

基于障碍函数的 PMSM 阻尼可变性能增强滑模控制

杨荣荣¹, 谭家昌¹, 张玲¹, 黄华¹, 张朋², 王德义³

(1. 兰州理工大学 机电工程学院, 甘肃 兰州 730050; 2. 北京精密机电控制设备研究所, 北京 100076;

3. 宇航智能控制技术国家级重点实验室, 北京 100854)

摘要:为了抑制抖振和增强永磁同步电机(PMSM)转速控制性能,提出一种基于障碍函数的永磁同步电机阻尼可变性能增强新型转速滑模控制方法。首先,设计一种非级联转速-电流一体化单环控制架构,该架构直接利用可测量转速和电流直接设计控制器,而无需设计观测器估计角加速度。其次,引入障碍函数使 sign 切换函数的增益自适应调整,这不但极大削弱抖振,同时还解决电流无法自动受限的问题。此外,在滑模面设计中创新性地设计积分阻尼可变函数,有效地提升转速暂态控制性能。同时积分项使系统动态仅为滑动阶段,大大简化控制器和自适应律的设计复杂度。为了进一步增强鲁棒性,设计一种滤波扰动估计器对 PMSM 中的匹配和非匹配扰动同时进行估计并补偿。最后,通过实际实验对所提方法进行验证,实验结果表明该控制方法能够有效降低抖振和增强 PMSM 的转速控制性能。

关键词:转速-电流一体化;障碍函数;自动受限;积分阻尼可变函数;滤波扰动估计器

DOI:10.15938/j.emc.2026.01.014

中图分类号:TP273

文献标志码:A

文章编号:1007-449X(2026)01-0155-12

Barrier function based PMSM variable damping performance enhancement sliding mode control

YANG Rongrong¹, TAN Jiachang¹, ZHANG Ling¹, HUANG Hua¹,
ZHANG Peng², WANG Deyi³

(1. School of Mechanical and Electrical Engineering, Lanzhou University of Technology, Lanzhou 730050, China;

2. Beijing Research Institute of Precise Mechatronic and Controls, Beijing 100076, China;

3. National Key Laboratory of Science and Technology on Aerospace Intelligence Control, Beijing 100854, China)

Abstract:To suppress chattering and enhance the speed control performance of permanent magnet synchronous motors (PMSMs), a novel speed sliding mode control method based on a barrier function with variable damping performance enhancement was proposed. First of all, a non-cascade speed-current integration single-loop control architecture was designed. In this architecture, the controller was directly designed using the measurable speed and current, and no observer was needed to estimate the angular acceleration. Secondly, the gain of the sign switching function can be adjusted adaptively by introducing the barrier function, which not only greatly weakens the chattering, but also solves the problem that the cur-

收稿日期: 2024-12-10

基金项目: 国家自然科学基金(52365057); 甘肃省科技重大专项(23ZDGE002); 浙江省温州市科技计划项目(G2023045)

作者简介: 杨荣荣(1981—), 男, 博士, 副教授, 研究方向为机电和电液伺服系统的先进控制理论及应用;

谭家昌(2000—), 男, 硕士, 研究方向为电液伺服控制;

张玲(1981—), 女, 博士, 副教授, 研究方向为数字化制造、建模仿真;

黄华(1978—), 男, 博士, 教授, 博士生导师, 研究方向为伺服控制、数字孪生和故障诊断;

张朋(1984—), 男, 博士, 研究员, 研究方向为电伺服作动系统控制;

王德义(1986—), 男, 博士, 研究员, 研究方向为控制系统设计。

通信作者: 杨荣荣

rent cannot be automatically limited. In addition, the integral damping variable function was innovatively designed in the sliding mode surface design, which effectively improves the transient control performance of the speed. At the same time, the integral term makes the system dynamic only in the sliding stage, greatly simplifying the design complexity of the controller and the adaptive law. In order to further enhance the robustness, a filter disturbance estimator was designed to estimate and compensate the matched and unmatched disturbances in PMSM simultaneously. Finally, the proposed control method is verified by practical experiments, and the experimental results show that the control method can effectively reduce chattering and enhance the speed control performance of PMSM.

Keywords: speed-current integration; barrier function; automatically limited; integral damping variable function; filter disturbance estimator

0 引言

永磁同步电动机(permanent magnet synchronous motor, PMSM)因具有结构紧凑、效率高、功率密度大、可靠性高等优点^[1],在电动汽车^[2-3]、机器人^[4]、航空航天^[5]、工业应用^[6]等领域得到了广泛的应用。随着控制理论的发展和工业应用中对PMSM转速伺服性能在动态响应速度、鲁棒性、控制精度等方面要求的不断提高,迫切需要更为先进的控制策略去满足这些要求。得益于PID结构简单、易实施和整定参数少等优点,PID仍是PMSM转速控制中应用最广泛的控制器,然而,PMSM的转速控制性能可能会受到系统不确定性(如参数不确定性、未知外部扰动等)的严重影响,故传统单一的PID控制^[7-8]已很难满足要求。

为此,许多学者提出了很多先进的控制方法提升PMSM的转速控制性能,如反步控制^[9]、自抗扰控制^[10]、模糊控制^[11]、预测控制^[12-13]、自适应控制^[14]和滑模控制(sliding mode control, SMC)^[15-17]等。其中SMC对于系统不确定性和外部扰动具有很强的鲁棒性,并且设计过程简单明确,因此得到了广泛的关注和研究。然而SMC的强鲁棒性带来的往往是严重的抖振现象,这极大地制约了SMC的实际应用。为了削弱抖振和提高PMSM的转速控制性能,国内外许多的学者做了大量研究。文献[18]针对PMSM构建了一个电流受限的转速-电流单环控制系统,将非匹配扰动转换为匹配扰动,并设计一种非线性时变扰动观测器来估计扰动;文献[19]将模型预测控制与自适应积分滑模控制相结合,提升了PMSM跟踪性能;文献[20]提出了一种改进的非奇异终端滑模控制(nonsingular terminal sliding mode control, NTSMC)方法和滑模观测器(sliding

mode observer, SMO), NTSMC控制器在控制输入中不包含开关元件,可以有效抑制控制抖振;相较于传统趋近律,文献[21]设计了一种自适应终端滑模趋近律,能够提高PMSM跟踪精度,减小系统抖振,同时结合改进的扩张状态观测器(extended state observer, ESO),以获得更准确的瞬态扰动估计;文献[22]设计了一种基于信号功能的互补滑模控制与超螺旋滑模观测器相结合的速度控制器,有效提高了PMSM鲁棒性和速度跟踪性能;文献[23]设计了一种自适应滑模控制器(adaptive sliding mode controller, ASMC),该控制器不需要扰动上界信息,其控制增益会随着扰动增大而增大,但是当扰动减小时,控制增益并不会减小,从而导致控制增益过大引起严重的抖振,也就是“过估计”问题;为此,文献[24]在自适应滑模控制器的基础上提出了一种基于障碍函数的自适应滑模控制器(barrier function based adaptive sliding mode controller, BFASMC),该控制器所提出的障碍函数可以保证滑模变量在有限时间收敛到预定义的邻域内,不但降低了抖振还避免了过估计问题;文献[25]将BFASMC应用在了直线电机的位置控制系统中,提升了位置控制性能;文献[26]将终端滑模控制与BFASMC相结合并成功应用于机器人控制系统中;文献[27]利用障碍函数设计了一种新型滑模观测器,有效提高了控制系统的抗扰能力。但是上述文献中所提出的BFASMC,系统动态仍然包含趋近模态和滑动模态,造成控制器中切换函数sign增益的自适应律结构和稳定性证明复杂化,而且很少关注如调节时间、超调等暂态控制性能。

此外,PMSM转速SMC设计时的控制架构也是学者关注的一个重要方面。目前,转速和电流双环级联控制架构依然是主流。文献[28-30]均采用

双环级联控制架构设计 SMC 控制器。双环级联控制架构意味着需要单独设计转速和电流两个 SMC 控制器,控制参数多,而且要求电流环带宽远大于转速环,而过大的电流环带宽往往要求高频率的电力电子开关器件才能实现,这必然会造成系统硬件成本和功耗大为提高。为此,文献[31-33]提出了一种非级联转速电流单环控制方法,该方法仅需要设计一个单独的 SMC 转速控制器即可,控制参数少,无需过大的电流环带宽。但是利用单环非级联控制架构设计 SMC 时会产生非匹配扰动和 q 轴电流不能直接限幅的问题,而且控制器设计时需要设计额外的观测器估计不可测的角加速度信息。

针对以上问题,本文设计一种新型基于障碍函数的自适应滑模控制器(novel barrier function based adaptive sliding mode controller, NBFASMC),该控制器具有以下优点:1)利用转速和电流可测信息直接设计转速滑模控制器的非级联转速-电流单环控制架构,无需使用角加速度信息,控制器设计更加简单和易于实际应用;2)在控制器设计中引入障碍函数,利用障碍函数特性实现切换函数 sign 切换增益随扰动幅值自适应调整,而且解决传统非级联转速-电流单环控制架构中电流不能自动受限控制的问题;3)设计一种应用于 PMSM 的基于滤波器的未知系统动态估计器(unknown system dynamics estimator, USDE),USDE 不但结构简单且仅有一个整定参数。利用 USDE 能对 PMSM 的匹配和非匹配扰动实时估计和补偿,这样控制器不但继承传统 BFASMC 切换函数 sign 增益自适应调节的优点,而且还避免“过估计”的缺点,从而使切换函数增益进一步减小,使“抖振”问题得到有效解决;4)设计一种新型阻尼可变积分滑模面,一方面,阻尼可变函数实现系统阻尼比由欠阻尼到过阻尼的自适应调节,能有效减小转速阶跃响应的超调和提升暂态响应速度。另一方面,积分项使系统动态省去趋近阶段,大为简化切换函数 sign 的增益自适应律复杂度和系统稳定性证明过程。

