DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2026.7.265 **中图分类号**：TM724 **文献标志码**：A

基于一、二次侧协同控制的无线充电系统能效提升方法

周少聪[1]，俞小明[1]，王 骏[1]，殷 伟[1]，李振杰[2](中国电源学会会员)
(1.国网江苏省电力有限公司苏州供电分公司，苏州 215031；2.东北林业大学计算机与控制工程学院，哈尔滨 150040)

摘要：针对系统等效负载动态变化及参数漂移或配谐误差致使系统失谐等因素引起的无线充电系统充电性能降低的问题，从恒流/恒压充电、系统效率提升及动态调谐角度出发，发射端采用可控磁通电感技术实现系统功率控制，接收端采用改进型半控整流提升系统效率并保证接收端谐振状态。首先，分析系统电路拓扑，推导系统关键参数与充电电流/电压、系统效率之间的关系式，阐释采用可控磁通电感器 MFCI(magnetic flux controllable inductor)与改进型半控整流器 IHCR(improved half-controlled rectifier)提升系统能效的必要性；其次，对 MFCI 与 IHCR 展开建模，分析其电路拓扑与工作原理；然后，分析系统闭环控制策略，采用 PLECS 电路仿真验证所提方法的可行性；最后，搭建系统实验平台，实验结果表明：负载在 9.60~134.40 Ω 范围内变化时，所设计的闭环控制器实现了恒流充电(5 A)和恒压充电(67.2 V)，并且最大系统效率为 91.8%。

关键词：无线电能传输；恒流/恒压充电；系统效率提升；可控磁通电感器；改进型半控整流器

Energy Efficiency Improvement Method of Wireless Charging System Based on Primary and Secondary Side Cooperative Control

ZHOU Shaocong[1], YU Xiaoming[1], WANG Jun[1], YIN Wei[1], LI Zhenjie[2], *Member*, *CPSS*
(1. State Grid Jiangsu Electric Power Co., Ltd., Suzhou Power Supply Branch, Suzhou 215031, China; 2. College of Computer and Control Engineering, Northeast Forestry University, Harbin 150040, China)

Abstract: For the problem of reduced charging performance of wireless charging systems caused by dynamic changes in equivalent load, parameter drift, or system detuning due to factors such as mismatched components, an optimized solution from the perspectives of constant current/voltage charging, system efficiency improvement, and dynamic tuning is proposed. A magnetic flux controllable inductor (MFCI) technology is adopted at the transmitting end to achieve system power control. In contrast, an improved half-controlled rectifier (IHCR) at the receiver end enhances system efficiency and ensures the resonance state. Firstly, the system circuit topology is analyzed to derive equations that show the relationship between key system parameters, charging current/voltage, and system efficiency. The necessity of using a MFCI and an IHCR to enhance system efficiency is explained. Subsequently, these devices are modeled, and their circuit topology and working principles are analyzed. Then, a closed-loop control strategy is analyzed, and the feasibility of the proposed method is verified through PLECS circuit simulation. Finally, a system experimental platform is established, and the experimental results indicate that the designed closed-loop controller can achieve constant current charging (5 A) and constant voltage charging (67.2 V) when the load varies from 9.60 Ω to 134.40 Ω, with a maximum system efficiency of 91.8%.

Keywords: Wireless power transfer; constant current/voltage charging; system efficiency improvement; magnetic

收稿日期：2024-10-03；**修回日期**：2024-11-08；**录用日期**：2024-11-23；**网络首发日期**：2024-12-04
基金项目：2024 年国网江苏省电力有限公司面向生产一线的科技项目包(苏州公司) (B31020247FZC)
This work is supported by 2024 State Grid Jiangsu Electric Power Co., Ltd. Technology Project Package for Frontline Production (Suzhou Branch) under the grant B31020247FZC

flux controllable inductor (MFCI); improved half-controlled rectifier (IHCR)

无线充电技术在近年来得到了快速发展，其在医疗设备、电动汽车、无人机、自动导引运输车及便携式电子设备等领域的应用展现出了便捷、环保、安全、通用等优势，极大地推动了自动化进程[1-2]。在实际运行中，无线充电系统常常受到外界环境和系统本身导致的参数漂移或配谐误差的影响，导致系统偏离谐振状态；同时，接收端负载变化等参数的影响也会降低无线充电系统的工作性能，甚至损坏系统部件[3-4]。因此，本文以恒流/恒压充电和系统效率提升为双目标，对发射端功率调控的方法及接收端阻抗匹配和动态调谐展开研究。

根据是否采用无线通信实时交互一次侧与二次侧充电信息，恒压/恒流充电过程中系统效率提升方法分为无线通信方式与一次侧检测方式。就一次侧检测方式而言，文献[5]采用比例积分 PI(proportional integral)控制器调节接收端 Buck-Boost 变换器实现恒压输出时，通过扰动观测法检测最小直流输入电流实现最大效率追踪；文献[6]采用滑模控制器实现快速恒压输出时，通过爬山法检测最小直流输入电流实现最大效率追踪，避免了复杂电磁环境中无线通信易受干扰导致的系统不稳定及信号延时导致的控制环路响应速度慢等问题，通常适用于不宜采用无线通信的应用场合。然而，就大部分应用场景而言，在采用无线通信方式实时交互发射端和接收端信息基础上，系统的功率调节通常更加高效且精确。文献[7]通过调节发射端和接收端 DC-DC 变换器的占空比来实现恒压充电与最大效率跟踪；文献[8]则通过控制发射端全桥逆变器和接收端可控整流电路的移相角度来实现恒压充电与最大效率跟踪；文献[9]采用扰动观测法控制发射端全桥逆变器的移相角度，同时通过 PI 控制器调节接收端 Buck-Boost 变换器的占空比来实现恒压充电与最大效率跟踪。

接收端使用半控整流器实现系统能效提升时，不可避免地引入感抗或容抗，从而破坏接收端的谐振状态，据此相关文献展开研究工作。文献[10-11]提出相控电感型动态调谐方法，采用可控电抗器与固定电容构成并联支路实现动态补偿，并且通过调节晶闸管的导通角与电路阻抗之间的关系来改变等效阻抗，从而保证系统最大传输功率；文献[12-13]采用多种类型的可变电容(如脉宽调制控制电容器和开关控制电容器)实现电容调节，以恢复无线充电系统的谐振状态。

