

基于有限时间观测器的光储系统母线电压互补滑模控制

皇金锋[†], 杨振宇

(陕西理工大学 电气工程学院, 陕西 汉中 723001)

摘要:针对光储直流微网混合储能系统易受能源间歇性输入、负载随机性扰动以及功率流向切换等干扰,会造成母线电压波动、系统功率失稳等问题,提出一种基于有限时间观测器的互补滑模控制(FTESO+CSMC)策略.首先,根据混合储能元件的高低频特性,对系统差额功率进行电流等效分配.然后,设计有限时间扩张状态观测器,对系统受到的总扰动进行观测,并将扰动观测值作为前馈项输入互补滑模控制器中,对系统扰动进行补偿,保证系统状态在有限时间内达到收敛,提高了系统的快速性和抗扰性,并根据 Lyapunov 理论证明了控制系统的稳定性.最后,基于 MATLAB 仿真平台,对多种模拟工况进行仿真,仿真结果表明,相较于传统控制策略,本文所提控制具有更快的响应速度以及更好的抗扰性能.

关键词:光储直流微网;混合储能;母线电压;有限时间观测器;互补滑模

中图分类号:TM46; **文献标志码:**A

Finite-time Observer-based Sliding Mode Control of Bus Voltage Complementarity in Optical Storage Systems

HUANG Jinfeng, YANG Zhenyu

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

Abstract: In view of the fact that the hybrid energy storage systems of optical storage and DC microgrids are susceptible to intermittent energy input, random load perturbations, and power flow switching, which may cause the problems of bus voltage fluctuations and system power instability, a complementary sliding mode control strategy based on a finite-time observer is proposed. First, according to the high-low frequency characteristics of the hybrid energy storage elements, the current equivalent distribution of the system differential power is carried out. Then, a finite-time dilated state observer is designed to observe the total disturbance to the system, and the disturbance observations are fed into the complementary sliding-mode controller as feedforward terms to compensate for the system disturbance, ensuring that the system state reaches convergence in finite time, improving the fast and anti-disturbance performance of the system, and proving the stability of the control system according to Lyapunov theory. Finally, based on the MATLAB simulation platform, the simulation results show that the proposed control has faster response speed and better immunity to disturbances than the traditional control strategy.

* 收稿日期:2023-05-12

基金项目:陕西省自然科学基金项目(2023-JC-YB-442), Natural Science Basic Research Project of Shaanxi Province(2023-JC-YB-442)

作者简介:皇金锋(1978—),男,陕西宝鸡人,陕西理工大学教授,博士

[†] 通信联系人, E-mail: jfhuang2000@163.com

Key words: optical storage DC microgrid; hybrid energy storage; busbar voltage; finite-time observer; complementary sliding mode

随着能源危机与环境问题的日益凸显,可再生能源的发展越来越受重视.直流微电网^[1]作为一种高效的能源利用措施,因其结构简单、控制方便、效率高等优点,在行业中的应用越来越广泛.其中采用太阳能发电的光伏微网^[2],减少了对传统能源的依赖,具有节能环保的优点.但由于太阳能资源的随机性,系统运行常受到电压质量问题的影响.因此,有必要接入储能装置^[3-4],补偿光伏间歇性的功率波动,增强光伏直流微网系统运行的稳定性.蓄电池和超级电容分别作为高能量密度和高功率密度的储能元件,具有互补的工作特性,构成的混合储能系统(Hybrid Energy Storage System, HESS)在光储直流微网^[5-6]中得到了广泛应用.

光储直流微网不需要考虑无功,只有有功功率,母线电压^[7-8]作为反映功率平衡的唯一标准,成为当前的研究热点.直流微电网运行中常受到能源间歇性输入、负载随机性扰动以及功率流向切换等干扰,这些干扰都会对母线电压的稳定运行产生影响.为提高母线电压运行的稳定性,研究人员提出了多种非线性控制策略,如微分平坦控制^[9]、自抗扰控制^[10-11]、滑模控制等.其中滑模控制因其鲁棒性强,响应速度快,对系统扰动、参数摄动具有完全的自适应性等优点,在非线性系统控制中取得了良好的控制效果,如四旋翼无人机^[12]、永磁同步电机^[13]、机械臂^[14]等.但滑模控制本身存在抖振问题,成为实际应用中的主要障碍.为优化滑模控制器参数,提升系统控制性能,有学者提出将滑模控制与人工智能结合的思想.杨旭红等^[15]针对 Vienna 整流器对参数扰动敏感,抗干扰能力差等问题,提出将神经网络与滑模控制相结合的策略,改善了系统的动静态性能.金鸿雁等^[16]将互补滑模(Complementary Sliding Mode Control, CSMC)与迭代学习控制相结合,提高了永磁同步电机^[17]的控制性能.

裴斯诺等^[18]针对传统 PI 控制下,储能变流器跟踪滞后以及抖振幅度大的问题,提出一种超螺旋滑模控制,提高了变流器的响应速度和鲁棒性,但由于

电网运行情况复杂,微源以及负荷的扰动会造成系统抗扰性能变差.张世欣等^[19]针对自抗扰控制中的 PD 控制鲁棒性差的问题,设计改进型滑模自抗扰控制,提升了直流微网系统的稳定性.董锋斌等^[20]针对双馈风力发电机运行中的不确定性,引入扩张状态观测器(Expanded State Observer, ESO),通过估计系统总扰动并采用滑模控制进行补偿,减小抖振的同时也提高了系统抗干扰能力.但普通 ESO 的观测能力有限,只能达到渐进收敛.为了提高观测器的收敛性能,沙磊等^[21]为二质量系统设计了有限时间滑模控制策略,提高了系统的跟踪性能以及抗扰能力.

本文针对受外界扰动、不确定性影响的光储直流微网混合储能系统,提出一种基于有限时间观测器的互补滑模控制.通过设计有限时间扩张状态观测器来估计系统总扰动,实现系统全局有限时间稳定,并将总扰动输入到控制端进行补偿,设计互补滑模控制器,提高系统的控制性能,并通过仿真验证了本文所提控制方法的有效性.

1 光储直流微网系统

1.1 系统结构

本文采用的光储直流微网系统如图 1 所示.该系统包括光伏(PV)、超级电容(SC)、蓄电池(Bat)、直流负载、直流母线和相连接的变换器.光伏电源处于放电状态,向直流母线提供能量,并输出功率.直流负载是电源终端,吸收功率.蓄电池和超级电容形成 HESS,通过双向变换器吸收或释放能量,抑制可再生能源的波动性和间歇性,提高系统的稳定性.

1.2 功率分配

在光储直流微电网中,各单元间的关系如下.

$$P_L = P_{ES} + P_{PV} \quad (1)$$

式中, P_{PV} 是光伏提供的功率; P_{ES} 是 HESS 提供的功率; P_L 是负载所需的功率.

