

永磁同步电机动态滑模速度控制

冯乔¹, 王娜²

(1. 无锡工艺职业技术学院, 江苏 宜兴 214200;

2. 河南工业大学 电气工程学院, 河南 郑州 450001)

摘要:为提高永磁同步电机(PMSM)伺服系统的控制性能,削弱系统中存在不确定性的影响,并解决传统滑模控制(SMC)技术中存在的抖振问题,提出一种动态滑模控制(DSMC)方法。首先,在建立PMSM数学模型的基础上,设计传统的PID型SMC方法,同时,为削弱系统抖振现象并进一步提高系统的鲁棒性,设计了DSMC方法。DSMC可以通过增加一个附加的动态变量来获得分层的滑动面,进而保证系统具有快速的、精准的速度跟踪性能。最后,通过MC56F8346 DSP控制核心验证所提方法的有效性,实验结果证明,所提出的DSMC方法相比于传统SMC能更快更好地跟踪速度给定信号,并且具有更强的鲁棒性。

关键词:永磁同步电机;不确定性;动态滑模控制;速度控制

中图分类号: TM351 **文献标识码:** A **DOI:** 10.19457/j.1001-2095.dqed22600

Dynamic Sliding Mode Speed Control of PMSM Based on DSP

FENG Qiao¹, WANG Na²

(1. Wuxi Vocational Institute of Arts & Technology, Yixing 214200, Jiangsu, China; 2. College of Electrical Engineering, Henan University of Technology, Zhengzhou 450001, Henan, China)

Abstract: In order to improve the control performance of permanent magnet synchronous motor (PMSM) servo system, weaken the influence of uncertainty in the system, and solve the chattering problem in traditional SMC technology, a dynamic sliding mode control (DSMC) method was proposed. Firstly, based on the PMSM mathematical model, the traditional PID type SMC method was designed. At the same time, the DSMC method was designed to weaken the chattering phenomenon and further improve the robustness of the system. DSMC can obtain a hierarchical sliding surface by adding an additional dynamic variable, so as to ensure that the system still has fast and accurate speed tracking performance in the presence of parameter changes, external disturbances and other uncertainties. Finally, the validity of the proposed method was verified by the MC56F8346 DSP control core. The experimental results show that the proposed DSMC method can track the given signal faster and better than the traditional SMC, and has stronger robustness.

Key words: permanent magnet synchronous motor (PMSM); uncertainty; dynamic sliding mode control (DSMC); speed control

永磁同步电机(permanent magnet synchronous motor, PMSM)由于具有体积小、转速高、效率高以及可靠性高等优点,已经被广泛应用于数控机床、机器人控制等领域中^[1-2]。目前,对于PMSM速度控制系统应用最为常见的方法是比例-积分-微分(proportional-integral-differential, PID)控制,其结构简单、容易实现。但是PMSM驱动系统易受到电机参数变化、外部扰动以及非线性摩擦力等影响,当系统不确定性因素存在

时,PID控制难以满足系统高速度、快响应的控制性能^[3]。近年来,滑模控制(sliding mode control, SMC)、自适应控制、鲁棒控制等现代控制策略以及模糊控制、神经网络控制等智能控制策略得到了广泛的应用,被用来作为提高PMSM伺服性能的主要控制方式^[4]。

SMC作为一种有效的鲁棒控制方法,因为其对参数变化、外部扰动等不确定性的不敏感性而被应用于PMSM驱动系统的控制中,但其最大缺

基金项目:河南省科技厅软科学基金(9412015Y1363)

作者简介:冯乔(1981—),女,本科,实验师,Email:wangnaqazwsx@163.com

点在于会使系统存在抖振现象^[5]。文献[6]针对传统SMC的不足,设计了一种采用sigmoid函数作为开关函数的滑模观测器,有效抑制了抖振。文献[7]将非线性光滑函数应用于滑模趋近律中,并且通过最速下降法对参数进行更新学习,使系统具有较快的响应速度和较高的控制精度,但是其参数整定及证稳过程较为复杂。文献[8]将小波神经网络引入到SMC中,利用其非线性逼近能力对系统进行非线性估计,有效提高了系统的调速性能,但其采用的神经网络选取神经元较多。文献[9]设计了基于反步滑模变结构控制的PMSM速度控制器,将高阶非线性系统转换为各个子系统进行控制,降低了系统不确定性的影响,保证了系统的鲁棒性。

