

文章编号 1004-924X(2012)06-1272-10

## 机载光电平台的复合补偿控制方法

扈宏杰<sup>1,2</sup>, 王元哲<sup>1,2\*</sup>

- (1. 北京航空航天大学 自动化科学与电气工程学院, 北京 100191;
2. 北京航空航天大学 飞行器控制一体化技术重点实验室, 北京 100191)

**摘要:**为实现机载光电平台的实时高精度稳定跟踪控制,提出了一种基于改进干扰观测器和模糊逼近的复合自适应补偿控制方法。首先,根据系统的机械结构特点分析了各框架间的运动学耦合关系;考虑到载体扰动的影响,提出了一种基于速度信号的改进干扰观测器结构,并分析了它的工作原理和鲁棒稳定性。然后,针对机械系统中普遍存在的摩擦等干扰现象,设计了基于模糊逼近的复合补偿控制策略以保证系统的跟踪性能。最后,利用 Lyapunov 稳定性理论证明了系统的全局稳定性和跟踪误差的渐进收敛。实验结果显示,该控制方法具有较高的稳定精度,其跟踪误差可达  $\mu\text{rad}$  数量级,表明该方法可以有效地抑制载体扰动的影响并且具有良好的跟踪性能,是可行有效的。

**关键词:**机载光电平台;视轴稳定跟踪;干扰观测器;模糊系统;复合控制;Lyapunov 稳定性

**中图分类号:**V443.5;TP273 **文献标识码:**A **doi:**10.3788/OPE.20122006.1272

## Composite compensation control scheme for airborne opto-electronic platform

HU Hong-jie<sup>1,2</sup>, WANG Yuan-zhe<sup>1,2\*</sup>

- (1. School of Automation Science and Electrical Engineering, Beihang University, Beijing 100191, China;
2. Science and Technology on Aircraft Control Laboratory, Beihang University, Beijing 100191, China)

\* Corresponding author, E-mail: yuanzhezhe@asee.buaa.edu.cn

**Abstract:** A novel composite compensation control scheme based on an improved Disturbance Observer (DOB) and fuzzy approximation was proposed to achieve the real-time stabilization and high-precision tracking control of an airborne opto-electronic platform. First, the kinematic coupling relationship between different frames was analyzed according to mechanical characteristics of the system. Then, an improved DOB structure based on the velocity signal was proposed to restrain the impact of carrier disturbance, and its basic principle and robust stability were analyzed. Considering the disturbance such as the friction torque that exists in mechanical systems generally, a composite control method with a fuzzy controller was proposed to improve the tracking performance. Finally, the global stability and the asymptotic convergence of the tracking error were proved on the basis of Lyapunov stability theory. Experiment results show that the stabilization accuracy can reach a higher level and the tracking error has been  $\mu\text{rad}$  magnitude, which demonstrates that the proposed scheme in this paper can re-

收稿日期:2012-02-08;修订日期:2012-03-31.

基金项目:航空科学基金资助项目(No. 20080651016)

strain the impact of carrier disturbance and improve the tracking performance effectively.

**Key words:** airborne opto-electronic platform; stabilization and tracking control of Line of Sight(LOS); disturbance observer(DOB); fuzzy system; composite control; Lyapunov stability

## 1 引言

机载光电平台是一种典型的视轴稳定跟踪系统,由安装于飞机底部或侧方的图像传感器、陀螺和各个轴上的执行器组成,广泛应用于各种军事和民用领域<sup>[1]</sup>。作为一种高精度伺服控制系统,其性能受到各种参数和非参数不确定性的影响。此外,载体扰动会引起视轴的晃动,严重影响其跟踪性能。因此,设计一种有效的控制方法以保证视轴相对惯性空间的绝对稳定和对目标的精确跟踪便成为控制系统设计的基本要求。机载光电平台的控制可分为视轴稳定和跟踪控制 2 部分。

视轴稳定要求系统能够隔离载体扰动以确保视轴指向相对惯性空间绝对稳定。目前一般采用的是指示式陀螺稳定方法,即陀螺仅作速率传感器使用。文献[2]和[3]分别采用线性高斯二次型最优控制和控制器来实现视轴空间速度的稳定控制,取得了良好的效果。文献[4]提出一种自适应模糊控制器与变速积分 PID 控制器相互切换的控制方法,达到了期望的瞬态和稳态性能,但该方法没有从理论上证明系统稳定性。文献[5]指出自适应控制技术是视轴稳定控制系统的发展方向,而实现自适应控制设计重要的是从理论上确保系统稳定性和参数收敛性。

跟踪控制的目的是在视轴稳定的基础上实现对目标的精确跟踪。机载光电平台是一种具有高度非线性和强耦合性的机械伺服系统,其跟踪性能受到外界环境中许多未知干扰的影响。文献[6-9]分别采用模糊控制和神经网络控制的方法实现了对多自由度伺服系统的跟踪控制,并且达到了优良的性能。近来,模糊系统和神经网络等智能控制方法因其不依赖系统数学模型,能够逼近任意非线性函数的特点被广泛应用于复杂非线性系统控制中。

本文针对机载光电平台的控制要求提出了一种基于改进干扰观测器的复合控制方法。考虑速度输出设计了一种改进的干扰观测器来抑制载体扰动的影响。位置闭环控制器采用基于模糊逼近

的复合自适应补偿控制方法来确保跟踪性能。利用 Lyapunov 稳定性理论证明了系统的全局稳定性和跟踪误差的渐进收敛。实验结果表明,该控制方法可以较好地抑制载体扰动对视轴的影响,保证系统对运动目标的精确跟踪。

## 2 系统建模与分析

### 2.1 机载光电平台描述

本文提及的机载光电平台选用三轴陀螺稳定平台结构,安装于飞机底部,通过 3 个轴的转动来实现对地面目标的稳定跟踪。系统结构如图 1 所示,它由外框、中框和内框组成,3 个框分别实现方位、俯仰、滚转 3 个通道的运动。各框坐标系定义如下:

$O-X_c Y_c Z_c$  为载体坐标系; $O-X_a Y_a Z_a$  为方位框坐标系; $O-X_p Y_p Z_p$  为俯仰框坐标系; $O-X_r Y_r Z_r$  为滚转框坐标系。

方位框通过轴  $OZ_a$  安装于飞机上,俯仰框通过轴  $OX_p$  安装于方位框上,滚转框通过轴  $OY_r$  安装于俯仰框上。图像传感器安装在滚转框上,视轴沿  $OY_r$  轴方向。执行器  $M_a, M_p, M_r$  和增量式光电编码器  $E_a, E_p, E_r$  分别安装在轴  $OZ_a, OX_p$  和  $OY_r$  上,光电编码器用于测量各轴间的相对运动关系。关于陀螺的安装位置,文献[10]提出了直接和间接 2 种方法,直接法是将陀螺安装在视

