

光电工程

Opto-Electronic Engineering

中文核心期刊 中国科技核心期刊
Scopus CSCD

惯性稳定平台中的双观测器宽频扰动抑制技术

边启慧, 苗青青, 唐涛, 马浩统

引用本文:

边启慧, 苗青青, 唐涛, 等. 惯性稳定平台中的双观测器宽频扰动抑制技术[J]. 光电工程, 2025, 52(3): 240305.

Bian Q H, Miao Q Q, Tang T, et al. Wide-band disturbance rejection technique of dual observer for an inertially stabilized platform[J]. *Opto-Electron Eng*, 2025, 52(3): 240305.

<https://doi.org/10.12086/oe.2025.240305>

收稿日期: 2024-12-23; 修改日期: 2025-02-10; 录用日期: 2025-02-11

相关论文

改进轻量化的FCM-YOLOv8n钢材表面缺陷检测

梁礼明, 陈康泉, 陈林俊, 龙鹏威

光电工程 2025, 52(2): 240280 doi: 10.12086/oe.2025.240280

PIC2f-YOLO: 金属表面缺陷检测轻量化方法

胡依伦, 杨俊, 许聪源, 夏亚金, 邓文斌

光电工程 2025, 52(1): 240250 doi: 10.12086/oe.2025.240250

改进GBS-YOLOv7t的钢材表面缺陷检测

梁礼明, 龙鹏威, 卢宝贺, 李仁杰

光电工程 2024, 51(5): 240044 doi: 10.12086/oe.2024.240044

基于改进YOLOv5s网络的斜拉桥拉索表面缺陷检测

王鹏峰, 李运堂, 黄永勇, 朱文凯, 林婕, 王斌锐

光电工程 2024, 51(5): 240028 doi: 10.12086/oe.2024.240028

更多相关论文见光电期刊集群网站 



光电工程
Opto-Electronic Engineering

<http://cn.ojournal.org/oe>



OE_Journal



Website

惯性稳定平台中的双观测器 宽频扰动抑制技术

边启慧^{1,2,3,4}, 苗青青^{1,2,3,4}, 唐涛^{1,2,3,4*}, 马浩统^{1,2,3,4}

¹中国科学院光场调控科学技术全国重点实验室, 四川 成都 610209;

²中国科学院光束控制重点实验室, 四川 成都 610209;

³中国科学院光电技术研究所, 四川 成都 610209;

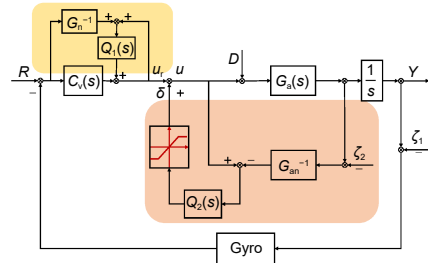
⁴中国科学院大学, 北京 100049

摘要: 如何增强光学载荷与运动平台间的主动隔振能力一直是光电跟踪系统面临的难题。提出一种双观测器方法实现惯性稳定平台中的宽频扰动抑制。双观测器方法包含两方面: 其一, 经典误差观测器通过低通滤波器的设计而具有较强的低频抑制能力; 其二, 饱和加速度扰动观测器根据自身稳定性条件调整饱和阈值与滤波器带宽, 改善其扰动抑制特性并完成对中高频扰动的抑制。双观测器综合了二者的优势, 同时分析了两种观测器间的相互作用以更好地参数化。所提方法在惯性稳定装置中进行了闭环验证, 实验结果表明, 双观测器可在单频及混频扰动下提升系统闭环性能。

关键词: 惯性稳定平台; 扰动抑制; 误差观测器; 饱和限制; 双观测器

中图分类号: V241

文献标志码: A



边启慧, 苗青青, 唐涛, 等. 惯性稳定平台中的双观测器宽频扰动抑制技术 [J]. 光电工程, 2025, 52(3): 240305

Bian Q H, Miao Q Q, Tang T, et al. Wide-band disturbance rejection technique of dual observer for an inertially stabilized platform[J]. *Opto-Electron Eng*, 2025, 52(3): 240305

Wide-band disturbance rejection technique of dual observer for an inertially stabilized platform

Bian Qihui^{1,2,3,4}, Miao Qingqing^{1,2,3,4}, Tang Tao^{1,2,3,4*}, Ma Haotong^{1,2,3,4}

¹ National Key Laboratory of Optical Field Manipulation Science and Technology, Chinese Academy of Sciences, Chengdu, Sichuan 610209, China;

² Key Laboratory of Optical Engineering, Chinese Academy of Sciences, Chengdu, Sichuan 610209, China;

³ Institute of Optics and Electronics, Chinese Academy of Sciences, Chengdu, Sichuan 610209, China;

⁴ University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049, China

Abstract: Increasing the active vibration isolation capability between the optical payload and the motion platform has always been a challenge for optoelectronic tracking systems. Therefore, a dual observer method is proposed to achieve wide-band disturbance rejection for an inertially stabilized platform. The dual observer method consists of two aspects. Firstly, a classical error observer has a strong low-frequency suppression ability through the design of a low-pass filter. Secondly, a saturated acceleration disturbance observer improves its disturbance suppression characteristics and completes the rejection of medium and high-frequency disturbances by adjusting the saturation

收稿日期: 2024-12-23; 修回日期: 2025-02-10; 录用日期: 2025-02-11

基金项目: 国家自然科学基金面上项目 (62375267)

*通信作者: 唐涛, taotang@ioe.ac.cn。

版权所有©2025 中国科学院光电技术研究所

threshold and filter bandwidth according to its stability conditions. The dual observer combines both advantages, and the interaction between the two observers is analyzed for better parameterization. Closed-loop verification of the proposal is carried out using the inertial stabilization device. The experimental results show that the dual observer can improve the closed-loop performance under both single-frequency and mixed-frequency disturbances.

