

线性扩张状态观测器的改进及在空间光通信粗跟踪的应用

顾 健¹, 艾 勇¹, 单 欣^{1,2}, 王 整¹, 刘 敏², 熊 准³

(1. 武汉大学 电子信息学院, 湖北 武汉 430079; 2. 光电控制技术重点实验室, 河南 洛阳 471009;
3. 中国航天科工集团第九总体设计部, 湖北 武汉 430010)

摘 要: 针对传统自抗扰控制器的扰动补偿效果随着扰动频率增加迅速下降的问题, 提出了一种基于改进的线性扩张状态观测器的自抗扰控制方法。该方法首先对粗跟踪进行系统分析、简化及辨识; 然后对线性扩张状态观测器的观测原理进行详细推导与论证, 从理论上指出其不足, 提出了一种改进的线性扩张状态观测器; 最后将改进的算法与 PID 调节器相结合, 实现了粗跟踪的自抗扰控制。实验结果表明: 针对幅度在 1° 、频率在 0.5~2.5 Hz 间的外部位置扰动, 传统的自抗扰控制器随着扰动频率的增加, 扰动隔离度下降非常明显, 2 Hz 时的提升程度仅为 0.5 Hz 处的 9.5%; 而采用改进的算法使扰动隔离度至少提高了 4.146 dB, 且随着扰动频率的增加, 扰动隔离度的提升非常稳定, 2.5 Hz 时的提升程度与 0.5 Hz 处几乎一致; 此外, 该方法有较好的鲁棒性, 允许被控对象在 20% 的范围内变化。理论分析、仿真分析、物理实验均证明该方法的有效性, 对类似的光电跟踪系统有一定的参考价值。

关键词: 空间光通信; 粗跟踪; 自抗扰控制器; 扩张状态观测器

中图分类号: TN929.1 **文献标志码:** A **DOI:** 10.3788/IRLA201645.0322002

Improvement of linear ESO and its application in space optical communication coarse tracking

Gu Jian¹, Ai Yong¹, Shan Xin^{1,2}, Wang Zheng¹, Liu Min², Xiong Zhun³

(1. School of Electronic Information, Wuhan University, Wuhan 430079, China; 2. Science and Technology on Electro-optic Control Laboratory, Luoyang 471009, China; 3. The 9th Designing of China Aerospace Science Industry Corp, Wuhan 430010, China)

Abstract: In order to address the problem that disturbance compensation effect of traditional active disturbance rejection controller (ADRC) decreased rapidly with the increase of disturbance frequency, a new ADRC method based on modified linear extended state observer (ESO) was proposed in this paper. Firstly, the coarse tracking system was analyzed, simplified and identified, and then the disturbance observation theory of ESO was derived and demonstrated, and its disadvantages were pointed out theoretically. According to that, an improved linear ESO was proposed and its advantages were illustrated by theory and simulations. Finally, the ADRC of coarse tracking system was realized with the improved linear ESO and PID adjuster. The experimental results show that as for the external position disturbance with the magnitude of 1° and frequency of 0.5–2.5 Hz, the disturbance isolation degree declines significantly with the increase of disturbance frequency adopting the traditional ADRC. While the

收稿日期: 2015-07-14; 修订日期: 2015-08-16

基金项目: 国家自然科学基金(11204220); 光电控制技术重点实验室和航空科学基金联合资助(201351S5002)

作者简介: 顾健(1987-), 男, 博士生, 主要从事空间光通信、跟踪技术和控制算法方面的研究。Email: gujain@whu.edu.cn

导师简介: 艾勇(1958-), 男, 教授, 博士生导师, 博士, 主要从事激光通信和 FPI 方面的研究。Email: aiyong009@163.com

disturbance isolation degree improves at least 4.416 dB adopting the improved ADRC in this paper, and the disturbance isolation degree increases stably with the increase of disturbance frequency, which is almost the same at 2.5 Hz and 0.5 Hz. What's more, the proposed method is robust and the change within 20% of the controlled object is allowed. In conclusion, theoretical analysis, simulation analysis and the physics experiment prove this method is effective, and it has some reference value for similar photoelectric tracking system.

Key words: space optical communication; coarse tracking; active disturbance rejection controller; extended state observer

0 引言

自由空间光通信(Free Space Optical Communication, FSO)具有速率高、体积小、功耗低和保密性强等优点,具有非常广阔的应用前景,国内外已经有许多关于 FSO 演示试验的报道^[1-5]。由于激光束发散角非常小,激光束的精密对准十分困难,使得激光的瞄准、捕获和跟踪(Pointing, Acquisition, Tracking, PAT)至今仍是 FSO 中最关键的技术之一。几乎所有的 PAT 系统都由粗跟踪和精跟踪复合构成:粗跟踪视场相对较大,能够大角度旋转,负责将激光束引入精跟踪视场;精跟踪视场较小,可以对粗跟踪残差进一步抑制;两者复合工作,实现激光束的高精度跟踪。精跟踪的工作以及后续光通信链路的建立与维持建立在粗跟踪的正常工作基础上。