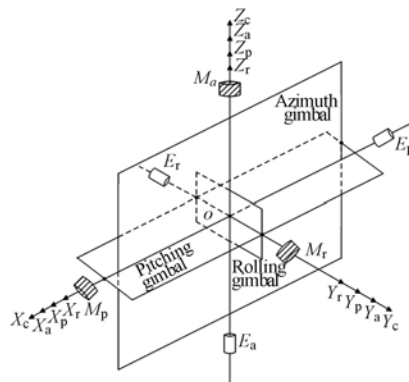


图 1 三轴陀螺稳定平台结构原理框图

Fig. 1 Block diagram of three-axis gyro stabilized platform

轴上,间接法是将其安装在载体上。本文采用间接法,即通过安装于飞机上的速率陀螺间接测量视轴的空间运动。方位轴稳定平台包括  $M_a, E_a$ , 速率陀螺,方位框和方位伺服控制回路;俯仰轴稳定平台包括  $M_p, E_p$ , 速率陀螺,俯仰框和俯仰伺服控制回路;滚转轴稳定平台包括  $M_r, E_r$ , 速率陀螺,滚转框和滚转伺服控制回路。

## 2.2 机构运动学分析

载体扰动会通过方位框、俯仰框耦合到滚转框上进而引起视轴的抖动。下面进行稳定平台的运动学分析并推导载体扰动补偿方程。

首先讨论各框架执行器不工作时载体与各框架间的运动学耦合关系,得到相应的坐标变换方程。载体与方位框直接耦合,载体坐标系  $O-X_c Y_c Z_c$  绕  $Z_c$  轴转过  $\theta_a$  角即得到方位框坐标系  $O-X_a Y_a Z_a$ 。 $\omega_{xc}, \omega_{yc}, \omega_{zc}$  分别是载体扰动速度在载体坐标系 3 个轴上的分量, $\omega_{xa}, \omega_{ya}, \omega_{za}$  分别是方位框速度在方位框坐标系 3 个轴上的分量。载体坐标系与方位框坐标系间的耦合方程为:

$$\begin{cases} \omega_{xa} = \omega_{xc} \cos \theta_a + \omega_{yc} \sin \theta_a \\ \omega_{ya} = -\omega_{xc} \sin \theta_a + \omega_{yc} \cos \theta_a \\ \omega_{za} = \omega_{zc} \end{cases} \quad (1)$$

方位框坐标系  $O-X_a Y_a Z_a$  绕  $X_a$  轴转过  $\theta_p$  角即得到俯仰框坐标系  $O-X_p Y_p Z_p$ 。 $\omega_{xp}, \omega_{yp}, \omega_{zp}$  分别是俯仰框速度在俯仰框坐标系 3 个轴上的分量。方位框坐标系与俯仰框坐标系间的耦合方程为:

$$\begin{cases} \omega_{xp} = \omega_{xa} \\ \omega_{yp} = \omega_{ya} \cos \theta_p + \omega_{za} \sin \theta_p \\ \omega_{zp} = -\omega_{ya} \sin \theta_p + \omega_{za} \cos \theta_p \end{cases} \quad (2)$$

由式(1)和式(2)可得载体运动耦合到俯仰框的坐标变换方程。

俯仰框坐标系  $O-X_p Y_p Z_p$  绕  $Y_p$  轴转过  $\theta_r$  角即得到滚转框坐标系  $O-X_r Y_r Z_r$ 。 $\omega_{xr}, \omega_{yr}, \omega_{zr}$  分别是滚转框速度在滚转框坐标系 3 个轴上的分量。俯仰框坐标系与滚转框坐标系之间的耦合方程为

$$\begin{cases} \omega_{xr} = \omega_{xp} \cos \theta_r + \omega_{zp} \sin \theta_r \\ \omega_{yr} = \omega_{yp} \\ \omega_{zr} = -\omega_{xp} \sin \theta_r + \omega_{zp} \cos \theta_r \end{cases} \quad (3)$$

由式(1)~式(3)可得载体运动耦合到滚转框的坐标变换方程。

下面考虑载体扰动存在时 3 个框架的稳定控制回路正常工作的情况。假设方位、俯仰、滚转框

的稳定控制角速度分别为  $\dot{\theta}_a, \dot{\theta}_p, \dot{\theta}_r$ , 而  $\omega_{xp}', \omega_{yp}', \omega_{zp}'$  分别为方位框和俯仰框运动在俯仰框坐标系 3 个轴上产生的角速度分量,根据方位框与俯仰框间的坐标变换关系有

$$\begin{cases} \omega_{xp}' = \dot{\theta}_p \\ \omega_{yp}' = \dot{\theta}_a \sin \theta_p \\ \omega_{zp}' = \dot{\theta}_a \cos \theta_p \end{cases} \quad (4)$$

假设  $\omega_{xr}', \omega_{yr}', \omega_{zr}'$  分别为方位框、俯仰框和滚转框运动在滚转框坐标系 3 个轴上产生的角速度分量,根据俯仰框与滚转框间的坐标变换关系有:

$$\begin{cases} \omega_{xr}' = \omega_{xp}' \cos \theta_r + \omega_{zp}' \sin \theta_r \\ \omega_{yr}' = \omega_{yp}' + \dot{\theta}_r \\ \omega_{zr}' = -\omega_{xp}' \sin \theta_r + \omega_{zp}' \cos \theta_r \end{cases} \quad (5)$$

由式(4)和式(5)可得  $\omega_{xr}', \omega_{yr}', \omega_{zr}'$  与  $\dot{\theta}_a, \dot{\theta}_p, \dot{\theta}_r$  间的直接关系。

将载体扰动引起的角速度同 3 个框的运动叠加,得到滚转框在其坐标系 3 个轴上的角速度分量:

$$\begin{cases} \omega_x = \omega_{xr} + \omega_{xr}' \\ \omega_y = \omega_{yr} + \omega_{yr}' \\ \omega_z = \omega_{zr} + \omega_{zr}' \end{cases} \quad (6)$$

其中  $\omega_x, \omega_y, \omega_z$  分别为滚转框在其坐标系 3 个轴上的角速度分量。

若要保持摄像头视轴在空间位置不变,则需满足:

$$\begin{cases} \omega_x = 0 \\ \omega_y = 0 \\ \omega_z = 0 \end{cases} \quad (7)$$

