

## 激光与光电子学进展

## 基于光通信快速反射镜的改进型自抗扰控制算法

李俊华<sup>1</sup>, 董岩<sup>1,2\*</sup>, 林本震<sup>1</sup>, 刘洋<sup>2</sup><sup>1</sup>长春理工大学电子信息工程学院, 吉林 长春 130012;<sup>2</sup>长春理工大学空地激光通信技术国防重点学科实验室, 吉林 长春 130022

**摘要** 为了解决机载激光通信平台在工作环境中,因自身运动姿态的变换、工作环境的不稳定、外界大气湍流等外界因素对跟踪系统的干扰问题,提出一种比例积分微分(PID)与自抗扰控制(ADRC)结合的算法,在线性的自抗扰环节加入PID控制算法,对系统进行仿真和实验测试。结果表明,改进型ADRC在跟踪精度、抗扰动能力和鲁棒性方面都优于传统ADRC,改进型ADRC在跟踪精度上约为 $6.8\ \mu\text{rad}$ ,传统ADRC的跟踪精度约为 $8\ \mu\text{rad}$ ,可以看出,改进型ADRC的跟踪精度较传统ADRC提高了15%左右。将改进型ADRC系统的控制算法代入实际的快反镜系统中也有良好的跟踪效果。

**关键词** 光纤光学与光通信; 快速反射镜; 线性自抗扰控制; 比例积分微分控制; 抗扰动; 机载激光通信

中图分类号 TP273

文献标志码 A

DOI: 10.3788/LOP221964

## Improved Active Disturbance Rejection Control Algorithm Based on Fast Steering Mirror for Optical Communication

Li Junhua<sup>1</sup>, Dong Yan<sup>1,2\*</sup>, Lin Benzhen<sup>1</sup>, Liu Yang<sup>2</sup><sup>1</sup>School of Electronic Information Engineering, Changchun University of Science and Technology, Changchun 130012, Jilin, China;<sup>2</sup>Fundamental Science on Space-Ground Laser Communication Technology Laboratory, Changchun University of Science and Technology, Changchun 130022, Jilin, China

**Abstract** A algorithm of combination of proportional-integral-derivative (PID) and active disturbance rejection control (ADRC) is proposed to solve the problem of the airborne laser communication platform in a work environment caused by the transformation of its motion posture, instability of the work environment, and susceptibility to external factors such as interference of atmospheric turbulence with the tracking system. The PID control algorithm is added to the linear active disturbance rejection link to perform simulation and experimental testing of the system. The results show that the improved ADRC is superior to the traditional ADRC in terms of tracking accuracy, anti-disturbance capability, and robustness. The tracking accuracy values of the improved and traditional ADRC are approximately  $6.8$  and  $8\ \mu\text{rad}$ , respectively. Thus, the tracking accuracy of the improved ADRC is approximately 15% higher than that of the traditional ADRC. Introducing the control algorithm of the improved ADRC into the fast steering mirror system also has a good tracking effect.

**Key words** fiber optics and optical communication; fast steering mirror; linear active disturbance rejection control; proportional-integral-derivative control; anti-disturbance; airborne laser communication

## 1 引言

机载激光通信系统一般由激光收发系统、跟瞄系统以及通信系统三部分组成<sup>[1]</sup>。而机载激光通信系统的通信效果的优劣是由激光收发系统和跟瞄系统的好坏综合决定的。因激光收发系统的激光发射器在工作

时有较窄的发射光束和较小的发散角。所以,为了保证通信过程的视轴稳定,跟瞄系统一般采用粗跟踪伺服控制与精跟踪伺服控制相结合的控制方法。在伺服控制中,又因机载激光通信系统的稳定受载体姿态变化、平台振动和大气湍流<sup>[2-4]</sup>等不确定因素的影响。粗跟踪伺服系统与精跟踪伺服系统相比,粗跟踪伺服系

收稿日期: 2022-06-30; 修回日期: 2022-08-24; 录用日期: 2022-10-13; 网络首发日期: 2022-10-23

基金项目: 吉林省科技厅自然科学基金(YDZJ202101ZYTS193)

通信作者: \*2819769660@qq.com

统在视场范围上远大于精跟踪伺服系统,但其跟踪残差较大;精跟踪控制系统的跟踪残差很小但其视场范围很小。因此精跟踪伺服系统的控制方式选择显得尤为重要。目前应用在精跟踪伺服系统上的控制算法主要还是以经典的比例积分微分(PID)算法为主。虽然其设计过程简单,但是其设计过程依赖于数学模型的建立,而且其对抗扰动的补偿效果一般。而自抗扰控制(ADRC)技术的核心思想是将所有未知信息归结为扰动,从而进行抑制与补偿,可以在快反镜系统中实现更好的动态性能与控制精度<sup>[5-6]</sup>。

近年来,ADRC 技术被广泛应用于机载激光通信平台<sup>[7]</sup>。例如,文献[8]中将 ADRC 技术应用于机载光电跟瞄吊舱的控制回路中,明显提高了系统的抗干扰能力和鲁棒性,在加入相同扰动时,自抗扰在调节时间和超调量方面基本不发生变化,而 PID 控制无论是在到达系统的时间还是超调量上都有一些增加;在文献[9]中,机载激光武器的跟瞄系统中运用了 ADRC 技术,满足了系统高精度要求,采用 ADRC 与 PID 相比,粗跟踪精度由 43  $\mu\text{rad}$  减少为 35  $\mu\text{rad}$ ,精跟踪精度由 1.30  $\mu\text{rad}$  减少为 0.23  $\mu\text{rad}$ 。因此,在机载激光通信