本文提出了基于可控磁通电感器 MFCI(magnetic flux controllable inductor)与改进型半控整流器 IHCR(improved half-controlled rectifier)的无线充电系统能效提升方法，以串联-串联补偿拓扑为例，发射端调节 MFCI 的等效电感实现输出功率调控，此过程中接收端调节改进型半控整流器的等效阻抗，实现系统效率提升及动态调谐，从而确保系统的高性能工作状态。具体而言，本文的主要研究如下。

(1)发射端谐振状态影响输出功率，但对系统效率影响较小，验证了采用 MFCI 实现功率调控的可行性；接收端处于谐振状态且最佳负载时系统效率最大，证明了采用改进型半控整流器实现阻抗匹配和动态调谐的合理性。

(2)基于 MFCI 的电路拓扑，分析其各个参量之间的关系，根据分析结果对 MFCI 开环控制策略进行设计；改进现有的半控整流器，建模分析其脉冲宽度与等效输入阻抗的关系，采用 MFCI 实现接收端动态调谐。据此，阐释闭环控制策略的工作流程并采用 PLECS 电路进行仿真和实验测试，验证其正确性。

1 电路拓扑与理论分析

1.1 电路拓扑

系统电路拓扑如图 1 所示，发射端包括全桥逆变器、补偿电容、MFCI、发射线圈(自感 L_p、内阻 R_p)，接收端包括补偿电容、接收线圈、MFCI、有源整流器、滤波电容 C_o 及等效负载电阻 R_o。图中：u_p 为全桥逆变器输出电压；u_e 为整流器输入电压；i_p、i_s 分别为发射线圈和接收线圈中的电流；M_{ps} 为

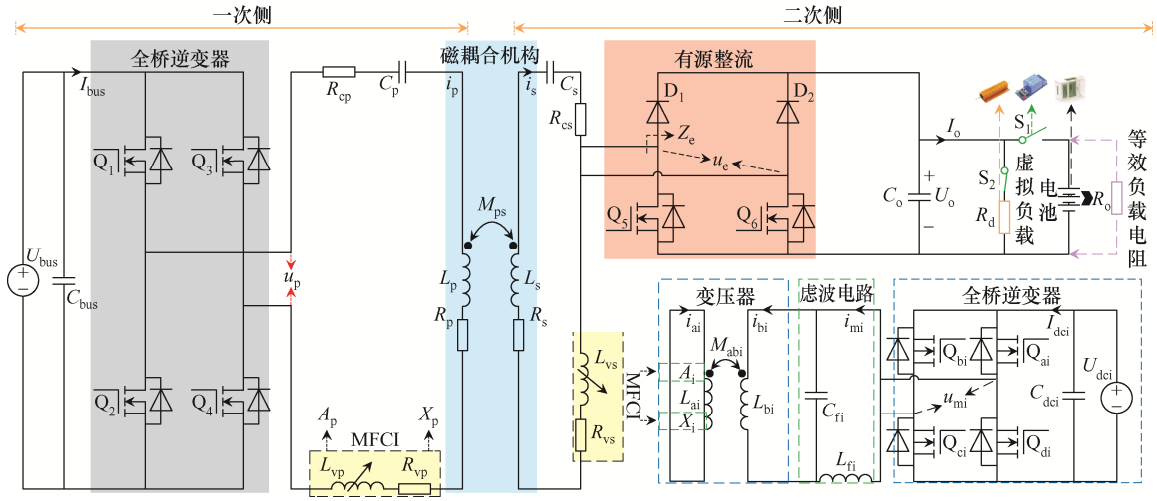


图 1　系统电路拓扑

Fig. 1 System circuit topology

发射线圈和接收线圈间的互感；Z_e 为整流器等效输入阻抗；U_{bus} 为直流母线电压；I_{bus} 为直流母线电流；f 为系统工作频率；ω 为角频率，$\omega=2\pi f$；R_p、R_s 分别为发射线圈和接收线圈的内阻；C_p、C_s 分别为发射端和接收端的补偿电容；L_p、L_s 分别为发射线圈和接收线圈的自感值；R_{cp}、R_{cs} 分别为发射端和接收端补偿电容的内阻；R_{vp}、R_{vs} 分别为发射端和接收端 MFCI 的等效内阻；L_{vp}、L_{vs} 为发射端和接收端 MFCI 的等效电感。一次侧 MFCI 的作用在于利用失谐串联-串联补偿拓扑调节系统增益，实现恒流/恒压充电；二次侧以有源整流调节负载阻抗，提升系统传输效率，然而由于有源整流会引入容性或感性等效阻抗，二次侧利用 MFCI 对其补偿，从而确保其处于完全谐振状态。在实际应用中，为减少供电电源数量，可将 MFCI 的直流母线电压与无线充电系统的直流母线电压设置为相同的值。

1.2　理论分析

发射端阻抗 Z_p 和接收端阻抗 Z_s 的表达式分别为

$$\begin{cases} Z_p = R_p + R_{cp} + R_{vp} + \mathrm{j}\omega L_p + \mathrm{j}\omega L_{vp} + \dfrac{1}{\mathrm{j}\omega C_p} = \\ \qquad R_{zp} + \mathrm{j}X_{zp} \\ Z_s = R_s + R_{cs} + R_{vs} + R_e + \mathrm{j}X_e + \mathrm{j}\omega L_s + \mathrm{j}\omega L_{vs} + \\ \qquad \dfrac{1}{\mathrm{j}\omega C_s} = R_{zs} + \mathrm{j}X_{zs} \end{cases}$$

$$R_1 = R_s + R_{cs} + R_{vs} \tag{1}$$

式中：R_{zp}、R_{zs} 分别为 Z_p、Z_s 的实部；X_{zp}、X_{zs} 分别为 Z_p、Z_s 的虚部；R_e、X_e 分别为接收端整流桥的等效输入电阻和阻抗。

