滑模干扰观测器在低速光电跟踪系统中的应用

任 彦 刘正华 周 锐

(北京航空航天大学 自动化科学与电气工程学院, 北京 100191)

摘 要: 针对摩擦等非线性干扰因素对光电跟踪伺服系统低速性能的影响,系统设计分为两部分完成. 将各种干扰信号等效成控制输入端的等效输入干扰(EID,Equivalent Input Disturbance),针对系统名义模型搭建滑模干扰观测器,利用系统的状态观测误差推导出系统的等效输入干扰,并采用 Lyapunov 函数推导出该观测器稳定收敛的条件,通过设计增益矩阵与反馈矩阵,调整观测器跟踪系统状态的收敛速度,最终实现抑制系统跟踪过程中的干扰信号;针对系统的动态部分设计了自适应加速度稳定控制器,进一步补偿了干扰估计的不足问题,保证了系统动态跟踪的精度与稳定性,增强了控制系统的鲁棒自适应能力. 仿真和实验结果证明了该方法的有效性.

关 键 词: 等效输入干扰; 滑模干扰观测器; 鲁棒性; 光电跟踪系统; 低速性

中图分类号: TP 273

文献标识码: A **文 章 编 号**: 1001-5965(2013)06-0835-06

Application of low speed opto-electronic tracking systems based on sliding mode distutbance observer

Ren Yan Liu Zhenghua Zhou Rui

(School of Automation Science and Electrical Engineering, Beijing University of Aeronautics and Astronautics, Beijing 100191, China)

Abstract: Based on the influence of nonlinear factors on the low-speed performance of opto-electronic tracking servo systems, the system design was divided into two parts. All disturbance was equivalent to an equivalent input disturbance (EID) existed on the control input channel. A sliding mode disturbance observer (SDOB) was put up to observe the system state for the nominal mode. By using the state observe error to estimate EID and derived the stable convergence conditions of this observer by Lyapunov function. By designing the gain matrix and the feedback matrix, the convergence velocity of the observer was adjusted, and suppression of disturbance was realized. An adaptive acceleration controller was employed in the known dynamic part of the system, which compensates the underestimation of the disturbance further, ensures the accuracy and stability of the dynamic tracking system, and improves the adaptive robustness of the control system. Simulation and experiment results show the effectiveness of the proposed method.

Key words: equivalent input disturbance; sliding mode disturbance observer; robustness; opto-electronic tracking systems; low-speed performance

光电跟踪系统是一种对跟踪精度要求非常高的测量设备, 随着光电跟踪系统应用领域的扩大,其应用环境和使用工况日益复杂多变,因此,高性能的伺服控制显得尤为重要[1-2]. 保证在各种时变干扰抖动的情况下,使信标光束能够精确地瞄准目标已经成为定向能量武器、自由空间光通信和自适应光学领域应用的热门话题[3-4].

光电跟踪系统一般安装在飞机、舰艇或车辆

收稿日期: 2012-06-12; **网络出版时间**: 2013-01-23 09:48

网络出版地址: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20130123.0948.006.html

基金项目: 国家 973 计划资助项目(2012CB821200); 内蒙古自治区高等学校科学研究资助项目

作者简介: 任 彦(1977-),女,辽宁鞍山人,博士生,renyan.ry@163.com.

等动基座上,影响伺服系统跟踪精度的扰动主要包括:①伺服系统中模型参数的变化及摩擦力矩的存在严重影响了光电跟踪系统的性能[5];②如何减小基座运动和机械振动引起的瞄准线指向稳定误差;③大气湍流引入的抖动,大气抖动是一种频谱范围很宽的宽带扰动[6]. 因此研究有效地控制方法去抑制干扰信号,提高跟踪精度,是光电跟踪设备需要解决的关键问题.

由于滑模技术对系统的不确定性及外界干扰具有很好地鲁棒性并且可以与自适应、模糊等技术相结合,因此基于滑模技术的观测器设计方法得到广泛的关注,但是大多数的滑模观测器都是对系统状态变量的观测与估计[7-9],文献[10]提出采用滑模干扰观测器估计系统干扰信号的方法,但该方法需要知道干扰的具体结构形式,在应用上有一定的局限性. 本文将结合文献[11]中EID(Equivalent Input Disturbance)的概念,采用新型滑模干扰观测器和自适应加速度稳定控制器对系统干扰信号进行估计,利用系统中线性部分的已知信息对非线性干扰信号进行有效地估计.

