

DOI: 10.19595/j.cnki.1000-6753.tces.241820

基于屏蔽极板全双工通信无线电能传输系统

叶宗彬 高晨潇 刘旭
(中国矿业大学电气工程学院 徐州 221116)

摘要 随着无线电能传输系统功率和频率的提升,为了提高系统的传输效率和抗干扰能力,相关行业对电能传输的控制性能要求不断提高,因此需要在无线电能传输的功率发射端和接收端进行实时高频的数据交互,该文提出一种兼具低成本与高鲁棒性的同步无线电能与信号传输(SWPDT)的实现方法。基于传统的磁耦合无线电能传输(WPT)系统结构,利用磁耦合线圈外侧的两块金属屏蔽极板为数据传输提供了独立的电容通道,在考虑线圈寄生电容的情况下构建六板电容耦合数学模型与物理模型,通过4个阻波网络和补偿结构,构建四阶谐振网络,用以实现信号的全双工通信;该系统能够在不额外增加信号传输通道的情况下实现电能信号同步传输,显著降低了WPT系统的整体成本和尺寸大小;最后,搭建50W功率传输样机,通过实验验证了在线圈距离17cm的条件下电能传输效率达到80%,在常用串行通信比特率240~800kbit/s范围内实现电能与信号的全双工并行传输,误码率均可维持在一个较低水平,在横向漂移比达到87.72%的极板偏移情况下,系统的信号传输效率衰减比仅为22.66%,在极端工况下信号传输具有较强的鲁棒性,验证了该文设计方法的正确性与可行性。

关键词: 无线电能传输(WPT) 同步无线电能与信号传输(SWPDT) 电容屏蔽极板 全双工通信

中图分类号: TM724

0 引言

近年来,无线电能传输(Wireless Power Transfer, WPT)技术因其灵活、便捷的特点,在智能设备^[1]、电动汽车^[2]、生物医疗^[3]、旋转机构^[4]等领域不断发展,吸引了大批学者进行研究。在现有的WPT系统的广泛应用中,系统的高频特性与高阶特性导致了功率等级限制^[5]、参数敏感性高^[6]、鲁棒性较差^[7]等问题,因而对系统的控制性能提出了更高要求。为了达到高效稳定的电能传输效果,在电能传输的同时进行实时高频的数据交互已经成为无线电能传输中必不可少的一环。在许多实际场合中,需要将控制信号从电能传输的一次侧向二次侧发送,二次侧传输回实时的电压、温度、电池状态、故障信息、位置信息等检测数据,以实现系统快速检测、实时控制、故障保护等功能^[8]。

目前应用广泛的无线通信方法如蓝牙、WiFi等基于射频(Radio Frequency, RF)的通信技术,在文献[9]中已经用于数据的前向传输。但研究表明,高达几ms的数据延迟并不适用于高频电力电子的实时控制系统,并且随着功率等级的提升,射频通信的误码率显著增加。因此,面向WPT系统信息交互的实时性、可靠性与快速性要求,提出了同步无线电能与信号传输(Simultaneously Wireless Power and Data Transfer, SWPDT)技术^[10]。目前关于SWPDT已经有许多研究,研究方向可分为三类:①电能调制式;②基于高频数据载波的共享通道式;③多电感通道的分离通道式。

电能调制式的能量数据并行传输,通过调制电压的幅值,在二次侧实现数字信号解调。但由于信号直接调制在电能通道,信号对电能质量的干扰较大,恒压和恒流控制较为困难,并且难以在恒压恒流控制的过程中保证信号的完整性^[11];基于高频数据载波的共享通道式的能量数据并行传输,采用频分复用的方式将调制信号注入电能通道,利用基波

分量传输电能, 高频分量传输数据, 使高频载波与电能同时通过同一个耦合机构进行传输, 信号传输速率相对较高^[12], 但由于能量高次谐波和开关噪声的存在, 增大了信号传输的误码率, 难以保证信号传输过程的准确性, 需增加额外的隔离电路和控制算法来解决串扰问题, 电路复杂度和设计难度增大^[13]; 多电感通道的分离通道式能量数据并行传输, 增添了额外电感线圈来传输信号, 其从物理上降低了电能和信号之间的串扰^[14], 但增大线圈所造成的系统成本与空间的增加限制了其应用场景, 并且在多线圈分别进行信号发送与接收的情况下, 多线圈之间的交叉耦合会带来一定的串扰^[15]。

重庆大学研究团队提出的多电容通道能信同传, 利用部分能量通道进行信号传输, 在传输 530.4 W 电能时仍能保证 23.28 Mbit/s 的信号传递速率^[16]; 文献[17]利用金属屏蔽板和耦合线圈的寄生电容构成信号通路, 在磁耦合 WPT 系统基础上添加额外的电容极板用以传输信号, 为上述多电感与多电容通道优化提供了方向。这种方法相较于多电感通道方法, 不需要额外的线圈, 具有灵活性好、空间位置偏移冗余大等优点。但数据和信号通路未能完全解耦, 仍然存在一定的串扰, 在异物检测方面, 异物的出现会一定程度上影响电感线圈的寄生电容, 检测速度较慢, 当紧急情况如线圈烧毁发生时, 故障信息并不能快速地由铝板和线圈寄生电容的信号通道反馈至发送端, 难以立即停止逆变器工作, 易造成人员伤亡和财产损失。

文献[18]针对上述不足在不增加新的耦合机制的情况下实现了独立的数据传输, 完成了电能和数据传输通道的解耦, 从而保证了紧急情况下的可靠数据传输。在其耦合机构设计与分析中, 仅给定了理想情况下对称的参数设计, 未考虑实际拓扑中多个尺寸参数的互相耦合, 并不具有广泛参考性, 在理想对称的耦合极板参数下对单向信号传输做了分析, 在需要信号全双工通信的场合难以应用, 有一定的局限性。

故此, 本文针对目前 WPT 应用中能量传输和双向信号传输的需求, 提出了一种基于屏蔽电容极板的双向数据传输方法, 合理利用电磁屏蔽板, 不需添加额外屏蔽隔离电路, 极大地降低了成本与空间, 利用电路自身阻抗特性, 减小电能对信号的干扰, 降低信道的复杂度, 并且验证了信号通道的存在不会影响系统传输功率, 为 WPT 系统中电能与信号并行传输提供一种新方法。主要工作如下:

(1) 利用耦合线圈两侧金属屏蔽板间的电容给数据传输提供了独立的信号通道, 在保证金属极板磁屏蔽功能的前提下, 降低了系统的整体成本。

(2) 在考虑线圈寄生电容的情况下构建六板电容耦合模型, 利用遗传算法对数学模型参数进行优化, 搭建物理模型。

(3) 利用 4 个阻波网络, 与补偿结构构成四阶谐振网络, 实现信号的全双工通信。对全双工信道模型进行参数设计与系统分析。

(4) 搭建 50 W 功率传输样机, 在 240~800 kbit/s 范围内验证了信号传输在电能同时传输情况下的稳定性, 信号通道的存在不影响电能传输的质量与效率。

1 系统介绍

1.1 电路拓扑

基于屏蔽电容极板数据传输的 WPT 系统原理如图 1 所示。图 1 中的电能传输通道中, 输入直流电源 V_{in} 通过 4 个开关管 S_1 、 S_2 、 S_3 、 S_4 所构成的全桥逆变电路, 产生频率为 ω_0 的正弦波, 此时的逆变电压为 U_p , 电能传输部分采用等效 LCC-S 补偿结构, C_p 和 L_{p1} 分别为一次侧发射线圈电感 L_p 的补偿电容和补偿电感, C_s 为二次侧接收线圈电感 L_s 的补偿电容, 其用以消除线圈的自感, I_p 为一次线圈的输入电流, I_s 为二次线圈的感应电流。 U_s 为经过二次侧补偿电容后整流前的电压, 通过二极管 $VD_1 \sim VD_4$ 不控整流为负载 C_L 与 R_L 供电。

信号传输通道中, 为了实现全双工通信, 分别在信号传输电路的一次侧和二次侧设置了 U_1 和 U_2 两个信号源模拟信号输入, 正向数字信号 $Date1_in$ 和反向数字信号 $Date2_in$ 通过幅移键控 (Amplitude Shift Keying, ASK) 调制方式与规定频率的正弦波进行调制, 再通过功率放大器注入至信号传输通道中。

为了对正反向信号进行解调, 使正反向信号的正弦载波位于不同频带, 设置正向信号载波频率为 ω_1 , 反向信号载波频率为 ω_2 。

正向信号通过阻波谐振网络 L_1 、 C_1 与谐振电感 L_{pp} 注入到一次侧屏蔽电容极板, 二次侧接收屏蔽电容极板再通过谐振电感 L_{ss} 与阻波谐振网络 L_3 、 C_3 在采样电阻 R_2 得到信号波形; 一次侧与二次侧的屏蔽电容极板可等效为四个等效电容 C_{S1} 、 C_{S2} 、 C_{P12} 、 C_{P34} ; 从 R_2 采样到信号波形后通过半波整流成只含正半轴的信号波形, 通过 RC 滤波器滤掉通带外的噪声, 采用运算放大器放大滤波后的波形送至包络检波, 将检测的包络信号与给定值比较得到数字信号。

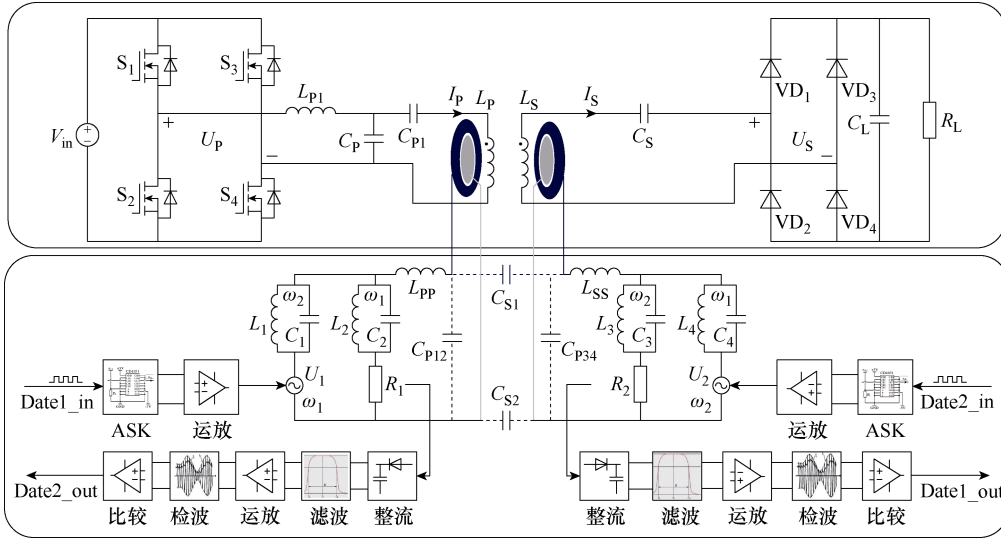


图1 基于屏蔽电容极板数据传输的WPT系统原理

Fig.1 Schematic diagram of WPT based on shielded capacitor plate data transmission

