共同作用的逆变器输出电压、电流波形和整流桥输入电压、电流波形。同时,借助直流电源(IT6726V 和 IT6523C)、电子负载(IT8514B)、示波器(DS7054)和阻抗测量仪(TH2836)分别测取电场、磁场能道的输出功率和效率。

如图 14 可见,在耦合机构正对准工况下,电场和磁场的逆变器输出电压电流相位差保持在 5° 以内,表明系统工作于谐振状态,也确保了功率开关器件能够工作在零电压开通模式,有利于提升效率并降低开关损耗。此时,测得磁场、电场能道的输入电流分别为 13.5 和 7.6 A,与图 11 的仿真结果接近,验证了系统输出特性计算方法的正确性。在此配置下,磁场、电场的输出电流为 7.25 和 6.3 A,功率分别为 518.8 和 251.63 W,系统总输出功率达到 770.42 W。

实验样机测量结果与理论分析的误差主要来源于 3 部分:1) 理论分析未考虑高次谐波,而实验样机含有高次谐波;2) 发射和接收线圈、谐振电感均为手工绕制,与理论值存在误差,而且发射和接收线圈难以保证完全对称;3) 测量仪器的带宽和精度引入误差。这 3 部分误差导致的测量偏差均在可接受范围内。

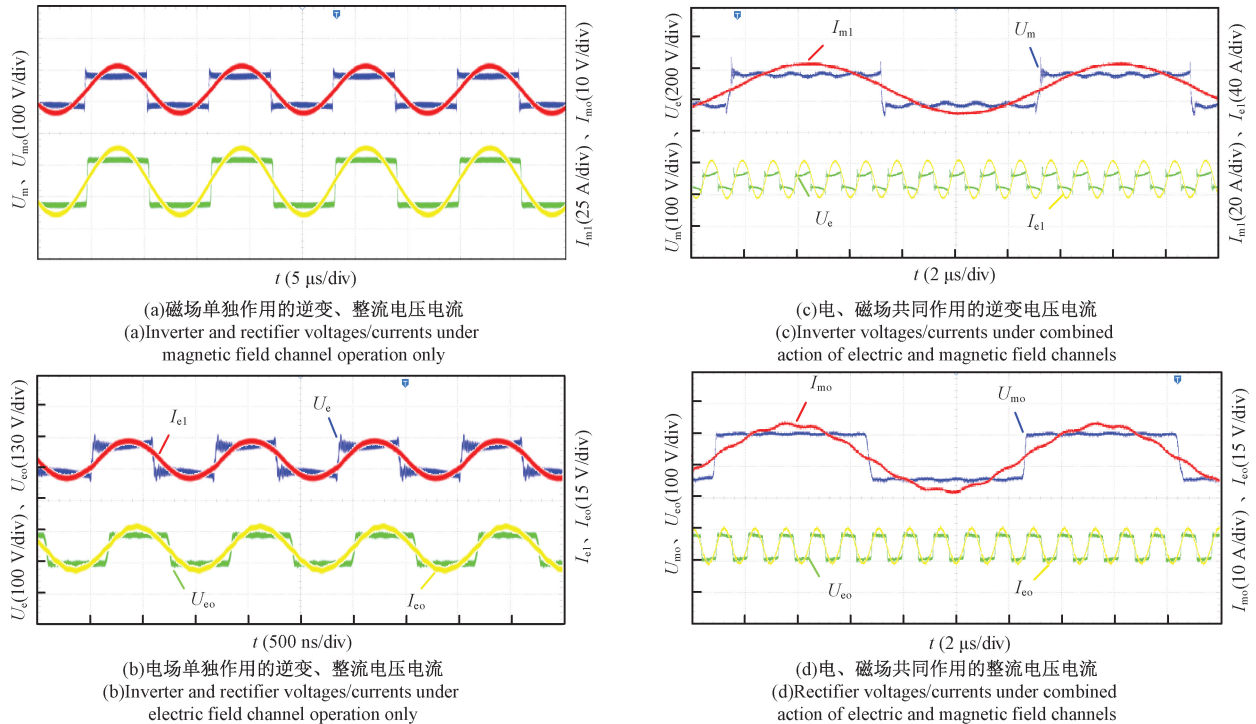


图 14 正对准位置下输入电压相等时实验样机逆变、整流波形

Fig. 14 Experimental waveforms of inverter and rectifier operations under aligned position with equal input voltages

图 15 给出了接收侧机构从正对准位置分别偏移 60、90 和 120 mm 时,为维持两路能道功率平衡所对应的逆变器输出电压与电流波形。实验过程中,谐振网络参数中 L_{m1} 、 L_{e1} 、 C_{e1} 保持与表 4 的值一致,其余参数满足第 3