中,采用 ADRC 能够很好地控制由于载体运动、平台振动、大气湍流等造成的外部扰动和自身模型不准确、内部结构磁性吸引产生的内部扰动,从而进一步抑制外界干扰,减少系统因外部扰动而产生的跟踪误差。

本文设计了一种 PID 与 ADRC 相结合的复合控制算法,将传统的输出量估计信号和输出量微分估计信号的比例微分(PD)组合优化为两者的 PID 控制,进一步对系统的输出估计量进行优化。相比传统 ADRC,改进型 ADRC 可以更好地抑制系统扰动,提高系统的控制精度。

## 2 线性 ADRC 原理

线性 ADRC 是在非线性 ADRC 的基础上,通过将 ADRC 的各个环节进行线性化设计,将传统的非线性误差反馈控制率改为一般的线性组合,将传统的非线性扩张状态观测器通过零极点配置及带宽法,将传统的自抗扰控制器需要整定的参数简化减少到三个,分别为观测器带宽  $\omega_o$ 、控制器带宽  $\omega_c$  及其系统辨识参数  $b_o$ ,然后将非线性误差状态控制率的非线性函数线性化,转为与控制器带宽相关联的线性误差状态控制率<sup>[10-13]</sup>,其线性 ADRC 的基本结构框架如图 1 所示。

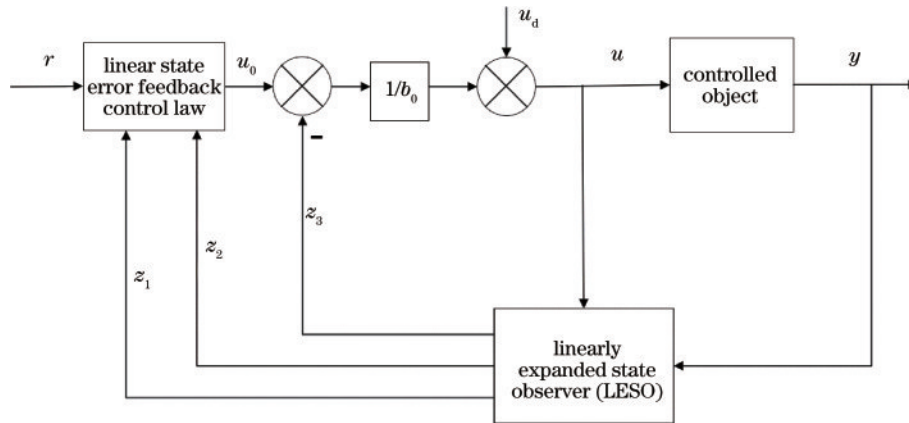


图 1 线性 ADRC 基本结构

Fig. 1 Basic structure of linear active disturbance rejection control (ADRC)

如图 1 所示,  $r$  为系统的目标输入,  $u_0$  为系统经过 PD 控制组合后的参数,  $u$  为对被控对象的控制量输入,  $y$  为控制系统的输出,  $z_1$ 、 $z_2$  为线性扩张状态观测器(LESO)对系统的输出和其微分信号的估计量,  $z_3$  为线性扩张观测器对外界扰动  $u_d$  的估计量。

### 2.1 模型辅助的 LESO 的设计

对于被控对象的某些系统,可以从参数设置、扫频等方式获知被控对象的大致模型,将这些大致模型的部分已知信息加入 LESO 中,可以在不影响 LESO 带宽的情况下,提高对扰动的估计精度,减少控制系统的残差<sup>[14-15]</sup>。以典型的二阶控制系统为例,被控对象可以写为

$$\ddot{y} = -a_1 \dot{y} - a_0 y + w + bu, \quad (1)$$

式中:  $a_0$ 、 $a_1$  为已知量;扰动  $w$  未知;  $b$  的部分已知为  $b_0$ , 则式(1)又可以写为

$$\begin{aligned} \ddot{y} = & -a_0 \dot{y} - a_1 y + w + (b - b_0)u = \\ & -a_0 \dot{y} - a_1 y + f' + b_0 u, \end{aligned} \quad (2)$$

式中,  $f' = w + (b - b_0)u$  为实际未知扰动的和。则  $-a_1 y - a_0 \dot{y} + f'$  为包含了已知被控对象的信息和系统未知总扰动的和,可以称为系统总扰动的拓展为新的  $f$ 。选取系统的状态变量为  $x_1 = y$ ,  $x_2 = \dot{y}$ ,  $x_3 = f$ , 则  $\mathbf{x} = [y, \dot{y}, f]^T$  为包含了总扰动的扩张状态, 则式(2)又可以转化为连续的扩张状态观测的空间描述:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}u + \mathbf{E}f' \\ \mathbf{y} = \mathbf{C}\mathbf{x} \end{cases}, \quad (3)$$

其中状态方程的参数可以描述为

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & -a_0 & -a_1 \end{bmatrix}, \mathbf{B} = \begin{bmatrix} 0 \\ b_0 \\ -a_1 b_0 \end{bmatrix}, \mathbf{E} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}, \\ \mathbf{C} = [1 \ 0 \ 0]$$

