第 52 卷 第 2 期：684-694 高电压技术 Vol.52, No.2: 684-694
2026 年 2 月 28 日 High Voltage Engineering February 28, 2026
DOI: 10.13336/j.1003-6520.hve.20242009

直流微电网中双有源全桥变换器改进超局部控制

孟祥齐[1]，赵志承[1]，赵　佩[2]，任春光[3]，李经宽[1]，闫来清[1]
（1. 山西大学电力与建筑学院，太原 030031；2. 太原工业学院自动化系，太原 030008；
3. 电力系统运行与控制山西省重点实验室(太原理工大学)，太原 030024）

摘　要：针对分布式电源和电动汽车等随机非线性负载大规模接入直流微电网带来的大扰动引发的电压稳定性问题，该文提出了一种双有源全桥变换器的超局部滑模控制策略。在超局部模型的基础上结合控制简单、鲁棒性强、动态性能好的滑模控制，采用幂次变速趋近律，设计了超局部滑模控制器。为精确观测超局部模型中的未知项，设计变速趋近律的滑模观测器进行实时估计。然后，应用 Lyapunov 稳定性理论证明了所设计控制器的稳定性。最后，通过仿真和实验验证了所提控制策略的有效性和优越性，即加快调节速度、提高系统稳态性能并增强系统的鲁棒性。

关键词：直流微电网；双有源全桥变换器；超局部模型；系统稳定性；控制策略

Improved Ultra-local Mode Control for Dual Active Bridge Convertor in DC Microgrid

MENG Xiangqi[1], ZHAO Zhicheng[1], ZHAO Pei[2], REN Chunguang[3], LI Jingkuan[1], YAN Laiqing[1]
(1. School of Electric Power, Civil Engineering and Architecture, Shanxi University, Taiyuan 030031, China;
2. Department of Automation, Taiyuan Institute of Technology, Taiyuan 030008, China;
3. Shanxi Key Laboratory of Power System Operation and Control (Taiyuan University of Technology), Taiyuan 030024, China)

Abstract: To solve the voltage stability problem caused by large disturbances caused by random nonlinear loads such as distributed power supply and electric vehicles connected to the DC microgrid, the ultra-local sliding mode control strategy of double-active-bridge converter is proposed in this paper. Based on the ultra-local model, combined with the sliding mode control with simple control, strong robustness and good dynamic performance, the ultra-local sliding mode controller is designed by using the power variable speed reaching law. Then, to accurately observe unknown terms in the model, a sliding mode observer with variable speed reaching law is designed for real-time estimation. Then, the Lyapunov stability theory is applied to prove the stability of the designed controller. Finally, the effectiveness and superiority of the proposed control strategy are verified by simulation and experiments, namely, speeding up the adjustment speed, improving the steady-state performance of the system, and enhancing the robustness of the system.

Key words: DC microgrid; dual active bridge converter; ultra-local model; system stability; control strategy

0　引言

随着可再生能源大规模应用于电力系统[1-3]，将可再生能源以微电网形式接入大电网，成为实现其高效利用的重要途径[4-5]。直流微电网具有效率高、可靠性高、简单灵活等优点，且与交流微电网相比，不存在频率同步、无功电流和相位不平衡等问题[6-9]，因此通过直流微电网将分布式能源接入大电网得到了广泛关注[10]。然而，分布式能源、蓄电池、电动汽车等具有明显的间歇性、离散性、波动性及非线性特性[11-16]，其通过 DC/DC 变换器大规模接入直流微电网，导致不确定因素愈加复杂，进而使得微电网大信号扰动概率提升，引发微电网稳定性问题。因此，为维持直流母线电压稳定性，确保微电网在随机负载下的持续稳定运行，DC/DC 变换器的控制策略成为学术界广泛讨论的课题，众多研究者对此展开了深入研究。

传统 PI 控制方法的优势在于算法简便、易于操作调节，但由于小信号模型固有的局限性，当系统遭受大信号扰动时，PI 控制抗干扰性及鲁棒性较差，动态响应速度变慢、输出电压波形可能失真，系统稳定性可能受到威胁[17]。因此，基于大信号扰动的 DC/DC 变换器的控制方法受到了广泛关注。

基金资助项目：国家自然科学基金(52507121)；山西省重点研发计划(202102060301012)。
Project supported by National Natural Science Foundation of China (52507121), Key R&D Project of Shanxi Province(202102060301012).

近年来，为提升变换器的稳定性，许多先进的控制技术如自抗扰控制[18]、反步算法[19]、半定规划[20]、线性矩阵不等式[21]和滑模控制[22]等，开始应用于变换器控制以改善直流母线电压在大扰动下的稳定性能。然而，这些控制方法依赖于系统的具体模型，而由于随机负载的非线性与动态特性，在实践中难以准确反映系统行为，进而难以精确建立实时变换器系统模型。

为避免建模挑战，超局部模型(ultra-local model，ULM)得到了学者们的高度重视和应用，其只需要对被控系统的输入输出进行测量，无需对系统进行实际建模，对非线性、时变、易受外部干扰的系统具有很强的鲁棒性[23]。超局部模型控制方法已经成功应用在众多领域，如主动磁轴承的稳定控制[24]、逆变器的控制[25]、空调系统的控制[26]、机器人控制[27]和主动悬架控制[28]等。上述超局部模型控制采用代数求导技术的在线更新算法对不确定扰动进行估计，但其无法将跟踪误差快速减小，难以保证每一时刻都有良好的跟踪性能，存在控制误差。为了解决这一问题，在超局部模型控制器中加入辅助控制器(如模糊逻辑[29]、滑模控制[30])可补偿不确定或可变元件，这为超局部模型控制的改进与发展提供了新思路。其中滑模控制(sliding-mode control，SMC)具有动态响应快、鲁棒性强、操作简单等优点，对于 DC/DC 变换器具有很好的适用性，且根据 Lyapunov 定理可以验证 SMC 的稳定性，从而保证大信号扰动的稳定性[31-32]，故在超局部模型的基础上结合滑模控制将有效弥补控制误差，进一步提升控制精度和系统稳定性。

此外，超局部模型中未知项的精确估计对于快速消除误差有着关键作用，其估计精度将影响控制效果的优劣。观测器对于未知参数的观测具有良好效果，文献[33]在感应电机驱动系统中采用滑模观测器来估计系统中未知部分，有着良好的估计效果，但存在抖振及收敛速度慢等问题。

针对上述问题，本文提出一种新的控制策略—超局部模型滑模控制(ultra-local model sliding-mode control，ULMSMC)。该方法首先建立系统的超局部模型，结合 SMC 简单、鲁棒性好、动态响应快等优点，设计了超局部滑模控制器；其次，设计变速趋近律的滑模观测器，能够实时观测系统中的未知量。本文所提 ULMSMC 策略不仅突破了传统控制方法的局限，在无需精确建模的情况下，解决了大信号扰动引起的直流母线电压不稳定问题，且具有强鲁棒性和较高的控制精度。该方法的提出为直流微电网中变换器控制提供了新的思路和有效的解决方案，尤其适用于复杂的随机负载和非线性动态环境。仿真和实验验证了该策略的有效性。

1　DAB 系统的超局部数学模型

双有源全桥变换器(dual-active full-bridge converter，DAB)因其电气隔离、结构简单、能量双向流动和高功率密度等优势，广泛应用于可再生能源、电动汽车、储能系统、直流输配电等领域。因此对 DAB 直流变换器进行研究，DAB 在直流微电网中发挥着至关重要的作用，但由于负载存在高度非线性、时变和复杂的动态特性，导致 DAB 系统精确建模面临较大挑战。超局部模型控制是一种典型的无模型控制方法，仅需测量系统的输入输出，从而降低了对系统结构的依赖性，并且具有较强的适应能力，能有效应对频繁变化的运行条件，实现更优的控制效果。本文通过 DAB 系统结构推导并建立了 DAB 的超局部模型。

