

## 非伪控制解决惯性稳定平台的非线性时变干扰

董小坤<sup>1,2†</sup>, 曹剑中<sup>1</sup>, 刘辰<sup>1,2</sup>, 范新明<sup>1,2</sup>, 杨磊<sup>1</sup>

(1. 中国科学院 西安光学精密机械研究所, 西安 陕西 710119; 2. 中国科学院大学, 北京 100039)

**摘要:** 非伪控制是一种基于在线数据的驱动控制方式。本文通过进化策略实现候选控制器的多样性操作, 结合滞后算法切换控制器, 从而实现系统自适应的PID稳定控制。在惯性稳定平台中, 由于非线性时变干扰的存在令被控对象不能提供精确的控制模型, 今将非伪控制算法用于惯性稳定平台中, 能使惯性稳定平台准确地稳定框架, 其方位轴稳定误差小于3.4 mrad, 俯仰轴稳定误差小于4.36 mrad。

**关键词:** 非伪控制; 自适应PID控制;  $\epsilon$ -滞后算法; 进化策略; 惯性稳定平台

中图分类号: TP273 文献标识码: A

## Rejection of time-varying disturbances in inertial platform stabilizing system via unfalsified control

DONG Xiao-kun<sup>1,2†</sup>, CAO Jian-zhong<sup>1</sup>, LIU Chen<sup>1,2</sup>, FAN Xin-ming<sup>1,2</sup>, YANG Lei<sup>1</sup>

(1. Xi'an Institute of Optics and Precision Mechanics of Chinese Academy of Sciences, Xi'an Shaanxi 710119, China;  
2. University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100039, China)

**Abstract:** The unfalsified control is a control method based on online data. This paper realizes the diversified operations of candidate controllers with the evolution strategy, and combines hysteresis switching algorithm with the switch controllers to achieve the adaptive PID controller. Because of the nonlinear time-varying disturbances in the inertial stabilizing system, we cannot obtain an accurate control model for the controlled object; however, by adopting the unfalsified control algorithm, we can stabilize the inertial stabilizing system with good results such as the azimuth errors less than 3.4 mrad and pitch errors less than 4.36 mard.

**Key words:** unfalsified control; adaptive PID control; hysteresis switching algorithm; evolutionary method; inertial platform stabilizing system

### 1 引言(Introduction)

机体飞行时易受气流、本机震动和姿态变换等影响, 造成机载光电跟踪设备视轴线的晃动, 引起图像模糊, 使得提取目标脱靶量的精度下降, 故常采用机载摄像稳定平台隔离载体震动。然而由于诸如风阻力矩、不平衡力矩、负载力矩等多方面因素影响, 导致平台的控制是个非线性时变、强耦合、大时滞的复杂动力学系统。同时, 模型和扰动的不确定性使惯性稳定平台的鲁棒性控制成为学者们研究这类问题的焦点。传统的惯性稳定平台控制设计中, 将控制系统简化为一个简单的二阶系统, 采用PID控制、超前-滞后控制等方法, 这些方法简单易行, 然而, 其侧重对输入信号的跟踪能力, 而对干扰的抑制能力考虑不足。在实际应用中, 因不定干扰力矩的存在, 致使速度波动, 跟踪不平稳。对于这些问题, 文献[1]证明提高系统带宽可以增强伺服系统对力矩扰动的抑制能力, 但带宽受限

于电机加速能力及系统机械谐振的频率。具体实现时, 需增添额外的硬件电路及传感器器件。文献[2]提出一种改进的自抗控制策略进行力矩波动补偿, 使得速度误差的峰值由1.88%降低到0.65%。其他学者通过神经网络、模糊控制、自抗扰控制、滑模变结构等智能控制方法克服惯性稳定平台系统的扰动力矩, 然而由于机载运算能力的有限性使其在工程中难以应用。针对以上问题中的不足, 本文采用非伪控制<sup>[3]</sup>实现光电吊舱稳定平台的稳定控制。非伪控制与20世纪前苏联学者Feldbaum提出的对偶控制<sup>[4-6]</sup>有几分相似, 两者均表现为两个方面: 一方面使得系统输出趋向于期望的目标; 另一方面, 控制信号的引入应减小系统参数不确定性改变。然而, 对偶控制重要的一个问题在于, 解决未来的控制量取决于当前时刻及之前时刻的控制, 而当前时刻的控制与未来时刻的控制量有关系, 如何打破这一环是非常重要的, 而在解决实际工

程问题时,是不可能获得未来的输出控制,故这里采用非伪控制解决惯性系统的不定干扰问题.非伪控制是一种基于切换逻辑的自适应控制算法,设计的控制器并不需要放入实际系统的反馈环中验证其真伪性,有效地避免了传统自适应算法中因控制器的加入而产生不良的瞬时响应问题.同时,由于算法只包含了惯性稳定平台系统中对象数据的实时代数方程和候选控制器的集合,故其有较强的适用性.利用非伪控制算法的关键在于建立合理的候选控制器及优良的控制器评价机制,然后,利用在线的输入及输出数据对控制器进行去伪操作,留下的非伪控制器作为此刻的控制器.同时,为了保证控制器的合理多样性,文中利用进化算法更新每一代的控制器,使平台的控制效

果达到最优.

