

# 基于有限时间观测器的PFC变换器自适应超螺旋滑模控制

马辉<sup>1</sup>, 李昊轩<sup>1</sup>, 范李平<sup>2</sup>, 向昆<sup>2</sup>, 卢云<sup>1</sup>, 席磊<sup>1</sup>

(1. 三峡大学 电气与新能源学院, 湖北 宜昌 443002; 2. 国网宜昌供电公司, 湖北 宜昌 443000)

**摘要:**针对单相三电平功率因数校正电路在传统控制方法下动态响应慢、抗扰能力不足的问题,提出一种基于有限时间扰动观测器的自适应超螺旋滑模控制策略。该策略通过引入等效自适应增益改进超螺旋算法,并将其应用于电压调节和功率跟踪回路,有效增强动态响应并抑制抖振;同时设计线性超螺旋观测器实时补偿系统扰动,降低增益需求,提升收敛速度与抗扰性能。基于单相双向管级联背靠背三电平变换器的实验表明:相较传统PI控制,该策略在载突变时响应时间缩短44.5%和56.4%,电压波动幅度减小48.1%和80.5%;在参考电压阶跃下,电压上升恢复时间缩短88.1%,且无显著超调,下降恢复时间缩短34.4%,跌落幅度减少58.9%;在输入电压波动时,暂态时间缩短37.6%,电压下降幅度减小61.7%。实验结果表明该方法能够显著提升系统响应速度与抗扰能力,为高可靠性功率因数校正提供了有效控制方案。

**关键词:**功率因数校正电路;滑模控制;扰动观测器;抖振抑制;自适应增益

DOI:10.15938/j.emc.2025.09.011

中图分类号:TM46

文献标志码:A

文章编号:1007-449X(2025)09-0116-11

## Adaptive super-twisting sliding mode control of PFC converter based on finite time observer

MA Hui<sup>1</sup>, LI Haoxuan<sup>1</sup>, FAN Liping<sup>2</sup>, XIANG Kun<sup>2</sup>, LU Yun<sup>1</sup>, XI Lei<sup>1</sup>

(1. College of Electrical Engineering & New Energy, China Three Gorges University, Yichang 443002, China;

2. State Grid Yichang Power Supply Co., Ltd., Yichang 443000, China)

**Abstract:**To address the slow dynamic response and insufficient disturbance rejection of conventional control methods for single-phase three-level power factor correction circuits, an adaptive super-twisting sliding mode control strategy was proposed based on a finite-time disturbance observer. By introducing equivalent adaptive gain to enhance the super-twisting algorithm and applying it to voltage regulation and power tracking loops, this strategy effectively improves dynamic performance while suppressing chattering. Simultaneously, a linear-enhanced super-twisting observer was designed for real-time compensation of system disturbances, reducing gain requirements and enhancing convergence speed and disturbance rejection. Experimental validation on a single-phase back-to-back three-level converter with cascade cell demonstrates that, compared to traditional PI control, this strategy achieves 44.5% and 56.4% shorter

收稿日期: 2025-04-18

基金项目: 国家自然科学基金(52377191); 湖北省自然科学基金(2024AFB584)

作者简介: 马辉(1985—), 男, 博士, 副教授, 研究方向为新能源系统控制与规划;

李昊轩(2000—), 男, 硕士研究生, 研究方向为变换器拓扑与控制;

范李平(1983—), 女, 高级工程师, 研究方向为综合能源技术;

向昆(1984—), 男, 高级工程师, 研究方向为配电网规划及运行可靠性分析;

卢云(1988—), 男, 博士研究生, 研究方向为电力电子变流技术;

席磊(1982—), 男, 博士, 教授, 研究方向为人工智能技术和自动发电控制。

通信作者: 李昊轩

response times with 48.1% and 80.5% reduced voltage fluctuations during load transients; under reference voltage steps, voltage rise recovery time is shortened by 88.1% without significant overshoot, fall recovery time by 34.4%, and voltage dip magnitude by 58.9%; during input voltage fluctuations, transient duration decreases by 37.6% with 61.7% reduction in voltage sag magnitude. Results confirm that this method significantly enhances system response speed and robustness, providing an effective control solution for high-reliability power factor correction.

**Keywords:** power factor correction circuit; sliding mode control; disturbance observer; chattering suppression; adaptive gain

## 0 引言

在现代电力电子系统中,整流器的设计不仅要满足基本的电能转换需求,还需要符合 IEEE 519、IEC 61000-3-2 等谐波标准的要求<sup>[1]</sup>。为此,功率因数校正(power factor correction, PFC)技术被广泛应用。

PFC 电路通过校正网侧电流,使其与输入电压保持同相位,达到近似单位功率因数的运行效果<sup>[2-4]</sup>。Boost 型和 Buck 型 PFC 变换器因其结构简单、控制方法易于实现,而成为最常见的有源 PFC 拓扑。对于传统的两电平 Boost 型 PFC 变换器,其控制策略通常基于小信号模型和线性化假设,在负载大范围波动或输出电压变化时,其调整幅度和响应速度相对有限。如果控制系统无法迅速响应并调整开关模式,网侧电流波形可能会偏离正弦性,从而导致谐波含量增加。文献[5]提出了一种单相双向管级联式背靠背三电平变换器(back-to-back three-level converter with cascade cell, BT-CC),此类三电平 PFC 变换器在低电压应力下能够实现更高的转换效率,并具有更优异的谐波特性,但三电平电路的动态特性更为复杂,这对控制器的设计提出了更高的要求<sup>[6]</sup>。因此,设计出相应的鲁棒控制系统有效应对电压和负载波动,对于提升电力系统的电能质量和整体稳定性具有重要意义。

滑模控制(sliding mode control, SMC)是一种对参数变化不敏感的变结构控制,其主要特点是通过不断切换控制律来强制系统状态沿预设的滑模面运动,最终将系统状态稳定到期望的平衡点或目标状态<sup>[7]</sup>。对于 PFC 电路等一类含有多模态切换的系统,能够有效降低其复杂程度,同时保证系统在大扰动下的动态性能,但由于传统滑模控制器中含有不连续项,当系统到达滑模面附近时,会产生高频抖振

造成内环电流参考值抖动。为使其能够在电压外环中使用,需要消除或减轻滑模控制器的抖振现象<sup>[8]</sup>。文献[9]通过构造连续的非线性控制输入,使系统状态在滑模面附近呈现二阶超螺旋轨迹。其控制输入一般包含两部分:滑模项和超螺旋项。超螺旋项对滑模面的距离进行动态调整,从而更柔和地驱使系统进入滑模面。文献[10]提出了一种指数趋近滑模控制方法,通过改进指数趋近律使得系统在远离或者逼近滑模面时自适应增大或减小切换控制项,从而加快系统收敛速度并减轻抖振。

