

DOI:10.19651/j.cnki.emt.2108220

基于趋近律的互补积分终端滑模音圈电机控制*

李 波¹ 梁宇飞² 李国栋² 石上瑶²

(1. 中北大学软件学院 太原 030051; 2. 山西省特殊环境下机器人与智能装备技术联合实验室 太原 030051)

摘要: 音圈电机(VCM)主要应用于小范围直线定位场景,需保证其拥有高精度及高鲁棒性,并且由于电机参数及摩擦力等影响,VCM是非线性且时变的。本文从VCM工作原理分析并建立对应二阶系统模型。控制策略上采用滑模控制和状态观测器的结合,针对滑模控制的抖振问题分别从滑模面和趋近律方向分别提出对应解决方案。滑模面采用互补积分终端滑模控制(CISMC),在减小抖振的基础上,采用齐次理论设计的积分终端滑模实现了有限时间的收敛性;趋近律采用幂次趋近律和fal非线性函数的结合,可以更快的到达滑模面;在滑模控制外采用状态观测器(ESO)对系统扰动等进行前馈补偿,提出了一种基于趋近律的互补积分终端滑模控制(CISMC)。根据推导的数学模型在MATLAB/Simulink中建立系统仿真模型,通过仿真实验表明CISMC+ESO的方案,在跟踪正弦信号相较于互补滑模控制(CSMC)+ESO方案,稳定误差最大减少75%,完全跟踪时间最大减小28.5%;在跟踪斜坡信号时,稳态误差明显减少较大,完全跟踪时间最大减小84%。实验表明其在系统控制精度和鲁棒性方面都有明显提高。

关键词: 音圈电机;互补滑模控制;积分终端滑模;趋近律

中图分类号: TM359.4 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 470.4024

Control of complementary integral terminal sliding mode VCM
based on reaching lawLi Bo¹ Liang Yufei² Li Guodong² Shi Shangyao²

(1. School of Software, North University of China, Taiyuan 030051, China; 2. Joint Laboratory of Robot and Intelligent Equipment Technology in Special Environment of Shanxi Province, Taiyuan 030051, China)

Abstract: The voice coil motor (VCM) is mainly used in small-range linear positioning scenarios. It is necessary to ensure that it has high precision and high robustness, and due to the influence of motor parameters and friction, the VCM is non-linear and time-varying. This article analyzes and establishes the corresponding second-order system model from the working principle of VCM. The control strategy adopts the combination of sliding mode control and state observer, and proposes corresponding solutions from the sliding mode surface and the approaching law direction to the chattering problem of sliding mode control. The sliding mode surface adopts complementary integral terminal sliding mode control (CISMC). On the basis of reducing chattering, the integral terminal sliding mode designed by homogeneous theory achieves finite time convergence; the reaching law adopts the power reaching law combining with the fal nonlinear function, it can reach the sliding mode surface faster; outside the sliding mode control, the state observer (ESO) is used to perform feedforward compensation for system disturbances, etc., and a complementary integral terminal based on the reaching law is proposed. Sliding mode control (CISMC). According to the deduced mathematical model, the system simulation model is established in MATLAB/Simulink. The simulation experiment shows that the CISMC+ESO scheme can reduce the stability error by up to 75% compared with the complementary sliding mode control (CSMC)+ESO scheme in tracking sinusoidal signals. The full tracking time is reduced by 28.5% at the maximum; when tracking the ramp signal, the steady-state error is significantly reduced, and the full tracking time is reduced by 84% at the maximum. Experiments show that it has a significant improvement in system control accuracy and robustness.

Keywords: voice coil motor; complementary sliding mode control; integral terminal sliding mode; reaching

0 引 言

音圈最初是通过振膜放大以产生更大声音的目的而开

发的^[1]。如今,类似的技术用于设计音圈电机(voice coil motor, VCM)以达到有限行程内产生更大力作用。VCM控制系统位置分辨率仅受位置传感器和驱动设备的

