

DOI:10.19651/j.cnki.emt.2107635

基于 NLESO 的音圈电机互补滑模位置控制*

梁宇飞^{1,2} 石上瑶^{1,2} 武涛^{1,2} 张志兵^{1,2}

(1. 中北大学机械工程学院 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)对控制系统的精度及鲁棒性拥有较高的要求。针对其工作中存在因电机参数和机械摩擦力变化而造成非线性电磁特性的问题,对音圈电机进行原理分析并建立对应数学模型,将系统数学模型中不可测及未知干扰部分定义为总和干扰,利用非线性扩张状态观测器(NLESO)估计系统位置及总和扰动,将估计的总和扰动部分前馈补偿到控制回路中,由此提出一种基于非线性扩张状态观测器的闭环互补滑模位置控制算法。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 NLESO+CSMC 的方案相较于传统滑模控制在稳态误差方面最大可以减小 95.5%,完全跟踪时间最大可以减小 0.158 s,而且在改变期望信号后依旧保持较好的跟踪性能,提高了控制系统的精度及鲁棒性。

关键词: 音圈电机;互补滑模控制;非线性扩张状态观测器;位置控制

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

Complementary sliding mode position control of VCM based on NLESO

Liang Yufei^{1,2} Shi Shangyao^{1,2} Wu Tao^{1,2} Zhang Zhibing^{1,2}

(1. School of Mechanical Engineering, 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: Voice coil motors (VCM) have higher requirements for the accuracy and robustness of the control system. Aiming at the problem of non-linear electromagnetic characteristics caused by changes in motor parameters and mechanical friction in its work, the principle analysis of voice coil motors and the establishment of corresponding mathematical models are carried out, and the unmeasurable and unknown interference in the mathematical model of the system is defined as the total interference. Utilize the nonlinear extended state observer (NLESO) to estimate the system position and the total disturbance, and the estimated total disturbance is fed-forward to compensate the control loop, thus a non-linear extended state observer is proposed. The closed-loop complementary sliding mode position control algorithm. According to the deduced mathematical model, a system simulation model is established in MATLAB/Simulink. The simulation experiment shows that the NLESO+CSMC solution can reduce the steady-state error by up to 95.5% compared with the traditional sliding mode control, and the full tracking time can be reduced at the maximum. It is as small as 0.158 s, and it still maintains good tracking performance after changing the desired signal, which improves the accuracy and robustness of the control system.

Keywords: linear voice coil motor; complementary sliding mode control; nonlinear extended state observer; position control

0 引言

音圈电机(voice coil motor, VCM)是一种直接驱动力的无迟滞装置,多用于提供高精度的直线运动^[1]。VCM 利用与线圈连接的永磁体产生磁场以提供驱动力。由于动圈的质量通常较低,VCM 的速度非常快且稳定时间短。此外由

于 VCM 的电感较低,由此产生较低的电时间常数使 VCM 具有非常快的响应和带宽。VCM 直驱方式还具有诸多优势,例如零齿槽、零齿隙、低速平稳运动和无限分辨率等。由于上述诸多优点 VCM 已广泛应用于各种小范围定位应用中,然而 VCM 在工作中存在电机参数和机械摩擦力的变化,故 VCM 的动态特性是非线性且时变的。现在已经

收稿日期:2021-08-18

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

开发了诸多先进的控制策略来控制 VCM,如滑模控制^[2]、比例积分微分(PID)控制^[3]、神经网络控制^[4-7]、自抗扰控制^[8]、复合非线性反馈控制^[9]、迭代学习^[10]、模糊控制^[11]等。

