

航空相机像旋补偿双向控制中的内环补偿器设计^{*}刘超^{1,2}, 丁亚林^{1,3}, 田大鹏^{1,3}, 杜言鲁^{1,2}, 孙崇尚^{1,2}

(1. 中国科学院长春光学精密机械与物理研究所 航空光学成像与测量重点实验室 长春 130033; 2. 中国科学院大学 北京 100049; 3. 中国科学院长春光学精密机械与物理研究所 航空光学成像与测量创新实验室 长春 130033)

摘要: 为解决航空相机摆扫成像过程中存在的像旋问题, 采用四通道双向控制系统对像旋进行补偿。在系统中, 基于鲁棒内环补偿器结构进行了内环补偿器设计。首先利用 H_∞ 混合灵敏度优化方法求解鲁棒内环补偿器中的鲁棒控制器, 再结合参考模型确定系统的滤波器, 进而得到系统化设计的内环补偿器。保证系统鲁棒稳定性的同时尽可能提高干扰抑制性能, 进而在两者间折衷提高双向控制像旋补偿精度。实验结果显示, 本方法能够有效抑制等效干扰的影响, 提高消旋补偿的精度。动态扫描下位置补偿误差的最大值和均方根分别为 $(1.81 \times 10^{-3})^\circ$ 、 $(5.224\ 74 \times 10^{-4})^\circ$, 与传统设计相比, 补偿误差分别减小了 41.99%、41.73%, 提高了四通道双向控制系统的像旋补偿精度。

关键词: 自动控制技术; 航空相机; 像旋; 双向控制; 鲁棒内环补偿器

中图分类号: TP391.4 TH89 V243.5 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510.80

Design of internal-loop compensator in bilateral control for image spin compensation of aerial camera

Liu Chao^{1,2}, Ding Yalin^{1,3}, Tian Dapeng^{1,3}, Du Yanlu^{1,2}, Sun Chongshang^{1,2}

(1. Key Laboratory of Airborne Optical Imaging and Measurement, Changchun Institute of Optics, Fine Mechanics and Physics, Chinese Academy of Sciences, Changchun 130033, China; 2. University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049, China; 3. Innovation Laboratory of Airborne Optical Imaging and Measurement, Changchun Institute of Optics, Fine Mechanics and Physics, Chinese Academy of Sciences, Changchun 130033, China)

Abstract: In order to solve the image spin problem in scanning imaging process of aerial camera, a four-channel bilateral control system is adopted to compensate the image spin. In the system, the internal-loop compensator is designed based on robust internal-loop compensator structure. Firstly, H_∞ mixed sensitivity optimization method is adopted to solve the robust controller in robust internal-loop compensator. Secondly, the filter of the system is determined according to the reference model, then the systematically designed internal-loop compensator is obtained. It is very important to improve the interference suppression performance as much as possible while guarantee the robust stability of the system, then the bilateral control image spin compensation accuracy of the system is improved through compromising between interference suppression and robust stability. Experiment results show that the proposed method can effectively suppress the influence of equivalent disturbance and improve the image spin compensation accuracy. The maximum and root mean square (RMS) values of the position compensation errors under dynamic scanning are $(1.81 \times 10^{-3})^\circ$, $(5.224\ 74 \times 10^{-4})^\circ$, respectively. Compared with traditional control system using disturbance observer, the compensation errors under dynamic scanning for the proposed system are reduced by 41.99%, 41.73%, respectively. So the image spin compensation accuracy of the four-channel bilateral control system is improved.

Keywords: automatic control technology; aerial camera; image spin; bilateral control; robust internal-loop compensator

收稿日期: 2016-06 Received Date: 2016-06

^{*} 基金项目: 国家自然科学基金(61304032) 资助项目资助

1 引言

资源普查、地形测绘、军事侦察等许多领域迫切需要宽覆盖、高分辨率的遥感成像系统^[1-5]。由于成像光学系统视场角是有限的,工程中常采用摆扫成像方式提高成像覆盖范围^[6-7]。另一方面,为获得高分辨率图像,需增大光学系统的焦距和口径,从而增大了成像系统的尺寸和旋转惯量^[8],增加了控制整机摆扫所需能量且难以提高扫描速度和效率。在光学镜头前加一个与光轴成 45° 的扫描反射镜,固定光学系统(透镜),通过旋转扫描反射镜实现扫描成像则可解决这一问题^[9]。在扫描反射镜旋转过程中,像会随着摆扫指示角的变化而绕光轴旋转从而产生了像旋^[10]。像旋会造成图像模糊,对比度下降,影响成像质量,严重时会产生信息丢失,图像无法拼接,必须予以补偿^[8,11]。

目前,实现像旋补偿的方法有电子消旋法、光学消旋法、机械消旋法3种^[12]。光学消旋法缺点是视场角较小,适用波段窄,增大相机体积和重量。电子消旋法会导致边缘视图缺失,且视图精度取决于旋转算法、插值算法的精度。相比而言,机械消旋法又称为探测器旋转消旋法,具有高速、实时、便于安装和装调等优点,被高质量航空相机广泛采用。将探测器与 45° 扫描反射镜连接在一起,实现两者同步转动是常采用的机械消旋方法,由于连接方式的不同,可分为机械联动方式或伺服电机驱动方式。机械联动方式存在空回、打滑、松动等非线性问题,限制了像旋补偿性能提升。伺服电机驱动方式无机械联动缺陷,但存在系统非线性、摩擦力、振动、外界扰动等扰动因素,降低了系统稳定性和电机同步性能^[6,13]。在摆扫成像系统中,采用传统的伺服电机驱动方式实现扫描镜与探测器之间的位置、速度同步是非常困难的。

在多机器人触觉遥操作控制领域中,双向控制采用位置/力混合控制方法^[14]将不同电机的位置响应、受到的力矩作用均衡到一起实现两电机的联动和位置同步。为提高双向控制系统的透明性,实现零误差位置跟踪,四通道/三通道等控制结构相继被提出,Hieno T等人^[15]验证了不同控制结构下双向控制系统的稳定性和透明性。当通信延时为零时,四通道双向控制系统具有较高透明性;田大鹏等人^[16-17]首次提出将遥操作领域双向控制引入消旋补偿的思想,并采用四通道控制结构实现了高精度像旋补偿;李昕阳等人^[6]在航空相机摆扫成像系统中进行了应用。在过去的设计中,主要将双向控制结构应用于像旋补偿系统以获得更高的补偿精度,并采用干扰观测器(disturbance observer, DOB)进一步提高系统性能,未对双向控制结构下内环补偿器设计进行研究。