收稿日期:2021-10-28

* 基金项目:中央引导地方科技发展专项项目(YDZX20191400002765)资助

限制,而不是 VCM 设备本身。通过使用合适的传感器和驱动设备,可以精准控制 VCM 位置。与其他线性执行器(例如带丝杠的电机)相比,VCM 由于运动质量低,可以拥有较高的速度和加速度。此外,凭借其独特结构和伴随的物理特性,VCM 还具有诸多优点,例如结构简单、精度高、响应速度快、静音、尺寸紧凑、零滞后、无齿槽力、无力波纹等^[2]。这些独特的优点使它们成为小范围线性定位场景的首选,例如液压/气动阀驱动器、数码相机的自动对焦模块、半导体制造应用和光谱学仪器等^[2-3]。但由于电机参数和机械摩擦力的变化,VCM 的动力学模型是非线性且时变的。因此,已经提出了许多先进的 VCM 控制策略来跟踪所需的位置,例如神经网络控制^[4]、比例积分微分(PID)控制^[2]、自抗扰控制^[1,5]、滑模控制(SMC)^[5,6]等。

文献[2]提出一种自适应模糊逻辑 PID 控制,以通过模糊调整控制增益来实现较短的响应时间,首先应构建模糊规则,以通过反复试验来实现设计性能;然而这种反复试验的调整过程非常耗时。文献[6]设计了一个模糊滑模控制器以实现良好的位置控制性能,然而它很难确定合适的隶属函数和模糊规则。文献[7]提出了一种带有状态观测器(extended state observer,ESO)的滑模控制的混合控制器方案来控制高频 VCM。静态测试表明,带有负载补偿器的 SMC 提高了系统的控制精度和鲁棒性,然而控制信号会产生抖动现象。最近也有几种基于神经网络的智能控制系统用于 VCM 控制^[1,3,8-9]。其大多只考虑了神经网络的在线参数学习,而没有考虑神经网络的结构调整,即意味着如果预定义的神经网络隐藏节点不足,即太多或太少,跟踪精度将无法满足,并且比较受限于驱动控制器自身算力,不能应用于有限成本的场合。

滑模控制系统对模型不确定性、参数变化和外部干扰具有较为优良的鲁棒性。然而,抖动问题是 SMC 系统实际应用中关键障碍之一。目前,有许多不同控制特性的改进 SMC,例如终端 SMC^[10]、模糊 SMC^[11]、高阶 SMC^[12]和互补 SMC^[13]等。模糊 SMC 系统设计主要在于获取合适的隶属函数和模糊规则,这对于现行控制领域仍然是一个巨大挑战;而高阶 SMC 系统更是需要较大的运算量以实现较优的控制结果,对于一些工作场景来说是不适宜的。本文采用互补 SMC 和终端 SMC 的结合,主要体现在滑模面的设计,既可以得到互补 SMC 系统降低抖振的优点,也可以获得终端 SMC 在有限时间内收敛性的特性,适当加大运算量的同时可保持较优的控制效果。

本文在建立 VCM 系统数学模型的基础上,提出一种基于趋近律的互补积分终端滑模控制。通过改进互补滑模的积分部分,将其改进为积分终端滑模,不仅提高了系统的稳定精度,有效防止抖振,还保证系统在有效时间内的收敛性,有效解决系统的奇异问题^[13-17]。

1 VCM 数学模型

VCM 由 1 个动圈绕组组件和 1 个软铁外壳内的固定

永磁体组件组成。由流经线圈电流与永磁体相互作用,根据洛伦兹力原理产生垂直于磁场和电流方向的力,产生的驱动力与磁场和电流的乘积成正比。执行机构与负载的直接耦合使其具有快速加减速和高速运行的特点。如果在 VCM 两端施加电压就在导轨上沿一个方向线性移动,如果施加电压极性相反,则向相反的方向移动。VCM 结构如图 1 所示。

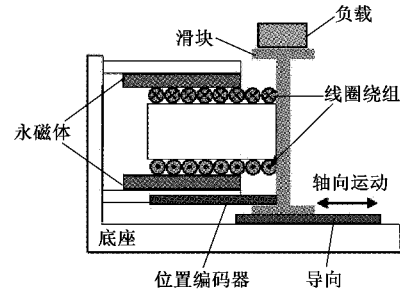


图 1 音圈电机结构

假设音圈电机为理想电机,不考虑磁路饱和、迟滞特性等,音圈电机使用质量-阻尼式模型,根据基尔霍夫电压定律和牛顿第二定律建立 VCM 数学模型为:

$$\begin{cases} v_a = R_a i_a + K_b \dot{x} + L_a \frac{di_a}{dt} \\ F_t - F_f = M \ddot{x} + B \dot{x} \end{cases} \quad (1)$$

