文章编号：1674-2974（2026）02-0159-10 DOI：10.16339/j.cnki.hdxbzkb.2026165

基于拟连续互补滑模的储能变流器改进自抗扰控制

皇金锋[1†]，刘月明[1]，薛瑞泽[1]，田郊[2]，曹剑[2]
［1. 陕西理工大学 电气工程学院，陕西 汉中 723001；
2. 维谛技术（西安）有限公司，陕西 西安 710065］

摘 要：新能源发电存在随机性与波动性，为确保电网运行稳定，本文基于拟连续算法，设计了一种滑模自抗扰复合控制策略，并将其应用于储能变流器（PCS）中，以提升PCS运行性能，使系统面对不同扰动时具有更优的暂态特性，保证直流母线电压稳定.PCS控制采用*PQ*控制策略，通常涉及两个控制回路：功率外环与电流内环.功率外环采用PI控制，在并网过程中保证变流器功率守恒，并为后级电流内环提供参考值；电流内环采用固定时间扰动观测器（FTDO），可对系统状态量与内外扰动进行快速精确的跟踪补偿.同时，设计了拟连续互补滑模作为反馈控制器，确保系统的动态特性平滑且无抖动，保证系统的鲁棒性.最后，搭建了相应实验平台，以证明本文控制策略的可行性.实验结果表明，本文控制策略有效提升了系统暂态响应性能，提高了系统运行稳定性.

关键词：储能变流器；自抗扰控制；*PQ*控制；固定时间扰动观测器；拟连续互补滑模
中图分类号：TM46 **文献标志码**：A

Improved active disturbance rejection control of power conversion system based on quasi-continuous complementary sliding mode

HUANG Jinfeng[1†], LIU Yueming[1], XUE Ruize[1], TIAN Jiao[2], CAO Jian[2]
［1. School of Electrical Engineering, Shaanxi University of Technology, Hanzhong 723001, China;
2. Weidi Technology (Xi'an) Co., Ltd., Xi'an 710065, China］

Abstract: Due to the randomness and volatility of new energy power generation, this paper designs a sliding mode active disturbance rejection composite control strategy based on the quasi-continuous algorithm to ensure the stable operation of the power grid. This strategy is applied to the power conversion system (PCS) to improve the PCS operation performance. The proposed system has better transient characteristics in the face of different disturbances to ensure the stability of the DC bus voltage. PCS control adopts a *PQ* control strategy, which usually involves two control loops: a power outer loop and a current inner loop. The power outer loop adopts PI control to ensure the power conservation of the converter in the process of grid connection, and provides a reference value for the current inner loop of the later stage. The fixed-time disturbance observer (FTDO) is adopted in the inner current loop, which can quickly and accurately track and compensate for the system state and internal and external disturbances. At the same time, a quasi-continuous complementary sliding mode is designed as a feedback controller to ensure that the

* **收稿日期**：2025-03-04
基金项目：陕西省自然科学基金资助项目（2023-JC-YB-442），Natural Science Foundation 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

dynamic characteristics of the system are smooth and jitter-free, and the robustness of the system is guaranteed. Finally, an experimental platform is built to validate the feasibility of the proposed control strategy. The experimental results show that the control strategy proposed in this paper effectively improves the transient response performance and the operation stability of the system.

Key words: power conversion system; active disturbance rejection control; *PQ* control; fixed-time disturbance observer; quasi-continuous complementary sliding mode

近年来,随着工业化进程的加速,能源短缺和生态环境问题日益严峻,我国作为世界上最大的能源消费国和碳排放国之一,面临着严峻的生态环境问题和能源结构转型的压力,在此背景下,我国政府提出了“双碳”目标,以保证我国可持续发展的需求[1-3].为积极响应国家号召,风、光等新型清洁能源受到研究者们的广泛关注,但是由于风电、光伏等新型能源固有的随机性与波动性[4-5],给电力系统的调度与安全稳定运行带来极大挑战.因此,在实际应用中,新能源发电系统通常与储能系统相结合,利用储能系统的充放电操作,以有效削弱新能源发电的输出波动,提高电网运行稳定性,优化新能源利用效率[6-7].

新能源储能系统中储能变流器(power conversion system, PCS)作为核心成分,负责连接储能电池与电网,主要由储能单元、DC/DC 变换器、逆变器以及滤波环节组成,其性能优劣关系到整个储能系统的运行效果.为确保储能系统高效稳定运行,抑制新能源系统的波动性和不确定性,对储能变流器进行有效控制意义重大.

储能变流器中,核心环节为前级 DC/DC 变换器与后级变流器,传统线性控制策略,如 PI 控制无法契合变流器系统非线性、强耦合的特点[8],在面临系统扰动时,存在抗扰能力差、暂态响应慢等问题,难以达到理想的控制效果,因此,众多学者对其相关的复合控制策略展开了深入研究.

现行主流的非线性控制策略有自适应控制、模糊控制、神经网络控制及模型预测控制等,众多方案中,自抗扰控制[9](active disturbance rejection control, ADRC)由于具有不依赖模型精确性、抗扰能力优异等优势,受到广泛关注,其通过“估计-补偿”思想将复杂控制问题简化,将扰动视为系统的一部分并主动抑制,而非被动响应,兼具鲁棒性、自适应性和工程实用性,是传统 PID 控制的有力替代方案,尤其适合模型不确定性强、扰动频繁的系统.文献[10]提出了一种基于自适应规则的协调自抗扰稳压控制策略,对储能侧双向 DC/DC 变换器进行控制,以提升光伏储能系统的响应速度和抗干扰能力,但自适应控制参数调整困难,容易受到噪声和不确定性的影响;文献[11]提出了一种模糊线性自抗扰控制方法,以提升四旋翼无人机性能,保证飞行稳定性,但模糊控制缺乏理论基础,性能受限于设计经验,控制精度无法保证;文献[12]针对虚拟同步发电机电压电流双闭环控制动态响应慢、抗扰能力差的问题,提出了一种线性自抗扰控制方案,采用 RBF 神经网络对关键参数进行整定,但神经网络算法进行参数整定时,需要大量的训练数据和计算资源,对于复杂系统需要耗费大量的精力与时间,难以满足实时性要求.滑模控制[13](sliding mode control, SMC)以其算法简单、鲁棒性强、响应速度快以及不依赖系统精确模型,在多个领域得到了研究应用.文献[14]基于非奇异快速终端滑模和线性扩张状态观测器设计了具有有限时间收敛特性的行进间坦克稳定跟踪控制器,提升了炮控系统稳定精度及抗扰性能;文献[15]基于自抗扰滑模控制,提出了一种开关磁阻电机转矩分配控制策略,以改善开关磁阻电机运行时转矩波动大与外部干扰下电机运行不稳定的问题,有效提升了系统在不同工况下的动态性能.

基于上述研究成果,本文提出了一种基于拟连续互补滑模的改进自抗扰控制策略,并将其应用于储能变流器中.首先,选取误差信号,设计固定时间扰动观测器(fixed-time disturbance observer, FTDO),对系统集总扰动及状态量进行跟踪补偿;然后,设计拟连续互补滑模控制器(quasi-continuous complementary sliding mode controller, QCCSMC)作为反馈控制器,保证系统特性平滑且无抖动,提高储能变流器的控制精度与响应速度,满足系统高精度要求的同时保证系统的鲁棒性和抗干扰能力.

1　储能变流器拓扑分析

储能变流器主要涉及能量的转换和控制,其电路拓扑如图 1 所示.当电网电能富余或在电价低谷时段,PCS 可将网侧交流电转换为直流电,为储能系统(蓄电池组)充电;当电网电力不足或电价高峰时段,PCS 可将储能系统直流侧电能逆变为交流电,向电网或负载供电,起到削峰填谷、稳定电网电压和频率的作用.

