

基于 PSO-LADRC 的 LCC-S 型无线电能传输系统副边 Buck 变换器控制研究

金宇航¹, 颜建虎^{1*}, 李唯一¹, 王明玉²

(1. 南京理工大学 自动化学院, 江苏 南京 210094;

2. 南京理工大学 新能源学院, 江苏 南京 210094)

Control of Secondary-Side Buck Converter in LCC-S Wireless Power Transfer System Based on PSO-LADRC

Jin Yuhang¹, Yan Jianhu^{1*}, Li Weiyi¹, Wang Mingyu²

(1. School of Automation, Nanjing University of Science and Technology, Nanjing 210094, China;

2. School of New Energy, Nanjing University of Science and Technology, Nanjing 210094, China)

Abstract: [Objective] To address the application requirements of unidirectional wireless power transfer (WPT) systems—including simplified receiver-side structure, cost-effective implementation, reliable operation, and fast load-side voltage stabilization—this study targets the decline in output stability of LCC-S WPT systems under coil misalignment, load variations, and rectifier-side input disturbances. A particle swarm optimization-based linear active disturbance rejection control (PSO-LADRC) strategy is proposed to enhance dynamic and anti-disturbance performance. [Methods] Based on the transmission characteristics of the LCC-S WPT system, a small-signal model of the secondary-side Buck converter was established. A secondary-side closed-loop controller comprising a linear extended state observer and a linear state error feedback law was constructed to realize the online estimation and compensation of the total disturbance. Furthermore, a multi-performance index objective function was formulated, and PSO was employed to optimize the key parameters of LADRC, thereby enhancing the overall control performance of the system. [Results] Experiments indicated that the output voltage was stabilized around 20 V under coil misalignments of 0, 2 cm, and 5 cm. When the reference voltage was stepped from 20 V to 15 V, the settling time of PSO-LADRC was 2 ms, which was only one-third of that of conventional LADRC. During the load step change from 15 Ω to 30 Ω , the settling time was reduced from 1.0 ms to 0.8 ms, and the

overshoot was decreased from 2.2% to 1.9%. [Conclusion] The proposed PSO-LADRC strategy in this paper effectively addresses the issues of output voltage fluctuation and poor robustness in the secondary-side Buck converter of the LCC-S WPT system, providing technical support for the engineering application of high-performance WPT systems.

Key words: wireless power transfer; LCC-S; particle swarm optimization-based linear active disturbance rejection control; Buck converter

摘 要: 【目的】面向单向供电型无线电能传输(WPT)系统对接收端结构简化、低成本实现、高可靠运行及负载侧快速稳压的应用需求,本文针对 LCC-S 型 WPT 系统在线圈偏移、负载变化及整流侧输入扰动条件下副边输出稳定性下降的问题,提出粒子群优化线性自抗扰控制(PSO-LADRC)策略,以改善系统动态与抗扰性能。【方法】本文基于 LCC-S 型 WPT 系统传输特性,建立副边 Buck 变换器小信号模型,构建包含线性扩张状态观测器和线性状态误差反馈控制律的副边闭环控制器,实现总扰动的在线估计与补偿;通过构建多性能指标目标函数,采用 PSO 优化 LADRC 关键参数,提升系统综合控制性能。【结果】试验表明,在 0、2 cm 和 5 cm 线圈偏移下,输出电压均可稳定在 20 V 附近;参考电压由 20 V 突变至 15 V 时,PSO-LADRC 调节时间为 2 ms,仅为传统 LADRC 的 1/3;负载由 15 Ω 切换至 30 Ω 时,调节时间由 1.0 ms 缩短至 0.8 ms,超调量由 2.2%降低至 1.9%。【结论】本文提出的 PSO-LADRC 策略有效解决了 LCC-S 型 WPT 系统副边 Buck 变换器输出电压波动、鲁棒性较差的问题,为高性能 WPT 系统的工程应用提供了技术支撑。

关键词: 无线电能传输;LCC-S 型;粒子群优化线性自抗

基金项目: 国家自然科学基金(52302454)

National Natural Science Foundation of China (52302454)

扰控制; Buck 变换器

0 引言

磁耦合谐振式无线电能传输技术 (Wireless Power Transfer, WPT) 具有非接触供电、电气隔离性好、结构灵活和环境适应能力强等优点, 近年来在移动机器人、旋转执行机构、机器人关节供电及其他布线受限场景中受到广泛关注^[1-3]。对于这类应用对象, WPT 接收端不仅需要完成能量接收, 还需要为后级驱动器和控制单元提供稳定可控的直流电压。LCC-S 补偿拓扑具有较好的传输性能和工程应用价值, 但在实际运行中, 受线圈偏移、负载变化及整流侧输入扰动等因素影响, 系统输出易出现电压波动, 仅依靠谐振补偿网络和整流环节难以保证负载侧电压稳定^[4-8]。同时, 副边整流后级采用 Buck 变换器为 WPT 系统提供了一种低成本的解决方案, 可以实现输出功率的精准控制以及系统阻抗匹配^[9-10]。因此, 开展低成本的 LCC-S 型 WPT 系统副边 Buck 变换器高性能闭环控制研究, 提高其动态响应、抗扰能力及运行可靠性具有重要的意义。

为改善 WPT 系统在参数摄动和复杂工况下的输出性能, 国内外学者开展了大量研究, 现有方法主要可分为三类。第一类是通过优化磁耦合机构、补偿网络参数、系统拓扑或效率工作点, 提高系统对互感变化和谐振失配的适应能力^[11-14]。该类方法能够在一定程度上改善系统固有传输特性, 但通常依赖特定拓扑结构和参数匹配关系, 当线圈偏移、负载范围或运行状态发生较大变化时, 输出调节范围和工程适应性仍受到限制。第二类是通过原边控制或双边协同控制实现输出调节, 例如调节逆变器开关频率、移相角、脉冲密度或采用混合调制策略等^[15-17]。此类方法能够从能量传输源头改善系统输出性能, 但精确闭环控制往往需要获取接收端电压、电流等信息, 可能引入原副边通信、控制同步及实现复杂度等问题。相比之下, 副边控制能够直接作用于负载侧输出, 通常无需额外通信链路, 具有调节直接、实现简单和工程应用性较强等优点, 因此成为 WPT 系统输出控制的重要研究方向。

