

DOI: 10.12158/j.2096-3203.2025.02.007

# 基于定时收敛滑模的构网型光储系统改进自抗扰控制

胡振洋<sup>1</sup>, 王嘉力<sup>2</sup>, 傅作超<sup>2</sup>, 刘月明<sup>1</sup>, 皇金锋<sup>1</sup>

(1. 陕西理工大学电气工程学院, 陕西 汉中 723001;

2. 西安星源博锐新能源技术有限公司, 陕西 西安 710000)

**摘要:**随着大规模分布式发电设备逐步取代传统的同步发电机, 并网系统面临着惯性缺失、电压和频率稳定性下降等一系列挑战。构网型控制技术的引入为分布式发电设备赋予了必要的惯性和频率支持能力。在构网控制技术领域, 虚拟同步发电机技术虽已得到广泛应用, 但其依赖的传统比例积分 (proportional integral, PI) 控制策略存在抗干扰能力弱、暂态稳定性不足等问题。针对这些不足, 文中在构网型光储系统中提出了一种改进的滑模自抗扰控制策略, 并将其应用于系统电压外环以提升系统性能。其中, 分数阶扩张状态观测器的设计增强了系统对内部状态的观测能力, 而所设计的定时收敛滑模控制器, 凭借其能够定时收敛至平衡点的特性, 有效抑制了传统滑模控制中的抖振现象, 从而显著增强了系统的鲁棒性和抗干扰能力。最后, 在 MATLAB 环境中构建仿真模型并进行实验验证, 仿真与实验结果一致表明, 文中提出的控制策略有效减少了系统的暂态电压波动, 并加快了系统响应速度, 对系统性能的改善起到了积极的作用。

**关键词:** 构网型光储系统; 虚拟同步发电机; 改进滑模自抗扰控制; 分数阶; 扩张状态观测器; 定时收敛滑模

中图分类号: TM46

文献标志码: A

文章编号: 2096-3203(2025)02-0069-11

## 0 引言

在当前能源日益短缺的时代, 为缓解能源危机带来的影响, 可再生能源在各大领域得到了大力发展与应用<sup>[1-4]</sup>。随着光伏、风机等新能源发电设备数量的增多, 电网的稳定性也因此受到影响。储能能够在增强系统稳定性、减少分布式能源波动等方面具有显著优势, 因此研究分布式发电设备与储能的协调控制具有重要意义。

在构网型光储系统中, 光伏和储能单元均通过电力电子接口与电网相连。然而, 实际电网中大量引入电力电子设备会引发系统惯性和阻尼的降低, 以及过流容量的减少, 这些因素对电网的稳定运行构成了严重威胁<sup>[5-8]</sup>。为了应对此类问题, 虚拟同步发电机 (virtual synchronous generator, VSG) 技术被提出并应用于并网系统中。VSG 能够模拟同步发电机转子运动的二阶方程<sup>[9]</sup>, 从而使并网系统中的惯性支撑能力与阻尼特性达到与同步发电机相媲美的程度, 这一特性使得 VSG 控制在稳定电压和平衡功率方面起到了显著作用。

为解决电网转型过程中电力电子器件增多导致的电压波动与频率支撑减弱的问题<sup>[10]</sup>, 学者们进行了大量研究, 并形成了 2 种主要研究方向, 一种是 VSG 算法参数的改进; 另一种是提高逆变器控制性能。

目前大多数提升 VSG 控制性能的研究都致力于对 VSG 算法参数进行改进。文献[11]提出一种粒子群算法, 该算法能够在系统受到扰动时通过自适应调节阻尼系数和惯量来改善系统的暂态性能; 文献[12]通过纵横交叉算法优化电力系统惯量, 使系统在受扰动后产生的振荡减小; 文献[13]将模糊控制与 VSG 技术结合, 通过调节惯量值在最优时能增强工频控制的抗干扰性。

在逆变器控制性能方面的研究相对较少。鉴于构网型光储系统呈现出强耦合和非线性的特性, 非线性控制方法因其与非线性系统的良好契合度以及对系统稳定性和动态性能的积极影响, 受到了学术界的广泛关注。随着非线性控制概念的逐步深化, 其被更多的学者研究和应用, 例如自抗扰控制<sup>[14]</sup> (active disturbance rejection control, ADRC)、模型预测控制<sup>[15]</sup>、滑模控制<sup>[16]</sup> (sliding model control, SMC) 及非线性比例积分微分控制<sup>[17]</sup> 等。SMC 作为一种传统且有效的非线性算法, 具有很强的鲁棒性且对非线性系统有良好的匹配性, 而 ADRC 以扩张状态观测器 (extended state observer, ESO) 为核心且不需要具体的数学模型便能达到控制要求的特点, 也引起了学者们的广泛关注。

随着 ADRC 与 SMC 的发展, 部分学者提出将 SMC 与 ADRC 相结合的思想并加以实践。例如, 文献[18]将迭代滑模与线性 ADRC 结合应用于并网逆变器, 以抑制电流谐波畸变现象; 文献[19]对无人机采用了非奇异终端滑模与观测器结合的非

收稿日期: 2024-07-16; 修回日期: 2024-09-28

基金项目: 陕西省自然科学基金资助项目 (2023-JC-YB-442)

线性控制,以解决控制中模型不确定和外界干扰的问题;文献[20]对三相交错并联 buck 变换器采用了滑模 ADRC(sliding mode ADRC, SM-ADRC),以解决系统动态性能的问题。

基于上述研究,文中提出了一种由分数阶扩张状态观测器(fractional order extended state observer, FOESO)与定时收敛滑模控制(fixed-time convergence sliding mode control, FTCSMC)相结合的改进 SM-ADRC 策略,并将其应用于构网型光储系统的设计中。该控制器的观测器将分数阶<sup>[21]</sup>与 ESO<sup>[22]</sup>结合,能够以较低的观测器带宽观测分数阶对象的状态和扩展状态,并提高了 FOESO 对被控参数变化的鲁棒性;在状态误差反馈率中使用 FTCSMC 来衰减 SMC 的抖振现象,进一步提高了系统的抗干扰能力和鲁棒性。

## 1 构网型光储系统拓扑

### 1.1 主电路整体结构

图 1 为构网型光储系统的拓扑及控制策略。构网型光储系统采用的控制策略为 VSG 控制,该策略基于同步发电机的数学模型,能够模拟同步发电机的阻尼特性、调频调压特性以及惯性特性。VSG 控制包含有功调频控制、无功调压控制、虚拟阻抗控制以及电压电流双闭环部分。

图 1 中,  $I_{oa}$ 、 $I_{ob}$ 、 $I_{oc}$  为网侧电流 abc 三相分量;  $V_{oa}$ 、 $V_{ob}$ 、 $V_{oc}$  为网侧电压 abc 三相分量;  $I_{La}$ 、 $I_{Lb}$ 、 $I_{Lc}$  为交流输出侧电流 abc 三相分量;  $V_{La}$ 、 $V_{Lb}$ 、 $V_{Lc}$  为交流输出侧相电压 abc 三相分量;  $e_a$ 、 $e_b$ 、 $e_c$  为交流侧电网电压 abc 三相分量;  $L_f$ 、 $C_f$  为 LC 滤波部分;  $R_f$  为电感寄生电阻;  $C_{dc}$  为直流侧稳压电容;  $L_{pv}$  为 boost 变换器的电感;  $L_{bat}$  为双向 buck-boost 变换器的电感;  $S_1$ — $S_6$  为逆变器的开关管;  $S_7$ 、 $S_8$  为 buck-

boost 变换器的开关管;  $S_9$  为 boost 变换器的开关管;  $u_{dc}$  为直流母线电压;  $i_{out}$  为直流侧电流输出总和;  $i_{pv}$ 、 $i_L$  分别为光伏和蓄电池的输出电流;  $u_{pv}$ 、 $u_{bat}$  分别为光伏和蓄电池的输出电压;  $\omega_n$  为转子额定角频率;  $P_e$  为 VSG 输出有功功率;  $P_{ref}$  为 VSG 的指定功率;  $Q_{ref}$  为逆变器的无功功率参考值;  $Q_e$  为逆变器输出的无功功率实际值;  $U_n$  为逆变器侧电压输出额定值;  $E_m$  为 VSG 输出的虚拟电动势;  $V_{odref}$ 、 $V_{oqref}$  为电压外环额定值  $dq$  轴分量;  $u_d$ 、 $u_q$  为系统输入控制电压  $dq$  轴分量;  $u_{deref}$  为直流母线电压的期望值;  $d_a$  为 DC-DC 变换器开关管占空比;  $\omega t$  为 VSG 输出电角度;  $f$  为有功调频控制部分输出频率。蓄电池通过 buck-boost 变换器与后级变流器连接,光伏模块通过 boost 变换器与后级变流器连接,boost 变换器由最大功率点跟踪(maximum power point tracking, MPPT)算法中的电导增量法控制。