DOB对外部干扰和系统参数变化具有很强的抑制能力,可以显著提高伺服系统的干扰抑制性能,在高性能伺服系统中得到广泛应用^[18-19]。在DOB基础上,采用 H_∞ 方法设计内环补偿器中的控制器,通过混合灵敏度优化设计方法降低DOB系统在低频域的灵敏度,得到鲁棒内环补偿器(robust internal-loop compensator, RIC),从而提高系统控制性能。该方法已应用于鲁棒稳定系统设计^[20]、非线性系统研究^[21]以及飞行器设计^[22],但尚未有将其与双向控制消旋相结合的研究。

对四通道双向控制像旋补偿系统中内环补偿器系统化设计进行了研究,将内环补偿器设计为RIC结构DOB,根据混合灵敏度优化方法设计 H_∞ 控制器,得到系统化设计的DOB,使系统在低频域具有更小的灵敏度,改进了四通道双向控制像旋补偿方法。通过实验验证,提高了摆扫成像系统在伺服电机驱动下的同步性能,提高了像旋补偿精度。

2 摆扫式航空相机像旋补偿控制模型

摆扫式航空相机由 45° 扫描反射镜、光学透镜和成像平面三部分组成,如图1所示。在地面、 45° 扫描反射镜、成像平面上建立相应坐标系,分别为地物坐标系 $O-X-Y-Z$ 、参考坐标系 $O_0-X_0-Y_0-Z_0$ 、像面坐标系 $O_1-X_1-Y_1$,3个坐标系满足右手定则。 O_0 和 O_1 在光学透镜光轴上, X_0 轴与 X 轴延长线重合, X_1 轴与 X 轴平行, Y_0 轴、 Y_1 轴与 Y 轴平行, Z_0 轴与光轴重合且平行于 Z 轴。成像过程中, 45° 扫描反射镜以角速度 ω 绕 Z_0 轴旋转,规定如图旋转方向为正(沿 Z_0 轴方向看,顺时针为正)。

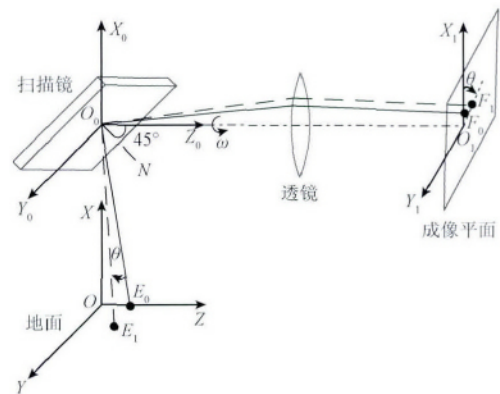


图1 摆扫式航空相机成像示意图

Fig. 1 Imaging schematic diagram of scanning aerial camera

初始状态下,沿光线 E_0O_0 方向入射的目标向量 $A_0 = [x_{E_0} \ 0 \ \tilde{z}_{E_0}]^T$ ($x_{E_0} > 0$, $\tilde{z}_{E_0} < 0$)经扫描反射镜和光学透镜两次成像后,由物像转换公式^[10,17]可推导出目

标像矢量 $A'_0 = \rho [-z_{E_0} \rho \ x_{E_0}]^T$ $\rho > 0$ 为光学组件缩放比。则物点 E_0 在像平面坐标系 $O_1-X_1-Y_1$ 下的像点 F_0 为 $(x_{1F_0} \ y_{1F_0}) = (-\rho \cdot z_{E_0} \ \rho)$ 。当 45° 扫描反射镜绕 Z_0 轴旋转角度 θ ($\theta < 0$) 时,沿光线 E_1O_1 方向入射的目标向量 $A_1 = [x_{E_0} \cdot \cos\theta \ x_{E_0} \cdot \sin\theta \ z_{E_0}]^T$ 经两次成像后的目标像矢量为 $A'_1 = \rho [-z_{E_0} \cos\theta \ -z_{E_0} \sin\theta \ x_{E_0}]^T$ 。则物点 E_1 在像平面坐标系 $O_1-X_1-Y_1$ 下的像点 F_1 坐标为 $(x_{1F_1} \ y_{1F_1}) = (-\rho \cdot z_{E_0} \cos\theta \ -\rho \cdot z_{E_0} \sin\theta)$ 。像点 F_0 绕 Z_0 轴转动角度 θ 后与像点 F_1 重合。

于是,当成像平面与 45° 扫描反射镜以相同方向、相同角速度转动时,能实现像旋补偿^[17]。

3 基于四通道双向控制的像旋补偿方法

像旋补偿四通道双向控制系统如图2所示,系统主要由扫描机构和补偿机构两部分组成,分别驱动 45° 反射镜和成像探测器旋转。扫描机构和补偿机构均采用内环与外环相结合的方式,外环包括位置控制器、力矩控制器、扫描控制器和速度补偿器,统称为外环控制器,作用是保证系统的性能指标。内环补偿器构成扫描机构和补偿机构的内环部分,作用是抵消系统建模误差、参数变化和外界扰动等不确定性,减小系统实际模型与名义模型之间的误差。两机构之间建立了4条信息通道,传递两电机的角度、力矩信息,实现高精度像旋补偿。扫描电机、补偿电机频域模型为:

$$\Theta_i(s) = G_i(s) (U_{ri} + D_{ei}) \quad (1)$$

$$G_i(s) = \frac{1}{J_{in}s^2 + B_{in}s} [1 + \Delta_i(s)] \quad (i = s, c) \quad (2)$$

式中: J_{in} 和 B_{in} 分别表示电机名义模型的转动惯量和阻尼系数, U_{ri} 、 D_{ei} 、 Θ_i 分别为控制输入 u_{ri} 、飞行扰动等因素带来的外界干扰 d_{ei} 、电机输出 θ_i 的频域模型, $\Delta_i(s)$ 为电机模型的不确定项。下标 s 和 c 分别表示扫描电机和补偿电机。电机名义模型为 $G_{in}(s) = \frac{1}{s} G'_{in}(s)$ $G'_{in}(s)$

$$= \frac{1}{J_{in}s + B_{in}}。$$

力矩控制器 C_1 、 C_2 、 C_3 、 C_4 采用力矩增益为 K_T 的比例控制器,位置控制器 C_5 、 C_6 、 C_s 、 C_c 采用比例增益为 K_P 和微分增益为 K_D 的比例微分控制器。