## 2 问题描述(Problem description)

对于新型的光电稳定平台,3轴系统可以采用简单的PID控制,但由于其结构的复杂性,往往采用两轴直角速率陀螺式结构.速率式结构设计的光纤陀螺能够直接测量系统在惯性空间内的俯仰及方位角速率,基于此实现系统的稳定控制.

### 2.1 惯性稳定平台数学描述(Math description of Inertia Stability Platform)

惯性稳定平台是一个复杂的耦合系统,在动力学模型中,考虑影响探测器光轴运动的各种干扰效应和驱动作用,可以得到平台的动力学模型如式(1):

$$\begin{pmatrix} \omega_{fy} \\ \omega_{az} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{k_{Tf}}{J_f R_{af}s + k_{Tf}k_{ef}} & 0 \\ 0 & \frac{k_{Ta}}{(J_a + J_f)R_{aa}s + k_{Ta}k_{ea}} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u_{af} \\ u_{aa} \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} \frac{k_{Tf}}{J_f R_{af}s + k_{Tf}k_{ef}} & 0 \\ 0 & \frac{R_{aa}}{(J_a + J_f)R_{aa}s + k_{Ta}k_{ea}} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} M_{df} \\ M_{da} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{k_{Tf}k_{ef}(-p \sin \alpha + q \cos \alpha)}{J_f R_{af}s + k_{Tf}k_{ef}} \\ \frac{k_{Ta}k_{ea}r}{(J_a + J_f)R_{aa}s + k_{Ta}k_{ea}} \end{pmatrix}, \quad (1)$$

其中:  $\omega_{fy}, \omega_{az}$  分别为内外框电机偏转角速率.每个框架的输入由3部分组成:  $\mu_{af}, \mu_{aa}$  作为框架的控制输入项,是电机的电枢电压作用;  $M_{df}, M_{da}$  包含了不可测量或不可精确建模的扰动因素;载体耦合扰动项是载体角速度经坐标变换和反电势系数  $K_{ef}, K_{ea}$ , 力矩系数  $K_{Tf}, K_{Ta}$  分别作用后,形成对光轴的扰动信息量.另外,式中:  $J, R$  分别表示框架的转动惯量及各回路的电枢电阻;  $p, q, r$  表示载体角速度在载体坐标系中  $x, y$  及  $z$  方向的分量;  $\alpha$  为外框相对于载体的方位转角.

安装在平台内框架上的两个光纤陀螺,能够感知载体姿态及不定干扰对视轴线的影 响,而为消除这些影响,应使视线坐标系内电机偏转角速率等于负的扰动角速率,即如式(2)所示:

$$\begin{pmatrix} \omega_{fy} \\ \omega_{az} \end{pmatrix} = - \begin{pmatrix} \omega_{gmz} \\ \frac{\omega_{gmy}}{\cos \beta} \end{pmatrix}, \quad (2)$$

其中:  $\omega_{gmz}, \omega_{gmy}$  分别为扰动角速率在视线坐标系空间方位及俯仰角速率值,  $\beta$  为俯仰角大小.

为了确保稳定平台能够稳定跟踪空间目标物,需将惯性空间内目标偏离视轴角转换为视线坐标系内偏离角.定义惯性空间中目标点  $T$  的极坐标为  $(1, \alpha_I, \beta_I)$  及目标视线角  $\alpha_I, \beta_I$ , 如图1所示.

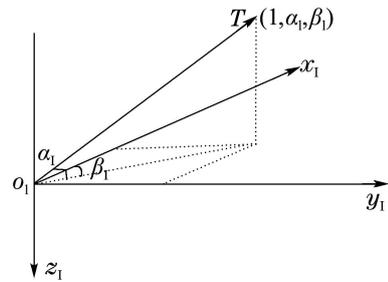


图1 目标点  $T$  在惯性坐标系示意图

Fig. 1 The coordinate of target  $T$  in inertial reference frame

易知,目标  $T$  在惯性空间中的坐标如式(3)所示:

$$\begin{bmatrix} x_I \\ y_I \\ z_I \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \alpha_I \cos \beta_I \\ \cos \alpha_I \sin \beta_I \\ -\sin \alpha_I \end{bmatrix}, \quad (3)$$

