

双向无线电能与全双工信号同步传输方法研究

靖永志^{1,2}, 郑伟杰^{1,2}, 余佳龙^{1,2}, 张湘^{1,2}, 刘国清^{1,2}

(1. 磁浮技术与磁浮列车教育部重点实验室, 四川 成都 611756; 2. 西南交通大学 电气工程学院, 四川 成都 611756)

摘要:针对双向无线电能传输系统电能发送端与接收端进行全双工信号通信的需求,提出一种基于双边 LCC 谐振补偿的双向无线电能与全双工信号同步传输方法。首先基于双边 LCC 谐振补偿网络与全控 H 桥拓扑结构,设计了结构对称的双向电能传输通道,基于高频载波串联注入方式设计了全双工信号传输通道。其次构建系统模型,从理论上分析了电能传输特性、信号传输特性以及二者之间的相互干扰机制,并进一步揭示了系统参数对各项传输特性的影响规律。最后,搭建了双向最大 120 W 无线电能与 100 kbps 全双工信号同步传输系统实验平台,采用双重移相控制策略切换电能传输方向并调整功率大小,在正反向最大功率稳定传输及电能传输方向动态切换过程中均能实现全双工信号稳定传输,验证了所提方法的可行性。

关键词:双向无线电能传输;双边 LCC 补偿;能信共享通道;移相控制;全双工信号

DOI:10.15938/j.emc.2025.12.004

中图分类号:TM724

文献标志码:A

文章编号:1007-449X(2025)12-0038-12

Research on transfer method of simultaneous bidirectional wireless power and full-duplex data

JING Yongzhi^{1,2}, ZHENG Weijie^{1,2}, YU Jialong^{1,2}, ZHANG Xiang^{1,2}, LIU Guoqing^{1,2}

(1. Key Laboratory of Maglev Technology and Maglev Train, Ministry of Education, Chengdu 611756, China;

2. College of Electrical Engineering, Southwest Jiaotong University, Chengdu 611756, China)

Abstract: Aiming at the problem of full-duplex data transfer demand of bidirectional wireless power transfer system, a induction coupled bidirectional wireless power and full-duplex data transfer method based on bilateral LCC compensation structure was proposed. Firstly, a structurally symmetrical bidirectional power transfer channel based on a bilateral LCC resonance compensation network and a fully controlled H-bridge power converter was designed. Meanwhile, a full-duplex data transfer channel was developed based on the high-frequency carrier series injection method. Secondly, the system model was constructed, and the power transfer characteristics, data transfer characteristics and the transfer interference characteristics between power and data were theoretically analyzed. Finally, the experimental platform of simultaneous bidirectional maximum 120 W wireless power and 100 kbps full-duplex data transfer system was constructed, and the dual phase shift control strategy was used to switch the direction of power transfer and change the output power, which realizes the stable data transfer in the process of forward and reverse maximal power stable transfer and dynamic switching of the power transfer direction, and verifies reliabili-

收稿日期: 2025-04-15

基金项目: 国家自然科学基金(52372364)

作者简介: 靖永志(1979—), 男, 博士, 副研究员, 研究方向为磁浮列车与磁浮技术、电力电子技术及其应用等;

郑伟杰(2001—), 男, 硕士研究生, 研究方向为电力电子技术;

余佳龙(2000—), 男, 硕士研究生, 研究方向为电力电子技术;

张湘(1971—), 男, 博士, 副教授, 研究方向为磁浮列车与磁浮技术、电力电子技术及其应用等;

刘国清(1977—), 男, 硕士, 副研究员, 研究方向为磁浮列车与磁浮技术、电力电子技术及其应用等。

通信作者: 刘国清

ty and validity of the proposed method. Simulation results on actual wind farm data validate effectiveness of the proposed method.

Keywords: bidirectional wireless power transfer; bilateral LCC compensation; shared channel transfer; phase shift control; full-duplex data

0 引言

无线电能传输(wireless power transfer, WPT)技术作为当前研究热点,有效规避了传统线缆供电方式所导致的线路复杂、易老化以及接口不兼容等问题^[1-2],吸引了越来越多科研人员的目光,并广泛应用到电动汽车、植入式医疗、家用电器等领域^[3]。

与单向无线电能传输相比,双向无线电能传输(bidirectional wireless power transfer, BWPT)实现了电能的双向互动,扩展了电源与用电设备间的能量交换功能,在用电设备电能可回馈时能实现用电设备反向馈电^[4]。在“双碳”目标驱动下,新能源汽车技术的快速迭代推动了电动汽车的普及,电动汽车可作为分布式储能单元通过 BWPT 技术参与电网的“削峰填谷”调度,在负荷高峰时向电网回馈电能以缓解供电压力,负荷低谷时储存过剩电能以提高利用率,这一机制可有效平抑电网功率波动,增强供电稳定性^[5-6]。BWPT 技术是无线电能走向电能分享应用的关键一步。

BWPT 系统不仅要求高效的双向电能传输,更需依靠信号实现精确同步与实时反馈,以确保系统协调稳定运行^[7-8]。因此,在实际应用中,不仅需要实现电能发送端与接收端之间的信号非接触传输,而且由于 BWPT 系统中同一侧既可作为电能发送端又可作为接收端,还须实现全双工信号传输。例如 BWPT 系统的同步控制技术需要同时采集原副边线圈的电压电流数据,电动汽车无线充电需要对电能发送端的电压电流数据与接收端电池 SOC、温度等状态进行实时监测^[9]。综上所述, BWPT 系统依赖于无线电能与信号同步传输(simultaneous wireless power and data transfer, SWPDT)技术,以实现电能与信号的高效协同传输。

针对双向电能传输的 SWPDT 技术现有研究较少,目前主要集中在单向电能传输的 SWPDT 技术上。当前 SWPDT 系统主要存在两种实现方案:通道分离式与通道共享式^[10],在通道分离式方案中,系统需额外配置信号传输组件,包括专用耦合线圈或无线通信单元(如蓝牙/Wi-Fi 模块),以建立独立

的信号传输路径。这种方式可以有效隔离干扰,但显著增加了系统体积和成本,同时蓝牙、WiFi 等方式需要复杂的配对过程^[11-12]。

鉴于通道分离式的上述缺点,近年来,基于同一耦合机构的能-信共享通道传输技术因其显著优势,逐渐成为 SWPDT 领域的研究热点^[13]。该技术通过复用传输通道,有效解决了系统结构复杂的问题。根据调制原理的差异,可划分为电能调制与高频载波调制两种类型。在电能调制技术中,通过控制电能载波幅值、频率或相位的参数变化实现信号调制,但电能载波频率限制了信号传输速率大小^[14]。高频载波调制中信号由远高于电能载波频率的高频载波调制并注入电能通道中,信号传输速率不受电能载波频率的限制,并且对电能传输影响也较小,因此载波调制成为目前主要研究方向^[15]。文献[16]为解决电能通道信号传输速率慢和电能传输不连续问题设计了一种双谐振结构,电能传输采用低频谐振以抑制辐射损耗与趋肤效应,而信号传输则选用高频谐振来提升通信速率。文献[17]提出了一种基于 S/LCC 谐振补偿的 SWPDT 系统,实现了负载端输出电压的解耦并减小电能对信号的干扰。文献[18]针对电能与信号之间串扰问题通过构建双通道传输模型分别实现了 354、250.6、63.8 W 输出功率下 19.2、38.4、115.2 kbps 信号同步传输。文献[19]针对电能发送端与接收端进行全双工通信的需求提出一种基于部分电能耦合线圈的无线电能与信号同步传输方法。