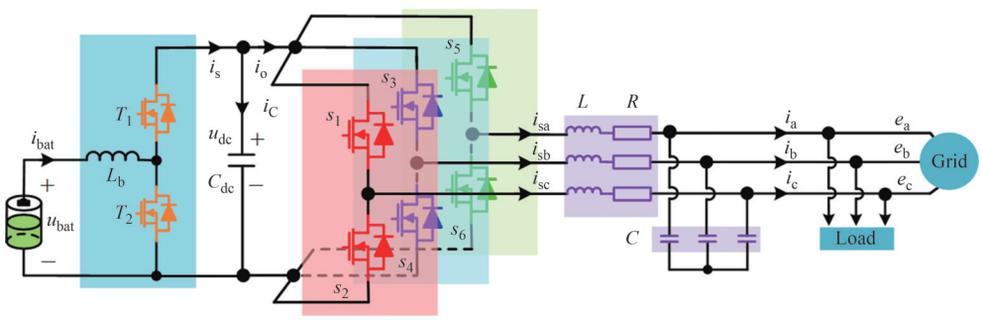


图 1　储能变流器主电路拓扑

Fig.1　Main circuit topology of power conversion system

图 1 中,u_{bat}、i_{bat}分别为变流器直流侧电源电压、电流;i_{sa}、i_{sb}、i_{sc}为变流器交流侧输出三相电流;i_a、i_b、i_c为电网电流;e_a、e_b、e_c为交流电网电压;L、C分别为滤波电感、电容参数;R为线路等效电阻参数;s_1~s_6分别为变流器上、下桥臂六个开关管;i_s为直流侧变换器输出电流;i_o为变流器输入电流;u_{dc}、i_C分别为直流母线电压、电流;L_b、C_{dc}分别为直流侧电感、电容.理想运行状态下,电网电压三相波形对称且无畸变.

变流器在并网工作过程中,每个桥臂上下 2 个开关管工作状态互补,因此,定义开关函数如下:

$$s_{kj}=\begin{cases}1, & \text{上管导通,下管关断}\\ 0, & \text{上管关断,下管导通}\end{cases} \tag{1}$$

式中:j=a、b、c,代表交流电网 a、b、c 三相.

由图 1,根据基尔霍夫定律,可得变流器在 abc 三相静止坐标系下的电压、电流关系方程为

$$\begin{cases}\begin{bmatrix}e_a\\e_b\\e_c\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}u_a\\u_b\\u_c\end{bmatrix}-R\begin{bmatrix}i_{sa}\\i_{sb}\\i_{sc}\end{bmatrix}-L\dfrac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\begin{bmatrix}i_{sa}\\i_{sb}\\i_{sc}\end{bmatrix}\\ i_C=i_s-\left(s_{ka}i_{sa}+s_{kb}i_{sb}+s_{kc}i_{sc}\right)\end{cases} \tag{2}$$

式中:u_a、u_b、u_c为 PCS 交流侧三相电压;s_{ka}、s_{kb}、s_{kc}分别为 a、b、c 三相桥臂开关控制信号.

对式(2)进行派克变换,可得 PCS 在 dq 坐标系下的数学模型为

$$\begin{cases}L\dfrac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\begin{bmatrix}i_{sd}\\i_{sq}\end{bmatrix}=-R\begin{bmatrix}i_{sd}\\i_{sq}\end{bmatrix}+\omega L\begin{bmatrix}i_{sq}\\-i_{sd}\end{bmatrix}-\begin{bmatrix}e_d\\e_q\end{bmatrix}+u_{dc}\begin{bmatrix}s_d\\s_q\end{bmatrix}\\ i_C=i_s-\dfrac{3}{2}\left(s_{kd}i_{sd}+s_{kq}i_{sq}\right)\end{cases} \tag{3}$$

式中:ω为交流电网电压角频率;e_d、i_{sd}、s_d和e_q、i_{sq}、s_q分别为 d、q 轴的电网电压、电流和开关函数;u_{dc}为直流母线电压.

由图 1 可得前级 DC/DC 变换器状态方程如下:

$$\begin{cases}L_b\dfrac{\mathrm{d}i_{bat}}{\mathrm{d}t}=u_{bat}-Du_{dc}\\ C_{dc}\dfrac{\mathrm{d}u_{dc}}{\mathrm{d}t}=Di_s-i_o\end{cases} \tag{4}$$

式中:D为前级 DC/DC 变换器开关管T_1导通占空比.

2　变流器控制部分设计

本文对变流器控制采用PQ控制策略,其核心在于将有功和无功功率解耦[16],使其能够独立调节,通常涉及两个关键的控制回路:功率外环和电流内环,通过控制电流确保输出功率达到预设值,从而实现对电力系统中的有功和无功功率的精确控制.

2.1　功率外环设计

功率外环用于保证 PCS 在并网过程中功率守恒,为后级电流内环提供参考值.

为使 PCS 能够接近单位功率因数并网,无功电流恒等于 0,根据瞬时功率理论,在三相电网电压平衡的前提下,PCS 网侧的有功功率P和无功功率Q的瞬时值可表示如下:

$$\begin{cases}P=\dfrac{3}{2}u_di_{sd}\\ Q=-\dfrac{3}{2}u_di_{sq}\end{cases} \tag{5}$$

由式(5)知,P、Q可通过i_{sd}、i_{sq}分别控制,从而实

现P和Q的独立调节.为消除稳态误差,引入PI调节器,P、Q与P、Q指令值偏差经过PI调节后,再根据瞬时功率理论,加上系统P和Q的动态响应,进而得到有功电流参考值i_{sref}和无功电流参考值i_{sref},如式(6)所示:

$$\begin{cases} i_{\mathrm{sdref}} = \left(P_{\mathrm{ref}} - P\right)\left(k_{\mathrm{d}p} + \dfrac{k_{\mathrm{d}i}}{s}\right) + \dfrac{2}{3}\dfrac{P_{\mathrm{ref}}}{u_{\mathrm{d}}} \\ i_{\mathrm{sqref}} = \left(Q_{\mathrm{ref}} - Q\right)\left(k_{\mathrm{q}p} + \dfrac{k_{\mathrm{q}i}}{s}\right) - \dfrac{2}{3}\dfrac{Q_{\mathrm{ref}}}{u_{\mathrm{q}}} \end{cases} \tag{6}$$

式中:P_{ref}、Q_{ref}分别为有功功率及无功功率参考值;i_{sdref}、i_{sqref}分别为d、q轴电流内环参考值;$k_{\mathrm{d}p}$、$k_{\mathrm{d}i}$为d轴PI参数;$k_{\mathrm{q}p}$、$k_{\mathrm{q}i}$为q轴PI参数.

2.2 电流内环设计

电流内环通过实时监测输出端电流分量i_{d}和i_{q},与功率外环生成的电流参考值进行比较,指导变流器输出特定的P和Q,电流内环控制部分设计如下.

2.2.1 固定时间扰动观测器设计

将式(3)变形,可得状态变量d、q轴电流i_{sd}、i_{sq}一阶微分形式如下:

$$\begin{cases} \dot{i}_{\mathrm{sd}} = \left(-Ri_{\mathrm{sd}} + \omega L i_{\mathrm{sq}} - e_{\mathrm{d}} + s_{\mathrm{d}}u_{\mathrm{dc}}\right)/L \\ \dot{i}_{\mathrm{sq}} = \left(-Ri_{\mathrm{sq}} - \omega L i_{\mathrm{sd}} - e_{\mathrm{q}} + s_{\mathrm{q}}u_{\mathrm{dc}}\right)/L \end{cases} \tag{7}$$

为了简化控制器设计难度,将系统未建模部分及内外干扰视为内环总扰动,分别用f_{d1}、f_{q1}表示,对式(7)进行微分并转换为ADRC范式形式:

$$\begin{cases} \ddot{i}_{\mathrm{sd}} = bs_{\mathrm{d}} + f_{\mathrm{d1}} \\ \ddot{i}_{\mathrm{sq}} = bs_{\mathrm{q}} + f_{\mathrm{q1}} \end{cases} \tag{8}$$

式中:b为控制量增益参数;$f_{\mathrm{d1}} = -\dfrac{R}{L}\dot{i}_{\mathrm{d}} + \omega\dot{i}_{\mathrm{q}} - \dfrac{\dot{e}_{\mathrm{d}}}{L}$,$f_{\mathrm{q1}} = -\dfrac{R}{L}\dot{i}_{\mathrm{q}} - \omega\dot{i}_{\mathrm{d}} - \dfrac{\dot{e}_{\mathrm{q}}}{L}$.