部分学者将滑模控制器与扰动观测器相结合,在确保系统对于干扰具备强鲁棒性的同时,有效减轻了系统抖振。文献[11-12]设计了一种基于扩张状态观测器的滑模控制器,采用扩张观测器观测系统的集总扰动,有效减弱了不确定性干扰,降低了趋近律中的开关增益压力,一定程度上减轻了抖振现象。在这些研究中,线性扩张状态观测器(linear extended state observer, LESO)被广泛采用,虽然 LESO 能够实现估计误差的指数收敛,但是其趋于稳态的过程与误差初值密切相关,在某些应用场合中会限制观测器的实用性。为克服该缺陷,研究者进一步提出了有限时间收敛(finite-time convergence)的概念<sup>[13]</sup>,并将其成功应用于观测器设计及许多相关实践中<sup>[14-16]</sup>。有限时间观测器(finite-time convergence observer)能够在预定时间内收敛到误差容许范围内。这一特性使得其在初始状态不确定和大误差条件下,能够保持稳定和高效的收敛性能。

本文针对 BT-CC 变换器提出一种基于有限时间观测器的自适应超螺旋滑模控制策略(adaptive super-twisting sliding mode control based on finite time observer, LSTO-ASTSMC),在该方法中,有限时间观测器负责快速估计并补偿集总扰动;超螺旋滑模控制器则通过引入等效自适应增益,在增强动态性能

的同时抑制抖振。通过将二者集成,提高控制系统在有限时间内的收敛性能,并且提高系统对负载变化、电压阶跃等一类扰动的抗扰性能。

## 1 单相三电平 BT-CC 变换器

### 1.1 BT-CC 变换器拓扑分析

BT-CC 电路的拓扑结构如图 1 所示。电路在传统二极管箝位拓扑之上,简化了整流桥的箝位结构,将开关管整流桥臂替换为二极管不控整流桥,并在替换后的整流桥臂之间并入两开关管反向串联的背靠背结构,结合级联式构造方式,形成直接通过背靠背结构流通 0 电平的三电平电路。图中  $S_1 \sim S_4$  为开关管;  $D_1 \sim D_4$  为二极管;  $u_s$  为电网侧输入电压;  $L$  为输入侧升压电感;  $i_L$  为电感电流;  $C_1$ 、 $C_2$  为输出侧滤波电容;  $u_{c1}$  和  $u_{c2}$  分别为两电容上电压;  $R$  为负载;  $u_{dc}$ 、 $i_{dc}$  为直流输出电压、电流;  $u_{ab}$  为桥臂  $ab$  之间的电压。

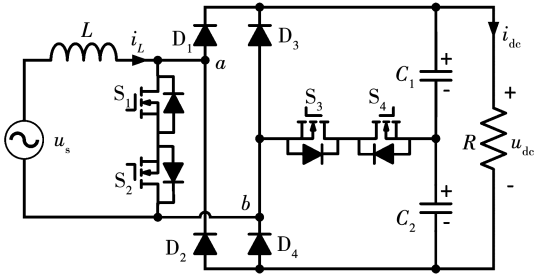


图 1 单相双向管级联式背靠背三电平 PFC 变换器

Fig. 1 Single-phase three-level BT-CC PFC converter

### 1.2 模型建立

假设直流侧电容电压平衡,直流调压回路模型可表示为

$$C \frac{u_{dc}}{2} \frac{du_{dc}}{dt} = p - p_L \quad (1)$$

式中:  $p$  为直流侧总功率;  $p_L$  为直流负载所消耗的功率。

根据图 1 所示电路,忽略前端滤波电感  $L$  的寄生电阻,其电感电流模型可表示为

$$L \frac{di_L}{dt} = u_s - u_{ab} \quad (2)$$

在单相系统中,由于仅存在单一电压和电流信号,无法直接基于瞬时功率理论<sup>[17]</sup> 计算瞬时有功与无功功率,因此需构造正交的  $\alpha\beta$  分量以建立等效两相系统,本文采用 SOGI 算法生成虚拟正交分量,

其结构框图如图 2 所示,  $k$  为阻尼因子,  $\omega$  为电网角频率。

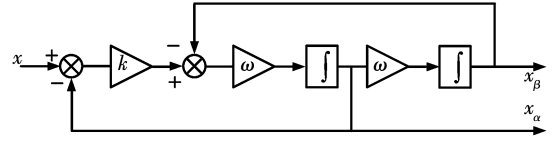


图 2 SOGI 算法结构图

Fig. 2 SOGI algorithm structure diagram

在  $\alpha\beta$  坐标系中  $u_s$  和  $i_L$  可表示为:

$$\left. \begin{aligned} u_{s\alpha} &= u_s = U_{sm} \cos(\omega t); \\ u_{s\beta} &= U_{sm} \sin(\omega t); \\ i_{L\alpha} &= i_L = I_{Lm} \cos(\omega t - \varphi); \\ i_{L\beta} &= I_{Lm} \sin(\omega t - \varphi). \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

式中:  $U_{sm}$  为网侧电压幅值;  $I_{Lm}$  为电感电流幅值;  $\varphi$  为功率因数角。

根据瞬时功率理论, BT-CC 变换器在  $\alpha\beta$  坐标系下的瞬时有功功率  $p$  和无功功率  $q$  可以定义为:

$$\left. \begin{aligned} p &= \frac{u_{s\alpha} i_{s\alpha} + u_{s\beta} i_{s\beta}}{2}; \\ q &= \frac{u_{s\beta} i_{s\alpha} - u_{s\alpha} i_{s\beta}}{2}. \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

根据式(2)~式(4), 可得  $p$ 、 $q$  导数为

$$\left. \begin{aligned} \dot{p} &= \frac{1}{2L} [U_{sm}^2 - (u_{s\alpha} u_{ab\alpha} + u_{s\beta} u_{ab\beta})] - \omega q; \\ \dot{q} &= -\frac{1}{2L} [(u_{s\beta} u_{ab\alpha} - u_{s\alpha} u_{ab\beta})] + \omega p. \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

当系统到达稳态时,  $\dot{p} = 0$ 、 $\dot{q} = 0$ , 故式(6)可表示为:

$$\left. \begin{aligned} u_{s\alpha} u_{ab\alpha} + u_{s\beta} u_{ab\beta} &= U_{sm}^2 - 2L\omega q; \\ u_{s\alpha} u_{ab\alpha} - u_{s\beta} u_{ab\beta} &= 2L\omega p. \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

由图 1 可得

$$u_{ab} = (S_a - S_b) \cdot u_{dc}/2 \quad (7)$$

式中:  $S_k = 1, 0, -1$  ( $k = a, b$ ), 分别表示  $k$  桥臂电压为  $u_{dc}$ 、0、 $-u_{dc}$ , 通过文献[18]中的载波脉宽调制(carrier-based pulse width modulation, CBPWM), 可得到一个开关周期内  $u_{ab}$  的平均值为  $u_{ab} = 2d_a u_{dc}/2 = d_a u_{dc}$ ,  $d_a$  为桥臂  $a$  的占空比。

因此可得:

$$\left. \begin{aligned} u_{s\alpha} d_{a\alpha}^* + u_{s\beta} d_{a\beta}^* &= \frac{U_{sm}^2 - 2L\omega q}{u_{dc}}; \\ u_{s\beta} d_{a\beta}^* - u_{s\alpha} d_{a\alpha}^* &= \frac{2L\omega p}{u_{dc}}. \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

式中:  $d_{a\alpha}^*$ 、 $d_{a\beta}^*$  为稳态下的平均占空比, 即所谓平衡

点,根据式(8),二者可表示为:

$$\left. \begin{aligned} d_{a\alpha}^* &= \frac{(U_{sm}^2 - 2L\omega q)u_{s\alpha} + 2L\omega pu_{s\beta}}{u_{dc}U_{sm}^2}; \\ d_{a\beta}^* &= \frac{(U_{sm}^2 - 2L\omega q)u_{s\beta} - 2L\omega pu_{s\alpha}}{u_{dc}U_{sm}^2} \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

