

文章编号 1004-924X(2018)02-0410-08

车载光电侦察平台视轴稳定技术研究

方宇超¹, 李梦雪^{2*}, 车 英¹, 盖竹秋³

(1. 长春理工大学 光电工程学院, 吉林 长春 130022;

2. 长春汽车工业高等专科学校 汽车运用学院, 吉林 长春 130013;

3. 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: 为了进一步提高光电平台伺服控制系统的抗扰动能力, 提出一种基于自抗扰控制器的改进型速度稳定回路。首先, 分析了平台视轴稳定回路的数学模型并引入电流环对其进行了化简, 通过伺服控制系统中扰动作用原理, 引入扰动总和的思想。然后, 设计含有降阶扩张状态观测器的自抗扰控制器, 对扰动总和实时观测并进行线性化前馈补偿。最后, 以某型车载光电平台为控制对象, 进行了 PI 控制器与自抗扰控制器的对比实验。实验结果表明, 采用自抗扰控制器伺服控制系统相比 PI 控制法的阶跃响应速度更快, 超调幅值仅为 PI 控制法的 26.98%。使用摇摆台引入的频率为 2.5 Hz 的正弦扰动, 系统稳态误差幅值仅为 PI 控制法的 9.76%。在系统模型参数改变 $\pm 15\%$ 范围内, 自抗扰控制器仍具有良好的抗扰能力, 表现出很强的鲁棒性, 满足光电平台的性能要求, 对提升平台抗扰能力有着较高的实用性。

关键词: 光电平台; 降阶扩张状态观测器; 改进型速度环; 前馈补偿; 抗扰能力

中图分类号: TP273 文献标识码: A doi:10.3788/OPE.20182602.0410

Study on boresight stabilized technology of vehicle photoelectric reconnaissance platform

FANG Yu-chao¹, LI Meng-xue^{2*}, CHE Ying¹, GE Zhu-qiu³

(1. College of Photoelectric Engineering, Changchun University of Science and Technology, Changchun 130022, China;

2. College of Automotive Application, Changchun Automobile Industry Institute, Changchun 130013, China;

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

* Corresponding author, E-mail: lmx3519@sina.com

Abstract: In order to improve the ability of anti-disturbance of the servo control system for photoelectric platform, an improved velocity loop based on ADRC method was presented. Firstly, the analyses of boresight stability loop of the photoelectric platform were conducted to simplified its mathematical model. Then the general disturbance was introduced by analyzing the disturbance mechanism in servo control system. Secondly, a new controller based on a reduced-order ESO was designed, and was ap-

收稿日期: 2017-08-01; 修订日期: 2017-09-21.

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (No. 61405191)

plied to the improved velocity loop, which took real-time observation on the general disturbance and compensated the disturbance linearly. Finally, a contrastive experiment was conducted between PI controller and ADRC controller by using a vehicle-borne photoelectric platform as control object. The experimental results showed that the speed of step signal response of ADRC controller was faster than that of PI controller. The overshoot amplitude was only 26.98% of that in PI controller. When the frequency of 2.5 Hz sinusoidal disturbance was used by swing table, the system steady-state error amplitude was only 9.76% of that in PI controller. Within the scope of the system model parameters changed plus or minus by 15%, the ADRC controller still achieved excellent anti-disturbance capacity, which showed strong robustness and met the performance requirements for vehicle photoelectric platform. It is very practical in improving the capacity of disturbance resistance for photoelectric platform.

Key words: photoelectric platform; reduced-order ESO; improved velocity loop; feedforward compensation; disturbance resistance capacity

1 引言

车载光电侦察设备在恶劣的环境中会受到多种多样的干扰,这些扰动会直接影响跟踪系统的稳定性。导致车载光电侦察平台视轴稳定精度下降的因素包括轴系间的摩擦力干扰以及载体震动干扰、环境干扰、载体行驶姿态的突然变化对平台的速度干扰等^[1]。因此,提高伺服控制系统的抗扰能力是提高视轴稳定性、提高系统成像质量的关键。提高速度环的带宽、改进速度环的控制算法成为了重要突破点。