为提高PMSM速度控制系统的性能,并解决传统SMC中存在的抖振问题,本文提出一种基于动态滑模控制(dynamic sliding mode control, DSMC)方法。首先,建立含有参数变化、外部扰动以及非线性摩擦力等在内的PMSM系统数学模型;其次,设计了传统的PID型滑模控制器,但其存在的抖振问题仍然会影响电机的速度控制精度,因此设计了DSMC方法以削弱抖振,DSMC在SMC的基础上增加了一个附加的动态变量来获得分层的滑动面,进而保证系统具有快速的、精准的速度跟踪性能;最后,进行基于DSP的PMSM伺服系统实验。结果表明,本文所设计的控制器有效提高了系统的抗扰性能,保证了系统的快速性和精准性。

1 PMSM 数学模型

PMSM 的定子电压方程和磁链方程为

$$\begin{cases} u_d = R_s i_d + \dot{\Psi}_d - \omega L_q i_q \\ u_q = R_s i_q + \dot{\Psi}_q - \omega L_d i_d \end{cases} \quad (1)$$

$$\begin{cases} \Psi_d = L_d i_d + \Psi_s \\ \Psi_q = L_q i_q \end{cases} \quad (2)$$

式中: $u_d, u_q, i_d, i_q, \Psi_d, \Psi_q, L_d, L_q$ 分别为 d, q 轴电压、电流、磁链和电感; R_s 为定子电阻; Ψ_s 为基波磁链; ω 为转子角频率。

在表面式PMSM中, $L_d = L_q$, 电磁转矩方程表示为

$$T_e = \frac{3}{2} p [\Psi_{\mathbf{i}_q} + (L_d - L_q) i_d i_q] = \frac{3}{2} p \Psi_{\mathbf{i}_q} = K_{\mathbf{i}_q} \quad (3)$$

其中

$$K_t = 3p\Psi_f/2$$

式中: T_e 为电磁推力; p 为极对数; Ψ_f 为永磁体有效磁链; K_t 为电磁转矩系数。

机械运动方程为

$$T_m = J\ddot{\theta}_r(t) + B\dot{\theta}_r(t) + T_L = J\dot{\omega} + B\omega + T_L \quad (4)$$

式中: J 为转动惯量; θ_r 为转子位置; B 为摩擦系数; T_L 为负载转矩, 包括外部扰动、参数变化等不确定性对负载造成的影响。

假定系统处于理想状态,式(4)可变为

$$\ddot{\theta}_r(t) = -\frac{B}{J}\dot{\theta}_r(t) + \frac{K_t}{J}i_q = A_m\dot{\theta}_r(t) + B_m U(t) \quad (5)$$

其中

$$A_m = -B/J$$

$$B_m = K_1/J > 0 \quad U(t) = i_a$$

式中: $U(t)$ 为系统控制量。

若考虑不确定性因素对系统的影响,式(5)可改写为

$$\begin{aligned}\ddot{\theta}_r(t) &= (A_m + \Delta A)\dot{\theta}_r(t) + (B_m + \Delta B)U(t) + (D_m + \Delta D)T_L \\ &= A_m\dot{\theta}_r(t) + B_mU(t) + \Gamma(t)\end{aligned}\quad (6)$$

其中

$$\Gamma(t) = \Delta A \cdot \dot{\theta}_r(t) + \Delta B \cdot U(t) + (D_m + \Delta D)T_L \quad (7)$$

$$D_m = -1/J$$

式中: $\Delta A, \Delta B, \Delta D$ 为机械参数 J 和 B 引起的不确定性; $\Gamma(t)$ 为总不确定性因素。

$\Gamma(t)$ 上界满足:

$$\begin{cases} \Gamma(t) \leq \delta^{\text{SMC}} \\ |A_m \cdot \Gamma(t) + \dot{\Gamma}(t)| \leq \delta^{\text{DSMC}} \end{cases} \quad (8)$$