在实际工程运算中,b值一般无法准确得出,因此定义b_{o}为控制量增益的估计值,从而可将式(8)转化为以下形式:

$$\begin{cases} \ddot{i}_{\mathrm{sd}} = b_{\mathrm{o}}s_{\mathrm{d}} + f_{\mathrm{d2}} \\ \ddot{i}_{\mathrm{sq}} = b_{\mathrm{o}}s_{\mathrm{q}} + f_{\mathrm{q2}} \end{cases} \tag{9}$$

式中:$f_{\mathrm{d2}} = \left(b - b_{\mathrm{o}}\right)s_{\mathrm{d}} + f_{\mathrm{d1}}$,$f_{\mathrm{q2}} = \left(b - b_{\mathrm{o}}\right)s_{\mathrm{q}} + f_{\mathrm{q1}}$.

针对上述二阶系统,取误差信号$e_{\mathrm{s}} = i - i_{\mathrm{ref}}$,$i_{\mathrm{ref}}$为电流参考值,对其求二阶导,并将式(9)代入:

$$\ddot{e}_{\mathrm{s}} = b_{\mathrm{o}}s + f_2 - \ddot{i}_{\mathrm{ref}} \tag{10}$$

选取状态变量$x_1 = e_{\mathrm{s}}$,$x_2 = \dot{e}_{\mathrm{s}}$,$x_3 = f$,则式(10)所示的系统可转化为:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = b_{\mathrm{o}}s + f_2 - \ddot{i}_{\mathrm{ref}} \\ x_3 = f \end{cases} \tag{11}$$

式中:$f = f_2 - \ddot{i}_{\mathrm{ref}} = \left(b - b_{\mathrm{o}}\right)s + f_1 - \ddot{i}_{\mathrm{ref}}$,表示d、q轴集总扰动.

为方便进行后续工作,需做出如下假设[17]:

假设1:集总扰动$f = \left(b - b_{\mathrm{o}}\right)s + f_1 - \ddot{i}_{\mathrm{ref}}$是有界的,即存在常数$\vartheta_1 > 0$满足式(12):

$$\left\| f \right\| \leqslant \vartheta_1 \tag{12}$$

假设2:集总扰动f关于时间t的一阶导数和二阶导数存在且是有界的,可将其描述如下:

$$\left\| f \right\| \leqslant \vartheta_2 \tag{13}$$

$$\left\| f \right\| \leqslant \vartheta_3 \tag{14}$$

式(13)和式(14)中,ϑ_2、ϑ_2为非零常数.

本文的设计目标是在假设1和假设2下,设计合适的控制策略,确保式(11)所示系统能够克服系统中的不确定性和外部干扰影响,最终在固定时间内精确跟踪参考轨迹,同时消除抖振对控制性能的影响.

针对式(11)所示二阶误差系统,将d、q轴集总扰动f_{d}、f_{q}扩张为新的状态变量z_{d2}、z_{q2},则可分别对d、q轴观测器进行设计.

d轴固定时间扰动观测器设计如下:

$$\begin{cases} z_{\mathrm{d1}} = \dot{i}_{\mathrm{d}} - \dot{i}_{\mathrm{dref}} \\ \dot{\hat{z}}_{\mathrm{d1}} = b_{\mathrm{do}}s_{\mathrm{d}} + \hat{z}_{\mathrm{d2}} - \ddot{i}_{\mathrm{dref}} \\ \hat{z}_{\mathrm{d2}} = J_{\mathrm{d}} + \beta_{\mathrm{d1}}\Phi_{\mathrm{d1}} \\ \sigma_{\mathrm{d}} = z_{\mathrm{d1}} - \hat{z}_{\mathrm{d1}} \\ \eta_{\mathrm{d}} = \dot{\sigma}_{\mathrm{d}} + \beta_{\mathrm{d1}}\Phi_{\mathrm{d1}} \\ \dot{J}_{\mathrm{d}} = k_{\mathrm{d1}}\Phi_{\mathrm{d2}} + k_{\mathrm{d3}}\mathrm{sign}\left(\eta_{\mathrm{d}}\right) \end{cases} \tag{15}$$

q轴固定时间扰动观测器设计如下:

$$\begin{cases} z_{\mathrm{q1}} = \dot{i}_{\mathrm{q}} - \dot{i}_{\mathrm{qref}} \\ \dot{\hat{z}}_{\mathrm{q1}} = b_{\mathrm{qo}}s_{\mathrm{q}} + \hat{z}_{\mathrm{q2}} - \ddot{i}_{\mathrm{qref}} \\ \hat{z}_{\mathrm{q2}} = J_{\mathrm{q}} + \beta_{\mathrm{q1}}\Phi_{\mathrm{q1}} \\ \sigma_{\mathrm{q}} = z_{\mathrm{q1}} - \hat{z}_{\mathrm{q1}} \\ \eta_{\mathrm{q}} = \dot{\sigma}_{\mathrm{q}} + \beta_{\mathrm{q1}}\Phi_{\mathrm{q1}} \\ \dot{J}_{\mathrm{q}} = k_{\mathrm{q1}}\Phi_{\mathrm{q2}} + k_{\mathrm{q3}}\mathrm{sign}\left(\eta_{\mathrm{q}}\right) \end{cases} \tag{16}$$

式(15)和式(16)中,z_{d1}、z_{q1}分别为d、q轴电流实际值与参考值导数差值;$\hat{z}_{\mathrm{d1}}$、$\hat{z}_{\mathrm{q1}}$分别为误差z_{d1}、z_{q1}的观测值;$\hat{z}_{\mathrm{d2}}$、$\hat{z}_{\mathrm{q2}}$分别为系统耦合项以及未建模部分等的总扰动估计值;$\Phi_{w1} = \left(\sigma_w + \beta_{w2}\sigma_w^{\xi_1}\right)^{1/\xi_2}$,$\Phi_{w2} = \left(\eta_w + k_{w2}\eta_w^{\xi_3}\right)^{1/\xi_4}$,$\beta_{w1}$、$\beta_{w2}$、$k_{w1}$、$k_{w2}$、$k_{w3}$、$\xi_1$、$\xi_2$、$\xi_3$、$\xi_4$为观测器可调参数,式

中 $w \in (\mathrm{d},\mathrm{q})$,均为正实数,且 $\xi_1 > \xi_2 > 1, \xi_3 > \xi_4 > 1$. σ_w 的时间导数为

$$\begin{cases} \dot{\sigma}_{\mathrm{d}} = \dot{z}_{\mathrm{d1}} - \dot{\hat{z}}_{\mathrm{d1}} = z_{\mathrm{d2}} - \hat{z}_{\mathrm{d2}} \\ \dot{\sigma}_{\mathrm{q}} = \dot{z}_{\mathrm{q1}} - \dot{\hat{z}}_{\mathrm{q1}} = z_{\mathrm{q2}} - \hat{z}_{\mathrm{q2}} \end{cases} \tag{17}$$

定义 $\gamma_{\mathrm{d}} = \dot{\sigma}_{\mathrm{d}} = z_{\mathrm{d2}} - \hat{z}_{\mathrm{d2}}$, $\gamma_{\mathrm{q}} = \dot{\sigma}_{\mathrm{q}} = z_{\mathrm{q2}} - \hat{z}_{\mathrm{q2}}$ 分别为 d、q 轴集总扰动估计误差.

2.2.2　拟连续互补滑模控制器设计

为提高储能变流器的控制精度与响应速度,本文引入拟连续互补滑模控制器代替传统滑模控制.拟连续算法作为一种高阶滑模算法,通过光滑化控制律来抑制抖振,在保留高阶滑模强鲁棒性的同时,显著提升控制输入的平滑性,可产生连续且平滑的控制信号;互补滑模控制通过引入互补滑模面来增强系统的动态性能,利用两个滑模面的协同作用,可确保系统的动态特性更加平滑且无抖动,满足系统高精度要求的同时保证系统的鲁棒性.因此,结合两者思想,本文设计了如下拟连续互补滑模控制器.

