

文章编号 1004-924X(2019)12-2628-10

基于扩张状态观测器的永磁同步电机低速滑模控制

夏先齐^{1,2}, 张 葆^{1*}, 李贤涛¹, 张士涛^{1,2}

(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 100049)

摘要:为了解决传统滑模控制高性能与系统抖振之间的矛盾,提高基于永磁同步电机驱动的航空光电平台系统的可靠性和指向精度,本文提出了一种新型滑模控制器趋近律,该趋近律可以有效削弱系统抖振并达到更好的跟踪效果。在此基础上,为提高扰动观测器的带宽以提升观测的准确性,将扩张状态观测器引入到光电稳定平台伺服系统中以观测系统的总和扰动,并将观测到的总和扰动补偿进滑模控制器,以更好地抑制系统抖振并提高系统抵抗外扰的能力。实验结果表明,本文提出的滑模控制器结合扩张状态观测器的方法明显优于传统的 PI+DOB 的控制方法。在匀速跟踪实验中,系统的位置指向误差的 RMS 值仅为 0.0057° ,完全满足航空光电稳定平台的需求,约是经典 PI+DOB 控制方法精度的 3 倍;在正弦波跟踪实验中,本文提出的方法很大程度减小了速度跟踪的相位滞后,位置指向误差仅为 PI+DOB 方法的 $1/6$;在三角波跟踪实验中,位置指向误差 RMS 值约为 PI+DOB 的 $1/3$ 。

关键词:永磁同步电机;滑模控制;扩张状态观测器;光电稳定平台

中图分类号: TP273 **文献标识码:** A **doi:** 10.3788/OPE.20192712.2628

Low speed sliding mode control of permanent magnet synchronous motor based on extended state observer

XIA Xian-qi^{1,2}, ZHANG Bao^{1*}, LI Xian-tao¹, ZHANG Shi-tao^{1,2}

(1. *Changchun Institute of Optics, Fine Mechanics and physics,*

Chinese Academy of Sciences, Changchun 130033, China;

2. *University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049, China)*

** Corresponding author, E-mail: clereskyo@vip.sina.com*

Abstract: To overcome the trade-off between high performance and system chattering in conventional Sliding Mode Control(SMC), and to improve the reliability and pointing accuracy of an aeronautical photoelectric stabilization platform based on Permanent Magnet Synchronous Motors(PMSM), an approach law for sliding mode controller was proposed. The law can effectively weaken the chattering of the system and achieve a better tracking effect. On this basis, to increase the bandwidth of the disturbance observer and the accuracy of the observation, an Extended State Observer(ESO) was introduced into the servo system of the photoelectric stabilization platform to observe the total disturbance of the system. Further, the lumped disturbance was compensated within the sliding mode controller to better suppress the chattering of the system and improve the system's ability to resist

收稿日期:2019-05-22;修订日期:2019-06-19.

基金项目:国家自然科学基金资助项目(No. 61705225)

external disturbances. Experimental results demonstrate that the sliding mode controller, combined with ESO, performs better than the traditional PI + DOB control method. In the uniform speed tracking experiment, the RMS value of the system's position pointing error is observed to be merely 0.0057° , which completely satisfies the requirements of the aeronautical photoelectric stabilization platform, and the accuracy is observed to be approximately three times as high as that of the classical PI + DOB control method. In the sinusoidal wave tracking experiment, the proposed method is observed to greatly reduce the phase lag of speed tracking, and the position pointing error is detected to be merely one-sixth of that of the PI + DOB method. In the triangular wave tracking experiment, the RMS of the position pointing error is approximately one third of that of PI + DOB method.

Key words: permanent magnet synchronous motor; sliding mode control; extended state observer; photoelectric stabilization platform

1 引言

航空光电稳定平台广泛应用于军事侦察、目标定位等领域。当前国内的光电稳定平台主要采用直流力矩电机驱动负载,然而直流力矩电机的体积大、散热性能差,并且采用机械换向给系统带来了高频、非线性干扰,系统可靠性较低。永磁同步电机(Permanent Magnet Synchronous Motor, PMSM)以其高功率密度、高气隙磁通密度、较小的体积成为代替直流力矩电机的首选^[1-2]。然而,由于 PMSM 本身所具有的缺陷以及航空光电稳定平台工作环境的复杂性,其线性控制方案,如比例积分(Proportional-Integral, PI)控制和线性二次型调节器难以取得良好的控制性能。特别是对于远距离侦察用航空光电稳定平台,其伺服稳定精度直接影响成像质量^[3],所以更先进、性能更好的控制方案亟需引入到 PMSM 驱动的光电稳定平台伺服系统中。

对于 PMSM 调速系统的各种干扰对系统性能的影响,文献[4-6]进行了详细的分析。针对 PMSM 制造工艺导致的齿槽效应,文献[7-9]利用迭代学习的方法抑制此位置周期性扰动,取得了一定的效果。针对电流检测误差对系统的影响,文献[10]提出了测量误差观测器(MDO)来实时观测和补偿。针对逆变器的死区效应,文献[11-12]进行了详细分析并给出了补偿方案。

