

DOI: 10.19650/j.cnki.cjsi.J2514817

计及电磁分布耦合的 WPT 系统传输特性及参数配置研究*

谢诗云, 彭春尧, 谭裕文, 杨婷婷, 陈 龙
(重庆理工大学 重庆 400054)

摘 要:针对无线电能传输(WPT)系统在邻近金属时,因涡流效应与寄生电容网络耦合作用导致失谐及传输性能恶化问题,提出了一种计及电磁分布耦合影响的电路模型与谐振参数配置方法。首先,建立了计及涡流效应与3类分布电容(线圈-铝板、线圈间、铝板间)的分布式参数模型,通过电路等效变换,将电磁场耦合路径简化为II型集总参数等效电路,并推导出修正后的等效自感解析表达式,明确了分布电容参数与涡流效应对等效自感的作用规律;随后,分析了电磁分布耦合参数对系统输入阻抗特性的作用规律;在此基础上,以接收侧串联谐振与发射侧零相位角为条件,推导了LCC-S型谐振网络参数配置表达式;最后,为验证所提方法的有效性,构建了仿真与实验验证平台,系统工作频率设定为85 kHz,仿真与实验结果表明:若采用仅面向线圈调谐的谐振参数,系统在引入铝板后将失谐,逆变侧电压电流相位差为 50° ,而采用所提出的参数配置方法后,系统恢复谐振工作状态,相位差 $<5^\circ$ 。实验结果进一步证实了调谐后的系统在正对准时效率可达95.1%,传输功率达500 W,在接收端横向偏移至90 mm的工况下,系统仍能保持82%以上的传输效率,验证了所建模型与参数配置方法在金属环境下的正确性与良好的抗偏移性。

关键词:无线电能传输;电磁分布耦合;涡流效应;分布电容;谐振特性

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

Research on transmission characteristics and parameter configuration of WPT systems incorporating distributed electromagnetic coupling

Xie Shiyun, Peng Chunyao, Tan Yuwen, Yang Tingting, Chen Long
(Chongqing University of Technology, Chongqing 400054, China)

Abstract: This paper addresses the detuning and performance degradation issues in wireless power transfer (WPT) systems caused by the coupled effects of eddy currents and parasitic capacitance networks when metallic components are in proximity. A circuit model incorporating distributed electromagnetic coupling and a corresponding resonant parameter configuration method are proposed. Firstly, a comprehensive distributed parameter model is established, which systematically accounts for eddy current effects and three distinct types of distributed capacitance, namely coil-to-shield, inter-coil, and inter-shield capacitance. Through rigorous equivalent circuit transformation, the electromagnetic field coupling paths are effectively simplified into a lumped II-type equivalent circuit, from which analytical expressions for the modified equivalent self-inductance are subsequently derived, thereby quantitatively clarifying the influence of distributed capacitance parameters and eddy current effects on the equivalent self-inductance. Subsequently, the impact of distributed electromagnetic coupling parameters on the system input impedance characteristics is analyzed. Based on this analysis, and under the conditions of series resonance on the receiving side and zero phase angle on the transmitting side, the parameter configuration expressions for an LCC-S compensation network are derived. Finally, to validate the proposed method, both simulation and experimental platforms are constructed with a system operating frequency of 85 kHz. The simulation and experimental results demonstrate that when resonant parameters are tuned solely for the coil without considering the aluminum shield, the system becomes detuned upon introduction of the shield, exhibiting a phase difference of 50° between the inverter voltage and current. In contrast, employing the proposed parameter configuration method restores

收稿日期: 2025-12-30 Received Date: 2025-12-30

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

resonant operation, reducing the phase difference to less than 5° . Experimental results further confirm that the tuned system achieves a transmission efficiency of 95.1% at a power level of 500 W under perfectly aligned conditions. Even with a lateral misalignment of 90 mm at the receiver side, the system maintains a transmission efficiency exceeding 82%. These results validate the correctness of the proposed model and parameter configuration method in metallic environments and demonstrate its excellent misalignment tolerance.

Keywords: wireless power transfer; distributed electromagnetic coupling; eddy current effect; distributed capacitance; resonant characteristics

0 引 言

无线电能传输(wireless power transfer, WPT)技术基于近场耦合或远场辐射的原理实现非接触式能量传输,有效规避了传统有线连接中的电火花风险与机械磨损。其应用场景涵盖医疗电子、工业移动设备以及电动汽车^[1-3]。

在 WPT 系统中,谐振特性是决定其传输效率及稳定性的关键。基于此,现有研究通过可变电容调谐、频率跟踪等方法^[4-7]对系统谐振状态进行调节,此类方法通常将磁耦合机构简化为理想电感耦合模型,然而,实际应用中为满足电磁兼容要求而引入的铝板屏蔽层会带来两方面影响:一方面会引发涡流效应,降低传输效率并改变系统等效阻抗;另一方面会引入分布电容网络,构成寄生电场耦合路径,改变线圈等效参数,引发系统失谐。

为分析铝板引入的涡流效应与分布电容网络的作用机理,现有文献主要从电场耦合的分布电容建模、磁场耦合的寄生参数、电-磁混合耦合路径,以及涡流效应的影响进行研究。

在电场耦合领域,分布电容问题一直是研究焦点。围绕分布电容的建模与抑制,文献[8]通过分裂极板的方法构建了电容网络,建立了计及交叉耦合扰动的全电容模型。文献[9]采用了信号与能量极板层叠的布局,选用了双侧电感-电容(inductor-capacitor, LC)阻波拓扑,有效抑制了能信通道间交叉耦合,建立了包含串扰增益与传输增益的多模态模型。文献[10]面向水下环境,提出了单电容耦合方案,建立了功率串扰与信号传输模型。文献[11]基于 E 类逆变器与 D 类整流器,通过参数匹配实现宽负载范围零电压切换与恒压输出。

在磁场耦合领域,分布电容同样是研究的核心。围绕高频变压器中的寄生参数,文献[12]针对 LLC(inductor-inductor-capacitor)谐振变换器中的平面矩阵变压器,建立了包含绕组损耗、磁芯损耗及寄生电容的数学模型,推导了四物理场协同优化下的变压器结构参数。文献[13]针对绕组几何排布,建立了层间电压梯度-分布电容模型,分析了电场能量分布的规律。文献[14]则通过广义散射参数模型,揭示了多级线圈耦合系数与品质因子的动态制约关系,提出了基于临界耦合的谐振参

数判据。文献[15]面向 PCB(printed-circuit-board)自谐振器开展了分布参数建模,通过空气间隙调谐实现了谐振频率与模态的动态解耦。

在电-磁耦合领域,计及分布电容与涡流效应的复合影响,文献[16]面向水下供电,提出了磁-电场耦合架构优化能量路径,在控制涡流效应的同时维持低电场强度。文献[17]建立了考虑线圈-屏蔽层寄生电容的杂散电容模型,推导了共模噪声等效电路,并提出结合电磁干扰滤波与隔离变压器的复合抑制策略。

在涡流效应研究方面,导体中的涡流损耗同样是影响系统性能的关键。文献[18]将脉冲涡流技术应用于铝合金缺陷监测,明确了线圈参数对灵敏度的梯度影响。文献[19]探究了脉冲涡流在深部缺陷探测中的电磁波传播机制,通过引入传递矩阵法求解了导体结构中涡流效应。

综上分析,现有 WPT 系统对计及铝板引入的电磁分布耦合效应方面仍存在局限性。一方面,现有耦合模型忽略了铝板引入的分布电容及涡流损耗的影响;另一方面,电场、磁场及混合耦合方案的研究侧重特定耦合机制,如结构解耦、寄生参数建模、能量路径优化,未能揭示磁-电-涡流多物理场协同作用下的能量传输机理;此外,缺乏关于分布电容与涡流损耗对系统等效参数及谐振状态作用的理论研究。

针对屏蔽铝板在 WPT 系统中存在的电磁分布耦合效应问题,该文构建了基于分布式参数的线圈-铝板分布电容网络模型,建立了计及分布电容与涡流效应的电磁感应耦合模型;推导了计及电磁耦合效应的等效自感及等效互感解析表达式。揭示了分布电容类型及涡流效应对等效参数的影响规律,明确了涡流效应与分布电容协同作用下等效自感的变化规律,据此提出了面向等效参数的谐振参数配置方法。最后通过仿真与实验样机验证了所构建模型及参数配置方法的正确性。

1 计及电磁分布耦合的 WPT 系统

图 1 为计及电磁分布耦合 WPT 系统,系统主要由直流电源、全桥逆变电路、耦合机构(含发射/接收线圈及铝板)、LCC-S(inductor-capacitor-capacitor-series compensation)谐振电路、整流滤波电路和负载等效电阻构成。

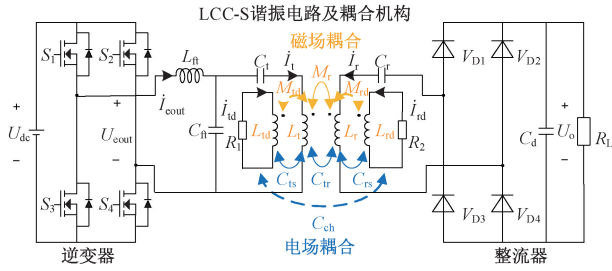


图1 计及电磁分布耦合WPT系统

Fig.1 WPT system incorporating electromagnetic distributed coupling

直流电源通过逆变器转为高频交流电,经由LCC谐振网络传输至发射线圈,随后,发射侧铝板中感应出涡流场,同时接收线圈通过磁场耦合拾取电能,并在接收侧铝板中激发出涡流场。在此过程中,发射侧与接收侧间的分布电容网络构成的电场耦合路径作用于电能传输过程。接收线圈感应得到的高频交变电,经串联谐振电容接入整流电路后供给等效负载。

图1中 U_{dc} 为直流电压源, U_{eout} 为逆变器输出电压, I_{eout} 为逆变器输出电流, I_t 、 I_r 分别为发射和接收线圈的电流, I_{td} 、 I_{rd} 分别为发射和接收侧铝板由涡流效应产生的等效电流。 L_{ft} 、 C_{ft} 、 C_t 构成线圈发射侧的LCC谐振网络, C_r 为接收线圈的串联谐振电容。 L_t 和 L_r 分别为发射和接收线圈的自感, M_r 为发射和接收线圈的互感。 M_{td} 和 M_{rd} 为发射和接收侧的涡流效应等效互感, C_{ts} 、 C_{rs} 为发射侧线圈和铝板的电容、接收侧线圈和铝板的分布电容, C_{tr} 为发收线圈的分布电容, C_{ch} 为发收铝板的分布电容。 R_1 、 R_2 分别为发收铝板的内阻。 C_d 为滤波电容, R_L 、 U_o 分别为系统负载电阻和输出电压。