上式又可写为连续 LESO:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{z}} = \mathbf{A}\mathbf{z} + \mathbf{B}u + \mathbf{L}(y - \hat{y}) = \\ \mathbf{A}\mathbf{z} + \mathbf{B}u + \mathbf{L}(y - \mathbf{C}\mathbf{z}), \\ \hat{y} = \mathbf{C}\mathbf{z} \end{cases} \quad (4)$$

式中:  $\mathbf{z} \rightarrow \mathbf{x}$ ,  $\mathbf{z}$  为观测器的状态向量;  $\mathbf{L}$  为观测器误差反馈增益矩阵, 需自行设计。又因式(3)中的  $f$  扰动为未知量且可以被 LESO 估计出, 则可从式(4)中略去。观测器方程则又可以写为

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{z}} = [\mathbf{A} - \mathbf{L}\mathbf{C}]\mathbf{z} + [\mathbf{B}, \mathbf{L}] \begin{bmatrix} u \\ y \end{bmatrix}, \\ \mathbf{y}_e = \mathbf{z} \end{cases} \quad (5)$$

式中:  $u, y$  为 LESO 的两个输入;  $\mathbf{y}_e$  为系统的输出;  $\mathbf{A}, \mathbf{B}, \mathbf{C}$  的值如上;  $\mathbf{L}$  为观测器增益矩阵, 需按照系统需求设计。

通过极点配置法, 将观测器特征方程的极点同放在  $-\omega_0$  处。这一运算可以极大地简化 LESO 的设计过程, 即构建以下方程:

$$\lambda(s) = |s\mathbf{I} - (\mathbf{A} - \mathbf{L}\mathbf{C})| = (s + \omega_0)^3. \quad (6)$$

可以得到观测器的增益矩阵为

$$\mathbf{L} = [l_1 \ l_2 \ l_3]^T, \quad (7)$$

式中  $l_1, l_2, l_3$  可分别表示为

$$\begin{cases} l_1 = 3\omega_0 - a_1 \\ l_2 = 3\omega_0^2 - 3a_1\omega_0 - a_0 + a_1^2 \\ l_3 = \omega_0^3 - 3a_1\omega_0^2 + 3(a_1^2 - a_0)\omega_0 + 2a_0a_1 - a_1^3 \end{cases} \quad (8)$$

## 2.2 线性误差反馈控制率的设计

因为线性 LESO 通过对系统输出和系统输出微分的估计值, 能够实时地观测跟踪状态并补偿作用于系统的总扰动, 所以可以将传统 PID 系统中的积分项舍

去, 线性状态误差反馈控制率便可以简化为比例与微分控制<sup>[16-17]</sup>。对于一般二阶控制系统, 采用传统的 LESO, 则可以将采用的 PD 组合的系统写为

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

式中:  $r$  为系统输入的期望值;  $z_1$  和  $z_2$  来自 LESO 对系统输出和系统输出微分的估计状态;  $k_p$  和  $k_d$  分别为比例和微分的放大系数。而在式(9)中采用  $-k_d z_2$  代替了  $k_d(\dot{r} - \dot{z}_2)$ , 避免了对给定值进行微分, 也就避免了给定值快速变化导致的系统震荡。所以整个系统的闭环传递函数可以写为

$$G_{cl} = \frac{k_p}{s^2 + k_d s + k_p}, \quad (10)$$

式中,  $k_p$  和  $k_d$  为待设计的控制器增益矩阵的参数, 经过参数优化, 可选择为

$$k_p = \omega_c^2, k_d = 2\omega_c, \quad (11)$$

式中,  $\omega_c$  为控制器带宽。

## 2.3 改进型线性误差反馈控制率的设计

在传统的线性误差控制率中, 对来自扩张状态观测器的输出量可以写为简单的 PD 环节, 然后对系统数据处理后, 将所得的信息传给被控对象, 其对应的数学公式为

$$u_0 = k_p(r - z_1) - k_d z_2 - z_3. \quad (12)$$

如图 2 所示, 改进型的线性误差反馈控制率则是在原有的线性误差反馈控制率的基础上分别对反馈的来自 LESO 的估计状态  $z_1$  和  $z_2$ , 分别进行 PID 校正, 对系统的噪声有一定的抑制作用, 从而提高系统的跟踪精度、提高系统抗扰动性, 其对应的数学公式为

$$u_0 = [k_{p1}(r - z_1) + k_{i1}(r - \dot{z}_1) + k_{d1}[(r - z_1) - (k_{p2}z_2 + k_{i2}\dot{z}_2 + k_{d2}\ddot{z}_2) - z_3], \quad (13)$$

式中:  $k_{p1}, k_{p2}$  为 PID 控制中的比例环节的参数;  $k_{i1}, k_{i2}$  为 PID 控制中的积分环节的参数;  $k_{d1}, k_{d2}$  为 PID 控制中的微分环节的参数;  $r, z_1, z_2$  和  $z_3$  分别为输入信号、输出信号的估计值、输出信号估计值的微分和系统的总扰动估计量;  $r - \dot{z}_1, \dot{z}_2$  分别为输入减去输出估计值的微分和