1.1　DAB 系统的结构

DAB 系统结构如图 1 所示。DAB 变换器两端都为直流端口，U_i 为 DAB 的输入侧电压，U_o 为系统输出直流母线电压；C_i、C_o 分别为 DAB 的输入、输出电容；S_1—S_8 为 8 个全控型开关管；U_P、U_S 分别为变压器 T 原、副边电压(其变比为 k:1)；设定从左到右为电流正向，i_L 为流过等效漏感 L 的电流，其拓扑结构具有对称性，可实现功率双向流动。

DAB 的功率传输 P 的大小和方向由移相比 d 来决定，其表达式为：

$$P=\frac{1}{T_h}\int_{t_o}^{T_h}U_P i_L(t)\mathrm{d}t=\frac{kU_iU_o}{2fL}d(1-|d|) \tag{1}$$

式中：T_h 为半开关周期；t_o 为初始时刻；f 为开关频率。

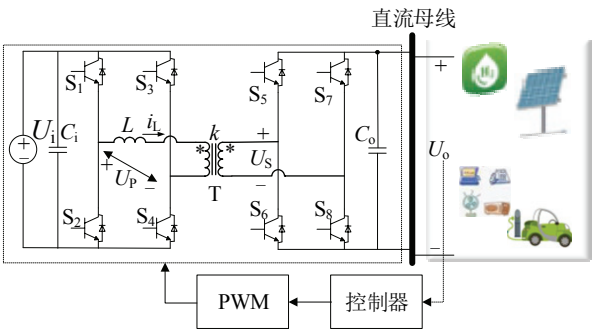


图 1　DAB 系统结构

Fig.1　Structure of DAB system

结合式(1)，设流过随机非线性负载的电流为 i_o，由图 1 可得直流母线电压侧方程为：

$$\frac{\mathrm{d}U_o}{\mathrm{d}t}=\frac{kU_i}{2fLC_o}d(1-|d|)-\frac{i_o}{C_o} \tag{2}$$

式中：i_o 为 DAB 的输出侧电流。

直流母线电压的波动主要源自于负载投切所引发的不确定大扰动，但大扰动的控制方法依赖于精确的数学模型，超局部模型控制显著降低了对模型的依赖，在系统运行条件波动时有着更优的控制效果。

1.2 DAB 系统的超局部模型

对于单输入单输出系统，输入控制量用 x 表示，输出用 y 表示，系统的输入输出可以用常微分方程近似，即：

$$O\left(y,\dot{y},\cdots,y^{(\omega)},x,\dot{x},\cdots,x^{(\mu)}\right)=0 \tag{3}$$

式中：μ、ω 为求导次数；O 为单输入输出的函数。

它通常是非线性的，可将其用如式(4)所示的可不断更新超局部模型替代[23]。

$$y^{(\omega)}=bx+W \tag{4}$$

式中：b 为控制参数；W 为系统中的非线性和未知的不确定扰动及未建模的动态特性。

定义系统输出量 y 的误差为：

$$e_1=y-y_{od} \tag{5}$$

式中：y_{od} 为输出量 y 的参考值。

以一阶系统为例进行基于超局部模型的控制方法推导，令其闭环增益为 G，根据式(4)、(5)得到系统输入 x[23]为：

$$x=-\frac{W-\dot{y}_{od}+Ge_1}{b} \tag{6}$$

将式(5)求导，代入式(4)可得：

$$x=-\frac{W-\dot{y}_{od}-\dot{e}_1}{b} \tag{7}$$

联立式(6)和式(7)可得：

$$\dot{e}_1+Ge_1=0 \tag{8}$$

计算得式(8)的解为：

$$e_1(t)=e_1(t_a)\left(e_1\right)^{-G(t-t_a)} \tag{9}$$

式中：t_a 为初始时间。

由式(9)可得，系统输出误差 e_1 渐近收敛于 0，即所设计系统的超局部模型控制器是渐近稳定的。

因此，对于一个单输入单输出系统，其基于超局部模型的控制可以由式(4)—(9)设计。本文中的 DAB 系统输出输入关系如式(2)所示。由式(2)、(4)可得，对于 DAB 系统，设输入控制变量 $D=d(1-|d|)$，根据超局部模型原理，将 DAB 系统近似为单输入单输出系统。由式(2)可得，DAB 系统包括单输入变量 D 和单输出变量 U_o。

由此，基于超局部模型原理，DAB 系统的超局部模型[23]可表示为：

$$\dot{U}_o=bD+W \tag{10}$$

当系统受到随机扰动时，直流母线电压 U_o 传输到超局部模型和滑模观测器中，根据实时状态得出控制量 D 输入到 DAB 中，DAB 基于该控制信号调节功率的流向与幅度，从而有效稳定母线电压。

2 超局部滑模控制策略的设计

由于超局部模型控制存在控制误差，滑模控制具有鲁棒性强、收敛速度快和简单高效等优点，故本文在超局部模型基础上结合滑模控制设计了 DAB 系统的超局部滑模控制器，弥补了超局部模型控制误差，增强系统的抗干扰能力；采用变速趋近律的滑模观测器精确估计控制器的未知项，提出了基于滑模观测器的超局部滑模控制策略，如图 2 所示。最后，通过 Lyapunov 稳定性理论证明了所提控制策略的稳定性。

2.1 超局部滑模控制器的设计

如图 2 所示，当随机负载投切引起直流母线电压波动时，超局部滑模控制器采集电压 U_o，根据电压参考值生成器以及滑模观测器估计未知扰动 W，计算控制量 D 来控制 DAB，从而精确调节功率传输的大小和方向，确保电压稳定。设计超局部滑模控制器中滑模控制部分，根据滑模控制原理，首先选择 DAB 系统的状态变量 ζ_1、ζ_2：

$$\begin{cases}\zeta_1=e_d=U_{od}-U_o\\ \zeta_2=\int\zeta_1\mathrm{d}t=\int e_d\mathrm{d}t=\int(U_{od}-U_o)\mathrm{d}t\end{cases} \tag{11}$$

式中：U_{od} 为直流母线电压参考值；e_d 为直流母线电压 U_o 的误差。

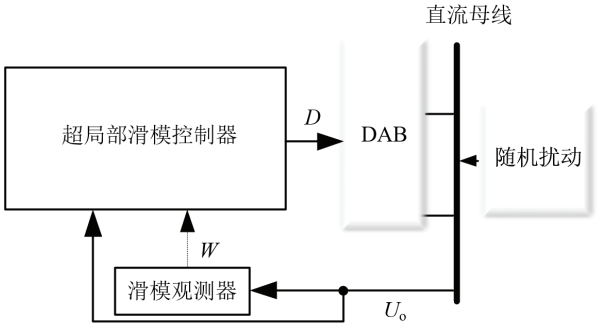


图 2 超局部滑模控制结构

Fig.2 Structure of ultra-local sliding mode control

对式(11)中的ζ_1、ζ_2求导，结合式(10)，可得DAB系统的状态方程为：

$$\begin{cases}\dot{\zeta}_1=\dot{e}_{\mathrm{d}}=\dot{U}_{\mathrm{od}}-\dot{U}_{\mathrm{o}}=\dot{U}_{\mathrm{od}}-bD-W\\ \dot{\zeta}_2=\zeta_1=e_{\mathrm{d}}\end{cases}\tag{12}$$

本文采用跟踪精度高且收敛速度快的非奇异终端滑模面s_1，其计算式为：

$$s_1=\gamma\left(\zeta_1\right)^{\theta/\tau}+\zeta_2\tag{13}$$

式中：$\gamma>0$为待设计的滑模面参数变量；θ和τ为正奇数变量，$1<\theta/\tau<2$。

对式(13)进行求导，可得：

$$\dot{s}_2=\frac{\theta}{\tau}\gamma\left(\zeta_1\right)^{\theta/\tau-1}\dot{\zeta}_1+\dot{\zeta}_2\tag{14}$$

将式(12)代入式(14)，进一步可得：

$$\dot{s}_1=\frac{\theta}{\tau}\gamma\left(\zeta_1\right)^{\theta/\tau-1}(\dot{U}_{\mathrm{od}}-bD-W)+e_{\mathrm{d}}\tag{15}$$