FSO 的应用场合正在从收发双方相对运动缓慢,对粗跟踪的动态跟踪要求较低的星间/星地平台扩展到收发双方相对运动迅速,对粗跟踪的动态跟踪要求相对较高的大气层内机动平台上,因此有必要对粗跟踪的算法进一步优化。

由载体姿态扰动和平台间相对运动构成的外部扰动是引起粗跟踪误差的主要因素,有关粗跟踪扰动的抑制方法,主要有被动抑制和主动抑制两大类。被动抑制基于负反馈原理,这是国内目前主要采用的方法,如参考文献[6]提出基于预测自校正控制的方法,参考文献[7-8]提出基于超前滞后补偿控制的方法,参考文献[9]提出基于混合自适应控制的方法。尽管以上研究各有长处,但被动抑制方法仅能通过增大控制增益来提高对扰动的抑制能力。为平衡系统的稳定性、稳态误差与动态性能,增益的取值范围是受限的,因此对扰动抑制性能的提升有必然局

限性。国外一般仅给出粗跟踪结构和实验数据,进一步的相关算法未见报道。

主动抑制方法基于扰动的测量(或观测)和前馈补偿,其优点是在不影响系统的稳定性前提下能较好改善扰动响应。常规的主动抑制方法首先需要被控对象有较好的线性度并能辨识出其准确模型,其次需要扰动易于测量或观测。实际中粗跟踪系统具有很强的非线性,系统模型处于变化之中,给准确辨识带来不便;外部扰动的测量或观测又需要增加额外的传感器;这使得常规的主动抑制方法不易在粗跟踪中推广和应用。

由中国学者韩京清提出的自抗扰控制技术(Active Disturbance Rejection Control, ADRC)^[10-12]是一种新型扰动主动抑制方法,只需被控对象的粗略模型和系统的输入、输出信号,便可设计扩张状态观测器(Extended State Observer, ESO)对系统的总和扰动和系统未建模误差进行观测,并在控制量中进行前馈补偿,故具有很好的工程适应性和鲁棒性,在诸多领域内都有成功应用范例,如光电稳定平台^[13],炮塔控制系统^[14],风力发电系统^[15],永磁同步电机转矩控制系统^[16]等。

扰动的主动抑制效果取决于 ESO 对扰动的观测准确度,在数值仿真中发现 ESO 对扰动的观测在低频段较为准确,随着扰动频率上升,观测准确性下降的很快。这一发现与工程中发现的 ADRC 扰动抑制效果随着扰动频率的增加迅速下降的现象相印证。对该问题的理论分析与推导十分缺乏,这限制了 ADRC 策略在实际工程中的进一步应用与推广。

为了进一步改善 ADRC 的扰动观测性能和扰动抑制效果,提升空间光通信粗跟踪平台的扰动隔离度,文中通过对其 ESO 原理的推导与分析,从理论

上指出了其存在的不足,并结合其自身的特点,提出一种改进的 ESO, 成功地将其应用在空间光通信粗跟踪平台上。实验结果表明,该方法解决了 ADRC 技术中存在的扰动补偿效果随着扰动频率提升迅速下降的问题,进一步提高了空间光通信粗跟踪平台对扰动的抑制能力,为提高光电跟踪平台的扰动隔离度提供了新方法,具有较高的参考价值 and 实用价值。

1 粗跟踪结构与简化模型

文中使用到的粗跟踪系统主要由潜望式激光通信转台(含光学组件)、转台驱动单元和位置控制单元组成。转台如图 1 所示,主要包含俯仰运动机构、水平轴运动机构、两片平面镜、两组透镜、光学背包;俯仰和水平轴由各自的永磁同步电机及减速齿轮独立驱动,俯仰机构安装在水平轴上,俯仰轴机构带动所相连的 45°倾斜平面镜 1 进行旋转,达到调整俯仰角的目的;水平轴运动机构带动平面镜 1、透镜 1、平面镜 2 及俯仰机构旋转,达到调整水平角的目的,CMOS 相机安装在俯仰轴机构下方。在光路上,两片平面镜都以 45°倾斜,激光经平面镜 1 反射后再经过透镜 1、平面镜 2、透镜 2 后进入光学背包,光学背包含精跟踪单元、信号收发单元等部分。该结构的主要特点有:(1) 光学背包固定,无需随转台转动,因此转动轴的转动惯量相对万向平衡架式转台较小,谐振频率较高;(2) 驱动电机使用永磁同步电机,转台的性能较以往的步进电机有很大提升。