1 系统建模

光电伺服系统是一种高精度的视轴稳定伺服控制系统,主要由直流力矩电机、功率放大器、编码器、平台框架以及安装在框架上的光学系统等组件组成. 根据物理特性,其每一个自由度的动态机电模型可以简化为

$$J_o\ddot{\theta} + B_o\dot{\theta} = u + d_f + \Delta(x,t) \tag{1}$$

其中,J_o,B_o,θ 和 u 分别定义为系统的转动惯量、粘性阻尼系数、角位置和控制变量;d_f 为系统的外干扰,包括非线性摩擦;$\Delta(x,t)$ 为系统未知的不可建模的非线性动态部分. 将系统的外干扰、系统不可建模及模型参数不匹配部分用等效干扰 d 来表示,则式(1)可以表示为

$$J_n\ddot{\theta} + B_n\dot{\theta} = u + d \tag{2}$$

其中,J_n,B_n 分别为名义模型的转动惯量和阻尼系数. 等效干扰为

$$d = (J_n - J_o)\ddot{\theta} + (B_n - B_o)\dot{\theta} + d_f + \Delta(x,t)$$

如果 d 能够被有效地补偿,那么可以用名义模型来描述系统.

选取状态变量 $x_1=\theta$,$x_2=\dot{\theta}$,$y=\theta$,将系统用状态空间方程的形式表示为

$$\left.\begin{aligned}\dot{\boldsymbol{x}} &= \boldsymbol{A}\boldsymbol{x} + \boldsymbol{B}u + \boldsymbol{D}(\cdot)\\ y &= \boldsymbol{C}\boldsymbol{x}\end{aligned}\right\} \tag{3}$$

其中

$$\boldsymbol{x} = [x_1 \quad x_2]^{\mathrm{T}}$$

$$\boldsymbol{B} = [0 \quad 1/J_n]^{\mathrm{T}}$$

$$\boldsymbol{C} = [1 \quad 0] \qquad \boldsymbol{A} = \begin{bmatrix}0 & 1\\ 0 & B_n/J_n\end{bmatrix}$$

且

$$\boldsymbol{D}(\cdot) = [0 \quad d/J_n]^{\mathrm{T}}$$

假设 1 $(\boldsymbol{A},\boldsymbol{C})$ 可观,$(\boldsymbol{A},\boldsymbol{B})$ 可控. 即存在适当维数的正定矩阵 $\boldsymbol{P}$ 和 $\boldsymbol{Q}$ 以及矩阵 $\boldsymbol{K}$ 满足如下等式:$(\boldsymbol{A}-\boldsymbol{B}\boldsymbol{K})^{\mathrm{T}}\boldsymbol{P}+\boldsymbol{P}(\boldsymbol{A}-\boldsymbol{B}\boldsymbol{K}) = -\boldsymbol{Q}$.

假设 2 等效干扰 d 范数有界,即 $\|d\| \leqslant d_M$.

2 滑模干扰观测器的设计

2.1 等效输入干扰

文献[11]定义了等效输入干扰 $d_e(t)$ 的概念,令 $\boldsymbol{D}(\cdot) = \boldsymbol{B}d_e(t)$,系统变为

$$\left.\begin{aligned}\dot{\boldsymbol{x}} &= \boldsymbol{A}\boldsymbol{x} + \boldsymbol{B}u + \boldsymbol{B}d_e(t)\\ y &= \boldsymbol{C}\boldsymbol{x}\end{aligned}\right\} \tag{4}$$

则等效输入干扰如图 1 所示.

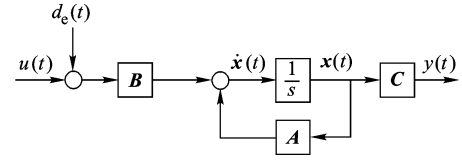


图 1 具有等效输入干扰的被控对象

文献[11]在估计 EID 的过程中,利用线性系统状态观测器来代替干扰观测器(DOB, Disturbance Observer)中被控对象名义模型的逆模型,避免了其逆模型不存在或存在不稳定极点的问题.

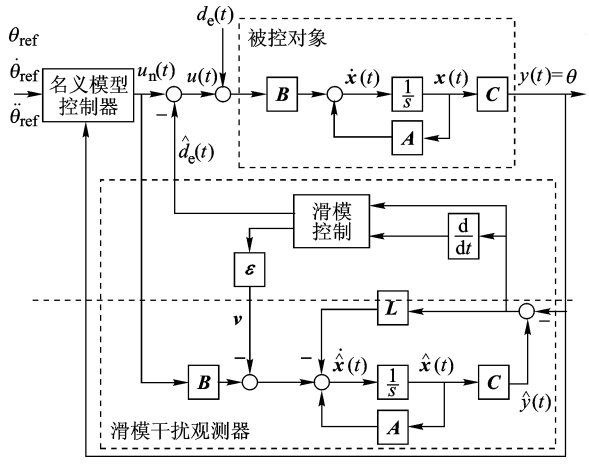
2.2 EID 的估计

文献[11]是基于系统状态观测器设计的等效输入干扰估计算法,在系统低频域内可以很好地实现等效输入干扰补偿,提高系统的性能,但当系统受到突然变化的外力、摩擦等具有快速变化性质的干扰力作用时,应用其只能补偿这些快速干扰的低频分量,无法补偿掉这些干扰的高频分量. 本文根据滑模控制具有快速切换特性的特点,结合传统的状态观测器,搭建了一种新的滑模干扰观测器,对系统的各种干扰进行估计和补偿,其系统的控制结构如图 2 所示.