则  $T$  在视线坐标系的投影表示为式(4):

$$\begin{bmatrix} x_g \\ y_g \\ z_g \end{bmatrix} = T_{GI} \begin{bmatrix} \cos \alpha_I \cos \beta_I \\ \cos \alpha_I \sin \beta_I \\ -\sin \alpha_I \end{bmatrix}, \quad (4)$$

其中:

$$T_{GI} = \begin{bmatrix} \cos \alpha & 0 & -\sin \alpha \\ 0 & 1 & 1 \\ \sin \alpha & 0 & \cos \alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \beta & -\sin \beta & 0 \\ \sin \beta & \cos \beta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

表征惯性坐标到光轴坐标系的方向余弦阵.进而系统的期望方位角和俯仰角大小可以表示为式(5):

$$\begin{bmatrix} \alpha_g \\ \beta_g \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \arctan\left(\frac{y_g}{x_g}\right) \\ \arctan\left(-\frac{z_g}{\sqrt{x_g^2 + y_g^2}}\right) \end{bmatrix}. \quad (5)$$

设 $e$ 为系统的稳态误差,则可以表示为 $e = [\alpha_e \ \beta_e]^T$ ,其中: $\alpha_e$ 为方位误差, $\beta_e$ 为俯仰误差.其具体计算如式(6):

$$[\alpha_e \ \beta_e]^T = [\alpha_g - \alpha \ \beta_g - \beta]^T, \quad (6)$$

于是,视轴稳定控制问题可以描述为 $\lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = 0$ .

### 2.2 “非伪”控制器的设计(Design of unfalsified controller)

常见的“非伪”控制器结构如图2所示.

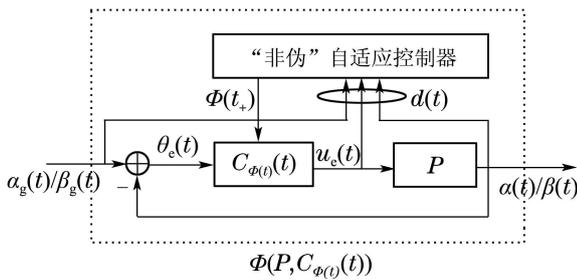


图2 非伪控制器结构框图

Fig. 2 Sketch map of a Unfalissed Controller

图2所示,将期望输入 $\alpha_g(t)$ 作为控制器的输入,控制对象 $P$ 在干扰和噪声作用下认为是黑盒系统,控制信号 $u_e(t)$ 在 $P$ 的映射下得到 $\alpha(t)$ . $u_e(t)$ 及 $\alpha(t)$ 是可测变量,设当前时刻为 $k$ ,则记录 $[0, k - 1]$ 时段系统的控制量 $\{u_e(1), u_e(2), \dots, u_e(k - 1)\}$ 及输出量 $\{\alpha(1), \alpha(2), \dots, \alpha(k - 1)\}$ . $C_{\phi(t)}(t)$ 为当前时刻控制器, $C_{\phi(t_+)}(t)$ 为下一时刻控制器, $\phi(t) \in [1, 2, \dots, N]$ 表征控制器自 $N$ 个待选控制器中产生.这些控制器的具体实现由3部分决定,包括系统输入变量 $\alpha_g(t)$ ,系统控制变量 $u_e(t)$ ,以及系统输出量 $\alpha(t)$ .其决定关系定义如式(7):

$$D \triangleq \{d|d(t)f(\alpha_g(t), u_e(t), \alpha(t))\}. \quad (7)$$

为取得 $D$ 的具体函数,需进行如下分析:首先分析实际控制与待设计系统控制图:控制系统的基本控制框图如图3所示.

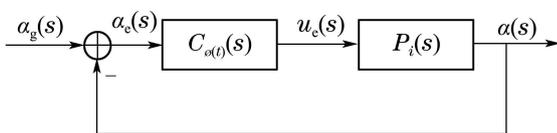


图3(a) 系统实际控制图

Fig. 3(a) Actual control sketch map of a system

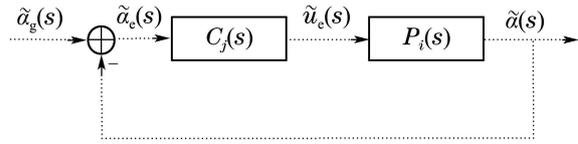


图3(b) 待设计控制图

Fig. 3(b) Sketch map of a undesigned controller

考虑图3(b)中待设计 $C_j(s)$ 不在实际控制回路中,但需要注意的是,在 $C_j(s)$ 被放入闭环系统之前对 $C_j(s)$ 的性能进行评价,其性能的评价与图3(b)框图输入 $\tilde{\alpha}_g(s)$ 有很大关系,故这里首先要得到待设计系统的虚拟输入量 $\tilde{\alpha}_g(s)$ .由图3(b)可知系统控制量表示如式(8):

$$\tilde{u}_e(s) = C_j(s)\tilde{\alpha}_e(s) \rightarrow \tilde{\alpha}_e(s) = C_j^{-1}(s)\tilde{u}_e(s), \quad (8)$$