1 PMSM 数学模型

基于磁场定向矢量控制技术,表贴式永磁同步电机在 d-q 轴同步旋转坐标系下的数学模型可表示为:

$$\left. \begin{aligned} J_p \dot{\omega}_m &= 1.5p\psi_f i_q - B_p \omega_m - T_L; \\ u_d &= R_h i_d + L_d \dot{i}_d - p\omega_m L_q i_q; \\ u_q &= R_h i_q + L_q \dot{i}_q + p\omega_m (L_d i_d + \psi_f) \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

式中: J_p 为 PMSM 转动惯量; ω_m 为机械角速度; p 为极对数; ψ_f 为转子永磁体磁链; B_p 为粘性摩擦系数; T_L 为负载转矩; u_d 和 u_q 为 d-q 轴电压分量; i_d 和 i_q 为 d-q 轴电流分量; L_d 、 L_q 为 d-q 轴等效电感; R_h 为定子电阻。

为了消除耦合,采用 $i_d^* = 0$ 的方法,于是可得:

$$\left. \begin{aligned} J_p \dot{\omega}_m &= 1.5p\psi_f i_q - B_p \omega_m - T_L; \\ u_q &= R_h i_q + L_q \dot{i}_q + p\omega_m \psi_f \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

令 $x_1 = \omega_m$, $x_2 = 1.5p\psi_f i_q / J_p$, 对其分别关于时间 t 求导可得

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= \dot{\omega}_m = J_p^{-1} 1.5p\psi_f i_q - J_p^{-1} B_p \omega_m - J_p^{-1} T_L = \\ &= J_p^{-1} 1.5p\psi_f i_q + d_1 = a_n i_q + d_1 \end{aligned} \quad (3)$$

式中: $a = J_p^{-1} 1.5p\psi_f$; a_n 表示未知参数的标称值; $d_1 = (a - a_n) i_q - J_p^{-1} (B_p \omega_m + T_L)$ 为由外负载 T_L 和 B_p 、 ψ_f 、 J_p 等不确定参数引起的集总非匹配型扰动。

$$\begin{aligned} \dot{x}_2 &= (J_p L_q)^{-1} 1.5p\psi_f (u_q - R_h i_q - p\omega_m \psi_f) + d_2 = \\ &= (J_p L_q)^{-1} 1.5p\psi_f (u_q - p\omega_m \psi_f) - \\ &= L_q^{-1} R_h x_2 + d_2 \end{aligned} \quad (4)$$

式中 d_2 为由不确定参数永磁体磁链、转动惯量、电感和电阻引起的匹配型扰动。

选取状态 $\mathbf{X} = [x_1 \ x_2]^T = [\omega_m \ J_p^{-1} 1.5p\psi_f i_q]^T$, 则状态方程最终可写为:

$$\left. \begin{aligned} \dot{x}_1 &= x_2 + d_1; \\ \dot{x}_2 &= a_{1n} u_q - a_{2n} x_1 - a_{3n} x_2 + d_2 \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

式中: $d_2 = (a_1 - a_{1n}) u_q - (a_2 - a_{2n}) x_1 - (a_3 - a_{3n}) (a - a_n) i_q$ 表示系统的集总匹配型扰动; $a_1 = (J_p L_q)^{-1} 1.5p\psi_f$; $a_2 = (J_p L_q)^{-1} 1.5p^2 \psi_f^2$; $a_3 = L_q^{-1} R_h$; a_{1n} 、 a_{2n} 、 a_{3n} 分别表示未知参数 a_1 、 a_2 、 a_3 的标称值。

2 控制器设计

2.1 USDE 设计

在本小节中,设计一种基于低通滤波器的扰动估计器(USDE)来实时估计匹配型扰动 d_2 和非匹配型扰动 d_1 以提高系统的抗扰能力。匹配扰动估计器设计如下:

假设 1: 匹配扰动 d_2 及其导数有界, 即 $|d_2| \leq \nu$, $|\dot{d}_2| \leq \lambda$, $\nu > 0$, $\lambda > 0$ 。

考虑系统模型式(5), 令 $u_q = u$, 定义 x_1 、 x_2 、 u 、 d_2 所对应的滤波变量分别为 x_{1f} 、 x_{2f} 、 u_f 、 d_{2f} , 其表达式如下:

$$\left. \begin{aligned} k\dot{x}_{2f} + x_{2f} &= x_2, x_{2f}(0) = 0; \\ k\dot{u}_f + u_f &= u, u_f(0) = 0; \\ k\dot{x}_{1f} + x_{1f} &= x_1, x_{1f}(0) = 0; \\ k\dot{d}_{2f} + d_{2f} &= d_2. \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

式中 k 为滤波时间常数, 满足 $0 < k < 1$ 。

对式(5)中的第二个微分方程两边同时进行滤波处理, 并利用式(6)可得

$$\frac{x_2 - x_{2f}}{k} = a_{1n}u_f - a_{2n}x_{1f} - a_{3n}x_{2f} + d_{2f}. \quad (7)$$

设计不变流形^[34]为

$$\chi = \frac{x_2 - x_{2f}}{k} - a_{1n}u_f + a_{2n}x_{1f} + a_{3n}x_{2f} - d_2. \quad (8)$$

对式(8)等式两边同时关于时间 t 求导, 然后将式(5)中的第二个微分方程和式(6)分别代入式(8)的导数中, 并结合式(8)可得

$$\begin{aligned} \dot{\chi} &= \frac{\dot{x}_2 - \dot{x}_{2f}}{k} - a_{1n}\dot{u}_f + a_{2n}\dot{x}_{1f} + a_{3n}\dot{x}_{2f} - \dot{d}_2 = \\ &= -\frac{1}{k}(\chi + kd_2). \end{aligned} \quad (9)$$

选择 Lyapunov 函数为 $V_\chi = \chi^2/2$, 对其关于时间 t 求导可得

$$\begin{aligned} \dot{V}_\chi &= \chi\dot{\chi} = -\frac{1}{k}\chi^2 - \chi\dot{d}_2 \leq \\ &= -\frac{1}{k}\chi^2 + \frac{1}{2k}\chi^2 + \frac{k}{2}\dot{d}_2^2 \leq -\frac{1}{2k}\chi^2 + \frac{k}{2}\lambda^2. \end{aligned} \quad (10)$$

通过求解上式(10)可得 $V_\chi(t) \leq \exp(-t/k)V_\chi(0) + k^2\lambda^2/2$, 其中 $\exp$ 为指数函数。可以看出变量 χ 能够收敛到一个很小的区域, 即 $|\chi(t)| \leq \sqrt{V_\chi(0) + k^2\lambda^2/2}$, 并且其上界大小取决于参数 k 和 λ , 且当 $t \rightarrow +\infty$, $k \rightarrow 0$ 时, $\chi \rightarrow 0$ 。

由上述分析可设计匹配型扰动估计值 $\hat{d}_2$ 为

$$\hat{d}_2 = d_{2f} = \frac{x_2 - x_{2f}}{k} - a_{1n}u_f + a_{2n}x_{1f} + a_{3n}x_{2f}. \quad (11)$$

定义估计误差: $\tilde{d}_2 = \hat{d}_2 - d_2 = d_{2f} - d_2$, 其动态方程为

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{d}}_2 &= \dot{\hat{d}}_2 - \dot{d}_2 = \frac{\dot{x}_2 - \dot{x}_{2f}}{k} - a_{1n}\dot{u}_f + a_{2n}\dot{x}_{1f} + a_{3n}\dot{x}_{2f} - \dot{d}_2 = \\ &= \frac{1}{k}(\dot{x}_2 - \frac{x_2 - x_{2f}}{k}) - \frac{a_{1n}(u - u_f)}{k} + \\ &= \frac{a_{2n}(x_1 - x_{1f})}{k} + \frac{a_{3n}(x_2 - x_{2f})}{k} - \dot{d}_2 = \\ &= \frac{1}{k}(d_2 - \hat{d}_2) - \dot{d}_2 = -\frac{1}{k}\tilde{d}_2 - \dot{d}_2. \end{aligned} \quad (12)$$

选取 Lyapunov 函数为 $V_D = \tilde{d}_2^2/2$, 关于时间 t 求导后得到

$$\begin{aligned} \dot{V}_D &= -\frac{1}{k}\tilde{d}_2^2 - \tilde{d}_2\dot{d}_2 \leq -\frac{1}{k}\tilde{d}_2^2 + |\tilde{d}_2| |\dot{d}_2| \leq \\ &= -\frac{1}{k}\tilde{d}_2^2 + \frac{\tilde{d}_2^2}{2k} + \frac{k}{2}\lambda^2 \leq \\ &= -\frac{1}{k}V_D + \frac{k}{2}\lambda^2. \end{aligned} \quad (13)$$

解得估计误差的上界为

$$|\tilde{d}_2(t)| \leq \sqrt{\tilde{d}_2^2(0)\exp(-t/k) + k^2\lambda^2}. \quad (14)$$