围绕 WPT 系统接收端输出调节与副边闭环

控制问题, 已有研究从模型预测控制 (Model Predictive Control, MPC)、自抗扰控制 (Active Disturbance Rejection Control, ADRC) 以及效率优化控制等方面开展了研究。文献[18]将改进有限控制集 MPC 与扰动观察法相结合, 提升 WPT 系统的动态性能和效率优化能力, 但需要准确的系统模型和较强的在线计算能力。文献[19]针对动态 WPT 系统提出采用 MPC 方法改善动态工况下的输出电压调节性能, 但该方法需要引入闭环辨识过程, 控制结构相对复杂。文献[20]面向 LCC-S 补偿 WPT 系统提出离散邻域搜索的多目标优化方法, 实现了输出误差最小、效率最高与零电压开关的协同优化, 但其需同时整定多目标权重并在离散邻域内迭代寻优, 算法流程与参数调试相对繁琐。文献[21-22]将 ADRC 应用于 WPT 系统恒压输出、最大效率跟踪和 LCC-LCC 补偿网络控制中, 通过扰动观测与补偿提升了系统在参数变化和外部扰动条件下的鲁棒性, 但其控制器带宽、观测器带宽及控制增益等关键参数仍主要依赖经验整定。总体来看, 现有方法能够在一定程度上提高 WPT 系统输出调节能力和运行效率, 但仍存在控制结构复杂、模型或辨识依赖较强、在线计算量较大以及控制参数整定依赖经验等问题, 因此需要进一步研究兼顾结构简洁性、动态响应速度和抗扰性能的副边闭环控制方法。

基于粒子群优化线性自抗扰控制 (Particle Swarm Optimization-based Linear Active Disturbance Rejection Control, PSO-LADRC) 方法可为解决上述问题提供新的思路。在所设计的 LCC-S 系统副边二阶 LADRC 结构基础上, 引入 PSO 对控制器参数进行离线寻优, 以此提升线性扩张状态观测器 (Linear Extended State Observer, LESO) 对总扰动的估计精度, 优化线性状态误差反馈 (Linear State Error Feedback, LSEF) 控制律的补偿效果, 从而改善副边 Buck 在输入波动、线圈偏移和负载变化条件下的动态响应。相比传统经验整定方式, PSO 优化后的控制器, 可提升系统响应速度与抗扰能力, 并抑制噪声和振荡。

基于此, 本文针对 LCC-S 型 WPT 系统在线圈偏移、负载变化及整流侧输入扰动条件下副边输出电压稳定性下降的问题, 以副边 Buck 变换器为控制对象, 引入 PSO-LADRC 方法。首先基于系

统输出特性建立副边 Buck 变换器小信号模型,并将其等效为二阶系统;其次,构建包含 LESO 和 LSEF 控制律的 LADRC 恒压控制器,实现系统状态和总扰动的在线估计与补偿;最后采用 PSO 离线优化关键控制参数。试验结果表明,所提出的 PSO-LADRC 方法能够实现副边输出电压的快速稳定调节,具有较好的鲁棒性和工程应用价值。

1 WPT 系统电路结构与特性分析

1.1 WPT 系统结构

针对单向供电型 WPT 应用中接收端结构简单、运行可靠及负载侧快速稳压的需求,本文研究的 LCC-S 型 WPT 系统由原边电路、副边电路及后级 Buck 电路构成,如图 1 所示。原边电路包括直流电源、全桥高频逆变器、LCC 补偿网络和发射线圈,用于产生高频谐振激励并向耦合线圈传输能量;副边电路包括接收线圈、串联补偿网络和不控全桥整流电路,用于接收高频能量并完成交直流变换,再由 Buck 电路进行调压,为接收端负载提供稳定电压。

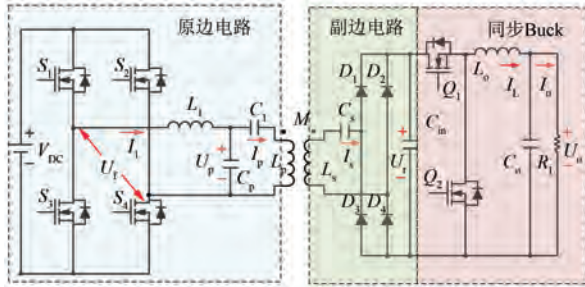


图 1 LCC-S 型 WPT 系统结构图

Fig. 1 Structural diagram of LCC-S WPT system

图 1 中, $S_1 \sim S_4$ 为原边全桥逆变器功率开关管; L_1 为原边串联补偿电感; C_1 为原边串联补偿电容; C_p 为原边并联补偿电容; U_p 为 C_p 两端的电压; U_f 为输入激励电压; I_1 为原边逆变输出侧输入电流; L_p 为发射线圈自感; I_p 为发射线圈电流; L_s 为接收线圈自感; C_s 为副边串联补偿电容; I_s 为副边谐振支路电流; M 为原副边线圈之间的互感; $D_1 \sim D_4$ 为副边不可控全桥整流二极管; C_{in} 为整流输出侧滤波电容; U_r 为整流桥输出电压; Q_1, Q_2 为 Buck 变换器功率开关管; L_o 为 Buck 变换器输出滤波电感; I_L 为流经 L_o 的电流; I_o 为 Buck 变换器输出电流; C_o 为输出滤波电容; R_L 为

负载电阻; U_o 为负载两端输出电压。

1.2 LCC-S 输出特性与副边受控对象分析

为揭示谐振网络与副边调压单元之间的耦合关系,采用基波等效法对图 1 所示系统进行分析。假设系统工作频率接近设计谐振点 ω_1 , 并忽略开关器件压降、线圈寄生电阻及磁芯损耗等非理想因素。为使原边 LCC 补偿网络和副边串联补偿网络均处于谐振状态,系统参数应满足式(1):

$$\begin{cases} \omega_1 L_1 = \frac{1}{\omega_1 C_p} \\ \omega_1 L_p - \frac{1}{\omega_1 C_1} = \omega_1 L_1 \\ \omega_1 L_s = \frac{1}{\omega_1 C_s} \end{cases} \quad (1)$$

在满足式(1)所示谐振条件时,系统无功功率占比降低,原边输入阻抗近似呈阻性,设 Buck 变换器占空比为 D , 则副边交流侧等效负载记为 R_{eq} , 如式(2)所示:

$$R_{eq} = \frac{8}{\pi^2} \cdot \frac{R_L}{D^2} \quad (2)$$

式(2)表明,占空比 D 会反向影响副边谐振支路等效负载的变化。

在谐振点附近,原边 LCC 补偿网络可使发射线圈电流近似仅由激励电压与补偿电感 L_1 决定,则发射线圈电流为

$$I_p = \frac{U_f}{\omega_1 L_1} \quad (3)$$

由耦合关系可知,副边谐振支路电流为

$$I_s = \frac{\omega_1 M}{R_{eq}} I_p \quad (4)$$

进一步考虑 Buck 变换器的降压作用,负载端稳态输出电压、输出电流为

$$\begin{cases} U_o = D U_r = \frac{8}{\pi^2} \cdot D \cdot \frac{M}{L_1} U_f \\ I_o = \frac{U_o}{R_L} = \frac{8}{\pi^2} \cdot \frac{DM}{L_1 R_L} U_f \end{cases} \quad (5)$$