则系统的构建输入 $\tilde{\alpha}_g(s)$ 得到式(9):

$$\tilde{\alpha}_g(s) = \tilde{\alpha}_e(s) + \tilde{\alpha}(s) = C_j^{-1}(s)\tilde{u}_e(s) + \tilde{\alpha}(s). \quad (9)$$

因构建输出应与系统实际输出相吻合,即 $\alpha(s) = \tilde{\alpha}_g(s)$ 且 $u_e(s) = \tilde{u}_e(s)$ .设待设计控制器为 $C_j^{\text{PID}}(s) = k_{pj}(1 + \frac{1}{T_{nj}s} + \frac{T_{dj}s}{\sigma_s + 1})$ ( $\delta$ 为大于0的任意小数),则由式(9)得式(10):

$$\tilde{\alpha}_g(s) = C_j^{-1}(s)\tilde{u}_e(s) + \tilde{\alpha}(s) = \frac{1}{C_j^{\text{PID}}(s)}u_e(s) + \alpha(s) \triangleq \varphi_j(s)u_e(s) + \alpha(s). \quad (10)$$

### 2.3 代价函数的选定(Selection of cost function)

如何从一系列控制器中选择一个最优控制器?我们知道,对于一个控制器的好坏,可以通过将其置入闭环系统后,比较系统输入及输出的接近程度,若系统输出与输入越接近则表明控制器越有效.参考文献[4]采取式(11)作为系统的评价函数:

$$J_j(t) = \frac{\|\tilde{\alpha}_g(t) - \alpha(t)\|^2 + \|\tilde{u}_e(t)\|^2}{\|\tilde{\alpha}_g(t)\|^2 + \Delta}, \quad (11)$$

$\Delta$ 为大于0的任意小数.这里定义

$$\|X(t)\|^2 \triangleq \int_0^t X^2(t)dt,$$

结合式(10)–(11),得

$$J_j(t) = \frac{\|\varphi_j(t) \cdot u_e(t)\|^2 + \|u(t)\|^2}{\|\varphi_j(t) \cdot u_e(t) + \alpha(t)\|^2 + \Delta}. \quad (12)$$

式中 $u_e(t)$ 及 $\alpha(t)$ 可测,故只需求得满足代价函数的最优解,即可得到系统控制器所需要的控制参数 $P, I,$

D 的值. 这里表示两信号的卷积, 代价函数示意图如图 4 所示.

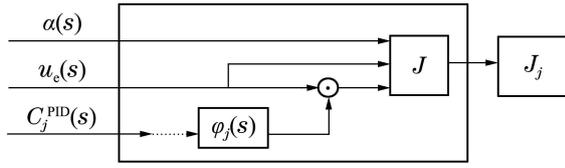


图 4 代价函数计算示意图

Fig. 4 Sketch map of computing cost function

在文献[7]中对伪控制器及非伪控制器作如下解释: 当系统评价函数值时, 该控制器为非伪控制器; 当系统的评价函数值时, 此控制器为伪控制器, 其中  $\eta$  作为评判阈值.

### 2.4 切换机制(Handover scheme)

在去伪控制中, 为选取一个合适的控制器替换不满足性能指标的伪控制器, 需要一种切换机制, 这就是去伪过程. 所谓控制器的切换是指如果在线控制器  $C_{\phi(t)}(s)$ , 优于设计控制器  $C_j(s)$  则在下一时刻控制器与上一时刻相同, 否则从待设计控制器中择优选择最佳控制器. 文献[8]中采用遍历式搜索算法, 检验所有的控制器, 选择满足性能指标的控制器切换至闭环系统中. 文献[4]提出椭圆去伪控制, 该方法通过优化性能指标函数不断的缩小可行参数区域, 每次选择椭圆中心区域的参数作为控制器参数, 最终获得较优的控制器. 文献[5]中提出一种基于梯度的参数选择方法, 主要思想是在负梯度方向寻找满足性能指标的参数. 文献[6]采用滞后切换算法, 提出在当前活动控制器相关的代价函数超出设计中控制器相关的代价函数至少时, 具有最小代价函数的控制器将被替换至反馈回路中, 示意图如图 5 所示.