反向信号同理，通过 L_4 、 C_4 阻波网络与谐振电感 L_{SS} 注入到二次侧屏蔽电容极板，再通过位移电流将信号传输至一次侧屏蔽电容极板，通过谐振电感 L_{PP} 与阻波谐振网路 L_2 、 C_2 传输至采样电阻 R_1 ，得到信号波形，经过整流滤波以及包络检波还原出数字信号。

1.2 耦合结构

屏蔽电容极板分别位于一次侧发射线圈 L_P 与二次侧接收线圈 L_S 的外侧，屏蔽电容极板一次侧极板 P_1 、 P_2 与二次侧极板 P_3 、 P_4 的拓扑结构采用同心圆设计的平行式圆盘耦合结构，如图 2 所示。 C_{S1} 为 P_1 、 P_3 之间的等效互电容， C_{S2} 为 P_2 、 P_4 之间的等效互电容， C_{P12} 与 C_{P34} 分别为平行电容极板发射端和接收端的等效自电容。

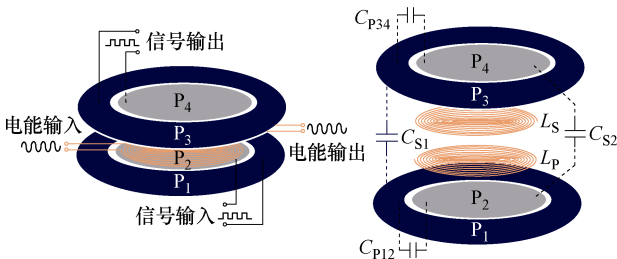


图2 平行式圆盘耦合结构

Fig.2 Parallel disk coupling structure

2 拓扑分析

2.1 电能传输通道

电能传输通道中，本文采用 LCC-S 补偿结构拓扑，LCC 型拓扑不仅可以通过配置实现发射线圈恒

流特性，也可起到阻抗匹配的效果，平衡元件电压电流应力。通过对其建立数学模型，进行交流阻抗分析。

为了简化分析，采用基波近似方法 (First Harmonic Approximation, FHA)，忽略高次谐波，将输入直流电压 U_{dc} 通过全桥逆变器等效输出为近似正弦电压源 \dot{U}_p 。 U_S 为整流器的基波输入电压幅值， \dot{U}_L 为整流器的输出电压， U_P 和 U_L 可以通过傅里叶级数展开推导出来，并且可以得到它们的基本相量形式为

$$\begin{cases} \dot{U}_P = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_{in} \angle 0^\circ \\ \dot{U}_L = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_S \angle 90^\circ \end{cases} \quad (1)$$

不控整流后级的负载可以用等效阻抗 R_e 替代， R_e 与 R_L 的关系为

$$R_e = \frac{8}{\pi^2} R_L \quad (2)$$

接收侧的电路阻抗 Z_S 为

$$Z_S = j\omega L_S + \frac{1}{j\omega C_S} + R_e \quad (3)$$

在发射端产生的反射阻抗 Z_r 为

$$Z_r = \frac{-j\omega M \dot{I}_S}{\dot{I}_P} = \frac{-j\omega M}{\dot{I}_P} \cdot \frac{j\omega M \dot{I}_P}{Z_S} = \frac{\omega^2 M^2}{Z_S} \quad (4)$$

式中， M 为耦合线圈的互感； \dot{I}_P 为一次侧的输入电流； \dot{I}_S 为接收侧的感应电流； ω 为此时电能传输频率。

LCC 型补偿网络以及发射线圈可以等效为 T 型网络，逆变全桥之后系统输入阻抗 Z_{IN} 为

$$Z_{IN} = j\omega L_{P1} + \frac{1}{\frac{j\omega C_P}{\frac{1}{j\omega C_{P1}} + j\omega L_P + Z_r}} + \frac{1}{j\omega C_P} + \frac{1}{j\omega C_{P1}} + j\omega L_P + Z_r \quad (5)$$

为了实现发射线圈恒流输出，接收线圈恒压输出，提高能量的传输效率，需要通过参数配置实现输入阻抗 Z_{IN} 和接收侧电路阻抗 Z_S 虚部为 0，使其工作于谐振状态，配置参数 C_P 、 L_P 、 C_{P1} 、 L_{P1} 和 C_S 、 L_S 需要满足

$$\begin{cases} \omega_S L_S = \frac{1}{\omega_S C_S} \\ \omega_P L_{P1} = \frac{1}{\omega_P C_P} \\ \omega_P L_P - \frac{1}{\omega_P C_{P1}} = \frac{1}{\omega_P C_P} \end{cases} \quad (6)$$

式中， ω_P 为发射端谐振频率； ω_S 为接收端谐振频率； ω_0 为电能传输的工作频率，只有当系统工作频率 $\omega_P = \omega_S = \omega_0$ 时，才能实现发射线圈恒流输入、接收线圈恒流输出的传输特性。

由各支路电流可以求得全谐振模式下 LCC-S 补偿拓扑的输出电压表达式为

$$U_L \approx I_L R_L \approx \frac{M V_{IN}}{L_{P1}} \quad (7)$$

2.2 信号传输通道

2.2.1 电容六板交叉耦合模型

第 1 节中为了方便总拓扑的介绍，在图 1 和图 2 中只展示了电容之间的互电容与自电容，但是在信号传输的极板电容回路里，线圈之间、线圈与极板之间存在交叉耦合电容和寄生电容，在数据传输通道分析中不容忽视，可能会略微削弱接收到的数据载体。故在图 3 中分析介绍了考虑电感寄生电容的六板交叉耦合结构。

六板交叉的耦合电路模型如图 4 所示。为了实现平衡的双向数据传输，两侧的金属板截面与耦合线圈设置为相同的尺寸参数，因此耦合电容极板之间的关系可以确定如下：等效自电容 $C_{P13} = C_{P24} = C_S$ ；等效互电容 $C_{P14} = C_{P23} = C_d$ ；线圈电感 L_P 与相邻侧极板 P_1 和 P_2 的交叉电容 $C_{LP-P1} = C_{LP-P2} = C_{Pc}$ ；线圈电感 L_P 与异侧极板 P_3 和 P_4 的交叉电容 $C_{LP-P3} = C_{LP-P4} = C_{Pf}$ ；线圈电感 L_S 与相邻侧极板 P_3 和 P_4 的交叉电容 $C_{LS-P3} = C_{LS-P4} = C_{Sc}$ ；线圈电感 L_S 与异侧极板

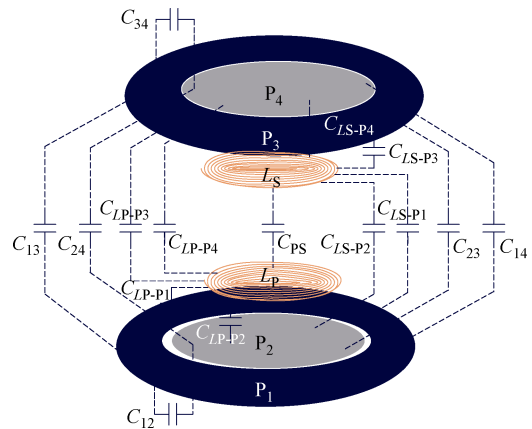
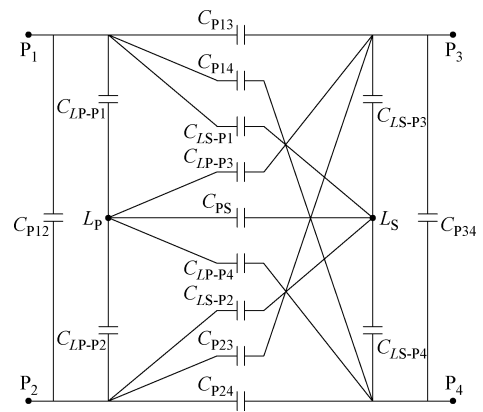
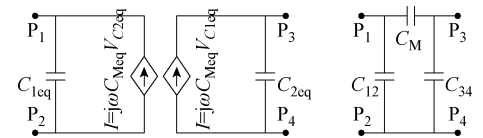


图 3 六板交叉耦合结构

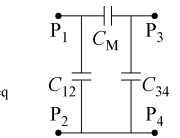
Fig.3 Six board cross-coupled structure



(a) 六板交叉耦合模型等效电路



(b) 受控源等效模型



(c) \pi 型等效电路

图 4 六板交叉耦合电路模型

Fig.4 Six board cross coupled circuit model

P_1 和 P_2 的交叉电容 $C_{LS-P1} = C_{LS-P2} = C_{Sf}$ ； C_{Meq} 为受控源等效模型的等效互电容； V_{C1eq} 为 C_{1eq} 两端电压； V_{C2eq} 为 C_{2eq} 两端电压。

利用基尔霍夫电流定律，将数据传输电路建模为双端口网络。受控源等效模型如图 4b 所示，简化的 π 型等效电路如图 4c 所示，其中， π 型电路等效电容 C_{12} 、 C_{34} 与 C_M 分别表示为

$$\begin{cases} C_{12} = C_{P12} + \frac{1}{2}(C_d + C_S + C_{Pc} + C_{Pf}) - C_M \\ C_{34} = C_{P34} + \frac{1}{2}(C_d + C_S + C_{Sc} + C_{Sf}) - C_M \\ C_M = \frac{C_S - C_d}{2} \end{cases} \quad (8)$$