由式(5)可知,输出电压与互感 M 、输入激励 U_f 、占空比 D 以及负载 R_L 有关。当无线充电过程中线圈偏移、气隙变化或负载变化时, M 与 R_L 将发生波动,从而造成输出电压、电流偏离给定值。因此仅依靠开环谐振补偿难以保证负载侧稳定输出,有必要在副边引入闭环控制环节。

假设 Buck 变换器工作于连续导通模式, 则其平均状态方程可表示为

$$\begin{cases} L_o \frac{dI_L}{dt} = Du_r(t) - u_o(t) \\ C_o \frac{du_o}{dt} = i_L(t) - \frac{u_o(t)}{R_L} \end{cases} \quad (6)$$

在稳态工作点附近引入小信号扰动量, 则:

$$\begin{cases} D = D_0 + \hat{D}(t) \\ u_r(t) = U_R + \hat{u}_r(t) \\ u_o(t) = U_o + \hat{u}_o(t) \\ i_L(t) = I_L + \hat{i}_L(t) \end{cases} \quad (7)$$

式中: $u_r(t)$ 、 $u_o(t)$ 和 $i_L(t)$ 分别为 Buck 变换器输入电压、输出电压和滤波电感电流的平均时变量; U_R 、 U_o 和 I_L 分别为相应变量的稳态值; $\hat{u}_r(t)$ 、 $\hat{u}_o(t)$ 和 $\hat{i}_L(t)$ 分别为相应的小信号扰动量; D 、 D_0 和 $\hat{D}(t)$ 分别为占空比、稳态占空比和占空比小信号扰动量。

将式(7)代入式(6), 忽略二阶小信号量并进行拉普拉斯变换, 占空比到输出电压的传递函数、输入电压到输出电压的传递函数分别为

$$\begin{cases} G_{ud}(s) = \frac{\tilde{u}_o(s)}{\tilde{D}(s)} = \frac{U_R}{L_o C_o s^2 + \frac{L_o}{R_L} s + 1} \\ G_{ur}(s) = \frac{\tilde{u}_o(s)}{\tilde{u}_r(s)} = \frac{D_0}{L_o C_o s^2 + \frac{L_o}{R_L} s + 1} \end{cases} \quad (8)$$

由式(7)和式(8)可知, 副边 Buck 变换器输出电压同时受占空比扰动、整流侧输入电压波动及负载变化影响, 可等效为含输入扰动、负载扰动和参数摄动的二阶系统。因此, 后续采用 LADRC 将线圈偏移、输入电压波动和负载变化等不确定因素统一视为总扰动, 并通过 LESO 进行估计与补偿, 以提升系统恒压控制性能。

2 副边 Buck 变换器 LADRC 设计

根据前文 LCC-S 补偿网络副边同步 Buck 电路的等效建模结果, 在恒压工作阶段, 副边输出电压环可在工作点附近统一描述为一个二阶不确定系统, 即:

$$\dot{y} = b_0 D + f(t) \quad (9)$$

式中: y 为副边输出电压; b_0 为对象的控制增益;

$f(t)$ 为系统总扰动。

本文采用带宽参数化形式的 LADRC 作为副边 Buck 的基础控制器。为实现对副边输出电压状态及总扰动的实时估计, 引入三阶 LESO。令系统扩张状态变量分别为输出电压、输出电压变化率及总扰动估计量, 则 LESO 可设计为

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = z_2 - \beta_1(z_1 - y_o) \\ \dot{z}_2 = z_3 - \beta_2(z_1 - y_o) + b_0 D \\ \dot{z}_3 = -\beta_3(z_1 - y_o) \end{cases} \quad (10)$$

式中: z_1 为输出电压 y_o 的估计值; z_2 为输出电压变化率的估计值; z_3 为系统总扰动 $f(t)$ 的估计值; β_1 、 β_2 和 β_3 为观测器增益。

由三阶 LESO 和 LSEF 构成的副边 Buck 变换器 LADRC 结构如图 2 所示。图中, y_{ref} 为参考输出; v_0 为 LSEF 的输出。

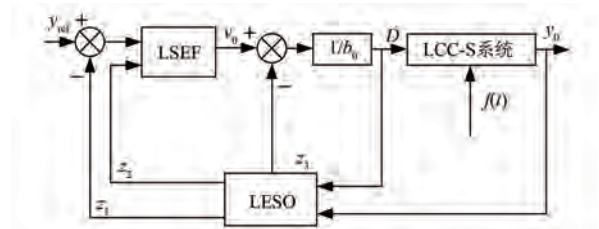


图 2 LCC-S 型 WPT 系统 LADRC 框图

Fig. 2 Block diagram of LADRC for LCC-S WPT system

2.1 LESO 带宽的影响

为分析 LESO 的收敛特性, 定义观测误差为

$$\begin{cases} e_1 = z_1 - y_o \\ e_2 = z_2 - \dot{y}_o \\ e_3 = z_3 - f(t) \end{cases} \quad (11)$$

由于系统扰动通常在有限时间内连续变化, 可认为总扰动变化率有界。在扰动缓变条件下, 可近似取 $\dot{f}(t) \approx 0$, 从而得到观测误差动态方程为

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = -\beta_1 e_1 + e_2 \\ \dot{e}_2 = -\beta_2 e_1 + e_3 \\ \dot{e}_3 = -\beta_3 e_1 \end{cases} \quad (12)$$

其特征多项式为

$$p(s) = s^3 + \beta_1 s^2 + \beta_2 s + \beta_3 \quad (13)$$

为保证观测器快速稳定收敛, 采用带宽法进行极点配置, 将 LESO 的三个极点统一配置在 $-\omega_0$ 处, 则有:

$$p(s) = s^3 + 3\omega_0 s^2 + 3\omega_0^2 s + \omega_0^3 \quad (14)$$

式中: ω_0 为 LESO 带宽。

由此,可得观测器增益为

$$\begin{cases} \beta_1 = 3\omega_0 \\ \beta_2 = 3\omega_0^2 \\ \beta_3 = \omega_0^3 \end{cases} \quad (15)$$

