

DOI: 10.19650/j.cnki.cjsi.J2311755

惯性参考单元的变增益 PI 位置控制技术*

刘雅琪¹, 拓卫晓^{1,2}, 李醒飞^{1,2}, 王天宇¹, 何梦洁¹

(1. 天津大学精密测试技术及仪器国家重点实验室 天津 300072; 2. 深海技术科学太湖实验室 无锡 214000)

摘要: 基于惯性参考单元的视轴稳定方式是克服运动载体光电跟踪系统外部扰动, 实现微弧度甚至亚微弧度级跟踪的主要技术手段。惯性参考单元的初始校准需要构建以电涡流位移传感器作为角位置反馈元件的闭环控制回路, 角位置控制精度是影响光电跟踪系统指向精度的主要因素。为了解决惯性参考单元系统位置控制面临的基座扰动、传感器噪声等问题, 提出基于频段估计的变增益 PI 控制方法。设计改进扰动观测器, 降低中低频传感噪声对控制精度的影响, 设计频段估计器实现外部扰动频段的细分, 据此动态调节控制器增益。仿真和实验结果表明, 基于 VGPI-IDOB 控制算法能够有效提高系统的位置控制精度, 无输入条件下, 系统的静态输出均方根较 PI 控制降低了 67.3%; 15 Hz, 1 mrad 正弦输入, 20 Hz, 0.097 mrad 扰动作用下, VGPI-IDOB 的位置控制精度相较 PI 控制提升了 72%。

关键词: 惯性参考单元; 变增益 PI 控制; 频段估计; 指向精度

中图分类号: TH741 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 51080

Variable gain PI position control technique of inertial reference unit

Liu Yaqi¹, Tuo Weixiao^{1,2}, Li Xingfei^{1,2}, Wang Tianyu¹, He Mengjie¹

(1. State Key Laboratory of Precision Measurement Technology and Instruments, Tianjin University, Tianjin 300072, China;

2. Taihu Laboratory of Deepsea Technological Science, Wuxi 214000, China)

Abstract: The inertial reference unit based visual axis stabilization is a main technique used to overcome external disturbance of the moving carrier photoelectric tracking system and realize micro-radian or even sub-micro-radian level tracking. The initial calibration of inertial reference unit requires the construction of a closed-loop control loop with the eddy current displacement sensor as the angular position feedback element. The angular position control accuracy is the main factor that affects the pointing accuracy of the photoelectric tracking system. To solve the problems such as base disturbance and sensor noise faced by inertial reference unit system position control, the varying gain PI control method based on frequency band estimation is proposed. The improved disturbance observer is designed to reduce the influence of middle and low frequency sensing noise on the control accuracy, and the frequency band estimator is designed to realize the subdivision of external disturbance frequency band and dynamically adjust the controller gain accordingly. Simulation and experimental results show that the VGPI-IDOB control algorithm can effectively improve the position control accuracy of the system. Under the condition of no input, the static output root mean square of the system is reduced by 67.3% compared with that of the PI controller. Under the influence of 15 Hz, 1 mrad sinusoidal input, 20 Hz, 0.097 mrad disturbance, the position control accuracy of VGPI-IDOB is improved by 72% compared with the PI structure.

Keywords: IRU; VGPI; frequency band estimation; pointing accuracy

收稿日期: 2023-08-02 Received Date: 2023-08-02

* 基金项目: 国家自然科学基金青年基金(62203322)、中国博士后科学基金面上项目(2022M712372)、深海技术科学太湖实验室“揭榜挂帅”项目(2022JBG503001)资助

0 引言

空间技术的发展对激光通信、激光武器等系统有效载荷的指向精度提出了更高的要求。为了能够实现信息的准确传输和目标的精准打击,光电跟瞄系统应运而生^[1-2]。近年来,随着跟瞄目标的变化和应用任务的拓展,需要将光电跟瞄系统安装于运动平台。然而,运动平台面临的基座角扰动会导致系统视轴晃动甚至抖动。运动平台光电跟瞄系统需要解决的关键问题之一是抑制基座角扰动对系统视轴的影响^[3-4]。

惯性参考单元(inertial reference unit, IRU)能够实现仪器视轴与目标视轴间相对位置的精准控制^[5],是目前国际上最常用的视轴稳定方式。根据惯性传感器的安装位置,可将 IRU 分为平台式和捷联式。Draper 实验室通过实验证明,采用相同的惯性传感器时,平台式 IRU 比捷联式 IRU 的稳定精度高一个数量级^[6]。平台式 IRU 有两个工作模式:1)利用平台与基座间安装的线位移传感器构成角位置控制回路,实现系统的初始校准;2)利用平台上安装的惯性角速度传感器构成稳定控制回路,实现视轴的稳定跟踪。初始校准阶段,IRU 系统可能面临负载惯量分布不平衡、对象不确定性、基座扰动等问题,严重影响系统的对准精度。