根据基尔霍夫定律，由回路电压方程得到一、二次侧电流的表达式为

$$\begin{cases} \dot{U}_p = \dot{I}_p Z_p - \mathrm{j}\omega M_{ps}\dot{I}_s \\ 0 = \dot{I}_s Z_s - \mathrm{j}\omega M_{ps}\dot{I}_p \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} I_p = \dfrac{2\sqrt{2}U_{bus}\sqrt{R_{zs}^2 + X_{zs}^2}}{\pi N} \\ I_s = \dfrac{2\sqrt{2}\omega M_{ps}U_{bus}}{\pi N} \end{cases}$$

$$N = \sqrt{[(\omega M_{ps})^2 + R_{zp}R_{zs} - X_{zp}X_{zs}]^2 + (R_{zs}X_{zp} + R_{zp}X_{zs})^2} \tag{2}$$

式中：U_p 为逆变器的输出电压；I_p、I_s 分别为发射线圈和接收线圈的电流。

不计半导体器件所带来的损耗时，求得输出功率 P_o 和系统效率 η 的表达式分别为

$$\begin{cases} P_o = I_s^2 R_e = \dfrac{8\omega^2 M_{ps}^2 U_{bus}^2 R_e}{\pi^2 N^2} \\ \eta = \dfrac{\omega^2 M_{ps}^2 R_e}{R_{zp}[(R_e + R_1)^2 + X_{zs}^2] + (R_e + R_1)(\omega M_{ps})^2} \end{cases} \tag{3}$$

式中，R_e 为等效交流电阻。

同时，η 最大时，最佳负载电阻 $R_{e\text{-}opt}$ 对应的表达式为

$$R_{e\text{-}opt} = \sqrt{\frac{R_1(\omega^2 M_{ps}^2 + R_{zp}R_1)}{R_{zp}}} \tag{4}$$

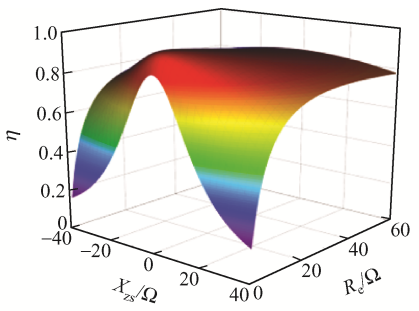
采用表 1 中的参数展开仿真分析，由图 2(a)可

知：随着 R_e 的增大，系统效率迅速增大，当 R_e 在 7 Ω 附近时，系统效率达到峰值；当 R_e>7 Ω 时，随着 R_e 的继续增大，系统效率单调减小。同时，由图 2(b)可知：随着 L_{vp} 从 0 逐渐增大，输出功率迅速下降，当 L_{vp} 增大到 50 μH 时，输出功率下降速度逐渐变缓。仿真结果验证了发射端谐振状态对系统输出功率的影响，以及基于 MFCI 的一次侧功率调控方法的可行性。

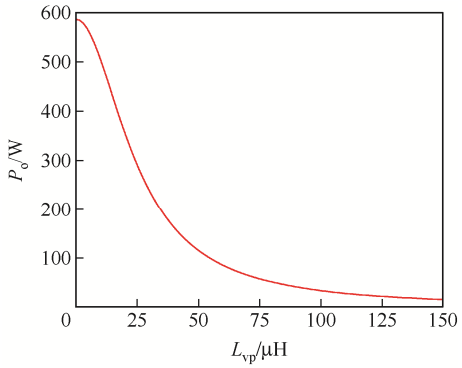
表 1 系统主要参数

Tab.1 Main parameters of the system

参数	数值
直流母线电压 U_{bus}/V	100
发射端 MFCI 直流源电压 U_{dcp}/V	100
发射线圈电感 L_p/μH	243
发射线圈内阻 R_p/Ω	0.21
接收线圈电感 L_s/μH	87
接收线圈内阻 R_s/Ω	0.09
二次侧补偿电容 C_s/nF	19.3
二次侧补偿内阻 R_{cs}/Ω	0.01
磁耦合机构互感 M_{ps}/μH	18
发射端 MFCI 变压器自感 L_{ap}、L_{bp}/μH	116.9
发射端 MFCI 变压器互感 M_{abp}/μH	98.2
发射端 MFCI 变压器一次侧绕组内阻 R_{vp}/Ω	0.08
系统工作频率 f/kHz	85
发射端 MFCI 谐振滤波电感 L_{fp}/μH	30
发射端 MFCI 谐振滤波电容 C_{fp}/nF	116.9
接收端 MFCI 变压器自感 L_{as}、L_{bs}/μH	74.5
接收端 MFCI 变压器互感 M_{abs}/μH	62.5
接收端 MFCI 变压器一次侧绕组内阻 R_{vs}/Ω	0.06
接收端 MFCI 谐振滤波电感 L_{fs}/μH	20
接收端 MFCI 谐振滤波电容 C_{fs}/nF	175.3
接收端 MFCI 直流源电压 U_{dcs}/V	48
辅助测量线圈自感 L_m、L_{mp}、L_{ms}/μH	77.0、74.5、74.5
辅助测量线圈互感 M_m、M_{mp}、M_{ms}/μH	62.5、14.3、62.5



(a) η与X_{zs}、R_e的关系



(b) P_o与L_{vp}的关系

图 2 仿真结果

Fig. 2 Simulation results

2 MFCI 与 IHCR

2.1 MFCI 的工作原理

如图 3 所示，MFCI 主要由直流电压源(U_{dci}，i=p,s)、全桥逆变器(MOSFET Q_{ai}~Q_{di})、LC 型滤波电路(电容 C_{fi} 和电感 L_{fi})及变压器构成。u_{mi}、i_{mi} 分别为全桥逆变器的输出电压、电流。谐振滤波电路的存在可以避免一次侧绕组电流 i_{ai} 对二次侧绕组电流 i_{bi} 的影响，通过控制全桥逆变器输出调节电流 i_{bi}，进而控制变压器 2 个绕组电流的相位及大小关系，实现对其等效阻抗的调节。

如图 3 所示，L_{ai}、L_{bi} 和 M_{abi} 分别为变压器一次侧绕组自感、二次侧绕组自感和互感；u_{ai}、u_{bi} 分别为变压器一次侧和二次侧绕组端电压。假设电流 i_{ai} 产生的磁通为 Φ，相应的自感磁通链设为 Ψ_{11}，互感磁通链为 Ψ_{21}，电流 i_{bi} 产生的磁通、自感磁通链、互感磁通链分别为 Φ_2、Ψ_{22}、Ψ_{12}，表达式为

$$\begin{cases}\Phi_1=\Psi_{11}+\Psi_{12}=L_{ai}i_{ai}+M_{abi}i_{bi}\\ \Phi_2=\Psi_{21}+\Psi_{22}=M_{abi}i_{ai}+L_{bi}i_{bi}\end{cases} \tag{5}$$