由式(15)可知,LESO 的全部参数最终可归结为单一参数 ω_0 。当 ω_0 增大时,观测器对状态变量和总扰动的估计速度加快;但若 ω_0 取值过大,则会放大测量噪声并可能导致系统振荡。因此, ω_0 需要在扰动估计速度与系统抗噪能力之间进行折中选取。对于本文的 LCC-S 副边 Buck 控制对象,LESO 的作用在于对输出电压状态和总扰动进行在线重构。这样即使在线圈互感变化、整流电压波动或负载扰动存在的情况下,也能够通过 z_3 对等效总扰动进行实时补偿,为后续控制律设计提供状态支撑。

2.2 LSEF 设计

在 LADRC 控制器中,LSEF 用于根据参考输入与系统估计状态之间的偏差构造控制量。采用 LSEF 形式可得中间控制量,如式(16)所示:

$$v_0 = k_p(y_{\text{ref}} - z_1) - k_d z_2 \quad (16)$$

式中: k_p 、 k_d 分别为比例反馈增益、微分反馈增益。

为补偿系统总扰动,将 LESO 估计得到的总扰动 z_3 引入控制律,则最终占空比控制量为

$$D = \frac{k_p(y_{\text{ref}} - z_1) - k_d z_2 - z_3}{b_0} \quad (17)$$

假设观测器能够较准确地估计出系统状态及总扰动,即 $z_1 \approx y_o$ 、 $z_2 \approx \dot{y}_o$ 、 $z_3 \approx f(t)$,则闭环系统可近似化为

$$\ddot{y}_o + k_d \dot{y}_o + k_p y_o = k_p y_{\text{ref}} \quad (18)$$

对式(18)进行拉普拉斯变换,参考输入到输出电压的闭环传递函数可表示为

$$\frac{Y_o(s)}{Y_{\text{ref}}(s)} = \frac{k_p}{s^2 + k_d s + k_p} \quad (19)$$

为了使闭环系统具备理想二阶响应特性,采用带宽参数化方法将闭环极点统一配置在 $-\omega_c$ 处,由此得到其增益为

$$\begin{cases} k_p = \omega_c^2 \\ k_d = 2\omega_c \end{cases} \quad (20)$$

式中: ω_c 为控制器带宽。

由式(20)可知,LSEF 的参数可由单一参数

ω_c 唯一确定。后续将结合 PSO 对 ω_c 、 ω_0 和 b_0 进行优化,以提升副边 Buck 变换器的恒压控制性能。

3 基于 PSO 的 LADRC 参数优化

3.1 PSO 算法

针对 LCC-S 系统副边 Buck 变换器构建的二阶 LADRC 控制器,LESO 带宽 ω_0 、LSEF 带宽 ω_c 以及控制增益 b_0 是决定控制性能的关键参数。其中, ω_0 影响总扰动估计速度与抗噪能力; ω_c 决定闭环响应速度和阻尼特性; b_0 反映输入通道的增益匹配程度。若仅依赖经验法或反复试凑法进行整定,不仅参数调整效率较低,而且难以在响应速度、超调量、稳态误差以及抗扰性能之间取得最优折中。采用 PSO 算法,每一个粒子都代表待优化问题的一个候选解,粒子在搜索空间中根据自身历史最优位置和群体全局最优位置不断更新速度与位置,经过多次迭代后逐渐逼近最优解。

针对本文所建立的 LCC-S 系统副边 Buck 二阶 LADRC 结构,定义第 i 个粒子在第 k 次迭代时的位置向量为

$$\mathbf{x}_i^k = [\omega_0^k, \omega_c^k, b_0^k] \quad (21)$$

对应的速度向量为

$$\mathbf{v}_i^k = [v_{\omega_0}^k, v_{\omega_c}^k, v_{b_0}^k] \quad (22)$$

则粒子的速度与位置更新表达式为

$$\begin{cases} v_{ij}^{k+1} = s v_{ij}^k + c_1 r_1 (p_{ij}^k - x_{ij}^k) + c_2 r_2 (g_j^k - x_{ij}^k) \\ x_{ij}^{k+1} = x_{ij}^k + v_{ij}^{k+1} \end{cases} \quad (23)$$

式中: x_{ij}^k 、 v_{ij}^k 分别为第 i 个粒子第 j 维参数在第 k 次迭代时的位置、速度; p_{ij}^k 为粒子的个体历史最优位置; g_j^k 为当前粒子群的全局最优位置; r_1 和 r_2 为 $[0, 1]$ 区间内的随机数; s 为惯性权重; c_1 、 c_2 分别为个体学习因子、群体学习因子。

在参数优化问题中,每个粒子对应一组候选 LADRC 参数 $[\omega_0, \omega_c, b_0]$ 。对任一粒子,将其参数代入第二节建立的二阶 LADRC 控制器,便可得到对应的一组 LESO 和 LSEF 参数,即: $\beta_1 = 3\omega_0$ 、 $\beta_2 = 3\omega_0^2$ 、 $\beta_3 = \omega_0^3$ 、 $k_p = \omega_c^2$ 、 $k_d = 2\omega_c$ 。将 PSO 算法作为 LADRC 参数离线整定方法,即先在仿真模型中搜索最优参数组合,再将优化后的参数用于实际控制过程。运行过程中,LADRC 采

用固定优化参数完成状态观测、扰动补偿和占空比调节。

3.2 适应度函数构造与参数寻优流程

在 PSO-LADRC 控制系统中, 时间乘绝对误差积分 (Integral of Time-weighted Absolute Error, ITAE) 准则能够同时兼顾系统的快速性与后期误差抑制, 因此常被选作适应度函数核心指标; 同时, 为满足 LADRC 带宽设计要求, 还可引入罚函数来约束 ω_c 与 ω_0 的相对关系。

本文以 ITAE 准则作为适应度函数的核心指标, 定义输出误差为

$$e(t) = y_{\text{ref}}(t) - y_o(t) \quad (24)$$

为兼顾系统的动态响应速度、过渡过程平稳性和稳态控制精度, 本文以 ITAE 作为基础性评价指标, 使优化过程更加关注响应后期误差的衰减效果。在此基础上, 进一步引入超调量和稳态误差惩罚项, 以避免控制参数过于追求快速性而导致输出电压波动增大或稳态偏差增加。由此构建 PSO-LADRC 参数寻优的综合适应度函数为

$$J = \alpha \int_0^T |e(t)| dt + \beta e_{\text{max}} + \gamma e_{\text{ss}} + \delta P \quad (25)$$

式中: e_{max} 为动态过程中输出电压相对参考值的最大偏差; e_{ss} 为稳态平均绝对误差; α 、 β 、 γ 和 δ 为各项指标的权重系数; P 为参数约束罚函数, 如式 (26) 所示:

$$P = \begin{cases} 1, & \omega_c > \omega_0 \\ 0, & \omega_c \leq \omega_0 \end{cases} \quad (26)$$