在惯性参考单元的位置控制方面,李醒飞等^[7]提出了不完全微分 PID-噪声观测器(noise observer, NOB)的复合型控制结构,结合双 T 型陷波器实现对 IRU 系统传感器噪声、驱动器噪声、机械谐振的抑制,将系统闭环带宽拓展至 110 Hz。王凡等^[8]提出了基于 NOB 的自抗扰控制(active disturbance control, ADRC)结构,解决了高增益控制回路对噪声极为敏感的缺陷,将系统均方根误差降低至单独 ADRC 结构的 20.47%。Zhou 等^[9]提出了基于改进粒子群优化的非对称陷波器,精确补偿了系统存在的机械谐振,最终系统的闭环带宽达到 159.31 Hz。上述研究主要围绕机械谐振和噪声抑制展开,忽略了基座扰动对系统位置校准的影响。

为了实现在内外部扰动影响下的精准位置控制,学者们也进行了诸多研究。为了降低各种内外干扰对大型光电设备成像精度的影响,杨晓霞等^[10]采用 ADRC 实现内外扰动的实时补偿,使得系统在低速时减小超调量,在较高速且调节时间相当的前提下,系统稳态误差的均方根(root mean square, RMS)由 0.113°/s 下降至 0.0617°/s,降为原来的 55%。王福超等^[11]提出了一种完全跟踪控制方法,利用零相差前馈控制器和扰动观测器复合控制结构,补偿了外部扰动、模型不确定性及机械非线性等因素对音圈电机位置控制精度的影响,将系统控制带宽拓展到了 150 Hz。Deng 等^[12]提出了一种基于加速度计的

低频抑制扰动观测方法,在不改变闭环系统稳定裕度的情况下,提升了系统的低频扰动抑制能力,在混频扰动的情况下,该方法稳定输出的 RMS 为传统三闭环结构的 24.3%;经测试,在位置环中应用该观测器,可以提高系统对低频噪声的抑制能力,但其对系统的跟踪能力没有改善的效果。以上研究大多围绕抑制位置控制系统扰动开展,均未量化分析在外部基座扰动存在的情况下,系统对指令输入的跟踪情况。

变增益控制器能够实现控制器增益的动态调节,是实现外部基座扰动抑制的同时,提升系统跟踪能力有效手段。相较模糊控制^[13]、滑模算法^[14-15]、神经网络^[16-17]等变增益控制算法,变增益 PI 控制的结构更为简单,在伺服控制系统中应用广泛。为了补偿永磁同步电机伺服系统的摩擦扰动,减短系统位置调整时间,李叶松等^[18]设计了变积分增益 PID 位置控制算法,在保持较好稳态性能的同时减少位置调整时间。关欣等^[19]提出基于负载转矩反馈补偿的永磁同步电机变增益 PI 控制方案,对负载转矩扰动进行实时观测和补偿,提高了永磁同步电机伺服系统对负载转矩扰动的抑制能力。但上述研究均未分析实时观测和补偿外部扰动的变增益控制器对系统位置校准精度的影响。

为了实现基座扰动影响下惯性参考单元的高精度指向控制,本文设计基于改进扰动观测器(improved disturbance observer, IDOB)的变增益 PI(varying gain PI, VGPI)控制器,利用低通滤波器及对称带通滤波器构建频率观测器,实现外部扰动频段的划分;基于频段观测器,利用非对称带通滤波器实现 PI 控制器增益的动态调节,以期实现 IRU 系统位置控制精度的提升。

1 惯性参考单元

1.1 惯性参考单元工作原理

IRU 系统及其控制结构如图 1 所示。台面与基座之间装有电涡流位移传感器(eddy current displacement sensor, ECDS),测量二者之间的相对角位置,为系统的位置校准提供反馈信息;台面上的 MEMS 陀螺仪与磁流体动力学角速度传感器(magneto-hydrodynamic angular rate sensor, MHD-ARS)作为角速度测量元件,测量台面的角扰动,用于系统的惯性稳定跟踪。台面上方的音圈电机(voice coil motor, VCM)作为系统执行元件,配合柔性支承结构,实现系统绕两个工作轴的小角度转动。

