

拼接镜面望远镜位移促动器系统的自抗扰控制

李 浩^{1,2,3}, 张振超^{1,2}, 李国平^{1,2}, 杜福嘉^{1,2}, 张 惠^{1,2,3}

1. 中国科学院国家天文台南京天文光学技术研究所, 江苏 南京 210042;
2. 中国科学院天文光学技术重点实验室(南京天文光学技术研究所), 江苏 南京 210042;
3. 中国科学院大学, 北京 100049)

摘 要: 针对拼接镜面望远镜主动光学控制技术的要求, 设计了一种改进型自抗扰控制器以改善位移促动器系统的位置跟踪性能和提高抗扰动能力。首先, 建立了拼接镜面位移促动器系统及扰动风载的数学模型; 设计了改进型自抗扰控制器, 并给出了控制器参数选择的方法。其次, 对位移促动器控制系统进行了仿真分析, 验证了控制器的可行性。最后, 利用风载扰动模拟装置, 在位移促动器系统中引入扰动, 并对比改进型自抗扰控制器与线性自抗扰控制器以及 PID 控制器控制性能。实验结果表明, 改进型自抗扰控制器系统阶跃跟踪的稳定时间为 201 ms, 稳态均方差为 7.1 nm, 无超调; 风载干扰实验中, 改进型 ADRC 的最大偏差值为 38.8 nm, 稳态均方差为 7.6 nm, 改进型 ADRC 的性能明显优于线性自抗扰控制器和 PID 控制器, 对提高位移促动器系统的性能有较高的实用性。

关键词: 拼接镜面望远镜; 位移促动器; 自抗扰控制; 扩张状态观测器; 跟踪微分器
中图分类号: TP273 **文献标志码:** A **DOI:** 10.3788/IRLA201948.0218005

Active disturbance rejection control of position actuator system for segmented mirror telescope

Li Hao^{1,2,3}, Zhang Zhenchao^{1,2}, Li Guoping^{1,2}, Du Fujia^{1,2}, Zhang Hui^{1,2,3}

(1. National Astronomical Observatories / Nanjing Institute of Astronomical Optics & Technology, Chinese Academy of Sciences, Nanjing 210042, China; 2. CAS Key Laboratory of Astronomical Optics & Technology, Nanjing Institute of Astronomical Optics & Technology, Nanjing 210042, China; 3. University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049, China)

Abstract: In order to meet the requirements of active optics control technology for segmented mirror telescope, an improved active disturbance rejection controller (ADRC) was designed to improve the position tracking performance of the position actuator and the capability of anti-disturbance. Firstly, the mathematical model of the position actuator, and the model of wind disturbance were established. The improved ADRC was described and the method of controller parameter selection was given. Secondly, the feasibility of the controller was demonstrated through a simulation of the control system of the position actuator. Finally, with the wind disturbance mechanism, the wind force was introduced into the position

收稿日期: 2018-09-10; 修订日期: 2018-10-20

基金项目: 国家自然科学基金(U1331204); 国家重点基础研究发展计划(2015CB857100)

作者简介: 李浩(1990-), 男, 博士生, 主要从事主动光学控制技术方面的研究。Email: hli@niaot.ac.cn

导师简介: 张振超(1954-), 男, 研究员, 博士生导师, 学士, 主要从事天文望远镜控制技术方面的研究。Email: zczhang@niaot.ac.cn

actuator system, and the performance of the improved ADRC, ADRC and the PID controller was compared by experiments. Experimental results show that the stability time of the step tracking of the improved ADRC is 201 ms, the steady-state mean square error is 7.1 nm, and there is no overshoot. In the anti-disturbance experiment, the maximum deviation of the improved ADRC is 38.8 nm and the steady-state mean square is 7.6 nm. These results illustrate that the performance of the improved ADRC is significantly better than those of ADRC and the PID controller, and the improved ADRC improves the performance of the position actuator system.