式中: x 是动子位置, v_a 是控制电压, R_a 是线圈电阻, i_a 是线圈电流, K_b 是反电动势系数, L_a 是线圈电感, $F_t = K_t i_a$ 是推力, K_t 是驱动力系数, $M = m_b + m_p$ 为总质量, m_b 是动子的质量, m_p 是有效载荷的质量, B 是黏性阻尼系数, F_f 是扰动及摩擦力等。

由于音圈电机的高速性,线圈电感 L_a 可以被忽略,故由式(1)中所得音圈电机理想状态下动态方程为:

$$\ddot{x} = -\frac{(R_a B + K_t K_b)}{M R_a} \dot{x} + \frac{K_t}{M R_a} u - \frac{F_f}{M} = f + g u + d \quad (2)$$

式中: f 、 g 为系统参数, d 为系统干扰项, $u = v_a$ 为系统控制输入。由于 VCM 具有非线性特性,特别是在永磁体边缘附近,因此 VCM 实际动力学模型可以表示为:

$$\ddot{x} = f + \Delta f + (g + \Delta g) u + d = f + g u + D \quad (3)$$

式中: Δf 、 Δg 为系统参数和未建模动态而引入的不确定性; $D = \Delta f + \Delta g u + d$ 为系统总和扰动,且 $|D| \leq \rho$, ρ 为有界正常数。

2 VCM 系统设计

2.1 相关引理

引理 1 对于 r 重积分链式系统

$$\dot{y}_1 = y_2, \dots, \dot{y}_{r-1} = y_r, \dot{y}_r = u \quad (4)$$

若 $\Delta(p) = p^r + k_1 p^{r-1} + \dots + k_{r-1} p + k_r$ 是 Hurwitz 多项式,且 $k_1, k_2, \dots, k_r > 0$, 则如下所示的状态反馈控制可

使该系统有限时间镇定^[18]:

$$u = -k_1 |y_1|^{\alpha_1} \operatorname{sgn} y_1 - \dots - k_r |y_r|^{\alpha_r} \operatorname{sgn} y_r \quad (5)$$

其中,参数 α_i 满足:

$$\alpha_{i-1} = \frac{\alpha_i \alpha_{i+1}}{2\alpha_{i+1} - \alpha_i}, i = 2, 3, \dots, r;$$

$$\alpha_{r+1} = 1, \alpha_r = \alpha, \epsilon \in (0, 1), \alpha \in (1 - \epsilon, 1)$$

2.2 状态观测器

VCM 实际动力学模型由式(3)可等效为:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = f + gu + D \\ y = x_1 \end{cases} \quad (6)$$

式中: $x = [x_1, x_2]^T$ 为系统状态向量; x_1, x_2 分别表示音圈电机定子位移和速度。

利用 ESO 估计系统总和扰动 D , 定义扩张状态 $x_3 = D$, 则式(6)改写为:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = f + gu + x_3 \\ \dot{x}_3 = D \end{cases} \quad (7)$$

令 $z_i, i=1, 2, 3$, 分别为式(7)中状态变量 x_i 的观测值, 则 ESO 表达式为:

$$\begin{cases} e_1 = z_1 - y \\ \dot{z}_1 = z_2 - \beta_1 \operatorname{fal}(e_1, \alpha_1, \delta) \\ \dot{z}_2 = z_3 + f + gv - \beta_2 \operatorname{fal}(e_1, \alpha_2, \delta) \\ \dot{z}_3 = -\beta_3 \operatorname{fal}(e_1, \alpha_3, \delta) \end{cases} \quad (8)$$

式中: $\beta_1, \beta_2, \beta_3$ 分别为观测器增益系数; $v = ku(t)$ 为控制信号, k 为补偿系数; $\operatorname{fal}(e_1, \alpha_i, \delta)$ 表达式为:

$$\operatorname{fal}(e_1, \alpha_i, \delta) = \begin{cases} |e_1|^{\alpha_i} \operatorname{sgn}(e_1), & |e_1| > \delta \\ \frac{e_1}{\delta^{1-\alpha_i}}, & |e_1| \leq \delta \end{cases}$$

