第 53 卷 第 11 期 电机与控制应用 Vol. 53 No. 11, November, 25, 2026
2026 年 11 月 25 日 Electric Machines & Control Application CCBY-NC-ND 4.0 License
DOI:10.12177/emca.2026.236 文章编号:1673-6540(2026)11-1166-15 中图分类号:TM 351 文献标志码:A

融合 NLESO 主动阻尼补偿的 PMSM 积分滑模自抗扰速度控制

余梦涛, 任正云*
(东华大学 信息科学与技术学院,上海 201620)

Integral Sliding Mode Active Disturbance Rejection Speed Control for PMSM with NLESO-Based Active Damping Compensation

Yu Mengtao, Ren Zhengyun*
(College of Information Science and Technology, Donghua University, Shanghai 201620, China)

Abstract: **[Objective]** Aiming at the problem that the speed control system of permanent magnet synchronous motor (PMSM) tends to suffer from increased overshoot and slow disturbance recovery under the conditions of rapid reference speed variation, load disturbance and parameter perturbation, this paper proposes an active damping integral sliding mode control (ADISMC) method based on the nonlinear extended state observer (NLESO). **[Methods]** This method equivalented the PMSM speed loop to a first-order system with lumped disturbances. The NLESO was used to online estimate the lumped disturbances and speed variation trend. An active damping term consisting of the speed derivative estimated by the NLESO was introduced into the integral sliding mode surface, so that the controller could adjust the sliding mode dynamics in real time according to the speed variation trend. The speed-loop control law was constructed by combining disturbance feedforward compensation and exponential reaching law. Furthermore, the uniformly ultimately boundedness of the sliding mode variable and speed error was proven under the premise that the disturbance estimation error was bounded. **[Results]** Comparisons between the proposed method and other speed control algorithms were carried out under the constraints of identical sampling period, current limiting and parameter tuning. The Simulink simulations covered various operating conditions: no-load step response, sudden load change, composite speed reference of low speed and forward-reverse rotation, continuous load with current limitation, single-parameter perturbation and simultaneous multi-parameter perturbation. The simulation results showed that the proposed method achieved smaller overshoot and shorter disturbance recovery time under all test conditions. Experimental verifications were implemented on an embedded platform with the VOFA+ host computer. The experimental results demonstrated that the overshoot of the proposed method was 0.46% under the no-load step operating condition; the speed drop was 24.8 r/min and the recovery time was 15 ms under load disturbance operating condition. **[Conclusion]** These results verify the effectiveness and practical implementability of the proposed method for PMSM speed control.

Key words: permanent magnet synchronous motor; integral sliding mode control; nonlinear extended state observer; active damping

摘 要: **【目的】**针对永磁同步电机(PMSM)速度控制系统在参考转速快速变化、负载扰动及参数摄动条件下易出现超调量增大、扰动恢复迟滞的问题,本文提出一种基于非线性扩张状态观测器(NLESO)的主动阻尼积分滑模控制(ADISMC)方法。**【方法】**该方法将 PMSM 速度环等效为含总扰动的一阶系统,利用 NLESO 对总扰动与速度变化趋势进行在线估计;在积分滑模面中引入由 NLESO 估计的速度导数构成的主动阻尼项,使控制器能够依据速度变化趋势实时修正滑模动态。结合扰动前馈补偿与指数趋近律构造速度环控制律,并在扰动估计误差有界的前提下,证明滑模变量与速度误差满足一致最终有界性。**【结果】**在统一采样周期、电流限幅及参数整定约束条件下,将所提方法与其他速度控制算法开展对比测试。Simulink 仿真设置多种工况,包括空载阶跃、突加负载、低速与正反转复合速度给定、连续负载且电流受限、单参数摄动以及多参数同步摄动。仿真结果表明,在全部测试工况下,所提方法均具备更小的超调量与更短的扰动恢复时间。基于嵌入式平台并借助 VOFA+上位机开展实机试验验证。试验结果表明,空载阶跃工况下所提方法的超调量为 0.46%;负载扰动工况下的速度跌落为

© Editorial Office of Electric Machines & Control Application. This is an open access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license.

24.8 r/min，恢复时间为 15 ms。【结论】本文所提方法可提升 PMSM 速度控制系统的动态响应性能与抗扰能力，且具备良好的工程可实现性。

关键词：永磁同步电机；积分滑模控制；非线性扩张状态观测器；主动阻尼

0 引言

永磁同步电机（Permanent Magnet Synchronous Motor，PMSM）凭借高功率密度、宽调速范围与高效率等优势[1]，已在新能源汽车电驱动系统、工业机器人关节伺服系统及精密数控加工等领域得到广泛应用[2-3]。然而，PMSM 本质上属于强耦合、非线性的多变量系统，在运行过程中不仅受到定子参数变化、转动惯量变化等参数摄动的影响，还面临负载扰动、摩擦扰动以及未建模动态等不确定因素的干扰[4-5]。这些因素会导致速度波动增大、超调加剧以及动态响应性能劣化，从而影响系统运行稳定性。因此，研究具有快速响应、高鲁棒性和强抗扰能力的 PMSM 速度控制策略具有重要的理论意义和工程应用价值。

传统比例积分（Proportional-Integral，PI）控制器因结构简单、工程整定方便，在工业伺服系统中得到大量应用[6]，但其本质是基于线性误差反馈的控制策略，对系统模型依赖性较强，在大扰动冲击或参数摄动下存在明显的稳态误差偏移和动态超调，鲁棒性不足[7]。滑模控制（Sliding Mode Control，SMC）因其对参数不确定性与外部扰动的强鲁棒性受到广泛关注[8-10]，其切换控制结构使系统状态能够到达并保持在预设滑模面附近，对有界扰动具有较强的不变性。在此基础上，为减小传统 SMC 的稳态误差和抖振，研究者进一步提出了积分滑模、超螺旋滑模、无模型滑模、固定时间滑模以及基于扰动观测器的复合 SMC 方法[11-13]。上述方法在提高系统鲁棒性和响应速度方面取得了一定效果，但传统滑模面多由速度误差及其积分项构成，控制器对速度变化趋势的利用不足，在快速加速或突加负载恢复阶段仍可能出现超调和欠阻尼响应现象。

自抗扰控制（Active Disturbance Rejection Control，ADRC）由韩京清提出，其核心思想是将系统内部参数摄动与外部未知扰动统一视为总扰动[14]，通过扩张状态观测器（Extended State Observer，ESO）对总扰动进行实时在线估计，并将估计值前馈至控制律加以补偿，从而将被控对象近似等效为标准积分型，显著降低控制器对精确模型的依赖[15-16]。为进一步提高扰动估计精度，非线性扩张状态观测器（Nonlinear ESO，NLESO）、时变扰动观测器、分数阶扩展滑模扰动观测器以及非线性干扰观测器等方法被引入 PMSM 控制系统[17-22]。将 SMC 与 ADRC 结合的复合控制策略在近年来得到广泛研究[23-24]，ESO 提供扰动前馈补偿以减小稳态误差，SMC 的滑模切换项提供附加鲁棒裕度，两者在设计思路上互补[25-26]。但现有 SMC-ADRC 方案存在一个共同局限：控制器对速度超调的抑制仍完全依赖于 ESO 估计误差的被动补偿[27]，控制律在系统加速阶段无法依据速度变化趋势主动输出制动分量，在高动态跟踪场景中超调量仍然偏高，缺乏对速度超调的主动阻尼机制[28]。

针对上述不足，本文提出一种基于 NLESO 的主动阻尼积分滑模控制（Active Damping Integral Sliding Mode Control，ADISMC）方法。其核心思想是在积分滑模面中引入以 NLESO 输出的估计速度导数为信号源的主动阻尼项，通过对滤波后的速度导数施加负反馈，使控制律能够在速度尚未超过给定值之前依据加速趋势主动输出制动分量，等效于向系统注入一个随速度导数自适应调节的虚拟阻尼器，从而在动态超调抑制与 ESO 扰动前馈补偿之间形成功能互补[29-30]。

1 PMSM 建模

1.1 PMSM 数学模型

PMSM 在转子磁场定向的 d-q 同步旋转坐标系下的电压方程为

$$\begin{cases} u_d = Ri_d + L_d \dfrac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t} i_d - \omega_e L_q i_q \\ u_q = Ri_q + L_q \dfrac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t} i_q + \omega_e L_d i_d + \omega_e \psi_f \end{cases} \tag{1}$$

式中：u_d、u_q 和 i_d、i_q 分别为定子电压和电流的 d、q 轴分量；L_d、L_q 分别为 d、q 轴电感分量；R 为定子电阻；ω_e 为电角速度；ψ_f 为永磁体磁链。

PMSM 电磁转矩方程为

$$T_e = \frac{3}{2} p i_q [\psi_f + (L_d - L_q) i_d] \tag{2}$$

© Editorial Office of Electric Machines & Control Application. This is an open access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license.

