

DOI: 10.19783/j.cnki.pspc.231455

## 双极性直流微电网的改进型高阶滑模自抗扰控制

陈旭, 皇金锋, 李聪林

(陕西理工大学电气工程学院, 陕西 汉中 723001)

**摘要:** 针对双极性直流微电网中分布式新能源的系统功率波动、负载侧负荷频繁投切等不确定因素所引起母线电压波动问题, 以基于风光互补混合储能的双极性直流微电网为研究对象, 提出一种双闭环改进型高阶滑模自抗扰控制策略。首先, 依据自抗扰理论将控制系统拟合为一阶系统模型, 转化为自抗扰控制系统范式。其次, 设计了改进型超螺旋滑模控制器代替传统自抗扰控制中的线性控制器, 引入了具有快速收敛性的级联有限时间扩张状态观测器代替线性扩张状态观测器, 既能通过高阶滑模控制算法抑制抖振, 又能提高对系统集总扰动的估计精度, 从而利用非线性控制策略的优势改善系统动态响应过程及抗扰性能。然后, 通过 Lyapunov 理论证明控制系统的稳定性。最后, 基于 Matlab/Simulink 仿真软件以及搭建实验平台对 3 种不同控制策略进行对比验证, 实验表明所提控制能够很好地抵抗扰动和提高系统的暂态性能。

**关键词:** 双极性直流微电网; 级联有限时间扩张状态观测器; 改进型超螺旋滑模自抗扰控制; 抗扰性能

### Improved high-order sliding mode active disturbance rejection control for bipolar DC microgrids

CHEN Xu, HUANG Jinfeng, LI Conglin

(School of Electrical Engineering, Shaanxi University of Technology, Hanzhong 723001, China)

**Abstract:** There is a problem of bus voltage fluctuation caused by uncertain factors such as power fluctuation of the distributed new energy system and load frequent switching of load side in bipolar DC microgrid. Thus a dual-closed-loop improved high-order sliding mode active disturbance rejection control (ADRC) strategy is proposed for a bipolar hybrid energy storage DC microgrid based on wind-PV complementarity. First, the control system is fitted to a first-order system model and transformed into an ADRC paradigm. Secondly, an improved super torque sliding mode controller is designed to replace the linear controller in the traditional ADRC. A cascade finite time extended state observer (CFT-ESO) with fast convergence is introduced to replace the linear extended state observer. This can not only suppress the chattering using high-order sliding mode control algorithm and but also improve the estimation accuracy of the lumped disturbance of the system, thereby improving the dynamic response process and disturbance rejection performance of the system by taking advantage of the nonlinear control strategy. Then, the stability of the control system is proved by Lyapunov theory. Finally, Matlab/Simulink simulation software and an experimental platform are used to verify three different control strategies. The experiments show that the proposed control can both resist the disturbance well and improve the transient performance of the system.

This work is supported by the Natural Science Research Project of Shaanxi Province (No. 2023-JC-YB-442).

**Key words:** bipolar DC microgrid; cascade finite time extended state observer; improved super-twisting sliding-mode active disturbance rejection control; disturbance resistance

## 0 引言

随着新能源产业与电力电子技术的蓬勃发展, 直

流微电网系统凭借其无须考虑无功功率、谐波以及同步问题等优势而备受关注<sup>[1-3]</sup>。直流微电网中, 相较于单极性结构, 双极性为三线制直流微电网, 包含两个电压等级, 可以接入不同电压等级的负荷、分布式电源和储能系统, 有效提高直流母线供电利

基金项目: 陕西省自然科学基金项目资助 (2023-JC-YB-442)

用率。在双极性直流微电网中,储能系统以及电压平衡器共同作用维持母线电压恒定,而母线电压的恒定可以直接反映直流微电网的稳定性<sup>[4-6]</sup>。储能系统以及电压平衡器通常会经过一个双向 DC-DC 变换器与直流母线相接,前者用以补偿分布式电源及负荷受环境影响所带来的随机性波动,后者弥补两极性电压功率波动。因此,优化双向 DC-DC 变换器的控制策略可以提高直流母线输出电压的稳定性,从而提高系统的动态性能。

随着对双向 DC-DC 变换器的快速性以及抗干扰能力要求的提高,当可再生能源及负荷发生大扰动时,传统的 PI 控制已经无法满足抑制母线电压产生波动的要求<sup>[7]</sup>。为了解决这一问题,国内外众多学者将非线性控制策略应用于双向 DC-DC 变换器中,以此来提高双向 DC-DC 变换器的稳定性,如微分平坦控制、自抗扰控制和滑模控制等。文献[8]将基于微分平坦理论的双环控制策略应用于单极性直流微电网中,通过优化控制策略有效地提高了直流母线电压的跟踪性能及抗扰能力。文献[9]针对双向 DC-DC 变换器提出一种多变量反馈滑模控制策略,解决各状态变量间缺乏全局协调的问题,进一步提高直流母线电压在动态功率干扰下的稳定性。文献[10]在混合储能系统中引入前馈自抗扰控制,有效地提高了单极性直流微电网的动态响应速度和抗干扰性能。在众多非线性控制中,自抗扰控制(active disturbance rejection control, ADRC)以其不依赖于精确数学模型且控制结构简单、输出速度快、跟踪精度高等优势而备受青睐<sup>[11-14]</sup>。

上述控制方法中,一阶滑模在提高抗扰能力的同时往往会造成系统抖振现象;微分平坦控制具备快速输出的能力,但较为依赖数学模型<sup>[8]</sup>;传统的自抗扰控制虽不依赖于精确数学模型,但在线性反馈环节中存在抗扰性能不足<sup>[14]</sup>等问题。因此,本文考虑设计高阶非线性滑模自抗扰来解决抖振及抗扰性能不足等问题。

超螺旋滑模控制(super-twisting sliding mode control, ST-SMC)是一种结构简单的高阶滑模控制算法,其解决了一阶滑模控制中所存在的抖振与跟踪精度、鲁棒性相矛盾的问题,该策略在减小抖振的同时保证了系统输出的稳定性。文献[15]将自适应超螺旋控制器应用于探测器中,结果表明该控制方法相较于传统自适应滑模控制具有更快的收敛速度,同时能够抑制抖振。文献[16]针对永磁同步直线电机提出一种分数阶超螺旋滑模控制策略,以此提高系统跟踪精度及稳定性。

由于直流微电网存在不确定性扰动问题,而较大的扰动会直接影响系统的稳定性,传统处理扰动的方式是加入一个包含增益覆盖不确定性边界符号函数的鲁棒项,但是随着鲁棒项系数增大,消除扰动的同时使得抖振变大。为了解决这一问题,近年来,使用观测器估计扰动成为较为热门的研究方向。文献[17]针对直流母线电压受各种不确定因素的干扰问题,提出采用级联扩张状态观测器与自抗扰控制相结合的控制策略,弥补传统方法下未被估计的剩余扰动,进一步抑制扰动带来的影响。文献[18]为了解决永磁电机控制系统安装传感器会导致系统稳定性降低的问题,提出使用级联扩张状态观测器与改进型线性自抗扰相结合,该策略能够减小传统观测器对斜坡型扰动的估计误差,提高系统的估计精度。文献[19]为了提高永磁同步电机的抗干扰能力和跟踪性能,采用有限时间扩张状态观测器与超螺旋滑模相结合的控制策略以提高系统在负载转矩和惯性变化情况下的鲁棒性。文献[20]将干扰观测器结合下垂控制引入电压平衡器的控制系统中,有效地提高了双极性直流微电网中母线电压的抗扰能力。

综上所述,本文以基于风光互补含混合储能的双极性直流微电网为研究对象,提出一种基于级联有限时间扩张状态观测器的双闭环改进型超螺旋滑模自抗扰控制(improved super-twisting sliding mode active disturbance rejection control, IST-ADRC)策略。首先将不同的控制系统拟合为自抗扰控制系统范式。其次,以改进型超螺旋滑模控制器代替传统自抗扰控制中的线性控制器,减小系统抖振的同时增强系统的抗扰能力,并引入具有快速收敛性的级联有限时间扩张观测器(cascade finite time extended state observer, CFT-ESO)来提高对系统集总扰动的估计精度,然后将所设计的改进滑模自抗扰控制策略应用于双极性直流微电网控制系统中。最后,基于 Matlab/Simulink 软件以及实验平台对本文所提控制策略进行验证。

## 1 双极性直流微网结构

基于风光互补含混合储能的双极性直流微电网系统如图 1 所示,该系统结构利用风光互补特性提高直流微电网的供电可靠性,采用混合储能单元提高直流母线电压在受到分布式单元输入扰动以及直流负载扰动时的抗扰性能,其中直流负载是由阻性负载及恒功率负载组成的复合型负载。此外,图 1 中还包括两个电压平衡器用以协调控制,达到双极性直流母线正负极电压稳定的目的,同时满足电压平衡器即插即用的便利性。

