DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2026.3.259 **中图分类号**：TM724 **文献标志码**：A

恒流与恒压双路输出 WPT 系统研究

周学斌[1]，董康帅[2]，杨 林[2]
(1.湖南科技学院智能制造学院，永州 425199；2.河南师范大学电子与电气工程学院，新乡 453007)

摘要：为了解决大多数双路输出无线电能传输 WPT(wireless power transfer)系统中不必要的交叉耦合、空间利用率低、需要额外的补偿元件等问题，采用了电路解耦方法，建立了恒流和恒压双路输出 WPT 系统，该系统可以实现近零相位角特性下负载无关的恒流和恒压输出及零电压开关。在此基础上，建立了 T 型解耦电路和恒流与恒压双路输出 WPT 系统理论模型，同时进行了数学理论推导，验证了所提出系统的正确性。此外，对系统进行了仿真验证，仿真结果与理论推导一致。最后，设计了系统磁耦合器，搭建了 1 台工作频率为 85 kHz、恒流输出为 5 A、恒压输出为 60 V 的实验样机。实验结果验证了理论分析的正确性，系统最大效率可达 93.4%。

关键词：无线电能传输；双路输出；恒流；恒压；零电压开关

Research on Constant-current and Constant-voltage Dual-output WPT System

ZHOU Xuebin[1], DONG Kangshuai[2], YANG Lin[2]
(1. College of Intelligent Manufacturing, Hunan University of Science and Engineering, Yongzhou 425199, China;
2. College of Electronic and Electrical Engineering, Henan Normal University, Xinxiang 453007, China)

Abstract: To solve the problems in most dual-output wireless power transfer (WPT) systems such as unnecessary cross-coupling, low space utilization and requirement for additional compensation components, the circuit decoupling method was used to establish a constant-current and constant-voltage dual-output WPT system, which can realize load-independent constant-current and constant-voltage output and zero voltage switching with near zero phase angle characteristics. On this basis, a theoretical model of T-shaped decoupling circuit and dual-output WPT system was established, and mathematical theoretical derivation was also conducted to verify the correctness of the proposed system. In addition, the system was simulated and verified, and the simulation results were consistent with the theoretical derivation. Finally, a system magnetic coupler was designed, and an experimental prototype was built, with operating frequency of 85 kHz, constant-current output of 5 A and constant-voltage output of 60 V. Experimental results verified the correctness of the theoretical analysis, and the maximum efficiency of the system can reach 93.4%.

Keywords: Wireless power transfer (WPT); dual-output; constant-current; constant-voltage; zero voltage switching

收稿日期：2023-12-13；**修回日期**：2024-01-16；**录用日期**：2024-01-28；**网络首发日期**：2024-04-28
基金项目：国家自然科学基金资助项目(51277134)；湖南省教育厅科学研究青年资助项目(22B0803)；永州市指导性科技计划资助项目(2022-YZKJZD-010)；教育部高校学生司第二期供需对接就业育人资助项目(20230106677)
This work is supported by the National Natural Science Foundation of China under the grant 51277134; Scientific Research Project of the Hunan Provincial Department of Education under the grant 22B0803; Yongzhou Guiding Science and Technology Plan Project under the grant 2022-YZKJZD-010; the Second Phase of the Department of College Students of the Ministry of Education Supply and Demand Docking Employment Education under the grant 20230106677

相较于有线充电系统，无线电能传输 WPT (wireless power transfer)系统由于其便利性、安全性和稳定性[1-6]被广泛应用在生物医疗、电动汽车、移动终端、无人机等领域[7-13]。一些配电系统需要多个负载无关的恒定输出，例如，多个并联的 LED 驱动电源需要负载无关恒流 CC(constant-current)

输出[14]，工业电源需要不同电压等级的恒压 CV (constant-voltage)输出[15]，移动终端和自动引导车需要 CC 和 CV 双类型输出[16-17]。因此，具有不同类型的双路输出 WPT 系统逐渐成为研究的热点。

单发射器和接收器获得双输出有 2 种方案，一种是使用 DC-DC 变换器[18]，另一种是使用双谐振变换器[19]。然而，DC-DC 变换器对于大的电压范围转化需要复杂的控制，双谐振变换器实现双路输出需要额外的器件，这 2 种方案无疑增加了系统的复杂性和成本。文献[20]提出多线圈结构，可以通过配置接收侧和发射侧的线圈之间的互感来同时提供多个输出，不需要复杂的控制策略；然而接收侧线圈之间存在不可避免的交叉耦合，影响输出的稳定性，降低了系统的传输效率。针对上述问题，文献[21]使用物理隔离的方法，通过接收器彼此远离消除相互之间的互感；然而这种方法要求接收器之间相互远离，降低了系统的空间利用率，重要的是在理论上这种方案无法完全消除交叉耦合干扰。为进一步解决上述问题，文献[22]提出 1 种平面线圈结构的双接收 WPT 系统，通过改变补偿 BP 线圈的绕向使激发的磁通量相互抵消，消除了接收器之间的交叉耦合；然而 BP 线圈需要精密的匝数设计，这在一定程度上限制了系统设计的自由度。文献[15]使用了三线圈结构，1 个 Q 线圈作为源线圈，2 个 DD 线圈和 1 个 Q 线圈叠放作为中继线圈，2 个 DD 线圈作为接收侧线圈，相互垂直的 DD 线圈和水平堆叠的 DDQ 线圈之间没有交叉耦合；这种三线圈结构的磁耦合器消除了接收器之间的交叉耦合，使系统能够输出 2 个不同电压等级的 CV 输出，然而这种三线圈结构大大增加了磁耦合的复杂度。文献[23]使用与解耦变压器相反的电压抵消互感引起的感应电压；然而这种方法需要 1 个额外磁性器件，这将会增加成本和系统损耗。为了进一步改善解耦方案，文献[24]提出采用额外的补偿电容器消除接收器之间的交叉耦合，这将大大简化磁耦合器的设计；然而这种方法需要接收器之间有 1 个固定电流比值，这就意味着系统在不针对互感变化的情况下接收器再次引入交叉耦合。

基于上述问题，本文提出 1 种基于解耦电路恒流与恒压双路输出 WPT 系统。该系统通过引入 1 个补偿电容消除接收器之间的互感，使得系统负载变化的情况下接收器之间仍然相互解耦。此外，系统的磁耦合器设计简便，工程师可以根据实际情况设计线圈匝数，具有较大的应用空间。最后，搭建了 1 个 5 A CC 输出和 60 V CV 输出的实验平台，验证了系统的准确性。