根据式(1)~式(7)可解得载体扰动补偿方程:

$$\begin{cases} \dot{\theta}_a = -\frac{1}{\cos \theta_p} (\omega_{xc} \sin \theta_a \sin \theta_p - \omega_{yc} \cos \theta_a \sin \theta_p + \omega_{zc} \cos \theta_p) \\ \dot{\theta}_p = -\omega_{xc} \cos \theta_a - \omega_{yc} \sin \theta_a \\ \dot{\theta}_r = \omega_{xc} \frac{\sin \theta_a}{\cos \theta_p} - \omega_{yc} \frac{\cos \theta_a}{\cos \theta_p} \end{cases} \quad (8)$$

其中,载体运动角速度  $\omega_{xc}, \omega_{yc}, \omega_{zc}$  可以通过速率陀螺测量得到;方位角和俯仰角  $\theta_a, \theta_p$  可以通过安装于方位框和俯仰框上的光电编码器  $E_a, E_p$  测量得到;执行器  $M_a, M_p, M_r$  分别产生稳定控制转速  $\dot{\theta}_a, \dot{\theta}_p, \dot{\theta}_r$  来抑制载体扰动。这样,俯仰框就会

在空间中保持稳定。

### 2.3 执行机构建模与分析

本文采用直流电机作为执行元件,其数学模型如下(详细推导过程参见文献[11]):

$$a\ddot{\theta} + b\dot{\theta} = u - u_{dr}, \quad (9)$$

其中,  $\theta$  为位置输出,  $u$  为控制输出,  $u_{dr}$  为干扰力矩。

实际系统中,参数  $a, b$  随外界环境变化而变化,可表示为:

$$a = \hat{a} + \Delta a, b = \hat{b} + \Delta b, \quad (10)$$

其中  $\hat{a}, \hat{b}$  分别为参数  $a, b$  的估计值,可以通过扫频法辨识得到;  $\Delta a, \Delta b$  分别为参数  $a, b$  的变化;  $u_{dr}$  表示等效干扰力矩。

根据式(9)和式(10)可得

$$\hat{a}\ddot{\theta} + \hat{b}\dot{\theta} = u - f(\cdot), \quad (11)$$

其中  $f(\cdot) = u_{dr} + \Delta a\ddot{\theta} + \Delta b\dot{\theta}$  为未知干扰。

### 3 稳定跟踪控制方法

机载光电平台的稳定跟踪控制采用串级控制结构,分为视轴稳定控制和自动跟踪控制。根据系统所要实现的功能,提出对系统性能的具体要求:(1)对载体扰动具有良好的隔离效果,将载体扰动对视轴的影响降到最低程度。(2)对目标的跟踪具有较高的跟踪精度,稳态误差应尽量小。

本文提出的控制结构如图 2 所示。视轴稳定控制采用改进的干扰观测器实现,自动跟踪控制采用基于模糊逼近的复合补偿控制方法。

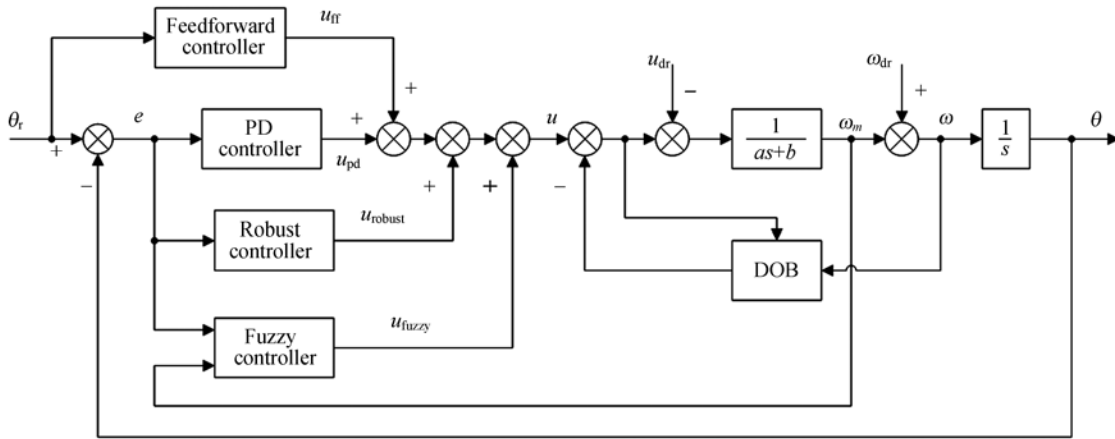


图 2 控制结构原理框图

Fig. 2 Block diagram of proposed control structure

### 3.1 视轴稳定控制方法

目前,双速度环控制结构<sup>[12]</sup>是实现视轴稳定控制较为流行的方法,其中内环抑制摩擦等干扰力矩,外环隔离载体扰动,确保视轴稳定。控制器一般采用传统 PID 控制方法,稳定精度往往不高。基于干扰观测器的闭环鲁棒控制方法,设计简单且对于各种外部干扰和参数变化具有很强的抑制作用,在高精度伺服系统中获得了成功应用<sup>[13-14]</sup>。

本文提出一种改进的干扰观测器设计方法来实现视轴稳定控制,其基本结构如图 3 所示,其中,  $G_p(s)$  为对象的实际模型,  $G_n(s)$  为对象的名义模型,  $Q(s)$  为低通滤波器,  $u$  为控制输入,  $d$  为等效干扰,  $n$  为载体扰动,  $\omega$  为实际速度输出,  $\xi$  为测

量噪声。

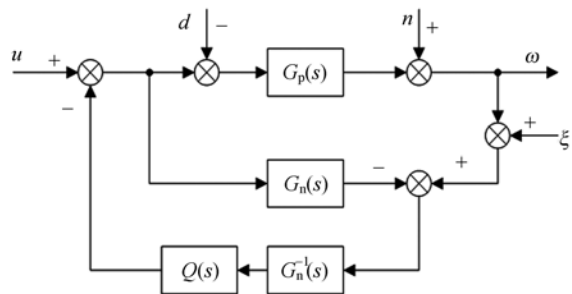


图 3 视轴稳定控制结构框图

Fig. 3 Block diagram of LOS stabilization control

将  $u, d, n, \xi$  视为输入,由叠加原理,系统输出  $\omega$  为:

$$\omega = G_{UW}(s)u + G_{DW}(s)d + G_{NW}(s)n + G_{\xi W}(s)\xi, \quad (12)$$

利用梅森公式求出

$$G_{UW}(s) = \frac{G_p(s)G_n(s)}{G_n(s) + [G_p(s) - G_n(s)]Q(s)}, \quad (13)$$

$$G_{DW}(s) = \frac{G_p(s)G_n(s)[1 - Q(s)]}{G_n(s) + [G_p(s) - G_n(s)]Q(s)}, \quad (14)$$

$$G_{NW}(s) = \frac{G_n(s)[1 - Q(s)]}{G_n(s) + [G_p(s) - G_n(s)]Q(s)}, \quad (15)$$

$$G_{\xi W}(s) = \frac{-G_p(s)Q(s)}{G_n(s) + [G_p(s) - G_n(s)]Q(s)}, \quad (16)$$

