

文章编号 1004-924X(2011)10-2442-08

光电望远镜伺服系统速度环的自抗扰控制

王 帅*, 李洪文, 孟浩然, 吴庆林

(中国科学院 长春光学精密机械与物理研究所, 吉林 长春 130033)

摘要:针对大口径光电望远镜惯量大、存在摩擦非线性的特点,设计了自抗扰控制器以改善伺服系统的速度响应特性。介绍了自抗扰控制器的工作原理和基本结构,给出了控制器参数的选择依据,并仿真分析了各个参数的作用效果。最后,在实际望远镜转台上和常规PID控制器进行了对比实验。结果表明,采用自抗扰控制器,既可以实现大速度阶跃响应快速无超调,又可以缩短低速阶跃响应时间、改善低速平稳性。在以 $0.005 (^{\circ})/s$ 速度运行时,系统稳定时间为1 s,速度波动标准差为 $0.000\ 082 (^{\circ})/s$,最大值为 $0.000\ 42 (^{\circ})/s$,性能明显优于传统的PID控制系统。实验结果证明自抗扰控制器对摩擦、饱和等非线性因素具有抑制能力,可以提高望远镜伺服系统的调速性能。

关键词:光电望远镜;自抗扰控制;摩擦补偿;输入饱和;低速性能;伺服控制

中图分类号:TP273;TH743 **文献标识码:**A **doi:**10.3788/OPE.20111910.2442

Active disturbance rejection controller for speed-loop in telescope servo system

WANG Shuai*, LI Hong-wen, MENG Hao-ran, WU Qing-lin

(Changchun Institute of Optics, Fine Mechanics and Physics,
Chinese Academy of Sciences, Changchun 130033, China)

* Corresponding author, E-mail: wangxiaoshuai812@sohu.com

Abstract: According to the characteristics of a large optical telescope by large inertia and nonlinear frictions, an Active Disturbance Rejection Controller (ADRC) was designed to improve the response speed of the servo system. The working principle and basic structure of the ADRC was introduced, the regulation of parameters for the ADRC was given, and each parameter was analyzed imitatively. Finally, the ADRC was compared with conventional PID controllers. Actual results show that the ADRC can not only achieve a higher response speed without a overshoot, and its low-speed step response time can be shortened and the low-speed smoothness be improved. When it runs in $0.005 (^{\circ})/s$, the system settling time is 1 s, the standard deviation of velocity fluctuation is $0.000\ 082 (^{\circ})/s$ (maximum in $0.000\ 42 (^{\circ})/s$). The results demonstrate that the performance of the ADRC is better than that of the traditional PID controller. Experimental results show that the ADRC can inhibit friction, saturation and other nonlinear factors, and can improve the speed performance of the telescope servo system.

收稿日期:2011-01-29;修订日期:2011-02-18.

基金项目:中国科学院三期创新工程基金资助项目

Key words: telescope; Active Disturbance Rejection Controller(ADRC); friction compensation; input saturation; low velocity performance; servo control

1 引 言

为了提高望远镜的指向和跟踪精度,现代望远镜大都使用闭环伺服控制系统。典型的望远镜控制系统由一个速度内环和一个位置外环组成^[1-2],控制算法的设计则多以传统的 PID 控制为主。大型望远镜主跟踪架上承载着主镜、次镜、三镜等主要光学部件,具有大惯量的特点,当给定速度在较大范围内变化时,受驱动器能力限制,驱动器很容易饱和,引起较大的速度超调;另外,跟踪架摩擦非线性也会造成低速跟踪的抖动或爬行,影响低速跟踪的平稳性,引起系统较大的跟踪误差。

为了保证系统的响应速度和跟踪精度,一些新型算法得到了尝试和应用,如摒弃传统的参数固定的 PID 算法,采用变参数 PID 控制器来解决超调量和响应速度之间的矛盾^[3-7]。另外,针对望远镜的低速平稳性及抗扰动性能,也有学者提出将神经网络预测控制^[8]、扰动观测器控制^[9]等用于望远镜的伺服跟踪系统,但相关工作主要停留在仿真分析阶段。自抗扰控制是近年逐渐发展起来的一种新型控制策略,它不依赖对象模型,又具有较强的鲁棒性和抗干扰能力,在光电跟踪伺服系统中得到了应用和研究,并取得了良好的效果^[10-12],但是常规的自抗扰控制器参数众多、调整复杂,限制了其进一步推广和应用。