当 IRU 系统工作在位置校准模式时,ECDS 测量台面与基座之间的相对角位移 θ ,该值与指令信号 r 作差后,作为输入传递至位置控制器,控制电机驱动器输出电流信号 I ,驱动 VCM 产生反作用力矩调整台面的相对位置,使输出光束偏转至指定角度,即 $\theta \approx r$ 。完成初始校

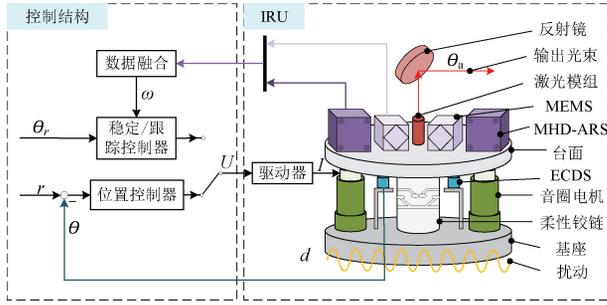


图 1 IRU 系统及其控制结构

Fig. 1 IRU system and its control structure

准后,系统进入惯性稳定跟踪模式,此时台面上的 MEMS 陀螺仪和 MHD-ARS 经数据融合后,输出 DC-kHz 的全频带角速度测量信息 ω ,并通过稳定/跟踪控制器抑制基座扰动 d 对平台转角 θ_a 的影响。

1.2 理论建模

IRU 系统的柔性支承被设计为具有互相解耦且结构对称的两个工作自由度。因此 IRU 可以简化为两个完全相同的单轴模型,本节以单轴为例进行分析。IRU 系统的单轴等效模型如图 2 所示。

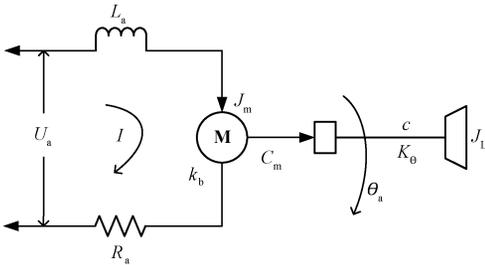


图 2 IRU 系统等效模型

Fig. 2 Equivalent model of the IRU system

根据图 2 所示等效模型,可建立基座扰动作用下的系统电压平衡方程:

$$U_a = R_a I + L_a \frac{dI}{dt} + k_b L \frac{d(\theta_a - d)}{dt} \quad (1)$$

式中: U_a 表示输入电压(V), R_a 表示音圈电机电阻(Ω), L_a 表示音圈电机电感(H), k_b 表示音圈电机反电动势系数($V/m \cdot s^{-1}$), L 表示音圈电机安装半径(m)。

IRU 系统执行机构提供的电磁力矩需要克服系统惯性力矩、阻尼力矩和柔性支承弹性力矩,系统力矩平衡方程为:

$$2C_m IL = J \frac{d^2 \theta_a}{dt^2} + 2cL^2 \frac{d(\theta_a - d)}{dt} + K_\theta (\theta_a - d) \quad (2)$$

式中: C_m 表示音圈电机力系数(N/A), J 表示系统转动惯量($kg \cdot m^2$), c 表示阻尼系数($N \cdot s/m$), K_θ 表示柔性支承结构转动刚度($N \cdot m/rad$)。

分别对式(1)与(2)进行拉普拉斯变换,可得:

$$U_a(s) = R_a I(s) + sL_a I(s) + sk_b L(\theta_a(s) - d(s)) \quad (3)$$

$$2C_m L \cdot I(s) = Js^2 \theta_a(s) + 2cL^2 s(\theta_a(s) - d(s)) + K_\theta (\theta_a(s) - d(s)) \quad (4)$$

将式(3)与(4)进行联立,可以得到台面转动角度 θ_a 与输入电压 U_a 和基座扰动 d 之间的关系式:

$$\theta_a(s) = \frac{2C_m L U_a(s)}{(L_a s + R_a)(Js^2 + 2cL^2 s + K_\theta) + C_m k_b L^2 s} + \frac{((L_a s + R_a)(2cL^2 s + K_\theta) + C_m k_b L^2 s)d(s)}{(L_a s + R_a)(Js^2 + 2cL^2 s + K_\theta) + C_m k_b L^2 s} \quad (5)$$