以上控制方法虽然都能取得令人满意的效果,但是其实现方法较为繁琐,会占用处理器的很

多计算资源。特别是对于运行频率普遍在 4 kHz 以上的电流环,复杂的算法耗时过长,会影响系统其他部分的工作。而且更明显的是,上述每种控制方法只能抑制系统的某一种扰动。然而,系统实际工作过程中受多种因素的共同影响,如果综合上述方法进行复合控制,则会使得控制方案过于复杂。因此,更好的方法是将系统扰动当成一个“总和”,采用先进的控制方案对此总和扰动进行抑制。

在过去的十几年中,滑模变结构控制(Sliding Mode Control, SMC)以其响应速度快、对外扰的鲁棒性强、对模型不确定性不敏感等优点成为交流伺服驱动控制研究的重点。SMC 分为两个阶段——趋近阶段和滑动阶段。在系统状态到达切换面之前(趋近阶段),控制器输出使系统状态趋向于切换面的控制量,而当系统状态进入切换面时,系统进入滑动阶段。一旦系统状态在切换超平面上,系统各变量的状态由所定义的滑模面决定,不受外部扰动和系统不确定性的影响。滑模的这些优点已广泛用于 PMSM 的位置和速度控制系统中^[13-16]。

在基本的滑模控制中,必须确定系统扰动的上界来设计控制器的参数,以保证系统稳定。然而,对于绝大部分工程应用系统,扰动量无法预先获得。因此,通常将外扰的上界设为一个很大的值来设计控制器,以满足滑模的可达性条件。但是,依此设计出的控制器参数过于保守,系统难以取得良好的性能。同时,为使得系统状态快速到达滑模面以取得较好的控制效果,控制器参数 k

必须取较大的值,但是参数增大会使得系统状态更频繁地穿越滑模面,系统输出包含大量高频成分,从而造成系统的剧烈抖振,甚至使系统不稳定。而在传统的没有扰动补偿的滑模控制器中,参数 k 又必须取较大的值以满足滑模可达性条件,这使得系统不可避免地产生抖振。而航空光电稳定平台的抖振将严重影响成像质量以及系统稳定性,甚至会给平台带来严重的不可逆的物理损伤。

本文设计了一种具有新型趋近律的滑模控制器,以减小因控制量不连续切换给系统带来的抖振。同时,在滑模控制器中引入扰动补偿项。采用扩张状态观测器(Extended State Observer, ESO)实时观测系统的总和扰动,并将观测到的扰动用于滑模控制器中,从而使得趋近律在比较小的数值下仍满足可达性条件,提高了系统的性能并进一步降低了系统抖振。以 PI+DOB 的控制方法作为对比,利用 Simulink 搭建仿真以及真实平台进行实验,分别从系统带宽、稳态跟踪和三角波跟踪实验三个方面对比了 PI+DOB 与本文提出的 SMC+ESO 方案的性能,验证了 SMC+ESO 方案的优越性。

2 永磁同步电机的数学模型

在旋转 d - q 坐标系下,PMSM 的理想数学模型可表示为^[17]:

$$\begin{cases} \dot{i}_d \\ \dot{i}_q \\ \dot{\omega} \end{cases} = \begin{bmatrix} -R/L & p\omega & 0 \\ -p\omega & -R/L & p\psi_f/L \\ 0 & K_t/J & -B/J \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ \omega \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_d/L \\ u_q/L \\ -T_L/J \end{bmatrix}, \quad (1)$$

其中: i_d, i_q 分别为 d 轴、 q 轴的定子电流; u_d, u_q 分别为 d 轴、 q 轴的定子电压; p 为电机极对数; R 为定子电阻; L 为 d - q 坐标系下定子等效电感; ψ_f 为永磁体转子磁链; K_t 为电机转矩系数; ω 为转子机械角速度; B 为黏滞摩擦系数; J 为转动惯量; T_L 为负载转矩。

本文采用磁场定向控制(FOC)策略,控制 d 轴电流 i_d 为 0 即可实现定子电流产生的转矩和磁通分量解耦,从而使得 PMSM 可以像直流力矩电机一样进行控制。

3 滑模控制器的设计

3.1 传统滑模控制器

滑模控制器设计主要分为两步:(1)选取合适的滑模面;(2)设计趋近律。滑模面是关于状态变量的一个超平面,在滑模面上所定义的状态变量应等于 0 或者在有限时间内收敛到 0。而趋近律的设计则应保证不管系统工作状态如何都能在有限时间内滑动到滑模面上,即满足滑模的可达性条件。

传统的滑模面一般取为:

$$s = \omega_l - \omega = 0, \quad (2)$$

其中: ω_l 为给定角速度, ω 为实际角速度。

传统等速趋近律取为:

$$\dot{s} = -k \operatorname{sgn}(s), \quad (3)$$

其中 $\operatorname{sgn}(\cdot)$ 为符号函数。

当系统无外扰、无测量误差时, k 值可以取得很小。然而,PMSM 运行过程中受齿槽力矩、电机参数变化等影响,外扰不可避免。同样,传感器噪声必然存在于系统中。

设由传感器测量得到的电机角速度为 $\omega_m = \omega + \delta$,其中 ω 为实际角速度, δ 为测量误差。并设系统受到的扰动转矩为 T_d , T_d 包括负载扰动、齿槽效应和轴系摩擦。由 PMSM 的数学模型式(1)可得:

$$\dot{\omega} = \dot{\omega}_m - \dot{\delta} = \frac{K_t}{J} i_q - \frac{B}{J} \omega - \frac{T_d}{J}. \quad (4)$$

