

# 基于分数阶线性自抗扰控制的 LLC 谐振变换器

陈宗祥<sup>1</sup>, 李梦豪<sup>1</sup>, 赵庆亮<sup>2</sup>, 李松<sup>1</sup>, 刘康<sup>1</sup>

(1. 安徽工业大学 电气与信息工程学院, 安徽 马鞍山 243032; 2. 马鞍山学院 电气工程学院, 安徽 马鞍山 243100)

**摘要:** 针对 LLC 谐振变换器传统控制方式动态性能及抗扰能力不足的问题, 设计一种分数阶线性自抗扰控制器 (FOLADRC) 并应用于半桥 LLC 谐振变换器的闭环控制。基于扩展描述函数法建立 LLC 谐振变换器的小信号模型, 经 Matlab 降阶处理后获得系统传递函数; 改进线性自抗扰控制器 (LADRC) 框架, 通过移除相位滞后的跟踪微分器环节消除动态响应延迟, 采用 PD <sup>$\mu$</sup>  控制器替代 LADRC 误差反馈控制律, 并引入分数阶 PID (FOPID) 微分阶次  $\mu$  调节系统动态性能, 使 FOLADRC 兼具 LADRC 抗扰性能与 FOPID 动态性能优势。在推导 FOLADRC 传递函数后, 通过 Matlab 绘制闭环系统伯德图, 基于频域分析法验证控制器的稳定裕度; 最后搭建额定功率为 300 W 的实验样机, 在负载阶跃工况下对比 PID, LADRC 和 FOLADRC 的动态性能。结果表明: FOLADRC 在加载和减载阶跃工况下的暂态调节时间较 PID 控制器分别缩短 47.37% 和 60.00%, 较 LADRC 分别缩短 20.00% 和 31.03%, 显著提升了系统动态响应速度和抗干扰能力。本文通过将分数阶控制与自抗扰理论相融合, 为 LLC 谐振变换器的性能优化提供了有效解决方案。

**关键词:** LLC 谐振变换器; 分数阶控制; 自抗扰控制; 动态响应; 抗扰能力; 电能转换; 功率变换器; 鲁棒控制

中图分类号: TM 46 文献标志码: A doi: 10.12415/j.issn.1671-7872.24203



## Fractional-order Linear Active Disturbance Rejection Control for LLC Resonant Converters

CHEN Zongxiang<sup>1</sup>, LI Menghao<sup>1</sup>, ZHAO Qingliang<sup>2</sup>, LI Song<sup>1</sup>, LIU Kang<sup>1</sup>

(1. School of Electric & Information Engineering, Anhui University of Technology, Maanshan 243032, China;  
2. School of Electrical Engineering, Maanshan University, Maanshan 243100)

**Abstract:** To address the issues of poor dynamic performance and weak disturbance rejection capability in LLC resonant converters under traditional control methods, a fractional linear order active disturbance rejection controller (FOLADRC) was designed and applied to the closed-loop control system of a half-bridge LLC resonant converter. Initially, the small-signal model of the LLC resonant converter was obtained through the extended describing function method, and the system transfer function was obtained through reduction in Matlab. Subsequently, the linear active disturbance rejection control (LADRC) framework was modified by eliminating the phase-lag-inducing tracking differentiator to mitigate dynamic response delays. Concurrently, the error feedback control law in LADRC was replaced with a PD <sup>$\mu$</sup>  controller, where the fractional-order differential term  $\mu$  from the fractional-order PID (FOPID) controller was introduced to optimize system dynamic performance. This modification enabled the

收稿日期: 2024-12-12

基金项目: 安徽省高等学校科学研究重点项目 (2024AH051785)

作者简介: 陈宗祥 (1975—), 男, 安徽马鞍山人, 副教授, 主要研究方向为电力电子功率变换技术。

引文格式: 陈宗祥, 李梦豪, 赵庆亮, 等. 基于分数阶线性自抗扰控制的 LLC 谐振变换器 [J]. 安徽工业大学学报(自然科学版), 2025, 42(4):375-382, 400.

FOLADRC to simultaneously maintain the disturbance rejection capability of conventional LADRC and achieve the enhanced dynamic performance characteristic of FOPID control. The transfer function of FOLADRC was further derived, followed by the generation of closed-loop system Bode diagrams using Matlab to validate the controller's stability margin through frequency-domain analysis. Subsequently, a 300 W-rated experimental prototype was constructed where comparative tests were conducted employing PID, LADRC and FOLADRC control strategies. The results show that in the positive and negative load step response conditions, compared with the PID controller, FOLADRC shortens the transient adjustment time by 47.37% and 60% respectively. Compared with the LADRC, the transient adjustment time is shortened by 20% and 31.03% respectively, significantly improving the system's dynamic response speed and anti-interference capability. This study provides an effective solution for optimizing the performance of LLC resonant converters through the integration of fractional-order control and active disturbance rejection theory.

**Keywords:** LLC resonant converter; fractional order control; active disturbance rejection control(ADRC); dynamic response; disturbance rejection capability; power conversion; power converter; robust control

LLC 谐振变换器作为一种高效的隔离型 DC/DC 变换器, 凭借其软开关特性、高转换效率以及低电磁干扰 (electromagnetic interference, EMI) 等优势, 在新能源发电、电动汽车、工业电源、数据中心和通信设备等领域得到广泛应用<sup>[1-4]</sup>。作为高效电能转换的核心部分, LLC 谐振变换器在实际应用中面临强非线性系统带来的挑战, 其电路内部参数以及外加负载等变化容易影响变换器的输出稳定性、动态响应以及鲁棒性, 导致其难以获得理想的控制性能。随着工业领域对高效率、高可靠性电源需求的持续增长, LLC 谐振变换器的性能优化成为研究热点。因此, 开发具备强抗扰能力和优异动态性能的鲁棒控制器是实现 LLC 谐振变换器高性能输出的关键技术, 这不仅有助于提高电能转换系统效能, 还可为能源结构优化和工业电源升级提供重要技术支撑。

