

文章编号 1004-924X(2020)06-1365-10

## 音圈致动快速反射镜的降阶自抗扰控制

黄 浦<sup>1\*</sup>, 杨秀丽<sup>2</sup>, 修吉宏<sup>1</sup>, 李 军<sup>1</sup>, 李友一<sup>1</sup>

- (1. 中国科学院 长春光学精密机械与物理研究所 中国科学院航空光学成像与测量重点实验室, 吉林 长春 130033;
2. 空军航空大学, 吉林 长春 130022)

**摘要:**为改善航空光电载荷用音圈致动快速反射镜的控制性能,提出一种降阶自抗扰控制方法。首先,对快速反射镜(Fast Steering Mirror,FSM)模型进行了分析并获取了模型参数。根据自抗扰控制理论,设计了FSM的三阶通用自抗扰控制器。将电涡流传感器的测量结果视为已知,提出降阶扩张状态观测器及其对应的自抗扰控制器设计方法。根据控制器带宽设计思想,推导了对于FSM这类二阶欠阻尼对象的控制律,并给出了加入扰动补偿量的控制律的具体实现形式。实验结果表明,降阶自抗扰控制能明显改善FSM的位置阶跃响应动态性能,能实现无超调与振荡的阶跃响应,稳态时间由11.7 ms提升至9.2 ms,同时能够降低FSM对位置斜坡输入跟踪的稳态误差,并改善其速度响应动态过程,像移补偿稳速时间由10.2 ms提升至7.8 ms,提升约24%。降阶自抗扰控制具有实现简单、运算量小的特点,能够明显提升FSM的动态性能。

**关键词:**自抗扰控制;音圈致动;快速反射镜;降阶;带宽设计

**中图分类号:**TP273 **文献标识码:**A **doi:**10.3788/OPE.20202806.1365

## Reduced-order active disturbance rejection control of fast steering mirror driven by VCA

HUANG Pu<sup>1\*</sup>, YANG Xiu-li<sup>2</sup>, XIU Ji-hong<sup>1</sup>, LI Jun<sup>1</sup>, LI You-yi<sup>1</sup>

- (1. Key Laboratory of Airborne Optical Imaging and Measurement, Changchun Institute of Optics, Fine Mechanics and Physics, Chinese Academy of Sciences, Changchun 130033, China;
  2. Aviation University of Air Force, Changchun 130022, China)
- \*Corresponding author, E-mail: hpu8@163.com

**Abstract:** A reduced-order autodisturbance rejection control method was proposed to improve the control performance of a fast steering mirror(FSM) driven by VCA applied in aerial photoelectric loads. The FSM model was analyzed, and the model parameters were obtained. Based on the theory of active disturbance rejection control (ADRC), the general third-order ADRC of the FSM was designed. The eddy current sensor measurement results were assumed, and the reduced-order extended state observer and its corresponding ADRC design method were proposed. Based on the controller bandwidth design theory, the control law of the second-order under damped object, such as FSM, was deduced,

收稿日期:2019-11-26;修订日期:2019-12-27.

基金项目:科技部国家重点研发计划资助项目(No. 2017YFB0503001)

and the specific realization form of the control law with the disturbance compensation value was provided. The experimental results show that the reduced-order ADRC can significantly improve the dynamic performance of the positional step response of the FSM and can achieve a step response without overshoot and oscillation. The steady-state time reduces from 11.7 to 9.2 ms. In addition, the tracking steady-state error of the position ramp response declines, and the dynamic process of speed response improved. The speed stabilization time of image motion compensation drops from 10.2 to 7.8 ms, which is approximately 24%. The reduced-order ADRC can significantly improve the dynamic performance of FSM because of its simpler implementation and less computation.

**Key words:** active disturbance rejection control; driven by VCA; fast steering mirror; reduced-order; bandwidth design

## 1 引 言

在航空光电成像、天文望远镜和激光通讯等领域,快速反射镜(Fast Steering Mirror, FSM)被广泛用来实现自适应光学隔振及远距离图像稳定<sup>[1-3]</sup>,经常与较大惯量框架运动机构构成复合轴用来实现二次视轴稳定,能够大幅提高视轴稳定精度和控制带宽<sup>[4]</sup>。因 FSM 具有惯量小、响应快、带宽高、加速度大的特点,在航空光电设备中,一般用于传感器曝光期间的视轴稳定或大惯量框架摆扫像移或速度残差的快速补偿<sup>[5-6]</sup>。在实际工程应用中,FSM 有压电陶瓷致动和音圈致动两种。相比于压电陶瓷致动,音圈致动的 FSM 具有结构简单、驱动电压低、体积小、行程大等特点。音圈致动 FSM 行程大、带宽高,能使成像帧频更高,其像移补偿能力更强。因此,这类 FSM 在航空光电成像中的应用越来越广泛<sup>[7]</sup>。

在实际工程应用中,FSM 控制是典型的位置控制,只有位置传感器作为反馈,一般使用电涡流传感器、四象限传感器和电容传感器等作为位置反馈元件<sup>[8]</sup>。即使在航空成像中采用 FSM 执行像移速度补偿功能,也需要把惯性速率敏感元件敏感到的角速率信息进行积分后作为 FSM 位置的参考输入,以位置控制方式执行速度补偿<sup>[5]</sup>。目前,FSM 控制依然以传统 PID 思想为主,如二阶或多阶超前滞后控制、PID 和自适应前馈复合控制、PID 加零相差轨迹控制等<sup>[9-11]</sup>。针对 FSM 的一些先进控制方法也取得了一些成果,比如自适应鲁棒控制<sup>[4]</sup>、模糊控制<sup>[12]</sup>等,但一般实现过程复杂,难以满足工程应用需求。