PSO-LADRC 参数寻优流程如图 3 所示。首先基于带宽法设定 ω_0 、 ω_c 和 b_0 的搜索范围, 并初始化粒子群; 随后将各组参数导入 Matlab/Simulink 中的副边 Buck 闭环模型, 依据输出响应计算适应度, 并通过个体最优和全局最优迭代获得最优参数。最终由寻优结果分别确定 LESO 与 LSEF 参数, 构建如图 4 所示的 PSO-LADRC 控制结构。

4 仿真和试验分析

4.1 参数选取

为验证所提出 PSO-LADRC 控制策略的有效性, 本文搭建了如图 5 所示的试验平台, 并设置传统 LADRC 控制器作为对比。试验平台由原边高

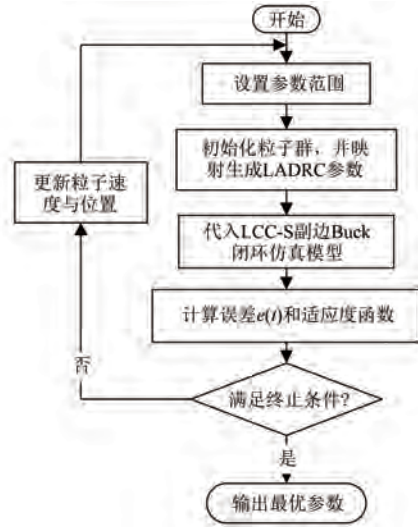


图 3 PSO-LADRC 参数寻优流程图

Fig. 3 Flowchart for PSO-LADRC parameter optimization

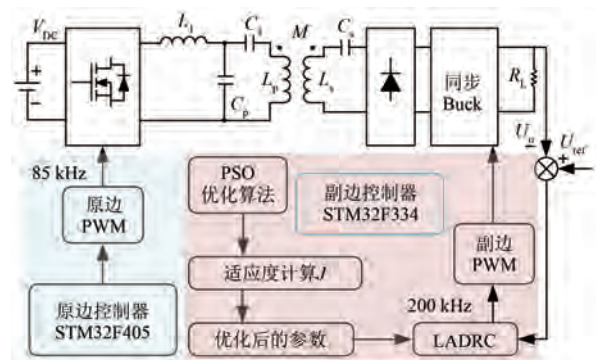


图 4 PSO-LADRC 控制结构框图

Fig. 4 Block diagram of PSO-LADRC control structure

频逆变电路、补偿网络、耦合线圈、不控整流、副边 Buck 变换器及电子负载组成。其中, 原边控制器采用 STM32F405, 用于产生原边高频逆变驱动信号; 副边控制器采用 STM32F334, 用于完成副边 Buck 变换器输出电压采样、控制算法运算及脉宽调制 (Pulse Width Modulation, PWM) 占空比更新。

将表 1 参数代入建立的 Buck 小信号模型, 取 b_0 的初始值为 4.545×10^9 。根据带宽法, 电压环控制带宽 ω_c 的初始值取开关频率的 1/100, 即 2 kHz, 换算为角频率后, ω_c 初始值取 12 560 rad/s; 观测器带宽 ω_0 一般取控制带宽的 3~5 倍, 本文取其初始值为控制带宽的 5 倍, 因此 ω_0 初始值取 62 800 rad/s。在初始整定参数的基础上, 引入离线 PSO 算法对 ω_c 、 ω_0 和 b_0 进行联合优化。为便于统一搜索, 定义归一化优化因子

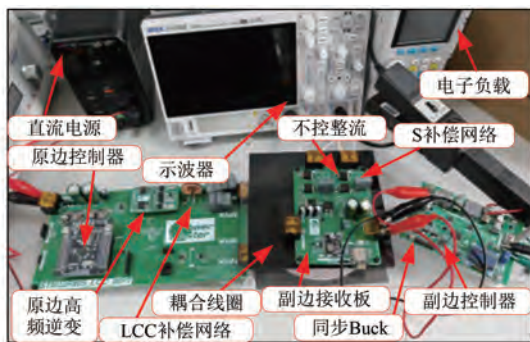


图5 试验平台

Fig. 5 Experimental platform

表1 LCC-S-Buck 控制系统参数

Tab. 1 LCC-S-Buck control system parameters

参数名称	参数值
系统输入电压/V	30
逆变频率/kHz	85
原边线圈电感/ μH	51.2
副边线圈电感/ μH	50.8
原边谐振电感/ μH	12.5
原边串联谐振电容/nF	93
原边并联谐振电容/nF	280
副边串联谐振电容/nF	70
气隙间隙/cm	6
输出电压/V	20
输出电感/ μH	22
输出电容/ μF	300
副边开关频率/kHz	200

K_{ω_c} 、 K_{ω_0} 和 K_{b_0} , 并建立如下关系: $\omega_c = 1.047 \times 10^4 K_{\omega_c}$, $\omega_0 = 4.189 \times 10^4 K_{\omega_0}$, $b_0 = 4.55 \times 10^9 K_{b_0}$ 。PSO 算法参数设置如下: 粒子群规模取 30; 优化维数为 3; 最大迭代次数设为 100; 惯性权重初值取 0.72, 并采用递减更新策略; 学习因子 c_1 与 c_2 均取 1.6。为使粒子能够在初始整定值附近进行有效搜索, 同时避免搜索空间过大影响收敛速度, 各优化因子的搜索范围分别设定为: $K_{\omega_c} \in [0.3, 20]$ 、 $K_{\omega_0} \in [0.5, 10]$ 、 $K_{b_0} \in [0.2, 8]$ 。最优适应度值在 PSO 算法中的收敛变化过程如图 6 所示, 各参数优化因子的迭代变化如图 7 所示。

为验证所提出 PSO-LADRC 控制策略在电压外环中的可行性与有效性, 本文设置 LADRC 作为参考对比组, 并在相同系统参数和运行工况下开展仿真分析。其中, LADRC 控制器参数依据带宽法