1 理论分析

1.1 T 型解耦电路分析

具有双路输出的 WPT 系统配置如图 1 所示，其中 SSC 代表 WPT 系统二次侧电路，SIMO 代表单输入多输出转换器。

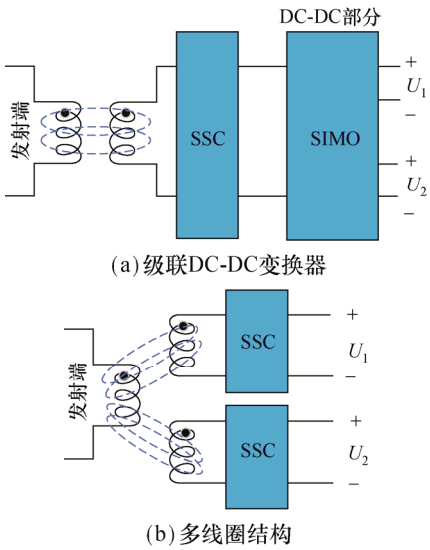


图 1 具有双路输出的 WPT 系统配置

Fig. 1 Configuration of WPT system with dual-output

图 2(a)所示为双线圈耦合模型，M 为双线圈之间的互感，L_1、L_2 为双线圈自感，$\boldsymbol{U}_1$、$\boldsymbol{U}_2$ 为双线圈两端的电压，$\boldsymbol{I}_1$、$\boldsymbol{I}_2$ 为流过双线圈的电流。根据基尔霍夫电压定律 KVL(Kirchhoff's voltage law)有

$$\begin{cases}\boldsymbol{U}_1 = \mathrm{j}\omega(L_1 - M)\boldsymbol{I}_1 + \mathrm{j}\omega M\boldsymbol{I}_2 \\ \boldsymbol{U}_2 = \mathrm{j}\omega(L_2 - M)\boldsymbol{I}_2 + \mathrm{j}\omega M\boldsymbol{I}_1\end{cases} \tag{1}$$

式中，ω 为系统工作角频率。根据式(1)得到双线圈耦合模型的 T 型等效电路，如图 2(b)所示。为了使 2 条支路独立工作，消除双线圈互感的影响，在等效电感 M 所在支路引入串联解耦电容 C_{M}，如

图 2(c)所示。根据 KVL 得到引入串联解耦电容后的电压方程，具体为

$$\begin{cases} \boldsymbol{U}_1 = \mathrm{j}\omega(L_1 - M)\boldsymbol{I}_1 + \left(\mathrm{j}\omega M + \dfrac{1}{\mathrm{j}\omega C_\mathrm{M}}\right)\cdot(\boldsymbol{I}_1 + \boldsymbol{I}_2) \\ \boldsymbol{U}_2 = \mathrm{j}\omega(L_2 - M)\boldsymbol{I}_2 + \left(\mathrm{j}\omega M + \dfrac{1}{\mathrm{j}\omega C_\mathrm{M}}\right)\cdot(\boldsymbol{I}_1 + \boldsymbol{I}_2) \end{cases} \tag{2}$$

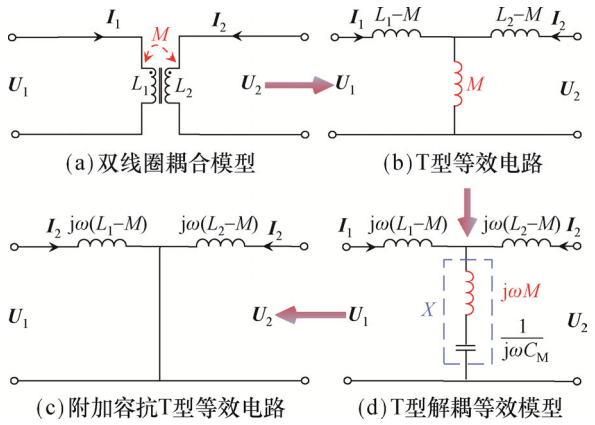


图 2　T 型解耦电路模型

Fig. 2 T-shaped decoupling circuit model

由式(2)可知，当满足 $\mathrm{j}\omega M + \dfrac{1}{\mathrm{j}\omega C_\mathrm{M}} = 0$ 时，$\boldsymbol{U}_1$ 的电流 $\boldsymbol{I}_2$ 系数和 $\boldsymbol{U}_2$ 的电流 $\boldsymbol{I}_1$ 系数为 0。因此，消除了双线圈之间的耦合干扰。此时，引入串联的解耦电容满足的条件为

$$C_\mathrm{M} = \frac{1}{\omega^2 M} \tag{3}$$

去耦后的 T 型等效电路如图 2(d)所示。

1.2　基于解耦电路恒流与恒压双路输出 WPT 系统的电路分析

图 3 为所提出的解耦电路恒流与恒压双路输出 WPT 系统架构图。其中：U_DC 为系统的直流输入电压源，为由 4 个 MOSFET(S_1~S_4)组成的高频逆变器 HFI(high frequency inverter)供电；L_T 为发射侧线圈自感；L_RA 为第一级接收侧线圈自感；L_RB 为第二级接收侧线圈自感；L_st 为发射侧串联补偿电感；L_srB 为第二级接收侧串联补偿电感；C_pt、C_st、C_srA、C_srB、C_prB 分别为系统谐振补偿电容；C_fA 和 C_fB 分别为接收器滤波电容；R_st、R_T、R_RA、R_RB、R_srB 为补偿电感和线圈的等效寄生电阻；M_1、M_2、M_3 为 3 个线圈对应的互感；$\boldsymbol{U}_\mathrm{I}$ 为 HFI 的输出电压相量；$\boldsymbol{U}_\mathrm{OA}$ 和 $\boldsymbol{U}_\mathrm{OB}$ 为整流器的输入电压相量；$\boldsymbol{I}_\mathrm{I}$、$\boldsymbol{I}_\mathrm{t}$、$\boldsymbol{I}_\mathrm{OA}$、$\boldsymbol{I}_\mathrm{rB}$、$\boldsymbol{I}_\mathrm{OB}$ 分别为流经每个网孔的电流向量，每个接收器分别装有 4 个二极管(D_1~ D_4)、(D_5~ D_8)组成的全桥整流器，将交流电 $\boldsymbol{I}_\mathrm{OA}$、$\boldsymbol{I}_\mathrm{OB}$ 转化为直流电 $\boldsymbol{I}_\mathrm{A}$、$\boldsymbol{I}_\mathrm{B}$；$R_\mathrm{EA}$ 为第一级接收侧负载 R_A 的交流等效电阻，R_EB 为第二级接收侧负载 R_B 的交流等效电阻，其数学表达式为

$$\begin{cases} R_\mathrm{EA} = \dfrac{8R_\mathrm{A}}{\pi^2} \\ R_\mathrm{EB} = \dfrac{8R_\mathrm{B}}{\pi^2} \end{cases} \tag{4}$$