#### 1.1.1 有功调频控制

图 2 为 VSG 控制的有功调频控制框图,其中  $\Delta\omega$  为转子实际输出角频率与转子额定角频率之差;  $s$  为复频率变量。图 2 主要作用是模拟同步发电机的一次调频过程,其表达式为:

$$P_m = K_p(\omega_n - \omega) + P_{ref} \quad (1)$$

式中:  $P_m$  为原动机提供的机械功率;  $K_p$  为有功调频的下垂系数;  $\omega$  实际输出角频率。

将同步发电机的阻尼与惯性环节通过控制算法引入构网型逆变器的控制策略中,则 VSG 的转子运动方程可表示为:

$$\begin{cases} J \frac{d(\omega - \omega_n)}{dt} = \frac{P_m - P_e}{\omega_n} - D(\omega - \omega_n) \\ \frac{d\theta}{dt} = \omega \end{cases} \quad (2)$$

式中:  $J$  为转动惯量;  $D$  为阻尼系数;  $\theta$  为初相位。

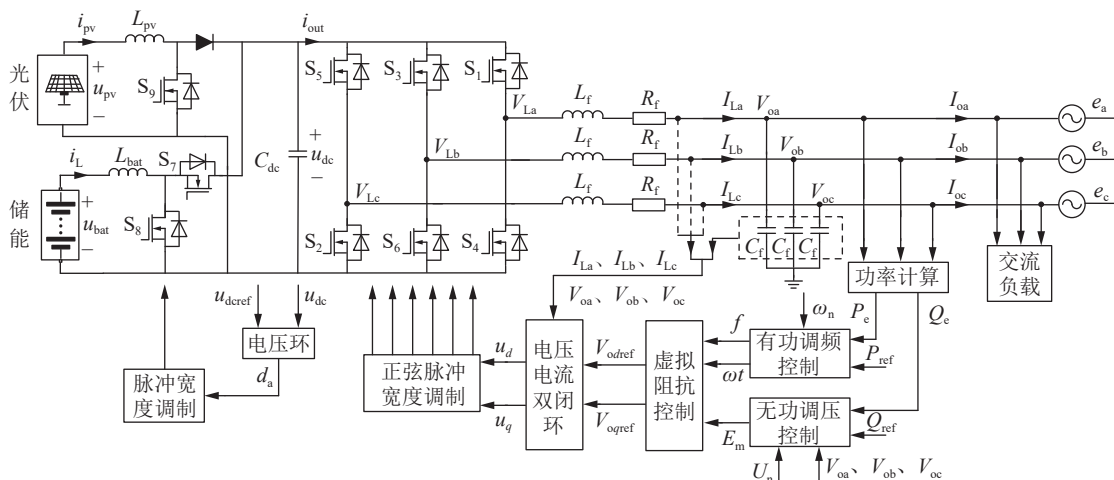


图 1 构网型光储系统拓扑及控制策略

Fig.1 Topology structure and control strategy of grid type photovoltaic energy storage system

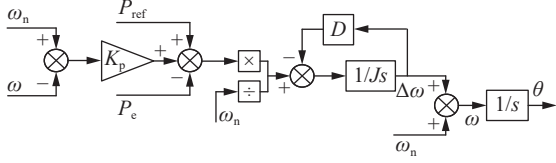


图2 VSG有功调频控制

Fig.2 The control of VSG active power frequency regulation

### 1.1.2 无功调压控制

图3为VSG控制的无功调压控制框图,其主要作用是通过调节VSG模型的虚拟电动势 $E_m$ 来调节无功功率和VSG端电压。无功调压的方程为:

$$E_m = \frac{1}{K_i s} [Q_{ref} - Q_e + K_q (U_n - U_m)] \quad (3)$$

式中: $K_i$ 为积分器增益; $K_q$ 为无功调压的下垂系数; $U_m$ 为逆变器侧电压输出实际值。

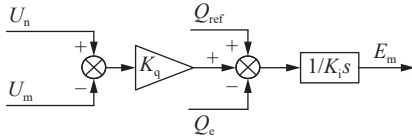


图3 VSG无功调压控制

Fig.3 The control of VSG reactive power voltage regulation

### 1.1.3 虚拟阻抗控制

综合1.1.1节和1.1.2节的有功调频控制与无功调压控制环节,可以更进一步得到VSG输出的电压向量为:

$$\begin{bmatrix} E_{ma} \\ E_{mb} \\ E_{mc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} E_m \sin \theta \\ E_m \sin (\theta - 2\pi/3) \\ E_m \sin (\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (4)$$

将VSG输出的电压向量经过Park变换转换为 $E_d$ 、 $E_q$ 并引入虚拟阻抗控制环节,图4中的虚拟阻抗控制环节模拟了同步发电机的同步电抗和定子电阻<sup>[23]</sup>,其具体状态方程为:

$$\begin{cases} V_{odref} = E_d - R_f I_{Ld} + \omega L_f I_{Lq} \\ V_{oqref} = E_q - R_f I_{Lq} - \omega L_f I_{Ld} \end{cases} \quad (5)$$

式中: $I_{Ld}$ 、 $I_{Lq}$ 为交流输出侧电流 $dq$ 轴分量。

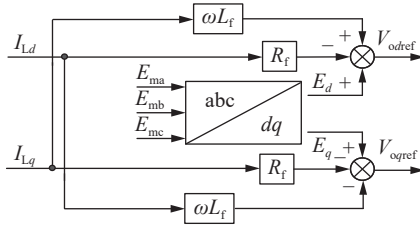


图4 虚拟阻抗控制

Fig.4 The control of virtual impedance

### 1.1.4 电压电流双闭环

在图1中,根据KVL可得双向DC/AC换流器

在abc三相静止坐标系下的电路方程为:

$$\begin{cases} \frac{dI_{La}}{dt} = \frac{1}{L_f} (V_{La} - V_{oa}) - \frac{R_f}{L_f} I_{La} \\ \frac{dI_{Lb}}{dt} = \frac{1}{L_f} (V_{Lb} - V_{ob}) - \frac{R_f}{L_f} I_{Lb} \\ \frac{dI_{Lc}}{dt} = \frac{1}{L_f} (V_{Lc} - V_{oc}) - \frac{R_f}{L_f} I_{Lc} \end{cases} \quad (6)$$

根据KCL得到并网节点处的状态方程为:

$$\begin{cases} \frac{dV_{oa}}{dt} = \frac{1}{C_f} (I_{La} - I_{oa}) \\ \frac{dV_{ob}}{dt} = \frac{1}{C_f} (I_{Lb} - I_{ob}) \\ \frac{dV_{oc}}{dt} = \frac{1}{C_f} (I_{Lc} - I_{oc}) \end{cases} \quad (7)$$

对式(6)、式(7)进行Park变换,将三相abc坐标系转为 $dq$ 坐标系,得到 $dq$ 坐标系下回路电压与节点电流微分方程。将电压、电流的额定值与实际值作差进行转换得到双闭环控制方程为:

$$\begin{cases} C_f V_{od} s = (V_{odref} - V_{od}) \left( K_{dp1} + \frac{K_{di1}}{s} \right) \\ C_f V_{oq} s = (V_{oqref} - V_{oq}) \left( K_{qp1} + \frac{K_{qi1}}{s} \right) \end{cases} \quad (8)$$

$$\begin{cases} L_f I_{Ld} s + R_f I_{Ld} = (I_{Ldref} - I_{Ld}) \left( K_{dp2} + \frac{K_{di2}}{s} \right) \\ L_f I_{Lq} s + R_f I_{Lq} = (I_{Lqref} - I_{Lq}) \left( K_{qp2} + \frac{K_{qi2}}{s} \right) \end{cases} \quad (9)$$

式中: $K_{dp1}$ 、 $K_{dp2}$ 、 $K_{qp1}$ 、 $K_{qp2}$ 为电压电流双闭环中比例积分(proportional integral, PI)控制的比例调节系数 $dq$ 轴分量; $K_{di1}$ 、 $K_{di2}$ 、 $K_{qi1}$ 、 $K_{qi2}$ 为相应的积分调节系数 $dq$ 轴分量; $V_{od}$ 、 $V_{oq}$ 为网侧电压 $dq$ 轴分量; $I_{Ldref}$ 、 $I_{Lqref}$ 为交流输出侧电流的额定值 $dq$ 轴分量。

## 2 控制器设计

### 2.1 逆变器控制器设计

对电压外环控制器进行改良设计,通过将分数阶理论与ADRC结合,观测系统的集总扰动。非线性反馈误差控制律可以用FTCSMC来替代,使得控制器具有响应速度快、控制精度高、鲁棒性能等优点。改进SM-ADRC结构如图5所示。