由式(14)可知 $\tilde{d}_2(t)$ 指数收敛有界, 即当 $t \rightarrow +\infty$, $k \rightarrow 0$ 时, $\tilde{d}_2 \rightarrow 0$, 即 k 越小, 估计器估计越准确。

非匹配扰动估计器设计如下:

假设 2: 非匹配扰动 d_1 及其导数有界, 即 $|d_1| \leq \rho$, $|\dot{d}_1| \leq \tau$, $|\ddot{d}_1| \leq \partial$, $\rho > 0$, $\tau > 0$, $\partial > 0$ 。

考虑系统模型式(5), 将 d_1 扩展为一个新的状态变量, 选取状态变量 $\mathbf{X} = [x_1 \ d_1]^T$, 新的状态方程为:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 + d_1; \\ \dot{d}_1 = D. \end{cases} \quad (15)$$

定义 x_1 、 x_2 、 d_1 、 D 所对应的滤波变量分别为 x_{1f} 、 x_{2f} 、 d_{1f} 、 D_f , 表达式如下:

$$\begin{cases} k\dot{x}_{2f} + x_{2f} = x_2, x_{2f}(0) = 0; \\ k\dot{x}_{1f} + x_{1f} = x_1, x_{1f}(0) = 0; \\ k\dot{d}_{1f} + d_{1f} = d_1. \end{cases} \quad (16)$$

对式(15)中的第一个微分方程两边同时进行滤波处理, 并利用式(16)可得

$$\dot{x}_{1f} = x_{2f} + d_{1f}. \quad (17)$$

由式(11)同理可得非匹配型扰动估计值 $\hat{d}_1$ 为

$$\hat{d}_1 = d_{1f} = \dot{x}_{1f} - x_{2f} = \frac{x_1 - x_{1f}}{k} - x_{2f}. \quad (18)$$

再对式(15)中的第二个微分方程两边同时进行滤波处理, 由于在上述分析中已经证明所设计的扰动估计器能够准确估计扰动值, 因此所设计的 $\hat{d}_1$ 同样能够准确估计 d_1 , 定义 $\hat{d}_1$ 所对应的滤波变量为 $\hat{d}_{1f}$, 即 $k\dot{\hat{d}}_{1f} + \hat{d}_{1f} = \hat{d}_1$ 。基于此, 利用式(16)和式(18)同理可得估计值 $\hat{D}$ 为

$$\hat{D} = D_f = \dot{\hat{d}}_1 = \frac{\hat{d}_1 - \hat{d}_{1f}}{k}. \quad (19)$$

定义估计误差分别为:

$$\tilde{d}_1 = \hat{d}_1 - d_1 = d_{1f} - d_1; \quad (20)$$

$$\tilde{D} = \hat{D} - D = D_f - D. \quad (21)$$

由上述证明过程同理可知,所设计的非匹配扰动估计器能够准确估计并补偿非匹配扰动及其非匹配扰动的导数项。

由式(13)和式(14)同理可得估计误差的上界分别为:

$$\left. \begin{aligned} | \hat{d}_1(t) | &\leq \sqrt{\hat{d}_1^2(0) \exp(-t/k) + k^2 \tau^2}; \\ | \hat{D}(t) | &\leq \sqrt{\hat{D}^2(0) \exp(-t/k) + k^2 \hat{d}^2}. \end{aligned} \right\} \quad (22)$$

2.2 NBFASMC 设计

为了便于控制设计和分析,下面给出关于障碍函数的定义。

定义 1^[24]:给定一个参数 $\varepsilon > 0$,定义障碍函数 $K_b(x)$ 为:对于 $\forall b > 0, x \in (-\varepsilon, \varepsilon), K_b(x)$ 在 $[0, \varepsilon)$ 内严格单调递增且满足 $K_b(x) \in [b, +\infty)$, 且 $K_b(x)$ 满足以下条件:

- 1) $\lim_{|x| \rightarrow \varepsilon} K_b(x) = +\infty$;
- 2) $K_b(x)$ 在 $x = 0$ 时存在最小值为 $K_b(0) = b > 0$;

这里设计障碍函数 $K_b(s)$ 为如下形式:

$$K_b(s) = \tan\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{|s|}{\varepsilon}\right) + b. \quad (23)$$

式中: $\tan$ 为正切函数; $K_b(0) = b > 0$ 。

障碍函数 $K_b(s)$ 在 $(-\varepsilon, \varepsilon)$ 内的曲线如图 1 所示,由图 1 可知, s 在初始时刻便处于 $(-\varepsilon, \varepsilon)$, 当扰动增大时,滑模变量 s 逐渐趋近于 $\pm\varepsilon$, 此时 $K_b(s)$ 也随之增大,一旦 $K_b(s)$ 大于扰动时,便将滑模变量 s 又重新拉回原点。反之一旦 $|s|$ 减小, $K_b(s)$ 也会随之减小,从而避免了 $K_b(s)$ 的“过估计”问题,同时也降低了抖振。

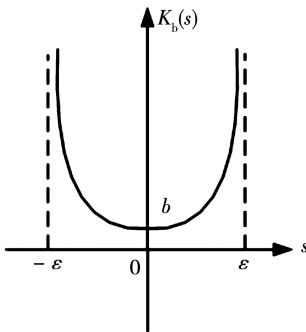


图 1 障碍函数 $K_b(s)$ 曲线

Fig. 1 Barrier function curve of $K_b(s)$

定义 PMSM 速度跟踪误差为

$$e = \omega_m^* - \omega_m. \quad (24)$$

式中 ω_m^* 为给定的速度信号。

令 $x_d = \omega_m^*$, 则 $e = x_d - x_1$, 利用可测量转速和电流设计阻尼可变积分滑模面为

$$s = \dot{x}_d - x_2 + 2\omega_n \eta(t)e + \int e[\omega_n^2 - 2\omega_n \dot{\eta}(t)] dt - \int \hat{D} dt. \quad (25)$$

式中: $\eta(t) = (\xi_0 - \xi_\infty) \exp(-\mu t) + \xi_\infty$ 为阻尼可变函数, $\dot{\eta}(t) = -\mu(\xi_0 - \xi_\infty) \exp(-\mu t)$; ξ_0 为初态阻尼比; ξ_∞ 为终态阻尼比; ω_n 为滑模面二阶系统的固有频率,反映了滑模面的收敛速度; μ 为阻尼可变敏感系数。

对 s 关于时间 t 求导可得

$$\begin{aligned} \dot{s} &= \ddot{x}_d - \dot{x}_2 + 2\omega_n \dot{\eta}(t)e + 2\omega_n \eta(t)\dot{e} + \\ &\quad e[\omega_n^2 - 2\omega_n \dot{\eta}(t)] - \dot{\hat{D}} = \\ &\quad \ddot{x}_d - a_{1n}u_q + a_{2n}x_1 + a_{3n}x_2 - d_2 + \\ &\quad 2\omega_n \eta(t)(\dot{x}_d - x_2 - d_1) + \omega_n^2 e - \dot{\hat{D}}. \end{aligned} \quad (26)$$

设计控制律为

$$\begin{aligned} u_q &= a_{1n}^{-1} \left\{ \ddot{x}_d + a_{2n}x_1 + a_{3n}x_2 - \dot{d}_2 + \right. \\ &\quad 2\eta(t)\omega_n(\dot{x}_d - x_2 - \dot{d}_1) + \\ &\quad \omega_n^2 e - \dot{\hat{D}} + K_B(t, s) \operatorname{sign}(s) + \\ &\quad \left. \left[\tan\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{|i_q|}{i_{q\max}}\right) + N \right] s \right\}. \end{aligned} \quad (27)$$

式中: sign 为符号函数; $K_B(t, s) = \tan\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{|s|}{\varepsilon}\right) + \bar{F}$; $\dot{d}_1, \dot{d}_2, \dot{\hat{D}}$ 为所设计的扰动估计补偿项; $N > 0$; $i_{q\max} > 0$ 为 i_q 的最大限幅值。

将 u_q 代入式(26)得到

$$\begin{aligned} \dot{s} &= (\dot{d}_2 - d_2) + 2\eta(t)\omega_n(\dot{d}_1 - d_1) - \\ &\quad K_B(t, s) \operatorname{sign}(s) - \left[\tan\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{|i_q|}{i_{q\max}}\right) + N \right] s. \end{aligned} \quad (28)$$

如果 s 能够到达滑模面, 即

$$\begin{aligned} \dot{x}_d - x_2 + 2\eta(t)\omega_n e + \int e[\omega_n^2 - 2\omega_n \dot{\eta}(t)] dt - \\ \int \hat{D} dt = 0. \end{aligned} \quad (29)$$

对式(29)关于时间 t 求导可得

$$\ddot{x}_d - \dot{x}_2 + 2\omega_n \dot{\eta}(t)e + 2\omega_n \eta(t)\dot{e} + e[\omega_n^2 - 2\omega_n \dot{\eta}(t)] - \dot{\hat{D}} = 0. \quad (30)$$

将式(30)化简后可得

$$\ddot{e} + 2\omega_n \eta(t)\dot{e} + \omega_n^2 e + \dot{d}_1 - \dot{\hat{D}} = 0. \quad (31)$$

通过选择式(25)中的积分项初值为 $-[\dot{x}_d(0) - x_2(0) + 2\omega_n \eta(0)e(0)]$, 可以保证在初始时刻 $s(0) = 0$, 那么如果 $\hat{D}$ 能实现对 $\dot{d}_1$ 的准确估计, 则误差 e 的