由于SMC存在系统抖振，将对控制效果产生不良影响，在实际中会存在稳定性问题。因此，为减少系统抖振，等速、指数和幂次趋近律等滑模趋近律应运而生[34]。其中，等速趋近律速度较慢且单一；指数趋近律提升了趋近速度，但接近滑模动态时会引起严重抖振；幂次趋近律在接近滑模时能有效减小抖振，但在远离滑模阶段趋近速度过低，导致趋近时间过长。因此，为抑制抖动且提高DAB系统的动态性能，本文采用幂次变速趋近律[35]，如式(16)所示，该趋近律通过DAB系统直流母线电压状态设计边界层，根据系统实际情况调整趋近速度，可在大大提高收敛速度的同时保持良好的稳态性能，增强DAB系统的抗干扰性。

$$\dot{s}_1=-k_1\mathrm{e}^{\alpha Q(s_1)}\left|s_1\right|^{\beta}s_1-k_2\left|s_1\right|^{\delta}\mathrm{sgn}(s_1)\tag{16}$$

式中：k_1、k_2、α、β、δ为幂次变速趋近律中的变量，$\mathrm{sgn}(s_1)$为关于s_1的符号函数；其中$\beta<1$，$\delta>0$，k_1、$k_2>0$，且k_1/k_2不宜过大；$Q(s_1)$为关于s_1的函数，表达式为：

$$Q(s_1)=\begin{cases}\dfrac{|s_1|}{\lambda}, & |s_1|\geq\lambda\\ -\dfrac{\lambda}{|s_1|}, & |s_1|<\lambda\end{cases}\tag{17}$$

式中：λ为边界层，根据DAB系统状态实时确定其变量值。

将式(15)和式(16)联立，可得所设计的DAB系统的超局部滑模控制器的控制律为：

$$\begin{aligned}D=\frac{1}{b}\Bigg(&-W+\dot{U}_{\mathrm{od}}-\frac{1}{\gamma}\frac{\tau}{\theta}\left(e_{\mathrm{d}}\right)^{2-\theta/\tau}\Big(-k_1\mathrm{e}^{\alpha Q(s_1)}\cdot\\ &\left|s_1\right|^{\beta}s_1-k_2\left|s_1\right|^{\delta}\mathrm{sgn}(s_1)-e_{\mathrm{d}}\Big)\Bigg)\end{aligned}\tag{18}$$

根据式(10)—(18)，设计超局部滑模控制器，该控制器避免了建模挑战，且在超局部模型基础上加入滑模控制器，弥补了超局部模型的控制误差，将测量电压U_{o}经由超局部模型控制器进行控制量计算，再根据滑模观测器精确未知项W，即可得到调节输入量D进而控制DAB。

2.2　超局部滑模控制器中未知W观测——基于变速趋近律的滑模观测器设计

在DAB系统的超局部滑模控制方程式(18)中，W为系统动态更新参数，对W的精确估计是快速消除误差的关键。而基于变速趋近律的滑模观测器增益可根据观测器误差自动调整，在减小DAB系统抖振的同时加快了收敛速度，对不确定性扰动具有优良的观测性能。所设计的滑模观测器的误差为：

$$\tilde{U}_{\mathrm{o}}=U_{\mathrm{o}}-\hat{U}_{\mathrm{o}}\tag{19}$$

式中：$\tilde{U}_{\mathrm{o}}$为观测器的误差；$\hat{U}_{\mathrm{o}}$为输出电压的估计值。

对式(19)求导可得：

$$\dot{\tilde{U}}_{\mathrm{o}}=\dot{U}_{\mathrm{o}}-\dot{\hat{U}}_{\mathrm{o}}\tag{20}$$

基于变速趋近律的滑模观测器的增益能够根据观测器误差实现自动调节，不仅可以有效抑制系统抖振，还能显著提升收敛速度。本文采用的变速趋近律$\dot{s}_2$为：

$$\begin{cases}\dot{s}_2=\dfrac{k_3}{N\left(\tilde{U}_{\mathrm{o}}\right)}\mathrm{sgn}(\tilde{U}_{\mathrm{o}})\\ N\left(\tilde{U}_{\mathrm{o}}\right)=j+(z-j)\mathrm{e}^{-h\left|\tilde{U}_{\mathrm{o}}\right|}\end{cases}\tag{21}$$

式中：j、z、h、k_3为变速趋近律中的变量；$N\left(\tilde{U}_{\mathrm{o}}\right)$为关于$\tilde{U}_{\mathrm{o}}$的函数；$\mathrm{sgn}(\tilde{U}_{\mathrm{o}})$为关于$\tilde{U}_{\mathrm{o}}$的符号函数；其中，$0<j<1$，$z>1$，$h>0$，$k_3>0$。

(1)当观测器误差较大时，$\mathrm{e}^{-h\left|\tilde{U}_{\mathrm{o}}\right|}$趋于0，$N\left(\tilde{U}_{\mathrm{o}}\right)=j$，又因$0<j<1$，此时观测器增益误$\dfrac{k_3}{j}$较大，收敛速度加快。

(2)当观测器误差较小时，$\mathrm{e}^{-h\left|\tilde{U}_{\mathrm{o}}\right|}$趋于1，$N\left(\tilde{U}_{\mathrm{o}}\right)=z$，又因$z>1$，此时观测器增益为$\dfrac{k_3}{z}$较小，收敛速度减慢，减小了系统抖振。

基于式(10)，设计变速趋近律的滑模观测器动态方程为：

$$\dot{\hat{U}}_{\mathrm{o}}=bD+\frac{k_3}{j+(z-j)\mathrm{e}^{-h\left|\tilde{U}_{\mathrm{o}}\right|}}\mathrm{sgn}(\tilde{U}_{\mathrm{o}})\tag{22}$$

根据滑模观测器误差，设计滑模面s_2为：

$$s_2=\sigma(U_{\mathrm{o}}-\hat{U}_{\mathrm{o}})=\sigma\tilde{U}_{\mathrm{o}}\tag{23}$$

式中：σ>0 为待设计的滑模面参数。

对式(23)求导可得：

$$\sigma\dot{\tilde{U}}_{\mathrm{o}}=\sigma(\dot{U}_{\mathrm{o}}-\dot{\hat{U}}_{\mathrm{o}})=\dot{s}_2 \tag{24}$$

将式(10)、(22)代入式(24)得到观测器动态误差方程：

$$\begin{aligned}&\sigma\dot{\tilde{U}}_{\mathrm{o}}=\sigma(\dot{U}_{\mathrm{o}}-\dot{\hat{U}}_{\mathrm{o}})=\\&\sigma\left(W+bD-\left(bD+\frac{k_3}{j+(z-j)\mathrm{e}^{-h|\tilde{U}_{\mathrm{o}}|}}\mathrm{sgn}(\tilde{U}_{\mathrm{o}})\right)\right)=\\&\sigma\left(W-\frac{k_3}{j+(z-j)\mathrm{e}^{-h|\tilde{U}_{\mathrm{o}}|}}\mathrm{sgn}(\tilde{U}_{\mathrm{o}})\right)=\dot{s}_2\end{aligned} \tag{25}$$

当观测器误差 $\tilde{U}_{\mathrm{o}}$ 保持在滑模面上时，满足 $\dot{\tilde{U}}_{\mathrm{o}}=\tilde{U}_{\mathrm{o}}=0$。根据滑模等值原理，可得：

$$W=\frac{k_3}{j+(z-j)\mathrm{e}^{-h|\tilde{U}_{\mathrm{o}}|}}\mathrm{sgn}(\tilde{U}_{\mathrm{o}}) \tag{26}$$

为了减少开关函数带来的系统抖振，采用双曲正切函数代替符号函数 $\mathrm{sgn}(\tilde{U}_{\mathrm{o}})$，其双曲正切函数 $H(a)$的表达式为：

$$H(a)=\frac{\mathrm{e}^{a}-\mathrm{e}^{-a}}{\mathrm{e}^{a}+\mathrm{e}^{-a}} \tag{27}$$