针对上述问题,本文引入一种简化的自抗扰控制策略,并将其用于伺服系统的速度环,以补偿和抑制望远镜跟踪系统存在的饱和、摩擦等非线性问题,改善望远镜的速度响应特性,特别是低速平稳性,提高跟踪精度。

2 控制器构成及工作原理

自抗扰控制(Active Disturbance Rejection Control, ADRC)是韩京清研究员等提出的一种非线性控制律^[13-15]。典型的自抗扰控制器由非线性跟踪微分器(Nonlinear Tracking Differentiation, NTD)、扩张状态观测器(Extended State

Observer, ESO)和非线性比例微分控制律(Nonlinear PD, NPD)3 部分构成。典型的二阶自抗扰控制器的原理框图如图 1 所示。非线性跟踪微分器 NTD 的作用是控制过渡过程,以减少控制过程输出的超调量,扩张状态观测器 ESO 是自抗扰控制器的核心部分,被控系统含有的非线性、模型不确定性以及外部扰动均可使用 ESO 进行实时观测,并通过控制器加以补偿。

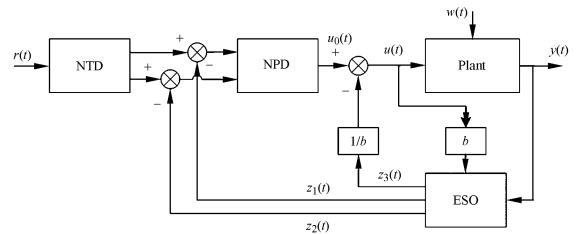


图 1 典型二阶自抗扰控制器框图

Fig. 1 Structure of 2-order ADRC

以直流电机和负载组成调速伺服系统为例,其传递函数表达式为

$$\frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{K_M}{(R+Ls)(n+Js) + K_M K_B} \quad (1)$$

上述方程中, Y 代表电机转速, U 代表输入电压, R 为电机电枢电阻, L 为电感, K_M 为力矩系数, K_B 为反电动势系数, n 为摩擦系数, J 为转动惯量。

将式(1)转换为微分方程,其一般化的表达式如下所示:

$$\ddot{y} + a_1 \dot{y} + a_0 y = b_0 u \quad (2)$$

上述公式中 $a_1 = (LR + JR)/LJ$, $a_0 = (K_M K_B + Rn)/LJ$, $b_0 = K_M/LJ$ 。

考虑到外界扰动的存在,以及系统自身的未知特性,将上述公式进一步扩展为如下形式

$$\ddot{y} = w - a_1 \dot{y} - a_0 y + (b_0 - b)u + bu \quad (3)$$

上式中, w 为外界未知扰动, $-a_1 \dot{y} - a_0 y + (b_0 - b)u$ 为系统自身已知或未知特性,将它们合并在一起,记作 $f(\dot{y}, y, w, u)$, 简记为 f , 作为系统的一种未知动态特性,使得系统的动态方程表述为

$$\ddot{y} = f + bu \quad (4)$$

为了便于问题分析,假设 $x_1 = y$, $x_2 = \dot{y}$, $x_3 = f$, 那么式(3)可表述为如下状态方程

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

ADRC 控制策略的核心思想是引入一种状态观测器,实时估计出未知扰动 f ,其中,二阶扩张状态观测器的基本形式为:

$$\begin{cases} e = x_1 - z_1 \\ \dot{z}_1 = z_2 + L_1(e) \\ \dot{z}_2 = z_3 + L_2(e) + bu \\ \dot{z}_3 = L_3(e) \end{cases} \quad (6)$$

其中, $L(\cdot)$ 是关于误差 e 的非线性函数。

当取合适的 $L(\cdot)$ 使得 $z_1 \rightarrow x_1, z_2 \rightarrow x_2, z_3 \rightarrow x_3$ 时,引入如下控制量

$$u = (u_0 - z_3)/b \quad (7)$$

那么使得式(4)转化为:

$$\ddot{y} = (f - z_3) + u_0 \approx u_0 \quad (8)$$

由上面的分析可以看到:扩张状态观测器的引入将原系统转换为一个二阶积分系统,剩下的问题就是如何通过极点配置来设计控制律,从而使系统达到所期望的动态性能。

3 控制律设计及参数整定原则

常规的 ADRC 控制器在输入端包含一个 NTD 控制器,目的在于柔化输入信号的变化,以减少控制过程输出的超调量,同时,在控制律和 ESO 的设计上引入了非线性特性,以期达到良好的控制效果,但带来的问题是参数众多、调整复杂,不便于工程实现。为此,本系统具体做出如下简化和改进:

(1)考虑到本系统将自抗扰控制器实现在速度环,一般要求速度环具有较快的响应特性,因此,本系统取消了 NTD 控制器,速度给定信号直接进入 ADRC 控制器,而对于控制过程的调节主要靠控制律来保证;

(2)将非线性的控制律和 ESO 调整为线性结构,减小参数调整个数,降低系统复杂度,同时将参数设计转化到频域,并和时域响应特性直接对应,便于根据实际系统需要进行选择设计。

具体实现过程为:

由于系统已经转化为二阶积分系统,因此两自由度的比例微分控制器就可以实现极点的任意配置,引入如式(9)所示线性控制律,式中 k_p, k_d

分别为比例、微分增益, r 为设定点,

$$u_0 = k_p(r - z_1) - k_d z_2 \quad (9)$$

将式(9)代入式(8),并转化为频域表达式,有

$$G(s) = \frac{Y(s)}{R(s)} \approx \frac{k_p}{s^2 + k_d s + k_p} \quad (10)$$

由上式可知,经 ADRC 控制器校正后,被控对象转化为一个典型的二阶系统,参考文献[16]通过引入 ω_c 确定了 k_p, k_d 的大小,但这种方法限制了控制器对系统动态过程的控制,因此仍然需要类似 NTD 的曲线规划模块。本文通过引入阻尼因子,在不需 NTD 的情况下,仍可以达到所需要的系统响应特性。将式(10)所示系统的闭环传递函数转化为:

$$G(s) = \frac{\omega_c^2}{s^2 + 2\xi\omega_c s + \omega_c^2} \quad (11)$$

式中 ω_c 为固有角频率, ξ 为阻尼因子。

由二阶系统的响应特性可知,当 $\xi < 1$ 时,系统动态响应是欠阻尼的振荡特性;当 $\xi > 1$ 时,系统是过阻尼的单调特性;当 $\xi = 1$ 时,系统临界阻尼。在具体参数选择时,根据实际需要,如果要求系统无超调,可以选取较大的 ξ 值,而要求系统快速响应,可以选取较小的 ξ 值。一般取 ξ 为 0.707,此时系统超调量较小,同时调节时间较短。

由此确定 $k_p = \omega_c^2, k_d = 2\xi\omega_c$ 。

对于状态观测器 ESO,引入如下线性形式:

$$\begin{cases} e = x_1 - z_1 \\ \dot{z}_1 = z_2 + L_1 e \\ \dot{z}_2 = z_3 + L_2 e + bu \\ \dot{z}_3 = L_3 e \end{cases} \quad (12)$$

对于 ESO 增益的选择,可以先将式(12)转化为频域表达式^[16],有

$$\lambda(s) = |sI - (A - LC)| = s^3 + L_1 s^2 + L_2 s + L_3 \quad (13)$$

其中,

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \mathbf{C} = [1 \quad 0 \quad 0]$$

引入参数 ω_o 使式(13)满足

$$\lambda(s) = (s + \omega_o)^3 \quad (14)$$

那么,可以确定

$$\begin{cases} L_1 = 3\omega_o \\ L_2 = 3\omega_o^2 \\ L_3 = \omega_o^3 \end{cases} \quad (15)$$

上述方程将 L 增益矩阵的选择转换为 ω_o 的选择,简化了问题的分析。 ω_o 的大小反映了 ESO 的带宽,其值越大,跟踪输入信号的能力就越强,但过高的 ω_o 值也会引入更多的噪声干扰,因此要权衡选择。

在自抗扰控制器中,控制律的设计转换为 ω_c 和 ξ 两个参数的选择,其中 ξ 用来控制系统的超调量, ω_c 反映整个闭环控制系统的带宽,其大小可以根据需要的动态特性来选择,一般 $\omega_c < \omega_o$ 。

另外还有一个参数 b 需要确定,一般在系统状态方程部分已知的情况下,可以选取 $b = b_0$,而从作用效果来看, b 值相当于补偿作用因子,减小 b 值相当于增强补偿效果,但这不利于噪声的抑制,因此要在实际应用中调整确定。