控制问题的本质就是解决不确定性问题,即

消除对象内部模型的不确定性和外部扰动,反馈的根本目的也在于此<sup>[13-14]</sup>。自抗扰控制(Active Disturbance Rejection Control, ADRC)的核心是扩张状态观测器(Extended State Observer, ESO),其突出特征是能把作用于被控对象的所有内部模型与外部扰动等不确定因素都归结为总扰动来进行估计和补偿<sup>[15-16]</sup>。这种控制方法借鉴了现代控制理论中的观测器思想,但又摆脱了观测器设计对模型精确性的依赖。在自抗扰控制理论中,扩张状态观测器阶次比系统阶次高一阶。但对系统阶次而言,相对阶越高,则带来的相位滞后越大。若要降低扩张状态观测器带来的相位滞后,自然就需要降低观测器的阶次,前提是系统输出能够通过传感器等其他手段获得,且其输出的多阶导数已知<sup>[17-18]</sup>。这种采用了降阶扩张状态观测器的自抗扰控制称为降阶自抗扰控制。

本文以一种应用于航空光电载荷的音圈电机驱动 FSM 为研究对象,利用获取的对象模型设计了通用 ADRC。鉴于 FSM 位置输出采用电涡流传感器直接测量,因此设计了降阶后的 ADRC 进行控制,并采用跟踪微分器预测 FSM 位置的微分作为降阶扩张状态观测器的输入。这种方法不仅降低了观测器的设计与实现难度,还充分利用了模型和传感器输出等已知信息,提升了 FSM 的位置阶跃响应动态性能及用于航空光电载荷成像进行像移速度补偿时的速度响应性能。

## 2 快速反射镜及其模型

作为本文被控对象的 FSM 如图 1 所示。该反射镜采用柔性转轴,由两只音圈电机采用推拉方式驱动,设计机械行程为 $\pm 1^\circ$ 。



图1 快速反射镜实物

Fig. 1 Physical map of fast steering mirror

含有柔性转轴的 FSM 系统阻尼非常小,一般可以等效为弹簧-质量块模型进行描述。当 FSM 偏离平衡位置时,结构中的柔性轴就会产生弹性力矩。通常情况下,由于 FSM 采用了柔性轴,忽略电气时间常数,系统模型可简化为一个典型的二阶欠阻尼环节,其开环传递函数如式(1)所示:

$$G_p(s) = \frac{K\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}. \quad (1)$$

其中: $K$ 为开环增益, $\zeta$ 为阻尼, $\omega_n$ 为自然频率。

通过 FSM 的开环阶跃响应可以比较准确地获取其模型。FSM 的开环阶跃响应曲线见图 2。输入为电压值,输出为 FSM 的转角,曲线纵坐标为输出与输入之比。

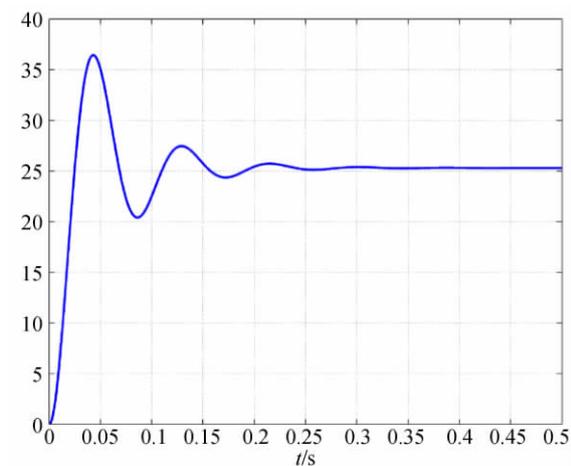


图2 FSM 开环阶跃响应曲线

Fig. 2 Open loop step response curve of FSM

从开环阶跃响应曲线可知,开环增益  $K=25.3$ ,峰值时间  $t_p=0.043$  s,超调量  $\sigma=36.4\%$ 。根据二阶欠阻尼系统峰值时间、超调量与阻尼、自然频率的近似关系,可以求得 FSM 系统的阻尼与自然频率。其中,系统阻尼为:

$$\zeta = \frac{\ln(1/\sigma)}{\sqrt{\pi^2 + (\ln(1/\sigma))^2}} = 0.306. \quad (2)$$

系统自然频率为:

$$\omega_n = \frac{\pi}{t_p \sqrt{1-\zeta^2}} = 76.74 \text{ rad/s}. \quad (3)$$

根据式(1),FSM 从电压输入到转角输出之间的开环传递函数为:

$$G_p(s) = \frac{\theta(s)}{U_i(s)} = \frac{148992}{s^2 + 46.96s + 5889}. \quad (4)$$

### 3 FSM 降阶自抗扰控制器设计

#### 3.1 FSM 的通用扩张状态观测器设计

根据现代控制理论,若系统满足可观性,就能通过其输入和输出信号对其状态进行观测。对于扩张状态观测器,目前工程中应用最广泛的是基于线性增益矩阵的线性扩张状态观测器(Linear Extended State Observer,LESO),以LESO为基础的自抗扰控制称为线性自抗扰控制(LADRC)。根据观测器带宽参数设计LESO方法<sup>[19]</sup>,使扩张状态观测器的设计实现难度大幅降低。

以 FSM 作为被控对象,其传递函数式(1)的微分形式可以写为:

$$\dot{y} = -2\zeta\omega_n \dot{y} - \omega_n^2 y + K\omega_n^2 u. \quad (5)$$

假设系统未知模型信息及外部扰动总和为  $w$ ,则式(5)可以写为:

$$\dot{y} = -2\zeta\omega_n \dot{y} - \omega_n^2 y + K\omega_n^2 u + w. \quad (6)$$

若系统模型完全未知,可令  $f = -2\zeta\omega_n \dot{y} - \omega_n^2 y + w$ ,此时式(6)可写为  $\dot{y} = f + K\omega_n^2 u$ ,此时  $f$  完全未知,将  $f$  扩张为该二阶系统的第三个状态,此时系统被简化为一个二阶积分器串联型系统。通常情况下,由于被控对象精确模型的不易获得性,这种对二阶系统的简化方式是自抗扰控制器设计中最普遍的方式。文献[16]、[19-20]对这种二阶积分器串联型系统的 ADRC 设计进行了详细的阐述。