式中:T_e 为电磁转矩;p 为极对数。

对于表贴式 PMSM,转子表贴结构使气隙分布均匀,$L_d \approx L_q$,此时 $T_e = \frac{3}{2} p\psi_f i_q$,定义转矩系数 $K_t = \frac{3}{2} p\psi_f$,则:

$$T_e = K_t i_q \tag{3}$$

机械运动方程为

$$J \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\omega_m = T_e - T_L - B\omega_m \tag{4}$$

式中:J 为转动惯量;B 为粘性阻尼系数;ω_m 为转子机械角速度,$\omega_e = p\omega_m$;T_L 为负载转矩。

将式(3)代入式(4)中,得到:

$$J\dot{\omega}_m = K_t i_q - T_L - B\omega_m \tag{5}$$

本文采用双闭环磁场定向控制(Field-Oriented Control, FOC),电流内环用于实现 $i_d = 0$ 控制及 i_q 快速跟踪,由于电流内环带宽高于速度外环带宽,可近似认为 $i_q \approx i_q^*$,i_q^* 为速度环输出的 q 轴参考电流。进而速度环动态可表示为

$$\dot{\omega}_m = \frac{K_t}{J} i_q^* - \frac{T_L}{J} - \frac{B}{J}\omega_m \tag{6}$$

1.2 速度控制扰动模型建模

在实际运行过程中,PMSM 系统存在参数摄动、负载变化以及未建模动态等不确定因素。为提高控制器鲁棒性,将系统中所有未知项统一视作总扰动。

考虑转动惯量、负载转矩、粘性摩擦及未建模动态对速度环的影响,定义控制增益 b_0 为

$$b_0 = \frac{K_t}{J_n} \tag{7}$$

式中:J_n 为名义转动惯量。

由于电机参数在实际运行中存在测量误差与时变摄动,转动惯量 J 的精确值很难获取。定义 ΔJ 为 J 相对于 J_n 的偏差,将式(6)重构为

$$\dot{\omega}_m = b_0 u + f(t) \tag{8}$$

式中:u 为系统控制输入,$u = i_q^*$;$f(t)$ 为系统总扰动项,其表达式为

$$f(t) = \left(\frac{K_t}{J} - b_0\right) u - \frac{T_L}{J} - \frac{B}{J}\omega_m + d_u(t) \tag{9}$$

式中:$d_u(t)$ 为未建模动态及外部不确定扰动。

为了统一处理参数不确定性及摩擦项,将阻尼项并入总扰动。式(9)中第一项为参数摄动导致的控制增益失配,第二项为外部负载扰动,第三项为粘性摩擦扰动,第四项为未建模动态及外部不确定扰动。

由式(8)可知,PMSM 速度环可等效为一阶积分系统与总扰动的组合,该模型为后续 NLESO-ADISMC 控制器设计提供了理论基础。

2 NLESO-ADISMC 控制器设计

2.1 NLESO

针对 $\dot{\omega}_m = b_0 u + f(t)$ 的速度扰动模型,定义 $x_1 = \omega_m$,$x_2 = f(t)$,将总扰动项 $f(t)$ 扩张为新的状态变量,则扩张状态模型可写为

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 + b_0 u \\ \dot{x}_2 = \dot{f}(t) \end{cases} \tag{10}$$

式中:$\dot{f}(t)$ 为 $f(t)$ 对时间的变化率,在所研究工况下将其视为未知有界量。

构造二阶 NLESO:

$$\begin{cases} e_{obs} = z_1 - \omega_m \\ \dot{z}_1 = z_2 - \beta_1 \cdot \mathrm{fal}(e_{obs}, \alpha_1, \delta_1) + b_0 u \\ \dot{z}_2 = -\beta_2 \cdot \mathrm{fal}(e_{obs}, \alpha_2, \delta_2) \end{cases} \tag{11}$$

式中:e_{obs} 为观测误差;z_1 为 NLESO 输出的速度估计值,即 x_1 的估计值;z_2 为估计总扰动,即 x_2 的估计值;β_1 和 β_2 为观测器增益;α_1、α_2、δ_1 和 δ_2 为 fal 函数的参数,fal 函数定义为

$$\mathrm{fal}(e, \alpha, \delta) = \begin{cases} \dfrac{e}{\delta^{1-\alpha}}, & |e| \leqslant \delta \\ |e|^{\alpha} \mathrm{sgn}(e), & |e| > \delta \end{cases} \tag{12}$$

式中:sgn 为符号函数;$\alpha \in (0,1)$;$\delta > 0$。

在小误差区间 $|e| \leqslant \delta$,fal 函数表现为线性函数,其等效增益为 $1/\delta^{1-\alpha}$,当 $\delta < 1$ 时,$1/\delta^{1-\alpha} > 1$,小误差段增益被放大,有利于观测器提高系统稳态估计精度与微小扰动跟踪能力;在大误差区间 $|e| > \delta$,fal 函数表现为幂次非线性函数,其等效增益为 $|e|^{\alpha-1}$,误差增益单调递减,有助于减弱高增益观测器在大误差阶段的增益放大效应。

为兼顾速度估计的平滑性和系统扰动的跟踪能力,本文采用不同的非线性指数 α_1、α_2,且 $\alpha_1 > \alpha_2$。其中,α_1 用于速度通道;α_2 用于扰动通道。

由于 fal 函数在小误差区间内可近似线性化,本文采用等效带宽法确定 NLESO 增益初值。当观测器误差满足相应的小误差区间条件时,

© Editorial Office of Electric Machines & Control Application. This is an open access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license.

NLESO 误差系统的等效特征多项式可近似表示为

$$s^2 + \frac{\beta_1}{\delta_1^{1-\alpha_1}}s + \frac{\beta_2}{\delta_2^{1-\alpha_2}} \tag{13}$$

忽略总扰动变化率对初始极点配置的影响,定义小误差区间等效观测带宽为 ω_o,根据期望特征多项式$(s+\omega_o)^2$,得到:

$$\begin{cases} \dfrac{\beta_1}{\delta_1^{1-\alpha_1}} = 2\omega_o \\ \dfrac{\beta_2}{\delta_2^{1-\alpha_2}} = \omega_o^2 \end{cases} \tag{14}$$

从而得到β_1 和β_2:

$$\begin{cases} \beta_1 = 2\omega_o\delta_1^{1-\alpha_1} \\ \beta_2 = \omega_o^2\delta_2^{1-\alpha_2} \end{cases} \tag{15}$$

ω_o 仅用于表征 NLESO 在小误差区间的等效收敛速度,并不代表 NLESO 的全局严格带宽。综合速度环动态响应要求、速度环采样频率以及扰动估计速度与测量噪声放大等因素,本文将 ω_o 初步设置为 800 rad/s,设置 $\alpha_1 = 0.8$、$\alpha_2 = 0.5$、$\delta_1 = 2$ 和 $\delta_2 = 1$。其中,速度状态通道采用相对较大的 α_1 和 δ_1,可以兼顾速度估计的响应速度和输出平滑能力;扰动通道采用相对较小的 α_2 和 δ_2,可以增强小误差阶段的扰动修正能力。

根据上述参数计算可得 $\beta_1 = 1\ 837.92$,$\beta_2 = 640\ 000$,并将此作为观测器增益初值。后续在额定参数、空载阶跃工况下调整速度状态通道增益,使估计速度能够快速跟踪实际速度且不产生明显的高频振荡。对于扰动通道,在稳定运行后施加负载阶跃,根据扰动状态估计的响应滞后、稳态波动以及速度跌落和恢复时间调整总扰动通道增益。最终取 $\beta_1 = 1\ 500$,$\beta_2 = 300\ 000$ 作为 NLESO 的参数。参数确定后,在本文全部仿真及试验工况中均保持不变。

2.2 主动阻尼积分滑模面设计

为兼顾速度跟踪精度、鲁棒性以及动态阻尼性能,定义速度跟踪误差 e 为

$$e = \omega^* - \omega_m \tag{16}$$

式中:ω^* 为参考机械角速度。

定义积分误差为

$$e_I = \int_0^t e(\tau)\,\mathrm{d}\tau \tag{17}$$

因此传统积分滑模面 s 可表示为

$$s = e + Ce_I \tag{18}$$

式中:$C>0$ 为积分增益。

式(18)所示结构仅依据误差反馈,缺乏对速度变化趋势的提前抑制能力,在快速跟踪过程中容易出现超调和欠阻尼现象。针对这一问题设计主动阻尼积分滑模面:

$$s = e + Ce_I - Dv_d \tag{19}$$

式中:$D>0$ 为主动阻尼系数;v_d 为滤波后的估计速度导数。

为减小高频噪声的影响,本文进一步采用一阶低通滤波器对 NLESO 输出的估计速度导数 $\dot{z}_1$ 进行滤波,滤波后的输出记为 v_d,如式(20)所示:

$$\tau_d\dot{v}_d + v_d = \dot{z}_1 \tag{20}$$

式中:$\tau_d>0$ 为一阶低通滤波器的时间常数。

主动阻尼积分滑模面中的积分增益 C 和主动阻尼系数 D 采用分步方式整定。首先令 $D=0$,在统一电流限幅条件下调整 C,使积分滑模控制器满足名义工况下的稳态误差和收敛速度要求;然后固定参数 C,从 0 开始逐步增加 D,考察速度超调量、调节时间以及 q 轴电流峰值的变化。综合空载阶跃超调量、调节时间及控制电流约束,本文最终取 $C = 2\ 000$、$D = 50$。低通滤波参数根据速度环动态带宽和 NLESO 局部等效观测带宽选取。滤波器截止频率应高于速度环主要动态频率,以避免速度导数估计滞后;同时应低于观测器高频噪声集中区域,以降低编码器量化噪声对主动阻尼项的影响。本文取滤波时间常数 $\tau_d = 1\mathrm{e}{-3}$ s,对应截止频率 $f_c = \dfrac{1}{2\pi\tau_d} = 159.15$ Hz。