式中: δ^{SMC} , δ^{DSMC} 为正常数。

2 控制器设计

鉴于PMSM系统存在参数变化、外部扰动等不确定性,设计基于DSMC的PMSM调速系统保证系统具有快速的、精准的速度跟踪性能。基于DSMC的PMSM伺服系统框图如图1所示,该控制

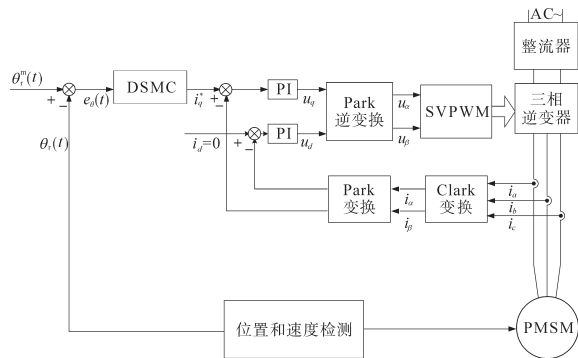


图1 基于DSMC的PMSM伺服系统框图

Fig.1 Block diagram of PMSM servo system based on DSMC

方法采用速度和电流双闭环控制,其中电流环采用PI控制器,速度控制器采用DSMC。下文对SMC和DSMC方法进行了对比。

2.1 SMC设计

定义误差为

$$e_\theta(t) = \theta_r^m(t) - \theta_r(t) \quad (9)$$

式中: $e_\theta(t)$ 为转子位置误差; $\theta_r^m(t)$ 为系统参考转子位置。

设计PID型滑模面为

$$S(t) = \dot{e}_\theta(t) + \lambda_1 e_\theta(t) + \lambda_2 \int_0^t e_\theta(\tau) d\tau \quad (10)$$

式中: $S(t)$ 为滑模面; λ_1, λ_2 为给定正常数。

对式(10)求导可得:

$$\dot{S}(t) = \ddot{e}_\theta(t) + \lambda_1 \dot{e}_\theta(t) + \lambda_2 e_\theta(t) \quad (11)$$

将式(6)、式(9)代入式(11)可得:

$$\begin{aligned} \dot{S}(t) &= \ddot{\theta}_r^m(t) - \ddot{\theta}_r(t) + \lambda_1 \dot{e}_\theta(t) + \lambda_2 e_\theta(t) \\ &= \ddot{\theta}_r^m(t) - A_m \dot{\theta}_r(t) - B_m U(t) - \Gamma(t) + \\ &\quad \lambda_1 \dot{e}_\theta(t) + \lambda_2 e_\theta(t) \end{aligned} \quad (12)$$

为设计等效控制律可使系统状态到达滑模面,需满足 $\dot{S}(t) = 0$,即

$$\dot{S}(t) \Big|_{U_{\text{SMC}} = U_{\text{eq}}} = 0 \quad (13)$$

将式(13)代入式(12),可得等效控制律为

$$\begin{aligned} U_{\text{eq}}^{\text{SMC}}(t) &= B_m^{-1} [\ddot{\theta}_r^m(t) - A_m \dot{\theta}_r(t) - B_m U(t) - \\ &\quad \Gamma(t) + \lambda_1 \dot{e}_\theta(t) + \lambda_2 e_\theta(t)] \end{aligned} \quad (14)$$

式中: $U_{\text{eq}}^{\text{SMC}}$ 为SMC的等效控制律。

设计切换控制律为

$$U_h^{\text{SMC}} = B_m^{-1} \{ \delta^{\text{SMC}} \text{sgn}[S(t)] \} \quad (15)$$

式中: U_h^{SMC} 为SMC的切换控制律; $\text{sgn}()$ 为符号函数; δ^{SMC} 为SMC的切换增益。

因此,结合式(14)和式(15)可得SMC系统总控制律为

$$\begin{aligned} U_{\text{sum}}^{\text{SMC}} &= U_{\text{eq}}^{\text{SMC}} + U_h^{\text{SMC}} \\ &= B_m^{-1} \{ \ddot{\theta}_r^m(t) - A_m \dot{\theta}_r(t) + \lambda_1 \dot{e}_\theta(t) + \\ &\quad \lambda_2 e_\theta(t) + \delta^{\text{SMC}} \text{sgn}[S(t)] \} \end{aligned} \quad (16)$$