对于 FSM 系统,已经获得了比较准确的模

型信息,尽管与对象精确的模型仍有差异,但已知的模型信息仍可降低系统的不确定性。既然 FSM 系统的比例、阻尼和自然频率等已知,则对式(6),可令  $f = \omega$ , 则式(6)可写为  $\dot{y} = -2\zeta\omega_n \dot{y} - \omega_n^2 y + K\omega_n^2 u + f$ , FSM 对象的状态空间表达式写为式(7)的形式,其中  $b_0 = K\omega_n^2$ 。

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = x_3 - \omega_n^2 x_1 - 2\zeta\omega_n x_2 + b_0 u \\ \dot{x}_3 = f \\ y = x_1 \end{cases} \quad (7)$$

扩张状态  $x_3$  代表了系统未知的模型信息与外部扰动总和。将它写为矩阵形式为:

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu + Ef \\ y = Cx \end{cases}, \quad (8)$$

$$\text{其中: } A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -\omega_n^2 & -2\zeta\omega_n & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} 0 \\ b_0 \\ 0 \end{bmatrix}, C =$$

$$(1 \ 0 \ 0), E = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}.$$

由二阶被扩张为三阶后的 FSM 对象的状态观测器可设计为:

$$\begin{cases} \dot{z} = Az + Bu + L(y - \hat{y}) \\ \hat{y} = Cz. \end{cases} \quad (9)$$

$$\text{其中 } L \text{ 为观测器增益向量, } L = \begin{bmatrix} \beta_1 \\ \beta_2 \\ \beta_3 \end{bmatrix}.$$

由式(8)和式(9)可知,误差传递矩阵可以写

$$\text{为 } A_e = A - LC = \begin{bmatrix} -\beta_1 & 1 & 0 \\ -\omega_n^2 - \beta_2 & -2\zeta\omega_n & 1 \\ -\beta_3 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \text{其特征}$$

方程为:

$$\lambda(s) = s^3 + (\beta_1 + 2\zeta\omega_n)s^2 + (\beta_2 + 2\zeta\omega_n\beta_1 + \omega_n^2)s + \beta_3. \quad (10)$$

根据扩张状态观测器的带宽设计方法,设观测器的带宽为  $\omega_o$ , 该三阶 LESO 的期望特征方程为:

$$\lambda(s) = (s + \omega_o)^3 = s^3 + 3\omega_o s^2 + 3\omega_o^2 s + \omega_o^3. \quad (11)$$

比较系数可得到观测器增益向量为:

$$L = \begin{bmatrix} \beta_1 \\ \beta_2 \\ \beta_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 3\omega_o - 2\zeta\omega_n \\ 3\omega_o^2 - 6\omega_o\zeta\omega_n + (4\zeta^2 - 1)\omega_n^2 \\ \omega_o^3 \end{bmatrix}. \quad (12)$$

对于 FSM 系统,在式(9)的 3 个观测器变量中,  $z_1$  是电涡流传感器输出  $y$  的估计值,  $z_2$  是输出信号微分  $\dot{y}$  的估计值,  $z_3$  是  $f$  的估计值。其具体实现形式为:

$$\begin{bmatrix} \dot{z}_1 \\ \dot{z}_2 \\ \dot{z}_3 \end{bmatrix} = (A - LC) \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ z_3 \end{bmatrix} + Bu + Ly. \quad (13)$$

这种方法将 FSM 的模型信息引入观测器设计过程中,显然能降低系统的不确定性。采用这种 LESO 设计的 FSM 通用自抗扰控制器的原理框图如图 3 所示。其中,跟踪微分器(Tracking Differentiator, TD)用于对位置指令进行缓变处理,以减小或消除系统超调。

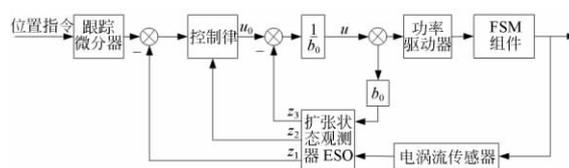


图 3 FSM 通用自抗扰控制器

Fig. 3 General ADRC of FSM

### 3.2 FSM 降阶扩张状态观测器设计

上述针对 FSM 设计的三阶 LESO,其特点是将电涡流传感器的测量值作为 LESO 的输入,而误差反馈采用了 LESO 输出的一阶量  $z_1$ 。这是一种全阶状态观测器,其优点是 LESO 对输出信号具有滤波的效果,可以降低测量噪声对系统性能的影响,但不可避免地将滞后引入到传感器的直接测量结果中。

降阶观测器的基本思想是若系统的部分状态变量已知或可由传感器直接测量得到,则该状态变量不需要观测估计。如果各阶状态变量可导,就只需要针对其他未知的状态变量进行估计。控制工程上对全阶和降阶观测器的优缺点没有明确的理论比较,通常认为降阶观测器具有实现简单的优点,但对噪声的抑制能力略弱于全阶观测器。

对 FSM 系统而言,系统输出指 FSM 的位置,其值由电涡流传感器直接测量得到,不需要对

该状态进行估计,因此可在上述全阶 LESO 的基础上设计降阶 LESO(Reduced Order LESO,RE-SO),去除不需要观测的传感器测量值  $y$  后,LE-SO 变为一个二阶扩张状态观测器,这一过程实际上是先扩张系统状态再降低观测器阶次的过程。

对于降阶后的观测器,其观测对象形式如下:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -2\zeta\omega_n x_1 + x_2 - \omega_n^2 y + b_0 u \\ \dot{x}_2 = \dot{f} \\ \dot{y} = x_1 \end{cases} \quad (14)$$