近年来 LLC 谐振变换器的控制研究呈现多元化发展趋势, Yao 等<sup>[5]</sup>提出的基于事件触发控制 (event triggered control, ETC) 的脉宽调制 (pulse width modulation, PWM) 策略有效抑制了谐振腔浪涌电流并实现系统快速启动与稳定运行; 李彬齐<sup>[6]</sup>采用最优轨迹控制 (optimal trajectory control, OTC) 方法通过动态调整脉宽使输出电压跟踪期望轨迹, 显著缩短响应时间; 鲁静等<sup>[7]</sup>在 OTC 基础上结合比例-积分-谐振控制, 精准预测负载阶跃时的开关管导通时间并及时调整开关管频率以提升动态响应; Han 等<sup>[8]</sup>将模型预测控制 (model predictive control, MPC) 应用于 DAB-LLC 混合型双向变换器, 在保证变换器功率分配稳定的同时改善动态性能, 但其控

制效果受模型精度制约。自抗扰控制 (active disturbance rejection control, ADRC)<sup>[9]</sup> 凭借强鲁棒性和低模型依赖性成为研究热点, 陈宗祥等<sup>[10]</sup>验证了其在 LLC 谐振变换器中的有效性, 但非线性结构导致设计复杂; Gao<sup>[11]</sup>提出的线性自抗扰控制 (linear active disturbance rejection control, LADRC) 在保持抗扰性能的同时简化参数整定, 并降低工程实现难度。随着 LADRC 的广泛应用, 各类改进方案<sup>[12-15]</sup>不断涌现, 推动着控制技术的持续创新。

分数阶控制理论为动态性能优化提供了新的研究方向, 其发展历程可追溯至 Podlubny<sup>[16]</sup>提出的分数阶 PID (fractional order PID, FOPID) 控制器理论框架。FOPID 通过引入积分阶次和微分阶次两个关键自由度, 突破了传统整数阶 PID 的调节局限, 在时频域特性上展现出更精细的调节能力<sup>[17-18]</sup>。工程应用表明, FOPID 控制器在参数精确性与鲁棒性方面具有显著优势。吴明江等<sup>[19]</sup>在水风抽蓄并网系统中设计的 FOPID 控制调速系统可将负荷扰动工况下的电网峰值降低 20.54%, 同时使响应速度相较传统 PID 提升 8.16%; 李佳成等<sup>[20]</sup>在无人机抗扰控制领域采用的 FOPID-S 面复合控制器将螺旋线跟踪精度提高 48.82%, 在空间坐标轴下抗风扰品质最高提升达 54.85%; 在多电平变流器 (multi-phase modular multilevel converter, MP-MMC) 系统中, 姚钢等<sup>[21]</sup>部署的 FOPID 控制器不仅将发电机转速波动抑制在  $\pm 0.46\%$  以内, 还使子模块电容电压谐波畸变率下降至 0.32%。这些应用验证了分数阶控制在处理多变量耦合、强非线性等复杂工况时的优势, 为电力电子变换器的性能优化提供了新

的技术路线。

结合 LADRC 的抗扰特性与 FOPID 的动态优势,设计一种分数阶线性自抗扰控制器 (FOLADRC) 并应用于半桥 LLC 谐振变换器的电压闭环控制,在保留线性扩张观测器扰动补偿机制的基础上,采用 PD<sup>μ</sup>控制器替代传统误差反馈环节,旨在实现系统抗扰能力与动态性能的协同优化,为电力电子控制

提供新思路。

## 1 基于分数阶线性自抗扰控制的 LLC 谐振变换器

设计的基于 FOLADRC 的半桥 LLC 谐振变换器如图 1 所示。

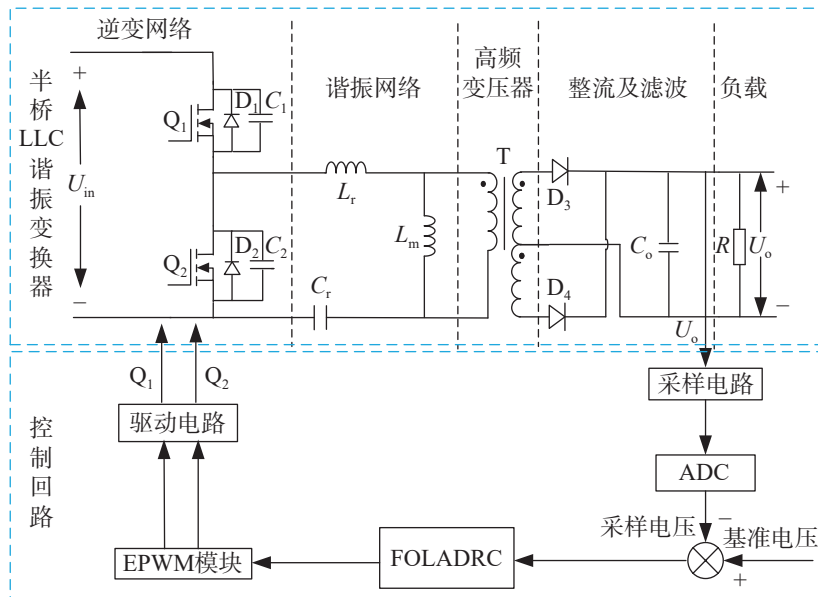


图1 基于分数阶线性自抗扰控制的 LLC 谐振变换器框图

Fig. 1 Schematic diagram of LLC resonant converter based on FOLADRC

直流输入电压  $U_m$  经过由开关管  $Q_1, Q_2$  组成的逆变网络转换为高频方波电压,该方波通过由谐振电感  $L_r$ 、谐振电容  $C_r$  与励磁电感  $L_m$  构成的谐振腔实现软开关;高频方波能量经变压器  $T$  隔离降压后,传递至由二极管  $D_3, D_4$  组成的全波整流电路,再通过输出滤波电容  $C_o$  为负载  $R$  提供稳定电能。在控制回路中,输出电压  $U_o$  经采样电路实时检测后与基准电压进行差分处理,得到的误差信号通过 FOLADRC 控制器进行动态校正并输出频率调制指令,经 EPWM 模块转换为占空比可调的 PWM 信号,最后通过驱动电路精确调控开关管的通断时序,实现对输出电压的快速响应和高精度稳定控制。