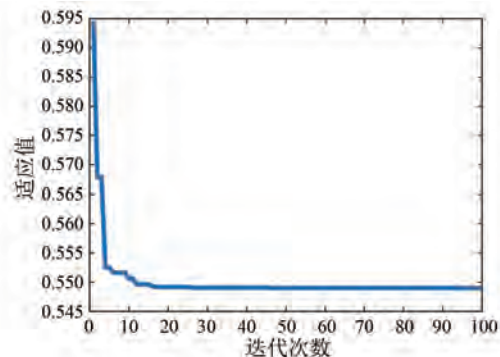


图6 适应度函数迭代过程

Fig. 6 Iteration process of the fitness function

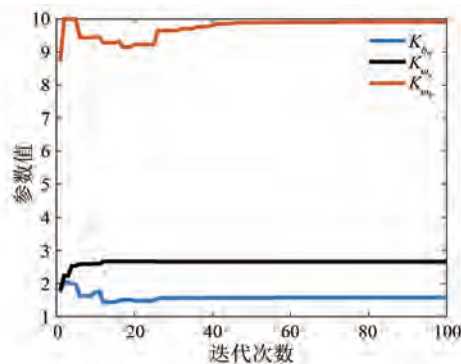


图7 优化因子迭代过程

Fig. 7 Iteration process of optimization factors

进行初始整定作为对照组, PSO-LADRC 则在此基础上引入离线 PSO 优化算法对控制带宽、观测器带宽以及控制增益进行联合优化。各控制器参数如表 2 所示。

4.2 线圈偏移下的稳态性能验证

为验证 PSO-LADRC 控制策略在线圈偏移工况下的稳压性能, 设置输出参考电压为 20 V、负载电阻为 10 Ω , 使副边 Buck 变换器工作于恒压闭环模式。在原副边线圈对准基础上, 分别施加 0、2 cm 和 5 cm 横向偏移, 并记录系统稳态波形, 如图 8 所示。由图 8 可知, 不同偏移距离下, 高频逆变器输出电压 U_i 波形及幅值基本保持一致, 说明原边激励状态稳定; 随着偏移距离增大, 互感减小, 谐振支路电流 I_p 有所增大, 以维持系统能量传输。尽管前级耦合状态发生变化, PSO-LADRC 控制下的输出电压仍能稳定在 20 V 附近, 未出现明显稳态偏差, 表明该控制策略能够有效抑制线圈偏移引起的输入侧扰动和参数变化影响, 保证负载侧电压的稳定输出, 具有较好的耦合变化适应能力。

表 2 各控制系统参数

Tab.2 Parameters of each control system

控制策略	参数名称	参数值
LADRC	$\omega_c/(\text{rad}\cdot\text{s}^{-1})$	12 560
	$\omega_0/(\text{rad}\cdot\text{s}^{-1})$	62 800
	b_0	4.545×10^9
	$\omega_c/(\text{rad}\cdot\text{s}^{-1})$	33 480
PSO-LADRC	$\omega_0/(\text{rad}\cdot\text{s}^{-1})$	622 771
	b_0	7.14×10^9

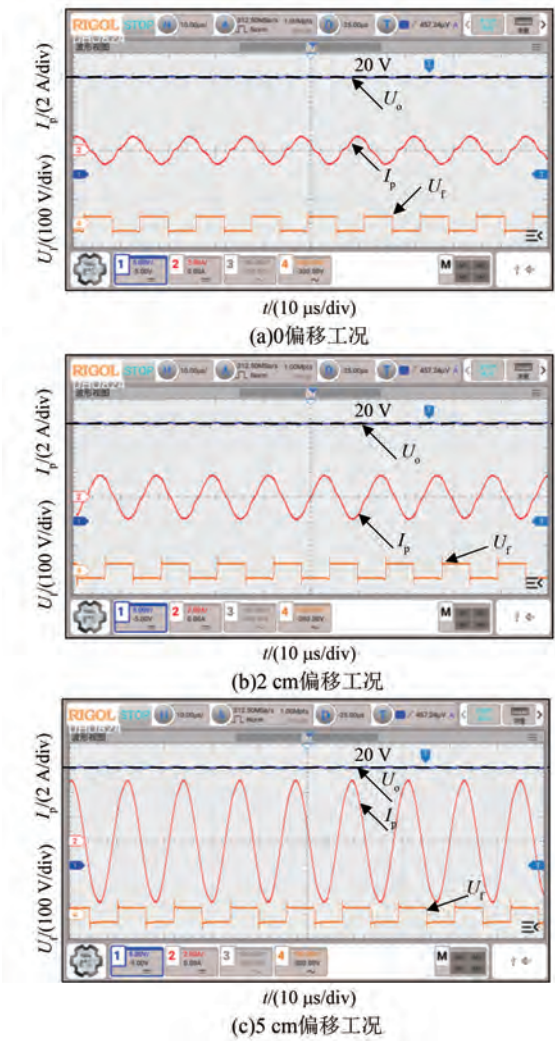


图 8 线圈偏移下的稳态性能测试结果

Fig. 8 Steady-state performance test results under coil misalignment

4.3 参考电压突变系统恒压控制试验

设置负载为 20 Ω, 输出参考电压由 20 V 阶跃至 15 V, 以验证 LADRC 与 PSO-LADRC 控制策略的参考跟踪性能, 试验波形如图 9 所示。相比传统 LADRC, PSO-LADRC 在参考电压突变后响

应速度更快, 仅 2 ms 输出电压即可稳定至 15 V 附近, 调节时间仅为 LADRC 的 1/3。同时, PSO-LADRC 可加快电感电流调节速度, 表明优化后的参数配置更为合理, 系统参考跟踪与动态性能显著提升。

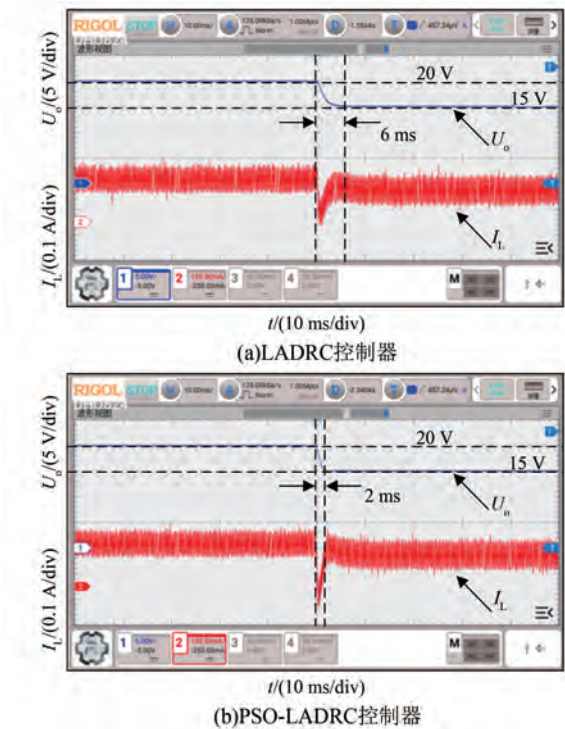


图 9 不同控制器下的输出参考电压跟踪波形

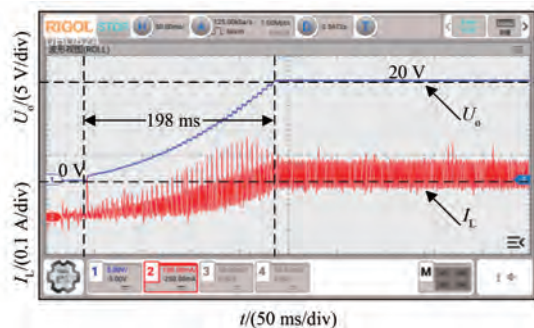
Fig. 9 Output reference voltage tracking waveforms under different controllers

