

# 基于可控整流的磁耦合谐振式无线充电系统控制策略研究

莫凡, 刘胜永\*

广西科技大学自动化学院, 广西 柳州

收稿日期: 2026年2月9日; 录用日期: 2026年3月2日; 发布日期: 2026年3月10日

## 摘要

结合锂电池恒流恒压二阶段充电的逻辑, 基于双边LCC型磁耦合谐振式无线电能传输具有的原副边恒流输出的特性, 通过对整流桥进行控制, 该系统不仅能实现恒流恒压输出的功能, 同时对充电过程中的各种扰动也有良好的抵抗能力。首先分析双边LCC型补偿拓扑的电路特性以及可控整流控制原理, 接着对电流环和电压环分别设计了模糊PI控制和线性自抗扰控制, 最后采用Matlab/Simulink仿真验证, 结果表明相比于传统的PI控制, 所提控制方法不仅能实现恒流恒压二阶段充电功能, 面对负载突变和互感变化时具有更好的动态性能。

## 关键词

双边LCC补偿拓扑, 恒流恒压充电, 可控整流, 模糊PI控制, 自抗扰控制

# Control Strategy for Magnetically Coupled Resonant Wireless Charging Systems Based on Controlled Rectification

Fan Mo, Shengyong Liu\*

School of Automation, Guangxi University of Science and Technology, Liuzhou Guangxi

Received: February 9, 2026; accepted: March 2, 2026; published: March 10, 2026

## Abstract

This work implements a two-stage Constant-Current (CC) and Constant-Voltage (CV) charging

\*通讯作者。

文章引用: 莫凡, 刘胜永. 基于可控整流的磁耦合谐振式无线充电系统控制策略研究[J]. 建模与仿真, 2026, 15(3): 12-22. DOI: 10.12677/mos.2026.153039

strategy for lithium batteries by exploiting the inherent primary and secondary side constant-current output characteristics of bilateral LCC-compensated Magnetically Coupled Resonant Wireless Power Transfer (MCR-WPT) systems. Through active control of the rectifier stage, the system not only achieves the desired output profiles but also maintains robust performance against operational disturbances. The operational principles of the bilateral LCC topology and the controlled rectification scheme are first analyzed. Subsequently, a fuzzy-PI controller and a linear active disturbance rejection controller are designed for the current and voltage regulation loops, respectively. Validation via Matlab/Simulink simulations demonstrates that, compared to conventional PI control, the proposed method successfully accomplishes the two-stage charging function while exhibiting superior dynamic response to both load transients and variations in coupling mutual inductance.

## Keywords

Bilateral LCC Compensation, Constant Current Constant Voltage Charge, Controlled Rectification, Fuzzy PI Control, Active Disturbance Rejection Control

Copyright © 2026 by author(s) and Hans Publishers Inc.

This work is licensed under the Creative Commons Attribution International License (CC BY 4.0).

<http://creativecommons.org/licenses/by/4.0/>



Open Access

## 1. 引言

无线电能传输(Wireless Power Transfer, WPT)技术由尼古拉特斯拉在十九世纪末提出。随着电力电子技术不断发展,充电技术不断向着大功率、高效率、高频化等方向发展,而无线电能传输(WPT)技术逐渐成为现代设备充电技术的研究热点[1][2],无人机、医疗设备、电动汽车等领域均有无线电能传输技术的使用。

双边 LCC 型补偿拓扑[3][4]的磁耦合谐振式无线电能传输(Magnetic Coupling Resonant Wireless Power Transfer, MCR-WPT)系统是基于传统的 SS 型补偿拓扑的磁耦合谐振式无线充电系统改进而来,具有补偿原件参数设计多样化、开环可实现恒流输出等特点,但输出功率和效率也会随着磁耦合线圈的偏移而下降。

锂电池普遍采用“恒流-恒压(Constant Current-Constant Voltage)”的两阶段充电模式,即在充电初期以恒流方式进行快速充电,在电池电压达到设定值后进入恒压充电阶段,电流逐渐减小,充电期间电池等效电阻不断增大。为了实现恒流恒压二阶段充电的功能,以及解决充电过程中负载突变和磁耦合线圈未能完全对齐互感下降导致的输出电压电流不稳定的问题,研究学者主要采用以下几种控制方式:控制逆变电路的工作频率[5][6],控制逆变电路移相角[7],切换不同的补偿拓扑[8][9],在系统的后级增加 DCDC 变换器[10][11]对 DCDC 变换器进行闭环控制。切换开关频率,系统存在多个恒流恒压输出的频率工作点时,可能会出现频率分叉现象,使得开关频率在多个谐振频率点之间来回跳动,导致系统不稳定;对逆变器桥控制占空比的方式,闭环控制时需要原副边之间进行无线通信进行输出信号的反馈,易受到原副边高频电磁波干扰;切换补偿拓扑,在切换点输出电压电流会产生较大波动,影响电池寿命;后级增加 DCDC 变换器,增加系统成本和损耗,降低系统效率。

综上所述,本文在双边 LCC 补偿拓扑的磁耦合谐振式无线充电系统的基础上,将后级的不控整流二极管替换为四个 MOSFET 管,通过对四个 MOSFET 管的导通占空比进行控制,实现恒流恒压二阶段充电功能,为了提升系统的动态性能以及抗偏移能力,在恒压模式电压环采用线性自抗扰控制(Linear Active Disturbance Rejection Controller, LADRC),恒流模式电流环采用模糊 PI 控制。最后通过 Matlab/Simulink 仿真验证了本文所提的基于可控整流的磁耦合谐振式无线充电系统控制策略研究的可行性。