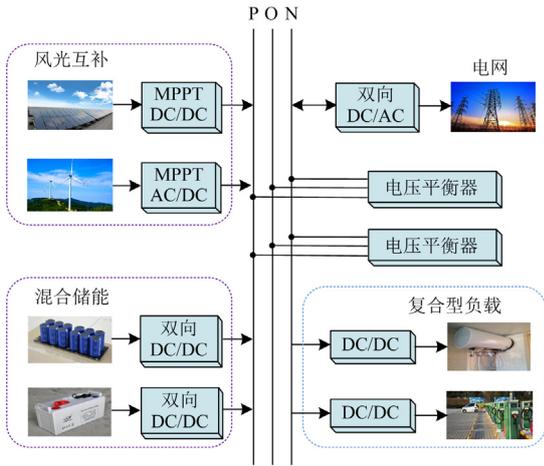


图1 双极性直流微电网结构图

Fig. 1 Structure diagram of bipolar DC microgrid

为了改善系统在受到扰动时的暂态性能, 本文主要对混合储能单元以及电压平衡器的控制策略展开研究, 图2为混合储能单元结构拓扑图。

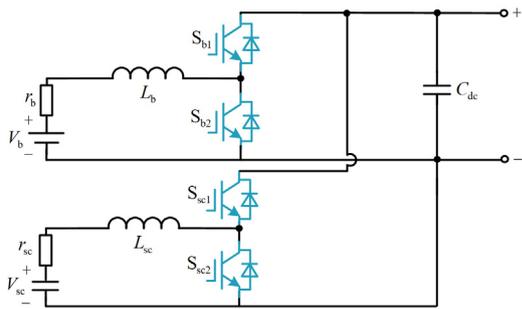


图2 混合储能单元拓扑结构

Fig. 2 Topology of the hybrid energy storage unit

图2中:  $V_b$ 、 $r_b$ 、 $L_b$ 、 $S_{b1}$ 、 $S_{b2}$ 、 $C_{dc}$  分别表示蓄电池侧电压、等效电阻、电感、开关管以及母线侧输出电容;  $V_{sc}$ 、 $r_{sc}$ 、 $L_{sc}$ 、 $S_{sc1}$ 、 $S_{sc2}$  分别表示超级电容侧的电压、等效电阻、电感以及开关管。通过控制开关管  $S_{b1}$ 、 $S_{b2}$ 、 $S_{sc1}$ 、 $S_{sc2}$  实现双极性直流母线电压的稳定运行, 提高直流母线电压抗扰能力。

为了解决双极性直流微电网正负极对中线电压的平衡控制问题, 需要加装电压平衡器, 通过控制电压平衡器开关管来平抑两极性功率波动, 对于电压平衡器而言, 为了降低电流应力, 采用交错并联电压平衡器, 如图3所示。

图3中:  $C_{in}$ 、 $C_1$ 、 $C_2$ 、 $R_s$  分别表示电压平衡器的输入电容、输出电容以及等效电阻;  $S_1$ — $S_4$ 、 $L_1$ 、 $L_2$  表示4个开关管以及2个电感;  $i_{L1}$ 、 $i_{L2}$  均

表示电感电流;  $R_{po}$ 、 $R_{on}$  分别表示两极性间正极负载和负极负载。

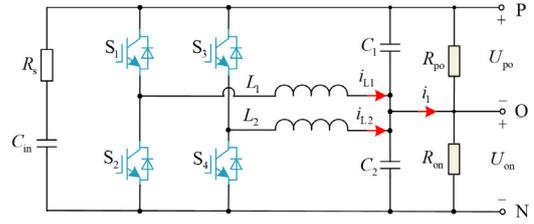


图3 交错并联电压平衡器拓扑结构

Fig. 3 Topology of interleaved parallel voltage balancer

## 2 改进滑模自抗扰控制器设计

为了降低控制策略复杂度, 将控制系统定义为一阶系统, 如式(1)所示。

$$\dot{y} = -a_1 y + bu + \xi \quad (1)$$

式中,  $a_1$  为系统参数;  $y$  为系统输出;  $u$  为系统总体控制律;  $\xi$  为系统的外部扰动;  $b$  为系统输入增益。

分离系统内部不确定性扰动并将内外部扰动放入集总扰动中, 将系统改写为

$$\dot{y} = b_0 u + f(y, \xi, t) \quad (2)$$

式中:  $b_0$  为估计值;  $f(y, \xi, t)$  为集总扰动。

针对该系统设计了改进滑模自抗扰控制策略, 采用超螺旋滑模控制器代替线性控制器以提高控制系统的抗扰能力, 引入级联有限时间扩张状态观测器对传统线性扩张状态观测器进行改进, 进一步估计集总扰动, 提高观测器观测精度, 单环控制总体方案如图4所示。

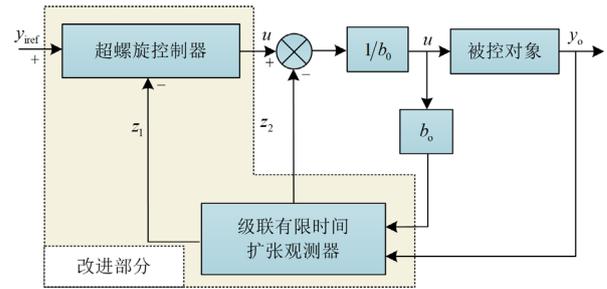


图4 改进 ADRC 结构图

Fig. 4 Block diagram of improved ADRC

图4中:  $y_{iref}$  表示系统输入期望值;  $y_o$  表示系统输出值;  $z_1$  为系统输出观测值;  $z_2$  为系统集总扰动观测值。

### 2.1 CFT-ESO 的设计

对于传统的扩张状态观测器来说, 提高带宽可以提高观测器的估计性能、减小集总扰动的影响, 但是由于测量噪声与系统刚度的限制, 带宽不能太

大。此外，传统的扩张状态观测器只能保证估计误差渐近收敛于零，导致估计速度和精度较低。为了解决这一问题，本节设计 CFT-ESO 来改善传统 ESO。

基于式(2)所示的一阶系统，根据扩张状态观测器的设计原则，首先定义状态变量  $x_1 = y_0$ 、 $x_2 = \dot{f}$ ，得到的状态空间表达式，如式(3)所示。

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = b_0 u + x_2 \\ \dot{x}_2 = \dot{f} \end{cases} \quad (3)$$

根据式(3)建立第一级二阶有限时间扩张状态观测器数学模型。

$$\begin{cases} e_1 = \eta_{11} - x_1 \\ \dot{\eta}_{11} = b_0 u + \eta_{12} - l_1 \chi_{11} \\ \dot{\eta}_{12} = -l_2 \chi_{12} \end{cases} \quad (4)$$

式中： $\eta_{11}$ 和 $\eta_{12}$ 分别为状态变量 $x_1$ 和状态变量 $x_2$ 的观测值； $l_1$ 、 $l_2$ 为第一级 CFT-ESO 的增益系数且为正数； $\chi_{11}$ 、 $\chi_{12}$ 如式(5)所示。

$$\begin{cases} \chi_{11} = \alpha |e_1|^{0.5} \text{sign}(e_1) + e_1 \\ \chi_{12} = 0.5\alpha \text{sign}(e_1) + 1.5\alpha |e_1|^{0.5} \text{sign}(e_1) + e_1 \end{cases} \quad (5)$$

式中， $\alpha > 0$ 。当估计误差远离原点时，该观测器通过式(4)中线性项增益系数 $l_1$ 、 $l_2$ 使得估计误差收敛至原点邻域内，而式(5)中非线性项则可以保证估计误差在有限时间内从原点的邻域收敛至零。

由式(4)可知，扰动估计项的观测值会受到第一个状态变量观测值 $\eta_{11}$ 的影响，可能会产生估计误差，为了进一步估计扰动误差 $\eta_{12} - x_2$ ，将第一级估计扰动作为已知部分，设计第二级有限时间扩张状态观测器。

$$\begin{cases} e_2 = \eta_{21} - x_1 \\ \dot{\eta}_{21} = b_0 u + \eta_{12} + \eta_{22} - l_3 \chi_{21} \\ \dot{\eta}_{22} = -l_4 \chi_{22} \end{cases} \quad (6)$$

式中， $\eta_{21}$ 与 $\eta_{11}$ 作用相同，均为状态变量 $x_1$ 的观测值； $\eta_{22}$ 则表示剩余扰动误差的观测值； $l_3$ 、 $l_4$ 表示第二级观测器的增益系数且为正数； $\chi_{21}$ 、 $\chi_{22}$ 如式(7)所示。

$$\begin{cases} \chi_{21} = |e_2|^{0.5} \text{sign}(e_2) + e_2 \\ \chi_{22} = 0.5\alpha \text{sign}(e_2) + 1.5\alpha |e_2|^{0.5} \text{sign}(e_2) + e_2 \end{cases} \quad (7)$$