2.2 DSMC设计

由于系统中存在时间、空间延迟以及SMC中符号函数的存在,导致系统容易产生高频率小幅度的抖振^[10]。为了削弱抖振,设计动态滑模面为

$$\zeta(t) = \dot{S}(t) + \lambda_3 S(t) + \lambda_4 \int_0^t S(\tau) d\tau \quad (17)$$

式中: $\zeta(t)$ 为动态滑模面; λ_3, λ_4 为正常数。

结合式(6)和式(12),并对式(17)求导可得:

$$\begin{aligned} \dot{\zeta}(t) &= \ddot{S}(t) + \lambda_3 \dot{S}(t) + \lambda_4 S(t) \\ &= [\ddot{\theta}_r^m(t) - A_m \dot{\theta}_r(t) - B_m U(t) - \Gamma(t) + \lambda_1 \dot{e}_\theta(t) + \\ &\quad \lambda_2 e_\theta(t)] + \lambda_3 [\ddot{e}_\theta(t) + \lambda_1 \dot{e}_\theta(t) + \lambda_2 e_\theta(t)] + \\ &\quad \lambda_4 [\dot{e}_\theta(t) + \lambda_1 e_\theta(t) + \lambda_2 \int_0^t e_\theta(\tau) d\tau] \\ &= \ddot{\theta}_r^m(t) - \ddot{\theta}_r(t) - A_m \times B_m U(t) - B_m \dot{U}(t) - \\ &\quad A_m \times \Gamma(t) - \dot{\Gamma}(t) + q_1 \Psi(t) + q_2 \dot{e}_\theta(t) + \\ &\quad q_3 e_\theta(t) + q_4 \int_0^t e_\theta(\tau) d\tau \end{aligned} \quad (18)$$

其中 $\dot{H}(t) = A_m \times A_m \dot{\theta}_r(t)$ $\ddot{e}_\theta(t) = \ddot{\theta}_r^m - \ddot{\theta}_r$

$$q_1 = \lambda_1 + \lambda_3 \quad q_2 = \lambda_2 + \lambda_1 \lambda_3 + \lambda_4$$

$$q_3 = \lambda_2 \lambda_3 + \lambda_1 \lambda_4 \quad q_4 = \lambda_2 \lambda_4$$

$$\Psi(t) = \ddot{\theta}_r^m(t) - A_m \dot{\theta}_r(t) - B_m U(t) - \Gamma(t)$$

若 $\zeta(t) = 0$,则 $\ddot{S}(t) + \lambda_3 \dot{S}(t) + \lambda_4 S(t) = 0$ 。因此,设计动态滑模面的控制律为

$$U_{\text{sum}}^{\text{DSMC}}(t) = \int_0^t \dot{U}_{\text{sum}}^{\text{DSMC}}(\tau) d\tau \quad (19)$$

$$\begin{aligned} \dot{U}_{\text{sum}}^{\text{DSMC}} &= B_m^{-1} \{ \ddot{\theta}_r^m(t) - A_m \times B_m U(t) - \dot{H}(t) + \\ &\quad q_1 \Psi(t) + q_2 \dot{e}_\theta(t) + q_3 e_\theta(t) + \\ &\quad q_4 \int_0^t e_\theta(\tau) d\tau + \delta^{\text{DSMC}} \text{sgn}[\zeta(t)] \} \end{aligned} \quad (20)$$

式中: δ^{DSMC} 为DSMC的切换增益。

DSMC结构框图如图2所示。

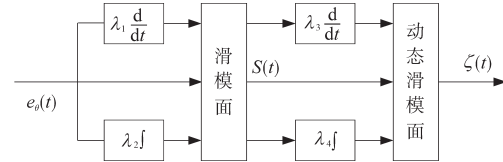


图2 DSMC结构框图

Fig.2 Structure diagram of DSMC

3 实验结果及分析

基于TI公司生产的DSP实验平台,将SMC和DSMC速度控制器分别应用于PMSM速度控制系统中进行实验,验证所提方法的有效性。DSP型号为MC56F8346,基于DSP的PMSM实验平台如图3所示。

