

面向双谐振信道结构的LCCL补偿型SWPDT系统参数优化方法

张鹏辉^{1,2}, 马宏帅^{1,2}, 庞俊奇^{1,2}, 张磊^{1,2}, 谭秋林^{1,2}

(1. 中北大学 微纳器件与系统教育部重点实验室, 山西 太原 030051;
2. 中北大学 省部共建动态测试技术国家重点实验室, 山西 太原 030051)

摘要: 在无线能量与信息同步传输(Simultaneously Wireless Power and Data Transfer, SWPDT)系统里, 存在着信息传输易受能量传输以及同侧信号源干扰的情况, 同时信息传输速率也较低。为此, 提出一种基于双谐振的新型信息传输拓扑, 并且针对该系统给出了一种参数优化方法。运用互感理论将信息接收端通过松耦合变压器进行逐级等效后对阻抗分布进行分析, 得到了信息传输的传递函数和电压增益。结合松耦合变压器的耦合系数可变特性和干扰信号传递函数, 总结得出了一种能够提高信噪比的能量与信息传输通道参数优化的方法。基于上述方法搭建了仿真和实验平台对其进行了验证。实验结果表明, 能量干扰及同侧信号源干扰对信息传输的影响得到了明显抑制, 实现了正向400 kbit/s, 反向600 kbit/s的信息传输速率。

关键词: 无线能量传输; 信息传输; 磁耦合谐振; 双谐振

中图分类号: TM724 **文献标识码:** A **doi:** 10.62756/jnuc.issn.1673-3193.2025.02.0001

引用格式: 张鹏辉, 马宏帅, 庞俊奇, 等. 面向双谐振信道结构的LCCL补偿型SWPDT系统参数优化方法[J]. 中北大学学报(自然科学版), 2025, 46(5): 641-650.

ZHANG Penghui, MA Hongshuai, PANG Junqi, et al. Parameter optimization method for LCCL-compensated SWPDT system of dual resonant channel structure[J]. Journal of North University of China(Natural Science Edition), 2025, 46(5): 641-650.

Parameter Optimization Method for LCCL-Compensated SWPDT System of Dual Resonant Channel Structure

ZHANG Penghui^{1,2}, MA Hongshuai^{1,2}, PANG Junqi^{1,2}, ZHANG Lei^{1,2}, TAN Qiulin^{1,2}

(1. Key Laboratory of Micro/nano Devices and Systems, Ministry of Education,
North University of China, Taiyuan 030051, China;

2. State Key Laboratory of Dynamic Measurement Technology, North University of China, Taiyuan 030051, China)

Abstract: In the simultaneously wireless power and data transfer (SWPDT) system, there exists a situation where the data transfer is susceptible to interference from the power transfer as well as the signal source on the same side, and the data transfer rate is also low. For this reason, a new data transmission topology based on double resonance was proposed and a parameter optimization method was given for this system. The transfer function and voltage gain of data transmission were obtained by analyzing the impedance distribution of the information receiving end through the loose-coupled transformer with step-by-step equivalence using mutual

收稿日期: 2025-02-07

基金项目: 国家重大科技专项(J2022-V-0005-0031); 国家自然科学基金(52105594); 山西省基础研究计划(20210302124274)

作者简介: 张鹏辉(2000-), 男, 硕士生, 主要从事无线能量传输方面的研究。

通信作者: 谭秋林(1979-), 男, 教授, 博士, 主要从事超常规传感技术及仪器的研究。E-mail: tanqiulin@nuc.edu.cn。

inductance theory. Combined with the variable coupling coefficient characteristics of the loose-coupled transformer and the transfer function of the interference signal, a parameter optimization method of the power and data transmission channel that can improve the signal-to-noise ratio (SNR) was summarized. Based on the above method, a simulation and experimental platform was built to verify it. The experimental results show that the effects of power interference and same-side signal source interference on information transmission are significantly suppressed, and the information transmission rates of 400 kbit/s in the forward direction and 600 kbit/s in the reverse direction are realized.

Key words: wireless power transfer (WPT); data transfer; magnetically coupled resonance (MCR); dual resonance

0 引言

无线能量传输(Wireless Power Transfer, WPT)技术是一种不需要物理接触便能够远距离传输电力的技术,具有便利性、安全性等特点^[1-4]。1904年,尼古拉·特斯拉(Nikola Tesla)在美国科罗拉多州首次尝试通过空气将能量从电源传递到远处的用电设备,这为无线能量传输的概念奠定了理论基础。此后,WPT便逐渐走入人们的视野,并应用于人们的生活。使用磁耦合谐振器(Magnetically Coupled Resonance, MCR)的WPT技术是一种具有广阔应用前景的技术,与其他WPT技术相比,其在相同的能量传输距离上具有更高的能量传输效率。为了更好地实现能量传输的反馈控制,并防止因负载状态异常引发安全事故,通常需要在能量发射端与接收端之间建立稳定的通信链路^[5-7]。传统的无线通信技术存在体积大、易受工作环境干扰、成本高等缺点。为了在有限空间内实现无线能量与信息同步传输,研究者们提出了无线能量与信息同步传输(Simultaneously Wireless Power and Data Transfer, SWPDT)技术。

目前,SWPDT的实现方式按照能量与信息是否共享通道可以分为两种,分别是分离通道传输方式和共享耦合通道传输方式。分离通道传输方式通过增加额外的蓝牙、WIFI通讯模块或传输线圈进行信息传输,由于其本身固有的大体积和复杂性等特点而无法广泛应用。共享WPT系统利用固有的能量传输通道实现无线通信的方法不仅可以省去额外的信号收发装置,还具有设计简单和灵活性高的特点,能够在水下无人装备、植入式医疗器械和旋转设备遥测系统等方面发挥显著作用。共享耦合通道传输有能量调制法^[8-9]和独立载波法^[10-11]两种实现方式。然而,采用能量调制法会导致WPT系统的能量

传输受到信息传输的干扰,并且最大通信速率还会受到能量载波频率的限制。此外,反向信息传输需要通过控制副边的开关模块对负载进行调制才能完成,这进一步增加了系统的复杂性。相比较而言,独立载波法使用远高于能量传输频率的高频载波传输信息,具有速率快、实现简单、体积小的优点,并且不会对能量传输的稳定性和功效产生影响,拥有更佳的综合性能,从而引起了广泛的关注。