式中, C_{12} 和 C_{34} 分别为六板交叉 π 型等效电路发射端和接收端的等效自电容; C_M 为等效互电容。

后续对信号通道分析中的耦合结构全部按照上述受控源模型与 π 型等效电路进行分析。

2.2.2 全双工通信模式

图 5 显示了所提出的全双工通信信道的拓扑结构, 两个数据载波通过由并行 LC 网络和串行 LC 网络形成的两个等效串联-串联 (Series-Series, SS) 补偿拓扑在发射端的耦合极板上, 形成高频交变电势差, 该电势差激励产生高频电场, 并在接收极板上激发交变电压, 形成交互电场, 在交互电场作用下产生位移电流“流过”极板, 将两个数据载波传递至系统接收侧的采样电阻 R_1 与 R_2 。

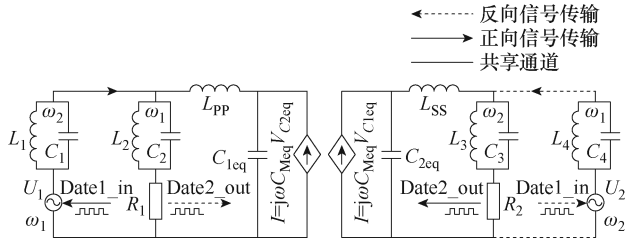
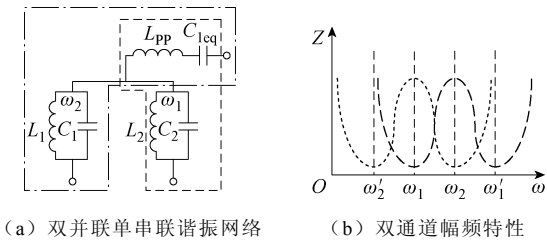


图 5 全双工通信通道拓扑

Fig.5 Full duplex communication channel topology

图 5 中, 串行 LC 谐振网络由补偿电感 L_{PP} 、 L_{SS} 和耦合极板 C_{1eq} 、 C_{2eq} 构成, 用于补偿电路无功功率, 提高电容极板的传输功率。并行 LC 网络 (L_1 、 C_1 、 L_2 、 C_2 、 L_3 、 C_3 、 L_4 、 C_4) 用于在正反向信号载波的频率不同时, 达到 LC 网络在传输一个载波的同时阻断另一方向载波, 减少信号之间的串扰, 具体的频率设计方法如图 6 所示。



(a) 双并联单串联谐振网络 (b) 双通道幅频特性

图 6 双信道频率响应特性曲线

Fig.6 Dual channel frequency characteristic curves

图 6a 展示了信道左部分的双并联单串联的 LC 网络, 正向信号传输通道为蓝色通道, 载波频率为 ω_1 , 反向信号传输通道为红色通道, 载波频率为 ω_2 。

两通道输入阻抗与频率的关系如图 6b 所示, 由于正反向信号的传输通道是并联的 LC 网络与串联的 LC 网络连接构成四阶谐振网络, 这两组四阶谐振网络的阻抗特性曲线存在 3 个极点, 所以存在 1 个特定频率使得正向通道的谐振点与反向通道的

抑制点 (阻抗最大) 重合, 故将正向通道的谐振点调整为反向通道的抑制点, 将反向通道谐振点调整为正向通道的抑制点, 频率与 L 、 C 之间的关系需要满足

$$\begin{cases} \omega_2 = 2\pi f_2 = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}} = \frac{1}{\sqrt{L_3 C_3}} \\ \omega_1 = 2\pi f_1 = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}} = \frac{1}{\sqrt{L_4 C_4}} \end{cases} \quad (9)$$

通过这种拓扑结构, 可以同时正反向两个信号输入系统, 从而实现全双工通信。该方式不需要传统双工通信的方向切换, 因此不存在切换操作造成的时间延迟, 适用于严格要求通信延迟的应用场合。

2.2.3 正向信号传输

当信号正向传输时, 由叠加定理, 在 ω_1 频率下调制信号源 U_1 单独工作, 信号源 U 和其串联的 LC 并联网络视作开路, 一次侧的采样电阻 R_1 和其串联的 LC 并联网络也视为开路, 通过 R_2 对信号进行采样解调得到数字信号, 此时正向信号传输等效电路模型如图 7 所示。

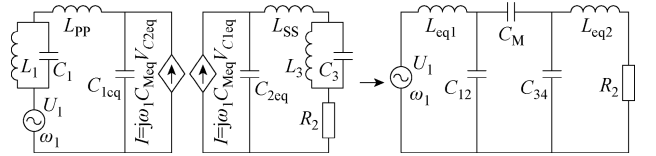


图 7 正向信号传输等效电路模型

Fig.7 Equivalent circuit model for forward signal transmission

图 7 中, L_{eq1} 为一次侧补偿电感 L_{PP} 与 L_1 、 C_1 的并联网络相串联的等效电感; L_{eq2} 为二次侧补偿电感 L_{SS} 与 L_3 、 C_3 的并联网络相串联的等效电感, 由串并联阻抗等效可得

$$\begin{cases} L_{eq1} = L_{PP} + \frac{L_1}{1 - \omega_1^2 L_1 C_1} \\ L_{eq2} = L_{SS} + \frac{L_3}{1 - \omega_1^2 L_3 C_3} \end{cases} \quad (10)$$

通过推导可以得到输入阻抗 Z_{in} 为

$$Z_{in} = j\omega_1 L_{eq1} + \frac{1}{\frac{1}{j\omega_1 C_{12}} + \frac{1}{j\omega_1 C_M} + \frac{1}{\frac{1}{j\omega_1 C_{34}} + R_2 + j\omega_1 L_{eq2}}}} \quad (11)$$

当系统处于谐振状态时，输入阻抗 Z_{in} 为纯阻性，此时等效电感 L_{eq1} 和 L_{eq2} 需要满足的约束条件为

$$\begin{cases} L_{eq1} = \frac{1}{\omega_1^2 \left(C_{12} + \frac{C_M C_{34}}{C_{34} + C_M} \right)} \\ L_{eq2} = \frac{1}{\omega_1^2 \left(C_{34} + \frac{C_{12} C_M}{C_M + C_{12}} \right)} \end{cases} \quad (12)$$

2.2.4 反向信号传输

当信号反向传输时，在 ω_2 频率下的调制信号源 U_1 单独工作，信号源 U_2 和其串联的 LC 并联网络视为开路，二次侧的采样电阻 R_2 和其串联的 LC 并联网络也视为开路。通过 R_1 对信号进行采样解调得到数字信号。此时信号传输等效电路模型如图 8 所示。

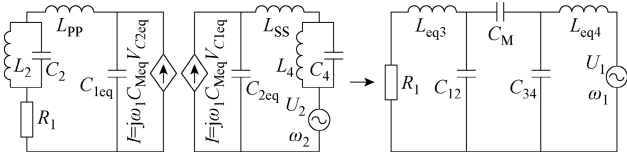


图 8 反向信号传输等效电路模型

Fig.8 Equivalent circuit model for reverse signal transmission

图 8 中， L_{eq3} 为一次侧补偿电感 L_{pp} 与 L_2 、 C_2 的并联网络相串联的等效电感， L_{eq4} 为二次侧补偿电感 L_{ss} 与 L_4 、 C_4 的并联网络相串联的等效电感，由串并联阻抗等效可得

$$\begin{cases} L_{eq3} = L_{pp} + \frac{L_2}{1 - \omega_2^2 L_2 C_2} \\ L_{eq4} = L_{ss} + \frac{L_4}{1 - \omega_2^2 L_4 C_4} \end{cases} \quad (13)$$

此时 U_2 端的输入阻抗 Z_{in} 为

$$Z_{in} = j\omega_2 L_{eq4} + \frac{\frac{1}{j\omega_2 C_{34}} \left[\frac{1}{j\omega_2 C_M} + \frac{1}{\frac{1}{j\omega_2 C_{12}} + R_1 + j\omega_2 L_{eq3}} \right]}{\frac{1}{j\omega_2 C_{34}} + \frac{1}{j\omega_2 C_M} + \frac{1}{\frac{1}{j\omega_2 C_{12}} + R_1 + j\omega_2 L_{eq3}}} \quad (14)$$

当系统处于谐振状态时，输入阻抗 Z_{in} 为纯阻性，此时补偿电感 L_{eq3} 和 L_{eq4} 需要满足的约束条件为

$$\begin{cases} L_{eq3} = \frac{1}{\omega_2^2 \left(C_{12} + \frac{C_M C_{34}}{C_{34} + C_M} \right)} \\ L_{eq4} = \frac{1}{\omega_2^2 \left(C_{34} + \frac{C_{12} C_M}{C_M + C_{12}} \right)} \end{cases} \quad (15)$$

通过上述等效电路的模型推导，可以在后续设计出拓扑阻波网络及补偿结构的具体参数。

3 系统设计与分析

3.1 系统参数设计

测量电能传输通道线圈电感 L_P 与 L_S ，并通过测量电感 L_P 与 L_S 的顺串互感 L_x 、反串互感 L_y 计算电感耦合机构的耦合系数 M 为

$$M = \frac{L_x - L_y}{4} \quad (16)$$

给定开关角频率 ω_0 ，由式 (6) 可知，发射线圈的 L_P 不应大于补偿电感 L_{P1} 的电感值，令

$$L_{P1} = pL_P \quad 0 < p < 1 \quad (17)$$

给定上述 p 值，得到谐振电感 L_{P1} ，并将测得利兹线圈电感 L_P 与 L_S ，代入式 (6) 与式 (17)，可以得到 LCC-S 其他补偿结构的参数为

$$\begin{cases} C_P = \frac{1}{\omega_0^2 L_{P1}} \\ C_S = \frac{1}{\omega_0^2 L_S} \\ C_{P1} = \frac{1}{\omega_0^2 L_P - \frac{1}{C_P}} \end{cases} \quad (18)$$

给定正向信号传输通道并联谐振网络电感 L_1 、 L_3 以及正向载波频率 ω_1 与反向载波频率 ω_2 ，为了实现双向对称阻抗，令 $L_1=L_3$ ，由式 (9) 可知

$$C_1 = C_3 = \frac{1}{\omega_2^2 L_1} = \frac{1}{\omega_2^2 L_3} \quad (19)$$

当正向传输时的输入阻抗纯阻性时， L_{eq1} 与 L_{eq2} 满足式 (12) 的约束条件，代入式 (10) 的串并联等效联立可得 L_{pp} 与 L_{ss} 分别为

$$\begin{cases} L_{pp} = \frac{1}{\omega_1^2 \left(C_{12} + \frac{C_M C_{34}}{C_{34} + C_M} \right)} - \frac{L_1}{1 - \omega_1^2 L_1 C_1} \\ L_{ss} = \frac{1}{\omega_1^2 \left(C_{34} + \frac{C_{12} C_M}{C_M + C_{12}} \right)} - \frac{L_3}{1 - \omega_1^2 L_3 C_3} \end{cases} \quad (20)$$