首先假定  $Q(s)$  为理想的低通滤波器,即在低频段,当  $f \leq f_0$  时,  $Q(s) = 1$ ; 在高频段,当  $f \geq f_0$  时,  $Q(s) = 0$ 。则在低频段,由式(13)~式(16)可知,

$$G_{UW}(s) = G_n(s), G_{DW}(s) = 0, G_{NW}(s) = 0, \\ G_{\xi W}(s) = -1$$

上式说明,在低频段,干扰观测器的存在使得实际对象响应与名义模型响应一致,即控制器对实际对象的不确定性具有一定的鲁棒性;  $G_{DW}(s) = 0$  和  $G_{NW}(s) = 0$  说明干扰观测器对于频带内的干扰力矩和载体扰动具有完全补偿效果;  $G_{\xi W}(s) = -1$  说明干扰观测器对于低频测量噪声非常敏感。

而在高频段,同理可知,

$$G_{UW}(s) = G_p(s), G_{DW}(s) = G_p(s), G_{NW}(s) = 1, \\ G_{\xi W}(s) = 0$$

上式说明,干扰观测器对高频测量噪声不敏感,但对被控对象的不确定性、干扰力矩和载体扰动没有任何抑制作用。

综上所述,本文提出的改进干扰观测器结构对于速度陀螺本身存在的高频噪声具有很好的抑制效果,对于低频段的载体扰动和干扰力矩具有良好的补偿效果。干扰观测器的工作频带取决于低通滤波器  $Q(s)$  的频率特性。因此,低通滤波器  $Q(s)$  的设计是干扰观测器设计的核心。

文献[15]提出了一种低通滤波器  $Q(s)$  的设计方法,已成为目前较为流行的方法。该方法将  $Q(s)$  表示为:

$$Q_{NM}(s) = \frac{\sum_{k=0}^M \alpha_k (\tau s)^k}{(\tau s + 1)^N} \quad (M = 0, 1, \dots, N-1), \quad (17)$$

其中  $\alpha_k = \frac{N!}{(N-k)! k!}$  为系数,  $N$  为分母阶数,  $M$  为分子阶数,  $N-M$  为相对阶。

可以看出,滤波器  $Q(s)$  的选择可归结为参数  $N, M$  和  $\tau$  的确定,应注意以下几点:

(1) 确保  $Q(s)G_n^{-1}(s)$  正则,即物理可实现。也即  $N-M$  应大于等于  $G_n(s)$  的相对阶。本文对速度输出设计干扰观测器,名义模型为一阶模型,则  $N-M \geq 1$ 。

(2) 保证系统的鲁棒稳定性。根据文献[16],在被控对象存在乘性摄动的情况下,即

$$G_p(s) = [1 + \Delta(s)]G_n(s)$$

灵敏度函数  $S(s)$  为:

$$S(s) = 1 - Q(s), \quad (18)$$

补灵敏度函数  $T(s)$  为:

$$T(s) = 1 - S(s) = Q(s). \quad (19)$$

根据小增益定理,系统鲁棒稳定的充要条件为:

$$\|\Delta(j\omega)T(j\omega)\|_{\infty} = \|\Delta(j\omega)Q(j\omega)\|_{\infty} \leq 1, \quad (20)$$

其中  $\|\cdot\|_{\infty}$  为  $H_{\infty}$  范数。

根据文献[16],在低频段,应保证  $S(s)$  的增益小,即对干扰的敏感程度低;在高频段,应保证  $T(s)$  的增益下降快,此时系统鲁棒稳定性好。

(3)  $Q(s)$  的阶数不应太高。由于随  $Q(s)$  的阶数升高,  $\|Q(s)\|_{\infty}$  的值不断增大,此时系统鲁棒稳定性变差。另外,也会使控制器运算量增加,不利于实时控制。

(4) 参数  $\tau$  的取值决定了  $Q(s)$  的带宽。而  $Q(s)$  的带宽选择是系统鲁棒稳定性、干扰抑制能力和对测量噪声的敏感度之间的折衷。一般情况下,  $\tau$  取为系统采样周期的 10 至 20 倍。

### 3.2 自动跟踪控制方法

机载光电平台在正常工作下外界环境中存在很多不确定性干扰因素,另外还有机械伺服系统固有的摩擦等干扰力矩的影响,这些都是实现其高精度跟踪控制所面临的问题。从 3.1 节的分析可知,干扰观测器对于工作带宽内的干扰具有完全抑制能力,但这是在理想低通滤波器的前提下。实际情况中,这些干扰并不能被完全抑制,对提高系统的跟踪性能具有不利影响,因此需要引入补

偿机制。目前对于未知干扰的补偿主要有鲁棒控制和智能控制 2 种方法,而鲁棒控制仅能起到抑制干扰的效果,并不能完全补偿。智能控制方法是利用模糊系统和神经网络的万能逼近特性来逼近未知干扰,从而实现完全补偿<sup>[16]</sup>。文献[17-19]分别利用模糊系统和神经网络的万能逼近特性实现对干扰的自适应补偿,并取得了良好的效果。

本文设计的复合补偿控制结构如图 2 所示,利用模糊系统对未知非线性函数的任意逼近特性,采用模糊自适应控制器实现对未知干扰的进一步补偿,以达到提高跟踪精度的效果。

定义位置跟踪误差为:

$$e = \theta_r - \theta, \quad (21)$$

其中  $\theta_r$  为给定位置,  $\theta$  为实际位置。

根据系统模型式(11),设计控制律为

$$u = u_{pd} + u_{ff} + u_{fuzzy} + u_{robust}, \quad (22)$$

其中  $u_{pd}$ ,  $u_{ff}$ ,  $u_{fuzzy}$ ,  $u_{robust}$  分别为比例-微分(PD)控制器输出,前馈控制器输出,模糊控制器输出和鲁棒控制器输出。