滑模控制器是用传感器测量得到的角速度进行设计,并且设计时忽略了外部扰动 T_d 。即认为 $\dot{\omega}_m = \frac{K_t}{J} i_q - \frac{B}{J} \omega_m$,结合式(3)可知,依此假设设计得到的速度环滑模控制器的输出控制量由下式得出:

$$\dot{\omega}_l - \frac{K_t}{J} i_q^* + \frac{B}{J} \omega_m = -k \operatorname{sgn}(s), \quad (5)$$

即:

$$i_q^* = \frac{J}{K_t} \left[\dot{\omega}_l + \frac{B}{J} \omega_m + k \operatorname{sgn}(s) \right]. \quad (6)$$

由式(2)得:

$$\dot{s} = \dot{\omega}_l - \dot{\omega}_r \quad (7)$$

结合式(4)、式(6)和式(7),并认为电流环稳定跟踪给定值,则可得:

$$\begin{aligned} \dot{s} &= \dot{\omega}_l - \frac{K_t}{J} i_q^* + \frac{B}{J} \omega + \frac{T_d}{J} = \\ &\dot{\omega}_l - \frac{K_t}{J} i_q^* + \frac{B}{J} \omega_m + \frac{T_d}{J} - \frac{B}{J} \delta = \\ &-k \operatorname{sgn}(s) + \frac{T_d}{J} - \frac{B}{J} \delta. \end{aligned} \quad (8)$$

为使得滑模控制器满足可达性条件 $\dot{s}s < 0$, 结合式(8)可得:

$$\begin{cases} -k + \frac{T_d}{J} - \frac{B}{J} \delta < 0, \text{ when } s > 0 \\ k + \frac{T_d}{J} - \frac{B}{J} \delta > 0, \text{ when } s < 0 \end{cases},$$

即:

$$k > \left| \frac{T_d}{J} - \frac{B}{J} \delta \right|. \quad (9)$$

当外扰 T_d 比较大时, k 必须取一个很大的值以满足式(9)。但是, k 值增大使得系统状态更频繁地穿越滑模面, 导致系统抖振剧烈^[15,18]。

3.2 滑模面的选取

为消除系统的稳态误差, 削弱系统抖振, 选取积分型滑模面^[19]:

$$s = e_\omega + c \int e_\omega dt, \quad (10)$$

其中: $e_\omega = \omega_l - \omega$, c 为积分系数。

3.3 基于新型趋近律的滑模控制器设计

采用传统的等速趋近律设计出的滑模控制器无法兼顾快速趋近和削弱抖振的矛盾^[20]。为此, 本文设计了以下趋近律:

$$\dot{s} = -fe(s) \cdot \operatorname{sgn}(s), \quad (11)$$

其中:

$$fe(s) = -\frac{k}{1 + e^{-\beta(|s| - a)}}, \quad (12)$$

其中 k, α, β 均为大于 0 的常数。

当系统状态远离滑模面即 s 较大时 (不妨设 $s > 0$), $-\frac{k}{1 + e^{-\beta(|s| - a)}} \cdot \operatorname{sgn}(s) \approx -k$, 系统以较快的速度趋向滑模面; 而当系统状态靠近滑模面即 s 较小时, $-\frac{k}{1 + e^{-\beta(|s| - a)}} \cdot \operatorname{sgn}(s) \approx -\frac{k}{1 + e^{\beta}}$ 为

一个很小的值。相比于等速趋近律, 这种新型趋近律可以在系统状态远离滑模面 (即期望状态) 时使系统以很快的速度趋向于滑模面, 而在系统状态靠近滑模面时, 饱和函数 $\operatorname{sgn}(s)$ 前的系数很小, 系统状态频繁穿越滑模面对控制器的输出量影响很小, 可以有效地减小系统抖振。同时, 系数 α 和 β 可以调整 s 取不同值时系统状态趋向滑模面的速度, 以更好地适应各种系统。系数 k 决定最大趋近速度。

由式(2)、式(10)和式(11)得本文提出的新型 SMC 控制器输出为:

$$i_q^* = \frac{J}{K_t} \left[\dot{\omega}_l + \frac{B}{J} \omega_m + ce_\omega + fe(s) \cdot \operatorname{sgn}(s) \right]. \quad (13)$$

3.4 稳定性分析

定义李雅普诺夫函数:

$$V = \frac{1}{2} s^2, \quad (14)$$

则:

$$\dot{V} = s\dot{s}. \quad (15)$$

将式(11)代入式(15)得:

$$\dot{V} = s[-fe(s) \cdot \operatorname{sgn}(s)]. \quad (16)$$

即:

$$\dot{V} = \begin{cases} -s \cdot fe(s), & \text{when } s > 0 \\ s \cdot fe(s), & \text{when } s \leq 0 \end{cases}. \quad (17)$$

又由式(12)可知, 对于任意 s 都有 $fe(s) \geq 0$, 所以对于任意 s 都有:

$$\dot{V} \leq 0. \quad (18)$$

由李雅普诺夫稳定性理论可知, 采用本文提出的滑模控制器的系统是稳定的, 并且可使滑模状态变量即速度跟踪误差 e_ω 在有限时间内收敛到 0。

3.5 基于新型趋近律的滑模控制实验结果

为验证所提出的滑模控制器的有效性, 在基于 TMS320F28335 控制板的永磁同步电机控制平台中进行实验。分别采用 PI 控制器、传统 SMC 和所提出的新型 SMC, 比较速度 $5(^{\circ})/\text{s}$ 匀速跟踪, 幅度 $5(^{\circ})/\text{s}$ 、频率 10 Hz 正弦波跟踪和幅度 $5(^{\circ})/\text{s}$ 频率、1 Hz 三角波跟踪的实验结果。