动态就完全由二阶系统 $\ddot{e} + 2\omega_n\eta(t)\dot{e} + e\omega_n^2 = 0$ 决定,而二阶系统的动态响应取决于阻尼比和固有频率 ω_n 。由阻尼可变函数 $\eta(t)$ 可以看出,当 $t \rightarrow 0$ 时, $\eta(t) \rightarrow \xi_0$,此时系统阻尼比小,响应速度快;当 $t \rightarrow +\infty$ 时, $\eta(t) \rightarrow \xi_\infty$,此时系统阻尼比变大,响应速度变慢,这意味着随着控制系统的运行,系统阻尼比可以实现从 ξ_0 到 ξ_∞ 的变化,因此可以实现在提高响应速度的同时保证无超调调节,从而达到增强PMSM的转速控制性能的效果。

由式(27)可知,在控制器设计中加入 $\left[\tan\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{|i_q|}{i_{q\max}}\right) + N\right]s$ 电流约束项以约束电流幅值, $\dot{e}$ 代表系统的阻尼,即角加速度的大小。阻尼越大,趋近速度越慢,但是趋近过程越平稳,反之阻尼越小,趋近速度越快,但是趋近过程可能会产生振荡。由式(25)可知,滑模面中含有 $(\dot{x}_d - x_2)$ 这一项,结合上式(5)可将 $(\dot{x}_d - x_2)$ 变换为 $(\dot{e} + d_1)$ 。当

i_q 接近 $i_{q\max}$ 时, $\tan\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{|i_q|}{i_{q\max}}\right) + N \rightarrow \infty$, 由于滑模面 s 中含有 $\dot{e}$, 因此阻尼也会越大, 角加速度减小, 而角加速度与 i_q 成正比, 这意味着 i_q 会逐渐远离 $i_{q\max}$, $\tan\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{|i_q|}{i_{q\max}}\right) + N$ 也会减小, 系统阻尼减小, 角加速度又开始增大, 最终 i_q 会在 $i_{q\max}$ 附近波动, 从而达到电流受限的目的。其中系数 N 起到增强阻尼的作用, N 过大会导致角加速度过小, i_q 始终远小于 $i_{q\max}$, 这会使响应速度变慢。而 N 过小会导致阻尼的作用过小, 无法对 i_q 起到限幅约束作用, 因此系数 N 需要经过多次试验取合适值。

此外, 如果非匹配型扰动 d_1 为常值扰动, 即 $\lim_{t \rightarrow \infty} \dot{d}_1(t) = 0$, 那么由式(31)可知在控制器设计中无需设计非匹配扰动估计器 $\hat{D}$ 。

整个控制系统的控制框图如图2所示。

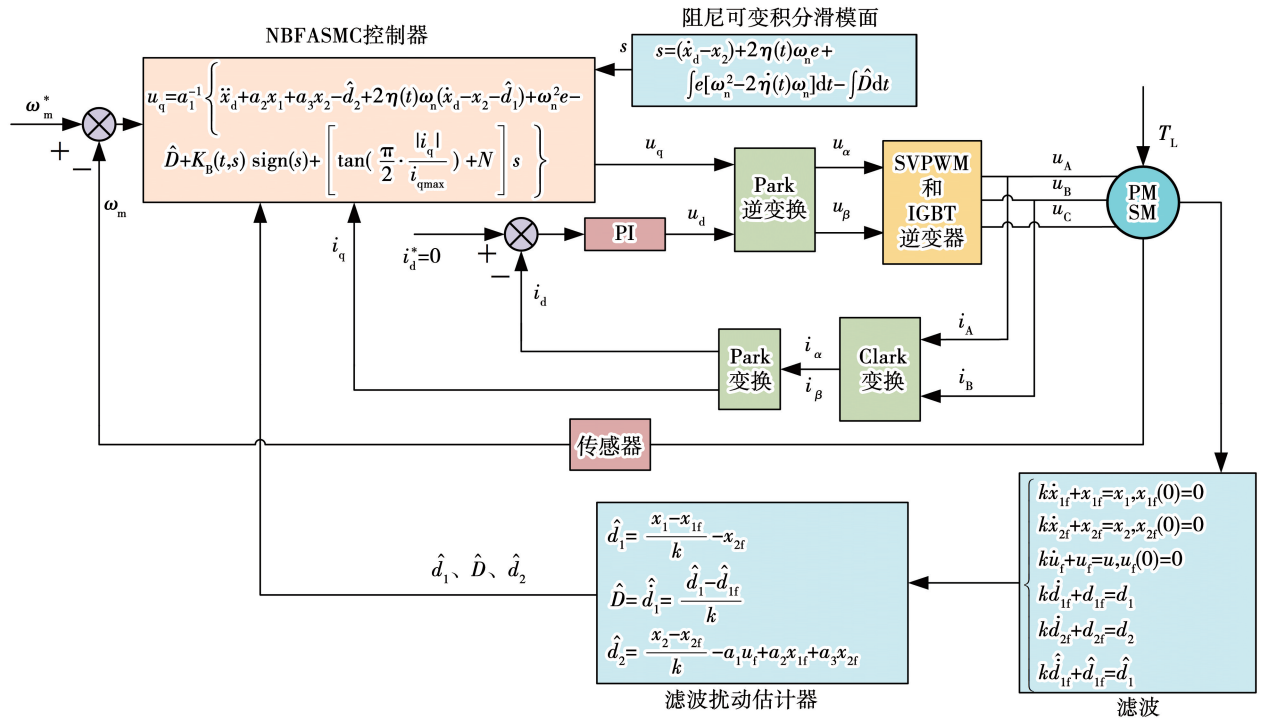


图2 NBFASMC 控制结构框图

Fig. 2 Control structure block diagram of NBFASMC

3 稳定性分析

3.1 滑模面稳定性分析

由式(26)可知

$$\dot{s} = (\ddot{e} + \dot{d}_1) + 2\dot{\eta}(t)\omega_n e + 2\eta(t)\omega_n \dot{e} + e[\omega_n^2 - 2\dot{\eta}(t)\omega_n] - \dot{D} =$$

$$(\ddot{e} + 2\eta(t)\omega_n \dot{e} + \omega_n^2 e) + \dot{d}_1 - \dot{D} = (\ddot{e} + 2\eta(t)\omega_n \dot{e} + \omega_n^2 e) + \tilde{D}. \quad (32)$$

滑模面的稳定性分以下两种情况证明:

1) 如果 $\dot{d}_1 = 0, \dot{d}_2 = 0$, 即匹配和非匹配扰动都为慢变扰动, 由式(22)和式(14)可知 $\dot{d}_1, \dot{d}_1, \dot{d}_2$ 指数收敛, 则到达滑模面后满足: $\ddot{e} + 2\eta(t)\omega_n \dot{e} +$

$\omega_n^2 e = 0$ 。选择 Lyapunov 函数 $V_a = 0.5\omega_n^2 e^2 + 0.5\dot{e}^2$, 对其关于时间 t 求导,得

$$\dot{V}_a = \omega_n^2 e \dot{e} + \dot{e} \ddot{e} = \omega_n^2 e \dot{e} - 2\eta(t)\omega_n \dot{e}^2 - \omega_n^2 e \dot{e} = -2\eta(t)\omega_n \dot{e}^2 \leq 0. \quad (33)$$

当 $\dot{V}_a \equiv 0$ 时,可得 $e = \dot{e} = 0$, 根据 LaSalle 不变集原理可知 e 和 $\dot{e}$ 渐近稳定。

2) 如果非匹配扰动 d_1 与匹配扰动 d_2 任意其一不是慢变扰动,且分别满足 $|\dot{d}_1| \leq \tau$, $|\dot{d}_2| \leq \lambda$, 则到达滑模面后满足: $\ddot{e} + 2\eta(t)\omega_n \dot{e} + \omega_n^2 e = \varpi$, 其中 $\varpi \leq k\tau$ 或 $\varpi \leq k\lambda$ 或 $\varpi \leq k(\tau + \lambda)$, 将其改写为^[35]

$$\ddot{e} + 2\eta(t)\omega_n \dot{e} + (\omega_n^2 - \varpi/e)e = 0. \quad (34)$$

当 $\omega_n^2 - \varpi/e > 0$ 时,取 $\gamma = \omega_n^2 - \varpi/e + \sigma$, $\sigma > 0$ 。选择 Lyapunov 函数 $V_b = 0.5(\gamma - \sigma)e^2 + 0.5\dot{e}^2$, 对其关于时间 t 求导,得

$$\begin{aligned} \dot{V}_b &= (\gamma - \sigma)e\dot{e} + \dot{e}\ddot{e} = \\ &(\gamma - \sigma)e\dot{e} - 2\eta(t)\omega_n \dot{e}^2 - (\omega_n^2 - \varpi/e)e\dot{e} = \\ &-2\eta(t)\omega_n \dot{e}^2 \leq 0. \end{aligned} \quad (35)$$

可见,当满足条件 $\omega_n^2 - \varpi/e > 0$ 时, $\dot{V}_b \leq 0$, 即 e 和 $\dot{e}$ 均有界,且当 $t \rightarrow +\infty$ 时, $|e| \leq \varpi/\omega_n^2$ 。