$$C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = C_T = K_T \quad (3)$$

$$C_5 = C_6 = C_s = C_c = C_P(s) = K_P + K_D s \quad (4)$$

扫描控制器 C_{sc} 根据电机转动角度 θ_i 和旋转控制指令 θ 产生力矩 τ_s 和 τ_c ,实现扫描电机和补偿电机的调速控制。对应的频域模型为:

$$T_i = C_{sc}(\theta - \Theta_i) \quad (i = s, c) \quad (5)$$

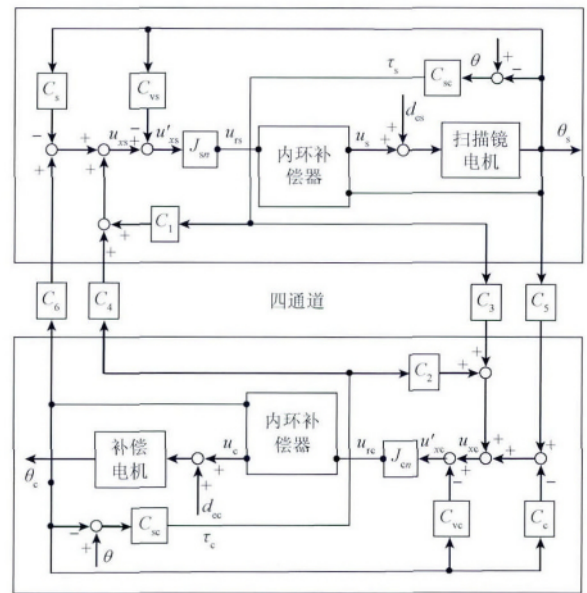


图2 像旋补偿四通道双向控制系统

Fig. 2 Four-channel bilateral control system for imaging spin compensation

假定内环补偿器下两电机存在不确定项 $\Delta'_i(s)$, 当两个速度补偿器分别为 $C_{vs} = (B_x - B_{sn}/J_{sn})s$ $C_{vc} = (B_x - B_{cn}/J_{cn})s$ 其中 $B_x = \max(B_{sn}/J_{sn} \ B_{cn}/J_{cn})$ 状态变量 u_{xi} 与转动角度 θ_i 的传递函数可统一为:

$$\bar{G}_{in} = \frac{1}{s^2 + B_x s} [1 + \Delta'_i(s)] \quad (6)$$

系统中转动角度 θ_s 、 θ_c 与指令 θ 的动态特性为:

$$\Theta_s = \bar{G}_{sn} [C_P(s) (\theta_c - \Theta_s) + C_T(T_s + T_c)] \quad (7)$$

$$\Theta_c = \bar{G}_{cn} [C_P(s) (\theta_s - \Theta_c) + C_T(T_s + T_c)] \quad (8)$$

当 $\bar{G}_{sn} = \bar{G}_{cn} [1 + \Delta_{sc}(s)]$ 时,可得到两电机的联动关系式为:

$$\Theta_s - \Theta_c = \frac{2}{s^2 + B_x s} [1 + \Delta_x(s)] C_P(s) [0 - (\Theta_s - \Theta_c)] + D_d \quad (9)$$

$$\Theta_s + \Theta_c = \frac{2}{s^2 + B_x s} [1 + \Delta_x(s)] C_T C_{sc} [2\theta - (\Theta_s + \Theta_c)] + D_a \quad (10)$$

$$\Delta_x(s) = \Delta'_c(s) + \frac{\Delta_{sc}(s)}{2} + \frac{\Delta_{sc}(s) \Delta'_c(s)}{2} \quad (11)$$

$$D_d = \Delta_a(s) C_T C_{sc} [2\theta - (\Theta_s + \Theta_c)] \quad (12)$$

$$D_a = 2\Delta_a(s) C_P(s) (\Theta_c - \Theta_s) \quad (13)$$

$$\Delta_a(s) = \bar{G}_{sn} - \bar{G}_{cn} \quad (14)$$

在外环控制器确定的情况下,设计优质内环补偿器,降低不确定项 $\Delta'_i(s)$ 、 $\Delta_{sc}(s)$ 根据式(9)和(10),可充分实现 $\Theta_s - \Theta_c = 0$ $\Theta_s + \Theta_c = 2\theta$ 。从而减小 θ_s 、 θ_c 、 θ 之间的误差,提高系统的补偿精度。

4 基于内环补偿器的分析和设计

4.1 内环补偿器分析

采用伺服驱动方式实现像旋补偿过程中,飞行扰动 d_{ei} 和模型不确定项 $\Delta_i(s)$ 是导致控制误差和影响系统鲁棒稳定性的主要原因,可以通过内环补偿的方式对其进行抑制,从而提高四通道双向控制结构下像旋补偿精度。由式(15)把 d_{ei} 和 $\Delta_i(s)$ 表示为等效干扰 d_i 。

$$d_i = \Delta_i(s) u_{ri} + [1 + \Delta_i(s)] d_{ei} \quad (15)$$

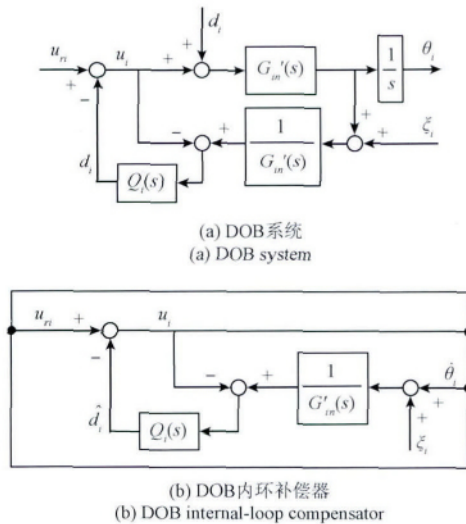


图3 DOB系统及相应内环补偿器

Fig. 3 DOB system and corresponding internal-loop compensator

扰动观测器方法具有很好的干扰抑制性能,并广泛应用于高性能伺服系统。如图3(a)所示,针对电机系统存在的干扰,采用名义模型的逆和一个低通滤波器设计的DOB系统能够实时估计等效干扰 $\hat{d}_i$,然后在控制输入信号中引入补偿,抵消由系统的建模误差、参数误差和外界扰动等带来的不确定性,使系统的实际模型与名义模型之间的误差趋近于零,从而抑制扰动对系统的影响,保证系统对飞行扰动 d_{ei} 和模型不确定项 $\Delta_i(s)$ 的鲁棒稳定性。目前,像旋补偿伺服控制系统中常采用的内环补偿器为图3(b)所示的DOB结构。