## 2. MCR-WPT 系统电路特性及控制原理分析

### 2.1. 主电路拓扑分析

所提系统电路拓扑如图 1 所示, 主要由全桥逆变电路、谐振补偿拓扑和可控整流电路三个部分构成。 $U_d$  为直流输入电压, 开关管 Q1、Q2、Q3、Q4 为发射级逆变桥的四个开关管;  $L_{f1}$ 、 $C_{f1}$ 、 $C_1$  组成原边补偿拓扑,  $L_{f2}$ 、 $C_{f2}$ 、 $C_2$  组成副边补偿拓扑,  $L_p$ 、 $L_s$  分别为磁耦合线圈原副边线圈自感,  $M$  为原副边线圈的互感; S1、S2、S3、S4 分别是接收端整流桥的四个开关管;  $U_{in}$  为直流输入电压  $U_d$  经 85 kHz 高频逆变后的逆变桥交流输出电压,  $R_L$  为电池负载等效电阻,  $U_b$ 、 $i_b$  分别为流入电池负载的系统输出电压和输出电流。

双边 LCC 谐振补偿拓扑的电路特性分析有两种方法, 基于等效漏感模型和基于等效互感模型, 本文采用等效互感模型分析。如图 2 所示,  $U_{in}$  为原边谐振补偿拓扑的输入电压,  $R_{eq}$  为输出等效负载,  $U_o$  为等效输出负载两端的电压,  $\omega$  为系统工作频率即逆变桥开关管频率,  $j\omega MI$  是磁耦合线圈原副边电流在另一边生成的感应电动势。

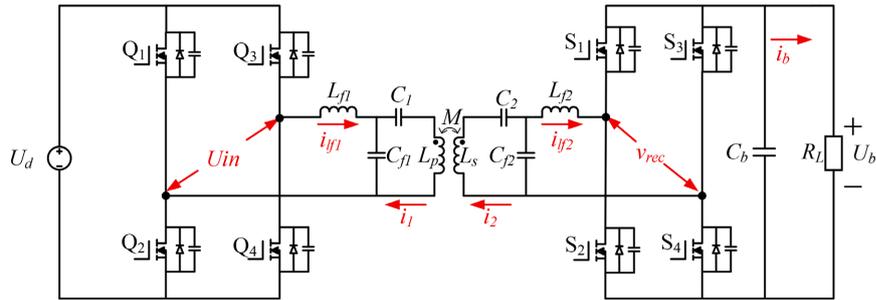


Figure 1. MCR-WPT main circuit topology  
图 1. MCR-WPT 主电路拓扑

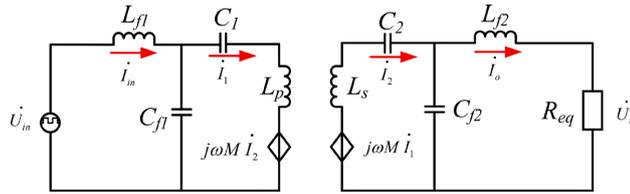


Figure 2. Equivalent circuit diagram of bilateral LCC compensation topology  
图 2. 双边 LCC 补偿拓扑等效电路图

忽略补偿拓扑中电容与电感的寄生电阻, 对该电路进行基波分析列写 KVL 方程如下:

$$\begin{cases} \dot{U}_{in} - \dot{I}_{in} \left( j\omega L_{f1} + \frac{1}{j\omega C_{f1}} \right) + \dot{I}_1 \frac{1}{j\omega C_{f1}} = 0 \\ \dot{I}_{in} \frac{1}{j\omega C_{f1}} - \dot{I}_1 \left( j\omega L_p + \frac{1}{j\omega C_{f1}} + \frac{1}{j\omega C_1} \right) + j\omega M \dot{I}_2 = 0 \\ j\omega M \dot{I}_1 - \dot{I}_2 \left( j\omega L_s + \frac{1}{j\omega C_{f2}} + \frac{1}{j\omega C_2} \right) + \dot{I}_o \frac{1}{j\omega C_{f2}} = 0 \\ \dot{I}_2 \frac{1}{j\omega C_{f2}} - \dot{I}_o \left( j\omega L_{f2} + \frac{1}{j\omega C_{f2}} \right) - \dot{U}_o = 0 \\ \dot{U}_o = \dot{I}_o R_{eq} \end{cases} \quad (1)$$

式中:  $\omega$  为系统的工作频率即逆变电路开关频率,  $j$  为虚数。

根据上述 KVL 方程, 得出四种谐振状况: 发射线圈补偿电感  $L_{f1}$  与并联补偿电容  $C_{f1}$  谐振; 发射线圈自感  $L_p$  与串联补偿电容  $C_1$  和并联补偿电容  $C_{f1}$  谐振; 接收线圈自感  $L_s$  与串联补偿电容  $C_2$  和并联补偿电容  $C_{f2}$  谐振; 接收线圈补偿电感  $L_{f2}$  与并联补偿电容  $C_{f2}$  谐振。谐振条件如下:

$$\begin{cases} j\omega L_{f1} + \frac{1}{j\omega C_{f1}} = 0 \\ j\omega L_p + \frac{1}{j\omega C_{f1}} + \frac{1}{j\omega C_1} = 0 \\ j\omega L_{f2} + \frac{1}{j\omega C_{f2}} = 0 \\ j\omega L_s + \frac{1}{j\omega C_{f2}} + \frac{1}{j\omega C_2} = 0 \end{cases} \quad (2)$$