式中：a 为函数 $H(a)$的自变量，可表示实数等数域内的任意取值。

因此，超局部滑模控制器中的未知部分 W 可以通过式(28)准确估计。

$$W=\frac{k_3}{j+(z-j)\mathrm{e}^{-h|\tilde{U}_{\mathrm{o}}|}}H(\tilde{U}_{\mathrm{o}}) \tag{28}$$

2.3 超局部滑模控制策略的设计

将式(28)超局部滑模控制器中未知部分观测值 W 代入式(18)，得到所设计的 DAB 系统超局部滑模控制系统方程：

$$\begin{aligned}D=\frac{1}{b}\Bigg(&-\frac{k_3}{j+(z-j)\mathrm{e}^{-h|\tilde{U}_{\mathrm{o}}|}}H(\tilde{U}_{\mathrm{o}})+\dot{U}_{\mathrm{od}}+\\&ce_{\mathrm{d}}+k_1\mathrm{e}^{\alpha Q(s_1)}|s_1|^{\beta}s_1+k_2|s_1|^{\delta}H(s_1)\Bigg)\end{aligned} \tag{29}$$

如图 3 所示，根据式(10)—(18)、(28)、(29)，形成基于变速趋近律滑模观测器的超局部滑模控制系统，在系统遭遇扰动时，通过超局部滑模控制系统实时计算控制输入量 D，能有效调节功率流动，维持微电网的平稳运行。

2.4 ISOP-DAB 超局部滑模控制策略

直流微电网中，为了适应高输入电压和高输出电流的场景，将多个 DAB 模块在输入端串联，在输出端并联(input series and output parallel，ISOP)，得到 ISOP 级联结构的 DAB 如图 4 所示。

如图 4 所示，U_{im} 和 i_{im} 分别为第 m 个 DAB 模块的输入电压和电流(m=1，2，…，n)；U_{om} 和 i_{om} 分别为第 m 个模块的输出电压和电流(m=1，2，…，n)；C_{im} 和 C_{om} 分别为第 m 个 DAB 模块的输入和输

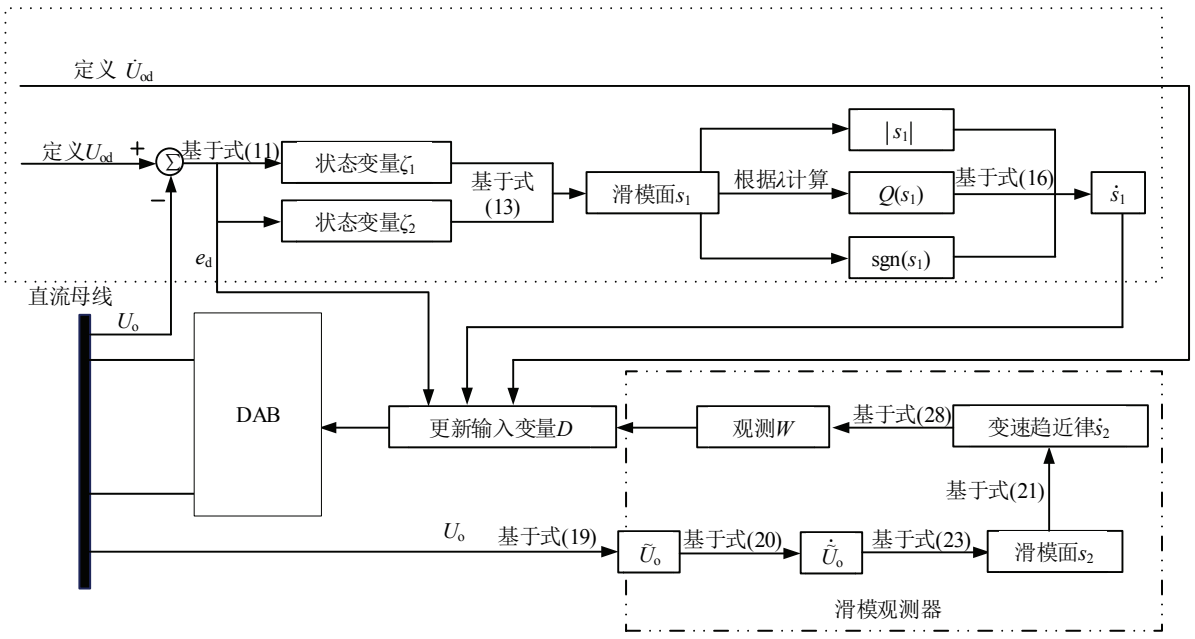


图 3 超局部滑模控制系统

Fig.3 Ultra-local sliding mode control system

出电容(m=1，2，…，n)；L_m为第 m 个 DAB 模块的等效漏感；$U_{i\rho}$和 $U_{o\rho}$分别为 ISOP-DAB 输入电压和输出电压；$i_{i\rho}$和 $i_{o\rho}$分别为 ISOP-DAB 输入电流和输出电流。

ISOP-DAB 中，每个 DAB 的输出电压状态方程[36]为：

$$\frac{\mathrm{d}U_{om}}{\mathrm{d}t}=\frac{kU_{im}}{2fLC_{om}}d(1-|d|)-\frac{i_{om}}{C_{om}} \tag{30}$$

在 ISOP-DAB 中，各 DAB 模块在输入端串联，在输出端并联，ISOP-DAB 输入与输出的电压电流表达式为：

$$\begin{cases}U_{i\rho}=U_{i1}+\cdots+U_{im}+\cdots+U_{in}\\ U_{o\rho}=U_{o1}=\cdots=U_{om}=\cdots=U_{on}\\ i_{i\rho}=i_{i1}=\cdots=i_{im}=\cdots=i_{in}\\ i_{o\rho}=i_{o1}+\cdots+i_{om}+\cdots+i_{on}\end{cases} \tag{31}$$

根据式(30)、(31)，ISOP-DAB 的输出电压状态方程可表示为：

$$\frac{\mathrm{d}U_{o\rho}}{\mathrm{d}t}=\frac{1}{n}\sum_{m=1}^{n}\frac{\mathrm{d}U_{om}}{\mathrm{d}t}=\frac{kU_{i\rho}}{2fLnC_{om}}d(1-d)-\frac{i_{o\rho}}{nC_{om}} \tag{32}$$

由式(32)可知，ISOP-DAB 输出侧可以等效为 1 个电容 $C_{o\rho}$，表示为：

$$C_{o\rho}=C_{o1}+C_{o2}+\cdots+C_{on}=nC_{om} \tag{33}$$

由式(32)、(33)可得，ISOP-DAB 的等效输出电压状态方程可以表示为：

$$\frac{\mathrm{d}U_{o\rho}}{\mathrm{d}t}=\frac{kU_{i\rho}}{2fLC_{o\rho}}d(1-|d|)-\frac{i_{o\rho}}{C_{o\rho}} \tag{34}$$

由式(34)与式(2)可知，ISOP-DAB 和 DAB 均可由式(10)所示的超局部模型表达。因此，对于 ISOP-DAB 可根据式(10)—(18)、(28)、(29)，设计基于变速趋近律滑模观测器的超局部滑模控制。

在 ISOP-DAB 中，当对所有 DAB 模块使用单个控制器时，每个模块在稳态下的输入电压会出现差异[36]。系统会产生额外的损耗(如环流等)，影响系统的运行效率[36]。为了使输入电压相等，采用输入均压控制器进行补偿。

通过将 ISOP-DAB 中第 m 个 DAB 模块的输入电压的参考值 $U_{iav}=U_{i\rho}/n$ 与输入电压实际值 U_{im} 做差后，经过 PI 控制器得到式(35)所示的每个 DAB 模块的移相比调节信号 d_{am}，其中 k_{p1}和 k_{i1}为输入均压控制回路中 PI 控制器的参数。

$$d_{am}=k_{p1}(U_{iav}-U_{im})+k_{i1}\int(U_{iav}-U_{im})\mathrm{d}t \tag{35}$$

图 5 为基于式(35)的输入均压控制系统控制框图。如图 6 所示，将本文所提方法应用在 ISOP-DAB 中时，在图 3 所示控制策略的基础上，由超局部滑模控制得到 ISOP-DAB 控制信号 D_ρ后，引入输入均压模块得到每个 DAB 模块的移相比调节信号 d_{am}，根据模块化控制模型[37]，生成 ISOP-DAB 中每个 DAB 的最终控制信号 D_m(m=1，2，…，n)。