为确保实验条件一致, 电机每次的初始位置都相同, 电流环控制器相同。实验平台如图 1 所示。

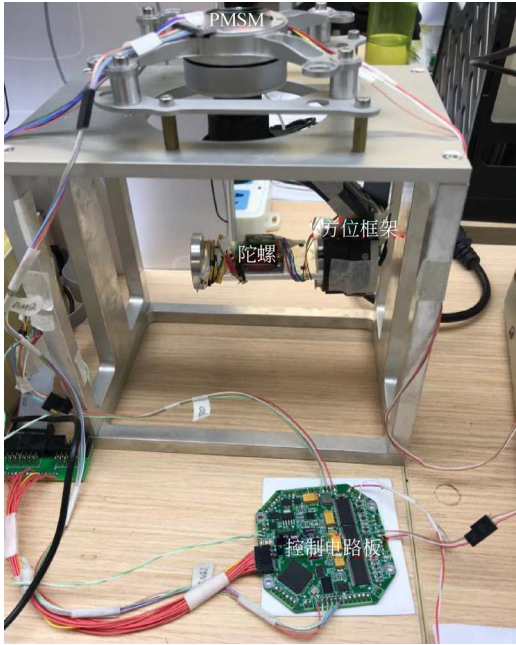


图 1 基于新型控制趋近律的滑模实验平台
Fig. 1 Experimental platform for sliding mode controller based on proposed control law

方位框架驱动电机的名义模型为 $\dot{\omega} = 18\,000i_q - 10\omega$ 。控制器参数如表 1 所示。

表 1 控制器参数

Tab. 1 Controller parameters

PI		传统 SMC	新型 SMC			
K_p	K_i	k	c	k	α	β
0.010 3	0.06	1200	10	1600	3.5	0.8

实验结果如图 3 所示。其中,图 2 为匀速跟踪,图 3 为正弦波跟踪,图 4 为三角波跟踪。蓝线为速度给定值,橘线为实际速度值(彩图见期刊电子版)。

由以上实验结果知,采用 PI 控制器速度的速度跟踪误差较大;采用传统 SMC 虽然跟踪误差有所减小,但是系统抖振明显,并且在匀速跟踪的 18 s 时,由于电机在此位置的齿槽力矩太大,而滑模控制器参数 k 取值较小,控制器不满足滑模可