## 2.2 高阶超螺旋滑模控制器设计

本节设计非线性高阶超螺旋滑模控制器以提高传统线性控制系统的抗扰特性，同时达到减小抖振的目的。已知观测器合成集总扰动为 $\eta_{12} + \eta_{22}$ ，若 $u_0$ 表示超螺旋滑模控制器的控制律，则系统总体控制

律 $u$ 为

$$u = \frac{u_0 - (\eta_{12} + \eta_{22})}{b_0} \quad (8)$$

根据式(8)可知，通过设计超螺旋滑模控制律 $u_0$ 来控制系统输出值达到期望值。

首先定义系统输出值与期望值的误差 $e$ 为

$$e = \eta_{21} - y_{\text{ref}} \quad (9)$$

由系统输出误差 $e$ 可设计滑模面 $S$ 为

$$S = e + c \int_0^t e dt \quad (10)$$

式中， $c$ 为滑模增益系数且为正数。

设计常规超螺旋滑模控制的趋近律 $w^{[21]}$ 为

$$\begin{cases} w = w_1 + w_2 \\ w_1 = -\int k_1 \text{sign}(S) dt \\ w_2 = -k_2 |S|^{0.5} \text{sign}(S) \end{cases} \quad (11)$$

式中， $k_1$ 、 $k_2$ 为两个增益参数，是大于0的常数。滑模面变量将按照该趋近律以螺旋的形式在有限时间内收敛至零，系统达到稳定。

分析式(11)可知，为了减小传统滑模控制中非连续切换量 $k_1 \text{sign}(S)$ 造成的抖振，在超螺旋滑模控制中将其放置在积分项，从而得到连续的控制律函数，抑制了传统滑模控制中的抖振。

但是，由于超螺旋滑模控制中存在 $\text{sign}(S)$ 函数，且该切换函数为不连续函数，因此，即使控制律为连续函数，在趋近于平衡点时仍然存在低幅抖振。为了解决这一问题，本文提出采用更为平滑的连续函数 $\text{sigmoid}(S)$ 代替非连续函数 $\text{sign}(S)$ ，图5为两个不同切换函数的对比图， $\text{sigmoid}(S)$ 函数表达式为

$$\text{sigmoid}(S) = \frac{2}{1 + e^{-\theta S}} - 1 \quad (12)$$

式中， $\theta > 0$ ， $\theta$ 的取值决定过渡时间， $\theta$ 越大，过渡时间越短，反之， $\theta$ 越小，过渡时间越长，过长的过渡时间会导致滑模面收敛较慢，根据一般经验值，本文取 $\theta = 100$ 。

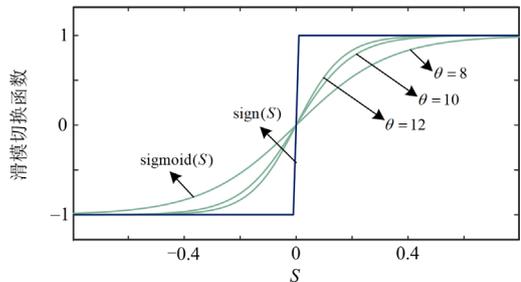


图5 滑模切换函数对比图

Fig. 5 Comparison of sliding mode switching function

引入  $\text{sigmoid}(S)$  函数, 对式(10)求导, 代入式(11)可以得到系统总体控制律  $u$ , 如式(13)所示。

$$u = \frac{-k_1 |S|^{0.5} \text{sigmoid}(S) - k_2 \int \text{sigmoid}(S) dt - c\dot{e} - F}{b_0} \quad (13)$$

式中,  $F$  表示系统集总扰动,  $F = \eta_{12} + \eta_{22}$ 。超螺旋滑模控制律  $u_0 = -k_1 |S|^{0.5} \text{sigmoid}(S) - k_2 \int \text{sigmoid}(S) dt - c\dot{e}$ 。

代入本文滑模面式(10)对滑模趋近律进行验证, 如图6所示, 将由传统等速趋近律、超螺旋滑模趋近律以及改进超螺旋滑模趋近律推导所得超螺旋滑模控制律进行对比分析, 当滑模面趋近于原点时, 可以发现本文所提趋近律在抑制抖振方面具有明显的优势。

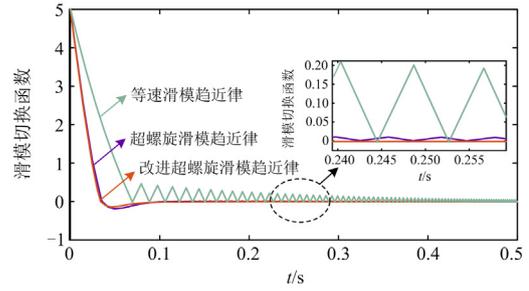


图6 不同趋近律下滑模控制律对比图

Fig. 6 Comparison of sliding mode control law under different reaching law

综合超螺旋滑模控制器以及级联有限时间扩张状态观测器的设计思路, 得到改进型自抗扰单环控制框图, 如图7所示。电流环设计思路与电压环类似, 本文不再赘述。

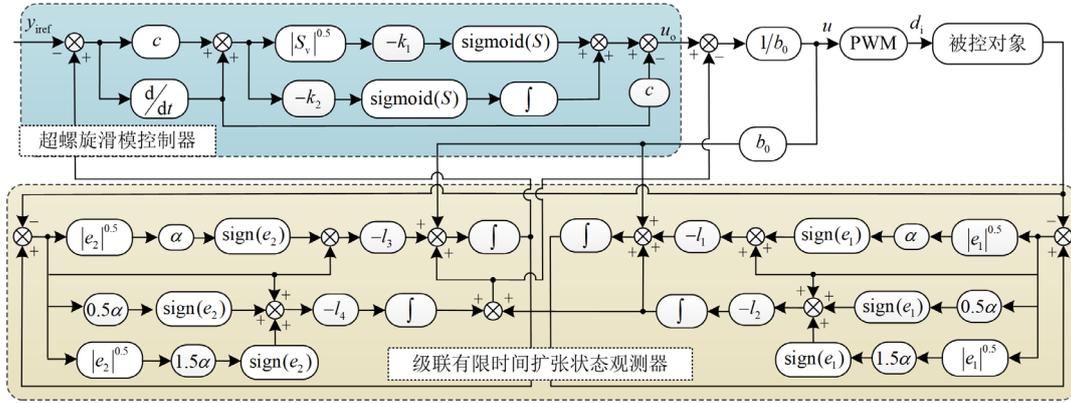


图7 改进 ADRC 单环控制框图

Fig. 7 Block diagram of improved ADRC single-loop control

### 3 稳定性分析

#### 3.1 超螺旋滑模控制器稳定性证明

依据式(10)和式(11)可得式(14), 考虑如式(15)所示的 Lyapunov 函数, 并将式(15)写为二次型, 得到式(16)。

$$\begin{cases} \dot{S} = -k_1 |S|^{0.5} \text{sigmoid}(S) + \omega \\ \dot{\omega} = -k_2 \text{sigmoid}(S) \end{cases} \quad (14)$$

$$V = 2k_2 |S| + \frac{1}{2} \omega^2 + \frac{1}{2} (k_1 |S|^{0.5} \text{sigmoid}(S) - \omega)^2 \quad (15)$$

$$V = \mathbf{m}^T \mathbf{P} \mathbf{m} \quad (16)$$

式中:  $\mathbf{m} = [m_1 \ m_2]^T = [k_1 |S|^{0.5} \text{sigmoid}(S) \ \omega]^T$ ;

$$\mathbf{P} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 4k_2 + k_1^2 & -k_1 \\ -k_1 & 2 \end{bmatrix}.$$

对式(16)求导得

$$\begin{aligned} \dot{V} &= 2k_2 \dot{S} \text{sigmoid}(S) + 2\omega\dot{\omega} + \frac{1}{2} k_1^2 \dot{S} \text{sigmoid}(S) - \\ &\frac{1}{2} k_1 |S|^{-0.5} \dot{S} \omega - k_1 \dot{\omega} |S|^{0.5} \text{sigmoid}(S) \end{aligned} \quad (17)$$

将式(14)代入式(17), 得

$$\dot{V} = -(k_2 + \frac{1}{2} k_1^2) k_1 |S|^{0.5} + k_1^2 \omega \text{sigmoid}(S) - \frac{1}{2} k_1 |S|^{-0.5} \omega^2 \quad (18)$$

根据柯西-施瓦茨不等式可以得到

$$\dot{V} \leq -\frac{1}{|S|^{0.5}} \mathbf{m}^T \mathbf{Q} \mathbf{m} \quad (19)$$

$$\text{式中, } \mathbf{Q} = \frac{k_1}{2} \begin{bmatrix} 2k_2 + k_1^2 & -k_1 \\ -k_1 & 1 \end{bmatrix}.$$