降阶后的系统状态变量  $x_1$  为传感器输出信号的微分,扩张状态  $x_2$  代表了系统未知的模型信息与外部扰动总和,其矩阵形式为:

$$\begin{cases} \dot{x} = \mathbf{A}_R x + \mathbf{B}_R u + \mathbf{H}_R y + \mathbf{E}_R \dot{f} \\ \dot{y} = \mathbf{C}_R x \end{cases} \quad (15)$$

其中:  $\mathbf{A}_R = \begin{pmatrix} -2\zeta\omega_n & 1 \\ 0 & 0 \end{pmatrix}$ ,  $\mathbf{B}_R = \begin{pmatrix} b_0 \\ 0 \end{pmatrix}$ ,  $\mathbf{C}_R = \begin{pmatrix} 1 & 0 \end{pmatrix}$ ,  $\mathbf{E}_R = \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \end{pmatrix}$ ,  $\mathbf{H}_R = \begin{pmatrix} -\omega_n^2 \\ 0 \end{pmatrix}$ 。

对于降阶后的对象,降阶扩张状态观测器形式<sup>[21]</sup>为:

$$\begin{cases} \dot{z} = \mathbf{A}_R z + \mathbf{B}_R u + \mathbf{H}_R y + \mathbf{L}(\dot{y} - \dot{\hat{y}}) \\ \dot{\hat{y}} = \mathbf{C}_R z \end{cases} \quad (16)$$

误差传递矩阵可写为:

$$\mathbf{A}_e = \mathbf{A}_R - \mathbf{L}_R \mathbf{C}_R = \begin{bmatrix} -2\zeta\omega_n - \beta_1 & 1 \\ \beta_2 & 0 \end{bmatrix}, \text{其特征}$$

方程为:

$$\lambda(s) = s^2 + (\beta_1 + 2\zeta\omega_n)s + \beta_2. \quad (17)$$

同样可根据 ESO 的带宽设计方法,设观测器的带宽为  $\omega_o$ ,该二阶 RESO 的期望特征方程可以写成:

$$\lambda(s) = (s + \omega_o)^2 = s^2 + 2\omega_o s + \omega_o^2. \quad (18)$$

比较系数可得到观测器增益向量如下:

$$\mathbf{L}_R = \begin{bmatrix} \beta_1 \\ \beta_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2\omega_o - 2\zeta\omega_n \\ \omega_o^2 \end{bmatrix}. \quad (19)$$

对于这种形式的 RESO,  $z_1$  是电涡流传感器输出  $y$  的微分估计值,  $z_2$  是  $f$  的估计值,其具体实现形式为:

$$\begin{bmatrix} \dot{z}_1 \\ \dot{z}_2 \end{bmatrix} = (\mathbf{A}_R - \mathbf{L}_R \mathbf{C}_R) \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \end{bmatrix} + \mathbf{L}_R \dot{y}. \quad (20)$$

显然,RESO 的工程实现更加简洁,运算量更小。RESO 实现的重要前提是需要求取输出

$y$  的微分作为 RESO 的输入值。工程实现时,一般可以采取对前后采样周期输出的  $y$  值进行差分的方式,但由于系统采样周期很小,这种差分无疑会给系统引入较大的微分噪声。因此,本文采用在反馈通道设计跟踪微分器求取输出  $y$  的微分作为 RESO 的输入。跟踪微分器对微分噪声的抑制效果明显优于简单差分方法<sup>[16]</sup>。采用这种 RESO 设计的 FSM 降阶自抗扰控制器(RLADRC)的原理框图如图 4 所示。

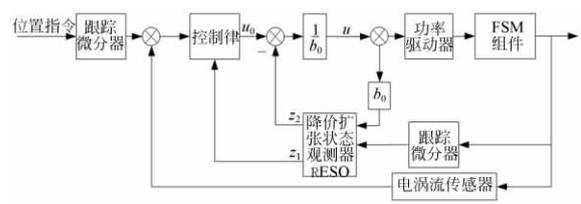


图 4 FSM 降阶自抗扰控制器

Fig. 4 Reduced order ADRC of FSM

### 3.3 FSM 控制律设计

控制工程中,除了那些不允许系统产生振荡响应的系统外,通常都希望系统具有适当阻尼。因此,对于 FSM 这类阻尼过小的系统应设法适当增大其阻尼。为降低系统阻尼,采用适当的超前控制和微分控制等方式是很必要的手段。

在自抗扰控制设计过程中,对于可以简化为二阶积分器串联型系统的对象,根据控制器的带宽参数化设计方法,一般可以采用 PD 控制器实现控制。本文也同样采用带宽设计方法来实现对 FSM 的控制。

对于典型的单位二阶欠阻尼系统,其标准型为:

$$G_p(s) = \frac{y(s)}{u(s)} = \frac{1}{s^2 + 2\zeta s + 1}. \quad (21)$$

设控制器带宽为  $\omega_c$ ,期望的闭环传递函数为:

$$G_{cl}(s) = \frac{y(s)}{r(s)} = \frac{\omega_c^2}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_c^2}. \quad (22)$$

将式(22)进行如下改写:

$$G_{cl}(s) = \frac{y(s)}{r(s)} = \frac{\omega_c^2}{(s^2 + 2\zeta s + 1) + (2\omega_c - 2\zeta)s + (\omega_c^2 - 1)} = \frac{\omega_c^2}{\frac{u(s)}{y(s)} + (2\omega_c - 2\zeta)s + (\omega_c^2 - 1)}. \quad (23)$$

求解式(23)可得:

$$u(s) = \omega_c^2(r(s) - y(s)) - (2\omega_c - 2\zeta)y(s)s + y(s), \quad (24)$$