1.1 计及分布耦合的磁耦合机构

耦合机构的发射和接收侧机构采用了对称的3层结构,如图2所示。

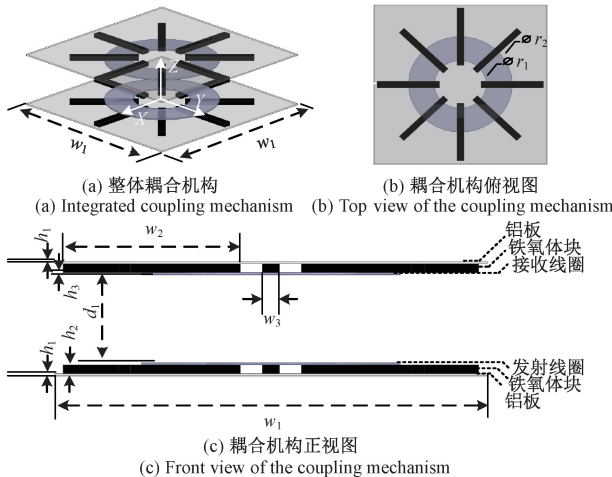


图2 耦合机构

Fig.2 Diagram of the coupling mechanism

以发射侧机构为例,第1层为厚度 h_1 的铝板;第2层为8块均匀分布的铁氧体,其长宽高分别为 w_2 、 w_3 、 h_2 ;第3层为圆形利兹线圈,其绕制的内径和外径分别为 r_1 、 r_2 。 d_1 为磁场能道的传输距离。

图3给出了WPT系统各物理场耦合特性分布。

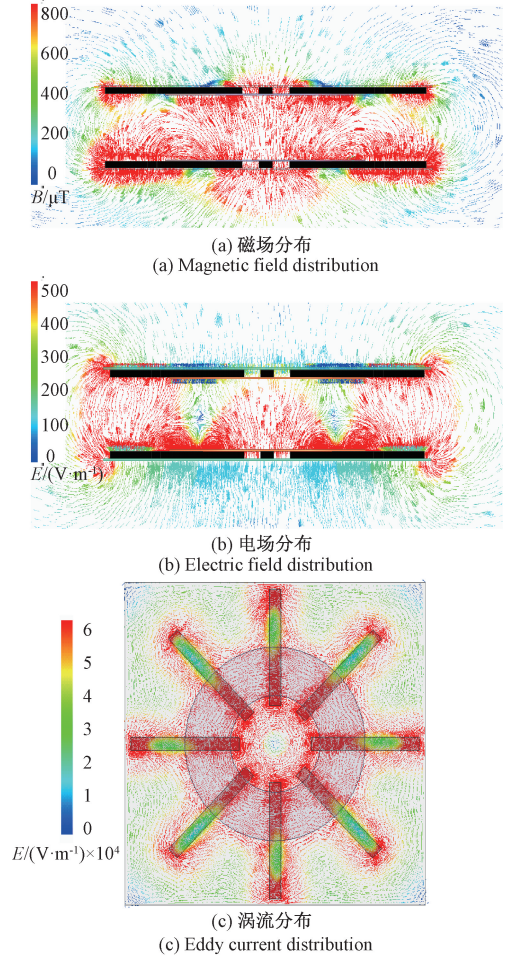


图3 WPT系统各物理场耦合特性分布

Fig.3 Distribution of multi-physics coupling characteristics in the WPT system

其中,图3(a)的磁力线分布给出了系统的磁场耦合机制。激励线圈产生轴对称磁场,磁力线在发射与接收线圈间的轴向通道内形成路径,其强度随传输距离衰减。铁氧体磁芯具有高磁导率,能有效引导并约束磁力线。而高电导率的铝板则对垂直其表面的交变磁场产生涡流反作用,从而抑制磁场泄漏。由图3(a)可见,通道边缘的漏磁通密度不足中心区域的1%,说明了该磁路结构将绝大多数磁场能量约束在传输路径内。

图3(b)的电场线分布表征3类分布电容耦合机制。线圈间的放射状电场线对应线圈匝间电容 C_{tr} ;线圈向铝板延伸的衰减场反映线圈和铝板间电容 C_{ts} (C_{rs});垂直贯穿导体的弱电场线反映铝板间电容 C_{ch} 。

图3(c)的涡流密度分布展示了交变磁场在铝板内部感应的涡流效应。涡流呈现非均匀的空间分布,在铝板正对线圈投影面的区域,涡流密度达到峰值,随着径向距离的增大,涡流密度呈指数规律快速衰减。

涡流在铝板体电阻中流动产生焦耳热,产生欧姆损耗。这部分能量损耗降低了WPT系统的整体传输效率,并等效为在电路中增加了串联电阻。涡流效应会生成削弱原磁场的反向磁场,降低了铝板所在区域的磁通密度,减少了线圈的磁链。

1.2 计及电磁分布耦合的耦合机构等效电路

图4给出了计及电磁分布耦合的耦合机构等效电路。

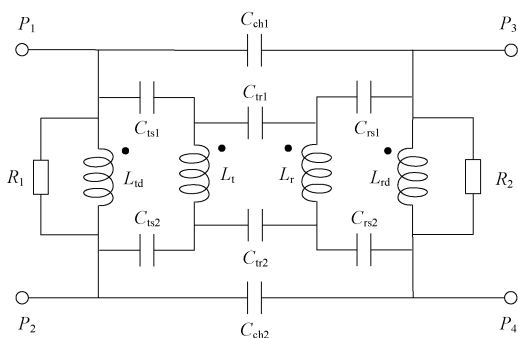


图4 计及电磁分布耦合的耦合机构等效电路

Fig. 4 Equivalent circuit of the coupling mechanism with electromagnetic distributed coupling

图4中分布电容网络表征了3类耦合机制:1)同侧线圈与铝板耦合,包括发射侧线圈与铝板间分布电容 C_{ts1} 和 C_{ts2} 以及接收侧线圈与铝板间分布电容 C_{rs1} 和 C_{rs2} ;2)发射与接收线圈间分布电容 C_{tr1} 和 C_{tr2} ;3)发射侧与接收侧铝板间分布电容 C_{ch1} 和 C_{ch2} 。涡流效应表征为发射侧等效电感 L_{td} 以及接收侧等效电感 L_{rd} 。四端口结构中端口 P_1 和 P_2 连接LCC谐振网络,端口 P_3 和 P_4 连接 C_s 谐振电容,耦合电感 L_t 与 L_r 是实现磁能传输的主体,与分布电容网络、涡流效应共同作用,共同决定系统的传输特性。

2 电磁分布作用下的感应耦合模型与分析

2.1 电场作用下的分布电容耦合模型

图5给出了耦合线圈的集中参数模型。集中参数模型将多匝平面线圈及其铁氧体层压结构等效为单一集总导体。忽略线圈内部电场分布的细微结构,将系统的电磁特性用若干个集总元件来表征。集总元件包括表征整体电感特性的总自感 L_{total} 和反映线圈对铝板层的总分布电容 C_{total} 。

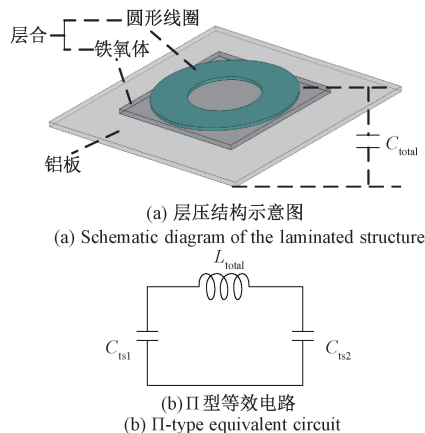


图5 耦合线圈的集中参数模型

Fig. 5 Lumped parameter model of coupled coils

为描述 C_{total} 在端口间的分布特性,采用图5(b)的Π型等效网络进行表示。基于端口电气特性对称的假设,将 C_{total} 平均分配至线圈的两端。 C_{ts1} 、 C_{ts2} 分别为线圈两端对铝板层的分布电容分量,且满足:

$$C_{ts1} = C_{ts2} = \frac{C_{total}}{2} \quad (1)$$

图6(a)给出了耦合线圈的分布参数模型。该模型不再将线圈视为单一整体,而是将其视为由多个导体单元按空间序列构成的分布系统。其等效电路如图6(b)所示。

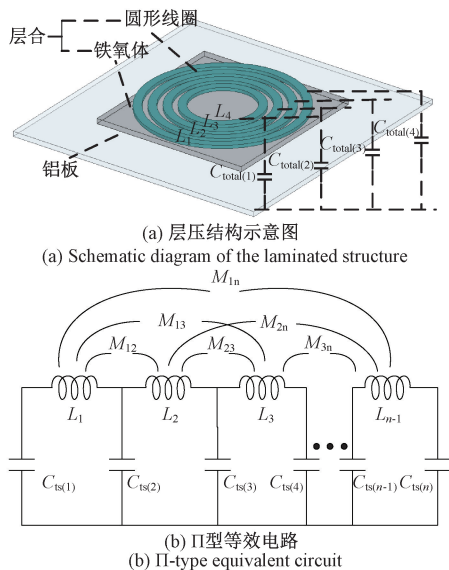


图6 耦合线圈的分布参数模型

Fig. 6 Distributed parameter model of coupled coils

为平衡模型精度与复杂度,将整个绕组划分为若干组导体单元。每组导体单元具有自感 L_n ,每组单元对铝板层的分布电容表示为 C_{totaln} ,不同单元之间的互感为 M_{ij} 。

($i, j=1, 2, 3, \dots, n$)。每个单元对地分布电容 $C_{\text{total}n}$ 同样采用 Π 形网络结构来表征其端口分布特性,并均分至其两端,如式(2)所示。

$$\begin{cases} C_{\text{ts}(1)} = \frac{C_{\text{total}1}}{2} \\ C_{\text{ts}(2)} = \frac{C_{\text{total}1}}{2} + \frac{C_{\text{total}2}}{2} \\ \vdots \\ C_{\text{ts}(n-1)} = \frac{C_{\text{total}(n-2)}}{2} + \frac{C_{\text{total}(n-1)}}{2} \\ C_{\text{ts}(n)} = \frac{C_{\text{total}(n-1)}}{2} \end{cases} \quad (2)$$