Keywords: inertially stabilized platform; disturbance rejection; error observer; saturation limiting; dual observer

1 引言

如今光电跟踪系统已由地基向运动平台发展, 例如车载、船载、星载等。由于运动平台的扰动复杂多样, 克服载体及环境引起的视轴晃动是实现高精度稳定跟踪的重要工作。惯性稳定平台 (ISP) 是一个由双轴或三轴万向架和惯性传感器集成的机电系统, 使光学载荷的视线免受来自运动平台及外界的干扰^[1-2]。因此惯性稳定平台的主动隔振能力直接影响着光电跟踪系统的稳定与跟踪性能^[3]。针对提高惯性稳定平台隔振能力的研究, 可分为以下两方面:

1) 改进硬件结构。文献 [4] 与文献 [5] 采用主动磁力轴承代替机械轴承, 解决了机械轴承存在的摩擦限制带宽的问题。2) 优化控制结构/算法, 这分为间接稳定和直接稳定两种形式。间接稳定主要是采用惯性传感器的捷联安装实现扰动前馈^[6]。前馈控制在改变系统特性前提下可完全消除干扰的影响。然而前馈方法无法获取万向架自身运动状态且依赖额外传感器测量。直接稳定是指惯性传感器直接测量万向架相对于惯性空间的角速度或加速度, 并将这些信息反馈至系统, 以反馈闭环的形式实现 ISP 在惯性空间的稳定^[3]。直接稳定与一些补偿算法的结合可增强 ISP 控制性能。基于模型的摩擦补偿是高精度控制系统中的重要过程, 其关键在于选择合适的摩擦模型与识别参数^[7-8]。文献 [9] 提出一种扩张状态观测器与 PID 结合的复合控制方法, 将内外部扰动视为总扰动并观测出来。文献 [10] 采用神经网络与 PID 组成自适应控制器以寻得最优控制参数。文献 [11] 在多闭环的位置环采用全局快速终端滑模控制器实现多源扰动抑制。然而上述直接稳定相关方法存在参数较多、实时性差、需要假设条件等缺点。

误差观测器, 思想在于将扰动抑制能力转化为基于误差观测的灵敏度函数优化设计, 而且不需要额外的传感器^[12]。其特点为误差观测器是基于扰动影响后的误差而不是基于扰动作用后的系统输出, 因为在诸如望远镜等控制系统中, 扰动信息不能直接通过系统

输出测量^[12]。由于 ISP 高频建模非准确性, 灵敏度函数仅通过带宽有限的低通滤波器完成, 所以误差观测器可抑制低频扰动, 而抑制范围非常有限。与此同时, Wu 等^[13] 和 Fang 等^[14] 将研究者提出的扰动观测器 (DOB) 作为一种主动抗扰方法, 以其估计/抵消特性, 能够在影响产生前显著降低干扰的作用。同样由于模型高频未建模动力学及小增益定理, 常规扰动观测器的能力仍受限于低带宽的低通滤波器。目前改善 DOB 性能的手段包括优化参数选择、改变 DOB 结构及在观测器中增加新元件^[15-18]。综上, 本文提出一种双观测器方法, 该方法包含两部分结构。首先在单速度环内部应用误差观测器。其次由于加速度计的高带宽和高灵敏度, 能够快速捕捉系统状态, 所以在闭环条件下采用加速度计测量系统输出并构成加速度扰动观测器, 而且这样设计避免了速度信号的耦合。我们注意到文献 [18] 与文献 [19] 均在观测器中应用饱和函数限制控制输入或扰动估计以避免峰值效应的产生。文献 [20] 围绕饱和函数设计了一种非线性低通滤波器以改善相位延迟与滤波能力。所以我们在 DOB 中加入饱和函数限制观测器输出, 饱和函数是一仅改变幅度大小不改变相位的非线性模块。饱和函数与低通滤波器形成二自由度滤波器, 与传统 DOB 相比, 这打破了建模准确性的依赖并改善了 DOB 扰动抑制能力。双观测器综合误差观测器与饱和加速度扰动观测器二者的优点, 实现 ISP 的宽频扰动抑制。

本文其余结构如下: 第二节简要介绍 ISP 并点出误差观测器的不足; 第三节分析饱和和加速度扰动观测器; 第四节提出双观测器并详细分析内部特性; 第五节通过对比实验证明双观测器的有效性; 第六节对本文进行总结。

2 误差观测器

图 1 为惯性稳定平台工作原理图, 一般地由四部分组成: 万向架、惯性传感器、控制器和驱动器。万向架在实际应用中为双轴或三轴, 可多自由度转动。传感器为陀螺或加速度计或位置传感器, 提供万向架

的角运动。控制器执行控制程序, 驱动器驱动电机控制万向架运动。当惯性稳定平台受到外部扰动时, 控制器通过获取传感器信息并执行算法控制光学载荷的视线。

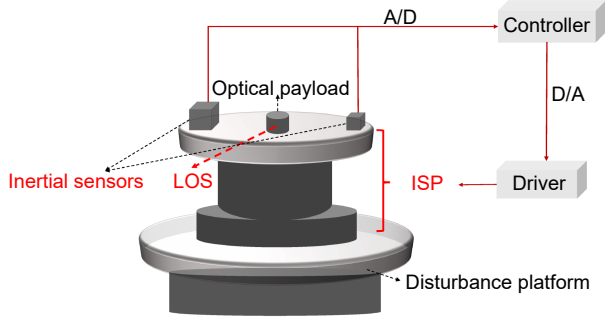


图 1 惯性稳定平台工作原理图

Fig. 1 The inertially stabilized platform schematic diagram

图 2 为误差观测器结构框图, 其中 R 、 D 、 Y 、 ζ 分别表示系统输入、受到的干扰、系统输出、噪声, $C_v(s)$ 是 Proportional-Integral (PI) 控制器, $G(s)$ 为平台速度特性, G_n 为平台标称模型, Q_1 为低通滤波器。

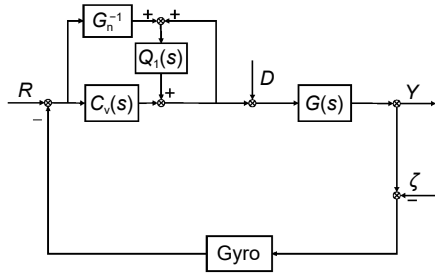


图 2 误差观测器控制框图

Fig. 2 Error observer block diagram

图 2 结构的特征方程 $E_1(s)$ 为

$$\begin{aligned} E_1(s) &= 1 + C_v G + Q_1 G_n^{-1} G - Q_1 \\ &= (1 + C_v G) \left(1 + \frac{Q_1 G_n^{-1} G - Q_1}{1 + C_v G} \right). \end{aligned} \quad (1)$$

单环中 $1 + C_v G$ 是稳定的, 所以仅考虑 $1 + \frac{Q_1 G_n^{-1} G - Q_1}{1 + C_v G}$ 即可。根据小增益定理, 下列条件需满足:

$$\left\| \frac{Q_1 G_n^{-1} G - Q_1}{1 + C_v G} \right\|_{\infty} < 1. \quad (2)$$