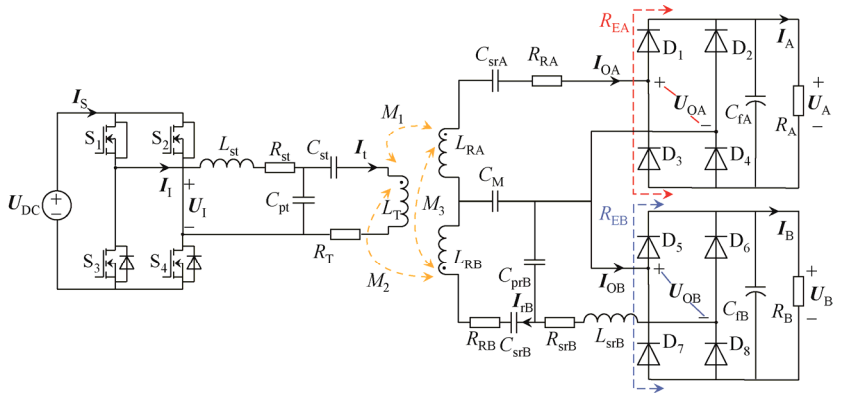


图 3　基于解耦电路恒流与恒压双路输出 WPT 系统架构

Fig. 3 Architecture of CC and CV dual-output WPT system based on decoupling circuit

如图 4 所示，为了便于后续分析，忽略系统寄生电阻，给出了恒流与恒压双路输出 WPT 系统的等效电路图。$\boldsymbol{U}_\mathrm{I}$ 向量均方根 RMS(root mean square)和直流输入电压源 U_DC 的数学关系表达式为

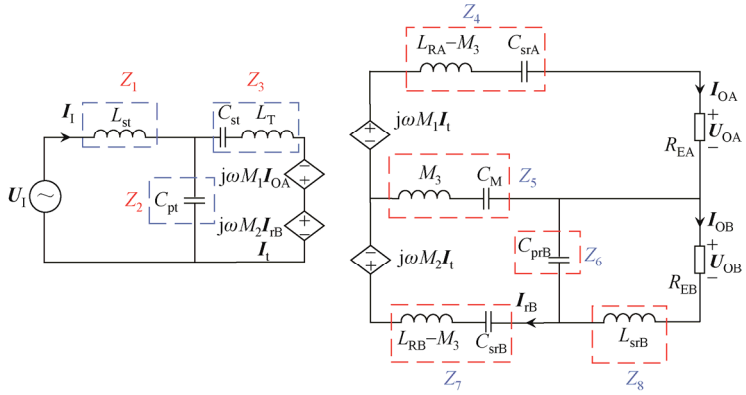


图 4 基于解耦电路恒流与恒压双路输出 WPT 系统等效电路

Fig. 4 Equivalent circuit of CC and CV dual-output WPT system based on decoupling circuit

$$\boldsymbol{U}_{\mathrm{I}}=\frac{4}{\sqrt{2}\pi}U_{\mathrm{DC}} \tag{5}$$

相似地，整流器输入电流向量 RMS $\boldsymbol{I}_{\mathrm{OA}}$、$\boldsymbol{I}_{\mathrm{OB}}$ 和负载电流 $\boldsymbol{I}_{\mathrm{A}}$、$\boldsymbol{I}_{\mathrm{B}}$ 的数学关系表达式为

$$\begin{cases}\boldsymbol{I}_{\mathrm{OA}}=\dfrac{\sqrt{2}\pi}{4}\boldsymbol{I}_{\mathrm{A}}\\ \boldsymbol{I}_{\mathrm{OB}}=\dfrac{\sqrt{2}\pi}{4}\boldsymbol{I}_{\mathrm{B}}\end{cases} \tag{6}$$

根据 KVL 电压定律，基于解耦电路恒流与恒压双路输出 WPT 系统的数学矩阵模型可表示为

$$\begin{bmatrix}\boldsymbol{U}_{\mathrm{I}}\\0\\0\\0\\0\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}Z_1+Z_2 & -Z_2 & 0 & 0 & 0\\ -Z_2 & Z_3+Z_2 & -\mathrm{j}\omega M_1 & \mathrm{j}\omega M_2 & 0\\ 0 & -\mathrm{j}\omega M_1 & Z_4+Z_5+R_{\mathrm{EA}} & -Z_5 & 0\\ 0 & \mathrm{j}\omega M_2 & -Z_5 & Z_5+Z_6+Z_7 & -Z_6\\ 0 & 0 & 0 & -Z_6 & Z_6+Z_8+R_{\mathrm{EB}}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\boldsymbol{I}_{\mathrm{I}}\\ \boldsymbol{I}_{\mathrm{t}}\\ \boldsymbol{I}_{\mathrm{OA}}\\ \boldsymbol{I}_{\mathrm{rB}}\\ \boldsymbol{I}_{\mathrm{OB}}\end{bmatrix} \tag{7}$$

式中，

$$\begin{cases}Z_1=\mathrm{j}\omega L_{\mathrm{st}} & Z_2=\dfrac{1}{\mathrm{j}\omega C_{\mathrm{pt}}}\\ Z_3=\dfrac{1}{\mathrm{j}\omega C_{\mathrm{st}}}+\mathrm{j}\omega L_{\mathrm{T}} & Z_4=\mathrm{j}\omega(L_{\mathrm{RA}}-M_3)+\dfrac{1}{\mathrm{j}\omega C_{\mathrm{srA}}}\\ Z_5=\dfrac{1}{\mathrm{j}\omega C_{\mathrm{M}}}+\mathrm{j}\omega M_3 & Z_6=\dfrac{1}{\mathrm{j}\omega C_{\mathrm{prB}}}\\ Z_7=\mathrm{j}\omega(L_{\mathrm{RB}}-M_3)+\dfrac{1}{\mathrm{j}\omega C_{\mathrm{srB}}} & Z_8=\mathrm{j}\omega L_{\mathrm{srB}}\end{cases} \tag{8}$$

系统谐振条件为

$$\begin{cases}Z_1+Z_2=0\\ Z_2+Z_3=0\\ Z_4+Z_5=0\\ Z_6+Z_8=0\\ Z_5+Z_6+Z_7=0\end{cases} \tag{9}$$