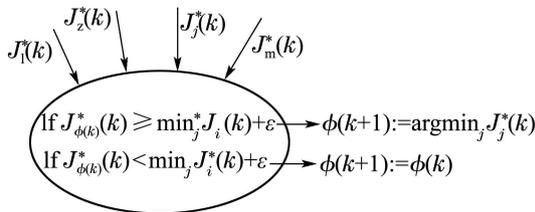


图 5 控制器切换机理示意图

Fig. 5 Sketch map of switching controllers

滞后因子  $\epsilon$  将切换次数限制在有限时间内, 避免频繁切换, 同时保证了连续切换之间存在一个非零的滞留时间.

### 2.5 控制器的进化策略(Evolution strategy of controller)

为优化控制器样本, 这里采用一种简单的进化策略, 进化过程包括组合及变异两个步骤, 这里采

用内积组合方式如式(13):

$$C^{\text{PID}} \triangleq K_p \times T_n \times T_d, \quad (13)$$

其中:  $K_p \in \mathbb{R} - \{0\}$ ,  $T_n, T_d \in \mathbb{R}_+$  分别为比例增益、积分及微分时间的变异形式如式(14)所示: 其中  $F$  为变异参数.

$$\begin{cases} K_{pj} \in \left\{ \frac{1}{F} K_{pj}^*, K_{pj}^*, F K_{pj}^* \right\}, \\ T_{nj} \in \left\{ \frac{1}{F} T_{nj}^*, T_{nj}^*, F T_{nj}^* \right\}, \\ T_{dj} \in \left\{ \frac{1}{F} T_{dj}^*, T_{dj}^*, F T_{dj}^* \right\}. \end{cases} \quad (14)$$

### 3 仿真与验证(Problem description)

本文结合课题研究背景, 对载有航拍相机的机体, 进行目标监控模拟, 仿真框图如图 6 所示, 其中: FW 表示方位轴量, FY 表示俯仰轴量.

1) 图 6 中 Track 模块部分完成目标的模拟运动. 考虑目标在惯性坐标系中有两自由度运动, 通过解算可以得到系统方位角及俯仰角指令, 而目标初始位置通过设置积分环节的初始值给出.

2) 控制系统采用位置环及速度环, 即双闭环控制结构. 因基于非伪控制理论设计的控制器, 相对传统 PID 控制而言, 是以速度为代价换取精度的提高, 故本文在位置环处控制器 (PID1 及 PID2) 采用本文提及的算法, 而在速度环处控制器 (PID3 及 PID4) 采用经典 PID 控制算法.

3) 考虑航拍相机的实际飞行情况, 在仿真模拟时增添了外界随机扰动信号.

4) 载体扰动由 Disturbance 模块模拟, 经解算后, 置于回路中的位置环进行调节.

仿真中, 设载体的 3 轴扰动的速率幅值为 1 rad/s, 频率为 4 Hz 的正弦振荡信号. 并假设目标是从某个起始点出发, 做匀速直线运动. 仿真时间为 50 s, 固定步长为 0.001 s, 积分算法采用龙哥库塔法. 系统初始化参数为

$$C^{\text{PID}} = [10, 50, 100] \times [0.1, 0.5, 1] \times [0.001, 0.05, 0.1],$$

$$C_0 = \{10, 0.1, 0.001\}, F = 2, \eta = 0.93,$$

系统仿真结果如下:

1) 无指令, 仅有扰动情况分析. 设目标运动速度与起始点均为 0, 仅受载体扰动影响. 载体扰动影响情况及隔离扰动情况分别如图 7-8 所示. 从扰动效果分析, 当载体姿态变换或震动的产生, 经框架的耦合造成方位轴角速度出现 1.4 rad/s 的正弦波动, 对俯仰轴角速度影响为 0.55 rad/s.