则 $\|Q_1\|_{\infty} < \left\| \frac{1 + C_v G}{G_n^{-1} G - 1} \right\|_{\infty}$ 。随着频率增加, $1 + C_v G$ 幅值特性从无穷大收敛至 1, 所以有 $\|Q_1\|_{\infty} < \left\| \frac{1}{G_n^{-1} G - 1} \right\|_{\infty}$ 。可以注意到当 $G_n \approx G$ ($G_n^{-1} G \approx 1$) 也就是在精确建模频率范围内时, 式 (2) 成立。因此图 2 稳

定的充分条件是 $BW(Q_1) < L_{(G_n \approx G)}$ (BW 为带宽缩写, L 为模型精确建模的最大频率, 下同)。

扰动抑制函数 $S(s) = \frac{G(1 - Q_1)}{E_1(s)}$, 所以当 $|1 - Q_1| \rightarrow 0$, 也就是 Q_1 带宽较高时, 该结构扰动抑制性能越强。然而稳定性分析为 Q_1 设置了上界, 因此误差观测器仅对低频扰动具有抑制作用。

3 饱和观测器

3.1 加速度扰动观测器

由于误差观测器的特性, 使系统抑制带宽非常有限, 理论上寻求一种增强系统中高频扰动抑制能力的方法并将二者融合起来是可行的。图 3 为加速度扰动观测器 (ADOB) 结构, 其中 u_r 、 δ 和 u 分别表示控制器输出、观测器输出及控制量, $G_a(s)$ 和 G_{an} 表示加速度对象和加速度对象标称模型, $Q_2(s)$ 是低通滤波器。

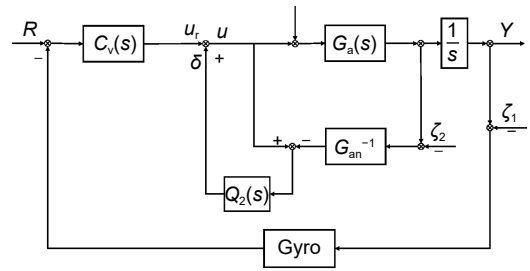


图 3 速度反馈中的 ADOB

Fig. 3 ADOB in velocity feedback

这里用加速度对象具有两方面原因: 其一, 加速度计具有高灵敏度和高检测带宽的优点, 能够反映系统内部力矩的变化; 其二, 加速度对象模型的中高频偏差小于速度对象模型, 利于提升系统的中高频扰动抑制作用。然而此结构属于线性观测器, 仍采用低通滤波器缓解由模型高频不准确引起的不稳定。根据小增益定理可知, 低通滤波器带宽需小于可获取精确模型所对应的频率, 所以此观测器带宽也是有限的。

3.2 饱和加速度扰动观测器

在图 3 基础上对观测器结构加以优化, 将一饱和和有界函数置于 $Q_2(s)$ 输出处, 如图 4 所示, 其中 y 是输出的加速度, y 积分之后得到 Y 。

此饱和函数形式为

$$\text{sat}(B) = \begin{cases} kb, & B \geq b \\ kB, & |B| < b \\ -kb, & B \leq -b \end{cases}, \quad (3)$$

式中: B 为输入信号的幅值; b 为设置的阈值; k 为线性部分的斜率, 这里取 1。由于上述函数为非线性函数, 为便于频域分析, 用一近似的线性函数 $DF(b)$ (记作 β) 描述 $\text{sat}(B)$ 特性。

$$DF(b) = \frac{2}{\pi} \left[\arcsin \frac{b}{B} + \frac{b}{B} \sqrt{1 - \left(\frac{b}{B} \right)^2} \right]. \quad (4)$$

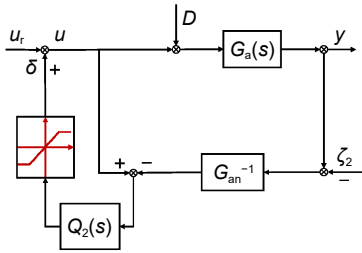


图 4 饱和 ADOB 控制框图
Fig. 4 Saturated ADOB block diagram

3.2.1 稳定性分析

图 4 结构的特征方程为

$$E_2(s) = 1 + (G_a G_{an}^{-1} - 1) Q_2 \beta. \quad (5)$$

令 $G_a = G_{an}(1 + \Delta_2)$, Δ_2 表示对象不确定性的可变传递函数, 因此 $E_2(s) = 1 + \Delta_2 Q_2 \beta$ 。依照小增益定理, 要求 $\|Q_2 \beta\|_\infty < \left\| \frac{1}{\Delta_2} \right\|_\infty$ 恒成立。所以当 $BW(Q_2 \beta) < L_{G_a \approx G_{an}}$ 时, 上式成立, 饱和扰动观测器得以稳定。与传统观测器相比, 在该稳定性条件下增加了可调参数—— Q_2 与 β 。

3.2.2 β 对 Q_2 的作用

结合频响测试及模型简化, $G_{an} \approx \frac{k\omega_n^2 s}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}$ 采用等效结构 (ζ 为阻尼比, ω_n 为自然震荡频率, k 为系数)。在 $Q_2 G_{an}^{-1}$ 可实现条件下, 选取 $Q_2 = \frac{1}{(\tau s)^2 + \xi \tau s + 1}$ (τ 为时间常数, ξ 为阻尼系数) 的形式。假设在满足上述稳定性条件下滤波器限制带宽为 f_0 ($Q_2 \beta$ 的带宽也为 f_0), 下面求 Q_2 的带宽 f :

$$20 \lg \left| \frac{\beta}{(\tau s)^2 + \xi \tau s + 1} \right| = -3, \quad (6)$$

则有

$$\frac{\beta^2}{(1 - \tau^2 \omega_0^2)^2 + \xi^2 \tau^2 \omega_0^2} = \frac{1}{2}, \quad (7)$$

这里 $\omega_0 = 2\pi f_0$ 。为便于计算, 令 $\xi = \sqrt{2}$ (下同), 计算可得

$$\tau^4 \omega_0^4 + 1 = 2\beta^2, \quad (8)$$

为求 Q_2 的带宽 f , 有

$$\frac{1}{(1 - \tau^2 \omega^2)^2 + \xi^2 \tau^2 \omega^2} = \frac{1}{2}, \quad (9)$$

可得

$$\tau^4 \omega^4 + 1 = 2. \quad (10)$$

联立式 (8) 和式 (10), $f = \frac{f_0}{\sqrt[4]{2\beta^2 - 1}} \left(\frac{\sqrt{2}}{2} < \beta \leq 1, \frac{1}{\sqrt[4]{2\beta^2 - 1}} \geq 1 \right)$, 所以 $f \geq f_0$ 。这表明 β 对提升 Q_2 带宽具有正向作用, 同时也可得到 f 与 β 的反比关系。