根据式(1)可设计电压控制器调节直流电压,输出内环有功功率参考值;根据式(9)可设计相应功率控制器,跟踪有功和无功功率参考值。

## 2 BTC-CC 变换器控制器设计

本节设计了一种自适应超螺旋滑模控制器 (adaptive super-twisting sliding mode control, ASTSMC), 并将其应用于直流调压回路与功率跟踪回路中;此外,在直流调压回路中,采用有限时间扰动观测器对扰动进行估计和补偿;最后采用 PI 控制保证电容电压平衡。系统的整体控制框图如图 3 所示。

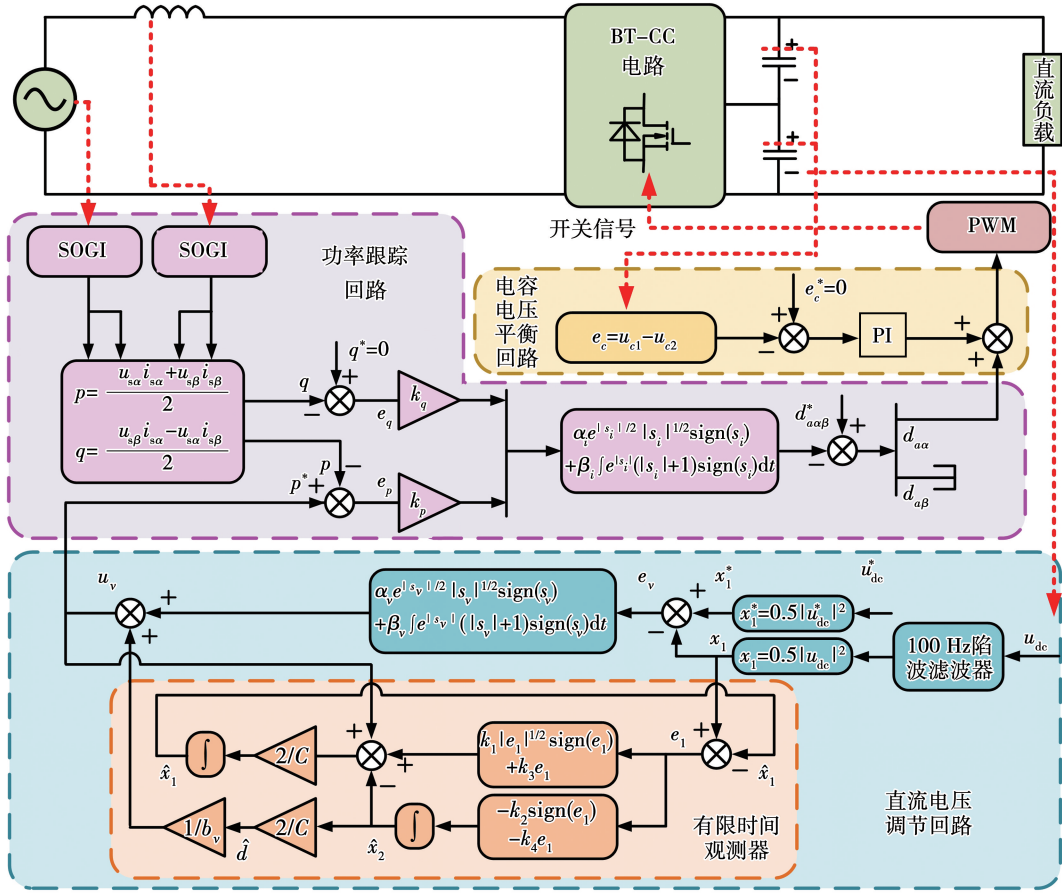


图3 BT-CC 控制系统

Fig.3 BT-CC control system

### 2.1 电压控制器设计

由于内环功率跟踪速度比起外环电压调节速度快得多,所以  $p^* \approx p$ ,  $p^*$  为内环有功功率参考值。根据式(1)可得:

$$\left. \begin{aligned} \frac{C}{2} \dot{x}_1 &= u_v - x_2; \\ \dot{x}_2 &= g(t) \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

式中:  $x_1 = u_{dc}^2/2$ ,  $u_v = p^*$  为控制器输入;  $x_2 = p_L$  为负载消耗功率,被视为外界扰动;  $g(t)$  为  $x_2$  的导数,满足  $|g(t)| < G$ ,  $G$  为正常数。

#### 2.1.1 有限时间扰动观测器设计

负载变化或者外界扰动会引起变换器直流输出电压波动,因此可通过设计观测器来进行估计并补偿扰动。根据式(10)可设计超螺旋观测器 (super-twisting observer, STO):

$$\left. \begin{aligned} \frac{C}{2} \dot{\hat{x}}_1 &= u_v - \hat{x}_2 + k_1 |e_1|^{1/2} \text{sign}(e_1); \\ \dot{\hat{x}}_2 &= -k_2 \text{sign}(e_1) \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

式中:  $\hat{x}_1$  为  $x_1$  的估计值;  $\hat{x}_2$  为  $x_2$  的估计值;  $e_1 = x_1 - \hat{x}_1$ ;  $k_1, k_2$  为观测器增益。

由式(10)减去式(11)可得估计误差方程:

$$\left. \begin{aligned} \frac{C}{2} \dot{e}_1 &= -e_2 - k_1 |e_1|^{1/2} \text{sign}(e_1); \\ \dot{e}_2 &= g(t) + k_2 \text{sign}(e_1) \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

式中  $e_2 = x_2 - \hat{x}_2$ 。

式(12)可表示为:

$$\left. \begin{aligned} \dot{z}_1 &= -k_1 \sqrt{\frac{2}{C}} |z_1|^{1/2} \text{sign}(z_1) + z_2; \\ \dot{z}_2 &= -k_2 \text{sign}(z_1) - g(t) \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

式中:  $z_1 = Ce_1/2; z_2 = -e_2$ 。

根据文献[19]中对观测器收敛性分析可知,当观测器增益满足:  $k_1 \sqrt{2/C} = 1.5\sqrt{G}, k_2 = 1.1G$  时,估计误差将在有限时间  $t > T_0$  内收敛。

扰动的估计误差可以表示为

$$e_2 = x_2 - \hat{x}_2 = x_2 + k_2 \int_0^t \text{sign}(e_1) dt \quad (14)$$

由式(14)可知,当直流侧负载突增,如大功率设备接入时,系统扰动  $x_2$  剧烈变化,观测器需要快速跟踪其动态,但  $\hat{x}_2$  的变化率仅由  $k_2$  决定,过大的  $k_2$  会引起高频开关动作放大噪声,故而  $k_2$  的值不宜过大,在这种情况下 STO 对于扰动的估计能力较为有限。

为解决上述问题,可向 STO 中加入线性扩张状态观测器进行改进,改进后的线性超螺旋观测器(linear-enhanced super-twisting observer, LSTO)为:

$$\left. \begin{aligned} \frac{C}{2} \dot{x}_1 &= u_v - \hat{x}_2 + k_1 |e_1|^{1/2} \text{sign}(e_1) + k_3 e_1; \\ \dot{x}_2 &= -k_2 \text{sign}(e_1) - k_4 e_1 \end{aligned} \right\} \quad (15)$$