Key words: segmented mirror telescope; position actuator; active disturbance rejection control; extended state observer; tracking differentiator

0 引言

天文科学日新月异的发展,迫切需要研制和运行性能越来越强大的天文观测设备。中国未来要发展和建造大口径拼接镜面望远镜,主动光学系统是关键的一部分,其中位移促动器的主动位移控制是实现主动光学和大口径望远镜镜面拼接的一项关键技术,对于镜面面形保持、维持拼接镜面共焦、近红外共相、保持望远镜光学系统准直等起着至关重要的作用。大口径拼接镜面望远镜在观测过程中,重力变化、热变形、机架振动以及圆顶风载等因素都会影响面形误差^[1]。因此,深入研究位移促动器伺服系统在外界扰动情况下的模型与控制方法,以减小各种干扰对拼接镜面位置控制精度的影响非常重要。

目前位移促动器通常采用比例积分-微分-控制(PID)、积分控制(I)、开环控制等控制方法。凯克望远镜位移促动器利用积分控制器实现对镜面位置的控制,以补偿重力及温度变化引起的面形误差^[2]。郭守敬望远镜位移促动器采用开环的控制方法,实现望远镜的共焦观测。正在建造的欧洲极大望远镜^[3]以及计划建造的美国三十米望远镜^[4]采用PID控制对研制的位移促动器开展研究及测试。随着拼接主镜口径的不断增大,风力扰动成为影响面形控制精度的主要扰动源。因此,对位移促动器在风力作用下的稳定性能及抗扰性能提出了更高的要求。

自抗扰控制技术的思想是根据被控对象的输入输出对未知的扰动(包括未建模扰动和外界扰动)进行观测和补偿,从而将被控对象改造为积分串联型

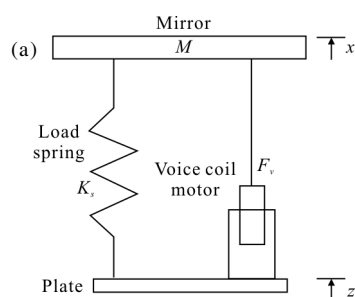
线性系统,然后利用状态误差反馈实现被控对象的自抗扰控制^[5]。但是在实际工程中,系统输出是被噪声污染的,如果不采用任何滤波处理,会影响系统的稳定精度甚至造成不稳定。针对这一问题,文中设计改进型自抗扰控制器(Active Disturbance Rejection Controller, ADRC)应用于音圈电机位移促动器系统,实现系统抗扰能力和稳定性能的提升。

1 系统数学模型分析及风载建模

在望远镜主动光学系统中,常用的促动器主要有步进电机促动器、音圈电机促动器、压电陶瓷促动器等。其中音圈电机以其大行程、高动态响应获得了广泛的应用。

1.1 数学模型分析

数学模型是进行系统分析、设计和研究的基础。针对音圈电机位移促动器系统建立数学模型,可用于仿真设计及测试,为控制系统的参数配置提供理论依据。音圈电机位移促动器可以简化成一个弹簧-质量系统,结构如图 1(a)所示。负载弹簧平衡镜面的重量,以降低音圈电机功耗,减少热量产生,通过改变音圈电机线圈电流的大小和方向实现对镜面的位置控制。图 1(b)所示为音圈电机位移促动器实物图。



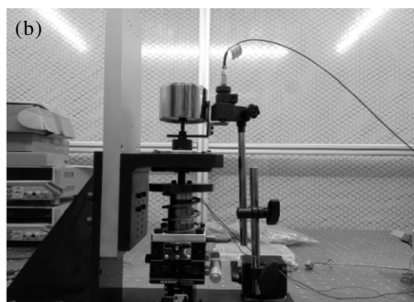


图 1 音圈电机位移促动器原理图及实物图

Fig.1 Schematic diagram and picture of voice coil actuator

通过对促动器系统的动力学及音圈电机电路原理分析可得^[6]:

位移促动器力平衡方程如公式(1)所示:

$$F_s + F_a - F_v = 0 \quad (1)$$

式中: $F_s = K_s x$; $F_a = M \ddot{x}$; $F_v = K_v i$ 。 F_s 为负载弹簧的弹力; F_a 为运动部件的惯性力; F_v 为音圈电机输出力; K_s 为负载弹簧的弹性系数; M 为运动部件的总质量; x 为镜面的位移; K_v 为音圈电机的力常数; i 为线圈电流。