Yao等^[12]提出了一种利用部分线圈将信息载入共享通道,利用带通电路将能量和信息分离传输的方法。靖永志等^[13]通过将叠加了能量信号的信息载波与相干载波混频,再对其进行积分的方式得到原始包络,有效抑制了能量干扰对信息传输的影响。Qian等^[14]采用差分四相相移键控(Differential Quadrature Phase Shift Keying, DQPSK)技术和E类功放生成载波,在信息通道中使用4对铁氧体环进行高频载波的加载和提取,大大减小了系统体积,提升了使用的便捷性。以上文献均在不同方面提出了优化SWPDT系统的方案,但目前系统的信噪比(Signal-to-Noise Ratio, SNR)仍然会受到同侧信号源和能量干扰的影响,系统的信息传输速率仍然处在较低水平,需要通过新的设计方法来进一步增强其性能。

本文提出了一种基于新型信息载入和提取方式的SWPDT系统参数优化方法。通过运用该方法对系统进行参数设计,可以降低通道间串扰,提高通信质量和能量传输效率。最后,通过搭建的实验平台验证了设计方法的可行性。

1 系统结构

本文所提出的能量与信息同步传输系统由能量传输通道和信息传输通道两部分组成,如图1所示。通过调整谐振电路中电感和电容元件的参数,可以

适配不同的能量载波频率和双向信息载波频率。能量传输通道的主体采用双电感-电容-电容-电感(Inductor-Capacitor-Capacitor-Inductor, LCCL)补偿拓扑,该拓扑在高频时具有高阻抗特性,从而最大限度地减少了对信息传输的干扰。在能量传输方面,

双 LCCL 补偿拓扑固有的恒流特性能为负载提供稳定的能量供应,确保系统的高效运行。在其他元件参数不变的情况下,其发射线圈电流 I_p 可表示为

$$I_p = \frac{U_{in}}{j\omega_p L_1} \quad (1)$$

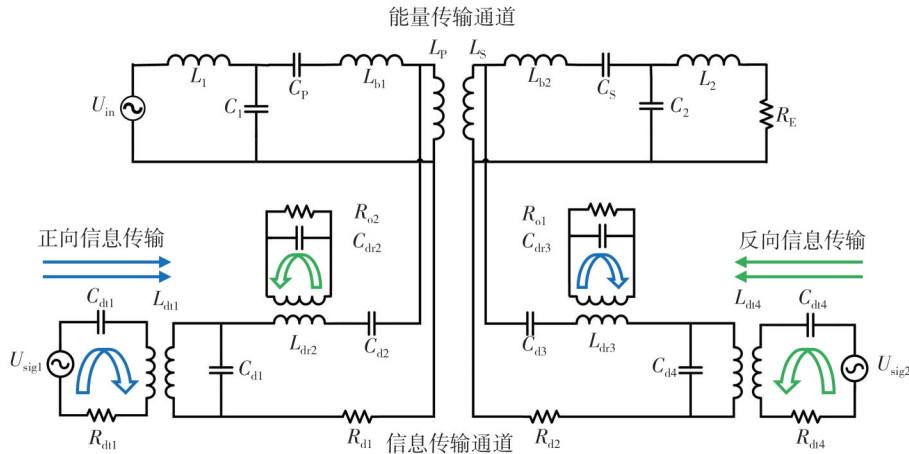


图1 系统结构

Fig. 1 System architecture

信息传输通道并联在能量传输通道的两端,这样可以有效地将信息传输通道对能量传输的影响降到最低。此外,通过特定的参数设计,可以在保证信息传输通道谐振频率的同时,使其在能量载波频率下具有高阻抗特性。信息通道中串联的衰减电阻能够动态调节响应速度和信息载波电平,进一步优化系统的性能。

采用幅移键控(Amplitude Shift Keying, ASK)的方式对高频信息载波进行调制解调。使用发射电路将需要传输的数字信号转换为信号包络的不同振幅。使用零振幅代表数字信号的0,使

用全振幅代表数字信号的1。使用幅度调制信号进行信息传输的关键是载波振幅要有较快的衰减速度和较短的上升时间,幅值包络还应具有一定的稳定性,这就要求系统具有较高的信息传输增益和较强的干扰抑制能力,下面对其进行分析。

2 双向信息传输及干扰分析

2.1 信息传输分析

反向信息传输的等效电路如图2所示,调制信号从 U_{sig2} 发送,在电阻 R_{o2} 两端提取。所有变压器的自感都相同,即 $L_{dr2} = L_{dr3} = L_{dt1} = L_{dt4}$ 。

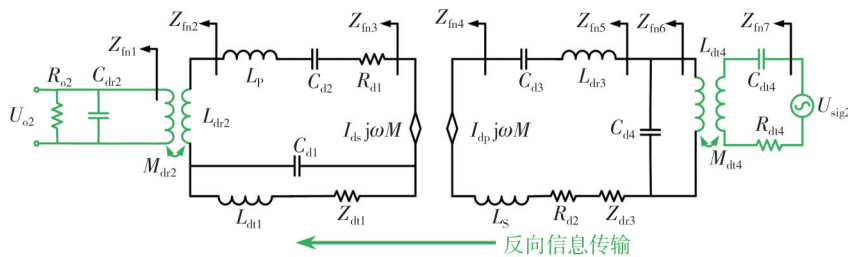


图2 反向信息传输等效电路

Fig. 2 Equivalent circuit of backward data transmission

原边发射回路的等效反射阻抗表示为 Z_{dt1} , 副边接收回路的等效反射阻抗表示为 Z_{dr3} , 如式(2)和式(3)所示。 L_p 与 L_{dr2} , L_s 与 L_{dr3} 的等效阻抗之和如式(4)和式(5)所示。

$$Z_{dt1} = \frac{\omega^2 M_{dt1}^2}{j\omega L_{dt1} + 1/j\omega C_{dt1} + R_{dt1}}, \quad (2)$$

$$Z_{dr3} = \frac{\omega^2 M_{dr3}^2}{j\omega L_{dr3} + \frac{R_{o1}}{1 + j\omega C_{dr3} R_{o1}}}, \quad (3)$$