设计系统观测器的形式如下:

$$\dot{\hat{\boldsymbol{x}}} = \boldsymbol{A}\hat{\boldsymbol{x}} + \boldsymbol{B}u_n + \boldsymbol{L}\boldsymbol{C}(\boldsymbol{x} - \hat{\boldsymbol{x}}) - \boldsymbol{v} \tag{5}$$

其中,$\boldsymbol{v} = \boldsymbol{\varepsilon}\mathrm{sgn}(S)$,$\boldsymbol{\varepsilon}$ 为切换增益常数矩阵,$\boldsymbol{\varepsilon} \in \mathbf{R}^{2\times1}$;$\boldsymbol{L} = [l_1 \quad l_2]^{\mathrm{T}}$ 为观测器增益矩阵,$\boldsymbol{L} \in \mathbf{R}^{2\times1}$. 设计观测器增益矩阵 $\boldsymbol{L}$,通过 $\boldsymbol{L}$ 的选取使观测器状态矩阵 $\boldsymbol{A}-\boldsymbol{L}\boldsymbol{C}$ 的特征值均在左半开复平面.



$\cdot_{ref}$—给定信号;$\hat{\cdot}$—观测估计值;$u_n(t)$—名义模型控制器输出.

图 2　伺服系统结构图

先假设 $\theta_{ref}(t)=0, d_e(t)=0$,这时式(3)可表示为

$$\dot{\boldsymbol{x}} = \boldsymbol{A}\boldsymbol{x} + \boldsymbol{B}u \tag{6}$$

系统的控制律采用:

$$u = u_n - \hat{d}_e \tag{7}$$

令观测器的误差为

$$\boldsymbol{E} = [\hat{\theta} - \theta \quad \dot{\hat{\theta}} - \dot{\theta}]^T = [\hat{x}_1 - x_1 \quad \dot{\hat{x}}_1 - \dot{x}_1]^T$$

由式(5)~式(7)得到观测偏差系统方程为

$$\dot{\boldsymbol{E}} = (\boldsymbol{A} - \boldsymbol{L}\boldsymbol{C})\boldsymbol{E} + \boldsymbol{B}\hat{d}_e(t) - \boldsymbol{v} \tag{8}$$

滑模控制在跟踪轨迹时,非线性干扰等诸多不确定因素会给系统带来稳态误差,使性能指标无法达到满足. 而积分器的引入可以使得控制器具有很强的自适应能力,增强了系统的鲁棒性,因此为了解决这一问题,本文结合反馈控制理论采用了包含 $\boldsymbol{E}$ 的积分型滑模面函数,其表达式为

$$S = \boldsymbol{H}\left(\boldsymbol{E} - \int_0^t (\boldsymbol{A} - \boldsymbol{B}\boldsymbol{K})\boldsymbol{E}(\tau)\mathrm{d}\tau\right) \tag{9}$$

其中,$\boldsymbol{K} = [k_1 \quad k_2]$ 为滑模面反馈增益矩阵,$\boldsymbol{K} \in \mathbf{R}^{1\times 2}$;$\boldsymbol{H} = [h_1 \quad h_2]$ 为正常数矩阵,$\boldsymbol{H} \in \mathbf{R}^{1\times 2}$.

$$\dot{S} = \boldsymbol{H}[\dot{\boldsymbol{E}} - (\boldsymbol{A} - \boldsymbol{B}\boldsymbol{K})\boldsymbol{E}] =$$
$$\boldsymbol{H}[-(\boldsymbol{L}\boldsymbol{C} - \boldsymbol{B}\boldsymbol{K})\boldsymbol{E} + \boldsymbol{B}\hat{d}_e(t) - \boldsymbol{v}]$$

令 $\boldsymbol{B}\hat{d}_e(t) = \boldsymbol{B}u_o$,其中 u_o 是滑模干扰观测器的输出量,即等效输入干扰的观测估计值. 则

$$\dot{S} = -\boldsymbol{H}(\boldsymbol{L}\boldsymbol{C} - \boldsymbol{B}\boldsymbol{K})\boldsymbol{E} + \boldsymbol{H}\boldsymbol{B}u_o - \boldsymbol{H}\boldsymbol{v} \tag{10}$$

滑模运动包括趋近运动和滑模运动两个过程,对于带有不确定性和干扰的系统,一般采用的控制律为等效控制 u_{eq} 加切换控制 u_{ss},即 $u_o = u_{eq} + u_{ss}$.

