

文章编号 1004-924X(2024)19-2921-12

# 基于改进指数趋近律和自适应龙伯格观测器的 PMSM 速度环滑模控制

唐腾宇<sup>1,2</sup>, 邓永停<sup>1\*</sup>, 刘京<sup>1</sup>, 康寓新<sup>1,2</sup>, 徐一凡<sup>1,2</sup>, 伏佳<sup>1,2</sup>, 张智敏<sup>1,2</sup>

(1. 中国科学院 长春光学精密机械与物理研究所, 吉林 长春 130033;

2. 中国科学院大学, 北京 100039)

**摘要:** 为了提高永磁同步电机驱动系统的速度控制性能, 提出一种基于改进指数趋近律和自适应龙伯格观测器的滑模控制策略。针对传统指数趋近律收敛速度慢的问题, 提出一种基于非线性自适应函数的指数趋近律, 基于该趋近律的滑模控制策略使系统具有更快的收敛速度和更小的抖振, 引入的自适应函数解决了趋近律的指数项导数不连续的问题。针对传统的龙伯格观测器性能差的问题, 提出一种自适应龙伯格观测器对系统的总扰动进行估计并补偿, 该观测器具有更快的响应速度且不影响系统的稳态性能, 进一步提升了系统的抗干扰能力和速度跟踪性能。仿真和实验结果表明, 在跟踪 500 r/min 和 750 r/min 的阶跃速度指令时, 系统的调节时间分别为 0.44 s 和 0.71 s; 突加 5 N·m, 10 N·m 和 20 N·m 负载时, 系统的调节时间分别为 1.16, 1.79 和 1.99 s。本文提出的滑模控制策略能够有效提高系统的稳定性和动态响应性能。

**关键词:** 永磁同步电机; 滑模控制; 趋近律; 龙伯格观测器

**中图分类号:** TP273 **文献标识码:** A **doi:** 10.37188/OPE.20243219.2921

## Sliding mode control strategy for PMSM speed ring based on improved exponential convergence law and adaptive Lunberger observer

TANG Tengyu<sup>1,2</sup>, DENG Yongting<sup>1\*</sup>, LIU Jing<sup>1</sup>, KANG Yuxin<sup>1,2</sup>,

XU Yifan<sup>1,2</sup>, FU Jia<sup>1,2</sup>, ZHANG Zhimin<sup>1,2</sup>

(1. Changchun Institute of Optics, Fine Mechanics and Physics, Chinese Academy of Sciences,  
Changchun 130033, China;

2. University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100039, China)

\* Corresponding author, E-mail: dyt0612@163.com

**Abstract:** To enhance the speed control of permanent magnet synchronous motor (PMSM) drive systems, this paper introduces a new sliding mode control (NSMC) strategy with an improved exponential convergence law and an adaptive Lunberger observer. Firstly, to overcome the slow convergence of tradi-

收稿日期: 2024-05-29; 修订日期: 2024-06-26.

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (No. 12122304, No. 12303083, No. 12473085); 中国科学院青促会优秀会员资助项目 (No. Y2023060); 吉林省重点研发计划资助项目 (No. 20220203036SF); 吉林省科技创新平台项目 (No. 20230505007ZP)

tional exponential laws, a nonlinear adaptive function-based law is proposed, enabling faster convergence and reduced jitter for the NSMC strategy. This adaptive function also resolves the discontinuity issue of the convergence law's exponential term. Secondly, addressing the limitations of the traditional Lunberger observer, an adaptive version is developed to estimate and compensate system perturbations, offering quicker response without affecting steady-state performance, thus enhancing the system's disturbance resistance and speed tracking. Simulations and experiments demonstrate that for step speed commands at 500 r/min and 750 r/min, the system's settling times are 0.44 s and 0.71 s, respectively. When loads suddenly increase by 5, 10, and 20, the settling times are 1.16 s, 1.79 s, and 1.99 s. The proposed sliding mode control strategy significantly improves both dynamic and steady-state system performance.

**Key words:** Permanent Magnet Synchronous Motor (PMSM); sliding mode control; approach rate; Lunberger observer

## 1 引言

永磁同步电机(Permanent Magnet Synchronous Motor, PMSM)具有高动态性能、高功率密度、高转矩电流比和高效率等优势,目前广泛应用于高精度伺服控制系统中,如机器人、数控机床、大口径望远镜等<sup>[1-3]</sup>。因此,针对永磁同步电机的高精度速度控制策略的研究具有十分重要的意义和价值。然而,PMSM驱动系统是一个多变量、强耦合的非线性系统,传统的线性PI控制器虽然能够在一定程度上满足其控制需求,但当系统受到内部参数变化和外部负载转矩等不确定扰动的影响时,并不能满足PMSM高精度的速度控制需求<sup>[4]</sup>。因此,基于现代控制理论的PMSM速度控制策略得到了广泛的研究,如模糊控制<sup>[5]</sup>、自抗扰控制<sup>[6]</sup>、神经网络控制<sup>[7]</sup>和滑模控制<sup>[8-10]</sup>等。其中,由于滑模控制(Slide Mode Control, SMC)对系统模型的准确性要求不高且对外部扰动具有较强的稳定性,能够有效提高系统的抗干扰能力,已广泛应用于永磁同步电机的驱动系统中<sup>[11]</sup>。

在实际应用中,传统的滑模控制方法存在趋近律收敛速度慢,切换控制律时时滞引起高频抖振等问题<sup>[12]</sup>,从而导致系统的动态响应性能降低。为此,许多学者提出了替代传统趋近律的方法来弥补传统滑模控制的不足。冯琪茗,张晓光等<sup>[13-14]</sup>在传统的指数趋近律基础上,将终端吸引子与系统状态变量的变化相关联,有效抑制了滑模的固有抖振,加快了系统趋近滑模面的速度。Mishra等<sup>[15]</sup>在传统趋近律的基础上增加了终端吸引子,保证系统在所选取的滑模面附近有较快