由于低通滤波器 $Q_i(s)$ 决定了DOB系统的干扰抑制能力和鲁棒性等性能,实现高性能鲁棒运动控制系统的关键在于设计低通滤波器^[21]。DOB系统普遍通过选取方式挑选出合适的低通滤波器,使选取的滤波器满足系统需要的干扰抑制能力,并在此基础上分析系统的鲁棒性。目前,基于伺服驱动的高精度像旋补偿系统^[6,17]正是采用这种传统设计方法,该方法的缺点是每次设计后均需检验系统干扰抑制能力和鲁棒性,设计过程相对

繁琐,且设计结果与最优结果存在偏差。

图4(a)为基于RIC结构DOB系统是基于 H_∞ 混合灵敏度优化设计的干扰观测器,能够通过参考模型 $G_{im}(s)$ 和控制器 $K_i(s)$ 直接设计系统滤波器,实现滤波器的最优化,这是一种系统化的设计方法。为进一步提高像旋补偿四通道双向控制系统的鲁棒性和干扰抑制能力,可将内环补偿器设计为图4(b)所示的基于RIC结构DOB内环补偿器。

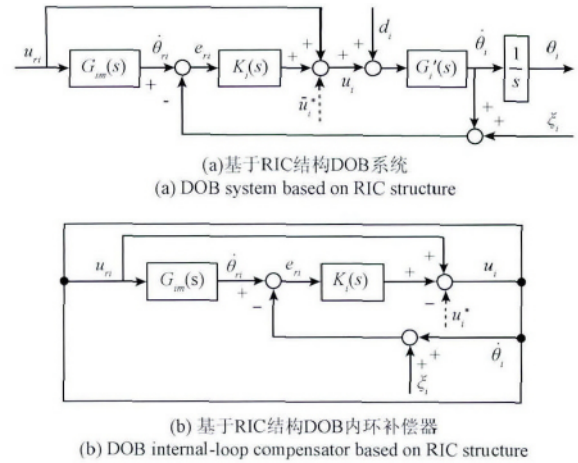


图4 基于RIC结构DOB系统及相应内环补偿器

Fig. 4 DOB system based on RIC structure and corresponding internal-loop compensator

定义开环传递函数如下:

$$L_{im}(s) = K_i(s) G_{im}(s) \quad (16)$$

根据图4(a),可推导出关于 θ_i 的输入输出模型为:

$$\Theta_i = \{ [1 + L_{im}(s)] u_{ri} + d_{ei} - K_i(s) \xi_i \} \frac{G_i(s)}{1 + L_i(s)}, \quad (17)$$

$$L_i(s) = K_i(s) G_i(s)$$

由式(17)可知,基于RIC结构DOB系统的灵敏度函数和补灵敏度函数分别为:

$$S_{iRIC}(s) = \frac{1}{1 + L_i(s)} \quad (18)$$

$$T_{iRIC}(s) = \frac{L_i(s)}{1 + L_i(s)} \quad (19)$$

灵敏度函数 $S_{iRIC}(s)$ 和补灵敏度函数 $T_{iRIC}(s)$ 分别反映了系统对干扰 d_{ei} 和噪声 ξ_i 的抑制能力,函数越小,系统对干扰和噪声的抑制效果就越强。只要把灵敏度函数和补灵敏度函数设计得足够小,就能实现基于RIC结构DOB系统的最优化性能。由于存在恒等关系式 $S_{iRIC}(s) + T_{iRIC}(s) = 1$,在设计中不可能同时实现两函数最小,需要进行折衷。根据小增益定理,使系统满足鲁棒稳定性的充分条件是:

$$|\Delta_i(j\omega)| < \frac{1}{|T_{iRIC}(j\omega)|} \quad \forall \omega \quad (20)$$

在 $|\sigma(\Delta_i(j\omega))| < |W_{iT}(j\omega)|, \forall \omega$ 条件下,使式(20)成立的充分条件可变换为:

$$\|W_{iT}(s)T_{iRIC}(s)\|_{\infty} < 1 \quad (21)$$

判定系统满足最优干扰抑制性能条件为:

$$\min_{K_i(s)} \|W_{iS}(s)S_{iRIC}(s)\|_{\infty} < 1 \quad (22)$$

式(21)和(22)构成了判定满足基于 RIC 结构 DOB 系统鲁棒稳定性和最优干扰抑制性能的设计评价函数, $W_{iT}(s)$ 和 $W_{iS}(s)$ 分别为补灵敏度函数和灵敏度函数特性的权函数,反映了噪声和干扰的频谱特性。由式(21)和(22)可以确定内环补偿器中最优控制器 $K_i(s)$ 。

当参考模型 $G_{im}(s)$ 满足式(23)和(24)时,基于 RIC 结构 DOB 系统等价简化为 DOB 系统[20]。

$$G_{im}(s) = G'_{im}(s) \quad (23)$$

$$Q_i(s) = \frac{L_{im}(s)}{1 + L_{im}(s)} \quad (24)$$

于是,通过设计参考模型 $G_{im}(s)$ 结合控制器 $K_i(s)$ 便可得到系统内环补偿所需的滤波器,关系式为:

$$Q_i(s) = \frac{K_i(s)G_{im}(s)}{1 + K_i(s)G_{im}(s)} \quad (25)$$

4.2 内环补偿器设计流程

依据上述内容,设计内环补偿器的步骤如下:

- 1) 设计合适的权函数 $W_{iT}(s)$ 和 $W_{iS}(s)$;
- 2) 根据式(21)和(22)得到图4(b)中的控制器的最优解 $K_i^*(s)$;

3) 根据式(25),选取参考模型 $G_{im}^*(s)$ 从而设计出满足系统要求的滤波器 $Q_i^*(s)$ 。

由于式(18)和(19)中不含参考模型 $K_i(s)$,则最终设计的参考模型 $G_{im}^*(s)$ 不会对系统的灵敏度函数和补灵敏度函数产生影响,保证了内环补偿器中控制器 $K_i(s)$ 优化设计过程与参考模型 $K_i(s)$ 的独立性。

4.3 系统参数设计及性能分析

基于 RIC 结构 DOB 内环补偿器选择如下权函数。

$$W_{iS}(s) = \frac{s/M_i + \omega_0}{s + A_i\omega_0} \quad (26)$$

$$W_{iT}(s) = \frac{s + \omega_0/M_i}{A_i s + \omega_0} \quad (27)$$

式中: $A_i < 1$ 为允许的最大稳态误差, ω_0 为期望带宽, M_i 为灵敏度峰值。 A_i 决定了低频段灵敏度函数和高频段补灵敏度函数的大小, A_i 越小系统对低频扰动和高频噪声的抑制能力就越强。高频下不确定项 $\Delta_i(s)$ 将增加,为满足系统鲁棒稳定性,根据式(21)应尽量降低补灵敏度函数 $T_{iRIC}(s)$,选择合适的截止频率。实验中相应参数设计为 $M_s = M_c = 1.5$, $A_s = A_c = 10^{-5}$, $\omega_{s0} = \omega_{c0} =$