PD 控制器输出为:

$$u_{pd} = k_p e + k_d \dot{e}, \quad (23)$$

前馈控制器输出为:

$$u_{ff} = \hat{a}\dot{\theta}_r + \hat{b}\dot{\theta}, \quad (24)$$

本文利用模糊系统的万能逼近性质设计模糊系统补偿未知干扰。模糊系统为一个从  $U \in \mathbf{R}^2$  到  $\mathbf{R}$  的映射,其中  $U = U_1 \times U_2, U_i \subset \mathbf{R}, i = 1, 2$ 。模糊规则定义为:

$\mathbf{R}^{(j)}$ : if  $\theta_1$  is  $A_1^j$  and  $\theta_2$  is  $A_2^j$ , then  $u_{fuzzy}$  is  $B^j$

其中,  $\underline{\theta} = (\theta_1, \theta_2) = (\theta, \dot{\theta}) \in U$  且  $u_{fuzzy} \in \mathbf{R}$  分别是模糊系统的输入输出,  $A_i^j$  和  $B^j$  分别是集合  $U_i$  和  $\mathbf{R}$  上的模糊集,  $i = 1, 2, j = 1, \dots, M$ 。模糊系统根据上述规则实现了从模糊集  $U \in \mathbf{R}^2$  到  $\mathbf{R}$  的映射。

引理 1<sup>[20]</sup>:采用单值模糊器、乘积推理机和平均解模糊器的模糊推理系统包含了以下形式的所有函数:

$$u_{fuzzy}(\underline{\theta}) = \frac{\sum_{j=1}^M \bar{u}_{fuzzy}^j \left[ \prod_{i=1}^2 \mu_{A_i^j}(\theta_i) \right]}{\sum_{j=1}^M \left[ \prod_{i=1}^2 \mu_{A_i^j}(\theta_i) \right]}, \quad (25)$$

其中  $\bar{u}_{fuzzy}^j$  是隶属函数  $\mu_{B^j}(\bar{u}_{fuzzy}^j)$  最大值所对应的横坐标的函数值。

引入模糊基向量  $\underline{\xi}(\underline{\theta}) = [\xi_1(\underline{\theta}), \dots, \xi_M(\underline{\theta})]^T$ , 其中,

$$\xi_j(\underline{\theta}) = \frac{\prod_{i=1}^2 \mu_{A_i^j}(\theta_i)}{\sum_{j=1}^M \left[ \prod_{i=1}^2 \mu_{A_i^j}(\theta_i) \right]}. \quad (26)$$

这样式(25)可以表示为:

$$u_{fuzzy}(\underline{\theta}) = \underline{\Phi}^T \underline{\xi}(\underline{\theta}), \quad (27)$$

其中  $\underline{\Phi} = [\bar{u}_{fuzzy}^1, \bar{u}_{fuzzy}^2, \dots, \bar{u}_{fuzzy}^M]^T$ ,  $\underline{\Phi}$  是未知的,其估计值用  $\hat{\underline{\Phi}}$  来表示。

本文模糊系统用来补偿未知干扰  $f(\cdot)$ , 则一定存在

$$f(\cdot) = \underline{\Phi}^{*T} \underline{\xi}(\underline{\theta}) + \epsilon, \quad (28)$$

其中  $\underline{\Phi}^*$  为最优参数估计,  $\epsilon$  为逼近误差, 且有

$$\underline{\Phi}^* = \min_{\underline{\Phi} \in \Omega_{\Phi}} \left[ \sup_{\underline{\theta} \in \Omega_{\theta}} \| f(\cdot) - \underline{\Phi}^T \underline{\xi}(\underline{\theta}) \| \right], \quad (29)$$

$$|\epsilon| < \varphi, \quad (30)$$

其中  $\varphi > 0$ , 且存在  $\tilde{\underline{\Phi}} = \underline{\Phi}^* - \hat{\underline{\Phi}}, \tilde{\varphi} = \varphi - \hat{\varphi}, \hat{\varphi}$  为参数估计值,  $\tilde{\underline{\Phi}}$  和  $\tilde{\varphi}$  为估计误差。

将式(23), 式(24), 式(27)代入式(22), 并结合式(11), 式(21)和式(28)可得

$$\hat{a}\ddot{e} + (b + k_d)\dot{e} + k_p e = \hat{\underline{\Phi}}^T \underline{\xi}(\underline{\theta}) + \epsilon - u_{robust}, \quad (31)$$

化为状态空间的形式可得

$$\dot{\mathbf{X}} = \mathbf{A}\mathbf{X} + \mathbf{B}\Delta, \quad (32)$$

其中

$$\mathbf{X} = \begin{bmatrix} e \\ \dot{e} \end{bmatrix}, \mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\frac{k_p}{\hat{a}} & -\frac{\hat{b} - k_d}{\hat{a}} \end{bmatrix}, \mathbf{B} = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{\hat{a}} \end{bmatrix}$$

$$\Delta = \hat{\underline{\Phi}}^T \underline{\xi}(\underline{\theta}) + \epsilon - u_{robust}, \quad (33)$$

由于矩阵  $\mathbf{A}$  渐进稳定, 故对于任意正定对称阵  $\mathbf{Q}$ , 则存在惟一正定对称阵  $\mathbf{P}$ , 使得 Lyapunov 方程

$$\mathbf{A}^T \mathbf{P} + \mathbf{P}\mathbf{A} = -\mathbf{Q}, \quad (34)$$

成立。

定义 Lyapunov 函数如下:

$$V = \frac{1}{2} \mathbf{X}^T \mathbf{P}\mathbf{X} + \frac{1}{2\gamma_1} \text{tr}(\tilde{\underline{\Phi}}^T \tilde{\underline{\Phi}}) + \frac{1}{2\gamma_2} \tilde{\varphi}^2, \quad (35)$$

其中  $\gamma_1$  和  $\gamma_2$  为学习系数且均为正。

式(35)对时间求导可得

$$\dot{V} = \frac{1}{2} \mathbf{X}^T (\mathbf{A}^T \mathbf{P} + \mathbf{P}\mathbf{A}) \mathbf{X} + \Delta^T \mathbf{B}^T \mathbf{P}\mathbf{X} + \frac{1}{\gamma_1} \text{tr}(\tilde{\underline{\Phi}}^T \dot{\tilde{\underline{\Phi}}}) + \frac{1}{\gamma_2} \dot{\tilde{\varphi}} \tilde{\varphi}, \quad (36)$$

其中

$$\Delta^T \mathbf{B}^T \mathbf{P} \mathbf{X} = \Delta \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{a} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p_{11} & p_{12} \\ p_{21} & p_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e \\ \dot{e} \end{bmatrix} = \Delta \left( \frac{p_{21}}{a} e + \frac{p_{22}}{a} \dot{e} \right), \quad (37)$$