3　仿真分析

为验证本文所提 ULMSMC 控制策略的有效性，在 MATLAB/Simulink 平台搭建如图 3 所示的仿真模型，参数如表 1 所示。

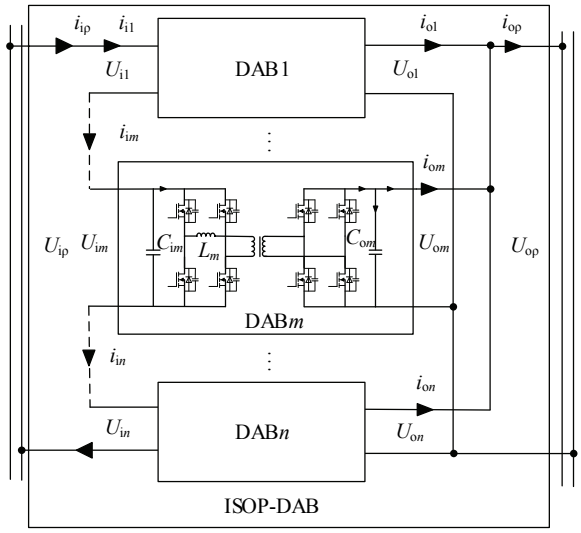


图 4　ISOP-DAB 结构

Fig.4　Structure of ISOP-DAB

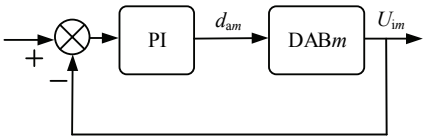


图 5　输入均压控制控制框图

Fig.5　Control diagram of input voltage equalizing control

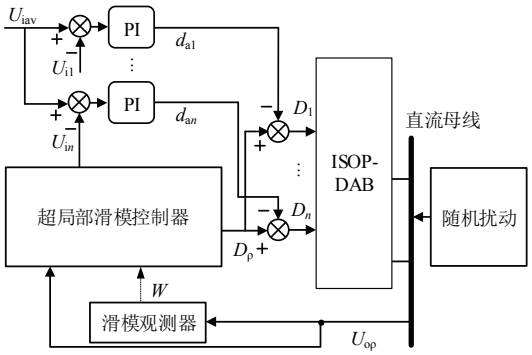


图 6　ISOP-DAB 超局部滑模控制控制图

Fig.6　Control diagram of ultra-local sliding mode control for ISOP-DAB

为验证控制策略的有效性，改变负载作为系统扰动，设置典型工况仿真测试。在仿真结果中，U_i、U_o 分别为输入、输出电压，I_i、I_o 分别为输入、输出电流。

1）小扰动分析

0.005 s时，输出侧负载从200 W增加到1 000 W(负载增加 800 W)，PI、ULM 以及 ULMSMC 控制策略仿真结果分别如图 7、8 以及附录 B 图 B1 所示。

表 1　超局部滑模控制 DAB 变换器参数

Table 1　DAB parameters of ULMSMC control

DAB 参数	数值
输入电压 U_i/V	100
输出电压 U_o/V	100
输入、输出电容 C/μF	1 000
等效电感 L/μH	100
变压器变比 n	1:1
开关频率 f_s/kHz	50

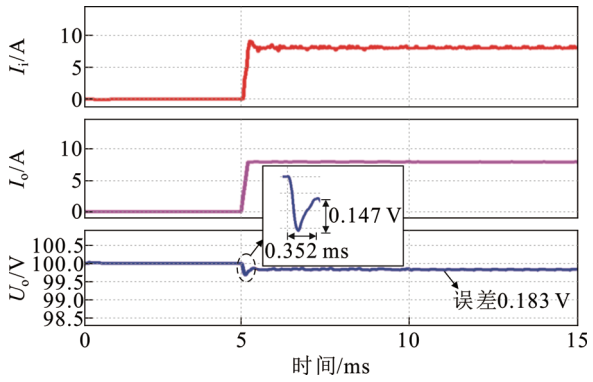


图 7　输出侧负载从 200 W 增加到 1 000 W 时 ULM 控制效果

Fig.7　ULM control performance when the output side load increases from 200 W to 1 000 W

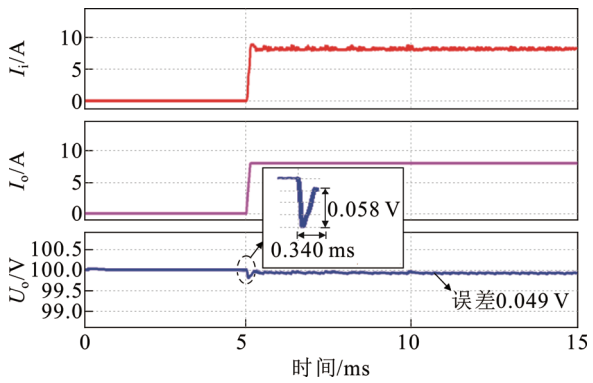


图 8　输出侧负载从 200 W 增加到 1 000 W 时 ULMSMC 控制效果

Fig.8　ULMSMC control performance when the output side load increases from 200 W to 1 000 W

根据负载增加 800 W 仿真测试，采用超调量和稳态误差性能指标对所提出的控制策略进行定量分析，进一步验证其抗扰性能，分析结果如图 9 所示。可以看出，当输出侧负载从 200 W 增加到 1 000 W 时(负荷增加 800 W)，ULMSMC 控制效果最优，相较于 PI、ULM 控制，其中稳态误差分别降低 94.92%、73.22%，调节时间分别减少 48.25%、3.41%，超调量分别减少 91.27%、60.54%。ULMSMC 策略快速性和平稳性均更优，控制性能有着显著提升。本文所提控制策略相较于 PI、ULM 控制，调节速度加快，稳态误差减小，具有更好的调节性能和稳态性能。

2）大扰动分析

为验证本文所提控制策略，将本文所提 ULMSMC 控制策略与 ULM 控制、滑模控制(SMC)、PI 控制对比。0.005 s 时，输出侧负载从 200 W 增加到 1 200 W(负载增加 1 000 W)，不同控制策略的仿真结果分别如图 10、11 以及附录 B 图 B2、B3 所示。

从图 10、11 以及附录 B 图 B2、B3 可以看出，与 ULM 控制、SMC 控制和 PI 控制相比，所提出的 ULMSMC 控制很好地抑制了大扰动引起的电压波

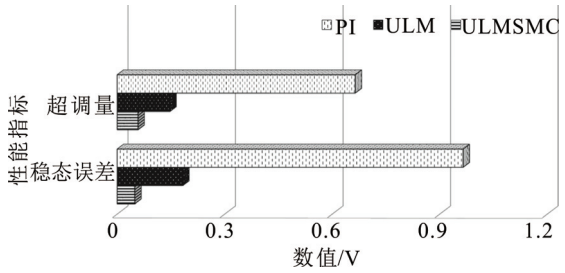


图 9　输出侧负荷增加 800 W 时控制器性能分析

Fig.9　Controllers performance with increasing load 800 W at output side

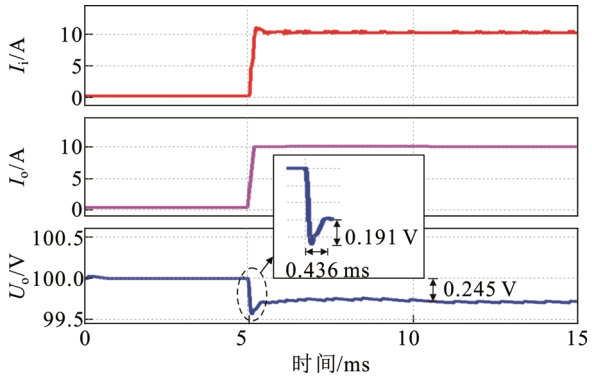


图 10　输出侧负载从 200 W 增加到 1 200 W 时 ULM 控制效果

Fig.10　ULM control performance when the output side load increases from 200 W to 1 200 W