定义状态变量 d、q 轴电流偏差 e 为

$$e = i - i_{\mathrm{ref}} \tag{18}$$

互补滑模面由两部分构成:广义滑模面和互补滑模面.根据式(18)电流偏差,设计广义滑模面 ρ_{g} 和互补滑模面 ρ_{c} 如下:

$$\rho_{\mathrm{g}} = \left(\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t} + \lambda\right)^2 \int_0^t e(\tau)\mathrm{d}\tau = \dot{e} + 2\lambda e + \lambda^2 \int_0^t e(\tau)\mathrm{d}\tau \tag{19}$$

$$\rho_{\mathrm{c}} = \left(\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t} + \lambda\right)\left(\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t} - \lambda\right)\int_0^t e(\tau)\mathrm{d}\tau = \dot{e} - \lambda^2 \int_0^t e(\tau)\mathrm{d}\tau \tag{20}$$

式中:λ 为正常数,对同一正常数 λ,可得滑模面总和:

$$\rho(t) = \rho_{\mathrm{g}} + \rho_{\mathrm{c}} = 2(\dot{e} + \lambda e) \tag{21}$$

由式(19)、式(20)和式(21)可得滑模面之间存在如下关系:

$$\dot{\rho}_{\mathrm{c}} + \lambda\rho = \dot{\rho}_{\mathrm{g}} \tag{22}$$

对该系统选取如下 Lyapunov 函数:

$$V = \frac{1}{2}\left(\rho_{\mathrm{g}}^{\ 2} + \rho_{\mathrm{c}}^{\ 2}\right) \tag{23}$$

对式(23)微分,并将式(21)和式(22)代入,有:

$$\begin{aligned} \dot{V} &= \rho_{\mathrm{g}}\dot{\rho}_{\mathrm{g}} + \rho_{\mathrm{c}}\dot{s}_{\mathrm{c}} = \rho\left(\dot{\rho}_{\mathrm{g}} - \lambda\rho_{\mathrm{c}}\right) \\ &= \rho\left(\ddot{e} + 2\lambda\dot{e} + \lambda^2 e + \lambda\rho_{\mathrm{g}}\right) - \lambda\rho^2 \\ &= \rho\left(b_{\mathrm{o}}s + \hat{z}_2 + 2\lambda\hat{z}_1 + \lambda^2 e + \lambda\rho_{\mathrm{g}}\right) - \lambda\rho^2 \end{aligned} \tag{24}$$

基于 Lyapunov 稳定性判据,由于 $-\lambda\rho^2 \leqslant 0$,令 $\rho\left[b_{\mathrm{o}}s + \hat{z}_2 + 2\lambda\hat{z}_1 + \lambda^2 e + \lambda\rho_{\mathrm{g}}\right] = 0$,则 $\dot{V} = -\lambda\rho^2 \leqslant 0$ 仍成立,满足 Lyapunov 稳定性条件,系统可在有限时间内收敛.

根据等效控制理论,可得等效控制律 s_{eq} 如下:

$$s_{\mathrm{eq}} = -\frac{1}{b_{\mathrm{o}}}\left(\hat{z}_2 + 2\lambda\hat{z}_1 + \lambda^2 e + \lambda\rho_{\mathrm{g}}\right) \tag{25}$$

为保证系统控制信号连续且平滑,引入拟连续算法作为滑模切换控制部分,控制律 s_{sw} 设计如下:

$$\begin{cases} s_{\mathrm{sw_d}} = -l_{\mathrm{d}}\dfrac{\dot{\rho}_{\mathrm{d}} + \left|\rho_{\mathrm{d}}\right|^{1/2}\mathrm{sgn}\left(\rho_{\mathrm{d}}\right)}{\left|\dot{\rho}_{\mathrm{d}}\right| + \left|\rho_{\mathrm{d}}\right|^{1/2} + 1/e^{|\rho_{\mathrm{d}}|}} \\ s_{\mathrm{sw_q}} = -l_{\mathrm{q}}\dfrac{\dot{\rho}_{\mathrm{q}} + \left|\rho_{\mathrm{q}}\right|^{1/2}\mathrm{sgn}\left(\rho_{\mathrm{q}}\right)}{\left|\dot{\rho}_{\mathrm{q}}\right| + \left|\rho_{\mathrm{q}}\right|^{1/2} + 1/e^{|\rho_{\mathrm{q}}|}} \end{cases} \tag{26}$$

为规避拟连续算法在滑模面为 0 时的奇异点问题,引入 $1/e^{|\rho|}$ 项,以保证切换控制律在任意时段都保持连续状态.

联立式(25)和式(26)得到互补滑模控制律 s_{C},其表达式如下:

$$s_{\mathrm{C}} = s_{\mathrm{eq}} + s_{\mathrm{sw}} \tag{27}$$

令 $x_{\mathrm{d}} = i_{\mathrm{d}} - i_{\mathrm{sref}}$, $x_{\mathrm{q}} = i_{\mathrm{q}} - i_{\mathrm{sref}}$,并将式(15)和式(16)FTDO 中 d、q 轴状态量观测值代入,可得最终变流器控制律 s_{d}、s_{q} 如下:

$$\begin{cases} s_{\mathrm{d}} = -\dfrac{1}{b_{\mathrm{od}}}\left[2\lambda_{\mathrm{d}}\hat{z}_{\mathrm{d1}} + \lambda_{\mathrm{d}}^{\ 2}x_{\mathrm{d}} + \lambda_{\mathrm{d}}\rho_{\mathrm{gd}} + \hat{z}_{\mathrm{d2}} - s_{\mathrm{sw_d}}\right] \\ s_{\mathrm{q}} = -\dfrac{1}{b_{\mathrm{oq}}}\left[2\lambda_{\mathrm{q}}\hat{z}_{\mathrm{q1}} + \lambda_{\mathrm{q}}^{\ 2}x_{\mathrm{q}} + \lambda_{\mathrm{q}}\rho_{\mathrm{gq}} + \hat{z}_{\mathrm{q2}} - s_{\mathrm{sw_q}}\right] \end{cases} \tag{28}$$

综上可得变流器控制结构如图 2 所示.

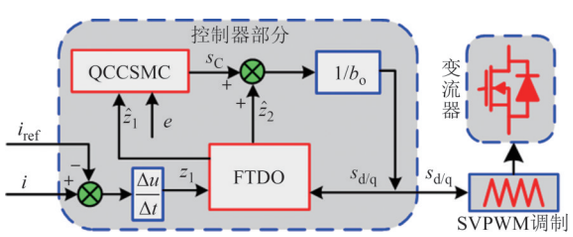


图 2　控制器结构框图

Fig.2　Controller structure block diagram

3　双向 DC/DC 变换器控制部分设计

为减小蓄电池组充放电能量损耗,维持直流母线电压恒定,平抑后级变流器输出功率波动,对前级 DC/DC 变换器部分进行有效控制至关重要.为提高系统的控制精度与响应速度,增强系统抗扰能力,本文对 DC/DC 变换器部分采用电压电流双闭环控制,电压外环负责直流母线电压恒定,生成电流内环电

流参考值;电流内环通过调节控制信号,实现电流的精确控制.该部分亦采用上文改进滑模自抗扰控制策略,下边以电压环控制部分为例展开叙述,电流环设计过程类似,具体内容如下.

对式(4)状态方程求导,转换成ADRC范式如下:

$$\ddot{u}_{\mathrm{dc}} = b_{\mathrm{bat}} s_{\mathrm{bat}} + f_{\mathrm{bat}} \tag{29}$$

式中:b_{bat}为控制量增益;s_{bat}为电压环控制量;f_{bat}为系统集总扰动,包括内外干扰及未建模部分,如式(30)所示:

$$f_{\mathrm{bat}} = \frac{D^2 u_{\mathrm{dc}}}{L_{\mathrm{b}} C_{\mathrm{dc}}} + \frac{i_{\mathrm{o}}}{C_{\mathrm{dc}} L_{\mathrm{p}}} + f' \tag{30}$$

式中:f'为未知扰动及系统未建模部分.