300 rad/s。 $W_s^{-1} = W_{iS}^{-1}(s)$ 和 $W_T^{-1} = W_{iT}^{-1}(s)$ 分别反映了灵敏度函数和补灵敏度函数的理想模型。

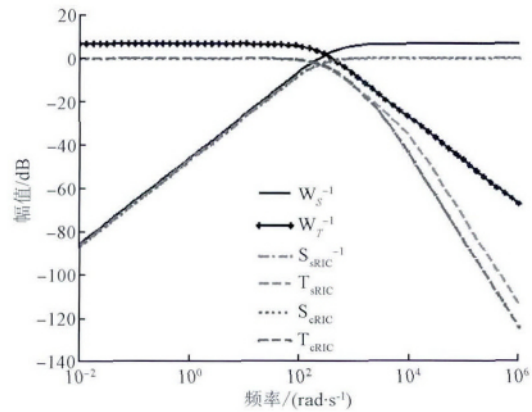


图5 权函数及灵敏度函数的幅频特性

Fig. 5 Amplitude-frequency characteristics of weight function and sensitivity function

针对标准 H_{∞} 控制器设计问题,通过 MATLAB 鲁棒控制工具箱可求解充分逼近式(21)和(22)最优解的次优解。从而求解出满足闭环控制系统鲁棒稳定性和最优干扰抑制性能下两电机的控制器。

$$K_s^*(s) = \frac{(1.167 \times 10^4)s^2 + (3.501 \times 10^{11})s + (3.501 \times 10^{12})}{s^3 + (3.781 \times 10^7)s^2 + (3.497 \times 10^{11})s + (1.049 \times 10^9)} \quad (28)$$

$$K_c^*(s) = \frac{(2.893 \times 10^3)s^2 + (8.679 \times 10^{10})s + (8.679 \times 10^{11})}{s^3 + (4.387 \times 10^7)s^2 + (1.157 \times 10^{11})s + (3.472 \times 10^9)} \quad (29)$$

由控制器 $K_s^*(s)$ 、 $K_c^*(s)$ 和式(18)、(19)确定扫描电机和补偿电机的灵敏度函数和补灵敏度函数,图5为权函数与灵敏度函数和补灵敏度的幅频特性。基于 RIC 结构 DOB 内环补偿器采用的参考模型为:

$$G_{sm}^*(s) = \frac{1}{J_{sm}s + B_{sm}} \quad (30)$$

$$G_{cm}^*(s) = \frac{1}{J_{cm}s + B_{cm}} \quad (31)$$

由式(25)、(30)、(31)可以确定基于 RIC 结构 DOB 内环补偿器下扫描电机和补偿电机的滤波器为 Q_s^* 和 Q_c^* ,从而实现了基于 RIC 结构 DOB 内环补偿器的最优设计,即通过优化设计方法得到四通道双向控制像旋补偿系统。根据4.1节实验设计部分中的 DOB 内环补偿器,采用一阶滤波器 $Q_i(s) = g/(s + g)$,当截止频率为 $g = 200$ rad/s 时获得最优像旋补偿精度,即通过传统设计方法得到四通道双向控制系统。

由于基于 RIC 结构 DOB 系统与 DOB 系统存在等价变换关系, 从而可以通过比较滤波器 Q_s^* 、 Q_c^* 与 Q_i 的性能来分析两不同内环补偿器性能。设计中参考模型与名义模型相同, 根据式(18)、(19)可推导出 $S_{iRIC}(s) = 1 - Q_i^*$, $T_{iRIC}(s) = Q_i^*$ 。从而, 图 6 同时反映了 Q_i 、 Q_s^* 和 Q_c^* 的滤波性能以及系统的混合灵敏度特性。滤波器 Q_s^* 、 Q_c^* 的截止频率分别为 232、260 rad/s, 接近于 Q_i 带宽。在高频段中, $|Q_c^*| < |Q_s^*| < |Q_i|$, 意味着滤波器 Q_s^* 、 Q_c^* 的噪声抑制性能优于 Q_i , 同时降低了系统补灵敏度函数, 增大了系统对不确定项 $\Delta_i(s)$ 的容忍度。在频率为 100 rad/s 以下的低频段内, $|1 - Q_c^*| < |1 - Q_s^*| < |1 - Q_i|$ 与曲线 $1 - Q_i$ 相比, $1 - Q_s^*$ 和 $1 - Q_c^*$ 分别减小了 1.2 和 1.6 dB, 即表明干扰抑制能力分别提高了 1.15 倍和 1.20 倍。

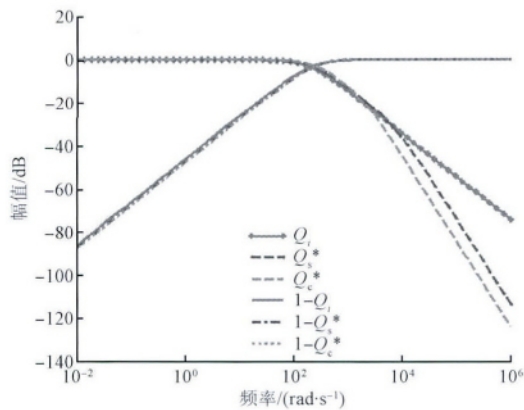


图 6 滤波器频率特性比较

Fig. 6 Filter frequency characteristic comparison

5 实验验证

5.1 实验设计

实验装置如图 7 所示, 扫描电机和补偿电机均采用无刷力矩电机驱动, 采用光电编码器实时测量电机转动角度, 分辨率为 $(7 \times 10^{-5})^\circ$ 。实验操作平台采用了基于 Linux - RTAI 的实时操作系统, 通过编程控制电机转动, 系统采样周期为 1 ms。分别采用文中第 3 节设计的 DOB 内环补偿器和基于 RIC 结构 DOB 内环补偿器进行像旋补偿实验, 对比验证由传统设计方法和优化设计方法得到的内环补偿器下四通道双向控制系统的同步补偿性能。针对扫描成像环境下存在的不同实验情况, 利用图 8 所示的控制指令角度 θ 测试系统的补偿精度, 电机转动角速度为 ω , 实验参数如表 1 所示。