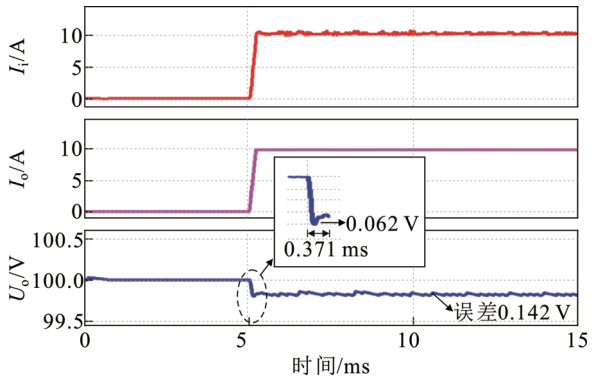


图 11　输出侧负载从 200 W 增加到 1 200 W 时 ULMSMC 控制效果

Fig.11　ULMSMC control performance when the output side load increases from 200 W to 1 200 W

动。此外，采用 PI 控制器时，在大扰动下系统变得不稳定。虽然所提出的 ULMSMC 控制、ULM 控制和 SMC 控制可以保证系统的稳定性，但所提出的 ULMSMC 控制与其他控制相比具有更小的调节时间(减小 13%以上)、超调量(减小 67%以上)和稳态误差(减小 40%以上)。

根据控制性能指标，当输出侧负载从 200 W 增加到 1 200 W(负荷增加 1 000 W)时，对控制器 ULM 和 ULMSMC 进行对比分析，如图 12 所示。可以看到，ULMSMC 控制比 ULM 控制的稳态误差减少了 42.04%，调节时间减少了 14.91%，超调量减少了 67.54%。由此可见，所提 ULMSMC 不仅在大扰动下仍可稳定运行，且在调节过程中超调量更小，提高了调节速度，保证了更好的稳态性能，抗干扰能力更优。

4　实验分析

本文设计了基于 DAB 变换器的实验样机，示意图如图 13 所示。开关管采用 CREE 公司 CAS120M12BM2 型 SiC MOSFET，输入与输出基准电压均设置为 100 V。为了验证 ULMSMC 控制策略的有效性，将负载变化为系统扰动，设置负载功率从 100%增加到 200%、400%进行实验测试。

如图 14 所示，t_0 时刻为输出负载功率从 100%升至 200%的实验结果，在此负载功率变化下 ULMSMC 控制方法的超调量为 1.819%，稳态误差为 1.749%，调节时间为 3.517 ms。实验结果表明 ULMSMC 在负载扰动下仍具有良好的稳态和动态性能。

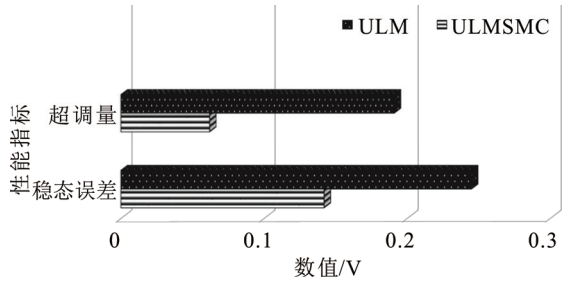


图 12　输出侧负载增加 1 000 W 时控制器性能分析

Fig.12　Controllers performance with increasing load 1 000 W at output side

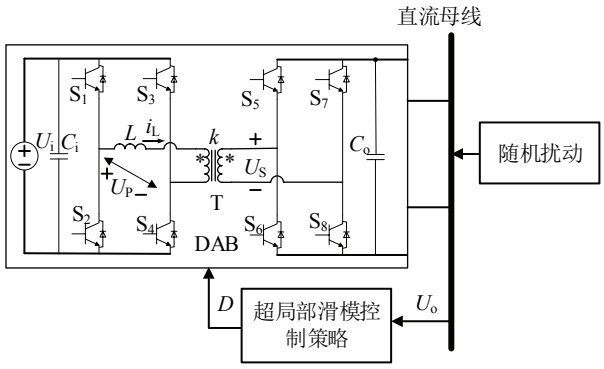


图 13　基于 DAB 的实验样机示意图

Fig.13　Schematic diagram of the experimental prototype based on DAB

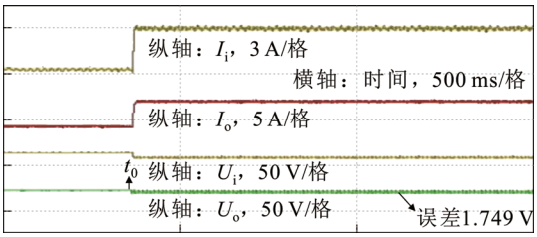


图 14　输出负载功率从 100%升至 200%时 ULMSMC 实验波形

Fig.14　Experimental waveforms of ULMSMC when the output load power increases from 100% to 200%

为了进一步验证 ULMSMC 在大扰动下的控制性能，设计了输出功率变化 4 倍的实验，如图 15 所示。输出负载功率从 100%增加到 400%的超调量为 2.729%，稳态误差为 1.856%，调节时间为 3.908 ms。实验结果表明 ULMSMC 在大扰动下有着较优的抗扰动能力。

为了验证 ULMSMC 的优越性，将负载功率从 100%增加到 400%时 ULM 的实验结果与 ULMSMC 进行了比较，实验结果如图 15、16 所示。

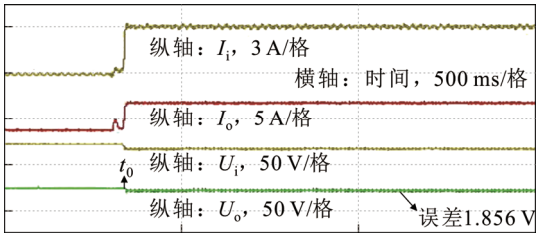


图 15 输出负载功率从 100%升至 400%时 ULMSMC 实验波形

Fig.15 Experimental waveforms of ULMSMC when the output load power increases from 100% to 400%

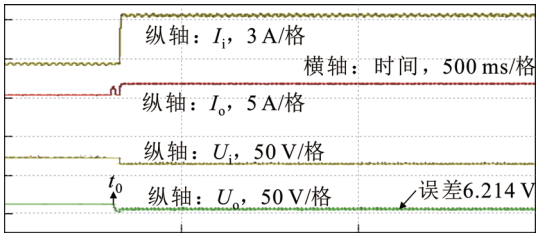


图 16 输出负载功率从 100%升至 400%时 ULM 实验波形

Fig.16 Experimental waveforms of ULM when the output load power increases from 100% to 400%

如图 15、16 所示，在大扰动下 ULM 控制虽然可以保持稳定，但电压超调量为 4.787%，调节时间为 20.001 ms，稳态误差为 6.214%，其控制效果不及本文所提策略。根据实验结果，采用性能指标，对控制器进行对比分析，如图 17 所示。

如图 17 所示，本文所提策略 ULMSMC 不仅可以在大扰动下稳定运行，而且比 ULM 具有更好的控制性能，其中稳态误差减少了 70.115%，调节时间减少了 80.462%，超调量减少 42.992%。可以看出，与 ULM 控制相比，ULMSMC 控制具有调节速度更快、超调量更小、稳态性能更好等优点，充分体现了 ULMSMC 控制的强鲁棒性。 综上所述，该策略不仅能在大扰动下保持直流母线电压的稳定和微电网的稳定运行，还具有更好的稳态和动态性能以及更好的抗扰动能力。