与传统微分反馈不同,本文采用的阻尼项来源于 NLESO 的内部状态趋势信息,而不是直接对编码器速度做差分。由 $\dot{z}_1 = z_2 - \beta_1 \cdot \mathrm{fal}(e_{obs},\alpha_1,\delta_1) + b_0u$ 可知,$\dot{z}_1$ 不仅包含扰动信息,还包含控制输入动态与观测误差修正项。在动态过程或参考变化过程中,即使负载扰动较小,该阻尼项仍可依据状态变化趋势提供附加阻尼。

对式(19)求导,得到:

$$\dot{s} = \dot{e} + Ce - D\dot{v}_d \tag{21}$$

由于误差 $e = \omega^* - \omega_m$,可得 $\dot{e} = \dot{\omega}^* - \dot{\omega}_m$,而 $\dot{\omega}_m = b_0u + f(t)$,代入可得误差导数为

© Editorial Office of Electric Machines & Control Application. This is an open access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license.

$$\dot{e} = \dot{\omega}^* - b_0 u - f(t) \tag{22}$$

ESO 对总扰动的估计值 $z_2 \approx f(t)$,定义扰动估计误差 $\tilde{f}(t)$ 为

$$\tilde{f}(t) = f(t) - z_2 \tag{23}$$

可得 $f(t) = z_2 + \tilde{f}(t)$,最后求得误差导数为

$$\dot{e} = \dot{\omega}^* - b_0 u - z_2 - \dot{\tilde{f}}(t) \tag{24}$$

将误差导数 $\dot{e}$ 代回式(21),可得 $\dot{s}$ 为

$$\dot{s} = \dot{\omega}^* - b_0 u - z_2 - \dot{\tilde{f}}(t) + C\dot{e} - D\dot{v}_d \tag{25}$$

为保证滑模变量快速趋近滑模面,本文采用指数趋近律构造闭环滑模动态,并选择饱和函数 sat(x)代替符号函数 sgn(x),考虑饱和函数边界层后,趋近律可写为

$$\dot{s} = -\varepsilon \mathrm{sat}\left(\frac{s}{\phi}\right) - ks \tag{26}$$

式中:$\varepsilon>0$ 为切换增益,用于抑制 NLESO 未完全补偿的扰动估计误差;$k>0$ 为指数趋近率增益,主要决定滑模变量距离滑模面较远时的指数收敛速度;$\phi>0$ 为边界层厚度。

为保证边界层外的鲁棒到达性,应使切换增益满足:

$$\varepsilon > |\tilde{f}(t)| \tag{27}$$

扰动估计误差在实际运行中无法直接测量,但在仿真模型中可根据已知总扰动与 NLESO 估计值进行离线计算,在其基础上保留一定裕度,最终取 $\varepsilon=200$。

在不考虑切换项和扰动估计误差的情况下,有:

$$\dot{s} = -ks \tag{28}$$

名义时间常数为 $1/k$,2% 收敛时间近似为 $4/k$。本文取 $k=500$,对应名义时间常数为 2 ms,2% 收敛时间近似为 8 ms。该设置能够使滑模变量在速度环瞬态过程中较快到达滑模面,同时避免过大的线性趋近增益导致瞬态控制输入显著增加。

减小 ϕ 可提高滑模面附近的跟踪精度,但会增强切换项对测量噪声的敏感性;增大 ϕ 可减小控制波动,但会扩大边界层内的误差范围。本文根据稳态滑模变量的波动范围设置 ϕ,使正常稳态噪声主要位于饱和函数的线性区间内,并结合稳态最大速度偏差和 q 轴电流纹波进行微调,最终取 $\phi=5$。

饱和函数 sat(x)表达式为

$$\mathrm{sat}(x) = \begin{cases} 1, & x > 1 \\ x, & |x| \leqslant 1 \\ -1, & x < -1 \end{cases} \tag{29}$$

将式(25)与式(26)联合,可得:

$$\dot{\omega}^* - b_0 u - z_2 - \dot{\tilde{f}}(t) + C\dot{e} - D\dot{v}_d = -\varepsilon \mathrm{sat}\left(\frac{s}{\phi}\right) - ks \tag{30}$$

由于扰动估计误差 $\tilde{f}(t)$ 无法直接获得,因此不对其进行显式补偿,而将其视为未知有界项,由滑模切换项进行鲁棒抑制。最后可得 NLESO-ADISMC 的控制律 u 为

$$u = \frac{1}{b_0}\left[\dot{\omega}^* + Ce_1 - z_2 - D\dot{v}_d + \varepsilon \mathrm{sat}\left(\frac{s}{\phi}\right) + ks\right] \tag{31}$$

将式(31)代回式(25),可得闭环滑模动态为

$$\dot{s} = -\varepsilon \mathrm{sat}\left(\frac{s}{\phi}\right) - ks - \dot{\tilde{f}}(t) \tag{32}$$

指数趋近项负责驱动系统向滑模面快速靠近,NLESO 扰动补偿项 z_2 与主动阻尼项 $-Dv_d$ 共同改善系统动态性能。NLESO-ADISMC 结构如图 1 所示。

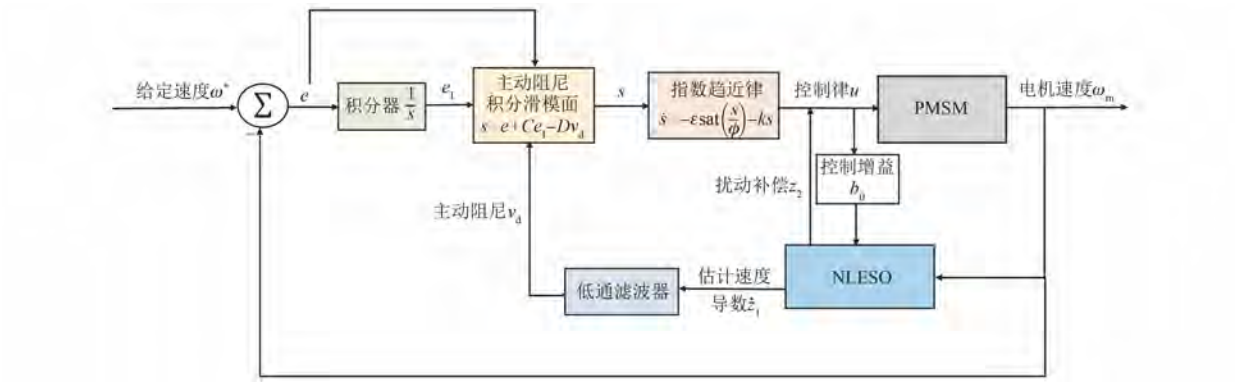


图 1 NLESO-ADISMC 结构

Fig. 1 NLESO-ADISMC structure

© Editorial Office of Electric Machines & Control Application. This is an open access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license.

2.3 Lyapunov 稳定性分析

为分析所提 NLESO-ADISMC 速度控制系统的稳定性,作出如下假设。

假设 1:ω^* 及其导数 $\dot{\omega}^*$ 有界;

假设 2:$\tilde{f}(t)$ 有界,即存在正常数 $\bar{f}>0$,使得 $|\tilde{f}(t)|\leqslant\bar{f}$;

假设 3:v_d 及其导数 $\dot{v}_d$ 有界;

假设 4:电流环动态足够快,可认为 i_q 能够快速跟踪 i_q^*,且驱动器输出存在限幅,因此控制输入有界。

取 Lyapunov 函数为

$$V=\frac{1}{2}s^2 \tag{33}$$

则其导数为

$$\dot{V}=s\dot{s} \tag{34}$$

将式(32)代入式(34)得:

$$\dot{V}=s\dot{s}=-\varepsilon s\cdot\mathrm{sat}\left(\frac{s}{\phi}\right)-ks^2-s\tilde{f}(t) \tag{35}$$

由式(29)可得:

$$s\cdot\mathrm{sat}\left(\frac{s}{\phi}\right)=\begin{cases}s, & s>\phi\\ \dfrac{s^2}{\phi}, & |s|\leqslant\phi\\ -s, & s<-\phi\end{cases} \tag{36}$$

由式(36)可知,$s\cdot\mathrm{sat}(s/\phi)\geqslant 0$,即切换项 $-\varepsilon s\cdot\mathrm{sat}(s/\phi)$ 始终为非正项,在上界估计中可直接忽略,则:

$$\dot{V}\leqslant -ks^2-s\tilde{f}(t) \tag{37}$$

进一步由假设 2 中 $|\tilde{f}(t)|\leqslant\bar{f}$ 可得:

$$-s\tilde{f}(t)\leqslant|s||\tilde{f}(t)|\leqslant|s|\bar{f} \tag{38}$$

因此可得:

$$\dot{V}\leqslant -ks^2-s\tilde{f}(t)\leqslant -ks^2+|s|\bar{f} \tag{39}$$

采用 Young 不等式,则:

$$|s|\bar{f}\leqslant\frac{k}{2}s^2+\frac{\bar{f}^2}{2k} \tag{40}$$

将式(40)代入式(39),可得:

$$\dot{V}\leqslant -\frac{k}{2}s^2+\frac{\bar{f}^2}{2k} \tag{41}$$

由于 $V=\frac{1}{2}s^2$,因此式(41)可整理为

$$\dot{V}\leqslant -kV+\frac{\bar{f}^2}{2k} \tag{42}$$

构建微分方程:

$$\dot{u}(t)=-ku(t)+\frac{\bar{f}^2}{2k},u(0)=V(0) \tag{43}$$

求解微分方程得到 $u(t)$,可得:

$$u(t)=\mathrm{e}^{-kt}V(0)+\frac{\bar{f}^2}{2k^2}(1-\mathrm{e}^{-kt}) \tag{44}$$