的收敛速度。然而,引入终端吸引子,滑模量在到达滑模面之前,系统的趋近速度会比线性趋近律的趋近速度慢。文献[16]将离散时间的分数阶终端滑模变结构运用在速度控制器中,该方法能够改善被控系统的动态性能,但理论证明相对复杂。文献[17]针对滑模控制的抖振问题,提出一种将分段函数和超扭曲算法相结合的趋近律,不仅有效减小了系统的抖振,还保证了更快的收敛速度,与此同时却增加了算法的复杂性。文献[18]通过引入指数函数和幂次分段函数提出了新的复合趋近律,并证明到达时间与系统的初始状态无关,该趋近律可以有效地缩短到达滑模面的时间和平滑输出信号。

为了更好地解决系统趋近速度与滑模抖振之间的矛盾,本文在传统的指数趋近律基础上,提出一种基于非线性自适应函数的指数趋近律,提高了系统的收敛速度并减小了滑模抖振。在速度控制器中采用以改进趋近律为基础的滑模控制策略,解决了趋近律的指数项导数不连续的问题,进一步改善系统的动态性能。

在传统的滑模变结构控制中,为了保证系统的稳定性,通常会设置足够大的开关增益来抑制系统的扰动<sup>[19]</sup>,即当系统出现扰动时,控制开关增益会随着系统扰动的增加而增加。不过,较大的开关增益会使系统产生高频抖振,而且系统的扰动上界一般很难确定,从而严重影响系统的控制性能。观测器可以很好地解决这一问题。龙伯格观测器(Lunberger Observer, LDOB)作为一种被广泛应用于系统扰动观测领域的观测器,拥有很多优点。文献[20]在不同扰动和不确定

性条件下,采用SMC与LDOB相结合的方法,提高电机的在线估计速度和位置精度。文献[21]考虑外部干扰和电机参数失配等问题,给出SPMSM的扩展模型,将LDOB分别用于估计速度环和电流环中的集总扰动,从而根据所估计的集总扰动来补偿给速度控制器。然而,上述文献中应用的LDOB由于观测器固定带宽的限制,受环境影响较大,观测性能较差。本文设计的自适应龙伯格观测器带宽可随系统转速误差变化而自适应变化,对系统的集总扰动进行估计并补偿的同时不会影响系统稳态性能,进一步提升了系统的抗干扰能力和速度跟踪性能。

## 2 PMSM的数学模型

忽略铁心饱和,涡流和磁滞损耗对PMSM的影响,在同步旋转( $d$ - $q$ )坐标系下,表贴式PMSM的电压可以表示为:

$$\begin{cases} u_d = Ri_d + L \frac{di_d}{dt} - P_n \omega_m Li_q \\ u_q = Ri_q + L \frac{di_q}{dt} + P_n \omega_m (Li_d + \varphi_f) \end{cases}, \quad (1)$$

式中: $u_d, u_q$ 和 $i_d, i_q$ 分别为 $d$ 轴和 $q$ 轴的电压和电流分量; $R$ 为定子电阻; $L$ 为定子电感; $\omega_m$ 为转子机械角速度; $P_n$ 是极对数; $\varphi_f$ 是永磁体磁链。

PMSM的动力学模型可以描述为:

$$\frac{d\omega_m}{dt} = \frac{K_t}{J} i_q - \frac{B}{J} \omega_m - \frac{T_L}{J}, \quad (2)$$

其中: $J$ 是转动惯量; $B$ 是阻尼系数; $T_L$ 是负载转矩; $K_t = 3P_n\varphi_f/2$ 是转矩常数。

考虑电机参数变化对电机性能的影响,PMSM的动力学模型可以重新描述为:

$$(J + \Delta\tau) \frac{d\omega_m}{dt} = (K_t + \Delta\kappa) i_q - (B + \Delta\rho) \omega_m - T_L, \quad (3)$$

式中: $\Delta\tau, \Delta\kappa$ 和 $\Delta\rho$ 分别为转动惯量、阻尼系数和转矩常数的参数变化量。

进一步地,PMSM的动力学方程(3)可改写为:

$$\frac{d\omega_m}{dt} = \frac{K_t}{J} i_q^{\text{ref}} + D_\omega, \quad (4)$$

其中: $i_q^{\text{ref}}$ 是 $q$ 轴参考电流, $D_\omega$ 为集总扰动,具体表

示为:

$$D_\omega = \left( \frac{K_t + \Delta\kappa}{J + \Delta\tau} \right) i_q - \frac{K_t}{J} i_q^{\text{ref}} - \left( \frac{B + \Delta\rho}{J + \Delta\tau} \right) \omega_m - \frac{T_L}{J + \Delta\tau}. \quad (5)$$

## 3 改进的指数趋近律设计

SMC的相位轨迹可分为趋近阶段和滑动阶段。其中,趋近阶段是指系统从初始状态趋近于滑模面 $s=0$ 的过程,当状态变量远离滑模面时,选择合适的趋近律可以使系统具有较快的趋近速度;当状态变量接近滑模面时,系统的趋近速度接近零,以保证状态变量沿着滑模面收敛到状态原点。因此,选择合适的趋近律可以保证系统趋近阶段的品质并抑制系统的抖振。

### 3.1 传统指数趋近律设计

指数趋近律最早由高为炳院士提出,可以表示为<sup>[22]</sup>:

$$\frac{ds}{dt} = -\epsilon \operatorname{sgn}(s) - ks, \quad (6)$$

其中: $\epsilon \operatorname{sgn}(s)$ 代表等速趋近项; $ks$ 表示指数趋近项。

需要注意的是,对于传统的纯指数趋近律,它不能在有限时间内到达滑模面。因此,加入等速趋近项 $\epsilon \operatorname{sgn}(s)$ ,可以保证 $s$ 接近0时系统的趋近速度为 $\epsilon$ ,进而使系统能够在有限时间内到达滑模面。

虽然通过增加等速趋近项解决了可达性问题,但不连续的等速趋近项会引起高频的滑模抖振,且较大的指数趋近项增益 $k$ 在提高系统趋近速度的同时会进一步激励等速趋近项引起的滑模抖振。