基于上述分布式建模方法,建立两组线圈的分布式模型以进行分析,归纳其普适规律,最终将分析框架拓展至任意组线圈。

如图7所示,等效电路包含子单元 t_1 和 t_2 ,等效电路包含子单元 t_1 和 t_2 ,其电感分别为 L_{t1} 和 L_{t2} ,二者之间的磁耦合,由互感 M_{t12} 表示。子绕组单元 t_1 对铝板的分布电容均分至两端,表示为 C_{t11} 和 C_{t12} ;同理,子绕组单元 t_2 对铝板的分布电容表示为 C_{t21} 和 C_{t22} 。

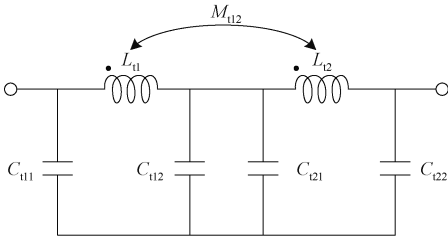


图7 两组线圈分布等效电路

Fig.7 Distributed equivalent circuit of two-coil system

基于图7的两组线圈分布等效模型,首先对其应用T型网络变换,然后进行星三角拓扑变换,最终得到图8简化后的分布等效电路模型。

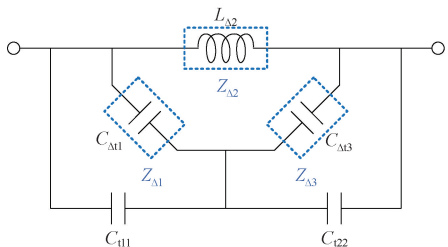


图8 两组线圈简化分布等效电路

Fig.8 Simplified distributed model of the dual-coil system

简化后的等效阻抗 $Z_{\Delta 1}$ 、 $Z_{\Delta 2}$ 、 $Z_{\Delta 3}$ 表示为:

$$\begin{cases} Z_{\Delta 1} = \frac{1}{j\omega(C_{t12} + C_{t21})} \frac{L_{t2} + M_{t12}}{A_1 + B_1} \\ Z_{\Delta 3} = \frac{1}{j\omega(C_{t12} + C_{t21})} \frac{L_{t1} + M_{t12}}{A_1 + B_1} \\ Z_{\Delta 2} = j\omega(A_1 + B_1) \end{cases} \quad (3)$$

式中:

$$\begin{cases} A_1 = L_{t1} + L_{t2} + 2M_{t12} \\ B_1 = \omega^2(C_{t12} + C_{t21})(-L_{t1}L_{t2} + M_{t12}^2) \end{cases} \quad (4)$$

基于高频情况下的电磁特性分析,系统通常满足以下两个关键约束条件:

约束条件1:线圈间的磁耦合强度显著弱于线圈与铝板层之间的容性耦合强度。即磁耦合效应远小于容性耦合效应,其数学表达如式(5)所示。

$$\begin{cases} \omega M_{t12} \ll \frac{1}{\omega(C_{t12} + C_{t21})} \\ \omega(M_{t12}^2 - L_{t1}L_{t2}) \ll \frac{1}{\omega(C_{t12} + C_{t21})} \end{cases} \quad (5)$$

约束条件2:由平面发射线圈分割形成的两个子绕组单元具有相等的自感值,如式(6)所示。

$$L_{t1} = L_{t2} \quad (6)$$

当系统同时满足约束条件1和约束条件2时,分布式等效电路的参数模型表达式可简化为:

$$\begin{cases} C_{\Delta 1} = \frac{1}{2(C_{t12} + C_{t21})} \\ L_{\Delta 2} = L_{t1} + L_{t2} + 2M_{t12} \\ C_{\Delta 3} = \frac{1}{2(C_{t12} + C_{t21})} \end{cases} \quad (7)$$

经上述拓扑变换,最终得到两组线圈的 Π 型分布等效电路模型,如图9所示。

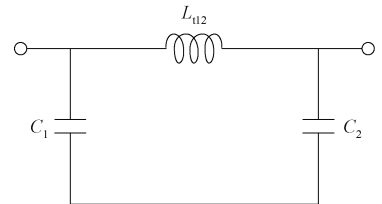


图9 两组线圈 Π 型分布等效电路

Fig.9 Π -type distributed equivalent circuit of two-coil system

该模型对应的电感和电容参数表达式为:

$$\begin{cases} C_1 = C_{t11} + \frac{1}{2(C_{t12} + C_{t21})} \\ C_2 = C_{t22} + \frac{1}{2(C_{t12} + C_{t21})} \\ L_{t12} = L_{t1} + L_{t2} + 2M_{t12} \end{cases} \quad (8)$$

基于两组线圈分布电容的推导思路及其非均匀分布特性,在满足约束条件 1 和 2 的前提下,可将模型推广至任意组数线圈的分布等效 Π 模型。对于由 n 组子绕组构成的线圈,其等效 Π 模型中的左侧电容 C_{n1} 和右侧电容 C_{n2} 分别由式(9)和(10)给出。

当 n 为奇数时 Π 型分布模型电容表达式为:

$$\begin{cases} C_{x1} = \sum_{i=1}^{\frac{n-1}{2}} \frac{(2^{\lceil \log_2[n] \rceil} - i)(C_{it2} + C_{t(i+1)1})}{2^{\lceil \log_2[n] \rceil}} \\ C_{y1} = \sum_{i=\frac{n+1}{2}}^{\frac{n-1}{2}} \frac{(n-i)(C_{it2} + C_{t(i+1)1})}{2^{\lceil \log_2[n] \rceil}} \\ C_{n1} = C_{x1} + C_{y1} + C_{t11} \\ C_{x2} = \sum_{i=1}^{\frac{n-1}{2}} \frac{i(C_{it2} + C_{t(i+1)1})}{2^{\lceil \log_2[n] \rceil}} \\ C_{y2} = \sum_{i=\frac{n+1}{2}}^{\frac{n-1}{2}} \frac{(2^{\lceil \log_2[n] \rceil} + i - n)(C_{it2} + C_{t(i+1)1})}{2^{\lceil \log_2[n] \rceil}} \\ C_{n2} = C_{x2} + C_{y2} + C_{t22} \end{cases} \quad (9)$$

式中: $\lceil \log_2[n] \rceil$ 表示对 $\log_2[n]$ 向上取整, n 为线圈匝数;第 i 匝线圈 ($i=1, 2, 3, \dots, n$) 对铝板的总分布电容记为 C_{it} , 该总电容被均分至线圈两端, 表示为 C_{it1} 和 C_{it2} 。

当 n 为偶数时 Π 型分布模型电容表达式为:

$$\begin{cases} C_{x3} = \sum_{i=1}^{\frac{n-2}{2}} \frac{(2^{\lceil \log_2[n] \rceil} - i)(C_{it2} + C_{t(i+1)1})}{2^{\lceil \log_2[n] \rceil}} \\ C_{y3} = \sum_{i=\frac{n+1}{2}}^{\frac{n-2}{2}} \frac{(n-i)(C_{it2} + C_{t(i+1)1})}{2^{\lceil \log_2[n] \rceil}} \\ C_{n1} = C_{x3} + C_{y3} + C_{t11} + \frac{1}{2}(C_{t(\frac{n}{2})2} + C_{t(\frac{n}{2}+1)1}) \\ C_{x4} = \sum_{i=1}^{\frac{n-2}{2}} \frac{i(C_{it2} + C_{t(i+1)1})}{2^{\lceil \log_2[n] \rceil}} \\ C_{y4} = \sum_{i=\frac{n+1}{2}}^{\frac{n-2}{2}} \frac{(2^{\lceil \log_2[n] \rceil} + i - n)(C_{it2} + C_{t(i+1)1})}{2^{\lceil \log_2[n] \rceil}} \\ C_{n2} = C_{x4} + C_{y4} + C_{t22} + \frac{1}{2}(C_{t(\frac{n}{2})2} + C_{t(\frac{n}{2}+1)1}) \end{cases} \quad (10)$$

Π 型分布模型中电感的表达式为:

$$L_n = \sum L_i + 2 \sum M_{ij} \quad (11)$$

分析上述表达式可知,平面线圈不同位置的子绕组单元与铝板层间的分布电容存在显著差异,具体表现为位于线圈外径端的子绕组单元电容值大于位于内径端的单元。

2.2 涡流作用下的分布电感耦合模型

如图 10 所示,当交流电流激励线圈时,其产生的时变磁场作用于铝板。根据法拉第电磁感应定律和楞次定律,该时变磁场在铝板内部感应出涡流,其产生的感应磁场方向始终与原磁场变化方向相反,以阻碍原磁通的变化。

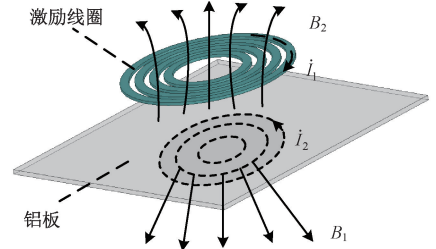


图 10 涡流效应示意图

Fig. 10 Schematic of eddy current effect

依据文献[18]提出的建模方法,铝板可基于变压器原理等效为短路状态的次级线圈,激励线圈等效为变压器的一次绕组,铝板中涡流形成的闭合回路等效为变压器的二次绕组。其等效电路如图 11 所示,其中 U 为施加给一次绕组的激励电压, L_1 、 R_1 分别为激励线圈电感与电阻, L_2 、 R_2 分别为涡流等效电感与铝板内阻, M_{12} 为一次绕组与等效二次绕组间的等效互感。

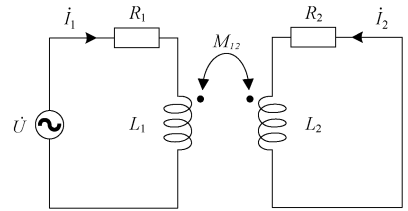


图 11 涡流效应等效电路

Fig. 11 Equivalent circuit of eddy current effect

对图 11 的等效电路,基于基尔霍夫定律列写回路电压方程组,即:

$$\begin{cases} R_1 \dot{I}_1 + j\omega L_1 \dot{I}_1 - j\omega M_{12} \dot{I}_2 = \dot{U} \\ R_2 \dot{I}_2 + j\omega L_2 \dot{I}_2 - j\omega M_{12} \dot{I}_1 = 0 \end{cases} \quad (12)$$