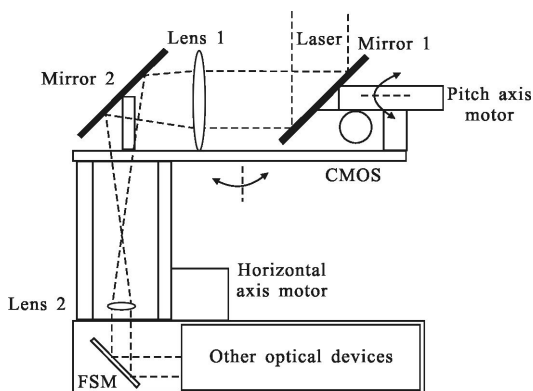


图 1 潜望式激光通信转台结构图

Fig.1 Structure of periscope laser communication gimbals

粗跟踪的俯仰轴与水平轴基于相同的工作原理,对应不同的负载惯量选择了相应功率的电机、驱动模

块和减速齿轮。由于二者的设计思路是类似的,因此文中仅以水平轴为例研究其自抗扰控制器的设计。

粗跟踪工作在光闭环模式,采用串级控制结构,由内环(电机速度环、减速机构)、外环(位置环)构成;其中光电编码器构成电机速度的位置反馈;CMOS 采集的光斑质心脱靶量构成位置环的反馈,其控制框图见图 2。

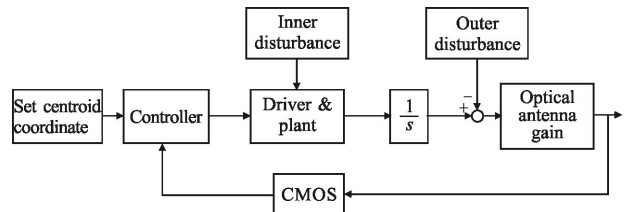


图 2 粗跟踪控制结构图

Fig.2 Control structure of coarse tracking

由于内环截止频率远大于外环期望截止频率,根据实际工程需要,文中将内环简化为一阶惯性环节进行处理。简化后的粗跟踪控制框图见图 3, $N_o(s)$ 为外部扰动, $N_i(s)$ 为内部扰动。

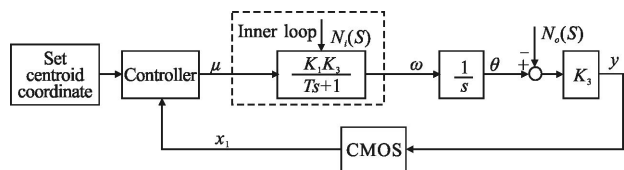


图 3 简化的粗跟踪控制模型

Fig.3 Simplified control structure of coarse tracking

经过仪器测试得到的粗跟踪内环频响数据见表 1。根据表 1 可近似认为电机速度环的穿越频率为 10 Hz,因此电机的惯性环节时间常数 T 为 0.016。

表 1 粗跟踪速度环的频域响应

Tab.1 Frequency response data of the motor speed loop

Frequency/Hz	Amplitude response /dB	Phase response/(°)
2	-0.1	-6.8
5	-1.2	-27.5
8	-2.5	-43.4
10	-2.9	-47.1
20	-11.2	-65.2
50	-26.4	-100.5

从图 3 可以得到粗跟踪的简化控制模型 (亦即开环传递函数):

$$G(s)=K_1K_2K_3/s(Ts+1)=261.67/s(0.016s+1) \quad (1)$$

式中:内环速度(rad/s)与输入电压指令间的比值 K_1 为 0.628, 减速比 K_2 为 0.05, 粗跟踪相机使用 UI-5220, 有效像素 752×480, 开 100×100 小窗后帧频 400 fps, 焦距 50 mm, 每个像素对应 120 μ rad, 单位弧度对应相机像素的数目 K_3 为 8333.3。

2 LESO 的改进及控制器设计

二阶系统的典型应用非常广泛, 很多高阶系统的特性在一定条件下也可用二阶系统的特性来表征, 因此文中以二阶线性被控对象为例进行分析, 其状态空间方程表示如下:

$$\begin{cases} \dot{x}_1=x_2 \\ \dot{x}_2=-ax_2+bu+d(t) \\ y=x_1 \end{cases} \quad (2)$$

式中: a 为被控对象内部状态变量的联系; b 为控制电压 u 的增益; $d(t)$ 为总和扰动。在知道系统阶次和有关参数的基础上可以得到对应的 ESO^[10], 如公式(3):

$$\begin{cases} e(t)=y(t)-z_1(t) \\ \dot{z}_1(t)=z_2(t)+\beta_{01}(t)e(t) \\ \dot{z}_2(t)=-az_2(t)+z_3(t)+bu(t)+\beta_{02}(t)e(t) \\ \dot{z}_3(t)=\beta_{03}(t)e(t) \end{cases} \quad (3)$$

式中: z_1 、 z_2 为状态变量 x_1 、 x_2 的估计; z_3 为 x_3 , 即 $d(t)$ 的估计; $\beta_{01}(t)$ 、 $\beta_{02}(t)$ 、 $\beta_{03}(t)$ 为 ESO 的可变参数, 将决定 ESO 的观测精度。图 4 给出了被控对象的模拟结构图(虚线以上), ESO 的模拟结构图(虚线以下)及两者的联系(横跨虚线部分)。