针对 BWPT 系统中实现功率控制和信号传输的关键问题,文献[20]针对双边 LCC 谐振网络的 BWPT 系统提出了一种优化的双重移相控制策略。通过调节原副边输出电压的相位差以产生滞后电流,实现了宽工作范围内的零电压开关。文献[21]基于感应式链路通过电能载波调制实现了双向无线电能与信号同步传输,采用相移脉宽调制技术控制电能传输与信号调制,通过检测补偿电容上电压幅值变化完成信号解调,但系统设计复杂,信号传输速率较低。

双向无线电能传输系统电能发送与接收端需进

行控制量与状态量的实时交互,而现有 SWPDT 技术大多针对单向电能传输系统,因此亟需一种结构简单、性能稳定的双向能信同步传输方法。本文提出一种基于双边 LCC 谐振补偿的双向无线电能与全双工信号同步传输方法,基于双边 LCC 谐振补偿网络和全控 H 桥拓扑结构设计对称的双向电能传输通道,最大程度减小双向电能切换时对信号传输的干扰,通过双重移相控制实现系统电能传输方向切换与不同工况下功率的动态调节,将幅移键控(amplitude shift keying, ASK)调制的信号通过串联注入方式耦合进能量通道,实现无线电能与全双工信号同步传输,最后搭建实验平台,验证所提方法的可靠性和有效性。

1 系统结构

基于双边 LCC 补偿的双向无线电能与全双工信号同步传输系统主要由原边直流电源 V_p 、副边用电设备 V_s 、原副边电能变换器、原副边谐振补偿网

络、耦合机构、正反向信号发送与接收部分组成,其系统结构如图 1 所示。原副边电能变换器分别由全控型功率器件 $Q_1 \sim Q_4$ 、 $Q_5 \sim Q_8$ 组成,其工作状态影响电能传输大小与方向,在电能正向传输时原边变换器处于逆变模式,副边变换器处于整流模式;电能反向传输时原边变换器处于整流模式,副边变换器处于逆变模式。 L_{p1} 、 C_{p1} 和 C_{p2} 构成原边 LCC 补偿网络, L_{s1} 、 C_{s1} 和 C_{s2} 构成副边 LCC 补偿网络, L_p 和 L_s 分别为耦合机构 T 的原、副边自感, M 为耦合机构互感。 U_{d1} 和 U_{d2} 分别为正、反向调制信号源, L_{d1} 、 L_{d2} 、 M_{d1} 和 L_{d1} 、 L_{d2} 、 M_{d1} 分别为正向信号发送和接收变压器 T_{d1} 、 T_{d1} 的自感和互感, L_{d3} 、 L_{d4} 、 M_{d2} 和 L_{d3} 、 L_{d4} 、 M_{d2} 分别为反向信号发送和接收变压器 T_{d2} 、 T_{d2} 的自感和互感。 C_{d1} 、 C_{d2} 和 C_{d1} 、 C_{d2} 分别为正、反向信号发送和接收回路补偿电容, C_{b1} 、 L_{b1} 和 C_{b2} 、 L_{b2} 分别构成正、反向信号接收回路的 LC 并联阻波网络。 R_{d1} 和 R_{d2} 分别为正、反向信号发送回路补偿电阻, R_{D1} 和 R_{D2} 分别为正、反向信号接收电阻。

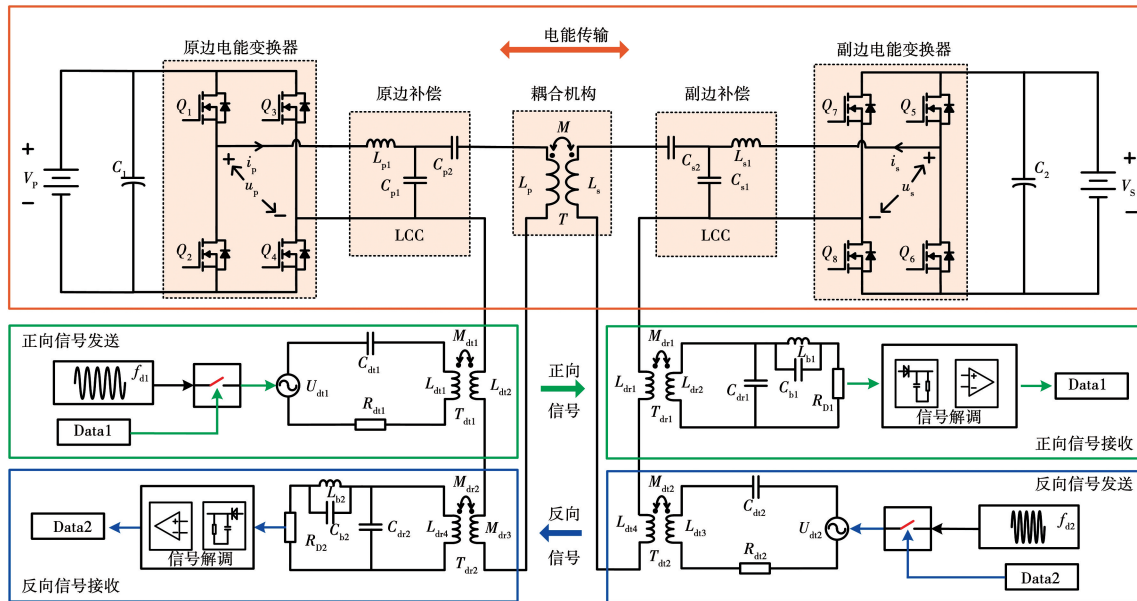


图 1 基于双边 LCC 补偿的双向无线电能与全双工信号同步传输系统

Fig. 1 Simultaneous bidirectional wireless power and data full-duplex transfer system based on bilateral LCC

双边 LCC 补偿网络能够滤除逆变电路产生的高次谐波,并且可以实现输出电流与负载解耦,在电动汽车无线充电等领域有良好的应用前景^[22]。对于系统的信号传输,双边 LCC 补偿网络能有效滤除进入信号传输回路的电能高频分量,同时其原副边对称的结构在电能传输方向切换时能最大程度减小电能切换波动对信号传输的干扰。双边 LCC 结构