推导得线圈等效电感 L_{eq} 与等效电阻 R_{eq} 分别为:

$$\begin{cases} L_{eq} = L_1 - \frac{\omega^2 M_{12}^2}{R_2^2 + \omega^2 L_2} \\ R_{eq} = R_1 + \frac{\omega^2 M_{12}^2}{R_2^2 + \omega^2 L_2} \end{cases} \quad (13)$$

理论分析表明:涡流效应改变了线圈的等效阻抗特性,使得线圈等效电感 L_{eq} 的感抗分量减小,等效电阻 R_{eq} 增大。

2.3 电场和涡流共同作用下的感应耦合模型

当发射线圈与接收侧铝板的间距较大时,其涡流效应在发射侧的影响可忽略。基于此,建立如图12所示的发射侧计及电磁耦合的分布参数模型。其中, L_t 和 L_{td} 分别表示发射线圈自感和涡流等效电感, M_{td} 表示为发射线圈自感与涡流等效电感之间的互感, C_{ts1} 、 C_{ts2} 表示发射线圈与铝板之间的分布电容, R_{t1} 表示铝板内阻。

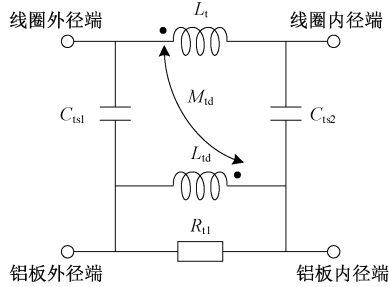


图12 发射侧计及电磁耦合分布模型

Fig. 12 Distributed parameter model of the transmitter with electromagnetic coupling

在WPT系统中,铝板内阻远小于感抗与容抗,其影响可忽略。据此简化等效阻抗表达式,消除了复杂的电阻耦合项。系统发射侧的等效模型可以从图13左侧的复杂模型简化为右侧的简化模型。

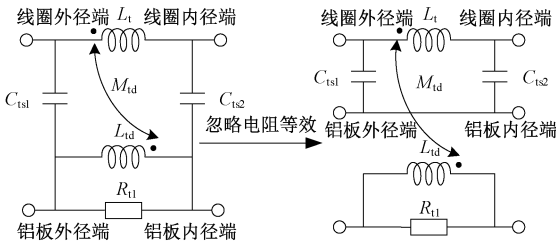


图13 发射侧计及电磁耦合简化模型

Fig. 13 Simplified model of the transmitter with electromagnetic coupling

简化后的模型在保留物理本质的同时降低了分析复杂度。此时电磁耦合等效模型可解耦为涡流效应和分布电容对线圈阻抗的独立作用。

对于涡流效应,由于发射与接收侧结构对称,且涡流对发射线圈阻抗的影响仅通过邻近铝板的互感 M_{td} 单向耦合至回路,与对侧铝板的互感 M_{rd} 可忽略,故采用单侧独立建模分析。考虑涡流效应影响的发射和接收侧的等效电感为:

$$\begin{cases} L_{te} = L_t - \frac{M_{td}^2}{L_{td}} \\ L_{re} = L_r - \frac{M_{rd}^2}{L_{rd}} \end{cases} \quad (14)$$

涡流效应不仅降低了线圈自感,更重要的是通过生成

反向磁场改变磁场分布。该磁场与发射磁场矢量叠加,削弱了穿透接收线圈的有效磁通,直接表现为线圈间有效互感降低。考虑涡流效应之后线圈之间的等效互感表示为 M_e 。

对于分布电容的作用,3类电场耦合作用等效为集中电容参数,此类电容共同构成电容网络,如图14所示。

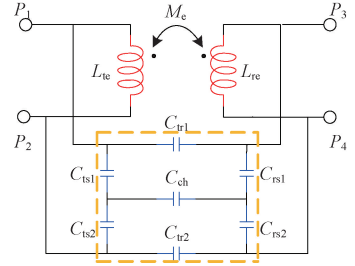


图14 计及电磁耦合的等效电路

Fig. 14 Equivalent circuit modeling electromagnetic coupling

图14中 C_{tr1}, C_{tr2} 表示发射与接收线圈之间的分布电容,且线圈结构的对称性使得 $C_{tr1} = C_{tr2}$;发射侧线圈与铝板之间的分布电容表示为 C_{ts1}, C_{ts2} ,且线圈各匝面积的非均匀特性使得外端端电容大于内端端电容,其中外端端电容 $C_{ts1} = b \times C_{ts}$,内端端则为 $C_{ts2} = (2-b) \times C_{ts}$, $b \in (1, 2)$;同样地, C_{rs1} 和 C_{rs2} 表示接收侧线圈与铝板之间的分布电容,其外端端和内端端电容分别为 $C_{rs1} = b \times C_{rs}$,内端端则为 $C_{rs2} = (2-b) \times C_{rs}$;发射与接收铝板之间的分布电容表示为 C_{ch} , M_e 则表示发射与接收线圈受到涡流效应影响之后的等效互感。

集成7项电容与线圈自感和互感,构建以 $(P_1, P_2) - (P_3, P_4)$ 为端口的网络,通过开路阻抗分析,结合二端口理论,将七电容结构转换为图15的等效 Π 型拓扑结构。

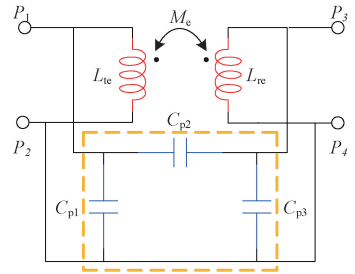


图15 计及电磁耦合的 Π 型等效电路

Fig. 15 Π -type equivalent circuit incorporating electromagnetic coupling

简化后的 Π 型网络阻抗参数表示为:

$$\begin{cases} C_{p1} = -\frac{1}{2}b(b-2)C_{ts} \\ C_{p2} = \frac{C_{tr}\{2C_{ch}C_{tr} + [2+b(b-2)]C_{ch}C_{ts} + 2C_{tr}C_{ts}\}}{4C_{tr}C_{ts} + 2C_{ch}(2C_{tr} + C_{ts})} \\ C_{p3} = -\frac{1}{2}b(b-2)C_{ts} \end{cases} \quad (15)$$

为解析图 15 含互感和分布电容的耦合系统,通过 T 型等效变换将线圈重构为 3 个独立电感支路,结合分布电容并通过星三角变换,得到如图 16 的耦合拓扑网络。

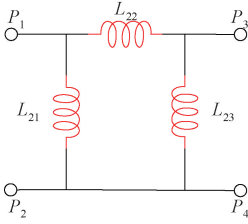


图 16 计及电磁耦合的简化等效电路

Fig. 16 Simplified circuit with electromagnetic coupling

重构后的等效电感参数表达式为:

$$\begin{cases} L_{21} = \frac{-L_{te}L_{re} + M_e^2}{-L_{re} + M_e + C_{p1}(L_{te}L_{re} - M_e^2)\omega^2} \\ L_{22} = \frac{L_{te}L_{re} - M_e^2}{M_e + C_{p2}(-L_{te}L_{re} + M_e^2)\omega^2} \\ L_{23} = \frac{-L_{te}L_{re} + M_e^2}{-L_{te} + M_e + C_{p3}(L_{te}L_{re} - M_e^2)\omega^2} \end{cases} \quad (16)$$

通过逆向等效变换,将图 16 的无耦合 Π 型网络重新构建为图 17 的变压器模型,其磁耦合效应由 M_x 表征,端口结构保持一致。

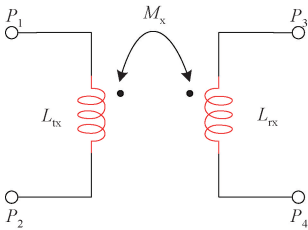


图 17 计及电磁耦合的耦合变压器模型

Fig. 17 Electromagnetic-coupled transformer model

基于上述分析,面对涡流效应与分布电容的共同影响,将其内化为等效电感参数的修正项,最终获得修正后的变压器模型参数表达式为:

$$\begin{cases} L_{tx} = \frac{L_{te} - (C_{p2} + C_{p3})(L_{te}L_{re} - M_e^2)\omega^2}{1 - A_2 + B_2} \\ L_{rx} = \frac{L_{re} - (C_{p1} + C_{p2})(L_{te}L_{re} - M_e^2)\omega^2}{1 - A_2 + B_2} \\ M_x = \frac{-M_e + C_{p2}(L_{te}L_{re} - M_e^2)\omega^2}{-1 + A_2 + B_2} \end{cases} \quad (17)$$

其中, A_2 和 B_2 表示为:

$$\begin{cases} A_2 = [C_{p1}L_{te} + C_{p3}L_{re} + C_{p2}(L_{te} + L_{re} - 2M_e)]\omega^2 \\ B_2 = [C_{p2}C_{p3} + C_{p1}(C_{p2} + C_{p3})](L_{te}L_{re} - M_e^2)\omega^4 \end{cases} \quad (18)$$

3 计及电磁分布耦合的系统传输特性

3.1 分布电磁场对感应耦合参数的影响

等效电感理论模型分析表明,线圈自感受多物理场耦合作用,主要影响因素包括铝板涡流效应、线圈与铝板分布电容、线圈间分布电容以及铝板间分布电容。等效电感表达式所包含的正负交叉项反映了多物理场对线圈与互感的耦合影响。为明确分布电容对等效自感 L_{tx} 的影响,需求解其对应偏导数并分析其符号特性。

发射线圈等效自感 L_{tx} 关于线圈与铝板分布电容 C_{tr} 的偏导数,其解析表达式为:

$$\frac{\partial L_{tx}}{\partial C_{tr}} = \frac{2[A_4^2 + (b-1)^2 C_{ch}^2 C_{ts}^2] A_3^2 \omega^2}{B_4^2} \quad (19)$$

发射线圈等效自感 L_{tx} 关于铝板间分布电容 C_{ch} 的偏导,其解析表达式为:

$$\frac{\partial L_{tx}}{\partial C_{ch}} = \frac{4(b-1)^2 C_{tr}^2 C_{ts}^2 A_3^2 \omega^2}{B_4^2} \quad (20)$$