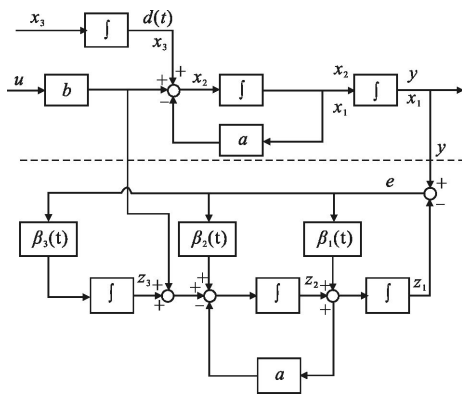


图 4 被控对象与 ESO 的模拟结构图

Fig.4 Simulation structure diagram of controlled object and ESO

扰动 $D(t)$ 的引入点如果与图 4 中扰动 $d(t)$ 的引入点不一致, 则 ESO 观测的扰动 $d(t)$ 将是 $D(t)$ 经等效变换得到的在 $d(t)$ 引入点处的值, 两者在作用效果上是等效的, 但是会给扰动的真实值与观测值间的直接对比带来不便。

文中着重研究 ESO 的线性形式 (Linear ESO, LESO), 先定义观测补偿器及其传递函数, 如公式(4):

$$\begin{cases} \beta_1(s)=\mathcal{L}[\beta_{01}(t)] \\ \beta_2(s)=\mathcal{L}[\beta_{02}(t)] \\ \beta_3(s)=\mathcal{L}[\beta_{03}(t)] \end{cases} \quad (4)$$

则扰动 x_3 (输入) 与其观测量 z_3 (输出) 的用传递函数 $\Phi(s)$ 表示为公式(5):

$$\Phi(s)=\frac{z_3(s)}{x_3(s)}=\frac{\beta_3(s)}{s^3+s^2(\beta_1(s)+a)+s(\beta_1(s)a+\beta_2(s))+\beta_3(s)} \quad (5)$$

考虑最常见的情况, 即当 $\beta_{01}(t)$ 、 $\beta_{02}(t)$ 、 $\beta_{03}(t)$ 都为常数时, 公式(5)可以简化为:

$$\Phi(s)=\frac{\beta_{03}}{s^3+s^2(\beta_{01}+a)+s(\beta_{01}a+\beta_{02})+\beta_{03}} \quad (6)$$

$\Phi(s)$ 是一个三阶系统, 分析上有一定困难。从实际情况考虑, 在中低频段用公式(7)近似:

$$\begin{aligned} \Phi(s) &\approx \frac{\beta_{03}}{s^3(\beta_{01}+a)+s(\beta_{01}a+\beta_{02})+\beta_{03}} = \\ &\frac{\frac{\beta_{03}}{\beta_{01}+a}}{s^2+s\frac{\beta_{01}a+\beta_{02}}{\beta_{01}+a}+\frac{\beta_{03}}{\beta_{01}+a}} \end{aligned} \quad (7)$$

$\Phi(s)$ 的特性决定了 LESO 对扰动的观测效果, 作为典型的二阶系统, 可以证明 $\Phi(s)$ 在时域上存在响应速度和超调量的矛盾; 在频域上的相位滞后、幅值衰减很大; 这些特性决定了 LESO 的观测性能是不够理想的。

现有自抗扰理论提供的解决方案是通过调整 β_{01} 、 β_{02} 和 β_{03} 的增益来提高观测性能。该方法不仅在理论上有所缺陷, 在实际操作中也有如下缺点:

- (1) 受到特征方程稳定性的限制, 根据劳斯判据当且仅当 $a\beta_{01}^2+a^2\beta_{01}+\beta_{01}\beta_{02}+a\beta_{02}>\beta_{03}$ 时, 系统处于渐进稳定, 从而使 β_{01} 、 β_{02} 和 β_{03} 的取值范围受到相互约束;
- (2) 可调整的参数有三个, 各个参数对系统性能的影响存在耦合, 导致调试的难度增加。

通过上文的推导与分析可以看出, 传统 LESO 的观测结构类似典型二阶系统, 结构上存在一定的缺陷, 导致扰动频率增加时, 扰动的观测准确性下降

很快。文中通过对扰动观测补偿器 $\beta_3(s)$ 的改进,提出一种改进的线性扩张状态观测器 (Modified LESO, MLESO),可以大幅减少扰动观测幅值下降的斜率和相位的滞后程度,进而可以有效提高扰动隔离度。

在公式(7)中,系统的自然频率和阻尼比分别为:

$$\omega_n = \sqrt{\frac{\beta_{\text{IS}}}{\beta_{01} + a}}, \zeta = \frac{\beta_{01}a + \beta_{02}}{\sqrt{\beta_{\text{IS}}(\beta_{01} + a)}}$$