假设 2 个绕组中的电流关系为 $i_{bi}=-\gamma i_{ai}$，根据电感元件的特性可得变压器一次侧绕组两端电压为

$$u_{ai}=\frac{\mathrm{d}\Phi_1}{\mathrm{d}t}=L_{ai}\frac{\mathrm{d}i_{ai}}{\mathrm{d}t}+M_{abi}\frac{\mathrm{d}i_{bi}}{\mathrm{d}t}\Rightarrow u_{ai}=$$
$$L_{ai}\frac{\mathrm{d}i_{ai}}{\mathrm{d}t}-\gamma M_{abi}\frac{\mathrm{d}i_{ai}}{\mathrm{d}t}=(L_{ai}-\gamma M_{abi})\frac{\mathrm{d}i_{ai}}{\mathrm{d}t} \tag{6}$$

在变压器二次侧注入一个与一次侧反相的电

流，在一次侧两端会呈现电感特性，且其等效电感由一次侧自感 L_{ai}、互感 M_{abi} 及两侧电流比值 γ 共同决定，由式(6)可得

$$L_{vi}=L_{ai}-\gamma M_{abi} \tag{7}$$

在满足 $i_{bi}=-\gamma i_{ai}$ 的基础上，不仅要控制 i_{bi} 的大小，而且要控制 i_{ai} 和 i_{bi} 之间的相位关系。图 4 所示的MFCI的闭环控制框图主要包括载波信号调制和移相脉冲宽度调制 PWM(pulse width modulation)信号生成 2 个单元。通过电流互感器 CT 采集 i_{ai}，过零比较后输出 i_{ai} 的方波，延迟适当相位后给

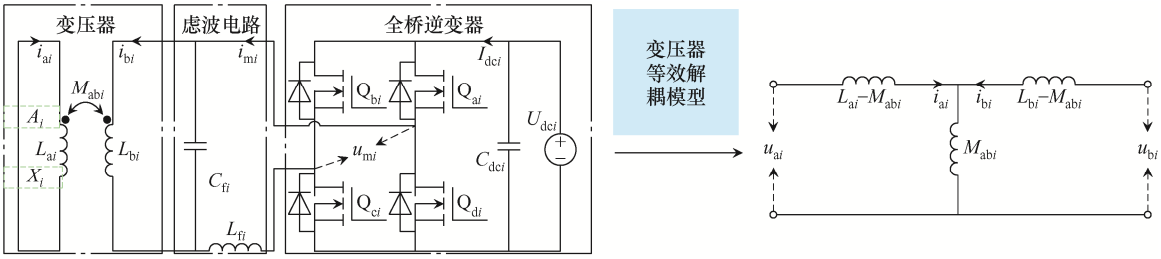


图 3　MFCI 的电路拓扑

Fig. 3 Circuit topology of the MFCI

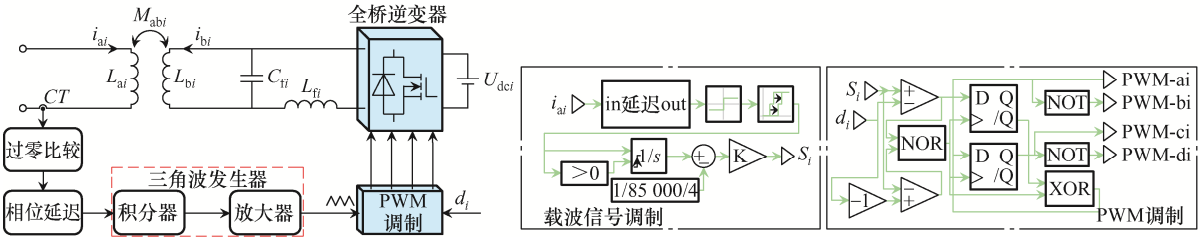


图 4　MFCI 的闭环控制框图

Fig. 4 Diagram of the MFCI

到三角波发生器，三角波发生器通过该方波生成三角载波用于 PWM。采用移相控制对 i_{ai} 进行三角波调制，保证全桥逆变器输出电压 u_{mi} 与 i_{ai} 的相位关系。根据 u_{mi} 与 i_{bi} 之间的关系，设置合适的相位延时即可保证变压器 2 个绕组电流 i_{ai}、i_{bi} 的相位关系，通过调节移相控制移相角 d_i 可调节绕组电流 i_{bi}，进而调节 L_{vi}。

2.2　IHCR 的工作原理

如图 5 所示，IHCR 由 MFCI 和半控整流器(二极管 D_1~D_2、MOSFET Q_5~Q_6 及滤波电容 C_o)构成，相较于 Buck 和 Boost 电路，半控整流电路减少了 1 个滤波电容和 1 个滤波电感。改变 IHCR 的输入电流和电压之间的相位差 φ 及 IHCR 的输入电压脉冲宽度 β 即可调控 IHCR 的输入阻抗 Z_e。

如图 5 所示，半控整流电路输入电压 u_e 的基波分量表达式为

$$\dot{U}_{e,1}=\frac{2\sqrt{2}}{\pi}U_o\sin\left(\frac{\beta}{2}\right)e^{-j\varphi} \tag{8}$$