根据多项式理论,系统的被控对象特性(输出角度 θ_a 到输入电压 U_a)可以分解为一个惯性环节和一个二阶振荡环节的串联,即有:

$$G_a(s) = \frac{\theta_a(s)}{U_a(s)} =$$

$$\frac{2C_m L}{(L_a s + R_a)(Js^2 + 2cL^2 s + K_\theta) + C_m k_b L^2 s} = \frac{1}{a_0 s + 1} \times \frac{b_0}{s^2 + a_1 s + a_2} \quad (6)$$

式中:惯性环节对应的极点离虚轴较远,对系统的影响可以忽略,故系统被控对象可以进一步化简为一个二阶系统,如式(7)所示。

$$G_a(s) \approx \frac{b_0}{s^2 + a_1 s + a_2} \quad (7)$$

1.3 模型辨识

由于存在加工及装配误差,仅通过理论推导难以获取系统的真实模型。本小节利用 Levy 法对系统的开环模型进行辨识^[20]。通过上位机生成幅值为 500 mV,频率范围为 0.1~600 Hz、相位随机的多谐差相信号,输入到音圈电机的驱动器,同步采集激光干涉仪的模拟输出电压,并解算得到对应的偏转角度。辨识得到的系统被控对象传递特性为:

$$G_a(s) = \frac{3.49208 \times 10^9}{s^3 + 12779.2s^2 + 149271s + 6.4671 \times 10^8} \quad (8)$$

可见,IRU 系统柔性支承工作方向上的低刚度会引入一个 36 Hz 附近的机械谐振。在进行主动控制器设计之前,利用如式(9)所示的双 T 型陷波器对机械谐振进行抑制。

$$NF(s) = \frac{s^2 + 7.818s + 5.061 \times 10^4}{s^2 + 551.2s + 5.061 \times 10^4} \quad (9)$$

加入陷波器后,系统的被控对象为:

$$G(s) = \frac{1.591 \times 10^{10}}{s^3 + 5.99 \times 10^4 s^2 + 3.25 \times 10^7 s + 2.95 \times 10^9} =$$

$$\frac{1.591 \times 10^{10}}{(s + 5.935 \times 10^4)(s + 431)(s + 115.5)} \approx \frac{2.6804 \times 10^5}{(s + 431)(s + 115.5)} \quad (10)$$

式(8)~(10)所示传递函数的伯德图如图3所示。可以看出,陷波器能够有效抑制低频机械谐振。后文控制结构的设计均以式(10)作为系统的被控对象。

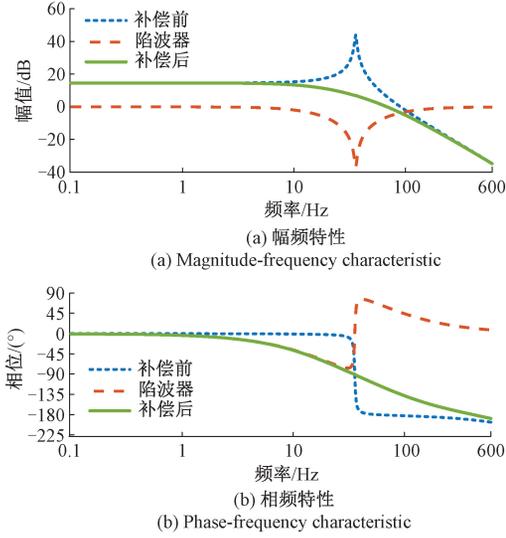


图3 被控对象频域特性

Fig. 3 Frequency domain characteristics of the controlled object

2 基于频段估计的变增益PI控制器设计

传统的IRU位置控制框图如图4所示,其中 C 为控制器, G 为系统被控对象。

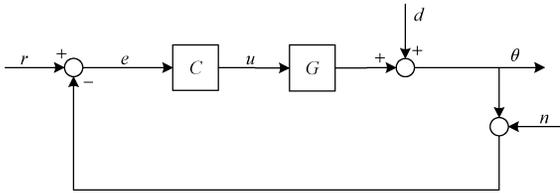


图4 PI控制框图

Fig. 4 Diagram of PI control

由输入指令 r 、基座扰动 d 以及传感器噪声 n 到台面相对输出转角 θ 的传递函数如式(11)~(13)所示。

$$T_{r\theta} = \frac{CG}{1 + CG} \quad (11)$$

$$T_{d\theta} = \frac{1}{1 + CG} \quad (12)$$

$$T_{n\theta} = -\frac{CG}{1 + CG} \quad (13)$$

台面相对输出转角由输入指令、基座扰动以及传感器噪声共同决定,即有:

$$\theta = \frac{CG}{1 + CG}r + \frac{1}{1 + CG}d + \frac{-CG}{1 + CG}n \quad (14)$$