比较原理 $V(t)\leqslant u(t)$,可得:

$$V(t)\leqslant\mathrm{e}^{-kt}V(0)+\frac{\bar{f}^2}{2k^2}(1-\mathrm{e}^{-kt}) \tag{45}$$

从而得到 $V(t)$ 上界为

$$\lim_{t\to\infty}sup V(t)\leqslant\frac{\bar{f}^2}{2k^2} \tag{46}$$

代入 $V=\frac{1}{2}s^2$,可得:

$$\lim_{t\to\infty}sup|s(t)|\leqslant\frac{\bar{f}}{k} \tag{47}$$

因此,滑模变量 s 一致最终有界,并收敛至原点邻域内的一个有界集合。

由式(19)可得:

$$e_1=\frac{1}{C}(s-e+Dv_d) \tag{48}$$

由式(21)和式(32)可得速度误差动态为

$$\dot{e}=-Ce_1+D\dot{v}_d-\varepsilon\cdot\mathrm{sat}(s/\phi)-ks-\tilde{f}(t) \tag{49}$$

由于 s、v_d、$\dot{v}_d$ 与 $\tilde{f}(t)$ 均为有界量,故式(49)可整理为

$$\dot{e}=-Ce_1+d(t),$$

$$d(t)=D\dot{v}_d-\varepsilon\cdot\mathrm{sat}(s/\phi)-ks-\tilde{f}(t) \tag{50}$$

由于 $d(t)$ 为有界量,$C>0$,直接解微分方程可得 $e(t)$ 为

$$e(t)=\mathrm{e}^{-Ct}e(0)+\int_0^t\mathrm{e}^{-C(t-\tau)}d(\tau)\mathrm{d}\tau \tag{51}$$

取模得:

$$|e(t)|\leqslant\mathrm{e}^{-Ct}|e(0)|+d_{\max}\int_0^t\mathrm{e}^{-C(t-\tau)}\,\mathrm{d}\tau=$$

$$\mathrm{e}^{-Ct}|e(0)|+\frac{d_{\max}}{C}(1-\mathrm{e}^{-Ct}) \tag{52}$$

式中:$d_{\max}$ 为扰动上界,$|d(t)|\leqslant d_{\max}$。

由式(52)可知,对于 $t\to\infty$ 时同样得到 $|e|\leqslant d_{\max}/C$,因此速度误差 e 亦为一致最终有界量。再由式(48)可知,积分误差 e_1 也保持有界。

综上,在上述假设成立且控制参数满足 $k>0$ 的条件下,闭环滑模变量 s 一致最终有界,满足

© Editorial Office of Electric Machines & Control Application. This is an open access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license.

$\limsup_{t\to\infty}|s(t)|\leqslant\bar{f}/k$,且速度跟踪误差 e 和积分误差 e_1 也保持一致最终有界。因此,所提 NLESO-ADISMC 方法能够在扰动估计误差有界的条件下保证速度环闭环信号有界。可见,本文控制方法能够在存在扰动估计误差、参数摄动以及边界层抑振的实际条件下,仍保持良好的鲁棒性和动态性能。

3 仿真分析

3.1 仿真平台与参数设置

为验证所提 NLESO-ADISMC 方法在 PMSM 速度调节中的动态性能、抗扰能力和参数鲁棒性,本文基于 Simulink 搭建 PMSM 双闭环控制仿真模型。其中,电流内环采用前馈解耦 PI 控制,以实现 $i_d=0$ 控制及 i_q 快速跟踪;速度外环采用所提 NLESO-ADISMC,以实现转速调节。为全面评估所提 NLESO-ADISMC 的性能,在相同的电机模型、控制结构及仿真条件下,分别在空载阶跃响应、突加负载扰动、低速与正反转复合速度跟踪、连续变化负载与电流受限运行以及单参数和多参数同时摄动鲁棒性等典型工况下进行仿真,并与 PI 控制、SMC、非线性自抗扰控制(Nonlinear ADRC,NLADRC)及 SMC-ADRC 进行性能比较。电机参数如表 1 所示,各速度控制器参数如表 2 所示。表 2 中,K_p、K_i 分别为 PI 控制器比例、积分增益。

表 1 电机参数

Tab. 1 Motor parameters

参数名称	参数值
定子电阻 R/Ω	0.295
q 轴电感 L_q/mH	1.030 2
d 轴电感 L_d/mH	1.023 3
极对数 p	4
永磁体磁链 ψ_f/Wb	0.005 83
转动惯量 $J/(\mathrm{kg\cdot m^2})$	1.85×10^{-5}
粘性阻尼系数 $B/(\mathrm{N\cdot m\cdot s})$	2×10^{-5}
转矩系数 $K_t/(\mathrm{N\cdot m\cdot A^{-1}})$	0.035
母线电压 U_{dc}/V	24
采样时间 T_s/s	5×10^{-5}

为保证对比公平性,五种控制算法仅替换速度外环控制器。仿真中电流内环采样和脉宽调制的更新频率为 20 kHz,q 轴参考电流统一限幅为 ±10 A,且初始状态、速度指令、负载施加时刻和参数摄动范围均保持一致。各控制器首先在额定参数和空载阶跃工况下进行整定,参数一旦确定在后续工况中不再调整。

表 2 各速度控制器参数

Tab. 2 Parameters of different speed controllers

控制器名称	对应参数
PI	$K_p=0.02, K_i=1.2$
SMC	$C=1\ 000, k=200, \varepsilon=200, \phi=5$
SMC-ADRC	$C=180, k=0.05, \varepsilon=1, \beta_1=1\ 500, \beta_2=300\ 000, \alpha_1=0.8, \delta_2=2, \alpha_2=0.5, \delta_2=1, \phi=5$
NLADRC	$\alpha_1=0.8, \delta_1=2, \alpha_2=0.5, \delta_2=1, k=0.02, \beta_1=1\ 500, \beta_2=300\ 000$
NLESO-ADISMC	$C=2\ 000, D=50, k=500, \varepsilon=200, \beta_1=1\ 500, \beta_2=300\ 000, \alpha_1=0.8, \delta_1=2, \alpha_2=0.5, \delta_2=1, \phi=5, \tau_d=1e-3$

3.2 仿真结果

3.2.1 空载阶跃响应对比

电机空载运行,转速由 0 阶跃至 1 000 r/min 时,各控制器响应波形如图 2 所示。

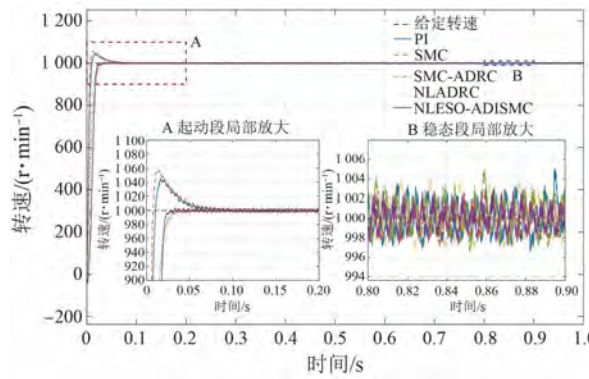


图 2 空载阶跃响应波形对比

Fig. 2 Comparison of no-load step response waveforms

各控制器空载阶跃响应性能指标对比如表 3 所示。其中,t_r 为上升时间;M_p 为超调量;t_s 为调节时间;e_{ss} 为均值稳态误差;$\Delta\omega_{max}$ 为稳态最大速度偏差。

由图 2 和表 3 可知,空载阶跃工况下,PI 控制和 SMC 的超调量分别为 4.53% 和 5.62%,表明单纯误差反馈或常规滑模切换控制难以同时兼顾快速性和平稳性;SMC-ADRC、NLADRC 和 NLESO-ADISMC 的超调量分别为 0.50%、0.48% 和

© Editorial Office of Electric Machines & Control Application. This is an open access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license.

0.46%，表明扰动观测及补偿机制能够改善系统动态响应性能。与 SMC-ADRC 和 NLADRC 相比，所提 NLESO-ADISMC 的调节时间仅为 0.025 1 s，低于 SMC-ADRC 的 0.032 6 s 和 NLADRC 的 0.030 8 s，可见，主动阻尼项在抑制过冲的同时仍维持了较快的收敛速度。并且 NLESO-ADISMC 的均值稳态误差也保持在较低水平，说明控制器兼具快速收敛特性与高稳态跟踪精度。

表 3 空载阶跃响应性能指标对比

Tab. 3 Comparison of no-load step response performance indicators

控制器名称	t_r/s	M_p/%	t_s/s	e_{ss}/(r·min^{-1})	$\Delta\omega_{max}$/(r·min^{-1})
PI	0.006 0	4.53	0.069 2	0.024	8.634
SMC	0.004 4	5.62	0.074 6	−0.009	6.350
SMC-ADRC	0.013 1	0.50	0.032 6	0.411	9.271
NLADRC	0.015 5	0.48	0.030 8	−0.020	8.426
NLESO-ADISMC	0.012 0	0.46	0.025 1	0.003	6.037