原边发射线圈的电流  $i_1$  为:

$$i_1 = \frac{\dot{U}_{in}}{j\omega L_{f1}} \quad (3)$$

副边接收线圈的电流  $i_2$  为:

$$i_2 = \frac{-\dot{U}_o}{j\omega L_{f2}} \quad (4)$$

负载端的输出电流  $i_o$  为:

$$i_o = \frac{\dot{U}_{in} M}{j\omega L_{f1} L_{f2}} \quad (5)$$

负载端的输出电压  $\dot{U}_o$  为:

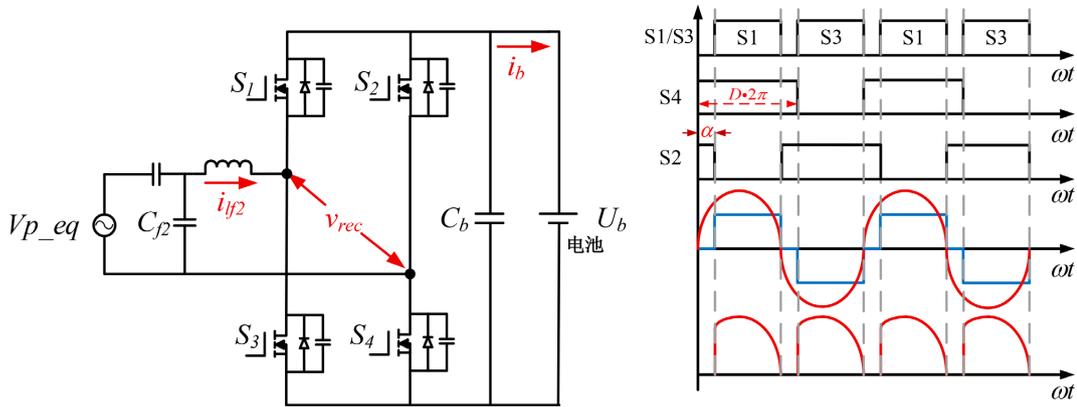
$$\dot{U}_o = i_o R_{eq} = \frac{\dot{U}_{in} M \cdot R_{eq}}{j\omega L_{f1} L_{f2}} \quad (6)$$

根据式(3)可知, 由双边 LCC 谐振补偿拓扑构成的无线充电系统的原边接收线圈的电流  $i_1$  与负载  $R_{load}$  和线圈之间的互感  $M$  无关, 即原边线圈具有输入恒压输出恒流特性, 保证了交变磁场的稳定。由式(5), 副边接收侧负载端的输出电流  $i_o$  与输入电压  $\dot{U}_{in}$ 、线圈互感  $M$ 、谐振补偿电感  $L_{f1}$ 、 $L_{f2}$  有关, 与负载  $R_{load}$  无关, 即副边接收端具有输入恒压恒流的特性。

## 2.2. 可控整流控制原理

图 3 是全桥可控整流等效电路图、开关管  $S_1 \sim S_4$  驱动信号及输出电压电流图。由电路特性分析可知发射线圈具有恒流特性, 则接收线圈的感应电动势具有恒压特性, 可将原边逆变桥、补偿网络与磁耦合线圈等效为一个恒定的交流电压源。

根据驱动信号图, 将一个周期标记  $t_0 \sim t_4$ , 在每个周期内, 存在两段时间  $t_0 \sim t_1$  和  $t_2 \sim t_3$ ,  $S_2$  和  $S_4$  同时导通, 副边补偿拓扑的输出电流在整流桥内循环不会提供给负载, 而其余的时间正常整流, 即可以通过控制占空比  $d$  来控制输出电压和输出电流, 推导出占空比对于输出电压电流的关系表达式如下。



**Figure 3.** Equivalent circuit diagram of the controlled rectifier and waveforms of switching signals, output voltage, and output current

**图 3.** 可控整流等效电路图及开关信号输出电压电流图

$$I_b = \frac{1}{\pi} \int_{2\pi d - \pi}^{\pi} \sqrt{2} I_{Lf2\_rms} \sin(\omega t) d(\omega t) = \frac{\sqrt{2}(1 - \cos 2\pi d)}{\pi} I_{Lf2\_rms} \quad (7)$$