混合储能系统的功率关系为

$$P_{ES} = P_{bat} + P_{sc} \quad (2)$$

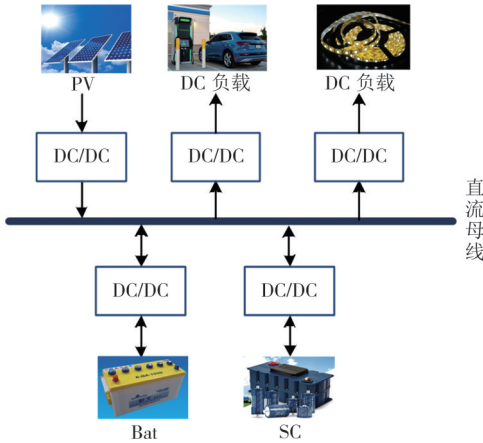


图1 光储直流微网系统结构图

Fig.1 Structure diagram of optical storage DC microgrid system

式中, P_{bat} 是 Bat 提供的功率; P_{sc} 是 SC 提供的功率.

因蓄电池和超级电容是并联接线, 当不考虑线路阻抗时, 功率分配可等效为电流分配. 其电流分配关系为:

$$I_{\text{ref}} = I_{\text{bat}} + I_{\text{sc}} \quad (3)$$

式中, I_{ref} 为总输出电流参考值; I_{bat} 为蓄电池输出电流; I_{sc} 为超级电容输出电流.

根据超级电容快速性的特点, 通过总输出电流 I_{ref} 减去超级电容实际电流 I_{sc} , 可得到蓄电池参考电流 I_{batref} 为

$$I_{\text{batref}} = I_{\text{ref}} - I_{\text{sc}} \quad (4)$$

将未补偿的蓄电池电流添加到超级电容电流参考值中, 从而得到超级电容参考电流 I_{scref} 为

$$I_{\text{scref}} = I_{\text{ref}}(1 - Y_{\text{LPF}}) + n(I_{\text{batref}} - I_{\text{bat}}) \quad (5)$$

式中, Y_{LPF} 为低通滤波值; 增益 n 用于限制蓄电池电流误差, 其大小为 $n = U_b/U_{\text{sc}}$; U_b 、 U_{sc} 分别为蓄电池和超级电容的端电压.

通过保持光储直流微网中母线电压的稳定, 可以维持系统的功率平衡. 利用 LPF 实现 HESS 功率分配的控制框图如图 2 所示.

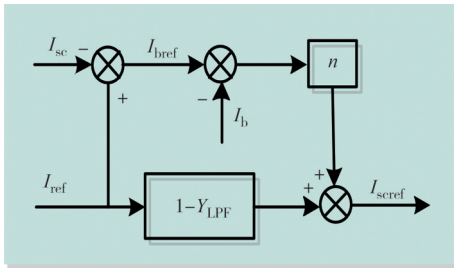


图2 基于 LPF 电流分配结构图

Fig.2 The structure diagram based on LPF current

2 系统控制策略设计

2.1 有限时间扩张状态观测器

一般的, 对于二阶系统有

$$\ddot{y} = -a_1\dot{y} - a_2y + \omega + bu \quad (6)$$

式中, u 为系统输入; y 为系统输出; ω 为外部扰动; a_1 、 a_2 为系统参数; b 为系统增益; a_1 、 a_2 、 b 未知; 且有 $b_0 \approx b$.

设 $f(y, \dot{y}, \omega) = -a_1\dot{y} - a_2y + \omega + (b - b_0)u$ 为系统的广义扰动, 包含系统内部不确定性和外部扰动.

假设 1: 对单输入单输出系统的任意可行解, 广义扰动 f 一致有界, 且其对时间的导数有界, 即 $|\dot{f}| \leq h$.

以电压环为例, 根据 ESO 的设计准则, 定义母线电压 U_{dc} 为状态变量 x_1 , 其一阶导数为 x_2 , 并将扰动项 f 扩展为系统新的状态变量 x_3 , 则可得系统的状态方程为

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = x_3 + b_0u \\ \dot{x}_3 = h \\ y = U_{\text{dc}} \end{cases} \quad (7)$$

定义 v_1 、 v_2 和 v_3 分别为状态变量 x_1 、 x_2 和 x_3 的观测值; $e_1 = v_1 - x_1$, $e_2 = v_2 - x_2$ 和 $e_3 = v_3 - x_3$ 为相应的观测误差. 设计三阶 FTESO 为:

$$\begin{cases} \dot{v}_1 = v_2 - \xi_1[\text{sig}^\alpha(e_1) + e_1] \\ \dot{v}_2 = v_3 + b_0u - \xi_2[\text{sig}^{2\alpha-1}(e_1) + \rho e_1] \\ \dot{v}_3 = -\xi_3[\text{sig}^{2\alpha-1}(e_1) + \rho e_1] \end{cases} \quad (8)$$

式中, $\xi_1 > 0$; $\xi_2 > 0$; $\xi_3 > 0$; $\text{sig}^k(\varphi) = |\varphi|^k \text{sign}(\varphi)$, $k \geq 0$; $0.5 < \alpha < 1$; $\rho = \text{diag}(|e_{1,1}|^{\alpha-1}, \dots, |e_{1,n}|^{\alpha-1})$.

联立式 (7) 和式 (8) 得到 FTESO 的误差方程为

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = e_2 - \xi_1[\text{sig}^\alpha(e_1) + e_1] \\ \dot{e}_2 = e_3 - \xi_2[\text{sig}^{2\alpha-1}(e_1) + \rho e_1] \\ \dot{e}_3 = -\xi_3[\text{sig}^{2\alpha-1}(e_1) + \rho e_1] - h \end{cases} \quad (9)$$

通过选取合适的参数, 可以实现对各状态变量的有限时间跟踪. 为方便参数整定, 根据带宽法^[22]将 ξ_1 、 ξ_2 、 ξ_3 分别设计为 $3\omega_0$ 、 $3\omega_0^2$ 、 ω_0^3 , 其中 ω_0 为观测器带宽.

2.2 互补滑模控制器

定义母线电压跟踪误差 φ_e 为

$$\varphi_e = U_{dref} - v_1 \quad (10)$$

式中, U_{dref} 为母线电压参考值.

对式(10)分别求一阶和二阶导数得

$$\begin{cases} \dot{\varphi}_e = -v_2 \\ \ddot{\varphi}_e = -v_3 - b_0 u \end{cases} \quad (11)$$

广义滑模面 S_g 设计为

$$S_g = \dot{\varphi}_e + 2\eta\varphi_e + \eta^2 \int_0^t \varphi_e(\tau) d\tau \quad (12)$$

式中, $\eta > 0$.

互补滑模面 S_c 设计为

$$S_c = \dot{\varphi}_e - \eta^2 \int_0^t \varphi_e(\tau) d\tau \quad (13)$$

两个滑模面之间的关系为

$$\dot{S}_c + \eta S = \dot{S}_g \quad (14)$$

式中, S 为滑模面之和, 即 $S = S_g + S_c$.