3.2.2 突加负载扰动响应对比

设置电机以 1 000 r/min 空载稳态运行，在 0.5 s 时突加 0.1 N·m 负载转矩，各控制器响应波形如图 3 所示。

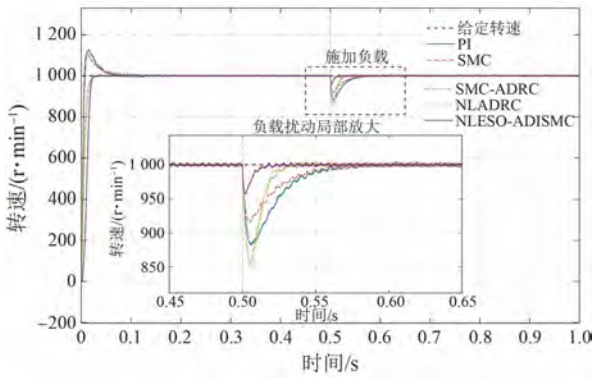


图 3 突加负载扰动响应波形对比

Fig. 3 Comparison of sudden-load disturbance response waveforms

各控制器突加负载扰动性能指标对比如表 4 所示。其中，$\Delta\omega_{dip}$ 为负载突加后速度最大跌幅；t_{rec} 为从扰动发生到恢复稳态所需的时间。

由图 3 和表 4 可知，突加负载扰动后，各控制器均出现速度跌落，但 NLESO-ADISMC 的跌幅最小、恢复速度最快，其中最大跌幅仅为 43.242 r/min，恢复时间仅需 0.011 9 s，明显低于其他控制算法，说明该方法对扰动冲击具有更强的抑制能力。该结果表明，ESO 能够将负载突变等效为总扰动并进行在线补偿，从而减小扰动对速度环的直接影响，主动阻尼项在速度跌落阶段自动对滑模面进行正向修正，辅助 ESO 补偿共同抑制速度跌落，两者协同使得速度跌落最小且恢复时间最短。而 PI 和传统 SMC 主要依赖误差反馈，扰动发生后不能提前补偿，因此速度跌落更大、恢复更慢；SMC-ADRC 和 NLADRC 虽然引入了扰动观测机制，但缺少主动阻尼滑模面的趋势抑制作用，因此在扰动突变时仍存在较明显的动态波动。

表 4 突加负载扰动响应性能指标对比

Tab. 4 Comparison of performance indicators under sudden-load disturbance

控制器名称	$\Delta\omega_{dip}$/(r·min^{-1})	t_{rec}/s	e_{ss}/(r·min^{-1})	$\Delta\omega_{max}$/(r·min^{-1})
PI	117.388	0.059 1	0.004	4.019
SMC	83.759	0.054 0	−0.004	3.831
SMC-ADRC	144.033	0.028 7	0.379	4.271
NLADRC	150.044	0.024 9	0.014	4.501
NLESO-ADISMC	43.242	0.011 9	0.008	3.768

3.2.3 复合速度给定跟踪测试

为验证各控制器在低速运行、斜坡给定、较高转速运行及正反转过程中的综合跟踪性能，设置包含多种速度变化形式的复合速度指令。参考转速 n^* 设置为

$$n^*(t)=\begin{cases}0, & 0\ \text{s}\leqslant t<0.1\ \text{s}\\ 100, & 0.1\ \text{s}\leqslant t<0.2\ \text{s}\\ 100+29\,000(t-0.2), & 0.2\ \text{s}\leqslant t<0.3\ \text{s}\\ 3\,000, & 0.3\ \text{s}\leqslant t<0.5\ \text{s}\\ 3\,000-20\,000(t-0.5), & 0.5\ \text{s}\leqslant t<0.6\ \text{s}\\ 1\,000, & 0.6\ \text{s}\leqslant t<0.8\ \text{s}\\ -1\,000, & 0.8\ \text{s}\leqslant t\leqslant 1.0\ \text{s}\end{cases} \tag{53}$$

五种控制器在复合速度指令下的转速跟踪响应波形如图 4 所示。

为定量评价各控制器在不同运行阶段的跟踪性能，选取低速稳态平均绝对误差 $e_{MAE,100}$、较高转速稳态平均绝对误差 $e_{MAE,3\,000}$、正反转调节时间 t_{rev} 以及正反转反向超调量 M_{rev} 作为评价指标。各

© Editorial Office of Electric Machines & Control Application. This is an open access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license.

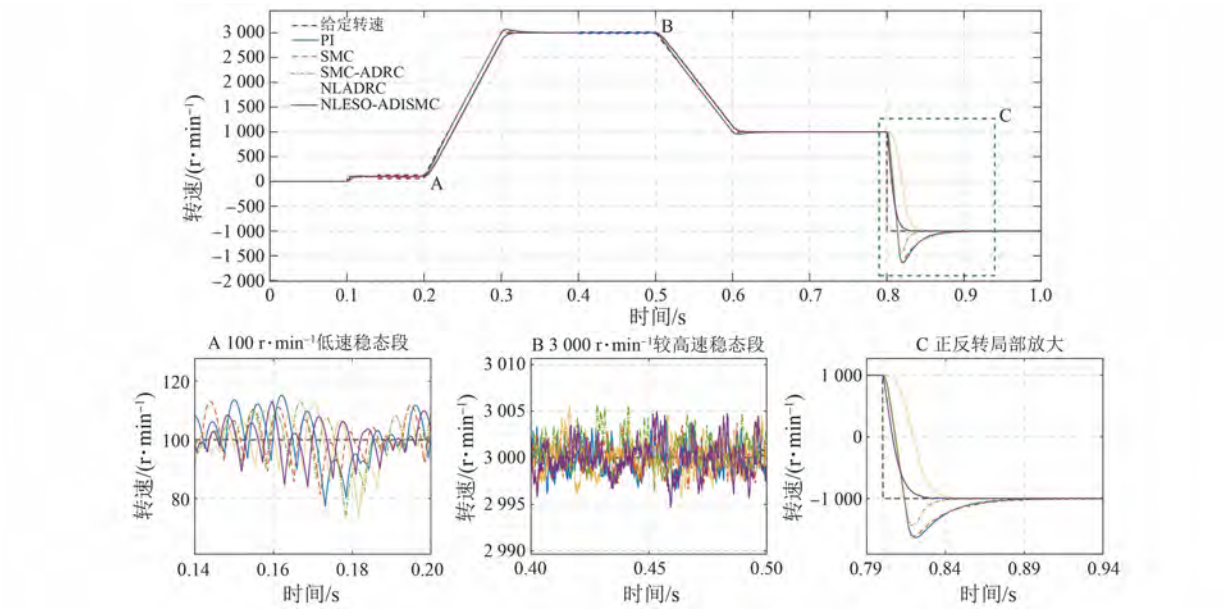


图 4　复合速度转速跟踪响应波形

Fig. 4　Speed tracking response waveforms under composite speed profile

控制器复合速度转速响应性能指标对比如表 5 所示。

表 5　复合速度转速跟踪响应性能指标对比

Tab. 5　Comparison of speed tracking response performance metrics under composite speed profile

控制器名称	$e_{MAE,100}$/(r·min^{-1})	$e_{MAE,3\,000}$/(r·min^{-1})	t_{rev}/s	M_{rev}/%
PI	6.638	1.186	0.087 9	63.574
SMC	5.170	1.012	0.089 1	61.289
SMC-ADRC	5.765	1.561	0.040 2	43.677
NLADRC	5.587	1.427	0.042 5	0.693
NLESO-ADISMC	4.400	1.450	0.026 9	0.777

由图 4 和表 5 可知,在低速、较高速及正反转工况下,五种控制器均能保持系统稳定运行。NLESO-ADISMC 在 100 r/min 低速稳态下的平均绝对误差最小,为 4.400 r/min,表明所提方法在低速工况下仍具有较好的稳态跟踪精度;NLESO-ADISMC 的正反转调节时间最小,仅为 0.026 9 s,且反向超调量仅为 0.777%,与 NLADRC 的 0.693% 接近,明显低于 PI、SMC 和 SMC-ADRC。结果表明,所提方法在保持不同转速段稳定跟踪的同时,能够显著缩短正反转调节时间并抑制反向超调,体现了主动阻尼项对速度快速变化过程的改善作用。

3.2.4　连续变化负载与电流受限测试

为进一步考察控制器在连续变化负载及电流受限条件下的运行性能,将目标速度设置为 1 000 r/min,并在 $t=0.5$ s 时施加 $T_L(t)=0.08\times\{1-\cos[8\pi(t-0.5)]\}$ N·m 连续周期变化的负载扰动。为模拟驱动系统电流受限情况,五种控制器的 q 轴参考电流统一限幅为±5 A,测试过程中控制器参数保持不变,并同时记录负载转矩、实际转速及 q 轴电流变化,如图 5 所示。

各控制器在连续变化负载与电流受限工况下的性能指标如表 6 所示。其中,t_s 为阶跃响应调节时间;M_p 为施加连续负载前的超调量;Max$|e_n|$ 为施加负载后的最大绝对速度误差;Δn_{p-p} 为施加负载后的速度波动峰峰值;i_{q_RMS} 为 q 轴电流均方根。

表 6　连续变化负载与电流受限工况下的性能指标对比

Tab. 6　Comparison of performance indicators under continuously varying load and current-limited operating conditions

控制器名称	t_s/s	M_p/%	Max$\lvert e_n\rvert$/(r·min^{-1})	Δn_{p-p}/(r·min^{-1})	i_{q_RMS}/A
PI	0.072 9	25.234	61.48	117.69	2.891
SMC	0.077 9	24.725	42.478	83.417	2.883
SMC-ADRC	0.025 7	7.456	39.826	76.969	2.881
NLADRC	0.018 4	0.552	32.094	64.036	2.876
NLESO-ADISMC	0.020 8	0.283	10.877	19.518	2.869

© Editorial Office of Electric Machines & Control Application. This is an open access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license.