将系统集总扰动f_{bat}扩张为新的状态变量z_{b2},则可设计观测器如下:

$$\begin{cases} z_{\mathrm{b1}} = \dot{u}_{\mathrm{dc}} - \dot{u}_{\mathrm{dcref}} \\ \dot{\hat{z}}_{\mathrm{b1}} = b_{\mathrm{bat}} s_{\mathrm{bat}} + \hat{z}_{\mathrm{b2}} - \ddot{u}_{\mathrm{dcref}} \\ \hat{z}_{\mathrm{b2}} = J_{\mathrm{b}} + \beta_{\mathrm{b1}} \Phi_{\mathrm{b1}} \\ \sigma_{\mathrm{b}} = z_{\mathrm{b1}} - \hat{z}_{\mathrm{b1}} \\ \eta_{\mathrm{b}} = \dot{\sigma}_{\mathrm{b}} + \beta_{\mathrm{b1}} \Phi_{\mathrm{b1}} \\ \dot{J}_b = k_{\mathrm{b1}} \Phi_{\mathrm{b2}} + k_{\mathrm{b3}} \mathrm{sign}(\eta_{\mathrm{b}}) \end{cases} \tag{31}$$

式中:z_{b1}为母线电压实际值与参考值导数差值;$\hat{z}_{\mathrm{b1}}$、$\hat{z}_{\mathrm{b2}}$分别为z_{b1}、z_{b2}估计值.

控制器部分,选取第2节所设计的拟连续互补滑模切换控制器,定义系统偏差$e_u = u_{\mathrm{dc}} - u_{\mathrm{dcref}}$,设计如下广义滑模面$\rho_{\mathrm{gb}}$和互补滑模面$\rho_{\mathrm{cb}}$:

$$\rho_{\mathrm{gb}} = \dot{e}_u + 2\lambda_{\mathrm{b}} e_u + \lambda_{\mathrm{b}}^2 \int_0^t e(\tau)\mathrm{d}\tau \tag{32}$$

$$\rho_{\mathrm{cb}} = \dot{e}_u - \lambda_{\mathrm{b}}^2 \int_0^t e(\tau)\mathrm{d}\tau \tag{33}$$

式中:λ_{b}为滑模面系数,对同一正常数λ_{b},可得滑模面总和如下所示:

$$\rho_{\mathrm{b}} = \rho_{\mathrm{gb}} + \rho_{\mathrm{cb}} = 2(\dot{e}_u + \lambda e_u) \tag{34}$$

滑模面之间同样存在如下关系:

$$\dot{\rho}_{\mathrm{cb}} + \lambda_{\mathrm{b}} \rho_{\mathrm{b}} = \dot{\rho}_{\mathrm{gb}} \tag{35}$$

选取第2节所设计的二阶拟连续算法作为滑模切换控制部分:

$$u_{\mathrm{sw_b}} = -l_{\mathrm{b}} \frac{\dot{\rho}_{\mathrm{b}} + |\rho_{\mathrm{b}}|^{1/2} \mathrm{sgn}(\rho_{\mathrm{b}})}{|\dot{\rho}_{\mathrm{b}}| + |\rho_{\mathrm{b}}|^{1/2} + 1/e^{|\rho_{\mathrm{b}}|}} \tag{36}$$

则可得前级双向DC/DC变换器电压环反馈控制律,即电流环电流参考信号如下:

$$s_{\mathrm{bat}} = -\frac{1}{b_{\mathrm{bat}}}\left[2\lambda_{\mathrm{b}} \hat{z}_{\mathrm{b1}} + \lambda_{\mathrm{b}}^2 e_u + \lambda_{\mathrm{b}} \rho_{\mathrm{gb}} + \hat{z}_{\mathrm{b2}} - u_{\mathrm{sw_b}}\right] \tag{37}$$

综上,可得PCS系统整体控制框图如图3所示.

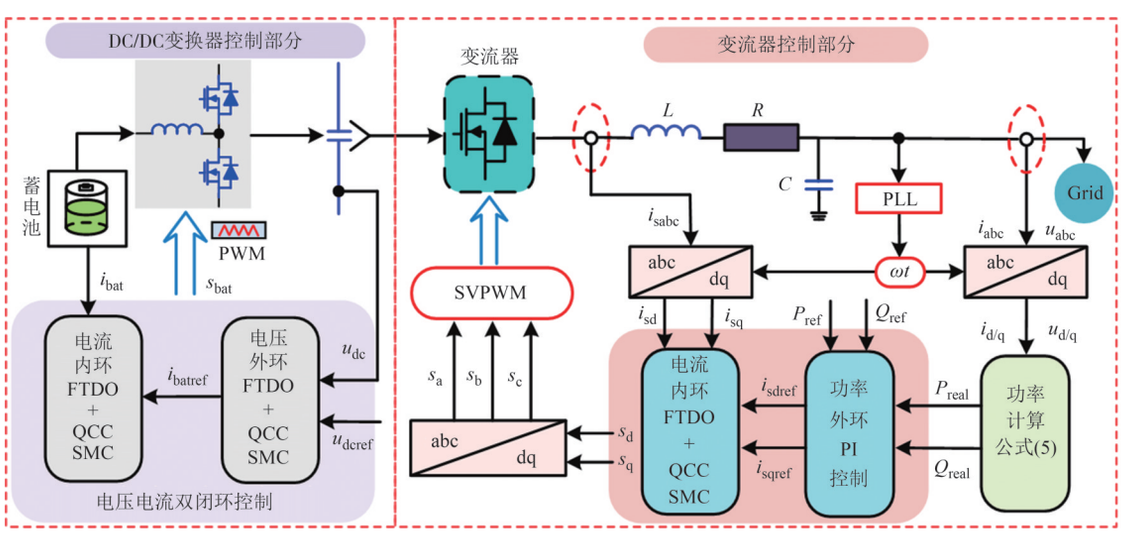


图3 储能变流器系统整体控制框图

Fig.3 Control schematic diagram of power conversion system

4 FTDO收敛性分析

本节以变流器d轴观测器为例,对观测器收敛性进行分析证明,q轴及DC/DC变换器观测器部分证明过程同理,不再重复说明.

引理1[18]:针对式(11)所示变流器系统,若存在一个Lyapunov函数$V(x)$满足下式:

$$\dot{V}(x) \leqslant -\left[\alpha V^p(x) + \beta V^k(x)\right]^{\gamma} \tag{38}$$

式中:$p\gamma < 1$,$k\gamma > 1$,α、β、p、k、γ为正实数,则系统可

固定时间收敛,收敛时间满足:

$$T_{\max} \leqslant \frac{1}{\alpha^{\gamma}(1-p\gamma)} + \frac{1}{\beta^{\gamma}(k\gamma-1)} \tag{39}$$

定理 1:针对式(11)所示变流器系统,当假设1和假设2满足时,选取本文所设计的固定时间扰动观测器对系统状态及扰动进行观察估计,跟踪误差将在固定时间内收敛于0,收敛时间满足式(40):

$$T_{\mathrm{d}} \leqslant \frac{1}{\varpi_1^{\frac{1}{\xi_4}}\left(1-\frac{\xi_4+1}{2\xi_4}\right)} + \frac{1}{\varpi_2^{\frac{1}{\xi_4}}\left(\frac{\xi_3+\xi_4}{2\xi_4}-1\right)} + \frac{1}{\varpi_1^{\frac{1}{\xi_2}}\left(1-\frac{\xi_2+1}{2\xi_2}\right)} + \frac{1}{\varpi_2^{\frac{1}{\xi_2}}\left(\frac{\xi_1+\xi_2}{2\xi_2}-1\right)} \tag{40}$$