### 1.1 LLC 谐振变换器的数学模型

通过扩展描述函数法<sup>[22]</sup>对图 1 所示的 LLC 谐振变换器建立小信号模型,得到变换器的传递函数:

$$G(s) = C(sI - A)^{-1}B + D \quad (1)$$

式中:  $I$  为单位矩阵;  $A$  为内部状态变量矩阵;  $B, C$  分别为输入与输出矩阵;  $D$  为直接传输矩阵。设计的 LLC 谐振变换器具体参数指标如表 1。

表 1 LLC 谐振变换器电路参数

Tab. 1 Circuit parameters of LLC resonant converter

参数指标	额定值	取值范围
输入电压/V	311	275~345
输出电压/V	12	
输出功率/W	300	
谐振频率/kHz	115	
开关频率/kHz	100	90~150

将表 1 中的参数值代入式 (1), 并通过 Matlab 降阶简化得到变换器的传递函数:

$$G(s) = \frac{-0.3045s - 1.184 \times 10^5}{s^2 + 2.231 \times 10^4 s + 1.316 \times 10^9} \quad (2)$$

### 1.2 分数阶线性自抗扰控制器的设计

自抗扰控制器 (ADRC) 由跟踪微分器 (tracking differentiator, TD)、扩张状态观测器 (extended state observer, ESO) 和非线性状态误差反馈控制率 (nonlinear state error feedback, NLSEF) 三部分组成<sup>[9]</sup>, 其核心思想是将系统内外部扰动统一建模为总扰动并通过 ESO 实时估计补偿, 从而赋予系统强鲁棒性。然而 ADRC 因非线性函数较多导致参数整定复杂,

而线性化改进后的 LADRC 通过参数降维显著降低了工程实现难度。但 LADRC 保留的 TD 环节会因相位滞后导致动态响应延迟。与此同时,分数阶 PI<sup>λ</sup>D<sup>μ</sup> 控制器凭借更高的自由度<sup>[23]</sup>,通过调节其积分阶次(λ)和微分阶次(μ)分别优化系统的稳态误差

与动态响应。为此,本文设计分数阶线性自抗扰控制器(FOLADRC),通过去除 LADRC 中的 TD 环节以消除相位滞后,并采用分数阶 PD<sup>μ</sup> 控制器替代线性误差反馈控制律,使系统兼顾良好的动态性能与抗扰能力。FOLADRC 控制结构如图 2。

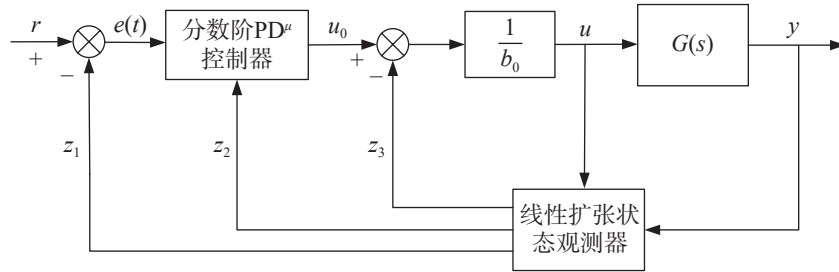


图2 分数阶线性自抗扰控制器的结构框图

Fig. 2 Block diagram of the FOLADRC structure

1.2.1 线性扩张状态观测器

分数阶线性自抗扰控制器的微分方程可表述为:

$$\dot{y} = -a_1\dot{y} - a_0y + \omega + bu \tag{3}$$

式中:  $a_1, a_0$  为系统参数;  $\omega$  为外部扰动;  $b$  为控制量增益;  $u$  为最终控制律。  $a_1, a_0, \omega$  均未知,  $b$  近似于补偿因子  $b_0$ 。记  $f = -a_1\dot{y} - a_0y + \omega + (b - b_0)u$ , 为系统总扰动, 将式 (3) 改写为:

$$\dot{y} = f + b_0u \tag{4}$$

为便于观测器设计, 选取状态变量  $x_1 = y, x_2 = \dot{y}, x_3 = f$ , 可得  $x = [y \ \dot{y} \ f]^T$ , 则式 (4) 的连续扩张状态空间可描述为:

$$\begin{cases} \dot{x} = A_1x + B_1u + Ef \\ y = C_1x \end{cases} \tag{5}$$

式中:

$$\begin{cases} A_1 = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, B_1 = [0 \ b_0 \ 0]^T \\ E = [0 \ 0 \ 1]^T, C_1 = [1 \ 0 \ 0] \end{cases} \tag{6}$$

采用观测器的状态变量  $z$  对控制器的状态变量  $x$  进行估计, 则线性扩张状态观测器可表示为:

$$\begin{cases} \dot{z} = [A_1 - LC_1]z + [B_1, L]u_c \\ y_c = [z_1 \ z_2 \ z_3]^T \end{cases} \tag{7}$$

式中:  $u_c = [u \ y]^T, y_c$  分别为线性扩张状态观测器的输入与输出;  $L$  为观测器增益矩阵。

$$L = [3\omega_0 \ 3\omega_0^2 \ \omega_0^3]^T \tag{8}$$

为获取增益矩阵中的观测器带宽  $\omega_0$ , 对观测器特征方程极点进行配置, 使其位于带宽  $-\omega_0$  处, 则特征方程和观测器带宽满足式 (9)。

$$\lambda(s) = |sI - (A_1 - LC_1)| = (s + \omega_0)^3 \tag{9}$$

由式 (3)~(9) 得到线性扩张状态观测器的状态方程:

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \dot{z}_1 \\ \dot{z}_2 \\ \dot{z}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -3\omega_0 & 1 & 0 \\ -3\omega_0^2 & 0 & 1 \\ -\omega_0^3 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ z_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 3\omega_0 & 0 \\ b_0 & 3\omega_0^2 & 0 \\ 0 & \omega_0^3 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u \\ y \\ 0 \end{bmatrix} \\ y_c = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} x + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} u \end{cases} \tag{10}$$

对式 (10) 进行 Laplace 变换, 得到线性扩张状态观测器的传递函数:

$$\begin{cases} z_1(s) = \frac{b_0s}{s^3 + 3\omega_0s^2 + 3\omega_0^2s + \omega_0^3}u(s) + \frac{3\omega_0s^2 + 3\omega_0^2s + \omega_0^3}{s^3 + 3\omega_0s^2 + 3\omega_0^2s + \omega_0^3}y(s) \\ z_2(s) = \frac{3\omega_0b_0s + b_0s^2}{s^3 + 3\omega_0s^2 + 3\omega_0^2s + \omega_0^3}u(s) + \frac{3\omega_0s^2 + 3\omega_0^2s}{s^3 + 3\omega_0s^2 + 3\omega_0^2s + \omega_0^3}y(s) \\ z_3(s) = \frac{-\omega_0^3b_0}{s^3 + 3\omega_0s^2 + 3\omega_0^2s + \omega_0^3}u(s) + \frac{\omega_0^3s^2}{s^3 + 3\omega_0s^2 + 3\omega_0^2s + \omega_0^3}y(s) \end{cases} \tag{11}$$

1.2.2 分数阶 PD 控制器

分数阶 PI<sup>λ</sup>D<sup>μ</sup> 控制器通过积分阶次 λ 调节系统低频段特性改善稳态误差, 同时利用微分阶次 μ 优化系统高频段特性提升动态响应性能。通过合理配置这两个参数实现对系统响应速度与超调量的协同优化。为提高 LLC 谐振变换器的动态性能, 文中采用 PD<sup>μ</sup> 控制器作为线性误差反馈控制率, 其传递函数为:

$$C(s) = k_p + k_d s^\mu \tag{12}$$

控制器的输入信号经线性扩张状态观测器和分数阶 PD<sup>μ</sup> 控制器处理后, 得到的最终控制率  $u$  为:

$$\begin{cases} u = \frac{u_0 - z_3}{b_0} \\ u_0 = (k_p + k_d s^\mu)(k_p(r - z_1) - k_d z_2) \end{cases} \tag{13}$$

由式 (11), (13) 得到 FOLADRC 的传递函数

$G_v(s)$ , 具体如式下:

$$G_v(s) = \frac{u(s)}{y(s)} = \frac{(\omega_0^3 + 3\omega_0 k_p)s^2 + 3\omega_0^2 k_d s^{\mu+1} + 3\omega_0^2 k_p s + \omega_0^3 k_d s^{\mu} + \omega_0^3 k_p}{b_0 s^3 + 3b_0 \omega_0 s^2 + b_0 k_d s^{\mu+1} + (3b_0 \omega_0^2 + b_0 k_p)s + 3b_0 \omega_0 k_d s^{\mu}} \quad (14)$$

基于 LLC 谐振变换器传递函数  $G(s)$  与 FOLADRC 传递函数  $G_v(s)$  系统的闭环控制结构可简化为图 3 所示的结构。

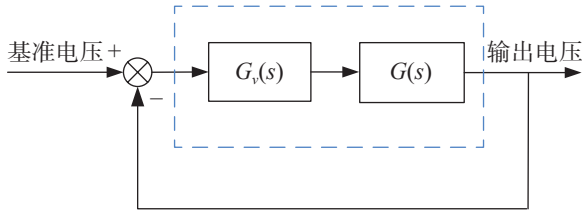


图 3 FOLADRC 电压单闭环控制结构框图

Fig. 3 Block diagram of FOLADRC voltage single-loop control structure

### 1.3 分数阶线性自抗扰控制器的稳定性

为验证设计的分数阶线性自抗扰控制器

$$\begin{cases} G_{PID}(s) = \frac{k_d' s^2 + k_p' s + k_i'}{s} = \frac{k_0'(s + 2\pi f_{z1})(s + 2\pi f_{z2})}{s} \\ f_{z1} = f_{z2} = 2.89 \text{ kHz} \\ \left| \frac{k_0'(s + 2\pi f_{z1})(s + 2\pi f_{z2})}{s} \cdot \frac{0.3045s + 1.84 \times 10^5}{s^2 + 2.231 \times 10^4 s + 1.316 \times 10^9} \right|_{s=j2\pi f_c} = 1 \end{cases} \quad (16)$$

通过式 (16) 可求出 PID 控制器的参数:

$$\begin{cases} k_p' = 1.119 \times 10^4 \\ k_i' = 1.319 \times 10^8 \\ k_d' = 0.3081 \end{cases} \quad (17)$$

在配置的 PID 控制器和 FOLADRC 的控制策略下, LLC 谐振变换器系统的闭环伯德图如图 4。

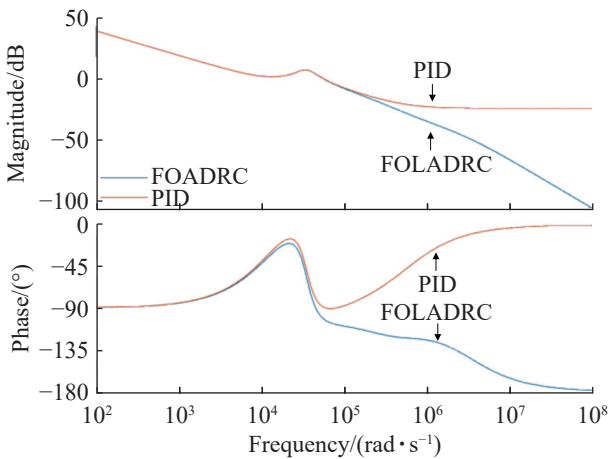


图 4 FOLADRC 与 PID 补偿后的系统伯德图

Fig. 4 Bode diagram after FOLADRC and PID compensation  
由图 4 可知: 对于 PID 控制策略, 系统低频段