且有:

$$T_{d\theta} + |T_{n\theta}| = 1 \quad (15)$$

可以看出,系统对某频率点基座扰动的抑制效果越好($T_{d\theta}$ 越小),对该频点传感器噪声的抑制效果越差($|T_{n\theta}|$ 越大)。为了实现系统对输入指令的随动,需要使 $T_{r\theta} \rightarrow 1, T_{d\theta} \rightarrow 0, T_{n\theta} \rightarrow 0$ 。

2.1 IDOB设计

课题组自研的IRU采用的ECDS为eddyNCDT 3060,其时域输出如图5(a)所示,计算得到其噪声功率谱密度曲线如图5(b)所示。可以看出,ECDS的输出噪声主要集中在100 Hz以下的中低频,在0.1~600 Hz频段内等效噪声为1.15 $\mu\text{rad RMS}$ 。

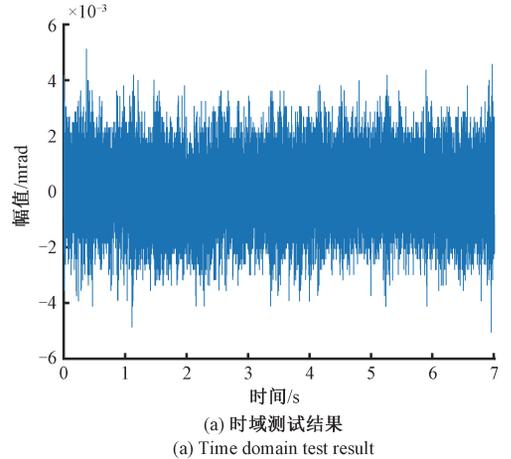


图5 ECDS输出噪声

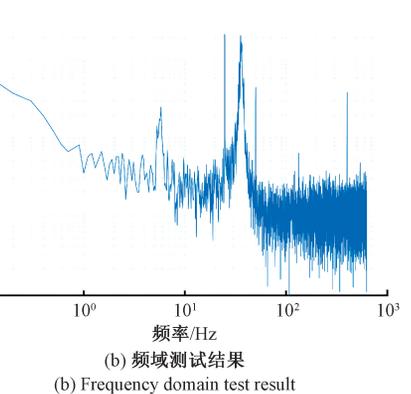


图5 ECDS输出噪声

Fig. 5 Output noise of ECDS

为了抑制ECDS噪声对IRU系统位置控制精度的影响,本文提出如图6所示的PI-IDOB结构。其中, G_n 为系统被控对象的名义模型, Q_{LPF} 为低通滤波器。

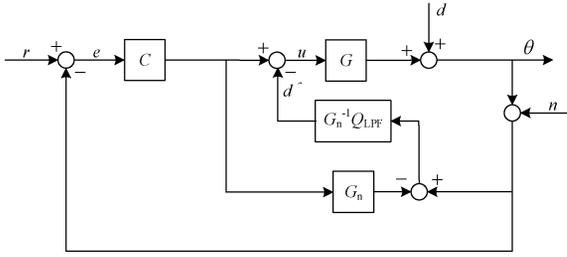


图 6 PI-IDOB 控制框图

Fig. 6 Diagram of PI-IDOB control block

低通滤波器被设计为:

$$Q_{LPF}(s) = \frac{\omega_o^2}{(s + \omega_o)^2} \quad (16)$$

式中: ω_o 为观测器带宽。

当 $G_n \approx G$ 时, 图 6 所示控制结构的传递函数为:

$$\theta = \frac{CG}{1 + CG}r + \frac{1}{(1 + Q_{LPF})(1 + CG)}d + \frac{-(Q_{LPF} + CG)}{(1 + Q_{LPF})(1 + CG)}n \quad (17)$$

加入 IDOB 后, 系统对基座扰动和传感噪声的抑制能力由控制器和观测器共同决定。随着 $T'_{d\theta}$ 和 $|T'_{n\theta}|$ 的减小, 系统对基座扰动和低频噪声的抑制能力均有所增强。且 IDOB 的加入, 不影响输入指令到台面相对输出的传递特性, 因此, 可以通过提高控制器 C 的增益, 进一步提高系统的对准精度。

2.2 VGPI 控制器设计

控制器增益的提升有助于提升系统的跟踪能力和扰动抑制效果, 但也会使系统对噪声更为敏感。针对这一问题, 本文提出基于频段估计的 VGPI 控制器, 原理框图如图 7 所示。利用频段估计器实现基座扰动频段的实时估计, 并通过扰动频段估计器的输出实时调节 Q 的取值, 实现 PI 控制器增益的动态调节。