当反向传输时的输入阻抗纯阻性时, L_{eq3} 与 L_{eq4} 满足式 (15) 的约束条件, 代入式 (13) 的串并联等效联立可得 L_2 与 L_4 分别为

$$\begin{cases} L_2 = \left[1 - \left(\frac{\omega_2}{\omega_1} \right)^2 \right] \left[\frac{1}{\omega_2^2 \left(C_{12} + \frac{C_M C_{34}}{C_{34} + C_M} \right)} - L_{PP} \right] \\ L_4 = \left[1 - \left(\frac{\omega_2}{\omega_1} \right)^2 \right] \left[\frac{1}{\omega_2^2 \left(C_{34} + \frac{C_{12} C_M}{C_M + C_{12}} \right)} - L_{SS} \right] \end{cases} \quad (21)$$

由式 (9) 的谐振网络 LC 谐振关系可知

$$\begin{cases} C_2 = \frac{1}{\omega_1^2 L_2} \\ C_4 = \frac{1}{\omega_1^2 L_4} \end{cases} \quad (22)$$

3.2 全双工系统性能分析

3.2.1 电感内阻对信号传输影响分析

在实际应用中, 存在电感的内阻和并行网络的阻抗在谐振角频率下无法实现无穷大。为了分析数据传输串扰, 应考虑电感的内阻。全双工通信通道的电路模型如图 9 所示。

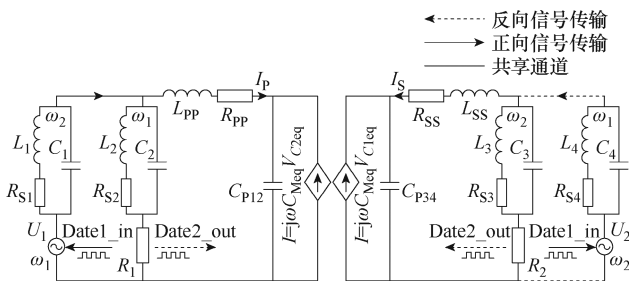


图 9 考虑电感内阻的信号传输等效电路模型

Fig.9 An equivalent circuit model for signal transmission considering inductive internal resistance

图 9 中, R_{S1} 、 R_{S2} 、 R_{S3} 、 R_{S4} 分别为电感 L_1 、 L_2 、 L_3 、 L_4 的内阻, R_{PP} 与 R_{SS} 分别为 L_{PP} 与 L_{SS} 的内阻。此时并联网络的阻抗 Z_{para} 可以表示为

$$Z_{para} = \frac{R}{(1 - \omega^2 LC)^2 + R^2 \omega^2 C^2} + j \frac{(1 - \omega^2 LC) \omega L - R^2 \omega C}{(1 - \omega^2 LC)^2 + R^2 \omega^2 C^2} \quad (23)$$

式中, R 、 L 、 C 、 ω 分别为并联网络的电阻、电感、电容以及数据载波的角频率。定义 Z_{para1} 为 L_1 、 C_1 、 R_{S1} 阻抗网络的并联阻抗; Z_{para2} 为 L_2 、 C_2 、 R_{S2} 阻抗

网络的并联阻抗; Z_{para3} 为 L_3 、 C_3 、 R_{S3} 阻抗网络的并联阻抗; Z_{para4} 为 L_4 、 C_4 、 R_{S4} 阻抗网络的并联阻抗。将 $\gamma = R/(\omega L)$ 代入式 (23) 可得

$$Z_{para} = \frac{\gamma \omega L}{1 - 2\omega^2 LC + (1 + \gamma^2) \omega^4 L^2 C^2} - j \frac{\omega L [\omega^2 LC (1 + \gamma^2) - 1]}{1 - 2\omega^2 LC + (1 + \gamma^2) \omega^4 L^2 C^2} \quad (24)$$

当 $\omega L \gg R$ 时, $\gamma \approx 0$, 此时阻抗 Z_{para} 的虚部可以改写为

$$\text{Im}(Z_{para}) \approx \frac{\omega L}{\omega^2 LC - 1} \quad (25)$$

由式 (25) 可知, 当电感的内阻远远小于 ωL 时, 阻抗的虚部没有 R , 谐振电路几乎不会受到影响。

3.2.2 双向数据传输串扰分析

当数据正向传输时, 反向数据传输的干扰主要是 U_2 在 R_2 上产生的电压, 在分析 U_2 对其影响时, 由于 L_1 和 C_1 并网络在 ω_2 频率下阻抗相对较大, 可以作为开路进行简化。反向数据传输影响的简化分析电路如图 10 所示。

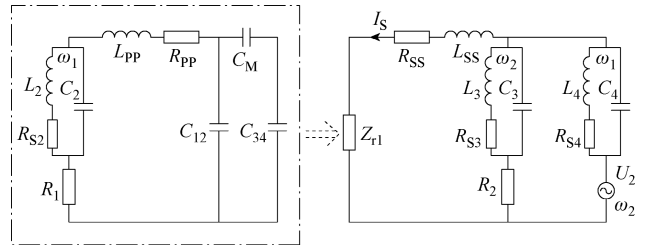


图 10 反向数据传输影响的简化分析电路

Fig.10 Simplified analysis circuit for the impact of reverse data transmission

将图 10 中点画线框部分内的反向数据接收部分与耦合电容部分等效为一个阻抗 Z_{r1} , 可表示为

$$Z_{r1} = \frac{1}{j\omega_2 C_{34}} \left[\frac{1}{j\omega_2 C_M} + \frac{1}{j\omega_2 C_{12}} + R_1 + Z_{para2} + R_{PP} + j\omega_2 L_{PP} \right] \frac{1}{\frac{1}{j\omega_2 C_{34}} + \frac{1}{j\omega_2 C_M} + \frac{1}{j\omega_2 C_{12}} + R_1 + Z_{para2} + R_{PP} + j\omega_2 L_{PP}} \quad (26)$$

在计算等效阻抗所经过的数据载波电流时, L_3

和 C_3 并联网络的阻抗 $Z_{\text{para}3}$ 较大, 为了简化分析, 可将其视为开路。此时等效阻抗所经过的数据载波电流 I_S 可以推导为

$$I_S = \frac{U_2}{Z_{\text{para}4} + j\omega_2 L_{\text{SS}} + R_{\text{SS}} + Z_{\text{r}1}} \quad (27)$$

R_2 与并联阻抗 $Z_{\text{para}3}$ 两端的电压可表示为

$$U_{\text{SS}} = I_S (j\omega_2 L_{\text{SS}} + R_{\text{SS}} + Z_{\text{r}1}) \quad (28)$$

通过式 (28) 可得 R_2 两端反向数据载波的干扰电压 $U_{\text{int-}U_2}$ 为

$$U_{\text{int-}U_2} = U_{\text{SS}} \left(\frac{R_2}{R_2 + Z_{\text{para}3}} \right) \quad (29)$$

此时, 定义正向数据电压 U_1 与反向数据电压 U_2 比值的绝对值为 ε , 即 $\varepsilon = |U_1/U_2|$, 则可以得到反向数据载波对正向数据传输的串扰 G_{RF} 的表达式为

$$G_{\text{RF}} = \left| \frac{U_{\text{int-}U_2}}{U_1} \right| = \left| \frac{R_2}{\left(\frac{Z_{\text{para}4}}{j\omega_2 L_{\text{SS}} + R_{\text{SS}} + Z_{\text{r}1}} + 1 \right) (R_2 + Z_{\text{para}3}) \varepsilon} \right| \quad (30)$$

当数据反向传输时, 与正向传输相同, R_1 上的正向数据载波的干扰电压 $U_{\text{int-}U_1}$ 与正向数据载波对

反向数据传输的串扰 G_{FR} 的表达式为

$$\begin{cases} U_{\text{int-}U_1} = U_{\text{PP}} \frac{R_1}{R_1 + Z_{\text{para}2}} \\ G_{\text{FR}} = \left| \frac{U_{\text{int-}U_1}}{U_2} \right| = \left| \frac{\varepsilon R_1}{\left(\frac{Z_{\text{para}1}}{j\omega_1 L_{\text{PP}} + R_{\text{PP}} + Z_{\text{r}2}} + 1 \right) (R_1 + Z_{\text{para}2})} \right| \end{cases} \quad (31)$$

其中

$$\begin{cases} Z_{\text{r}2} = \frac{\frac{1}{j\omega_1 C_{12}} \left[\frac{1}{j\omega_1 C_{\text{M}}} + \frac{1}{j\omega_1 C_{34}} \left(R_2 + Z_{\text{para}3} + R_{\text{SS}} + j\omega_1 L_{\text{SS}} \right) \right]}{\frac{1}{j\omega_1 C_{12}} + \frac{1}{j\omega_1 C_{\text{M}}} + \frac{1}{j\omega_1 C_{34}} \left(R_2 + Z_{\text{para}3} + R_{\text{SS}} + j\omega_1 L_{\text{SS}} \right)} \\ I_{\text{P}} = \frac{U_1}{Z_{\text{para}1} + j\omega_1 L_{\text{PP}} + R_{\text{PP}} + Z_{\text{r}2}} \\ U_{\text{PP}} = I_{\text{P}} (j\omega_1 L_{\text{PP}} + R_{\text{PP}} + Z_{\text{r}2}) \end{cases} \quad (32)$$

3.2.3 数据传输通道增益分析

当正向传输数据时, 从初级信号源电压 U_1 到次级采样电阻器 R_2 电压 $U_{\text{R}2}$ 的传递函数可以表示为

$$G_{\text{FOR}} = \left| \frac{U_{\text{R}2}}{U_1} \right| = \left| \frac{\frac{1}{\omega_1^2 C_{12} C_{34}} \cdot \frac{1}{Z_{\text{para}1} + j\omega_1 L_{\text{PP}} + R_{\text{PP}} + Z_{\text{r}2}} R_2}{\left[\frac{1}{j\omega_1 C_{12}} + \frac{1}{j\omega_1 C_{\text{M}}} + \frac{1}{j\omega_1 C_{34}} \left(R_2 + Z_{\text{para}3} + R_{\text{SS}} + j\omega_1 L_{\text{SS}} \right) \right] \left(\frac{1}{j\omega_1 C_{34}} + R_2 + Z_{\text{para}3} + R_{\text{SS}} + j\omega_1 L_{\text{SS}} \right)} \right| \quad (33)$$