理论分析表明:在有效定义域内,等效自感 L_{tx} 对 C_{tr} 的偏导数严格为正,这表明二者之间存在严格单调递增关系,当线圈与铝板分布电容增大时,线圈等效自感同步增大。

同理可证,在有效定义域内, L_{tx} 关于 C_{ch} 的偏导数恒正,即 L_{tx} 同样是 C_{ch} 的严格单调递增函数。因此,铝板间分布电容增加将增大线圈等效自感。

基于电磁模型与参数约化方法,该文构建了无量纲参数体系 K_1 、 K_2 、 K_3 以建立普适性分析框架。

$$\begin{cases} K_1 = \frac{M_e}{L_t} \\ K_2 = \frac{C_{ch}}{C_{ts}} \\ K_3 = \frac{C_{tr}}{C_{ch}} \end{cases} \quad (21)$$

代入 K_1 、 K_2 、 K_3 的线圈等效自感表达式如式 (22) 所示,其中, A_5 、 A_6 、 A_7 表达式如式 (23) 所示。

基于接收端偏移下 C_{ts} 为常数的约束,参数 K_2 的增大表征 C_{ch} 的增大,消除了 C_{ts} 的干扰,使 C_{ch} 对等效自感 L_{tx} 的作用可在归一化参数空间中独立考察。同时 C_{tr} 与 C_{ch} 呈线性关联,因此将约束关系 $C_{tr} = K_3 \times C_{ch}$ 代入等效自感表达式实现降维处理。在第 4 章的结构参数条件下,通过对 K_1 和 K_2 从在 0~1 的区间内的参数化扫描

$$L_{tx} = \frac{4[C_{ts} + 2C_{ts}(1 + K_2)K_3] \left(L_t - \frac{M_{td}^2}{L_{td}} + A_5 A_6 \right)}{C_{ts} [2 + 4(1 + K_2)K_3 - A_7] \left[2 + (b - 2)bC_{ts} \left(L_t + K_1 L_t + \frac{M_{td}^2}{L_{td}} \right) \omega^2 \right]} \quad (22)$$

$$\begin{cases} A_5 = \frac{C_{ts} \{ 2K_2 K_3 (1 + K_3 + K_2 K_3) + 2b[1 + (2 + K_2)K_3] - b^2[1 + (2 + K_2)K_3] \}}{2[1 + 2(1 + K_2)K_3 L_{td}^2]} \\ A_6 = [(1 + K_1)L_t L_{td} - M_{td}^2] [(K_1 - 1)L_t L_{td} + M_{td}^2] \omega^2 \\ A_7 = \frac{C_{ts} [-2b(1 + 2K_3) + b^2(1 + 2K_3) - 4K_2 K_3 (1 + K_3 + K_2 K_3)] [(K_1 - 1)L_t L_{td} + M_{td}^2] \omega^2}{L_{td}} \end{cases} \quad (23)$$

得到三维曲面如图18所示。结果表明: L_{tx} 随 K_2 增大而严格单调递增,这与理论推导中所得出的等效自感 L_{tx} 随铝板间分布电容 C_{ch} 和线圈与铝板分布电容 C_{tr} 增大而增加的结论一致。

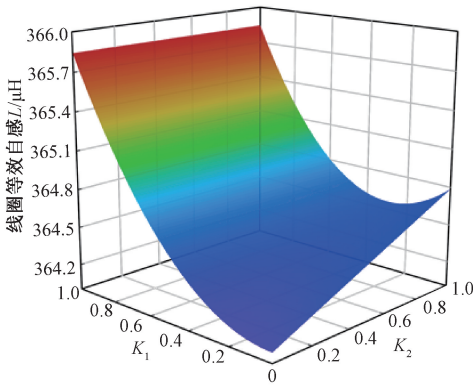


图18 线圈等效自感随 K_1 和 K_2 的变化

Fig. 18 Equivalent self-inductance of the coil versus K_1 and K_2

从图19可以看出,当固定 K_1 时等效自感 L_{tx} 随 K_2 增大呈现严格单调递增,在较高的 K_1 范围,即使 K_2 在较大范围内变化, L_{tx} 的变化显著减小,呈现出曲面平坦化的特征。

在参数空间的较低 K_1 和 K_2 区域内, L_{tx} 对 K_2 的微小变化表现出较高敏感性。在参数空间的较高 K_1 和 K_2 区域内, L_{tx} 对 K_2 的变化表现出低敏感性, L_{tx} 在此区域相对稳定。两幅图共同验证了线圈与铝板分布电容 C_{tr} 和

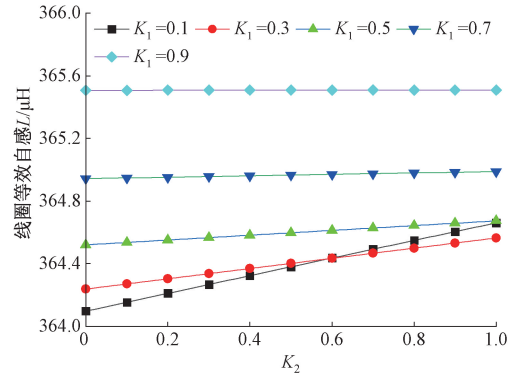


图19 K_1 恒定线圈等效自感随 K_2 的变化

Fig. 19 Equivalent self-inductance of the coil versus K_2 under constant K_1

铝板间分布电容 C_{ch} 增大时,线圈自感 L_{tx} 同步增大。

鉴于线圈等效自感 L_{tx} 关于 C_{ts} 偏导数的复杂解析形式,难以直接判定其影响方向,该文采用参数扫描与可视化分析方法,定量分析 C_{ts} 对 L_{tx} 的作用规律。

同样基于电磁学模型与参数约化策略,该文构建了无量纲参数体系 K_4 、 K_5 以建立普适性分析框架。

$$\begin{cases} K_4 = \frac{M_{td}^2}{L_{td}^2} \\ K_5 = \frac{C_{ts}}{C_{tr}} \end{cases} \quad (24)$$

代入 K_4 、 K_5 的线圈等效自感表达式如式(25)所示,其中, B_5 、 B_6 、 B_7 表达式如式(26)所示。

$$L_{tx} = \frac{4[2C_{tr}K_5 + C_{ch}(2 + K_5)](L_t - K_4 L_{td} + B_5 B_6)}{[4C_{tr}K_5 + 2C_{ch}(2 + K_5) - B_7(L_t - K_4 L_{td} - M_e)\omega^2][2 + (-2 + b)bC_{tr}K_5(L_t - K_4 L_{td} + M_e)\omega^2]} \quad (25)$$

$$\begin{cases} B_5 = \frac{C_{tr} \{ C_{ch}(1 + K_5)[-2 + (-2 + b)bK_5] + 2C_{tr}K_5[-1 + (-2 + b)bK_5] \}}{4C_{tr}K_5 + 2C_{ch}(2 + K_5)} \\ B_6 = (L_t - K_4 L_{td} - M_e)(L_t - K_4 L_{td} + M_e)\omega^2 \\ B_7 = C_{tr}[4C_{ch} + 4(C_{ch} + C_{tr})K_5 - (-2 + b)b(C_{ch} + 2C_{tr})K_5^2] \end{cases} \quad (26)$$

当发射与接收线圈相对位置固定,即线圈间分布电容 C_{tr} 恒定时,通过对 K_4 从0~1的区间与 K_5 从0~50的

区间的参数化扫描研究涡流互感 M_{td} 与铝板-线圈电容 C_{ts} 的作用下线圈等效自感的变化趋势,得到的三维曲面如图 20 所示。

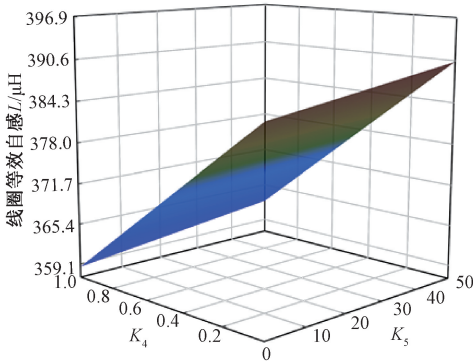


图 20 线圈等效自感随 K_4 和 K_5 的变化

Fig. 20 Equivalent self-inductance of the coil versus K_4 and K_5

基于图 20 三维参数扫描结果可以看出,当涡流耦合系数 K_4 增大时,线圈等效自感 L_{ox} 呈加速衰减趋势,该现象验证了涡流效应削弱自感的物理本质。电容比 K_5 增大时, L_{ox} 严格单调递增但增长率渐近饱和,该现象表明电容参数 C_{ts} 的增加会显著增强自感。

折线图 21 和 22 进一步验证了在固定 K_5 值的条件下,自感均随 K_4 增大而单调递减,在固定 K_4 值的条件下,自感均随 K_5 增大而单调递增。

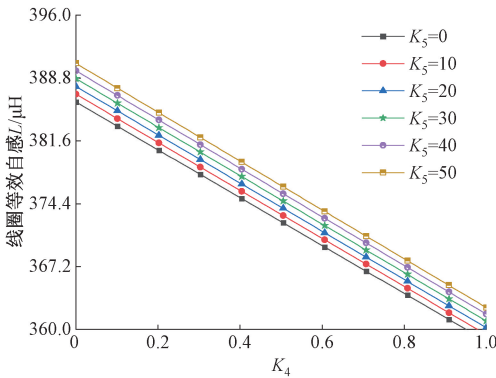


图 21 K_5 恒定线圈等效自感随 K_4 的变化

Fig. 21 Equivalent self-inductance of the coil versus K_4 under constant K_5

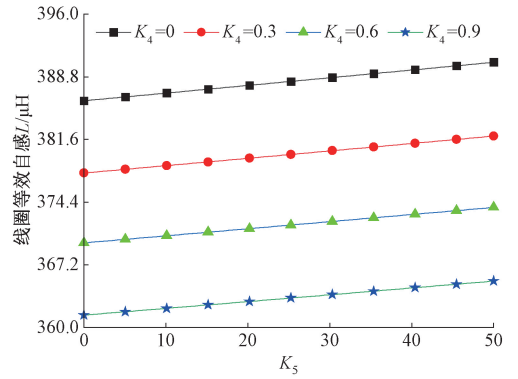


图 22 K_4 恒定线圈等效自感随 K_5 的变化

Fig. 22 Equivalent self-inductance of the coil versus K_5 under constant K_4

3.2 系统输入阻抗特性

WPT 系统在高频工作状态下,铝板产生的涡流效应及系统的分布电容会导致磁耦合通道的等效自感与互感发生显著变化,这种变化直接影响谐振网络 LCC-S 的参数配置精度,从而引发系统失谐,使得系统输入功率波动增大且输出功率与传输效率降低。