相较于双边 LCL 结构,具有更优的谐波抑制能力,可有效降低高次谐波对信号通道的干扰;而 S/LCC 结构的串联补偿侧难以滤除逆变器高次谐波,且补偿特性在电能正反向传输时不对称,不具备良好的双向电能传输适应性。电能载波频率 f_p 为 85 kHz,其角频率 $\omega_p = 2\pi f_p$,电能传输通道双边 LCC 谐振补偿网络各元件的参数关系为:

$$\left. \begin{aligned} \omega_p L_{p1} &= \frac{1}{\omega_p C_{p1}} = \omega_p (L_p + L_{d12} + L_{d13}) - \frac{1}{\omega_p C_{p2}}; \\ \omega_p L_{s1} &= \frac{1}{\omega_p C_{s1}} = \omega_p (L_s + L_{d14} + L_{d11}) - \frac{1}{\omega_p C_{s2}} \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

信号注入采用串联谐振,电路在信号载波频率处具有最低的阻抗,有利于实现信号的有效注入。信号提取采用并联谐振,电路在信号载波频率处具有最高的阻抗,能够与接收电路的输入阻抗相匹配,有利于实现信号的有效提取。为抑制双向信号串扰,系统在信号接收端串联了 LC 并联阻波网络。该网络谐振频率与同侧的异向信号载波频率一致,具有带阻特性,可以有效抑制同侧发送信号对接收信号的干扰。为避开电能载波频率 f_p ,同时保证信号与电能以及信号之间足够的频率间隔,便于串扰抑制和滤波器设计,选择正反向信号载波频率 f_{d1} 和 f_{d2} 分别为 2 MHz 和 1.2 MHz,其角频率分别为 $\omega_{d1} = 2\pi f_{d1}$ 和 $\omega_{d2} = 2\pi f_{d2}$,信号传输通道谐振网络各元件的参数关系为:

$$\left. \begin{aligned} \omega_{d1} L_{d11} &= \frac{1}{\omega_{d1} C_{d11}}; \omega_{d1} L_{d12} = \frac{1}{\omega_{d1} C_{d11}}; \\ \omega_{d2} L_{d13} &= \frac{1}{\omega_{d2} C_{d12}}; \omega_{d2} L_{d14} = \frac{1}{\omega_{d2} C_{d12}}; \\ \omega_{d1} L_{b1} &= \frac{1}{\omega_{d1} C_{b1}}; \omega_{d2} L_{b2} = \frac{1}{\omega_{d2} C_{b2}} \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

综合考虑系统的结构特性、实现难度和信号传输速率,利用 ASK 进行信号调制,相较于相移键控 (phase shift keying, PSK),调制电路结构简单,无需相干解调和严格的相位同步,能够在系统存在信号延时保持运行;相较于频移键控 (frequency shift keying, FSK),不会引入频率切换导致的谐振偏移,避免了信号回路谐振状态变化和参数设计复杂度增加的问题。信号载波通过信号发送变压器 T_{d1} 、 T_{d2} 耦合到电能传输通道。解调方式主要分为相干解调和非相干解调,相干解调虽然信号恢复效果较好,但实际电路设计复杂,工程中大多应用非相干解调,信号解调电路如图 2 所示,主要由带通滤波器、包络检波器、低通滤波器、放大器和滞回比较器组成。

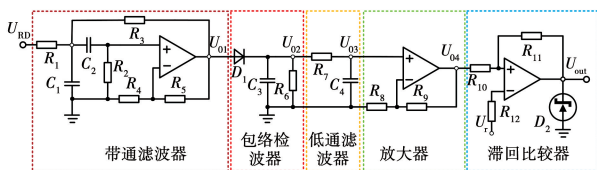


图 2 信号解调电路

Fig. 2 Data demodulation circuit

信号解调电路对接收电阻 R_{D1} 和 R_{D2} 上的复合信号进行处理,正反向解调电路二阶有源带通滤波器的中心频率为对应信号载波频率 2 MHz 和 1.2 MHz,通带带宽和增益分别为 0.9 MHz 和 2.6 dB,在抑制低频电能载波的同时,对信号载波进行增强。包络检波器提取信号载波的包络信息,低通滤波器的截止频率略高于信号载波频率,滤除包络检波中电容在一个载波周期内充放电产生的高频干扰。滞回比较器将包络信号与设定阈值进行比较,还原出数字信号。

2 电能传输特性

由于双边 LCC 的谐振补偿特性,系统的电能传输功率主要与电能基波分量有关,高次谐波对传输功率的贡献很小。为了简化分析,采用基波近似法分析系统电能传输特性。根据电路叠加原理,在分析仅电能传输时,信号发送回路中信号源 U_{d1} 和 U_{d2} 可视为短路, V_p 、 V_s 和原、副边电能变换器等效为交流电压源 U_p 、 U_s ,电能传输通道等效电路如图 3 所示。

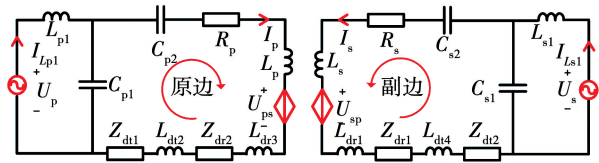


图 3 电能传输通道等效电路

Fig. 3 Equivalent circuit of power transfer channel

图 3 中 Z_{d11} 、 Z_{d12} 和 Z_{d21} 、 Z_{d22} 分别为信号发送和接收回路反射至电能传输回路的反射阻抗,其表达式分别为:

$$\left. \begin{aligned} Z_{d11} &= \frac{(\omega M_{d1})^2}{Z'_{d11}}; Z_{d12} = \frac{(\omega M_{d12})^2}{Z'_{d12}}; \\ Z_{d21} &= \frac{(\omega M_{d21})^2}{Z'_{d21}}; Z_{d22} = \frac{(\omega M_{d22})^2}{Z'_{d22}} \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

式中 Z'_{d11} 、 Z'_{d12} 和 Z'_{d21} 、 Z'_{d22} 分别为正、反向信号发送回路自阻抗和接收回路自阻抗,其表达式分别为:

$$\left. \begin{aligned} Z'_{d11} &= R_{d11} + \frac{1}{j\omega C_{d11}} + j\omega L_{d11}; \\ Z'_{d12} &= R_{d12} + \frac{1}{j\omega C_{d12}} + j\omega L_{d12}; \\ Z'_{d21} &= j\omega L_{d21} + \frac{1}{j\omega C_{d21}} // (R_{D1} + \frac{1}{j\omega C_{b1}} // j\omega L_{b1}); \\ Z'_{d22} &= j\omega L_{d22} + \frac{1}{j\omega C_{d22}} // (R_{D2} + \frac{1}{j\omega C_{b2}} // j\omega L_{b2}). \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