分析式(19)可知, 只要保证矩阵  $\mathbf{Q}$  为正定矩阵, 那么  $\dot{V}$  就是负定的, 则滑模面  $S$  将在有限时间内收敛。

### 3.2 级联有限时间扩张状态观测器稳定性证明

若观测器系统输出值及集总扰动与相应期望值的误差为  $e_1$ 、 $e_2$ ，结合式(3)和式(4)可得

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = e_2 + \eta_{12} - l_3 \chi_{21} \\ \dot{e}_2 = -l_4 \chi_{22} - \dot{f} \end{cases} \quad (20)$$

选取 Lyapunvo 函数为

$$\dot{V}_0 = \boldsymbol{\theta}^T \mathbf{P} \boldsymbol{\theta} \quad (21)$$

式中： $\mathbf{P}$  为对称正定矩阵； $\boldsymbol{\theta}^T = [\chi_{21}, e_2]$ 。

对式(21)中的  $\boldsymbol{\theta}$  求导可得

$$\dot{\boldsymbol{\theta}} = \varphi(e_1) \begin{bmatrix} e_2 - l_3 \chi_{21} \\ -l_4 \chi_{21} - \frac{\dot{f}}{\varphi_1(e_1)} \end{bmatrix} = \varphi(e_1)(\mathbf{A}\boldsymbol{\theta} - \mathbf{B}\delta) \quad (22)$$

式中： $\varphi(e_1) = 0.5|e_1|^{0.5} + 1$ ； $\delta = \frac{\dot{f}}{\varphi_1(e_1)}$ ； $\mathbf{A} =$

$$\begin{bmatrix} -l_1 & 1 \\ -l_2 & 0 \end{bmatrix}；\mathbf{B} = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}。$$

当  $|\dot{f}| \leq D$  时，则  $|\delta| \leq D$ ， $D$  表示一个正实数，定义：

$$\zeta(\delta, \boldsymbol{\theta}) = -\delta^2 + D^2 = \begin{bmatrix} \boldsymbol{\theta} \\ \delta \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} D^2 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \boldsymbol{\theta} \\ \delta \end{bmatrix} \geq 0 \quad (23)$$

定理 1<sup>[19]</sup> 假设存在一个对称正定矩阵  $\mathbf{P}$  以及一个正常数  $\varepsilon$ ，使其满足：

$$\begin{bmatrix} \mathbf{A}^T \mathbf{P} + \mathbf{P} \mathbf{A} + \varepsilon \mathbf{P} + D^2 & \mathbf{P} \mathbf{B} \\ \mathbf{B}^T \mathbf{P} & -1 \end{bmatrix} \leq 0 \quad (24)$$

则 CFT-ESO 观测误差有限时间收敛，且存在稳定时间上界。

$$t_p = \frac{2}{\varepsilon} \ln \left( \frac{2V^{0.5}(\boldsymbol{\theta}_0)}{\lambda_{\min}^{0.5}\{\mathbf{P}\}} + 1 \right) \quad (25)$$

式中： $\boldsymbol{\theta}_0$  表示初始值； $\lambda_{\min}\{\mathbf{P}\}$  表示矩阵  $\mathbf{P}$  的最小特征值。

结合式(22)和式(23)可得 Lyapunov 函数的导数  $\dot{V}_0$

$$\begin{aligned} \dot{V}_0 &= \varphi(e_1)[\boldsymbol{\theta}^T (\mathbf{A}^T \mathbf{P} + \mathbf{P} \mathbf{A}) \boldsymbol{\theta} + \delta \mathbf{B}^T \mathbf{P} \boldsymbol{\theta} + \boldsymbol{\theta}^T \mathbf{P} \mathbf{B} \delta] = \\ &\varphi(e_1) \begin{bmatrix} \boldsymbol{\theta} \\ \delta \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} \mathbf{A}^T \mathbf{P} + \mathbf{P} \mathbf{A} & \mathbf{P} \mathbf{B} \\ \mathbf{B}^T \mathbf{P} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \boldsymbol{\theta} \\ \delta \end{bmatrix} \leq \\ &\varphi(e_1) \left\{ \begin{bmatrix} \boldsymbol{\theta} \\ \delta \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} \mathbf{A}^T \mathbf{P} + \mathbf{P} \mathbf{A} & \mathbf{P} \mathbf{B} \\ \mathbf{B}^T \mathbf{P} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \boldsymbol{\theta} \\ \delta \end{bmatrix} + \zeta(\delta, \boldsymbol{\theta}) \right\} \leq \\ &\varphi(e_1) \begin{bmatrix} \boldsymbol{\theta} \\ \delta \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} -\varepsilon \mathbf{P} & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \boldsymbol{\theta} \\ \delta \end{bmatrix} = -\frac{1}{|e_1|^{0.5}} \varepsilon V_0 - \varepsilon V \end{aligned} \quad (26)$$

由式(21)可得

$$\lambda_{\min}\{\mathbf{P}\} \|\boldsymbol{\theta}\|_2^2 \leq \boldsymbol{\theta}^T \mathbf{P} \boldsymbol{\theta} \leq \lambda_{\max}\{\mathbf{P}\} \|\boldsymbol{\theta}\|_2^2 \quad (27)$$

式中： $\lambda\{\mathbf{P}\}$  表示矩阵  $\mathbf{P}$  的特征值； $\|\boldsymbol{\theta}\|_2$  表示  $\boldsymbol{\theta}$  的二范数。

通过计算可得

$$\|\boldsymbol{\theta}\|_2^2 = |\chi_{21}|^2 + |e_2|^2 = |e_1|^2 + 2|e_1|^{1.5} + e_1^2 + (e_2)^2 \quad (28)$$

由式(28)可得

$$|e_1|^{0.5} \leq \|\boldsymbol{\theta}\|_2 \leq \frac{V_0^{0.5}}{\lambda_{\min}^{0.5}\{\mathbf{P}\}} \quad (29)$$

根据式(29)，可将式(26)改写为

$$\dot{V}_0(e) \leq -\frac{\varepsilon \lambda_{\min}^{0.5}\{\mathbf{P}\}}{2} V_0^{0.5} - \varepsilon V_0 \quad (30)$$

式(30)满足定理 1 中有限时间稳定性判据，估计误差有上界且在有限时间内会收敛至零。

## 4 控制系统设计

结合第 2 节中改进滑模自抗扰控制策略的设计，本节将所提控制策略应用于基于风光互补含混合储能的双极性直流微电网中，主要通过控制混合储能单元以及电压平衡器来弥补两极性功率波动，提高直流母线电压受到扰动后的暂态性能。

### 4.1 混合储能单元控制系统的设计

混合储能单元采用单环控制结构难以弥补高低频分量的波动，因此本节设计双环控制结构，即直流母线电压环控制以及超级电容、蓄电池电流环控制。结合超级电容及蓄电池的高低频特性，采用二阶低通滤波器对混合储能单元中的高低频分量进行补偿，将高频电流分量作为超级电容的输入参考电流信号，低频分量作为蓄电池的输入参考电流信号。

为了减小蓄电池提供的电流纹波，加入未补偿的蓄电池电流以改善功率分配性能，提高超级电容利用率。设计蓄电池参考电流为

$$I_{\text{bref}} = I_{\text{href}} - I_{\text{sc}} \quad (31)$$

式中： $I_{\text{bref}}$  为蓄电池输入电流参考值； $I_{\text{href}}$  为混合储能单元总体电流参考值； $I_{\text{sc}}$  为超级电容输出电流值。

设计超级电容电流参考值为

$$I_{\text{scref}} = \lambda(I_{\text{bref}} - I_b) + I_{\text{href}} \left( 1 - \frac{1}{1 + Ts} \right) \quad (32)$$

式中： $I_{\text{scref}}$  为超级电容输入电流参考值； $I_b$  为蓄电池输出电流； $T$  为滤波时间常数。储能单元基于 ISM-ADRC 双闭环控制方案如图 8 所示，其中， $V_{\text{dc}}$  为母线电压， $V_{\text{dcref}}$  为母线电压的期望值， $d_{\text{sc1}}$ 、 $d_{\text{sc2}}$  和  $d_{\text{b1}}$ 、 $d_{\text{b2}}$  为占空比，将母线电压的偏差作为电压

外环控制的输入值, 得到电流参考信号, 而后根据式(31)和式(32)划分电流参考信号, 将高频分量作为超级电容的内环电流控制输入信号, 低频分量作为蓄电池内环电流控制的输入信号, 最后分别通过内环电流控制实现混合储能单元的双环控制。