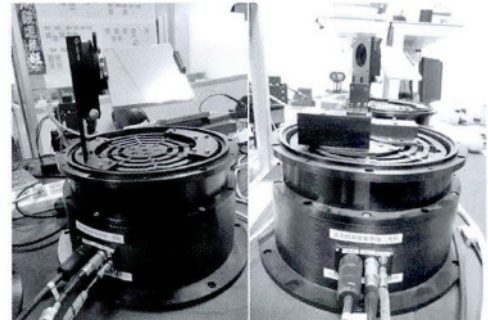


图 7 实验装置

Fig. 7 Experiment setup

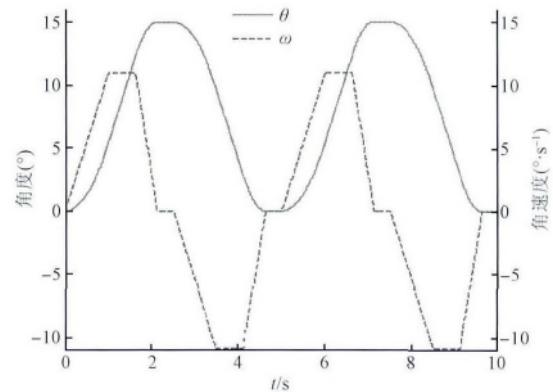


图 8 控制指令

Fig. 8 Control command

表 1 实验参数表

Table 1 Experiment parameter table

参数	名称	参数值
扫描电机名义模型的转动惯量/(kg · m ²)	J_{sn}	0.004 347 826
扫描电机名义模型的阻尼系数/s ⁻¹	B_{sn}	0.043 478 26
扫描电机参考模型的转动惯量/(kg · m ²)	J_{sm}	0.004 347 826
扫描电机参考模型的阻尼系数/s ⁻¹	B_{sm}	0.043 478 26
补偿电机名义模型的转动惯量/(kg · m ²)	J_{cn}	0.003 125
补偿电机名义模型的阻尼系数/s ⁻¹	B_{cn}	0.031 25
补偿电机参考模型的转动惯量/(kg · m ²)	J_{cm}	0.003 125
补偿电机参考模型的阻尼系数/s ⁻¹	B_{cm}	0.031 25
位置控制增益/s ⁻²	K_p	200.0
速度控制增益/s ⁻¹	K_D	20.0
力矩控制增益/(kg · m ²) ⁻¹	K_T	1.0
DOB 截止频率/(rad · s ⁻¹)	g	300.0

5.2 同步补偿实验

在扫描指令 θ 控制下, 像旋补偿四通道双向控制系统分别采用 DOB 内环补偿器和基于 RIC 结构 DOB 内环补偿器进行实验时, 像旋补偿实验结果如图 9 所示。