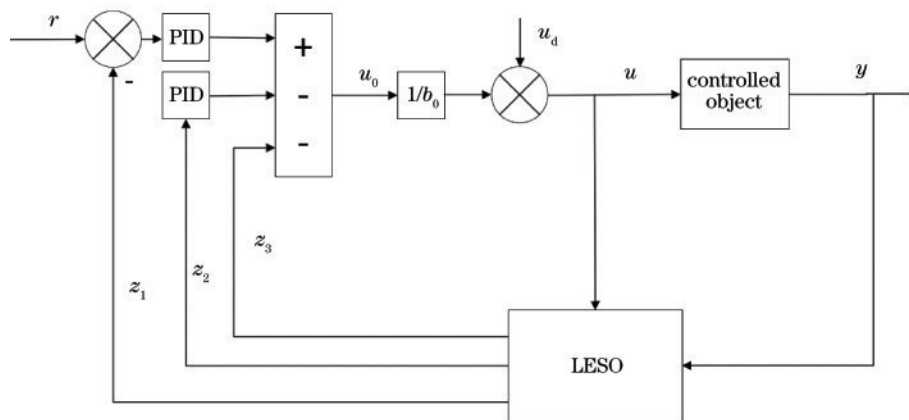


图 2 改进型线性 ADRC 基本结构

Fig. 2 Basic structure of improved linear ADRC

输出估计值微分的微分;  $\int(r - z_1)$ 、 $\int z_2$  分别为输入减去输出估计值的积分和输出估计值微分的积分。

### 3 仿真实验与验证

#### 3.1 快反镜模型建立

使用扫频仪对快反镜进行扫频, 得到其伯德图如图 3 所示。

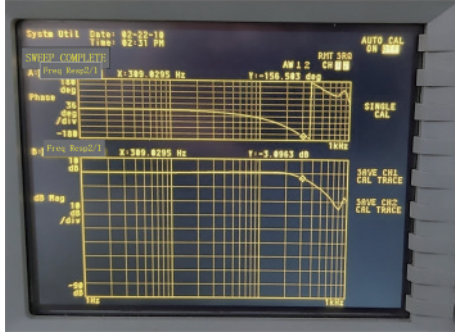


图 3 快反镜方位轴扫频伯德图

Fig. 3 Sweep Bode plot of fast steering mirror azimuth axis

分别记录不同频率的幅值和相位的大小, 将采集的数据导入 Matlab 中, 采用遗传算法拟合。在拟合中, 分别采用一阶模型、二阶模型以及更高阶的数学模

型作为拟合的目标函数。在拟合中可以发现, 使用阶数越高的数学模型作为目标函数, 在拟合中的效果越好, 但在控制系统中的参数更为繁琐。因快反镜在使用中的带宽为 300 Hz 以内, 且在使用范围内二阶、三阶和四阶的数学模型拟合误差大小相近, 故采用二阶的震荡环节作为目标函数, 这样既符合实际需求也减少了在改进型 ADRC 系统中的参数调节, 所以该快反镜的数学模型可总结为

$$y(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\delta\omega_n s + \omega_n^2}, \quad (14)$$

式中,  $\omega_n = 40\pi$ ,  $\delta = 0.15$  为拟合后得到的被控对象参数。其被控对象可写为状态方程:

$$\ddot{y} + a_1\dot{y} + a_0y = b_0u + f, \quad (15)$$

式中:  $a_0 = \omega_n^2$ ;  $a_1 = 2\delta\omega_n$ ;  $b_0 = \omega_n^2$ ;  $y, u$  分别为系统的输出和 LESO 的输入;  $f$  为包含了外扰和内扰的总扰动。按照式(4)构建连续的扩张状态空间方程:

$$\begin{cases} \dot{x} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & -\omega_n^2 & -2\delta\omega_n \end{bmatrix} x + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_n^2 \\ -2\delta\omega_n^3 \end{bmatrix} u + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} f' \\ y = [1 \ 0 \ 0]x \end{cases} \quad (16)$$

则上述的模型辅助的连续 LESO 可以重写观测器为

$$\begin{cases} \dot{z} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & -\omega_n^2 & -2\delta\omega_n \end{bmatrix} z + \begin{bmatrix} l_1 \\ l_2 \\ l_3 \end{bmatrix} [1 \ 0 \ 0] z + \begin{bmatrix} 0 & l_1 \\ \omega_n^2 & l_2 \\ -2\delta\omega_n^3 & l_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u \\ y \end{bmatrix}, \\ y_c = z \end{cases} \quad (17)$$

式中:  $u, y$  是 LESO 的组合输入;  $y_c$  是 LESO 的估计输出;  $[l_1 \ l_2 \ l_3]^T$  为需要设计的观测器增益矩阵  $L$ 。选取增益矩阵  $L$  的值, 使得系统状态方的极点配置到  $-\omega_0$  处, 即有

$$\lambda(s) = |sI - (A - LC)| = (s + \omega_0)^3. \quad (18)$$

通过带宽法配置系统的参数, 使观测器增益矩阵与观测器带宽相关联, 则连续 LESO 的参数整定变得简单易行。

#### 3.2 仿真框图搭建

按照式(17)设计线性 ADRC 的仿真模型, 建立如下算法, 采用模型辅助的 LESO, 分别对状态观测器的输入量  $u, y$  进行估计运算, 可以得到估计后的系统输入量、输入量微分和总扰动的状态。再分别通过 PID 校正和经典线性 ADRC 的组合, 可以将系统中未知的总扰动给抵消, 减少因系统输入而产生的噪声, 以此来实现快反镜控制系统稳定的跟踪效果。