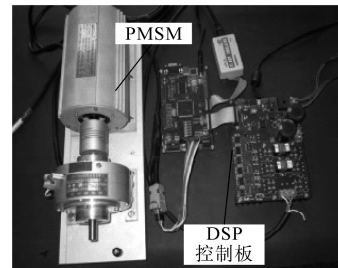


图3 基于DSP的PMSM实验平台

Fig.3 Experimental platform of PMSM based on DSP

实验中所选PMSM参数为: $R_s = 2.875 \Omega$, $\Psi =$

0.175 Wb, $L_d=L_q=8.5$ mH, $J=0.005$ kg·m², $p=2$ 。为验证 DSMC 方法的有效性,将 SMC 方法与其进行对比实验。对系统输入三角波速度给定信号,以测试 PMSM 调速系统的跟随性能。基于 SMC 和 DSMC 控制下的 PMSM 速度响应曲线如图 4 所示。从图 4 及其细节图可以看出,DSMC 方法下的速度跟随性能较好,曲线跟踪较为平滑。

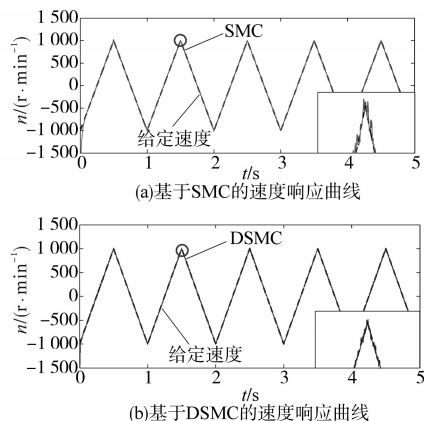


图4 三角波给定下 PMSM 系统速度响应曲线

对系统给定方波信号,使其速度在-1 000 r/min 和 1 000 r/min 之间突变。基于 SMC 和 DSMC 的 PMSM 系统速度响应曲线分别如图 5 和图 6 所示。

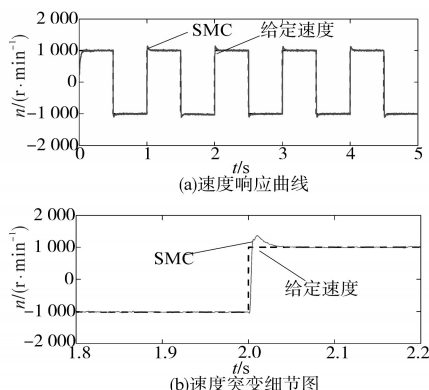


图5 基于 SMC 的 PMSM 系统速度响应曲线

Fig.5 Speed response curves of PMSM system based on SMC

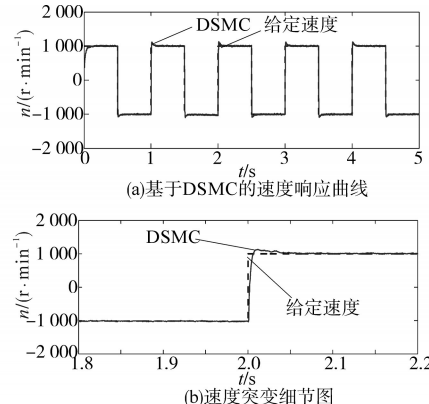


图6 基于 DSMC 的 PMSM 系统速度响应曲线

Fig.6 Speed response curves of PMSM system based on DSMC

另外,为突显所提方法的有效性,图 5b 和图 6b 给出两种方法控制下 PMSM 在 1.8~2.2 s 时的速度突变细节图。对比图 5 和图 6 可以看出,相比于 SMC,DSMC 使系统具有较小的超调量,并且调节时间较短,具有更好的动态性能。

4 结论

为实现 PMSM 的高精度、快响应控制,设计了基于 DSMC 的 PMSM 速度控制系统。在 PMSM 数学模型和传统 SMC 的基础上,增加一个附加的动态变量来设计 DSMC 方法。DSMC 可以有效抑制 SMC 的抖振现象,不仅没有增加系统的设计难度,反而保证系统具有快速的、精准的速度跟踪性能,较好地解决了 PMSM 的高性能速度控制问题。实验结果表明所提方法有效可行。