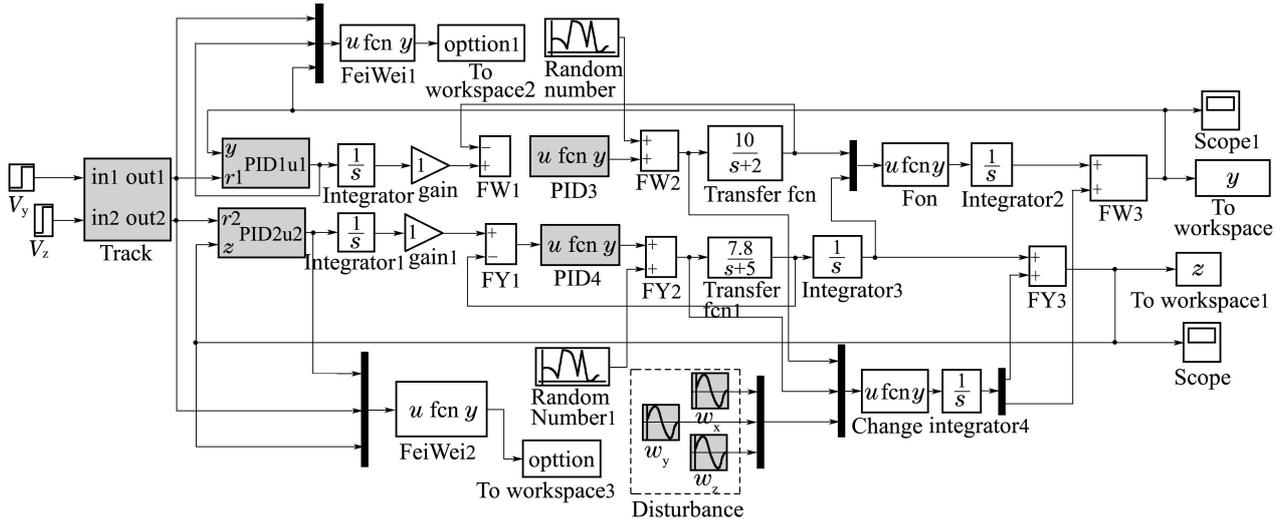


图6 系统仿真示意图  
Fig. 6 System simulation sketch map

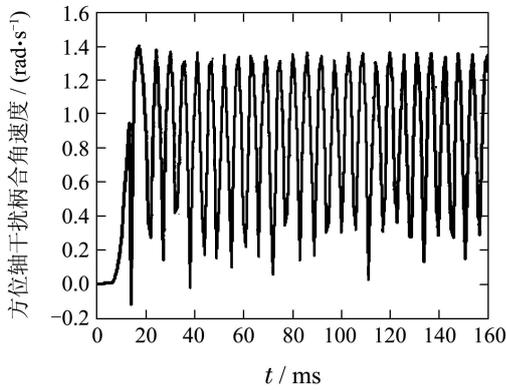


图7(a) 载体扰动解耦后对方位轴影响  
Fig. 7(a) Azimuth frame influenced by disturb signal

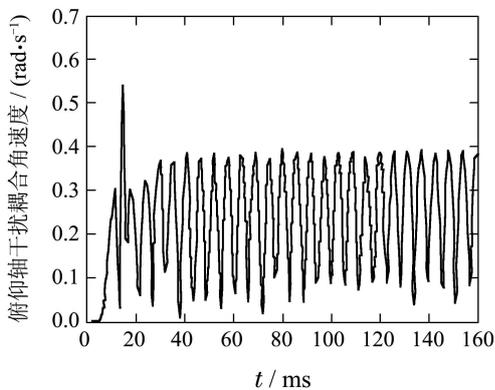


图7(b) 载体扰动解耦后对俯仰轴影响  
Fig. 7(b) Pitching frame influenced by disturb signal

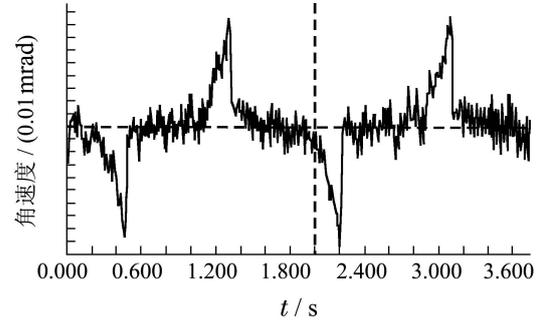


图8(a) 方位轴角速度 $\dot{\alpha}_g$ 扰动隔离效果  
Fig. 8(a) Result of  $\dot{\alpha}_g$  be separated from disturb

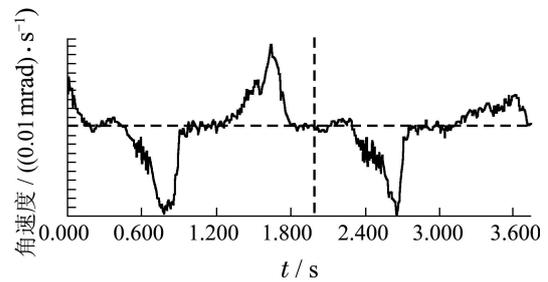


图8(b) 俯仰轴 $\dot{\beta}_g$ 扰动隔离效果  
Fig. 8(b) Result of  $\dot{\beta}_g$  be separated from disturb

由图8隔离效果可知,控制系统对方位轴及俯仰轴的隔离效果不同,外框架方位角速度的最大偏差值为7.54 mrad/s,内框架俯仰角速度的最大偏差值为2.71 mrad/s.同时,由于非线性控制耦合的原因,致使隔离中出现速度的突变.

2) 有指令,无扰动情况分析.在目标匀速运动过程中,方位及俯仰的位置信号用阶跃信号描述.在无扰动时,采用非伪-PID控制,系统输出效果如图9所示.

从仿真效果可以看出,无论是方位轴还是俯仰轴,在系统起步阶段都有较大的误差,主要是由系统的启动速度造成.经过0.5 s后,方位轴的控制误差基本维持在0.00374 rad,俯仰轴的稳态误差为0.00427 rad.