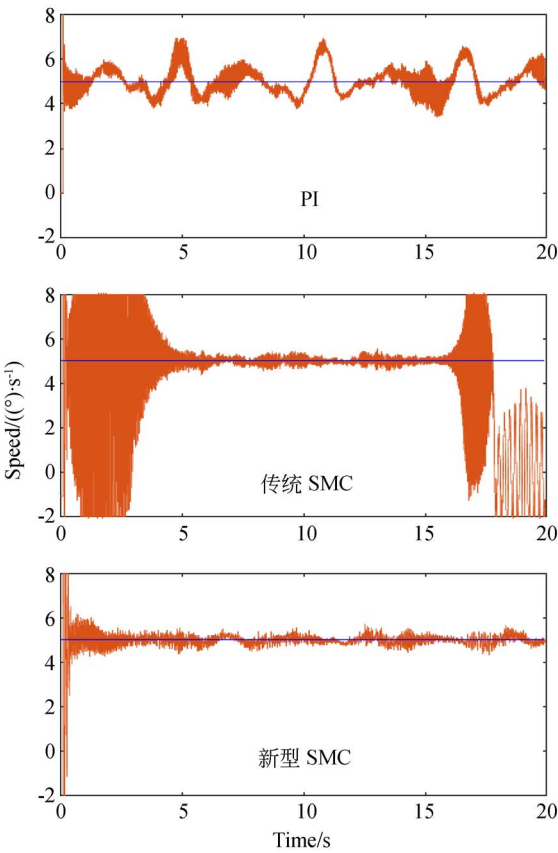


图 2 匀速跟踪曲线
Fig. 2 Tracking curves of uniform speed

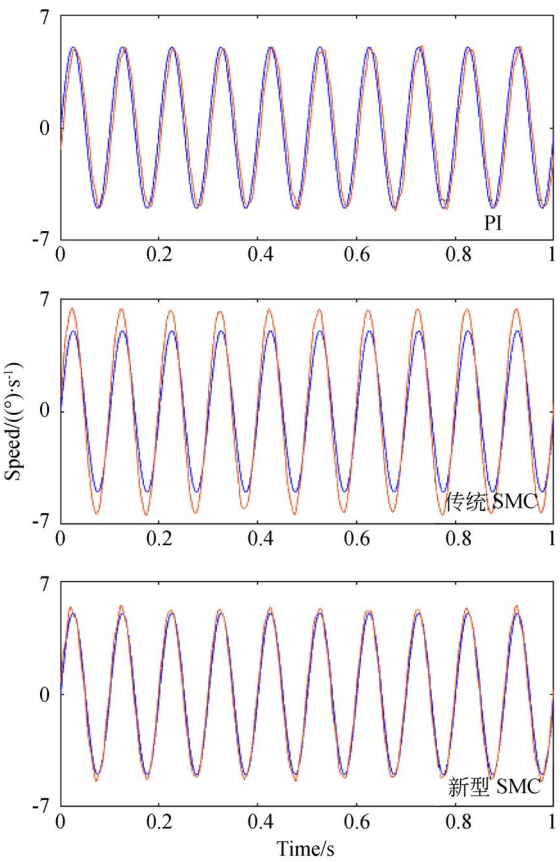


图 3 正弦波跟踪曲线
Fig. 3 Tracking curves of sine wave

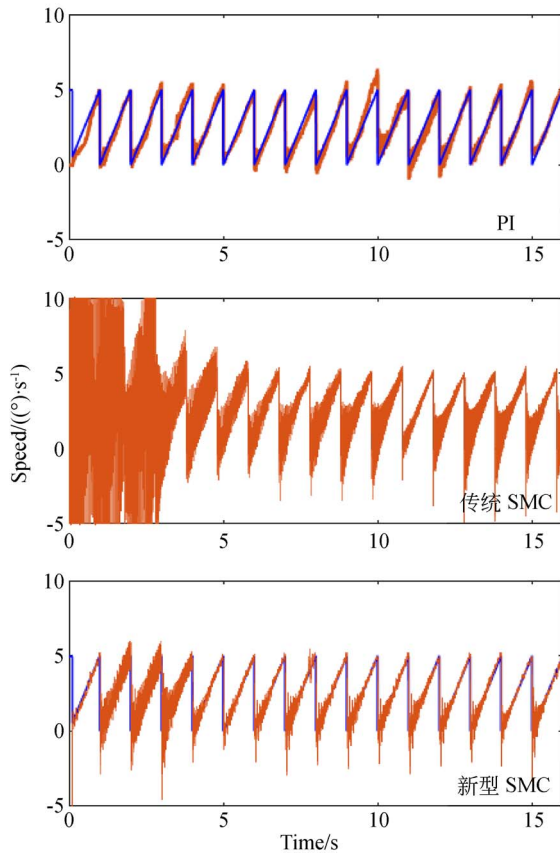


图 4 三角波跟踪曲线

Fig. 4 Tracking curves of triangular wave

达性条件,速度无法跟踪给定值,但如果增大 k 的值,则 $0 \sim 5$ s 内系统抖振将更加剧烈甚至可能直接导致系统发散;采用本文提出的新型 SMC,系统在匀速跟踪、正弦波跟踪、三角波跟踪实验中均取得了较好的效果。

4 SMC+ESO 复合控制器的设计

4.1 扩张状态观测器的设计

由式(9)知,系统所受外扰使得滑模控制器趋向滑模面的速度不能太小,否则将不满足可达性条件。而另一方面,趋近速度太快又使得系统状态频繁穿越滑模面,造成系统抖振。虽然本文设计了新型趋近律改善了系统性能,但还是无法满足高精度伺服系统的要求。

为了进一步提高系统的抗扰能力,本文设计了 ESO 来观测外部扰动。将观测到的外扰用于优化滑模控制器。

从式(1)中 PMSM 的动态方程可得:

$$\begin{aligned} \dot{\omega} &= \frac{K_t}{J} i_q - \frac{B}{J} \omega - \frac{T_d}{J} = \\ \frac{K_t}{J} i_q^* - \frac{B}{J} \omega - \frac{T_d}{J} - \frac{K_t}{J} (i_q^* - i_q) &= \\ \frac{K_t}{J} i_q^* + d(t), \end{aligned} \quad (19)$$

其中: i_q^* 为电流环给定值,即 SMC 的输出控制量; i_q 为 q 轴电流实际值; $d(t) = -\frac{B}{J} \omega - \frac{T_d}{J} - \frac{K_t}{J} (i_q^* - i_q)$ 为系统所受的包含轴系摩擦力、齿槽力矩、负载转矩、 q 轴电流跟踪误差等总和扰动。

将 PMSM 机械角速度 ω 和所受总和扰动 $d(t)$ 作为状态变量,定义 $x_1 = \omega$, $x_2 = d(t)$, 则式(19)可写成如下状态方程:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 + \frac{K_t}{J} i_q^* \\ \dot{x}_2 = c(t) \end{cases}, \quad (20)$$

其中 $c(t)$ 为总和扰动 $d(t)$ 的变化率。

文献[21-22]详细分析了扩张状态观测器的性质和设计方法。依此,本文对系统(20)设计如下线性 ESO:

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = z_2 - 2p(z_1 - x_1) + b_0 i_q^* \\ \dot{z}_2 = -p^2(z_1 - x_1) \end{cases}, \quad (21)$$

其中 p 为控制器系数,且 $p > 0$; $z_1 = \hat{x}_1$, 为 PMSM 机械角速度的估计值, $z_2 = \hat{d}$ 为扰动估计值; $b_0 = \frac{K_t}{J}$ 。

4.2 SMC+ESO 复合控制器的设计

由式(10),式(11)和式(19)得滑模控制器的输出控制量为:

$$i_{q0}^* = \frac{J}{K_t} [\dot{\omega}_d + ce_\omega + fe(s) \cdot \text{sgn}(s)]. \quad (22)$$