式(6)中,当 $s > 0$ 时,可得:

$$\frac{ds}{dt} = -\epsilon - ks. \quad (7)$$

当 $s(t) = 0$ 时,对式(7)从0到 $t$ 积分:

$$-\int_{s(0)}^{s(t)} \frac{ds}{\epsilon + ks} = \int_0^t dt. \quad (8)$$

可计算出到达滑模面的时间为:

$$t = \frac{1}{k} \left\{ \ln \left[ s(0) + \frac{\epsilon}{k} \right] - \ln \frac{\epsilon}{k} \right\}. \quad (9)$$

从式(9)中可以看出, $k$ 值越大,系统趋近于

滑模面的速度越快。因此,为了获得更快的趋近速度,应该增大指数趋近项增益 $k$ ;但是, $k$ 值过大可能会导致到达滑模面时速度过快,从而激励滑模抖振。如果能根据系统状态点和滑模面之间的距离自适应调整指数趋近项增益 $k$ 的大小,就能解决因选择较大 $k$ 值而激励滑模抖振的问题。

### 3.2 改进的指数趋近律

针对传统指数趋近律存在的上述问题,本文提出基于非线性控制理论和自适应控制理论的改进的指数趋近律,设计如下:

$$\frac{ds}{dt} = -\epsilon \frac{1 + \lambda - e^{-a|s|}}{\lambda} \operatorname{sgn}(s) - k|s|^{b \cdot \operatorname{sgn}(|s|-1)} s, \quad (10)$$

式中: $\lambda > 0, a > 0, 0 < b < 1$ 。

对于所提出的改进指数趋近律式(10)中第一项,趋近速度取决于滑模量 $s$ ,当 $|s|$ 趋于无穷大时,有 $(1 + \lambda - e^{-a|s|})/\lambda \approx (1 + \lambda)/\lambda$ ,改进趋近律的开关增益大于传统等速趋近项的常数增益,滑模量 $s$ 将因更大的开关增益而迅速收敛到0;当 $|s|$ 趋于0时,有 $(1 + \lambda - e^{-a|s|})/\lambda \approx 1$ ,改进趋近律开关增益接近于传统等速趋近项的常数增益,因此,相较于传统等速趋近项增益, $\epsilon$ 可以取更小的值来抑制抖振。较小的 $\lambda$ 值可以加快收敛速度,提升控制器的动态响应性能,而过小的 $\lambda$ 值可能会导致超调。

对于所提出的改进指数趋近律式(10)中第二项,当系统状态远离滑模面,即滑模量 $|s| > 1$ 时,有 $\operatorname{sgn}(|s|-1) = 1$ ,改进指数趋近项增益 $k|s|^b$ 大于传统指数趋近项 $k$ 。滑模量 $s$ 越大,指数趋近项增益越大,滑模量 $s$ 将因更大的指数趋近项增益而迅速向滑模面靠近。在系统状态靠近滑模面的过程中,改进指数趋近项增益 $k|s|^b$ 会随着滑模量 $|s|$ 靠近滑模面而逐渐减小,从而避免因指数项增益过大而激励滑模抖振,并在 $|s| = 1$ 时,取得与传统指数项增益 $k$ 相同的增益。当系统状态继续靠近滑模面,即滑模量 $|s| < 1$ 时, $\operatorname{sgn}(|s|-1) = -1$ ,改进指数趋近项增益变为 $k|s|^{-b}$ ,显然存在 $k|s|^{-b} > k$ 。从而实现在系统状态趋近滑模面的全过程中改进指数趋近项增益均大于等于传统指数趋近项增益。其中, $b$ 值越大,系统趋近速度越快。然而,较大的 $b$ 值在加快系统收敛速度的同时,由于符号函数的引入,会

导致指数趋近项在 $|s| = 1$ 处的导数不连续,进而导致系统在趋近滑模面的过程中,趋近速度不连续,且该问题会随着 $b$ 值的增大而进一步加剧。

为了解决上述问题,在改进指数趋近项的基础上引入自适应函数:

$$b = \beta + (1 - 2\beta)(1 - e^{-\alpha(|s|-1)^2}), \quad (11)$$

其中: $\alpha > 0, 0 < \beta < 0.5$ ,当滑模量 $s$ 远离转折点 $|s| = 1$ 时, $b \approx 1 - \beta$ ,当滑模量 $s$ 接近转折点 $|s| = 1$ 时, $b \approx \beta$ ,且 $b$ 为连续变化,避免了单一 $b$ 值引起的速度不连续问题,进一步改善了系统在趋近阶段的动态响应性能。系统趋近滑模面的速度与滑模量 $s$ 的关系如图1所示。

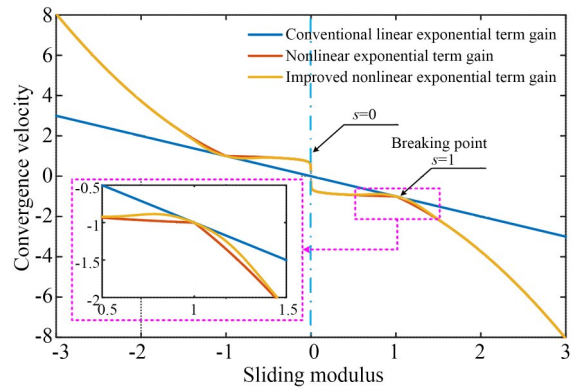


图1 系统趋近滑模面的速度与滑模量的关系

Fig. 1 Relationship between speed approaching and distance away from sliding surface

综上,在趋近阶段,改进的指数趋近律的趋近速度始终快于传统的指数趋近律。此外,自适应函数的引入在加快系统趋近速度的同时,能够一定程度上抑制由切换项所引起的滑模抖振。

## 4 速度控制器设计

为了提高永磁同步电机驱动系统的速度控制性能,本文首先设计了基于改进指数趋近律的滑模控制器,有效提高了系统的动态响应性能;与此同时,设计了自适应龙伯格观测器对系统的总扰动进行估计并补偿,进一步提高了系统的抗干扰能力。