$$Z_p = j\omega(L_{dr2} + L_p), \quad (4)$$

$$Z_s = j\omega(L_{dr3} + L_s). \quad (5)$$

基于上述分析,传输通道各部分阻抗的计算公

式表示为

$$\begin{cases} Z_{fn1} = j\omega L_{dr2} + \frac{R_{o2}}{1 + j\omega C_{dr2} R_{o2}}, \\ Z_{fn2} = \frac{\omega^2 M_{dr2}^2}{Z_{fn1}}, \\ Z_{fn3} = Z_{fn2} + Z_P + \frac{1 + j\omega C_{d2} R_{d1}}{j\omega C_{d2}} + Z_{P-dt1}, \\ Z_{fn4} = \omega^2 M^2 / Z_{fn3}, \\ Z_{fn5} = Z_{fn4} + Z_S + \frac{1}{j\omega C_{d3}} + R_{d2} + Z_{dr3}, \\ Z_{fn6} = \frac{Z_{fn5}}{1 + j\omega C_{d4} Z_{fn5}} + j\omega L_{dt4}, \\ Z_{fn7} = \frac{\omega^2 M_{dt4}^2}{Z_{fn6}} + j\omega L_{dt4} + R_{dt4} + \frac{1}{j\omega C_{dt4}}, \end{cases} \quad (6)$$

式中: Z_{P-dt1} 为 C_{d1} 与 L_{dt1} 所在支路的并联等效阻抗。

$$Z_{P-dt1} = \frac{j\omega L_{dt1} + Z_{dt1}}{1 + j\omega C_{d1} (j\omega L_{dt1} + Z_{dt1})}. \quad (7)$$

基于 KCL 及 KVL 可得其反向信息传输增益的传递函数

$$\begin{cases} G_{fn1} = 1/Z_{fn7}, \\ G_{fn2} = j\omega M_{dt4}, \\ G_{fn3} = 1/Z_{fn6}, \\ G_{fn4} = 1/(1 + j\omega C_{d4} Z_{fn5}), \\ G_{fn5} = j\omega M, \\ G_{fn6} = 1/Z_{fn3}, \\ G_{fn7} = \frac{j\omega M_{dr2} R_{o2}}{Z_{fn1} (1 + j\omega C_{dr2} R_{o2})}. \end{cases} \quad (8)$$

计算得到反向信息传输增益

$$G_{fn} = \frac{U_{o2}}{U_{sig2}} = \prod_{i=1}^7 G_{fni}(\omega_{dn}). \quad (9)$$

类似地, 参考如图 3 所示的正向信息传输等效电路可以计算出正向信息传输增益。

原边接收回路的等效反射阻抗 Z_{dr2} 和副边发射回路的等效阻抗 Z_{dt4} 可以通过式(10)和式(11)确定

$$Z_{dr2} = \frac{\omega^2 M_{dr2}^2}{j\omega L_{dr2} + R_{o2}/(1 + j\omega C_{dr2} R_{o2})}, \quad (10)$$

$$Z_{dt4} = \frac{\omega^2 M_{dt4}^2}{j\omega L_{dt4} + 1/j\omega C_{dt4} + R_{dt4}}. \quad (11)$$

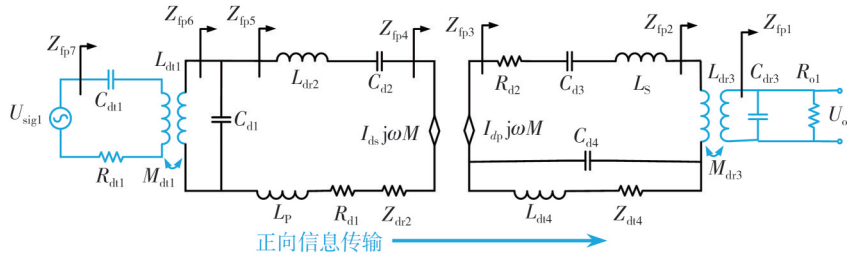


图 3 正向信息传输等效电路

Fig. 3 Equivalent circuit of forward data transmission

各通路阻抗计算的表达式为

$$\begin{cases} Z_{fp1} = j\omega L_{dr3} + \frac{R_{o1}}{1 + j\omega C_{dr3} R_{o1}}, \\ Z_{fp2} = \frac{\omega^2 M_{dr3}^2}{Z_{fp1}}, \\ Z_{fp3} = Z_{fp2} + Z_S + \frac{1 + j\omega C_{d3} R_{d2}}{j\omega C_{d3}} + Z_{P-dt4}, \\ Z_{fp4} = \omega^2 M^2 / Z_{fp3}, \\ Z_{fp5} = Z_{fp4} + Z_P + \frac{1}{j\omega C_{d2}} + R_{d1} + Z_{dr2}, \\ Z_{fp6} = \frac{Z_{fp5}}{1 + j\omega C_{d1} Z_{fp5}} + j\omega L_{dt1}, \\ Z_{fp7} = \frac{\omega^2 M_{dt1}^2}{Z_{fp6}} + j\omega L_{dt1} + \frac{1 + j\omega C_{dt1} R_{dt1}}{j\omega C_{dt1}}, \end{cases} \quad (12)$$

式中: Z_{P-dt4} 为 C_{d4} 与 L_{dt4} 所在支路的并联等效阻抗。

$$Z_{P-dt4} = \frac{j\omega L_{dt4} + Z_{dt4}}{1 + (j\omega L_{dt4} + Z_{dt4})j\omega C_{d4}}. \quad (13)$$

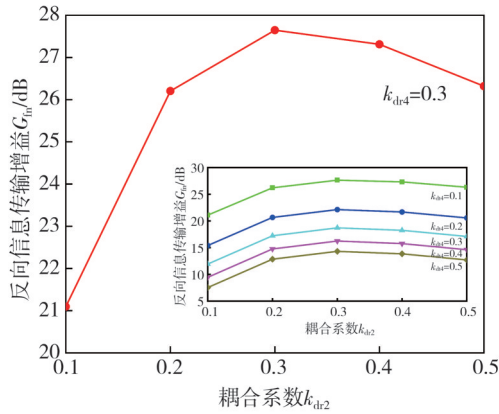
基于 KCL 及 KVL, 可得正向信息传输的传递函数和传输增益, 表达式如(14)和式(15)所示。

$$\begin{cases} G_{fp1} = 1/Z_{fp7}, \\ G_{fp2} = j\omega M_{dt1}, \\ G_{fp3} = 1/Z_{fp6}, \\ G_{fp4} = 1/(1 + j\omega C_{d1} Z_{fp5}), \\ G_{fp5} = j\omega M, \\ G_{fp6} = 1/Z_{fp3}, \\ G_{fp7} = \frac{j\omega M_{dr3} R_{o1}}{Z_{fp1} (1 + j\omega C_{dr3} R_{o1})}, \end{cases} \quad (14)$$