因此建立了如图 23 的等效电路模型,用于分析涡流效应与分布电容对输入阻抗的影响。确保谐振网络参数设计准确性和系统高效稳定运行。

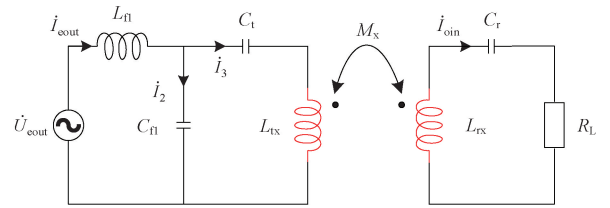


图 23 计及电磁耦合的 WPT 系统等效电路

Fig. 23 Equivalent circuit of the WPT system incorporating electromagnetic coupling

为了确保系统工作在谐振状态并优化功率传输性能,需要满足特定的参数配置条件。根据线圈接收侧等效阻抗为纯阻性以及线圈发射侧输入电流虚部等于零的两个条件,可推导出磁场耦合路径中 LCC-S 型谐振网络所需满足的参数配置条件如式(27)所示。

$$\begin{cases} C_t = \frac{1}{\omega^2 \left(-L_{01} + \frac{L_{te} - (C_{p2} + C_{p3})(L_{te}L_{re} - M_e^2)\omega^2}{1 - [C_{p1}L_{te} + C_{p3}L_{re} + C_{p2}(L_{te} + L_{re} - 2M_e)]\omega^2 + [C_{p2}C_{p3} + C_{p1}(C_{p2} + C_{p3})](L_{te}L_{re} - M_e^2)\omega^4} \right)} \\ C_r = \frac{1 - [C_{p1}L_{te} + C_{p3}L_{re} + C_{p2}(L_{te} + L_{re} - 2M_e)]\omega^2 + [C_{p2}C_{p3} + C_{p1}(C_{p2} + C_{p3})](L_{te}L_{re} - M_e^2)\omega^4}{\omega^2 [L_{re} - (C_{p1} + C_{p2})(L_{te}L_{re} - M_e^2)\omega^2]} \end{cases} \quad (27)$$

基于图 23 等效电路模型,列写基尔霍夫电压回路方

程组如式(28)所示。

$$\begin{cases} \dot{U} = \dot{I}_{\text{eout}} j\omega L_{\text{fl}} + \dot{I}_2 \frac{1}{j\omega C_{\text{fl}}} \\ \dot{I}_3 (j\omega L_{\text{tx}} + \frac{1}{j\omega C_{\text{t}}}) - \dot{I}_{\text{oin}} j\omega M_{\text{x}} = \dot{I}_2 \frac{1}{j\omega C_{\text{fl}}} \\ \dot{I}_{\text{oin}} (j\omega L_{\text{rx}} + \frac{1}{j\omega C_{\text{r}}} + R_{\text{L}}) = \dot{I}_3 j\omega M_{\text{x}} \\ \dot{I}_{\text{eout}} + \dot{I}_2 = \dot{I}_3 \end{cases} \quad (28)$$

将计及分布电容影响的等效耦合参数及其对应的谐振条件代入该谐振网络的方程中进行求解,可推导得到各回路电流的式(29),即:

$$\begin{cases} \dot{I}_{\text{eout}} = \frac{M_{\text{x}}^2 U}{L_{\text{fl}}^2 R_{\text{L}}} \\ \dot{I}_2 = \frac{U(jL_{\text{fl}} R_{\text{L}} + \omega M_{\text{x}}^2)}{\omega L_{\text{fl}}^2 R_{\text{L}}} \\ \dot{I}_3 = -\frac{jU}{\omega L_{\text{fl}}} \\ \dot{I}_{\text{oin}} = \frac{M_{\text{x}} U}{L_{\text{fl}} R_{\text{L}}} \end{cases} \quad (29)$$

系统的输入阻抗 Z_{in} 定义为输入端口电压与电流之比。根据回路电流计算结果,得到输入阻抗表达式为:

$$Z_{\text{in}} = \frac{L_{\text{fl}}^2 R_{\text{L}}}{M_{\text{x}}^2} \quad (30)$$

其相位差的表达式为:

$$\Delta\phi = \arg[Z_{\text{in}}] = \arctan\left[\frac{\text{Im}(Z_{\text{in}})}{\text{Re}(Z_{\text{in}})}\right] \quad (31)$$

式中: Z_{in} 为 WPT 系统的输入阻抗; $\text{Re}[Z_{\text{in}}]$ 为在参数配置条件下的 LCC 网络输入阻抗值,其表达式为:

$$\text{Re}[Z_{\text{in}}] = \frac{L_{\text{fl}}^2 R_{\text{L}}}{M_{\text{x}}^2} \quad (32)$$

式中: R_{L} 和 M_{x} 分别为负载等效电阻值和计及电磁耦合作用下的等效互感值; L_{fl} 为对应谐振状态下的电感值。

$\text{Im}[Z_{\text{in}}]$ 为对应于逆变器软开关状态的 L_{fl} 增量值,此增量值用于实现 MOSFET 开关管漏源极结电容在切换过程中完全放电。

对 K_1 与 K_2 的有效定义域区间内进行参数化扫描,得到了如图 24 所示的三维曲面。该曲面以 K_1 和 K_2 为自变量,呈现了输入阻抗 Z_{in} 的分布特征。

由图 24 可见,输入阻抗 Z_{in} 的变化主要由 K_1 主导,呈现非线性特征。当 K_1 减小时,即接收端发生偏移导致等效互感 M_{e} 减弱,此时系统处于失谐状态, Z_{in} 跃升数个数量级,进入高阻抗域。在此域内,曲面近乎垂直,表明 Z_{in} 对 K_2 的变化不敏感,即分布电容的影响微弱。

当 K_1 增大时,即发射与接收端正对准,互感 M_{e} 处于较高取值区间时,此时 Z_{in} 下降至低阻抗域,系统接近或

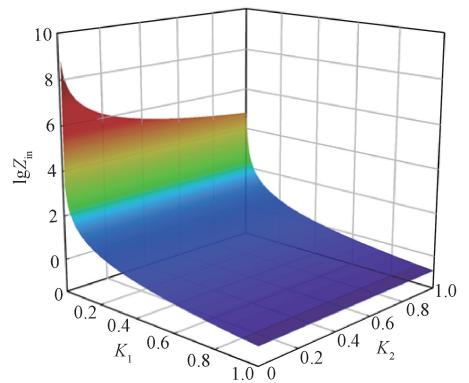


图 24 输入阻抗随 K_1 和 K_2 的变化

Fig. 24 Input impedance versus K_1 and K_2

处于谐振状态。此状态下, K_2 的作用开始显现。在固定的 K_1 下, Z_{in} 随 K_2 的增大而进一步减小。

该特性表明了互感 M_{e} 的衰减是导致系统输入阻抗失配的根本原因。分布电容的作用仅在强磁场耦合的基础上才能有效发挥,属于次级优化手段。因此,在耦合机构的设计过程中,首要是保障线圈间互感稳定性,继而通过对屏蔽层、线圈绕组等结构的优化,主动调控分布电容网络,降低系统的失谐程度,从而使系统在高效率、高稳定性下传输功率。

4 仿真与实验验证

为验证电磁耦合模型、谐振参数配置及系统传输特性分析结果的准确性,依据国家标准 GB/T 38775—2020^[20] 将工作频率设定为 85 kHz,基于 ANSYS Maxwell 3D 静磁场模块建立电磁耦合系统仿真模型。针对电动汽车底盘安装空间约束,以耦合系数最大化与材料成本最小化为多目标优化函数,通过参数化扫描确定磁芯数量、几何尺寸及线圈内/外径等关键参数,如表 1 所示。

表 1 耦合机构尺寸

Table 1 Geometric parameters of the coupling mechanism (mm)

参数	数值	参数	数值
w_1	500	h_3	2.5
w_2	180	d_1	100
w_3	20	r_1	75
h_1	5	r_2	150
h_2	10		

其中,分布电容与电感参数通过 Maxwell 静电场和静磁场仿真获取,仿真设定线圈间距为 100 mm,具体数值如表 2 所示。

表 2 耦合机构电感、电容参数值

Table 2 Inductance and capacitance parameters of the coupling mechanism			
参 数	数 值	参 数	数 值
$L_l/\mu\text{H}$	386.50	$M_{nl}/\mu\text{H}$	25.35
$L_r/\mu\text{H}$	386.50	C_{ls}/pF	180
$L_{ld}/\mu\text{H}$	27.39	C_{rs}/pF	180
$L_{nl}/\mu\text{H}$	27.39	C_{tr}/pF	8.5
$M_e/\mu\text{H}$	61.40	C_{ch}/pF	29.2
$M_{ld}/\mu\text{H}$	25.35		

在 MATLAB/Simulink 平台构建 LCC-S 谐振型磁场能道系统模型,其主电路参数如表 3 所示。为表征电磁耦合机构的分布参数特性,将 Maxwell 仿真获取的分布电容与涡流效应参数导入模型,进而对系统输入功率、输出功率及传输效率进行仿真验证。

4.1 仿真验证

在基于 Matlab/Simulink 搭建的磁耦合无线供电系统仿真平台中,通过对 3 种不同工况(仅线圈作用、线圈与铝板共同作用未调谐、线圈与铝板共同作用已调谐)的对比与分析,证明了铝板涡流效应与分布电容对系统性能的影响机制以及调谐方法的有效性。

表 3 系统谐振网络参数

Table 3 Parameters of the system compensation network	
参数	数值
$L_{l1}/\mu\text{H}$	60.0
C_{l1}/nF	58.4
C_{t1}/nF	11.5
C_{r1}/nF	9.6
R_{l1}/Ω	5.0

为量化系统谐振状态,获取逆变器输出电压与电流之间的相位差,在仿真环境中构建了基于数字过零检测的相位测量电路。该测量电路包含 3 个环节:信号调理与过零检测环节、相位差-脉冲宽度转换环节、脉冲宽度-相位计算环节。