设计滑模控制趋近率为

$$\dot{S} = (\boldsymbol{H}\boldsymbol{B})^{-1}\boldsymbol{H}\boldsymbol{v} \tag{11}$$

当系统状态进入滑动模态运动时,$\dot{S}=0$,则 u_{eq} 和 u_{ss} 为

$$\left.\begin{aligned} u_{eq} &= (\boldsymbol{H}\boldsymbol{B})^{-1}\boldsymbol{H}(\boldsymbol{L}\boldsymbol{C} - \boldsymbol{B}\boldsymbol{K})\boldsymbol{E} \\ u_{ss} &= (\boldsymbol{H}\boldsymbol{B})^{-1}\boldsymbol{H}\boldsymbol{v} \end{aligned}\right\} \tag{12}$$

$$u_o = (\boldsymbol{H}\boldsymbol{B})^{-1}\boldsymbol{H}(\boldsymbol{L}\boldsymbol{C} - \boldsymbol{B}\boldsymbol{K})\boldsymbol{E} + (\boldsymbol{H}\boldsymbol{B})^{-1}\boldsymbol{H}\boldsymbol{v} \tag{13}$$

滑模面反馈增益矩阵选取如下的形式:

$$\boldsymbol{K} = \boldsymbol{B}^T\boldsymbol{P}'/r \tag{14}$$

其中,$\boldsymbol{P}'$ 为对称正定阵.

定理 1　对于含有非线性不确定项的式(4)设计式(5),采用式(9)、式(11)和式(13),设计参数矩阵 $\boldsymbol{L}$,使得式(8)中的 $\boldsymbol{A}-\boldsymbol{L}\boldsymbol{C}$ 为 Hurwitz 矩阵,矩阵 $\boldsymbol{K}$ 的设计采用式(14)的形式,则滑模观测器渐进稳定,同时对式(4)中的 $d_e(t)$ 进行有效估计.

证明　选择 Lyapunov 函数为

$$V_o = \boldsymbol{E}^T\boldsymbol{P}\boldsymbol{E} + \frac{1}{2}S^2$$

其中,$\boldsymbol{P}$ 为对称正定矩阵.

$$\dot{V}_o = \dot{\boldsymbol{E}}^T\boldsymbol{P}\boldsymbol{E} + \boldsymbol{E}^T\boldsymbol{P}\dot{\boldsymbol{E}} + S\dot{S} =$$
$$[(\boldsymbol{A} - \boldsymbol{L}\boldsymbol{C})\boldsymbol{E} + \boldsymbol{B}u_o - \boldsymbol{v}]^T\boldsymbol{P}\boldsymbol{E} +$$
$$\boldsymbol{E}^T\boldsymbol{P}[(\boldsymbol{A} - \boldsymbol{L}\boldsymbol{C})\boldsymbol{E} +$$
$$\boldsymbol{B}u_o - \boldsymbol{v}] - S(\boldsymbol{H}\boldsymbol{B})^{-1}\boldsymbol{H}\boldsymbol{\varepsilon}\mathrm{sgn}(S) =$$
$$[(\boldsymbol{A} - \boldsymbol{L}\boldsymbol{C})\boldsymbol{E} + \boldsymbol{B}u_o - \boldsymbol{v}]^T\boldsymbol{P}\boldsymbol{E} +$$
$$\boldsymbol{E}^T\boldsymbol{P}[(\boldsymbol{A} - \boldsymbol{L}\boldsymbol{C})\boldsymbol{E} +$$
$$\boldsymbol{B}u_o - \boldsymbol{v}] - (\boldsymbol{H}\boldsymbol{B})^{-1}\boldsymbol{H}\boldsymbol{\varepsilon}|S| \tag{15}$$

当系统处于滑动模态时,$S=\dot{S}=0$,所以

$$\boldsymbol{H}(\boldsymbol{L}\boldsymbol{C} - \boldsymbol{B}\boldsymbol{K})\boldsymbol{E} = \boldsymbol{H}(\boldsymbol{B}u_o - \boldsymbol{v})$$

根据 Moore-Penrose 逆矩阵性质可知:$\boldsymbol{H}^+ = (\boldsymbol{H}^H\boldsymbol{H})^+\boldsymbol{H}^H$,则

$$\boldsymbol{H}^+\boldsymbol{H}(\boldsymbol{L}\boldsymbol{C} - \boldsymbol{B}\boldsymbol{K})\boldsymbol{E} = \boldsymbol{H}^+\boldsymbol{H}(\boldsymbol{B}u_o - \boldsymbol{v})$$
$$\boldsymbol{B}u_o - \boldsymbol{v} = (\boldsymbol{L}\boldsymbol{C} - \boldsymbol{B}\boldsymbol{K})\boldsymbol{E} \tag{16}$$