### 4.1 基于改进趋近律的滑模控制器设计

首先,将速度误差 $x_1$ 定义为:

$$x_1 = \omega_m^{\text{ref}} - \omega_m, \quad (12)$$

式中  $\omega_m^{\text{ref}}$  为给定的转子机械角速度。结合式(4)并对  $x_1$  求导可得:

$$\dot{x}_1 = -\dot{\omega}_m = -\frac{K_t}{J} i_q^{\text{ref}} - D_\omega. \quad (13)$$

在设计传统滑模面的过程中,引入速度误差微分量容易引起高频噪声,因此,本文在滑模面的设计中引入速度误差的积分量  $x_2$  如下:

$$x_2 = \int_{-\infty}^t x_1 dt = \int_{-\infty}^t (\omega_m^{\text{ref}} - \omega_m) dt. \quad (14)$$

然后,设计积分滑模面  $s$  如下:

$$s = x_1 + cx_2, \quad (15)$$

其中  $c > 0$ 。

令式(15)中  $s = 0$ ,求导可得:

$$\dot{x}_1 = -cx_1. \quad (16)$$

由式(16)可解得  $x_1(t) = x_1(0)e^{-ct}$ ,表明速度误差以时间常数  $c$  为指数趋近于零。因此,系统滑动阶段的动态特性可以通过系数  $c$  来预先设定。

为了设计滑模速度控制器,结合式(10)、式(13)和式(15),可得:

$$-\frac{K_t}{J} i_q^{\text{ref}} - D_\omega + cx_1 = -\epsilon \frac{1 + \lambda - e^{-a|s|}}{\lambda} \text{sgn}(s) - k|s|^{b \cdot \text{sgn}(|s|-1)} s. \quad (17)$$

进一步地,由式(17)可得:

$$i_q^{\text{ref}} = \frac{J}{K_t} \left[ cx_1 + \epsilon \frac{1 + \lambda - e^{-a|s|}}{\lambda} \text{sgn}(s) + k|s|^{b \cdot \text{sgn}(|s|-1)} s - D_\omega \right]. \quad (18)$$

在实际应用中,由于系统存在内部参数变化和外部负载转矩等不确定扰动,系统的  $D_\omega$  通常很难获取。因此,需要设计观测器进行适当的估计并补偿回速度控制器中,速度控制器的结构框图如图2所示。

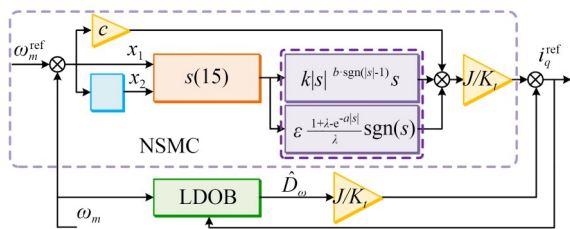


图2 速度控制器结构框图

Fig. 2 Structural diagram of speed controller

## 4.2 扰动观测器的设计

为了进一步提升系统的抗扰性能,设计扰动观测器对系统集总扰动  $D_\omega$  进行观测。由于速度环的采样周期很小,可以将  $D_\omega$  看作一个采样周期内的常数,即  $dD_\omega/dt = 0$ ,则 PMSM 速度环的状态空间方程可以描述为:

$$\begin{cases} \frac{dx}{dt} = Ax + Bu, \\ y = Cx \end{cases} \quad (19)$$

其中:  $x = [\omega_m \ D_\omega]^T$  为系统的状态向量,  $y = \omega_m$  为系统的输出,  $u = i_q^{\text{ref}}$  为系统的控制输入,

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} \frac{K_t}{J} \\ 0 \end{bmatrix}, C = [1 \ 0].$$

在 LDOB 中,可以通过状态估计误差来修正状态变量。具体地, LDOB 可以设计为:

$$\begin{cases} \frac{d\hat{x}}{dt} = A\hat{x} + Bu + H(y - \hat{y}), \\ \hat{y} = C\hat{x} \end{cases} \quad (20)$$

其中:  $H = [h_1 \ h_2]^T$  是观测器的增益矩阵,  $\hat{x}$  是状态向量  $x$  的观测值,  $\hat{y}$  是系统输出  $y$  的观测值。由式(19)和式(20)可得观测误差  $\tilde{x} = \hat{x} - x$  的导数为:

$$\frac{d\tilde{x}}{dt} = (A - HC)\tilde{x}. \quad (21)$$

为了保证观测器的稳定性,须选择合适的观测器系统矩阵  $(A - HC)$ ,以保证特征值实部为负,即:

$$\text{Re} \{ \lambda_i(A - HC) \} < 0, \quad i = 1, 2. \quad (22)$$

假设  $\lambda_1 = \lambda_2 = -l (l > 0)$ ,解得  $H = [2l \ l^2]^T$ ,则由式(20)可以得到:

$$\dot{\hat{D}}_\omega = l^2(\omega_m - \hat{\omega}_m), \quad (23)$$

式中  $l$  为与观测器带宽有关的可调参数。

值得注意的是,选取大的  $l$  可以加快观测器的收敛速度,但是  $l$  过大会导致系统阶跃响应出现超调、稳态性能差等问题。因此,本文在 LDOB 中引入表征系统状态变量  $x_1$  和参数  $l$  关系的自适应函数,设计了 ALDOB,使得参数  $l$  可以在系统响应的不同阶段自适应变化,有效地解决了上述问题。具体地,自适应函数如下:

$$l_A(x_1) = l \left\{ \tanh \left[ \mu (|x_1| - \omega_a) \right] + 1 \right\}, \quad (24)$$

式中:  $\mu = 1$ ,  $\omega_a = 0.8$ ,  $l$  为总增益,  $\omega_a$  为切换阈值,  $\mu$  为与双曲反正切函数在切换阈值处斜率有关的

跃响应作用下的动态响应性能与稳态性能。给定电机初始转速为 1 000 r/min, 在空载启动的情

况下,电机转速与时间关系曲线如图 4 所示。由图 4 可知,在电机启动阶段,在传统 PI 控制器控制下,电机的转速有较大的超调量且调节时间较长,SMC 控制实现了较短的系统调节时间,但系统存在较大的转速抖振。而基于 NSMC 控制策略的电机系统在动态响应性能和稳态性能方面实现了显著的提升。