音圈电机电压平衡方程如公式(2)所示:

$$E = Ri + L \frac{di}{dt} + BI \frac{dx}{dt} \quad (2)$$

式中: E 为输出电压; R 为线圈电阻; L 为线圈电感; BI (记为 K_c) 为反电动势常数。

经拉普拉斯变换, 联立公式(1)、(2), 得到:

$$\begin{cases} K_s x + Ms^2 x - K_v i = 0 \\ E = Ri + Lsi + K_c s x = 0 \end{cases} \quad (3)$$

音圈电机线圈的电感较小, 实测值为 1 mH, 因此, 忽略其影响。将系统简化为二阶系统得到系统传递函数如公式(4)所示:

$$\frac{x(s)}{E(s)} = \frac{K_v}{RM s^2 + (LK_s + K_v K_c)s + RK_s} \quad (4)$$

1.2 风载干扰

大口径望远镜的体积庞大, 且坐落于山顶, 虽然圆顶和风屏等设计有削弱风载的作用, 但是在外界风速很大的情况下, 圆顶内的风载还是会对望远镜位移促动器的控制产生影响。故在设计和分析控制系统时, 需要分析风载的影响。该研究采用冯卡门风速谱模型^[7]来分析风的特性。该模型主要通过两个

参数对风速谱进行刻画: 增益(C_{pt}^{vK})以及带宽(f_0), 对于绝大部分风载, 其带宽为 1 rad/s(1/2π Hz)。

$$\Phi_{pt}^{vK}(f) = \frac{C_{pt}^{vK}}{\left[1 + \left(\frac{f}{f_0}\right)^2\right]^{\frac{7}{6}}} \quad (5)$$

然后采用:

$$f_{wind} = \frac{1}{2} \rho A C_d V^2 \quad (6)$$

将风速信号转换为风力信号, 式中: f_{wind} 为作用在促动器的风力; ρ 为望远镜所在台址的空气密度; A 为迎风面积; C_d 为阻力系数; V 为风速。

2 改进型自抗扰控制器设计

自抗扰控制器主要由三部分组成: 跟踪微分器(Tracking-Differentiator, TD)、扩张状态观测器(Extended State Observer, ESO)和非线性状态误差反馈(Nonlinear State Error Feedback, NLSEF)^[8]。ESO 和 NLSEF 采用非线性函数构成, 需整定的参数过多, 给工程设计带来极大不便。当采用步长足够小时, 用线性函数构成不仅控制效果好, 而且结构简单容易实现^[9]。拼接镜面望远镜在跟踪观测过程中, 会受到外界扰动(重力、温度、风扰等)的影响, 从而引起镜面面形改变, 另外, 利用传感器检测系统输出时, 得到的信号中含有大量的测量噪声, 导致系统的稳态性能变差。针对以上原因, 设计了一种改进型 ADRC, 以线性 ADRC 控制器为原型, 使用线性 ESO 和线性状态误差反馈, 对扰动进行估计、补偿, 提高系统的抗扰性能, 在反馈回路上引入 TD 对控制器进行改进, 利用 TD 对系统的量测信号滤波功能, 提高音圈电机位移促动器系统稳态性能。改进型 ADRC 的结构如图 2 所示。

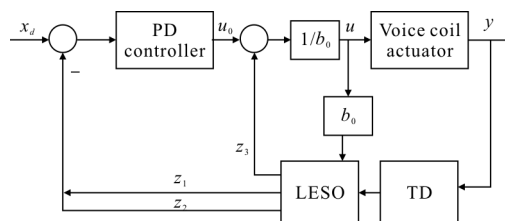


图 2 改进型自抗扰控制器结构图

Fig.2 Block diagram of improved ADRC

2.1 跟踪微分器设计

二阶跟踪微分器 TD 的离散形式为^[8]:

$$\begin{cases} x_1(k+1)=x_1(k)+hx_2(k) \\ x_2(k+1)=x_2(k)+hfhan(x_1(k)-x_d(k),x_2(k),r,h_0) \end{cases} \quad (7)$$

$$fhan(x_1(k)-x_d(k),x_2(k),r,h_0)=\begin{cases} -rsgn(a), |a|>d \\ -r\frac{a}{d}, |a|\leq d \end{cases} \quad (8)$$

$$\begin{cases} d=r\cdot h_0 \\ d_0=h_0\cdot d \\ x_0=x_1-x_d+h_0\cdot x_2 \\ a_0=\sqrt{d^2+8r|x_0|} \\ a=\begin{cases} x_2(k)+\frac{(a_0-d)}{2}\cdot sgn(x_0), |x_0|>d_0 \\ x_2(k)+\frac{x_0}{h_0}, |x_0|\leq d_0 \end{cases} \end{cases} \quad (9)$$