(FOLADRC) 的稳定性, 需对式 (14) 中的参数进行整定。FOLADRC 的待整定参数包含分数阶 PD $^{\mu}$  控制器部分 ( $k_p, k_d, \mu$ ) 以及 LADRC 部分 ( $\omega_c, \omega_0, b_0$ ), 其中 PD $^{\mu}$  参数整定采用幅值裕度与相位裕度结合法<sup>[24]</sup>, LADRC 参数则依据文献 [12] 提出的配置方法进行并行独立整定, 最终获得的 FOLADRC 优化参数为:

$$\begin{cases} k_p = 2.1023 \times 10^9 \\ k_d = 9.2459 \times 10^4 \\ \mu = 0.88 \\ b_0 = 8.7965 \times 10^5 \\ \omega_0 = 5.4583 \times 10^4 \\ \omega_c = 4.623 \times 10^4 \end{cases} \quad (15)$$

为进行 FOLADRC 性能的对比分析, 参照文献 [25] 的方法设计一组 PID 控制器作为基准, 通过参数调整使 LLC 谐振变换器在 2 种控制器下具有相近的穿越频率, 进而分析二者的稳定裕度。根据式 (2) 的计算结果, LLC 谐振变换器的极点位于 5.77 kHz。为确保在穿越频率处系统增益为 1, 建立如下 PID 控制器参数约束方程组:

增益通过积分环节引入的极点得到显著提升, 但增益效果随频率升高而逐渐减弱; 在中频段 2.89 kHz (18 160 rad/s), 系统增益由微分环节引入的 2 个零点得到提升, 最终在 8.50 kHz (53 407 rad/s) 处实现 0 dB 幅值穿越。相较而言, FOLADRC 在中低频段保持与 PID 相当的增益特性, 同时在高频段通过额外引入的 2 个极点实现了更快的幅值衰减。这种频域特性差异验证了 FOLADRC 在扰动系统中兼具优越的鲁棒性和快速的动态响应特性。

## 2 实验验证

为验证所提 FOLADRC 控制策略的优越性, 搭建 300 W (12 V/25 A) 半桥 LLC 谐振变换器实验平台 (图 5) 进行对比实验。该平台由数字示波器、直流稳压源、电流探头、半桥 LLC 谐振变换器样机、反激辅助电源和 TMS320F28377D 控制器等构成。首先, 通过稳态实验验证变换器在全负载范围内的软开关特性 (原边开关管零电压开通与副边二极管零电流关断), 确认实验平台设计的合理性; 随后, 分别在负载电流半载至满载 (12→24 A) 和满载至半载 (24→12 A) 阶跃工况下, 对比 PID, LADRC 和

FOLADRC 不同控制策略下输出电压超调量及暂态恢复时间指标,验证所提控制策略的动态响应特性。

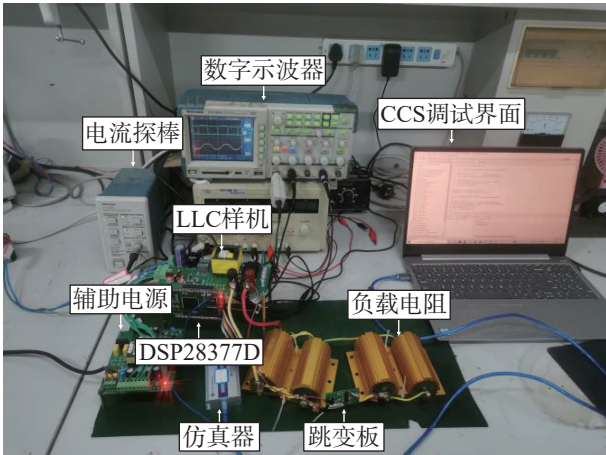
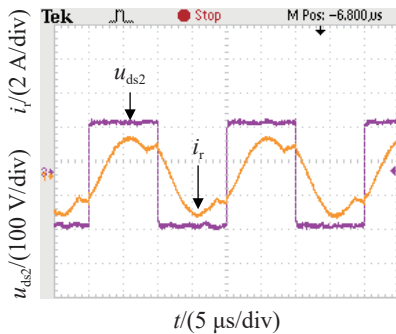


图5 LLC 谐振变换器实验平台

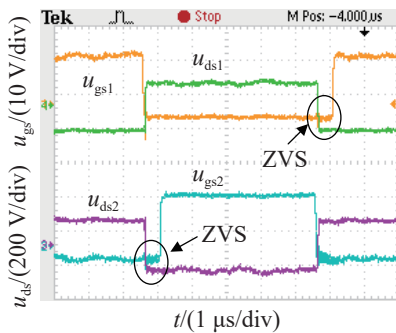
Fig. 5 Experimental platform of LLC resonant converter

2.1 稳态实验验证

图6为 LLC 谐振变换器逆变桥臂的关键工作波形,包括 MOSFET 的漏源极电压 ( $u_{ds1}$  和  $u_{ds2}$ )、驱动信号 ( $u_{gs1}$  和  $u_{gs2}$ ) 以及谐振电流 ( $i_r$ )。



(a) 谐振电流与谐振腔电压



(b) 原边开关管ZVS

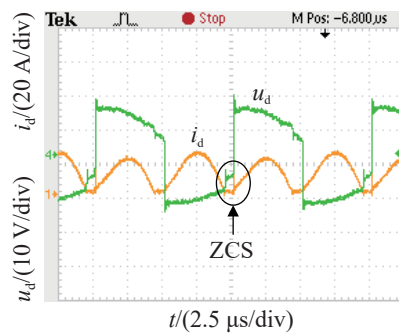
图6 原边开关管的工作波形

Fig. 6 Operating waveforms of primary switch

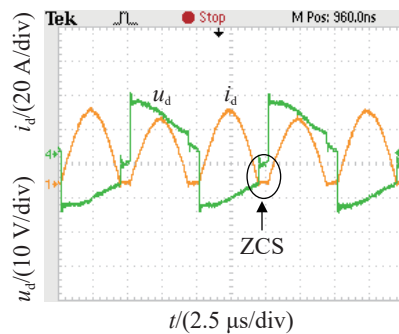
图6(a)中谐振电流相位滞后于电压相位,表明谐振腔工作在感性区域。在此工作模式下,谐振电流在 MOSFET 关断期间可有效对器件寄生电容放电,使漏源极电压在栅极驱动信号上升沿前完全回落至零电位,从而为 MOSFET 创造理想的零电压开