依据所选滑模面, 互补滑模控制率 u 设计为

$$u = u_{eq} + u_{re} \quad (15)$$

式中, u_{eq} 为等效控制器, u_{re} 为鲁棒控制器.

等效控制器 u_{eq} 设计为

$$u_{eq} = b_0^{-1} \left[-v_3 + \eta(2\dot{\varphi}_e + \eta\varphi_e + S_g) \right] \quad (16)$$

鲁棒控制器 u_{re} 设计为

$$u_{re} = b_0^{-1} \left[k_1 S + k_2 \text{sign}(S) \right] \quad (17)$$

式中, $k_1 > 0; k_2 > 0$. 为了保证快速趋近^[23]的同时削弱抖振, 在增大 k_1 的同时减小 k_2 .

故完整的 CSMC 控制率 u 为

$$u = b_0^{-1} \left[k_1 S + k_2 \text{sign}(S) + \eta(2\dot{\varphi}_e + \eta\varphi_e + S_g) - v_3 \right] \quad (18)$$

综上所述, 光储直流微网混合储能系统总体控制框图如图3所示. 图中, I_{pv} 、 U_{pv} 、 L_{pv} 、 C_{pv} 、 D 和 S_{pv} 分别为光伏电源侧的电感电流、端电压、电感、滤波电容、二极管和开关管的占空比; I_{bat} 、 U_{bat} 、 L_{bat} 、 S_{bat1} 和 S_{bat2} 分别为蓄电池侧电感电流、端电压、电感和开关管的占空比; I_{sc} 、 U_{sc} 、 L_{sc} 、 S_{sc1} 和 S_{sc2} 分别为超级电容侧电感电流、端电压、电感和开关管的占空比; U_{dc} 、 C 和 P_L 分别为母线侧电压、电容和直流负载.

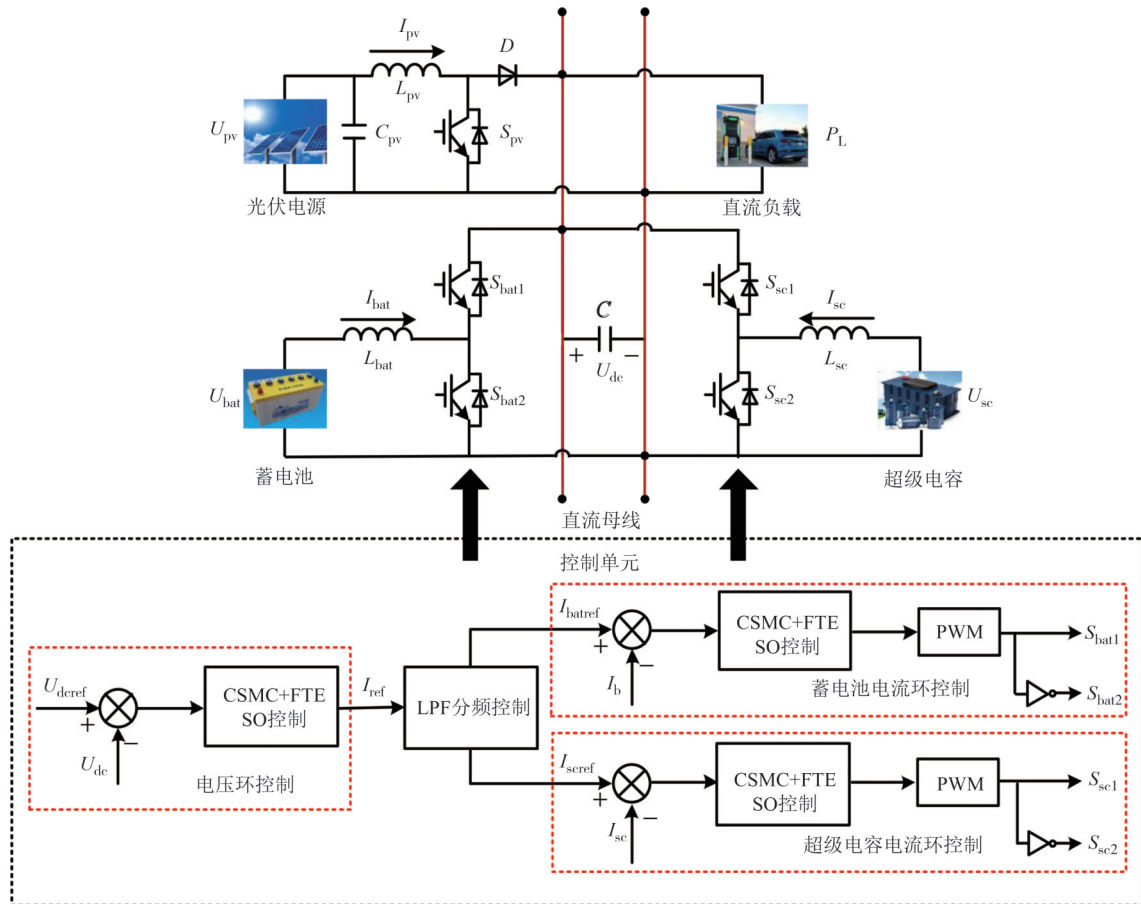


图3 光储直流微网系统控制框图

Fig.3 Control block diagram of the optical storage and DC microgrid system

3 稳定性与收敛性分析

引理 1: 假设非线性系统等式(8)存在一个 Lyapunov 函数 $V(x)$, 其中 $V(x_0)$ 表示初值, 若满足:

$$\dot{V}(x) \leq -aV(x)^q - bV(x) + cV(x)^{\frac{1}{2}} \quad (19)$$

式中, $q \in (0.5, 1)$; $a > 0$; $b > 0$; $c > 0$.

那么系统的轨迹将在有限时间内收敛于以下稳定区域:

$$\Theta = \left\{ s; \mu_1 V(x)^{q-\frac{1}{2}} + \mu_2 V(x)^{\frac{1}{2}} < c \right\} \quad (20)$$

式中, $\mu_1 \in (0, \delta)$; $\mu_2 \in (0, \beta)$.

其收敛时间 T_r 满足^[24]:

$$T_r \leq \frac{1}{(b - \mu_2)(1 - q)} \ln \left(\frac{(b - \mu_2)V_0^{1-q}}{q - \mu_1} + 1 \right) \quad (21)$$

引理 2: 给定一个连续可微且正定的函数 $V(x)$:

$\mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}$, 若对于所有的非零状态 x , 满足

$$\dot{V}(x) \leq -\vartheta_1 V(x) - \vartheta_2 V^\delta(x) \quad (22)$$

则系统的状态可以在有限时间内收敛到平衡点, 且收敛时间 T_e 满足^[25]

$$T_e \leq \frac{1}{\vartheta_1(1 - \delta)} \ln \frac{\vartheta_1 V^{1-\delta}(x_1) + \vartheta_2}{\vartheta_2} \quad (23)$$

式中, $V(x_1)$ 为 Lyapunov 函数 $V(x)$ 的初始值.