一般认为  $\omega_c^2 \gg 1$ , 因此可忽略式(24)中的  $y(s)$ 。此外, 由于  $\omega_c \gg \zeta$ , 式(24)可写为:

$$u(s) = \omega_c^2(r(s) - y(s)) - 2\omega_c y(s)s. \quad (25)$$

这显然是一个 PD 控制算法的形式, 可以写为:

$$u = \omega_c^2(r - y) - 2\omega_c \dot{y}. \quad (26)$$

而式(1)的 FSM 的实际模型可以改写为:

$$G_p(s) = \frac{K}{\left(\frac{s}{\omega_n}\right)^2 + 2\zeta\frac{s}{\omega_n} + 1}. \quad (27)$$

因此, 相比标准型, 实际模型实际上是对标准模型进行增益和频率尺度化处理后的结果。从式(27)可知, 相比于标准型, 实际模型的比例尺度系数为  $K$ , 频率尺度系数为  $\omega_n$ 。考虑到标准型与实际模型的尺度系数, 实际采用的 PD 控制算法为:

$$u = K_p(r - y) - K_d \dot{y}, \quad (28)$$

其中:  $K_p = \frac{\omega_c^2}{K}$ ,  $K_d = \frac{2\zeta\omega_c}{K\omega_n}$ ,  $\xi$  为微分调整因子, 用于调整微分增益。

因此, 对于 FSM 这类二阶欠阻尼系统对象, 前向通道完全可以采用 PD 来实现控制。根据自抗扰控制思想, ESO 对系统扰动总和的估计值能够用于消除系统的扰动。这种扰动补偿方式在某种意义上能起到传统积分环节消除稳态误差的效果, 但不会导致滞后与超调。对于 FSM 通用 LADRC, LESO 的输出  $z_1$  是电涡流传感器输出  $y$  的估计值,  $z_2$  是输出信号微分  $\dot{y}$  的估计值,  $z_3$  是  $f$  的估计值。加入扰动补偿量后, 实际的控制量设计为:

$$u = \frac{K_p(r - z_1) - K_d z_2 - z_3}{b_0}. \quad (29)$$

对于 FSM 降阶自抗扰控制器 RLADRC,  $z_1$  是电涡流传感器输出  $y$  的微分估计值,  $z_2$  是  $f$  的估计值。加入扰动补偿量后, 实际的控制量设计为如下形式:

$$u = \frac{K_p(r - y) - K_d z_1 - z_2}{b_0}, \quad (30)$$

其中:  $b_0$  称为扰动补偿因子, 其物理意义为音圈电机的力系数与 FSM 惯量之比。虽存在理论

值, 但实际是算法中需要调整的参数。

## 4 实验结果及分析

以 FSM 作为实验对象, 采用 TMS320 F28335 型 DSP 作为处理器, 选用非接触式电涡流传感器作为 FSM 位置测量传感器, 系统的控制原理框图如图 5 所示。电涡流传感器的分辨率约为  $0.12 \mu\text{m}$ , 输出为模拟信号。DSP 通过 A/D 转换器采集传感器数据, 通过 D/A 转换器输出音圈电机控制信号至线性驱动电路, 给两只电机的控制电压相等, 方向相反, 以达到差动推拉效果。为提高 FSM 性能, 应尽可能采用更高的采样频率。本系统采用  $5 \text{ kHz}$  采样频率, 采样周期为  $0.0002 \text{ s}$ 。在每个采样周期内, 均需完成传感器数据采集和控制算法运算等。

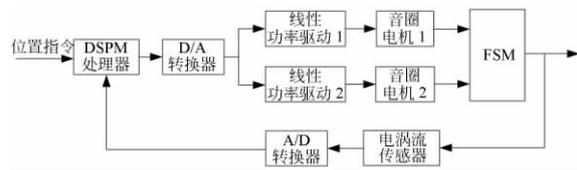


图 5 FSM 控制原理图

Fig. 5 Control schematic of FSM

对 FSM 的功率驱动而言, 工程上通常的调制方式有脉冲宽度调制 (Pulse Width Modulation, PWM) 驱动和线性驱动两种驱动形式。相比 PWM 驱动, 线性驱动具有对外辐射干扰小、控制精度高的特点。因此, 本文选用线性功率驱动方式来驱动 FSM 的音圈电机。

FSM 模型中开环增益、阻尼和自然频率等参数已知。根据以上 LADRC 和 RLADRC 控制器设计结果, 控制器需要整定的参数包括控制器带宽  $\omega_c$ 、观测器带宽  $\omega_o$ 、微分调整因子  $\xi$  和扰动补偿因子  $b_0$ 。已知模型参数与需实际整定参数结果见表 1。此外, 对位置指令进行处理的 TD 快速因子取为  $180\,000$ 。而对于 RLADRC 中用于提取输出微分信号的 TD, 其目的是尽可能快地跟踪输出信号并提取其微分, 因此其快速因子取值应尽可能大, 以避免产生信号滞后, 文中该参数取为  $10\,000\,000$ 。

表 1 FSM 自抗扰控制器参数

Tab. 1 Parameters of ADRC for FSM

参 数	值
FSM 开环增益 $K$	25.3
FSM 阻尼 $\zeta$	0.306
FSM 自然频率 $\omega_n$	76.74
控制器带宽 $\omega_c$	3 000
观测器带宽 $\omega_o$	3 000
微分调整因子 $\xi$	3
扰动补偿因子 $b_0$	400 000

FSM 在航空光电载荷中主要用于进行快速像移补偿。工作过程中,其典型输入包括阶跃输入和斜坡输入。其中,阶跃输入一般用于 FSM 补偿结束后快速回到初始位置;斜坡输入为 FSM 的补偿指令输入,一般通过对安装于载荷的惯性速率敏感元件(如光纤陀螺)输出进行积分获取。

4.1 FSM 的阶跃响应

FSM 的阶跃响应是衡量其性能的重要指标。在行程范围内,更快的阶跃响应、更稳定的动态过程是 FSM 控制的目标。对于本文的 FSM 组件,设计行程为  $\pm 1^\circ$ 。输入  $0.8^\circ$  阶跃,分别采用通用 LADRC 和 RLADRC 方法,获得的阶跃响应曲线如图 6 所示,阶跃响应过程中 LESO 和 RESO 估计的系统等效总扰动如图 7 所示。