将式(16)代入式(15),得

$$\dot{V}_o = \dot{\boldsymbol{E}}^T\boldsymbol{P}\boldsymbol{E} + \boldsymbol{E}^T\boldsymbol{P}\dot{\boldsymbol{E}} + S\dot{S} =$$
$$[(\boldsymbol{A} - \boldsymbol{L}\boldsymbol{C})\boldsymbol{E} + (\boldsymbol{L}\boldsymbol{C} - \boldsymbol{B}\boldsymbol{K})\boldsymbol{E}]^T\boldsymbol{P}\boldsymbol{E} +$$
$$\boldsymbol{E}^T\boldsymbol{P}[(\boldsymbol{A} - \boldsymbol{L}\boldsymbol{C})\boldsymbol{E} + (\boldsymbol{L}\boldsymbol{C} - \boldsymbol{B}\boldsymbol{K})\boldsymbol{E}] +$$
$$(\boldsymbol{H}\boldsymbol{B})^{-1}\boldsymbol{H}\boldsymbol{\varepsilon}|S| =$$
$$\boldsymbol{E}^T[(\boldsymbol{A} - \boldsymbol{B}\boldsymbol{K})^T\boldsymbol{P} + \boldsymbol{P}(\boldsymbol{A} - \boldsymbol{B}\boldsymbol{K})]\boldsymbol{E} +$$
$$(\boldsymbol{H}\boldsymbol{B})^{-1}\boldsymbol{H}\boldsymbol{\varepsilon}|S| =$$
$$-\boldsymbol{E}^T\boldsymbol{Q}\boldsymbol{E} + (\boldsymbol{H}\boldsymbol{B})^{-1}\boldsymbol{H}\boldsymbol{\varepsilon}|S| \tag{17}$$

其中,$\boldsymbol{B}$,$\boldsymbol{H}$ 都是正常数矩阵,选择适当的 $\boldsymbol{\varepsilon}$,使 $(\boldsymbol{H}\boldsymbol{B})^{-1}\boldsymbol{H}\boldsymbol{\varepsilon}<0$ 成立,又有 $\boldsymbol{Q}>0$,可知 $\dot{V}<0$,即状态估计误差最终趋向于零,观测器是渐近稳定的.

为了减小滑动模态呈现的抖振现象,用饱和

函数代替符号函数 sgn(*S*)：

$$\mathrm{sat}(S)=\begin{cases}\mathrm{sgn}(S) & |S|\geqslant\Delta\\ kS & |S|<\Delta,k=\dfrac{1}{\Delta}\end{cases}$$

其中，Δ 是一个正实数，表示边界层的厚度.

2.3 *K* 的设计

式(9)中的矩阵 $\boldsymbol{K}$ 可以采用 LQR(Linear Quadratic Regulator)最优控制理论方法进行设计. 该部分的设计针对的对象是线性定常系统，即由系统观测误差所构成的线性误差系统，可表示为

$$\dot{\boldsymbol{E}}=\boldsymbol{A}\boldsymbol{E}+\boldsymbol{B}u' \tag{18}$$

因为式(18)是可控的，可以任意地配置 $\boldsymbol{A}-\boldsymbol{B}\boldsymbol{K}$ 的特征值到期望的位置，从而保证滑模运动具有较好的渐近收敛特性，此时会有 $\boldsymbol{E}\to\boldsymbol{0}$. 根据 LQR 最优控制理论，可设计最优状态反馈控制律为

$$u'=-\boldsymbol{K}^{*}\boldsymbol{E} \tag{19}$$

使得二次型性能指标：

$$J=\frac{1}{2}\int_0^{\infty}[\boldsymbol{E}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{Q}_1\boldsymbol{E}+ru'^{2}]\,\mathrm{d}t \tag{20}$$

取到极小值. 其中，$\boldsymbol{Q}_1=\begin{bmatrix}q_1 & 0\\ 0 & q_2\end{bmatrix}$，$q_1>0$，$q_2>0$，且 $r>0$. 此时，最优反馈阵 $\boldsymbol{K}^{*}$ 可以表示为：$\boldsymbol{K}^{*}=\boldsymbol{B}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{P}'/r$. $\boldsymbol{P}'$为对称正定阵，应该满足矩阵黎卡提代数方程：

$$-\boldsymbol{P}'\boldsymbol{A}-\boldsymbol{A}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{P}'+\boldsymbol{P}'\boldsymbol{B}r^{-1}\boldsymbol{B}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{P}'-\boldsymbol{Q}_1=\boldsymbol{0} \tag{21}$$

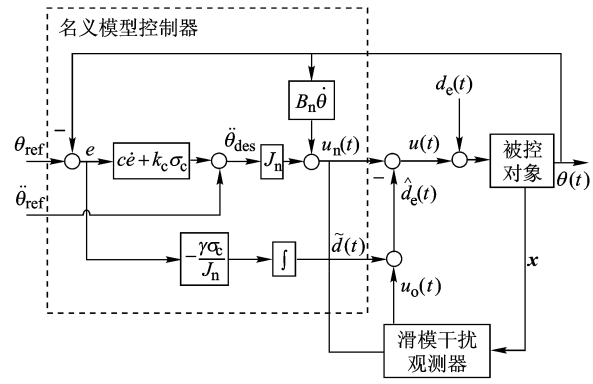
此时，式(9)将变为 $\dot{\boldsymbol{E}}=(\boldsymbol{A}-\boldsymbol{B}\boldsymbol{K}^{*})\boldsymbol{E}$，可认为是式(18)关于 J 的最优状态轨迹.

3 加速度控制器的设计

目前伺服控制器的设计可以分为两个不同的方面：①基于指令响应的设计；②基于渐进或有限时间内收敛的 Lyapunov 条件的设计. 这两种方法都可以归结为加速度的控制结构.