同样的,其估计误差方程可表示为:

$$\left. \begin{aligned} \dot{z}_1 &= -k_1 \sqrt{\frac{2}{C}} |z_1|^{1/2} \text{sign}(z_1) - \frac{2k_3}{C} z_1 + z_2; \\ \dot{z}_2 &= -k_2 \text{sign}(z_1) - \frac{2k_4}{C} z_1 - g(t) \end{aligned} \right\} \quad (16)$$

式中  $k_3, k_4$  均为正常数。

LSTO 可视为 STO 与 LESO 的结合,当系统远离原点时,估计误差较大,此时 LSTO 的线性项作为主导,使系统快速收敛;当系统接近原点时, LSTO 的非线性项作为主导,保证系统的有限时间稳定。文献[20]中证明了式(16)的有限时间稳定性,当观测器增益适当时,估计误差将在有限时间  $t > T_1$  内收

敛。在进行 LSTO 的增益选择时,首先根据式(13)可直接选择  $k_1 = 0.75 \sqrt{2CG}, k_2 = 1.1G$ , 然后在试验中对其进行微调避免噪声放大,得到  $k_1$  和  $k_2$  最终值;在进行  $k_3$  和  $k_4$  的整定时,可根据式(10)构建 LESO,然后根据带宽法<sup>[21]</sup>对增益进行选择。根据调压回路模型所设计的 LESO 为:

$$\left. \begin{aligned} \frac{C}{2} \dot{x}_1 &= u_v - \hat{x}_2 + k_3 e_1; \\ \dot{x}_2 &= -k_4 e_1 \end{aligned} \right\} \quad (17)$$

由式(10)、式(17)可得扰动估计误差为

$$\begin{bmatrix} \dot{e}_1 \\ \dot{e}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{2}{C}k_3 & -\frac{2}{C} \\ k_4 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} g(t) \quad (18)$$

其特征矩阵应为 Hurwitz 矩阵,故而其特征多项式满足:

$$\lambda^2 + \frac{2}{C}k_3\lambda + \frac{2}{C}k_4 = \lambda^2 + 2\omega_0\lambda + \omega_0^2 \quad (19)$$

式中  $\omega_0$  为观测器的带宽。

根据式(19)可以选择  $k_3 = C\omega_0, k_4 = C\omega_0^2/2$ , 同样为避免噪声放大,在试验中对其进行微调,得到  $k_3$  和  $k_4$  最终值。将调整后的  $k_1, k_2, k_3$  和  $k_4$  应用于 LSTO 中,逐渐减小  $k_3$  和  $k_4$  确保动态响应与稳态精度均达标。

### 2.1.2 自适应超螺旋滑模控制器设计

由于输出电压固有的二倍频纹波问题,本文采用 100 Hz 陷波滤波器来去除直流侧电压测量信号中的 100 Hz 分量。

陷波滤波器的传递函数为

$$G_{NF}(s) = \frac{s^2 + \omega_N^2}{s^2 + \xi\omega_N s + \omega_N^2} \quad (20)$$

式中:  $\xi$  为阻尼系数;  $\omega_N$  为陷波中心频率。

为方便控制器设计,将式(10)所示直流调压回路模型重新表示为

$$\dot{x}_1 = b_v u_v - d \quad (21)$$

式中:  $b_v = 2/C; d = 2x_2/C$ 。

根据式(21)所示直流调压回路模型可将系统滑模面设计为

$$s_v = k_v e_v = k_v (x_1^* - x_1) \quad (22)$$

式中:  $x_1^*$  为  $x_1$  的参考值,  $x_1^* = u_{dc}^{*2}/2; k_v$  为滑模增益。

其一阶导数为

$$\dot{s}_v = -k_v \dot{x}_1 = k_v (-b_v u_v + d) \quad (23)$$

本文提出了一种自适应超螺旋滑模控制算法:

$$\left. \begin{aligned} \dot{s}_v &= -\alpha\psi_1 + \phi; \\ \dot{\phi} &= -\beta\psi_2; \\ \psi_1 &= e^{|s|/2} |s|^{1/2} \text{sign}(s); \\ \psi_2 &= e^{|s|} (|s| + 1) \text{sign}(s) \end{aligned} \right\} \quad (24)$$

式中 $\alpha, \beta$ 为超螺旋滑模增益。

通过向超螺旋滑模算法加入指数项,对其进行改进,即为

$$\dot{s}_v = -\alpha g_1 |s|^{1/2} \text{sign}(s) - \beta \int g_2 \text{sign}(s) dt. \quad (25)$$

式中: $\alpha, \beta$ 为切换增益; $g_1$ 为等效自适应增益, $g_1 = e^{|s|/2}$ ;  $g_2$ 为等效自适应积分增益, $g_2 = e^{|s|} (|s| + 1)$ 。

该算法可以被认为具有等效自适应增益 $g_1$ 和等效自适应积分增益 $g_2$ 的传统超螺旋滑模控制算法。

所提出的自适应超螺旋滑模控制算法能够在保证响应速度的同时减轻抖振。具体来说,当系统远离滑模面时,等效自适应增益 $g_1$ 和等效自适应积分增益 $g_2$ 会迅速增加,从而保证负载变化时的动态性能;而当系统稳定在滑模面附近时,二者会逐渐减小从而减小抖振。

根据式(15)、式(23)、式(24),控制律可设计为

$$u_v = \alpha_v e^{|s|/2} |s|^{1/2} \text{sign}(s) + \beta_v \int e^{|s|} (|s| + 1) \text{sign}(s) dt + \frac{\hat{d}}{b_v}. \quad (26)$$

式中 $\hat{d} = 2\hat{x}_2/C$ 。

由观测器估计获得, $\alpha_v = \alpha/k_v b_v$ ,  $\beta_v = \beta/k_v b_v$ 。

将本文所提出的控制策略与超螺旋滑模控制器的输出效果进行对比,如图4所示,本文控制器在LSTO与自适应项共同作用下,显著降低了对控制增益的需求,从而有效抑制了输出信号的抖振,从而确保了电流参考信号的稳定。

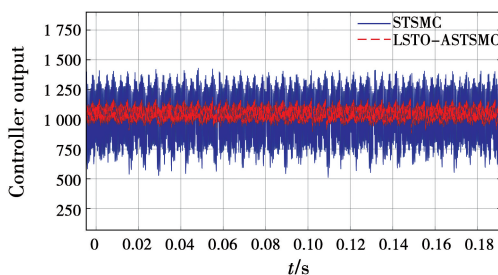


图4 控制器输出对比

Fig. 4 Comparison of the controller output

将式(26)代入式(23)可得:

$$\left. \begin{aligned} \dot{s} &= -\alpha\psi_1 + \phi; \\ \dot{\phi} &= -\beta\psi_2 + k_v \dot{\tilde{d}} \end{aligned} \right\} \quad (27)$$