在音圈电机的精密位置控制方面,许多学者对控制策略进行了大量研究。文献[4]提出一种基于 BP 神经网络 PID 的位置控制策略,在保持良好动态特性的同时保持了 PID 的高速稳定性,但由于神经网络的复杂性,需要提供较高的运算能力。文献[9]提出使用复合非线性反馈(CNF)结合干扰观测器(DOB)的控制算法,但主要针对多轴音圈电机的位置控制。文献[10]提出一种基于迭代学习的前馈+反馈的音圈电机轨迹跟踪的控制方案,但在迭代初期会出现较大偏差。文献[11]针对音圈电机在运动过程中受负载扰动等非线性因素的影响时,提出了模糊 PID 参数自整定位置控制策略,但特别依赖模糊规则制定的优劣性,实际应用中调整过于复杂。文献[12]在直驱阀用音圈电机控制系统中使用扩张状态观测器得到位置反馈信号、反馈信号的微分和总和扰动的实时估计值,并对扰动进行补偿,但使用 PID 控制的缺点是没有较强的抗干扰性。

滑模控制是一种典型的非线性控制策略,根本原理是使系统状态轨迹按照设定的滑动轨迹运动,但由于实际情况的复杂性难以完全跟踪,故当状态轨迹处于到达阶段时,实际状态轨迹会在设定轨迹两侧来回运动,可以起到增强系统稳定性的作用,相应的造成了系统抖振。本文采用的互补滑模控制采用广义滑模面和互补滑模面两部分,利用两个滑模面的作用在有效减小跟踪误差的同时降低了系统抖振^[13]。

扩张状态观测器的关键作用是动态补偿线性化,基本原理就是将系统模型的未建模部分、电机参数及摩擦力变化影响部分以及未知的外部干扰部分总体定义为总和干扰,在控制回路中进行前馈补偿以消除其对系统动态特性的影响。非线性扩张状态观测器(not liner extended ststc observer, NLESO)可以在准确估计总和扰动的同时具有估计效率高、峰化现象小的优点^[14-16]。

本文在建立 VCM 系统数学模型的基础上,提出一种基于非线性扩张状态观测器的互补滑模位置控制。利用非线性扩张状态观测器对系统位置和总和干扰进行实时估计并前馈补偿,将互补滑模控制作为系统主控制器,最后建立系统仿真模型以验证所提出控制策略的有效性,保证系统可以快速稳定的跟踪期望信号,达到较小的跟踪误差^[17]。

1 VCM 数学模型

动圈式 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。VCM 由流经线圈电流与永磁体相互作用,然后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。正电压使音圈电机在直线导轨上沿一个方向移动;而负电压

则使其向相反方向移动。此外,高分辨率光栅尺可以为闭环控制提供高精度的 VCM 位置反馈信号,进而控制音圈电机精准达到目标位置。动圈式 VCM 结构如图 1 所示。

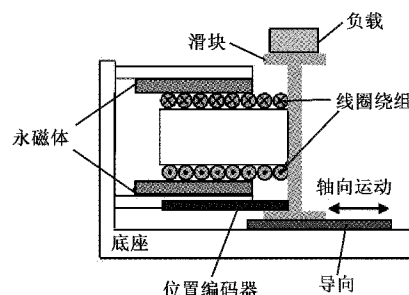


图 1 音圈电机模型

假设音圈电机为理想电机,且不考虑磁路饱和和迟滞特性等条件,音圈电机使用质量-阻尼式模型,根据电压平衡方程和力平衡方程建立 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。

由式(1)得音圈电机理想状态下动态方程:

$$\ddot{x} = \frac{K_t}{M} i_a - \frac{B}{M} \dot{x} - \frac{F_f}{M} = a\dot{x} + bu + c \quad (2)$$

式中: $a = -B/M$, $b = K_t/M$ 为标称状态下的参数; $u = i_a$ 为系统控制量。系统因外部干扰及摩擦力等不确定存在,可将式(2)改写为:

$$\ddot{x} = (a + \Delta A)\dot{x} + (b + \Delta B)u + (c + \Delta C) = bu + h \quad (3)$$

式中: $\Delta A, \Delta B, \Delta C$ 为系统参数引起的不确定量; $h = (a + \Delta A)\dot{x} + \Delta Bu + (c + \Delta C)$ 为系统的总和扰动,且 h 为有界值。