式中: r 为速度因子; $x_d(k)$ 为输入量; $x_1(k)$ 为输出量, 会在加速度 r 的限制下以最快的速度跟踪输入 $x_d(k)$ ^[10]; h 为步长; h_0 为滤波因子, 大小一般为步长的整数倍, 数值越大, 滤波效果越明显; $fhan$ 为离散域的最速控制综合函数。当输入信号被噪声污染时, 微分信号会加剧对噪声放大, 因此选取适当的 h_0 可以减小速度曲线中的超调现象, 从而抑制微分信号中的噪声放大^[8]。通过分析跟踪微分器频率特性, 跟踪微分器相当于低通滤波器^[11], 带宽跟 r 有关。

为了验证跟踪微分器的滤波性能, 对实际位移传感器的输出信号进行滤波, 经设计选择 $r=1\ 000\ 000$, $h_0=0.002$, 系统滤波性能如图 3 所示。滤波前后信号的均方差分别为 6.6 nm 和 4.9 nm, 可见, 跟踪滤波器具有很好的滤波效果。

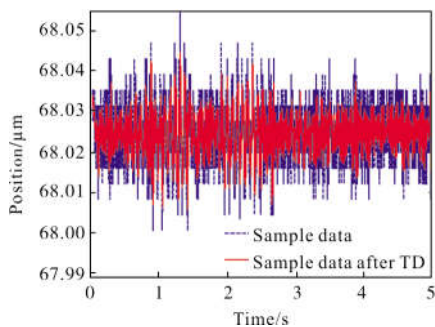


图 3 跟踪微分器的滤波性能

Fig.3 Filtering performance of TD

针对滤波操作造成的信号相位损失, 利用 TD

产生的微分项并采用预报算法^[8]对信号进行补偿, 式中 γ 为预报因子。

$$\tilde{x}_1(k)=x_1(k)+\gamma hx_2(x) \quad (10)$$

2.2 线性扩张状态观测器设计

ESO 是自抗扰控制器的核心部分, 能够将所有影响系统稳定输出的因素作为一个整体, 统称为“总和扰动”, 并将其扩张成为一个新的状态变量, 对系统中的各个状态变量以及“总和扰动”进行观测^[12]。

二阶系统为:

$$\begin{cases} \dot{x}_1=x_2 \\ \dot{x}_2=f(t, x_1, x_2, w)+bu \\ y=x_1 \end{cases} \quad (11)$$

式中: 将“总和扰动”作为新的状态变量 $x_3=f(t, x_1, x_2, w)+(b-b_0)u$, b_0 为估计值。

令 $\dot{x}_3=g$, 则被控系统成为:

$$\begin{cases} \dot{x}_1=x_2 \\ \dot{x}_2=x_3+b_0u \\ \dot{x}_3=g \\ y=x_1 \end{cases} \quad (12)$$

线性系统公式(12)的状态方程如公式(13)所示:

$$\begin{cases} \dot{x}=Ax+Bu+ Eh \\ y=Cx \end{cases} \quad (13)$$

式中: $A=\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$; $B=\begin{bmatrix} 0 \\ b_0 \\ 0 \end{bmatrix}$; $C=[1 \ 0 \ 0]$, $E=\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}$ 。

设计渐进状态观测器对新的线性系统的状态进行观测, 状态观测器的结构如公式(14)所示:

$$\dot{z}=Az+Bu+L(y-Cz) \quad (14)$$

这里, $z=\begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ z_3 \end{bmatrix}$ 中的 z_1 、 z_2 、 z_3 分别对应的是系统状

态向量 x_1 、 x_2 、 x_3 的估计, $L=\begin{bmatrix} \beta_{01} \\ \beta_{02} \\ \beta_{03} \end{bmatrix}$ 是观测器增益矩阵。