证 定义如下Lyapunov函数:

$$V_{\mathrm{d}} = \frac{1}{2}\eta^2 \tag{41}$$

联立式(15),可得Lyapunov函数V_{d}的一阶微分如下:

$$\begin{aligned}\dot{V}_{\mathrm{d}} &= \eta\dot{\eta} = \eta\left(\ddot{\sigma}_{\mathrm{d}} + \beta_{\mathrm{d}1}\dot{\Phi}_{\mathrm{d}1}\right) = \\ &\eta\left[\dot{f}_{\mathrm{d}} - k_{\mathrm{d}1}\Phi_{\mathrm{d}2} - k_{\mathrm{d}3}\mathrm{sign}\left(\eta_{\mathrm{d}}\right)\right]\end{aligned} \tag{42}$$

由式(42)可得:

$$\begin{aligned}\dot{V}_{\mathrm{d}} &\leqslant \left|\dot{f}_{\mathrm{d}}\right|\left|\eta\right| - k_{\mathrm{d}1}\eta\Phi_{\mathrm{d}2} - k_{\mathrm{d}3}\left|\eta\right| \\ &\leqslant -k_{\mathrm{d}1}\eta\left(\eta + k_{\mathrm{d}2}\eta^{\xi_3}\right)^{1/\xi_4} \\ &\leqslant -\left[k_{\mathrm{d}1}{}^{\xi_4}\left(\eta^2\right)^{\frac{\xi_4+1}{2}} + k_{\mathrm{d}1}{}^{\xi_4}k_{\mathrm{d}2}\left(\eta^2\right)^{\frac{\xi_3+\xi_4}{2}}\right]^{1/\xi_4} \\ &= -\left(\varpi_{\mathrm{d}1}V_{\mathrm{d}}{}^{\frac{\xi_4+1}{2}} + \varpi_{\mathrm{d}2}V_{\mathrm{d}}{}^{\frac{\xi_3+\xi_4}{2}}\right)^{1/\xi_4}\end{aligned} \tag{43}$$

式中:$\varpi_{\mathrm{d}1} = 2k_{\mathrm{d}1}{}^{\xi_4}$;$\varpi_{\mathrm{d}2} = 2k_{\mathrm{d}1}{}^{\xi_4}k_{\mathrm{d}2}$. 由于$\xi_3 > \xi_4 > 1$,符合$\frac{\xi_4+1}{2\xi_4} < 1$与$\frac{\xi_3+\xi_4}{2\xi_4} > 1$,因此,根据引理1,$\eta$可在固定时间内收敛到0,收敛时间满足式(44):

$$T_{\mathrm{d}1} \leqslant \frac{1}{\varpi_1^{\frac{1}{\xi_4}}\left(1-\frac{\xi_4+1}{2\xi_4}\right)} + \frac{1}{\varpi_2^{\frac{1}{\xi_4}}\left(\frac{\xi_3+\xi_4}{2\xi_4}-1\right)} \tag{44}$$

当η收敛至0时,可得$\dot{\sigma}_{\mathrm{d}} = -\beta_{\mathrm{d}1}\left(\sigma_{\mathrm{d}} + \beta_2\sigma_{\mathrm{d}}{}^{\xi_1}\right)^{1/\xi_2}$,定义一个新的Lyapunov函数如下:

$$V_{\sigma} = \frac{1}{2}\sigma_{\mathrm{d}}{}^2 \tag{45}$$

对其求导可得:

$$\dot{V}_{\sigma} = \sigma_{\mathrm{d}}\dot{\sigma}_{\mathrm{d}} \leqslant -\left[\varpi_{\mathrm{d}3}\left(\sigma_{\mathrm{d}}{}^2\right)^{\frac{\xi_2+1}{2}} + \varpi_{\mathrm{d}4}\left(\sigma_{\mathrm{d}}{}^2\right)^{\frac{\xi_1+\xi_2}{2}}\right]^{1/\xi_2} \tag{46}$$

式中:$\varpi_{\mathrm{d}3} = \beta_{\mathrm{d}1}{}^{\xi_2}$;$\varpi_{\mathrm{d}4} = \beta_{\mathrm{d}1}{}^{\xi_2}\beta_{\mathrm{d}2}$. 由于$\xi_1 > \xi_2 > 1$,满足$\frac{\xi_2+1}{2\xi_2} < 1$与$\frac{\xi_1+\xi_2}{2\xi_2} > 1$,通过引理1可得,$\sigma_{\mathrm{d}}$与$\dot{\sigma}_{\mathrm{d}}$可在固定时间内收敛到0,收敛时间满足式(47):

$$T_{\mathrm{d}2} \leqslant \frac{1}{\varpi_3^{\frac{1}{\xi_2}}\left(1-\frac{\xi_2+1}{2\xi_2}\right)} + \frac{1}{\varpi_4^{\frac{1}{\xi_2}}\left(\frac{\xi_1+\xi_2}{2\xi_2}-1\right)} \tag{47}$$

因此可证,式(15)所设计的FTDO可在固定时间内稳定,且收敛时间如式(40)所示.

5　实验验证

为对本文控制策略可行性进行验证,在Simulink仿真平台中搭建了如图1所示PCS仿真模型,并基于硬件在环测试系统(hardware-in-the-loop, HIL)搭建了PCS系统实验平台,该实验平台由上位机、实时仿真器MT6020、RCP1050和示波器构成.在系统模型参数一致的情况下,将本文控制与PI控制、传统ADRC进行了对比分析.系统电路及控制参数如表1、表2所示.

表1　电路模型参数

Tab.1　Circuit model parameters

参数	数值	参数	数值
L_{b}	0.5 mH	C	0.05 mF
C_{dc}	1 mF	u_{bat}	500 V
u_{dc}	700 V	e_{abc}	220 V
R	0.05 Ω	P_{load}	10 kW
L	0.5 mH	f	20 kHz

表2　控制器参数

Tab.2　Controller parameters

参数	数值	参数	数值
k_{dp}、k_{qp}	3.2	k_{di}、k_{qi}	40
b_{do}、b_{qo}	47.75	k_1	2
β_1	8	k_2	1.5
β_2	5	k_3	50
ξ_1	3.2	ξ_3	2.6
ξ_2	2.2	ξ_4	2.2
λ、λ_{b}	50	l_{d}	33
l_{q}	100	l_{b}	20

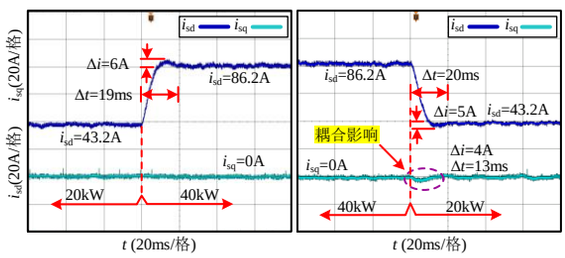
为了进一步对比PI控制、传统ADRC和本文QCCSMC控制策略下的PCS暂态性能,在以下2种工况下进行分析验证.

工况1:PCS工作于逆变状态,输出有功功率P按如下指令切换:20 kW→40 kW→20 kW.

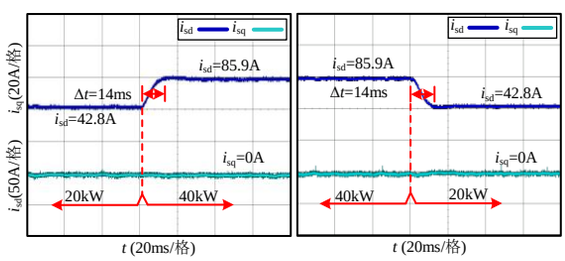
工况 2:PCS 在逆变与储能工作状态之间进行切换,输出有功功率 P 按如下指令切换:20 kW→−20 kW→20 kW.

5.1 功率响应对比分析

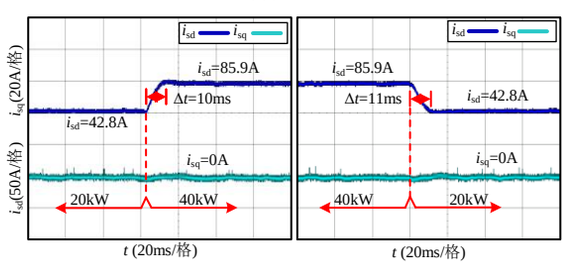
为便于分析上述 2 种工况下有功功率在不同控制策略下的暂态响应性能,通过对 d、q 轴电流 i_{sd}、i_{sq} 进行观测,间接反映 PCS 输出功率响应情况,实验数据见图 4、图 5 与表 3.