为了选择适当的控制力矩来使平衡点处的控制误差达到稳定，本文选择与输出误差相关的力矩加速度作为控制输入信号，其控制结构图如图 3 所示.

定义跟踪误差 $e=\theta-\theta_{\mathrm{ref}}$，假设给定的参考信号 θ_{ref}具有二阶时间导数. 定义广义跟踪误差：$\sigma_{\mathrm{c}}=\dot{e}+ce$，其中 c 是正常数. 如果要完成 σ_{c} 渐进收敛于零，闭环系统的理想渐进收敛律将被设计为：$\dot{\sigma}_{\mathrm{c}}+k_{\mathrm{c}}\sigma_{\mathrm{c}}=0$，其中 k_{c} 为比例增益系数. 因此式(2)中的线性控制输入的设计分为两个过程：①设计等效加速度 $\ddot{\theta}_{\mathrm{eq}}$；②设计收敛性加速度$\ddot{\theta}_{\mathrm{con}}$. 此时，系统的期望加速度可以表示为：$\ddot{\theta}_{\mathrm{des}}=\ddot{\theta}_{\mathrm{eq}}+\ddot{\theta}_{\mathrm{con}}$. $\ddot{\theta}_{\mathrm{eq}}$可以从已知的控制输出中推导得到，$\ddot{\theta}_{\mathrm{con}}$可由理想收敛律中具体得到.



$\ddot{\theta}$—期望加速度；$\tilde{d}(t)$—$d_{\mathrm{e}}(t)$的观测误差.

图 3 基于加速度控制的控制结构图

为了保证 $\dot{\sigma}_{\mathrm{c}}=0$，则 $\ddot{\theta}_{\mathrm{eq}}=\ddot{\theta}_{\mathrm{ref}}-c\dot{e}$；令 $\ddot{\theta}_{\mathrm{con}}=-k_{\mathrm{c}}\sigma_{\mathrm{c}}$，那么动态闭环系统 $\dot{\sigma}_{\mathrm{c}}+k_{\mathrm{c}}\sigma_{\mathrm{c}}=0$. 期望加速度可以表示为

$$\ddot{\theta}_{\mathrm{des}}=\ddot{\theta}_{\mathrm{ref}}-c\dot{e}-k_{\mathrm{c}}\sigma_{\mathrm{c}} \tag{22}$$

根据系统的控制律 $u=u_{\mathrm{n}}-\hat{d}_{\mathrm{e}}$ 的表示形式，针对 $\ddot{\theta}_{\mathrm{des}}$控制力矩可以设计系统名义模型的控制律如下：

$$u_{\mathrm{n}}=J_{\mathrm{n}}\left(\frac{B_{\mathrm{n}}}{J_{\mathrm{n}}}\dot{\theta}+\ddot{\theta}_{\mathrm{des}}\right)=$$

$$J_{\mathrm{n}}\left(\frac{B_{\mathrm{n}}}{J_{\mathrm{n}}}\dot{\theta}-k_{\mathrm{c}}\sigma_{\mathrm{c}}+\ddot{\theta}_{\mathrm{ref}}-c\dot{e}\right) \tag{23}$$

根据图 3 所示的系统控制结构，将式(7)代入式(2)，闭环控制系统等式为

$$\dot{\sigma}_{\mathrm{c}}=-k_{\mathrm{c}}\sigma_{\mathrm{c}}+\frac{1}{J_{\mathrm{n}}}(d_{\mathrm{e}}-\hat{d}_{\mathrm{e}}) \tag{24}$$

如果 $\hat{d}_{\mathrm{e}}$ 等于 d_{e}，则理想闭环动态系统可以表示为 $\dot{\sigma}_{\mathrm{c}}+k_{\mathrm{c}}\sigma_{\mathrm{c}}=0$. 实际中滑模干扰观测器会存在干扰观测不足的问题，因此 $d_{\mathrm{e}}=\hat{d}_{\mathrm{e}}+\tilde{d}$，$\tilde{d}$ 可以通过稳定控制器来补偿.

式(2)可以表示为

$$\dot{\theta}=-\frac{B_{\mathrm{n}}}{J_{\mathrm{n}}}\dot{\theta}+\frac{1}{J_{\mathrm{n}}}(u_{\mathrm{n}}+\tilde{d}) \tag{25}$$

$\tilde{d}$ 的估计可以借助于跟踪误差来完成，选择控制回路的 Lyapunov 函数：

$$V_{\mathrm{c}}=\frac{1}{2}\sigma_{\mathrm{c}}+\frac{1}{2\gamma}\tilde{d}^{2}$$

其中，γ 为正常数，则

$$\dot{V}_{\mathrm{c}}=\sigma_{\mathrm{c}}\dot{\sigma}_{\mathrm{c}}+\frac{1}{\gamma}\tilde{d}\dot{\tilde{d}}=$$

$$\sigma_{\mathrm{c}}\left[-k_{\mathrm{c}}\sigma_{\mathrm{c}}+\frac{1}{J_{\mathrm{n}}}(d_{\mathrm{e}}-\hat{d}_{\mathrm{e}})\right]+\frac{1}{\gamma}\tilde{d}\dot{\tilde{d}}=$$

$$-k_c\sigma_c^2+\tilde{d}\left(\frac{\sigma_c}{J_n}+\frac{1}{\gamma}\dot{\tilde{d}}\right)$$