仿真逆变和整流器的输入/输出电压/电流波形如图 25 所示。

在仅线圈作用的理想状态下,系统工作在最优谐振点。如图 25(a)所示,逆变器输出为 50 V 的标准方波电压,电流为标准正弦波形,有效值为 18.87 A。在接电压与电流相位相同;如图 25(d)所示,整流桥输入电压与电流分别为 72.3 V 和 13.1 A。此时系统传输功率为 950 W,据此表明了系统在理想状态下的高效性能。

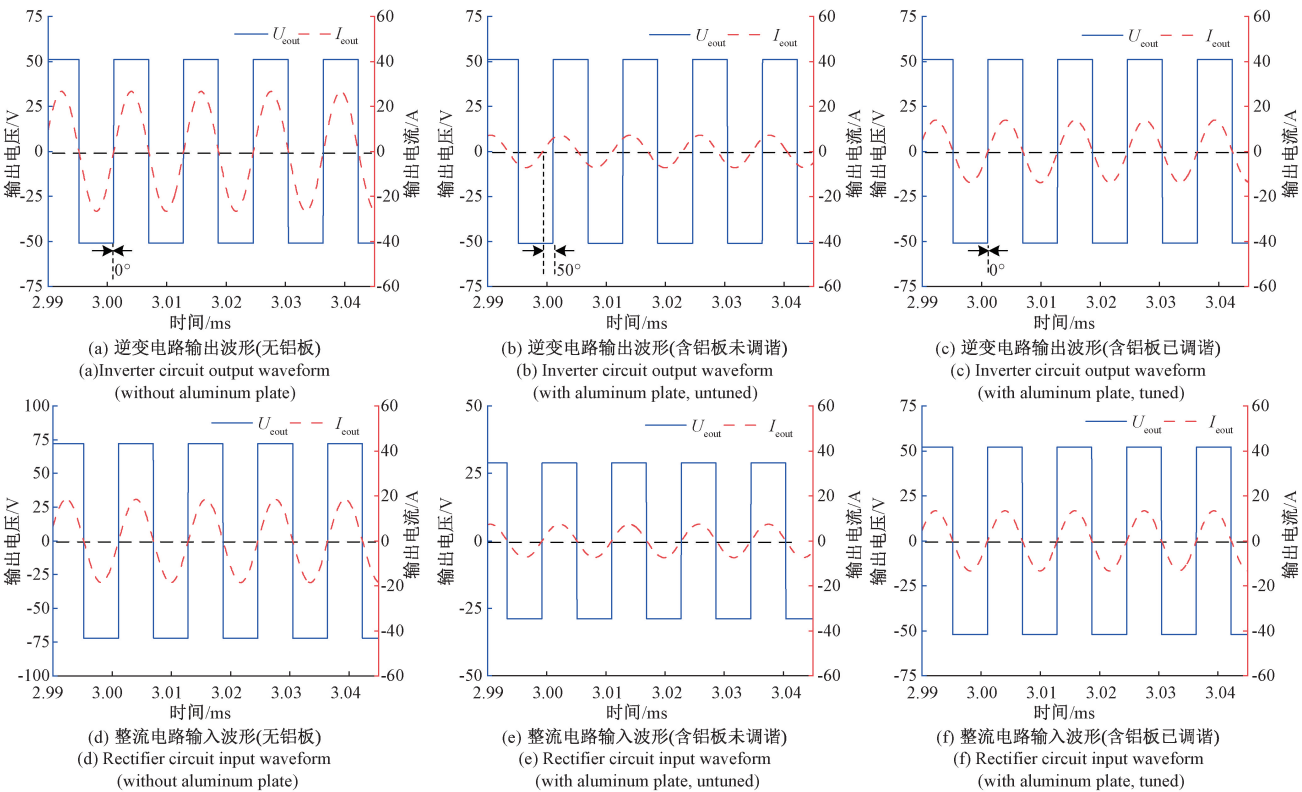


图 25 仿真逆变和整流器的输入输出电压、电流波形

Fig. 25 Simulated voltage and current waveforms of inverter input/output and rectifier input/output

当引入铝板并继续沿用仅有线圈时的调谐参数时,系统性能显著恶化。如图 25(b) 所示,虽然逆变器仍输出 50 V 方波电压,但输出电流波形出现畸变,有效值急剧下降至 5.13 A,降幅达 72.8%。如图 25(e) 所示,接收端性能同步衰退,整流输入电压波动剧烈,平均值为 28.89 V,电流为 5.26 A。系统传输功率降低至 150 W,体现了涡流效应和分布电容对系统谐振状态的影响。

采用新推导的谐振参数进行调谐补偿后,系统性能得到显著改善。如图 25(c) 所示,逆变侧输出电流有效值回升至 9.85 A,较未调谐状态提升 92%。如图 25(f) 所示,接收端整流输入电压恢复至 52.3 V,电流提升至 9.46 A。系统传输功率回升至 500 W,结果表明:所采用的调谐方法补偿了铝板引入的阻抗变化,重新达到了最优谐振工作点。

通过仿真对比分析,明确了铝板环境对 WPT 系统性能的影响,验证了计及电磁分布耦合的等效电路及其调谐参数的有效性。该配置方法显著提升了系统的功率传输能力与效率,增强了其在金属环境中的适应性与稳定性。

4.2 实验验证

图 26 为搭建的计及电磁分布耦合的 WPT 系统的实验样机,对计及电磁分布耦合系统的输入功率、输出功率进行验证。

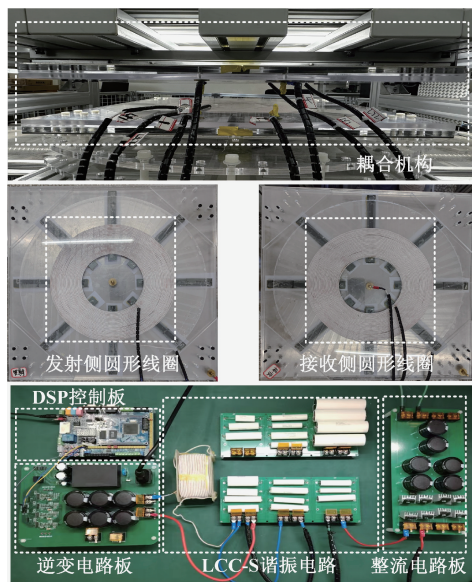


图 26 实验样机

Fig. 26 Experimental prototype

实验结果和参数的测取借助了直流电源 (ITECH IT7805)、电子负载 (IT8817)、示波器 (RIGOL DS7054) 以及阻抗测量仪 (KEY-SIGHT E4980AL), 测取了系统功率变换电路的工作波形。

图 27 为正对准位置下的磁场能道逆变电路和整流电路的电压电流波形。

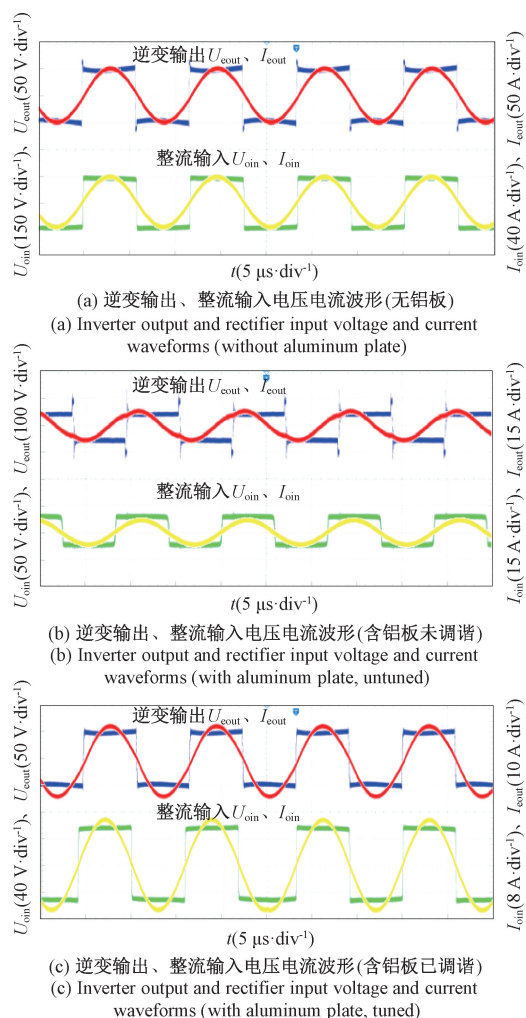


图 27 正对准位置下实验样机逆变、整流波形

Fig. 27 Experimental waveforms of inverter and rectifier under aligned condition

如图 27(a) 所示,对于不含铝板的耦合机构中,采用仅基于线圈参数设计的谐振网络,系统运行于谐振状态。逆变输出电压与电流相位差始终低于 3° , 满足零电压开关条件,有利于降低开关损耗。逆变侧输出电压、电流为 50 V、18.5 A,整流侧输入电压、电流为 70.1 V、12.48 A,输出功率为 873.6 W,系统效率为 94.4%。与图 25 仿真结果相比,电压偏差为 3%,电流偏差为 4.7%,两者吻合良好。

如图 27(b) 所示,对于含铝板的耦合机构中,将仅基于线圈参数设计的谐振参数应用于系统时,系统出现严重失谐。逆变输出电压与电流相位差增加至 50° , 完全偏离谐振状态。整流输入电压下降至 27 V,降幅达 41%,其中逆变输出电压、电流为 50 V、4.9 A,整流输入电压、

电流为 27 V、5.13 A。该结果反映了铝板涡流效应及分布电容网络对能量传输的负面作用。

如图 27(c) 所示,对于含铝板的耦合机构中,代入计及涡流效应和分布电容网络的谐振参数后,系统恢复至谐振状态。此状态下,逆变输出电压、电流为 50 V、9.55 A,整流输入电压、电流为 50.68 V、8.96 A,系统效率提高至 95.1%。与仿真结果相比,电压偏差为 3.1%,电流偏差为 5.2%,验证

了计及电磁分布耦合系统建模与计算的正确性。

图 28 为接收侧机构由正对准位置偏移至距离为 60、90 和 120 mm 位置下的逆变器输出电压、电流波形。在谐振网络参数配置中,电感 L_{11} 与电容 C_{11} 均维持不变,其余参数则依据不同偏移情况下互感与分布电容的仿真变化,对 LCC-S 型谐振网络进行了动态重构。该参数调整方法有效控制了系统在偏移状态下的阻抗特性。