章中所述的谐振配置要求,以确保在各偏移位置下,逆变输出电压与电流相角差依然能控制在 5° 以内,进一步验证了谐振参数配置的正确性。

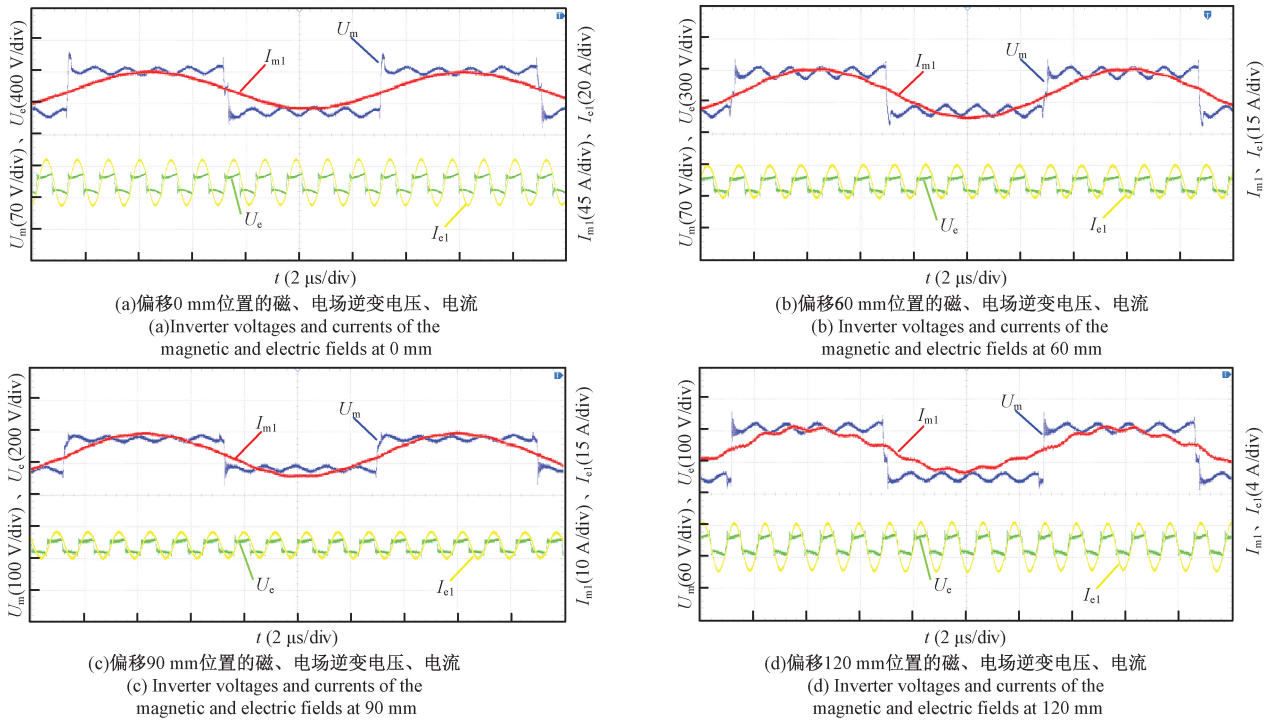


图 15 不同偏移位置下保持功率平衡的磁场、电场逆变电压、电流

Fig. 15 Inverter voltages and currents of the magnetic and electric field channels maintaining power balance at different positions

在保持磁场能道直流输入电压恒定为 50 V 的前提下,在该偏移过程中,磁场能道的电流分别为 18.24、8.53、4.11 和 1.82 A,其输出功率依次减小为 820.8、383.85、184.95 和 81.9 W,为实现电场、磁场能道输出功率平衡,电场对应的输入电压分别为 94.6、65.68、44.7 和 34.58 V,所需电压逐渐降低。特别在 90 mm 偏移位置附近,两路输入电压数值接近,标志着能量传输的主导由磁场能道逐渐向电场能道过渡,与仿真结果相吻合,说明了电场耦合方式在抗偏移性能上优于磁场耦合,亦证明了功率比表达式的正确性和功率平衡点计算结果的准确性。

6 结 论

针对混合耦合无线电能传输系统中存在分布电容的局限,本文将磁场耦合与电场耦合相结合,提出了一种分立型集成式电磁混合场耦合无线电能传输系统。该系统同时利用线圈和分布电容传输能量,在耦合机构面积不变的前提下,显著提升了系统的传输功率。

本文揭示了计及分布电容的集成式混合场耦合机构等效模型,提出了磁场能道采用 LCC-S、电场能道采用 LCLL-LC 的分立型谐振拓扑的参数配置方法。同时,深入研究了系统的传输特性,推导出两路能道功率比的表达式,进而给出了通过调控电场能道输入电压实现两路能道输出功率平衡的方法,提高了系统的传输功率以及功率密度。

参考文献

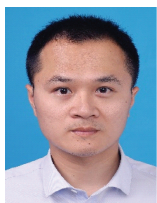
- [1] Wang Q S, Saket M A, Troy A, et al. A self-compensated planar coil for resonant wireless power transfer systems [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(1): 674-682.
- [2] Jiang C Q, Gaona D E, Shen Y F, et al. Low-frequency medium power capacitor-free self-resonant wireless power transfer [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 68(11): 10521-10533.
- [3] Kodeeswaran S, Gayathri M N, Kannabhiran A, et al. Design of a static capacitive power transfer system with