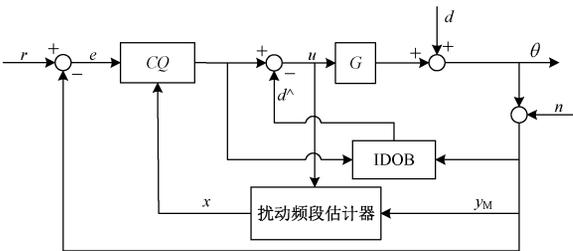


图 7 VGPI-IDOB 控制框图

Fig. 7 Diagram of VGPI-IDOB control

VGPI-IDOB 控制器的核心在于扰动频段估计器的设计, 其原理示意图如图 8 所示。音圈电机驱动器的输入信号经 G_n 后与 ECDS 的输出信号求差, 经过低通滤波器 (LPF), 再通过 3 个中心频率不同的带通滤波器 (BPF1, BPF2, BPF3), 并通过滑动窗口求 RMS 值, 去除偏置后实

现扰动频段的提取。扰动频段估计器与控制结构属于解耦关系, 互不干扰, 因此对系统稳定性无影响。

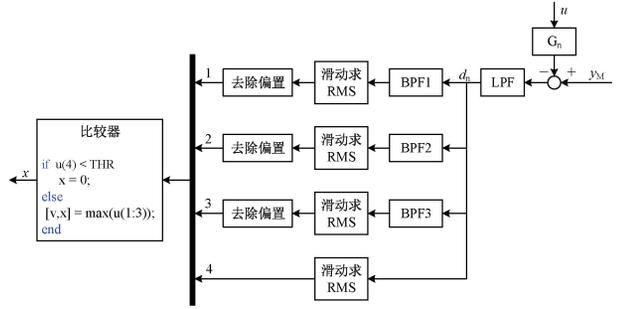


图 8 扰动频段估计器

Fig. 8 Disturbance band estimator

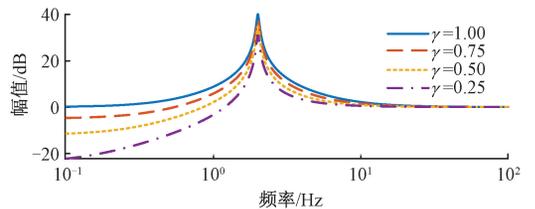
由图 3 可以看出, IRU 系统存在带宽内的不对称机械谐振。为了提升谐振附近系统的扰动抑制能力, 需要将控制器增益设置为非对称结构。为了提高控制器在扰动处增益, 需要将 PI 控制器串联一个带通滤波器。本文采用的非对称带通滤波器 Q 如下:

$$Q(s) = \frac{s^2 + 2n_1(\gamma\omega_n)s + (\gamma\omega_n)^2}{s^2 + 2n_2\omega_n s + \omega_n^2} \quad (18)$$

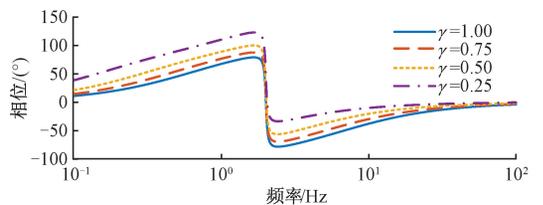
$$n_1 = \frac{\sqrt{4B_\omega^2/\omega_n^2 + 4} + 1}{-4d_p^2 + 2}, n_2 = d_p n_1 \quad (19)$$

式中: γ 为不对称因子, $0 < \gamma \leq 1$, $\gamma = 1$ 时, Q 相当于对称结构; n_1, n_2 是与 Q 深度和宽度有关的参数; ω_n 为 Q 的中心频率; B_ω 为 Q 的宽度; $1/d_p$ 为 Q 中心频率处的增益, 当 $1/d_p = 1$ 时, Q 的增益恒为 1。

滤波器 Q 的频响曲线随不对称因子和中心频率增益的变化如图 9 和 10 所示。可以看出, 随着不对称因子的减小, 低频的幅值增益减小, 且滤波器的边沿下降速度加快, 随着中心频率增益的增大, 中心频率附近的幅值增益增大。