二阶系统的时间响应和频率响应主要取决于 ω_n 和 ζ ,可以发现:相比于 β_{01} 和 β_{02} , β_{IS} 增益的变化可以同时调整 ω_n 和 ζ 进行调整,对系统性能影响最大。可以联想到 $\beta_3(s)$ 也应当具有类似功能,因此对 $\beta_3(s)$ 提出一种改进,如公式(7):

$$\beta_3(s) = \beta_k(1 + \beta_d s) \quad (8)$$

改进后的 $\beta_3(s)$ 包含了比例-微分环节,此时扰动观测传递函数表示为:

$$\Phi(s) = \frac{\beta_k(1 + \beta_d s)}{s^3 + s^2(\beta_{01} + a) + s(\beta_{01}a + \beta_{02}) + \beta_k(1 + \beta_d s)} = \frac{\beta_k(1 + \beta_d s)}{s^3 + s^2(\beta_{01} + a) + s(\beta_{01}a + \beta_{02} + \beta_k\beta_d) + \beta_k} \quad (9)$$

同理,在中低频段可近似为公式(10):

$$\Phi^*(s) = \frac{\beta_k(1 + \beta_d s)}{s^2(\beta_{01} + a) + s(\beta_{01}a + \beta_{02} + \beta_k\beta_d) + \beta_k} = \frac{\beta_k(1 + \beta_d s)}{s^2 + s \frac{\beta_{01}a + \beta_{02} + \beta_k\beta_d}{\beta_{01} + a} + \frac{\beta_k}{\beta_{01} + a}} \quad (10)$$

对比公式(7)和公式(10),在闭环系统上最明显的变化是增加了一个零点(极点变化较小),在控制理论中:零点的作用为减小峰值时间,使系统响应速度加快,并且零点越接近虚轴作用越明显;从频域上看串联了一个超前网络,减少了幅值下降的斜率和相位的滞后程度。

综上,MLESO 可以表示为公式(11):

$$\begin{cases} e(t) = y(t) - z_1(t) \\ \dot{z}_1(t) = z_2(t) + \beta_{01}(t)e(t) \\ \dot{z}_2(t) = -az_2(t) + z_3(t) + bu(t) + \beta_{02}(t)e(t) \\ \dot{z}_3(t) = \beta_{\text{IS}}(t) \\ \beta_{\text{IS}}(t) = \beta_k(e(t) + \beta_d \dot{e}(t)) \end{cases} \quad (11)$$

下面结合上文的分析设计粗跟踪控制器,由 MLESO 和位置 PID 调节器组成的粗跟踪控制框图见图 5, MLESO 负责估计系统的状态变量和等效总和扰动,扰动的等效补偿量与位置 PID 调节器得到的控制量在综合点相减,产生速度环的给定电压。

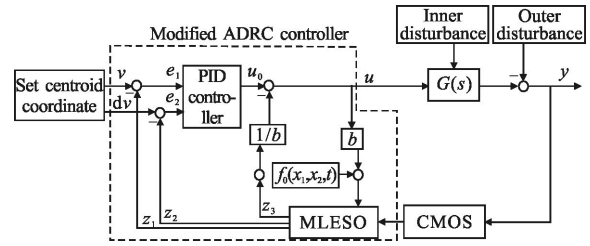


图 5 基于改进的 ADRC 控制器的粗跟踪结构框图

Fig.5 Control structure of coarse tracking based on modified ADRC controller

对应式公 (1) 的被控对象状态空间方程形式如公式(12):

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = f(x_1, x_2, t) + bu = f_0(x_1, x_2, t) + d(t) + bu \\ y = x_1 \end{cases} \quad (12)$$

式中:状态变量 x_1 表示光斑的位置; x_2 表示光斑的速度; u 表示速度的给点控制电压; $f_0(x_1, x_2, t) + bu$ 为对象模型的标称部分; $d(t)$ 为内部扰动 N_i 与外部扰动 N_o 的等效总和。

$$f_0(x_1, x_2, t) = -\frac{1}{T} x_2 = -62.8x_2 \quad (13)$$

$$b = \frac{K_1 K_2 K_3}{T} = 16457 \quad (14)$$

然后设计 MLESO,用来估计系统状态变量和总和扰动 $d(t)$,其离散形式为:

$$\begin{cases} e(k) = y(k) - z_1(k-1) \\ de(k) = (e(k) - e(k-1))/h \\ z_1(k) = z_1(k-1) + h(z_2(k-1) + \beta_1 e(k)) \\ z_2(k) = z_2(k-1) + h(z_3(k-1) + \beta_2 e(k) + bu(k-1) + f_0(z_1(k-1), z_2(k-1), (k-1))) \\ z_3(k) = z_3(k-1) + h(PE(e, de)) \\ PE(e, de) = \beta_3(e + \beta_4 de) \end{cases} \quad (15)$$