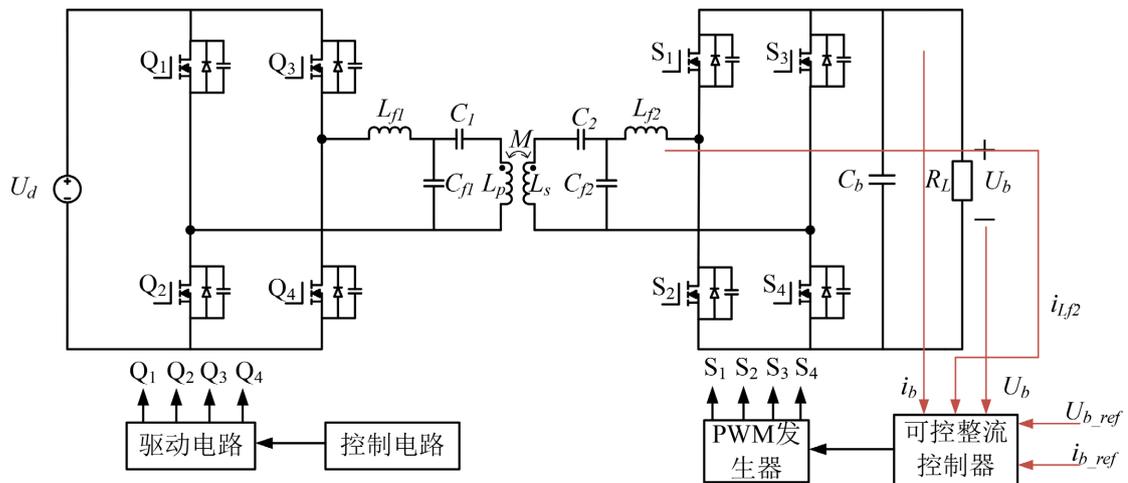
$$U_b = \frac{\sqrt{2}(1 - \cos 2\pi d)}{\pi} I_{Lf2\_rms} R_L \quad (8)$$

其中,  $I_{Lf2\_rms}$  为  $i_{lf2}$  的有效值,  $d$  与  $\alpha$  的关系为:

$$d = \frac{\alpha}{2\pi} + \frac{1}{2} \quad (9)$$

### 3. MCR-WPT 控制策略

由上述对双边 LCC 补偿拓扑的电路特性分析, 可知通过对补偿网络参数设计可使接收端的输出电流具有与负载变化无关的恒流特性, 所以对前级发射端的逆变电路只需进行开环控制。为了实现恒流恒压二阶段充电的功能以及应对由负载变化和磁耦合线圈径向偏移引起的互感变化导致的输出电压电流变化, 需要对后级接收端的整流电路进行闭环控制。**图 4** 和 **图 5** 分别是 MCR-WPT 控制框图及可控整流控制框图。



**Figure 4.** Control block diagram of MCR-WPT

**图 4.** MCR-WPT 控制框图

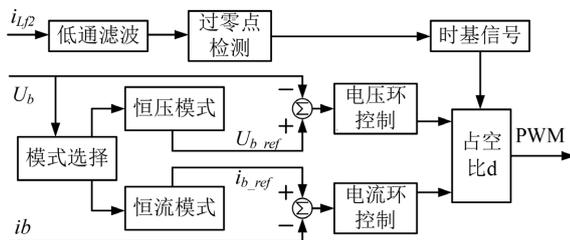


Figure 5. Control block diagram of controlled rectifier  
图 5. 可控整流控制框图

### 3.1. 基于模糊 PI 的电流环设计

电流环的目标是保证输出电流稳定, 传统的 PI 控制根据参考值与反馈值形成偏差信号, 再通过比例(P)、积分(I)的线性组合控制被控对象, 控制性能受 PI 参数的影响较大, 存在响应速度慢、有超调的问题, 同时依赖被控系统的数学模型。因此本文引入模糊(Fuzzy)PI 控制, 对电流环的 PI 参数进行整定, 改善系统动态性能。模糊 PI 控制框图如图 6 所示。

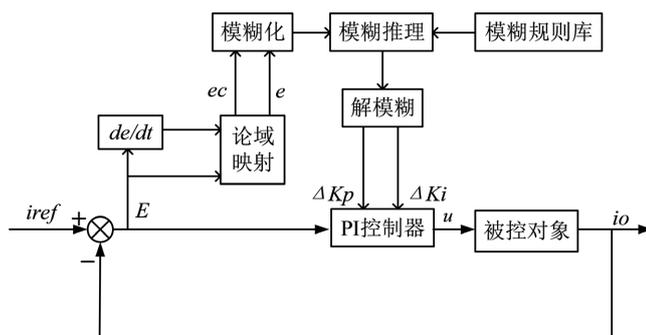


Figure 6. Block diagram of fuzzy PI control for current loop  
图 6. 电流环模糊 PI 控制框图

根据图 6, 误差  $E$  为输出电流  $i_o$  与参考电流  $i_{ref}$  的差值, 将误差  $E$  与误差的导数  $\Delta E$  经过量化因子映射至模糊域  $e$  和  $ec$ , 同时经过模糊化、模糊推理与解模糊后, 得到修正参数  $\Delta Kp$  和  $\Delta Ki$ , 再经过量化因子传递给 PI 控制器。

根据专家经验[12], 选取模糊子集为负大[NB]、负中[NM]、负小[NS]、零[ZO]、正小[PS]、正中[PM]、正大[PB], 选取  $e$ 、 $ec$  的论域为[-6,6],  $\Delta Kp$  和  $\Delta Ki$  的论域为[8,12]。  $\Delta Kp$  和  $\Delta Ki$  的模糊立体空间图和模糊规则表分别如图 7 和表 1 所示。