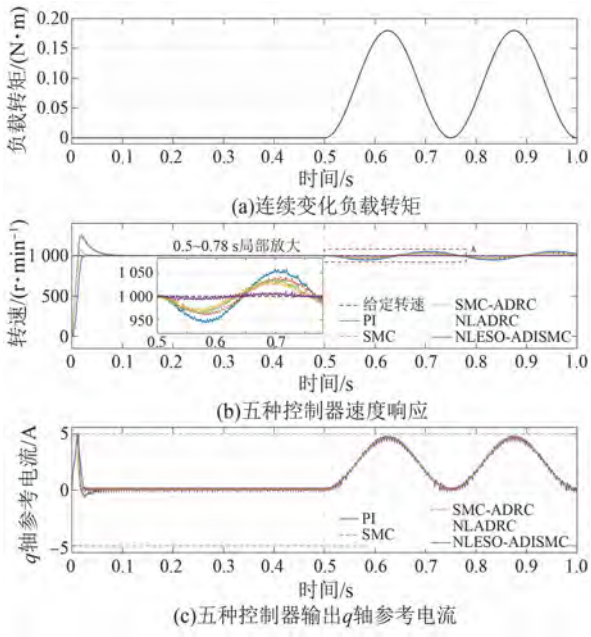


图 5　连续变化负载与电流受限工况下各控制器速度响应与 q 轴电流波形

Fig. 5　Speed response and q-axis current waveforms of each controller under continuously varying load and current-limited operating conditions

根据图 5 和表 6，本文所提 NLESO-ADISMC 控制器在阶跃响应下的超调量最小，仅为 0.283%；施加连续负载后，其最大绝对速度误差和速度波动峰峰值分别为 10.877 r/min 和 19.518 r/min，远远低于其他控制器；且其 q 轴电流均方根也最低，为 2.869 A。结果表明，在电流受限且负载持续变化条件下，NLESO 扰动补偿与主动阻尼协同抑制周期性速度波动，可在保证起动超调较小的前提下，提升系统对连续负载扰动的抑制能力与电流利用效率。

3.2.5　单参数及多参数摄动鲁棒性测试

在实际电机系统中，转动惯量 J 因负载变化而存在较大不确定性，且其精确值难以实时获取。为考察各控制器在参数不确定下的鲁棒性，将仿真中的实际转动惯量分别设置为名义转动惯量的 0.5 和 2 倍，控制器参数保持不变，给定目标转速 1 000 r/min 阶跃指令，并在 0.5 s 时突加 0.1 N·m 负载转矩，q 轴参考电流统一限幅为±10 A。对比各控制器在阶跃指令下的响应波形。

$J=0.5J_n$ 参数摄动下阶跃响应波形如图 6 所示，各性能指标如表 7 所示。

由图 6 和表 7 可知，在 $J=0.5J_n$ 工况下，各控制器均受到参数摄动影响，但 NLESO-ADISMC 仍保持较好的动态性能，其超调量仅为 0.78%，调节时间为 0.021 4 s，恢复时间为 0.012 5 s，表明该方法对惯量变化具有较强的适应能力。

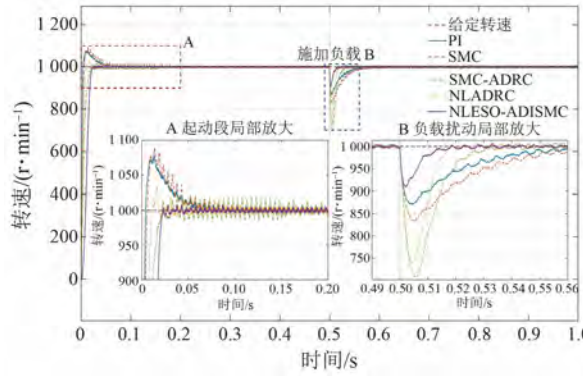


图 6　$J=0.5J_n$ 参数摄动下阶跃响应波形对比

Fig. 6　Comparison of step response waveforms under $J=0.5J_n$ parameter perturbation

表 7　$J=0.5J_n$ 参数摄动下性能指标对比

Tab. 7　Comparison of performance indicators under $J=0.5J_n$ parameter perturbation

控制器名称	M_p/%	t_s/s	$\Delta\omega_{dip}$/(r·min^{-1})	t_{rec}/s	e_{ss}/(r·min^{-1})
PI	7.77	0.067 2	129.081	0.048 5	−0.004
SMC	9.04	0.082 0	168.553	0.055 5	−0.025
SMC-ADRC	2.24	0.192 7	293.702	0.026 8	0.519
NLADRC	3.28	0.045 9	262.614	0.017 0	0.040
NLESO-ADISMC	0.78	0.021 4	90.872	0.012 5	0.012

$J=2J_n$ 参数摄动下阶跃响应波形如图 7 所示，各性能指标如表 8 所示。

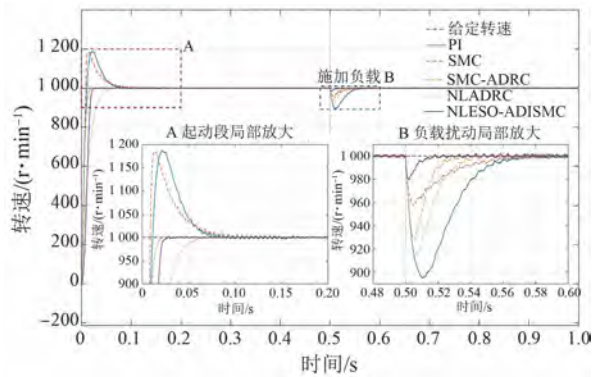


图 7　$J=2J_n$ 参数摄动下阶跃响应对比波形

Fig. 7　Comparison of step response waveforms under $J=2J_n$ parameter perturbation

© Editorial Office of Electric Machines & Control Application. This is an open access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license.

由图 7 和表 8 可知,在 $J=2J_n$ 工况下,NLESO-ADISMC 仍保持较好的动态性能,显著优于其他控制器,其超调量仅为 0.27%,调节时间为 0.023 7 s,恢复时间为 0.008 0 s,说明该方法对惯量变化具有较强适应能力,在大惯量条件下仍能保持较快的收敛速度。

表 8 $J=2J_n$ 参数摄动下性能指标对比

Tab. 8 Comparison of performance indicators under $J=2J_n$ parameter perturbation

控制器名称	M_p/%	t_s/s	$\Delta\omega_{dip}$/(r·min^{-1})	t_{rec}/s	e_{ss}/(r·min^{-1})
PI	18.61	0.087 6	104.905	0.054 4	−0.015
SMC	18.47	0.107 7	41.920	0.046 8	0.002
SMC-ADRC	0.42	0.019 5	71.316	0.023 0	0.357
NLADRC	0.21	0.059 0	84.429	0.035 3	0.017
NLESO-ADISMC	0.27	0.023 7	20.346	0.008 0	0.002

在实际 PMSM 运行过程中,电机参数受到负载变化、温升、磁路状态及参数辨识误差等因素影响,使实际被控对象与控制器采用的名义模型之间产生偏差。为进一步评价各控制器对参数不确定性的适应能力,在原有转动惯量摄动测试基础上,增加定子电阻、定子电感、永磁磁链和粘性阻尼系数摄动,并进一步设置多参数同时摄动工况。为控制图表篇幅,单参数摄动测试主要考察 NLESO-ADISMC 在不同参数变化条件下的性能,得到性能指标如表 9 所示。表中,下标 0 表示表 1 所列名义参数。

表 9 NLESO-ADISMC 在单参数摄动下的性能指标

Tab. 9 Performance indicators of NLESO-ADISMC under single-parameter perturbations

参数工况	实际参数设置	M_p/%	t_s/s	$\Delta\omega_{dip}$/(r·min^{-1})	t_{rec}/s
名义参数	表 1 名义值	0.46	0.025 1	43.242	0.011 9
惯量减小	$J=0.5J_0$	0.78	0.0214	90.872	0.012 5
惯量增大	$J=2J_0$	0.27	0.023 7	20.346	0.008 0
电阻增加	$R_s=1.5R_{s0}$	0.28	0.025 7	42.547	0.012 3
电感减小	$L_d=0.7L_{d0}$, $L_q=0.7L_{q0}$	0.93	0.021 7	43.031	0.010 1
磁链减小	$\psi_f=0.85\psi_{f0}$	0.71	0.028 9	49.292	0.012 5
阻尼增大	$B=2B_0$	0.32	0.024 1	42.667	0.012 3

由表 9 可知,在不同单参数摄动下,NLESO-ADISMC 均能保持稳定运行,超调量均小于 1%,表明其对单参数不确定性具有较好的适应能力。当电感减小时,起动超调量增至 0.93%;永磁磁链减小,调节时间和速度跌落分别增至 0.028 9 s 和 49.292 r/min。表明电感及磁链失配会对电流调节和实际输出转矩产生影响。相比之下,定子电阻和粘性阻尼变化下的性能指标与名义值较为接近。

为进一步考察多种参数不确定性同时存在时的控制性能,对表 9 中的惯量减小、电阻增加、电感减小、磁链减小以及阻尼增大单参数摄动进行叠加,得到多参数同时摄动条件下五种控制器的速度响应波形如图 8 所示,性能指标对比如表 10 所示。

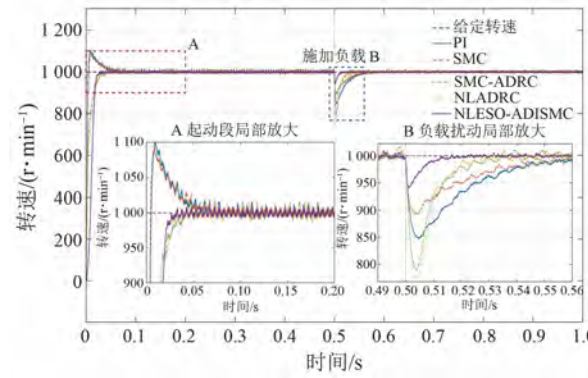


图 8 多参数同时摄动下的速度响应波形对比

Fig. 8 Comparison of speed responses waveforms under simultaneous multi-parameter perturbations