当反向传输数据时, 从次级信号源电压 U_2 到初级采样电阻器 R_1 电压 $U_{\text{R}1}$ 的传递函数可以表示为

$$G_{\text{REV}} = \left| \frac{U_{\text{R}1}}{U_2} \right| = \left| \frac{\frac{1}{\omega_2^2 C_{12} C_{34}} \cdot \frac{1}{Z_{\text{para}4} + j\omega_2 L_{\text{SS}} + R_{\text{SS}} + Z_{\text{r}1}} R_1}{\left[\frac{1}{j\omega_2 C_{34}} + \frac{1}{j\omega_2 C_{\text{M}}} + \frac{1}{j\omega_2 C_{12}} \left(R_1 + Z_{\text{para}2} + R_{\text{PP}} + j\omega_2 L_{\text{PP}} \right) \right] \left(\frac{1}{j\omega_2 C_{12}} + R_1 + Z_{\text{para}2} + R_{\text{PP}} + j\omega_2 L_{\text{PP}} \right)} \right| \quad (34)$$

4 实验分析

4.1 仿真验证

为了验证设计电路模型的可行性，按照第3节系统分析设计给出的参数设计流程，以及实际搭建的耦合结构参数计算出 π 型等效电路的 C_{12} 、 C_{34} 与 C_M ，通过耦合结构实际参数来配置其他参数，参数设计见表1。在仿真软件 Simulink 中建立系统仿真模型，按照系统参数搭建电路，验证系统电能传输拓扑与信号传输拓扑与理论分析是否一致。

表 1 参数设计

Tab.1 Parameter design

参数	数值
U_{dc}/V	25
R_L/Ω	10
p	0.5
f_0/kHz	100
f_1/MHz	5
f_2/MHz	8
$L_P/\mu H$	32.3
$L_S/\mu H$	31.6
$M/\mu H$	19.9
$L_{P1}/\mu H$	19
C_P/nF	180
C_{P1}/nF	150
C_S/nF	82
C_{12}/pF	413.48
C_{34}/pF	474.16
C_M/pF	0.46
$L_1/\mu H$	61
$L_2/\mu H$	177
$L_3/\mu H$	61
$L_4/\mu H$	759
C_1/pF	53.5
C_2/pF	227
C_3/pF	53.5
C_4/pF	52.7
$L_{PP}/\mu H$	23
$L_{SS}/\mu H$	79
$R_1, R_2/\Omega$	10

为了分析正反向数据传输通道的幅频特性，通过仿真软件绘制正向信号和反向信号的伯德图如图 11 所示。当信号通道频率为 4.998 96 MHz 时，Date1

幅值衰减-442.494 dB，Date2 幅值增益 26.461 5 dB；当信号通道频率为 7.995 74 MHz 时，Date1 幅值增益 30.543 9 dB，Date2 幅值衰减-459.261 dB；两通道的相频特性趋近一致。分析频率偏移是由于电感寄生参数的影响，谐振网络难以完全工作在理想谐振状态。

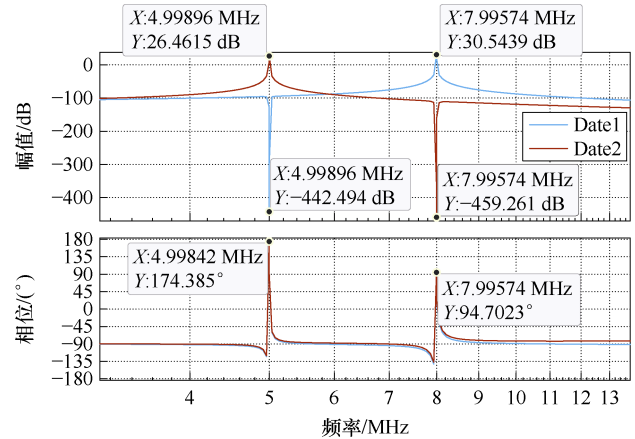


图 11 信号传输通道伯德图

Fig.11 Bode plots of data transfer channels

通过幅频特性曲线验证了本文拓扑实现全双工信号通道的可行性。正向数据传输通道在传输 8 MHz 信号载波时可以同时阻止 5 MHz 信号载波，反向数据传输通道在传输 5 MHz 信号载波的同时阻止了 8 MHz 的信号载波。

4.2 误码率分析

在双向信号传输过程中，正向信号在 0-1 转换时会给反向信号带来高频的脉冲干扰，正向信号传输误码元波形如图 12 所示。由上到下依次为正向信号 Date1_in、反向信号 Date2_in、正向检波滤波器输出以及正向比较器输出 Date1_out；这种干扰噪声在反

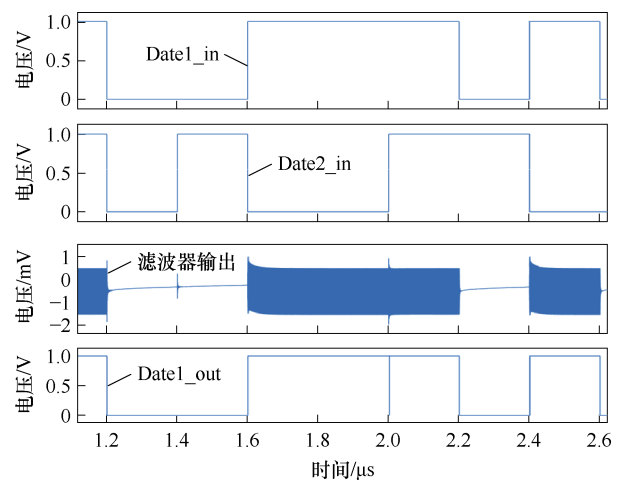


图 12 正向信号传输误码元波形

Fig.12 Error code waveforms of forward signal transmission

向的信号解调中，难以被滤波器过滤，产生误码单元，反向信号的 0-1 转换同理。可见误码是由正反向 0-1 信号频率不同，正向信号维持过程中反向信号转换所带来的突变脉冲信号串扰；其次，电能传输带来的电磁干扰也会带来误码元，在仿真中通过叠加高斯白噪声来模拟信号中受到电能传输干扰带来的噪声，通过改变高斯白噪声模块的方差改变噪声的大小来模拟电能传输功率带来的不同强度的干扰。

定义误码率为错误码元数与传输总码元数的比值，传输总码元 100 000 个，在模拟能量传输干扰的高斯白噪声方差取 3 时不同信号频率下测试结果见表 2，在正反向信号取 240 kbit/s、800 kbit/s 时不同的电能传输功率下测试结果见表 3。

表 2 能量传输干扰下误码率测试

Tab.2 Bit error rate test under energy transmission interference

噪声方差	错误码元数	误码率(%)
1	0	0
2	2	0.02
3	11	0.11
4	16	0.16
5	59	0.59

表 3 不同信号频率误码率测试

Tab.3 Bit error rate test test at different signal frequencies

正向信号比特率/(kbit/s)	反向信号比特率/(kbit/s)	误码率(%)
240	240	0.058
400	240	0.086
600	240	0.095
800	240	0.16

测试数据表明：随着高斯白噪声方差的增大，即模拟的电能传输功率增大，误码率显著增大；随着正反向信号频率的提升，误码率有一定程度的提高，但在 240~800 kbit/s 区间内均可以维持在一个较低的水平。相较而言，电能传输给双向信号带来的干扰大于双向信号之间的串扰。但这种信号初期的误码单元可以在上位机通过数字处理，通过延时判别来实现 0 误差的解码。

4.3 实验验证

按照图 1 系统拓扑所示搭建实验平台，如图 13 所示。拓扑参数设计见表 4。电能传输部分由全桥型逆变电路、LCC-S 谐振网络、整流桥组成，其中全桥逆变电路的 4 个开关管采用英飞凌的 MOSFET

(型号为 IRF3710PbF) 组成，其额定工作电压为 100 V，额定电流为 57 A，驱动信号由 DSP 产生，经过驱动芯片 ACPL332 输出 +15 V 与 -8 V 控制 MOSFET 的通断；谐振网络电容采用高频特性较好的聚丙烯膜电容 (CBB) 与适用于大电流的功率电感，能量传输线圈用利兹线绕制而成；整流桥采用高效快恢复二极管 DSEI60-06A，其额定工作电压为 600 V，额定电流为 60 A。

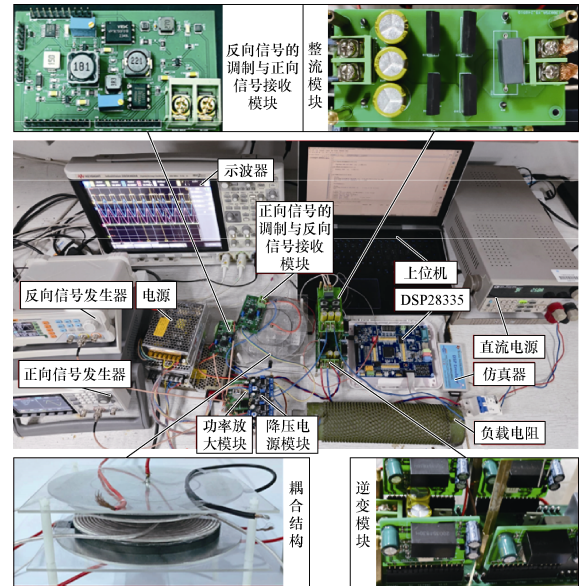


图 13 实验装置搭建

Fig.13 Experimental setup construction

表 4 电能耦合机构参数

Tab.4 Parameter of the electric coupling mechanism

(单位: mm)		
参数	数值	
内极板半径 r_1	40.5	
外极板半径 r_2	72.3	
极板间隙宽度 l_g	1	
极板间距	35	
线圈间距	17	
线圈	半径 r_r	57
	厚度	2
磁心	半径 r_f	57
	厚度	5
电容极板厚度	2	

信号传输部分：由 DSP28335 产生数字信号，经过数模转换 DA 芯片 CD4051BPWR 的模拟开关芯片与额定频率正弦信号载波完成信号的 ASK 调制，利用精密运放芯片 LMH6624 对信号进行功率放大解调电路通过半波整流与 RC 滤波，同样使用