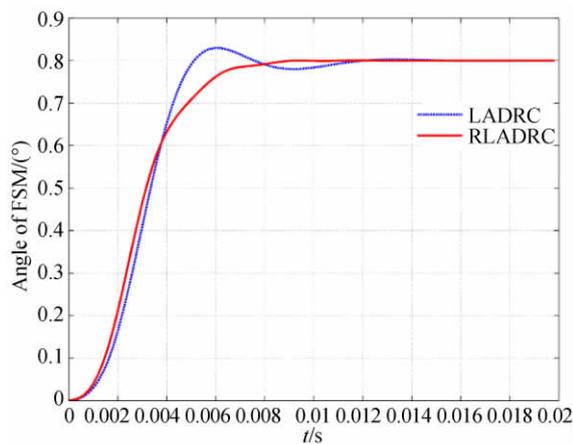


图 6 FSM 阶跃响应曲线

Fig. 6 Step response curves of FSM

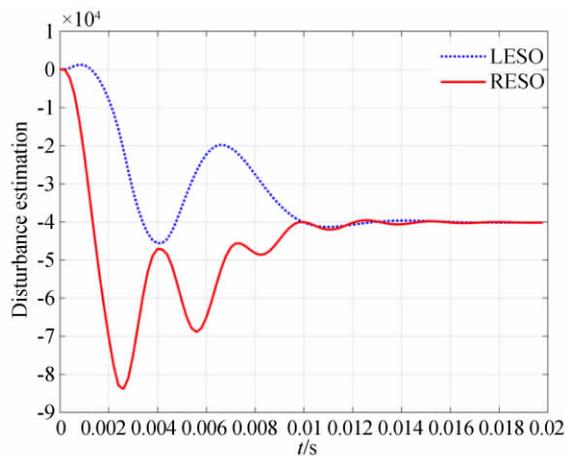


图 7 阶跃响应 LESO 和 RESO 的扰动估计值

Fig. 7 Disturbance estimation of LESO and RESO in step response

从位置阶跃响应曲线来看,RLADRC 的动态过程明显优于 LADRC。LADRC 经历一次振荡过程且产生了 1.5% 的超调;RLADRC 过渡过程平稳无振荡且无超调。从稳态时间看,以  $\pm 0.003^\circ$  误差带为标准,过渡过程耗时分别为 11.7 ms 和 9.2 ms,RLADRC 达到稳态的时间提升了约 21%。两种方法能达到的位置稳定精度基本一致,均优于  $0.001^\circ$ 。

4.2 FSM 的斜坡响应

航空光电载荷在扫描成像过程中,一般由大惯量框架或镜筒带动光学系统进行速度扫描,图像传感器在扫描过程中进行高帧频成像。FSM 在载荷工作过程中用于在成像过程中进行扫描速度补偿。以某光电载荷为例,成像过程中镜筒扫描速度为  $6^\circ/\text{s}$ ,光学系统无焦光路放大倍数为 10,FSM 补偿速度应为  $30^\circ/\text{s}$ 。由于 FSM 工作于位置系统,实际系统中需要采集镜筒陀螺的速度并进行积分获得角位置指令信号,是典型的斜坡输入信号。实验过程中,采用每个采样周期角位置指令增加  $0.006^\circ$  的方法实现  $30^\circ/\text{s}$  的斜坡指令输入。LADRC 和 RLADRC 对斜坡指令的跟踪曲线如图 8 所示。斜坡响应过程中 LESO 和 RESO 估计的系统等效总扰动如图 9 所示。

图 10 为 FSM 对斜坡位置输入的跟踪误差曲线。从斜坡响应误差曲线看,达到稳态后,RLADRC 对位置斜坡输入的跟踪误差由  $0.042^\circ$  降低至  $0.037^\circ$ 。