表 10 多参数同时摄动下的性能指标对比

Tab. 10 Comparison of performance indicators under simultaneous multi-parameter perturbations

控制器名称	M_p/%	t_s/s	$\Delta\omega_{dip}$/(r·min^{-1})	t_{rec}/s	e_{ss}/(r·min^{-1})
PI	10.52	0.052 2	152.028	0.040 1	0.013
SMC	9.48	0.047 9	107.979	0.032 9	0.008
SMC-ADRC	1.75	0.030 2	210.580	0.019 3	0.400
NLADRC	1.96	0.027 7	227.330	0.019 5	0.092
NLESO-ADISMC	0.94	0.022 2	59.243	0.006 4	0.017

由图 8 和表 10 可知,在多参数摄动下各控制器均能保持系统稳定运行,但动态性能存在明显差异。NLESO-ADISMC 在突加负载后的最大速度跌落仅为 59.243 r/min,恢复时间仅需 0.006 4 s,远低于其他四种方法;且其超调量和调节时间也最小,分别为 0.94% 和 0.022 2 s。虽然其均值稳

© Editorial Office of Electric Machines & Control Application. This is an open access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license.

态误差为 0.017 r/min 略高于 PI 控制和 SMC，但仍处于较低水平。

综上，本文通过空载阶跃、突加负载、复合速度给定、连续负载且电流受限、单参数摄动及多参数同时摄动等工况，对五种速度控制器的性能进行对比。结果表明，NLESO 扰动补偿、滑模鲁棒项与主动阻尼反馈协同作用改善了系统的速度跟踪、负载扰动抑制及参数鲁棒性能，使 NLESO-ADISMC 在不同给定形式、控制输入受限和参数失配条件下均保持较好的综合动态性能。

4 试验验证

4.1 试验平台

为进一步验证所提 NLESO-ADISMC 控制策略在真实电机系统中的有效性，本文在 STM32F407 微控制器平台上完成了嵌入式实机试验验证。试验平台如图 9 所示，主要由 42 mm 框架表贴式 PMSM、ATK-PD6010B 驱动板、STM32F407 主控板及上位机组成。试验电机参数与仿真保持一致。

控制程序在 STM32F407 上以双闭环 FOC 架构运行，电流内环采样与脉宽调制更新频率为 20 kHz，速度外环控制频率为 2 kHz，转子位置与速度由增量式编码器获取，经脉冲计数与 M/T 法计算得到，试验数据通过 VOFA+上位机软件以 1 kHz 采样频率实时采集，并导出用于波形绘制与指标统计。

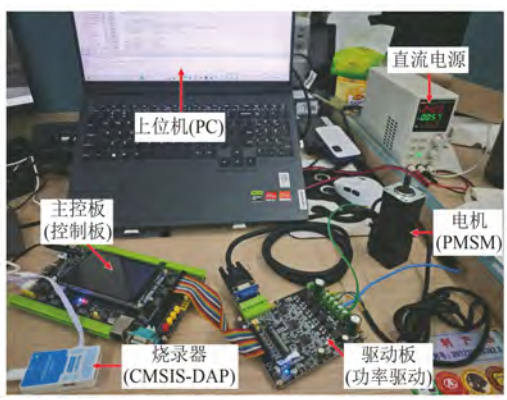


图 9 试验平台

Fig. 9 Experimental platform

4.2 试验结果与分析

为考察各控制器的动态跟踪性能和抗扰能力，设置目标速度在 0 s 由 0 阶跃至 1 000 r/min，在 3 s 突加负载扰动，系统由空载稳态切换至带载工况。各控制器在该复合工况下的速度响应波形如图 10 所示，性能指标对比如表 11 所示。

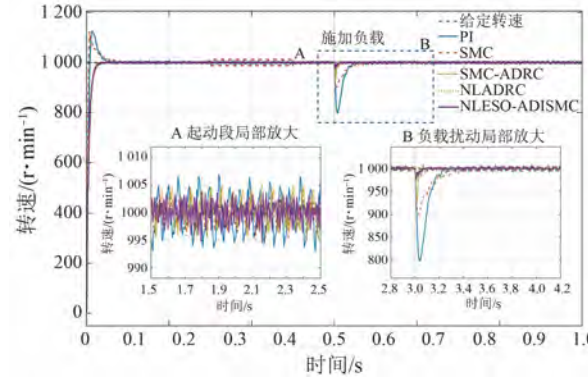


图 10 实机试验速度响应波形

Fig. 10 Speed response waveforms of actual motor experiments

表 11 实机试验性能指标对比

Tab. 11 Comparison of performance indicators of actual motor experiments

控制器名称	M_p/%	t_s/s	e_{ss}/(r·min^{-1})	$\Delta\omega_{dip}$/(r·min^{-1})	t_{rec}/s
PI	12.62	0.185	0.09	202.1	0.169
SMC	12.43	0.245	−0.11	99.4	0.230
SMC-ADRC	0.67	0.119	−0.68	71.2	0.055
NLADRC	0.48	0.100	0.03	71.3	0.030
NLESO-ADISMC	0.46	0.120	−0.29	24.8	0.015

由图 10 和表 11 可知，实机试验结果与仿真结果在变化趋势上基本一致，但 PI 控制和 SMC 的超调量较仿真明显增大，PI 控制的超调由 4.53%升至 12.62%，SMC 由 5.62%升至 12.43%，这是由于实际系统中摩擦力矩、编码器量化噪声等非理想因素使纯误差反馈类控制器的鲁棒性显著下降。相比之下，NLESO-ADISMC 和 NLADRC 的超调量分别为 0.46%和 0.48%，表明 NLESO 的在线扰动估计能够将上述非理想因素统一纳入总扰动进行实时补偿，有效屏蔽了建模误差对动态性能的影响。

试验中各控制器的抗扰性能差异更显著，施加负载扰动后，PI 控制和 SMC 因缺乏扰动前馈，速度跌落分别达 202.1 r/min 和 99.4 r/min，且 SMC 的恢复时间长达 230 ms，这是因为实际系统中切换抖振消耗了收敛裕度。SMC-ADRC 和

© Editorial Office of Electric Machines & Control Application. This is an open access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license.

NLADRC 凭借 NLESO 前馈补偿将跌落量压缩至 71 r/min,但受限于 NLESO 对阶跃扰动的估计延迟,跌落量仍相对较大。NLESO-ADISMC 的跌落量仅为 24.8 r/min,恢复时间为 15 ms。

5 结语

本文针对 PMSM 速度控制系统在参考转速快速变化、负载扰动及参数摄动条件下易出现超调量增大、扰动恢复迟滞的问题,提出一种 NLESO-ADISMC 的速度控制方法。该方法在积分滑模面中引入由 NLESO 输出的估计速度导数构成的主动阻尼项,使控制器能够依据速度变化趋势实时修正滑模动态。结合扰动前馈补偿与指数趋近律构造速度环控制律,并在扰动估计误差有界的前提下,证明滑模变量与速度误差满足一致最终有界性。

仿真结果表明,所提方法在空载阶跃、突加负载、复合速度给定、连续负载且电流受限以及单参数和多参数同时摄动工况下均能保持较好的动态性能。STM32 实机试验结果表明,所提方法在空载阶跃工况下的超调量为 0.46%,在负载扰动工况下的速度跌落为 24.8 r/min,恢复时间为 15 ms,验证了该方法在实际 PMSM 速度控制系统中的可实现性和扰动抑制效果。

需要指出的是,本文稳定性分析是在扰动估计误差有界等条件下得到的一致最终有界结论,控制器参数仍主要依赖经验整定。此外,本文主要针对带位置传感器的 PMSM 速度控制进行了研究,尚未进一步考虑无感控制场景以及高速弱磁运行条件下的性能问题。后续可结合自适应优化、智能整定及无感观测技术,进一步提升控制器的自适应能力和应用范围。

利益冲突声明

所有作者声明不存在利益冲突。

All authors disclose no relevant conflict of interests.

作者贡献

余梦涛进行了方案设计、仿真建模、试验验证和论文撰写,任正云参与了研究指导、论文审核与修改。所有作者均阅读并同意最终稿件的提交。

Yu Mengtao carried out the scheme design, simulation modeling, experimental verification and manuscript writing. Ren Zhengyun participated in research guidance, manuscript review and revision. All authors have read and approved the final version of the paper for submission.

参 考 文 献

[1] 陈前, 赵美玲, 廖继红, 等. 轻量化高效率永磁电机及其控制技术综述[J]. 电气工程学报, 2023, 18(4): 3-19.
Chen Q, Zhao M L, Liao J H, et al. Review of lightweight high-efficiency permanent magnet motors and their control technologies [J]. Journal of Electrical Engineering, 2023, 18(4): 3-19.

[2] 颉浩浩, 吴杞康, 鲍久圣, 等. 新能源汽车驱动电机技术现状及混合励磁研究进展[J]. 电机与控制应用, 2025, 52(1): 36-51.
Xie H H, Wu Q K, Bao J S, et al. Current status of new energy vehicle drive motor technology and research progress on hybrid excitation [J]. Electric Machines & Control Application, 2025, 52(1): 36-51.