传统光电侦察平台的视轴控制回路大多采取PID控制算法^[2],其结构简单、参数调节方便,扰动隔离度的高低取决于伺服控制系统带宽的大小。为了避免微分环节对光纤陀螺等速度传感器的测量噪声放大而带来高频噪声,在实际应用中仅使用PI控制^[3]。PI控制法是以增大系统开环增益的方式来提升控制系统的带宽,从而得到较高的控制精度。但这样就降低了控制系统的相位裕量,影响控制系统的稳定性^[4]。所以传统PI控制法并不能满足当代光电平台的设计要求。扰动观测器也应用于提高光电侦察平台的抗扰能力,其使用被控对象的逆模型与低通滤波器的组合^[5]。但对象逆模型会存在微分环节,依然会出现放大噪声的问题。

自抗扰控制策略是韩京清教授提出的一种非

线性控制理论,现已发展为一种基于扩张状态观测器(Extended State Observer, ESO)的新型实用型非线性控制技术^[6]。其设计方法简单,不依赖于控制对象的数学模型,仅通过处理输入信号以及输出信号来提取扰动量,从而计算出系统中接收到的总扰动量,再将总扰动量的值取负前馈补偿于控制量中,来“抵消”扰动的作用,达到抗扰的目的^[7]。但在实际应用中发现,当设计的状态观测器阶数越高,所需的权重因子的参数值就越大,而过大的参数值直接导致超调量增大,在一些情况下会出现高频振荡。同时高阶观测器的状态观测使得系统带宽变小,大大降低伺服控制系统的抗扰能力^[8-9]。针对这一问题,本文通过设计电流环来简化复杂的电机模型,同时设计预测型扩张状态观测器(Predictive ESO)应用于视轴稳定回路,以此实现伺服控制系统抗扰能力的提升。

2 光电平台的数学模型及扰动分析

2.1 平台数学模型分析

光电侦察平台伺服系统包括控制方位轴和俯仰轴,其相互独立,并且根据目标在三维空间中的位置对其进行实时跟踪。为达到光电平台的高跟踪精度、快响应、强鲁棒性的要求,伺服控制系统采用包括电流环、速度环以及位置环构成的多闭环级联复合控制回路^[10]。平台单轴视轴稳定回路的控制结构图如图1所示。

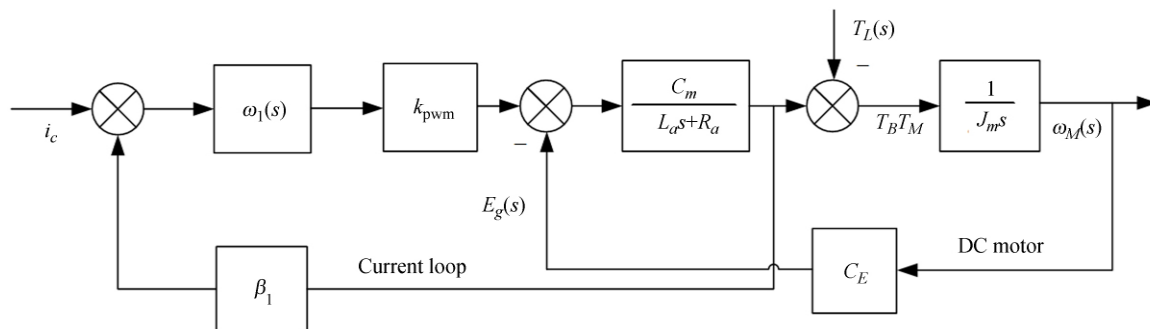


图 1 视轴稳定回路数学模型

Fig. 1 Mathematical model of visual axis stability control loop

图中 i_c 为控制电流, $\omega_1(s)$ 为电流环校正函数, ω_M 为电机转速, k_{pwm} 为功率放大系数, β_1 为电流反馈系数, $T_L(s)$ 为扰动力矩, L_a, R_a 分别为电枢电感与电枢电阻, C_m, C_E, J_m 分别为电机的转矩系数、反电势系数及转动惯量。可以设计 $\omega_1(s)$ 使一定带宽内电流环的闭环传递函数 $G_1(s) = 1$ 。由于电流环采用模拟电路, 而且其带宽比速度环更大, 所以其调节速度更快, 相比反电动势变化速度要快得多, 因此电流环的设计在很大程度上抑制了系统中反电动势的作用^[11]。电流环在实现对电流平稳控制的同时简化了视轴稳定回路的数学模型, 控制结构如图 2 所示。