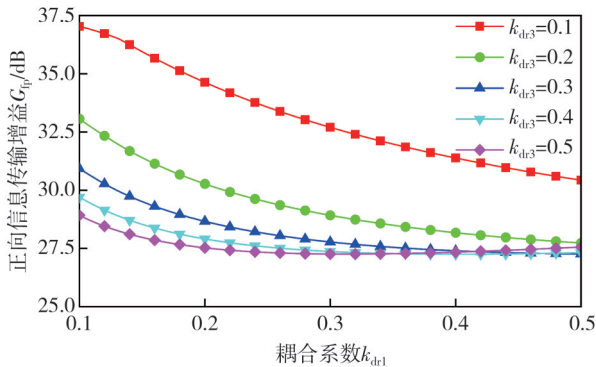
$$G_{fp} = \frac{U_{o1}}{U_{sig1}} = \prod_{i=1}^7 G_{fpi}(\omega_{dp}). \quad (15)$$

从两组传递函数的表达式可以看出, 耦合系数的变化会对增益造成很大影响。双向信息传输

增益随耦合系数变化的曲线如图 4 所示。图 4(a) 右下角曲线纵向对比表明, 在接收端耦合系数不变时, G_{in} 随发射端耦合系数的减小整体呈现明显上升趋势; 图 4(a) 左上方红色曲线表明, 在发射端耦合系数不变时, 随接收端耦合系数上升, G_{in} 呈现出先上升后下降的趋势。图 4(b) 表明, 随发射和接收端耦合系数的降低, G_{fp} 均呈现增加趋势。基于上述分析, 为了实现较高的信息传输增益, 可采用松耦合变压器结构搭建实验平台。



(a) G_{in} 随耦合系数变化曲线



(b) G_{fp} 随耦合系数变化曲线

图 4 耦合系数变化对增益的影响

Fig. 4 The influence of the change of coupling coefficient on the gain

2.2 能量干扰分析

能量波形耦合接收端的干扰信号会影响通信质量。为了确定能量干扰对信噪比的影响, 需要计算能量干扰增益。以反向信息传输为例计算能量干扰, 等效电路如图 5 所示。

信息传输通道的原边在能量载波频率呈现高阻抗。为了简化计算, 假定该高阻抗不影响原边的发射线圈电流, 从而可以计算接收端口的干扰电压。推导出各部分阻抗表达式及传递函数如下:

$$\begin{cases} Z_{P1} = j\omega L_{dr2} + \frac{R_{o2}}{1 + j\omega C_{dr2} R_{o2}}, \\ Z_{P2} = \frac{\omega^2 M_{dr2}^2}{Z_{P1}}, \\ Z_{P3} = Z_{P2} + Z_P + \frac{1}{j\omega C_{d2}} + Z_{P-dt1} + R_{d1}, \end{cases} \quad (16)$$

$$\begin{cases} G_{P1} = \frac{1}{j\omega L_1}, \\ G_{P2} = j\omega L_P, \\ G_{P3} = \frac{1}{Z_{P3}}, \\ G_{P4} = \frac{j\omega M_{dr2} R_{o2}}{Z_{P1} (1 + j\omega C_{dr2} R_{o2})}. \end{cases} \quad (17)$$

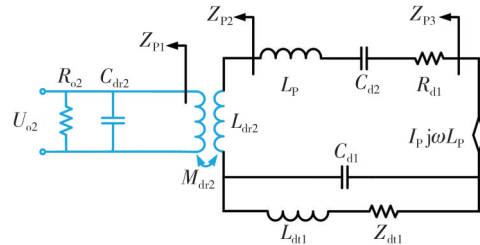


图 5 反向信息传输时的能量干扰等效电路

Fig. 5 Equivalent circuit for calculating the power interference to backward data transmission

将各部分增益累乘可以得到总的能量干扰增益

$$G_P = \frac{U_{o2}(\omega_P)}{U_{in}} = \prod_{i=1}^4 G_{Pi}(\omega_P). \quad (18)$$

由式(1)可知, 能量信号在信息传输通道中的感应电压源为 $I_P j\omega L_P$, 通过增大 Z_{P3} 能够减小能量干扰。根据串并联补偿拓扑的等效阻抗公式可知, 信息传输通道在 ω_P 处的阻抗大小与 C_{d2} 直接相关。如图 6 所示, 在较低频率范围内, 电容值减小会导致通道阻抗增大, 从而抑制能量干扰。因此, 通过调整谐振通道的电容值, 可以有效地将功率干扰增益降至最低。

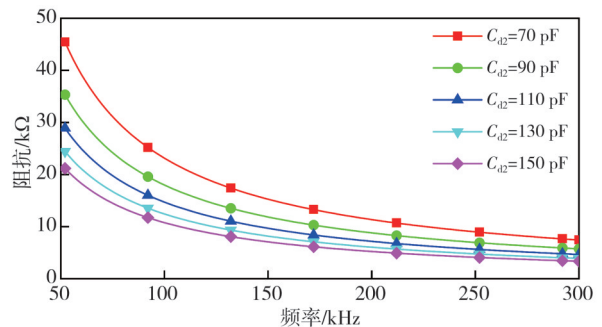


图 6 信息传输通道阻抗随 C_{d2} 的变化

Fig. 6 Data transfer channel impedance versus C_{d2}

2.3 同侧信号源干扰和SNR

在信息传输通道上,除能量信号外,同侧信息传输的发射端也是干扰源。由于同侧信号源干扰无法被谐振电路抑制,而且频率更接近,因此处理这种干扰的能力对于提高信噪比至关重要。以反向信息传输为例,等效电路如图7所示。