式中 $\tilde{d} = d - \hat{d}$ 。

根据式(15)所设计的LSTO,估计误差 $e_2$ 将在有限时间内收敛到0,式(27)的轨迹不能在有限时间内逃逸到无穷大,此外观测器收敛速度要比控制器更快,在控制器开始调节前,观测器已提供准确的扰动估计,因此在有限时间 $t > T_1$ 后, $\tilde{d}$ 的一阶导数有界,即 $|\dot{\tilde{d}}| \leq \tau_v, \tau_v$ 为正常数。

为证明系统稳定性,定义向量 $\mathbf{v} = [\psi_1, \phi]^T$ ,设计李氏函数为

$$V = \mathbf{v}^T \mathbf{M}_v \mathbf{v}. \quad (28)$$

式中: $\mathbf{M}_v$ 为正定矩阵,其值为

$$\mathbf{M}_v = \begin{bmatrix} \alpha^2 + 4\beta & -\alpha \\ -\alpha & 2 \end{bmatrix}. \quad (29)$$

对 $\psi_1$ 求导可得:

$$\dot{\psi}_1 = \frac{1}{2} e^{|s|/2} \left( \frac{|s|}{|s|^{1/2}} + 1 \right); \quad (30)$$

$$\dot{\psi}_1 = \dot{\psi}_1 \dot{s} = \dot{\psi}_1 (-\alpha\psi_1 + \phi). \quad (31)$$

$\mathbf{v} = [\psi_1, \phi]^T$ 的导数可表示为

$$\dot{\mathbf{v}} = \dot{\psi}_1 \begin{bmatrix} -\alpha & 1 \\ -2\beta & 0 \end{bmatrix} \mathbf{v} + \begin{bmatrix} 0 \\ k_v \dot{\tilde{d}} \end{bmatrix} = \dot{\psi}_1 \mathbf{A}_v \mathbf{v} + \mathbf{B}_v. \quad (32)$$

式中: $\mathbf{A}_v = [-\alpha, 1; -2\beta, 0]^T$ ;  $\mathbf{B}_v = [0, k_v \dot{\tilde{d}}]^T$ 。

根据式(28)~式(32)可得, $V$ 的一阶导数为:

$$\begin{aligned} \dot{V} &= \dot{\mathbf{v}}^T \mathbf{M}_v \mathbf{v} + \mathbf{v}^T \mathbf{M}_v \dot{\mathbf{v}} = \\ &= \mathbf{v}^T (\mathbf{A}_v^T \mathbf{M}_v + \mathbf{M}_v \mathbf{A}_v) \mathbf{v} + 2 \mathbf{B}_v^T \mathbf{M}_v \mathbf{v} = \\ &= -\dot{\psi}_1 \mathbf{v}^T \mathbf{N}_v \mathbf{v} + k_v \dot{\tilde{d}} \mathbf{L}_v^T \mathbf{v}. \end{aligned} \quad (33)$$

式中:

$$\mathbf{N}_v = \begin{bmatrix} \alpha^3 + 2\alpha\beta & -\alpha^2 \\ -\alpha^2 & \alpha \end{bmatrix}; \mathbf{L}_v = \begin{bmatrix} -\alpha \\ 2 \end{bmatrix}. \quad (34)$$

李氏函数 $V$ 满足不等式:

$$\lambda_{\min} \{ \mathbf{M}_v \} \|\mathbf{v}\|_2^2 \leq V = \mathbf{v}^T \mathbf{M}_v \mathbf{v} \leq \lambda_{\max} \{ \mathbf{M}_v \} \|\mathbf{v}\|_2^2. \quad (35)$$

式中: $\lambda_{\max} \{ \mathbf{M}_v \}$ 为 $\mathbf{M}_v$ 的最大特征值; $\lambda_{\min} \{ \mathbf{M}_v \}$ 为 $\mathbf{M}_v$ 的最小特征值; $\|\mathbf{v}\|_2$ 为 $\mathbf{v}$ 的欧氏范数。

根据式(33)~式(35)可得

$$\dot{V} \leq -\psi'_1 \lambda_{\min}\{\mathbf{M}_v\} \|\mathbf{v}\|_2^2 + k_v \tau_v \|\mathbf{L}_v\|_2 \|\mathbf{v}\|_2 \circ \quad (36)$$

由于

$$\begin{aligned} \psi'_1 \|\mathbf{v}\|_2 &\geq \psi'_1 (e^{|s|^{1/2}} |s|^{1/2}) = \\ &= \frac{e^{|s|^{1/2}} (|s| + 1)}{2 |s|^{1/2}} (e^{|s|^{1/2}} |s|^{1/2}) = \\ &= \frac{e^{|s|} (|s| + 1)}{2 |s|^{1/2}} \geq \frac{1}{2} \circ \end{aligned} \quad (37)$$

根据式(36)、式(37)可得

$$\dot{V} \leq -\left(\frac{\lambda_{\min}\{\mathbf{N}_v\}}{2} - k_v \tau_v \|\mathbf{L}_v\|_2\right) \|\mathbf{v}\|_2 \leq -\varepsilon V^{1/2} \circ \quad (38)$$

式中:

$$\varepsilon = \frac{\frac{\lambda_{\min}\{\mathbf{N}_v\}}{2} - k_v \tau_v \|\mathbf{L}_v\|_2}{\lambda_{\max}^{1/2}\{\mathbf{M}_v\}} \circ \quad (39)$$

当  $\varepsilon > 0$  即式(40)成立时,在有限时间内控制系统能够收敛。

$$\tau_v < \frac{\lambda_{\min}\{\mathbf{N}_v\}}{2k_v \|\mathbf{L}_v\|_2} \circ \quad (40)$$

## 2.2 功率控制器设计

定义有功和无功功率跟踪误差为:

$$\begin{aligned} e_p &= p^* - p; \\ e_q &= q^* - q \circ \end{aligned} \quad (41)$$

式中:  $p^*$  和  $q^*$  分别为有功和无功功率的参考值。

滑模面可以设计为:

$$\begin{aligned} s_p &= k_p e_p; \\ s_q &= k_q e_q \circ \end{aligned} \quad (42)$$

式中:  $k_p$  和  $k_q$  分别为滑模面增益。

基于式(9)中的平衡点,控制器可表示为

$$\begin{bmatrix} d_{a\alpha} \\ d_{a\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} d_{a\alpha}^* \\ d_{a\beta}^* \end{bmatrix} - u(s_p) \begin{bmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \end{bmatrix} - u(s_q) \begin{bmatrix} u_{s\beta} \\ -u_{s\alpha} \end{bmatrix} \circ \quad (43)$$

式中:  $d_{a\alpha}$ 、 $d_{a\beta}$  为控制器输出的平均占空比;  $u(s_p)$ 、 $u(s_q)$  分别为待设计的有功功率和无功功率控制器。

参考电压控制器设计过程,可将功率控制器设计为

$$u(s_i) = \alpha_i \psi_{i1} \text{sign}(s_i) + \beta_i \int \psi_{i2} \text{sign}(s_i) dt \circ \quad (44)$$

式中:  $\psi_{1i} = e^{|s_i|^{1/2}} |s_i|^{1/2} \text{sign}(s_i)$ ;  $\psi_{2i} = e^{|s_i|} (|s_i| + 1) \text{sign}(s_i)$ ;  $\alpha_i$ 、 $\beta_i$  为控制器参数,均为正常数,  $i =$