根据式(7)和式(9)可解得系统输入电流 $\boldsymbol{I}_{\mathrm{I}}$、第一级接收侧输出电流 $\boldsymbol{I}_{\mathrm{OA}}$ 和第二级接收侧输出电流 $\boldsymbol{I}_{\mathrm{OB}}$ 为

$$\begin{cases}\boldsymbol{I}_{\mathrm{I}}=-\dfrac{\boldsymbol{U}_{\mathrm{I}}\omega^2(M_1^2Z_6^2+2R_{\mathrm{EB}}Z_5M_1M_2-R_{\mathrm{EA}}R_{\mathrm{EB}}M_2^2)}{Z_2^2(R_{\mathrm{EB}}Z_5^2+R_{\mathrm{EA}}Z_6^2)}\\ \boldsymbol{I}_{\mathrm{OA}}=-\dfrac{\boldsymbol{U}_{\mathrm{I}}\mathrm{j}\omega^2(M_1Z_6^2+M_2R_{\mathrm{EB}}Z_5)}{Z_2(R_{\mathrm{EB}}Z_5^2+R_{\mathrm{EA}}Z_6^2)}\\ \boldsymbol{I}_{\mathrm{OB}}=\dfrac{\boldsymbol{U}_{\mathrm{I}}\mathrm{j}\omega Z_6(M_1Z_5+M_2R_{\mathrm{EA}})}{Z_2(R_{\mathrm{EB}}Z_5^2+R_{\mathrm{EA}}Z_6^2)}\end{cases} \tag{10}$$

将式(3)代入式(10)，系统的输入电流和输出电流可进一步简化为

$$\begin{cases} \boldsymbol{I}_{\mathrm{I}} = -\dfrac{\boldsymbol{U}_{\mathrm{I}}\omega^2 M_1^{\,2}}{Z_2^{\,2}R_{\mathrm{EA}}} + \dfrac{\boldsymbol{U}_{\mathrm{I}}R_{\mathrm{EB}}M_2^{\,2}}{Z_2^{\,2}Z_6^{\,2}} \\ \boldsymbol{I}_{\mathrm{OA}} = -\dfrac{\boldsymbol{U}_{\mathrm{I}}\mathrm{j}\omega M_1}{Z_2 R_{\mathrm{EA}}} \\ \boldsymbol{I}_{\mathrm{OB}} = \dfrac{\boldsymbol{U}_{\mathrm{I}}\mathrm{j}\omega M_2}{Z_2 Z_6} \end{cases} \tag{11}$$

根据式(11)，第一级接收侧的电压增益 E_{A}、第二级接收侧跨导增益 G_{B} 和系统输入阻抗 Z_{in} 可表示为

$$E_{\mathrm{A}} = \frac{\boldsymbol{U}_{\mathrm{OA}}}{\boldsymbol{U}_{\mathrm{I}}} = -\frac{\mathrm{j}\omega M_1}{Z_2} \tag{12}$$

$$G_{\mathrm{B}} = \frac{\boldsymbol{I}_{\mathrm{OB}}}{\boldsymbol{U}_{\mathrm{I}}} = \frac{\mathrm{j}\omega M_2}{Z_2 Z_6} \tag{13}$$

$$Z_{\mathrm{in}} = \frac{\boldsymbol{U}_{\mathrm{I}}}{\boldsymbol{I}_{\mathrm{I}}} = \frac{Z_2^{\,2}Z_6^{\,2}R_{\mathrm{EA}}}{-\omega^2 M_1^{\,2}Z_6^{\,2} + R_{\mathrm{EA}}R_{\mathrm{EB}}M_2^{\,2}} \tag{14}$$

从式(12)和式(13)可以明显看出，第一级接收侧的电压增益与负载无关，第二级接收侧的跨导增益与负载无关。因此，第一级接收侧实现与负载无关的恒压输出，第二级接收侧实现与负载无关的恒流输出。此外由式(14)可知，系统实现了纯阻性输入阻抗，可以实现零相位角 ZPA(zero phase angle)输入。换句话说，逆变器只为负载提供有功功率，这就意味着提高了电力传输效率，减少了系统无功损耗。

2　仿真验证

根据表 1 设计的理论电路元件参数，得到不同频率、不同负载下系统第一级接收侧输出电压、第二级接收侧输出电流及输入阻抗角的曲线图，如图 5 所示。从图中可以清楚看出系统工作在 85 kHz 频率下，第一级接收侧实现 ZPA 操作下负载无关的恒压输出，第二级接收侧实现 ZPA 操作下负载无关的恒流输出。通过上述分析，验证了所提恒流与恒压双路输出 WPT 系统的基本功能特性。

考虑到 WPT 系统中 HFI 开关管存在不可忽视的寄生电容，系统的输入阻抗通常呈感性。有 2 种方案可以抵消系统的寄生电容，一种通过调节工作

表 1　仿真模型参数

Tab. 1 Parameters of simulation model

参数	设定值	参数	设定值
f/kHz	85	C_{st}/nF	32.23
U_{DC}/V	60	C_{srB}/nF	91.62
L_{T}/μH	125.97	C_{srA}/nF	91.61
L_{RA}/μH	63.27	C_{prB}/nF	112.30
L_{RB}/μH	95	C_{M}/nF	140.24
M_1/μH	17.5	L_{st}/μH	17.5
M_2/μH	30	L_{srB}/μH	31.22
M_3/μH	25	U_{A}/V	60
C_{pt}/nF	200.34	I_{B}/A	5