将 4.1 节设计的 ESO 应用于本实验系统中,将由式(21)观测到的总和扰动补偿到滑模控制器输出量(22)中,得新型 SMC+ESO 复合控制器的输出控制量为:

$$i_{q0}^* = \frac{J}{K_t} [\dot{\omega}_d + ce_\omega + fe(s) \cdot \text{sgn}(s) - z_2], \quad (23)$$

其中: $s = e_\omega + c \int e_\omega dt$ 为滑模面, $z_2 = \hat{d}$ 为 ESO 的扰动观测值。

5 实验结果

实验平台采用 14 位高精度编码器测量电机电角度以及微机械陀螺仪测量电机的角速度。

比较两种控制方案在角速度 $5(^{\circ})/\text{s}$ 匀速跟踪,幅度 $5(^{\circ})/\text{s}$ 、频率 10 Hz 正弦波跟踪和幅度 $5(^{\circ})/\text{s}$ 、频率 1 Hz 三角波跟踪的性能。实验在图 1 所示平台上进行,不同组实验的硬件条件相同,电流环控制器及其参数以及驱动器方案也完全一致。进行多组重复实验,实验结果差异较小,三组典型的实验曲线如图 7~图 9 所示。其中,图(a)为经典 PI+DOB 的速度跟踪曲线,图(b)为本文提出的新型 SMC+ESO 的速度跟踪曲线,图(c)为根据式(25)得到的位置指向误差曲线,其中绿

线为 PI+DOB 的位置指向误差,红线为 SMC+ESO 的位置指向误差(彩图见期刊电子版)。

本文的 PMSM 的主要功能为光电稳定平台的视轴稳定控制,位置的指向误差为最终的考量标准。将速度误差对时间积分即得位置的指向误差,即:

$$\Delta\theta(t) = \int (\omega_{\text{el}} - \omega) dt. \quad (24)$$

实验数据的采样率为 1 kHz,对式(24)离散化可得:

$$\Delta\theta = \sum (\omega_{\text{el}} - \omega) \cdot 0.001. \quad (25)$$

将每组实验重复 5 次,采用式(25)计算出指向误差,将 5 组速度误差数据计算得到的 $\Delta\theta$ 取平均值得位置指向误差的最大值、平均值及 RMS 值,如表 3~表 5 所示。