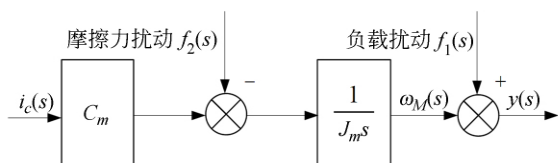


图 2 经电流环化简后的视轴稳定回路

Fig. 2 Visual axis stability control loop simplified by current loop

其中: $i_c(s)$ 为控制电流, $\omega_M(s)$ 为电机输出角速度, $y(s)$ 为系统输出量, $f_1(s)$ 为负载力矩扰动, $f_2(s)$ 为摩擦力矩扰动。

根据上述方法, 光电侦察平台单轴视轴稳定控制回路简化后, 系统被控对象 $G_p(s)$ 在无扰动作用下的传递函数为:

$$G_p(s) = \frac{k}{s}, k = \frac{C_m}{J_m}. \quad (1)$$

2.2 平台扰动作用分析

光电侦察平台的扰动作用包括外界风阻、平台载体运动中的扰动和摩擦力扰动。方位轴与俯仰轴的摩擦力扰动以及负载对光电平台的速度干

扰位置在图 2 中已给出。电机输出角速度 $\omega_M(s)$ 计算如下:

$$\omega_M(s) = y(s) - f_1(s) = \frac{1}{J_m s} (C_m i_c(s) - f_2(s)). \quad (2)$$

则经采样得到负载的角速度 $y(s)$ 为:

$$y(s) = \frac{C_m}{J_m s} [i_c(s) + (\frac{J_m s}{C_m} f_1(s) - \frac{f_2(s)}{C_m})]. \quad (3)$$

将摩擦力矩、质量不平均力矩等各种扰动力矩统称为总和扰动 $d(s)$, 令:

$$d(s) = \frac{J_m s}{C_m} f_1(s) - \frac{1}{C_m} f_2(s), \quad (4)$$

引入扰动总和后, 根据式 (3) 将式 (2) 化简得到系统在干扰作用下的传递函数为:

$$y(s) = \frac{k}{s} [i_c(s) + d(s)], k = \frac{C_m}{J_m}. \quad (5)$$

3 基于预测 ESO 的自抗扰速度环设计

自抗扰控制器包含以下 3 部分非线性机制: 非线性跟踪微分器、非线性状态偏差组合以及非线性扩张状态观测器。非线性机制可以取得高精度和高效率的反馈控制效果^[12]。但是由于需整定的参数过多, 给理论分析和工程设计带来了极大困难。其参数只能通过工程实践中调试整定得出。当给定一个小信号输入, 非线性反馈所带来的高稳态增益很容易导致光电侦察平台产生高频起振现象^[13]。为了解决这个问题, 放弃使用非线性自抗扰控制 (Active Disturbance Reject Control, ADRC), 改用线性 ADRC 控制策略。这样不仅在实际应用中达到了更好的控制精度, 而且

简化了 ADRC 控制器的结构并减少了需要调节的参数。本文采用线性 ADRC 控制器的改进型速度环以提高光电侦察平台伺服控制系统的抗干扰能力。

3.1 降阶扩张状态观测器的设计

ADRC 控制器的主要作用就是补偿不确定系统,其最重要部分是扩张状态观测器(Extended State Observer, ESO)。利用 ESO 将各种各样的扰动响应作为一个扩张的状态,通过这个扩张的状态以及系统的输出反馈量来实时估计和补偿扰动。状态反馈控制是基于被控对象的状态空间模型:

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \\ y(t) = Cx(t) + Du(t) \end{cases} \quad (6)$$

当状态变量 x 无法测量得到,那么 ESO:

$$\dot{\hat{x}} = A\hat{x} + Bu + L(y - \hat{y}), \quad (7)$$

用来观测并估计 $\hat{x}$ 。

设计 ESO 的表达式如下:

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \dot{z}_1 \\ \dot{z}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \hat{b} \end{bmatrix} u + \begin{bmatrix} l_1 \\ l_2 \end{bmatrix} (y - z_1) \\ z_3 = \int l_3 (y - z_1) dt \end{cases} \quad (8)$$