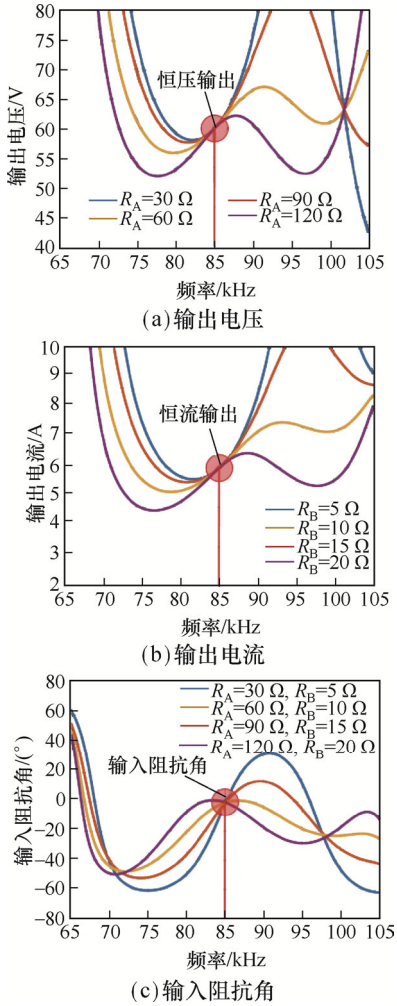
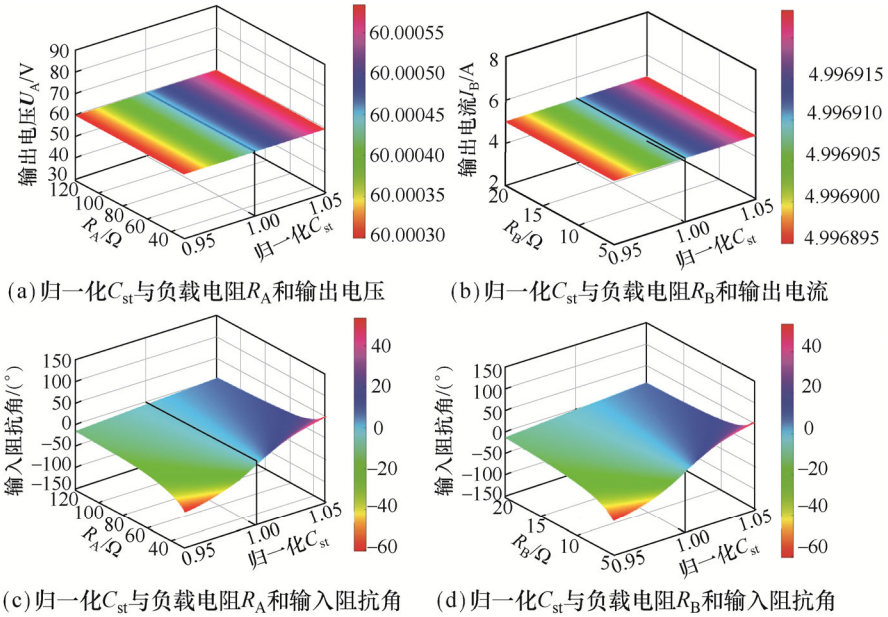


图 5　不同频率下负载电阻与输出电压、输出电流和输入阻抗角的关系曲线

Fig. 5 Relationship curves of load resistance with output voltage, output current and input impedance angle, respectively

频率使系统阻抗呈现感性，另一种通过调节补偿元件数值使系统阻抗呈现感性。本文采用调节补偿元件数值方法改变输入阻抗角。归一化发射侧串联补偿电容 C_{st}、发射侧并联补偿电容 C_{pt}、发射侧串联补偿电感 L_{st} 下不同负载分别与输入阻抗角、输出电压和输出电流之间关系如图 6~图 8 所示。

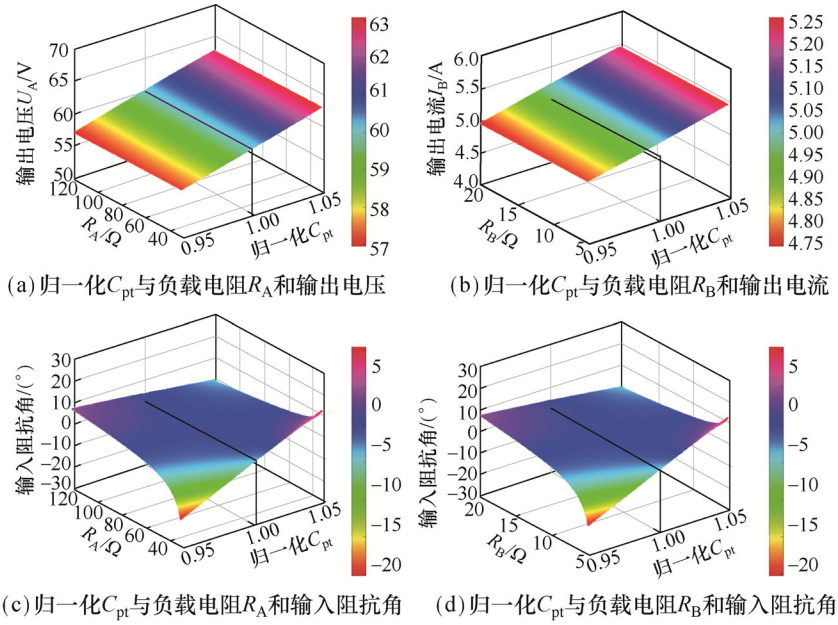


(a)归一化C_{st}与负载电阻R_A和输出电压　(b)归一化C_{st}与负载电阻R_B和输出电流

(c)归一化C_{st}与负载电阻R_A和输入阻抗角　(d)归一化C_{st}与负载电阻R_B和输入阻抗角

图 6　归一化 C_{st} 与负载电阻 R_A 和输出电压及输入阻抗角，以及归一化 C_{st} 与负载电阻 R_B 和输出电流及输入阻抗角的关系

Fig. 6 Relationships among normalized C_{st}, load resistance R_A and output voltage (or input impedance angle), and those among normalized C_{st}, load resistance R_B and output current (or input impedance angle)

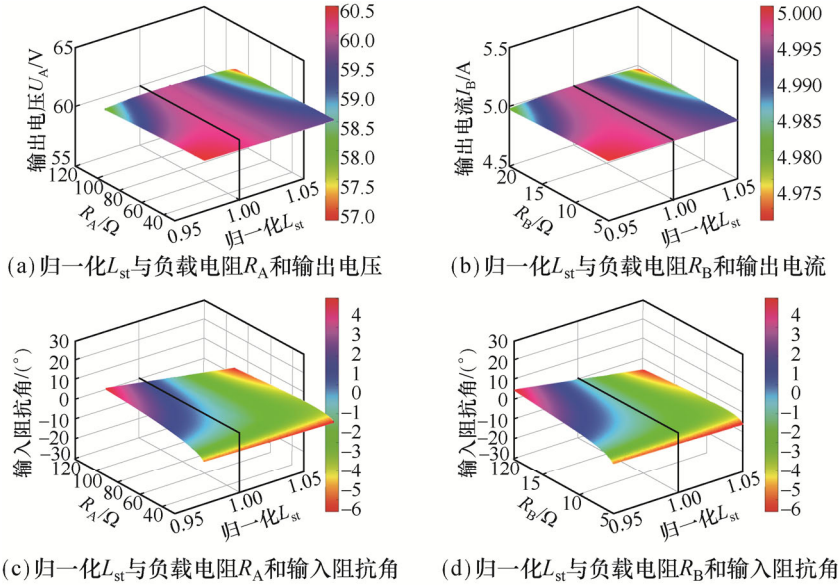


(a)归一化C_{pt}与负载电阻R_A和输出电压　(b)归一化C_{pt}与负载电阻R_B和输出电流

(c)归一化C_{pt}与负载电阻R_A和输入阻抗角　(d)归一化C_{pt}与负载电阻R_B和输入阻抗角

图 7　归一化 C_{pt} 与负载电阻 R_A 和输出电压及输入阻抗角，以及归一化 C_{pt} 与负载电阻 R_B 和输出电流及输入阻抗角的关系

Fig. 7 Relationships among normalized C_{pt}, load resistance R_A and output voltage (or input impedance angle), and those among normalized C_{pt}, load resistance R_B and output current (or input impedance angle)