3.1 观测器收敛性分析

证明: 选择 Lyapunov 函数 V_1 为

$$V_1 = \chi^T P \chi \quad (24)$$

式中, $\chi = [\text{sig}^\alpha(e_1) + e_1, e_2, e_3]^T$; P 为正定对称矩阵.

对 χ 求导得

$$\begin{aligned} \dot{\chi} &= \begin{bmatrix} a|e_1|^{a-1}\dot{e}_1 + \dot{e}_1 \\ \dot{e}_2 \\ \dot{e}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a|e_1|^{a-1}[e_2 - \xi_1(\text{sig}^\alpha(e_1) + e_1)] \\ 0.5e_3 - 0.5\xi_2(\text{sig}^{2\alpha-1}(e_1) + \rho e_1) \\ -0.5\xi_3(\text{sig}^{2\alpha-1}(e_1) + \rho e_1) \end{bmatrix} + \\ &\quad \begin{bmatrix} e_2 - \xi_1(\text{sig}^\alpha(e_1) + e_1) \\ 0.5e_3 - 0.5\xi_2(\text{sig}^{2\alpha-1}(e_1) + \rho e_1) \\ -0.5\xi_3(\text{sig}^{2\alpha-1}(e_1) + \rho e_1) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -h \end{bmatrix} = \\ &\quad \text{diag}(|e_1|^{a-1}, |e_1|^{a-1}, |e_1|^{a-1})A_{i1}\chi + A_{i2}\chi + F \end{aligned} \quad (25)$$

$$\text{式中, } F = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -h \end{bmatrix}; A_{i1} = \begin{bmatrix} -a\xi_1 & a & 0 \\ -0.5\xi_2 & 0 & 0.5\rho^{-1} \\ -0.5\xi_2 & 0 & 0 \end{bmatrix};$$

$$A_{i2} = \begin{bmatrix} -\xi_1 & 1 & 0 \\ -0.5\xi_2\rho & 0 & 0.5 \\ -0.5\xi_2\rho & 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

矩阵 A_{i1} 的特征方程为 $\lambda^3 + \alpha\xi_1\lambda^2 + 0.5\alpha\xi_2\lambda +$

$0.25\alpha\xi_3\rho^{-1}$, 其中 λ 为上述特征方程的特征值. 特征方程的 Hurwitz 矩阵为

$$\begin{bmatrix} 0.5\alpha\xi_2 & 0.25\alpha\xi_3\rho^{-1} & 0 \\ 1 & a\xi_1 & 0.5\alpha\xi_2 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

根据 Routh - Hurwitz 准则, 如果选择观测者增益满足 $\xi_1 > 0$; $\xi_2 > 0$; $\xi_3 > 0$ 且 $\xi_1\xi_2 - \xi_3 > 0$, 则矩阵 A_{i1} 为 Hurwitz 矩阵. 同理, 矩阵 A_{i2} 为 Hurwitz 矩阵. 因此, 存在对称的正定矩阵 P 、 Q_{i1} 和 Q_{i2} , 满足以下方程:

$$\begin{cases} A_{i1}^T P + P A_{i1} = -Q_{i1} \\ A_{i2}^T P + P A_{i2} = -Q_{i2} \end{cases} \quad (26)$$

对 V_1 求导得

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &= \dot{\chi}^T P \chi + \chi^T P \dot{\chi} = \\ &\quad \chi^T \text{diag}(|e_1|^{a-1}, |e_1|^{a-1}, |e_1|^{a-1})(A_{i1}^T P + P A_{i1})\chi + \\ &\quad \chi^T (A_{i2}^T P + P A_{i2})\chi + 2\chi^T P F \end{aligned} \quad (27)$$

将式(26)代入式(27)得

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &= -\chi^T \text{diag}(|e_1|^{a-1}, |e_1|^{a-1}, |e_1|^{a-1})Q_{i1}\chi - \\ &\quad \chi^T Q_{i2}\chi + 2\chi^T P F \leq -|e_1|_{\max}^{a-1} Q_{i1} \|\chi\|^2 - \\ &\quad Q_{i2} \|\chi\|^2 + 2\|\chi\| \|P\| \|F\| \end{aligned} \quad (28)$$

式中, $|e_1|_{\max} = \max\{|e_{1,1}|, \dots, |e_{1,n}|\}$.

考虑到 $|e_1|_{\max} \leq \|e_1\| \leq \|\chi\|^{\frac{1}{a}}$, 将其代入式(28)

可得:

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &\leq -\lambda_{\min}(Q_{i1})\|\chi\|^{3-\frac{1}{a}} - \lambda_{\min}(Q_{i2})\|\chi\|^2 + \\ &\quad 2\|\chi\| \|P\| \|F\| \end{aligned} \quad (29)$$

存在以下不等式:

$$\lambda_{\min}(P)\|\chi\|^2 \leq V_1 \leq \lambda_{\max}(P)\|\chi\|^2 \quad (30)$$

使 $\dot{V}_1 \leq -\lambda_{\min}(Q_{i1})\lambda_{\max}(P)^{\frac{1}{2a}-\frac{3}{2}}V_1^{\frac{3}{2}-\frac{1}{2a}} -$

$$\begin{aligned} &\lambda_{\min}(Q_{i2})\lambda_{\max}(P)^{\frac{1}{2}}V_1 + 2\lambda_{\min}(P)^{\frac{1}{2}}\|P\|hV_1^{\frac{1}{2}} = \\ &\quad -\lambda_1 V_1^{\frac{3}{2}-\frac{1}{2a}} - \lambda_2 V_1 + \lambda_3 V_1^{\frac{1}{2}} \end{aligned} \quad (31)$$

式中, $\lambda_1 = \lambda_{\min}(Q_{i1})\lambda_{\max}(P)^{\frac{1}{2a}-\frac{3}{2}}$;

$\lambda_2 = \lambda_{\min}(Q_{i2})\lambda_{\max}(P)^{\frac{1}{2}}$; $\lambda_3 = 2\lambda_{\min}(P)^{\frac{1}{2}}\|P\|h$.

根据引理 1, 观测误差在有限时间内收敛到一个小区间, 收敛时间 T_1 满足:

$$T_1 \leq \frac{2a}{(\lambda_2 - \sigma_2)(1 - a_1)} \ln \left(\frac{(\lambda_2 - \sigma_2)V_1^{\frac{1}{2a}-\frac{1}{2}}}{\lambda_1 - \sigma_1} + 1 \right) \quad (32)$$

式中, $\sigma_1 \in (0, \lambda_1)$; $\sigma_2 \in (0, \lambda_2)$.