$p, q$ 。

由式(5)~式(9)和式(41)~式(43)可得:

$$\begin{cases} \dot{s}_p = k_p (\dot{p}^* - \delta u(s_p)) ; \\ \dot{s}_q = k_q (\dot{q}^* - \delta u(s_q)) \circ \end{cases} \quad (45)$$

式中  $\delta = u_{dc} U_{sm}^2 / 2L_0$ 。

令  $\alpha_{im} = k_i \delta \alpha_i$ ,  $\beta_{im} = k_i \delta \beta_i$ ,  $i = p, q$ , 将式(44)代入式(45)可得

$$\begin{cases} \dot{s}_{im} = -\alpha_{im} \psi_{i1} + \phi_i, i = p, q; \\ \dot{\phi}_i = -\beta_{im} \psi_{i2} + k_i \ddot{i}^*, i = p, q \circ \end{cases} \quad (46)$$

与直流调压回路中的证明过程相同,当式(47)成立时,系统将在有限时间内稳定。

$$\tau_i < \frac{\lambda_{\min}\{\mathbf{N}_i\}}{2k_i \|\mathbf{L}_i\|_2}, i = p, q \circ \quad (47)$$

式中:  $\tau_i$  为  $|\ddot{i}^*|$  的上界:

$$\mathbf{N}_i = \begin{bmatrix} \alpha_{im}^3 + 2\alpha_{im}\beta_{im} & -\alpha_{im}^2 \\ -\alpha_{im}^2 & \alpha_{im} \end{bmatrix}; \quad (48)$$

$$\mathbf{L}_i = \begin{bmatrix} -\alpha_{im} \\ 2 \end{bmatrix}, i = p, q \circ$$

## 3 实验验证

为测试所使用的 LSTO-ASTSMC 控制方案的性能,基于单相 BT-CC 电路搭建了 1 kW 试验样机,对本文所提出的控制策略以及传统控制方法进行对比验证,BT-CC 电路实验样机如图 5 所示,其相应的参数如表 1 所示。

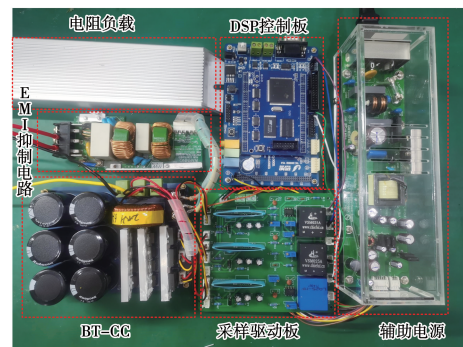


图5 BT-CC 电路实验样机

Fig.5 Experimental prototype of BT-CC converter

图6为 BT-CC 电路在 LSTO-ASTSMC 控制系统下正常工作时的电网侧电压电流波形。如图所示,网侧电流呈正弦并与电网电压保持同相且接近单位功率因数运行,THD 值约为 3.78%,符合谐波要求。

表 1 电路参数

| Table 1 Circuit parameter         |                |
|-----------------------------------|----------------|
| 参数                                | 数值             |
| 交流侧电压 $u_s/\text{V}$              | 220            |
| 输入电压频率 $f_g/\text{Hz}$            | 50             |
| 开关频率 $f_{\text{sw}}/\text{kHz}$   | 20             |
| 直流参考电压 $u_{\text{dc}}^*/\text{V}$ | 400            |
| 直流侧电容 $C_1, C_2/\mu\text{F}$      | $3 \times 330$ |
| 交流侧电感 $L/\text{mH}$               | 2              |
| 直流侧负载 $R/\Omega$                  | 160            |

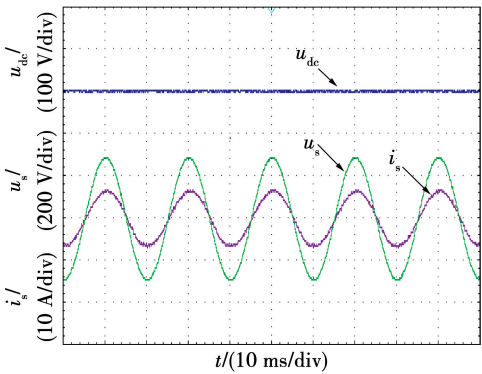


图 6 BT-CC 电路稳态运行实验波形

Fig. 6 Waveform of BT-CC circuit in steady state

为证明本文所设计控制方案具有更优秀的性能,本实验在电网电压跃变、外部负载变化情况下将所提出的 LSTO-ASTSMC 方案与传统的 PI 控制以及超螺旋滑模控制进行比较,为保证控制系统性能,所有控制器的运行参数均经过系统性的调整与优化,其具体参数如表 2 所示。

表 2 控制器参数

| Table 2 Controller parameters |                                    |                                |                        |
|-------------------------------|------------------------------------|--------------------------------|------------------------|
| 控制策略                          | 功率跟踪回路                             | 电压控制回路                         | 电容电压平衡回路               |
| PI                            | $k_{pp} = k_{pq} = 1 \text{e} - 3$ | $k_p = 0.2$                    | $k_p = 3 \text{e} - 5$ |
|                               | $k_{ip} = k_{iq} = 5 \text{e} - 3$ | $k_i = 4$                      | $k_i = 2 \text{e} - 3$ |
| LSTO-ASTSMC                   | $k_p = k_q = 1 \text{e} - 6$       | $k_1 = 15, k_2 = 2 \text{e} 4$ |                        |
|                               | $\alpha_p = \alpha_q = 20$         | $k_3 = 0.8, k_4 = 200$         | $k_p = 3 \text{e} - 5$ |
|                               | $\beta_p = \beta_q = 5$            | $k_v = 2 \text{e} - 3$         | $k_i = 2 \text{e} - 3$ |
|                               |                                    | $\alpha_v = 20, \beta_v = 150$ |                        |

本文对两种控制方式的抗负载变化扰动性能进行了测试,基于不同控制方法的变换器直流侧电压波

形以及电网侧电压电流波形如图 7 所示。变换器以 400 V 电压给定值正常工作时,在 0.3 s 负载由 160  $\Omega$  突变到 80  $\Omega$ ,在 PI 控制下系统经过 110.66 ms 重新回到稳态,电压下降约 12.42 V;在 LSTO-ASTSMC 控制下系统仅需 48.21 ms 即可恢复稳态,电压下降为 6.45 V;两种控制方式下电流过冲均不明显。在 0.7 s 负载由 80  $\Omega$  突变到 160  $\Omega$ ,在 PI 控制下系统经过 117.41 ms 重新回到稳态,电压上升约 11.79 V;在 LSTO-ASTSMC 控制下经过 65.10 ms 回到稳态,电压上升为 2.30 V;电流均无明显过冲。实验结果表明,在负载变化扰动下本文所设计的 LSTO-ASTSMC 控制具有更加优秀的抗扰性能。