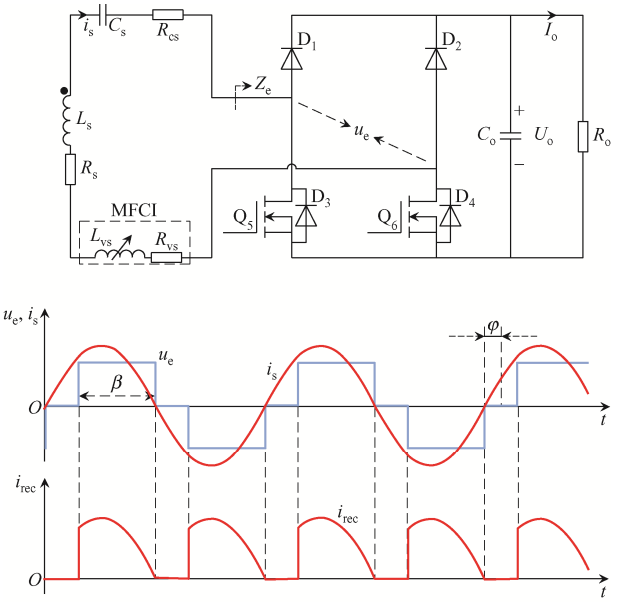


图 5　IHCR 的电路拓扑与工作波形

Fig. 5 Circuit topology and working waveforms of the IHCR

充电电流 I_o 为整流侧电流 i_{rec} 在 1 个工作周期内的积分量，可得充电电流 I_o 的表达式为

$$I_{\mathrm{o}}=\frac{1}{T}\int_0^T i_{\mathrm{rec}}\mathrm{d}t=\frac{1}{\pi}\int_{\frac{\pi}{2}+\varphi-\frac{\beta}{2}}^{\frac{\pi}{2}+\varphi+\frac{\beta}{2}}\sqrt{2}i_{\mathrm{s}}\sin(\omega t)\mathrm{d}(\omega t)=\frac{2\sqrt{2}}{\pi}I_{\mathrm{s}}\sin\frac{\beta}{2}\cos\varphi \tag{9}$$

半控整流电路等效输入阻抗及其电抗和电阻为

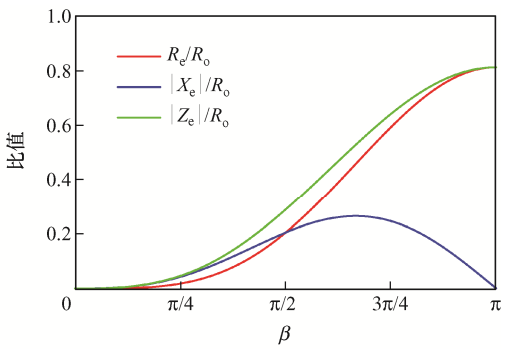
$$Z_{\mathrm{e}}=R_{\mathrm{e}}+\mathrm{j}X_{\mathrm{e}}=\frac{4R_{\mathrm{o}}}{\pi^2}(1-\cos\beta)(\cos^2\varphi-\mathrm{j}\cos\varphi\sin\varphi)\Rightarrow\begin{cases}R_{\mathrm{e}}=\dfrac{4R_{\mathrm{o}}}{\pi^2}(1-\cos\beta)\cos^2\varphi\\ X_{\mathrm{e}}=-\dfrac{4R_{\mathrm{o}}}{\pi^2}(1-\cos\beta)\cos\varphi\sin\varphi\end{cases} \tag{10}$$

由图 5 中的工作波形可知：通过控制 Q_5 在 i_{s} 减小至 0 时导通，Q_6 在 i_{s} 增大至 0 时导通，可保证脉冲宽度 β 和相位差 φ 满足 $\varphi=\frac{\pi}{2}-\frac{\beta}{2}$，式(10)可简化为

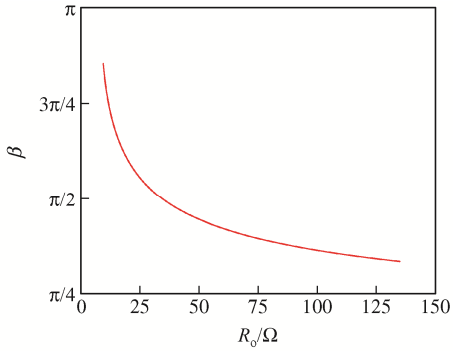
$$\begin{cases}|X_{\mathrm{e}}|=\dfrac{2}{\pi^2}R_{\mathrm{o}}\sin\beta(1-\cos\beta)\\ |Z_{\mathrm{e}}|=\dfrac{2}{\pi^2}R_{\mathrm{o}}\sqrt{2(1-\cos\beta)^3}\end{cases} \tag{11}$$

由式(11)进一步可推导出 $\beta=\arccos\left(1-\sqrt{\dfrac{\pi^2R_{\mathrm{e}}}{2R_{\mathrm{o}}}}\right)$。

如图 6(a)所示，根据半控整流电路工作特性可知 β 的变化范围为 0~π，随着 β 的增大，$|Z_{\mathrm{e}}|$ 及 R_{e} 均单调增大。显然，半控整流器的使用引入了电抗，据此采用 MFCI 补偿了半控整流电路引入的电抗部分，确保 IHCR 工作过程中接收端始终处于谐振状态。如图 6(b)所示，整个充电过程中，随着 R_{o} 逐渐增大，若需将 R_{e} 稳定在特定值，则 β 应单调递减。



(a) 阻抗特性



(b) R_{o}与β的关系

图 6 IHCR 的仿真结果

Fig. 6 Simulation results of IHCR

3 闭环控制与电路仿真

3.1 闭环控制策略

如图 7 所示，基于 MFCI 与 IHCR 的无线充电系统能效提升用闭环控制策略分析如下。

电流互感器采集发射线圈电流，在控制器中生成发射端 MFCI 4 路 PWM 信号。无线通信模块将 I_{o} 和 U_{o} 传输到发射端，电流和电压 PI 控制器 1 和 2 生成发射端 MFCI 实时调控用 PWM 信号的移相角 d_{p}，从而动态调节 L_{vp}，实现恒流/恒压充电。在无线充电系统的充电初始阶段，当电池电压低于预设充电电压 U_{ref}时，进入恒流充电模式；充电过程中电池电压逐渐上升，当电池电压达到 U_{ref}时，切换为恒压充电模式。在恒压充电模式下，系统采用双闭环 PI 控制器，其中充电电流内环与充电电压外环采用级联模式，电压外环的输出被用作电流内环的参考信号。相较于单独的单环控制器，双闭环 PI 控制器有效解决了电流限制问题，并具有更快的响应速度。在恒流充电模式下，外环不起作用，仅电流内环起作用，可等效为单环控制。此过程中，接收端控制器计算当前时刻最大系统效率对应的 β，控制半控整流器实现软开关与阻抗变换(即将 R_{e} 调节在 $R_{\mathrm{e\text{-}opt}}$)。同时，为保证接收端工作在谐振状态，辅助线圈获取发射线圈电流相位，电流互感器获取接收线圈电流，经过相位检测与谐振判定后，PI 控制器 3 生成接收端