4 仿真分析

为了分析 ADRC 控制器的性能及作用效果,在 MATLAB 的 SIMULINK 环境下,建立了控制系统仿真模型。如图 2 所示,被控对象为直流电机调速系统,等效为一个二阶系统,其传递函数如式(16)所示。仿真模型中加入了饱和环节和死区环节,以验证 ADRC 控制器对系统存在的非线性特性的校正能力。仿真时采用 0.001 固定步长、ODE1(Euler)算法,初始状态均为零。

$$G(s) = \frac{0.46}{(0.56s+1)(0.008s+1)} \cdot (16)$$

在仿真分析中,首先取控制器参数 $\omega_o = 200$, $b = 0.5$,在图 3 的曲线中,是 ξ 为 0.707, ω_c 分别为 40,60,80 的速度阶跃响应,从结果可以看出,三组曲线的超调量基本一致,但上升时间随着 ω_c 的增大而逐渐减少。如果要改变系统响应的超调量,则可以调整 ξ 的大小,图 4 是固定 ω_c 为 60,而取 ξ 分别为 0.5,0.707,1 的结果,增大阻尼因子 ξ 明显降低了系统的超调量。

上述仿真分析结果说明:经过简化后的 ADRC 控制器可以实现稳定的速度跟踪,系统的动态响应特性诸如上升时间、超调量等,均可以通过参数调节进行控制,并且每个参数均具有对应的物理意义,方便实际应用。

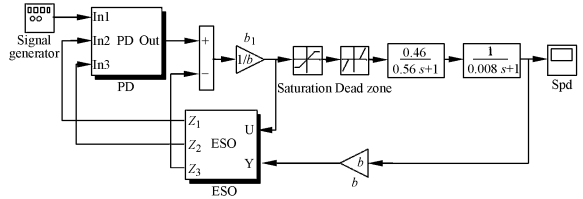


图 2 系统仿真分析模型

Fig. 2 ADRC servo system in Simulink

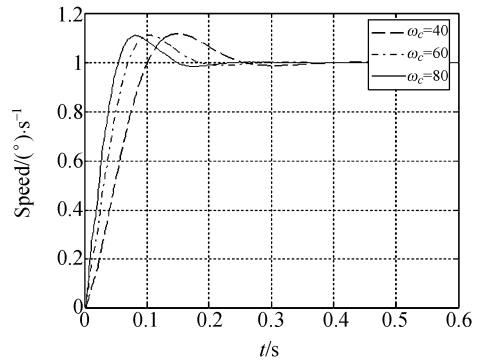


图 3 ω_c 取不同值时速度阶跃响应

Fig. 3 Speed step response of ADRC with different ω_c

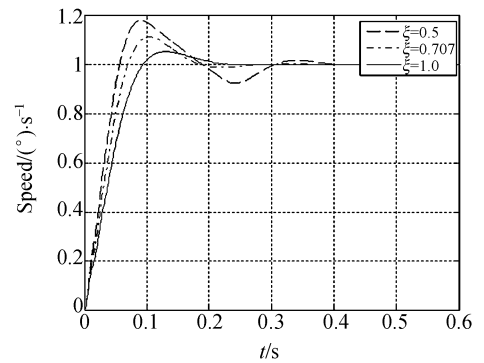


图 4 ξ 取不同值时的速度阶跃响应

Fig. 4 Speed step response of ADRC with different ξ

5 跟踪对比实验

为了验证 ADRC 控制器的实际应用效果,在一望远镜实验转台的方位轴上进行了对比实验。整个实验装置由机械平台、直流力矩电机、PWM 功率放大器和全数字伺服控制器等组成,其中机械平台和电机直接耦合,伺服控制器以基于 PC104 总线的嵌入式计算机为控制核心,完成系

统闭环控制。

系统具体参数:电机轴上总惯量 $J=10.3 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$,电机反电动势常数 $K_B=6.42 \text{ V} \cdot \text{s}/\text{rad}$,力矩常数 $K_M=8.75 \text{ N} \cdot \text{m}/\text{A}$,电枢回路总电阻 $R=8.6 \text{ } \Omega$,电枢电感 $L=0.021 \text{ H}$,实验系统的位置反馈装置采用雷尼绍增量式光电编码器,刻线数为 47 200,编码器输出的正余弦信号在细分盒中进行了 1 000 细分,因此,位置分辨率为 $0.0274''$,控制系统采样周期为 2 ms ,速度反馈信号通过位置差分算法提取,对应的速度分辨率为 $0.0038^\circ/\text{s}$ 。