(a)归一化L_{st}与负载电阻R_A和输出电压　(b)归一化L_{st}与负载电阻R_B和输出电流

(c)归一化L_{st}与负载电阻R_A和输入阻抗角　(d)归一化L_{st}与负载电阻R_B和输入阻抗角

图 8　归一化 L_{st} 与负载电阻 R_A 和输出电压及输入阻抗角，以及归一化 L_{st} 与负载电阻 R_B 和输出电流及输入阻抗角的关系

Fig. 8 Relationships among normalized L_{st}, load resistance R_A and output voltage (or input impedance angle), and those among normalized L_{st}, load resistance R_B and output current (or input impedance angle)

观察图 6(c)和(d)、图 7(c)和(d)、图 8(c)和(d)可知，系统输入阻抗角与归一化 C_{st} 呈正相关、与归一化 C_{pt} 和归一化 L_{st} 呈负相关。因此，可以通过略微增大 C_{st} 或减小 C_{pt}、L_{st} 使系统输入阻抗角呈感性。然而，补偿元件值通常与输出电压和电流变化有关，改变补偿元件值的同时要保证系统基本特性。通过观察图 6(a)和(b)、图 7(a)和(b)、图 8(a)和(b)可知，当改变归一化 C_{st} 时，系统保持恒压输出和恒流输出。改变归一化 C_{pt} 和归一化 L_{st} 时，系统输出电压和输出电流有不同程度的变化。通过上述分析，轻微增大串联补偿电容 C_{st}，系统可以实现零电压开关 ZVS(zero voltage switching)操作，进一步减少无功功率，提高系统传输效率。

3　实验结果与分析

3.1　磁耦合器设计

线圈位置摆放、匝数对系统传输功率及效率有很大的影响。由于本文具有特殊的解耦电路设计，因此无需考虑接收侧线圈之间的交叉耦合。如图 9 所示，本文接收侧 2 个线圈摆放在同一平面上，且发射侧线圈和接收侧线圈居中对齐，该系统磁耦合的详细尺寸规格见表 2。

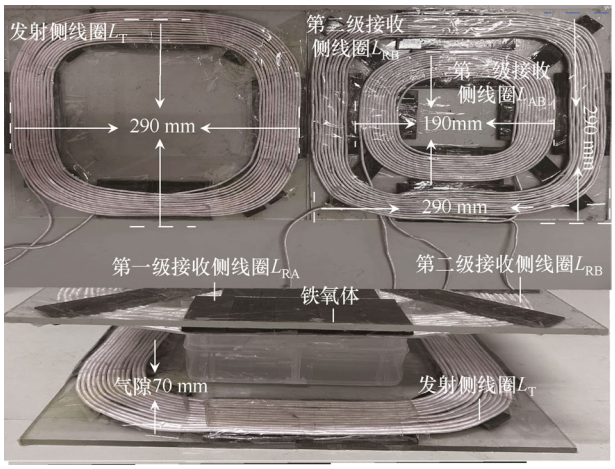


图 9　磁耦合设计

Fig. 9 Design of magnetic coupler

表 2　磁耦合器尺寸规格

Tab. 2 Dimensions of magnetic coupler

名称	规格
励磁线	400 股、直径 2.8 mm
发射侧线圈	290 mm×290 mm×14 匝
第一级接收侧线圈	190 mm×190 mm×15 匝
第二级接收侧线圈	290 mm×290 mm×11 匝
气隙	70 mm

3.2　实验装置

为了验证理论分析的正确性，搭建了 1 台额定

功率为 880 W 的测试样机，如图 10 所示。该测试样机第一级接收侧输出 60 V 恒定电压，第二级接收侧输出 5 A 恒定电流。其中，测试样机包括直流输入电压源 U_{DC}、由 4 个功率 MOSFET(C2M0080120D)组成的 HFI、磁耦合器、发射侧补偿电感 L_{st}、发射侧串联补偿电容 C_{st}、发射侧并联补偿电容 C_{pt}、第一级接收侧串联补偿电容 C_{srA}、第二级接收侧补偿电感 L_{srB}、第二级接收侧串联补偿电容 C_{srB}、解耦补偿电容 C_M、第二级接收侧并联补偿电容 C_{prB}、2 个由 4 个二极管(DSEI120-06A)组成的整流器、2 个负载电阻和示波器等基本组件。详细的系统参数见表 3。

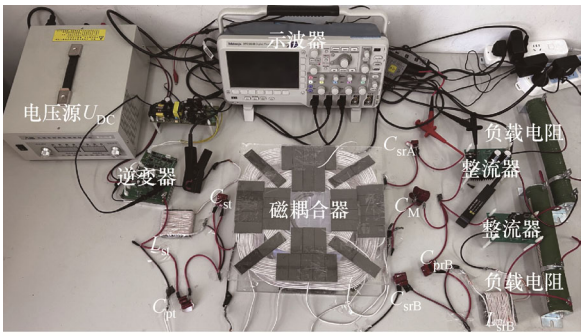


图 10 恒流与恒压双路输出 WPT 系统实验样机

Fig. 10 Experimental prototype of CC and CV dual-out WPT system

表 3 实验参数

Tab. 3 Experimental parameters

参数	数值	参数	数值
f/kHz	85	C_{st}/nF	33.07
U_{DC}/V	60	C_{srB}/nF	92.03
L_T/μH	124.84	C_{srA}/nF	90.11
L_{R_A}/mH	62.56	C_{prB}/nF	113.30
L_{R_B}/mH	95.56	C_M/nF	141.44
M_1/μH	17.13	L_{st}/μH	17.5
$C_{st\text{-}ZVS}$/nF	33.07	L_{srB}/μH	31.4
M_2/μH	30.56	U_A/V	60
M_3/μH	24.21	I_B/A	5
C_{pt}/nF	202.14		

3.3 实验结果

HFI 输出电压 U_I、HFI 输出电流 I_I、第一级接收侧输出电压 U_A 和第二级输出电流 I_B 的实验波形如图 11 所示。可以明显看出，在第一级接收侧和第二级接收侧负载分别为 50 Ω、10 Ω 和 100 Ω、5 Ω 时，该输入电压和输入电流同相位，输出电压恒定为 60 V、输出电流恒定为 5 A，验证了理论的正确性。