将参考文献[12]推荐的 LESO 典型增益取值方法与工程调试相结合,得到了一组比较合适的参数, $\beta_1=400, \beta_2=2 \times 10^4, \beta_3=2 \times 10^5, \beta_4=0.1, h=0.0025$ 。将上述参数代入到公式(7)和公式(10),得到:

$$\Phi(s) = \frac{400000}{s^3 + 462.5s^2 + 45000s + 400000}$$

$$\Phi^*(s) = \frac{80000s + 800000}{s^3 + 462.5s^2 + 85000s + 400000}$$

分别作出它们的频响曲线,在图 6 中显示。

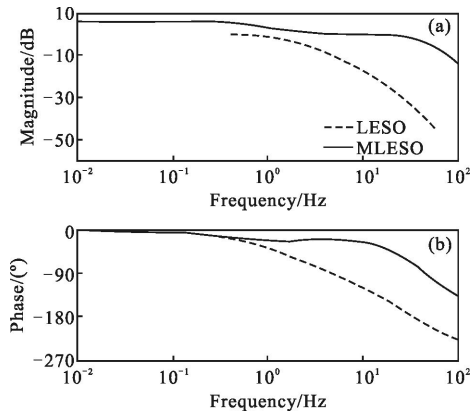


图 6 频域响应曲线

Fig.6 Curve of frequency response

可以看到, LESO 算法对扰动的观测准确度随着扰动频率的下降很明显,相比 LESO, MLESO 对扰动的观测更为准确和及时;如在 1 Hz 处幅值提升了 4.6 dB,相位滞后减少了 14°;在 2.5 Hz 处提升了 6.4 dB,相位滞后减少了 47°;这与理论分析相吻合,扰动观测效果的改善将表现在粗跟踪的跟踪误差上。

最后设计前向通道上的控制律,位置 PID 控制器的离散形式为:

$$\begin{cases} e_1(k) = r(k) - z_1(k) \\ e_2(k) = -z_2(k) \\ u_0(k) = K_p e_1(k) + K_d e_2(k) \end{cases} \quad (16)$$

在调试 PID 参数时关闭 ESO,得到一组较好的参数 $K_p=1200, K_d=10$ 。总和扰动的补偿量与 $u_0(k)$ 在综合点相减,得到速度环给定电压:

$$u(k) = u_0(k) - z_3(k)/b \quad (17)$$

3 实验

为了验证 MLESO 算法的实际效果,在物理实验中测试了粗跟踪的时域响应、频域响应和观测器的鲁棒性,对以下三种算法进行了对比研究:分别是 PID 即粗跟踪原有的算法、传统的 ADRC(PID+LESO)、改进的 ADRC(PID+MLESO)。由于外部扰动的引入点并非图 4 中 $d(t)$ 的引入点,所以无法对扰动观测效果进行对比。根据实际工程中粗跟踪所需抑制的主要扰动特征,将实验中的扰动频率设定为 0.5~2.5 Hz。

(1) 施加 1°、1 Hz 的被跟踪目标正弦位置扰动。采用 PID 控制器的误差曲线见图 7,采用 PID+LESO 控制器的误差曲线见图 8,采用 PID+MLESO 的误差

曲线见图 9。从图 7 和图 8 可以看出, PID+LESO 使系统的位置最大误差从 $\pm 0.137^\circ$ 降低到 $\pm 0.112^\circ$,降低了 18.2%;从图 7 和图 9 可以看出使用 PID+MLESO 使系统的最大误差从 $\pm 0.137^\circ$ 降低到 $\pm 0.085^\circ$,降低了 37.9%;可以看出 PID+MLESO 算法有效地提高了跟踪精度。

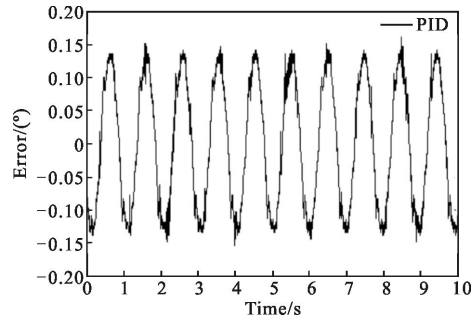


图 7 PID 控制器的误差曲线

Fig.7 Error curve with PID controller

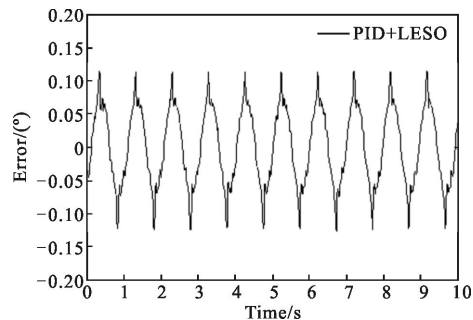


图 8 PID+LESO 控制器的误差曲线

Fig.8 Error curve with PID+LESO controller

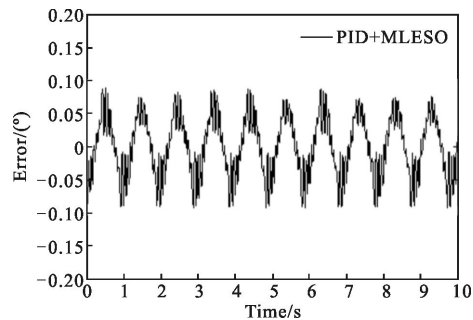


图 9 PID+MLESO 控制器的误差曲线

Fig.9 Error curve with PID+MLESO controller

(2) 表 2 为粗跟踪平台在外部目标正弦位置扰动以幅值为 1°、频率在 0.5~2.5 Hz 之间以 0.5 Hz 的频率递增时,采用三种控制算法的位置最大误差和标准差。