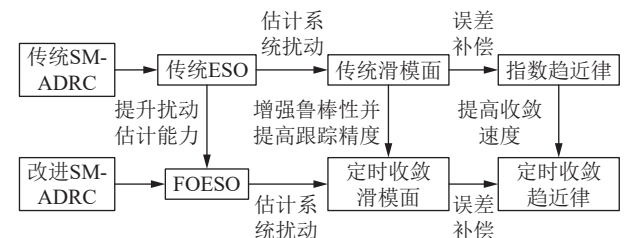


图5 改进SM-ADRC

Fig.5 Improved SM-ADRC

### 2.1.1 观测器设计

对式(6)、式(7)进行二次求导,可得:

$$\begin{cases} \frac{dV_{od}^2}{dt^2} = \frac{1}{C_f} \times \frac{dI_{Ld}}{dt} - \frac{1}{C_f} \times \frac{dI_{od}}{dt} + \\ \omega \frac{dV_{oq}}{dt} + V_{oq} \frac{d\omega}{dt} \\ \frac{dV_{oq}^2}{dt^2} = \frac{1}{C_f} \times \frac{dI_{Lq}}{dt} - \frac{1}{C_f} \times \frac{dI_{oq}}{dt} - \\ \omega \frac{dV_{od}}{dt} - V_{od} \frac{d\omega}{dt} \end{cases} \quad (10)$$

式中:  $I_{od}$ 、 $I_{oq}$  为网侧电流  $dq$  轴分量;  $V_{Ld}$ 、 $V_{Lq}$  为交流输出侧电压  $dq$  轴分量。

将式(10)转化为传统 ADRC 表达式:

$$\ddot{\mathbf{y}} = \mathbf{b}\mathbf{u} + \mathbf{F} \quad (11)$$

式中:  $\mathbf{y}=[y_1 \ y_2]^T$ ,  $y_1$ 、 $y_2$  分别为系统的输出电压  $V_{od}$ 、 $V_{oq}$ ;  $\mathbf{b}=[b_d \ b_q]^T$ ,  $b_d$ 、 $b_q$  为控制量  $u_d$ 、 $u_q$  增益的  $dq$  轴分量;  $\mathbf{u}=[u_d \ u_q]^T$ ;  $\mathbf{F}=[F_d \ F_q]^T$ ,  $F_d$ 、 $F_q$  为扰动部分的  $dq$  轴分量。

由于在  $dq$  轴上输出电压的控制结构相同,因此以  $d$  轴的输出电压作为控制对象构建二阶 ADRC 器。

令  $x_{d1}=V_{od}$ 、 $x_{d2}=\dot{V}_{od}$ 、 $x_{d3}=F_d$ , 建立空间状态方程为:

$$\begin{cases} \dot{x}_{d1} = x_{d2} \\ \dot{x}_{d2} = b_d u_d + F_d \\ \dot{x}_{d3} = \dot{F}_d \end{cases} \quad (12)$$

$$\begin{cases} b_d = \frac{R_f}{C_f L_f} \\ F_d = \frac{\omega I_{Lq}}{C_f} + \frac{V_{Ld} - V_{od}}{C_f L_f} - \frac{1}{C_f} \frac{dI_{od}}{dt} + \\ \omega \frac{dV_{oq}}{dt} + V_{oq} \frac{d\omega}{dt} \end{cases} \quad (13)$$

引入的分数阶导数项  $V_{od}^{(2\alpha)}$ , 将式(11)转化为:

$$V_{od}^{(2\alpha)} = b_d u_d + F_d - \ddot{V}_{od} + V_{od}^{(2\alpha)} = b_d u_d + F_{deq} \quad (14)$$

式中:  $F_{deq}$  为  $d$  轴总扰动,  $F_{deq} = F_d - \ddot{V}_{od} + V_{od}^{(2\alpha)}$ ;  $\alpha$  为分数阶导数的阶数,  $0 < \alpha < 1$ 。

重新定义状态变量  $x_{d1}=V_{od}$ 、 $x_{d2}=V_{od}^{(\alpha)}$ 、 $x_{d3}=F_{deq}$ , 建立空间状态方程为:

$$\begin{cases} \dot{x}_{d1}^{(\alpha)} = x_{d2} \\ \dot{x}_{d2}^{(\alpha)} = b_d u_d + F_{deq} \\ \dot{x}_{d3}^{(\alpha)} = F_{deq} \end{cases} \quad (15)$$

根据式(14)和线性系统理论中的状态观测器设计过程,可设计 FOESO 的形式为:

$$\begin{cases} \dot{z}_{d1}^{(\alpha)} = z_{d2} + \beta_{d1}(x_{d1} - z_{d1}) \\ \dot{z}_{d2}^{(\alpha)} = b_d u_d + z_{d3} + \beta_{d2}(x_{d1} - z_{d1}) \\ \dot{z}_{d3}^{(\alpha)} = \beta_{d3}(x_{d1} - z_{d1}) \end{cases} \quad (16)$$

式中:  $z_{d1}$ 、 $z_{d2}$ 、 $z_{d3}$  分别为  $x_{d1}$ 、 $x_{d2}$ 、 $x_{d3}$  的观测值;  $\beta_{d1}$ 、

$\beta_{d2}$ 、 $\beta_{d3}$  为观测器的增益系数。

### 2.1.2 状态误差反馈律改进设计

状态误差反馈律可以通过对系统的状态误差进行实时估计与补偿。为了提高系统的收敛速度与鲁棒性,将普通滑模改进为 FTCSMC, 首先定义电压环电压误差  $e_{d1}$  与误差的导数  $e_{d2}$  为:

$$\begin{cases} e_{d1} = V_{odref} - V_{od} \\ e_{d2} = \dot{e}_{d1} = \dot{V}_{odref} - \dot{V}_{od} \end{cases} \quad (17)$$

设计定时收敛积分滑模面<sup>[24]</sup>  $s_d$  为:

$$s_d = \dot{e}_{d1} + \psi_1 \int_0^t (h_1 \text{sign}^{v_{d1}}(e_{d1}) + \text{sign}^{v_{d2}}(e_{d2})) d\tau \quad (18)$$

式中:  $\psi_1$  为 FTCSMC 的积分系数,  $\psi_1 > 0$ ;  $h_1$  为增益参数,  $h_1 > 0$ ;  $v_{d1}$ 、 $v_{d2}$  为设计参数,  $0 < v_{d1} < 1$ 、 $v_{d2} > 1$ ;  $\text{sign}(\cdot)$  为符号函数。

令  $\dot{s}_d = 0$ , 并将其与式(15)、式(16)联立, 得到等效控制律  $u_{deq}$  为:

$$u_{deq} = \frac{\dot{V}_{odref} - z_{d3} + \psi_1 (h_1 Q^{v_{d1}} + Q^{v_{d2}})}{b_d} \quad (19)$$

式中:  $Q = \text{sign } e_{d1}$ 。

式(18)中的定时收敛积分滑模面只能保证系统在滑动过程中固定时间内收敛, 因此将固定时间理论应用于系统中, 设计了一种定时收敛滑模趋近律  $u_{dsw}$  为:

$$u_{dsw} = -\psi_3 (h_3 P^{v_{d3}} + P^{v_{d4}}) - \gamma_1 P \quad (20)$$

式中:  $\psi_3$ 、 $h_3$  为增益参数,  $\psi_3 > 0$ 、 $h_3 > 0$ ;  $v_{d3}$ 、 $v_{d4}$  为设计参数,  $0 < v_{d3} < 1$ 、 $v_{d4} > 1$ ;  $\gamma_1$  为 FTCSMC 的开关增益,  $\gamma_1 > 0$ ;  $P = \text{sign } s_d$ 。

联立式(19)与式(20)可得输入控制电压  $u_d$  为:

$$u_d = u_{deq} + u_{dsw} \quad (21)$$

系统的 FTCSMC 是定时稳定的, 其稳定上界为:

$$T_d = T_{d1} + T_{d2} \quad (22)$$

式中:  $T_d$  为总沉降时间;  $T_{d1}$  为滑动过程的沉降时间;  $T_{d2}$  为到达过程的沉降时间。  $T_{d1}$ 、 $T_{d2}$  具体关系为:

$$\begin{cases} T_{d1} < \frac{1}{\psi_1 h_1 (1 - v_{d1})} + \frac{1}{\psi_1 (v_{d2} - 1)} \\ T_{d2} < \frac{1}{\psi_3 h_3 (1 - v_{d3})} + \frac{1}{\psi_3 (v_{d4} - 1)} \end{cases} \quad (23)$$

文中在构建式(18)的滑模面基础上, 对滑模趋近律的性能进行了深入分析。通过仿真对传统指数趋近律、幂次趋近律以及文中采用的定时收敛趋近律进行了抖振以及趋近速度的性能对比, 如图 6 所示。在文中滑模面条件下, 所采用的定时收敛趋近律不仅展现出更快的趋近速度, 而且在抑制抖振现象方面表现的更为突出。