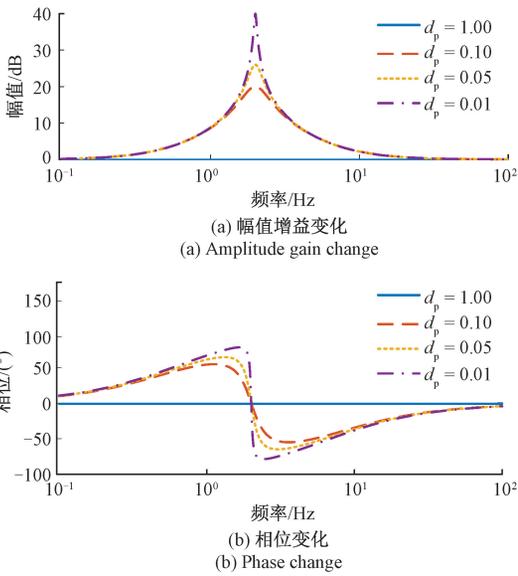
(a) 幅值增益变化
(a) Amplitude gain change



(b) 相位变化
(b) Phase change

图 9 不对称因子对 Q 的影响

Fig. 9 The influence of asymmetry factor on Q

图 10 中心频率增益对 Q 的影响Fig. 10 The influence of center frequency gain on Q

无扰动或扰动信号非常小时 (即 $Value_{RMS} \leq$ 设定阈值 THR), 选择传统 PI 控制器实现 IRU 系统的控制。假设扰动 d_n 的频率为 f , 且 f 频率处 3 个带通滤波器的增益分别为 A_1, A_2, A_3 , 可以根据 $\max(A_1, A_2, A_3)$ 的值来选择合适的滤波器 Q 实现 PI 控制器增益的调节。例如 d_n 的频率为 10 Hz, 3 个带通滤波器的中心频率分别为 0.5, 30 和 50 Hz, 如图 11 所示, 扰动经过带通滤波器时, 带通滤波器 1 对 10 Hz 扰动的放大作用最大, 因此经过比较器输出 $x = 1$, 根据该信号选择合适的 Q 增益, 实现控制器增益的动态调节。

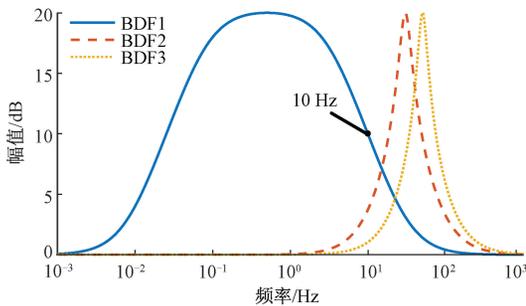


图 11 带通滤波器增益

Fig. 11 Band-pass filter gain

3 仿真分析

3.1 Simulink 仿真框图

基于 Simulink 软件搭建了图 12 所示的控制系统仿真模型。设置采样速率为 1 250 S/s, 滑动窗口宽度设置为 2 500。

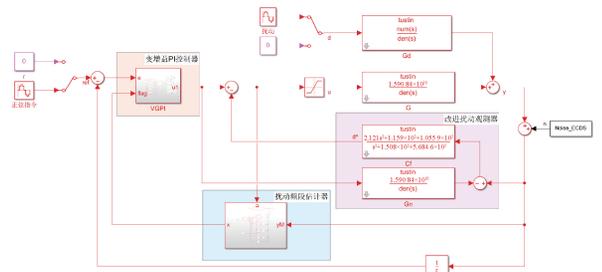


图 12 仿真框图

Fig. 12 Simulation block diagram

仿真中, 设计 PI 控制器的带宽为 100 Hz, PI 控制器参数为:

$$C(s) = 0.826 + \frac{73.48}{s} \quad (20)$$

由于 IRU 系统的外部扰动主要分布在中低频 (< 100 Hz), 因此将观测器带宽设计为 120 Hz, 对应低通滤波器的传递函数为:

$$Q_{LPF}(s) = \frac{5.6846 \times 10^5}{s^2 + 1.508 \times 10^3 s + 5.6846 \times 10^5} \quad (21)$$

为了保证低通滤波器 (low pass filter, LPF) 实现扰动信息的完全获取, LPF 的带宽应高于外部扰动的带宽, 因此将 LPF 的带宽设计为 150 Hz, 使其在拾取扰动信息的同时滤除高频干扰。

选择带通滤波器的中心频率分别为 0.5、20、35 Hz, 以放大系统所针对的 100 Hz 以下的所有扰动, 且 35 Hz 的滤波器可以着重针对系统存在的 36 Hz 附近的机械谐振对扰动放大严重的问题。