该表达式可划分为两部分,第1部分为一个 Luenberger 观测器,第2部分为通过对观测误差积分与 l_3 的乘积得到的总扰动估计值。在基于观测器的控制算法中,通常会由于过高的阶数而产生相位滞后,从而降低闭环系统的相位裕量。为了减小相位滞后,这里将高阶观测器做降阶设计。如果输出 y 和其微分 $\dot{y}$ 可以测量或观测,那么降阶扩张状态观测器可以用 z_1 和 z_2 分别跟踪 $x_2 = \dot{y}$ 和 $x_3 = f$ 。基于这种思想,设计降阶扩张状态观测器(Reduced-order ESO, RESO)的表达式如下:

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = \hat{b}u + l_1(\dot{y} - z_1) \\ z_2 = \int l_2(\dot{y} - z_1) dt \end{cases} \quad (9)$$

式中第1部分为一阶 Luenberger 观测器,第2部分为一个积分器。其采用零阶保持器离散化的 Luenberger 观测器表达式如式(10)所示:

$$\begin{cases} z_1[k+1] = \Phi z_1[k] + \Gamma u[k] + L_p(\dot{y}[k] - z_1[k]) \\ \bar{z}_1[k] = z_1[k] + L_c(\dot{y}[k] - z_1[k]) \end{cases} \quad (10)$$

式中: $\Phi=1$, $\Gamma=T$, $L_p=L_c=1-\beta$, 其中离散域特

征根和连续域特征根的关系为: $\beta=e^{-2\omega_0 T}$ 。

随着降阶扩张状态观测器(9)的实现,可以基于泰勒级数近似法来计算得到 $\hat{f}(t+l_f)$ 。一阶泰勒级数近似表达式如下:

$$\hat{f}(t+l_f) \approx \int l_2(\dot{y} - z_1) dt + l_f l_2(\dot{y} - z_1). \quad (11)$$

3.2 预测型扩张状态观测器的设计

在扩张状态观测器的实际应用中发现其对于扰动的观测量的波形及幅值都比较准确,但存在较大的相位滞后现象。为解决这一问题,本文引入预测模块对观测量做相位超前处理。

如果相位滞后 τ 可通过测量得出,选定合适的观测器增益 l_1, l_2, l_3 可以达到实时跟踪系统变量的目的,使得 z_1 跟踪系统输出 y , z_2 跟踪 $\dot{y}$, z_3 跟踪 $\ddot{y}$ 。如果 $\hat{y}(t) = z_1(t - \tau)$ 能跟踪 $y(t)$, 那么就能够使 $z_1(t) = \hat{y}(t + \tau)$ 领先于 $y(t)$ τ 时刻之前的 $y(t + \tau)$ 。这样在不变更观测器的前提下,可以通过使用预测的系统输出 $\hat{y}(t + \tau)$ 代替 $y(t)$ 作为观测器的输入来得到 $z(t + \tau)$ 。预测模块将系统输出 $y(t)$ 作为模块的输入,并得出其未来 τ 时刻的估计值 $\hat{y}(t + \tau)$ 。预测模块用于接收控制系统的输出 $y(t)$ 并计算从现在时刻起至未来 τ 时刻后的预测值 $\hat{y}(t + \tau)$ 。 $\hat{y}(t + \tau)$ 可以通过泰勒级数近似得到,表达式如下:

$$\hat{y}(t + \tau) = y(t) + \dot{y}(t)\tau. \quad (12)$$

为了补偿延迟,用 $\hat{y}(t + \tau)$ 代替作为 ESO 的输入,得到最终预测型扩张状态观测器(Predictive ESO)状态方程表达式:

$$\begin{cases} \dot{z}(t + \tau) = Az(t + \tau) + Bu(t) + L(\dot{y}(t + \tau) - Cz(t + \tau)) \\ \hat{f}(t + \tau) = Vz(t + \tau) \end{cases} \quad (13)$$

其中:

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} \hat{b} \\ 0 \end{bmatrix}, L = \begin{bmatrix} l_1 \\ l_2 \end{bmatrix}, C = [1 \ 0], V = [0 \ 1],$$

观测器参数整定方法基于带宽单参数化整定法,设计 $l_1 = 2\omega_0$, $l_2 = \omega_0^2$ 。这样只需调节观测器带宽 ω_0 的取值就可以完成观测器增益 l_1, l_2 的整定,使观测器设计过程简单化。