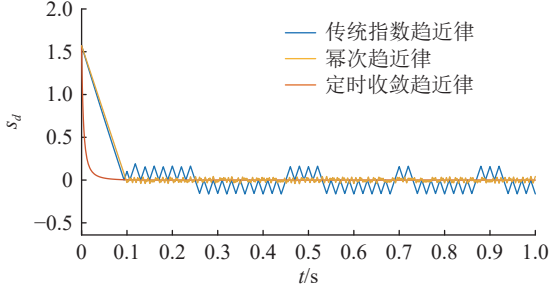


图6 不同趋近律下滑模面变化

Fig.6 Variation of sliding mode surface under different reaching laws

传统指数趋近律为:

$$\dot{s}_1 = -\varepsilon \text{sign } s_1 - k_1 s_1 \quad (24)$$

式中:  $\varepsilon$ 、 $k_1$  为设计参数,  $\varepsilon > 0$ 、 $k_1 > 0$ 。

幂次趋近律为:

$$\dot{s}_2 = -k_2 |s_2|^{\alpha_n} \text{sign } s_2 \quad (25)$$

式中:  $k_2$  为控制增益,  $k_2 > 0$ ;  $\alpha_n$  为幂次指数,  $0 < \alpha_n < 1$ 。

$q$  轴电压外环控制器的设计与  $d$  轴相同, 在此过程中得到  $u_q$ , 采用的参数也相同, 故不再赘述。

综上所述, 基于 FOESO 的 FTCSMC-ADRC 框图如图 7 所示。

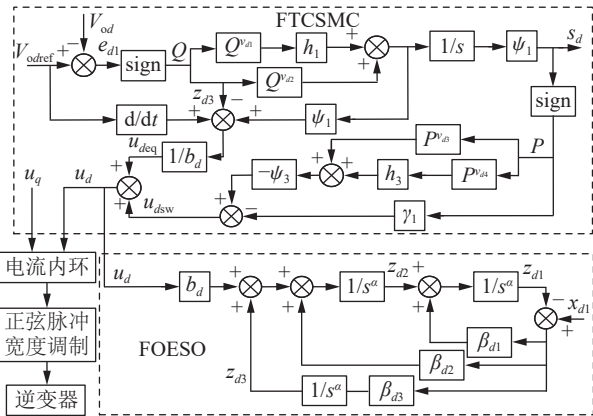


图7 基于 FOESO 的 FTCSMC-ADRC

Fig.7 FTCSMC-ADRC based on FOESO

## 2.2 DC-DC 变换器控制器设计

由图 1 可知, 储能通过 DC-DC 变换器进行升降压, 因此根据状态空间平均法, DC-DC 模块的状态方程为:

$$\begin{cases} \frac{du_{dc}}{dt} = \frac{1}{C_{dc}} (d_a i_L - i_{out}) + F_v(t) \\ \frac{di_L}{dt} = \frac{1}{L_{bat}} (u_{bat} - d_a u_{dc}) + F_c(t) \end{cases} \quad (26)$$

式中:  $d_a$  为 DC-DC 变换器开关管占空比;  $F_v(t)$ 、 $F_c(t)$  分别为 DC-DC 变换器运行时产生的电压、电流扰动值。

DC-DC 变换器在文中采用电压环进行控制。传统的 PI 控制在静态控制过程中具有良好的效果, 但在动态响应过程中表现较差, 这会影响系统的快速性与准确性。因此, 对电压环的控制进行改进, 采用改进后的 SM-ADRC, 以提高系统的响应速度与抗扰能力。

将式(26)中的母线电压方程转换为二阶自抗扰表达式:

$$\ddot{y}_0 = b_0 u_0 + F_0 \quad (27)$$

$$\begin{cases} F_0 = \frac{F_c(t)}{C_{dc}} - \frac{d_a^2}{C_{dc} L_{bat}} u_{dc} - \dot{i}_{out} + \dot{F}_v(t) \\ b_0 = \frac{u_{bat}}{C_{dc} L_{bat}} \end{cases} \quad (28)$$

式中:  $y_0$  为系统的输出  $u_{dc}$ ;  $b_0$  为控制量  $u_0$  的增益;  $u_0$  为系统在 DC-DC 变换器的输出占空比  $d_a$ ;  $F_0$  为扰动部分。

对式(27)进行改进:

$$\ddot{u}_{dc} = b_1 u_0 + F_1 \quad (29)$$

式中:  $F_1 = b_0 u_0 - b_1 u_0 + F_0$ , 为除控制输入外的总扰动;  $b_1$  为改进之后的控制量增益。

定义状态变量  $x_{c1} = u_{dc}$ 、 $x_{c2} = \dot{u}_{dc}$ 、 $x_{c3} = F_1$ 。则观测器形式为:

$$\begin{cases} \dot{z}_{c1}^{(\alpha)} = z_{c2} + \beta_{c1} (x_{c1} - z_{c1}) \\ \dot{z}_{c2}^{(\alpha)} = b_1 u_0 + z_{c3} + \beta_{c2} (x_{c2} - z_{c2}) \\ \dot{z}_{c3}^{(\alpha)} = \beta_{c3} (x_{c3} - z_{c3}) \end{cases} \quad (30)$$

式中:  $z_{c1}$ 、 $z_{c2}$ 、 $z_{c3}$  分别为  $x_{c1}$ 、 $x_{c2}$ 、 $x_{c3}$  的观测值;  $\beta_{c1}$ 、 $\beta_{c2}$ 、 $\beta_{c3}$  为观测器的增益系数。

DC-DC 变换器电压环的电压误差  $e_{c1}$  与误差导数  $e_{c2}$  为:

$$\begin{cases} e_{c1} = u_{dref} - u_{dc} \\ e_{c2} = \dot{e}_{c1} = \dot{u}_{dref} - \dot{u}_{dc} \end{cases} \quad (31)$$

设计应用于 DC-DC 变换器部分的定时收敛积分滑模面  $s_c$  为:

$$s_c = \dot{e}_{c1} + \psi_2 \int_0^t (h_2 \text{sign}^{v_{c1}}(e_{c1}) + \text{sign}^{v_{c2}}(e_{c1})) d\tau \quad (32)$$

式中:  $\psi_2$  为应用于 DC-DC 变换器的 FTCSMC 的积分系数,  $\psi_2 > 0$ ;  $h_2$  为增益参数,  $h_2 > 0$ ;  $v_{c1}$ 、 $v_{c2}$  为设计参数,  $0 < v_{c1} < 1$ 、 $v_{c2} > 1$ 。

令  $\dot{s}_c = 0$ , 并将其与式(30)联立得到应用于 DC-DC 变换器部分的等效控制律为:

$$u_{ceq} = \frac{\ddot{u}_{dref} - z_{c3} + \psi_2 (h_2 \text{sign}^{v_{c1}}(e_{c1}) + \text{sign}^{v_{c2}}(e_{c1}))}{b_1} \quad (33)$$

设计了一种应用于 DC-DC 变换器的定时收敛滑模趋近律  $u_{csw}$  为:

$$u_{csw} = -\psi_4 (h_4 \text{sign}^{v_{c3}}(s_c) + \text{sign}^{v_{c4}}(s_c)) - \gamma_2 \text{sign} s_c \quad (34)$$

式中:  $\psi_4$ 、 $h_4$  为增益系数,  $\psi_4 > 0$ 、 $h_4 > 0$ ;  $v_{c3}$ 、 $v_{c4}$  为设计参数,  $0 < v_{c3} < 1$ 、 $v_{c4} > 1$ ;  $\gamma_2$  为开关增益,  $\gamma_2 > 0$ 。

联立式(33)与式(34)可得 DC-DC 变换器的输出占空比  $u_0$  为:

$$u_0 = u_{ccq} + u_{csw} \quad (35)$$

DC-DC 变换器的电压环控制框图如图 8 所示。

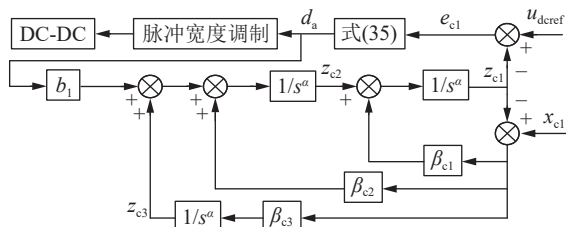


图 8 DC-DC 变换器电压环控制

Fig.8 The DC-DC converter voltage loop control

### 3 稳定性分析

#### 3.1 FOESO 稳定性证明

用根轨迹法分析分数阶系统的稳定性,由式(15)可知,FOESO 是一个线性等比例分数阶系统。通过映射关系  $\omega_L = s^\alpha$ , 将  $s$  平面的等比例分数阶映射到  $\omega_L$  平面的积分阶系统。

$$G(s) = \frac{s_g \omega_L^g + s_{g-1} \omega_L^{g-1} + \dots + s_1 \omega_L + s_0}{\tau_r \omega_L^r + \tau_{r-1} \omega_L^{r-1} + \dots + \tau_1 \omega_L + \tau_0} \quad (36)$$

式中:  $G(s)$  为传递函数;  $s_g$ 、 $s_{g-1}$ 、 $\dots$ 、 $s_0$  为分子系数,描述系统的零点,零点影响系统的响应速度和动态特性,决定系统对特定频率输入的响应;  $\tau_r$ 、 $\tau_{r-1}$ 、 $\dots$ 、 $\tau_0$  为分母系数,描述系统的极点,极点决定系统的稳定性和响应模式;  $\omega_L^g$ 、 $\omega_L^r$  分别为对时域信号的  $g$ 、 $r$  阶微分。