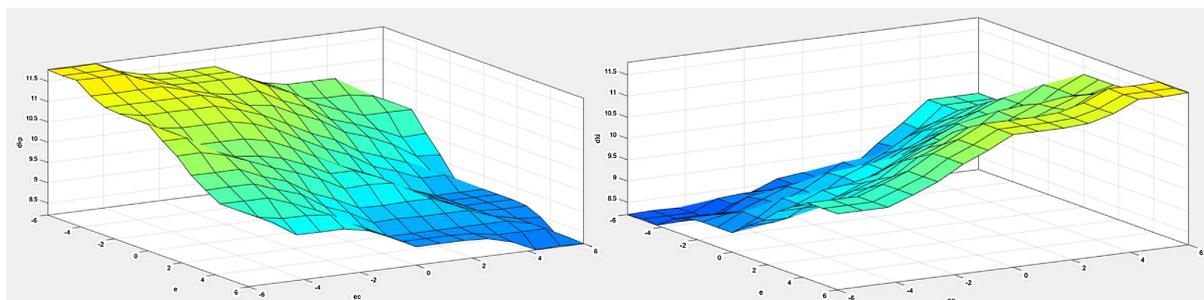


Figure 7. Fuzzy three-dimensional space diagram of  $\Delta Kp$  and  $\Delta Ki$   
图 7.  $\Delta Kp$  和  $\Delta Ki$  模糊立体空间图

**Table 1.** Fuzzy rule table for  $\Delta Kp$  and  $\Delta Ki$   
**表 1.**  $\Delta Kp$  和  $\Delta Ki$  模糊规则表

$e$	$ec$						
	NB	NM	NS	ZO	PS	PM	PB
NB	PB/NB	PB/NB	PM/NB	PM/NM	PS/NM	PS/ZO	ZO/ZO
NM	PB/NB	PB/NB	PM/NM	PM/NM	PS/NS	ZO/ZO	ZO/ZO
NS	PM/NM	PM/NM	PM/NS	PS/NS	ZO/ZO	NS/PS	NM/PS
ZO	PM/NM	PS/NS	PM/NS	ZO/ZO	NS/PS	NM/PS	NM/PM
PS	PS/NS	PS/NS	ZO/ZO	NS/PS	NS/PS	NM/PM	NM/PM
PM	ZO/ZO	ZO/ZO	NS/PS	NM/PM	NM/PM	NM/PB	NB/PB
PB	ZO/ZO	NS/ZO	NS/PS	NM/PM	NM/PM	NB/PB	NB/PB

控制器以电流误差  $e$  以及误差变化率  $ec$  为输入变化。输入量化因子的设计原则为

$$K = \frac{X_{\max}^f}{X_{\max}} \quad (10)$$

其中,  $X_{\max}^f$  为模糊论域上限,  $X_{\max}$  为最大物理量。

系统额定工作点  $I_{ref}$  为 9.4 A, 谐振腔参数设计部分设计的最大开环电流为 13 A, 最大电流偏差  $e_{\max}$  为 4 A, 选取量化因子  $K_e$  为 1.5, 映射关系为

$$E = 1.5e \quad (11)$$

误差变化率采用离散形式, 根据电流环动态特性及采样周期估计, 单采样周期内最大误差变化为

$$ec_{\max} = 1 \text{ A} \quad (12)$$

则量化因子  $K_{ec}$  为 6, 映射关系为

$$EC = 6ec \quad (13)$$

模糊推理输出位于标准论域  $[-6, 6]$ , 需通过比例因子映射至实际参数调整范围  $[8, 12]$ , 其中心值为 10 变化幅度为  $\pm 2$ 。比例因子选取依据为

$$K_u = \frac{\Delta X_{\max}}{X_{\max}^f} \quad (14)$$

则  $K_u$  的值为 0.333。

比例与积分的更新表达式为

$$\begin{cases} kp = 10 + 0.333U_{fp} \\ ki = 10 + 0.333U_{fi} \end{cases} \quad (15)$$

其中,  $U_{fp}$ 、 $U_{fi}$  为各自规则表的推理结果。

### 3.2. 基于 ADRC 的电压环设计

进入恒压阶段, 系统要维持恒定的输出电压, 需要引入恒压环。ADRC 控制可以将系统的内部扰动和外部扰动合并为一个总扰动, 通过观测器进行观测并对总扰动进行控制。通过扫频法拟合得到整流桥占空比对于输出电压的传递函数  $G_{vd}(s)$ , 降阶为 2 阶, 因此引入二阶 ADRC 控制。图 8 是二阶 ADRC 控制框图。

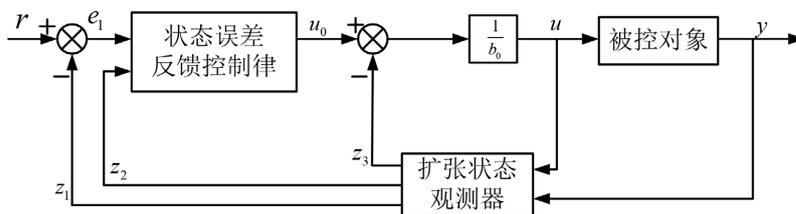


Figure 8. Block diagram of second-order ADRC  
图 8. 二阶自抗扰控制框图

根据传递函数, 可得到被动对象数学模型,  $y$  和  $u$  分别为被控对象的输出和输入,  $\omega$  为系统扰动,  $a_1$ 、 $a_0$  为未知系数,  $b$  为控制器增益。

$$\ddot{y} = -a_1\dot{y} + a_0\omega + bu \quad (16)$$

将式子改写为:

$$\ddot{y} = f(y, \dot{y}, \omega, t) + b_0u \quad (17)$$

其中,  $f(y, \dot{y}, \omega, t) = -a_1\dot{y} - a_0y + \omega + (b - b_0)u$  为系统的扰动