[3] 关涛, 刘大猛, 何永勇. 永磁轮毂电机技术发展综述[J]. 电工技术学报, 2024, 39(2): 378-396.
Guan T, Liu D M, He Y Y. Review on development of permanent magnet in-wheel motors [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(2): 378-396.

[4] 张寿鹤, 白锐. 基于硬件在环系统的永磁同步电机控制算法[J]. 控制工程, 2025, 32(11): 2087-2095.
Zhang S H, Bai R. Permanent magnet synchronous motor control algorithm based on hardware-in-the-loop system [J]. Control Engineering of China, 2025, 32(11): 2087-2095.

[5] 张超硕, 储剑波. 基于增量模型的 PMSM 鲁棒性模型预测控制算法研究[J]. 电机与控制应用, 2024, 51(7): 21-32.
Zhang C S, Chu J B. Research on robust model predictive control method of PMSM based on incremental model [J]. Electric Machines & Control Application, 2024, 51(7): 21-32.

[6] 杨明, 刘铠源, 陈扬洋, 等. 基于 PI-Lead 控制的永磁同步电机双环位置伺服系统[J]. 电工技术

© Editorial Office of Electric Machines & Control Application. This is an open access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license.

学报，2023，38(8)：2060-2072.
Yang M，Liu K Y，Chen Y Y，et al. Dual-loop position servo system of permanent magnet synchronous motor based on PI-Lead control [J]. Transactions of China Electrotechnical Society，2023，38(8)：2060-2072.

[7] 岳小洋，王立峰，李丹丹. 基于快速 STA 的 PMSM 预测控制[J]. 现代电子技术，2026，49(4)：85-90.
Yue X Y，Wang L F，Li D D. Predictive control of PMSM based on fast STA [J]. Modern Electronics Technique，2026，49(4)：85-90.

[8] 禹聪，康尔良. 永磁同步电机模糊滑模速度控制器设计[J]. 电机与控制学报，2022，26(7)：98-104.
Yu C，Kang E L. Design of fuzzy sliding mode speed controller for permanent magnet synchronous motor [J]. Electric Machines and Control，2022，26(7)：98-104.

[9] 雷子奇，赵朝会，顾萍萍，等. 基于自适应增益的永磁同步电机转速环无模型滑模控制[J]. 电机与控制应用，2024，51(12)：81-92.
Lei Z Q，Zhao C H，Gu P P，et al. Model-free sliding mode control of permanent magnet synchronous motor speed loop based on adaptive gain [J]. Electric Machines & Control Application，2024，51(12)：81-92.

[10] 李耀华，王自臣，何雨勰，等. 基于超螺旋滑模控制的永磁同步电机磁场定向控制研究[J]. 电机与控制应用，2025，52(5)：527-539.
Li Y H，Wang Z C，He Y X，et al. Field-oriented control of permanent magnet synchronous motor based on super-twisting sliding mode control [J]. Electric Machines & Control Application，2025，52(5)：527-539.

[11] 赵凯辉，戴旺坷，周瑞睿，等. 基于扩展滑模扰动观测器的永磁同步电机新型无模型滑模控制[J]. 中国电机工程学报，2022，42(6)：2375-2386.
Zhao K H，Dai W K，Zhou R R，et al. Novel model-free sliding mode control of permanent magnet synchronous motor based on extended sliding mode disturbance observer [J]. Proceedings of the CSEE，2022，42(6)：2375-2386.

[12] Zhang X，Li H，Shao M. Fixed-time-convergent sliding mode control with sliding mode observer for PMSM speed regulation [J]. Sensors，2024，24(5)：1561.

[13] Tian L，Wei Q R，Zheng Q，et al. Convergence rate sliding mode control of permanent magnet synchronous motor based on expanded sliding mode observer [J]. Journal of Engineering and Applied Science，2024，71：213.

[14] 卢志远，柏受军，江明，等. 改进的线性自抗扰永磁同步电机转速控制器设计[J]. 电子测量与仪器学报，2022，36(4)：73-81.
Lu Z Y，Bai S J，Jiang M，et al. Design of improved linear active disturbance rejection speed controller for permanent magnet synchronous motor [J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation，2022，36(4)：73-81.

[15] 王子辰，胡春鹤. 基于改进黑翅鸢算法的永磁同步电机自抗扰控制[J]. 电机与控制应用，2025，52(3)：262-271.
Wang Z C，Hu C H. Active disturbance rejection control of permanent magnet synchronous motor based on improved black-winged kite algorithm [J]. Electric Machines & Control Application，2025，52(3)：262-271.

[16] Hou Q，Xu S，Zuo Y，et al. Enhanced active disturbance rejection control with measurement noise suppression for PMSM drives via augmented nonlinear extended state observer [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion，2023，39(1)：287-299.

[17] 陈勇志，张立嘉，刘旭东. 基于时变扰动观测器的永磁同步电机预设性能滑模控制[J]. 电机与控制应用，2025，52(2)：148-158.
Chen Y Z，Zhang L J，Liu X D. Preset performance sliding mode control of permanent magnet synchronous motor based on time-varying disturbance observer [J]. Electric Machines & Control Application，2025，52(2)：148-158.

[18] 程梦坤，储剑波. 基于分数阶扩展滑模扰动观测器的 PMSM 无模型控制算法研究[J]. 电机与控制应用，2024，51(10)：51-63.
Cheng M K，Chu J B. Research on model-free control algorithm for PMSM based on fractional-order extended sliding mode disturbance observer [J]. Electric Machines & Control Application，2024，51(10)：51-63.

[19] 黄龙蛰，洪俊杰，赵明郎，等. 基于非线性扰动观测器的永磁同步电机改进滑模控制[J]. 广东工业大学学报，2025，42(5)：58-67.

© Editorial Office of Electric Machines & Control Application. This is an open access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license.

Huang L Z, Hong J J, Zhao M L, et al. Improved sliding mode control of permanent magnet synchronous motor based on nonlinear disturbance observer [J]. Journal of Guangdong University of Technology, 2025, 42(5): 58-67.

[20] 宋建国, 李子豪, 刘小周. 永磁同步电机改进型全阶滑模观测器无传感控制[J]. 电机与控制应用, 2024, 51(1): 14-21.
Song J G, Li Z H, Liu X Z. Improved full-order sliding mode observer sensorless control of permanent magnet synchronous motor [J]. Electric Machines & Control Application, 2024, 51(1): 14-21.

[21] 李博, 张东东, 孔佑军, 等. 基于磁链观测器的 PMSM 无感复合滑模控制策略研究[J]. 电机与控制学报, 2025, 29(11): 35-43.
Li B, Zhang D D, Kong Y J, et al. Sensorless composite sliding mode control strategy of PMSM based on flux observer [J]. Electric Machines and Control, 2025, 29(11): 35-43.

[22] 金宁治, 邢杰, 王令, 等. 基于非线性干扰观测器永磁同步电机逆变器扰动误差补偿的研究[J]. 电机与控制应用, 2025, 52(6): 608-622.
Jin N Z, Xing J, Wang L, et al. Research of inverter disturbance error compensation based on nonlinear disturbance observer for permanent magnet synchronous motor [J]. Electric Machines & Control Application, 2025, 52(6): 608-622.

[23] Luo M, Yu Z C, Xiao Y, et al. Full-order adaptive sliding mode control with extended state observer for high-speed PMSM speed regulation [J]. Scientific Reports, 2023, 13: 6200.

[24] Huang H, Yu C F, Sun Z H, et al. Sliding mode control strategy based on disturbance observer for permanent magnet in-wheel motor [J]. Scientific Reports, 2024, 14: 16151.

[25] Ullah A, Pan J F, Ullah S, et al. Robust speed control of permanent magnet synchronous motor drive system using sliding-mode disturbance observer-based variable-gain fractional-order super-twisting sliding-mode control [J]. Fractal and Fractional, 2024, 8(7): 368.

[26] Tran T T, Yang J, Liao L Q, et al. Integrated sliding mode control for permanent magnet synchronous motor drives based on second-order disturbance observer and low-pass filter [J]. Electronics, 2025, 14(7): 1466.

[27] Guo Z C, Li J L, Yan M X, et al. Composite speed control based on an improved gain-adaptive super-twisting sliding mode observer for a permanent magnet synchronous motor [J]. Control Engineering Practice, 2025, 157: 106241.

[28] 洪俊杰, 赵明郎, 黄龙蛰, 等. 带扰动补偿的永磁同步电机预测速度控制[J]. 电机与控制应用, 2025, 52(1): 94-104.
Hong J J, Zhao M L, Huang L Z, et al. Predictive speed control of permanent magnet synchronous motor with disturbance compensation [J]. Electric Machines & Control Application, 2025, 52(1): 94-104.

[29] Huang G, Li J J, Yang Y, et al. An integral sliding-mode observer-based equivalent-input-disturbance method for fault-tolerant control of permanent magnet synchronous motor drive system [J]. Journal of Vibration and Control, 2025, 31(13/14): 2846-2860.

[30] Zhang Z D, Yang G L, Fan J, et al. A disturbance sliding mode observer designed for enhancing the LQR current-control scheme of a permanent magnet synchronous motor [J]. Actuators, 2024, 13(8): 283.

收稿日期:2026-06-24
收到修改稿日期:2026-08-06

作者简介:

余梦涛(2002—),男,硕士研究生,研究方向为电机控制,yumengtao02@163.com;

*通信作者:任正云(1969—),男,博士,教授,研究方向为非线性模型预测控制、化工过程建模与优化,renzhengyun@dhu.edu.cn。

© Editorial Office of Electric Machines & Control Application. This is an open access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license.