根据式(36)得到以  $\omega_L$  为变量的整数阶系统的根轨迹。而分数阶系统在  $\omega_L$  平面上的稳定区域如图 9 所示。对于等比例阶  $\alpha$  的分数阶系统,稳定区域内两条直线的斜率为  $\pm\pi\alpha/2$ , 如果关于  $\omega_L$  映射的整数阶系统的极点都在稳定区域内,则系统是稳定的。

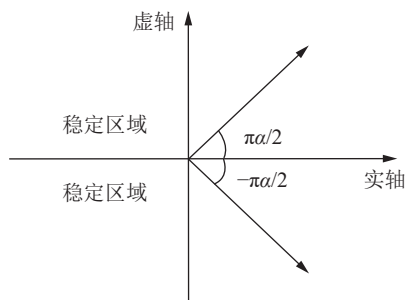


图 9 分数阶系统在  $\omega_L$  平面上的稳定区域

Fig.9 The stable region of symmetric fractional order systems in the  $\omega_L$ -plane

设定 FOESO 输出的观测值为  $z_{d1}$ 、 $z_{d2}$ 、 $z_{d3}$ , 定义 FOESO 的误差为  $e_k = z_{dk} - x_{dk}$ , 其中  $k=1, 2, 3$ ;  $x_{dk}$  为实际值。则 FOESO 的具体误差为:

$$\begin{bmatrix} e_1^{(\alpha)} \\ e_2^{(\alpha)} \\ e_3^{(\alpha)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\beta_{d1} & 1 & 0 \\ -\beta_{d2} & 0 & 1 \\ -\beta_{d3} & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \\ e_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -1 \end{bmatrix} F_{deq}^{(\alpha)} \quad (37)$$

通过映射条件  $\omega_L = s^\alpha$ , 将分数阶系统映射到  $\omega_L$  平面的整数阶系统。利用根轨迹法分析了系统的稳定性<sup>[25]</sup>。

$$\begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \\ e_3 \end{bmatrix} \omega_L = \begin{bmatrix} -\beta_{d1} & 1 & 0 \\ -\beta_{d2} & 0 & 1 \\ -\beta_{d3} & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \\ e_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -1 \end{bmatrix} F_{deq}^{(\alpha)} \quad (38)$$

根据整数阶 ESO 的带宽参数法,如果误差方程收敛,则需要在稳定区域内设置极点,由于  $0 < \alpha < 1$ , 可见其传递函数的根轨迹位于  $s$  的左半平面,则系统稳定。整数阶 ESO 的带宽调制方法适用于线性 FOESO 参数调制,并且可以采用整数阶 ESO 的带宽参数整定思想<sup>[26]</sup>, 当所有极点被赋予相同的多重根时,ESO 满足的特征多项式为:

$$s^{3\alpha} + \beta_1 s^{2\alpha} + \beta_2 s^\alpha + \beta_3 = (s^\alpha + \omega_0)^3 \quad (39)$$

因此,观测器的增益参数为  $\beta_1 = 3\omega_0$ 、 $\beta_2 = 3\omega_0^2$ 、 $\beta_3 = \omega_0^3$ ,  $\omega_0$  为式(16)观测器的带宽,得到式(30)观测器的增益  $\beta_{c1} = 3\omega_d$ 、 $\beta_{c2} = 3\omega_d^2$ 、 $\beta_{c3} = 3\omega_d^3$ ,  $\omega_d$  为式(30)观测器的带宽。可以看出 ESO 要调整的参数与带宽  $\omega_0$  唯一相关,这使得 FOESO 的参数调整过程变得简便。

#### 3.2 FTCSMC 稳定性证明

定义一个正半定 Lyapunov 函数<sup>[27]</sup>为:

$$V_n = s_d^2 \quad (40)$$

对  $V_n$  进行求导得:

$$\begin{aligned} \dot{V}_n = 2s_d \dot{s}_d = 2s_d [\ddot{e}_{d1} + \psi_1 (h_1 \text{sign}^{v_{d1}}(e_{d1}) + \text{sign}^{v_{d2}}(e_{d1}))] = 2s_d [-\psi_3 (h_3 \text{sign}^{v_{d3}}(s_d) + \text{sign}^{v_{d4}}(s_d)) - \gamma_1 \text{sign} s_d] \leq 2s_d (-h_3 \times \text{sign}^{v_{d3}}(s_d) - \text{sign}^{v_{d4}}(s_d)) \leq 0 \end{aligned} \quad (41)$$

可以得出当  $V_n \geq 0$ ,  $\dot{V}_n \leq 0$  时  $s_d$  是有界的,对于式(41),当等号成立时,  $V_n$  的收敛速度最慢。根据 LaSalle 不变性定理, FTCSMC 具有全局渐近稳定性。因此,当  $s_d$  趋近于 0 时,根据式(23),到达过程的沉降时间可以以  $T_{d2}$  为界。

当滑模面到达 0 时,对式(18)求导可得:

$$\ddot{e}_{d1} = -\psi_1 (h_1 \text{sign}^{v_{d1}}(e_{d1}) + \text{sign}^{v_{d2}}(e_{d1})) \quad (42)$$

因此,滑动过程中的收敛时间可以  $T_{d1}$  为界。

根据上述分析, FTCSMC 的总沉降时间为  $T_d = T_{d1} + T_{d2}$ , 证明成立。

## 4 仿真验证及实验

为了验证文中所提控制策略的性能, 基于 MATLAB/Simulink R2018b 平台构建了系统模型, 并将 PI 控制、传统 SM-ADRC 与文中改进 SM-ADRC 进行对比, 以验证文中所提控制策略的优越性。构网型光储系统电路参数如表 1 所示, 控制器参数如表 2 所示, 其中,  $P_{\text{bat}}$  为蓄电池额定功率。

表 1 电路模型参数

Table 1 Circuit model parameters

参数	数值	参数	数值
$L_{\text{pv}}/\text{mH}$	8	$L_{\text{f}}/\text{mH}$	8
$L_{\text{bat}}/\text{mH}$	2	$R_{\text{f}}/\Omega$	0.1
$C_{\text{dc}}/\text{mF}$	4	$C_{\text{f}}/\text{mF}$	20
$u_{\text{dc}}/\text{V}$	1 600	$P_{\text{bat}}/\text{kW}$	10
$u_{\text{pv}}/\text{V}$	550	$e_{\text{a}}, e_{\text{b}}, e_{\text{c}}/\text{V}$	220
$u_{\text{bat}}/\text{V}$	1 300	$J/(\text{kg}\cdot\text{m}^2)$	18

表 2 控制器参数

Table 2 Controller parameters

参数	数值	参数	数值
$\alpha$	0.2	$\psi_1, \psi_2$	20
$b_{\text{d}}, b_0$	2 000	$\psi_3, \psi_4$	0.2
$\omega_{\text{d}}, \omega_0$	400	$h_1, h_2$	950
$v_{\text{d3}}, v_{\text{c3}}$	0.08	$v_{\text{d1}}, v_{\text{c1}}$	0.05
$v_{\text{d4}}, v_{\text{c4}}$	3	$v_{\text{d2}}, v_{\text{c2}}$	2
$\gamma_1, \gamma_2$	1 200	$J/(\text{kg}\cdot\text{m}^2)$	18
$D$	5	$K_{\text{i}}$	0.2
$K_{\text{p}}$	200	$K_{\text{q}}$	5
$K_{\text{dp1}}, K_{\text{qp1}}$	3	$K_{\text{di1}}, K_{\text{qi1}}$	40
$K_{\text{dp2}}, K_{\text{qp2}}$	6	$K_{\text{di2}}, K_{\text{qi2}}$	500

### 4.1 输出功率动态响应

初始给定的  $P_{\text{e}}$  为 20 kW, 对给定的  $P_{\text{e}}$  进行跳变, 从而对 3 种控制策略的抗扰性能进行分析。 $P_{\text{e}}$  的跳变指令为在 0 s—0.25 s 时,  $P_{\text{e}}$  为 20 kW; 在 0.25 s—0.45 s 时,  $P_{\text{e}}$  为 30 kW; 在 0.45 s 至结束时,  $P_{\text{e}}$  为 15 kW。仿真结果如图 10 所示。

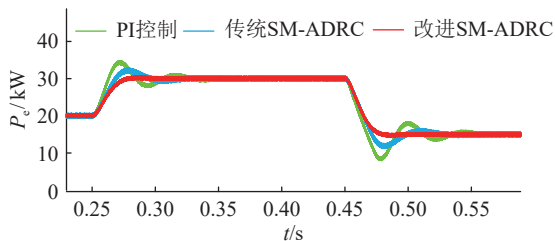


图 10 当功率指令变化时, 输出的有功功率响应  
Fig.10 The active power output response with the power command changes