- six-plate coupler for electric vehicle wireless charging[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2024, 10(2):3927-3939.
- [4] 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 Zhongqi, Gan Ziyue, Ren Liquan, et al. Omnidirectional 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.
- [5] 周玮, 李志强, 郑靖玮, 等. 旋转分段式电场耦合无线电能传输系统最大效率跟踪控制方法[J]. 电工技术学报, 2026, 41(8): 2535-2546.
- Zhou Wei, Li Zhiqiang, Zheng Jingwei, et al. Maximum efficiency tracking control method for rotating segmented electric field-coupled wireless power transfer systems[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2026, 41(8): 2535-2546.
- [6] 谢诗云, 吴莲, 李津, 等. 基于等效负载跟踪的旋转磁场耦合式 WPT 系统最大效率控制方法[J]. 仪器仪表学报, 2024, 45(10):110-122.
- Xie Shiyun, Wu Lian, Li Jin, et al. Method of maximum efficiency control based on equivalent load tracking in WPT system with rotating magnetic field[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2024, 45(10): 110-122.
- [7] 肖蕙蕙, 周青山, 熊山香, 等. 基于双层正交 DD 线圈抗偏移偏转的无线电能传输系统[J]. 电工技术学报, 2022, 37(16): 4004-4018.
- Xiao Huihui, Zhou Qingshan, Xiong Shanxiang, et al. Wireless power transfer system based on double-layer quadrature double-D coupling structure with anti-misalignment and anti-deflection [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(16): 4004-4018.
- [8] 谢诗云, 黄杰, 彭春尧, 等. 计及高次谐波影响下无线电能传输系统辅助线圈式动态调谐方法[J]. 电工技术学报, 2025, 40(18): 5742-5758.
- Xie Shiyun, Huang Jie, Peng Chunyao, et al. A dynamic tuning method with an auxiliary coil for wireless power transfer system considering the influence of higher harmonics [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2025, 40(18): 5742-5758.
- [9] 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 Qinghe, Li Jiangui, Wang Longyang, et al. A high anti-offset wireless power transfer system based on dipole coils [J]. Electronic Measurement Technology, 2024, 47(16): 33-40.
- [10] 苏玉刚, 颜志琼, 胡宏晟, 等. 基于频率切换实现恒流/恒压输出的电场耦合无线电能传输系统[J]. 中国电机工程学报, 2024, 44(4): 1553-1565.
- Su Yugang, Yan Zhiqiong, Hu Hongsheng, et al. Electric-field coupled power transfer system with constant current/constant voltage output characteristics based on frequency switching [J]. Proceedings of the CSEE, 2024, 44(4): 1553-1565.
- [11] 周玮, 高乔, 陈泽林, 等. 基于同侧解耦型电场耦合机构的多发射多接收无线电能传输系统[J]. 电工技术学报, 2023, 38(18): 4811-4822.
- Zhou Wei, Gao Qiao, Chen Zelin, et al. Same-sided decoupled electric-field coupler based wireless power transfer system with multi-transmitter and multi-receiver [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(18): 4811-4822.
- [12] Shinde K, Koizumi H. Capacitive power transfer system using a load-independent class E zero voltage switching parallel resonant inverter and a class D voltage-driven rectifier[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs, 2024, 71(9): 4366-4370.
- [13] 苏玉刚, 邓晨琳, 胡宏晟, 等. 信号与能量极板层叠方式下的电场耦合式无线电能传输系统[J]. 中国电机工程学报, 2024, 44(19): 7762-7772.
- Su Yugang, Deng Chenlin, Hu Hongsheng, et al. Electric-field coupled wireless power transfer system with signal plate and energy plate stacking mode [J]. Proceedings of the CSEE, 2024, 44(19): 7762-7772.
- [14] Gao X R, Liu C H, Zhou H, et al. Design and analysis of a new hybrid wireless power transfer system with a space-saving coupler structure[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(5): 5069-5081.
- [15] Lu F, Zhang H, Hofmann H, et al. An inductive and capacitive combined wireless power transfer system with

LC-compensated topology [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(12): 8471-8482.

- [16] 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.
- [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 Power Electronics, 2024, 39(8): 10546-10557.
- [18] 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.
- [19] 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 system—Part 1: General requirements: GB/T 38775.1—2020[S]. Beijing: Standards Press of China, 2020: 1-32.

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 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, power conversion, and control.



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 currently pursuing her M.Sc. degree at Chongqing University of Technology. Her main research interests include wireless power transfer.



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 currently pursuing his M.Sc. degree at Chongqing University of Technology. His main research interests include wireless power transfer.



张路, 2009年和2017年于重庆大学获得学士学位和博士学位, 现为重庆理工大学讲师, 硕士生导师, 主要研究方向为无线电能传输技术、电能变换与控制技术。

E-mail: road@cqut.edu.cn

Zhang Lu received his B.Sc. and Ph.D. degrees from Chongqing University in 2009 and 2017, respectively. He is currently a lecturer and master's degree supervisor at Chongqing University of Technology. His main research interests include wireless power transfer, 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 currently pursuing his M.Sc. degree at Chongqing University of Technology. His main research interests include wireless power transfer.