3.2 控制器稳定性分析

证明:定义 Lyapunov 函数 V_2 为

$$V_2 = \frac{1}{2} S_g^2 + \frac{1}{2} S_c^2 \quad (33)$$

对式(33)求导数得

$$\dot{V}_2 = S_g \dot{S}_g + S_c \dot{S}_c = S(\dot{S}_g - \eta S_c) \quad (34)$$

将式(11)、(12)、(18)代入式(34),整理可得

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &= S(-v_3 - b_0 u + 2\eta\dot{\varphi}_e + \eta^2\varphi_e - \eta S + \eta S_g) = \\ &= S[-k_1 S - k_2 \text{sign}(S) - \eta S] = \\ &= -(k_1 + \eta)S^2 - k_2 S \end{aligned} \quad (35)$$

根据基本式 $(S_g + S_c)^2 > S_g^2 + S_c^2$, 可得

$$S^2 > 2V_2 \quad (36)$$

将式(36)代入式(35)得

$$\dot{V}_2 \leq -2(k_1 + \eta)V - \sqrt{2}k_2 V^{\frac{1}{2}} \quad (37)$$

由引理2可知,总存在两个常数 l_1, l_2 , 使

$$\dot{V}_2 \leq -2l_1 V - 2^{\frac{1}{2}}l_2 V^{\frac{1}{2}} \quad (38)$$

式中, $l_1 \leq k_1 + \eta; l_2 \leq k_2$.

跟踪误差 φ_e 将在有限时间内沿滑模面 S 收敛到平衡点,有限时间 T_2 满足

$$T_2 \leq l_1^{-1} \ln \frac{\sqrt{2}l_1 V_{(0)}^{1/2} + l_2}{l_2} \quad (39)$$

综上,电压环在控制率 u 的作用下能在有限时间 $T \leq T_1 + T_2$ 内收敛到给定参考位置.

4 仿真实验

为验证本文控制策略 (FTESO+CSMC) 的可行性,基于 MATLAB/Simulink 仿真平台,搭建光储直流微网混合储能系统仿真模型,并与其他控制策略进行仿真对比,系统模型参数如表1所示.

系统初始条件设定为:环境温度 25 °C,光照强度 1 000 W/m²,低通滤波 T_{LPF} 为 0.005. 控制器仿真参数取值如下:

1) FTESO+CSMC 控制,电压环参数: $k_1=140, k_2=10, \eta=55, \alpha=0.95, \omega_0=3\ 140, b_0=240$; 电流环参数: $k_1=300, k_2=10, \eta=100, \alpha=0.95, \omega_0=31\ 400, b_0=240$.

2) ESO+CSMC 控制,电压环参数: $k_1=140, k_2=10, \eta=55, \omega_0=3\ 140, b_0=240$; 电流环参数: $k_1=300, k_2=10, \eta=100, \omega_0=31\ 400, b_0=240$.

3) CSMC 控制,电压环参数: $k_1=140, k_2=10, \eta=55$; 电流环参数: $k_1=300, k_2=10, \eta=100$.

表1 光储直流微网混合储能系统参数

Tab.1 Parameters of optical storage and DC microgrid hybrid energy storage system

子系统	参数	数值
光伏阵列侧	开路电压 V_{oc}/V	45.2
	短路电流 I_{sc}/A	5.62
	滤波电容 C_{pv}/mF	0.47
	储能电感 L_{pv}/mH	35
蓄电池侧	初始电压 U_b/V	240
	储能电感 L_b/mH	4
	荷电状态 SOC/%	80
超级电容侧	额定电压 U_{sc}/V	300
	初始电压 U_{sc}/V	240
	额定电容 C_{sc}/F	29
	储能电感 L_{sc}/mH	4
直流母线侧	母线电容 C/mF	4
	开关频率 f/kHz	100

(4) PI 控制,电压环参数: $k_p=0.5, k_i=15$; 电流环参数: $k_p=100, k_i=0.5$.

4.1 负荷输出功率变化仿真对比

当光照强度维持 1 000 W/m² 不变,光伏输出以恒功率 3 kW 运行时,负荷输出功率如图4所示.在电路参数不变的情况下,将不同控制策略进行如下对比分析.

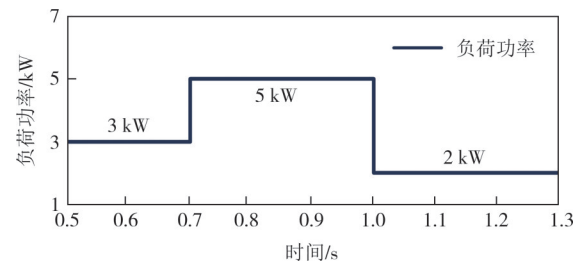


图4 负荷输出功率波动

Fig.4 Load output power fluctuation

4.1.1 母线电压仿真对比

图5为负荷扰动时不同控制策略母线电压波形.分析图5仿真结果可知,在0.7 s时,负荷功率上升为 5 kW,3 kW 的光伏输出不足以满足负荷需求,母线电压下降,此时混合储能单元补偿差额功率,稳定母线电压.在1.0 s时,负荷功率下降为 2 kW,光伏输出功率大于负荷需求,母线电压上升,此时混合储能单元吸收差额功率,稳定母线电压.与其他控制策略相比,FTESO+CSMC 控制在母线电压超调量以及调节时间上均优于其他控制策略.可以有效抑制母线电压波动,提升系统稳定性,验证了 FTESO+CSMC 控制策略的有效性.

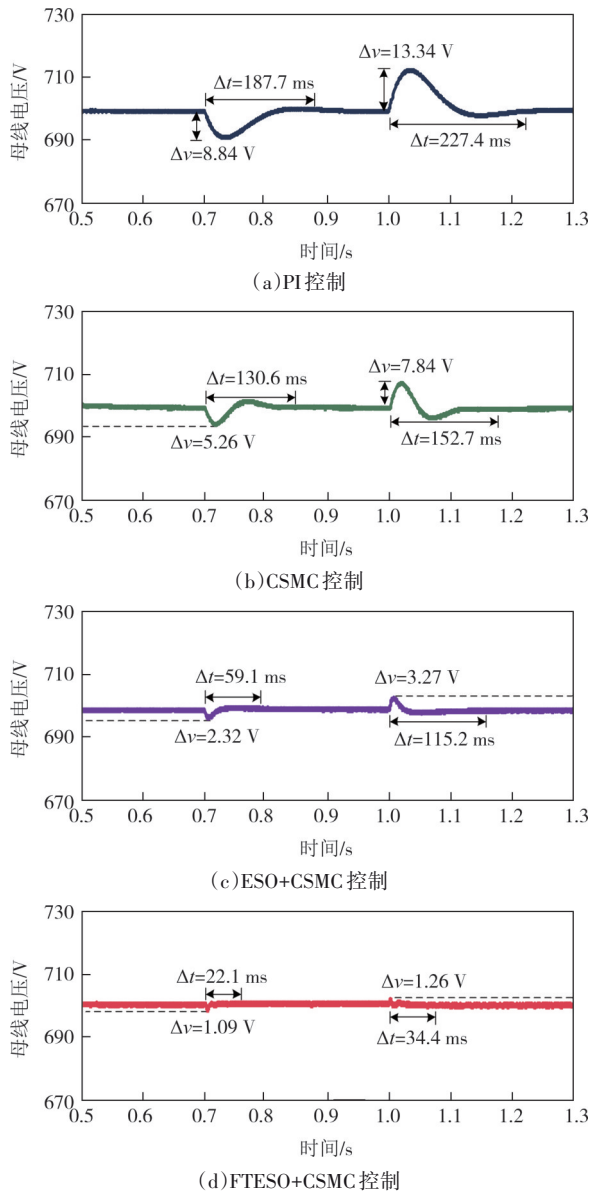


图5 负荷功率扰动时不同控制策略母线电压波形

Fig.5 The bus voltage waveform of different control strategies during load power disturbance