由于电能载波频率远低于信号载波频率,因此在电能载波角频率 ω_p 下信号回路自阻抗 Z'_{dt1} 、 Z'_{dt2} 、 Z'_{dr1} 、 Z'_{dr2} 均为高阻抗状态,信号回路反射阻抗 Z_{dt1} 、 Z_{dt2} 、 Z_{dr1} 、 Z_{dr2} 均趋近于零,可视为短路。忽略线圈电阻 R_p 和 R_s 由基尔霍夫电压、电流定律可得原副边输出电压 $\dot{U}_p$ 、 $\dot{U}_s$ 与流经电感 L_{p1} 、 L_p 、 L_s 、 L_{s1} 的电流 $\dot{I}_{Lp1}$ 、 $\dot{I}_p$ 、 $\dot{I}_s$ 、 $\dot{I}_{Ls1}$ 之间关系为:

$$\left. \begin{aligned} \dot{I}_{Lp1} &= jM \dot{U}_s / (\omega_p L_{p1} L_{s1}); \\ \dot{I}_p &= \dot{U}_p / (j\omega_p L_{p1}); \\ \dot{I}_s &= \dot{U}_s / (j\omega_p L_{s1}); \\ \dot{I}_{Ls1} &= jM \dot{U}_p / (\omega_{p1} L_{p1} L_{s1}) \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

BWPT 技术常用双重移相控制来调节功率的大小和传输方向,双重移相控制通过在原副边变换器引入相同的内移相角使得系统功率调节灵活性大幅提升,优化了动态效率^[23]。假设变换器开关管均为理想器件,可得原副边输出电压基波 $\dot{U}_p$ 和 $\dot{U}_s$ 分别为:

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_p &= \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_p \sin \frac{\gamma}{2}; \\ \dot{U}_s &= \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_s \sin \frac{\gamma}{2} \angle -\theta \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

式中: γ 为原副边变换器桥间相角差,记为内移相角; θ 为原副边电能变换器输出电压的相角差,记为外移相角。根据式(5)和式(6)可得系统副边有功功率 P_2 为

$$P_2 = \operatorname{Re} \{ -\dot{U}_s \dot{I}_{Ls1}^* \} = \frac{8}{\pi^2} \frac{M}{\omega_p L_{p1} L_{s1}} V_p V_s \sin^2 \left(\frac{\gamma}{2} \right) \sin \theta. \quad (7)$$

当 $P_2 > 0$ 时电能由原边传至副边,当 $P_2 < 0$ 时电能由副边传至原边。功率大小和方向与电能载波频率、电能变换器移相角以及谐振网络参数有关。当 $V_p = V_s = 60 \text{ V}$, $M = 58 \text{ } \mu\text{H}$ 、 $L_{p1} = L_{s1} = 50.6 \text{ } \mu\text{H}$ 时副边功率 P_2 与 γ 、 θ 关系如图4所示。由图4可知控制原副边变换器外移相角 θ 可改变电能传输方向和大小,当 $\theta \in (0, \pi)$ 时,电能正向传输,当 $\theta \in (-\pi, 0)$ 时,电能反向传输。控制变换器内移相角 γ 可以改变传输功率大小,当 $\theta = \pm \pi/2$, $\gamma = \pi$ 时,系统传输有功功率最大。

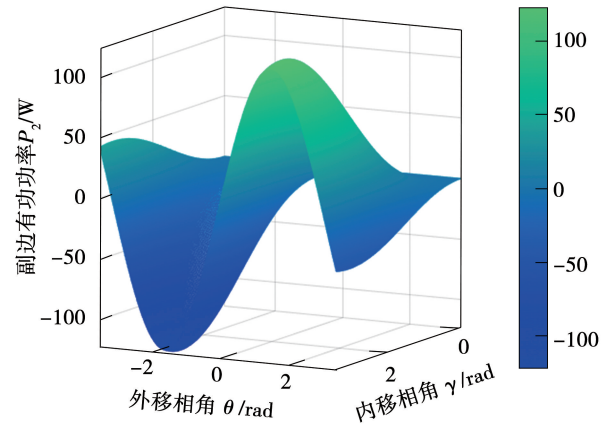


图4 副边有功功率 P_2 与 γ 、 θ 关系

Fig. 4 Secondary side active power P_2 versus γ and θ

3 信号传输特性

由于正反向信号在传输结构上相同,此处以正向信号为例对信号传输特性进行分析。根据电路叠加原理,将电能回路的 V_p 和 V_s 视为短路,此时正向信号传输通道等效电路如图5所示。正向调制信号经 U_{dt1} 注入后,由接收端 R_{D1} 实现信号提取。

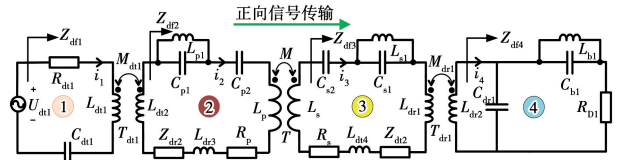


图5 正向信号传输通道等效电路

Fig. 5 Equivalent circuit of forward data transfer channel

根据交流阻抗分析法,从等效电路末端回路④向前端回路①计算每个回路的等效阻抗为:

$$\left. \begin{aligned} Z_{df1} &= \frac{-(sM_{dt1})^2}{Z_{df2}} + \frac{1}{sC_{dt1}} + sL_{dt1} + R_{dt1}; \\ Z_{df2} &= \frac{-(sM)^2}{Z_{df3}} + s(L_p + L_{dt2} + L_{dr3}) + Z_{dr2} + \\ &\quad R_p + \frac{1}{sC_{p2}} + sL_{p1} // \frac{1}{sC_{p1}}; \\ Z_{df3} &= \frac{-(sM_{dr1})^2}{Z_{df4}} + s(L_s + L_{dr1} + L_{dt4}) + Z_{dt2} + \\ &\quad R_s + \frac{1}{sC_{s2}} + sL_{s1} // \frac{1}{sC_{s1}}; \\ Z_{df4} &= (R_{D1} + sL_{b1} // \frac{1}{sC_{b1}}) // \frac{1}{sC_{dr1}} + sL_{dr2} \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

根据回路等效阻抗,进一步可得正向信号传输过程中输入阻抗传递函数和变压器 T_{dt1} 、 T 、 T_{dr1} 互感传递函数分别为:

$$\left. \begin{aligned} G_{df1} &= 1/Z_{df1}; \\ G_{df2} &= sM_{dt1}; \\ G_{df3} &= 1/Z_{df2}; \\ G_{df4} &= sM; \\ G_{df5} &= 1/Z_{df3}; \\ G_{df6} &= sM_{dr1}; \\ G_{df7} &= 1/Z_{df4}; \\ G_{df8} &= \frac{(1/sC_{dr1})R_{D1}}{1/sC_{dr1} + (1/sC_{b1})//sL_{b1} + R_{D1}} \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

从信号源 U_{dt1} 到接收电阻 R_{D1} 上正向信号电压增益的传递函数为

$$G_{df} = \frac{U_{RD1}}{U_{dt1}} = \prod_{i=1,2,3,4,5,6,7,8} G_{dfi} \quad (10)$$