通条件。图6(b)中的实验波形进一步验证这一机制,可以清晰观察到当栅极驱动信号有效时,对应的 MOSFET 漏源极电压已提前放电至 0,成功实现了零电压开通。

图7分别为半载与满载工况下副边整流二极管的工作波形。图7表明:2种负载条件下,副边二极管电流呈现断续导通特征;二极管电流 ( $i_d$ ) 在其两端的反向电压 ( $u_d$ ) 上升前就已完全降至 0,这一现象充分验证了变换器在全负载范围均能实现整流二极管的零电流关断特性。软开关特性可有效消除开关管的开关损耗,显著提升了变换器的整体效率,特别是在高频工作条件下这一优势更为突出。



(a) 半载二极管ZCS



(b) 满载二极管ZCS

图7 副边整流二极管的工作波形

Fig. 7 Operating waveforms of secondary rectifier diode

2.2 暂态实验验证

图8,9分别为 LLC 谐振变换器在 PID, LADRC 及 FOLADRC 控制策略下加载 (12→24 A) 与减载 (24→12 A) 的暂态实验波形,实验结果性能指标数据如表2。图8,9表明:3种控制器均能确保系统稳定运行,但在动态性能上呈现显著差异。根据表2中的实验数据可看出:在加载工况下,FOLADRC 的输出电压调节时间较 PID 和 LADRC 分别缩短 1.8, 0.5 ms,同时电压超调量分别降低 100, 20 mV;在减载工况下,FOLADRC 的电压调节时间较 LADRC 与 PID 分别缩短 3.0, 0.9 ms,超调量分别降低 60, 10 mV。这些数据充分验证了 FOLADRC 在动态性能上的优越性,显著提升了系统响应速度。然而,由

于负载阶跃过程中滤波电容的瞬态放电速度远超数字处理器的采样运算速度, 这一物理限制导致电压超调量的改善效果未能达到理论预期。综合实验结果表明, FOLADRC 在保持 LADRC 原有鲁棒性的同时, 进一步优化了系统动态响应性能。

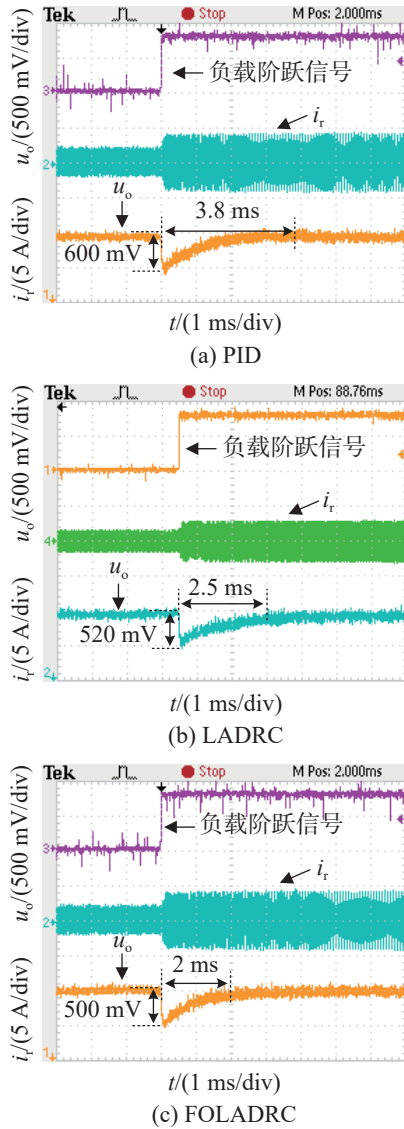
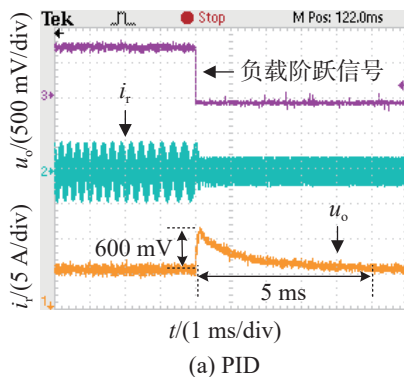


图8 加载阶跃波形

Fig. 8 Positive load step waveform



(a) PID

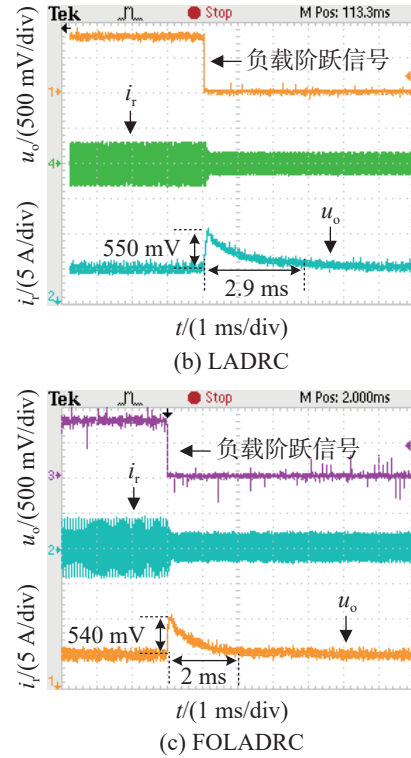


图9 减载阶跃波形

Fig. 9 Negative load step waveform

表 2 负载阶跃工况下 3 种控制器的动态响应指标

Tab. 2 Dynamic response indicators of three controllers under load step conditions