式中: $\alpha_i = [1, 0.3, 0.15]$, $\delta = 0.05$, sgn 为符号函数。

2.3 互补积分终端滑模控制律设计

互补滑模控制将滑模面分为广义滑模面 s 和互补滑模面 s_c , 本文在此基础上引入基于齐次理论设计的可满足有限时间收敛的积分终端滑模, 在提高跟踪精度的同时其误差稳态误差非常好, 最终达到抑制抖振的效果, 并且有效解决了系统奇异性问题。

定义系统跟踪误差:

$$e_1 = y - R \quad (9)$$

式中: y 为系统输出状态, R 为期望信号。

定义系统动态跟踪误差:

$$\ddot{e}_1 = \ddot{y} - \ddot{R} = f + gu + D - \ddot{R} \quad (10)$$

由引理 1 设计改进的广义积分终端滑模面 s 表示为:

$$s = \dot{e}_1 + 2\lambda e_1 + \lambda^2 \int_0^t (c_1 |e_1|^{\alpha_1} \operatorname{sgn}(e_1) + c_2 |e_2|^{\alpha_2} \operatorname{sgn}(e_2)) dt \quad (11)$$

式中: λ 为控制参数且为正实数; $\dot{e}_1 = e_2$; α_1, α_2 满足引理 1

的参数要求, 即 $\alpha_1 = \frac{\alpha_i \alpha_{i+1}}{2\alpha_{i+1} - \alpha_i}, \alpha_2 = \alpha, \alpha_3 = 1$ 。

由式(11)求导得:

$$\dot{s} = \ddot{e}_1 + 2\lambda \dot{e}_1 + \lambda^2 (c_1 |e_1|^{\alpha_1} \operatorname{sgn}(e_1) + c_2 |e_2|^{\alpha_2} \operatorname{sgn}(e_2)) \quad (12)$$

设计互补积分终端滑模面 s_c 为:

$$s_c = \dot{e}_1 - \lambda^2 \int_0^t (c_1 |e_1|^{\alpha_1} \operatorname{sgn}(e_1) + c_2 |e_2|^{\alpha_2} \operatorname{sgn}(e_2)) dt \quad (13)$$

对于同一参数 λ , 根据上述广义积分终端滑模滑 s 和互补积分终端滑模面 s_c 可得滑模面总和 $\sigma(t)$ 为:

$$\sigma(t) = s + s_c = 2(\dot{e}_1 + \lambda e_1) \quad (14)$$

由式(11)~(13)中可知两个滑模面 s 和 s_c 关系为:

$$\dot{s} = \lambda \sigma(t) + \dot{s}_c \quad (15)$$

为了进一步提高滑模变量 s 的收敛速度, 本文通过将 fal 非线性函数、幂次趋近律和等速趋近律结合, 设计一种新的趋近律, 即:

$$\dot{s} = -k_1 \operatorname{fal}(\sigma, \alpha, \delta) - k_2 |\sigma|^a \operatorname{sgn}(\sigma) - \lambda s \quad (16)$$

其中,

$$\operatorname{fal}(\sigma, \alpha, \delta) = \begin{cases} |\sigma|^a \operatorname{sgn}(\sigma), & |\sigma| > \delta \\ \frac{\sigma}{\delta^{1-a}}, & |\sigma| \leq \delta \end{cases}$$

$$\operatorname{sgn}(\sigma) = \begin{cases} 1, & \sigma > 0 \\ -1, & \sigma \leq 0 \end{cases}$$

其中, $k_1, k_2 > 0, \alpha = 0.5, \delta = 0.5, 0 < a < 1$ 。

进而, 可将 CISM 控制律设计为:

$$u_{\text{CISM}} = u_{\text{eq}} + u_v \quad (17)$$

其中,

$$u_{\text{eq}} = -\frac{1}{g} (f + \frac{z_3}{kg} - \ddot{R} + \lambda(2\dot{e}_1 + s +$$

$$\lambda(c_1 |e_1|^{\alpha_1} \operatorname{sgn}(e_1) + c_2 |e_2|^{\alpha_2} \operatorname{sgn}(e_2)))$$

$$u_v = -\frac{1}{g} (k_1 \operatorname{fal}(\sigma, \alpha, \delta) + k_2 |\sigma|^a \operatorname{sgn}(\sigma))$$