2 VCM 系统设计

本文所提出基于 NLESO 的互补滑模控制算法原理如图 2 所示。

2.1 非线性扩张状态观测器

音圈电机的理想动态方程式(3)等效为:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = bu + h \\ y = x_1 \end{cases} \quad (4)$$

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

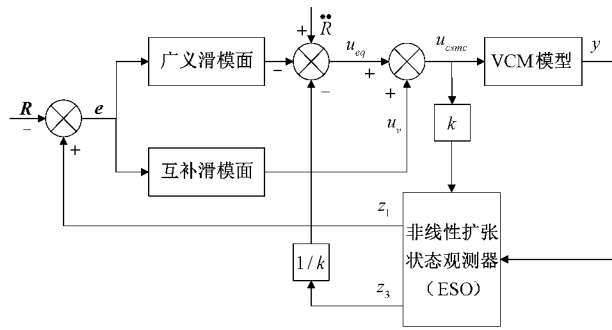


图 2 音圈电机位置控制原理

基于非线性扩张状态观测器的设计思想,利用 NLESO 估计总和扰动 h ,定义扩张状态 $x_3 = h$,则式(4)改写为:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = x_3 + bu \\ \dot{x}_3 = \dot{h} \end{cases} \quad (5)$$

令 $z_i, i=1,2,3$,分别为式(5)中状态变量 x_i 的观测值,则非线性扩张状态观测器表达式为:

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = z_1 - y \\ \dot{z}_1 = z_2 - \beta_1 fal(e_1, \alpha_1, \delta) \\ \dot{z}_2 = z_3 + bv - \beta_2 fal(e_1, \alpha_2, \delta) \\ \dot{z}_3 = -\beta_3 fal(e_1, \alpha_3, \delta) \end{cases} \quad (6)$$

式中: $\beta_1, \beta_2, \beta_3$ 为观测器增益系数; $v = ku(t)$ 为控制信号,其中 k 为补偿系数; $fal(e_1, \alpha_i, \delta)$ 为零点附近具有线性段的连续幂次函数,表达式为:

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

式中: $\alpha_i = [1, 0.5, 0.25], \delta = 0.02, \operatorname{sgn}(e)$ 为符号函数。

令 $\beta_1 = 1500, \beta_2 = 15000, \beta_3 = 230000$,采用该扩张状态观测器可以保证当 $t \rightarrow \infty$ 时, $z_i \rightarrow x_i, i=1,2,3$,且收敛到 $|z_i - x_i| \leq \Delta_i$,其中 Δ_i 为很小的正实数。

2.2 互补滑模变结构控制器设计

互补滑模变结构控制器由广义滑模面 s 和互补滑模面 s_c 组成,可以提高跟踪性能,并且在到达阶段由控制引起的误差瞬态响应非常好,最终达到抑制抖振的效果。

广义滑模面 s 定义为:

$$s = \left(\frac{d}{dt} + \lambda\right)^2 \int_0^t e(\tau) d\tau = \dot{e} + 2\lambda e + \lambda^2 \int_0^t e(\tau) d\tau \quad (7)$$

式中: $e = z_1 - R$ 为跟踪误差,其中 R 为期望信号; λ 为控制参数且为正实数。

由式(2)得:

$$s = \ddot{e} + 2\lambda \dot{e} + \lambda^2 e = bv + h - \ddot{R} + 2\lambda \dot{e} + \lambda^2 e \quad (8)$$

设计互补滑模面 s_c 为:

$$s_c = \left(\frac{d}{dt} + \lambda\right) \left(\frac{d}{dt} - \lambda\right) \int_0^t e(\tau) d\tau = \dot{e} - \lambda^2 \int_0^t e(\tau) d\tau \quad (9)$$