由 G_{df} 的推导过程可知,信号传输增益受信号发送与接收变压器自感、松耦合线圈的自感及互感和接收电阻等电路参数的影响。松耦合线圈的自感 L_p 、 L_s 和互感 M 通常根据实际电能应用场合、系统传输距离确定,信号传输增益随着接收电阻 R_{D1} 的增大而增大,但当 R_{D1} 取值过大时,其响应时间也更长,对后续的解调电路会造成影响使误码率变高,故 R_{D1} 常选取几百欧^[7]。综上所述,主要通过改变信号发送与接收变压器自感提高信号传输增益。为简化分析并维持式(1)中电能正、反向传输双边 LCC 谐振网络的对称性,令正、反向信号变压器 T_{dt1} 、 T_{dt2} 、 T_{dr1} 、 T_{dr2} 参数满足以下关系:

$$\left. \begin{aligned} L_{dt1} &= L_{dt2} = L_{dt3} = L_{dt4}; M_{dt1} = M_{dt2}; \\ L_{dr1} &= L_{dr2} = L_{dr3} = L_{dr4}; M_{dr1} = M_{dr2} \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

根据式(10)和式(11)可得,正向信号电压增益的传递函数 G_{df} 与正向信号变压器自感 L_{dt1} 和 L_{dr1} 关系如图 6 所示。可以看出,信号传输增益随 L_{dt1} 、 L_{dr1} 的增大均是先增大后减小, L_{dt1} 较小时,传输增益变化更加敏感。因此,为提高信号传输增益,同时考虑变压器体积,将 L_{dt1} 设置为 $5 \mu\text{H}$, L_{dr1} 设置为 $10 \mu\text{H}$ 。

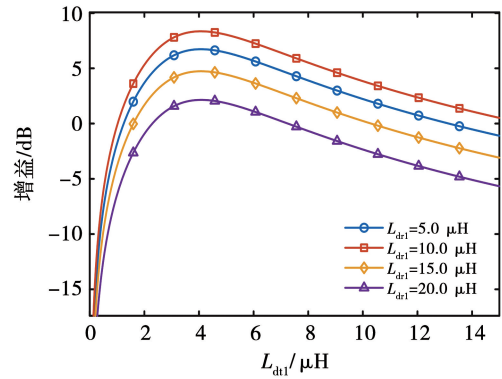


图 6 G_{df} 与 L_{dt1} 和 L_{dr1} 之间的关系

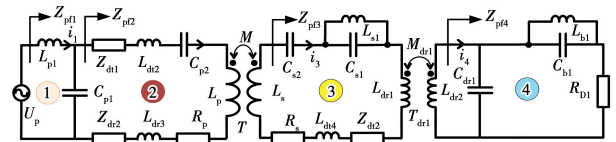
Fig. 6 Relationship between G_{df} and L_{dt1} , L_{dr1}

4 传输干扰分析

系统主要存在三部分干扰,电能传输对信号的干扰、信号传输对电能的干扰以及双向信号传输的串扰。其中信号传输对电能影响较小,因为信号载波幅值远小于电能载波,而信号载波频率远大于电能载波导致信号载波在电能回路被大幅衰减,其在电能回路的功率基本可以忽略。

4.1 电能传输对信号的干扰分析

电能传输对信号干扰主要分为两部分,低频干扰和高频干扰,低频干扰来自逆变电路基波,其频率等于电能载波频率,高频干扰来自逆变电路高次谐波,其频率在信号载波频率附近。由于电能正、反向传输在结构和参数上对称,此处以电能正向传输过程中对正、反向信号产生的干扰作为示例展开分析。设定输入量为电能原边等效电源 U_p ,输出量为副边正向信号接收电阻 R_{D1} 两端的干扰电压 U_{RD1} ,电能正向传输对正向信号干扰的等效电路如图 7 所示。



$$\left. \begin{aligned} Z_{pf1} &= sL_{p1} + \frac{1}{sC_{p1}} // Z_{pf2}; \\ Z_{pf2} &= \frac{-(sM)^2}{Z_{pf3}} + s(L_p + L_{dt2} + L_{dr3}) + \\ &\quad Z_{dt1} + Z_{dr2} + R_p + \frac{1}{sC_{p2}}; \\ Z_{pf3} &= Z_{df3}; \\ Z_{pf4} &= Z_{df4} \circ \end{aligned} \right\} (12)$$

和计算 G_{df} 类似,正向电能对正向信号干扰的传输过程中,输入阻抗的传递函数和变压器 T 、 T_{dr1} 互感的传递函数分别为:

$$\left. \begin{aligned} G_{pf1} &= 1/Z_{pf1}; \\ G_{pf2} &= 1/(1 + sC_{p1}Z_{pf2}); \\ G_{pf3} &= sM; \\ G_{pf4} &= 1/Z_{pf3}; \\ G_{pf5} &= sM_{dr1}; \\ G_{pf6} &= 1/Z_{pf4}; \\ G_{pf7} &= G_{df8} \circ \end{aligned} \right\} (13)$$

可得电能正向传输对正向信号干扰电压增益的传递函数为

$$G_{pf} = \frac{U_{RD1}}{U_p} = \prod_{i=1,2,3,4,5,6,7} G_{pfi} \circ \quad (14)$$

电能正向传输对反向信号的干扰等效电路如图8所示。输入为电能原边等效电源 U_p , 输出为原边反向信号接收电阻 R_{D2} 上的干扰电压 U_{RD2} 。

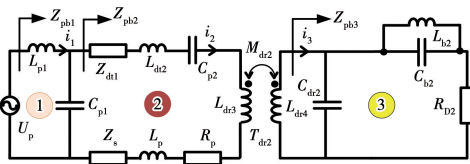


图8 电能正向传输对反向信号干扰等效电路

Fig.8 Equivalent circuit of forward transfer of power to backward data interference

根据交流阻抗分析法,可得各回路阻抗为:

$$\left. \begin{aligned} Z_{pb1} &= Z_{pf1}; \\ Z_{pb2} &= Z_{pf2}; \\ Z_{pb3} &= (R_{D2} + sL_{b2} // (1/sC_{b2})) // (1/sC_{dr2} + sL_{dr4} \circ) \end{aligned} \right\} (15)$$

正向电能对反向信号干扰的传输过程中,输入

阻抗的传递函数和变压器 T_{dr2} 互感的传递函数分别为:

$$\left. \begin{aligned} G_{pb1} &= 1/Z_{pb1}; \\ G_{pb2} &= \frac{1}{1 + sC_{p1}Z_{pb2}}; \\ G_{pb3} &= sM_{dr2}; \\ G_{pb4} &= 1/Z_{pb3}; \\ G_{pb5} &= \frac{(1/sC_{dr2})R_{D2}}{1/sC_{dr2} + (1/sC_{b2}) // sL_{b2} + R_{D2}} \circ \end{aligned} \right\} (16)$$