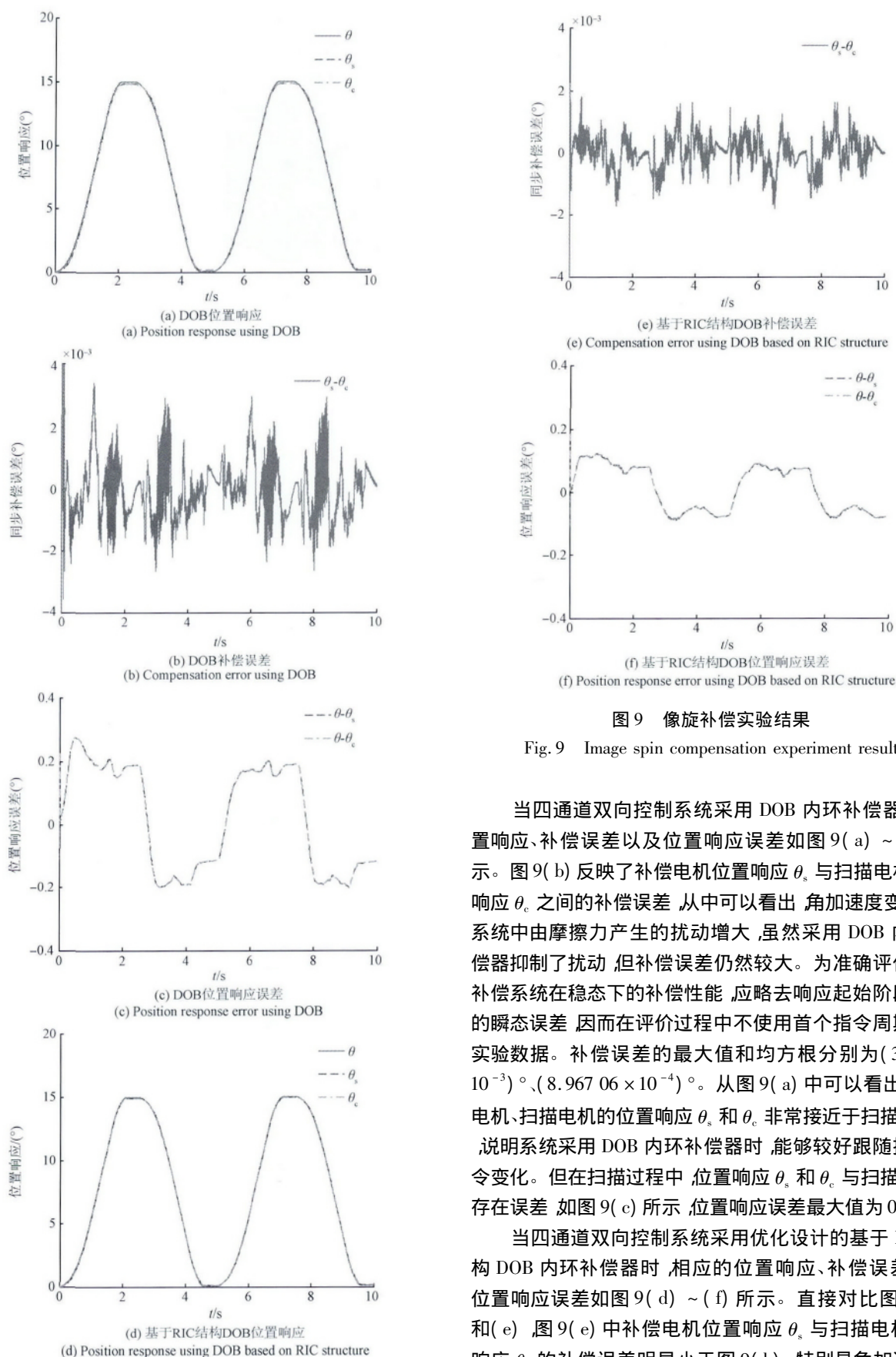


图9 像旋补偿实验结果

Fig. 9 Image spin compensation experiment result

当四通道双向控制系统采用 DOB 内环补偿器时,位置响应、补偿误差以及位置响应误差如图 9 (a) ~ (c) 所示。图 9 (b) 反映了补偿电机位置响应 θ_s 与扫描电机位置响应 θ_c 之间的补偿误差,从中可以看出,角加速度变化时,系统中由摩擦力产生的扰动增大,虽然采用 DOB 内环补偿器抑制了扰动,但补偿误差仍然较大。为准确评价像旋补偿系统在稳态下的补偿性能,应略去响应起始阶段存在的瞬态误差,因而在评价过程中不使用首个指令周期下的实验数据。补偿误差的最大值和均方根分别为 $(3.12 \times 10^{-3})^\circ$ 、 $(8.967\ 06 \times 10^{-4})^\circ$ 。从图 9 (a) 中可以看出,补偿电机、扫描电机的位置响应 θ_s 和 θ_c 非常接近于扫描指令 θ ,说明系统采用 DOB 内环补偿器时,能够较好跟随控制指令变化。但在扫描过程中,位置响应 θ_s 和 θ_c 与扫描指令 θ 存在误差,如图 9 (c) 所示,位置响应误差最大值为 0.2° 。

当四通道双向控制系统采用优化设计的基于 RIC 结构 DOB 内环补偿器时,相应的位置响应、补偿误差以及位置响应误差如图 9 (d) ~ (f) 所示。直接对比图 9 (b) 和 (e),图 9 (e) 中补偿电机位置响应 θ_s 与扫描电机位置响应 θ_c 的补偿误差明显小于图 9 (b),特别是角加速度变

化时,补偿误差曲线波动程度减弱,说明系统的扰动抑制能力得以增强。补偿误差曲线的最大值和均方根分别为 $(1.81 \times 10^{-3})^\circ$ 、 $(5.224\ 74 \times 10^{-4})^\circ$ 。图9(f)中位置响应 θ_s 和 θ_e 与扫描指令 θ 的最大误差均小于 0.09° 与图9(c)的位置响应误差曲线相比较,系统采用优化设计的基于RIC结构DOB内环补偿器时,系统中两电机的位置响应误差减小了55%,提高了系统跟随扫描指令变化的能力,但与图9(e)的补偿误差相比较,位置响应误差仍然偏大。

在航空相机旋转 45° 扫描反射镜成像过程中,像面旋转主要由补偿电机位置响应 θ_s 与扫描电机位置响应 θ_e 之间的补偿误差引起,因而需要特别关注系统中的补偿误差。与DOB内环补偿器相比较,采用混合灵敏度方法设计的基于RIC结构DOB内环补偿器降低了补偿误差,其最大值和均方根分别减小了41.99%和41.73%。在保证系统鲁棒稳定性基础上提高了干扰抑制能力,提高了补偿精度。

对于航空相机成像系统而言,扫描电机位置响应 θ_e 与扫描指令 θ 存在的误差会使成像区域偏离目标区域,导致目标有效信息丢失。因此,系统经优化设计后位置响应误差虽然减小55%,但位置响应误差仍然较大,该方法还有待于进一步改进,从而减小目标有效信息丢失。

总体而言,采用鲁棒内环补偿器改进系统内环补偿器,并通过 H_∞ 方法对系统进行优化设计,减小了系统补偿误差和位置响应误差,从而验证了该设计方法的可行性,实现了对像旋补偿四通道双向控制系统的联动关系式(9)和(10)的优化和改进,提高了像旋补偿精度。

6 结 论

针对扫描成像系统中存在的像旋问题,采用四通道双向控制系统实现高精度像旋补偿,并结合鲁棒内环补偿器改进系统内环补偿器,通过 H_∞ 方法设计满足系统鲁棒性和抗干扰能力的最优方案,提高了系统的鲁棒稳定性、噪声抑制能力和补偿精度。同步补偿实验结果表明,采用基于RIC结构DOB鲁棒内环补偿器优化设计的四通道双向控制系统获得的动态扫描补偿误差最大值、均方根分别为 $(1.81 \times 10^{-3})^\circ$ 、 $(5.224\ 74 \times 10^{-4})^\circ$ 。与采用DOB内环补偿器传统设计方法得到的四通道双向控制像旋补偿系统相比,补偿误差分别减小了41.99%、41.73%,提高了像旋补偿精度。

参考文献

- [1] 李海星,惠守文,丁亚林. 国外航空光学测绘装备发展及关键技术[J]. 电子测量与仪器学报,2014,28(5): 469-477.
LI H X, HUI SH W, DING Y L. Development and key techniques of optical mapping equipment in foreign airborne[J]. Journal of Electronic Measurement and Instrument, 2014, 28(5): 469-477.
- [2] 王栋,闫得杰,吴伟平,等. 高分辨率空间相机实时偏流调整的误差分析及地面验证[J]. 仪器仪表学报,2014,35(9): 1955-1962.
WANG D, YAN D J, WU W P, et al. Error analysis and ground verification of high resolution space camera real-time drift angle adjustment[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2014, 35(9): 1955-1962.
- [3] JIN L, FEI X, TING S, et al. Space high-accuracy intelligence payload system with integrated attitude and position determination[J]. Instrumentation, 2015, 2(1): 3-16.
- [4] 张广,黄玮,王新华. 多探测器拼接成像系统四维标定平台[J]. 电子测量与仪器学报,2015,29(8): 1187-1195.
ZHANG G, HUANG W, WANG X H. Four-axis calibration table for multidetector montage imaging system[J]. Journal of Electronic Measurement and Instrument, 2015, 29(8): 1187-1195.
- [5] 陈彦彤,徐伟,朴永杰,等. 基于快速视网膜局部特征的遥感图像目标识别[J]. 仪器仪表学报,2016,37(4): 852-859.
CHEN Y T, XU W, PIAO Y J, et al. Remote sensing image target recognition based on fast retina key point local invariant feature[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2016, 37(4): 852-859.
- [6] 李昕阳,张涛,刘志明,等. 全景式TDICCD摆扫航空相机像面旋转的高精度补偿[J]. 光学学报,2014,34(6): 82-90.
LI X Y, ZHANG T, LIU ZH M, et al. High accuracy compensation for image surface rotation of panoramic TDICCD scanning aerial camera[J]. Acta Optical Sinica, 2014, 34(6): 82-90.
- [7] 杨永明,李昕阳,匡海鹏,等. 航空摆扫相机转弯成像像移分析及补偿[J]. 光学精密工程,2016,24(3): 635-42.
YANG Y M, LI X Y, KUANG H P, et al. Image motion analysis and compensation for aerial scanning camera during turning flight[J]. Optics and Precision Engineering, 2016, 24(3): 635-42.
- [8] 路朋罗,李永昌,金龙旭,等. 大视场空间相机的像移速度场模型及卫星三轴姿态稳定度分析[J]. 光学精密工程,2016,24(9): 2173-2182.
LU P L, LI Y CH, JIN L X, et al. Image motion velocity field model of space camera with large field and analysis on three-axis attitude stability of satellite[J]. Optics and Precision Engineering, 2016, 24(9): 2173-2182.
- [9] 张树青,张媛,周程灏,等. 星载TDICCD相机方位扫描像移模型研究[J]. 红外与激光工程,2014,43(6): 1823-1829.
ZHANG SH Q, ZHANG Y, ZHOU CH H, et al. Image