控制器	工况	调节时间/ms	超调量/mV
PID	半载到满载	3.8	600
	满载到半载	5.0	600
LADRC	半载到满载	2.5	520
	满载到半载	2.9	550
FOLADRC	半载到满载	2.0	500
	满载到半载	2.0	540

### 3 结论

基于 LADRC 和分数阶 PID 控制器设计一种分数阶线性自抗扰控制器, 并将其用于半桥 LLC 谐振变换器电压闭环控制系统。该控制器通过移除 LADRC 的跟踪微分器消除相位滞后, 采用分数阶 PD 控制器替代传统线性误差反馈控制率, 实现抗干扰能力与动态响应速度的协同优化。此外, 线性扩张状态观测器与 FOPD 控制器的参数互不耦合, 支持并行独立整定策略, 显著提升工程实用性。为验证系统控制性能, 基于同一实验平台分别采用 PID, LADRC 以及 FOLADRC 进行对比实验。结果表明: 在负载阶跃工况下, FOLADRC 呈现出更快的动态响应速度和更强的鲁棒性, 在半载到满载的加载工

况下,其相较于PID与LADRC,动态响应时间分别缩短47.37%,20.00%;在满载到半载的减载工况下,分别缩短60.00%,31.03%。设计的控制器不仅继承了LADRC的强鲁棒性,更通过分数阶调节实现了动态性能的突破性提升,为电动汽车充电等要求高动态响应的应用场景提供了可靠的电源解决方案,具有重要的工程应用价值。

#### 参考文献:

- [1] GLITZ E S, ORDONEZ M. MOSFET power loss estimation in LLC resonant converters: time interval analysis[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2019, 34(12):11964–11980.
- [2] 赵修瑞,李锴,李又丰. LLC 光伏并网谐振变换器的研究[J]. *电子测试*, 2021(10):29–30,128.  
ZHAO X R, LI K, LI Y F. Research on LLC photovoltaic grid-connected resonant converter[J]. *Electronic Test*, 2021(10):29–30,128.
- [3] 刘博林,张晓冬,李越,等. 应用于电动汽车充电的变频-移相控制方法 LLC 谐振变换器[J]. *电源学报*, 2020, 18(5):43–52.  
LIU B L, ZHANG X D, LI Y, et al. Variable frequency-phase shift control method for LLC resonant converter applied to electric vehicle charging[J]. *Journal of Power Supply*, 2020, 18(5):43–52.
- [4] QIU M H, WEI M X, LIU X Y, et al. A family of novel switch capacitor based integrated matrix autotransformer LLC converter for data center application[C]//2023 IEEE Green Technologies Conference. Denver, CO, USA: IEEE, 2023:118–122.
- [5] YAO X L, HAN X, LIAO Y F, et al. PWM strategy for start-up process of LLC resonant converter based on event trigger control method[J]. *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, 2022, 69(3):1357–1361.
- [6] 李彬齐. 基于简化轨迹优化控制的高频数字化 LLC 谐振变换器研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2022.  
LI B Q. Research on High-frequency Digital LLC Resonant Converter Based on Simplified Trajectory Optimization Control[D]. Harbin: Harbin Institute of Technology, 2022.
- [7] 鲁静,同向前,张嘉翔,等. L-LLC 谐振型双向 DC-DC 变换器的复合最优轨迹控制策略研究[J]. *电工技术学报*, 2020, 35(S1):60–69.  
LU J, TONG X Q, ZHANG J X, et al. Research on the hybrid optimal control principle based on the L-LLC resonant bidirectional DC-DC converter[J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2020, 35(S1):60–69.
- [8] HAN X, LIAO Y F, YANG D. Model predictive control strategy for DAB-LLC hybrid bidirectional converter based on power distribution balance[J]. *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, 2024, 71(6): 3236–3240.
- [9] 韩京清. 自抗扰控制技术: 估计补偿不确定因素的控制技术[M]. 北京: 国防工业出版社, 2008.  
HAN J Q. Active Disturbance Rejection Control Technique: The Technique for Estimating and Compensating the Uncertainties[M]. Beijing: National Defense Industry Press, 2008.
- [10] 陈宗祥,张武林,陈克难,等. LLC 谐振变换器自抗扰控制研究[J]. *电机与控制学报*, 2022, 26(8):130–138.  
CHEN Z X, ZHANG W L, CHEN K N, et al. Research on active disturbance rejection control of LLC resonant converter[J]. *Electric Machines and Control*, 2022, 26(8): 130–138.
- [11] GAO Z Q. Scaling and bandwidth-parameterization based controller tuning[C]//Proceedings of the 2003 American Control Conference. Denver, CO, USA: IEEE, 2003:4989–4996.
- [12] 袁东,马晓军,曾庆含,等. 二阶系统线性自抗扰控制器频带特性与参数配置研究[J]. *控制理论与应用*, 2013, 30(12):1630–1640.  
YUAN D, MA X J, ZENG Q H, et al. Research on frequency-band characteristics and parameters configuration of linear active disturbance rejection control for second-order systems[J]. *Control Theory & Applications*, 2013, 30(12):1630–1640.
- [13] TANAKA R, TOYOTA M, KOGA T. Linear active disturbance rejection controller design based on disturbance response specification for a 1st order plant[C]//2020 59th Annual Conference of the Society of Instrument and Control Engineers of Japan. Chiang Mai, Thailand: IEEE, 2020:1250–1256.
- [14] TANAKA R, TOYOTA M, FUJIMOTO T. LADRC design based on disturbance response specification for the second order plant[C]//2022 13th Asian Control Conference. Jeju, Korea: Republic of IEEE, 2022:863–868.
- [15] 刘永伟,陈学思,王冉珺,等. 改进的 LADRC 参数稳定域计算方法及应用[J/OL]. *控制工程*, (2024–09–10). <http://kns.cnki.net/KCMS/detail/detail.aspx?filename=JZDF20240909002&dbname=CJFD&dbcode=CJFQ>.  
LIU Y W, CHEN X S, WANG R J, et al. Improved calculation method of LADRC parameter stability region and its application[J/OL]. *China Industrial Economics*, (2024–09–10). <http://kns.cnki.net/KCMS/detail/detail.aspx?filename=JZDF20240909002&dbname=CJFD&dbcode=CJFQ>.
- [16] PODLUBNY I. Fractional-order systems and PI/sup/spl lambda// D/sup/spl mu//-controllers[J]. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 1999, 44(1):208–214.