4.4 系统启动动态性能试验

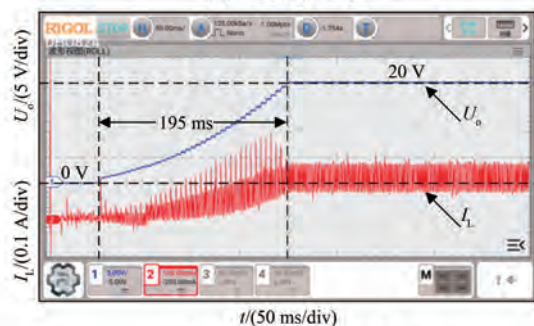
设定系统参考电压为 20 V, 负载电阻取值 20 Ω, 系统启动阶段波形如图 10 所示。由图 10 可知, 传统 LADRC 与 PSO-LADRC 两种控制方案均可使输出电压平稳上升至设定值附近, 全程无明显电压超调, 启动过程较为平稳。对比二者动态指标可知, PSO-LADRC 的调节时间为 195 ms, 响应速度明显更优, 说明经 PSO 算法整定后的控制器参数有效改善了系统的启动动态性能。

4.5 系统抗干扰性能试验

设置输出参考电压为 20 V, 负载由 15 Ω 切换至 30 Ω, 试验结果如图 11 所示。两种控制策略均能使输出电压恢复至 20 V 附近, 负载电流随负载减轻而下降并重新稳定; 其中 PSO-LADRC 的调节时间由 1.0 ms 缩短至 0.8 ms, 超调量由 2.2% 降至 1.9%, 表现出更优的动态响应和抗扰性能。

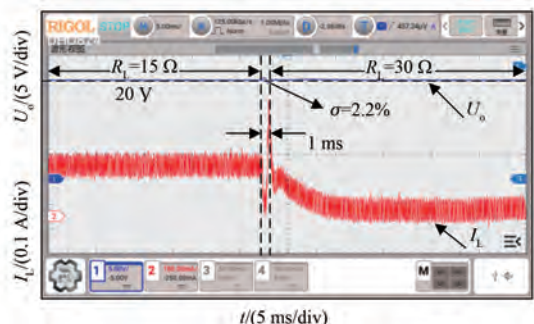


(a)LADRC控制器

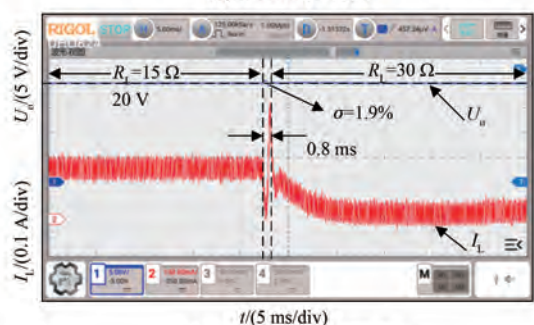


(b)PSO-LADRC控制器

图 10 不同控制器下的系统启动瞬态波形
Fig. 10 System start-up transient waveforms under different controllers



(a)LADRC控制器



(b)PSO-LADRC控制器

图 11 不同控制器下的负载变化波形
Fig. 11 Load variation waveforms under different controllers

4.6 与现有技术对比分析

与其他文献所提方法对比结果如表 3 所示。可见,本文所提方法采用离线参数寻优与在线 LADRC 控制相结合,在不增加副边全控整流硬件和复杂在线优化计算的前提下,实现了更快的动态响应。整个控制算法在微控制单元中的执行时间为 30 μ s,可以满足实时控制的要求。由表 3 可知,本文方法在 20 V 至 15 V 的输出电压调节过程中,调节时间为 2 ms,优于 MPC、PI、前馈 PI 及传统 LADRC 等方法。试验结果表明,PSO 优化能够有效改善 LADRC 参数配置,从而提升接收端 Buck 变换器在动态工况下的快速稳压性能。综合来看,本文方法在控制速度、抗扰能力和实现复杂度之间取得了较好平衡,具有较强的工程应用价值。

表 3 与其他文献所提方法对比

Tab. 3 Comparison with methods proposed in other literature

文献	拓扑	控制器	输出电压/V	调节时间/ms
[12]	LCC-S	MPC	5~48	15
[23]	S-S	PI	30	150
[15]	LCC-LCC	前馈 PI	20/30	16
[21]	LCC-S	LADRC	20/15	18
本文	LCC-S	PSO-LADRC	20/15	2

5 结语

面向单向供电型 WPT 系统对接收端结构简单、低成本、高可靠及负载侧快速稳压的应用需求,本文针对 LCC-S 型 WPT 系统在线圈偏移、负载变化及整流侧输入扰动条件下副边输出稳定性下降的问题,提出了一种基于 PSO-LADRC 的副边闭环控制方法。该方法以副边 Buck 变换器为控制对象,利用 LADRC 对系统状态及由参数变化、输入波动和负载扰动引起的总扰动进行在线观测与补偿,并通过 PSO 算法对控制器关键参数进行优化整定,从而提高了控制系统的综合性能。试验结果表明,相较于传统 LADRC 控制,本文所提出的 PSO-LADRC 控制策略在参考电压突变、系统启动、线圈偏移以及负载变化等工况下具有更快的动态响应速度、更小的输出波动和更强的扰动抑制能力,能够实现副边输出电压的快速稳

定调节。综上,本文所提方法有效提升了 WPT 系统副边闭环控制的动态性能与鲁棒性,为单向供电型 WPT 系统提供了一种低成本、高可靠的解决方案。

利益冲突声明

所有作者声明不存在利益冲突。

All authors disclose no relevant conflict of interests.

作者贡献

金宇航和李唯一进行了方案设计、试验研究、内容总结和初稿撰写;颜建虎和王明玉对论文的研究方向与理论框架进行了确立,并对全文进行学术审定与质量把控。所有作者均阅读并同意了最终稿件的提交。

Jin Yuhang and Li Weiyi carried out the scheme design, experimental research, content summarization, and initial manuscript writing. Yan Jianhu and Wang Mingyu defined the research direction and theoretical framework of the paper, and conducted academic review and quality control of the entire manuscript. All authors have read and approved the final version of the manuscript for submission.