MFCI 实时调控用 PWM 信号的移相角 d_s，从而动态调节 L_{vs}，实现接收端调谐。

同时，在发射端回路串入磁通可控电感，利用电流互感器采集发射线圈电流获取其相位信息，用于 PWM 环节，保证发射端磁通可控电感变压器两侧电流间的相位关系。接收端采集得到的输出电流和输出电压通过无线通信模块构建的实时通信传输到系统发射端，构建电流电压双闭环 PI 控制器实时调控移相角 d_p，通过 PWM 动态调节磁通可控电感 L_{vp}，实现恒流/恒压充电控制。

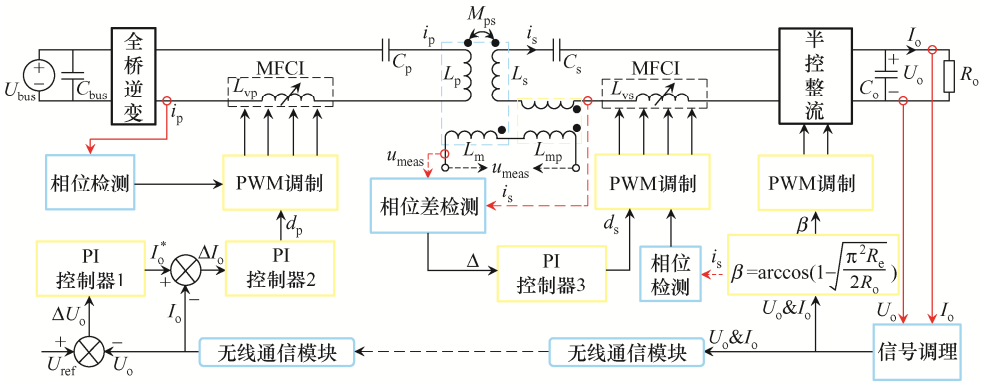


图 7　系统闭环控制框图

Fig. 7 System closed-loop control block diagram

3.2 仿真结果分析

采用 PLECS 软件搭建图 8 中的电路模型，主要包括系统主电路拓扑、系统损耗分析单元、效率分析单元、相位差检测单元、逆变器控制单元、充电控制单元、整流桥控制单元、2 套 MFCI 模块及系统闭环控制模块。

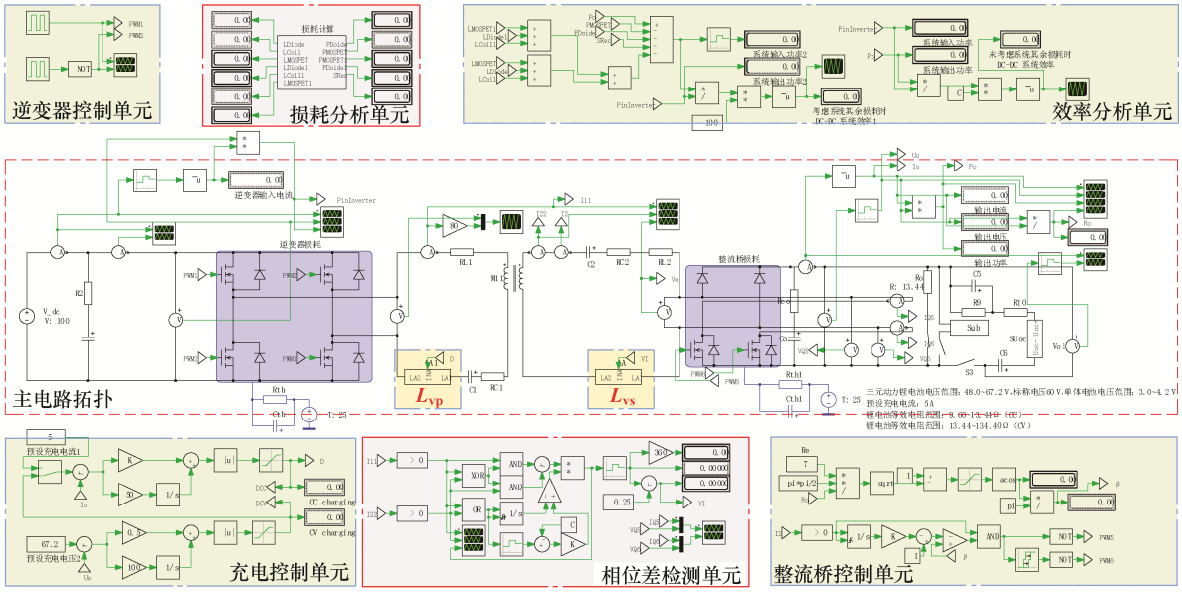
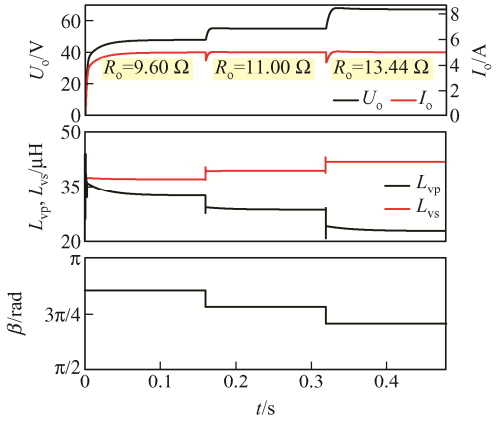


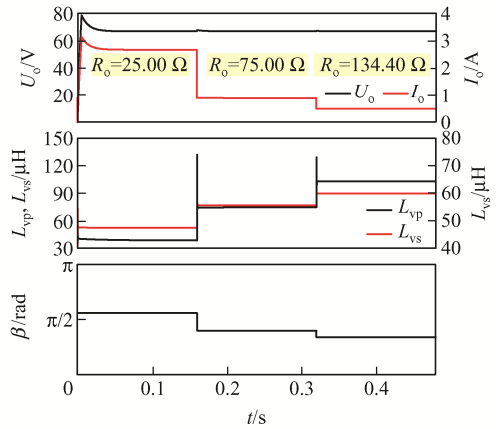
图 8　PLECS 电路仿真模型

Fig. 8 PLECS circuit simulation model

如图 9 所示，随着 R_o 的增大，动态调节 L_{vp}、L_{vs}、β 实现了最大系统效率下的恒流/恒压充电。同时，系统输出功率为 340 W 时，最大系统效率为 92.5%。