4.1.2 蓄电池荷电状态仿真对比

图6为负荷功率扰动时不同控制策略下蓄电池荷电状态(State of Charge, SOC)容量变化对比图.分析图6仿真结果可知,当遭到负荷功率扰动,母线电压发生波动时,混合储能系统补偿差额功率.由于蓄电池循环次数有限,为减小蓄电池充放电次数、保护电池寿命,蓄电池的容量变化应越小越好.当蓄电池初始SOC为80%时,FTESO+CSMC控制策略下的蓄电池SOC容量变化最小,优于其它控制策略.

4.2 负荷功率恒定光照强度变化仿真对比

当负荷以恒定功率2 kW运行,光照强度发生改

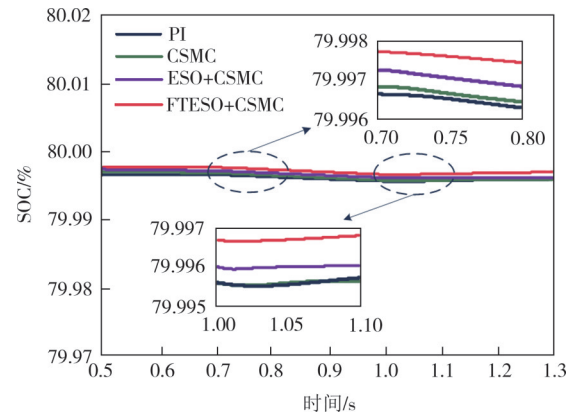


图6 负荷功率扰动时不同控制策略蓄电池SOC容量变化

Fig.6 Battery SOC capacity changes in different control strategies during load power disturbance

变时,光伏电源输出功率如图7所示.对于光伏功率波动,在电路参数不变的情况下,将不同控制策略进行如下对比分析.

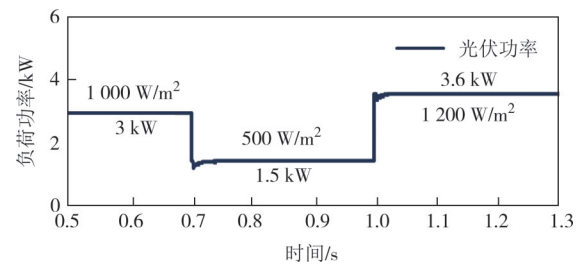


图7 光伏输出功率波动

Fig.7 Photovoltaic output power fluctuations

4.2.1 母线电压仿真对比

图8为光伏扰动时不同控制策略下的母线电压波形.分析图8仿真结果可知,在0.7 s时,光照强度从1 000 W/m²降为500 W/m²,输出功率为1.5 kW,小于负荷所需,母线电压下降,此时混合储能单元补偿差额功率,稳定母线电压.在1.0 s时,光照强度从500 W/m²上升至1 200 W/m²,输出功率为3.6 kW,大于负荷2 kW的需求,母线电压上升,此时混合储能单元吸收差额功率,稳定母线电压.通过对比母线电压超调量以及调节时间,体现出FTESO+CSMC控制策略在光伏输出功率扰动下优于其他控制策略,可以有效抑制母线电压波动,提升系统稳定性,验证了FTESO+CSMC控制策略的有效性.

4.2.2 蓄电池荷电状态仿真对比

图9为光伏功率扰动时不同控制策略下蓄电池SOC容量变化对比图.分析图9仿真结果可知,当光伏功率扰动使母线电压发生波动时,混合储能系统

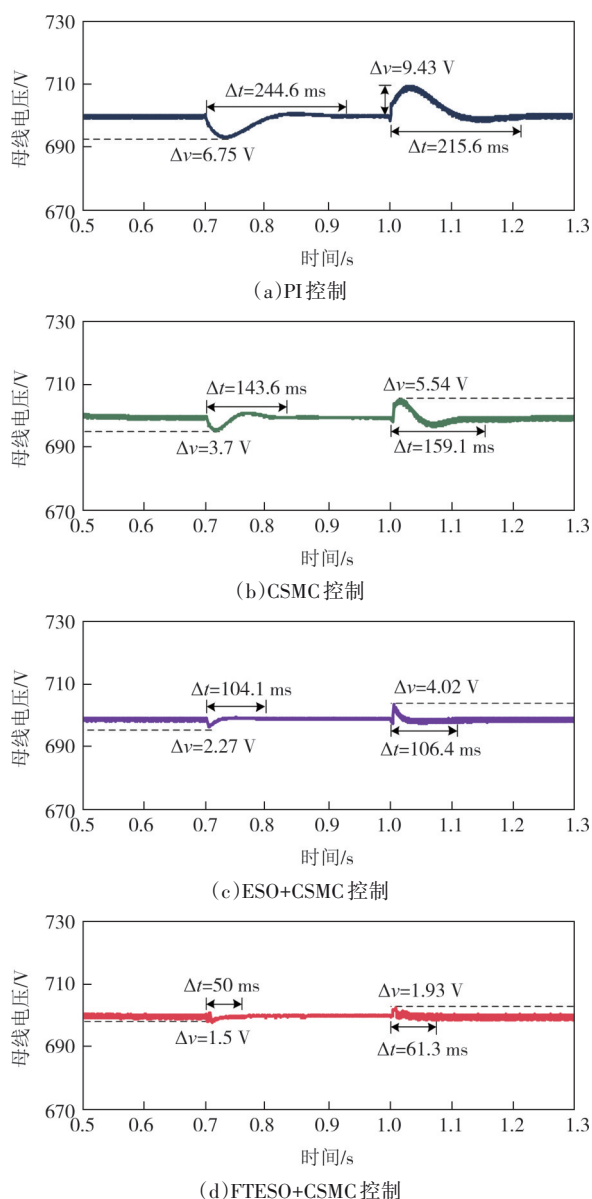


图8 光伏功率扰动时不同控制策略母线电压波形

Fig.8 The bus voltage waveforms of different control strategies during photovoltaic power disturbance

补偿差额功率.当蓄电池初始SOC为80%时,FTESO+CSMC控制策略下的蓄电池SOC容量变化最小,可以更好保护蓄电池寿命,优于其它控制策略.

4.3 电路参数扰动仿真对比

在实际运行工况下,随着运行时长的增加以及系统温度等因素的改变,系统运行元件参数往往会发生变化.为验证FTESO+CSMC控制策略的有效性,本节对混合储能系统以不同电感电容值运行情况,进行仿真对比,以此模拟实际工况下的参数扰动.