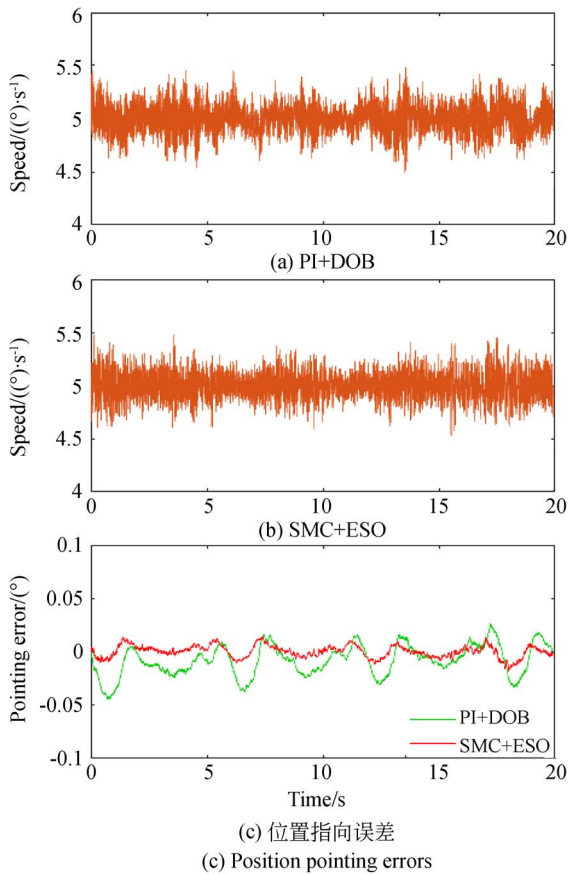


图 7 匀速跟踪曲线及位置指向误差

Fig. 7 Uniform speed tracking curves and position pointing errors

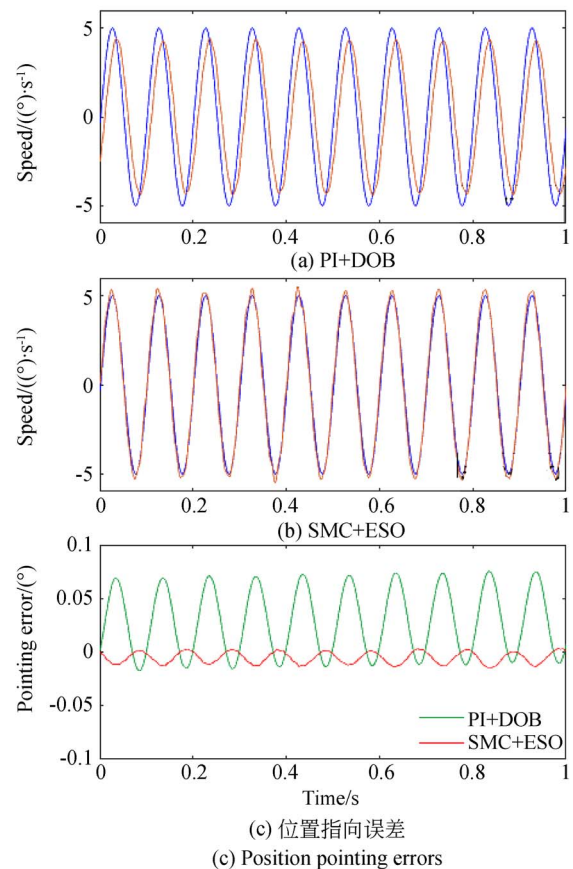


图 8 正弦波跟踪曲线及位置指向误差

Fig. 8 Sine wave tracking curves and position pointing errors

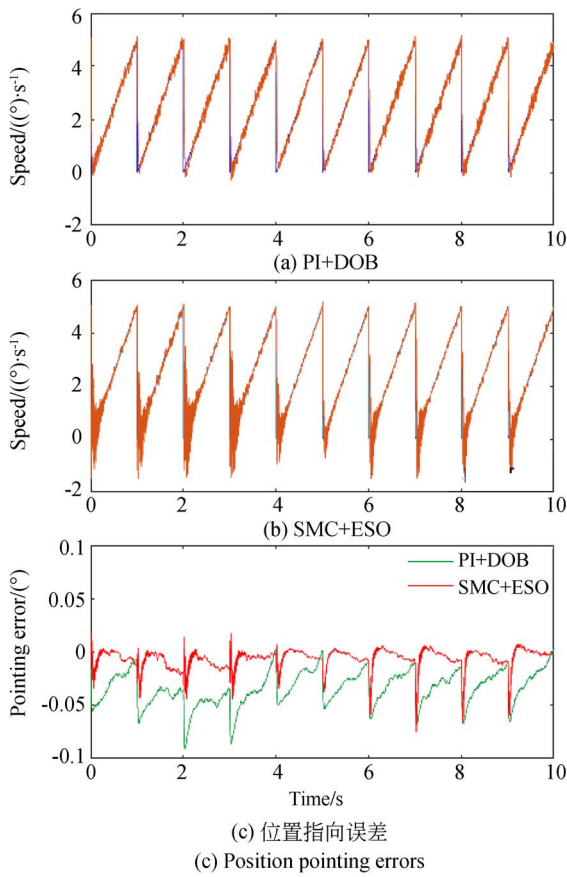


图 9 正弦波跟踪曲线及位置指向误差
Fig. 9 Sine wave tracking curves and position pointing errors

6 结 论

本文提出的新型滑模趋近律可有效解决传统等速趋近律的趋近速度和削弱系统抖振之间的矛盾。实验结果表明,在匀速跟踪、正弦波跟踪、三角波跟踪实验中,基于新型趋近律的滑模控制器的控制效果明显优于 PI 控制器、传统等速趋近滑模控制器。采用新型趋近律的 SMC+ESO 控制方案,在匀速跟踪实验中其位置指向误差的 RMS 值仅为 0.005 7°, 完全满足航空光电稳定平台的

参考文献:

[1] KAZMIERKOWSKI M P. Electric motor drives: Modeling, analysis and control, R. Krishan, Prentice-Hall, Upper Saddle River, NJ, 2001, xxviii + 626 pp. ISBN 0-13-0910147 [J]. International

表 3 匀速跟踪位置指向误差

Tab. 3 Position pointing errors of uniform speed tracking (°)

	PI+DOB	SMC+ESO
Max($ \Delta\theta $)	0.045 0	0.018 6
Mean($ \Delta\theta $)	0.013 4	0.004 5
RMS($ \Delta\theta $)	0.016 6	0.005 7

表 4 正弦波跟踪位置指向误差

Tab. 4 Position pointing errors of sine wave tracking (°)

	PI+DOB	SMC+ESO
Max($ \Delta\theta $)	0.075 9	0.014 4
Mean($ \Delta\theta $)	0.034 2	0.005 9
RMS($ \Delta\theta $)	0.042 5	0.007 4

表 5 三角波跟踪位置指向误差

Tab. 5 Position pointing errors of triangular wave tracking (°)

	PI+DOB	SMC+ESO
Max($ \Delta\theta $)	0.091 0	0.075 3
Mean($ \Delta\theta $)	0.026 4	0.006 9
RMS($ \Delta\theta $)	0.031 1	0.010 5

精度要求,约为传统 PI+DOB 控制方法精度的 3 倍。在正弦波跟踪实验中,传统的 PI+DOB 控制方案存在明显的相位滞后,存在很大的跟踪误差;而 SMC+ESO 控制方案则克服了相位滞后的问题,其位置指向误差的平均值仅为 0.005 9°,是 PI+DOB 控制方案的 1/6。在三角波跟踪实验中,SMC+ESO 控制方案在给定速度突变时存在一定的超调与抖振,但在给定速度“爬坡”阶段的跟踪效果好于 PI+DOB,最终的位置指向误差 RMS 值为 0.010 5°,约为 PI+DOB 的 1/3。

Journal of Robust & Nonlinear Control, 2004, 14 (8):767-769.