可得滑模面总和 $\sigma(t)$ 为:

$$\sigma(t) = s + s_c = 2(\dot{e} + \lambda e) \quad (10)$$

由式(8)~(10)可知广义滑模面和互补滑模面的关系为:

$$\dot{s} = \lambda \sigma(t) + \dot{s}_c \quad (11)$$

根据 NLESO 观测得到的系统总和扰动估计值 z_3 ,处理得到补偿值 $h = z_3/kb$,得出互补滑模控制率为:

$$u_{cmc} = u_{eq} + u_v \quad (12)$$

其中,

$$u_{eq} = \frac{1}{b} \left(\ddot{R} - \frac{z_3}{kb} - \lambda(2\dot{e} + \lambda e + s) \right)$$

$$u_v = -\frac{1}{b} \left(\rho \operatorname{sat}\left(\frac{\sigma(t)}{\phi}\right) \right)$$

式中: u_{eq} 为滑模等效控制部分; u_v 为滑模切换控制部分; k, ρ 均为补偿系数且为正实数; $\operatorname{sat}(\cdot)$ 为饱和函数,表示为:

$$\operatorname{sat}\left(\frac{\sigma(t)}{\phi}\right) = \begin{cases} \operatorname{sgn}\left(\frac{\sigma(t)}{\phi}\right), & |\sigma(t)| \geq \phi \\ \frac{\sigma(t)}{\phi}, & |\sigma(t)| < \phi \end{cases}$$

2.3 稳定性证明

针对式(5)建立李雅普诺夫函数:

$$V = \frac{1}{2}(s^2 + s_c^2) \quad (13)$$

对 Lyapunov 函数求导得:

$$\dot{V} = s\dot{s} + s_c\dot{s}_c = (s + s_c)(\dot{s} - \lambda s_c) \quad (14)$$

将式(8)、(11)和(12)代入式(14)中,可得:

$$\begin{aligned} \dot{V} = & -\lambda(s + s_c)^2 + (s + s_c) \left(h - \frac{z_3}{kb} \right) + \\ & (s + s_c) \left(-\rho \operatorname{sat}\left(\frac{\sigma(t)}{\phi}\right) \right) \end{aligned}$$

式中:当 $t \rightarrow \infty$ 时, $h - \frac{z_3}{kb} \rightarrow 0$ 。

故当 $t \rightarrow \infty$ 时:

$$\begin{aligned} \dot{V} = & -\lambda(s + s_c)^2 + (s + s_c) \left(-\rho \operatorname{sat}\left(\frac{\sigma(t)}{\phi}\right) \right) \leq \\ & -\lambda(s + s_c)^2 - \rho |s + s_c| \leq 0 \end{aligned} \quad (15)$$

通过构造的李雅普诺夫函数对控制系统进行稳定性分析,继而保证系统在有限时间内的收敛性,但其收敛速度由系统控制参数所决定。式(12)由扰动补偿项、等效控制项、切换控制项 3 部分组成。其中,扰动补偿项用于抑制因参数不确定、模型不准确、未知干扰等诸多情况存在的影响;等效控制项用于无扰动情况下系统位于滑模面上的控制;切换控制项用于保证状态轨迹不离开设定的滑动轨迹。

3 仿真结果及分析

为验证本文所提控制算法在跟踪精度控制及鲁棒性方面的优越性,根据上述推导的数学模型建立 MATLAB/

Simulink 仿真模型。分别对基于非线性扩张状态观测器的互补滑模位置控制和传统滑模位置两种控制方法的控制效果进行对比分析,从而检测所提出策略在位置跟踪响应速度及稳态误差方面的优劣性。根据仿真模型反复调节系统控制器参数,选取最优控制效果的控制参数。仿真所需电机参数如表 1 所示。基于非线性扩张状态观测器的互补滑模位置控制的相关控制参数如表 2 所示。传统滑模控制的控制参数如表 3 所示。

表 1 电机参数

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
电机转子质量	m_b	kg	0.035
电机负载质量	m_p	kg	3
黏性阻尼系数	B	$N \cdot s \cdot m^{-1}$	14.51