线性扩张观测器的特征方程如公式(15)所示:

$$\lambda(s)=s^3+\beta_{01}s^2+\beta_{02}s+\beta_{03} \quad (15)$$

文中采用高志强教授提出的带宽概念来确定观测器的参数^[13]。根据极点配置定理, 将状态观测器极

点配置在令 $-\omega_0$, 即 $\lambda(s)=(s+\omega_0)^3$, 于是 $\beta_{01}=3\omega_0$, $\beta_{02}=3\omega_0^2$, $\beta_{03}=\omega_0^3$, ω_0 为扩张状态观测器带宽。

2.3 线性误差反馈律

利用估计的总扰动 z_3 , 设计控制律为 $u=(u_0-z_3)/b_0$, 进而系统简化为一个积分串联型系统: $\ddot{x}=f(\cdot)+bu=(f(\cdot)-z_3)+u_0 \approx u_0$, 对于一个双积分系统, 采用 PD 控制器进行控制, 则 $u_0=k_p(r-z_1)-k_d z_2$, 闭环系统的传递函数为:

$$G_c = \frac{k_p}{s^2 + k_d s + k_p} \quad (16)$$

令 $(s+\omega_c)^2 = s^2 + k_d s + k_p$, $k_d = 2\omega_c$, $k_p = \omega_c^2$, 其中 ω_c 为系统带宽。

3 仿真分析

为了对比不同控制器的性能, 在相同的 MATLAB/SIMULINK 环境下建立经典 PID 控制、ADRC、改进型线性 ADRC 控制器模型。在相同扰动和输出测量噪声的情况下, 进行对比分析。

利用频响函数测量仪, 测得音圈电机位移促动器系统的频率特性, 伯德图如图 4 所示。

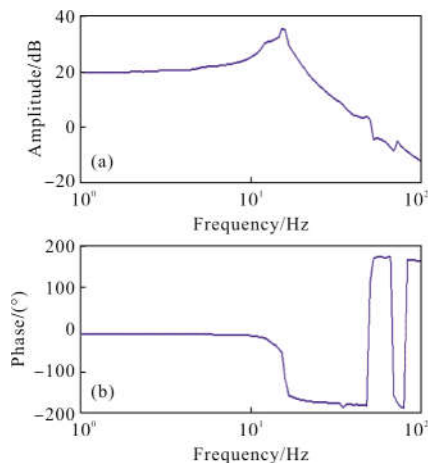


图 4 系统的伯德图

Fig.4 Bode diagram of system

通过线性变换将系统输出/输入单位 V/V 转化为 $\mu\text{m}/\text{V}$, 音圈电机位移促动器的传递函数为:

$$\frac{X(s)}{U(s)} = \frac{1\ 283\ 076.25}{s^2 + 16.851s + 10\ 506.25} \quad (17)$$

利用 Matlab PID tuner 工具箱对 PID 控制器参

数进行优化调整。ADRC 控制器一共有三个参数, 根据设计要求进行选择 ω_c 和 ω_o , ω_0 的值越大, 观测器的带宽越高, 跟踪速度越快, 跟踪精度越高, 但同时也会将传感器的噪声引入到反馈回路上。根据现代控制理论, 参数选择时应满足闭环主导极点的概念, 即观测器的期望极点与虚轴的距离比闭环系统的期望极点与虚轴的距离远五倍以上, 因此, 观测器与控制器的带宽选择一般为 $\omega_o = 5 \sim 10 \omega_c$ [14]。参数 b 跟被控对象有关, 根据系统的传递函数及特点确定。改进型 ADRC 中的跟踪微分器带宽 ω_t 与速度因子 r 的关系为 $\omega_c = 1.14 \sqrt{r}$ [8], 速度因子值越大, 跟踪速度越大, 但滤波效果变差, h_0 为步长的整数倍, 其值越大, 滤波效果越明显, 但是会增加跟踪的延迟。

经过优化设计, 控制器参数分别为: PID 控制器参数为 $K_p=0.425, K_i=7.926, K_d=0.001\ 9$; ADRC 的参数为: $\omega_c=126, \omega_o=1\ 600, b_0=1\ 283\ 076$; 改进型 ADRC 中 TD 的参数为: $r=1\ 000\ 000, h_0=0.001, \gamma=2$ 。