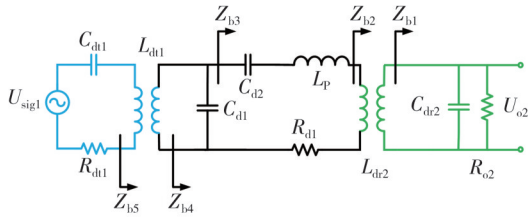


图7 同侧信号源干扰等效电路

Fig. 7 Equivalent circuit of interference from ipsilateral data source

信息传输通道中每个环路的阻抗特性及传递函数如下:

$$\begin{cases} Z_{b1} = j\omega L_{dr2} + \frac{R_{o2}}{1 + j\omega C_{dr2} R_{o2}}, \\ Z_{b2} = \frac{\omega^2 M_{dr2}^2}{Z_{b1}}, \\ Z_{b3} = Z_{b2} + Z_p + \frac{1}{j\omega C_{b2}} + R_{b1}, \\ Z_{b4} = j\omega L_{dt1} + \frac{Z_{b3}}{1 + j\omega C_{d1} Z_{b3}}, \\ Z_{b5} = \frac{\omega^2 M_{dt1}^2}{Z_{b4}} + j\omega L_{dt1} + \frac{1 + j\omega C_{dt1} R_{dt1}}{j\omega C_{dt1}}, \\ \begin{cases} G_{b1} = 1/Z_{b5}, \\ G_{b2} = j\omega M_{dt1}, \\ G_{b3} = 1/Z_{b4}, \\ G_{b4} = 1/(1 + j\omega C_{d1} Z_{b3}), \\ G_{b5} = \frac{j\omega M_{dr2} R_{o2}}{Z_{b1} (1 + j\omega C_{dr2} R_{o2})}. \end{cases} \end{cases} \quad (19)$$

$$\begin{cases} G_{b1} = 1/Z_{b5}, \\ G_{b2} = j\omega M_{dt1}, \\ G_{b3} = 1/Z_{b4}, \\ G_{b4} = 1/(1 + j\omega C_{d1} Z_{b3}), \\ G_{b5} = \frac{j\omega M_{dr2} R_{o2}}{Z_{b1} (1 + j\omega C_{dr2} R_{o2})}. \end{cases} \quad (20)$$

将各部分增益累乘可以得到总的同侧信号源干扰增益

$$G_b = \frac{U_{o2}(\omega_{dp})}{U_{sig1}} = \prod_{i=1}^5 G_{bi}(\omega_{dp}). \quad (21)$$

降低同侧信号源干扰的方法通常是通过改变通道中的拓扑结构,但这种方式可能会引发对原有信息传输的干扰。为了避免影响原有的信息传输增益,对通过改变耦合系数降低同侧信号源干扰的方案进行研究。图8展示了 G_b 随 k_{dr2} 变化的曲线。

当 k_{dr2} 较小时,同侧信号源的干扰会大大减少,而随着 k_{dt1} 的增大,抑制效果会明显增强。结

合图4中的信息传输增益变化曲线,可以得到一组发射端和接收端的耦合系数,从而同时实现最佳的传输和干扰抑制效果。这样, G_b 和 G_{in} 之间的差值就足以确保全双工通信。

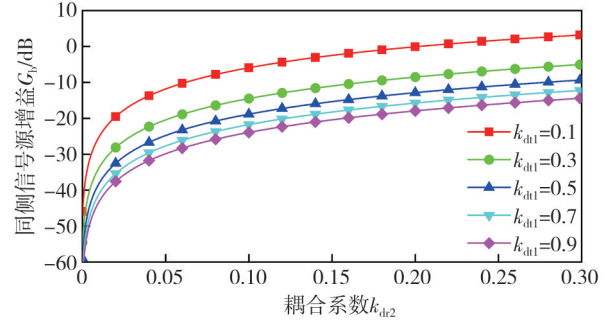


图8 同侧信号源干扰增益随 k_{dr2} 的变化

Fig. 8 Interference of ipsilateral data source versus k_{dr2}

根据上述信息,可以得到反向数据传输的信噪比

$$SNR = 20 \lg \left(\frac{U_{sig2} G_{in}}{U_{in} G_p + U_{sig1} G_b} \right). \quad (22)$$

综上所述,通过改变耦合系数、信息通道参数和能量通道参数,可以有效降低干扰,提高信息传输增益,从而提高信噪比。

2.4 能量和信息传输通道设计方法

SWPDT系统的参数设计应同时考虑能量和信息传输。根据前面的分析,这项任务可简化为确定3个指标

$$\begin{cases} \eta \geq 80\%, \\ G_p, G_{in} > 0 \text{ dB}, \\ SNR \geq 20 \text{ dB}. \end{cases} \quad (23)$$

图9展示了参数设计流程。输入电源电压和等效负载阻抗与功耗特性有关,线圈电感则根据实际应用确定。根据双LCCL谐振拓扑的电压电流关系^[15],首先可以大致确定电感值 L_1 和 L_2 ,然后根据预设的谐振频率计算出 C_1 和 C_2 。由于大电感具有较高的直流电阻,因此最初选定的 L_b 值不应过大。最后,计算出电容器 C_p 和 C_s 的值,并评估能量传输性能。通过改变电感器 L_1 和 L_2 可以满足输出功率和传输效率的要求。

完成能量传输通道的设计后,需要设计信息传输通道。在确定双谐振网络参数时,为抑制能量干扰,应选择较小的 C_{d2} 和 C_{d3} 值。根据双谐振拓扑的谐振频率计算公式,可以确定 ω_{dp} 和 ω_{dn} ,并得出信息传输增益。通过移动 k_{dr} 和 k_{dt} 可以调整信息传输增益和同侧信号源干扰增益。