令

$$s = \frac{p_{21}}{a} e + \frac{p_{22}}{a} \dot{e}. \quad (38)$$

根据式(33)、式(34)、式(37)和式(38),式(36)可化简为:

$$\begin{aligned} \dot{V} = & -\frac{1}{2} \mathbf{X}^T \mathbf{Q} \mathbf{X} + \tilde{\Phi}^T \left[ \xi |\theta| s - \frac{1}{\gamma_1} \dot{\Phi} \right] + \varepsilon s - \\ & u_{\text{robust}} s - \frac{1}{\gamma_2} \varphi \dot{\varphi} + \frac{1}{\gamma_2} \hat{\varphi} \dot{\varphi}, \end{aligned} \quad (39)$$

令

$$\dot{\Phi} = \gamma_1 \xi |\theta| s, \quad (40)$$

$$\dot{\varphi} = \gamma_2 \cdot s \cdot \text{sgn}(s), \quad (41)$$

$$u_{\text{robust}} = \hat{\varphi} \cdot \text{sgn}(s). \quad (42)$$

将式(40)~式(42)代入式(39)可得

$$\begin{aligned} \dot{V} = & -\frac{1}{2} \mathbf{X}^T \mathbf{Q} \mathbf{X} + \varepsilon s - \varphi |s| \leq \\ & -\frac{1}{2} \mathbf{X}^T \mathbf{Q} \mathbf{X} + |\varepsilon| |s| - \varphi |s| = \\ & -\frac{1}{2} \mathbf{X}^T \mathbf{Q} \mathbf{X} + |s| (|\varepsilon| - \varphi) \leq -\frac{1}{2} \mathbf{X}^T \mathbf{Q} \mathbf{X}, \end{aligned} \quad (43)$$

由于  $\mathbf{Q}$  为正定阵且存在式(30),故

$$\dot{V} < 0. \quad (44)$$

基于上述分析,有如下定理。

**定理 1:** 系统模型如式(11)所示。在载体扰动、摩擦等干扰存在的情况下,当采用控制律(22),(23),(24),(27),(42),参数自适应律如式(40)和式(41)时,系统渐进稳定,跟踪误差有界且渐进收敛到 0。

**证明:** 由式(35)和(44),根据 Lyapunov 直接方法,跟踪误差  $e$ , 参数估计误差  $\tilde{\Phi}$ ,  $\tilde{\varphi}$  是全局一致有界的。由于  $\Phi$ ,  $\varphi$  是未知正常数且  $\dot{\Phi} = \dot{\Phi} - \dot{\Phi}$ ,  $\dot{\varphi} = \varphi - \hat{\varphi}$ , 参数估计值  $\hat{\Phi}$ ,  $\hat{\varphi}$  也是全局一致有界的。另外,位置指令  $\theta_r$  有界,由式(21)可知位置输出  $\theta$  全局一致有界,则速度输出  $\omega$  也是有界的。这样,由式(23),(24),(27),(42)可知,控制量  $u_{\text{pd}}$ ,  $u_{\text{fz}}$ ,  $u_{\text{fuzzy}}$ ,  $u_{\text{robust}}$  均有界,则控制输出  $u$  也是有界的。以上证明了系统内所有信号都是有界的。

由式(43)知,  $e \in L_2$ ,  $\dot{e} \in L_2$ 。因此,有当  $t \rightarrow \infty$  时  $e \rightarrow 0$ 。

上述定理得证。

## 4 实验研究

本文以单框架控制为例,验证提出的稳定跟踪控制方法。系统对载体扰动的鲁棒性和在未知干扰下的跟踪精度是研究的重点。

控制周期为 1 ms。系统模型的参数可以通过频域辨识的方法得到,这里取名义模型参数为  $\hat{a} = 0.3$ ,  $\hat{b} = 3$ , 实际模型参数为  $a = 0.26$ ,  $b = 2.49$ 。

控制器参数设置如下:

(1) 低通滤波器  $Q(s)$  选择为

$$Q(s) = \frac{2\tau s + 1}{\tau^2 s^2 + 2\tau s + 1},$$

其中  $\tau = 0.01$ 。

(2) PD 控制器参数选取为  $k_p = 20$ ,  $k_d = 1$ 。

(3) 模糊系统的隶属度函数选取。

模糊输入角度  $\theta$  的隶属度函数选取为:

$$\begin{aligned} \mu_{A_1^1} &= e^{-0.5(\theta+1)^2}, \mu_{A_1^2} = e^{-0.5(\theta+0.5)^2}, \mu_{A_1^3} = \\ & e^{-0.5(\theta+0.0)^2}, \mu_{A_1^4} = e^{-0.5(\theta-0.5)^2}, \mu_{A_1^5} = e^{-0.5(\theta-1)^2}. \end{aligned}$$

模糊输入角速度  $\dot{\theta}$  的隶属度函数选取为:

$$\begin{aligned} \mu_{A_2^1} &= e^{-0.25(\dot{\theta}+6)^2}, \mu_{A_2^2} = e^{-0.25(\dot{\theta}+3)^2}, \mu_{A_2^3} = \\ & e^{-0.25(\dot{\theta}+0.0)^2}, \mu_{A_2^4} = e^{-0.25(\dot{\theta}-3)^2}, \mu_{A_2^5} = e^{-0.25(\dot{\theta}-6)^2}. \end{aligned}$$

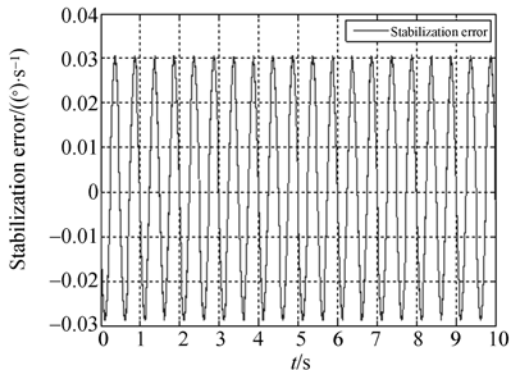
(4) 选取对称正定阵  $\mathbf{Q} = \begin{bmatrix} 3 & 000 & 300 \\ & & 100 \end{bmatrix}$ 。