选取状态变量为  $x_1 = y$ 、 $x_2 = \dot{y}$ 、 $x_3 = f$ 、 $h = \dot{f}$ , 转化为状态空间表达式:

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu + Eh \\ y = Cx + Du \end{cases} \quad (18)$$

式中:  $A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$ ,  $B = \begin{bmatrix} 0 \\ b_0 \\ 0 \end{bmatrix}$ ,  $C = [1 \ 0 \ 0]$ ,  $D = [0]$ ,  $E = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}$

建立状态观测器为:

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = z_2 - \beta_1(z_1 - y) \\ \dot{z}_2 = z_3 - \beta_2(z_1 - y) + b_0u \\ \dot{z}_3 = -\beta_3(z_1 - y) \end{cases} \quad (19)$$

式中:  $\beta_1$ 、 $\beta_2$ 、 $\beta_3$  为观测器的增益系数, 对其选择的适合度, 可实现观测器实时跟踪的准确性, 实现  $z_1$  趋近于  $y$ ,  $z_2$  趋近于  $\dot{y}$ ,  $z_3$  趋近于系统总扰动  $f(y, \dot{y}, \omega, t)$ 。

将控制律设计为:

$$u = \frac{u_0 - z_3}{b_0} \quad (20)$$

根据上式设计 PD 线性组合为:

$$u_0 = k_p(r - z_1) - k_d z_2 \quad (21)$$

其中,  $k_p$ 、 $k_d$  是控制器参数,  $r$  为参考信号。最后将式子带回式(11)进行拉氏变换, 可得被控对象的传递函数为:

$$G(s) = \frac{R(s)}{Y(s)} = \frac{k_p}{s^2 + k_d s + k_p} \quad (22)$$

根据参数整定规律[13], 令  $\beta_1 = 3\omega_0$ ,  $\beta_2 = 3\omega_0^2$ ,  $\beta_3 = \omega_0^3$ ,  $k_p = \omega_c^2$ ,  $k_d = 2\omega_c$ 。由上述分析可知, 只需对  $\omega_0$ 、 $\omega_c$  和  $b_0$  进行参数整定, 即可将被控对象设计为具有指定性能的传递函数。

### 4. 仿真验证

为验证所提控制策略的性能, 使用 Matlab/Simulink 对该控制策略进行仿真验证。所提 MCR-WPT 系统的输入电压为 400 V, 额定输出电压为 360 V, 额定输出电流为 9.4 A, 系统的补偿拓扑元件参数如表 2 所示, 其中参数来源于基于 SAE J2954 标准。

为测试恒流阶段中负载扰动系统维持恒流输出的能力, 设置初始负载电阻  $R_{load}$  为  $29\Omega$ , 分别在 0.03 s、0.06 s 和 0.09 s 时增加  $5\Omega$  的电阻。图 9 为模糊 PI 控制以及 PI 控制下恒流阶段负载扰动时输出电流  $I_o$

Table 2. Main parameters of MCR-WPT system  
表 2. MCR-WPT 系统主要参数

模型参数	数值
额定输入电压 $U_{in}/\text{dV}$	400
额定输出电压 $U_o/\text{V}$	360
额定输出电流 $I_o/\text{A}$	9.4
额定负载 $R_{load}/\Omega$	29
发射线圈电感 $L_p/\mu\text{H}$	28.8
发射线圈补偿电感 $L_{p1}/\mu\text{H}$	18.2
发射线圈串联谐振电容 $C_{p1}/\text{nF}$	330
发射线圈并联谐振电容 $C_{p2}/\text{nF}$	192
接收线圈电感 $L_s/\mu\text{H}$	28.9
接收线圈补偿电感 $L_{s2}/\mu\text{H}$	12.8
接收线圈串联谐振电容 $C_{s2}/\text{nF}$	219
接收线圈并联谐振电容 $C_{s1}/\text{nF}$	272
线圈互感 $M/\mu\text{H}$	10
发射端谐振频率 $f/\text{kHz}$	85