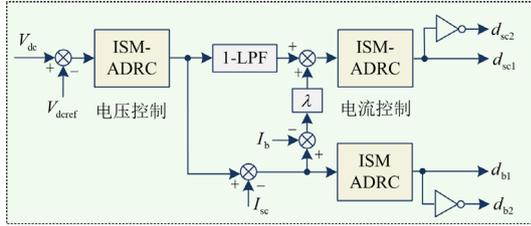


图8 储能单元双闭环总体控制框图

Fig. 8 Double closed-loop overall control block diagram of energy storage unit

#### 4.2 电压平衡器控制系统的设计

为了平衡中线电压, 使两极性电压达到稳定, 本节将所提控制应用于交错并联电压平衡器中, 其双闭环控制框图如图9所示。

值得注意的是, 通常电压平衡器均为多台并行使用<sup>[20]</sup>, 为了满足电压平衡器即插即用的要求, 对负极参考电压值设计电压下垂项。

$$V_{nref} = V_{dc} - m_1 i_{l1} - V_{po} \quad (33)$$

式中:  $V_{po}$  为正极电压;  $V_{nref}$  为负极电压  $V_{on}$  的参考值;  $i_{l1}$  为电压平衡器的中线输出电流;  $m_1$  为电压下垂系数。

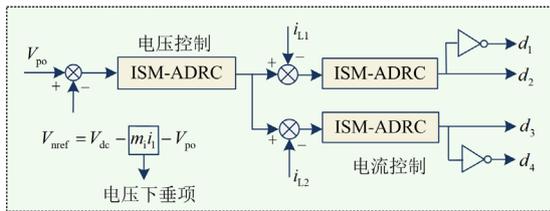


图9 电压平衡器双闭环总体控制框图

Fig. 9 Double closed loop control block diagram of voltage balancer

图9中,  $V_{po}$ 、 $V_{nref}$  偏差作为本文所提控制器中输入偏差, 电压控制环输出的电流参考值与电压平衡器中电感电流值  $i_{l1}$ 、 $i_{l2}$  形成电流偏差, 经两个电流环生成控制信号输出至交错并联电压平衡器的4个管道, 图9中  $d_1$ — $d_4$  分别依次对应图3中开关管  $S_1$ — $S_4$  的占空比。

### 5 仿真分析

为了验证本文所提控制(IST-ADRC)策略的有

效性, 在 Matlab/Simulink 仿真软件中对基于风光互补含混合储能的双极性直流微电网搭建双闭环 PI、双闭环传统自抗扰控制以及 IST-ADRC 策略的仿真系统, 并将3种不同的控制策略进行对比。系统初始条件设定如下: 光照强度为  $1000 \text{ W/m}^2$ ; 环境温度  $25 \text{ }^\circ\text{C}$ ; 风速为  $5 \text{ m/s}$ ; 开关频率为  $20 \text{ kHz}$ ; 光伏单元以及风能单元均采用 MPPT 控制。系统模型参数如表1所示, 控制器参数如表2所示。

表2中, 双环 PI 控制策略采用 ZN 临界比例度法<sup>[22]</sup>, 根据经验公式得到 PI 控制器的最优整定参数。传统 ADRC 依据文献[23]所述的带宽法逐一设定控制器及观测器带宽并对其整定, 取得最优带宽参数。IST-ADRC 为非线性控制方法, 根据文献[21]求取二阶滑动变量上下界, 得到有限时间内收敛至原点时的控制参数范围, 在仿真的基础上进一步优化。

表1 系统模型参数

模型参数	数值
直流母线参考电压 $V_{dc}/\text{V}$	700
直流母线电容 $C/\text{F}$	0.005
蓄电池侧电感值 $L_b/\text{H}$	0.2
超级电容侧电感值 $L_{sc}/\text{H}$	0.2
蓄电池侧初始电压 $V_b/\text{V}$	300
超级电容侧初始电压 $V_{sc}/\text{V}$	300
开关频率 $f/\text{kHz}$	20

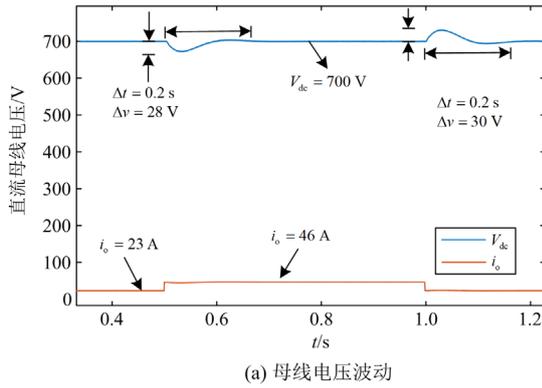
表2 控制器参数

控制策略	电压外环	电流内环
双环 PI	$k_{pv} = 0.5$	$k_{pi} = 100$
双环传统 ADRC	$k_{pv} = 60$ $\omega_o = 314.15$ 、 $b_o = 200$	$k_{pv} = 60$ $\omega_o = 314.15$ 、 $b_o = 200$
IST-ADRC	$l_1 = l_3 = 10$ 、 $l_2 = l_4 = 20$ $k_1 = 1000$ 、 $k_2 = 500$ $b_o = 200$	$l_1 = l_3 = 10$ 、 $l_2 = l_4 = 20$ $k_1 = 1000$ 、 $k_2 = 500$ $b_o = 200$

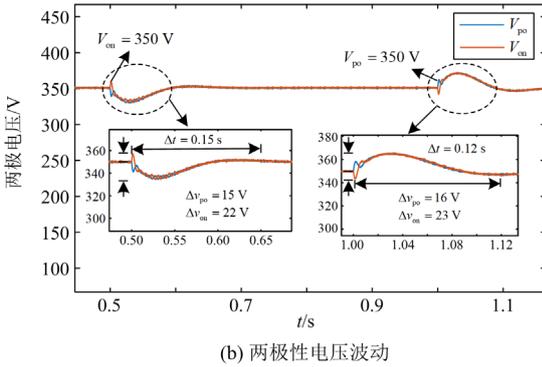
#### 5.1 负荷投切仿真对比

在实际工况中, 负载并不会是一个恒定的数值, 随着负载的投入或切除均会造成负载扰动, 本节在负载发生变化时观察不同控制策略对母线电压暂态性能的影响。

图10—图12为系统负荷切入以及切除时, 母线电压与两极性电压在不同控制策略下的暂态性能对比图。在  $0.5 \text{ s}$  时, 负载加重, 负载电流  $i_o$  由  $23 \text{ A}$  变为  $46 \text{ A}$ , 在  $1 \text{ s}$  时, 负载减轻, 负载电流  $i_o$  由  $46 \text{ A}$