控制量的前馈补偿如式(14)所示:

$$i_c = i_{c0} - \frac{z_2}{k}, \quad (14)$$

其中: i_c 为最终控制量, i_{c0} 为 PI 控制器的控制量,

k 为控制器系统输入增益的估计。

4 仿真实验

为了比较 ADRC 控制器对光电平台伺服系

统速度扰动的抑制程度,分别对引入和不引入 ADRC 控制器的平台伺服控制系统进行对比仿真实验。通过对控制系统加入已知扰动的情况下,观察系统的稳态误差。单轴自抗扰速度环的 simulink 实验控制结构图如图 3 所示。

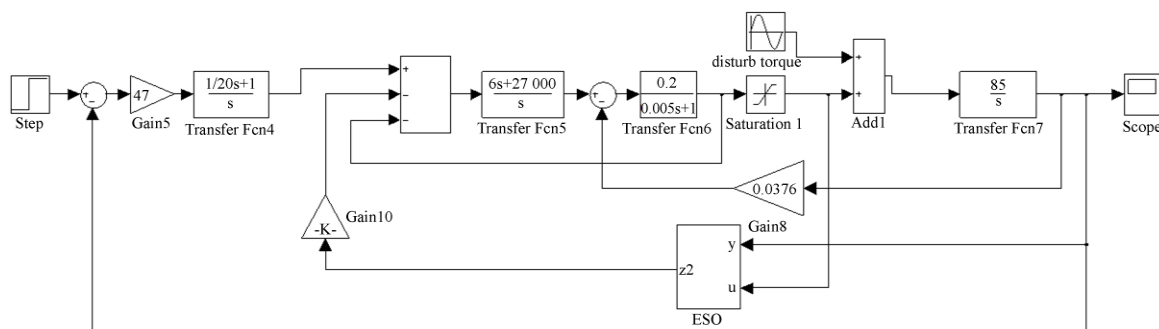


图 3 simulink 控制系统结构框图

Fig. 3 Structure diagram of simulink control system

图中,PI 控制器: $C(s) = \frac{1}{20} + \frac{1}{s}$; 电流环校正函数 $\omega_1(s) = 1 + \frac{4500}{s}$; 功率放大倍数 $k_{\text{pwm}} = 6$; 电机转矩系数为 0.2; 电机反电势系数为 0.037 6; 电枢电感为 0.005、电阻为 1; 负载模型如式(1)所示: $G_p(s) = \frac{85}{s}$; 设计 RESO 带宽 $\omega_0 = 50$ Hz, 其增益 $l_1 = 628, l_2 = 98\ 596$ 。引入幅度为 1° 、频率为 2.5 Hz 的正弦扰动,系统的稳态误差如图 4 所示。

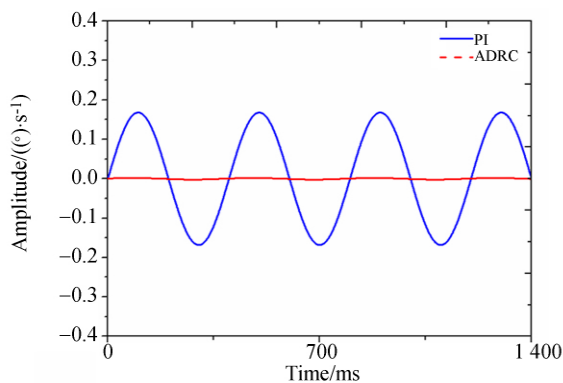


图 4 系统稳态误差对比仿真图

Fig. 4 Comparing simulation diagram of system steady-state error

由图 4 可见,仿真系统中不含有陀螺测量噪声。在设置相同的 PI 控制器参数的实验条件下,使用改进 ADRC 控制器的视轴稳定系统具有更

好的抗扰动能力。ADRC 控制器的稳态误差仅为 PI 控制器的 1.34%。

5 ADRC 与 PI 控制的对比实验

为了比较自抗扰控制策略相对于传统 PI 控制法对光电侦察平台抗扰能力提升的程度,本文以某型车载光电侦察平台作为控制对象,分别设计 ADRC 控制器以及 PI 控制器并做对比试验。对比的方面主要包括:(1)视轴稳定系统响应阶跃信号是否迅速,超调量大小;(2)系统的抗扰动能力;(3)控制系统的鲁棒性。实验设备包括:装载可见相机红外相机的某型双载光电平台一台;摇摆台;计算机一台;DSP 仿真器一套。控制结构图如图 5 所示,其中 u 为系统输入, y 为系统输出, d 为总扰动, k 为估计的系统模型:

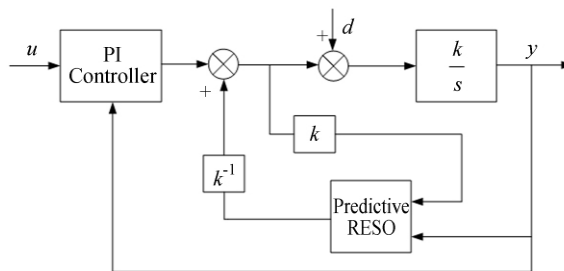


图 5 含有自抗扰控制器的速度环结构图

Fig. 5 Structure diagram of velocity loop includes ADRC controller

5.1 阶跃响应实验

阶跃响应实验方法:给平台单轴控制系统输入阶跃信号的幅度值为 $3.05(^{\circ})/s$,观察其稳定时间以及超调量。其阶跃响应曲线如图6所示。

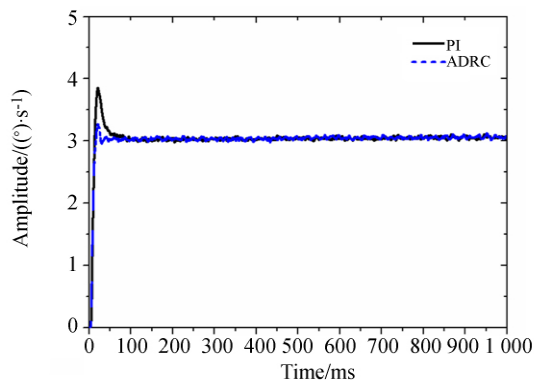


图6 系统阶跃响应曲线对比图

Fig. 6 Comparison curve chart of system step response

图中,采用PI控制器的视轴稳定回路的阶跃响应的稳定时间为100 ms,超调量为26.43%;应用了本文设计的ADRC控制器的改进型速度环的阶跃响应稳定时间为70 ms,超调量为7.13%。经对比实验可见,加入了自抗扰控制器的改进型速度稳定回路不仅阶跃响应的稳定时间比单纯PI控制器缩短了30%,并且超调量也大大降低,其超调幅值仅为PI控制器超调幅值的33%。实验表明ADRC控制器相比PI控制器具备更加优良的动态性能。

5.2 抗扰能力实验

将光电稳定平台置于摇摆台上,使平台工作在稳定状态,使摇摆台以幅度为 1° 、频率小于2.5 Hz做正弦运动模拟扰动。分别采用PI控制器和ADRC控制器时,对平台负载的速度进行采样,观察控制系统抗扰能力。由于实验中存在陀螺测量噪声,使得曲线不够平滑,但扰动残余幅值清晰可见。应用PI控制器和ADRC控制器系统的稳态误差分别如图7和图8所示。

由图中可以得出,在PI控制方法中加入ADRC控制器相比传统PI控制器具备更优良的抗扰能力。在表1的实验数据中,使用同一光电平台,在相同环境下,对平台施加不同频率的扰动,加入ADRC控制器速度环的稳态误差仅为是PI

控制器的9.76%,对高频扰动的抑制能力更优。

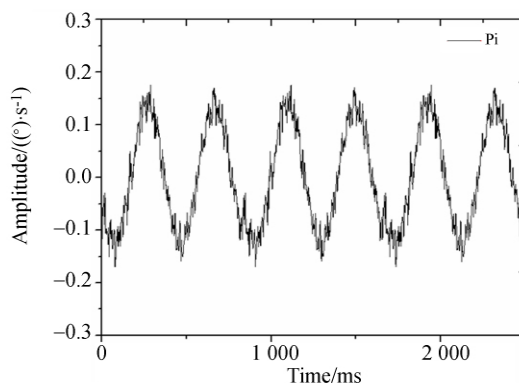


图7 PI控制器的稳态误差

Fig. 7 System steady-state error of PI controller

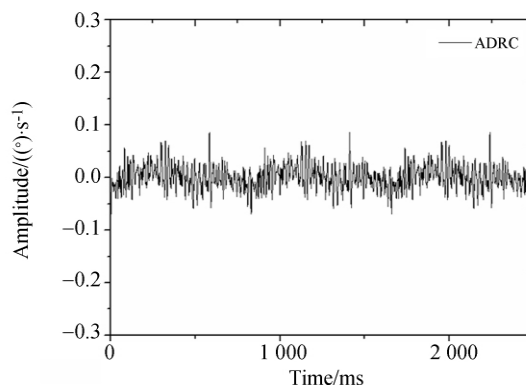


图8 ADRC控制器的稳态误差

Fig. 8 System steady-state error of ADRC controller

表1 ADRC控制器相比PI控制器对于扰动残余幅值的百分比

Tab. 1 Comparison between PI controller and ADRC controller for the percentage of system steady-state error