3.2 可达性证明分析

相较于传统 BFASMC 的稳定性证明过程, NB-FASMC 滑模面中积分项的引入使得初始时刻 $t = 0$ 时,滑模变量 s 就处于 $(-\varepsilon, \varepsilon)$ 区间内,因此无需证明 s 收敛到该区间的过程,仅需证明 $t > 0$ 时, s 保持并稳定在 $(-\varepsilon, \varepsilon)$ 内即可,这样证明过程大为简化。

由式(28)可知,令 $\delta = (\dot{d}_2 - d_2) + 2\eta(t)\omega_n(\dot{d}_1 - d_1)$ 为系统的集总扰动,得到

$$\dot{s} = \delta - K_B(t, s) \text{sign}(s) - \left[\tan\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{|i_q|}{i_{q\max}}\right) + N \right] s. \quad (36)$$

定义辅助变量^[24]:

$$s_1 = \begin{cases} \varepsilon \cdot \frac{2}{\pi} \arctan(\delta_{\max} - \bar{F}), & \bar{F} < \delta_{\max}; \\ 0, & \bar{F} > \delta_{\max}. \end{cases} \quad (37)$$

式中: $\arctan$ 为反正切函数; $\varepsilon > 0$, $\bar{F} > 0$, $0 < s_1 < \varepsilon$ 。

选择 Lyapunov 函数为

$$V = \frac{1}{2}s^2 + \frac{1}{2}[K_B(s) - K_B(0)]^2. \quad (38)$$

对其关于时间 t 求导可得

$$\begin{aligned} \dot{V} &= s\dot{s} - sK_B(s) \text{sign}(s) - \\ &\left[\tan\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{|i_q|}{i_{q\max}}\right) + N \right] s^2 + \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} &[K_B(s) - K_B(0)]\dot{K}_B(s) \leq \\ &\delta_{\max}|s| - K_B(s)|s| + \\ &[K_B(s) - K_B(0)]\dot{K}_B(s) \leq \\ &- \underbrace{[-\delta_{\max} + K_B(s)]}_{\beta_s}|s| - \\ &\underbrace{\frac{\pi}{2\varepsilon} \sec^2\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{|s|}{\varepsilon}\right)}_{\zeta} \underbrace{[-\delta_{\max} + K_B(s)]}_{\beta_s} \\ &|K_B(s) - \bar{F}| = -\beta_s|s| - \\ &\zeta\beta_s|K_B(s) - \bar{F}|. \end{aligned} \quad (39)$$

式(39)中,当 $\bar{F} < \delta_{\max}$ 且 $s > s_1 > 0$ 时,由于 $K_B(s)$ 在 $[0, \varepsilon]$ 内单调递增,则 $K_B(s) > K_B(s_1) = \delta_{\max}$,很明显此时 $\beta_s > 0$,又由于 $\varepsilon > 0$,则 $\zeta > 0$ 。故有:

$$\begin{aligned} \dot{V} &\leq -\beta_s|s| - \zeta\beta_s|K_B(s) - \bar{F}| = \\ &- \beta_s \sqrt{2} \left[\frac{|s|}{\sqrt{2}} + \zeta \frac{|K_B(s) - \bar{F}|}{\sqrt{2}} \right]; \\ \dot{V} &\leq -\beta_s \sqrt{2} \min\{1, \zeta\} \left[\frac{|s|}{\sqrt{2}} + \zeta \frac{|K_B(s) - \bar{F}|}{\sqrt{2}} \right] \leq \\ &-\beta V^{\frac{1}{2}}. \end{aligned} \quad (40)$$

式中 $\beta = \beta_s \sqrt{2} \min\{1, \zeta\}$ 。

同理,式(39)中当 $\bar{F} \geq \delta_{\max}$ 且 $s > s_1 = 0$ 时,同样有 $K_B(s) > K_B(0) = \bar{F} > \delta_{\max}$,进而 $\beta_s > 0$,因此 $\dot{V} \leq -\beta V^{1/2}$ 得证。

根据上述分析可知滑模变量 s 可在有限时间 t 内收敛到 $(-\varepsilon, \varepsilon)$,并且根据 $\dot{V} \leq -\beta V^{1/2}$,可求得有限时间 t 的表达式为

$$t \leq \frac{2[-V(s_1, K_B(s_1))^{\frac{1}{2}} + V(0)^{\frac{1}{2}}]}{\beta}. \quad (41)$$

传统 BFASMC 的增益自适应律分为两部分,首先通过对 $|s(t)|$ 积分累加使滑模变量 s 由初始状态 $s(0)$ 趋近于 $(-\varepsilon, \varepsilon)$,到达该区域内后再将切换函数 sign 增益切换为基于障碍函数的自适应律 $L_B(s)$ 。而 NBFASMC 由于积分滑模面的引入,使整个过程省去了趋近阶段,减少了参数,同时不需要计算到达时间 $\bar{t}$,简化了控制器的设计和后续稳定性证明过程。

4 参数整定

所设计控制器需要整定的参数主要涉及到三方面,分别是阻尼可变积分滑模面中的参数 ξ_0 、 ξ_∞ 、 ω_n 和 μ ,扰动估计器中的参数 k ,以及障碍函数中的参数 ε 和 F 。为了实现欠阻尼到过阻尼的自适应变

化, ξ_0, ξ_∞ 需满足 $0 < \xi_0 < 1, \xi_\infty \geq 1$, 但 ξ_0 不宜过小, ξ_∞ 不宜过大, 否则均会造成收敛速度过慢, 因此建议 ξ_0 在 $0.1 \sim 0.3$ 范围取值, ξ_∞ 在 $1.2 \sim 1.3$ 范围取值。 ω_n 为滑模面标准二阶系统的固有频率, 与收敛速度关系密切, 因此可根据系统控制指标如调节时间或控制带宽来确定, 一般 ω_n 可取为控制带宽的 $1 \sim 2$ 倍, μ 是阻尼可变函数 $\eta(t)$ 中指数函数 $\exp(-\mu t)$ 的幂次项系数, 显然 μ 越大, $\exp(-\mu t)$ 的衰减速度越快, 即 ξ_0 到 ξ_∞ 过渡过程越快, 反之 μ 越小, $\exp(-\mu t)$ 的衰减速度越慢, 即 ξ_0 到 ξ_∞ 过渡过程也越慢, 因此 μ 在一定程度上表征了阻尼变化的敏感度, 这里建议 μ 在 $10 \sim 40$ 范围取值。滤波时间常数 k 需要在扰动估计的准确性和噪声污染程度之间折中考虑, k 越小对扰动的估计越准确, 但也越容易受噪声污染, 由于估计器带宽通常为控制带宽的 $3 \sim 5$ 倍, 因此建议初选 k 为 $1/(4 \sim 8)\omega_n$, 如果估计结果噪声污染严重, 再适度增大 k 的取值。障碍函数共有两个参数 ε, F 需要整定, 当 s 趋近于 0 时, 控制增益会接近其最小值 F , 若此时系统所受扰动幅值小于 F , 可能导致控制增益的估计值过大, 因此 F 尽可能小。参数 ε 过小会导致 s 越小, 从而提升控制精度, 但若 ε 过小, 电机控制输入电压可能超出电机承载极限, 引发饱和问题, 因此在实际应用中需综合考虑采样频率、电机输出能力等约束条件, 合理设定 ε 的取值以平衡控制性能与系统稳定性。需要注意的是, 上述参数的取值仅供参考, 应用时应根据实际情况经过多次试错最终确定。

5 实验验证

由于 PMSM 中粘性摩擦引起的非匹配扰动易于影响其他控制器的控制效果, 从而导致仿真对比效果不明显, 因此为了更好地说明 NBFASMC 的有效性和优越性, 利用如下数学模型设计传统 SMC 和传统 BFASMC 的控制算法:

$$\left. \begin{aligned} \dot{x}_1 &= x_2 - \frac{B_{lp}}{J_p}x_1 + d_1; \\ \dot{x}_2 &= a_{1n}u_q - a_{2n}x_1 - a_{3n}x_2 + d_2. \end{aligned} \right\} \quad (42)$$

式中 $d_1 = -J_p^{-1}T_L$ 为非匹配扰动。

首先设计线性滑模面

$$s = \dot{e} + ce. \quad (43)$$

对 s 关于时间 t 求导可得

$$\begin{aligned} \dot{s} = \ddot{e} + c\dot{e} &= \ddot{x}_d - \ddot{x}_1 + c(\dot{x}_d - \dot{x}_1) = \\ &\ddot{x}_d - a_{1n}u_q + a_{2n}x_1 + a_{3n}x_2 + \frac{B_{lp}}{J_p}\dot{x}_1 + \end{aligned}$$

$$c(\dot{x}_d - \dot{x}_1) = -l \cdot \text{sign}(s) - qs. \quad (44)$$

设计 SMC 控制律为

$$\begin{aligned} u_q &= \frac{1}{a_{1n}}[\ddot{x}_d + a_{2n}x_1 + a_{3n}x_2 + \frac{B_{lp}}{J_p}\dot{x}_1 + \\ &c(\dot{x}_d - \dot{x}_1) + l \cdot \text{sign}(s) + qs]. \end{aligned} \quad (45)$$

式中: $l > 0; q > 0$ 。

设计 BFASMC 控制律^[22]为

$$\begin{aligned} u_q &= \frac{1}{a_{1n}}[\ddot{x}_d + a_{2n}x_1 + a_{3n}x_2 + \frac{B_{lp}}{J_p}\dot{x}_1 + \\ &c(\dot{x}_d - \dot{x}_1) + L_B(t, s) \text{sign}(s)]. \end{aligned} \quad (46)$$