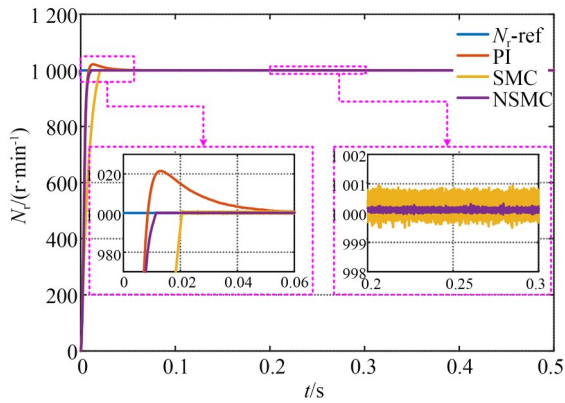


图 4 阶跃响应仿真结果(1000 r/min)

Fig. 4 Step response simulation results at 1 000 r/min

为了对比验证电机在各种控制器控制及变速作用下系统的动态性能,在初始转速 1 000 r/min 的基础上,在 0.25 s 时将转速改变为 750 r/min。由图 5 分析可得,传统 PI 控制具有较大的超调且调节时间较长,SMC 控制响应无超调但调节时间较长。NSMC 控制针对变速响应无超调且调节时间很短,可以看出,在 NSMC 控制下系统的动态响应明显优于其他控制。

最后,为验证 NSMC 控制在突加负载时的抗

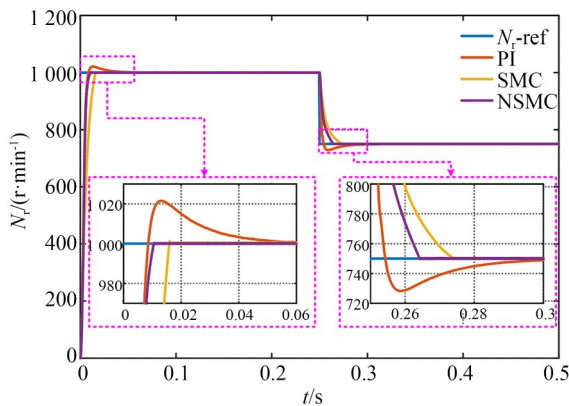


图 5 变速响应仿真结果

Fig. 5 Variable speed response simulation results

扰性能。将系统仿真时间设为 0.5 s,电机参考转速设为 1 000 r/min,然后在 0.2 s 时给系统突加 20 N·m 的负载。由图 6 可知,NSMC 控制相较于其他两种控制,在系统受到负载扰动时,具有更小的最大转速波动值与更短的调节时间。

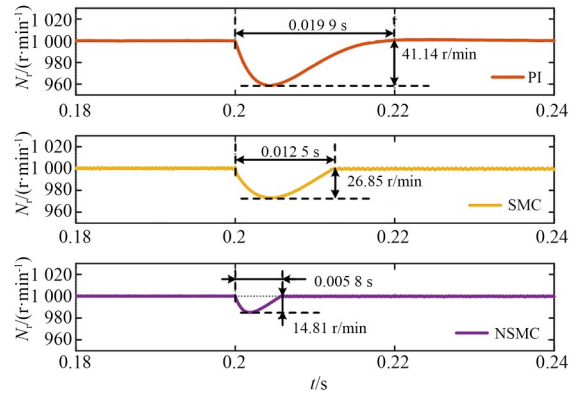


图 6 突加负载转速响应仿真结果

Fig. 6 Simulation results of speed response under sudden load

仿真结果表明:本文提出的基于 NSMC 控制的永磁同步电机速度环控制器转速控制性能良好,与传统的 PI 控制和 SMC 控制相比,在系统动态响应性能、抖振抑制和抗扰性能方面都有较大提升。

## 5.2 实验分析

为了验证本文所提出的 NSMC 控制在 PMSM 双闭环控制系统中的动态响应性能、抖振抑制和抗扰性能的优越性,在 2.2kW-SPMSM 实验平台上进行了变速和突加负载实验。实验平台包括驱动侧电机、负载侧电机、直流源、电机驱动器、编码器和主控制器。其中,主控制器采用 TI 公司的 TMS320C28346 浮点型处理器。SPMSM 的标称参数如表 1 所示,实验平台如图 7 所示,采用双电机对拖加载模式。将观测器带宽设为 20,等速项增益  $a$  为 3,滑模函数系数  $c$  为 3,等速项增益系数  $\epsilon$  为 0.6,等速项自适应系数  $\lambda$  为 0.8,指数项增益  $\alpha$  为 40,指数趋近项增益  $k$  设定为 0.4,指数项增益  $\beta$  为 0.26,与双曲反正切函数在切换阈值处斜率有关的常数  $\mu$  为 1,切换阈值  $\omega_a$  为 0.8,速度环采样频率为 2k,逆变器采样频率为 10k。

为了验证 NSMC 控制在 PMSM 双闭环控制

表 1 永磁同步电机参数

Tab. 1 Parameters of PMSM

| 标称参数                                  | 数值                    |
|---------------------------------------|-----------------------|
| 极对数 $P_n$                             | 4                     |
| 定子电感 $L/\text{mH}$                    | $0.65 \times 10^{-3}$ |
| 定子相电阻 $R/\Omega$                      | 0.12                  |
| 转动变量 $J/(\text{kg} \cdot \text{m}^2)$ | 0.028                 |
| 阻尼系数 $B$                              | 0.002 54              |
| 磁链 $\phi_f/\text{Wb}$                 | 0.185 42              |