LMH6624 运算放大器对其进行功率放大,通过包络检波后,利用华冠的 LM311N 比较器完成对数字信号的还原。

信号发生器配置正向信号频率设定为 400 kHz,比特率为 800 kbit/s,反向信号传输速率设定为 120 kHz,比特率为 240 kbit/s。同时进行全双工通信,图 14 和图 15 分别为未加入能量传输和加入能量传输的全双工信号传输波形,从上到下依次为:正向调制输入信号、正向信号滤波输出、反向调制输入信号、反向信号滤波输出。

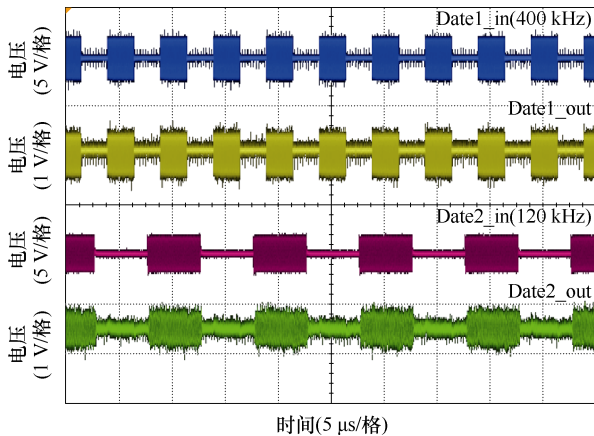


图 14 无能量传输通道的信号传输波形

Fig.14 Signal transmission waveforms without energy

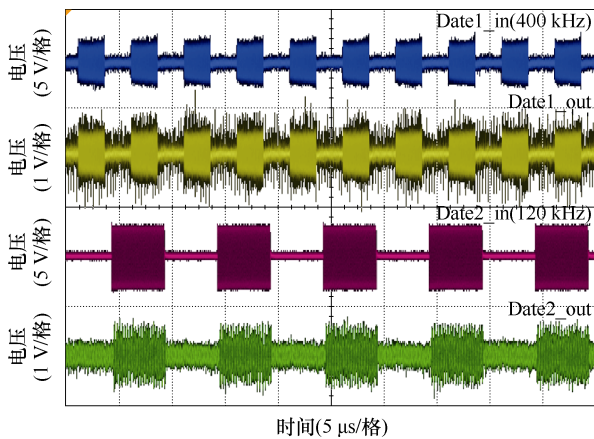


图 15 加入能量传输通道的信号传输波形

Fig.15 Signal transmission waveforms with added energy transmission channel

在加入能量磁场通道后能量传输带来的高频谐波会杂散在信号传输的电场之中,跟随高频信号载波进入滤波环节,会对信号传输造成一定干扰,但不影响信号的解调。

正反向的单工信号传输如图 16 与图 17 所示,从上到下依次为:正向调制输入信号、正向信号滤波输出、反向调制输入信号、反向信号滤波输出。

由图可以看出,单边信号对同侧信号的采样仍然有一定的干扰,是由于电感寄生参数的影响导致信号的阻波谐振网络难以工作在谐振频率造成的。但通过信号处理的滤波环节对其进行衰减,来解决同侧信号的干扰问题。

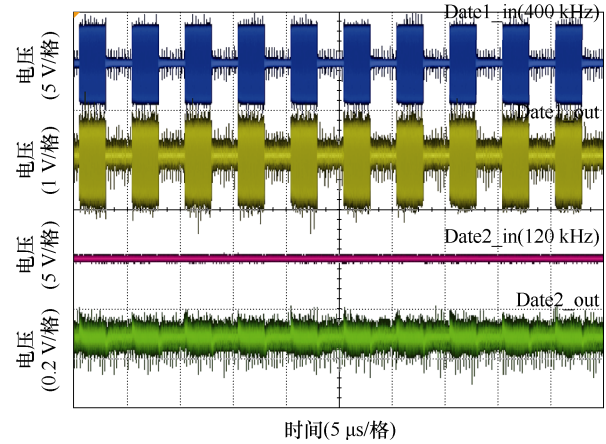


图 16 单边正向信号传输波形

Fig.16 Forward signal transmission waveforms

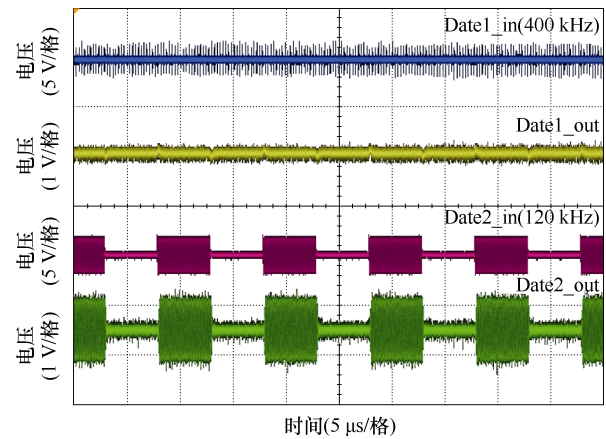


图 17 单边反向信号传输波形

Fig.17 Reverse signal transmission waveforms

图 18 为电能传输通道一次侧的实验波形,从上到下依次为:上桥臂驱动电压 U_{GS1} 、下桥臂驱动电压 U_{GS2} 、逆变输出电压 U_P 、一次线圈电压 U_{LP} ,图中逆变电压的毛刺是由驱动信号死区引起的,不影响最终整流波形。

图 19 为二次侧的电能传输实验波形,从上到下依次为:一次线圈电压 U_{LP} 、二次线圈电压 U_{LS} 、整流输入 U_S 、负载电压 U_L 。由图 19 可以看出,LPP-S 补偿结构通过一次侧构建的升压谐振网络,二次侧构建降压谐振网络,有效地提高了耦合线圈上的交流电压,以较小的耦合电感实现较大的功率传输。

图 20 为无信号传输时二次侧的电能传输波形。实验波形表明,加入信号传输通道前后系统的输出

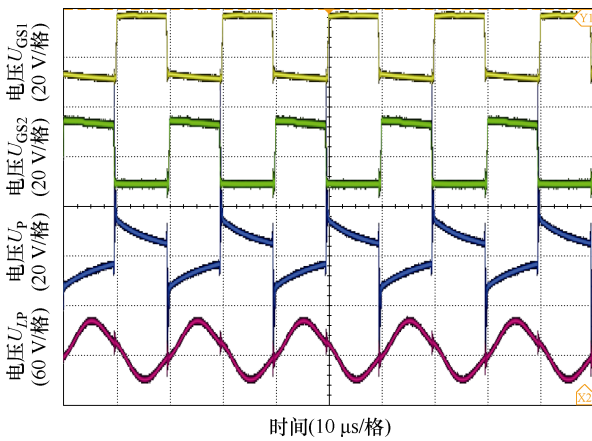


图 18 信号传输时一次侧电能传输波形 (100 kHz)

Fig.18 Primary side power transmission waveforms during signal transmission (100 kHz)

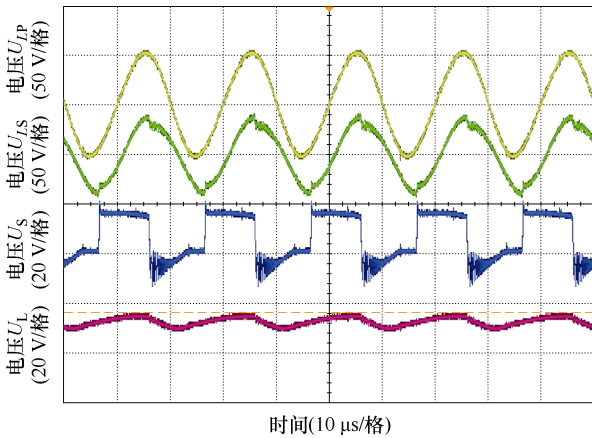


图 19 信号传输时二次侧电能传输波形

Fig.19 Secondary side power transmission waveforms during signal transmission

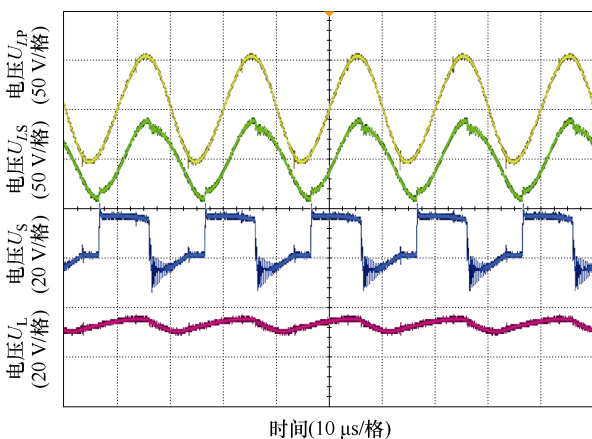


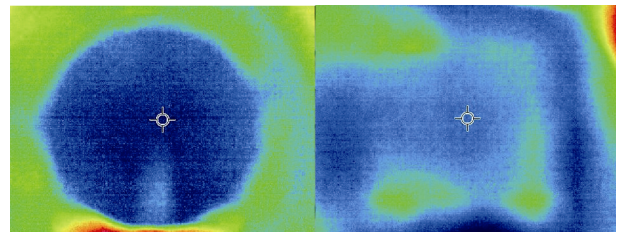
图 20 无信号传输时二次侧电能传输波形

Fig.20 Secondary side power transmission waveforms without signal transmission

电压基本相同, 保证信号解码正常的最大输出电压为 20 V 左右, 最大输出功率为 40 W, 整体传输效

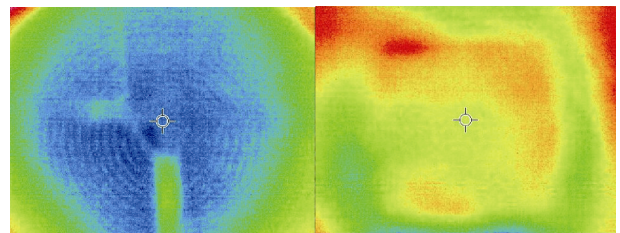
率为 80%左右。加入信号传输通道对电能传输波形基本无影响, 二次线圈接收电压基本无畸变, 信号通道不影响电能通道的功率传输。验证了本系统相较于传统电能调制式的电能信号并行传输系统的高效性。