(a) 恒流充电



(b) 恒压充电

图 9 仿真波形

Fig. 9 Simulation waveforms

4 实验验证

4.1 实验装置

如图 10 所示，全桥逆变器采用 Wolfspeed 公司的 C2M0040120D，驱动芯片采用英飞凌公司的 1EDI60N12AF；电流互感器采用南京向上电子科技有限公司的 OPCT10ATL，整流二极管采用广东佑风微电子有限公司的肖特基二极管 MBR60200PT；采集输出电流的电流传感器为致同公司的 HCS-ES3.3，采集输出电压的电压传感器同为温州致同传感科技有限公司的 HVS-AS3.3；发射端和接收端控制器采用意法半导体公司的 STM32F405RGT6；无线通信模块采用 NRF24L01；直流电压源采用 KEYSIGHT 公司的 N8949、N8944A；模拟锂电池等效内阻变化采用 ITECH 公司的直流电子负载 IT8513C；测量线圈电感、电容参数采用深圳市驿生胜利科技有限公司的台式数字电桥 4092E；记录波形数据采用深圳市鼎阳科技股份有限公司的示波器 SDS2204X Plus。此外，构建双闭环 PI 控制器控制 L_{vp} 调节系统输出，一、二次侧控制算法实现了恒流/恒压充电。接收端通过充电信息及预设最佳电阻计算 β 控制整流器，并检测一、二次侧电流相位差闭环调节 L_{vs} 实现动态调谐，从而完成系统效率提升。

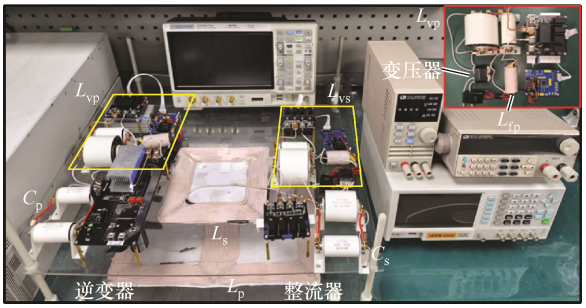
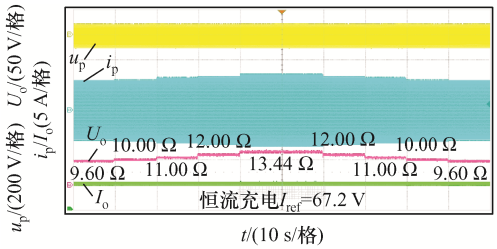


图 10 实验装置实物图

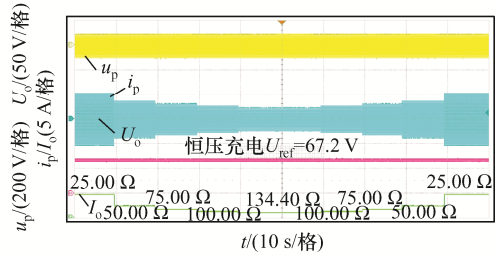
Fig. 10 Physical photograph of experimental setup

4.2 实验结果

如图 11 所示，负载 R_o 在 9.60~134.40 Ω 动态变化时，依据本文提出的控制策略所设计的闭环控制器实现了恒流充电(充电电流 I_{ref}=5 A)和恒压充电(充电电压 U_{ref}=67.2 V)。



(a) 恒流充电

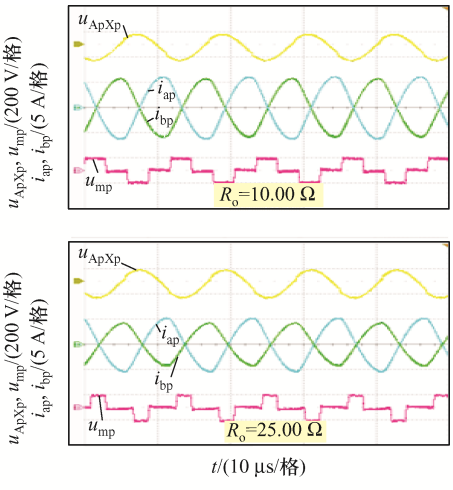


(b) 恒压充电

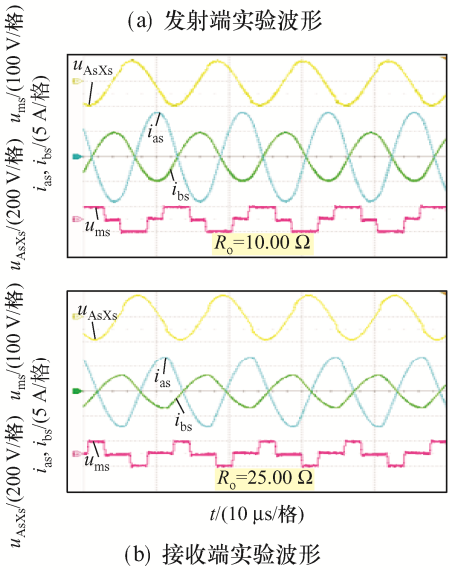
图 11 恒流/恒压的实验波形

Fig. 11 Experimental waveforms of CC/CV charging

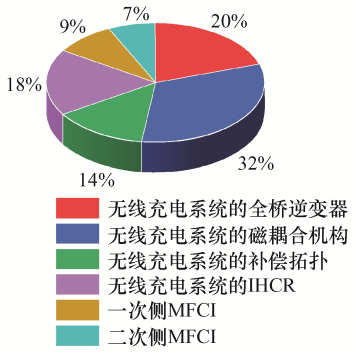
当 R_o=10.00 Ω 和 25.00 Ω 时，发射端和接收端 MFCI 的工作波形如图 12(a)和(b)所示。由图可知：发射端和接收端 MFCI 等效电感 L_{vp}、L_{vs} 动态变化适应接收端负载 R_o 的变化，实现恒流/恒压充电控制及接收端动态调谐。u_{mi} 超前 i_{bi} 相位 90°，i_{bi} 与 i_{ai} 反相。以 R_o=25.00 Ω 状态下发射端 MFCI 为例，计算出的 $L_{vp\text{-}cal}$=38.13 μH，实验测得的 $L_{vp\text{-}exp}$=37.94 μH，两者之间误差仅为 0.5%，证明了 MFCI 技术的合理性。如图 12(c)所示，虽然 MFCI 占据系统总功率损耗 16%，但是考虑到其实现了功率调控与效率提升 2 个功能，这些功率损耗处于可接受范围。后续工作中，将从硬件电路和控制策略角度出发，进一步研究 MFCI 的提效降损方法。