4.3.1 电容参数扰动仿真对比

分别使母线电容运行在正常值4 mF以及3 mF

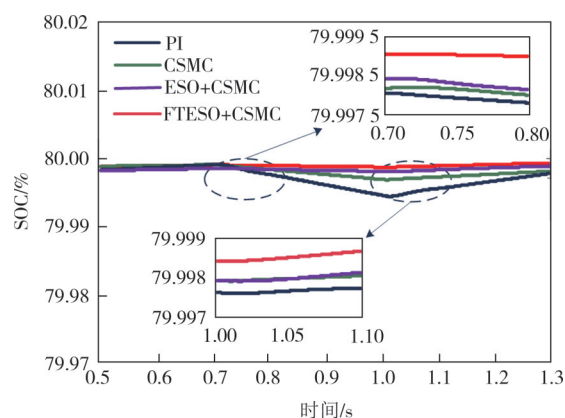
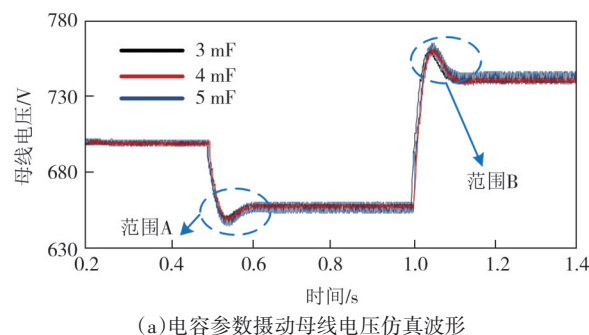


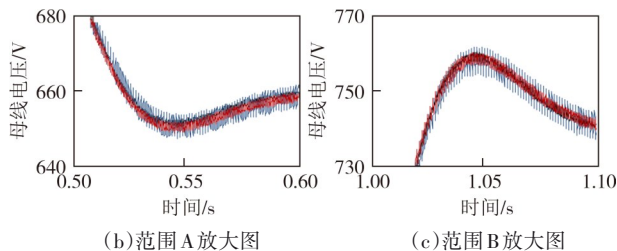
图9 光伏功率扰动时不同控制策略蓄电池SOC容量变化

Fig.9 Battery SOC capacity changes in different control strategies during photovoltaic power disturbance

和5 mF,模拟实际运行中的电容参数扰动.电容参数扰动时母线电压仿真波形如图10所示.仿真条件为:在0.5 s时,母线电压参考值下降为660 V;1.0 s时,母线电压参考值上升为740 V.通过图10(b)和图10(c)可知,当母线电压参考值发生变化时,FTESO+CSMC控制策略在不同电容参数下均能稳定追踪期望电压,体现了该策略的动态性和鲁棒性.



(a) 电容参数扰动母线电压仿真波形



(b) 范围A放大图

(c) 范围B放大图

图10 电容参数扰动时母线电压仿真波形

Fig.10 The bus voltage during capacitor parameter perturbation

4.3.2 电感参数扰动仿真对比

通过对蓄电池以及超级电容侧分别采用不同数值的电感参数,模拟实际运行中的电感参数扰动,当电感参数为正常值4 mH以及3 mH和5 mH运行时,母线电压仿真波形如图11所示.仿真条件为:在0.5 s时,母线电压参考值下降为660 V;1.0 s时,母线电压参考值上升为740 V.通过对比图11(b)和图

11(c)仿真结果可知,当母线电压参考值发生变化时,不同电感参数下该系统均能稳定追踪期望电压,体现了FTESO+CSMC控制策略具有较好的鲁棒性.

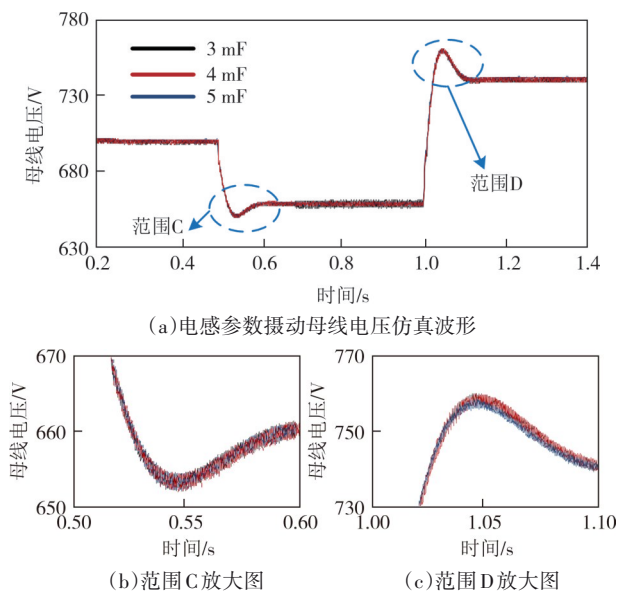


图 11 电感参数扰动时母线电压仿真波形

Fig.11 The bus voltage simulation waveform during inductance parameter perturbation

5 结论

本文以光储系统母线电压为研究对象,结合有限时间扩张状态观测器和互补滑模,设计控制器,并与其他控制策略进行仿真对比,得到以下结论:

1) 有限时间观测器确保了母线电压能在有限时间内实现参考信号的跟踪,提高了扰动估计速度.

2) 将扰动观测值作为前馈输入互补滑模误差反馈控制中,既提高了系统的动态响应性能,又提高了系统的抗扰能力.

3) 仿真结果表明,本文所提策略在多种工况下的表现均优于其他策略,体现了FTESO+CSMC的优越性.

参考文献

[1] 张宇涵,杜贵平,雷雁雄,等.直流微网混合储能系统控制策略现状及展望[J].电力系统保护与控制,2021,49(3):177-187.
ZHANG Y H, DU G P, LEI Y X, et al. Current status and prospects of control strategy for a DC micro grid hybrid energy storage system[J]. Power System Protection and Control, 2021, 49(3): 177-187.(in Chinese)