令$\frac{\sigma_c}{J_n}+\frac{1}{\gamma}\dot{\tilde{d}}=0$,即$\dot{\tilde{d}}=-\frac{\gamma\sigma_c}{J_n}$,则

$$\tilde{d}=\tilde{d}(0)-\int_0^t\frac{\gamma\sigma_c}{J_n}\,\mathrm{d}t$$

其中,$\tilde{d}(0)$的取值可以根据经验来确定. 此时$\dot{V}_c<0$,系统稳定控制回路渐进稳定.

通过以上的证明与分析,此时系统的等效输入干扰估计值为$\hat{d}_e(t)=u_o+\tilde{d}$.

在实际的工程应用中可以根据具体的情况加入滤波器,则$\hat{d}_e(t)=F(s)(u_o+\tilde{d})$,其中$F(s)=\frac{1}{Ts+1}$是低通滤波器.

4　仿真实验结果

为了验证本文所提滑模干扰观测器方法的有效性,本文针对某型号光电跟踪平台进行了仿真实验,系统相关参数如表 1 所示.

表 1　仿真实验相关参数

相关参数	数值
J_n/kg	0.006 7
B_n/(N·s·m^{-1})	0.2
$\boldsymbol{L}$	[54.5　0.1]^T
$\boldsymbol{K}$	[7.93　0.56]
$\boldsymbol{H}$	[1　0.5]
$\boldsymbol{\varepsilon}$	[−0.1　0.02]^T
T/s	0.01
k_c	400
c	400
γ	0.007

可以根据$\boldsymbol{A}$,$\boldsymbol{B}$及$\boldsymbol{C}$判断出该系统为能控且能观测的系统. 由模型的不确定性和外界其它干扰引起的干扰因素按$0.05\sin t$给出. 为了验证系统低速性能,系统给定的参考信号为幅值是 0.01 dB,频率是 0.025 Hz 的三角波. 系统中非线性摩擦采用 LuGre 动态模型[12].

图 4 为系统未引入干扰观测器进行干扰补偿的仿真结果,图 5 为采用文献[11]中所提的等效输入干扰观测器进行干扰补偿的仿真结果,图 6 ~ 图 8 为引入本文所提的新型滑模干扰观测器进行干扰补偿的仿真结果. 图 9 为针对某型号光电跟踪平台,采用本文所提方法进行干扰补偿的实验结果.