(a) 发射端实验波形



(b) 接收端实验波形



(c) 系统功率损耗分析

图 12　MFCI 的实验波形及系统功率损耗分析

Fig. 12 Experimental waveforms of the MCFI and system power loss analysis

5　结语

本文提出了基于 MFCI 与 IHCR 的无线充电系统能效提升方法，解决了无线充电系统在等效负载动态变化、参数漂移或配谐误差等因素影响下性能降低的问题。从恒流/恒压充电、系统效率提升及动态调谐角度出发，利用MFCI实现系统功率控制，采用接收端改进型半控整流提升系统效率并保证其谐振状态。本文首先分析了系统电路拓扑，推导了系统参数与充电电流/电压、系统效率之间的关系式，阐述了采用 MFCI 与 IHCR 提升系统能效的合理性。对 MFCI 和 IHCR 进行了建模，分析了其电路拓扑和工作原理。然后分析了闭环控制策略，采用 PLECS 软件验证了所提方法的可行性。最后搭建了系统实验平台，实验结果表明：负载在 9.60~134.40 Ω 范围内变化时，实现了恒流充电(5 A)和恒压充电(67.2 V)，最大系统效率达到了 91.8%。此外，本文所提方法同样适用于无线充电系统中的其他类型的补偿拓扑，如 LCC-S、LCC-LCC 等。

参考文献：

[1] 王展, 蓝鲲, 张金刚, 等. LCC-S 型箭地无线电能传输系统谐振网络参数优化方法[J]. 电源学报, 2025, 23(5): 197-206.

Wang Zhan, Lan Kun, Zhang Jingang, et al. Parameter optimization method for wireless power transfer system between rocket and ground with LCC-S-type resonant

network [J]. Journal of Power Supply, 2025, 23(5): 197-206. (in Chinese)

[2] 张鹏飞, 龚立娇, 马欣欣, 等. 具有可变增益恒压特性的双线圈无线电能传输系统补偿网络设计与分析[J]. 电工技术学报, 2024, 39(5): 1256-1269, 1283.
Zhang Pengfei, Gong Lijiao, Ma Xinxin, et al. Analysis and design of compensation network for two-coil wireless power transfer system with variable constant voltage gain characteristics [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(5): 1256-1269, 1283. (in Chinese)

[3] 苏君平, 邱椿, 张陈涛. 一种拓扑自动重构的恒压恒流无线充电系统[J]. 电源学报, 2025, 23(8): 226-234.
Su Junping, Qiu Chun, Zhang Chentao. Constant voltage and constant current wireless charging system with automatic reconstruction of topology [J]. Journal of Power Supply, 2025, 23(8): 226-234. (in Chinese)

[4] 陈伟华, 宋宇航, 闫孝姮, 等. 心脏起搏器无线电能传输 LCC-LCC 磁集成印刷螺旋线圈研究[J]. 电工技术学报, 2024, 39(17): 5289-5299.
Chen Weihua, Song Yuhang, Yan Xiaoheng, et al. Research on wireless power transmission for cardiac pacemakers using LCC-LCC magnetic integrated printed spiral coil [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(17): 5289-5299. (in Chinese)

[5] Zhong W X, Hui S Y R. Maximum energy efficiency tracking for wireless power transfer systems [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(7): 4025-4034.

[6] Li Hongchang, Wang Kangping, Fang Jingyang, et al. Pulse density modulated ZVS full-bridge converters for wireless power transfer systems [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(1): 369-377.

[7] Li Hongchang, Li Jie, Wang Kangping, et al. A maximum efficiency point tracking control scheme for wireless power transfer systems using magnetic resonant coupling [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(7): 3998-4008.

[8] Diekhans T, De Doncker R W. A dual-side controlled inductive power transfer system optimized for large coupling factor variations and partial load [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(11): 6320-6328.

[9] Fu Minfan, Ma Chengbin, Zhu Xinen. A cascaded Boost-Buck converter for high-efficiency wireless power transfer systems [J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2014, 10(3): 1972-1980.

[10] 孙跃, 王智慧, 戴欣, 等. 非接触电能传输系统的频率稳定性研究[J]. 电工技术学报, 2005, 20(11): 56-59.
Sun Yue, Wang Zhihui, Dai Xin, et al. Study of frequency stability of contactless power transmission system [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2005, 20(11): 56-59. (in Chinese)

[11] 杨民生, 王耀南, 欧阳红林, 等. 基于可控电抗器的无接触电能传输系统动态补偿[J]. 电工技术学报, 2009, 24(5): 183-189.
Yang Minsheng, Wang Yaonan, Ouyang Honglin, et al. Dynamic compensation of contact-less power transmission system based on controlled reactor [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2009, 24(5): 183-189. (in Chinese)

[12] Li Weihan, Wei Guo, Cui Chao, et al. A double-side self-tuning LCC/S system using a variable switched capacitor based on parameter recognition [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 68(4): 3069-3078.

[13] Zhang Hailong, Chen Yafei, Jo C H, et al. DC-link and switched capacitor control for varying coupling conditions in inductive power transfer system for unmanned aerial vehicles [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(5): 5108-5120.



周少聪

作者简介：

周少聪(1993—)，男，博士，工程师。研究方向：无线能量传输技术，继电保护技术。E-mail：hitzsc@foxmail.com。

俞小明(1982—)，男，硕士，工程师。研究方向：变电运检。E-mail：yuxm@js.sgcc.com.cn。

王骏(1978—)，男，本科，高级工程师。研究方向：变电运检。E-mail：wangjun.sz@js.sgcc.com.cn。

殷伟(1974—)，男，本科，高级工程师。研究方向：电力系统。E-mail：yw_sz@js.sgcc.com.cn。

李振杰(1988—)，男，中国电源学会会员，通信作者，博士，副教授。研究方向：多场景无线电能传输技术及其应用。E-mail：lizhenjie0725@nefu.edu.cn。

(责任编辑：孙美菊)