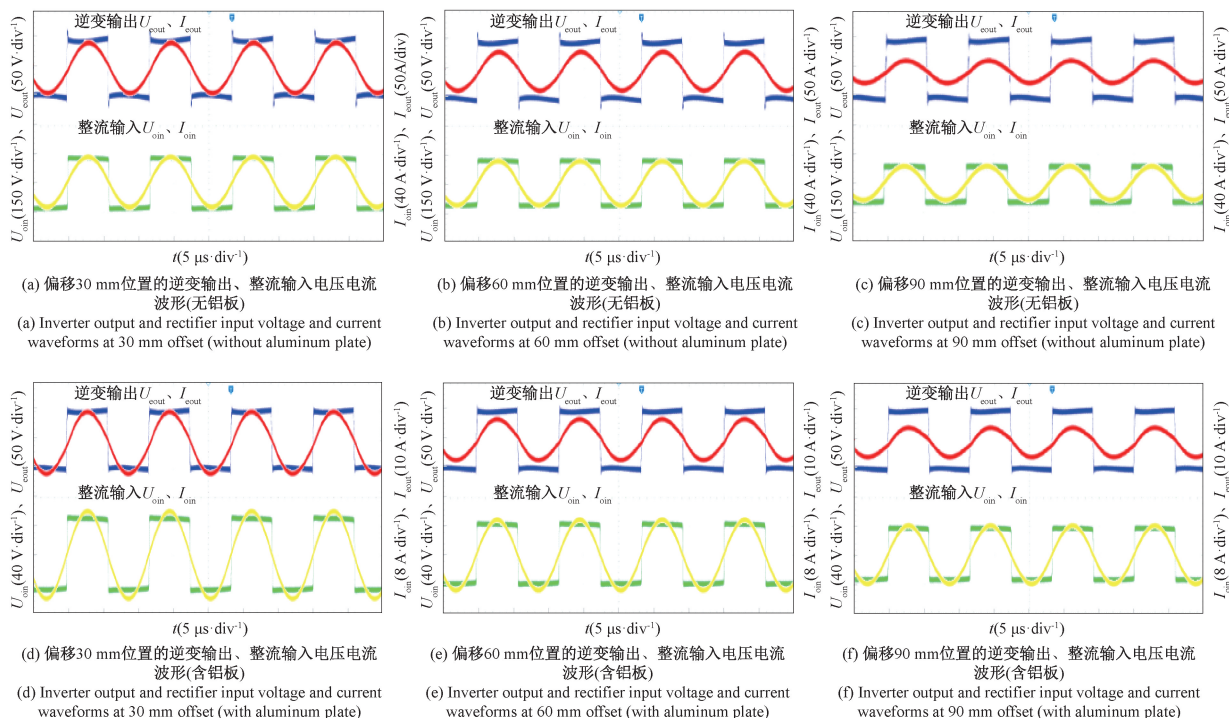


图 28 不同偏移位置下实验样机逆变、整流波形

Fig. 28 Experimental waveforms of inverter and rectifier under various misalignment positions

在无铝板耦合机构下,在 0~90 mm 横向偏移范围内均保持良好谐振特性。随着偏移距离增大,整流输入电压与电流呈现规律性变化:在偏移 30、60 和 90 mm 位置处,整流输入电压分别为 63.2、57.6 和 49.1 V,输入电流分别为 11.4、9.8 和 7.74 A;输出功率相应为 720、565 和 380 W,系统效率依次为 88.4%、86.1% 和 84.3%。

在含铝板耦合机构下进行同等偏移实验,系统仍能维持稳定的谐振状态。在偏移 30、60、90 mm 位置处对应的整流输入电压分别为 49.1、40.8 和 30.5 V,输入电流分别为 8.75、7.1 和 4.84 A;输出功率分别为 430、290 和 150 W,效率则达到 89.2%、86.1% 和 82.3%。

实验数据表明:铝板的引入会导致传输功率下降,所提出的谐振参数重构方法能有效抑制铝板带来的失谐现象,恢复系统的 ZVS 运行状态。偏移过程中的效率变化规律也为后续金属环境下 WPT 系统的抗干扰设计与参数优化提供了分析方法和理论基础。

5 结 论

本文针对金属屏蔽铝板在 WPT 系统中引入的涡流效应与分布电容网络,建立了计及涡流效应与 3 类分布电容的分布式参数模型,明确了等效电感随分布电容增大而递增、随涡流效应增强而递减的变化规律。基于阻抗特性分析,提出 LCC-S 型谐振网络的参数重构方法,以补偿铝板引入的电磁耦合效应。实验验证表明:引入铝板后,若未对谐振参数重新配置,系统传输功率仅为 150 W,逆变输出电压电流相位差为 50°,处于严重失谐状态。采用该文提出的参数配置方法后,系统恢复谐振,相位差降至 5°以内,传输功率提升至 500 W,系统效率达 95.1%。在 0~90 mm 横向偏移范围内,该系统仍可维持 82.3% 以上的传输效率,表现出良好的抗偏移性能。仿真与实验结果表明:所建立的计及电磁分布耦合模型与谐振参数配置方法能够有效解决铝板环境下的 WPT 系

统失谐问题,提升其功率容量、传输效率与抗偏移稳定性,为金属环境下WPT系统的抗干扰设计与参数优化提供了分析方法和理论基础。

参考文献

- [1] 谢诗云,官涵宇,黄杰,等.基于旋转磁场耦合的非对称式无线电能传输系统[J].仪器仪表学报,2024,45(8):193-206.
- XIE SH Y, GUAN H Y, HUANG J, et al. Wireless power transfer system with an asymmetric coupling structure based on rotating magnetic field[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2024, 45(8):193-206.
- [2] 陈阳,杨斌,彭云尔,等.感应式无线电能传输系统抗偏移技术研究综述[J].中国电机工程学报,2023,43(14):5537-5557.
- CHEN Y, YANG B, PENG Y ER, et al. Review of misalignment tolerance technology for inductive wireless power transfer systems[J]. Proceedings of the CSEE, 2023,43(14):5537-5557.
- [3] 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 SH Y, WU L, LI J, 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.
- [4] 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.
- [5] 谢诗云,杨奕,李恋,等.基于双极性耦合磁场调控的高抗偏移偏转无线电能传输系统[J].电工技术学报,2023,38(18):4838-4852.
- XIE SH Y, YANG Y, LI L, et al. System with high misalignment and angular misalignment tolerance based on bipolar coupled magnetic field regulation[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(18):4838-4852.
- [6] CAMPI T, CRUCIANI S, MARADEI F, et al. Magnetic field during wireless charging in an electric vehicle according to standard SAE J2954[J]. Energies, 2019, 12(9):1795.
- [7] ZHANG H L, CHEN Y F, PARK S J, et al. A hybrid compensation topology with single switch for battery charging of inductive power transfer systems[J]. IEEE Access, 2019, 7:171095-171104.
- [8] 周玮,高侨,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 W, GAO Q, CHEN Z L, et al. Multi-transmitter multi-receiver wireless power transfer system based on same-side decoupling electric field coupling mechanism[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(18):4811-4822.
- [9] 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 Y G, DENG CH L, HU H SH, et al. Electric field coupled wireless power transfer system with laminated signal and energy plate configuration[J]. Proceedings of the CSEE, 2024, 44(19):7762-7772.
- [10] DA CH L, LI F, WANG L F, et al. Analysis and implementation of underwater single capacitive coupled simultaneous wireless power and bidirectional data transfer system[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2024, 71(12):15674-15684.
- [11] SHINDE K, HIROTAKA K. 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.
- [12] 姜盟瀚,伍群芳,王勤,等.一种考虑损耗与寄生参数的LLC四元平面矩阵变压器集成优化设计[J].电工技术学报,2025,40(10):3195-3208.
- JIANG M H, WU Q F, WANG Q, et al. An integrated optimal design of LLC four-element planar matrix transformer considering losses and parasitic parameters[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2025, 40(10):3195-3208.
- [13] 叶志军,胡杰,林晓明,等.不同绕组绕法对高频变压器分布电容及波形的影响[J].电机与控制学报,2023,27(8):173-181.
- YE ZH J, HU J, LIN X M, et al. Influence of different winding methods on the distributed capacitance and waveforms of high-frequency transformers[J]. Electric Machines and Control, 2023, 27(8):173-181.
- [14] WANG Y, WANG K Y, LI K R, et al. Multi-MHz inductive and capacitive power transfer systems with PCB-based self-resonators[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2024, 39(10):14077-14090.
- [15] SEO D W. Comparative analysis of two-and three-coil WPT systems based on transmission efficiency[J]. IEEE

Access, 2019, 7:151962-151970.

- [16] 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.
- [17] MEI Y, WU J D, HE X N, et al. 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.
- [18] 周德强, 张斌强, 田贵云, 等. 脉冲涡流检测中裂纹的深度定量及分类识别[J]. 仪器仪表学报, 2009, 30(6):1190-1194.
ZHOU D Q, ZHANG B Q, TIAN G Y, et al. Quantification of depth and classification of cracks using pulsed eddy current test technology[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2009, 30(6):1190-1194.
- [19] 陈涛, 尹永奇, 吕程, 等. 脉冲涡流缺陷检测理论与技术研究综述[J]. 电子测量与仪器学报, 2024, 38(9):1-10.
CHEN T, YIN Y Q, LYU CH, et al. Review of pulsed eddy current defect detection: Theory and technology[J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2024, 38(9):1-10.
- [20] 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 Tandardization (SAC/TC 114). Eelectric 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, 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 received his B. Sc. and Ph. D. degrees both from Chongqing University in 2010 and 2017, respectively. He is currently an associate professor and a master's

supervisor at Chongqing University of Technology. His main research interests include wireless power transfer, power conversion and control.



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.



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.



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.



陈龙 (通信作者), 2011年于南方医科大学获得学士学位, 2018年于重庆大学获得博士学位, 现为重庆理工大学讲师, 主要从事无线电能传输技术、电能变换与控制研究。

E-mail: chenlong118@cqut.edu.cn

Chen Long (Corresponding author) received his B. Sc. degree from Southern Medical University in 2011 and his Ph. D. degree from Chongqing University in 2018. He is currently a lecturer at Chongqing University of Technology. His main research interests include wireless power transfer and power conversion and control.