3.1 传感器噪声环境下系统性能对比

试验采用的电容式传感器测量噪声有效值为 5.8 nm。仿真时, 在系统中加入均值为 0, 方差为 0.000 4 的随机信号来模拟传感器的量测噪声。输入幅值为 $10\ \mu\text{m}$ 的阶跃信号。由图 5 和表 1 可知, 改进

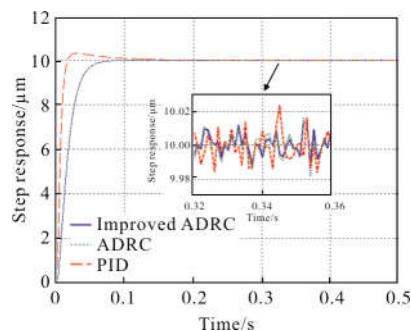


图 5 $10\ \mu\text{m}$ 位置阶跃响应曲线

Fig.5 Step response curve of position at $10\ \mu\text{m}$

表 1 不同控制器性能对比

Tab.1 Performance comparison of different controllers

Controller	Overshoot	Settling time/ms	Steady-state error RMS/nm
PID	3.2%	214	8.1
ADRC	0%	92	7.7
Improved ADRC	0%	91	7.0

型 ADRC 和 ADRC 的动态性能优于 PID 控制器,且改进型 ADRC 系统具有更高的稳态精度。

3.2 系统抗扰性能分析

目标位置为 10 μm,在系统中加入扰动风力,将

$$H(s) = \frac{1.521s^3 - 0.3281s^2 - 0.0836s + 0.002921}{s^5 + 7.754s^4 + 4.669s^3 + 0.6155s^2 + 0.01956s + 0.0001544} \quad (18)$$

风力公式(6)中的参数选择: $A=0.0707\text{ m}^2$,其值为试验平台使用的对角线长 33 cm 的六边形镜面的面积,试验平台主镜口径 1 m,由七块六边形子镜拼接而成。 $\rho=1.205\text{ kg/m}^3, C_d=1$ 。经优化设计,确定控制器参数,系统响应如图 6 所示,时间为 300 s。结果表明:在改进型 ADRC 和 ADRC 控制作用下,系统的稳态均方差分别为 7.1 nm 和 7.8 nm,在 PID 控制作用下,系统的稳态均方差为 34.4 nm。可见,在风载干扰的环境下,与 PID 控制器相比,采用改进型 ADRC 和 ADRC 系统的稳定精度分别提高了 79.3%、77.3%,抗扰性能明显优于 PID 控制器。改进型 ADRC 与 ADRC 的 ESO 对扰动的观测情况如图 7 所示。可见,两种控制器能够实时地跟踪“总和扰动”,且改进型 ADRC 的跟踪精度优于 ADRC。

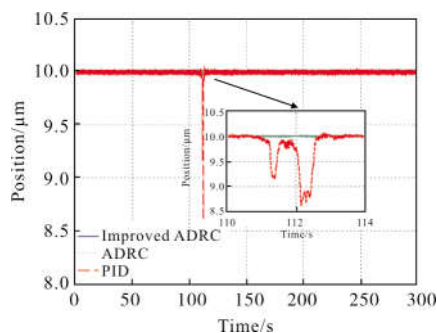


图 6 不同控制器响应曲线

Fig.6 Response curves by different controllers

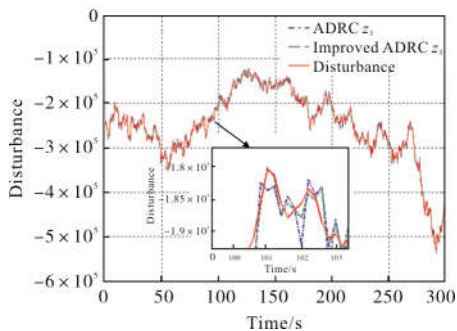


图 7 “总和扰动”的观测情况

Fig.7 "Total disturbance" observations

随机高斯白噪声信号经过由冯卡门风速谱模型并结合实际风速数据设计的滤波器,得到时域内的风速信号,滤波器采用参考文献[1]中设计的滤波器如公式(18)所示:

4 实验验证

位移促动器系统由音圈电机位移促动器、功率放大器 HEAS -20、电容传感器系统 ACCUMEASURE 9000、HT-6501 模数数模转换模块(A/D、D/A)、控制器、扰动机构(力促动器及控制器)组成。利用上位机多媒体定时器实现系统控制器的设计及控制,控制频率为 1kHz。控制信号经过 D/A 转换器转化的模拟信号传送到功率放大器驱动音圈电机。同时,电容传感器采集促动器输出的位置信号,经过 A/D 转换器传送到上位机的控制器中,实现音圈电机位移促动器的位置控制。实验装置如图 8 所示。扰动机构由力促动器及其控制系统组成。文中分别对 PID 控制器、ADRC、改进型 ADRC 的控制方案进行对比。

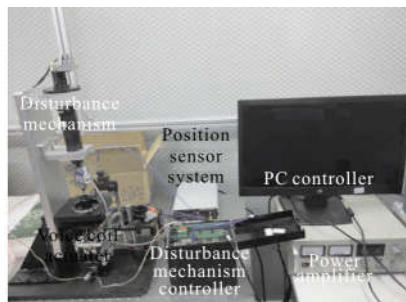


图 8 控制系统实验平台

Fig.8 Experimental bench of control system

4.1 系统的阶跃响应性能

音圈电机位移促动器的输出范围为 0 ~125 μm,初始位置设为 52 μm,目标位置指令为 60 μm,不同控制器控制的响应曲线如图 9 所示。系统性能对比如表 2 所示。改进型 ADRC 和 ADRC 的稳定时间与 PID 控制器相比缩短了约 66.4%,而且无超调。在稳态精度方面,改进型 ADRC 比 ADRC 提高了 10.1%,较 PID 提高了 14.4%。实验结果表明,相比于 PID 控制器,改进型 ADRC 和 ADRC 具有更好

的动态性能,且改进型 ADRC 的稳态性能更优。

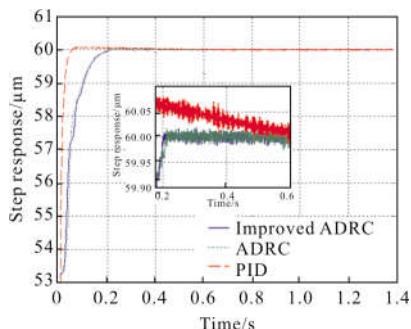


图 9 系统阶跃响应曲线

Fig.9 Step response curve

表 2 控制器性能对比

Tab.2 Performance comparison of different controllers

Controller	Overshoot	Settling time/ms	Steady-state error RMS/nm
PID	1.3%	596	8.3
ADRC	0%	209	7.9
Improved ADRC	0%	201	7.1

4.2 抗扰实验

在控制器抗扰性能测试实验中,利用力促动器在音圈电机位移促动器的输出端加入扰动风载,持续时间为 10 min,风力平均值为 2.07 N。施加的风力数据是根据 MATLAB 仿真数据实现。如图 10 所示。

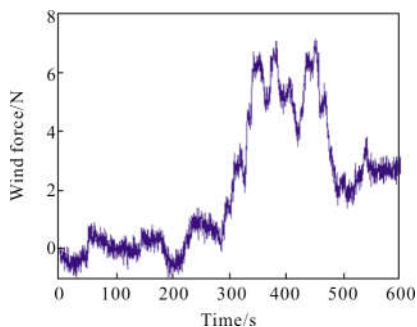


图 10 扰动风载

Fig.10 Wind disturbance

经多次重复测试,实验结果如图 11 和表 3 所示。改进型 ADRC 和 ADRC 利用 ESO 实时观测系统的"总和扰动",抗扰性能显著优于 PID。改进型 ADRC 的最大偏差值仅为 PID 的 16.1%,系统的稳

态精度比 ADRC 提高了 7.3%。结果表明,在风载干扰下,采用改进型 ADRC 控制的音圈电机位移促动器系统具有更强的抗扰性能。

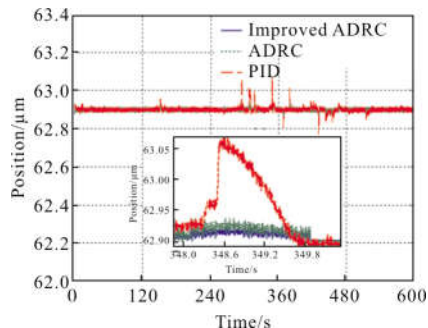


图 11 风载干扰下的系统响应曲线

Fig.11 System response curve under wind disturbance

表 3 控制器性能对比

Tab.3 Performance comparison of different controllers

Controller	Max deviation/nm	Steady-state error RMS/nm
PID	239.8	15.6
ADRC	42.9	8.2
Improved ADRC	38.8	7.6