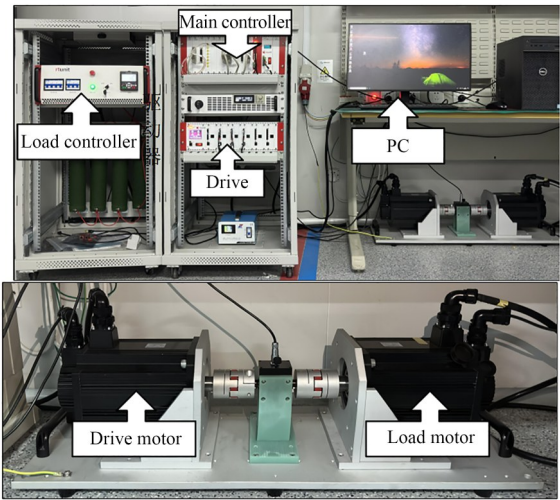


图 7 SPMSM(2.2 kW)对拖实验平台

Fig. 7 SPMSM(2.2 kW) towing experimental platform

系统中动态响应性能的优越性,对几种控制策略的速度阶跃响应性能进行了实验验证。给定参考转速为 500 r/min,3 种方法的速度阶跃响应曲线对比如图 8 所示。从图 8 分析可知,PI 控制,SMC 控制,NSMC 控制的调节时间分别为 1.1,

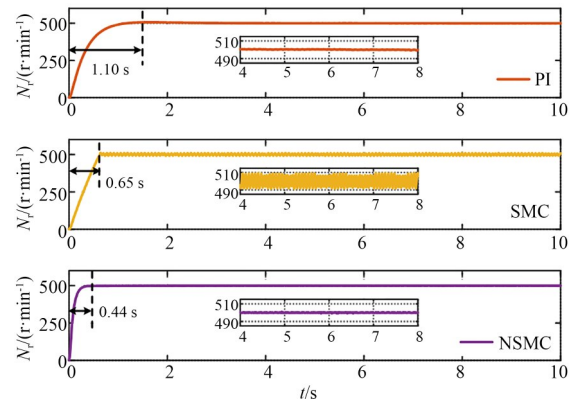


图 8 速度阶跃响应实验结果

Fig. 8 Velocity step response experimental plot

表 2 快速性实验验证(500 r/min)

Tab. 2 Experimental verification of rapidity(500 r/min)

| 方法   | 调节时间 $t/\text{s}$ | 超调 |
|------|-------------------|----|
| PI   | 1.1               | 有  |
| SMC  | 0.65              | 无  |
| NSMC | 0.44              | 无  |

0.65,0.44 s,如表 2 所示。

然后将初始转速变为 750 r/min,转速与时间的关系如图 9 所示。750 r/min 时,PI 控制和 SMC 控制和 NSMC 控制的调节时间分别为 3.28,0.94,0.71 s,如表 3 所示。由此可知,PI 控制有最长的调节时间,且存在超调,SMC 控制的调节时间较长,NSMC 控制的调节时间最短,NSMC 控制在 PMSM 双闭环控制系统中动态响应性能具有较强的优越性。

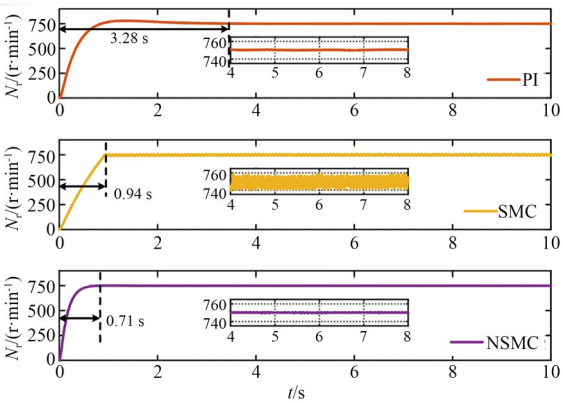


图 9 速度阶跃响应实验结果

Fig. 9 Velocity step response experimental plot

表 3 快速性实验验证(750 r/min)

Tab. 3 Rapid experimental verification(750 r/min)

| 方法   | 调节时间 $t/\text{s}$ | 超调 |
|------|-------------------|----|
| PI   | 3.28              | 有  |
| SMC  | 0.94              | 无  |
| NSMC | 0.71              | 无  |

为了验证 NSMC 控制器在转速变化时,系统对于转速跟踪的性能。将系统初始转速设定为 500 r/min,在 5 s 时将转速变为 750 r/min,转速与时间的关系如图 10 所示。PI 控制器,SMC 控制器,NSMC 控制器在系统参考速度改变后,调节时间分别为 3.20,0.78,0.35 s,如表 4 所示。

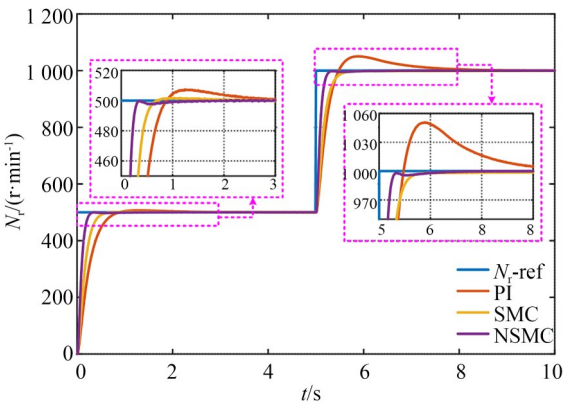


图 10 变转速实验结果  
Fig. 10 Variable speed experimental results

表 4 变速跟踪性能实验验证(500~750 r/min)

Tab. 4 Experimental verification of variable speed tracking performance(500~750 r/min)

| 方法   | 调节时间 $t/s$ | 超调 |
|------|------------|----|
| PI   | 3.20       | 有  |
| SMC  | 0.78       | 无  |
| NSMC | 0.35       | 无  |

由变转速实验结果可知,PI控制有最长的调节时间,SMC控制的调节时间较长,NSMC控制的调节时间最短。相较于其他两种控制,NSMC控制策略在PMSM双闭环控制系统中跟踪变转速时,具有更好的转速跟踪性能。