式中:

$$L_B(t, s) = \begin{cases} L_a(t), \dot{L}_a(t) = \bar{L} |s(t)|, & \text{if } 0 < t \leq \bar{t}; \\ \frac{\varepsilon \bar{F}}{\varepsilon - |s(t)|}, & \text{if } t > \bar{t}. \end{cases}$$

其中 $\varepsilon > 0, L > 0, F > 0$ 。

本节利用 Links-RT 半实物仿真平台将其与 PI 控制器、传统滑模控制器和基于障碍函数的自适应滑模控制器^[24]进行实验对比分析, PMSM 实验平台实物图如图 3 所示。实验平台由一台 400 W 的表贴式永磁同步电机、Links-Box-02 仿真机、驱动器和仿真计算机组成, 采样时间为 0.000 1 s。为了便于分析和表示, 传统滑模控制器用 SMC 表示, 基于障碍函数的自适应滑模控制器用 BFASMC 表示, PMSM 参数如表 1 所示。

表 1 PMSM 参数

Table 1 Parameters of PMSM

参数	数值
极对数 p	4
定子电感 L/mH	5×10^{-4}
定子电阻 R_s/Ω	0.125
永磁体磁链 ψ_f/Wb	0.013 3
转动惯量 $J_p/(\text{kg} \cdot \text{m}^2)$	2.8×10^{-5}
粘性摩擦系数 $B_{lp}/(\text{N} \cdot \text{m}/\text{rad} \cdot \text{s}^{-1})$	1.57×10^{-4}

PI 实验参数: $K_p = 8, K_i = 45$ 。

SMC 实验参数: $c = 500, l = 50, q = 1\,000$ 。

BFASMC 实验参数: $L = 100, c = 500, \varepsilon = 0.1, \bar{F} = 10$ 。

NBFASMC 实验参数: $k = 0.005, \xi_0 = 0.1, \xi_\infty = 1.2, \mu = 20, \omega_n = 68, \varepsilon = 0.1, \bar{F} = 10, N = 40, i_{q\text{max}} = 1$ 。

PMSM 的 d 轴电流环采用 PI 控制器, d 轴电流环 PI 控制器参数为: $K_{dp} = 0.5, K_{di} = 125$ 。

给定速度参考信号为阶跃信号 $\omega_m^* = 1\,000 \text{ r/min}$,

实验在以下 4 种情形下进行。

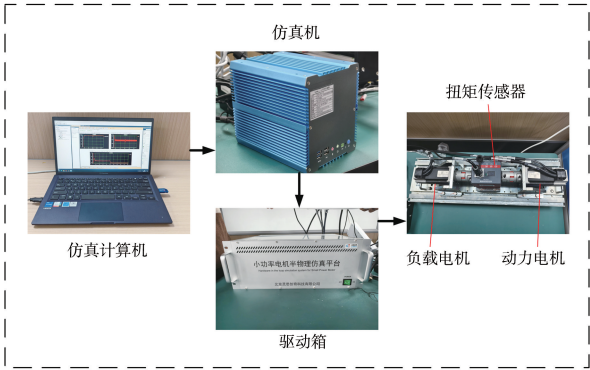


图 3 PMSM 实验平台
Fig. 3 PMSM experimental platform

情形 1: 为了验证 NBFASMC 的快速性, 此时 PMSM 空载启动, 图 4 为 4 种控制器的速度响应性能对比曲线。由图 4(a) 可以看出, 尽管 PI 响应速度较快, 但出现了约 18.9% 的超调, 而 NBFASMC 不存在超调。由于 NBFASMC 的阻尼自适应机制, NBFASMC 的响应速度比 SMC 和 BFASMC 两种控制器快。由图 4(b) 可以看出, NBFASMC 控制输出的抖振明显小于 SMC 和 BFASMC, 这主要得益于障碍函数和 USDE 的弱抖振作用。由图 4(c)、图 4(d) 可以看出, NBFASMC 的电流小于其余三者, 说明所设计的电流受限控制器能够对电流有效限幅。为了进一步说明 NBFASMC 的变阻尼效果, 固定 NBFASMC 的阻尼比, 即分别取 $\eta(t) = 0.1$ 和 1.2 , 速度响应对比曲线如图 4(e) 所示。由图 4(e) 可以看出, NBFASMC 的曲线位于其余两者曲线之间, 且在初始阶段 NBFASMC 与阻尼比为 0.1 时的曲线重合, 随着时间 t 的增长, 阻尼逐渐增大, 最终实现无超调调节。

情形 2: 初始时刻 PMSM 空载, 在 $t = 3\text{ s}$ 时突加负载扭矩 $T_L = -0.01\text{ N} \cdot \text{m}$, 速度响应性能对比曲线如图 5 所示。由图 5(a) 可以看出, 当受到非匹配扰动影响时, NBFASMC 产生了约 21.7 r/min 的速度下降, 恢复时间约为 0.39 s , 而 SMC 和 BFASMC 产生了约 300.2 r/min 和 379.3 r/min 的稳态误差, 说明 NBFASMC 的抗扰动能力优于 SMC 和 BFASMC, 这主要得益于 USDE 对非匹配扰动的估计补偿; 可以计算出此时的扰动量为 $d_1 = -J_p^{-1} B_{\text{ip}} \omega_m - J_p^{-1} T_L = -230$, 从图 5(c) 中可以看出 USDE 能够实现对扰动的准确估计。此外, 从图 5(b) 可以看出, SMC 由于过高的控制增益而产生了剧烈的抖振, 相比之下, BFASMC 和 NBFASMC 的控制输入曲线抖振明显小于 SMC, 这说明引入障碍函数可以有效降低抖振。