5 结论

1）ULMSMC 控制不仅能够使系统在扰动后迅速恢复稳定，并且稳态误差相比于其他控制方法有所减小。

2）ULMSMC 策略在无需精确模型的情况下，能够有效提高母线电压稳定性，并且在面对大信号

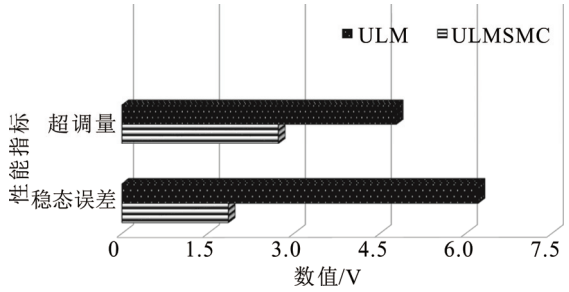


图 17 输出负载从 100%升至 400%时控制器性能分析

Fig.17 Controllers performance with the load power increasing from 100% to 400%

扰动和系统不确定性时表现出良好的抗干扰能力。

3）ULMSMC 策略不仅在控制性能上具有显著优势，还能显著提高微电网的稳定性，适用于复杂的直流微电网环境。

附录见本刊网络版(http://hve.epri.sgcc.com.cn)。

参考文献 References

[1] 朱介北，李 峰，俞露杰，等. 基于固态变压器的互联交直流微电网功率互济自主控制[J]. 电网技术，2023，47(1)：284-293.
ZHU Jiebei, LI Feng, YU Lujie, et al. Autonomous power mutual support control for AC/DC microgrid interconnected by solid state transformer[J]. Power System Technology, 2023, 47(1): 284-293.

[2] 于雨彤，王 灿，李 勇，等. 高比例光伏接入的配电网多层级反向重过载风险评估[J]. 高电压技术，2024，50(10)：4540-4549.
YU Yutong, WANG Can, LI Yong, et al. Multi-level reverse heavy overload risk assessment for distribution system with high percentage of photovoltaic access[J]. High Voltage Engineering, 2024, 50(10): 4540-4549.

[3] 闫来清，邓熙炜，赵 哲，等. 基于自适应前馈补偿的 VSG 功率解耦控制策略[J]. 电力系统保护与控制，2024，52(24)：64-73.
YAN Laiqing, DENG Xiwei, ZHAO Zhe, et al. VSG power decoupling control strategy based on adaptive feedforward compensation[J]. Power System Protection and Control, 2024, 52(24): 64-73.

[4] WU Z X, HAN H, LIU Z J, et al.. Region of attraction estimation for large-scale DC microgrids with low computations[J]. IEEE Transactions on Smart Grid, 2024, 15(5): 4333-4348.

[5] MI Y, GUO J H, FU Y, et al. Accurate power allocation of multienergy storage island DC microgrid based on virtual power rating[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(1): 261-270.

[6] MENG X Q, JIA Y B, REN C G, et al. DDPG-based backstepping controller for DC solid state transformer in DC microgrid with constant power loads[J]. IEEE Transactions on Smart Grid, 2022, 13(6): 4269-4283.

[7] 杨 苓，黄泽杭，陈璟华，等. 基于纵横交叉算法的直流微电网趋优稳定性分析[J]. 高电压技术，2023，49(11)：4632-4641.
YANG Ling, HUANG Zehang, CHEN Jinghua, et al. Optimal stability analysis of DC microgrid based on crisscross optimization algorithm[J]. High Voltage Engineering, 2023, 49(11): 4632-4641.

[8] 李云凤，雷 勇，王进武，等. 基于双重下垂控制的多储能直流微电网能量管理策略[J]. 高电压技术，2023，49(12)：5161-5170.
LI Yunfeng, LEI Yong, WANG Jinwu, et al. Energy management strategy for microgrid of multi-energy storage based on dual droop control[J]. High Voltage Engineering, 2023, 49(12): 5161-5170.

[9] 孟祥齐，贾燕冰，任春光，等. 直流微电网 DAB 变换器和直流固态变压器的非线性控制策略[J]. 电力系统自动化，2023，47(4)：180-189.
MENG Xiangqi, JIA Yanbing, REN Chunguang, et al. Nonlinear control strategy of dual active bridge converter and DC solid state

transformer in DC microgrid[J]. Automation of Electric Power Systems, 2023, 47(4): 180-189.
[10] 张　学，裴　玮，梅春晓，等. 含电/氢复合储能系统的孤岛直流微电网模糊功率分配策略与协调控制方法[J]. 高电压技术，2022，48(3)：958-968.
ZHANG Xue, PEI Wei, MEI Chunxiao, et al. Fuzzy power allocation strategy and coordinated control method of islanding DC microgrid with electricity/hydrogen hybrid energy storage systems[J]. High Voltage Engineering, 2022, 48(3): 958-968.
[11] LU J H, JIANG H Y, HOU X C, et al. Distributed edge-based event-triggered control for voltage restoration and current sharing in DC microgrids under DoS attacks[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2023, 70(8): 8053-8063.
[12] 缪希仁，赵　丹，刘晓明，等. 含分布式电源配电网短路保护研究综述[J]. 高电压技术，2023，49(7)：3006-3019.
MIAO Xiren, ZHAO Dan, LIU Xiaoming, et al. A research review of short-circuit protection in distribution network with distributed generation[J]. High Voltage Engineering, 2023, 49(7): 3006-3019.
[13] LI Z P, WANG B F, XIAN L, et al. Decentralized active disturbance rejection control for hybrid energy storage system in DC microgrid[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2024, 71(11): 14232-14243.
[14] 李建林，姜冶蓉，马速良，等. 新型电力系统下分布式储能应用场景与优化配置[J]. 高电压技术，2024，50(1)：30-41.
LI Jianlin, JIANG Yerong, MA Suliang, et al. Application scenarios and optimal configuration of distributed energy storage under the new power system[J]. High Voltage Engineering, 2024, 50(1): 30-41.
[15] JIAO Y Z, LI B B, DING L Z, et al. DC/DC converter with high current capability for all DC renewable system[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2024, 39(10): 12091-12095.
[16] 孟凡成，郭　琦，康宏伟，等. 计及集中式和分布式新能源的电力系统连锁故障模拟[J]. 高电压技术，2022，48(1)：189-198.
MENG Fancheng, GUO Qi, KANG Hongwei, et al. Cascading failure simulation for power system with utility-scale and distributed renewable energy[J]. High Voltage Engineering, 2022, 48(1): 189-198.
[17] PARAÍSO G M, SILVA J F, PINTO S F. Control strategies for low voltage DC residencial grids with constant power loads[C]//2018 International Young Engineers Forum (YEF-ECE). Costa da Caparica, Portugal: IEEE, 2018: 67-72.
[18] YANG J, CUI H Y, LI S H, et al. Optimized active disturbance rejection control for DC-DC buck converters with uncertainties using a reduced-order GPI observer[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, 2018, 65(2): 832-841.
[19] MENG X Q, JIA Y B, XU Q W, et al. A novel intelligent nonlinear controller for dual active bridge converter with constant power loads[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2023, 70(3): 2887-2896.
[20] HERRERA L, ZHANG W, WANG J. Stability analysis and controller design of DC microgrids with constant power loads[J]. IEEE Transactions on Smart Grid, 2017, 8(2): 881-888.
[21] BARABANOV N, ORTEGA R, GRIÑÓ R, et al. On existence and stability of equilibria of linear time-invariant systems with constant power loads[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, 2016, 63(1): 114-121.
[22] LOUASSAA K, CHOUDER A, BOUKERDJA M, et al. Sliding mode control for a DC-DC buck converter feeding a constant power load: a practical implementation[C]//2022 International Conference of Advanced Technology in Electronic and Electrical Engineering (ICATEEE). M'sila, Algeria: IEEE, 2022: 1-5.
[23] FLIESS M, JOIN C. Model-free control[J]. International Journal of Control, 2013, 86(12): 2228-2252.
[24] DE MIRAS J, JOIN C, FLIESS M, et al. Active magnetic bearing: a new step for model-free control[C]//52nd IEEE Conference on Decision and Control. Firenze, Italy: IEEE, 2013: 7449-7454.
[25] KERMADI M, REBAI A, BAGHLI L, et al. Model-free predictive current controller for voltage source inverters using ARX model and recursive least squares[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems Ⅱ: Express Briefs, 2024, 71(5): 2619-2623.
[26] TELSANG B, OLAMA M, DJOUADI S, et al. Stability analysis of model-free control under constrained inputs for control of building HVAC systems[C]//2019 American Control Conference (ACC). Philadelphia, USA: IEEE, 2019: 5878-5883.
[27] SALEKI A, FATEH M M. Adaptive model-free control of electrically driven robot manipulators[C]//2019 27th Iranian Conference on Electrical Engineering (ICEE). Yazd, Iran: IEEE, 2019: 1086-1091.
[28] HADDAR M, CHAARI R, BASLAMISLI S C, et al. Intelligent PD controller design for active suspension system based on robust model-free control strategy[J]. Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part C: Journal of Mechanical Engineering Science, 2019, 233(14): 4863-4880.
[29] HAROUN A H G, LI Y Y. A novel optimized hybrid fuzzy logic intelligent PID controller for an interconnected multi-area power system with physical constraints and boiler dynamics[J]. ISA Transactions, 2017, 71: 364-379.
[30] HE D X, WANG H P, TIAN Y. Model-free super-twisting terminal sliding mode controller using sliding mode disturbance observer for n-DOF upper-limb rehabilitation exoskeleton with backlash hysteresis[J]. International Journal of Control, 2024, 97(4): 756-772.
[31] VITTEK J, DODDS S J, BRIŠ P, et al. Experimental verification of chattering free sliding mode control of the drive position employing PMSM[J]. Journal of Electrical Engineering, 2008, 59(3): 139-145.
[32] UTKIN V I. Sliding mode control design principles and applications to electric drives[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1993, 40(1): 23-36.
[33] DONG C S T, TRAN C D, HO S D, et al. Robust sliding mode observer application in vector control of induction motor[C]//12th International Conference on ELEKTRO 2018. Mikulov, Czech Republic: IEEE, 2018: 1-5.
[34] MONTESTRUQUE L A, ANTSAKLIS P. Stability of model-based networked control systems with time-varying transmission times[J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 2004, 49(9): 1562-1572.
[35] 叶佳卓，邓双喜，周宁博，等. 基于幂次变速趋近律的逆变器环流滑模控制[J]. 电力系统及其自动化学报，2021，33(8)：56-61.
YE Jiazhuo, DENG Shuangxi, ZHOU Ningbo, et al. Circulating current sliding-mode control of inverter based on power variable rate reaching law[J]. Proceedings of the CSU-EPSA, 2021, 33(8): 56-61.
[36] MENG X Q, JIA Y B, REN C G, et al. Modular circulating current and second harmonic current suppression strategy by virtual impedance for DC solid-state transformer[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(10): 11921-11933.
[37] ZUMEL P, ORTEGA L, LAZARO A, et al. Modular dual-active bridge converter architecture[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2016, 52(3): 2444-2455.