(a)PI 控制



(b)传统 ADRC



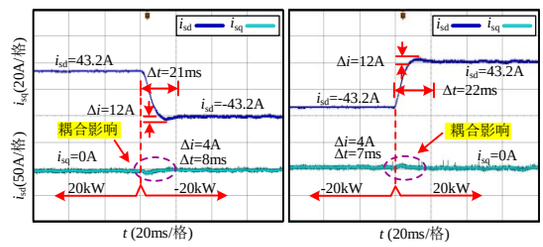
(c)本文 QCCSMC

图 4 工况 1 下电流响应对比

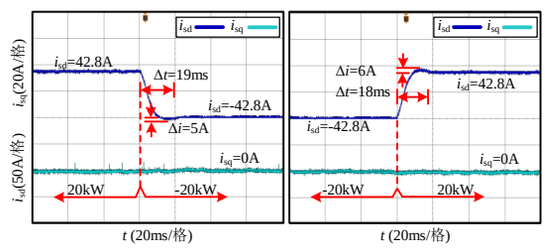
Fig.4 Comparison of current response under condition 1

由表 3 及图 4 可得,当 PCS 工作于逆变状态,输出有功功率按工况 1 指令进行切换时,本文 QCCSMC 控制策略展现出更优的暂态性能,d 轴电流暂态响应时间最短,传统 ADRC 次之,PI 控制下过渡时间最长且伴随明显超调,同时 q 轴电流会出现耦合现象.由表 3 及图 5 可得,当 PCS 在逆变与储能工作状态之间进行切换,按工况 2 所示指令工作时,本文控制策略同样展现出更优的暂态性能,传统 ADRC 次之,PI 控制暂态时间最长且伴随较大超调,超调量达到 12 A,同时 q 轴电流出现明显耦合现象.

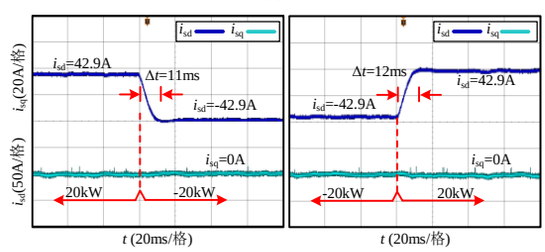
综上分析可得,无论何种工作模式,本文 QCCSMC 均呈现出更优的暂态响应速度及更小的超调,并且有效抑制了 d、q 轴耦合现象,即本文控制策略下功率响应更快,控制性能更优.



(a)PI 控制



(b)传统 ADRC



(c)本文 QCCSMC

图 5 工况 2 下电流响应对比

Fig.5 Comparison of current response under condition 2

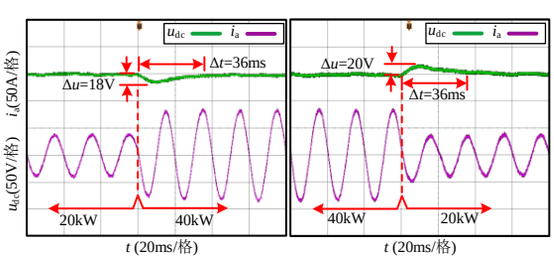
表 3 电流响应对比

Tab.3 Comparison of current response

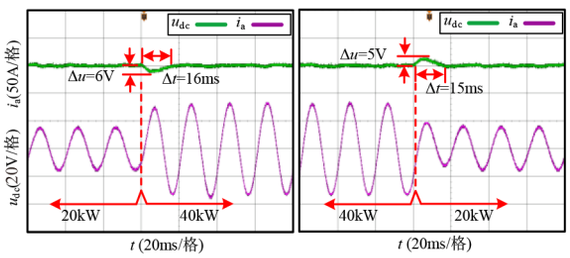
控制策略	工况 1				工况 2			
	超调量 Δi/A		过渡时间 Δt/ms		超调量 Δi/A		过渡时间 Δt/ms	
PI 控制	6	5	19	20	12	12	21	22
传统 ADRC	—	—	14	14	5	6	19	18
本文 QCCSMC	—	—	10	11	—	—	11	12

5.2 母线电压响应对比分析

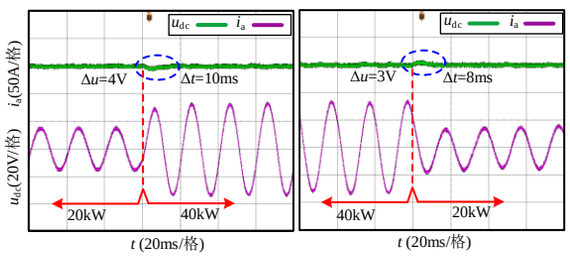
图 6 与图 7 所示为直流母线电压在上述 2 种工况下的暂态响应波形,图中,u_{dc} 为直流母线电压,i_a 为 PCS 交流侧 a 相输出电流.实验数据如图 6~图 7 与表 4 所示.



(a)PI 控制



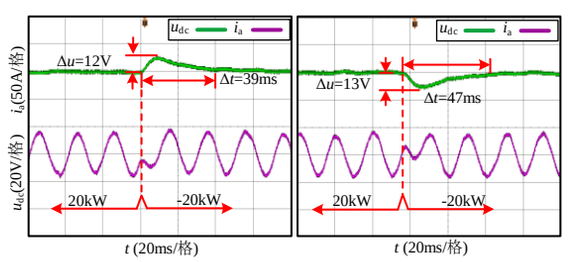
(b)传统 ADRC



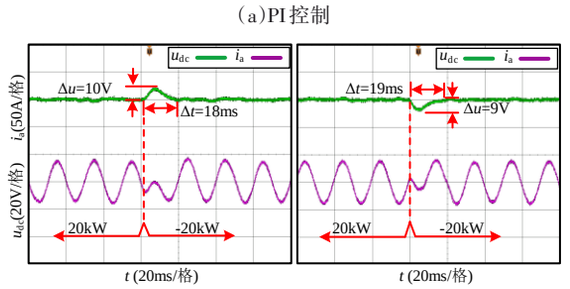
(c)本文 QCCSMC

图 6　工况 1 下 u_{dc} 响应对比

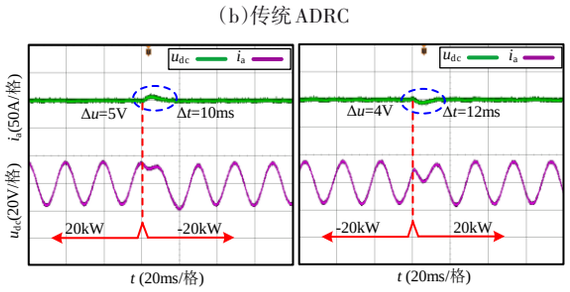
Fig.6　Comparison of u_{dc} response under condition 1



(a)PI 控制



(b)传统 ADRC



(c)本文 QCCSMC

图 7　工况 2 下 u_{dc} 响应对比

Fig.7　Comparison of u_{dc} response under condition 2

由表 4 及图 6 可得,当 PCS 工作于工况 1 时,PI 控制下,直流母线电压暂态时间最长,超调最大,两次暂态过程过渡时间为 36 ms,超调量分别为 18 V 与 20 V;传统 ADRC 次之;本文 QCCSMC 控制效果最优,过渡时间分别为 10 ms 与 8 ms,超调分别为 4 V 与 3 V.

表 4　母线电压响应对比

Tab.4　Comparison of bus voltage response

控制策略	工况 1				工况 2			
	超调量 Δu/V		过渡时间 Δt/ms		超调量 Δu/V		过渡时间 Δt/ms	
PI 控制	18	20	36	36	12	13	39	47
传统 ADRC	6	5	16	15	10	9	18	19
本文 QCCSMC	4	3	10	8	5	4	10	12

由表 4 及图 7 可得,当 PCS 工作于工况 2 时,本文 QCCSMC 控制策略同样展现出更优的暂态性能,两次暂态过程过渡时间分别为 10 ms 与 12 ms,母线电压超调分别为 5 V 与 4 V;传统 ADRC 次之,过渡时间分别为 18 ms 与 19 ms,超调分别为 10 V 与 9 V;PI 控制暂态性能最差,过渡时间分别为 39 ms 与 47 ms,母线电压超调分别为 12 V 与 13 V.