可得电能正向传输对反向信号干扰电压增益的传递函数为

$$G_{pb} = \frac{U_{RD2}}{U_p} = \prod_{i=1,2,3,4,5} G_{pbi} \circ \quad (17)$$

根据式(14)和式(17)可得电能正向传输对正、反向信号的干扰伯德图如图9所示。由图9可知,频率为85 kHz的电基波对正、反向信号干扰增益分别为-13.9 dB和-14.5 dB,表明低频干扰得到一定的抑制,后续还可通过解调电路的有源带通滤波器进一步滤除。最接近于正向信号载波频率的23次谐波对正向信号的干扰增益为-66.5 dB,最接近于反向信号载波频率的13和15次谐波对反向信号的干扰增益分别为-71.5 dB和-73.9 dB。表明基于双边LCC谐振补偿的系统结构对高次谐波有较好的抑制作用,电能的高次谐波分量对信号传输几乎没有影响。

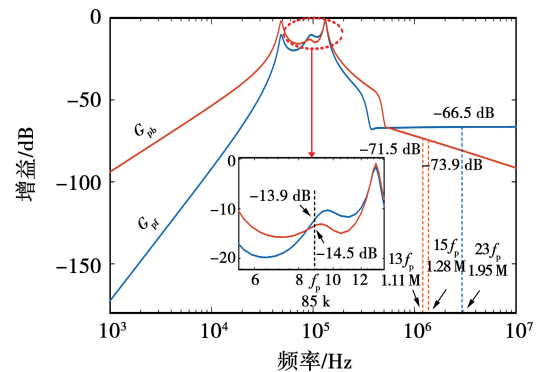


图9 电能对信号干扰电压增益的传递函数伯德图

Fig.9 Transfer function Bode diagram of power to data interference voltage gain

4.2 双向信号串扰分析

除了电能传输对信号的干扰外,系统还存在双

向信号传输间的串扰。为了抑制双向通信中的信号串扰,系统在接收端引入了 LC 并联阻波网络。该网络工作于带阻模式,其谐振频率与同侧异向信号的载波频率一致。以信号正向传输对反向信号的干扰为例,输入为正向信号源 U_{dt1} ,输出为原边反向信号接收电阻 R_{D2} 上的电压 U_{RD2} 。信号正向传输对反向信号的干扰等效电路如图 10 所示。

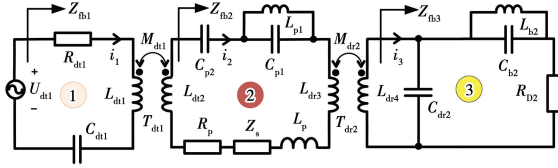


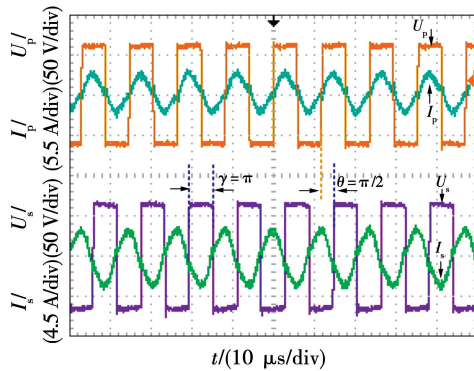
表 1 系统参数

Table 1 System parameters

参数	数值	参数	数值
$L_{p1}, L_{s1}/\mu\text{H}$	50.6	$R_{d1}, R_{d2}/\Omega$	2.5
$C_{p1}, C_{s1}/\text{nF}$	69.29	C_{d1}/pF	633
$C_{p2}, C_{s2}/\text{nF}$	51.63	$R_{D1}, R_{D2}/\Omega$	300
$L_p, L_s/\mu\text{H}$	103.5	C_{d2}/nF	2.27
$M/\mu\text{H}$	58	$L_{b1}, L_{b2}/\mu\text{H}$	22
$L_{d1}/L_{d2}/L_{d3}/L_{d4}/\mu\text{H}$	10	C_{b1}/pF	800
$M_{d1}/M_{d2}/M_{d3}/M_{d4}/\mu\text{H}$	9.9	C_{b2}/pF	288
$L_{d1}/L_{d2}/L_{d3}/L_{d4}/\mu\text{H}$	5	f_p/kHz	85
$M_{d1}/M_{d2}/M_{d3}/M_{d4}/\mu\text{H}$	4.9	f_{d1}/MHz	2
$V_p, V_s/\text{V}$	60	f_{d2}/MHz	1.2

5.1 电能单独传输

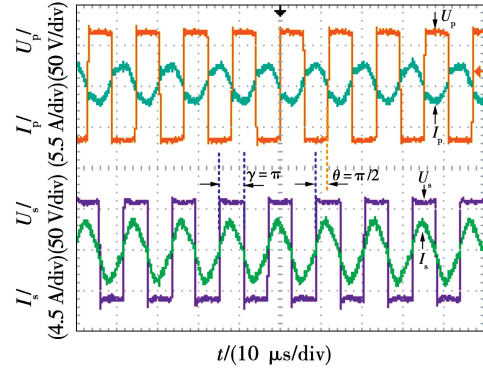
为验证电能传输特性,在系统实验平台上单独进行电能传输实验,电能正向传输时原副边电能变换器的电压电流波形如图 13 所示。

图 13 电能正向传输 ($\theta = \pi/2, \gamma = \pi$)Fig. 13 Power forward transfer ($\theta = \pi/2, \gamma = \pi$)

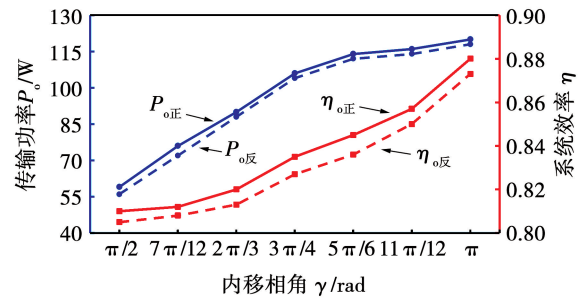
由图 13 可知,当外移相角 θ 为 $\pi/2$,内移相角 γ 为 π 时,系统实现最大功率为 120 W 的正向电能传输。原边电压超前副边电压 $\pi/2$,原边电压和电流相位相同表明原边处于电能发送状态,副边电压和电流相位相反表明副边处于电能接收状态,电能由原边传向副边。双边 LCC 补偿网络在电能载波频率下处于谐振状态,参数匹配较好。

为实现电能反向传输,可通过控制外移相角 θ 实现电能方向切换, θ 为 $-\pi/2$, γ 为 π 时系统实现 120 W 最大功率反向传输,此时原副边电压电流波形如图 14 所示。原边电压滞后副边电压 $\pi/2$,副边电压和电流相位相同表明副边处于电能发送状态,

原边电压和电流相位相反表明原边处于电能接收状态,电能由副边传向原边。双边 LCC 补偿网络在电能反向传输时依然处于谐振状态。

图 14 电能反向传输 ($\theta = -\pi/2, \gamma = \pi$)Fig. 14 Power backward transfer ($\theta = -\pi/2, \gamma = \pi$)