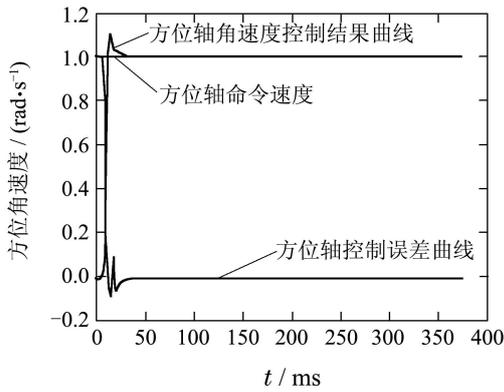


图 9(a) 方位轴无扰动响应及误差信号

Fig. 9(a) Response of azimuth frame without disturb and its control error

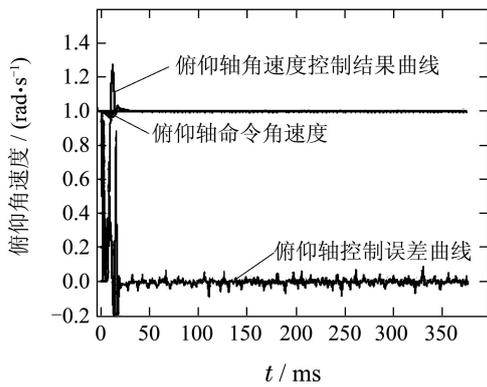


图 9(b) 俯仰轴无扰动响应及误差信号

Fig. 9(b) Response of pitching frame without disturb and its control error

3) 指令及扰动同时作用情况分析. 当目标从原点出发时, 弹体3轴扰动的加入, 使跟踪轨迹出现了小幅度的波动, 波动频率和扰动频率相同. 稳定平台的时间响应和跟踪轨迹如图10所示, 从图10(b)中可以看出, 稳定平台可以较为准确的跟踪目标的轨迹. 若忽略初始震荡, 稳态偏差在方位方向为 0.0037 rad, 高低方向为 0.0072 rad, 即方位角偏差 3.7 mrad, 高低角偏差 7.2 mrad.

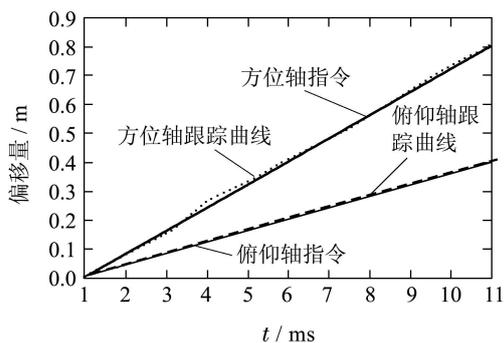


图 10(a) 方位及俯仰轴跟踪时间响应

Fig. 10(a) Two axes respond with time

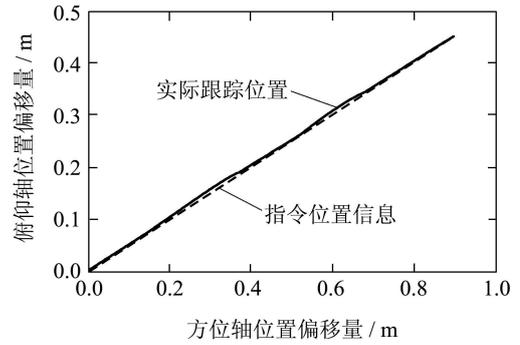


图 10(b) 位置跟踪响应曲线

Fig. 10(b) Respond figure of position tracking

除仿真试验外, 在DSP+FPGA双核控制下, 采用FPGA采集光纤陀螺及光电编码器的角速度及电机旋转角度信息, 完成系统的双闭环控制结构, 在采用该非伪控制控制光电稳定平台得到效果如图11所示. 方位的稳定精度为 4.24 mrad, 隔离度约为 48 dB, 俯仰的稳定精度为 0.19 mrad, 隔离度约为 48.2 dB, 基本满足工程要求.