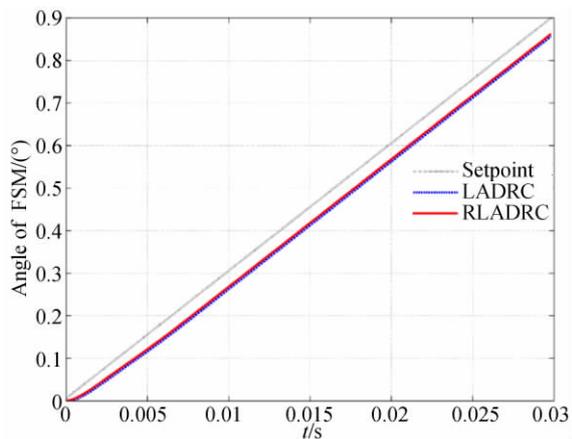


图 8 FSM 斜坡响应曲线  
Fig. 8 Ramp response curves of FSM

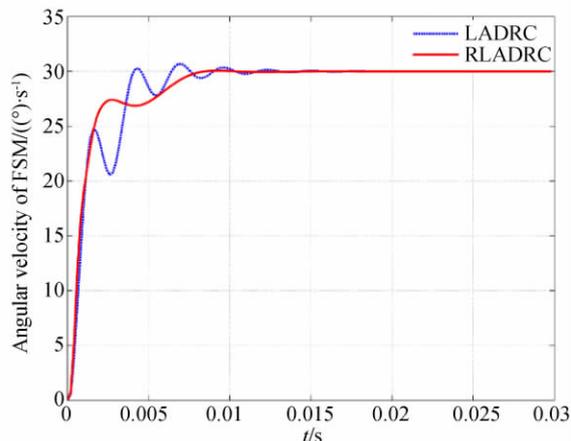


图 11 FSM 斜坡响应速度曲线  
Fig. 11 Speed curves of FSM ramp response

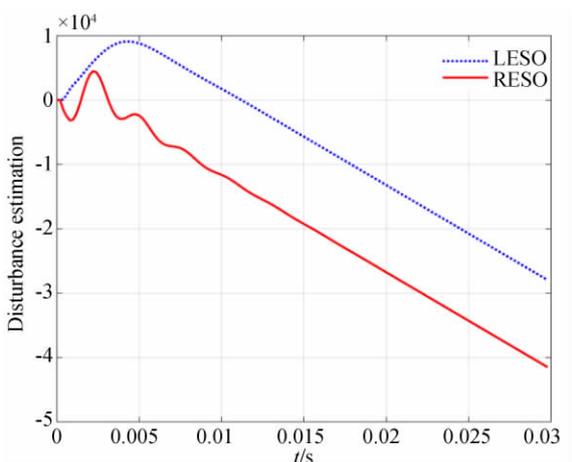


图 9 斜坡响应 LESO 和 RESO 的扰动估计值  
Fig. 9 Disturbance estimation of LESO and RESO in ramp response

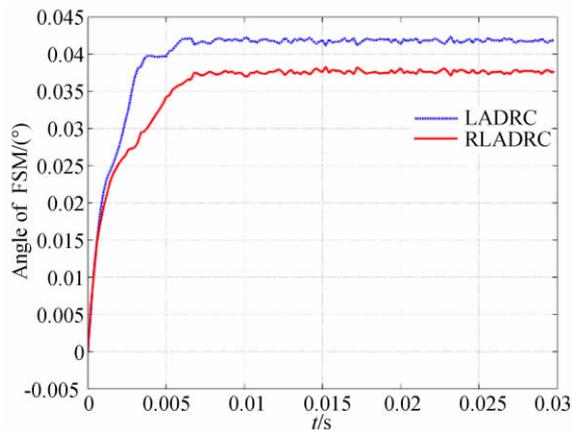


图 10 FSM 斜坡响应位置误差曲线  
Fig. 10 Position error curves of FSM ramp response

为获得 FSM 实际的速度曲线,在 FSM 位置输出端设计跟踪微分器,其输出结果中包含了输入位置信号的微分,即 FSM 的角速度。LADRC 和 RLADRC 在位置斜坡响应过程中的速度曲线如图 11 所示。从动态过程看,RLADRC 动态过程优于 LADRC,平稳无振荡,LADRC 的动态过程存在多次小幅值振荡。

FSM 以 20 Hz 帧频进行像移速度补偿及位置回位的连续工作曲线见图 12。帧周期为 50 ms,FSM 在第 30 ms 启动速度补偿,要求 10 ms 稳速,第 40~50 ms 为曝光成像时间。以 1% 稳速精度作为要求,LADRC 的稳速时间为 7.8 ms,RLADRC 的稳速时间为 10.2 ms,稳速时间提升约 24%。

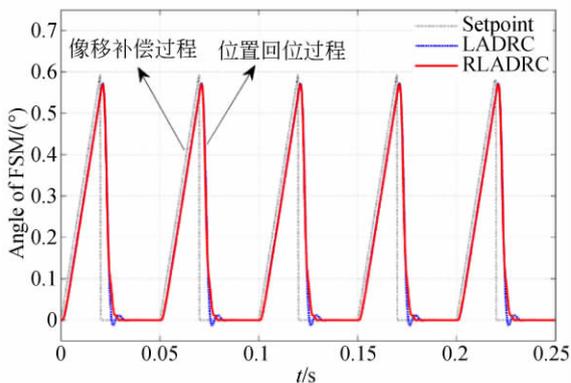


图 12 FSM 连续工作曲线  
Fig. 12 Continuous working curves of FSM

## 5 结 论

为实现一种音圈致动的快速反射镜的控制,本文对FSM模型进行了分析简化并获取了模型参数。根据自抗扰控制理论,设计了FSM的三阶通用LESO。将电涡流传感器测量结果视为已知,提出了降阶扩张状态观测器及其对应的自抗扰控制器设计方法。根据控制器带宽设计思想,对于

FSM这类二阶欠阻尼对象,采用PD控制策略能够实现其控制目标。实验结果表明,降阶自抗扰控制能明显改善FSM的位置阶跃响应动态性能,能实现无超调与振荡的阶跃响应,稳态时间由11.7 ms提升至9.2 ms。同时,能够降低FSM对位置斜坡输入跟踪的稳态误差并改善其速度曲线动态过程,像移补偿稳速时间由10.2 ms提升至7.8 ms,提升约24%。FSM降阶自抗扰控制具有实现简单、运算量小的优点,能够明显提升FSM的动态性能。