孟祥齐
1995—，男，博士，讲师
主要从事电力电子变换器控制、微电网运行与控制方面的研究工作
E-mail: xqmeng@sxu.edu.cn

MENG Xiangqi
Ph.D.



李经宽(通信作者)
1980—，男，博士，教授
主要从事节能减碳、能源分析以及新能源技术的研究工作
E-mail: lijingkuan@sxu.edu.cn

LI Jingkuan
Ph.D., Professor
Corresponding author

收稿日期　2024-12-19　在线出版日期　2025-04-15　　编辑　程子丰

附录 A

根据 Lyapunov 稳定性准则可证，对于系统的状态方程(12)，选择滑模面(13)，趋近律(16)，式(18)所示超局部滑模控制律渐进稳定。

证明：选取如下 Lyapunov 函数 V_1：

$$V_1 = \frac{1}{2}(s_1)^2 \tag{A1}$$

将式(A1)求导：

$$\dot{V}_1 = s_1\dot{s}_1 = s_1\left(-k_1 e^{\alpha Q(s_1)}|s_1|^{\beta} s_1 - k_2|s_1|^{\delta}\operatorname{sgn}(s_1)\right) \tag{A2}$$

当$|s_1|<\lambda$ 时，可得：

$$\dot{V}_1 = -k_1 e^{-\alpha\frac{\lambda}{|s_1|}}|s_1|^{\beta}(s_1)^2 - k_2|s_1|^{\delta}\operatorname{sgn}(s_1) < 0 \tag{A3}$$

当$|s_1|\geq\lambda$ 时，可得：

$$\dot{V}_1 = -k_1 e^{-\alpha\frac{|s_1|}{\lambda}}|s_1|^{\beta}(s_1)^2 - k_2|s_1|^{\delta}\operatorname{sgn}(s_1) < 0 \tag{A4}$$

当且仅当 s_1=0 时，$\dot{V}_1 = 0$，证得 $V_1 > 0$ 和 $\dot{V}_1 < 0$。故根据 Lyapunov 稳定性原则和滑模控制的可达性条件，各状态将在有限时间内接近滑模面，收敛于 0，所设计的超局部滑模控制律方程式(18)存在且可达。

证毕。

附录 B

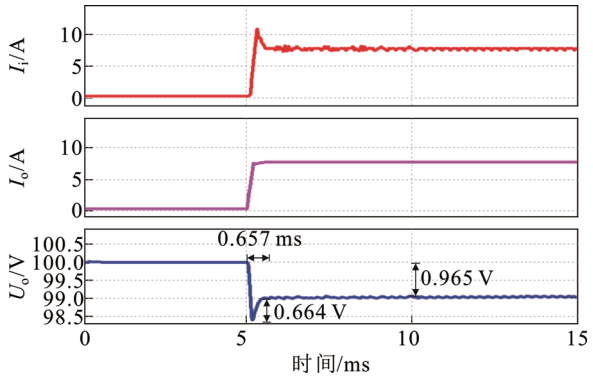


图 B1　输出侧负载从 200 W 增加到 1 000 W 时 PI 控制效果

Fig.B1　PI control performance when the output side load increases from 200 W to 1 000 W

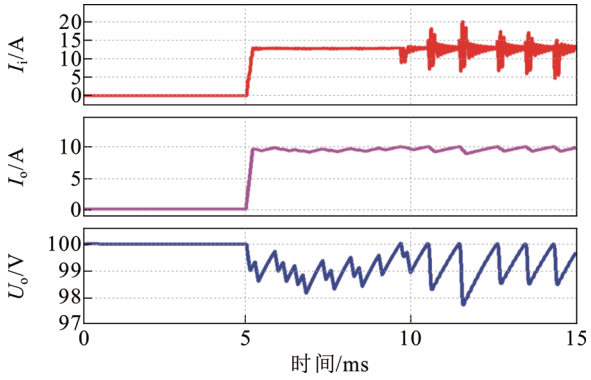


图 B2　输出侧负载从 200 W 增加到 1 200 W 时 PI 控制效果

Fig.B2　PI control performance when the output side load increases from 200 W to 1 200 W

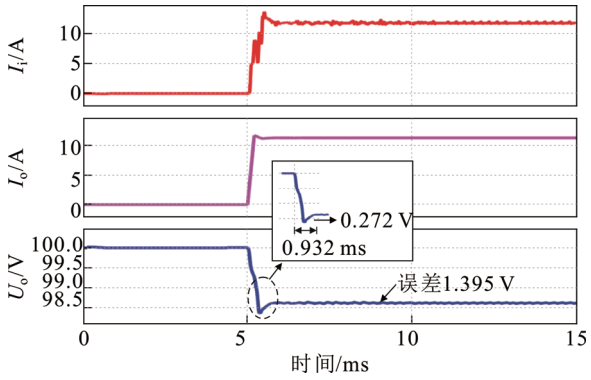


图 B3　输出侧负载从200 W 增加到 1 200 W 时 SMC 控制效果

Fig.B3　SMC control performance when the output side load increases from 200 W to 1 200 W