为了验证效率特性, 功率传输的热成像对比如图 21 所示, 其中图 21a、图 21b 为无电能传输时发射线圈与屏蔽极板的热成像图, 图 21c、图 21d 为电能传输时发射线圈与屏蔽极板的热成像图。由于一次线圈及磁心体积较大, 材料的导热率较高, 无明显的异常发热点, 线圈温度最高 34.9°, 耦合极板温度最高 35.6°。



(a) 无功率线圈

(b) 无功率极板



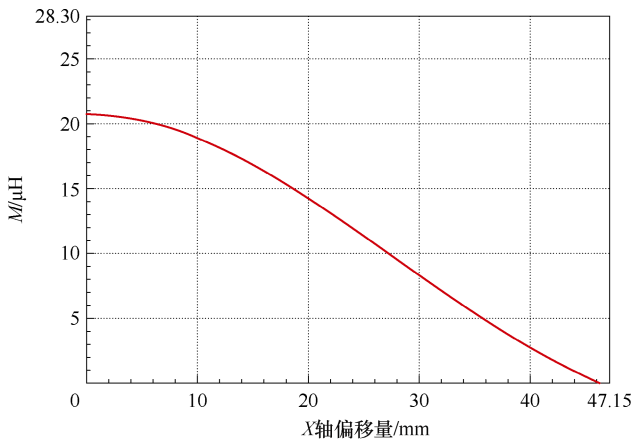
(c) 有功率线圈

(d) 有功率极板

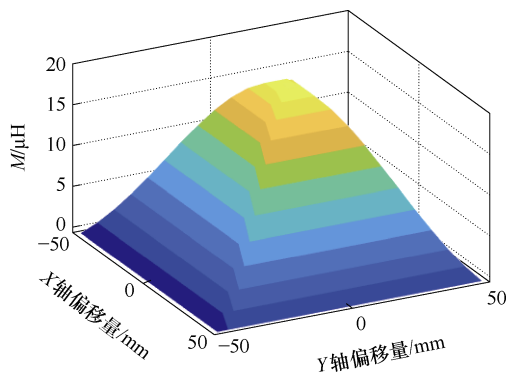
图 21 功率传输热成像对比

Fig.21 Comparison of power transmission thermograms

在电能信号传输过程中, 极板与线圈的偏移均会造成能量和信号传递效率的降低, 为了验证线圈偏移对系统性能造成的影响, 通过移动上层接收线圈与屏蔽极板, 产生横向偏移, 互感随 X 轴与 Y 轴横向漂移变化趋势如图 22 所示。由于磁耦合结构关于 X、Y 轴对称, 为了在实验中验证系统的抗偏移特性, 只用观察 $\Delta X=0$ mm, $\Delta X=2$ mm, $\Delta X=5$ mm, $\Delta X=10$ mm, $\Delta X=20$ mm, $\Delta X=50$ mm, 这 6 个位置的系统工作情况, 分别测取了能量传输通道的逆变驱动电压 U_{GS1} 、一次侧发射线圈电压 U_{LP} 、二次侧接收线圈电压 U_{LS} 、整流输出电压 U_L 。在 X 轴偏移时系统能量传输波形如图 23 所示。信号传输通道测取了反信号输入 Date2_in、正向信号调制 Date2_ASK、反向信号滤波输出 FIL_out、反向信号比较器输出 Date2_out, 如图 24 所示。



(a) 互感随 X 轴横向漂移变化曲线



(b) 互感随 X 轴与 Y 轴横向漂移变化曲面

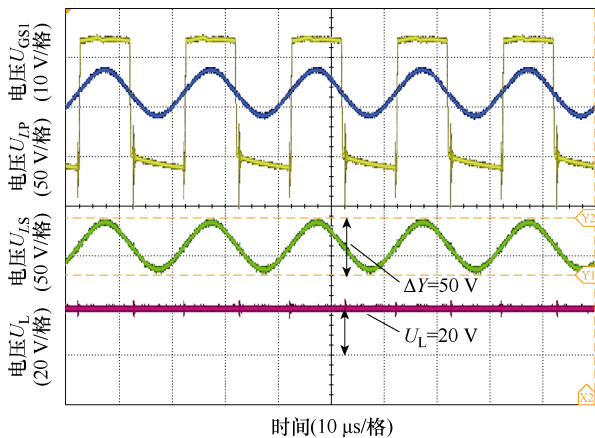
图 22 互感横向漂移变化趋势

Fig.22 Trend of mutual inductance with lateral drift

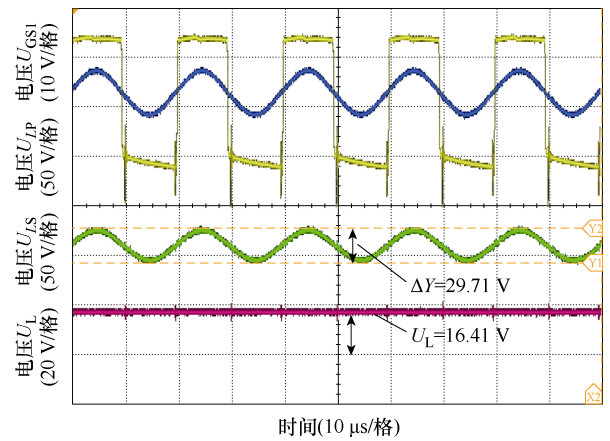
在测量横向漂移比从 0~87% 的变化过程中, 系统的输出功率 P 、电能传输效率 η 、信号衰减比的对比见表 5, 其中, 定义信号衰减比 γ 为

$$\gamma = \frac{\text{实测信号幅值} - \text{无偏移信号检波幅值}}{\text{无偏移信号检波幅值}} \times 100\% \quad (35)$$

通过图 23 与图 24 对比可以发现, 在同心设计的耦合电容极板与圆形磁耦合设计具有一定的抗偏移能力。在横向偏移比达到 17.54% 时, 即横向偏移



(a) $\Delta X=0$ mm

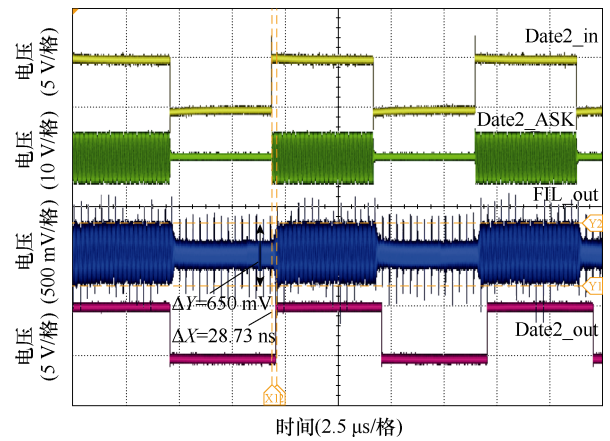


(b) $\Delta X=10$ mm

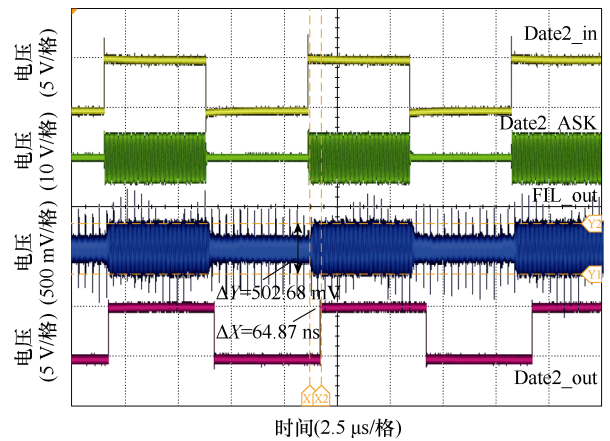
图 23 在 X 轴偏移时系统能量传输波形

Fig.23 System energy transfer waveforms during

X-axis offset



(a) $\Delta X=0$ mm



(b) $\Delta X=50$ mm

图 24 在 X 轴偏移时系统信号传输波形

Fig.24 System signal transmission waveform during

X-axis offset

$\Delta X=10$ mm, 仍具有 26.93 W 的输出功率, 此时的系统效率为 53.85%, 检波信号衰减 10.56%, 信号延迟存在 ns 级的增长。

表 5 系统参数随横向漂移参数变化

Tab.5 System parameters vary with lateral drift parameters

偏移量/cm	横向漂移比 (%)	输出功率/W	电能效率 (%)	信号衰减比 (%)
0	0	40	80	0
5	8.77	33.56	67.12	5.12
10	17.54	26.93	53.85	10.56
20	35.09	18.99	37.98	16.28
30	52.63	17.45	34.90	20.26
50	87.72	8.72	17.44	22.66

表 6 多种无线电能信号传输技术对比

Tab.6 Comparison of various radio energy signal transmission technologies

分类	文献	数据传输通道	功率/W	信号速率/(kbit/s)	误码率 (%)	传输距离/mm	缺陷
共享通道传输	[19]	电能基波调制	73.98	5 600	0	50	信号速率受制于电能频率
	[20]	电能谐波调制	25	50	5	100	谐波影响电能质量。信号速率低
	[21]	注入载波调制	150.6	14.4	—	1 000	能量干扰大、系统鲁棒性差
分离通道传输	[21]	NFC 近场通信	3 300	20	—	20	通信延迟较大、占用体积大
	[23]	额外电感通道	122	19.2	—	5	抗偏移能力弱、耦合机构复杂
	[18]	额外电容通道	50	9.6	—	20	信号传输速率较低
	本文	屏蔽电容通道	50	240	0.16	17	高频信号传输受电能传输影响

本文设计的系统相较于传统分离式电能信号传输系统，利用屏蔽极板无需额外增加信号通路，降低了多线圈或多电容通道的系统成本；相较于电能调制式系统，本文系统信号传输速率不再受限于能量载波，减小了电能调制对电能质量带来的高频谐波干扰，同时减小了信号的解调难度，提升了电能传输的稳定性；此外，本文设计的系统极大地降低了成本与空间，利用电路自身阻抗特性，减小电能对信号的干扰，降低信道的复杂度，并且保证信号通道的存在不会影响系统传输功率。本文的研究内容为无线电能与信号全双工同步传输系统提供了一种新思路。

5 结论

本文提出了一种基于屏蔽电容极板全双工数据传输的 WPT 系统。利用耦合线圈作为电感能量传输的通道，设计金属屏蔽极板作为电容信号传输通道。该结构在不增加信号传输通道的情况下实现电能信号同步传输，提高了电能传输在突发情况下的可靠性。对电能与信号传输拓扑的物理模型搭建，

相较于电能传输而言，极板偏移对信号传输的干扰会更小，即便横向漂移比达到 87.72%，信号的衰减比仅有 22.66%，利用屏蔽极板进行信号传输可以在极端恶劣的工作环境下实现无线电能传输系统控制信号的传输，对极板偏移下实现横流恒压输出或者需要快速反应的无线电能传输系统具有较高的研究价值。

针对本文提出方法与传统能量数据并行传输做出对比，在表 6 中分别罗列了电能调制、注入载波调制、近场通信技术、多耦合机构通信的功率等级、信号传输速率、误码率、传输距离等关键参数，用以对比展示本文所研究屏蔽电容通道的优点所在。

构建其数学模型，通过四阶谐振网络实现数据的全双工传输，对全双工信道模型进行了系统分析，最后，实验验证了在工程常用串行通信比特率 240~800 kbit/s 范围内实现电能与信号的全双工并行传输，同时信号通道对电能传输基本没有影响，验证了在极板偏移情况下信号传输的准确性，对极板偏移下需要实现恒流恒压输出或者快速反应关断的无线电能传输系统具有极为重要的研究意义。

参考文献

[1] Makin I R S, Jabs H, Mast T D, et al. Demonstration of healthcare-specific Li-ion battery charging using ultrasound power delivery[C]//2021 IEEE Wireless Power Transfer Conference (WPTC), San Diego, CA, USA, 2021: 1-4.