式中: u_{eq} 为滑模等效控制部分, 主要用于在无扰动情况下使系统位于滑模面上的控制; u_v 为滑模切换控制部分, 主要用于保证使状态轨迹不离开设定的滑动轨迹。

2.4 稳定性证明

针对 VCM 二阶系统建立李雅普诺夫函数:

$$V = \frac{1}{2} (s^2 + s_c^2) \quad (18)$$

对 Lyapunov 函数求导得:

$$\dot{V} = s\dot{s} + s_c\dot{s}_c = (s + s_c)(\dot{s} - \lambda s_c) \quad (19)$$

将式(11)~(13)代入式(19)中, 可得:

$$\begin{aligned} \dot{V} = & (s + s_c)(f + gu + D - \ddot{R} + 2\lambda \dot{e}_1 + \\ & \lambda^2 (c_1 |e_1|^{\alpha_1} \operatorname{sgn}(e_1) + c_2 |e_2|^{\alpha_2} \operatorname{sgn}(e_2)) - \lambda s_c) = \\ & -\lambda (s + s_c)^2 + (s + s_c)(k_1 \operatorname{fal}(\sigma, \alpha, \delta) + k_2 |\sigma|^a \operatorname{sgn}(\sigma)) \end{aligned} \quad (20)$$

故当 $t \rightarrow \infty$ 时:

$$\dot{V} = -\lambda(s + s_c)^2 + (s + s_c)(-gu_v) \leq 0 \quad (21)$$

式中:当 $s + s_c > 0$ 时, $u_v > 0$; 当 $s + s_c < 0$ 时, $u_v < 0$ 。

因此,该系统在李雅普诺夫意义上是稳定的,可以保证 VCM 控制系统的稳定性及在有限时间内的收敛性。

3 仿真结果及分析

基于 MATLAB/Simulink 建立 VCM 二阶仿真模型,并对仿真结果进行详细对比分析。

仿真所需电机模型参数如表 1 所示。根据 VCM 模型多次调节系统控制参数,选取最优控制效果参数。基于趋近律的互补积分终端滑模位置控制的控制参数如表 2 所示。基于非线性扩张状态观测器的互补滑模位置控制的控制参数如表 3 所示。

表 1 电机模型参数

参数名称	符号	单位	数值
线圈电阻	R_a	Ω	2.7
线圈电感	L_a	mH	48
反电动势系数	K_b	$V_{rms}/(m \cdot s^{-1})$	37.2
电机驱动力系数	K_t	$N/A(m \cdot s^{-1})$	37.2
电机动子质量	m_b	kg	0.035
电机负载质量	m_p	kg	3
黏性阻尼系数	B	$N \cdot s/m$	14.51

表 2 CISM+ESO 控制参数

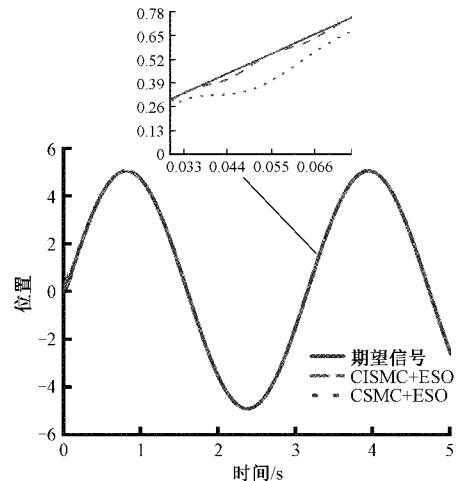
参数	数值	参数	数值
λ	100	α_1	0.25
α_2	0.4	α_3	1
c_1	0.65	c_2	0.83
k_1	100	k_2	200
a	0.4	k	1
β_1	1 500	β_2	9 000
β_3	180 000		