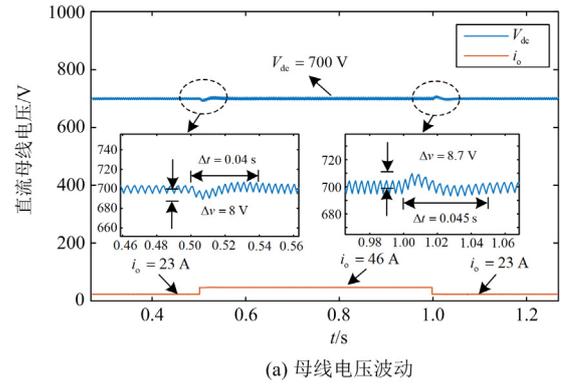
(a) 母线电压波动



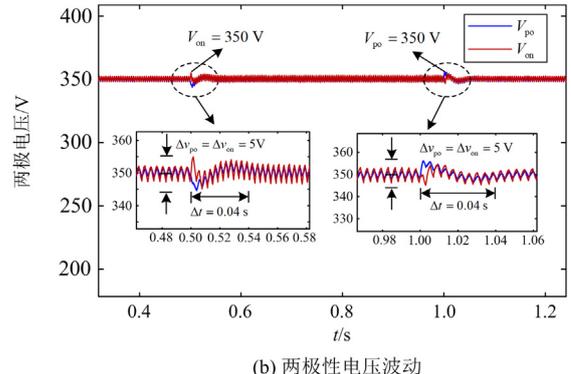
(b) 两极性电压波动

图 10 双环 PI 控制下负载发生扰动

Fig. 10 Load disturbance under double-loop PI control



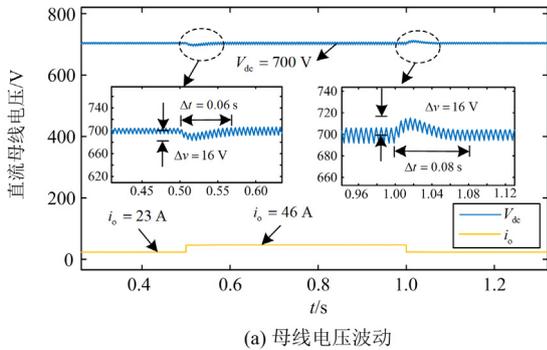
(a) 母线电压波动



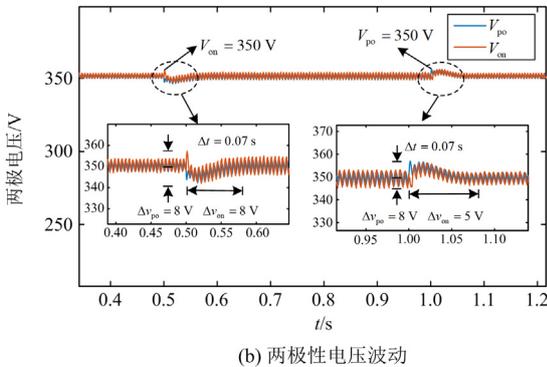
(b) 两极性电压波动

图 12 IST-ADRC 下负载发生扰动

Fig. 12 Load disturbance under the control of IST-ADRC



(a) 母线电压波动



(b) 两极性电压波动

图 11 双环传统 ADRC 控制下负载发生扰动

Fig. 11 Load disturbance under double-loop ADRC control

变为 23 A。在双环 PI 控制下，母线输出电压超调量最大达到了 30 V，其超调量调节时间为 0.2 s，两极性电压超调量最大为 23 V，暂态调节时间为 0.12 s。双环传统 ADRC 能够将母线输出电压的最大超调量抑制到 16 V，其超调量调节时间控制在 0.06 s，而在 IST-ADRC 中，能够将输出电压最大超调量减小至 8.7 V，其超调量调节时间减小至 0.045 s，分析表 3 并对比 3 种控制方法的母线输出电压在发生负载扰动时的暂态性能可知，IST-ADRC 抵抗负载扰动能力更强，具有显著的优越性。

表 3 负载扰动时母线电压暂态变化

Table 3 Transient changes of bus voltage under load disturbance

扰动时间	控制策略	电压超调量/V	超调量调节时间/s
0.5 s: 23 A 跳变 至 46 A	双环 PI	28	0.2
	双环传统 ADRC	16	0.06
1 s: 46 A 跳变 至 23 A	双环 PI	30	0.2
	双环传统 ADRC	15	0.08
	IST-ADRC	8	0.04
	IST-ADRC	8.7	0.045

## 5.2 分布式电源扰动仿真对比

由于环境影响，当系统中分布式电源发生较大

的突变扰动时, 为了对比本文所提非线性控制策略相较于传统控制策略的暂态调节性能, 故对 3 种控制策略进行输入扰动仿真对比。

当光伏电源中输出功率发生变化时, 观察 3 种不同控制策略下母线电压波动的情况。

如图 13 所示, 0.6 s 之前, 光伏输出功率始终保持在 8.5 kW; 0.6 s 时, 光伏输出功率增大, 由 8.5 kW 上升为 12.5 kW; 0.9 s 时, 光伏输出功率降低, 由 12.5 kW 降低至 7.7 kW。

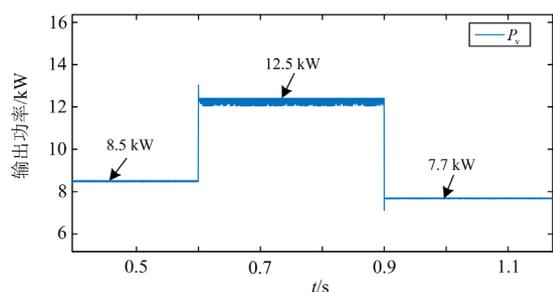


图 13 光伏输出功率波动图

Fig. 13 Photovoltaic output power fluctuation diagram

图 14 为光伏输出功率发生变化时, 母线电压在不同控制策略下的暂态性能对比图。当光伏输出功率发生如图 13 所示的变化时, 在双环 PI 控制策略下, 输出电压超调量最大达到了 28 V, 其超调调节时间为 0.25 s。采用双环传统 ADRC 控制策略时, 输出电压超调量有所减小, 最大超调量达到 14 V, 超调调节时间为 0.08 s。而在 IST-ADRC 中, 输出电压最大超调量可减小至 9 V, 其对应超调量调节时间为 0.04 s。通过分析表 4 并对比 3 种不同控制策略受扰动后的电压超调量以及调节时间, 可以看出 IST-ADRC 在抵抗光伏电源扰动中具备较好的抗扰性能。

当风电输出功率发生变化时, 如图 15 所示, 观察 3 种不同控制策略下母线电压波动情况。0.6 s 之前, 风机输出功率保持在 4.8 kW, 0.6 s 时, 风机输

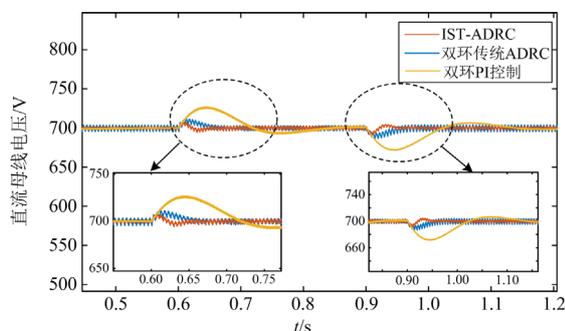


图 14 光伏输出功率变化时母线电压波动图

Fig. 14 Bus voltage fluctuation diagram when photovoltaic output power changes

表 4 光伏输出功率波动时输出电压暂态变化

Table 4 Transient changes of output voltage when PV output power fluctuates

扰动时间	控制策略	电压超调量/V	超调量调节时间/s
0.6 s: 8.5 kW 跳变至 12.5 kW	双环 PI	27	0.24
	双环传统 ADRC	13	0.075
	IST-ADRC	8	0.036
0.9 s: 12.5 kW 跳变至 7.7 kW	双环 PI	28	0.25
	双环传统 ADRC	14	0.08
	IST-ADRC	9	0.04

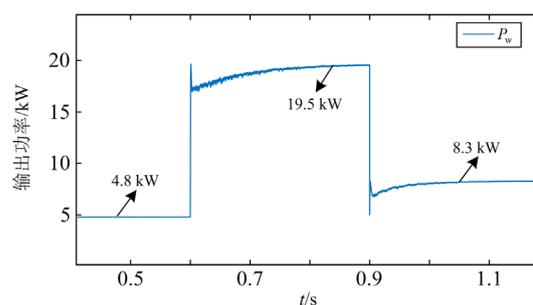


图 15 风电输出功率波动图

Fig. 15 Fluctuation diagram of wind power output

输出功率增大, 由 4.8 kW 上升至 19.5 kW, 0.9 s 时, 风机输出功率降低, 由 19.5 kW 减小至 8.3 kW。

图 16 为风电输出功率发生变化时, 母线电压在不同控制策略下的暂态性能对比图。当风电输出功率发生如图 15 所示的变化时, 在双环 PI 控制策略下, 输出电压超调量最大达到了 43 V, 其超调调节时间为 0.26 s。采用双环传统 ADRC 控制策略时, 输出电压超调量有所减小, 最大超调量为 17 V, 超调调节时间为 0.1 s。而在 IST-ADRC 中, 输出电压最大超调量可减小至 10 V, 其对应超调调节时间为 0.06 s。分析表 5 并对比 3 种不同的控制策略的电压超调量以及调节时间, 显然 IST-ADRC 在抵抗风能电源扰动中具有更好的鲁棒性。

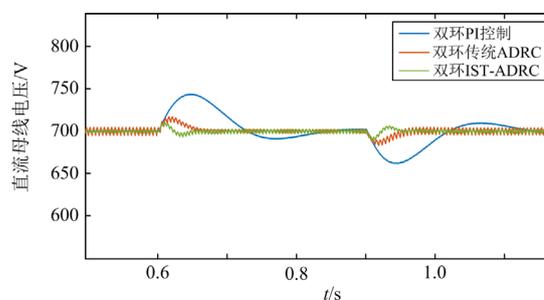


图 16 风电输出功率变化时母线电压波动图

Fig. 16 Bus voltage fluctuation diagram when wind power output power changes

表 5 风电输出功率波动时输出电压暂态变化  
Table 5 Transient changes of output voltage when output power of wind power fluctuates

扰动时间	控制策略	超调量/V	超调量调节时间/s
0.6 s; 4.8 kW 跳变至 19.5 kW	双环 PI	43	0.26
	双环传统 ADRC	17	0.1
	IST-ADRC	10	
0.9 s; 19.5 kW 跳变至 8.3 kW	双环 PI	40	0.25
	双环传统 ADRC	16	0.08
	IST-ADRC	8	0.04

### 6 实验分析

为了验证本文所提控制(IST-ADRC)算法的有效性,本节使用实时仿真器 HIL MT6020 进行硬件在环实验,基于 LC 建模采用向后欧拉法对电路元件进行离散,选择 DSPTMS32F28335 作为控制器,利用 Tektronix TPS2024B 示波器展示实验结果。实验参数同仿真参数,开关频率设置为 20 kHz。限于本文篇幅并考虑到两极性电压波动趋势同母线电压波动趋势一致,故观测母线电压波动即可。最后,针对负荷变化以及分布式电源发生扰动的情况,对