[2] 孙天, 宋贝贝, 崔淑梅, 等. 电动汽车无线充电系统接收端位置大范围唯一性辨识系统设计[J]. 电工技术学报, 2024, 39(21): 6626-6635, 6792.

Sun Tian, Song Beibei, Cui Shumei, et al. Design of accurate position detection system applied to large

- misalignment range for electric vehicle wireless charging system[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(21): 6626-6635, 6792.
- [3] Asanache R, Iordache M, Turcu M C, et al. Wireless charging systems for electrical vehicle batteries[C]//2020 12th International Conference on Electronics, Computers and Artificial Intelligence (ECAI), Bucharest, Romania, 2020: 1-6.
- [4] Fu Yu, Wang Aimin. Dynamic compensation optimization and frequency characteristic analysis for contactless energy transfer under load variations in rotary ultrasonic machining[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2023, 70(3): 2948-2958.
- [5] Hu A P, Liu Chao, Li H L. A novel contactless battery charging system for soccer playing robot[C]//2008 15th International Conference on Mechatronics and Machine Vision in Practice, Auckland, New Zealand, 2008: 646-650.
- [6] 邓棚元, 唐春森, 苏玉刚, 等. 基于平衡阻抗的 MC-WPT 系统传导干扰抑制方法[J]. 中国电机工程学报, 2024, 44(22): 9027-9039.
Deng Pengqi, Tang Chunsen, Su Yugang, et al. Conduction interference suppression method for MC-WPT system based on balanced impedance[J]. Proceedings of the CSEE, 2024, 44(22): 9027-9039.
- [7] Liu Chao, Hu A P, Wang B, et al. A capacitively coupled contactless matrix charging platform with soft switched transformer control[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60(1): 249-260.
- [8] Kim C H, Kim M Y, Moon G W. A modularized charge equalizer using a battery monitoring IC for series-connected Li-ion battery strings in electric vehicles[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(8): 3779-3787.
- [9] Uddin M, Nadeem T. RF-Beep: a light ranging scheme for smart devices[C]//2013 IEEE International Conference on Pervasive Computing and Communications (PerCom), San Diego, CA, USA, 2013: 114-122.
- [10] Zierhofer C M, Hochmair E S. High-efficiency coupling-insensitive transcutaneous power and data transmission via an inductive link[J]. IEEE Transactions on Biomedical Engineering, 1990, 37(7): 716-722.
- [11] Kim J G, Wei Guo, Kim M H, et al. A splitting frequencies-based wireless power and information simultaneous transfer method[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, 2018, 65(12): 4434-4445.
- [12] Yao Yousu, Wang Yijie, Liu Xiaosheng, et al. Analysis, design, and implementation of a wireless power and data transmission system using capacitive coupling and double-sided LCC compensation topology[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2019, 55(1): 541-551.
- [13] Wang Yijie, Yao Yousu, Guan Yueshi, et al. A novel modulation and demodulation method for wireless power and data transmission[C]//2017 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo, Asia-Pacific (ITEC Asia-Pacific), Harbin, China, 2017: 1-6.
- [14] Lee Wangsang, Park S, Lee J H, et al. Longitudinally misalignment-insensitive dual-band wireless power and data transfer systems for a position detection of fast-moving vehicles[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2019, 67(8): 5614-5622.
- [15] Simard G, Sawan M, Massicotte D. High-speed OQPSK and efficient power transfer through inductive link for biomedical implants[J]. IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems, 2010, 4(3): 192-200.
- [16] 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 Yugang, Deng Chenlin, Hu Hongsheng, 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.
- [17] Li Xiaofei, Tang Chunsen, Dai Xin, et al. An inductive and capacitive combined parallel transmission of power and data for wireless power transfer systems[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(6): 4980-4991.
- [18] Yang Xiao, Li Yong, Chen Junwen, et al. A cost-effective implementation of independent data

- and power transmission channels in wireless power transfer systems[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs, 2022, 69(3): 1532-1536.
- [19] 苏玉刚, 周玮, 呼爱国, 等. 基于方波载波占空比调制的 ECPT 系统能量信号并行传输技术[J]. 电工技术学报, 2015, 30(21): 51-56.
Su Yugang, Zhou Wei, Hu Aiguo, et al. A power-signal parallel transmission technology for ECPT systems based on duty cycle modulation of square wave carrier[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(21): 51-56.
- [20] Guo Pulong, Yuan Rongxiang, Cai Changsong, et al. High-data-frequency-ratio information transmission method for fast dynamic response SWPIT systems based on DASK modulation[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2021, 9(3): 3822-3834.
- [21] 吉莉, 王丽芳, 廖承林, 等. 基于单线圈双谐振结构的无线携能通信系统架构研究与设计[J]. 电工技术学报, 2018, 33(4): 791-799.
Ji Li, Wang Lifang, Liao Chenglin, et al. Simu-
- ltaneous wireless power/information transmission based on the single coil and dual-band resonant structure[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33(4): 791-799.
- [22] Li Dong, Shen Meigen, Huangfu Jiangtao, et al. Wireless sensing system-on-chip for near-field monitoring of analog and switch quantities[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2012, 59(2): 1288-1299.
- [23] Li Xiaofei, Hu Jiefeng, Li Yong, et al. A decoupled power and data-parallel transmission method with four-quadrant misalignment tolerance for wireless power transfer systems[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(12): 11531-11535.

作者简介

叶宗彬 男, 1983 年生, 博士, 副教授, 硕士生导师, 研究方向为电机驱动控制、变流器控制技术、电能质量治理。

E-mail: yezongbin@163.com (通信作者)

高晨潇 男, 2000 年生, 硕士, 研究方向为无线电能与信号并行传输。

E-mail: echence@163.com

Wireless Power Transmission System Based on Full-Duplex Communication with Shielded Capacitor Plate

Ye Zongbin Gao Chenxiao Liu Xu

(School of Electrical Engineering China University of Mining and Technology
Xuzhou 221116 China)

Abstract With the increase of power and frequency of wireless power transmission systems, requirements for the control performance of power transmission and real-time high-frequency data interaction between the power transmitter and receiver continue to increase. This paper proposes an implementation method for low-cost and highly robust wireless power and signal transfer (SWPDT). Based on the traditional magnetically coupled wireless power transfer (WPT) system structure, the two metal-shielded pole plates on the outside of the magnetically coupled coil provide an independent capacitive channel for data transmission, and the magnetically coupled mutual inductance coil provides an independent inductive channel for power transmission, which achieves decouples energy transmission and signal transmission. The six-plate capacitive coupling is constructed under the coil parasitic capacitance. The mathematical and physical models of six-plate capacitive coupling are constructed, and the fourth-order resonant network is built to achieve full-duplex communication through four blocking networks and compensation structures. The overall cost and size of the WPT system are significantly reduced. The crosstalk of power transmission on signal transmission is reduced without changing the power transmission capability, and the power transmission frequency no longer restricts the transmission frequency. Finally, a 50 W power transmission prototype is constructed. The power transmission efficiency reaches 80% under the 17 cm coil distance condition. The full-duplex parallel transmission of power and signals is achieved

within a serial communication bit rate range from 240 to 800 kbit/s. The BERs can be maintained at a low level, and the effects of the pole plate offset on the signal and power transmission are verified. The transverse drift ratio reaches 87.5.0%. In the case of the pole plate offset with an 87.72% lateral drift ratio, the signal transmission efficiency of the system is only 22.66%. Under the magnetic shielding function of the metal pole plate, the signal transmission is robust under extreme working conditions, improving the reliability of the power transmission process. The shielding pole plate reduces the power transmission efficiency but has a significant shielding effect on electromagnetic leakage. Compared with the existing wireless energy and data synchronous transmission technology in transmission efficiency, transmission distance, signal rate, and BER, the correctness and feasibility of the proposed method are verified.

Keywords: Wireless power transmission (WPT), simultaneously wireless power and data transfer (SWPDT), capacitor shield plate, full-duplex communication

(编辑 陈 诚)

~~~~~  
(上接第 3769 页)

information transfer channels are provided. A parameter design method for the MC-USWPIT system is proposed. The method reduces the eddy current losses induced by the seawater and minimizes the impact of high-power energy transmission on the information transfer speed. It enables the simultaneous improvement of transmission distance, power transfer capacity, and information transfer speed in a frequency-division multiplexed MC-USWPIT system.

Finally, a 5 kW experimental setup in simulated seawater is constructed. In an environment with a seawater conductivity of 4.15 S/m, the system achieved a transmission distance of 50 cm, an output power of 5.33 kW, and an information transfer speed of 5.68 Mbit/s. Furthermore, under varying seawater conductivities (4, 5, and 6 S/m) and transmission distances (30, 40, and 50 cm), the system still demonstrates good power transfer performance and high information transfer speed. The experimental results confirm that the proposed MC-USWPIT system and method can effectively improve the transmission distance, power transfer capability, and bidirectional information transfer speed in simulated seawater.

**Keywords:** Simultaneous wireless power and information transfer, underwater environment, magnetic-field coupled, coplanar double-coil coupler

(编辑 陈 诚)