参考文献

- [1] Li B Q, Shen Y M, Kang N, et al. A novel wireless Hall signal detector for wireless brushless DC motors [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2026, 73(1): 331-342.
- [2] Liu Y X, Huang R D, Dong Z P, et al. Design and control of a novel wireless permanent magnetic AC motor with compact structure [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2024, 71(11): 13778-13789.
- [3] 毛玲, 左孝磊, 尹伊凡, 等. 基于 E 类逆变器的机器人直流电机无线供电系统软开关[J]. 电工技术学报, 2025, 40(14): 4406-4417.
Mao L, Zuo X L, Yin Y F, et al. Soft switching of wireless power supply system for robotic DC motor based on class E inverter [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2025, 40(14): 4406-4417.
- [4] 武洁, 王文磊, 张恒毅, 等. 一种带抽头线圈的无刷直流电机无线驱动与控制方法[J]. 电工技术学报, 2022, 37(23): 6116-6125.
Wu J, Wang W L, Zhang H Y, et al. A wireless drive and control method for brushless DC motor with tapped coil [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(23): 6116-6125.
- [5] Wang X Q, Leng M R, He L X, et al. An improved LCC-S compensated inductive power transfer system with wide output voltage range and unity power factor [J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2024, 10(2): 2342-2354.
- [6] 常雨芳, 罗国澳, 饶天彪, 等. IPT 系统最大效率追踪与改进自抗扰复合控制策略[J]. 电机与控制学报, 2026, 30(1): 167-178.
Chang Y F, Luo G A, Rao T B, et al. Maximum efficiency tracking and improved active disturbance rejection composite control strategy for IPT systems [J]. Electric Machines and Control, 2026, 30(1): 167-178.
- [7] Yue J W, Liu Z T, Su H Y. Predictor-based ADRC for dynamic wireless power transfer system with voltage fluctuation damping and measurement noise filtering [J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2024, 10(4): 8099-8109.
- [8] Zhang B C, Dong S, Zhang H T, et al. A frequency design method for wireless power transfer systems with poststage DC-DC converters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2025, 40(11): 16096-16099.
- [9] Dong S, Chen X Y, Liu J, et al. Dynamic performance improvement method for Buck converters with small input capacitors in WPT systems based on voltage feedforward active damping control [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2025, 40(10): 16022-16031.
- [10] Zhang B C, Dong S, Chen X Y, et al. Improving dynamic response in wireless power transfer receiver Buck converters via DC-link peak voltage-based loop control [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2026, 73(5): 6915-6926.
- [11] 李旺, 王琪, 刘佳伟. 负载电压约束下 SIMO 无线电能传输系统效率优化方法研究[J]. 电机与控制应用, 2026, 53(2): 158-167.
Li W, Wang Q, Liu J W. Research on efficiency

- optimization method of SIMO wireless power transfer system under load voltage constraints [J]. *Electric Machines & Control Application*, 2026, 53(2): 158-167.
- [12] 田勇, 冯华逸, 田劲东, 等. 电动汽车动态无线充电系统输出电流模型预测控制[J]. *电工技术学报*, 2023, 38(9): 2310-2322+2447.
- Tian Y, Feng H Y, Tian J D, et al. Model predictive control for output current of electric vehicle dynamic wireless charging systems [J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2023, 38(9): 2310-2322+2447.
- [13] Chen R Z, Gao F, Zhou D H, et al. Low-voltage and high-current wireless power transfer systems for autonomous underwater vehicles [J]. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, 2025, 11(2): 5841-5854.
- [14] Wang M Z, Xiong F, Liu Z C, et al. A triple-phase-shift and variable frequency control strategy for dual-active S-S compensated WPT system [J]. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 2026, 14(2): 2599-2612.
- [15] 黄文聪, 饶天彪, 蒋焯焱, 等. 无线电能传输系统最大效率追踪及恒压输出复合控制方法[J]. *电工技术学报*, 2024, 39(12): 3589-3601+3615.
- Huang W C, Rao T B, Jiang X Y, et al. Maximum efficiency tracking and constant voltage output compound control method for wireless power transfer system [J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2024, 39(12): 3589-3601+3615.
- [16] Hong W, Lee S, Choi E, et al. Observer-based maximum efficiency point tracking controller for a series-series tuned, 60 kHz inductive power transfer system [J]. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, 2024, 10(3): 5334-5343.
- [17] Ye Z X, Cheng K W E. Design and validation of a multioutput wireless power transfer system using MPC controller [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2024, 39(12): 16065-16077.
- [18] Chen S, Ding W, Huo L J, et al. Dynamic improvement and efficiency optimization of wireless power transfer systems using improved FCS-MPC and P&O methods [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2023, 38(11): 14702-14718.
- [19] Huang Q M, Deng Q J, Chen J, et al. Model predictive control of output voltage for DWPT system based on closed-loop identification of LPV model [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2026, 73(4): 6277-6287.
- [20] Xu F, Zheng H L, Zhang X, et al. Multiobjective optimization with minimum output error and maximum efficiency for WPT systems based on discrete neighborhood search-model predictive control scheme [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2026, 73(5): 6939-6950.
- [21] 夏晨阳, 李晓丽, 韩潇左, 等. IPT 系统线性自抗扰恒压输出和最大效率跟踪复合控制方法[J]. *中国电机工程学报*, 2022, 42(16): 6042-6052.
- Xia C Y, Li X L, Han X Z, et al. A hybrid control method for achieving constant voltage output with LADRC and maximum efficiency tracking for IPT systems [J]. *Proceedings of the CSEE*, 2022, 42(16): 6042-6052.
- [22] Huang W C, Lin W T, Gao P, et al. Analysis and design of ADRC for the LCC-LCC WPT system [J]. *IEEE Access*, 2025, 13: 59949-59958.
- [23] 赵进国, 赵晋斌, 张俊伟, 等. 无线电能传输系统中有源阻抗匹配网络断续电流模式最大效率跟踪研究[J]. *电工技术学报*, 2022, 37(1): 24-35.
- Zhao J G, Zhao J B, Zhang J W, et al. Maximum efficiency tracking study of active impedance matching network discontinuous current mode in wireless power transfer system [J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2022, 37(1): 24-35.

收稿日期:2026-04-29

收到修改稿日期:2026-05-30

作者简介:

金宇航(2003—),男,硕士研究生,研究方向为电机驱动无线供电系统,jinyuhang@njust.edu.cn;

* 通信作者:颜建虎(1983—),男,博士,副教授,研究方向为永磁电机的设计与控制,yanjianhu@njust.edu.cn。