(5) 选取学习系数  $\gamma_1 = 500$ ,  $\gamma_2 = 0.01$ 。

### 4.1 视轴稳定控制实验结果

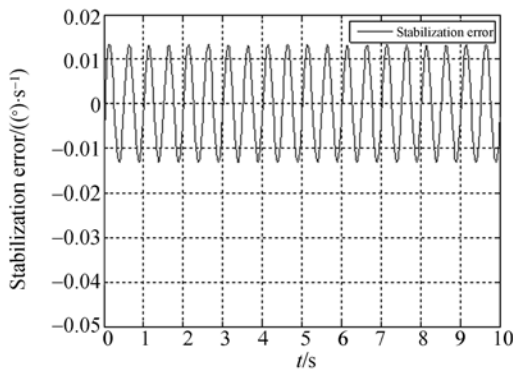
该实验主要验证本文提出的视轴稳定控制方法对载体扰动的抑制能力。根据图 3 设计控制结构,给定速度为零情况下的速度跟踪误差是主要检验标准。鉴于视轴稳定控制的主要目的是隔离载体扰动的影响,实验中仅加入载体扰动因素,即为幅值  $1^\circ$ , 频率 2 Hz 的正弦信号。

图 4(a)、4(b)分别为采用不同控制方法时对载体扰动的抑制效果。图 4(a)为速度环采用 PID 控制方法时的视轴稳定效果,可以看出该方法的稳定误差约为  $0.03^\circ$ ; 图 4(b)为采用本文提出的改进干扰观测器方案的视轴稳定效果,此时稳定误差不超过  $0.015^\circ$ 。很明显,本文提出的改进干扰观测器方案具有更好的视轴稳定效果和更高的稳定精度。



(a) PID 控制的稳态误差

(a) Stabilization error of PID Control



(b) DOB 的稳态误差

(b) Stabilization error of DOB

图 4 载体扰动下的视轴稳定精度

Fig. 4 Stabilization errors with carrier disturbance

### 4.2 自动跟踪控制实验结果

该实验主要是为了验证本文提出的复合自适应补偿控制方法对扰动的补偿效果以及系统整体性能,这主要体现在系统对给定位置信号的跟踪精度上。根据图 2 设计控制结构,为验证本文提出的控制方案,实验中加入载体扰动和干扰力矩

因素,其中载体扰动为幅值  $1^\circ$ ,频率  $2\text{ Hz}$  的正弦信号;干扰力矩如表 1 所示。

图 5(a)、5(b)所示为采用本文提出的控制策略时系统对复合信号的跟踪效果和跟踪误差曲线。很明显,本文提出的控制策略可以实现对给定位置信号的精确跟踪,在干扰切换点处的跟踪误差不超过  $0.0015^\circ$ ,稳态时跟踪误差保持在  $0.0005^\circ$  以内,达到微弧度数量级。作为对比,图 5(e)、5(f)所示为仅采用 PD 控制和前馈控制时系统对复合信号的跟踪效果和跟踪误差曲线,可以看出,此时系统很难实现对给定信号的跟踪,且存在很大跟踪误差。

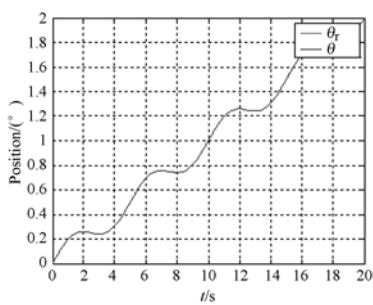
图 5(c)为采用本文提出的控制策略时模糊系统对干扰力矩的补偿情况。从图中可以看到,模糊控制器输出曲线与干扰曲线形状大致相同,控制器输出的振荡主要是由于干扰观测器不能完全补偿载体扰动而产生的补偿误差所造成的。模糊控制器一方面补偿干扰力矩,另一方面进一步补偿干扰观测器对载体扰动的补偿误差。图 5(d)为本文提出的控制策略中各个子控制器的输出曲线。从图中可知,在所有控制器中模糊控制器起了主要作用。以上讨论结果证明了本文提出的控制方法对扰动的鲁棒性。

在实际系统中,跟踪误差是通过图像传感器测量的,其测量精度将直接影响到系统的跟踪精度,因此图像传感器的测量精度同样会对系统性能产生重要影响。

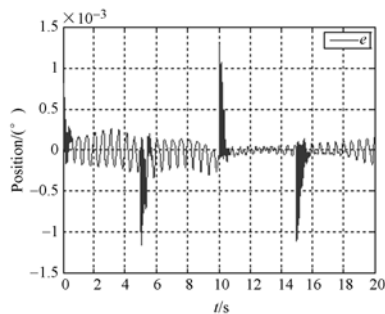
表 1 干扰力矩

Tab. 1 Torque disturbance

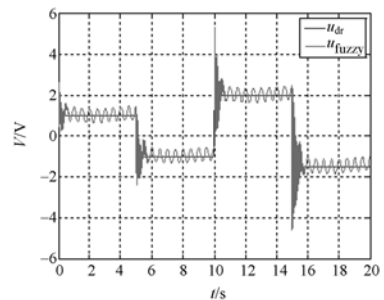
Time range/s	0~5	5~10	10~15	15~20
Torque disturbance $u_{tr}/V$	1	-1	2	-1.5



(a) 本文提出控制方法的跟踪曲线  
(a) Tracking curve of proposed scheme



(b) 本文提出控制方法的跟踪误差  
(b) Tracking error of proposed scheme



(c) 模糊系统干扰补偿效果  
(c) Disturbance compensation of fuzzy system

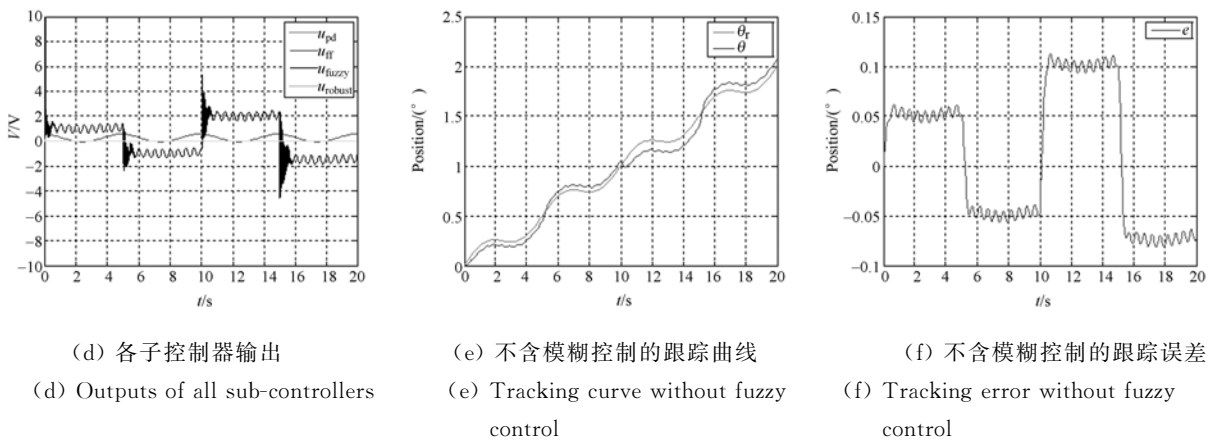


图 5 复合信号稳定跟踪

Fig. 5 Stabilization and tracking performance of composite signal

## 5 结 论

本文提出了一种基于改进干扰观测器和模糊逼近的复合自适应补偿控制策略,并将其应用到典型的视轴稳定跟踪控制系统中。首先对三自由度机载光电平台进行了运动学分析,得到了隔离载体扰动补偿方程。针对载体扰动的影响,提出了一种基于速度输出的改进干扰观测器设计方法