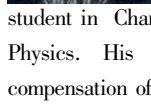
- motion model of azimuthally photography for satellite borne TDICCD camera [J]. *Infrared and Laser Engineering*, 2014, 43(6): 1823-1829.
- [10] 王武, 洪普, 王波, 等. 二维扫描镜像旋特性分析[J]. *光学与光电技术*, 2015, 13(2): 82-86.
WANG W, HONG P, WANG B, et al. Characteristic analysis of two-dimensional scanning mirror rotating [J]. *Optics & Optoelectronic Technology*, 2015, 13(2): 82-86.
- [11] 武奕楠, 张宇, 韩双丽, 等. 长线阵 TDICCD 空间相机像移匹配及 MTF 分析 [J]. *电子测量技术*, 2014, 37(10): 71-75.
WU Y N, ZHANG Y, HAN S H L, et al. Image motion compensation and MTF analyse of long array TDICCD space camera [J]. *Electronic Measurement Technology*, 2014, 37(10): 71-75.
- [12] 蒋建国, 牛杰杰, 齐美彬. 基于 SURF 和轨迹滤波的旋转视频稳像算法 [J]. *仪器仪表学报*, 2014, 35(3): 550-557.
JIANG J G, NIU J J, QI M B. Rotational video stabilization algorithm based on SURF and trajectory smoothing [J]. *Chinese Journal of Scientific Instrument*, 2014, 35(3): 550-557.
- [13] 王伟兴, 赵华鹤, 王福超. 二自由度鲁棒 IMC 控制器设计 [J]. *电子测量技术*, 2015, 38(10): 1-5.
WANG W X, ZHAO H H, WANG F CH. Design of 2-DOB robustness internal model controller [J]. *Electronic Measurement Technology*, 2015, 38(10): 1-5.
- [14] ADEL O, FARID F, TOUMI R. Bilateral control of nonlinear teleoperation system using parallel force/position control approach and online environment estimation [C]. *Proceedings of the 21st International Conference on Methods and Models in Automation and Robotics*, 2016: 1110-1115.
- [15] HIENO T, YASHIRO D, KOMADA S, et al. Stability and transparency of adaptive controller based four-channel bilateral control system with communication delay [C]. *Proceedings of the IEEE 13th International Workshop on Advanced Motion Control*, 2014: 314-319.
- [16] 田大鹏, 王德江. 一种用于扫描成像系统消除像旋的双向控制方法: 中国, 201310254033.4 [P]. 2013-09-18.
TIAN D P, WANG D J. Bilateral control compensation method for image spin in scan imaging system: China, 201310254033.4 [P]. 2013-09-18.
- [17] TIAN D P, WANG Y T, WANG F CH, et al. Bilateral control-based compensation for rotation in imaging in scan imaging systems [J]. *Optical Engineering*, 2015, 54(12): 1145-1154.
- [18] 王福超, 田大鹏, 王昱棠. 基于简化干扰观测器的光电平台稳定与评估 [J]. *国外电子测量技术*, 2015, 34(12): 13-17.
WANG F CH, TIAN D P, WANG Y T. Inertial stability and evaluation of photoelectric platform based on a simplified DOB [J]. *Foreign Electronic Measurement Technology*, 2015, 34(12): 13-17.
- [19] 王中石, 王福超. 基于 ARM 的快速反射镜鲁棒控制系统设计与实现 [J]. *国外电子测量技术*, 2016, 35(5): 74-78.
WANG ZH SH, WANG F CH. Design and implementation of a fast-steering mirror robust control system based on ARM [J]. *Foreign Electronic Measurement Technology*, 2016, 35(5): 74-78.
- [20] 尹正男, 苏剑波, 刘艳涛. 基于 H_∞ 范数优化的干扰观测器的鲁棒设计 [J]. *自动化学报*, 2011, 37(3): 331-341.
YIN ZH N, SU J B, LIU Y T. Design of disturbance observer with robust performance based on H_∞ norm optimization [J]. *Acta Automatica Sinica*, 2011, 37(3): 331-341.
- [21] SALIHBEGOVIC A, HEBIBOVIC M, SOKIC E. Synthesis of the integral sliding mode control and the robust internal-loop compensator for a class of nonlinear systems with matched uncertainties [C]. *Proceedings of the Information, Communication and Automation Technologies 2015*: 1-8.
- [22] KHALIFA A, FANNI M, RAMADAN A, et al. Controller design of a new quadrotor manipulation system based on robust internal-loop compensator [C]. *Proceedings of the Autonomous Robot Systems and Competitions*, 2015: 97-102.

作者简介



刘超, 2014 年于四川大学获得学士学位, 现为长春光机所硕士研究生, 主要研究方向为航空相机像旋补偿。

E-mail: liuchao2064@163.com



Liu Chao received his B. Sc. degree in 2014 from Sichuan University; now, he is a master student in Changchun Institute of Optics, Fine Mechanics and Physics. His main research interest focuses on image spin compensation of aerial camera.

田大鹏(通讯作者), 2007 年于北京理工大学获得学士学位, 2012 年于北京航空航天大学获得博士学位, 现为长春光机所副研究员, 主要研究方向为光学成像与运动控制。

E-mail: d.tian@ciomp.ac.cn

Tian Dapeng (Corresponding author) received his B. Sc. degree in 2007 from Beijing Institute of Technology, received his Ph. D. degree in 2012 from Beihang University. Now he is an associate research fellow in Changchun institute of optics fine mechanics and physics. His main research interests include optical imaging, motion control theory, and engineering.