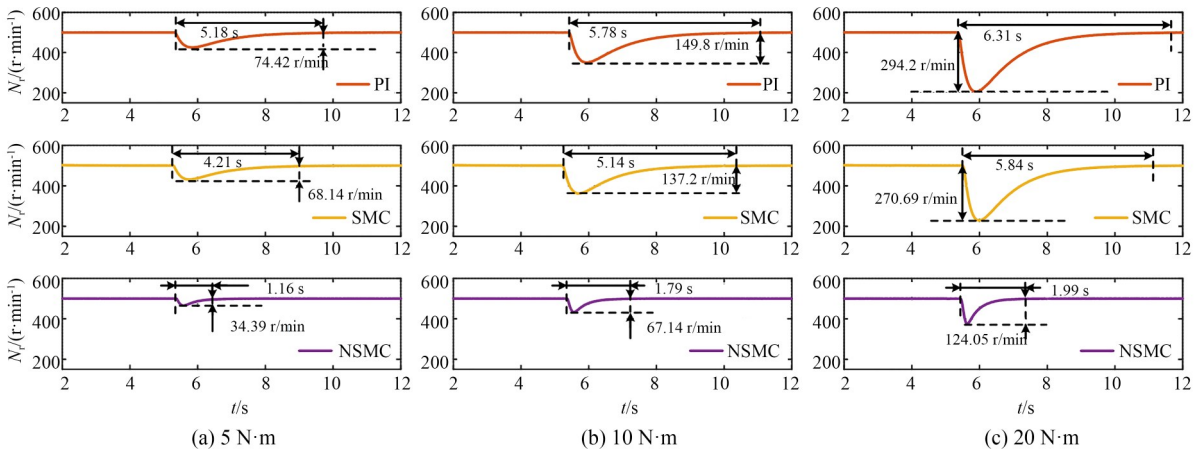


图 11 突加负载转速响应实验结果  
Fig. 11 Experimental results of applied load speed response

为了体现NSMC控制系统在突加负载情况下的优越性,在添加自适应观测器下设定初始参考转速为500 r/min,在5 s时分别突加5,10,20 N·m的负载,在3种控制作用下,实验结果如图11所示,不同负载下的最大转速波动及调节时间如图12所示。由图10可知,在突加负载的实验情况下,PI控制有最长的调节时间和最大的转速波动值,SMC控制的调节时间较长,最大的转速波动值也较大。NSMC控制的调节时间最短,转速波动值最小。相较于其他两种控制,在突加负载时,NSMC控制策略在PMSM双闭环控制系统中的抗扰性能更佳。

为了突出本文提出的NSMC控制在观测系统扰动方面的性能,对系统有无自适应观测器下的抗扰能力进行了分组实验。设定初始参考转

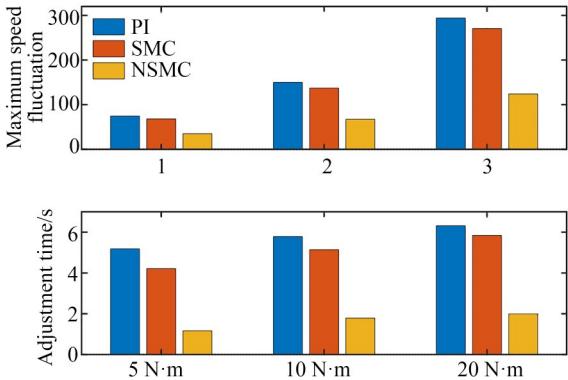


图 12 不同负载下最大转速波动值及调节时间  
Fig. 12 Maximum speed fluctuation value and setting time

速为500 r/min,在10 s时分别突加5,10,20 N·m的负载,将未添加自适应观测器的实验组命名为NSMC-O。在3种控制作用下,有无自适应观测

器的对照实验结果如图 13 所示。由图 13 可知, NSMC 控制在添加自适应观测器的情况下调节时间更短, 转速波动更小。由此可得, 在自适应

观测器的情况下, 突加负载时, NSMC 控制策略在 PMSM 控制系统中的抗扰性能具有较强的优越性。

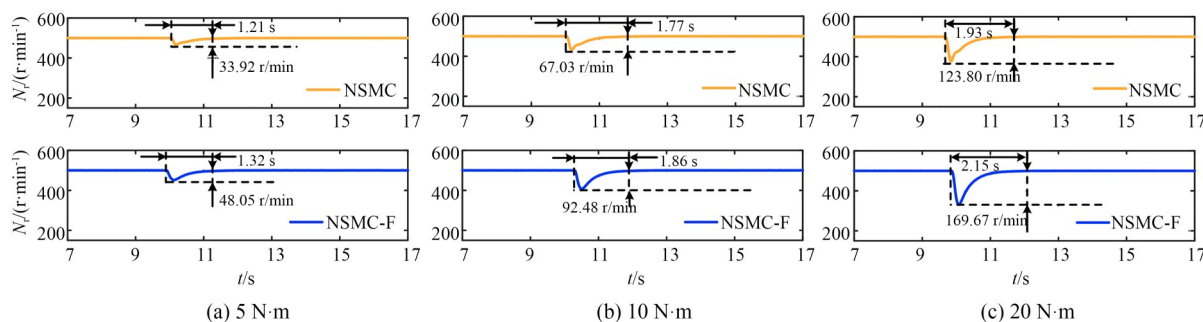


图 13 自适应观测器对照实验结果

Fig. 13 Results of controlled experiments with adaptive observer

## 6 结 论

为提升永磁同步电机驱动系统的速度控制性能, 本文提出了一种基于改进指数趋近律和自适应龙伯格观测器的滑模控制策略。首先提出了一种基于非线性自适应函数的指数趋近律, 基于该趋近律的新型滑模控制策略能够使系统具有更快的收敛速度和更小的滑模抖振, 解决了传统指数趋近律收敛速度慢的问题。此外, 引入的自适应函数解决了趋近律的指数项导数不连续的问题, 并提出了一种自适应龙伯格观测器对系

统的总扰动进行估计并补偿。相较于传统的龙伯格观测器, 本文提出的自适应龙伯格观测器在具有更快的响应速度的同时, 不影响系统的稳态性能, 进一步提升了系统的抗干扰能力和速度跟踪性能。在跟踪 500 r/min 和 750 r/min 的阶跃速度指令时, 系统的调节时间分别为 0.44 s 和 0.71 s; 突加 5, 10 和 20 N·m 负载时, 系统的调节时间分别为 1.16, 1.79 和 1.99 s。实验结果表明, 所提出的 NSMC 控制策略能有效提高永磁同步电动机驱动系统的稳定性和动态响应性能。

## 参考文献:

- [1] SHI T N, WANG Z, XIA C L. Speed measurement error suppression for pmsm control system using self-adaption kalman observer [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2015, 62 (5): 2753-2763.
- [2] JUNEJO A K, XU W, MU C X, *et al.* Improved continuous fast terminal sliding mode control for speed regulation of surface-mounted permanent magnet synchronous motor[C]. 2018 21st International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS). October 7-10, 2018. Jeju. IEEE, 2018: 93-98.
- [3] ZHANG X G, SUN L Z, ZHAO K, *et al.* Nonlinear speed control for PMSM system using sliding-

mode control and disturbance compensation techniques[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2013, 28(3): 1358-1365.