可注意到, 当 $0 < \beta \leq \frac{\sqrt{2}}{2}$ 时, $20 \lg \left| \frac{\beta}{(\tau s)^2 + \xi \tau s + 1} \right| < -3$ 恒成立, 说明此时 Q_2 带宽理论上可无限扩大。而对噪声传递函数 $tf_{\zeta_2 \rightarrow y} = \frac{Q_2 \beta G_{an}^{-1} G_a}{1 + Q_2 \beta (G_{an}^{-1} G_a - 1)}$ (tf 是传递函数的缩写) 来说, β 相同时, Q_2 带宽不宜设置过大。

3.2.3 β 对观测器能力的作用

根据灵敏度函数, $1 - Q_2$ 在一定程度可代表观测器扰动抑制能力。如图 5 所示, 绘制了 Q_2 、 $Q_2 \beta$ 、 $1 - Q_2$ 及 $1 - Q_2 \beta$ 的 Bode 图, 可说明两个问题。其一, 红色实线 (黄色实线) 与蓝色实线对比, 在某一频率前 $Q_2 \beta$ 低于 Q_2 , 对应的 $1 - Q_2 \beta$ (红色虚线或黄色虚线) 高于 $1 - Q_2$ (蓝色虚线), 两组曲线的相交频率具有一定对应关系, 这里不多加探讨。可得到 $Q_2 \beta$ 对应的观测器能力弱于 Q_2 对应的观测器能力。而随着频率变大, $Q_2 \beta$ 对高频的衰减小于 Q_2 , 对应的 $1 - Q_2 \beta$ 小于 $1 - Q_2$, 表明 β 的引入增强了观测器的中高频扰动抑制能力。其二, 红色实线与黄色实线相比可说明, Q_2 带宽越大, β 越小, 观测器低频性能牺牲越多, 而观测器高频能力越强。

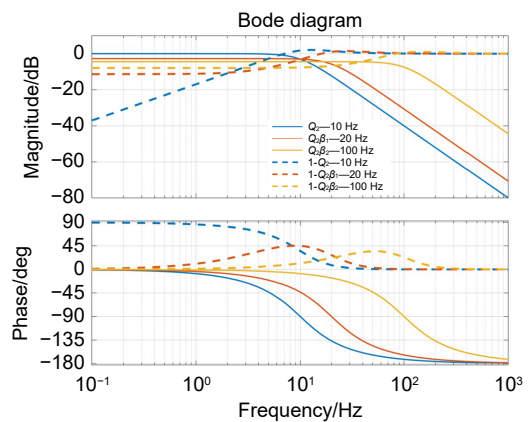


图 5 不同带宽的 Q 以及对应 $1-Q$ 的 Bode 图

Fig. 5 Bode plots of Q with different bandwidths and corresponding $1-Q$

4 双观测器

基于第2节与第3节的分析, 将两种观测器综合在一起, 如图6所示。

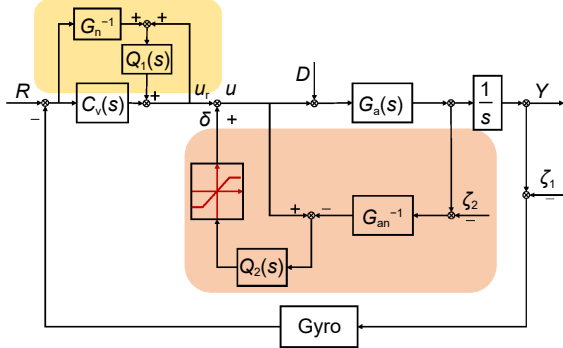


图6 双观测器控制框图
Fig. 6 Dual observer block diagram

4.1 稳定性分析

此结构特征方程 $E_3(s)$ 为

$$\begin{aligned} E_3(s) &= 1 + C_v G + Q_1(G_n^{-1}G - 1) + Q_2\beta(1 - Q_1)(G_{an}^{-1}G_a - 1) \\ &= (1 + C_v G) \left[1 + \frac{Q_1(G_n^{-1}G - 1) + Q_2\beta(1 - Q_1)(G_{an}^{-1}G_a - 1)}{1 + C_v G} \right] \\ &= (1 + C_v G) [1 + \varphi(s)] \end{aligned} \quad (11)$$

单环中 $1 + C_v G$ 是稳定的, 所以只考虑 $1 + \varphi(s)$ 即可。 $1 + \varphi(s)$ 由小增益定理得

$$\left\| \frac{Q_1(G_n^{-1}G - 1) + Q_2\beta(1 - Q_1)(G_{an}^{-1}G_a - 1)}{1 + C_v G} \right\|_{\infty} < 1, \quad (12)$$

$$\left\| \frac{Q_1 A_1 + Q_2\beta(1 - Q_1) A_2}{1 + C_v G} \right\|_{\infty} < 1, \quad (13)$$

式中: $G = G_n(1 + A_1)$, 其中 A_1 表示速度对象不确定性的可变传递函数。随着频率的增加, $1 + C_v G$ 逐渐收敛至 1, 而 A_1 与 A_2 逐渐增大。若使式 (13) 成立, Q_1 带宽与 $Q_2\beta(1 - Q_1)$ 的带宽应各自小于对应模型精确建模的频率, 此时闭环系统稳定。所以上式成立的充分条件为 $\begin{cases} BW(Q_1) < L_1 \\ BW[Q_2\beta(1 - Q_1)] < L_2 \end{cases}$, 其中 L_1 与 L_2 分别为对应模型精确建模的频率范围。

4.2 误差观测器对饱和观测器的影响

对于图2, 选取 $Q_1 = \frac{1}{(\tau s)^2 + \xi \tau s + 1}$ 的低通滤波器形式, 下面详细分析 $1 - Q_1$ 的特性。

4.2.1 放大效应

$$|1 - Q_1|_{s=j\omega}^2 = \frac{(\tau\omega)^4 + 2(\tau\omega)^2}{(\tau\omega)^4 + 1}. \quad (14)$$