表 2 观测器与控制器参数

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

表 3 传统滑模控制器参数

参数	数值
λ	400
ϕ	0.02
ρ	50

对正弦信号 $y = 5\sin(2t)$ 进行跟踪,仿真结果如图 3 所示,具体性能如表 4 所示。本文所提算法 NLESO + CSMC 相较于传统滑模控制拥有更好的响应速度,所提算法在 0.21 s 后即可完全跟踪信号。NLESO + CSMC 的稳态误差是 0.004,传统滑模控制的稳态误差是 0.029,相比较所提算法比传统滑模控制的稳态误差减小了 86%,保证了控制系统的高精度位置控制。

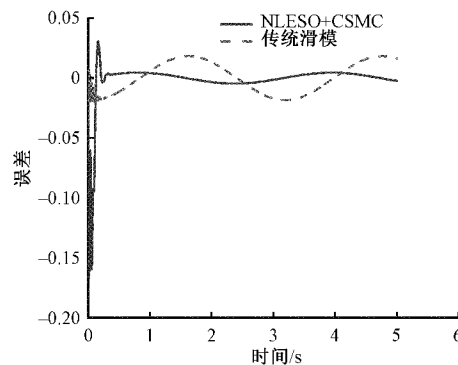
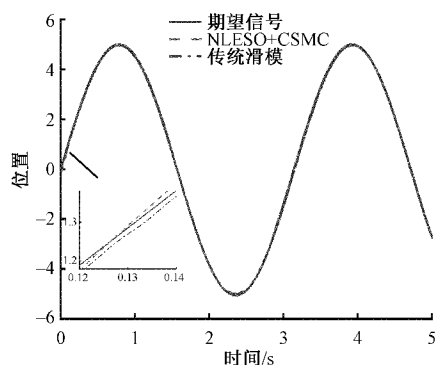


图 3 无干扰情况下跟踪 $5\sin(2t)$

表 4 跟踪 $5\sin(2t)$ 指令的性能对比

性能指标	传统滑模	NLESO+CSMC
上升时间/s	0.86	0.13
完全跟踪时间/s	0.31	0.21
稳态误差	0.029	0.004

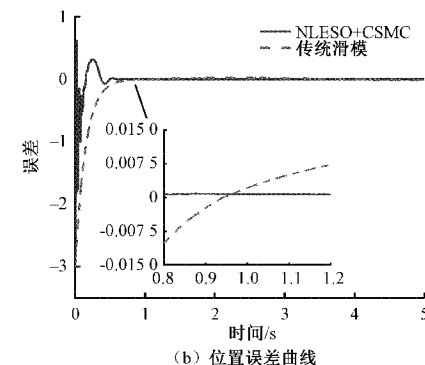
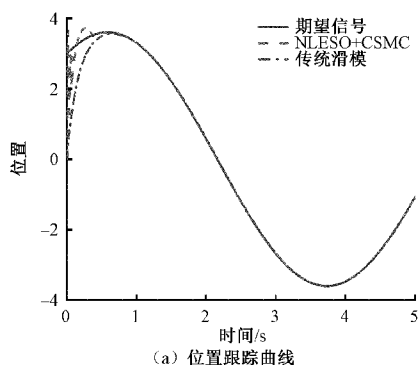


图 4 无干扰情况下跟踪 $2\sin(t) + 3\cos(t)$

在系统控制参数不改变的情况下,改变期望信号为 $y = 2\sin(t) + 3\cos(t)$ 进行跟踪,仿真结果如图 4 所示,具体性能如表 5 所示。所提算法的响应速度依旧快于传统滑模控制。NLESO + CSMC 的稳态误差是 0.000 4,传统滑模控制的稳态误差是 0.008 9,相比较所提算法比传统滑