扰动频率/Hz	扰动残余幅值百分比/%
0.1	22.35
0.5	12.86
1.0	13.16
1.5	11.32
2.0	10.85
2.5	9.76

5.3 鲁棒性实验

对改进型速度环进行鲁棒性实验,在不改变控制器带宽的情况下,采用人为改变负载的方式改变被控对象的模型参数 k ,使其变化范围在 $\pm 15\%$ 以内,重新进行5.2节的实验,结果如表2所示。

表 2 $k=73$ 和 $k=98$ 时自抗扰控制器相比 PI 控制器

对于扰动残余幅值百分比

Tab. 2 Compared with PI controller and ADRC controller for the percentage of system steady-state error when $k=73$ or $k=98$

扰动频率 /Hz	K=73 时 扰动残余 幅值百分比/%	K=98 时 扰动残余 幅值百分比/%
0.1	39.13%	36.54%
0.5	13.67%	27.02%
1.0	14.43%	26.63%
1.5	12.35%	29.07%
2.0	12.23%	26.66%
2.5	10.87%	32.69%

实验结果得出,当模型增益改变时,ADRC 控制器的干扰抑制能力依然优于 PI 控制器,对于幅度为 1° 频率在 2.5 Hz 以下的干扰,其扰动残余幅值仅为 PI 控制器的 50% 以下,即抗扰能力提高了一倍以上。在被控对象模型增益改变 $\pm 15\%$ 的情况下,自抗扰速度环仍然能很好的隔离摇摆台带来的正弦干扰,表现出较强的鲁棒性。

参考文献:

- [1] 陆培国,寿少峻.舰载光电系统高精度跟踪控制技术[J].应用光学,2006,27(6):476-484.
LU P G, SHOU SH J. High accuracy tracking technology and its application in ship-borne electro-optical system[J]. *Journal of Applied Optics*, 2006, 27(6): 476-484. (in Chinese)
- [2] 刘晶红,朱志强,沈宏海,等.加速度在控制系统扰动补偿中的应用[J].光学精密工程,2009,17(9):2191-2198.
LIU J H, ZHU ZH Q, SHEN H H, *et al.*. Application of control system based on acceleration to disturbance compensation[J]. *Opt. Precision Eng.*, 2009, 17(9): 2191-2198. (in Chinese)
- [3] 邓永停,李洪文,王建立,等.基于自适应滑模控制的大型望远镜低速控制[J].中国光学,2016,9(6):713-720.
DENG Y T, LI H W, WANG J L, *et al.*. Large telescope low speed control based on adaptive sliding mode control[J]. *Chinese Optics*, 2016, 9(6): 713-

6 结 论

本文根据车载光电侦察平台伺服控制系统提升抗扰能力的需求,针对平台伺服系统的数学模型设计了基于预测型 RESO 的自抗扰控制器。在传统 PI 控制法的基础上加入新设计的 ADRC 控制器,使其对系统扰动观测并实时补偿。以某型光电平台为实验对象,在相同环境下对 ADRC 控制器与传统 PI 控制器做阶跃响应对比实验以及在摇摆台上做扰动隔离实验。

实验结果得出,应用了 ADRC 控制器的平台伺服系统阶跃响应稳定时间为 70 ms,相比 PI 控制器缩短 30%;超调量幅值仅为 PI 控制器的 26.98%;在 2.5 Hz 的扰动作用下,系统稳态误差幅值为 PI 控制器的 9.76%。在模型增益在 $\pm 15\%$ 范围内变化时,系统仍具备优秀的抗扰能力,表现出强鲁棒性。

综上所述,本文提出的采用 ADRC 控制器的改进型速度环算法进一步提高了光电平台视轴稳定系统抑制干扰的能力。这为提升伺服控制系统性能提供了新的方法,且具备较高的实用性。

720. (in Chinese)