表 3 CSMC+ESO 控制参数

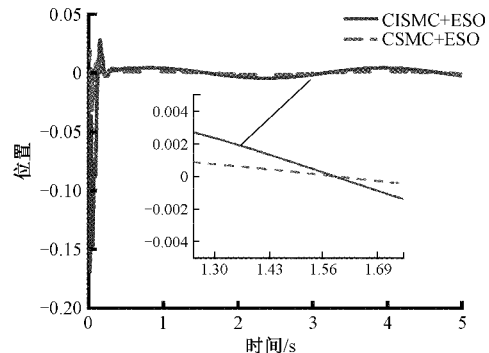
参数	数值	参数	数值
λ	500	ρ	50
k	2	ϕ	0.02
β_1	1 500	β_2	15 000
β_3	230 000	δ	0.02

对正弦信号 $5\sin(2t)$ 进行跟踪,仿真结果如图 2 所示,具体性能如表 4 所示。本文所提控制策略 CISM+ESO 相较于 CSMC+ESO 拥有更快的响应速度,且在超调量方面相较于 CSMC+ESO 更小,对控制系统稳定性更优,其在 0.15 s 后即可完全跟踪信号,且稳态误差可达到 0.001。

而 CSMC+ESO 的稳态误差是 0.004,相比较所提算法的稳态误差减小了 75%,保证了控制系统所需的高精度。



(a) 位置跟踪曲线



(b) 位置误差曲线

图 2 跟踪 $5\sin(2t)$ 信号效果

表 4 跟踪 $5\sin(2t)$ 指令的性能对比

性能指标	CISM+ESO	CSMC+ESO
上升时间/s	0.09	0.13
完全跟踪时间/s	0.15	0.21
稳态误差	0.001	0.004

在系统控制参数不改变的情况下,改变期望信号为斜坡信号进行跟踪,仿真结果如图 3 所示,具体性能如表 5 所示。所提控制策略相较于 CSMC+ESO,拥有更快的响应速度,更快到达稳态时间,更优的稳态误差,超调量明显更小,保证了系统的鲁棒性需求。

表 5 跟踪斜坡指令的性能对比

性能指标	CISM+ESO	CSMC+ESO
上升时间/s	0.011	0.027
完全跟踪时间/s	0.127	0.825
稳态误差	7.8×10^{-7}	2×10^{-5}

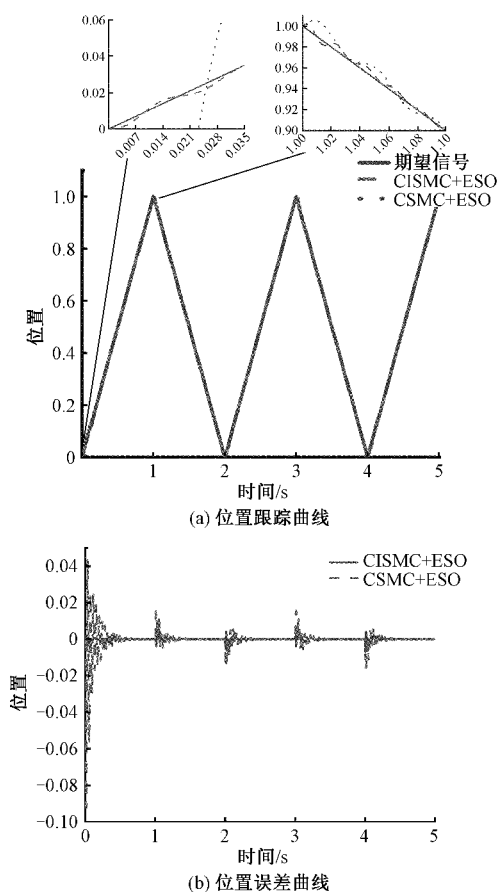


图3 跟踪斜坡信号效果

综上所述,与 CSMC+ESO 相比较,本文所提控制策略在稳态误差控制和超调量方面拥有绝对的优越的同时保持了更快的响应速度;在改变期望信号之后所提算法依旧可以保持较好的跟踪性能,证明所提算法可以同时满足高精度与高鲁棒性的需求。