经过  $P_{\text{e}}$  的跳变指令过程, 3 种不同的控制策略表现出不同的控制性能, 改进的 SM-ADRC 在抗扰性能上相比于其他 2 种控制有着很大的优势, 其响应速度快、超调量小的优点能使系统在运行时有着更高的稳定性与可靠性。具体的优势数据如表 3 所示。

表 3 当功率指令变化时, 输出有功功率暂态变化  
Table 3 A transient change of the active power output when the power command changes

功率跳变	控制策略	调节时间/s	超调量/kW
0.25 s时, 20 kW 跳变至30 kW	PI控制	0.12	4.80
	传统SM-ADRC	0.09	2.80
	改进SM-ADRC	0.05	0.70
0.45 s时, 30 kW 跳变至15 kW	PI控制	0.14	7.00
	传统SM-ADRC	0.08	3.80
	改进SM-ADRC	0.03	0.68

无功功率的初始给定值为 0, 经过  $P_{\text{e}}$  跳变指令, 无功功率的输出也会造成影响。仿真结果如图 11 所示。

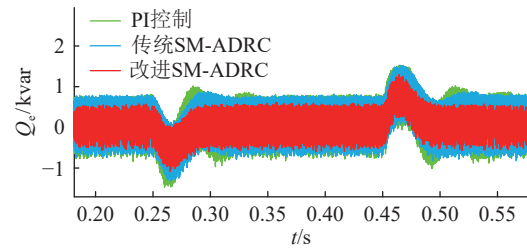


图 11 当功率指令变化时, 输出无功功率响应  
Fig.11 The reactive power output response with the power command changes

仿真结果显示, 改进型的 SM-ADRC 在 3 种控制策略的对比中展现出了纹波小、超调小、响应速度快的优势。具体的优势数据如表 4 所示。

表 4 当功率指令变化时, 输出无功功率暂态变化  
Table 4 A transient change of the reactive power output when the power command changes

功率跳变	控制策略	调节时间/s	超调量/kW
0.25 s时, 20 kW 跳变至30 kW	PI控制	0.09	1.471
	传统SM-ADRC	0.07	1.314
	改进SM-ADRC	0.04	0.950
0.45 s时, 30 kW 跳变至15 kW	PI控制	0.11	1.517
	传统SM-ADRC	0.09	1.490
	改进SM-ADRC	0.05	1.240

### 4.2 直流母线电压动态响应

初始给定光照强度为  $1\,000\text{ W/m}^2$ , 温度为  $25\text{ }^\circ\text{C}$ , 通过光照强度与温度的跳变, 对 PI 控制、传统 SM-ADRC 与文中改进 SM-ADRC 策略的 VSG 抗扰性能进行分析, 其光照强度跳变指令为在 0 s—0.2 s

时,光照强度为  $1\,000\text{ W/m}^2$ ;在  $0.2\text{ s}$ — $0.3\text{ s}$  时,光照强度为  $800\text{ W/m}^2$ ;在  $0.3\text{ s}$  至结束时,光照强度为  $1\,200\text{ W/m}^2$ 。温度指令为在  $0\text{ s}$ — $0.4\text{ s}$  时,温度为  $25\text{ }^\circ\text{C}$ ;在  $0.4\text{ s}$ — $0.5\text{ s}$  时,温度为  $35\text{ }^\circ\text{C}$ ;在  $0.5\text{ s}$  至结束时,温度为  $15\text{ }^\circ\text{C}$ 。

在 3 种不同控制策略下,直流母线电压  $u_{dc}$  在光照强度与温度改变下的暂态仿真结果见图 12。

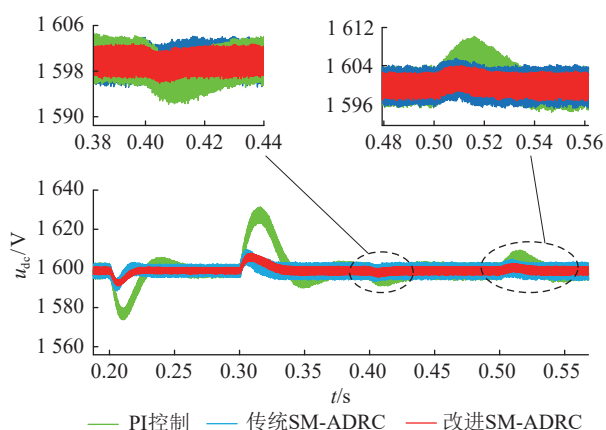


图 12 光照强度与温度跳变时母线电压输出响应  
Fig.12 Bus voltage output response varying light intensity and temperature

对比图 12 的仿真结果可知,PI 控制策略的控制性能有限,在温度与光照强度变化时,对  $u_{dc}$  的各个方面影响较大;传统 SM-ADRC 与 PI 控制得到的结果形成了鲜明对比,传统 SM-ADRC 在超调量、收敛速度与纹波方面均优于 PI 控制;而文中所提的改进 SM-ADRC 策略相较于传统 SM-ADRC,进一步减小了光照强度与温度变化对  $u_{dc}$  的影响。具体的优势数据如表 5 所示。

表 5 光照强度与温度跳变时母线电压暂态变化  
Table 5 Transient change of bus voltage when light intensity and temperature sudden change

跳变指令	控制策略	调节时间/s	超调量/V
0.2 s时, $1\,000\text{ W/m}^2$ 跳变至 $800\text{ W/m}^2$	PI控制	0.07	25
	传统SM-ADRC	0.04	10
	改进SM-ADRC	0.03	8
0.3 s时, $800\text{ W/m}^2$ 跳变至 $1\,200\text{ W/m}^2$	PI控制	0.08	31
	传统SM-ADRC	0.03	10
	改进SM-ADRC	0.03	9
0.4 s时, $25\text{ }^\circ\text{C}$ 跳变至 $35\text{ }^\circ\text{C}$	PI控制	0.04	8
	传统SM-ADRC	0.02	5
	改进SM-ADRC	0.015	4
0.5 s时, $35\text{ }^\circ\text{C}$ 跳变至 $15\text{ }^\circ\text{C}$	PI控制	0.06	10
	传统SM-ADRC	0.02	4
	改进SM-ADRC	0.02	3

## 5 实验验证

为了进一步验证文中理论的可靠性,对 PI 控制与文中控制方法在文中拓扑下进行半实物实验验证。实验装置如图 13 所示,其中主电路模型运行在实时仿真器(HIL MT6020)中,控制电路部分则载入 RCP 1050 控制器中,用于控制实物对象的运行,最后通过示波器输出波形。实验参数采用文中仿真参数,以确保全文的统一性。

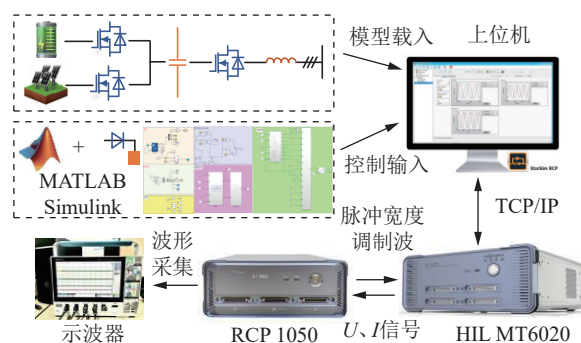


图 13 实验平台原理

Fig.13 Schematic of the experimental platform

### 5.1 有功功率指令变化

图 14 为有功功率指令变化时母线电压的运行情况,为了确保实验更接近实际情况,采用了较大的功率。

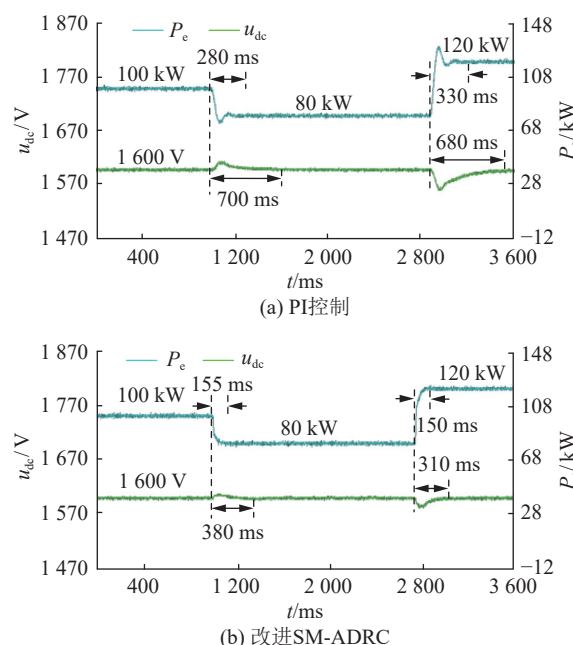


图 14 功率指令变化时母线电压实验波形

Fig.14 Experimental waveforms of bus voltage under the change of power command

图 14(a)为 PI 控制下的实验结果,分为 2 个阶段,第 1 阶段,  $P_e$  由  $100\text{ kW}$  降至  $80\text{ kW}$ ,此时  $P_e$  与  $u_{dc}$  的暂态性能差,暂态时间分别为  $280\text{ ms}$  与  $700\text{ ms}$ ,