因在激光通信的系统中, 方位轴与俯仰轴的控制方式相似, 所以在 Simulink 中对机载激光通信平台方位轴精跟踪伺服系统搭建模型进行验证, 其仿真图如图 4 所示。

其状态方程的参数按上述计算所得, 然后对 PID 参数进行整定, 可以有较好的控制效果。

#### 3.3 动态特性分析

设计不同的控制方案并进行验证对比, 图 5 为传统的 ADRC 方案, 图 4 为改进型 ADRC, 将传统的反馈增益  $K$  改为 PID 控制, 可以更有效地增加其跟踪精度。

1) 跟踪动态性能验证: 在无扰动的情况下, 输入幅值为  $200 \mu\text{rad}$ 、频率为 50 Hz 的正弦曲线模拟快反镜方位轴的跟踪目标运动轨迹进行仿真验证, 分别对经典 ADRC 系统和改进型 ADRC 系统参数进行调整, 对两种实验算法进行验证, 观察其最终的跟踪残差, 如图 6 所示。待系统跟踪稳定后, 通过示波器可以观察到对估计信号 PID 校正后, 跟踪残差大概为  $6.8 \mu\text{rad}$ , 传统 ADRC 跟踪残差在  $8 \mu\text{rad}$  左右, 由此可以看出改进型 ADRC 比传统 ADRC 跟踪残差提高了 15% 左右。

2) 有扰动的外界干扰的验证: 在系统快反镜的输入信号中叠加一个随机扰动如图 4 所示, 通过查看改进型 ADRC 系统对扰动的抑制程度, 从图 7 中可以看

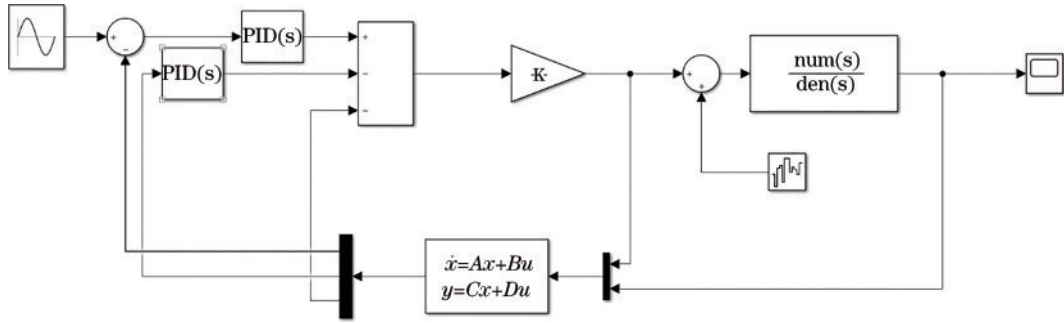


图 4 快反镜仿真实验框图

Fig. 4 Block diagram of fast steering mirror simulation experiment

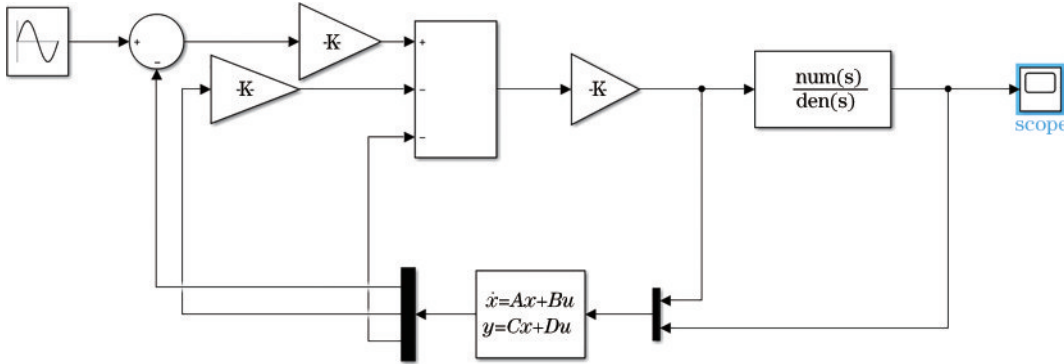


图 5 传统 ADRC 快反镜仿真实验框图

Fig. 5 Block diagram of traditional ADRC fast steering mirror simulation experiment

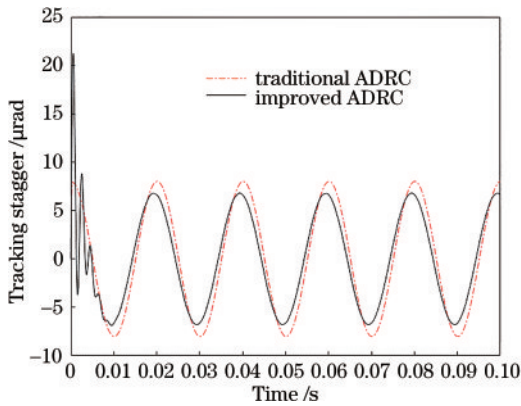


图 6 经典 ADRC 与改进型 ADRC 跟踪残差对比

Fig. 6 Tracking stagger comparison between traditional ADRC and improved ADRC tracking