- [4] 杨丹迪,王晓玢,胡发兴,等.光电稳定平台的抗扰问题研究[C].第30届中国控制会议,中国自动化学会控制理论专业委员会,2011:22-24.
YANG D D, WANG X B, HU F X, *et al.*. On disturbance rejection on a photoelectrical stabilized platform[C]. *Proceedings of the 30th Chinese Control Conference, Technical Committee on Control Theory, Chinese Association of Automation*, 2011: 22-24. (in Chinese)
- [5] 李嘉全,丁策,孔德杰,等.基于速度信号的扰动观测器及在光电稳定平台的应用[J].光学精密工程,2011,19(5):998-1004.
LI J Q, DING C, KONG D J, *et al.*. Velocity based disturbance observer and its application to photoelectric stabilized platform[J]. *Opt. Precision Eng.*, 2011, 19(5): 998-1004. (in Chinese)
- [6] 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,2008:183-287.
HAN J Q. *Active Disturbance Rejection Control Tech-*

- nique-the Technique for Estimating and Compensating the Uncertainties* [M]. Beijing: National Defense Industry Press, 2008: 183-287. (in Chinese)
- [7] 陈增强, 孙明玮, 杨瑞光. 线性自抗扰控制器的稳定性研究[J]. 自动化学报, 2013, 39(5): 574-580. CHEN Z Q, SUN M W, YANG R G. On the stability of linear active disturbance rejection control [J]. *Acta Automatica Sinica*, 2013, 39(5): 574-580. (in Chinese)
- [8] 陈茂胜, 金光, 张涛, 等. 积分反馈自抗扰控制力矩陀螺框架伺服系统设计[J]. 光学精密工程, 2012, 20(11): 2424-2432. CHEN M SH, JIN G, ZHANG T, *et al.*. Design of gimbal servo system of CMG using active disturbance rejection control with integral feedback[J]. *Opt. Precision Eng.*, 2012, 20(11): 2424-2432. (in Chinese)
- [9] 魏伟, 戴明, 李嘉全, 等. 航空光电稳定平台的自抗扰控制系统[J]. 光学精密工程, 2015, 23(8): 2296-2305. WEI W, DAI M, LI J Q, *et al.*. ADRC control system for airborne opto-electronic platform [J]. *Opt. Precision Eng.*, 2015, 23(8): 2296-2305. (in Chinese)
- [10] 姬伟. 陀螺稳定光电跟踪平台伺服控制系统研究[D]. 南京: 东南大学, 2006. JI W. *Research on servo control system of gyro stabilized and opto-electronic tracking platform* [D]. Nanjing: Southeast University, 2006. (in Chinese)
- [11] 李贤涛, 张葆, 沈宏海. 基于自抗扰控制技术提高航空光电稳定平台的扰动隔离度[J]. 光学精密工程, 2014, 22(8): 2223-2231. LI X T, ZHANG B, SHEN H H. Improvement of isolation degree of aerial photoelectrical stabilized platform based on ADRC [J]. *Opt. Precision Eng.*, 2014, 22(8): 2223-2231. (in Chinese)
- [12] 韩京清. 自抗扰控制器及其应用[J]. 控制与决策, 1998, 13(1): 19-23. HAN J Q. Auto-disturbances-rejection controller and its applications [J]. *Control and Decision*, 1998, 13(1): 19-23. (in Chinese)
- [13] GAO ZH Q. Scaling and bandwidth-parameterization based controller tuning [C]. *Proceedings of 2003 American Control Conference, IEEE*, 2003: 4989-4996.

作者简介:



方宇超(1989—),男,吉林长春人,博士研究生,2012年于长春理工大学获得学士学位,2015年于内蒙古大学获得硕士学位,主要从事光电平台伺服系统控制的研究。E-mail: hansasnow@163.com

通讯作者:



李梦雪(1989—),女,吉林长春人,本科,助教,2012年于吉林大学获得学士学位,现就职于长春汽车工业高等专科学校,主要从事汽车发动机技术研究。E-mail: lmx3519@sina.com

导师简介:



车英(1963—),男,吉林长春人,博士,教授,博士生导师,1987年、1990年、2011年于长春理工大学分别获得学士、硕士、博士学位,现为长春理工大学光电工程学院副院长,主要研究方向为精密测控技术与仪器。E-mail: cheying@cust.edu.cn