超调量为 5.6 kW 与 23 V; 第 2 阶段,  $P_e$  由 80 kW 升至 120 kW, 此时  $P_e$  与  $u_{dc}$  的暂态时间分别为 330 ms 与 680 ms, 超调量为 12 kW 与 47 V。图 14(b) 为文中改进 SM-ADRC 下的实验结果,  $P_e$  的超调量几乎可以忽略不计。第 1 阶段,  $P_e$  与  $u_{dc}$  的暂态时间分别为 155 ms 与 380 ms,  $u_{dc}$  的超调量 7 V; 第 2 阶段,  $P_e$  与  $u_{dc}$  的暂态时间分别为 150 ms 与 310 ms,  $u_{dc}$  的超调量为 15 V。与 PI 控制相比, 文中改进 SM-ADRC 大幅提高了控制性能。第 1 阶段, 文中控制相比于 PI 控制,  $P_e$  与  $u_{dc}$  的暂态时间分别减少了 44.6% 与 45.7%,  $u_{dc}$  的超调量降低了 69.5%; 第 2 阶段, 文中改进 SM-ADRC 相比于 PI 控制,  $P_e$  与  $u_{dc}$  的暂态时间分别减少了 54.5% 与 54.4%,  $u_{dc}$  的超调量降低了 68%。

## 5.2 光照强度指令变化

图 15 为光照强度变化时母线电压的运行情况。

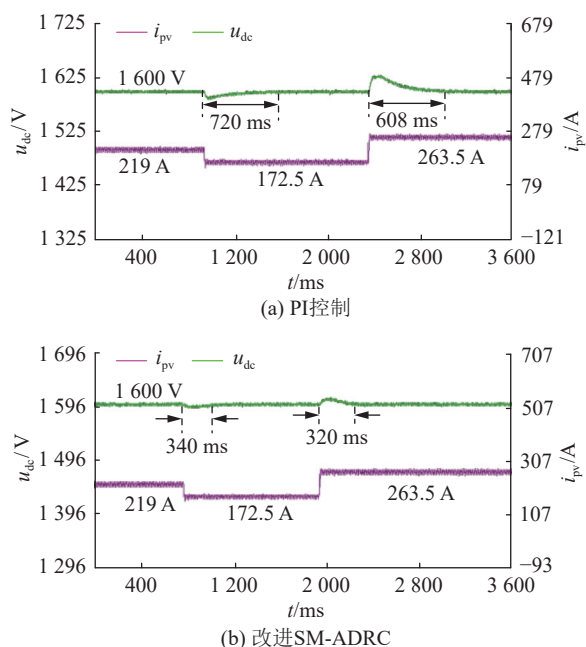


图 15 光照强度变化时母线电压实验波形

Fig. 15 Experimental waveforms of bus voltage under the change of light intensity

在图 15(a) 中, PI 控制下的实验分为 2 个阶段, 第 1 阶段, 光照强度由  $1\ 000\ \text{W}/\text{m}^2$  降为  $800\ \text{W}/\text{m}^2$ ,  $i_{pv}$  由 219 A 降为 172.5 A,  $u_{dc}$  的暂态时间为 720 ms, 超调量为 24 V; 第 2 阶段, 光照强度由  $800\ \text{W}/\text{m}^2$  升为  $1\ 200\ \text{W}/\text{m}^2$ ,  $i_{pv}$  由 172.5 A 升为 263.5 A,  $u_{dc}$  的暂态时间为 608 ms, 超调量为 32 V。在图 15(b) 中, 文中控制下的第 1 阶段,  $u_{dc}$  的暂态时间为 340 ms, 超调量为 6 V, 文中改进 SM-ADRC 相比于 PI 控制, 暂态时间减少了 52.7%, 超调量降低了 75%; 第 2 阶段,  $u_{dc}$  的暂态时间为 320 ms, 超调量为 12 V, 文中改进 SM-ADRC 相比于 PI 控制, 暂态时间减少

了 47.3%, 超调量降低了 62.5%。在图 15(a) 和 (b) 中  $i_{pv}$  的暂态时间和超调基本可以忽略不计。

## 6 结论

为了提高构网型光储系统的性能, 文中提出了一种改进 SM-ADRC 策略, 该策略将传统的 ESO 与分数阶相结合, 设计出 FOESO, 以提高其观测精度。此观测器由于具有更高的自由度, 适用于更多的系统。此外, 改进的 SMC 提高了系统的收敛特性和鲁棒性, 并进一步减弱了 SMC 中的抖振现象。通过理论、仿真和实验, 得到以下结论:

(1) 在功率突变方面, 对比 PI 控制、传统 SM-ADRC 与文中提出的改进 SM-ADRC。结果表明, 文中提出的控制策略相较于其他 2 种控制方法, 显著提升了系统的暂态性能, 使电力系统在应对功率突变时具有更好的稳定性。

(2) 在直流母线稳定性的验证中, 模拟了 2 种影响光伏模块的因素, 并与其他 2 种控制策略进行了性能对比。结果表明, 文中提出的控制策略在外界干扰的情况下, 有效减少了直流母线电压的波动, 并缩短了恢复稳定时间, 从而提高了构网型光储系统的可靠性。

对于后续研究, 将在现有控制策略基础上引入预同步控制等内容, 以解决大电网并网切换过程中产生的冲击电流问题。

## 致谢

本文得到陕西理工大学研究生创新基金项目 (SLGYCX2404) 资助, 谨此致谢!

## 参考文献:

- [1] 李晓萍, 袁至, 王维庆, 等. 考虑可再生能源接入的多端 MMC 交直流混合系统协调控制[J]. 可再生能源, 2024, 42(5): 675-684.  
LI Xiaoping, YUAN Zhi, WANG Weiqing, et al. Coordinated control of multi-terminal MMC AC/DC hybrid system considering renewable energy access[J]. Renewable Energy Resources, 2024, 42(5): 675-684.
- [2] 和萍, 刘鑫, 宫智杰, 等. 高比例可再生能源电力系统源荷储联合调峰分层优化运行[J]. 电力系统保护与控制, 2024, 52(18): 112-122.  
HE Ping, LIU Xin, GONG Zhijie, et al. Hierarchical optimization operation model for joint peak-load regulation of source-load-storage in a high proportion of renewable energy power system[J]. Power System Protection and Control, 2024, 52(18): 112-122.
- [3] 李红, 任永峰. 含可再生能源的多微网系统负荷频率控制策略[J]. 可再生能源, 2023, 41(5): 699-704.  
LI Hong, REN Yongfeng. Load frequency control strategy of