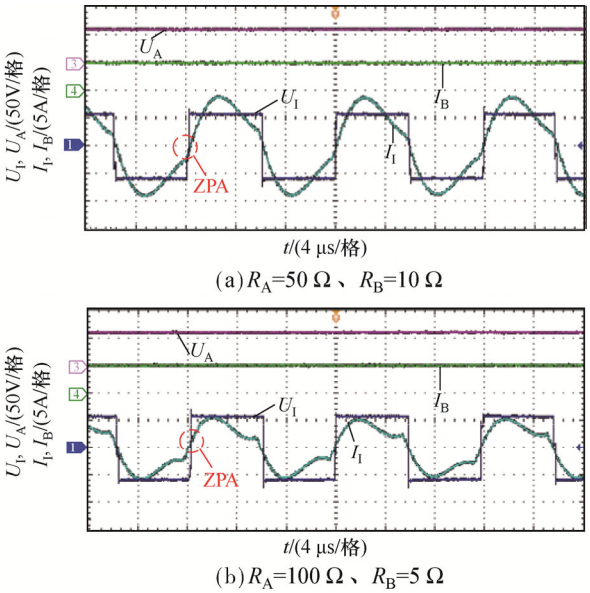


图 11 正对条件下采用 $C_{st\text{-}ZPA}$ 的 U_I、I_I、U_A 和 I_B 实验波形

Fig. 11 Experimental waveforms of U_I, I_I, U_A and I_B using $C_{st\text{-}ZPA}$ under alignment conditims

当补偿电容换成 $C_{st\text{-}ZVS}$ 时，实验波形如图 12 所示。从图中可以看出，输出电压向量略微超前电流向量，在不同负载下系统保持恒定的电压输出和电流输出。系统实现 ZVS 操作，进一步减少无功环流，增大了系统的效率。

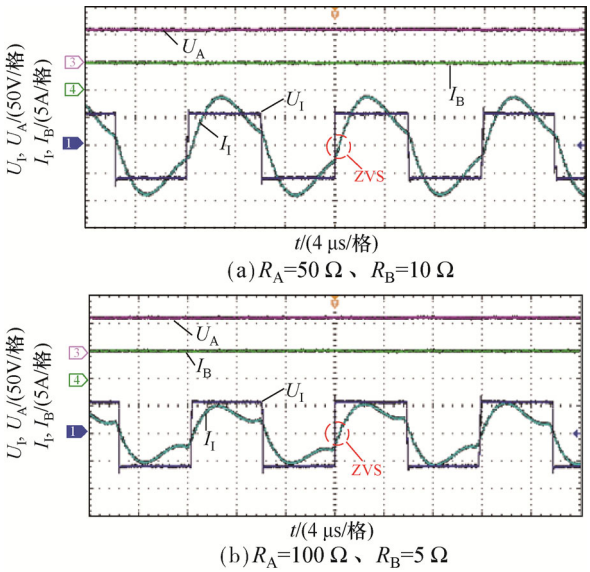


图 12 正对条件下采用 $C_{st\text{-}ZPS}$ 的 U_I、I_I、U_A 和 I_B 实验波形

Fig. 12 Experimental waveforms of U_I, I_I, U_A and I_B using $C_{st\text{-}ZPS}$ under alignment conditims

3.4 效率分析

为了体现所提系统的实用性，测量了所提系统在不同负载下的从直流输入电源到直流负载的实验效率。恒流输出负载变化的步长为 4 Ω，恒压输出负载的步长为 10 Ω，共测量了 25 种不同的组合。第一级接收侧负载由 20 Ω 变化到 60 Ω、第二级接收侧负载由 12 Ω 变化到 28 Ω 时，系统的输出效率曲线如图 13 所示。当第一级接收侧负载为 40 Ω、第二级接收侧负载为 20 Ω 时，系统有最大输出效率 93.4%。

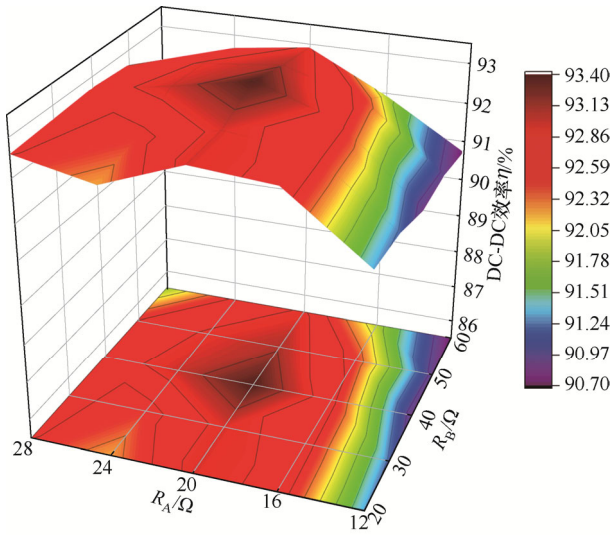


图 13　不同负载下的总输出效率曲线

Fig. 13 Total output efficiency curve under different loads

4　结语

本文提出 1 种基于解耦电路恒流与恒压双路输出 WPT 系统，可以在 ZPA 操作下实现 2 种与负载无关的不同类型的恒定输出。系统采用 T 型解耦电路，无需考虑接收器之间的交叉耦合，降低了磁耦合器设计的复杂度，提高了空间的利用率。此外通过轻微增加发射侧串联补偿电容 C_{st}，可以使系统呈现轻微感性，由此进一步减少无功功率，提升系统传输效率，而与负载无关的 CC 和 CV 双路输出基本不受影响。最后，为了验证理论的正确性，搭建了 1 台实验样机，当第一级接收侧负载为 40 Ω、第二级接收侧负载为 20 Ω 时，系统最大输出效率为 93.4%。与同类型双路输出系统类似，该系统推荐使用于互感不变或波动较小的应用场景。

参考文献：

[1] Yang Lin, Ren Li, Shi Yanyan, et al. Analysis and design of an S/S/P-compensated three-coil structure WPT system with constant current and constant voltage output [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2023, 11(3): 2487-2500.

[2] Yao Yousu, Liu Xiaosheng, Wang Yijie, et al. Modified parameter tuning method for LCL/P compensation topology featured with load-independent and LCT-unconstrained output current [J]. IET Power Electronics, 2018, 11(8): 1483-1491.