参考文献

- [1] 苗敬利,周重霞,郑大伟. 永磁同步电机调速系统变指数趋近律控制[J]. 电气传动,2019,49(11):18-21.
Miao Jingli, Zhou Chongxia, Zheng Dawei. Variable exponent reaching law control of permanent magnet synchronous motor speed control system[J]. Electric Drive, 2019, 49(11): 18-21.
- [2] 李益敏,陈愚,李云龙. 基于滑模自抗扰的永磁同步电机控制系统设计[J]. 电气传动,2019,49(8):22-25.
Li Yimin, Chen Yu, Li Yunlong. Design of PMSM control system based sliding mode active disturbance rejection[J]. Electric Drive, 2019, 49(8): 22-25.
- [3] 高宏伟,杨贵杰. 五相永磁同步电机缺相运行的建模与控制[J]. 电工技术学报,2016,31(20):94-101.
Gao Hongwei, Yang Guijie. Modeling and control of five-phase permanent magnet synchronous motor with one phase open-circuit fault[J]. Transaction of China Electrotechnical Society, 2016, 31(20): 94-101.
- [4] 王莉娜,朱鸿悦,杨宗军. 永磁同步电动机调速系统 PI 控制器参数整定方法[J]. 电工技术学报,2014,29(5):104-117.
Wang Lina, Zhu Hongyue, Yang Zongjun. Tuning method for PI controllers of PMSM driving system[J]. Transaction of China Electrotechnical Society, 2014, 29(5): 104-117.
- [5] 赵希梅,赵久威. 精密直驱龙门系统的交叉耦合互补滑模控制[J]. 电工技术学报,2015,30(11):7-12.
Zhao Ximei, Zhao Jiwei. Cross-coupled complementary sliding mode control for precision direct-drive gantry system[J]. Transaction of China Electrotechnical Society, 2015, 30(11): 7-12.
- [6] 姜建国,韩康. 基于滑模观测器的 PMSM 无位置传感器矢量控制[J]. 组合机床与自动化加工技术,2017(7):126-129.
Jiang Jianguo, Han Kang. Position sensorless vector control of PMSM based on sliding mode observer[J]. Modular Machine Tool & Automatic Manufacturing Technique, 2017(7): 126-129.

(下转第 42 页)