- Processing, 2021, 15(6):1371–1381.
- [16] 伏晓, 卿粼波, 何小海. 基于亮度校正的航拍图像拼接融合算法[J]. 安徽工业大学学报(自然科学版), 2019, 36(2):179–184, 194.  
FU X, QING L B, HE X H. Stitching fusion algorithm of aerial image based on brightness correction[J]. Journal of Anhui University of Technology (Natural Science), 2019, 36(2):179–184, 194.
- [17] LI J X, ZHOU Y C. Automatic color image stitching using quaternion rank-1 alignment[C]//2022 IEEE/CVF Conference on Computer Vision and Pattern Recognition. New Orleans, LA, USA: IEEE, 2022:19688–19697.
- [18] LOWE D G. Distinctive image features from scale-invariant keypoints[J]. International Journal of Computer Vision, 2004, 60(2):91–110.
- [19] PÉREZ P, GANGNET M, BLAKE A. Poisson image editing[J]. ACM Transactions on Graphics, 2003, 22(3):313–318.
- [20] LI N, XU Y F, WANG C. Quasi-homography warps in image stitching[J]. IEEE Transactions on Multimedia, 2018, 20(6):1365–1375.
- [21] BOYKOV Y, KOLMOGOROV V. An experimental comparison of min-cut/max-flow algorithms for energy minimization in vision[C]//Energy Minimization Methods in Computer Vision and Pattern Recognition. Berlin, Heidelberg: Springer, 2001:359–374.
- [22] REN M X, LI J N, SONG L Q, et al. MLP-based efficient stitching method for UAV images[J]. IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters, 2022, 19:2503305.
- [23] PHAM N T, PARK S, PARK C S. Fast and efficient method for large-scale aerial image stitching[J]. IEEE Access, 2021, 9:127852–127865.
- [24] GROMPONE VON GIOI R, JAKUBOWICZ J, MOREL J M, et al. LSD: a fast line segment detector with a false detection control[J]. IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence, 2010, 32(4):722–732.
- [25] BAKUROV I, BUZZELLI M, SCETTINI R, et al. Structural similarity index (SSIM) revisited: a data-driven approach[J]. Expert Systems with Applications, 2022, 189:116087.
- [26] MOZHAIEVA A, STREETER L, VLASUYK I, et al. Full reference video quality assessment metric on base human visual system consistent with PSNR[C]//2021 28th Conference of Open Innovations Association. Moscow, Russia: IEEE, 2021:309–315.

责任编辑: 何莉

### (上接第 382 页)

- [17] MALLAREDDY M, PRASAD CHINTA D, RAJPATHAK B, et al. Application of biogeography based Fractional order PID controller in DC motor drive speed control[C]//2020 IEEE International Conference on Electronics, Computing and Communication Technologies. Bangalore, India: IEEE, 2020:1–6.
- [18] SHAH P, AGASHE S. Review of fractional PID controller[J]. Mechatronics, 2016, 38:29–41.
- [19] 吴明江, 王业琴, 王超, 等. 基于多目标分数阶 PID 的水风抽蓄并网优化控制[J]. 人民长江, (2025–03–06). <https://link.cnki.net/urlid/42.1202.TV.20250305.1428.006>.
- WU M J, WANG Y Q, WANG C, et al. Research on optimized control of water-wind pumped storage integration into power network based on multi-objective fractional order PID[J/OL]. Yangtze River, (2025–03–06). <https://link.cnki.net/urlid/42.1202.TV.20250305.1428.006>.
- [20] 李佳成, 陈鹏云, 常哲. 基于分数阶 S 面模型的四旋翼轨迹跟踪控制[J]. 兵器装备工程学报, 2024, 45(3): 286–292.  
LI J C, CHEN P Y, CHANG Z. Trajectory tracking control of quadrotor based on fractional order S-plane model[J]. Journal of Ordnance Equipment Engineering, 2024, 45(3): 286–292.
- [21] 姚钢, 李华荣, 周荔丹, 等. MP–MMC 驱动六相永磁同步风力发电机分数阶 PID 控制研究[J]. 电机与控制学报, 2022, 26(12):93–107.  
YAO G, LI H R, ZHOU L D, et al. Research on fractional order PID control of six phase permanent magnet wind turbine driven by MP–MMC[J]. Electric Machines and Control, 2022, 26(12):93–107.
- [22] 陈克难. 基于自抗扰控制技术的 LLC 谐振变换器研究[D]. 马鞍山: 安徽工业大学, 2021.  
CHEN K N. Research on LLC Resonant Converter Based on Active Disturbance Rejection Control Technique[D]. Maanshan: Anhui University of Technology, 2021.
- [23] SABATIER J, MOZE M, FARGES C. LMI stability conditions for fractional order systems[J]. Computers & Mathematics with Applications, 2010, 59(5):1594–1609.
- [24] 徐之淦. 基于干扰观测器的四旋翼无人机分数阶控制器设计[D]. 长春: 长春理工大学, 2022.  
XU Z S. Fractional-order Controller Design for Quadrotor UAV Based on Disturbance Observer[D]. Changchun: Changchun University of Science and Technology, 2022.
- [25] 杨平, 邓亮, 徐春梅, 等. PID 控制器参数整定方法及应用[M]. 北京: 中国电力出版社, 2016.  
YANG P, DENG L, XU C M, et al. PID Controller Parameter Tuning Methods and Applications[M]. Beijing: China Electric Power Press, 2016.

责任编辑: 何莉