4 结 论

针对音圈电机位置控制中采用滑模控制产生抖振的问题,在建立 VCM 系统二阶模型的基础上,对控制策略从滑模面和趋近律方面进行研究,得出如下结果:滑模面方面采用改进互补积分终端滑模,可以达到有限时间内的收敛性且并起到降低抖振的作用,趋近律采用 fal 非线性函数、幂次趋近律和等速趋近律的结合以更快的达到滑模面。通过仿真实验表明,该控制策略更好地降低了抖振问题,进一步提高了控制精度,满足音圈电机工作性能。根据仿真结果表明,CISM+ESO 的控制系统在跟踪信号初期存在一定的高频抖振,后续可以改进继续改进滑模面以达到降低的目的。

参考文献

[1] HU C F, CHEN Y C. Microcontroller-based B-spline neural position control for voice coil motors[J]. IEEE Trans Ind Electron, 2015, 62: 5644-5654.

- [2] YU H C, CHEN T C, LIU C S. Adaptive fuzzy logic proportional-integral-derivative control for a miniature autofocus voice coil motor actuator with retaining force[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2014, 50(11): 8203204-1-8203204-4.
- [3] WU S, JIAO Z, YAN L, et al. Development of a direct-drive servo valve with high-frequency voice coil motor and advanced digital controller[J]. IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, 2014, 19(3): 932-942.
- [4] 王炫予,杨志军,彭皓,等. 基于直线音圈电机运动平台的线性自抗扰控制研究[J]. 机床与液压, 2020, 48(19): 27-30, 98.
- [5] 鲁应涛,葛文庆,谭草,等. MF型音圈电机滑模-自抗扰控制研究[J]. 微电机, 2021, 54(9): 61-65, 84.
- [6] LI T S, CHEN C C, SU Y T. Optical image stabilizing system using fuzzy sliding-mode controller for digital cameras[J]. IEEE Trans Consum Electron, 2012, 58(2): 237-245.
- [7] PAN J, ZOU Y. Sliding-mode position control of medium-stroke voice coil motor based on system identification observer [J]. IET Electric Power Applications, 2015, 9(9): 620-627.
- [8] 张立强,陈强,柳志姣,等. 音圈电机直驱阀的神经网络PID控制[J]. 液压与气动, 2015(6): 80-83.
- [9] LIN C M, LI H Y. Adaptive dynamic sliding-mode fuzzy CMAC for voice coil motor using asymmetric Gaussian membership function[J]. IEEE Trans. Ind. Electron, 2014, 61(10): 5662-5671.
- [10] 周向阳,李玲玲,赵立波. 基于扩张状态观测器的稳定平台非奇异终端滑模控制[J]. 仪器仪表学报, 2018, 39(5): 161-169.
- [11] 孙宜标,王亚朋,刘春芳. 永磁直线电机自适应区间二型模糊滑模控制[J]. 沈阳工业大学学报, 2017, 39(6): 601-606.
- [12] 任彦,王义敏,牛志强,等. 高阶终端滑模控制在稳定平台中的应用[J]. 控制工程, 2021, 28(3): 553-558.
- [13] 赵希梅,赵久威. 永磁直线同步电机的互补滑模变结构控制[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(10): 2552-2557.
- [14] 周达,张博,牟明川. 非奇异终端滑模控制永磁直线同步电机[J]. 国外电子测量技术, 2020, 39(10): 84-87.
- [15] 赵斌,周军,卢晓东,等. 考虑终端角度约束的自适应积分滑模制导律[J]. 控制与决策, 2017, 32(11): 1966-1972.
- [16] 姚崇,刘健美,龙云,等. 船用天然气发动机电子节气门自适应高阶滑模控制[J]. 仪器仪表学报, 2021, 42(11): 239-247.
- [17] 李江峰,向凤红. 板球系统的最优组合趋近律滑模控制[J]. 电子测量与仪器学报, 2021, 35(7): 98-105.
- [18] BHAT S P, BERNSTEIN D S. Geometric homogeneity with applications to finite-time stability[J]. Mathematics of Control Signals and Systems, 2005, 17(2): 101-127.

作者简介

李波, 硕士, 讲师, 主要研究方向为计算机应用、电机控制等。

E-mail: 438695@qq.com

梁宇飞, 硕士研究生, 主要研究方向为电机控制。

E-mail: laingyufedu@163.com