比分析 3 种不同控制策略的优劣性。

图 17 为负荷变化时,母线电压在不同控制策略下的暂态性能对比图。当负载电流  $i_o$  由 20 A 跳变为 25 A 时,双环 PI 控制下,母线输出电压超调量为 26 V,对应超调调节时间为 0.2 s,若采用双环传统 ADRC 策略,可使得母线输出电压超调量改善为 5 V,对应调节时间为 0.15 s,而在 IST-ADRC 策略下,母线输出电压的超调量降至 3 V,对应调节时间仅为 0.04 s,由此可见,IST-ADRC 策略相较于前两种传统控制策略具备更好的抗负载扰动特性。

图 18 为光伏输出功率变化时,母线电压在不同控制策略下的暂态性能对比图。当光伏单元输出电流  $I_{pv}$  由 25 A 跳变为 75 A 时,在双环 PI 控制策略下,由于受到输入扰动影响,母线输出电压超调量达到 50 V,对应调节时间为 0.25 s,若采用双环传统 ADRC 策略可使母线输出电压超调量有所降低,达到 8 V,调节时间为 0.1 s,而采用 IST-ADRC 策略则可将母线输出电压超调量降至 5 V,其对应调节时间为 0.04 s,分析数据发现,相较于前两种控制策略,IST-ADRC 策略在抵抗光伏输入扰动方面具有明显的优越性。

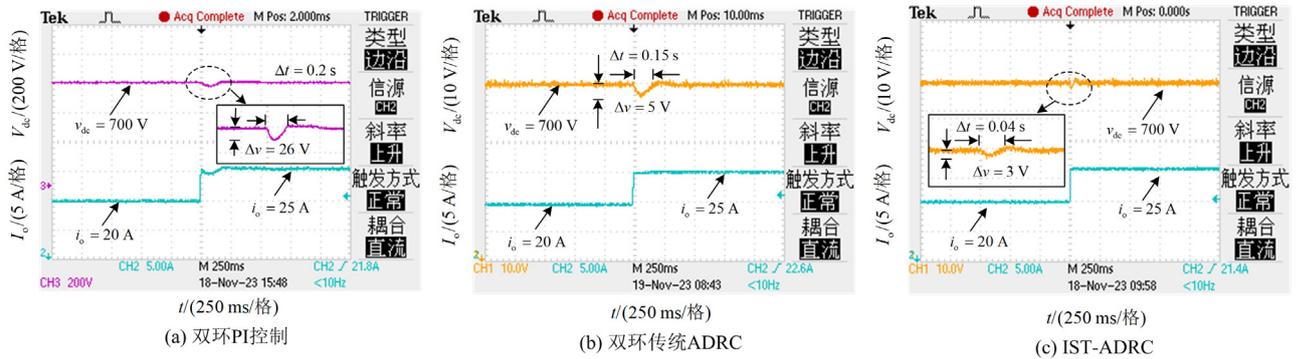


图 17 负荷变化实验对比图

Fig. 17 Comparison diagram of load change experiment

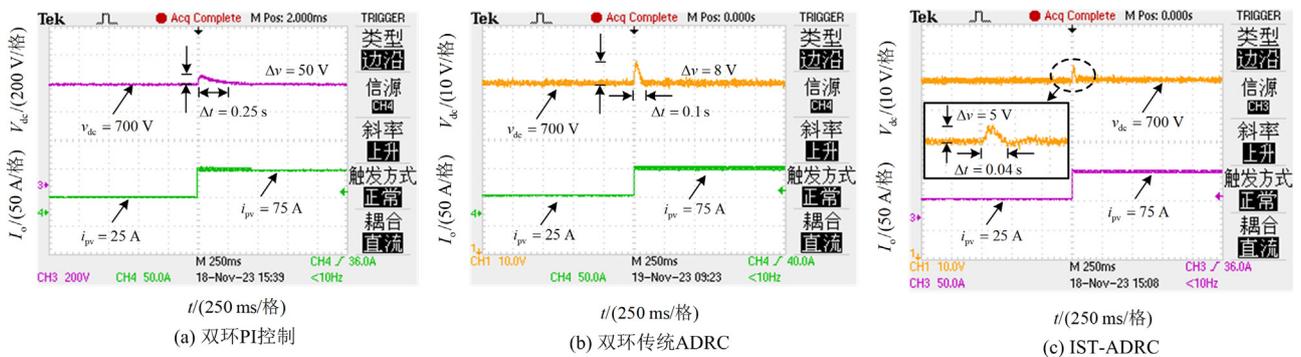


图 18 光伏扰动实验对比图

Fig. 18 Comparison diagram of photovoltaic disturbance experiment

图 19 为风电输出功率变化时, 母线电压在不同控制策略下的暂态性能对比图。当风电输出电流  $I_w$  由 40 A 跳变为 70 A 时, 由于双环 PI 控制策略下, 受到输入扰动影响, 母线输出电压超调量达到 60 V, 对应调节时间为 0.15 s, 若选用双环传统 ADRC 策略可使母线电压超调量有所降低, 达到 7 V, 调节

时间为 0.1 s, 而采用本文所提的非线性控制策略可将母线输出电压超调量降至 4 V, 其对应调节时间为 0.04 s。对比 3 种控制策略结果可知, 相较于前两种控制策略, IST-ADRC 策略在抵抗风电输出功率扰动方面具有更好的抗扰性能。

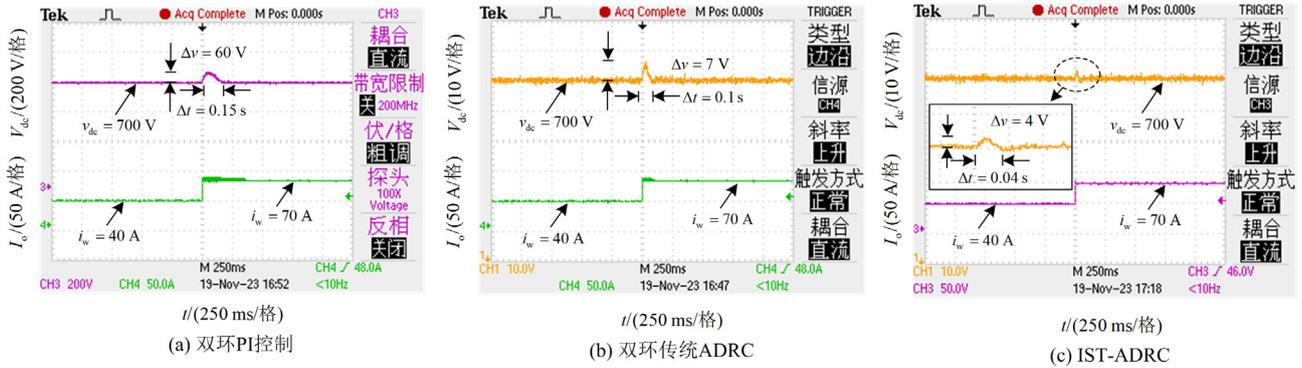


图 19 风电扰动实验对比图

Fig. 19 Comparison diagram of wind power disturbance experiment

## 7 结论

为了更好地改善双极性直流微电网母线电压抗扰性能, 本文提出了一种双闭环改进型高阶滑模自抗扰控制的非线性控制策略, 通过理论分析以及对比实验证明了 IST-ADRC 策略在抵抗扰动方面的优越性, 可以得出如下结论。

1) 本文设计双闭环控制系统, 通过采用改进型超螺旋滑模反馈控制律并引入级联有限时间扩张状态观测器来改进传统的自抗扰控制策略, 提高了系统的抗扰能力, 解决了系统由于抖振而导致系统稳态性能下降的问题。

2) 通过对比分析 IST-ADRC 策略与双环 PI 控制、双环传统 ADRC 策略在负荷波动及分布式电源扰动下的母线输出电压超调量和调节时间, 可以明显看出, IST-ADRC 策略在受到扰动后母线输出电压超调量以及调节时间最小, 具备较好的抗扰性能。但本文仅讨论加入一组混合储能单元的情况, 后续可以考虑加入多组混合储能单元进一步验证 IST-ADRC 的优越性。

## 参考文献

[1] 黄崇鑫, 陈振宇, 邓松. 含储能双母线直流微电网电压和功率协调控制[J]. 电力系统保护与控制, 2023, 51(11): 141-149.  
HUANG Chongxin, CHEN Zhenyu, DENG Song. Voltage-power coordinated control of a dual-bus DC microgrid with energy storage[J]. Power System Protection and Control, 2023, 51(11): 141-149.