- [3] 李颖,刘涛,王日新.容错型并联有源电力滤波器控制方法[J].电力系统及其自动化学报,2017,29(9):76-79.
Li Ying, Liu Tao, Wang Rixin. Control method of fault tolerant shunt active power filter[J]. Journal of Power System and Automation, 2017, 29(9): 76-79.
- [4] 张建忠,耿治,徐帅.基于T型逆变器的APF故障诊断与容错控制[J].中国电机工程学报,2019,39(1):245-255.
Zhang Jianzhong, Geng Zhi, Xu Shuai. Fault diagnosis and fault tolerant control of APF based on T-type inverter[J]. Chinese Journal of Electrical Engineering, 2019, 39(1): 245-255.
- [5] Sana Ullah, 晏磊, 冯朝晖, 等. 无人机组网遥感实时任务观测的冗余容错控制方案[J]. 地球信息科学学报, 2019(4): 552-559.
Sana Ullah, Yan Lei, Feng Chaohui, et al. Redundant fault tolerant control scheme for real-time remote sensing mission observation of unmanned aerial vehicle network[J]. Acta Geoinformatica Sinica, 2019(4): 552-559.
- [6] 王勇,刘正春,尹志勇,等.抗频率波动的有源电力滤波器谐波补偿控制方法[J].高电压技术,2019,45(10):3290-3299.
Wang Yong, Liu Zhengchun, Yin Zhiyong, et al. Harmonic compensation control method for active power filter against frequency fluctuation[J]. High Voltage Technology, 2019, 45(10): 3290-3299.
- [7] 张国荣,邓凯文,解润生,等.电网畸变不平衡条件下基于MAF-ANF的谐波检测方法研究[J].电测与仪表,2019,56(3):124-131.
Zhang Guorong, Deng Kaiwen, Xie Runsheng, et al. Study on harmonic detection method based on MAF-ANF under unbalanced power grid distortion[J]. Electrical Measurement and Instrumentation, 2019, 56(3): 124-131.
- [8] 周卫平,杨宣访,师维,等.三相三线有源电力滤波器新型控制策略[J].电力系统保护与控制,2018,46(10):55-60.
Zhou Weiping, Yang Xuanfang, Shi Wei, et al. Novel control strategy for three-phase three wire active power filter[J]. Protection and Control of Power System, 2018, 46(10): 55-60.
- [9] 李育灵,任凯,杨军,等.一种基于辅助功率环的链式混合储能系统故障容错控制策略研究[J].可再生能源,2020,38(5):654-659.
Li Yuling, Ren Kai, Yang Jun, et al. Fault tolerant control strategy for cascaded hybrid energy storage system based on auxiliary power loop[J]. Renewable Energy, 2020, 38(5): 654-659.
- [10] 田飞燕,高云广,宋建成,等.并联型有源电力滤波器的复合电流控制方法[J].电气传动,2017,47(7):67-71.
Tian Feiyan, Gao Yunguang, Song Jiancheng, et al. Composite current control method of shunt active power filter[J]. Electric Drive, 2017, 47(7): 67-71.
- [11] 陈曦,唐斌,蔡文辉,等.有源电力滤波器比例复数积分电流控制策略设计[J].电力电容器与无功补偿,2019,40(1):35-40.
Chen Xi, Tang Bin, Cai Wenhui, et al. Design of proportional complex integral current control strategy for active power filter[J]. Power Capacitor and Reactive Power Compensation, 2019, 40(1): 35-40.
- [12] 王素娥,燕晨阳,郝鹏飞.有源电力滤波器抗电网频率波动重复控制策略[J].电子器件,2019,42(4):832-837.
Wang Su'e, Yan Chenyang, Hao Pengfei. Repetitive control strategy against grid frequency fluctuation for active power filter[J]. Electronic Devices, 2019, 42(4): 832-837.
- [13] 梁莹玉,刘建政,李治艳.有源电力滤波器改进无差拍-重复控制策略[J].电工技术学报,2018,33(19):4573-4582.
Liang Yingyu, Liu Jianzheng, Li Zhiyan. Improved deadbeat repetitive control strategy for active power filter[J]. Acta Electrotechnica Sinica, 2018, 33(19): 4573-4582.
- [14] 万丽,葛静华,茹成章,等.有源电力滤波器的应用分析[J].机械设计,2018,35(S1):285-289.
Wan Li, Ge Jinghua, Ru Chengzhang, et al. Application analysis of active power filter[J]. Mechanical Design, 2018, 35(S1): 285-289.
- [15] 高云广,宋建成,郑丽君,等.基于LCL型有源电力滤波器的复合电流控制策略研究[J].工矿自动化,2017,43(4):49-54.
Gao Yunguang, Song Jiancheng, Zheng Lijun, et al. Research on composite current control strategy based on LCL active power filter[J]. Industrial and Mining Automation, 2017, 43(4): 49-54.

收稿日期:2021-02-27

修改稿日期:2021-03-12

(上接第31页)

- [7] 毛亚珍,曾喆昭,徐恒.PMSM调速系统的自学习滑模控制[J].测控技术,2018,37(4):70-76.
Mao Yazhen, Zeng Zhezhaoh, Xu Heng. Self-learning sliding mode control of PMSM speed control system[J]. Measurement & Control Technology, 2018, 37(4): 70-76.
- [8] 李毓洲,阳林.基于小波神经网络的永磁同步电机无速度传感器滑模控制[J].电机与控制应用,2010,43(3):53-56.
Li Yuzhou, Yang Lin. Speed sensorless control of permanent magnet synchronous motor based on wavelet neural network[J]. Electric Machines & Control Application, 2010, 43(3): 53-56.
- [9] 余致廷,董旺华,秦亚胜,等.基于反步滑模变结构的PMSM速度控制[J].控制工程,2016,23(S1):1-5.
She Zhiting, Dong Wanghua, Qin Yasheng, et al. Permanent magnet synchronous motor speed control based on backstepping sliding mode variable structure[J]. Control Engineering of China, 2016, 23(S1): 1-5.
- [10] El-Sousy Faye F M. Adaptive dynamic sliding-mode control system using recurrent RBFN for high-performance induction motor servo drive[J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2013, 9(4): 1922-1936.

收稿日期:2020-10-29

修改稿日期:2020-12-17