- [4] 邓永停, 刘军, 李洪文, 等. 基于分段弧形永磁同步电机的 4m 望远镜控制系统[J]. *光学精密工程*, 2020, 28(3): 591-600.

DENG Y T, LIU J, LI H W, *et al.* Control system of 4 meters telescope based on segmented permanent magnet arc synchronous motor [J]. *Opt. Precision Eng.*, 2020, 28(3): 591-600. (in Chinese)

- [5] ZOU W C, SHI T Y, GUO J, *et al.* A novel adaptive fuzzy control scheme for a class of nonlinear planar systems under state constraints[J]. *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*,

- 2024, 71(2): 827-831.
- [6] LI J, REN H P, ZHONG Y R. Robust speed control of induction motor drives using first-order auto-disturbance rejection controllers[J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2015, 51 (1): 712-720.
- [7] LIU X F, DENG Y T, LI H W, *et al.* Composite control based on FNTSMC and adaptive neural network for PMSM system [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2018, 65(4): 3480-3490.
- [8] MU C X, HE H B. Dynamic behavior of terminal sliding mode control[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2018, 65(4): 3480-3490.
- [9] 刘京, 李洪文, 邓永停. 基于新型趋近律和扰动观测器的永磁同步电机滑模控制[J]. *工程科学学报*, 2017, 39(6): 933-944.
- LIU J, LI H W, DENG Y T. PMSM sliding-mode control based on novel reaching law and disturbance observer [J]. *Chinese Journal of Engineering*, 2017, 39(6): 933-944. (in Chinese)
- [10] KOMURCUGIL H, BAYHAN S, GULER N, *et al.* A new exponential reaching law approach to the sliding mode control: a multilevel multifunction converter application[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2023, 70(8): 7557-7568.
- [11] ZHANG K F, CHEN Y G, ZHANG H R, *et al.* Fast Integral Terminal Sliding Mode Control of PMSM Based on New Sliding Mode Reaching Law [C]. 2022 25th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS). December 2, 2022, Chiang Mai, Thailand. IEEE 2022: 1-6.
- [12] ZUO Y, LAI C Y, IYER K L V. A review of sliding mode observer based sensorless control methods for PMSM drive[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2023, 38 (9): 11352-11367.
- [13] 冯琪茗, 董秀成, 刘元. 一种新型趋近律的PMSM模糊自适应终端滑模控制[J]. *电气工程学报*, 2023, 18(4): 74-83.
- FENG Q M, DONG X CH, LIU Y. A novel reaching law of PMSM fuzzy adaptive terminal sliding mode control[J]. *Journal of Electrical Engineering*, 2023, 18(4): 74-83. (in Chinese)
- [14] 张晓光, 赵克, 孙力, 等. 永磁同步电动机滑模变结构调速系统新型趋近率控制[J]. *中国电机工程学报*, 2011, 31(24): 77-82.
- ZHANG X G, ZHAO K, SUN L, *et al.* A PMSM sliding mode control system based on A novel reaching law[J]. *Proceedings of the CSEE*, 2011, 31(24): 77-82. (in Chinese)
- [15] MISHRA J P, YU X, JALILI M, *et al.* On fast terminal sliding-mode control design for higher order systems[C]. *IECON 2016-42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. October 23-26, 2016. Florence, Italy.* IEEE, 2016: 252-257.
- [16] SUN G H, MA Z Q, YU J Y. Discrete-time fractional order terminal sliding mode tracking control for linear motor[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2018, 65(4): 3386-3394.
- [17] BODUR F, KAPLAN O. A novel sliding mode control based on super twisting reaching law for PMSM speed controller with fixed-time disturbance observer[C]. 2023 12th International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA). 29-1, 2023, Oshawa, ON, Canada. IEEE, 2023: 1-6.
- [18] GUO X, HUANG S D, LU K Y, *et al.* A fast sliding mode speed controller for PMSM based on new compound reaching law with improved sliding mode observer[J]. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, 2023, 9(2): 2955-2968.
- [19] LIU X F, DENG Y T, WANG J L, *et al.* Fixed-Time generalized active disturbance rejection with quasi-resonant control for pmsm speed disturbances suppression [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2024, 39(6): 6903-6918.
- [20] GUEZMIL A, BERRIRI H, SAKLY A, *et al.* High order sliding mode and an unknown input observers: comparison with integral sliding mode control for induction machine drive[C]. 2015 7th International Conference on Modelling, Identification and Control (ICMIC). December 18-20, 2015. Sousse, Tunisia. IEEE, 2015: 1-6.
- [21] HE L, WANG F X, WANG J X, *et al.* Zynq implemented luenberger disturbance observer based predictive control scheme for PMSM drives [J].

- IEEE Transactions on Power Electronics*, 2020, 35(2): 1770-1778.
- [22] GAO W B, HUNG J C. Variable structure control of nonlinear systems: a new approach [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 1993, 40(1): 45-55.

## 作者简介:



唐腾宇(2000—),男,江苏盐城人,硕士研究生,主要从事机电系统精密控制方面的研究。E-mail:ttyqwd0727@163.com

## 通讯作者:



邓永停(1987—),男,山东潍坊人,博士生导师,研究员,主要从事望远镜精密跟踪控制技术的研究及电子学设计。E-mail:dyt0612@163.com