[2] 刘海涛,马丙泰,郝思鹏,等.光储系统直流母线电压与超级电容荷电管理控制[J].控制理论与应用,2022,39(9):1661-1669.
LIU H T, MA B T, HAO S P, et al. DC bus voltage and super capacitor charge management control in optical storage system[J]. Control Theory & Applications, 2022, 39(9): 1661-1669. (in Chinese)
[3] ZHOU X S, LIU Q, MA Y J, et al. A modified LADRC-based DC-link voltage controller for photovoltaic grid-connected inverters[J]. Electronics, 2021, 10(8): 877.
[4] LONG B, ZENG W, RODRIGUEZ J, et al. Stability enhancement of battery-testing DC microgrid: an ADRC-based virtual inertia control approach [J]. IEEE Transactions on Smart Grid, 2022, 13(6): 4256-4268.
[5] MAHMOOD H, BLAABJERG F. Autonomous power management of distributed energy storage systems in islanded microgrids [J]. IEEE Transactions on Sustainable Energy, 2022, 13(3): 1507-1522.
[6] 陈燕东,谭文娟,周小平,等.混合储能系统功率自主分频控制方法[J].湖南大学学报(自然科学版),2019,46(4):65-73.
CHEN Y D, TAN W J, ZHOU X P, et al. An autonomous frequency split power control method for hybrid energy storage system[J].Journal of Hunan University(Natural Sciences), 2019, 46(4):65-73.(in Chinese)
[7] 龚春阳,林嘉伟,黄冬梅,等.储能系统双向Buck-Boost变换器控制策略研究[J].太阳能学报,2023,44(2):229-238.
GONG C Y, LIN J W, HUANG D M, et al. Research on control strategy of bidirectional buck-boost converter in energy storage system[J]. Acta Energiae Solaris Sinica, 2023, 44(2): 229-238. (in Chinese)
[8] 张继红,赵锐,高雷,等.直流微网母线电压稳定控制策略[J].电网技术,2021,45(12):4922-4929.
ZHANG J H, ZHAO R, GAO L, et al. DC bus voltage stability control strategy for DC microgrid [J]. Power System Technology, 2021, 45(12): 4922-4929.(in Chinese)
[9] YODWONG B, THOUNTHONG P, GUILBERT D, et al. Differential flatness-based cascade energy/current control of battery/supercapacitor hybrid source for modern e-vehicle applications[J]. Mathematics, 2020, 8(5): 1-18.
[10] 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 X S, LIU Q, MA Y J, et al. DC-Link voltage control of photovoltaic grid-connected inverter bases on improved active disturbance rejection [J]. Acta Energiae Solaris Sinica, 2022, 43(10): 65-72.(in Chinese)
[11] 周雪松,郭帅朝,马幼捷,等.基于改进自抗扰的变流系统直流母线电压波动抑制策略[J].电力系统保护与控制,2023,51(3):68-78.
ZHOU X S, GUO S C, MA Y J, et al. DC bus voltage fluctuation suppression strategy of a converter system based on improved active disturbance rejection [J]. Power System Protection and Control, 2023, 51(3): 68-78.(in Chinese)

- [12] 赵振华, 肖亮, 姜斌, 等. 基于扩张状态观测器的四旋翼无人机快速非奇异终端滑模轨迹跟踪控制[J]. 控制与决策, 2022, 37(9): 2201-2210.
ZHAO Z H, XIAO L, JIANG B, et al. Fast nonsingular terminal sliding mode trajectory tracking control of a quadrotor UAV based on extended state observers [J]. Control and Decision, 2022, 37(9): 2201-2210. (in Chinese)
- [13] 方馨, 王丽梅, 张康. 基于扰动观测器的永磁直线电机高阶非奇异快速终端滑模控制[J]. 电工技术学报, 2023, 38(2): 409-421.
FANG X, WANG L M, ZHANG K. High order nonsingular fast terminal sliding mode control of permanent magnet linear motor based on disturbance observer [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(2): 409-421. (in Chinese)
- [14] SHAO X Y, LIU Z, JIANG B P. Sliding-mode controller synthesis of robotic manipulator based on a new modified reaching law. [J]. Mathematical Biosciences and Engineering, 2022, 19(6): 6362-6378.
- [15] 杨旭红, 陈阳, 贾巍, 等. 基于RBF神经网络的电压外环滑模控制的Vienna整流器[J]. 电力系统保护与控制, 2022, 50(18): 103-115.
YANG X H, CHEN Y, JIA W, et al. Vienna rectifier with voltage outer loop sliding mode control based on an RBF neural network [J]. Power System Protection and Control, 2022, 50(18): 103-115. (in Chinese)
- [16] 金鸿雁, 赵希梅. 基于互补滑模控制和迭代学习控制的永磁直线同步电动机速度控制[J]. 控制理论与应用, 2020, 37(4): 918-924.
JIN H Y, ZHAO X M. Speed control of Permanent magnet linear synchronous motor based on complementary sliding mode control and iterative learning control [J]. Control Theory and Applications, 2020, 37(4): 918-924. (in Chinese)
- [17] 金鸿雁, 赵希梅, 原浩. 永磁直线同步电机动态边界层全局互补滑模控制[J]. 电工技术学报, 2020, 35(9): 1945-1951.
JIN H Y, ZHAO X M, YUAN H. Dynamic boundary layer global complementary sliding mode control for permanent magnet linear synchronous motor [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2020, 35(9): 1945-1951. (in Chinese)
- [18] 裴斯诺, 董建园. 应用于储能变流器的超螺旋滑模控制器设计[J]. 控制工程, 2023, 30(3): 529-535.
PEI S N, DONG J Y. Application of Super-Twisting sliding mode control in the design of power conversion system [J]. Control Engineering of China, 2023, 30(3): 529-535. (in Chinese)
- [19] 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 S X, HUANG J F, YANG Y. 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. (in Chinese)
- [20] 董锋斌, 刘昌建, 赵永玮, 等. 基于扩张状态观测器的DFIG网侧变换器滑模控制[J]. 电力工程技术, 2023, 42(2): 206-214.
DONG F B, LIU C J, ZHAO Y W, et al. Sliding mode control of DFIG grid-side converter based on extended state observer [J]. Electric Power Engineering Technology, 2023, 42(2): 206-214. (in Chinese)
- [21] 沙磊, 王树波, 刘逸坚. 基于扩张状态观测器的二质量系统非奇异快速终端滑模控制[J]. 控制与决策, 2023, 38(3): 850-856.
SHA L, WANG S B, LIU Y J. Nonsingular fast terminal sliding mode control based on extended state observer for two mass systems [J]. Control and Decision, 2023, 38(3): 850-856. (in Chinese)
- [22] GAO Z. Scaling and bandwidth-parameterization based controller tuning[C]//American Control Conference. Denver: IEEE, 2003: 4989-4996.
- [23] 皇金锋, 张世欣, 杨艺. 基于扩张状态观测器的单电感双输出Buck变换器滑模解耦控制[J]. 湖南大学学报(自然科学版), 2023, 50(2): 138-149.
HUANG J F, ZHANG S X, YANG Y. Sliding mode decoupling control of single inductor dual output buck converter based on extended state observer [J]. Journal of Hunan University (Natural Sciences), 2023, 50(2): 138-149. (in Chinese)
- [24] HONG M Q, GU X T, LIU L X, et al. Finite time extended state observer based nonsingular fast terminal sliding mode control of flexible-joint manipulators with unknown disturbance [J]. Journal of the Franklin Institute, 2023, 360(1): 18-37.
- [25] 孙国法, 赵尔全, 张国巨, 等. 基于扰动观测器补偿的机械臂非奇异快速终端滑模控制[J]. 控制理论与应用, 2022, 39(8): 1506-1515.
SUN G F, ZHAO E Q, ZHANG G J, et al. Non-singular fast terminal sliding mode control of manipulator based on disturbance observe compensation [J]. Control Theory & Applications, 2022, 39(8): 1506-1515. (in Chinese)