在跟踪对比实验中,本实验系统分别选用常规 PID 控制器和 ADRC 控制器进行了对比分析。首先要说明的是,PID 控制器的微分环节对噪声比较敏感,因而工程上多采用省去微分环节的 PI 控制器,本实验即采用 PI 控制器。

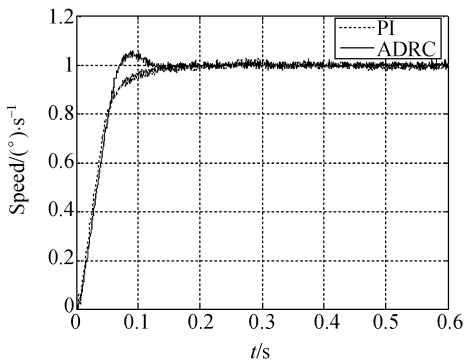


图 5 $1^\circ/\text{s}$ 时的速度阶跃响应曲线
Fig. 5 Curve of the velocity at $1^\circ/\text{s}$

在实验中,首先针对系统在中等速度运行情况下,分别对两组控制器的参数进行了整定。图 5 是 $1^\circ/\text{s}$ 的速度阶跃响应曲线,在这种幅度信号作用下,驱动器没有达到饱和状态,另外,摩擦力的影响也并不明显,两种控制器的输出响应大体一致,PI 控制器反而比 ADRC 控制器具有更好的响应特性。PI 控制器的参数为:比例系数 $K_P=250$,积分系数 $K_I=156$,对应 ADRC 控制器的参数: $\omega_c=110$, $\omega_o=550$, $b=1.5$, $\xi=0.707$ 。

在对比分析实验中,分别选取高中低三组速度进行了阶跃响应测试和稳态误差测试。

5.1 高速输出对比结果

在高速输出时,由于初始偏差较大,控制系统很容易进入饱和状态。PID 控制器由于积分的累加作用,很长时间才能退出饱和状态,在 $10^\circ/\text{s}$

的阶跃信号作用下,系统的超调量达到 60%,进入稳定状态的时间也超过了 1.5 s ,而 ADRC 控制器可以使系统速度快速输出,且基本无超调,系统达到设定速度的稳定时间仅有 0.8 s 。

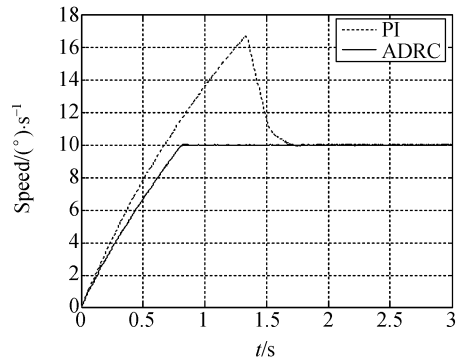


图 6 $10^\circ/\text{s}$ 时的速度阶跃响应曲线
Fig. 6 Curve of the velocity at $10^\circ/\text{s}$

一般来说,PID 控制器可以加入抗积分饱和算法来解决大误差输入下的大超调问题,但是这种控制算法难以解决低速小误差的快速响应问题。

5.2 低速输出对比结果

在低速输出时,PID 控制器主要靠积分的累加作用来克服静摩擦力的阻碍,在进入稳定状态的过程中,由于误差本身比较小,因此,这个变化过程明显偏长,对于 $0.2^\circ/\text{s}$ 的速度阶跃响应,PI 控制器耗时 0.4 s ,而 ADRC 控制器响应较快,虽然有轻微的超调,但 0.2 s 后就达到了稳定状态。

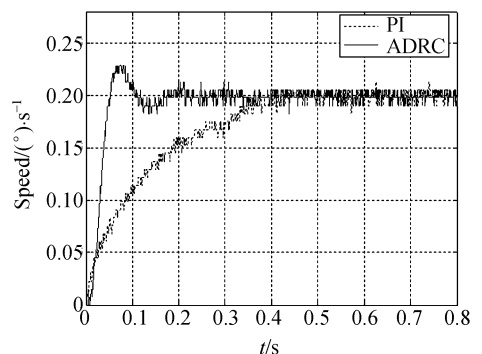


图 7 $0.2^\circ/\text{s}$ 时的速度阶跃响应曲线
Fig. 7 Curve of the velocity at $0.2^\circ/\text{s}$