[2] 唐任远. 现代永磁电机理论与设计[M]. 北京:机械工业出版社, 2016:1-10.
TANG R Y. Theory and Design of Modern Permanent Magnet Motor [M]. Beijing: Mechanical

- Industry Press, 2016; 1-10. (in Chinese)
- [3] 李贤涛, 张晓沛, 毛大鹏, 等. 高精度音圈快速反射镜的自适应鲁棒控制 [J]. 光学精密工程, 2017, 25(9):2428-2436.
- LI X T, ZHANG X P, MAO D P, *et al.*. Adaptive robust control over high-performance VCM-FSM [J]. *Opt. Precision Eng.*, 2017, 25(9): 2428-2436. (in Chinese)
- [4] GÜEMES J A, IRAOLAGOITIA A A, DEL HOYO J J, *et al.*. Torque analysis in permanent-magnet synchronous motors: a comparative study [J]. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2011, 26(1):55-63.
- [5] GEBREGERGIS A, CHOWDHURY M, ISLAM M, *et al.*. Modeling of permanent magnet synchronous machine including torque ripple effects [J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2015, 51(1):232-239.
- [6] NORIYA NAKAO, KAN AKATSU. Suppressing pulsating torques: torque ripple control for synchronous motors [J]. *IEEE Industry Applications Magazine*, 2014, 20(6):33-44.
- [7] LAM B H, PANDA S K, XU J X, *et al.*. Torque ripple minimization in PM synchronous motors an iterative learning control approach [C]. *IEEE International Conference on Power Electronics & Drive Systems*. IEEE, 1999:1458-1463.
- [8] YUN J P, LEE C W, CHOI S H, *et al.*. Torque ripples minimization in PMSM using variable step-size normalized iterative learning control [C]. *Robotics, Automation and Mechatronics*, 2006 IEEE Conference on. IEEE, 2007:1-6.
- [9] 刘京, 李洪文, 邓永停. 基于鲁棒迭代学习控制的永磁同步电机转矩脉动抑制 [J]. 光学精密工程, 2017, 25(10): 2645-2660.
- LIU J, LI H W, DENG Y T. Torque ripple minimization of PMSM based on robust iterative learning control [J]. *Opt. Precision Eng.*, 2017, 25(10): 2645-2660. (in Chinese)
- [10] CHO K R, SEOK J K. Correction on current measurement errors for accurate flux estimation of ac drives at low stator frequency [J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2008, 44(2):594-603.
- [11] 乔木, 刘品宽. 永磁电机空间矢量脉宽调制技术及其死区时间补偿的仿真 [J]. 机电一体化, 2018(2):48-53.
- QIAO M, LIU P K. Simulation of SVPWM and dead-time compensation based on PMSM [J]. *Mechatronics*, 2018(2):48-53. (in Chinese)
- [12] 马玉华, 毛学宇. 一种基于电流修正的 SVPWM 死区效应补偿算法研究 [J]. 电器与能效管理技术, 2018, 555(18):22-27,40.
- MA Y H, MAO X Y. An SVPWM dead-time compensation based on current correction algorithms [J]. *Electrical Energy Management Technology*, 555(18):22-27,40. (in Chinese)
- [13] LI S, ZHOU M, YU X. Design and implementation of terminal sliding mode control method for PMSM speed regulation system [J]. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 2013, 9(4): 1879-1891.
- [14] FNAIECH M A, BETIN F, CAPOLINO G A, *et al.*. Fuzzy logic and sliding- mode controls applied to six-phase induction machine with open phases [J]. *IEEE Trans Ind Electron*, 2010, 57(1): 354.
- [15] 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(6):126-137.
- 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(6):126-137. (in Chinese)
- [16] 阙卫峰, 陈渠, 齐仲安. 基于扰动补偿的表贴式 PMSM 滑模电流控制研究 [J]. 微特电机, 2019, 47(2):52-55,60.
- KAN W F, CHEN Q, QI ZH A. SPMSM sliding mode current control based on disturbance compensation [J]. *Small & Special Electrical Machines*, 2019, 47(2):52-55,60. (in Chinese)
- [17] KRAUSE P, WASYN CZUK O, SUDHOFF S. *Analysis of Electric Machinery and Drive Systems* [M]. Wiley-IEEE Press, 2013.
- [18] ZHANG X, SUN L, 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.

- [19] UTKIN V, SHI J. Integral sliding mode in systems operating under uncertainty conditions [C]. *IEEE Conference on Decision & Control*. IEEE, 1996.
- [20] UTKIN V. Sliding mode control in mechanical systems[J]. *Proceedings of IECON' 94 20th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics*, 1994(3):5-9.
- [21] 韩京清. 从 PID 技术到“自抗扰控制”技术 [J]. 控制工程, 2002, 9(3):13-18.
- [22] 韩京清. 一类不确定对象的扩张状态观测器 [J]. 控制与决策, 1995(1):85-88.
- HAN J Q. From PID technology to ADRC technology [J]. *Control Engineering of China*, 2002, 9(3):13-18. (in Chinese)
- HAN J Q. Extended state observer for a class of uncertain objects [J]. *Control and Decision*, 1995 (1):85-88. (in Chinese)

作者简介:



夏先齐(1994—),男,湖北黄冈人,博士研究生,2016 年于东南大学获得学士学位,主要从事航空光电稳定平台伺服控制系统的研究。Email: xxq_ee@163.com

通讯作者:



张 葆(1966—),男,吉林磐石人,研究员,博士生导师,1989 年、1994 年于长春光机学院分别获得学士、硕士学位,2004 年于中国科学院长春光学精密机械与物理研究所获得博士学位,主要从事航空光电成像技术的研究。E-mail: cleresky@vip.sina.com