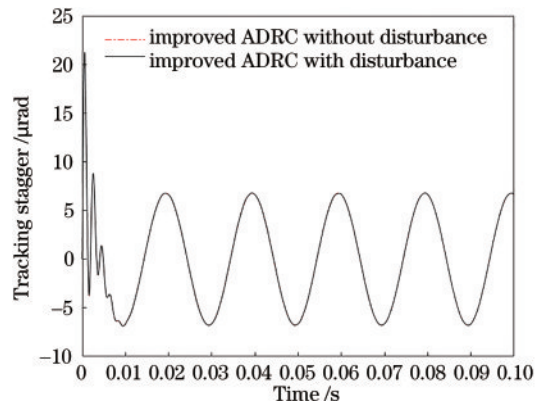


图 7 改进型 ADRC 跟踪残差在有扰动时的对比

Fig. 7 Tracking stagger comparison of improved ADRC with and without disturbance

出,改进型 ADRC 系统在加入随机扰动后的跟踪残差与加入前相比,对跟踪残差基本没有影响,可以说明改进型 ADRC 系统对随机扰动有着良好的控制效果。

3)鲁棒性实验:当系统的参数模型发生变化的时候,即被控对象发生变化时,不改变控制系统的参数,观察其跟踪效果及系统的跟踪残差。以上述仿真实的参数为例,将原有的模型参数扩大一倍,而 PID 控制器与 LESO 的参数保持不变,即被控对象参数变为:  $a_0 = \omega_{2n}^2, a_1 = 2\delta\omega_{2n}, b_0 = \omega_{2n}^2$ , 其中,  $\omega_{2n} = 2 \times 40\pi, \delta = 2 \times 0.15$ ,在此情况下,对其目标模型进行仿真验证,可以得到图 8 所示的跟踪效果图。

从图 8 中可以看出,在改变被控对象模型时,不改变系统的控制参数,对快反镜控制系统的跟踪精度基本上无影响,从而可以说明该系统的鲁棒性能优越,即使在被控对象的模型与实际存在偏差时,仍有较好的控制效果。

从仿真中可以看出,改进型 ADRC 与传统 ADRC 相比,无论是在跟踪精度上,还是在有外界的未知扰动上以及系统的鲁棒性上都有较大的提升。在机载激光通信平台的精跟踪中,对快反镜的控制效果都优于传统 ADRC。

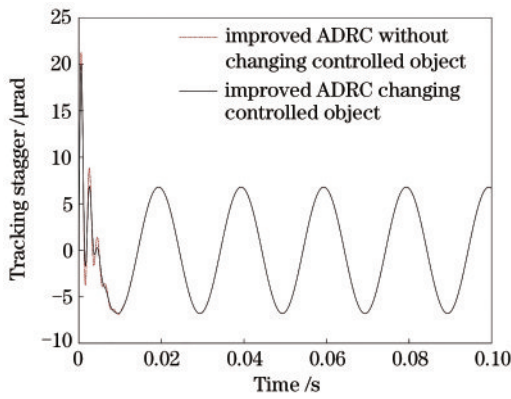


图 8 改进型 ADRC 在是否改变被控对象的跟踪残差比较  
Fig. 8 Tracking stagger comparison of improved ADRC with and without changing controlled object

### 4 实验验证

该实验以两轴两框架的光电跟踪稳定平台为例，

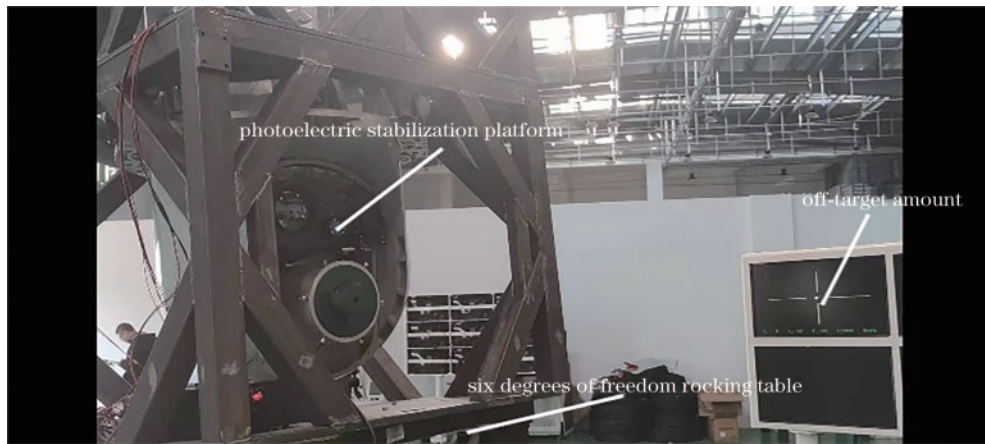


图 9 两轴两框架光电稳定实验平台  
Fig. 9 Two-axis two-frame photoelectric stabilization experimental platform