对于 $0.005^\circ/\text{s}$ 的低速阶跃响应,摩擦力的影响则更为明显。图 8 是 $0.005^\circ/\text{s}$ 时望远

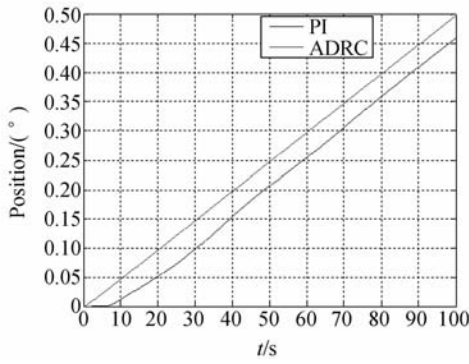


图 8 0.005 (°)/s 时的位置输出曲线
Fig. 8 Curve of position at 0.005 (°)/s

镜输出的位置曲线,采样周期为 2 ms。为了评价其作用效果,上位机以 50 Hz 的采样频率记录编码器的输出信号,测量完毕,再将测得的位置数据进行后向差分。图 9 所示为对 50 Hz 采样位置值经差分运算获得的速度曲线,从图中可以看出:PID 控制器使望远镜从静止到开始启动的时间就达到 5 s,再经过 20 s 后才第一次达到设定速度,而进入稳定状态的时间则更长;ADRC 控制器经过 ESO 可以对摩擦力进行准确地估计并进行补偿,可以快速无超调地达到设定速度并进入稳定状态,整个过程仅需 1 s。

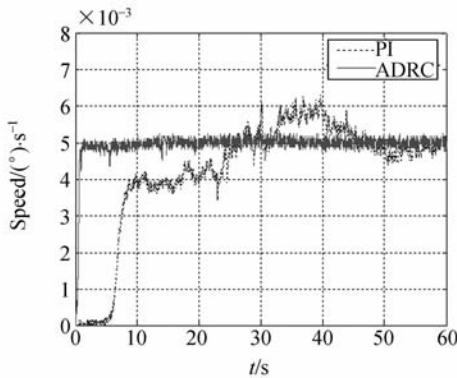


图 9 0.005 (°)/s 时的速度阶跃响应曲线
Fig. 9 Curve of velocity at 0.005 (°)/s

5.3 速度平稳性对比结果

系统在运行状态下的稳态误差大小直接反映了系统的控制性能,特别是对扰动的抑制能力。将望远镜设定在 2 (°)/s 的速度下运转,如图 10 所示,PID 控制器能将最大速度波动值控制在 0.067°/s,速度波动标准差控制在 0.024 (°)/s,而 ADRC 控制器可以将最大速度波动控制在 0.040 (°)/s,速度波动的标准差抑制到 0.015 (°)/s;如

图 11 所示,对于 0.005 (°)/s 的低速运动,ADRC 控制器可以将速度波动最大值控制在 0.000 42 (°)/s,标准差控制在 0.000 082 (°)/s 以内,而 PID 控制器的速度波动明显偏大,标准差只能达到 0.000 23 (°)/s。上述数据说明,ADRC 控制器明显提高了望远镜的低速平稳性。