从表 2 和表 3 中可以明显看出:(1) 就跟踪最大误差的提升程度而言,随着扰动频率的增加,PID+LESO 对扰动的补偿效果下降比较明显,2 Hz 时的提升程度仅为 0.5 Hz 处的 9.5%,而 PID+MLESO 的扰动抑制能力则相对稳定,2 Hz 时的提升程度与 0.5 Hz 处变化不大;(2) 就跟踪的标准差提升程度而言,PID+LESO 方法依然下降非常明显,2 Hz 时的扰动抑制提升程度仅为 0.5 Hz 处的 12.9%,PID+MLESO 方法则为 0.5 Hz 处的 59.7%;扰动补偿效果的提升证明了 MLESO 方法对扰动观测性能的有效提高,解决了自抗扰控制技术中存在的扰动补偿效果随着扰动频率提升迅速下降的问题。

表 2 三种控制算法的跟踪最大误差和标准差

Tab.2 Maximum tracking error and standard deviation with three kinds of control algorithm

f/Hz	PID/(°)	PID+LESO/(°)	PID+MLESO/(°)
0.5	0.071/0.047	0.054/0.018	0.041/0.016
1.0	0.137/0.095	0.112/0.067	0.085/0.043
1.5	0.205/0.148	0.182/0.113	0.121/0.078
2.0	0.272/0.198	0.265/0.175	0.152/0.104
2.5	0.351/0.247	0.353/0.242	0.206/0.145

表 3 在表 2 的基础上,给出了 LESO 与 MLESO 相对 PID 算法而言其位置跟踪误差及标准差的提升程度。

表 3 扰动隔离度的提升程度

Tab.3 Improvement of disturbance isolation degree

f/Hz	PID+LESO/dB	PID+MLESO/dB
0.5	2.377/8.337	4.769/9.360
1.0	1.750/3.033	4.146/6.885
1.5	1.034/2.344	4.579/5.563
2.0	0.226/1.073	5.055/5.593
2.5	-0.025/0.177	4.629/4.627

(3) 受到诸如视在测量误差、转动惯量变动、温度、磁路饱和、摩擦力、机械谐振等因素的影响,系统的物理参数不可避免地处于变化中,工程上一般认

为物理参数在±15%以内变动,这对 ESO 的鲁棒性提出了要求。鉴于被控对象参数的调整难以实现,所以从另外一个角度进行研究,假设 ESO 的 *b* 参数,即转台速度环最关键参数的估计存在 20%偏差(其它各参数保持不变),从而可以等效的研究控制器的鲁棒性。表 4 给出了 *b* 参数为初始值 80%时三种控制算法的位置跟踪误差及其标准差。表 5 给出了 *b* 参数为初始值 80%时 PID+LESO 与 PID+MLESO 相对 PID 算法而言位置跟踪误差及其标准差的提升程度。

表 4 模型参数变化时三种控制算法的跟踪最大误差和标准差

Tab.4 Maximum tracking error and standard deviation with three kinds of control algorithm when model parameters change

f/Hz	PID/(°)	PID+LESO/(°)	PID+MLESO/(°)
0.5	0.071/0.047	0.060/0.027	0.054/0.021
1.0	0.137/0.095	0.121/0.085	0.105/0.047
1.5	0.205/0.148	0.205/0.121	0.145/0.083
2.0	0.272/0.198	0.281/0.184	0.182/0.115
2.5	0.351/0.247	0.364/0.245	0.236/0.167

表 5 模型参数变化时扰动隔离度的提升程度对比

Tab.5 Improvement of disturbance isolation degree when model parameters change

f/Hz	PID+LESO/dB	PID+MLESO/dB
0.5	1.462/4.815	2.377/6.998
1.0	1.079/0.966	2.311/6.113
1.5	0.000/1.750	3.008/5.024
2.0	-0.283/0.637	3.490/4.720
2.5	-0.316/0.071	3.448/3.400

对比表 3 和表 5 可以看出,在被控对象参数变化 20%时,尽管两种算法对扰动隔离度的提升效果均有一定程度的下降,但 PID+MLESO 算法的下降幅度显然较小且相对稳定,说明该方法具有较好的鲁棒性和工程适应性。

4 结 论

为解决传统自抗扰控制器的扰动补偿效果随着

扰动频率增加迅速下降的问题。通过对线性扩张状态观测器观测原理的推导与分析,从理论上指出传统自抗扰控制器的扰动补偿效果下降的原因,提出了一种基于改进的线性扩张状态观测器的自抗扰控制方法。