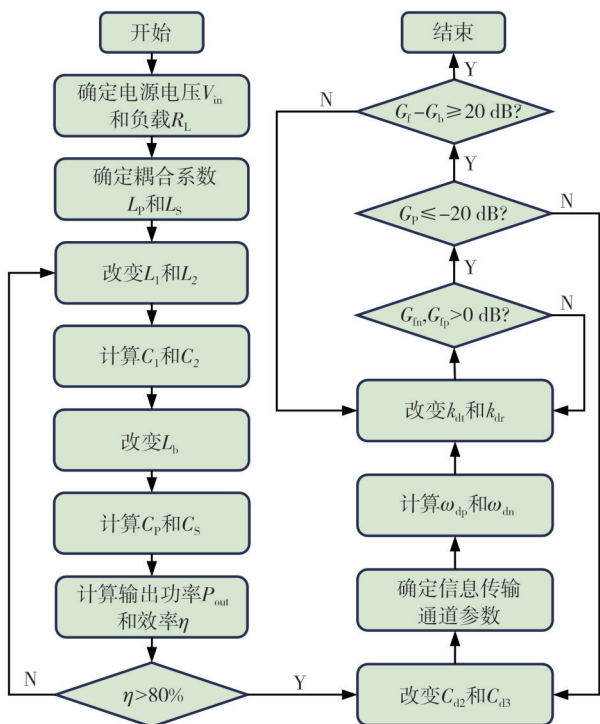


图 9 参数设计流程

Fig. 9 Parametric design flow

3 仿真及实验验证

为了验证上述分析的可行性,搭建了仿真及实物测试平台对其进行验证。基于 MATLAB 中的 Simulink 平台搭建了仿真模型,如图 10 所示。

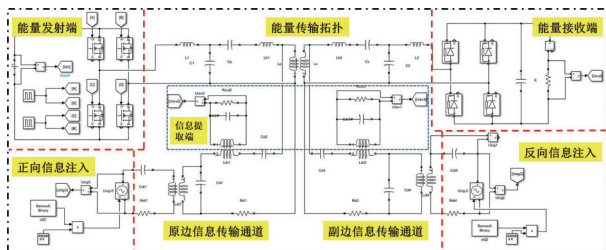


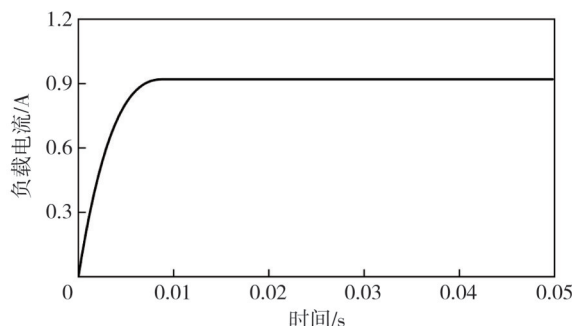
图 10 系统仿真模型

Fig. 10 System simulation model

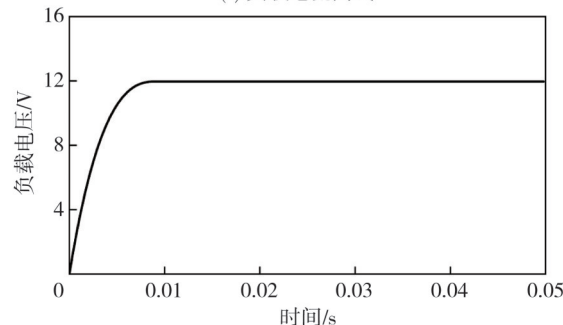
设置能量发射电路电源电压为 12 V,全桥逆变电路由 4 个 MOS 管模块搭建,使用两组互补信号分别驱动对应的栅极,输出频率为 100 kHz 的方波驱动信号。仿真结果如图 11 所示,依次为负载电流曲线、负载电压曲线和发射端电流曲线。设定负载大小为 13 Ω,接收端负载电压为 11.9 V,电流为 0.92 A,接收端功率为 10.95 W。发射端电流峰值为 1.5 A,计算可得有效值为 1.06 A,则发射端功率为 12.72 W,传输效率为 86%。

由所搭建的实验平台测试得到的信号传输波形如图 12 所示,其中, U_{sig1} 为信息发射端输入的

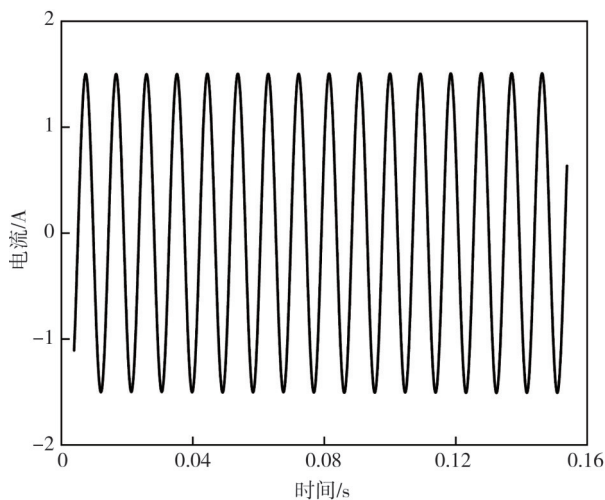
幅度调制信号, U_{o1} 为信息提取电阻两端获得的电压信号, U_{d1} 为解调电路输出的数字信号。



(a) 负载电流曲线



(b) 负载电压曲线



(c) 发射端电流曲线

图 11 能量信号波形

Fig. 11 Power signal waveform

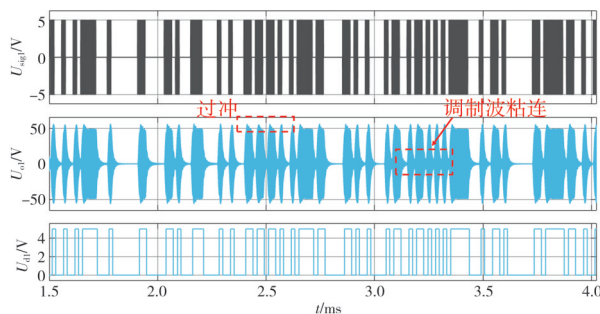


图 12 信息传输波形

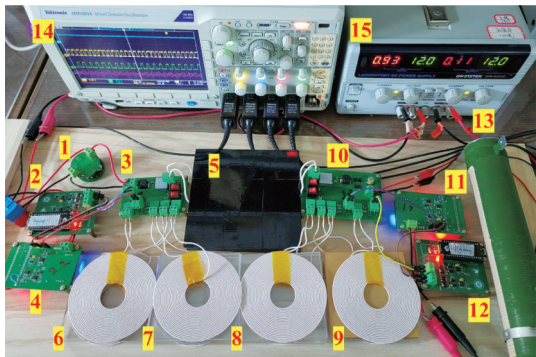
Fig. 12 Data transfer waveform

信息正向和反向传输的结果表明,在正向信息传输和反向信息传输的过程中都能够正确地进行信息的调制、传输和解调。从传输低电平时的波形可以看出,能量传输干扰对于有用波形造成的干扰很小,可以忽略不计。由于谐振点的存在,会出现波形过冲及粘连的现象,可以通过加大衰减电阻对其进行削弱,进而提升最大信息传输速率。