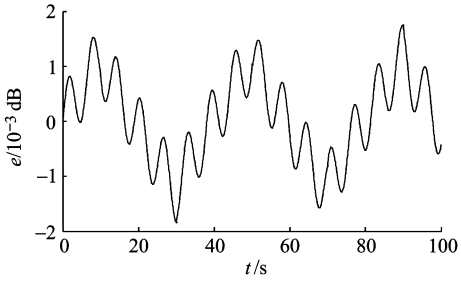


图 4　未引入干扰观测器的位置跟踪误差

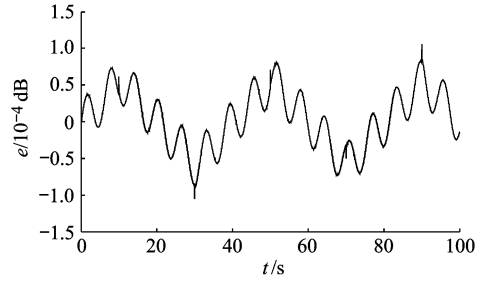


图 5　引入 EID 估计的位置跟踪误差

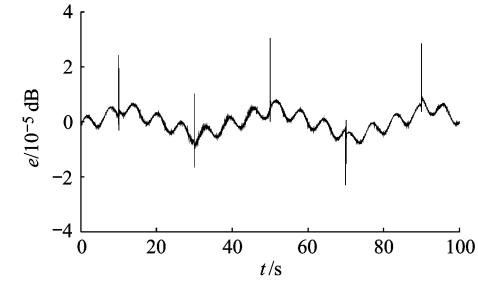


图 6　引入滑模干扰观测器的位置跟踪误差

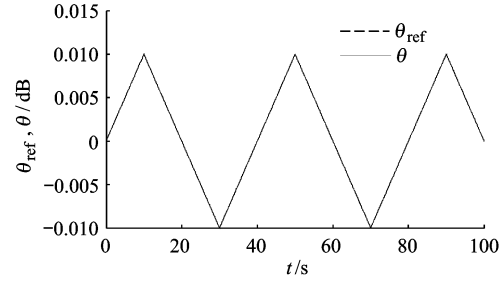


图 7　引入滑模干扰观测器的位置跟踪

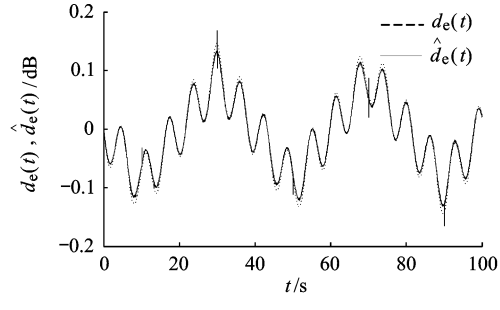


图 8　实际干扰信号$d_e(t)$与估计值$\hat{d}_e(t)$

从仿真结果中可以看出,引入滑模干扰观测器可以有效地估计出包括摩擦在内的非线性干扰信号,通过对其的补偿,大大消弱了非线性干扰对系统低速性能的影响,提高了系统的鲁棒性. 与仿真结果相比,实验跟踪曲线误差相对较大是由测量元件的测量噪声及测量精度等原因引起的.

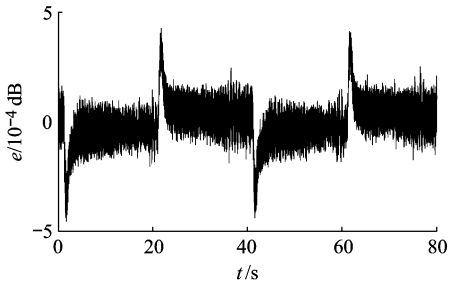


图9 采用滑模干扰观测器的实际系统位置跟踪误差

5 结 论

伺服系统在低速和小输入信号的作用下,摩擦等非线性干扰对系统性能的影响更为突出,因此针对系统中存在的各种干扰,本文提出了一种滑模干扰观测器的设计方法,有效地估计出系统的等效输入干扰信号. 通过对观测器增益矩阵和滑模面反馈矩阵的设计,提高了滑模干扰观测器的动态性能,同时给出了该滑模干扰观测器的设计方法与稳定性证明. 自适应加速度稳定控制器的设计进一步补偿了滑模干扰观测器的估计不足问题,更好地保障了系统低速运行时的平稳性与跟踪精度,增强了系统的鲁棒性. 通过仿真与实验结果,验证了所提方法的有效性,该方法具有一定的工程应用价值.

参考文献(References)

[1] Downey G A. Electro-optical tracking considerations II[J]. SPIE Acquisition, Trackingand Pointing XVII, 2003, 5082: 139-153

[2] Vladimir V N, Mounor B, Victor A S, et al. Lyapunov based decentralized adaptive control for laser beam tracking systems[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2003, 39(4): 1191-1200

[3] Orzechowski P, Chen N, Gibson S, et al. Adaptive control of jitter in a laserbeam pointing system[C]// 2006 American Control Conference. Minneapolis: IEEE, 2006: 2701-2705

[4] Harris A, Sluss Jr J J, Refai H H, et al. Alignment and tracking of a free-space optical communications link to a UAV[C]// 24th Digital Avionics Systems Conference. Washington: IEEE, 2005, 1: 1-9

[5] 刘强. 高性能机械伺服系统运动控制技术综述[J]. 电机与控制学报, 2008, 12(5): 603-609
Liu Qiang. Survey on motion control technologies of high performance mechanical servo systems[J]. Electric Machines and Control, 2008, 12(5): 603-609(in Chinese)

[6] Toyoshima M, Takayama Y, Takahashi T, et al. Ground-to-satellite laser communication experiments[J]. IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine, 2008, 8(23): 10-18

[7] Elbuluk M, Li Changsheng. Sliding mode observer for wide-speed sensorless control of PMSM drives[C]// 2003 IEEE Industry Applications Conference. SaltLake City: IEEE, 2003: 480-485

[8] 祝晓辉, 李颖晖. 基于扰动滑模观测器的永磁同步电机矢量控制[J]. 电机与控制学报, 2007, 11(5): 456-461
Zhu Xiaohui, Li Yinghui. Vector control for PMSM based on disturbance SMO[J]. Electric Machines and Control, 2007, 11(5): 456-461(in Chinese)

[9] 赵林辉, 刘志远, 陈虹. 一种车辆状态滑模观测器的设计方法[J]. 电机与控制学报, 2009, 13(4): 565-570
Zhao Linhui, Liu Zhiyuan, Chen Hong. Design method of sliding-model observer for vehicle state[J]. Electric Machines and Control, 2009, 13(4): 565-570(in Chinese)

[10] Lu Y S. Sliding mode disturbance observer with switching gain adaptation and its application to optical disk drivers[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(9): 3743-3750

[11] She Jinhua, Fang Mingxing, Ohyama Y, et al. Improving disturbance rejection performance based on an equivalent input disturbance approach[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2008, 55(1): 380-389

[12] 刘海荣, 刘金琨. Lugre 摩擦模型的模糊神经网络辨识仿真研究[J]. 计算机仿真, 2007, 24(1): 80-82
Liu Hairong, Liu Jinkun. Simulation of fuzzy neural network identification with Lugre friction model[J]. Computer Simulation, 2007, 24(1): 80-82(in Chinese)

(编 辑:刘登敏)