### 参考文献:

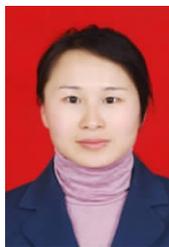
- [1] 张士涛. 音圈式大行程快速反射镜及其视轴稳定技术研究[D]. 北京: 中国科学院大学, 2019.  
ZHANG SH T. *Research on Large-scale Fast-steering-mirror Driven by Voice Coil Motor and Its Line-of-sight Stabilization Technology* [D]. Beijing: University of Chinese Academy of Sciences, 2019. (in Chinese)
- [2] CHANG T Q, WANG Q D, ZHANG L, *et al.*. Battlefield dynamic scanning and staring imaging system based on fast steering mirror[J]. *Journal of Systems Engineering and Electronics*, 2019, 30(1): 37-56.
- [3] IBRIR S, SU C Y, OOI B S, *et al.*. Fast and reliable control of steering mirrors with application to free-space communication[C]. *2017 International Conference on Advanced Mechatronic Systems (IC-AMEchS)*, 6-9 Dec. 2017, Xiamen, China. IEEE, 2017: 483-488.
- [4] 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)
- [5] 孙崇尚. 基于快速反射镜的高精度、宽频带扫描像移补偿技术研究[D]. 北京: 中国科学院大学, 2016.  
SUN C SH. *Research on the Scanning Image Motion Compensation Technology Based on Fast Steering with High Precision and Wide Frequency Range* [D]. Beijing: University of Chinese Academy of Sciences, 2016.
- [6] 王昱棠, 张宇鹏, 徐钰蕾. 压电陶瓷驱动快速反射镜双闭环控制[J]. *仪器仪表学报*, 2014, 35(S1): 68-72.  
WANG Y T, ZHANG Y P, XU Y L. Dual-loop control strategy for fast-steering mirror driven by PZT[J]. *Chinese Journal of Scientific Instrument*, 2014, 35(S1): 68-72. (in Chinese)
- [7] 王震, 程雪岷. 快速反射镜研究现状及未来发展[J]. *应用光学*, 2019, 40(3): 373-379.  
WANG ZH, CHENG X M. Research progress and development trend of fast steering mirror[J]. *Journal of Applied Optics*, 2019, 40(3): 373-379. (in Chinese)
- [8] 徐新行, 王恒坤, 韩旭东, 等. 机载小型化快速反射镜用微位移测量传感器设计[J]. *仪器仪表学报*, 2015, 36(9): 1937-1944.  
XU X H, WANG H K, HAN X D, *et al.*. Design of displacement sensor for fast steering mirror with small volume on airborne platform [J]. *Chinese Journal of Scientific Instrument*, 2015, 36(9): 1937-1944. (in Chinese)
- [9] TANG T. PID-I controller of charge coupled device-based tracking loop for fast-steering mirror[J]. *Optical Engineering*, 2011, 50(4): 043002.
- [10] 丁科, 黄永梅, 马佳光, 等. 抑制光束抖动的快速反射镜复合控制[J]. *光学精密工程*, 2011, 19(9): 1991-1998.  
DING K, HUANG Y M, MA J G, *et al.*. Composite control of fast-steering-mirror for beam jitter [J]. *Opt. Precision Eng.*, 2011, 19(9): 1991-1998. (in Chinese)
- [11] 张士涛, 张葆, 李贤涛, 等. 基于零相差轨迹控制方法提升快速反射镜性能[J]. *吉林大学学报: 工学版*, 2018, 48(3): 853-858.  
ZHANG SH T, ZHANG B, LI X T, *et al.*. Enhancing performance of FSM based on zero phase error tracking control[J]. *Journal of Jilin Uni-*

- versity: *Engineering and Technology Edition*, 2018, 48(3): 853-858. (in Chinese)
- [12] ALVI B A, ASIF M, SIDDIQUI F A, *et al.*. Fast steering mirror control using embedded self-learning fuzzy controller for free space optical communication[J]. *Wireless Personal Communications*, 2014, 76(3): 643-656.
- [13] 高志强. 控制工程的抗扰范式[C]. 第二十九届中国控制会议论文集. 北京, 2010: 6146-6151.  
GAO ZH Q. On disturbance rejection paradigm in control engineering [C]. *Proceedings of the 29th Chinese Control Conference*, 29-31 July 2010, Beijing, China: 6146-6151. (in Chinese)
- [14] GAO ZH Q, HUANG Y, HAN J Q. An alternative paradigm for control system design[C]. *Proceedings of the 40th IEEE Conference on Decision and Control (Cat. No. 01CH37228)*, 4-7 Dec. 2001, Orlando, FL, USA. IEEE, 2001: 4578-4585.
- [15] 韩京清. 自抗扰控制技术[J]. 前沿科学, 2007, 1(1): 24-31.  
HAN J Q. Auto disturbances rejection control technique[J]. *Frontier Science*, 2007, 1(1): 24-31. (in Chinese)
- [16] 韩京清. 自抗扰控制技术—估计补偿不确定因素的控制技术[M]. 北京: 国防工业出版社, 2008.  
HAN J Q. *Active Disturbance Rejection Control Technique—the technique for estimating and compensating the uncertainties* [M]. Beijing: National Defense Industry Press, 2008. (in Chinese)
- [17] PAWAR S N, CHILE R H, PATRE B M. Modified reduced order observer based linear active disturbance rejection control for TITO systems[J]. *ISA Transactions*, 2017, 71: 480-494.
- [18] GANG T. *Reduced-order Extended State Observer and Frequency Response Analysis* [D]. Cleveland: Cleveland State University, 2007.
- [19] GAO Z Q. Scaling and bandwidth-parameterization based controller tuning[C]. *Proceedings of the 2003 American Control Conference*, 2003. , 4-6 June 2003, Denver, CO, USA. IEEE, 2003: 4989-4996.
- [20] 黄浦, 杨秀丽, 修吉宏, 等. 基于扩张状态观测器的快速步进/凝视成像机构控制[J]. 光学精密工程, 2018, 26(8): 2084-2091.  
HUANG P, YANG X L, XIU J H, *et al.*. Extended state observer based control of fast step/stare imaging mechanisms [J]. *Opt. Precision Eng.*, 2018, 26(8): 2084-2091. (in Chinese)
- [21] 刘玉燕, 刘吉臻, 周世梁. 基于降阶状态观测器的压水堆功率自抗扰控制[J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(22): 6666-6674, 6779.  
LIU Y Y, LIU J ZH, ZHOU SH L. Active disturbance rejection control of pressurized water reactor power based on reduced-order extended state observer[J]. *Proceedings of the CSEE*, 2017, 37(22): 6666-6674, 6779. (in Chinese)

#### 作者简介:



黄浦 (1981—), 男, 湖北仙桃人, 博士, 副研究员, 2011 年于中科院长春光学精密机械与物理研究所获得博士学位, 主要从事航空成像与测量技术及先进数字控制技术的研究。E-mail: hpu8@163.com



杨秀丽 (1979—), 女, 吉林松原人, 硕士, 讲师, 2008 年于中科院长春光学精密机械与物理研究所获得硕士学位, 主要从事控制系统机械结构设计与有限元分析的研究。E-mail: yangxl0@163.com