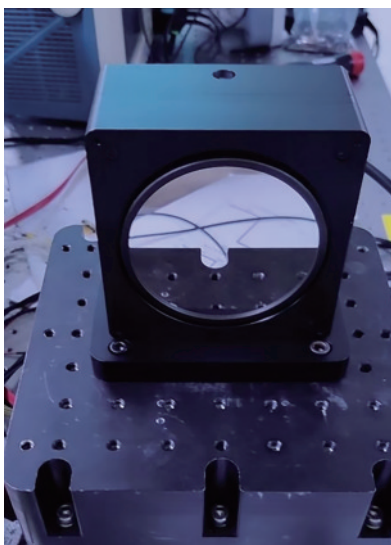


图 10 快反镜测试平台  
Fig. 10 Fast steering mirror test platform

将转台置于六自由度的摇摆台上模拟飞机飞行时的姿态扰动,在粗跟踪视场内放置一个平行光管,将平行光管打出的光作为跟踪目标进行跟踪。如图 9 和图 10 所示。该转台由外置可见光相机为粗伺服跟踪,内置快反镜作为精伺服跟踪,当信号进入粗跟踪视场时,对粗伺服进行跟踪闭环控制,待其稳定后,对信号进行精伺服闭环,此过程可以提高系统的跟踪精度。

将传统 ADRC 算法与改进型 ADRC 算法分别通过当前零阶保持离散估计器离散化后,将其编入 STM32 单片机中进行编译与运行,然后将程序下载到相应的电路板中,分别对目标进行跟踪,待其稳定后可以得到其跟踪残差如图 11 所示。

如图 11 所示,该实验在摇摆台以  $5^\circ$ 、 $0.2\text{ Hz}$  的正弦信号来模拟飞机飞行时的姿态扰动,实线是以传统 ADRC 为控制方式的精跟踪伺服系统跟踪残差,大概为  $8\ \mu\text{rad}$  左右,虚线则是改进型 ADRC 算法控制的精跟踪伺服系统跟踪残差,大概为  $6\ \mu\text{rad}$  左右。

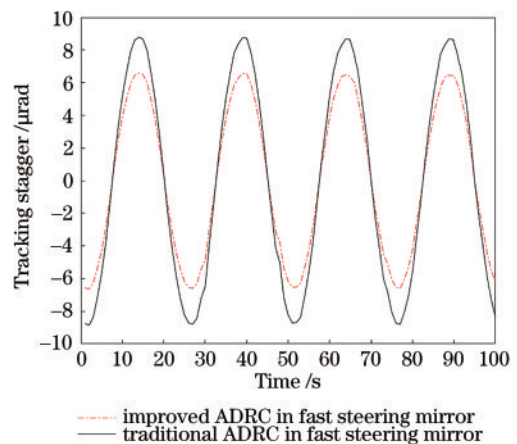


图 11 在  $5^\circ$ 、 $0.2\text{ Hz}$  下传统 ADRC 与改进型 ADRC 在快反镜的跟踪残差对比

Fig. 11 Tracking stagger comparison between traditional ADRC and improved ADRC in fast steering mirror at  $5^\circ$  and  $0.2\text{ Hz}$

如图 12 所示,在摇摆台上以  $6.27^\circ$ 、 $0.2$  Hz 的正弦信号模拟飞机飞行时的姿态扰动,实线是以传统 ADRC 为控制方式的精跟踪伺服系统跟踪残差,大概为  $13 \mu\text{rad}$  左右,虚线则是改进型 ADRC 算法控制的精跟踪伺服系统跟踪残差,大概为  $10 \mu\text{rad}$  左右。

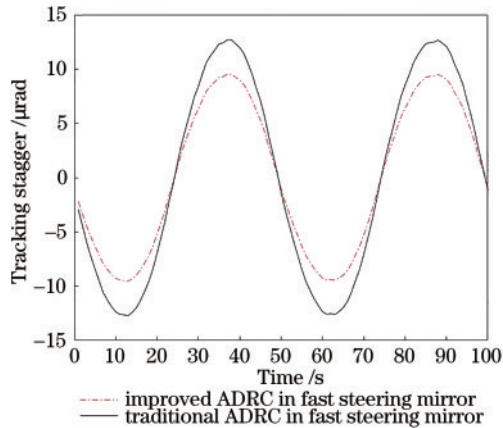


图 12 在  $6.27^\circ$ 、 $0.2$  Hz 下传统 ADRC 与改进型 ADRC 在快反镜的跟踪残差对比

Fig. 12 Tracking stagger comparison between traditional ADRC and improved ADRC in fast steering mirror at  $6.27^\circ$  and  $0.2$  Hz

从以上两个实验可以看出,在实际的应用中改进型 ADRC 与传统 ADRC 相比,其跟踪精度有些许提高,跟踪残差也有一定减少,可以说明改进型 ADRC 在应用中有较好的跟踪效果。

## 5 结 论

通过研究传统线性 ADRC 算法,并对其线性误差反馈控制率进行改进与优化,将其反馈的估计量分别对其进行 PID 控制,来进一步地提高其控制精度、减少跟踪残差。通过仿真可以明确看出:在对  $200 \mu\text{rad}$ 、 $50$  Hz 的正弦信号进行跟踪时,改进型线性 ADRC 的跟踪残差在  $6.8 \mu\text{rad}$  左右,较传统 ADRC 提高了  $15\%$  左右;在抗扰动实验中,在系统中加入随机扰动,改进型 ADRC 基本没有因扰动的加入而影响跟踪精度;在鲁棒性实验中,通过改变被控对象的控制模型参数来模拟实际模型不准确的情况,不改变自身参数,在系统的跟踪精度上基本不受其影响,则说明了该控制系统有良好的鲁棒性。最后将改进型 ADRC 运用到两轴两框架的光电稳定平台的快反镜中,也有着良好的控制精度。但由仿真来看,在系统稳定之前,跟踪残差会有一个较大的超调,这是由于 PID 控制引起的,所以在之后的研究中,可以在线性误差反馈控制率之前加入跟踪微分器来消除这一超调,达到稳定跟踪的目的。总的来说,改进型 ADRC 在以快反镜为核心的精跟踪系统中,有着良好的跟踪性能与抗扰动能力,在实际的工程应用中具有一定的实用与借鉴意义。