当 $\tau\omega = \frac{\sqrt{2}}{2}$, 也就是 $\omega = \frac{\sqrt{2}}{2\tau}$ 时, $|1 - Q_1| = 1$, 表明该频率的对数幅频 (Bode) 响应为 0。当 $\tau\omega > \frac{\sqrt{2}}{2}$ 时, $|1 - Q_1| > 1$, 表明随着频率逐渐增大; 当 $\omega > \frac{\sqrt{2}}{2\tau}$ 时, 对数幅频 (Bode) 响应会出现大于 0 也就是放大的情形。令 $t = (\tau\omega)^2$, 则 $|1 - Q_1|^2$ 变成 $f(t) = \frac{t^2 + 2t}{t^2 + 1} \left(t > \frac{1}{2} \right)$, 对 $f(t)$ 求导:

$$\frac{df(t)}{dt} = \frac{-2(t^2 - t - 1)}{(t^2 + 1)^2}. \quad (15)$$

式 (15) 的零点为 $t = \frac{\sqrt{5} + 1}{2}$ 。当 $\frac{1}{2} < t \leq \frac{\sqrt{5} + 1}{2}$ 时, $\frac{df(t)}{dt} \geq 0$, $f(t)$ 递增; 当 $t > \frac{\sqrt{5} + 1}{2}$ 时, $\frac{df(t)}{dt} < 0$, $f(t)$ 递减且 $\lim_{t \rightarrow \infty} f(t) = 1$ 。 $f(t)_{\max} = f\left(\frac{\sqrt{5} + 1}{2}\right) = 1.618$, 则 $1 - Q_1$ 对数幅频 (Bode) 最大响应为 2.09 dB, 且恒为定值。

4.2.2 放大效应频率范围

对于 $Q_1 = \frac{1}{(\tau s)^2 + \xi \tau s + 1}$, 为使 Q_1 截止频率就是其带宽, 令 $\tau = \frac{1}{2\pi f_c}$, f_c 表示截止频率, 则 $1 - Q_1$ 放大效应起始频率为 $f = \frac{\sqrt{2}}{2} f_c$ 。根据上文的计算, $f = \sqrt{\frac{\sqrt{5} + 1}{2}} f_c$ 时, $1 - Q_1$ 对数幅频响应最大。所以 Q_1 带宽越高, $1 - Q_1$ 对数幅频超过 0 dB 频率范围越大, 与 f_c 成正比, 记作 $n f_c$ 。

据前文分析, $Q_2\beta$ 呈现低通特性, 则 $Q_2\beta(1 - Q_1)$ 为带通特性。由于 $1 - Q_1$ 存在放大效应, 在 Q_1 带宽一定的情况下, 下面分析 $1 - Q_1$ 对 $Q_2\beta$ 的影响。根据对数性质有

$$20 \lg |Q_2\beta(1 - Q_1)| = 20 \lg |Q_2\beta| + 20 \lg |1 - Q_1|. \quad (16)$$

据 $BW[Q_2\beta(1 - Q_1)] < L_2$, 有

$$20 \lg |Q_2\beta(1 - Q_1)|_{s=j \cdot 2\pi f_2} \leq -3, \quad (17)$$

式中: f_2 为满足稳定性条件的最大频率。由于 $\omega > \frac{\sqrt{2}}{2\tau}$, 有 $0 < 20 \lg |1 - Q_1| \leq 2.09$, 所以 $-5.09 \leq 20 \lg |Q_2\beta| < -3$, 此时 β 大多落入 $0 < \beta \leq \frac{\sqrt{2}}{2}$ 内。这说明由于 $1 - Q_1$ 的放大效应, 为满足稳定性要求, $Q_2\beta(1 - Q_1)$ 中的 β 必须小于仅应用 $Q_2\beta$ (此时仅应用饱和观测器) 中的 β , 也就是双观测器的饱和阈值要小于仅饱和观测器的阈值。

4.3 饱和观测器对误差观测器的影响

上面已分析 $1-Q_1$ 对 $Q_2\beta$ 的影响, 接下来分析 $Q_2\beta$ 对 $1-Q_1$ 的作用。结合式 (17), 使 $Q_2\beta(1-Q_1)$ 符合稳定性条件的充分条件是 $nf_c < f_2$, 此时满足 $20\lg|Q_2\beta(1-Q_1)| \leq -3$, 表明在保证系统足够的中高频扰动抑制能力时双观测器中的 Q_1 带宽需减小。

4.4 扰动抑制能力分析

图 6 中的扰动抑制函数为

$$\frac{Y}{D} = \frac{G(1-Q_1)(1-Q_2\beta)}{1+C_vG+Q_1(G_n^{-1}G-1)+Q_2\beta(1-Q_1)(G_{an}^{-1}G_a-1)} \quad (18)$$

根据 $\frac{Y}{D}$, 绘制了可代表扰动抑制能力的 Bode 图, 如图 7 所示。所有滤波器带宽均满足上文稳定性条件, 同时 β 也按照对应公式求出。整体上, 双观测器 (红色曲线) 结合误差观测器 (蓝色曲线) 与饱和观测器 (黄色曲线) 的优点, 对较宽频的扰动均有抑制作用。对比红色曲线与紫色曲线, 反映出误差观测器影响着 β 的选取。对比红色曲线与绿色曲线, 说明 β 的选取同样也影响着误差观测器, 绿色曲线牺牲较大低频能力, 得到中高频能力的部分提升, 同时也反映了 β 与 Q_1 的反比关系。该仿真符合上述理论分析, 并为双观测器的参数选取提供了理论指导。当载体扰动频率较低 (诸如车载扰动主要能量集中在 2~10 Hz) 时, 可选取红色曲线对应的各滤波器参数。当载体扰动频率范围较宽 (例如舰载扰动频率集中在 0.1~100.0 Hz) 时, 可采用较低带宽的 Q_1 、较高带宽的 Q_2 与较小的 β 的组合。当载体扰动频率较高 (诸如星载) 时, 可直接采用高带宽的 Q_2 与较小的 β 的饱和观测器^[21]。

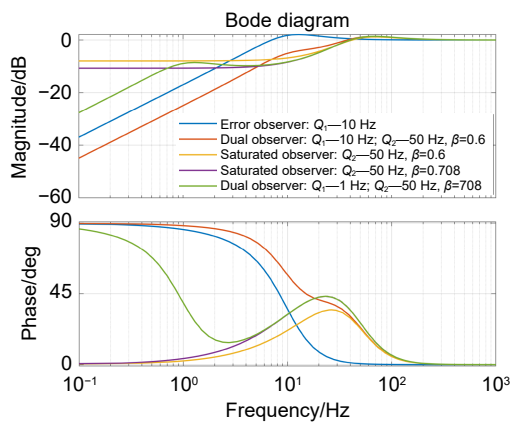


图 7 不同观测器扰动抑制性能 Bode 图

Fig. 7 Disturbance rejection performance of different observers' Bode diagram

5 实验验证

5.1 系统设置

为验证与评价提出的方法, 进行了几组对比实验。实验平台如图 8 所示, 由一个单轴扰动平台和一个双轴框架构成。陀螺 B (分辨率 $\leq 0.02^\circ/\text{s}$, 带宽 ≥ 100 Hz) 用于闭环, 使扰动转台周期运动, 可模拟基座各频率扰动, 扰动转台由力矩电机直接驱动。双轴框架也由力矩电机直接驱动。双轴陀螺 A (分辨率为 $0.02^\circ/\text{s}$, 带宽 ≥ 50 Hz) 和加速度计 (分辨率为 5×10^{-6} g, 带宽约为上百 Hz) 分别测量框架相对于惯性空间的角速度和加速度, 其中加速度采用两个加速度计相消的方式获得。控制系统采样频率为 2 kHz。