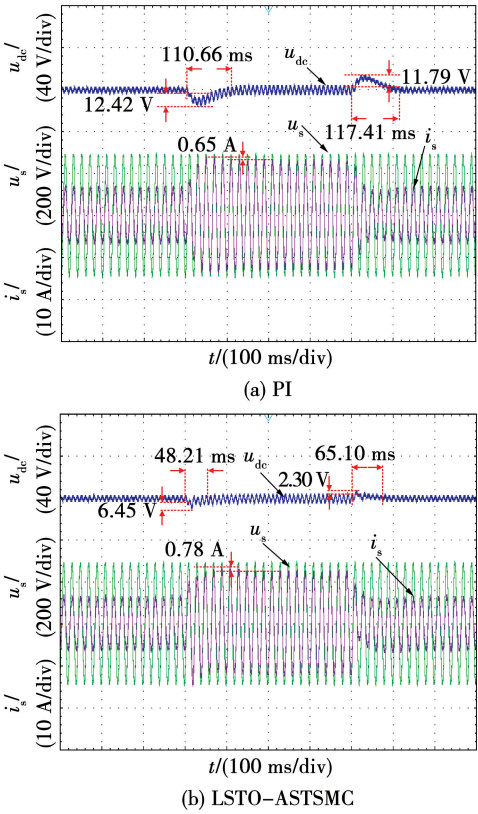


图 7 负载突变条件下的实验波形  
Fig. 7 Experimental waveform under load changes

本文在直流负载  $R = 160 \Omega$  条件下,对两种控制方式的直流稳压性能进行了测试。不同控制策略下直流电压的动态响应如图 8 所示,当直流母线电压参考值由 400 V 变为 440 V 时,在 PI 控制下经过 120.43 ms 再次到达稳态,电压超调约为 5.05 V;电流过冲约为 9.05 A;在 LSTO-ASTSMC 控制下经过 14.36 ms 回到稳态,电压无明显超调;电流过冲约

为 13.02 A, 突然增大的参考电压会使估计功率和自适应增益陡增, 从而获取更快的响应速度; 但这也造成更大的过冲电流, 但此过程持续时间极短, 仍在可接受范围内, 根据实际需要可通过适当降低控制器增益, 牺牲部分动态响应速度来降低过冲电流大小。当直流母线电压参考值由 440 V 回到 400 V 时, 在 PI 控制下经过 134.51 ms 再次到达稳态, 电压下降约 9.14 V; 在 LSTO-ASTSMC 控制下经过 88.29 ms 回到稳态, 电压下降约 3.76 V; 在两种控制方式下电流均无明显过冲。上述实验结果表明, 本文所提出的控制方法在面对参考电压阶跃时, 展现出了良好的抗干扰性。

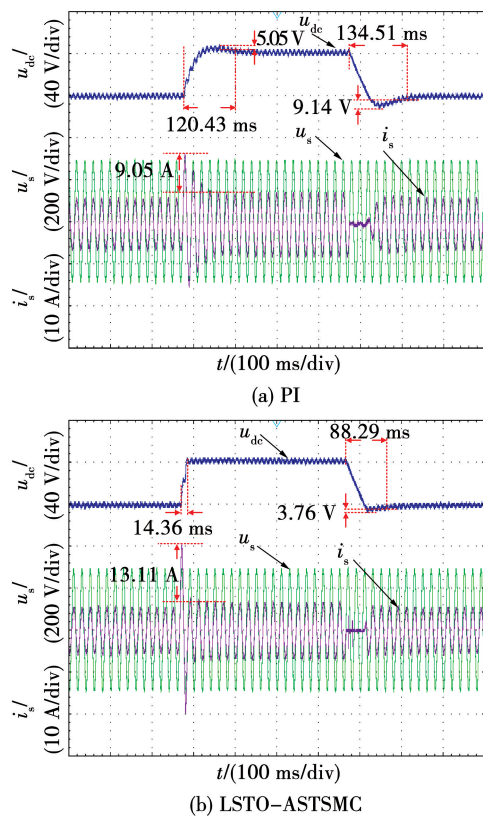


图8 参考电压变化时的实验波形

Fig. 8 Experimental waveform when the reference voltage changes

本文最后验证了电网电压波动(下降10%)时, 两种控制方式的鲁棒性能, 结果如图9所示, 随着输入电压的下降, 直流侧电压出现短暂降低, 然后恢复给定值。在PI控制下暂态过程持续90.12 ms, 电压下降约2.95 V; 在LSTO-ASTSMC控制下暂态过程持续约56.25 ms, 电压下降约1.13 V; 由此实验结

果可知本文所设计的控制系统对于电网电压波动也具有优秀的鲁棒性。

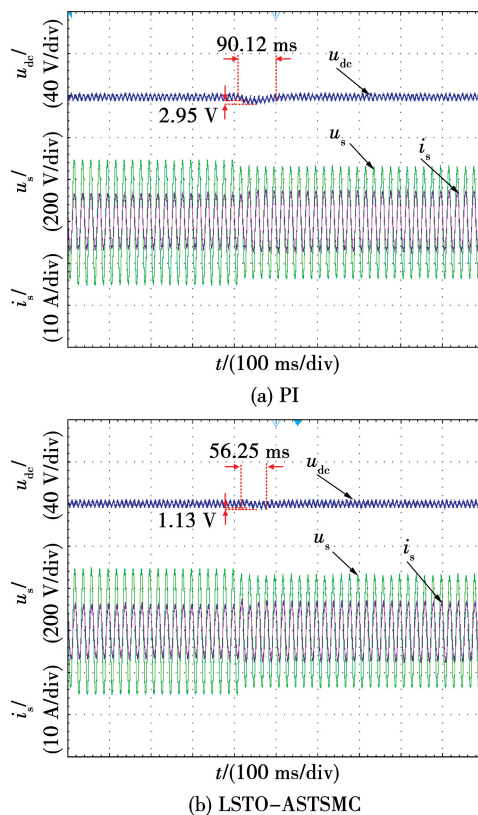


图9 输入电压波动(下降10%)时的实验波形

Fig. 9 Experimental waveform when the input voltage fluctuates (drops by 10%)

为验证控制系统在电网扰动下的鲁棒性能, 本文模拟了电网电压跌落10%的工况, 并对两种控制策略的响应进行了对比, 结果如图9所示。实验结果表明, 当电网电压突然下降时, 直流侧电压均会出现瞬时跌落, 随后迅速恢复至参考值。采用PI控制时, 暂态调节过程持续90.12 ms, 最大电压跌落幅度为2.95 V; 而采用LSTO-ASTSMC控制时, 系统仅需56.25 ms即可恢复稳定, 电压沉降减小至1.13 V。上述结果表明, 本文所提出的控制策略在电网电压波动情况下具有更优越的鲁棒性。

## 4 结论

本文提出了一种基于有限时间观测器的三电平PFC变换器自适应超螺旋滑模控制策略。针对控制器的响应速度与抖振抑制之间的矛盾, 向超螺旋滑模算法中引入了指数自适应增益机制, 使控制器增

益能根据系统状态动态调整,在加快响应速度的同时削弱抖振;此外,为增强系统抗扰能力,在外环控制器中采用LSTO估计补偿集总扰动,相较于传统的STO和LESO,该观测器不仅具有有限时间收敛特性,而且即使在存在较大估计误差的情况下,仍能实现快速估计,有效降低了控制器的增益需求,同时加快了系统响应速度。实验显示,在负载突变工况下,相较于传统PI控制,所提LSTO-ASTSMC策略将系统的响应时间缩短了44.5%和56.4%,电压跌落和超调幅度减小了48.1%和80.5%。在参考电压阶跃工况下,电压上升恢复时间缩短了88.1%,且无明显超调;电压下降恢复时间缩短了34.4%,电压下降幅度减小了58.9%。在输入电压波动工况下,暂态时间缩短了37.6%,电压下降幅度减小了61.7%。此结果表明,该策略显著提高了系统在负载突变、参考电压阶跃、输入电压波动工况下的抗扰能力。本文所提控制策略涉及多项控制参数,其整定过程相对复杂,参数自整定或自适应机制是未来可探索的方向。