实验结果表明:针对 1° 、频率在 $0.5\sim 2.5\text{ Hz}$ 之间的外部位置扰动,传统的自抗扰控制器随着扰动频率的提升,扰动隔离度下降非常明显, 2 Hz 时的提升程度仅为 0.5 Hz 处的 9.5% ;而采用基于改进后的线性扩张状态观测器的自抗扰控制方案使扰动隔离度至少提高了 4.146 dB ,且随着扰动频率的提升,扰动隔离度的提升非常稳定, 2 Hz 时的提升程度与 0.5 Hz 处变化不大;此外,改进后的自抗扰控制器有较好的鲁棒性,允许被控对象在 20% 的范围内变化。

综上所述,该方法解决了自抗扰控制技术中存在的扰动补偿效果随着扰动频率提升迅速下降的问题,进一步提高了空间光通信粗跟踪平台对扰动的抑制能力,为提高光电跟踪平台的扰动隔离度提供了新方法,具有较高的理论和实用价值。

参考文献:

- [1] Moll F, Mitzkus W, Horwath J, et al. Demonstration of high-rate laser communications from fast airborne platform: flight campaign and results [C]//Unmanned/Unattended Sensors and Sensor Networks X, 2014, 9248: 1–6.
- [2] Rabinovich W S, Moore C I, Burriss H R, et al. Free space optical communications research at the U.S. Naval Research Laboratory [C]//Free-Space Laser Communication Technologies XXII. 2010, Proc. SPIE, 2010, 7587: 1–15.
- [3] Ortiz G G, LEE S, Monacos S P, et al. Design and development of a robust ATP subsystem for the Altair UAV-to-ground lasercomm 2.5 –Gbps demonstration [C]//Free-Space Laser Communication Technologies XV, 2003, 4975: 103–114.
- [4] Zhao Xin, Song Yansong, Tong Shoufeng, et al. Dynamic demonstration experiment of acquisition, pointing and tracking system in space laser communications [J]. *Chinese Journal of Lasers*, 2014, 41(3): 131–136. (in Chinese)
- [5] Lin Yixiang, Ai Yong, Shan Xin. Experiment of ship-shore free-space optical communication [J]. *Journal of Optoelectronics · Laser*, 2014, 25(3): 478–484. (in Chinese)
- [6] Zuo Tao, Xiao Yongjun, Huang Haibo. Design and experiment of coarse tracking for beacon on the lake surface in FSO communications [J]. *Journal of Optoelectronics · Laser*, 2012, 23(3): 489–494. (in Chinese)
- [7] Tong Shoufeng, Jiang Huilin, Liu Yunqing, et al. Optimum design of bandwidth for the APT coarse tracking assembly in free space laser communication [J]. *Opto-Electronic Engineering*, 2007, 34(9): 16–20. (in Chinese)
- [8] Jiang Huilin, Tong Shoufeng, Zhang Lizhong. The Technologies and System of Space Laser Communication[M]. Beijing: National Defence Industry Press, 2010. (in Chinese)
- [9] Han Liqiang, Wang Qi, Shida Katsunori, et al. Hybrid self-adaptive control of coarse tracking platform in ATP system for space optical communication [J]. *Journal of Yanshan University*, 2009, 33(5): 377–381. (in Chinese)
- [10] Han Jingqing. Auto disturbances rejection control technique[J]. *Frontier Science*, 2007, 5(1): 24–31. (in Chinese)
- [11] Han Jingqing. From PID technique to active disturbances rejection control technique [J]. *Control Engineering of China*, 2002, 9(3): 13–18. (in Chinese)
- [12] Han Jingqing. Active Disturbance Rejection Control Technique—the Technique for Estimating and Compensating the Uncertainties [M]. Beijing: National Defence Industry Press, 2013. (in Chinese)
- [13] Li Xiantao, Zhang Bao, Sun Jinhui, et al. ADRC based on disturbance frequency adaptive of aerial photoelectrical stabilized platform [J]. *Infrared and Laser Engineering*, 2014, 43(5): 1574–1581. (in Chinese)
- [14] Ye Lei, Xia Yuanqing, Fu Mengyin. Active disturbance rejection control for gun control system of unmanned turret [J]. *Control Theory & Applications*, 2014, 31(11): 1580–1588. (in Chinese)
- [15] Xia Changliang, Song Zhanfeng. Pitch control of variable speed constant frequency wind turbines based on active-disturbance-rejection controller[J]. *Proceedings of the CSEE*, 2007, 27(14): 91–95. (in Chinese)
- [16] Liu Yingpei, Li Ran, Liang Haiping. Direct torque control for permanent magnet synchronous motor based on active-disturbance rejection control optimized by least squares support vector machines[J]. *Proceedings of the CSEE*, 2014, 34(27): 4654–4664. (in Chinese)