- multi-microgrid systems containing renewable energy[J]. *Renewable Energy Resources*, 2023, 41(5): 699-704.
- [4] 高长伟, 黄翀阳, 郑伟强, 等. 虚拟阻抗制动可再生能源机组低电压穿越控制[J]. *电力系统保护与控制*, 2023, 51(10): 142-152.
- GAO Changwei, HUANG Chongyang, ZHENG Weiqiang, et al. Low voltage ride-through control of a renewable energy unit with virtual impedance braking[J]. *Power System Protection and Control*, 2023, 51(10): 142-152.
- [5] HE K, TANG Y, HU M J, et al. Sub-synchronous oscillation suppression strategy for virtual synchronous generators based on dual-loop sliding mode control[J]. *Sustainable Energy Technologies and Assessments*, 2024, 65: 103794.
- [6] 陈智勇, 董新伟, 李传辉, 等. 基于相位与幅值补偿的虚拟同步发电机低电压穿越控制[J]. *电力工程技术*, 2024, 43(3): 42-51.
- CHEN Zhiyong, DONG Xinwei, LI Chuanhui, et al. Low voltage ride-through control of virtual synchronous generator based on phase and amplitude compensation[J]. *Electric Power Engineering Technology*, 2024, 43(3): 42-51.
- [7] ZHU Z B, SUN S M, DING Y M, et al. Reserach on VSG LVRT control strategy of photovoltaic storage microgrid[J]. *Journal of Electrical Engineering & Technology*, 2024, 19(7): 4059-4071.
- [8] 符杨, 陈禹瑾, 季亮, 等. 考虑功率解耦的构网型逆变器的低电压穿越控制策略[J]. *电力系统保护与控制*, 2024, 52(15): 1-13.
- FU Yang, CHEN Yujin, JI Liang, et al. Low voltage ride-through control strategy of a grid-forming inverter considering power decoupling[J]. *Power System Protection and Control*, 2024, 52(15): 1-13.
- [9] 迟永宁, 江炳蔚, 胡家兵, 等. 构网型变流器: 物理本质与特征[J]. *高电压技术*, 2024, 50(2): 590-604.
- CHI Yongning, JIANG Bingwei, HU Jiabing, et al. Grid-forming converters: physical mechanism and characteristics[J]. *High Voltage Engineering*, 2024, 50(2): 590-604.
- [10] 杨旭红, 杨一矜, 潘宇, 等. 基于 RBF-LADRC 的虚拟同步发电机控制策略[J]. *太阳能学报*, 2024, 45(3): 319-325.
- YANG Xuhong, YANG Yijin, PAN Yu, et al. RBFnn based linear active disturbance rejection control for virtual synchronous generator control strategy[J]. *Acta Energiæ Solaris Sinica*, 2024, 45(3): 319-325.
- [11] 张自力, 刁亚飞, 田志杰, 等. 基于适应迁移粒子群算法的光储构网型灵活调节策略[J/OL]. *华北电力大学学报(自然科学版)*: 1-12[2024-08-10]. <http://kns.cnki.net/kcms/detail/13.1212.tm.20240918.1726.002.html>.
- ZHANG Zili, DIAO Yafei, TIAN Zhijie, et al. Flexible grid-forming control strategy for photovoltaic energy storage system based on adaptive moving particle swarm optimization algorithm [J/OL]. *Journal of North China Electric Power University (Natural Science Edition)*: 1-12[2024-08-10]. <http://kns.cnki.net/kcms/detail/13.1212.tm.20240918.1726.002.html>.
- [12] 王雪, 刘林, 刘文迪, 等. 基于纵横交叉算法的新型电力系统惯量延迟优化控制策略[J]. *中国电力*, 2024, 57(7): 12-20.
- WANG Xue, LIU Lin, LIU Wendi, et al. A novel inertia delay optimization control strategy for new power systems based on crisscross optimization[J]. *Electric Power*, 2024, 57(7): 12-20.
- [13] 张涛, 郑家琪, 王福东, 等. 基于模糊控制的 VSG 转动惯量自适应算法[J]. *电力电子技术*, 2021, 55(1): 40-44.
- ZHANG Tao, ZHENG Jiaqi, WANG Fudong, et al. VSG moment of inertia adaptive algorithm based on fuzzy control[J]. *Power Electronics*, 2021, 55(1): 40-44.
- [14] MA W J, GUAN Y P, ZHANG B. Active disturbance rejection control based control strategy for virtual synchronous generators[J]. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2020, 35(4): 1747-1761.
- [15] KHALILZADEH M, VAEZ-ZADEH S, RODRIGUEZ J, et al. Model-free predictive control of motor drives and power converters: a review[J]. *IEEE Access*, 2021, 9: 105733-105747.
- [16] LI K, DING J, SUN X D, et al. Overview of sliding mode control technology for permanent magnet synchronous motor system[J]. *IEEE Access*, 2024, 12: 71685-71704.
- [17] MENG F W, LIU S, LIU K. Design of an optimal fractional order PID for constant tension control system[J]. *IEEE Access*, 2020, 8: 58933-58939.
- [18] 石磊, 周宏涛, 赵元莘, 等. 光伏多功能并网逆变器迭代 SMC+LADRC 电流内环控制策略研究[J]. *智慧电力*, 2023, 51(4): 107-114.
- SHI Lei, ZHOU Hongtao, ZHAO Yuanshen, et al. Iterative SMC+LADRC current inner loop control strategy of photovoltaic multi-function grid connected inverter[J]. *Smart Power*, 2023, 51(4): 107-114.
- [19] 吴跃文, 郑柏超, 李惠. 四旋翼无人机的滑模自抗扰姿态控制器设计[J]. *电光与控制*, 2022, 29(1): 93.
- WU Yuewen, ZHENG Bochao, LI Hui. Attitude controller for quadrotor via active disturbance rejection control and sliding mode control[J]. *Electronics Optics & Control*, 2022, 29(1): 93.
- [20] 巫庆辉, 申世伟, 成凯, 等. 三相交错并联 Buck 变换器的高阶滑模自抗扰控制[J/OL]. *电力系统及其自动化学报*: 1-8 [2024-08-10]. <https://doi.org/10.19635/j.cnki.csu-epsa.001530>.
- WU Qinghui, SHEN Shiwei, CHENG Kai, et al. High order sliding mode active disturbance rejection control for three-phase staggered parallel Buck converter[J/OL]. *Proceedings of the CSU-EPSA*: 1-8[2024-08-10]. <https://doi.org/10.19635/j.cnki.csu-epsa.001530>.
- [21] ZHAN Y L, LI X M, TONG S C. Observer-based decentralized control for non-strict-feedback fractional-order nonlinear large-scale systems with unknown dead zones[J]. *IEEE Transactions on Neural Networks and Learning Systems*, 2023, 34(10): 7479-7490.
- [22] ZHANG T R, XU Z, GERADA C. A nonlinear extended state

- observer for sensorless IPMSM drives with optimized gains[J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2020, 56(2): 1485-1494.
- [23] 范宸琿, 秦晓辉, 齐磊, 等. 构网型下垂控制中虚拟阻抗的作用、改进及研究前景分析[J]. *电网技术*, 2024, 48(6): 2237-2250.  
FAN Chenhui, QIN Xiaohui, QI Lei, et al. Analysis of the role, improvement, and research prospects of virtual impedance in grid-forming droop control[J]. *Power System Technology*, 2024, 48(6): 2237-2250.
- [24] 高越, 冉华军, 李林蔚, 等. 永磁直驱风电系统 MPPT 无模型固定时间滑模控制[J]. *国外电子测量技术*, 2024, 43(8): 94-102.  
GAO Yue, RAN Huajun, LI Linwei, et al. Model-free fixed-time sliding mode control for MPPT of permanent magnet direct-drive wind power system[J]. *Foreign Electronic Measurement Technology*, 2024, 43(8): 94-102.
- [25] 王书旺, 李生权, 袁薇, 等. Buck 变换器的降阶扩张状态观测器与无抖振滑模控制[J]. *控制理论与应用*, 2021, 38(6): 766-774.  
WANG Shuwang, LI Shengquan, AI Wei, et al. Chattering free sliding mode control based on reduce order extended state observer method for a DC-DC Buck converter system[J]. *Control Theory & Applications*, 2021, 38(6): 766-774.
- [26] 金辉宇, 张瑞青, 王雷, 等. 线性自抗扰控制参数整定鲁棒性的根轨迹分析[J]. *控制理论与应用*, 2018, 35(11): 1648-1653.  
JIN Huiyu, ZHANG Ruiqing, WANG Lei, et al. Root locus analysis on parameter tuning robustness of linear active disturbance rejection control[J]. *Control Theory & Applications*, 2018, 35(11): 1648-1653.
- [27] 皇金锋, 周杰, 黄红杰. 基于滑模自抗扰的储能变流器控制策略[J]. *浙江大学学报(工学版)*, 2024, 58(10): 2171-2181.  
HUANG Jinfeng, ZHOU Jie, HUANG Hongjie. Control strategy of power conversion system based on sliding mode active disturbance rejection control[J]. *Journal of Zhejiang University (Engineering Science)*, 2024, 58(10): 2171-2181.

#### 作者简介:



胡振洋

胡振洋(1999), 男, 硕士, 研究方向为新能源发电及电力电子变换器控制技术(E-mail: 1912467947@qq.com);

王嘉力(1984), 男, 硕士, 工程师, 从事电力电子产品开发工作;

傅作超(1987), 男, 学士, 工程师, 从事电力电子产品开发工作。

## Improved active disturbance rejection control for grid type photovoltaic energy storage system based on fixed-time convergence sliding mode

HU Zhenyang<sup>1</sup>, WANG Jiali<sup>2</sup>, FU Zuochao<sup>2</sup>, LIU Yueming<sup>1</sup>, HUANG Jinfeng<sup>1</sup>

(1. School of Electrical Engineering, Shaanxi University of Technology, Hanzhong 723001, China;

2. Xi'an Xingyuan Bo Rui New Energy Technology Co., Ltd., Xi'an 710000, China)

**Abstract:** With the large-scale distributed generation equipment gradually replacing the traditional synchronous generator, grid-connected systems are faced with a series of challenges such as loss of inertia, voltage and frequency stability decline. The introduction of grid control technology gives the necessary inertia and frequency support capability to distributed generation equipment. In the field of grid control technology, virtual synchronous generator technology has been widely used, but the traditional proportional integral (PI) control strategy it relies on has some problems, such as weak anti-interference ability and insufficient transient stability. In view of these shortcomings, an improved sliding mode active disturbance rejection control strategy for grid type photovoltaic energy storage system is proposed, which applies to the outer voltage loop of the system to improve the system performance. Among them, the fraction order extended state observer is designed to enhance the observation ability of the internal state of the system, and the fixed-time convergence sliding mode controller is designed to effectively suppress the chattering phenomenon in the traditional sliding mode control by means of its characteristic of converging to the equilibrium point in a fixed time, thus significantly enhancing the robustness and anti-interference ability of the system. Finally, through the construction of simulation model in MATLAB environment and experimental verification, the simulation and experimental results show that the control strategy proposed in this paper effectively reduces the transient voltage fluctuations of the system and speeds up the system response speed, which plays a positive role in improving the system performance.

**Keywords:** grid type photovoltaic energy storage system; virtual synchronous generator; improved sliding mode active disturbance rejection control; fractional order; extended state observer; fixed-time convergence sliding mode

(编辑 吴昊)