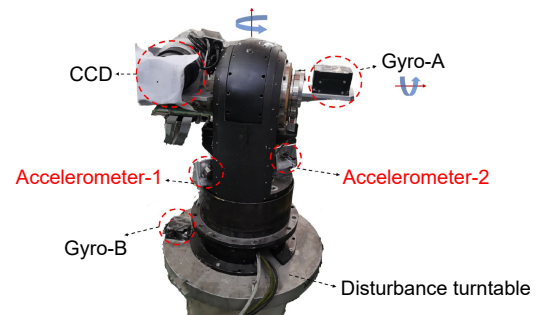


图 8 实验平台

Fig. 8 Experimental platform

5.2 实验结果

5.2.1 单频扰动的双观测器抑制

首先进行了在不同单频扰动下单速度环 (Vel)、误差观测器 (Eob)、双观测器 (Eob+Sadob) 的对比实验, 扰动频率分别为 1 Hz、3 Hz、7 Hz 和 15 Hz。Eob 与 Sadob 对应的低通滤波器带宽分别设置为 10 Hz 和 50 Hz, 实验结果如图 9 所示, 闭环误差峰值见表 1。Eob 与 Vel 相比, 抑制低频扰动的能力较强, 当扰动频率逐渐变大时, Eob 抑制作用变差。而提出的双观测器将误差分别衰减 59.0%、51.3%、27.2%、8.4%, 表明不仅进一步增强了低频扰动抑制能力, 而且对高频扰动也具抑制作用, 增加了系统主动隔振能力。

5.2.2 混频扰动的双观测器抑制

进行了混频扰动下的对比实验, 其中混频扰动设置为 $D = 11 \sin(2\pi \cdot 0.5t) + 7 \sin(2\pi \cdot 1.1t) + 4 \sin(2\pi \cdot 3.3t) + 2 \sin(2\pi \cdot 7t) + \sin(2\pi \cdot 12t)$ ($^\circ/\text{s}$), 使用的低通滤波器参数同上, 结果如图 10 所示。四种控制方法的闭环均方根误差分别为 0.34、0.19、0.18、0.13, 证明了双

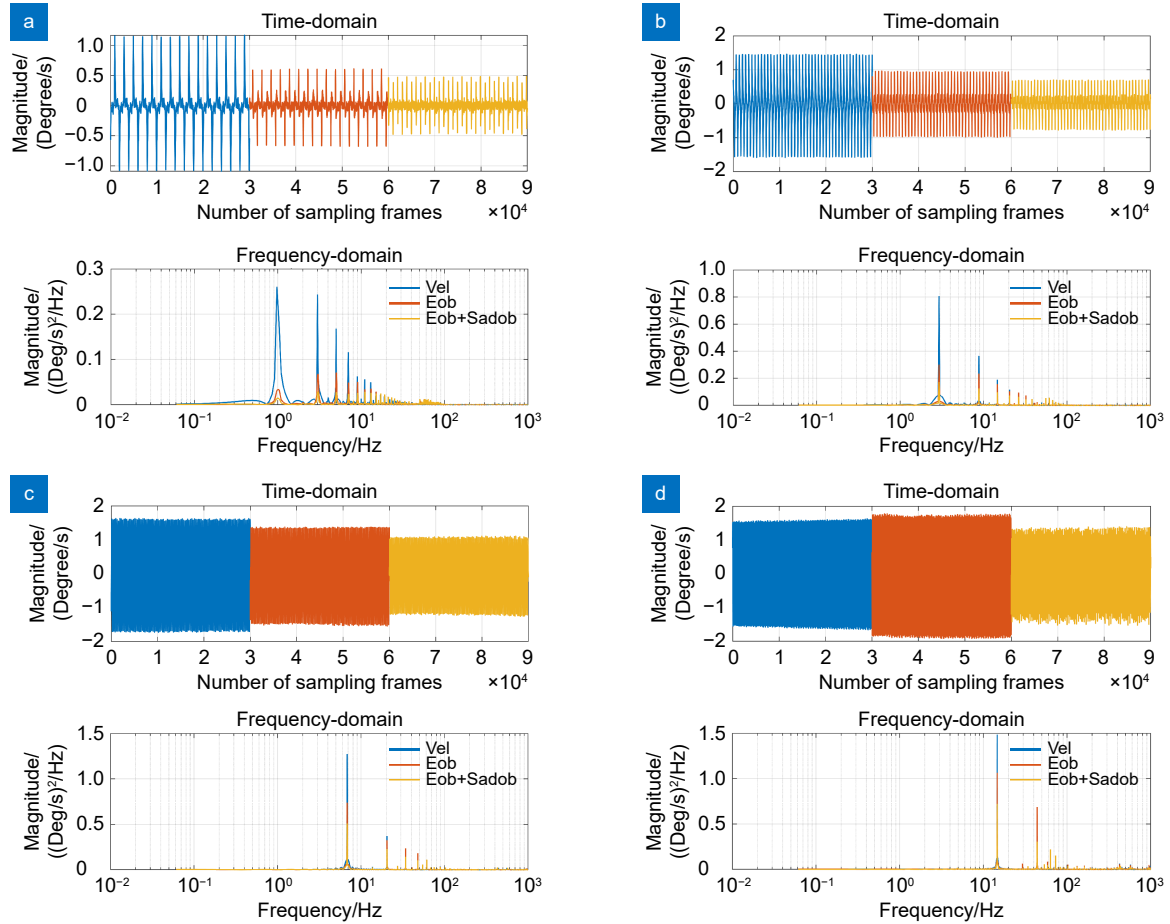


图 9 单频扰动下不同方法的角速度误差。(a) 1 Hz; (b) 3 Hz; (c) 7 Hz; (d) 15 Hz

Fig. 9 Angular velocity error of different methods under single-frequency disturbance. (a) 1 Hz; (b) 3 Hz; (c) 7 Hz; (d) 15 Hz

表 1 不同单频扰动的闭环误差峰值 (单位: (°)/s)

Table 1 Closed-loop error peak for different single-frequency disturbance (Unit: (°)/s)

Disturbance frequency/Hz	Vel	Eob	Eob+Sadob
1	1.17	0.67	0.48
3	1.58	0.98	0.77
7	1.73	1.54	1.26
15	1.66	1.92	1.52