### 参考文献:

- [1] 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 stabilization and optical-electronic tracking platform* [D]. Nanjing: Southeast University, 2006. (in Chinese)
- [2] BO L, HULLENDER D, DERENZO M. Nonlinear induced disturbance rejection in inertial stabilization systems[J]. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 1998, 6(3): 421-427.
- [3] MOORTY J A R K, MARATHE R, SULE V R.  $H_\infty$  control law for line-of-sight stabilization for mobile land vehicles [J]. *Optical Engineering*, 2002, 41(11): 2935-2944.
- [4] JI W, LI Q, XU B, *et al.*. Adaptive fuzzy PID composite control with hysteresis-band switching for line of sight stabilization servo system[J]. *Aerospace Science and Technology*, 2011, 15(1): 25-32.
- [5] HILKERT J M, HULLENDER D A. Adaptive control system techniques applied to inertial stabilization systems[J]. *SPIE*, 1990, 1304(190): 190-206.
- [6] NIE J H, LEE T H. Self-organizing rule-based control of multivariable nonlinear servomechanisms[J]. *Fuzzy Sets and Systems*, 1997, 91(3): 285-304.
- [7] TAN K C, LEE T H, KHOR E F, *et al.*. Design and real-time implementation of a multivariable gyro-mirror line-of-sight stabilization platform[J]. *Fuzzy Sets and Systems*, 2002, 128(1): 81-93.
- [8] LEE T H, GE S S, WONG C P. Adaptive neural network feedback control of a passive line-of-sight stabilization system[J]. *Mechatronics*, 1998, 8(8): 887-903.
- [9] ANG J H, GOH C K, TEOH E J, *et al.*. Designing a recurrent neural network-based controller for gyro-mirror line-of-sight stabilization system using an artificial immune algorithm, studies in computational intelligence[J]. *Advances in Evolutionary Computing for System Design*, 2007, 66(1): 189-209.
- [10] KENNEDY P J, KENNEDY R L. Direct versus

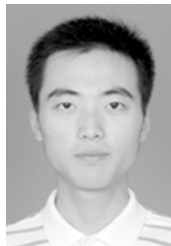
来实现对载体扰动的实时补偿。考虑到系统中普遍存在摩擦等干扰现象,利用模糊系统的万能逼近特性在线估计并补偿未知干扰。根据 Lyapunov 稳定性原理设计了控制器参数的自适应迭代算法,并证明了系统的稳定性和跟踪误差的渐进收敛。实验结果表明,采用本文提出的控制策略,系统具有较高的稳定精度且跟踪误差可达到微弧度数量级,能够有效抑制载体扰动和未知干扰的影响并提高精度,具有较强的鲁棒性。

- indirect line of sight (LOS) stabilization [J]. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 2003, 11(1):3-15.
- [11] HU H J, YU Y J, ZHAN P. A control scheme based on RBF neural network for high-precision servo system[J]. *Proceedings of the 2010 IEEE International Conference on Mechanical and Automation*, Xi'an, P. R. China, 2010:1489-1494.
- [12] 王连明. 机载光电平台的稳定与跟踪伺服控制 [D]. 长春: 长春光学精密机械与物理研究所, 2002.
- WANG L M. *Study on stabilization and track control techniques of airborne opto-electronic platform* [D]. Changchun: Changchun Institute Academia Sinica of Optics, Fine Mechanics and Physics, 2002. (in Chinese)
- [13] KEMPF C J, KOBAYASHI S. Disturbance observer and feedforward design for a high-speed direct-drive positioning table[J]. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 1999, 7(5):513-526.
- [14] 刘强, 尔联杰, 刘金坤. 摩擦非线性环节的特性, 建模与控制补偿综述[J]. *系统工程与电子技术*, 2002, 11(1):45-50.
- LIU Q, ER L J, LIU J K. Overview of characteristics, modeling and compensation of nonlinear friction in servo systems[J]. *Systems Engineering and Electronics*, 2002, 11(1):45-50. (in Chinese)
- [15] LEE H S. *Robust digital tracking controllers for high-speed/high-accuracy positioning systems* [D]. Berkeley: Univ. California, Berkeley, 1994.
- [16] 刘强. 现代高精度数字伺服系统运动控制理论与应用研究[D]. 北京: 北京航空航天大学, 2002.
- LIU Q. *Research on motion control theory and application for modern high-precision digital servo system* [D]. Beijing: Beihang University, 2002. (in Chinese)
- [17] WANG Y F, WANG D H, CHAI T Y. Modeling and control compensation of nonlinear friction using adaptive fuzzy systems[J]. *Mechanical Systems and Signal Processing*, 2009, 23(8):2445-2457.
- [18] ZHAO B, HU H J. A new inverse controller for servo-system based on neural network model reference adaptive control[J]. *The International Journal for Computation and Mathematics in Electrical and Electronic Engineering*, 2009, 28(6):1503-1515.
- [19] LAI CH Y, LEWIS F L, VENKATARAMANAN V, et al. Disturbance and friction compensations in hard disk drives using neural networks [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2010, 57(2):784-792.
- [20] 刘金琨. 先进PID控制及其Matlab仿真[M]. 北京: 电子工业出版社, 2003.
- LIU J K. *Advanced PID Control and Matlab Simulation* [M]. Beijing: Electronics Industry Press, 2003. (in Chinese)

#### 作者简介:



扈宏杰(1962—),男,辽宁新民人,博士,副教授,1994年于哈尔滨工业大学获得硕士学位,2002年于北京航空航天大学获得博士学位,主要从事高精度伺服系统、智能控制理论与应用等方面的研究。Email: hjh@buaa.edu.cn



王元哲(1990—),男,山东滕州人,硕士研究生,2010年于东南大学获得学士学位,主要从事人工智能、先进控制理论与应用等方面的研究。Email: yuanzhew@asee.buaa.edu.cn