综上可得,2 种工作模式下,对于直流母线电压的控制,本文 QCCSMC 控制策略均呈现出更优的暂态性能,暂态时间与电压超调均得到了有效改善,有利于母线电压的稳定.

6　结 论

为提升储能 PCS 运行性能,使系统具备更优的暂态特性,减小输出功率及母线电压波动,本文基于拟连续算法,设计了一种滑模自抗扰复合控制策略,通过理论分析与实验验证,得出以下结论:

1)设计了 FTDO,对系统状态量及集总扰动进行观测补偿,能有效抑制参数不确定性、未建模动态等内外部扰动,且不依赖扰动上界先验信息;所设计的拟连续互补滑模反馈控制器,能够产生连续且平滑的控制信号,保证系统特性平滑且无抖动,提高储能变流器的控制精度与响应速度,保证系统的鲁棒性和抗干扰能力.

2)相较于 PI 控制、传统 ADRC,本文 QCCSMC 控制策略有效平抑了 PCS 输出功率及直流母线电压波动及超调现象,提升了变流器暂态性能,进而提高了电力系统的稳定性与可靠性;同时稳定的母线电压和输出功率有助于减小因电压波动或功率不匹配导致的电力损失,提高了电力的利用率.

3)后续研究工作中,将针对储能变流器在网压跌落、工频扰动等复杂工况下工作性能稳定性进行进一步研究,以改善系统运行振荡、电能质量下降等

问题;同时进一步优化控制算法,降低算法复杂度,以切合工程实际应用.

参考文献

[1] 武强,涂坤,曾一凡."双碳"目标愿景下我国能源战略形势若干问题思考[J]. 科学通报,2023,68(15):1884-1898.
WU Q,TU K,ZENG Y F. Research on China's energy strategic situation under the carbon peaking and carbon neutrality goals[J]. Chinese Science Bulletin, 2023, 68 (15) : 1884-1898. (in Chinese)

[2] JIA X J,XU W J,WANG K Y. Financial openness and energy structure transformation[J]. Frontiers in Environmental Science, 2024,11:1346594.

[3] WANG L P,QU Z Y,YANG W,et al. Coupled urbanisation and ecological protection along the Yellow River Basin in the context of dual carbon[J]. Sustainability, 2023, 15(7):5728.

[4] 李明,常永康,毛永涛,等. 高渗透率新能源发电并网变流器跟网/构网型稳定控制技术综述与展望[J]. 高电压技术,2024,50(11):4773-4788.
LI M,CHANG Y K,MAO Y T,et al. Review and prospect of stability control techniques for grid-following/grid-forming converters in high-penetration renewable energy generation [J]. High Voltage Engineering,2024,50(11):4773-4788.(in Chinese)

[5] 谭阳红,惠玲利,杨勃,等. 考虑风电不确定性的电气综合能源系统混合尺度调控[J]. 湖南大学学报(自然科学版),2024,51(2):22-32.
TAN Y H,HUI L L,YANG B,et al. Hybrid-scale regulation of integrated power and gas energy systems considering wind power uncertainty[J]. Journal of Hunan University (Natural Sciences),2024,51(2):22-32.(in Chinese)

[6] 皇金锋,杨振宇. 基于有限时间观测器的光储系统母线电压互补滑模控制[J]. 湖南大学学报(自然科学版),2024,51(2):12-21.
HUANG J F,YANG Z Y. Finite-time observer-based sliding mode control of bus voltage complementarity in optical storage systems[J]. Journal of Hunan University (Natural Sciences),2024,51(2):12-21.(in Chinese)

[7] 孙大雁,耿建,杨胜春,等. 新型电力系统环境下煤电与新能源等多元资源协调优化运行及其挑战[J]. 电网技术,2024,48(8):3105-3113.
SUN D Y,GENG J,YANG S C,et al. Challenges of coordinated and optimized operation of coal power and new energy and other diversified resources in new power system [J]. Power System Technology, 2024, 48(8): 3105-3113.(in Chinese)

[8] WANG P F,LU J,WU Y N,et al. A novel cooperative control for SMES/battery hybrid energy storage in PV grid-connected system [J]. IEEE Transactions on Applied Superconductivity, 2024, 34(8): 5401605.

[9] 李杰,齐晓慧,夏元清,等. 线性/非线性自抗扰切换控制方法研究[J]. 自动化学报,2016,42(2):202-212.
LI J,QI X H,XIA Y Q,et al. On linear/nonlinear active disturbance rejection switching control [J]. Acta Automatica Sinica, 2016, 42(2): 202-212.(in Chinese)

[10] 马幼捷,庞笑琴,周雪松,等. 光伏储能侧接口变换器自适应协调自抗扰控制[J]. 太阳能学报,2024,45(11):636-646.
MA Y J,PANG X Q,ZHOU X S,et al. Adaptive and coordinated active disturbance rejection control of interface converter at photovoltaic photovoitaic energy storage side [J]. Acta Energiae Solaris Sinica, 2024, 45(11): 636-646.(in Chinese)

[11] 李壮举,杜朋达,王宁. 基于改进LESO的四旋翼无人机模糊线性自抗扰控制方法[J]. 电子学报,2024,52(9):3185-3194.
LI Z J,DU P D,WANG N. Fuzzy linear active disturbance rejection control of a quadrotor UAV via an improved LESO[J]. Acta Electronica Sinica,2024,52(9):3185-3194.(in Chinese)

[12] 杨旭红,杨一矜,潘宇,等. 基于RBF-LADRC的虚拟同步发电机控制策略[J]. 太阳能学报,2024,45(3):319-325.
YANG X H,YANG Y J,PAN Y,et al. Rbfnn based linear active disturbance rejection control for virtual synchronous generator control strategy[J]. Acta Energiae Solaris Sinica,2024,45(3):319-325.(in Chinese)

[13] 刘金琨,孙富春. 滑模变结构控制理论及其算法研究与进展[J]. 控制理论与应用,2007,24(3):407-418.
LIU J K,SUN F C. Research and development on theory and algorithms of sliding mode control [J]. Control Theory & Applications,2007,24(3): 407-418.(in Chinese)

[14] 王彬,张建书,段志峰,等. 行进间坦克炮控系统动力学建模与稳定控制[J]. 兵工学报,2024,45(11):4175-4190.
WANG B,ZHANG J S,DUAN Z F,et al. Dynamics modeling and stability control of marching tank Gun control system[J]. Acta Armamentarii,2024,45(11): 4175-4190.(in Chinese)

[15] 李宗霖,陈昊,戚湧,等. 基于自抗扰滑模控制的开关磁阻电机转矩分配控制策略[J]. 电工技术学报,2024,39(18):5639-5656.
LI Z L,CHEN H,QI Y,et al. Torque sharing function control strategy for switched reluctance motor based on active disturbance rejection sliding mode control [J]. Transactions of China Electrotechnical Society,2024,39(18):5639-5656.(in Chinese)

[16] NDUWAMUNGU A. Review on the coordination and energy management of microgrids broad based on *PQ* controller and droop control. Some useful information is given in this paper[J]. OALib, 2017,4(7):1-8.

[17] 黄浩乾,刘睿童,王迪,等. 基于扰动观测器的AUV固定时间积分滑模控制方法[J]. 中国惯性技术学报,2023,31(3):292-300.
HUANG H Q,LIU R T,WANG D,et al. Fixed-time integral sliding mode control method for AUV based on disturbance observer[J]. Journal of Chinese Inertial Technology,2023,31(3):292-300.(in Chinese)

[18] POLYAKOV A. Nonlinear feedback design for fixed-time stabilization of linear control systems[J]. IEEE Transactions on Automatic Control,2012,57(8):2106-2110.