[3] 孙淑彬，张波，肖文勋，等. 恒压输出多负载无线电能传输系统分析与设计[J]. 电源学报，2022，20(4): 195-206.
Sun Shubin, Zhang Bo, Xiao Wenxun, et al. Analysis and design of constant-voltage-output multi-load wireless power transfer system [J]. Journal of Power Supply, 2022, 20(4): 195-206. (in Chinese)

[4] 余嘉淇，周凌云，刘顺攀，等. 基于集电线圈复用的电动磁浮列车感应式电能传输技术研究[J]. 电工技术学报, 2024, 39(4): 976-986.
Yu Jiaqi, Zhou Lingyun, Liu Shunpan, et al. Research on inductive power transfer method for electrodynamic suspension maglev train based on collector coil reuse [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(4): 976-986. (in Chinese)

[5] 王新月，张立炎，陈启宏，等. 基于电动汽车无线充电系统 DD 线圈的磁场屏蔽优化[J]. 电源学报，2025，23(8): 182-190.
Wang Xinyue, Zhang Liyan, Chen Qihong, et al. Magnetic field shielding optimization for DD coil-based electric vehicle wireless charging system [J]. Journal of Power Supply, 2025, 23(8): 182-190. (in Chinese)

[6] 刘宇鑫，高飞，刘鑫，等. 深海无人航行器双向无线充电系统的涡流损耗分析与效率优化[J]. 电工技术学报, 2024, 39(18): 5599-5609.
Liu Yuxin, Gao Fei, Liu Xin, et al. Analysis of eddy

current loss and efficiency optimization for bidirectional underwater wireless power transfer of AUVs [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(18): 5599-5609. (in Chinese)

[7] Xiao Chunyan, Cheng Dingning, Wei Kangzheng. An LCC-C compensated wireless charging system for implantable cardiac pacemakers: Theory, experiment, and safety evaluation [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(6): 4894-4905.

[8] 刘言伟, 卢闻州, 董一帆, 等. 电动汽车无线充电用方形线圈仿真优化研究[J]. 电源学报, 2020, 18(2): 180-190.
Liu Yanwei, Lu Wenzhou, Dong Yifan, et al. Optimal simulation study of square coils for wireless charging of electric vehicles [J]. Journal of Power Supply, 2020, 18(2): 180-190. (in Chinese)

[9] 葛凯梁, 仇钧, 朱海. 基于中继线圈的电动汽车静态无线充电系统抗偏移性能提升研究[J]. 电源学报, 2023, 21(6): 35-42.
Ge Kailiang, Qiu Jun, Zhu Hai. Research on improvement of anti-misalignment capacity of static wireless charging system for electric vehicles based on relay coil [J]. Journal of Power Supply, 2023, 21(6): 35-42. (in Chinese)

[10] Liu Zhe, Hu Hongsheng, Su Yugang, et al. A double-receiver compact SCC-WPT system with CV/CC output for mobile devices charging/supply [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(7): 9230-9245.

[11] 马秀娟, 武帅, 蔡春伟, 等. 应用于无人机的无线充电技术研究[J]. 电机与控制学报, 2019, 23(8): 1-9.
Ma Xiujuan, Wu Shuai, Cai Chunwei, et al. Research on wireless charging technology applied to UAVs [J]. Electric Machines and Control, 2019, 23(8): 1-9. (in Chinese)

[12] 李振杰, 崔航, 袁得春, 等. 面向旋翼无人机的无线电能传输线圈自对准方法研究[J]. 电源学报, 2025, 23(8): 217-225.
Li Zhenjie, Cui Hang, YuanDechun, et al. Research on self-alignment method of wireless power transfer coils for rotorcraft unmanned aerial vehicles [J]. Journal of Power Supply, 2025, 23(8): 217-225. (in Chinese)

[13] 辛本钊, 马秀娟, 蔡春伟, 等. 基于空间旋转磁场的全方向无人机无线电能传输系统[J]. 中国电机工程学报, 2023, 43(12): 4769-4778.
Xin Benzhao, Ma Xiujuan, Cai Chunwei, et al. Omni-directional wireless power transfer system for unmanned aerial vehicle based on spatial rotating magnetic field [J]. Proceedings of the CSEE, 2023, 43(12): 4769-4778. (in Chinese)

[14] Li Yong, Hu Jiefeng, Li Xiaofei, et al. Analysis, design, and experimental verification of a mixed high-order compensations-based WPT system with constant current outputs for driving multistring LEDs [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 67(1): 203-213.

[15] Wang Heshou, Cheng K W E. Analysis, design, and validation of a decoupled double-receiver wireless power transfer system with constant voltage outputs for industrial power supplies [J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2023, 19(1): 362-370.

[16] Wang Heshou, Cheng K W E. A dual-receiver inductive charging system for automated guided vehicles [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2022, 58(8): 8700905.

[17] Mai Ruikun, Luo Ying, Yang Bin, et al. Decoupling circuit for automated guided vehicles IPT charging systems with dual receivers [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(7): 6652-6657.

[18] Hu Jiasheng, Lu Fei, Zhu Chong, et al. Hybrid energy storage system of an electric scooter based on wireless power transfer [J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2018, 14(9): 4169-4178.

[19] McDonough M. Integration of inductively coupled power transfer and hybrid energy storage system: A multiport power electronics interface for battery-powered electric vehicles [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(11): 6423-6433.

[20] Casanova J J, Low Z N, Lin J. A loosely coupled planar wireless power system for multiple receivers [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(8): 3060-3068.

[21] Ahn D, Hong S. Effect of coupling between multiple transmitters or multiple receivers on wireless power transfer [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60(7): 2602-2613.

[22] Pratik U, Varghese B J, Azad A, et al. Optimum design of decoupled concentric coils for operation in double-receiver wireless power transfer systems [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2019, 7(3): 1982-1998.

[23] Li Yong, Mai Ruikun, Lin Tianren, et al. A novel WPT system based on dual transmitters and dual receivers for high power applications: Analysis, design and implementation [J]. Energies, 2017, 10(2): 174.

[24] Li Yong, Mai Ruikun, Lu Liwen, et al. Analysis and transmitter currents decomposition based control for multiple overlapped transmitters based WPT systems considering cross couplings [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(2): 1829-1842.



周学斌

作者简介：

周学斌(1982—)，男，通信作者，博士。研究方向：光伏发电野外检测技术，无线电能传输技术，新型电力系统运行与控制。Email：zhouxuebin821025@huse.edu.cn

董康帅(2002—)，男，硕士研究生。研究方向：无线电能传输技术。Email：dongkangshuai@stu.htu.edu.cn

杨林(1991—)，男，博士，硕士生导师。研究方向：无线电能传输技术及其工业应用。Email：yang_lin@whu.edu.cn

(责任编辑：孙美菊)



公益广告来源：央视网