观测器抑制宽频扰动的有效性。观察频谱得知, Eob 显著降低了低频能量, 但其抑制带宽有限。而 Sadob 明显衰减了中高频能量, 所以双观测器结合了 Eob 与 Sadob 的优势, 衰减了较宽范围的能量, 使时域误差更小。注意这里双观测器的饱和阈值设置低于 Sadob, 突出了 Eob 对 Sadob 的影响, 符合理论分析。

5.2.3 横向对比

为验证 Sadob 对 Eob 的影响作用, 在 1 Hz 扰动下进行双观测器的横向对比实验。改变饱和阈值设置,

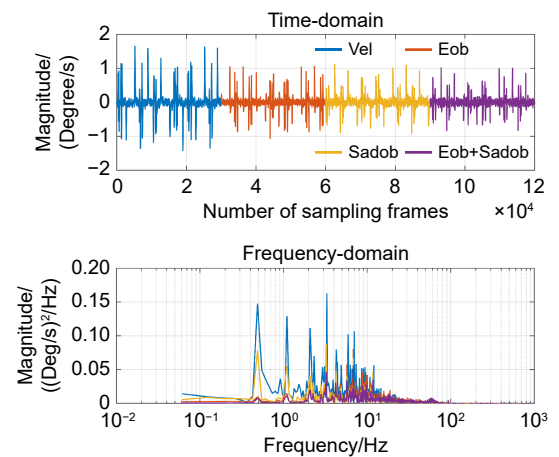


图 10 混频扰动下不同方法的角速度误差

Fig. 10 Angular velocity error of different methods under mixed-frequency disturbance

满足 $\beta_1 < \beta_2 < \beta_3$ 的关系, 但 β 的设置不会超过单一 Sadob 的 β 。实验过程中为保证平台稳定性, 对应的 Eob 低通滤波器带宽为 10 Hz、5 Hz 和 2 Hz, 结果如图 11 所示。实验与理论一致, 即 Q_1 与 β 呈反比关系。

对应的均方根误差分别为 0.10、0.11、0.14, 随着 β 的增大而增大, Q_1 带宽减小削弱了低频扰动抑制性能, 因此对于各观测器的带宽参数需根据不同应用场景的扰动特性选择。

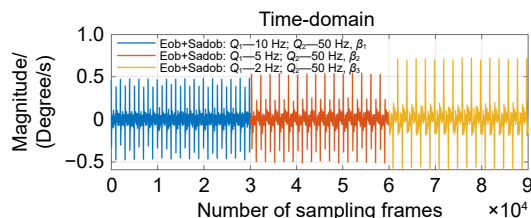


图 11 不同参数的双观测器角速度误差

Fig. 11 Angular velocity error of dual observer with different parameters

6 结 论

本文提出一种双观测器方案, 解决 ISP 主动扰动抑制能力不足的问题。围绕着单速度环, 先后搭建了误差观测器和加速度扰动观测器。由于它们的能力均受到系统稳定性限制, 所以引入饱和和限制模块置于加速度观测器输出处构成饱和观测器。仔细分析饱和观测器的特性, 发现其与误差观测器理论上可实现互补。双观测器结合了误差观测器与饱和观测器的优点, 理论上实现 ISP 宽频扰动抑制。同时也分析了两个观测器间的内部作用并阐述了权衡问题。实验表明, 双观测器弥补了误差观测器能力有限的问题, 增加了 ISP 扰动抑制能力, 实现宽频扰动抑制。实验也证明了两个观测器的相辅相成、相互制约的关系, 并为不同类型载体的伺服控制提供参数化选择。

利益冲突: 所有作者声明无利益冲突

参考文献

- [1] Hilkert J M. Inertially stabilized platform technology concepts and principles[J]. *IEEE Control Syst Mag*, 2008, 28(1): 26–46.
- [2] Masten M K. Inertially stabilized platforms for optical imaging systems[J]. *IEEE Control Syst Mag*, 2008, 28(1): 47–64.
- [3] Wang Y, Bian Q H, Liao J, et al. Strapdown inertial stabilization technology based on SBG inertial navigation in inertial stabilization gimbal[J]. *Opto-Electron Eng*, 2023, 50(5): 220238.
王玉, 边启慧, 廖军, 等. 惯性稳定万向架中基于 SBG 惯导的捷联控制技术[J]. *光电工程*, 2023, 50(5): 220238.
- [4] Lin Z C, Liu K, Zhang W. Inertially stabilized platform for airborne remote sensing using magnetic bearings[J]. *IEEE/ASME Trans Mechatron*, 2016, 21(1): 288–301.
- [5] Xiang B, Wong W. Suspension characteristics of magnetically suspended frame in inertially stabilized platform[C]// *Proceedings of 2018 IEEE 18th International Power Electronics and Motion Control Conference*, 2018: 776–783.
<https://doi.org/10.1109/EPEPEMC.2018.8521921>.
- [6] Wang Y, Bian Q H, Tang T, et al. Gyro feedforward control of an IMU-based inertial stabilization gimbal[C]// *Proceedings of 2023-49th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2023: 1–8.
<https://doi.org/10.1109/IECON51785.2023.10312075>.
- [7] Wang C, Peng J D, Pan J F. A novel friction compensation method based on stribek model with fuzzy filter for PMSM servo systems[J]. *IEEE Trans Ind Electron*, 2023, 70(12): 12124–12133.
- [8] Jamaludin Z, van Brussel H, Swevers J. Friction compensation of an XY feed table using friction-model-based feedforward and an inverse-model-based disturbance observer[J]. *IEEE Trans Ind Electron*, 2009, 56(10): 3848–3853.
- [9] Zhou X Y, Zhao B L. Extended state observer/PID compound control for inertially stabilized platform[J]. *J Chin Inertial Technol*, 2017, 25(1): 6–10.
周向阳, 赵蓓蕾. 惯性稳定平台扩张状态观测器/PD 复合控制[J]. *中国惯性技术学报*, 2017, 25(1): 6–10.
- [10] Zhou X Y, Shi Y J. Single neuron/PID adaptive compound control and parameter optimization for the inertially stabilized platform[J]. *Chin J Sci Instrum*, 2019, 40(11): 189–196.
周向阳, 时延君. 惯性稳定平台单神经元/PID 自适应复合控制与参数优化[J]. *仪器仪表学报*, 2019, 40(11): 189–196.
- [11] Zhou X Y, Shu T T, Lyu Z H, et al. Sliding mode control of inertially stabilized platform based on fuzzy switching gain adjustment[J]. *Chin J Sci Instrum*, 2021, 42(12): 263–271.
周向阳, 舒通通, 吕子豪, 等. 基于模糊切换增益调节的惯性稳定平台滑模控制[J]. *仪器仪表学报*, 2021, 42(12): 263–271.
- [12] Ruan Y, Xu T R, Liu Y, et al. Error-based observation control of an image-based control loop for disturbance suppression in segmented lightweight large-scaled diffractive telescope (SLLDT)[J]. *Opt Lasers Eng*, 2022, 156: 107105.
- [13] Wu Z H, Zhou H C, Deng F Q, et al. Disturbance observer-based boundary control for an antistable stochastic heat equation with unknown disturbance[J]. *IEEE Trans Automat Contr*, 2023, 68(6): 3604–3611.
- [14] Fang S H, He Y T, Wan P, et al. Low-speed control of arc motor using Kalman observer via acceleration-based disturbance observer[J]. *IEEE Trans Power Electron*, 2024, 39(1): 1254–1268.
- [15] Yun J N, Su J B. Design of a disturbance observer for a two-link manipulator with flexible joints[J]. *IEEE Trans Control Syst Technol*, 2014, 22(2): 809–815.
- [16] Deng J Q, Zhou X, Mao Y. On vibration rejection of nonminimum-phase long-distance laser pointing system with compensatory disturbance observer[J]. *Mechatronics*, 2021, 74: 102490.
- [17] Muramatsu H, Katsura S. An adaptive periodic-disturbance observer for periodic-disturbance suppression[J]. *IEEE Trans Ind Inf*, 2018, 14(10): 4446–4456.