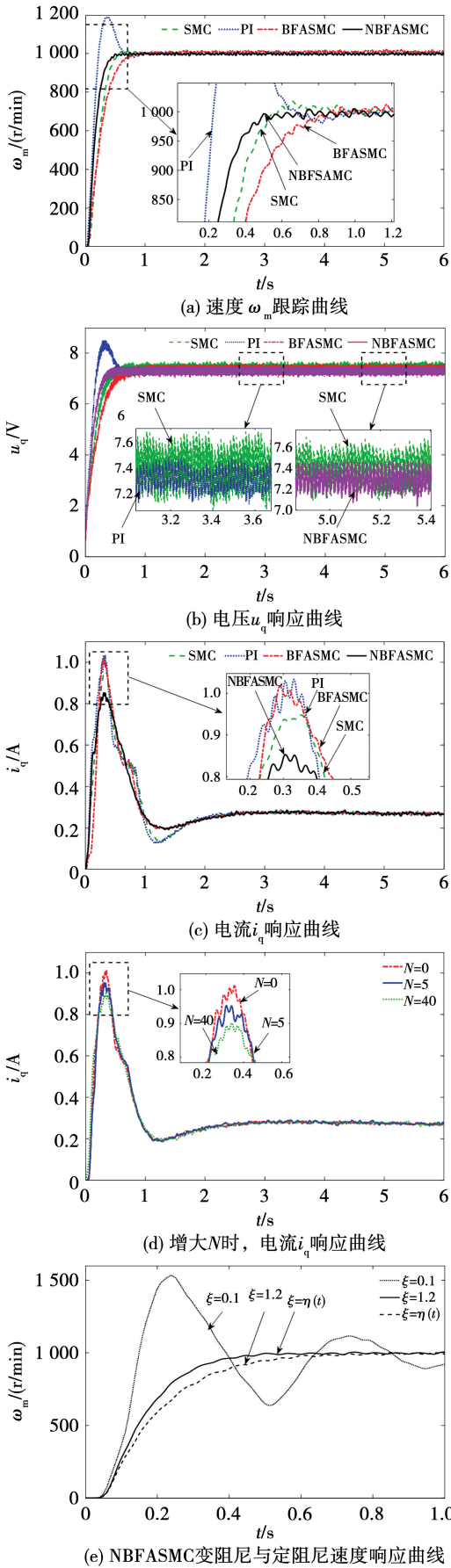


图 4 速度响应性能对比曲线

Fig. 4 Speed response performance comparison curve

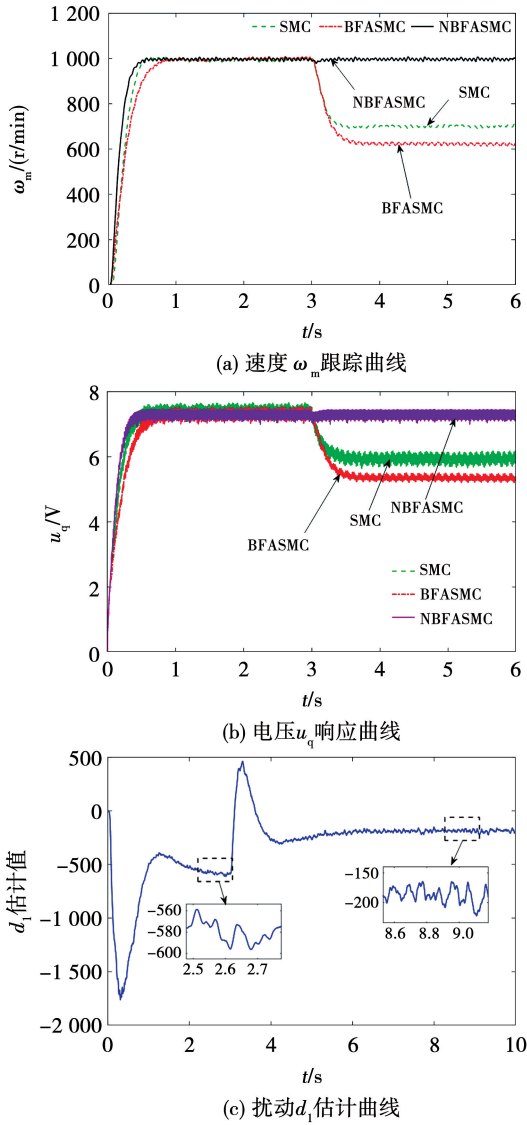


图 5 速度响应性能对比曲线

Fig. 5 Speed response performance comparison curve

情形 3: 在 $t = 0$ s 时施加负载扭矩 $T_L = -0.01$ N · m, 在 $t = 3$ s 时将负载扭矩增大至两倍, 速度响应性能对比曲线如图 6 所示。由图 6(a) 可以看出, 在初始时刻 3 种控制器受到非匹配扰动影响后, SMC 和 BFASMC 均无法跟踪上给定的速度参考信号, 而 NBFASMC 仍能够保持优秀的跟踪性能。从图 6(b)、图 6(c) 可以看出, 由于初始时刻 3 种控制器受到扰动影响, 导致 SMC 和 BFASMC 的电流 i_q 和电压 u_q 相较于空载明显减小, 而 NBFASMC 的电流 i_q 和电压 u_q 幅值变化相对较小, 这是因为估计器可以实现对负载转矩快速准确的估计。

由图 6(d) 同样可以看出 USDE 能够实现对扰动的准确估计。

情形 4: 从 $t = 0$ s 开始施加正弦负载扭矩 $T_L = -0.01\sin(2\pi t)$ N · m, 速度响应性能对比曲线如图 7 所示。

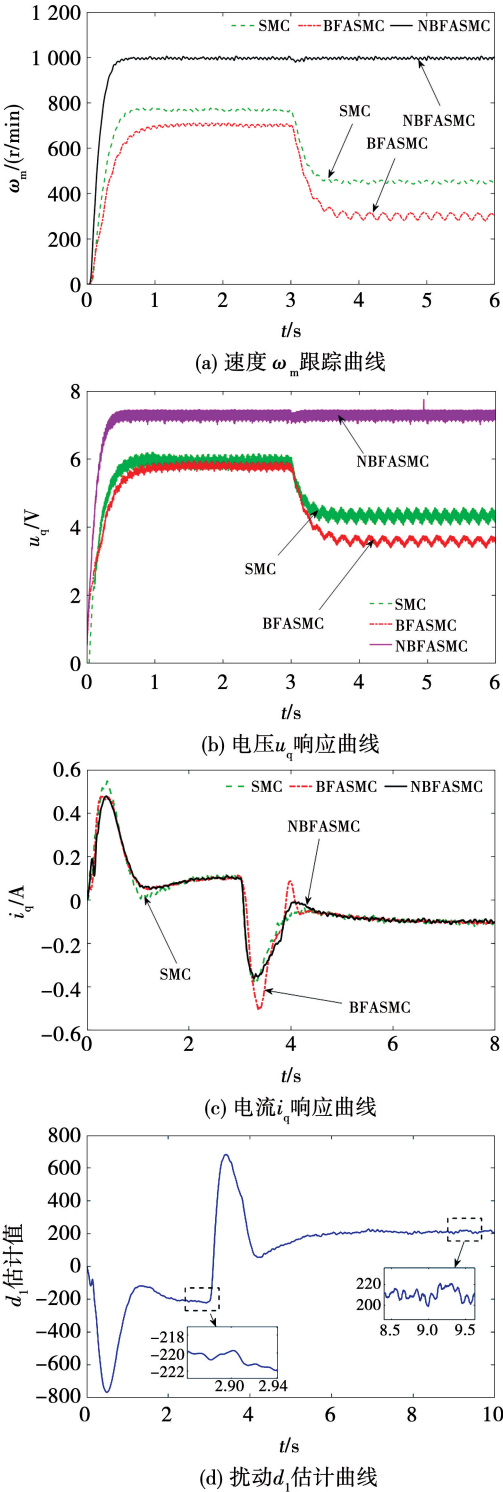


图 6 速度响应性能对比曲线

Fig. 6 Speed response performance comparison curve

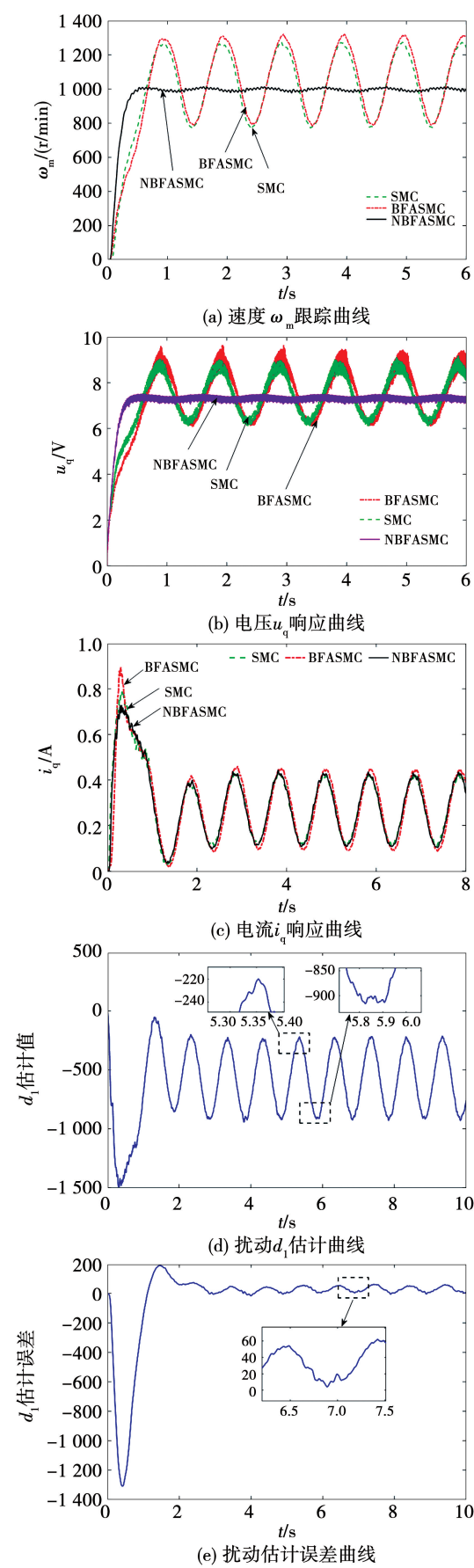


图 7 速度响应性能对比曲线

Fig. 7 Speed response performance comparison curve

由图 7(a) 可以看出,在受到时变扰动之后,SMC 和 BFASMC 的速度跟踪曲线波动幅度较大,而 NBFASMC 的速度跟踪曲线波动幅度较小,说明 US-DE 对于时变扰动也能准确估计并补偿,由图 7(d)、图 7(e) 也可以看出 USDE 对扰动估计的准确性。由图 7(b) 可知,与其他情况相同,NBFASMC 的控制输出曲线抖振要小于其他控制器,由此可见其在存在复杂时变扰动的情况下,NBFASMC 也能在保持优秀的跟踪性能的同时大大降低抖振。

6 结 论

本文为 PMSM 提出了一种新型基于障碍函数的阻尼可变性能增强滑模控制方法,利用 PMSM 半实物仿真平台将该控制方法分别与传统的 PI、SMC 和 BFASMC 进行了对比分析。结论如下:

- 1) 与传统的 PI、SMC 和 BFASMC 相比,利用 NBFASMC 的阻尼自适应机制,NBFASMC 具有良好的速度跟踪性能且实现了无超调调节,改善了控制暂态性能;
- 2) 由于在控制器中引入障碍函数,切换函数增益跟随扰动变化而自适应调节,从而使 NBFASMC 的控制信号要比 SMC 光滑得多,实现了弱抖振滑模控制,并且所设计的电流受限控制器能够实现对电机电流的自动限幅控制;
- 3) 所设计的 USDE 能够准确估计并实时补偿系统中的匹配和非匹配扰动,并且对常值扰动和时变扰动均能准确估计,使 NBFASMC 的抗扰动能力强于其余三者,从而使 NBFASMC 在空载、额定负载和时变负载 3 种情况下的速度跟踪误差均小于 SMC 和 BFASMC。

参 考 文 献:

[1] DUAN Yao, IONEL D M. A review of recent developments in electrical machine design optimization methods with a permanent-magnet synchronous motor benchmark study[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2013, 49(3): 1268.

[2] CHOO K M, WON C Y. Design and analysis of electrical braking torque limit trajectory for regenerative braking in electric vehicles with PMSM drive systems[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(12): 13308.

[3] LIU Xiangdong, CHEN Hao, ZHAO Jing, et al. Research on the performances and parameters of interior PMSM used for electric vehicles[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(6): 3533.