表5 跟踪 $2\sin(t)+3\cos(t)$ 指令的性能对比

性能指标	传统滑模	NLESO+CSMC
上升时间/s	0.688	0.126
完全跟踪时间/s	0.688	0.53
稳态误差	0.008 9	0.000 4

模控制的稳态误差减小了 95.5%，而且在改变信号后可以更快更稳定的跟踪期望信号，保证控制系统的强鲁棒性。

综上所述，与传统滑模控制算法相比较，本文所提算法在稳态误差控制方面拥有绝对的优越性，同时也可以保持更快的响应速度；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，证明所提算法可以满足高精度与高鲁棒性的控制需求。

4 结 论

针对音圈电机位置控制中存在因摩擦及外部干扰存在的不可测控制问题，在建立音圈电机系统数学模型的基础上，对系统的控制策略进行研究，并进行系统仿真，得出如下结果。

1) 针对音圈电机所需的位置精度问题，提出基于非线性扩张状态观测器的互补滑模位置控制的控制策略，在抗干扰的同时可保持高精度控制。

2) 仿真实验表明，该控制策略可以更好地克服位置控制中存在的摩擦及外部干扰等不可测因素，系统对位置指令响应速度快，跟踪误差较小，可以满足音圈电机系统性能要求。

3) 本文所提算法在控制初期有较大抖振与超调，可以继续滑模趋近律方面进行研究继而减小抖振误差。

参考文献

- [1] 柴嘉伟, 贵献国. 音圈电机结构优化及应用综述[J]. 电工技术学报, 2021, 36(6): 1113-1125.
- [2] 郭新平, 汪成文, 刘华, 等. 基于扩张状态观测器的泵控电液伺服系统滑模控制[J]. 北京航空航天大学学报, 2020, 46(6): 1159-1168.
- [3] CHEN S Y, CHIA C S. Precision position control of a voice coil motor using self-tuning fractional order proportional-integral-derivative control[J]. Multidisciplinary Digital Publishing Institute, 2016, DOI: 10.3390/mi7110207, 7(11).
- [4] 杨风开, 杨红亮, 程素霞. 音圈电机定位的神经网络 PID

前馈控制方法[J]. 电气传动, 2019, 49(8): 62-65, 79.

- [5] 张立佳, 王大彧, 郭宏. 直线音圈电机的神经网络 PID 控制[J]. 电气传动, 2010, 40(6): 46-49.
- [6] 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.
- [7] 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.
- [8] 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.
- [9] 王永龙, 刘品宽. 阵列式音圈电机定位控制系统的设计[J]. 微电机, 2020, 53(5): 25-30.
- [10] 贺云波, 曾志强, 张昌. 迭代学习在音圈电机轨迹跟踪中的应用研究[J]. 机械设计与制造, 2020(4): 258-261.
- [11] 王大彧, 郭宏, 刘治, 等. 直驱阀用音圈电机的模糊非线性 PID 控制[J]. 电工技术学报, 2011, 26(3): 52-56.
- [12] 杨晓霞, 王帅, 邓永停, 等. 利用扩张状态观测器的交流永磁同步电机控制[J]. 电子测量与仪器学报, 2016, 30(5): 810-816.
- [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] 陈志翔, 高钦和, 谭立龙, 等. 基于非线性扩张状态观测器的直线电机 PD 控制[J]. 国防科技大学学报, 2018, 40(6): 151-156.
- [15] 罗鹏, 陈强. 基于非线性扩张状态观测器的位置伺服控制[J]. 控制工程, 2017, 24(11): 2350-2355.
- [16] 王大彧, 郭宏. 基于扩张状态观测器的直驱阀用音圈电机控制系统[J]. 中国电机工程学报, 2011, 31(9): 88-93.
- [17] 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.

作者简介

梁宇飞, 硕士研究生, 主要研究方向为电机控制。

E-mail: laingyufeidu@163.com

石上瑶(通信作者), 工学博士, 高级工程师, 主要研究方向为电机控制算法。

E-mail: peter.shi@nuc.edu.cn