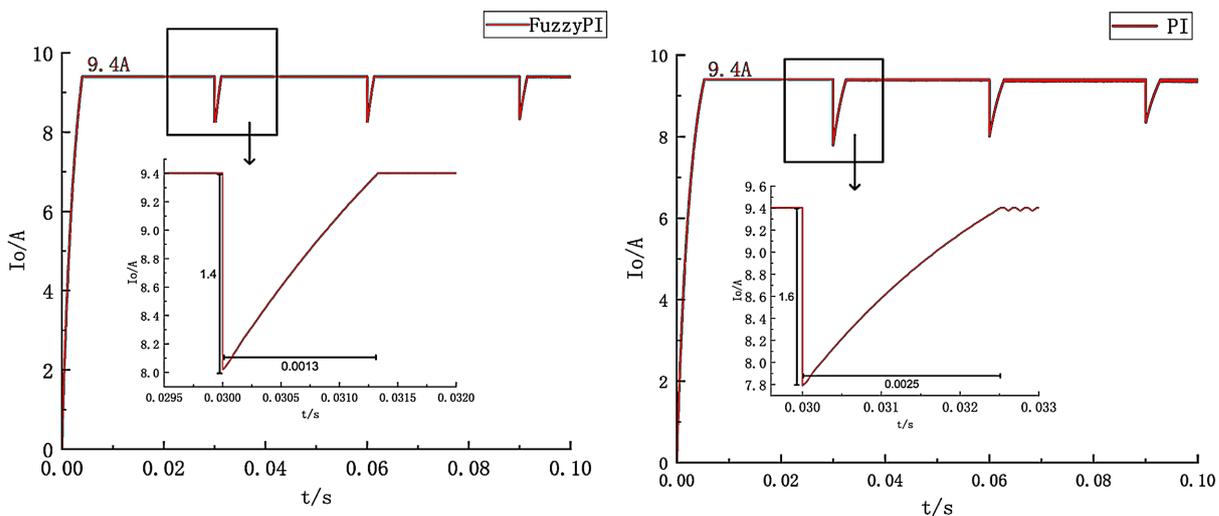


Figure 9. Output current waveforms under load disturbance for fuzzy PI and PI control  
图 9. 负载扰动模糊 PI 与 PI 控制输出电流波形图

的波形图, 由图 9 可知, 在电阻增大的瞬间输出电流会有短暂的跌落, 但模糊 PI 控制相比传统 PI 控制, 在输出电流瞬时下降量更小恢复时间更快, 具有更好的动态表现。

为测试恒流阶段磁耦合线圈发生偏移互感  $M$  减小而系统维持输出电流不变的抗偏移能力, 设置负载电阻  $R_{load}$  为  $34\Omega$ , 在  $0.03\text{ s}$  互感  $M$  由  $10\ \mu\text{H}$  降为  $6\ \mu\text{H}$ 。图 10 为模糊 PI 控制以及 PI 控制下恒流阶段磁耦合线圈偏移时输出电流  $I_o$  波形图。由图 10 可知, 在互感  $M$  减小时两种控制方式输出电流  $I_o$  均会有短暂少量下降, 但模糊 PI 控制方式电流的恢复时间明显少于传统 PI 控制方式, 具有更强的鲁棒性。

为测试恒压阶段磁耦合机构发生偏移互感  $M$  减小而系统维持输出电压不变的抗偏移能力, 设置负载电阻  $R_{load}$  初始值为  $34\Omega$ , 在  $0.03\text{ s}$  增大  $5\Omega$  进入恒压模式, 在  $0.06\text{ s}$  互感  $M$  由  $10\ \mu\text{H}$  降为  $6\ \mu\text{H}$ 。图 11 为电压外环自抗扰控制和电压外环 PI 控制, 在互感  $M$  减小时输出电压  $V_o$  波形图。由图 11 可知, 电压环自抗扰控制与电压环 PI 控制, 在互感跌落时输出电压会有短暂下降, 但 ADRC 控制方式在电压下降量以及恢复时间均具有更好的表现。

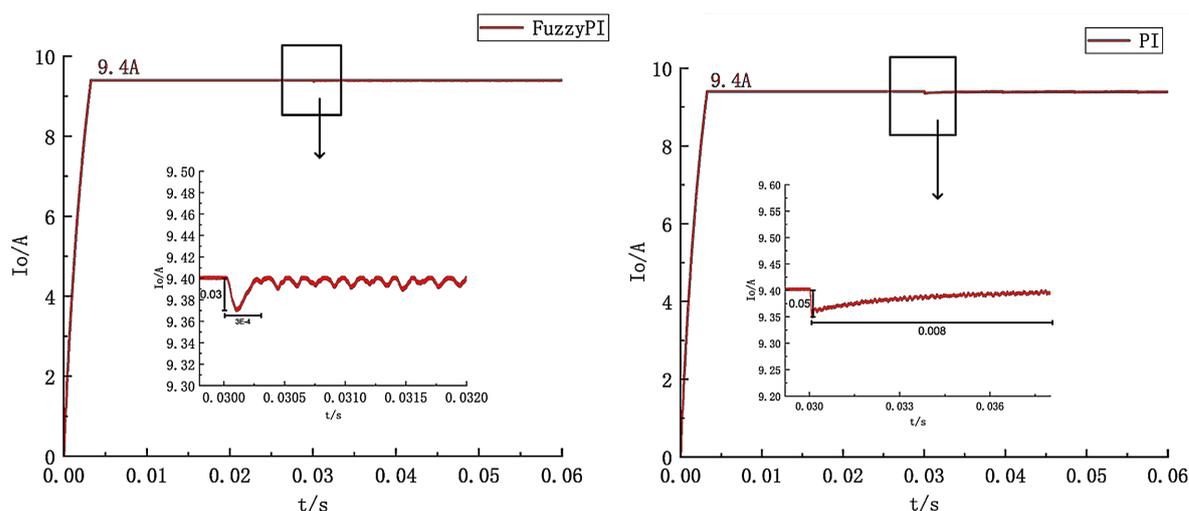


Figure 10. Output current waveforms under coil misalignment for fuzzy PI and PI control