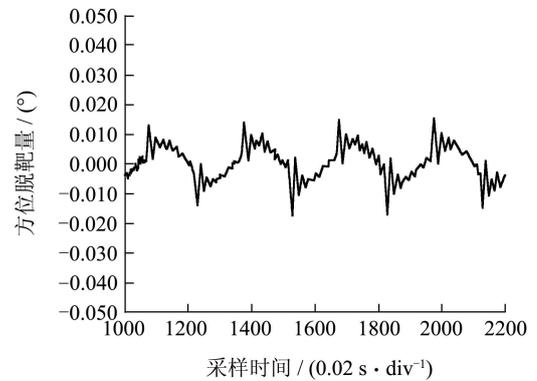


图 11(a) 方位稳定误差曲线

Fig. 11(a) Stabilization error of azimuth frame

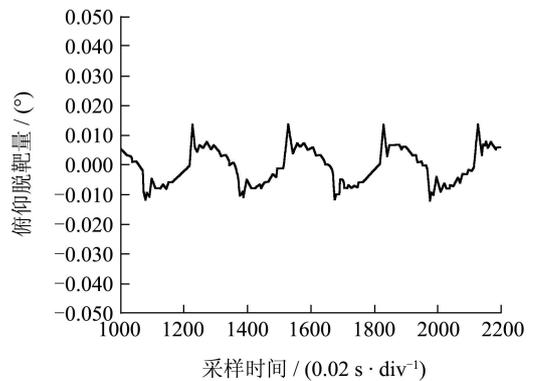


图 11(b) 俯仰稳定误差曲线

Fig. 11(b) Stabilization error of pitching frame

### 4 结论(Conclusions)

惯性稳定平台控制技术, 传统上采用模糊控制, 经典PID控制算法. 近年来, 自抗扰控制也常被用于

光电平台伺服控制系统中. 针对被控对象为非线性时变系统, 基于“非伪”控制理论设计的控制器能够利用输入-输出数据进行在线学习, 依据切换策略很好的实现系统的控制. 本文提出“非伪”控制理论与物种多样性理论相结合的办法, 增强了控制器的适应能力, 有效地解决了惯性稳定平台不定干扰问题. 从控制效果上看, 其方位轴稳定精度误差不超过4.3 mrad, 俯仰轴稳定误差不超过0.25 mrad. 不足的是, 该控制算法在代价函数阈值选取时按照经验选择, 这也是以后工作改进的方向. 然而采用“非伪”控制对于模型的依赖性较小, 对外部干扰有较好的鲁棒性和适应性.

### 参考文献(References):

- [1] 马佳光. 带捕获跟踪与瞄准系统的基本技术问题 [J]. 光电工程, 1989, 81(3): 1 – 42.  
(MA Jianguang. Some basic technologies of the tracking and targeting system [J]. *Opto-Electronic Engineering*, 1989, 81(3): 1 – 42.)
- [2] 王帅. 光电跟踪系统力矩波动的自扰控制 [J]. 光电工程, 2012, 39(4): 7 – 13.  
(WANG Shuai. Active disturbance rejection control of torque ripple on optoelectronic tracking system [J]. *Opto-Electronic Engineering*, 2012, 39(4): 7 – 13.)
- [3] TUSHAR J. Synergy of canonical control and unfalsified control concept to achieve tolerance [C] // *Proceedings of the IEEE 18th world Congress of the International Federation of Automatic Control*. Milan: [s.n.], 2011, 18: 14832 – 14837.
- [4] DUAN L, QIAN F C, FU P L. Variance minimization approach for a class of dual control problems [C] // *Proceedings of the American Control Conference*. [S.l.]: [s.n.], 2002: 3759 – 3764
- [5] DUAN L, QIAN F C, FU P L. Optimal nominal dual control for discrete-time linear-quadratic Gaussian problems with unknown parameters [J]. *Automatica*, 2008, 44(1): 119 – 127.
- [6] 钱富才, 宋莉, 陈小可. 基于滚动优化的对偶控制策略 [J]. 控制理论与应用, 2005, 22(6): 855 – 860  
(QIAN Fucui, SONG Li, CHEN Xiaoke. Dual control strategy based on receding horizon [J]. *Control Theory & Applications*, 2005, 22(6): 855 – 860.)
- [7] HELVOORTVAN J, JAGERDE B, STEINBUCH M. Direct data-driven recursive controller unfalsification with analytic update [J]. *Automatica*, 2007, 43(12): 2034 – 2046
- [8] WANG R R, SAFONOV M G. *The comparison of unfalsified control and iterative feedback tuning* [R]. California, USA: University of Southern California, 2002.

### 作者简介:

**董小坤** (1988–), 男, 硕士研究生, 主要研究方向为光电平台伺服系统控制, E-mail: xiaokundong@126.com;

**曹剑中** (1969–), 男, 研究员, 博士生导师, 研究领域为航空相机成像系统、航空测绘和伺服控制系统, E-mail: cjz@opt.ac.cn;

**刘辰** (1988–), 男, 硕士研究生, 研究方向为图像视频压缩技术, E-mail: liuchen@opt.ac.cn;

**范新明** (1989–), 男, 硕士研究生, 研究方向为光电平台伺服系统控制, E-mail: fanxinming@opt.ac.cn;

**杨磊** (1987–), 男, 硕士研究生, 研究方向为图像与视频信息处理, E-mail: leibest888@163.com.