5 结论

文中针对影响大口径望远镜镜面拼接稳定精度的因素,提出一种改进型 ADRC,在线性 ADRC 的反馈通道上利用加相位补偿算法的跟踪微分器对系统量测噪声滤波,不仅能增强系统的抗扰能力,而且提高了系统的稳态性能。以一种新型的音圈电机位移促动器为实验对象,在系统存在输出量测噪声、风载干扰情况下,对比改进型 ADRC 与 PID 控制器和 ADRC 的控制性能。

实验结果表明,改进型 ADRC 的阶跃响应稳定时间为 201 ms,与 PID 控制器相比缩短了 66.4%,且无超调,稳态误差为 7.1 nm,相比 ADRC 和 PID 控制器分别减小了 10.1%、14.4%。在风载干扰作用下,改进型 ADRC 的稳态均方差仅为 PID 控制器的 48.7%,并且最大偏差值与 PID 控制器相比减小了 83.8%,大大提高了系统的抗扰能力。综上所述,改进型 ADRC 为提高拼接镜面主动光学控制系统的性能提供了一种新的方法,具有较高的应用价值。

参考文献:

- [1] Deshmukh P, Mishra D S, Parihar P, et al. Primary mirror active control system simulation of prototype segmented mirror telescope [C]//Indian Control Conference(ICC), IEEE, 2017: 1–25.
- [2] Merion R M. Position control of the mirror figure control actuator for the Keck Observatory ten meter primary mirror [J]. *Active Telescope Systems*, 1989, 31(6): 266–274.
- [3] Jiménez A, Viera T, Reyes M, et al. Design of a prototype position actuator for the primary mirror segments of the European Extremely Large Telescope [C]//SPIE, 2010, 7733: 773354.
- [4] Lorell K R, Aubrun J N, Clappier R R, et al. Design of a prototype primary mirror segment positioning actuator for the Thirty Meter Telescope [C]//SPIE, 2006, 6267: 62672T.
- [5] Chen Zengyang, Sun Mingwei, Yang Ruiguang. On the stability of linear active disturbance rejection control [J]. *Acta Automatica Sinica*, 2013, 39(5): 574–580. (in Chinese)
- [6] Xing Lianguo, Zhou Huixing, Hou Shulin, et al. Research and application of voice coil motor [J]. *Micro Motors*, 2011, 44(8): 82–87. (in Chinese)
- [7] Angeli G Z, Cho M K, Stepp L M. Characterization of wind loading of telescopes [C]//SPIE, 2002, 4757(1): 72–83.
- [8] 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.
- [9] Zhang Mingyue, Yang Hongbo, Zhang Jiabao, et al. Servo system of harmonic drive electromechanical actuator using improved ADRC [J]. *Optics and Precision Engineering*, 2014, 22(1): 99–108. (in Chinese)
- [10] Yan Guangya, Ai Wu, Chen Bing, et al. PMLSM active disturbance rejection control[J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2011, 26(9): 60–66. (in Chinese)
- [11] Han Jingqing, Huang Yuancan. Frequency characteristic of second -order tracking differentiator [J]. *Mathematics in Practice and Theory*, 2003, 33(3): 71–74. (in Chinese)
- [12] Gu Jian, Ai Yong, Shan Xin, et al. Improvement of linear ESO and its application in space optical communication coarse tracking [J]. *Infrared and Laser Engineering*, 2016, 45(3): 0322002. (in Chinese)
- [13] Zheng Q, Gao Z. Active disturbance rejection control: between the formulation in time and the understanding in frequency [J]. *Control Theory and Technology*, 2016, 14(3): 250–259.
- [14] Gao Z. Scaling and bandwidth-parameterization based controller tuning [C]//American Control Conference, 2003: 4989–4996.