得益于电能传输在拓扑结构与参数上的对称设计,相同功率等级下电能正反向传输时其效率基本相同,不同 γ 值下对应的系统传输功率 P_o 和电能传输效率 η 测试结果如图 15 所示, $\gamma = \pi$ 时电能正向最大传输效率为 88%,电能反向最大传输效率为 86.7%。

图 15 不同 γ 值下系统传输功率和效率Fig. 15 System transfer power and efficiency for different values of γ

5.2 信号单独传输

为验证信号传输特性,在不传输电能的情况下进行 100 kbps 信号全双工传输实验,传输时接收电阻电压与解调波形如图 16 所示。

正反向信号分别以随机序列“0100111001”和“0010100011”为二进制数据发送。 U_{RD1} 和 U_{RD2} 分别为接收电阻上正、反向信号载波的电压波形, U_{out1} 和 U_{out2} 分别为经过滞回比较器后最终解调出来的正、反向数字信号。当反向信号编码为“1”、正向信号

编码为“0”时,正向接收电阻 R_{D1} 上无反向信号载波,反之亦然,这表明信号接收回路的并联 LC 阻波网络对异向的信号载波有良好的滤波作用,可以消除双向信号传输之间的串扰,实现全双工信号稳定传输。

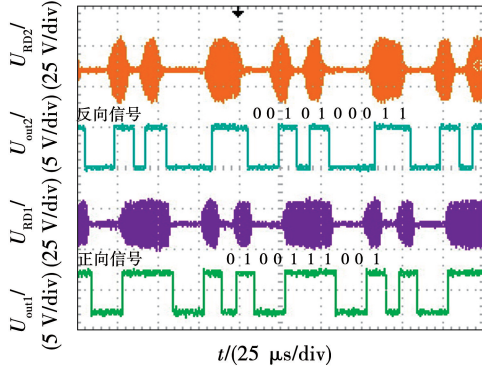
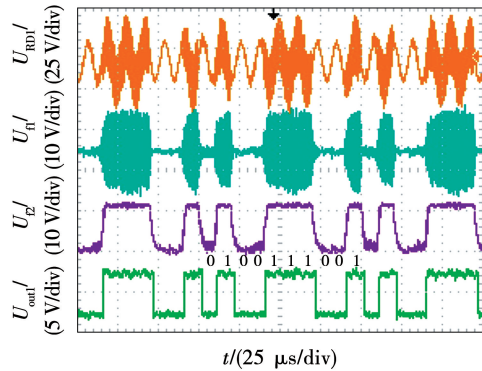


图 16 信号全双工传输

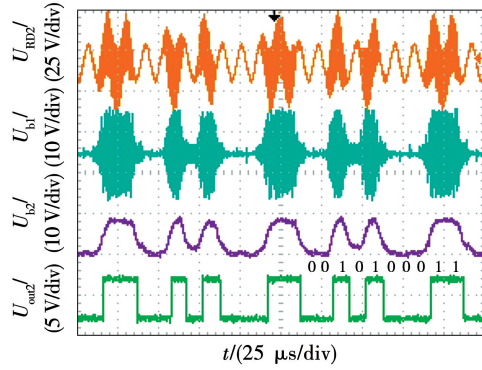
Fig. 16 Data transfer with full-duplex separately

5.3 电能与信号同步传输

为验证电能与全双工信号同步传输,进行 120 W 电能与双向 100 kbps 信号同步传输实验,信号解调过程波形如图 17 所示。



(a) 正向信号解调



(b) 反向信号解调

图 17 电能与信号全双工同步传输

Fig. 17 Simultaneous power and data full-duplex transfer

由图 17 可以看出,在电能与全双工信号同步传输时,正、反向信号接收电阻 R_{D1} 、 R_{D2} 上的电压 U_{RD1} 、 U_{RD2} 波形同时具有电能载波和信号载波的特征,当信号编码为“0”时,只有频率为 85 kHz 电能载波,当信号编码为“1”时,在 85 kHz 电能载波的基础上 R_{D1} 、 R_{D2} 还分别叠加了 2 MHz 和 1.2 MHz 的信号载波,表明信号载波被成功加载到电能传输回路中并被成功接收。 U_{R1} 和 U_{R2} 为通过带通滤波器滤除电能基波和变换器高次谐波的电压信号,表明电能载波基波对信号的干扰可以通过后续解调电路中的带通滤波器进行消除。 U_{E2} 和 U_{E1} 为包络检波输出波形,实验表明,在电能与信号同步传输条件下,系统可实现双向 100 kbps 信号的全双工通信。

为验证电能传输方向切换时信号传输特性,控制器通过检测触发信号进行电能传输方向切换,切换过程波形如图 18 所示。

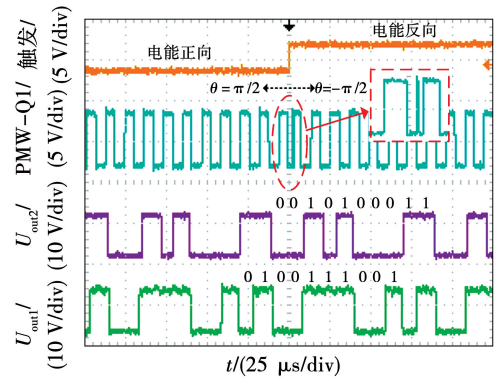


图 18 电能传输方向切换时信号传输波形

Fig. 18 Data transfer waveform during power transfer direction switching

由图 18 可以看出,控制器检测到触发信号后,电能变换器的 PWM 驱动信号随之改变,外移相角 θ 由 $\pi/2$ 变为 $-\pi/2$,电能由正向切换至反向传输。切换前后正、反向解调信号 U_{out1} 和 U_{out2} 没有出现解调错误,表明信号传输不受电能传输方向切换影响。验证了基于双边 LCC 谐振补偿网络设计的对称式系统结构能有效抑制双向电能切换时的电能波动对信号传输的干扰。

6 结 论

本文提出了一种基于双边 LCC 谐振补偿的双向无线电能与全双工信号同步传输方法,系统原副

边电能变换器采用全控 H 桥电路,通过双重移相控制实现电能传输方向和大小的调节。采用双边 LCC 谐振补偿网络抑制电能变换器产生的高次谐波,提高电能与信号传输质量,同时在此基础上设计了原副边对称的系统结构,最大程度减小双向电能切换时电能波动对信号传输的干扰。电能和信号采用共享通道传输,双向信号采用 ASK 对信号进行调制并通过串联方式注入到电能传输回路,解调电路对接电阻上的复合信号进行处理后最终解调出原始数字信号。本文建立了电能传输、信号传输以及传输干扰通道的等效电路模型,分析了电能与信号的传输特性以及电能与信号之间的传输干扰。最后,搭建了最大功率 120 W 的实验平台,实现了的双向无线电能与 100 kbps 全双工信号同步传输,验证了所提方法的可行性。

参考文献:

- [1] 薛明, 杨庆新, 章鹏程, 等. 无线电能传输技术应用研究现状与关键问题[J]. 电工技术学报, 2021, 36(8): 1547.
XUE Ming, YANG Qingxin, ZHANG Pengcheng, et al. Application status and key issues of wireless power transmission technology [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2021, 36(8): 1547.
- [2] JING Yongzhi, FU Kang, YU Jialong, et al. Simultaneous wireless power and data transfer system with full-duplex mode based on half-cycle OFDM[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2025, 72(2): 1412.
- [3] 唐坪, 陈海川, 林海燕, 等. 强抗偏移性 WPT 系统双端补偿网络参数设计[J]. 电机与控制学报, 2025, 29(1): 185.
TANG Ping, CHEN Haichuan, LIN Haiyan, et al. Design of two-terminal compensation network parameters for WPT system with strong anti-offset performance[J]. Electric Machines and Control, 2025, 29(1): 185.
- [4] 孙敏, 戴欣, 李艳玲, 等. 双向无线电能传输技术的研究现状[J]. 中国电机工程学报, 2024, 44(21): 8580.
SUN Min, DAI Xin, LI Yanling, et al. Research status of bidirectional wireless power transfer technology[J]. Proceedings of the CSEE, 2024, 44(21): 8580.
- [5] CASAUCAO TENLLADO I, TRIVIÑO CABRERA A, LIN Z. Simultaneous wireless power and data transfer for electric vehicle charging: a review[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2024, 10(2): 4542.
- [6] 周玮, 蓝嘉豪, 麦瑞坤, 等. 无线充电电动汽车 V2G 模式下光储直流微电网能量管理策略[J]. 电工技术学报, 2022, 37(1): 82.
ZHOU Wei, LAN Jiahao, MAI Ruikun, et al. Research on power management strategy of DC microgrid with photovoltaic, energy storage and EV-wireless power transfer in V2G mode[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(1): 82.
- [7] JING Yongzhi, FENG Wei, QIAO Ke, et al. Simultaneous wireless power and data transfer system with full-duplex mode based on LCC/CLC resonant network[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(4): 5549.
- [8] 王云柳, 卿晓东, 吴学颖. 同轴旋转型 MC-WPT 系统电能与信号并行传输方法[J]. 电源学报, 2023, 21(6): 57.
WANG Yunliu, QING Xiaodong, WU Xueying. Power and signal parallel transmission method of coaxial rotating MC-WPT system [J]. Journal of Power Supply, 2023, 21(6): 57.
- [9] 华超, 周岩, 胡震, 等. 基于移相调制的无线供电与信息协同传输技术[J]. 电工技术学报, 2023, 38(16): 4233.
HUA Chao, ZHOU Yan, HU Zhen, et al. Simultaneous wireless power and information transmission method based on phase-shifted modulation[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(16): 4233.
- [10] 郭海潮, 张献, 杨庆新, 等. 空间全向无线电能传输技术研究与应用综述[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(24): 9006.
GUO Haichao, ZHANG Xian, YANG Qingxin, et al. Review of research and application of spatial omnidirectional wireless power transmission technology[J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42(24): 9006.
- [11] 姚友素, 曾明, 李刚, 等. 无线电能传输系统恒流/恒压输出切换方法[J]. 电机与控制学报, 2023, 27(6): 8.
YAO Yousu, ZENG Ming, LI Gang, et al. Switching method from constant current mode to constant voltage mode for wireless power transfer system[J]. Electric Machines and Control, 2023, 27(6): 8.
- [12] 于宙, 肖文勋, 张波, 等. 电场耦合式无线电能传输技术的发展现状[J]. 电工技术学报, 2022, 37(5): 1051.
YU Zhou, XIAO Wenxun, ZHANG Bo, et al. Development status of electric-field coupled wireless power transmission technology[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(5): 1051.
- [13] 夏晨阳, 鄢家安, 任刚, 等. 基于谐波通讯的无线电能与反向信号同步传输技术[J]. 中国电机工程学报, 2024, 44(13): 5297.
XIA Chenyang, YAN Jiaan, REN Gang, et al. Simultaneous wireless power and reverse signal transmission technology based on harmonic communication [J]. Proceedings of the CSEE, 2024, 44(13): 5297.
- [14] 夏晨阳, 李玉华, 雷轲, 等. 变负载 ICPT 系统电能与信号反向同步传输方法[J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(6): 1857.
XIA Chenyang, LI Yuhua, LEI Ke, et al. Study on power for-

- ward and signal reverse transmission in load changing ICPT system[J]. Proceedings of the CSEE, 2017, 37(6): 1857.
- [15] 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.
- [16] 郭尧, 魏国, 郝潇潇, 等. 双谐振耦合能量信息同步传输技术研究[J]. 电工技术学报, 2015, 30(19): 18.
- GUO Yao, WEI Guo, HAO Xiaoxiao, et al. Study on wireless power and information synchronous transfer based on dual resonant coupling circuits[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(19): 18.
- [17] 靖永志, 冯伟, 谯柯, 等. 基于 S/LCC 补偿的无线能量与信号反向同步传输系统[J]. 电机与控制学报, 2022, 26(7): 37.
- JING Yongzhi, FENG Wei, QIAO Ke, et al. Wireless power and data reverse synchronous transmission system based on S/LCC compensation[J]. Electric Machines and Control, 2022, 26(7): 37.
- [18] LI Ji, WANG Lifang, LIAO Chenglin, et al. Simultaneous wireless power and bidirectional information transmission with a single-coil, dual-resonant structure[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66(5): 4013.
- [19] 靖永志, 谯柯, 付康, 等. 基于部分能量耦合线圈的无线能量与信号同步传输方法研究[J]. 电机与控制学报, 2024, 28(7): 43.
- JING Yongzhi, QIAO Ke, FU Kang, et al. Research on simultaneous wireless power and data transfer method based on partial power coupling coil[J]. Electric Machines and Control, 2024, 28(7): 43.
- [20] ZHANG Xiaoming, CAI Tao, DUAN Shanxu, et al. A control strategy for efficiency optimization and wide ZVS operation range in bidirectional inductive power transfer system[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2019, 66(8): 5958.
- [21] KAO Jiajing, LIN Chunliang, LIU Yuchen, et al. Adaptive bidirectional inductive power and data transmission system[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(7): 7550.
- [22] 张献, 韩大稳, 杨庆新, 等. 一种从能量传递角度出发的 DLCC-WPT 系统参数设计方法[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(3): 1134.
- ZHANG Xian, HAN Dawen, YANG Qingxin, et al. A parameter design method of DLCC-WPT system from the perspective of energy transfer[J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42(3): 1134.
- [23] 黄文聪, 胡滢, 黄津莹, 等. IPT 系统多目标参数优化与切换控制策略研究[J]. 电机与控制学报, 2024, 28(11): 184.
- HUANG Wencong, HU Ying, HUANG Jinying, et al. Research on multi-objective parameter optimization and switching control strategy of IPT system[J]. Electric Machines and Control, 2024, 28(11): 184.

(编辑:刘素菊)