#### 参考文献:

- [1] 马辉, 鲁海鹏, 郑凯通, 等. 基于开关-电容网络的单相三电平PFC电路研究[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(22): 7398.  
MA Hui, LU Haipeng, ZHENG Kaitong, et al. Research on three-level PFC circuit topology based on switch-diode-capacitor network[J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(22): 7398.
- [2] 卢伟国, 胡凌鹤, 罗海魁, 等. 无电流传感复合前馈控制无桥功率因数校正变换器[J]. 电工技术学报, 2024, 39(14): 4445.  
LU Weiguo, HU Linghe, LUO Haikui, et al. Bridgeless power factor correction converter without current sensing and compound feedforward control[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(14): 4445.
- [3] 林通, 江平, 姚佳. 一种基于耦合电感的零电流纹波功率因数校正变换器[J]. 电工技术学报, 2022, 37(18): 4732.  
LIN Tong, JIANG Ping, YAO Jia. A zero current ripple tapped inductor power factor correction converter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(18): 4732.
- [4] 马辉, 敬成, 赵清松, 等. 单相三电平PFC拓扑构成方案及调制方法[J]. 中国电机工程报, 2023, 43(16): 6418.  
MA Hui, JING Cheng, ZHAO Qingsong, et al. Topology and modulation scheme based on single-phase three-level PFC[J]. Proceedings of the CSEE, 2023, 43(16): 6418.
- [5] 马辉, 刘惠群, 向昆, 等. 一族单相背靠背式三电平PFC电路研究[J/OL]. 中国电机工程学报, 1-12 [2025-06-20].  
<https://doi.org/10.13334/j.0258-8013.pcsee.240196>.
- [6] 王生东, 李浩然, 顾占彪, 等. 便携式充电CRM图腾柱功率因数校正过零检测延迟与交错相位误差补偿控制[J]. 电工技术学报, 2022, 37(1): 12.  
WANG Shengdong, LI Haoran, GU Zhanbiao, et al. Compensation control of zero current detection delay and interleave phase error for CRM totem-pole power factor correction in portable charging[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(1): 12.
- [7] 林增健, 刘文泽, 谭炜豪. 基于变指数滑模的双馈水电机组功率控制研究[J]. 三峡大学学报(自然科学版), 2021, 43(6): 81.  
LIN Zengjian, LIU Wenzhe, TAN Weihao. Research on power control of hydroelectric generating units with doubly fed induction generators based on variable exponential sliding mode control[J]. Journal of China Three Gorges University (Natural Science Edition), 2021, 43(6): 81.
- [8] 吴家荣, 卢振坤, 文春明. 带恒功率负载多电平Buck变换器逆解耦自适应滑模控制[J]. 电机与控制学报, 2024, 28(6): 120.  
WU Jiarong, LU Zhenkun, WEN Chunming. Inverse decoupling adaptive sliding mode control for multilevel Buck converters with constant power load[J]. Electric Machines and Control, 2024, 28(6): 120.
- [9] WANG Xue, WANG Shubo. Fixed-time integral terminal sliding-mode control with super-twisting nonlinear extended-state observer for servo system with disturbances[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2025, 6(1): 435.
- [10] KOMURCUGIL H, BAYHAN S, GULER N, et al. A new exponential reaching law approach to sliding mode control: a multilevel multifunction converter application[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2023, 70(8): 7557.
- [11] 段鸣航, 段建东, 王露霄, 等. 基于扩张状态观测器的并联直流变换器增强控制策略[J]. 电机与控制学报, 2024, 28(6): 1.  
DUAN Minghang, DUAN Jiandong, WANG Luxiao, et al. Enhanced control strategy for parallel DC-DC converters based on extended state observer[J]. Electric Machines and Control, 2024, 28(6): 1.
- [12] 赵希梅, 孙文浩, 金鸿雁. 基于扩张状态观测器的永磁直线同步电机改进模型预测电流控制[J]. 电机与控制学报, 2024, 28(7): 34.

- ZHAO Ximei, SUN Wenhao, JIN Hongyan. Improved model predictive current control based on extended state observer for permanent magnet linear synchronous motor[J]. *Electric Machines and Control*, 2024, 28(7): 34.
- [13] NIU Zenong, HUANG Wenxin, ZHU Shanfeng, et al. Design and analysis of observer-based full-closed loop position control for servomechanism with elasticity[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2024, 71(11): 13742.
- [14] MENG Qingtan, MA Qian, SHI Yang. Adaptive fixed-time stabilization for a class of uncertain nonlinear systems[J]. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 2023, 68(11): 6929.
- [15] PIAO Minnan, WANG Ying, SUN Mingwei, et al. Fixed-time-convergent generalized extended state observer based motor control subject to multiple disturbances[J]. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 2021, 17(12): 8066.
- [16] LIU Zhuang, LIN Xinpao, GAO Yabin, et al. Fixed-time sliding mode control for DC/DC buck converters with mismatched uncertainties[J]. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, 2023, 70(1): 472.
- [17] 王新菊, 王小敏. 双重化 PWM 整流器自抗扰模型预测直接功率控制[J]. *电力系统保护与控制*, 2024, 52(7): 45.
- WANG Xinju, WANG Xiaomin. Active disturbance rejection control-based model predictive direct power control for dual PWM rectifiers[J]. *Power System Protection & Control*, 2024, 52(7): 45.
- [18] WANG Zhizhen, LI Xiaoyan, XING Xiangyang, et al. Simultaneous switching loss reduction and neutral-point voltage balance scheme for single-phase three-level T-type inverter[J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2020, 56(6): 6687.
- [19] ASIF C, SHYAM K, LEONID M F, et al. Implementation of super-twisting control; super-twisting and higher order sliding-mode observer-based approaches[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2016, 63(6): 3677.
- [20] JAIME A M, MARISOL O. A Lyapunov approach to second-order sliding mode controllers and observers[C]// 2008 47th IEEE Conference on Decision and Control, December 9 – 11, 2008, Cancun, Mexico. 2008: 2856 – 2861.
- [21] 李怡蓓, 马齐爽, 徐萍. 自抗扰开关磁阻电机转速控制器的快速参数整定方法[J]. *电机与控制学报*, 2024, 28(11): 117.
- LI Yiqian, MA Qishuang, XU Ping. Rapid parameter tuning method of LADRC applied in switched reluctance motor speed regulation[J]. *Electric Machines and Control*, 2024, 28(11): 117.
- [22] SHI Shang, GU Jason, XU Shengyuan, et al. Globally fixed-time high-order sliding mode control for new sliding mode systems subject to mismatched terms and its application[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2020, 67(12): 10776.
- [23] WANG Zuo, LI Shihua, LI Qi. Discrete-time fast terminal sliding mode control design for DC-DC buck converters with mismatched disturbances[J]. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 2020, 16(2): 1204.

(编辑:刘素菊)