## 参 考 文 献

- [1] 祁锋. 机载激光通信系统发展现状与趋势[J]. 数字通信世界, 2018(1): 120.  
Qi F. Development status and trend of airborne laser communication system[J]. Digital Communication World, 2018(1): 120.
- [2] 杨尚君, 柯熙政, 吴加丽, 等. 利用二维反射镜实现无线光通信快速对准[J]. 中国激光, 2022, 49(11): 1106001.  
Yang S J, Ke X Z, Wu J L, et al. Fast alignment of wireless optical communication using two-dimensional mirror[J]. Chinese Journal of Lasers, 2022, 49(11): 1106001.
- [3] 曲正, 常帅, 董岩, 等. 基于改进加速度惯量反馈的机载激光通信平台稳定策略[J]. 光学学报, 2021, 41(23): 2306007.  
Qu Z, Chang S, Dong Y, et al. Stability decision of airborne laser communication platform based on improved acceleration inertia feedback[J]. Acta Optica Sinica, 2021, 41(23): 2306007.
- [4] 周畅, 于笑楠, 姜会林, 等. 基于 APD 自适应增益控制的近地无线激光通信信道大气湍流抑制方法研究[J]. 中国激光, 2022, 49(4): 0406002.  
Zhou C, Yu X N, Jiang H L, et al. Atmospheric turbulence suppression methods for near the earth wireless laser communication channels based on avalanche photodiode adaptive gain control[J]. Chinese Journal of Lasers, 2022, 49(4): 0406002.
- [5] Stanković M R, Manojlović S M, Simić S M, et al. FPGA system-level based design of multi-axis ADRC controller[J]. Mechatronics, 2016, 40: 146-155.
- [6] Ibraheem I K, Abdul-Adheem W R. On the improved nonlinear tracking differentiator based nonlinear PID controller design[J]. IJACSA, 2016, 7(10): 234-241.
- [7] 王春阳, 赵尚起, 史红伟, 等. 机载光电稳瞄平台的线性自抗扰控制[J]. 红外与激光工程, 2019, 48(12): 1213002.  
Wang C Y, Zhao S Q, Shi H W, et al. Linear active disturbance rejection control of airborne photoelectric stabilized platform[J]. Infrared and Laser Engineering, 2019, 48(12): 1213002.
- [8] 柳志强, 王春阳. 机载光电跟瞄吊舱串级自抗扰控制算法[J]. 国外电子测量技术, 2020, 39(9): 53-57.  
Liu Z Q, Wang C Y. Cascade active disturbance rejection control algorithm for airborne photoelectric tracking and aiming pod[J]. Foreign Electronic Measurement Technology, 2020, 39(9): 53-57.
- [9] 陈水忠, 刘敏. 基于自抗扰的机载激光武器跟踪控制系统设计[J]. 电光与控制, 2017, 24(7): 85-89, 99.  
Chen S Z, Liu M. Tracking control system design for airborne laser weapon based on active disturbance rejection control[J]. Electronics Optics & Control, 2017, 24(7): 85-89, 99.
- [10] Chen S, Xue W C, Zhong S, et al. On comparison of modified ADRCs for nonlinear uncertain systems with time delay[J]. Science China Information Sciences, 2018, 61(7): 70223.

- [11] Han J Q. From PID to active disturbance rejection control [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(3): 900-906.
- [12] Ang K H, Chong G, Li Y. PID control system analysis, design, and technology[J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2005, 13(4): 559-576.
- [13] Zhang J Q, Liu Y K, Gao S J, et al. Control technology of ground-based laser communication servo turntable via a novel digital sliding mode controller[J]. Applied Sciences, 2019, 9(19): 4051.
- [14] Gao Z Q. Active disturbance rejection control: a paradigm shift in feedback control system design[C]// 2006 American Control Conference, June 14-16, 2006, Minneapolis, MN, USA. New York: IEEE Press, 2006: 2399-2405.
- [15] Han J Q. Active disturbance rejection controller and its applications[J]. Control and Decision, 1998, 13 (1): 19-23.
- [16] 朱斌. 自抗扰控制入门[M]. 北京 :北京航空航天大学出版社, 2017.
- Zhu B. Introduction to active disturbance rejection control [M]. Beijing : Beihang University Press, 2017.
- [17] 赵磊, 纪明, 赵振海, 等. 舰载激光武器稳定平台粗精复合控制[J]. 激光与红外, 2019, 49(1): 86-92.
- Zhao L, Ji M, Zhao Z H, et al. Primary-precise compounded control for stabilized platform in shipborne laser weapon[J]. Laser & Infrared, 2019, 49(1): 86-92.