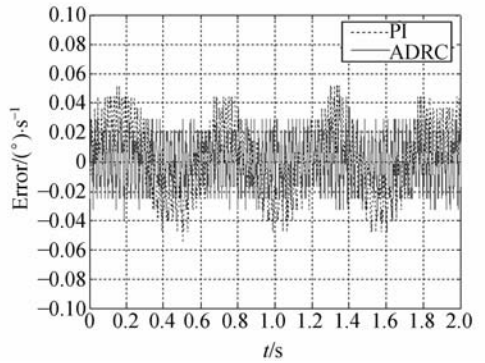


图 10 2 (°)/s 时的速度稳态误差曲线
Fig. 10 Curve of velocity error at 2 (°)/s

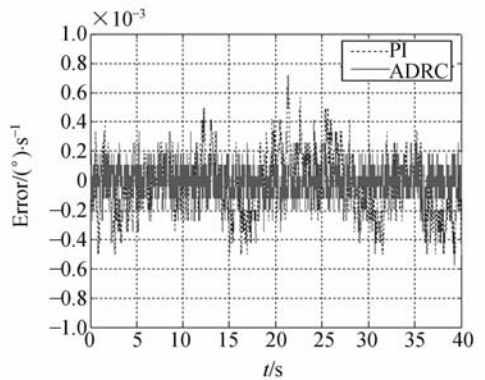


图 11 0.005 (°)/s 时的速度稳态误差曲线
Fig. 11 Curve of velocity error at 0.005 (°)/s

5.4 实验结果

由上述测试结果可以看出:在中等速度输出时,ADRC 控制器和 PID 控制器具有大体一致的动态响应特性;而对于高速和低速情况下,PID 控制器对于系统存在的饱和、摩擦非线性等因素的影响,显得有些无能为力,或者出现了较大超调,或者系统启动慢、稳态误差大,而 ADRC 控制器由于引入了 ESO,可以对系统存在的未知特性以及外界扰动进行准确的估计,然后通过线性 PD 控制器进行补偿,可以在较大的动态范围内达到较好的动态特性和稳态精度,从而保证望远镜快

速指向和稳定跟踪。

6 结 论

本文针对大型望远镜具有惯量大,存在饱和、摩擦等非线性的问题,将 ADRC 控制策略引入伺服系统的速度环。该算法通过扩张状态观测器 ESO 观测出系统中未知动力学特性以及外界扰动,然后通过极点配置来设计控制律,从而使系统达到所期望的控制性能。文中简化了控制器的实现,并给出了线性控制律和线性 ESO 的设计方法和参数整定原则。为了验证其性能,在实际望远镜平台上与常规 PID 控制器进行了对比实验,测试结果表明:ADRC 控制器能准确地对外界扰动

进行估计和补偿,相比常规 PID 控制器,对饱和、摩擦等因素具有很好的抑制作用。其中,在高速度输出时,可以实现快速无超调,在低速度输出时,具有更快的速度响应特性和更好的速度平稳性。相比 PID 控制器,ADRC 控制器可以将 $0.005(^{\circ})/s$ 的速度响应时间从 20 s 减小到 1 s,速度稳态误差的标准差从 $0.000\ 23(^{\circ})/s$ 提高到 $0.000\ 082(^{\circ})/s$ 。实验结果证明了该方法的有效性和实用性,可以保证望远镜在较大的动态范围内达到较好的动态特性和稳态精度。

本文的研究工作表明 ADRC 控制器成功应用于光电望远镜的速度环,下一步工作将进行位置环控制器设计,进一步验证该控制器对位置环性能的作用效果。

参考文献:

- [1] 程景全.天文望远镜原理和设计(射电、红外、光学、X 射线和 γ 射线望远镜)[M].北京:中国科学技术出版社,2003.
CHENG J Q. *Principles of Astronomical Telescope Design from Radio, Infrared, Optical, X-ray to Gamma Ray Telescope*[M]. Beijing: China Science & Technology Press, 2003. (in Chinese)
- [2] ERM T. Analysis of tracking performance[J]. *SPIE*, 2871:1032-1040.
- [3] MANCINI D, BRESCIA M, CASCON E, *et al.*. A variable structure control law for telescopes pointing and tracking in acquisition, tracking, and pointing[J]. *SPIE*, 1997, 3086:72-84.
- [4] MANCINI D, CASCON E, SCHIPANI P. Telescope control system stability study using a variable structure controller [J]. *SPIE*, 1998, 3351: 165-171.
- [5] 汪达兴,杜福嘉.大型天文望远镜摩擦传动系统低速特性的研究[J]. *光学 精密工程*, 2006, 14(2): 274-278.
WANG D X, DU F J. Ultra-low speed research on friction drive for astronomical telescope[J]. *Opt. and Precision Eng.*, 2006, 14(2): 274-278. (in Chinese)
- [6] 张斌,李洪文,郭立红,等.变结构 PID 在大型望远镜速度控制中的应用[J]. *光学 精密工程*, 2010, 18(7):1613-1619.
ZHANG B, LI H W, GUO L H, *et al.*. Application of variable structure PID in velocity control for large telescope[J]. *Opt. Precision Eng.*, 2010, 18(7):1613-1619. (in Chinese)
- [7] 熊凯,范永坤,吴钦章.变结构 PI 控制器的设计及其在光电跟踪系统中的应用[J]. *光学 精密工程*, 2010, 18(8):1855-1861.
XIONG K, FAN Y K, WU Q ZH. Design of a variable structure PI controller and its application in photoelectric tracking systems [J]. *Opt. and Precision Eng.*, 2010, 18(8):1855-1861. (in Chinese)
- [8] 周旺平,徐欣圻.大型天文光学望远镜超低速跟踪控制[J]. *光电工程*, 2007, 34(11):1-4.
ZHOU W P, XU X Q. Ultra-lower velocity control of large-scale optical astronomical telescope [J]. *Opto-Electronic Engineering*, 2007, 34(11): 1-4. (in Chinese)
- [9] 杨文淑,张以谟,马佳光.扰动跟踪控制系统设计与仿真[J]. *光电工程*, 2002, 29(2):10-12.
YANG W SH, ZHANG Y M, MA J G. Design and simulation for disturbance tracking and control system[J]. *Opto-Electronic Engineering*, 2002, 29(2):10-12. (in Chinese)
- [10] 翟军红,王红宣,陈娟,等.大口径光电望远镜风阻力矩自抗扰补偿研究[J]. *光电工程*, 2007, 34(12): 13-16.
ZHAI J H, WANG H X, CHEN J, *et al.*. Transfer function identification in a fast steering mirror system[J]. *Opto-Electronic Engineering*, 2007, 34(12):13-16. (in Chinese)
- [11] 邱晓波,窦丽华,单东升,等.光电跟踪系统自抗扰

伺服控制器的设计[J]. 光学精密工程, 2010, 18(1): 220-226.

QIU X B, DOU L H, SHAN D SH, *et al.*. Design of active disturbance rejection controller for electro-optical tracking servo system[J]. *Opt. and Precision Eng.*, 2010, 18(1): 220-226. (in Chinese)

- [12] 廉明, 韩振宇, 富宏亚. 自抗扰技术在卫星姿态模拟系统中的应用[J]. 光学精密工程, 2010, 18(3): 616-622.

LIAN M, HAN ZH Y, FU H Y. Application of active disturbances rejection control technique to satellite attitude simulation system[J]. *Opt. Precision Eng.*, 2010, 18(3): 616-622. (in Chinese)

- [13] 韩晶清. 从PID技术到“自抗扰控制”技术[J]. 控制工程, 2002, 9(3): 13-18.

HAN J Q. From PID technique to active disturbance rejection control technique[J]. *Control Engineering*

of China, 2002, 9(3): 13-18. (in Chinese)

- [14] 黄一, 张文革. 自抗扰控制器的发展[J]. 控制理论与应用, 2002, 19(4): 485-492.

HUANG Y, ZHANG W G. Development of active disturbance rejection controller[J]. *Control Theory and Applications*, 2002, 19(4): 485-492. (in Chinese)

- [15] 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, Orlando, Florida, USA*, 2001, 5: 4578-4585.

- [16] MIKLOSOVIC R, GAO ZH Q. A robust two-degree-of-freedom control design technique and its practical application[C]. *Proceedings of the 39th ISA Annual Conference on Industry Applications, Seattle, Wash, USA: IAS*, 2004: 1495-1502.

作者简介:



王 帅(1981—),男,河北秦皇岛人,助理研究员,2005年于吉林大学获得学士学位,2010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,主要从事光电望远镜精密跟踪与伺服控制方面的研究。E-mail: wangxiaoshuai812@sohu.com



孟浩然(1980—),男,黑龙江五常人,助理研究员,2002年于吉林大学获得学士学位,2007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,主要从事光电设备的精密伺服控制、电子学设计方面的研究。E-mail: ranokok@gmail.com



李洪文(1970—),男,四川乐至人,研究员,1993年于四川轻化工学院获得学士学位,1996年于吉林工业大学获得硕士学位,2007年于吉林大学获得博士学位,主要从事伺服系统及自动化方面的研究。E-mail: lihongwen1970@yahoo.com



吴庆林(1980—),男,黑龙江嫩江人,助理研究员,2003年、2009年于中国科学技术大学分别获得学士、博士学位,主要从事光电设备的精密伺服控制、电机控制等方面的研究。E-mail: qinglinwu@gmail.com