- [18] Yu Z Y, Tang T. Limited amplitude-disturbance observer control for backlash-containing electromechanical system[J]. *IEEE Trans Ind Electron*, 2024, **71**(6): 5960–5971.
 - [19] Back J, Shim H. Adding robustness to nominal output-feedback controllers for uncertain nonlinear systems: a nonlinear version of disturbance observer[J]. *Automatica*, 2008, **44**(10): 2528–2537.
 - [20] Alizadeh M, Moghaddam M M, HosseinNia S H. A novel zero delay low pass filter: application to precision positioning systems[J]. *ISA Trans*, 2021, **111**: 231–248.
 - [21] Deng C. Research on prediction tracking control on moving bed[D]. Chengdu: Institute of Optics and Electronics, Chinese Academy of Sciences, 2018: 1–153.
- 邓超. 运动平台预测跟踪技术研究[D]. 成都: 中国科学院大学 (中国科学院光电技术研究所), 2018: 1–153.

作者简介



边启慧 (1998-), 女, 博士研究生, 研究方向为惯性稳定与跟踪技术。

E-mail: bianqihui20@mailsucas.ac.cn



【通信作者】唐涛 (1980-), 男, 博士, 研究员, 主要研究工作是光电跟踪控制。

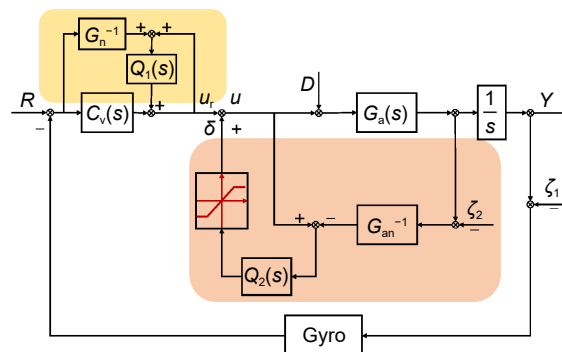
E-mail: taotang@ioe.ac.cn



扫描二维码, 获取PDF全文

Wide-band disturbance rejection technique of dual observer for an inertially stabilized platform

Bian Qihui^{1,2,3,4}, Miao Qingqing^{1,2,3,4}, Tang Tao^{1,2,3,4*}, Ma Haotong^{1,2,3,4}



Dual observer block diagram

Overview: Inertially stabilized platforms (ISPs) are the servo systems used to isolate disturbances and point to targets, which are currently widely utilized in fields such as aerial remote sensing, optoelectronic tracking, and target recognition. However, ISPs are inevitably affected by disturbances caused by the movement/rotation/vibration of motion carriers, so disturbance suppression has become an urgent problem for ISPs to solve. At present, the mainstream method of ISP disturbance suppression is feedback control combined with other control algorithms, such as feedforward control, sliding mode control (SMC), active disturbance rejection control (ADRC), fuzzy control, etc. However, these methods have problems, such as the need for additional sensors, the introduction of chattering, and the need for many parameters. The error observer is designed by optimizing the sensitivity function based on error observation, which enables the system to have strong low-frequency disturbance rejection capability. Nevertheless, the stability condition limits the error observer bandwidth, so the frequency range of disturbance rejection is not high. As an active disturbance rejection method, disturbance observer (DOB) is widely adopted. Due to the limited bandwidth of traditional DOB, current researches on DOB are mostly focused on improving the structure and thus enhancing the transfer function characteristic. So, a saturation module is introduced into the acceleration disturbance observer. According to the stability condition, the filter bandwidth is increased by adjusting the saturation limit threshold. This allows the observer to sacrifice some low-frequency suppression effects while increasing the suppression of medium- and high-frequency disturbances. Therefore, a dual observer is proposed without compromising stability, which combines the error observer and the saturated acceleration disturbance observer within a single loop to achieve wide-band disturbance suppression. The interaction between the two observers is also analyzed. The existence of the error observer depresses the saturation threshold. If the saturation observer wants to increase the threshold, the error observer bandwidth needs to reduce. The two complement each other and restrict each other. In addition, the disturbance suppression capability of dual observers under different observer parameter selections is analyzed to provide more options for various application scenarios. The experimental results show that the dual observer combines the advantages of both and improves the system's closed-loop performance under both single-frequency and mixed-frequency disturbances. At the same time, the experimental results also confirm the restrictive relationship between the two observers.

Bian Q H, Miao Q Q, Tang T, et al. Wide-band disturbance rejection technique of dual observer for an inertially stabilized platform[J]. *Opto-Electron Eng*, 2025, 52(3): 240305; DOI: [10.12086/oee.2025.240305](https://doi.org/10.12086/oee.2025.240305)

Foundation item: National Natural Science Foundation of China (62375267)

¹National Key Laboratory of Optical Field Manipulation Science and Technology, Chinese Academy of Sciences, Chengdu, Sichuan 610209, China; ²Key Laboratory of Optical Engineering, Chinese Academy of Sciences, Chengdu, Sichuan 610209, China; ³Institute of Optics and Electronics, Chinese Academy of Sciences, Chengdu, Sichuan 610209, China; ⁴University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049, China

* E-mail: taotang@ioe.ac.cn