所搭建的传输功率为 9.3 W、传输效率为 83% 的实物测试平台如图 13 所示,系统中的元件参数设置如表 1 所示。

表 1 能量和信息传输通道参数
Tab. 1 Power and data transfer channel parameters

参数	数值	参数	数值
U_{in}/V	12	$L_1, L_2/\mu H$	27
$C_p, C_s/nF$	17.6	$L_{b1}, L_{b2}/\mu H$	120
$C_{d2}, C_{d3}/pF$	110	$L_{dr2}, L_{dr3}/\mu H$	30
$L_{dt1}, L_{dt4}/\mu H$	30	$C_{dr2}, C_{dr4}/pF$	180
$R_{o2}, R_{o3}/\Omega$	1000	$R_{dt1}, R_{dt4}/\Omega$	51
k_{dr2}, k_{dr3}	0.2	k	0.6
f_{dn}/MHz	2.25	R_1/Ω	13
f_p/kHz	100	$R_{d1}, R_{d2}/\Omega$	36
$C_1, C_2/nF$	94	$C_{dt1}, C_{dr3}/pF$	560
$L_p, L_s/\mu H$	51	k_{dt1}, k_{dt4}	0.3
$C_{d1}, C_{d4}/pF$	330	f_{dp}/MHz	1.242
$U_{sig1}, U_{sig2}/V$	5	—	—



1—全桥逆变器; 2—信息调制模块(正向); 3—LCCL 及双谐振拓扑(原边); 4—信息解调模块(反向); 5—共享耦合线圈; 6—发送线圈(正向); 7—接收线圈(反向); 8—接收线圈(正向); 9—发送线圈(反向); 10—LCCL 及双谐振拓扑(副边); 11—信息解调模块(正向); 12—信息调制模块(反向); 13—负载; 14—示波器; 15—直流电源

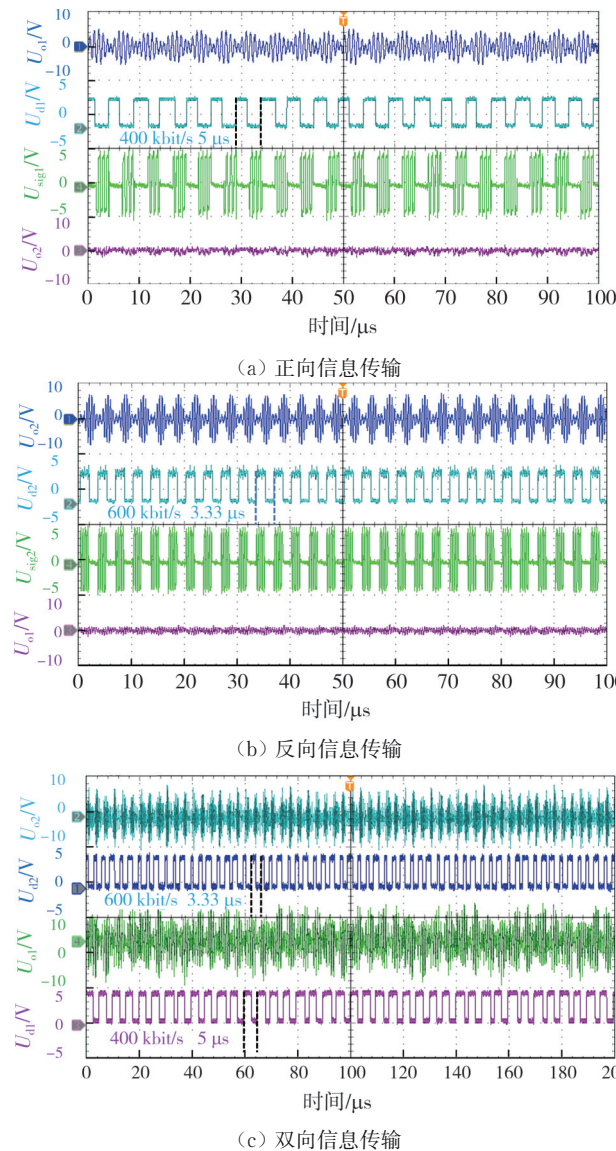
图 13 实验平台

Fig. 13 Experimental platform

选用的数据调制和解调方案是振幅偏移键控(ASK)。使用解调电路将调制载波信号 U_c 转换成数字信号 U_d 进行输出。为了尽量减小同侧信号源的干扰,两组接收信道均设置为松耦合结构,便于调整耦合系数。

当双向通信同时进行,信号接收端口会受到一定程度的能量干扰和同侧信号源干扰。为了确定

干扰信号的强度,对工作在半双工状态下的 SWPDT 系统进行测试,结果如图 14 所示。从图中可以看出,在单独进行正向信息传输时,反向信息提取电阻两端的干扰信号 U_{o2} 很小,同侧信号源干扰相比能量干扰更为明显。单独进行反向信息传输时具有类似的情况,说明同侧信号源干扰和能量干扰得到了很好的抑制,从而确保了图 14(c)所示全双工通信的实现。由波形变化情况可以得出,在双向通信同时进行, U_{o1} 和 U_{o2} 在原有信号的基础上都发射了波动,但是双向调制信号都可以被正常解调。通过解调信号的高低电平变化时间可以判断,正向信息传输速率能够达到 400 kbit/s,反向信息传输速率能够达到 600 kbit/s。



(c) 双向信息传输

图 14 信息传输波形

Fig. 14 Data transfer waveform

为了进一步明确同侧信号源干扰的抑制程度,对双向通信同时进行时的 U_{o1} 和 U_{o2} 进行 FFT 分析,滑动游标分别测量两路信号在频率为 $f_{dp}=1.242$ MHz 和 $f_{dn}=2.250$ MHz 时的增益,结果如图 15 所示。从图中可以明显看出,有用信号与干扰信号的差值可以达到 20 dB 以上,这证实了通过改变耦合系数来抑制同侧信号源干扰的可行性。