- [4] HONG D K, HWANG W, LEE J Y, et al. Design, analysis, and experimental validation of a permanent magnet synchronous motor for articulated robot applications[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2017, 54(3): 1.
- [5] ZHAO Tianxu, WU Shaopeng, CUI Shumei. Multiphase PMSM with asymmetric windings for more-electric aircraft [J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2020, 6(4): 1592.
- [6] DING Li, LI Yunwei, ZARGARI N R, et al. Sensorless control of CSC-fed PMSM drives with low switching frequency for electrical submersible pump application[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2020, 56(4): 3799.
- [7] ZHENG Weijia, LUO Ying, CHEN Yangquan, et al. A simplified fractional order PID controller's optimal tuning: a case study on a PMSM speed servo[J]. Entropy, 2021, 23(2): 130.
- [8] JUNG J W, LEU V Q, DO T D, et al. Adaptive PID speed control design for permanent magnet synchronous motor drives[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 30(2): 900.
- [9] ZHANG Lei, MA Jiaqing, WU Qinmu, et al. Research on PMSM speed performance based on fractional order adaptive fuzzy backstepping control[J]. Energies, 2023, 16(19): 6922.
- [10] WANG Bo, TIAN Minghe, YU Yong, et al. Enhanced ADRC with quasi-resonant control for PMSM speed regulation considering aperiodic and periodic disturbances[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2021, 8(3): 3568.
- [11] GMATI B, Jlassi I, KHOJET El KHIL S, et al. Open switch fault diagnosis in voltage source inverters of PMSM drives using predictive current errors and fuzzy logic approach[J]. IET Power Electronics, 2021, 14(6): 1059.
- [12] ZHAN Boyu, ZHANG Lanyu, LIU Yachao, et al. Model predictive and compensated ADRC for permanent magnet synchronous linear motors[J]. ISA transactions, 2023, 136: 605.
- [13] 王祥松, 杨淑英, 谢震, 等. 基于多参数辨识的永磁同步电机磁链预测控制[J]. 电工技术学报, 2024, 39(22): 7084.
WANG Xiangsong, YANG Shuying, XIE Zhen, et al. Multi-parameter identification based flux predictive control for permanent magnet synchronous motor[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(22): 7084.
- [14] WU Jian, ZHANG Junda, NIE Baochang, et al. Adaptive control of PMSM servo system for steering-by-wire system with disturbances observation[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2021, 8(2): 2015.
- [15] DING Shihong, HOU Qianqiang, WANG Hai. Disturbance observer based second-order sliding mode controller for speed control of PMSM drives[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2022, 38(1): 100.
- [16] 赵鑫宇, 王丽梅. 永磁直线同步电机分数阶微分型边界层终端滑模控制[J]. 电工技术学报, 2023, 38(10): 2709.
ZHAO Xinyu, WANG Limei. Fractional order differential boundary layer terminal sliding mode control for permanent magnet linear synchronous motor[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(10): 2709.
- [17] MA Yuxiang, LI Dong, LI Yunhua, et al. A novel discrete compound integral terminal sliding mode control with disturbance compensation for PMSM speed system[J]. IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, 2021, 27(1): 549.
- [18] WANG Yao, YU Haitao, LIU Yulei. Speed-current single-loop control with overcurrent protection for PMSM based on time-varying nonlinear disturbance observer[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 69(1): 179.
- [19] LI Zheng, WANG Fengxiang, KE Dongliang, et al. Robust continuous model predictive speed and current control for PMSM with adaptive integral sliding mode approach[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(12): 14398.
- [20] XU Bo, ZHANG Lei, JI Wei. Improved non-singular fast terminal sliding mode control with disturbance observer for PMSM drives[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2021, 7(4): 2753.
- [21] JUNRJO A K, XU Wei, MU Chaoxu, et al. Adaptive speed control of PMSM drive system based a new sliding mode reaching law[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(11): 12110.
- [22] LIU Yongchao, LAGHROUCHE S, DEPERNET D, et al. Disturbance observer-based complementary sliding mode speed control for PMSM drives; a super-twisting sliding mode observer-based approach[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2020, 9(5): 5416.
- [23] INCREMONA G P, CUCUZZELLA M, FERRARA A. Adaptive suboptimal second-order sliding mode control for microgrids[J]. International Journal of Control, 2016, 89(9): 1849.
- [24] OBEID H, FRIDMAN L M, LAGHROUCHE S, et al. Barrier function-based adaptive sliding mode control [J]. Automatica, 2018, 93(7): 540.
- [25] SHAO Ke, ZHENG Jinchuan, WANG Hai, et al. Tracking control of a linear motor positioner based on barrier function adaptive sliding mode[J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2021, 17(11): 7479.
- [26] MOBAYEN S, ALATTAS K A, ASSAWINCHAICHOTE W. Adaptive continuous barrier function terminal sliding mode control technique for disturbed robotic manipulator[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, 2021, 68(10): 4403.
- [27] ZHANG Xinyu, LI Hui, LI Gun, et al. Barrier function based finite-time tracking control for a class of uncertain nonlinear systems with input saturation [J]. International Journal of Robust and Nonlinear Control, 2022, 32(1): 83.
- [28] 侯利民, 徐越, 何佩宇, 等. 辨识转动惯量扰动观测器的PMSM滑模控制[J]. 电机与控制学报, 2020, 24(9): 165.
HOU Limin, XU Yue, HE Peiyu, et al. Sliding mode control for PMSM based on disturbance observer with moment of inertia identification [J]. Electric Machines and Control, 2020, 24(9): 165.

[15] HUANG Z, WONG S C, TSE C K. Control design for optimizing efficiency in inductive power transfer systems[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(5): 4523.

[16] 李翁衡, 祝长生. 基于刚性转子模型辅助线性自抗扰的电磁轴承-柔性转子系统过二阶弯曲临界转速振动控制[J]. 中国电机工程学报, 2023, 43(6): 2413.

LI Wengheng, ZHU Changsheng. Vibration control of an active magnetic bearing-flexible rotor system passing the second bending critical speed based on linear active disturbance control assisted by rigid rotor model[J]. Proceedings of the CSEE, 2023, 43(6): 2413.

[17] 徐子衿. Zeta 斩波电路中的复杂行为研究[D]. 兰州: 兰州理工大学, 2017.

[18] ARUN S, MANIGANDAN T. Design of ACO based PID controller for Zeta converter using reduced order methodology[J]. Microprocessors and Microsystems, 2021, 81: 103629.

[19] 陈斌, 高大杓, 汤凯峰, 等. 基于 LADRC 的跑道积冰主动探测装置温度精准控制[J]. 控制理论与应用, 2024, 41

(9): 1610.

CHEN Bin, GAO Darui, TANG Kaifeng, et al. Accurate temperature control of runway ice active detection device based on LADRC[J]. Control Theory & Applications, 2024, 41(9): 1610.

[20] 张彬文, 李健, 谭文. 双入双出延迟系统模型辅助自抗扰控制研究[J]. 控制理论与应用, 2021, 38(8): 1229.

ZHANG Binwen, LI Jian, TAN Wen. Onmodel-assisted active disturbance rejection control for two-input two-output systems with time delay[J]. Control Theory & Applications, 2021, 38(8): 1229.

[21] 周雪松, 周泳良, 马幼捷. 基于降阶线性扩张状态观测器的风电并网逆变器线性自抗扰控制[J]. 电测与仪表, 2023, 60(8): 157.

ZHOU Xuesong, ZHOU Yongliang, MA Youjie. Linear active disturbance rejection control of wind power grid-connected inverter based on reduced order linear extended state observer[J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2023, 60(8): 157.

(编辑:邱赫男)

(上接第 166 页)

[29] 王艳敏, 牛子铭, 买永锋, 等. PMSM 双闭环平滑非奇异终端滑模控制[J]. 电机与控制学报, 2020, 24(3): 138.

WANG Yanmin, NIU Ziming, MAI Yongfeng, et al. Double closed-loop smooth non-singular terminal sliding mode control of PMSM based on anti-windup method[J]. Electric Machines and Control, 2020, 24(3): 138.

[30] 康尔良, 朱金荣, 韩康玮. 永磁同步电机新型趋近律滑模控制器设计[J]. 电机与控制学报, 2024, 28(7): 112.

KANG Erliang, ZHU Jinrong, HAN Kangwei. Design of new reaching law of sliding mode controller for permanent magnet synchronous motor[J]. Electric Machines and Control, 2024, 28(7): 112.

[31] LI Juan, ZHANG Luyao, LUO Lin, et al. Extended state observer based current-constrained controller for a PMSM system in presence of disturbances: design, analysis and experiments[J]. Control Engineering Practice, 2023, 132: 105412.

[32] ZHANG Zhixin, LIU Xudong, YU Jinpeng, et al. Time-varying

disturbance observer based improved sliding mode single-loop control of PMSM drives with a hybrid reaching law[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2023, 38(4): 2539.

[33] 刘旭东, 李珂, 张奇, 等. 基于非线性扰动观测器的永磁同步电机单环预测控制[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(7): 2153.

LIU Xudong, LI Ke, ZHANG Qi, et al. Single-loop predictive control of PMSM based on nonlinear disturbance observers[J]. Proceedings of the CSEE, 2018, 38(7): 2153.

[34] NA Jing, CHEN A S, HERRMANN G, et al. Vehicle engine torque estimation via unknown input observer and adaptive parameter estimation[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2018, 67(1): 409.

[35] TAO Liang, CHEN Qiang, NAN Yurong. Disturbance observer based adaptive control for second-order nonlinear systems using chattering-free reaching law[J]. International Journal of Control, Automation and Systems, 2019, 17(2): 356.

(编辑:朱美华)