[2] DUAN Jiajun, WANG Cheng, XU Hao, et al. Distributed control of inverter-interfaced microgrids based on consensus algorithm with improved transient performance[J]. IEEE Transactions on Smart Grid, 2019, 10(2): 1303-1312.  
[3] 杨建, 刘笑, 董密, 等. 基于深度学习的恒功率负荷直流微电网稳定性分析[J]. 电力系统自动化, 2023, 47(15): 188-197.  
YANG Jian, LIU Xiao, DONG Mi, et al. Deep learning based stability analysis of DC microgrid with constant power loads[J]. Automation of Electric Power Systems, 2023, 47(15): 188-197.  
[4] 翟凡, 李桂丹, 王议锋, 等. 基于直流母线电压信号的小型独立直流微电网自主平滑模式切换控制策略[J/OL]. 电工技术学报: 1-13[2023-07-06]. <https://doi.org/10.19595/j.cnki.1000-6753.tces.230305>.  
ZHAI Fan, LI Guidan, WANG Yifeng, et al. Automatic smooth mode switching control strategy of small independent DC microgrid based on DC bus voltage signal[J/OL]. Transactions of China Electrotechnical Society: 1-13[2023-07-06]. <https://doi.org/10.19595/j.cnki.1000-6753.tces.230305>.  
[5] KWON M, CHOI S. Control scheme for autonomous and smooth mode switching of bidirectional DC-DC converters in a DC microgrid[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(8): 7094-7104.  
[6] 王成山, 李微, 王议锋, 等. 直流微电网母线电压波动分类及抑制方法综述[J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(1): 84-98.  
WANG Chengshan, LI Wei, WANG Yifeng, et al. DC bus voltage fluctuation classification and restraint methods review for DC microgrid[J]. Proceedings of the CSEE, 2017, 37(1): 84-98.  
[7] MA Penghui, LIANG Wenjuan, CHEN Hao, et al. Interleaved high step-up boost converter[J]. Journal of Power Electronics, 2019, 19(3): 665-675.

- [8] 张世欣, 皇金锋, 杨艺. 基于平坦理论的直流微电网双向 DC-DC 变换器改进滑模自抗扰控制[J]. 电力系统保护与控制, 2023, 51(5): 107-116.  
ZHANG Shixin, HUANG Jinfeng, YANG Yi. Improved sliding mode and active disturbance rejection control based on flatness theory for a bi-directional DC-DC converter in a DC microgrid[J]. Power System Protection and Control, 2023, 51(5): 107-116.
- [9] YIN Yuqiang, MAO Jingfeng, LIU Runda. Multivariable-feedback sliding-mode control of bidirectional DC/DC converter in DC microgrid for improved stability with dynamic constant power load[J]. Electronics, 2022, 11(21).
- [10] 刘志坚, 李晓磊, 梁宁, 等. 基于前馈自抗扰的光伏微电网混合储能控制策略[J]. 电力建设, 2021, 42(9): 96-104.  
LIU Zhijian, LI Xiaolei, LIANG Ning, et al. Control strategy of hybrid energy storage for photovoltaic microgrid applying feedforward active disturbance rejection[J]. Electric Power Construction, 2021, 42(9): 96-104.
- [11] 田明赫, 王勃, 于泳, 等. 基于谐振改进型单自由度自抗扰控制器的 PMSM 转速波动抑制策略[J/OL]. 中国电机工程学报:1-10[2023-10-23]. <https://doi.org/10.13334/j.0258-8013.pcsee.230949>.  
TIAN Minghe, WANG Bo, YU Yong, et al. Speed fluctuations suppression strategy for PMSM based on resonance-improved single-degree-of-freedom active disturbance rejection controller[J/OL]. Proceedings of the CSEE: 1-10[2023-10-23]. <https://doi.org/10.13334/j.0258-8013.pcsee.230949>.
- [12] 段茜月, 陈燕东, 徐元臻, 等. 一种改进线性扩张状态观测器的自抗扰控制宽频带振荡抑制方法研究[J]. 电力系统保护与控制, 2023, 51(13): 12-24.  
DUAN Xiyue, CHEN Yandong, XU Yuancan, et al. A wideband oscillation suppression method for active disturbance rejection control with an enhanced linear expansion state observer[J]. Power System Protection and Control, 2019, 51(13): 12-24.
- [13] 王建渊, 王海啸, 尹忠刚, 等. 基于一阶线性自抗扰控制器的同步磁阻电机无速度传感器控制研究[J/OL]. 电工技术学报: 1-18[2023-10-23]. <https://doi.org/10.19595/j.cnki.1000-6753.tces.230967>.  
WANG Jianyuan, WANG Haixiao, YIN Zhonggang, et al. Research on speed sensorless control of synchronous reluctance motor based on first-order linear active disturbance rejection controller[J/OL]. Transactions of China Electrotechnical Society: 1-18[2023-10-23]. <https://doi.org/10.19595/j.cnki.1000-6753.tces.230967>.
- [14] 赵希梅, 陈广国, 金鸿雁. 基于改进灰狼优化算法的 PMSM 滑模自抗扰控制[J]. 电机与控制学报, 2022, 26(11): 132-140.  
ZHAO Ximei, CHEN Guangguo, JIN Hongyan. Sliding mode active disturbance rejection control for PMSM based on improved grey wolf optimization algorithm[J]. Electric Machines and Control, 2022, 26(11): 132-140.
- [15] 张鹏, 刘小松, 董博, 等. 探测器软着陆小行星的自适应超螺旋控制[J]. 吉林大学学报(工学版), 2016, 46(5): 1609-1615.  
ZHANG Peng, LIU Xiaosong, DONG Bo, et al. Adaptive super-twisting control for spacecraft soft landing on asteroids[J]. Journal of Jilin University (Engineering and Technology Edition), 2016, 46(5): 1609-1615.
- [16] 赵静, 林智昌, 姜斌, 等. 永磁同步直线电机的分数阶超螺旋滑模控制[J]. 控制理论与应用, 2023, 40(7): 1224-1232.  
ZHAO Jing, LIN Zhichang, JIANG Bin, et al. Fractional order super-twisting sliding mode control of permanent magnet synchronous linear motor[J]. Control Theory and Applications, 2023, 40(7): 1224-1232.
- [17] 周雪松, 刘乾, 马幼捷, 等. 基于改进自抗扰的光伏并网逆变器直流母线电压控制[J]. 太阳能学报, 2022, 43(10): 65-72.  
ZHOU Xuesong, LIU Qian, MA Youjie, et al. DC-link voltage control of photovoltaic grid-connected inverter based on improved active disturbance rejection[J]. Acta Solar Energy Sinica, 2022, 43(10): 65-72.
- [18] 朱良红, 张国强, 李宇欣, 等. 基于级联扩张观测器的永磁电机无传感器自抗扰控制策略[J]. 电工技术学报, 2022, 37(18): 4614-4624.  
ZHU Lianghong, ZHANG Guoqiang, LI Yuxin, et al. Active disturbance rejection control for position sensorless permanent magnet synchronous motor drives based on cascade extended state observer[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(18): 4614-4624.
- [19] HOU Q, DING S. Finite-time extended state observer-based super-twisting sliding mode controller for PMSM drives with inertia identification[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2022, 8(2): 1918-1929.
- [20] 李霞林, 张雪松, 郭力, 等. 双极性直流微电网中多电压平衡器协调控制[J]. 电工技术学报, 2018, 33(4): 721-729.  
LI Xialin, ZHANG Xuesong, GUO Li, et al. Coordinated control of multiple voltage balancers in a bipolar DC microgrid[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33(4): 721-729.
- [21] 刘陆, 丁世宏, 李世华. 高阶滑模控制理论综述[J]. 控制理论与应用, 2022, 39(12): 2193-2201.  
LIU Lu, DING Shihong, LI Shihua. A survey for high-order sliding mode control theory[J]. Control Theory and Applications, 2022, 39(12): 2193-2201.
- [22] 何芝强. PID 控制器参数整定方法及其应用研究[D]. 杭州: 浙江大学, 2005.  
HE Zhiqiang. Research on PID controller parameter tuning method and its application[D]. Hangzhou: Zhejiang University, 2005.
- [23] 朱斌. 自抗扰控制入门[M]. 北京: 北京航空航天大学出版社, 2017.

收稿日期: 2023-11-14; 修回日期: 2024-01-12

作者简介:

陈旭(1999—), 男, 硕士研究生, 研究方向为直流微电网稳定性及控制技术; E-mail: 2280956555@qq.com

皇金锋(1978—), 男, 通信作者, 博士, 教授, 研究方向为电力电子变换器控制技术; E-mail: jfhuang2000@163.com

李聪林(2000—), 男, 硕士研究生, 研究方向为新能源发电及电力电子变换器控制技术。E-mail: li580013@163.com

(编辑 姜新丽)