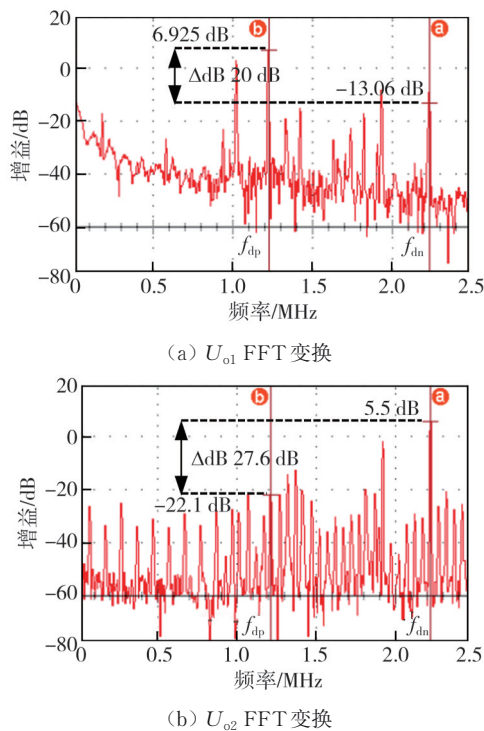


图 15 FFT 波形

Fig. 15 FFT waveform

本文与其他相关文献所设计系统的性能对比如表 2 所示。与其他文献相比,本文 SWPDT 系统的输出功率为 9.3 W,最高通信速率达 600 kbit/s,通信速率在相关研究中达到了较高水准,且具有较高的信噪比。同时,系统采用全双工通信模式,具备更加全面的性能,能够有效提升无线能量与信息同步传输的效率,满足大多数无线电能传输(WPT)应用场景的需求。

表 2 本文与其他文献的系统性能对比

Tab. 2 Comparison of the system performance of this paper with other literature

系统来源	功率/W	效率/%	模式	速率/(kbit·s ⁻¹)	SNR/dB
本文	9.3	83	全双工	600	20
文献[16]	400	86	全双工	200	27
文献[17]	600	87	全双工	80	8.6
文献[18]	354	60	半双工	115	10
文献[19]	20	80	全双工	250	—

4 结 论

针对 WPT 系统中存在的双向信息传输需求,本文提出了一种基于双 LCCL 补偿拓扑和双谐振结构的 SWPDT 系统参数优化方法,实现了能量与信息的同步传输。在所提拓扑结构设想的基础上,对信息传输增益和干扰增益分别进行了独立建模,并搭建了 MATLAB/Simulink 模型进行仿真,最后通过硬件测试平台对所提方法的可行性进行了验证。经测试,该系统能够在输出功率 9.3 W 的情况下,实现正向 400 kbit/s 和反向 600 kbit/s 的信息传输速率。

该设计方法具有简单、灵活的特点,能够通过改变配置适应医疗、遥测等不同场合的无线供电和通信需求。然而,在实际应用环境中,线圈往往会因外部因素而导致横向偏移、角度偏移甚至动态位移,从而影响系统的传输特性。因此,在未来的工作中,将重点研究该系统在大功率和线圈偏移等情况下的稳定性和信噪比,并加强系统集成,以适应更加复杂的测试环境。

参考文献:

[1] 吴丽君,李冠西,张朱浩伯,等. 一种具有恒流恒压输出自切换特性的电动汽车无线电能传输系统拓扑[J]. 电工技术学报, 2020, 35(18): 3781-3790.
WU Lijun, LI Guanxi, ZHANG-ZHU Haobo, et al. A wireless power transfer system topology with automatic switching characteristics of constant current and constant voltage output for electric vehicle charging [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2020, 35(18): 3781-3790. (in Chinese)

[2] COVIC G A, BOYS J T. Inductive power transfer [J]. Proceedings of the IEEE, 2013, 101(6): 1276-1289.

[3] SI P, HU A P, MALPAS S, et al. A frequency control method for regulating wireless power to implantable devices [J]. IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems, 2008, 2(1): 22-29.

[4] 宋凯,朱春波,李阳,等. 基于磁耦合谐振的自主无线充电机器人系统设计[J]. 电工技术学报, 2014, 29(9): 38-43.
SONG Kai, ZHU Chunbo, LI Yang, et al. Design and implementation of an autonomous wireless charging robot system using magnetically coupled resonance [J]. Transactions of China Electrotechnical Society,

- 2014, 29(9): 38-43. (in Chinese)
- [5] AHN D, KIM S, MOON J, et al. Wireless power transfer with automatic feedback control of load resistance transformation[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2016, 31(11): 7876-7886.
- [6] LI H, CHEN S, FANG J, et al. Frequency-modulated phase shift keying communication for MEPT control of wireless power transfer [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2021, 36(5): 4954-4959.
- [7] YOO S, LEE J, JOO H, et al. Wireless power transfer and telemetry for implantable bioelectronics [J]. *Advanced Healthcare Materials*, 2021, 10(17): e2100614.
- [8] KIM J G, WEI G, 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.
- [9] QIAN K, LI J, LI Y, et al. Research on cooperative transfer technology of data and power in an electric vehicle wireless charging system [C]//2021 3rd International Conference on Electrical Engineering and Control Technologies (CEEET), 2021: 250-254.
- [10] SUN Y, YAN P X, WANG Z H, et al. The parallel transmission of power and data with the shared channel for an inductive power transfer system [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2016, 31(8): 5495-5502.
- [11] WU J, FENG K, JIN N, et al. A simultaneous wireless information and power transfer system with independent channel for information transfer [J]. *IEEE Access*, 2020, 8: 125610-125619.
- [12] YAO Y, CHENG H, WANG Y, et al. An FDM-based simultaneous wireless power and data transfer system functioning with high-rate full-duplex communication [J]. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 2020, 16(10): 6370-6381.
- [13] 靖永志, 付康, 谯柯, 等. 基于积分解调的无线能量与信号同步传输方法 [J]. *电工技术学报*, 2024, 39(14): 4270-4281.
- JING Yongzhi, FU Kang, QIAO Ke, et al. Simultaneous transmission method of wireless power and signals based on integral demodulation [J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2024, 39(14): 4270-4281. (in Chinese)
- [14] QIAN Z, YAN R, WU J, et al. Full-duplex high-speed simultaneous communication technology for wireless EV charging [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2019, 34(10): 9369-9373.
- [15] 王佩月. WPT系统双向信号并行传输技术与拓扑研究 [D]. 重庆: 重庆大学, 2021.
- [16] WANG P, SUN Y, FENG T, et al. Simultaneous wireless power and data transfer system with full-duplex mode based on double-side LCCL and dual-Notch filter [J]. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 2022, 10(3): 3140-3151.
- [17] FAN Y, SUN Y, DAI X, et al. Simultaneous wireless power transfer and full-duplex communication with a single coupling interface [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2021, 36(6): 6313-6322.
- [18] JI L, WANG L, LIAO C, 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): 4013-4022.
- [19] JING Y, FENG W, QIAO K, 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): 5549-5560.