图 10. 线圈偏移模糊 PI 与 PI 控制输出电流波形图

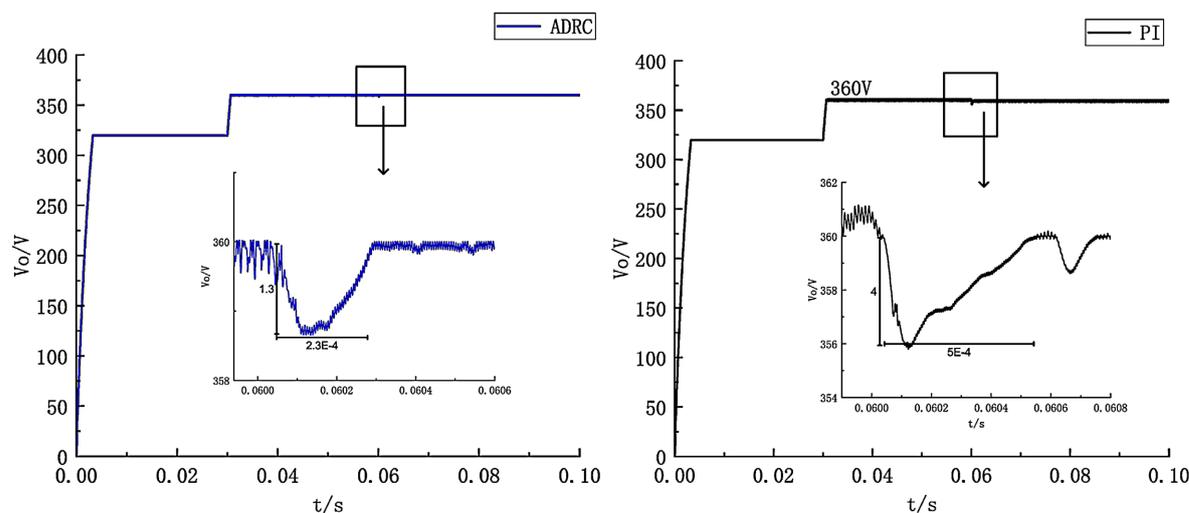


Figure 11. Output voltage waveforms under coil misalignment for ADRC and PI control

图 11. 线圈偏移自抗扰控制与 PI 控制输出电压波形图

## 5. 结论

结合锂电池充电需求, 本文对双边 LCC 型磁耦合谐振式无线电能传输系统的电路特性进行分析, 理论上验证了其副边实现恒流输出的可行性; 然后对恒流阶段和恒压阶段分别设计模糊 PI 控制及自抗扰控制策略; 最后通过 Matlab/Simulink 对所提控制策略进行仿真验证。结果表明: 基于双边 LCC 的磁耦合谐振式无线电能传输系统, 其副边在负载变化时可实现恒流输出; 所提控制策略相比于传统 PI 控制在应对负载切换和互感变化时具有更好的动态性能。

## 参考文献

- [1] 孙琨雅. 电动汽车无线充电技术系统性研究[J]. 时代汽车, 2024(19): 119-121+195.
- [2] 王瑜. 电动汽车无线充电系统发展现状与应用[J]. 汽车实用技术, 2023, 48(11): 6-14.
- [3] 张博雨, 张晓丽, 冯睿, 等. 双边 LCC 拓扑磁耦合机构补偿网络参数设计方法[J]. 电气传动, 2024, 54(10): 32-38+49.
- [4] 陈伟. 基于双边 LCC 补偿的无线电能传输系统阻抗匹配控制策略研究[D]: [硕士学位论文]. 北京: 北京交通大学, 2023.
- [5] 刘克诚. 基于双边 LCC 拓扑结构的电动汽车无线充电系统设计[D]: [硕士学位论文]. 青岛: 青岛科技大学, 2020.
- [6] 刘春喜, 常洪赫, 孙小鹏, 等. 双边 LCC 无线充电系统 ZVS 参数优化[J]. 电子测量与仪器学报, 2025, 39(10): 142-152.
- [7] 张慧. 用于巡检机器人无线充电系统的研究[D]: [硕士学位论文]. 淮南: 安徽理工大学, 2025.
- [8] 梁仓, 王党辉, 梁晨旭, 等. 基于 LCC-LCC/S 可重构拓扑的无线充电系统在传感器网络中的应用[J]. 高电压技术, 2025, 51(3): 1191-1205.
- [9] 杨云虎, 贾维娜, 梁大壮, 等. LCC-LCC/S 自切换恒流-恒压复合型无线电能传输系统[J]. 电工技术学报, 2023, 38(18): 4823-4837+4852.
- [10] 杨洪杰. 基于 LCC-S 拓扑的 MC-WPT 系统参数规划与恒流/恒压研究[D]: [硕士学位论文]. 重庆: 重庆理工大学, 2022.
- [11] 刘连军, 王月武, 李明先. 基于模型预测控制的磁耦合谐振式无线电能传输系统研究[J/OL]. 广西科技大学学报, 2025, 1-13. <https://link.cnki.net/urlid/45.1395.T.20250317.1808.009>, 2026-01-10.
- [12] 甘立劲, 周奇. 模糊 PID 算法在 LLC 谐振恒流源的应用[J]. 自动化与仪器仪表, 2025(6): 102-107+112.
- [13] Shi, T., Wang, Z. and Xia, C. (2015) Speed Measurement Error Suppression for PMSM Control System Using Self-Adaption Kalman Observer. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **62**, 2753-2763. <https://doi.org/10.1109/tie.2014.2364989>