扰动频段估计器中各模块的传递函数为:

$$LPF(s) = \frac{8.883 \times 10^5}{s^2 + 1333s + 8.883 \times 10^5} \quad (22)$$

$$BDF1(s) = \frac{s^2 + 195.7s + 9.87}{s^2 + 19.57s + 9.87} \quad (23)$$

$$BDF2(s) = \frac{s^2 + 448.8s + 1.579 \times 10^4}{s^2 + 44.88s + 1.579 \times 10^4} \quad (24)$$

$$BDF3(s) = \frac{s^2 + 712.7s + 4.836 \times 10^4}{s^2 + 71.27s + 4.836 \times 10^4} \quad (25)$$

3 个带通滤波器的传递特性如图 13 所示。可以看出, 当扰动频率小于 11 Hz 时, 带通滤波器 1 的增益最大, 此时, 图 8 中信号 d_n 经 3 个带通滤波器后, 带通滤波器 1 输出的 RMS 最大。同理, 当扰动频率在 11~26.7 Hz 之间和大于 26.7 Hz 的频段, 分别对应带通滤波器 2 和带通滤波器 3。系统利用滑动窗口法对 3 个带通滤波器输出值求取 RMS 值, 并进行比较, 根据最大值对应的带通滤波器, 来设计不同的非对称增益调节滤波器 Q , 实现 PI 控制器增益的动态调节。

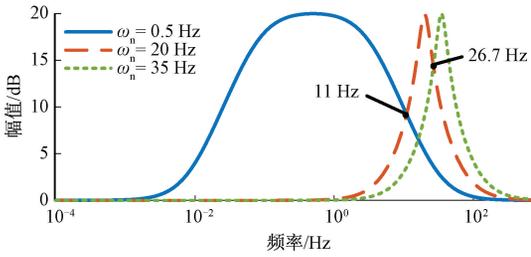


图 13 扰动频段估计器幅频特性

Fig. 13 Magnitude-frequency characteristics of the disturbance band estimator

控制器增益越大, 对扰动的抑制效果也就越好, 但增益过大容易造成控制电压饱和、系统失稳等问题。综合考虑 PI 控制器增益与扰动、限幅电压的关系, 最终设计的非对称带通滤波器的参数如表 1 所示。三组变增益 PI 控制器与传统 PI 控制器的幅频特性对比如图 14 所示。可见, 在 0.01~100 Hz 的频段范围内, 变增益 PI 控制器的增益均大于传统 PI 控制器。

表 1 非对称带通滤波器参数设计

Table 1 Parameter design of asymmetric bandpass filter

Q 滤波器	参数			
	宽度 B_{ω}/Hz	增益 $1/d_p$	不对称 因子 γ	中心频率 ω_n/Hz
1	5	1/10	1.0	0.5
2		3/100		14
3	15	37/100		30

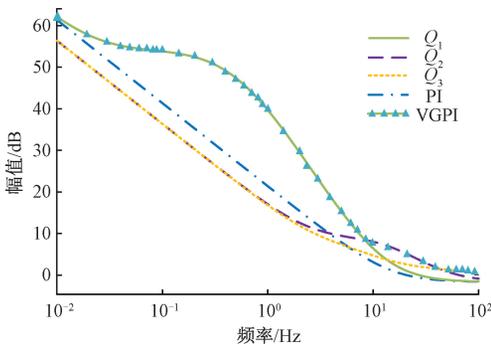


图 14 控制器幅频曲线

Fig. 14 Controller amplitude-frequency curves

3.2 正弦跟踪能力仿真

零输入条件下, 对比传统 PI、PI-IDOB 及 VGPI-IDOB 3 种控制结构的位置控制性能。分别对无扰动和施加幅值 0.2 mrad 扰动的情况进行闭环控制仿真, 利用 ECDS 输出值的 RMS 评价系统的稳定精度, 如表 2 所示。由于

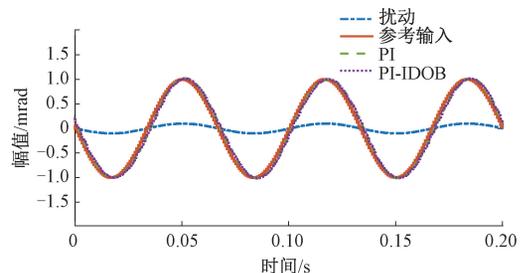
加入了最小阈值限制(图 8 中的 THR), 在系统无扰动时, VGPI-IDOB 结构与 PI-IDOB 结构控制效果基本一致。但相比 PI 控制结构, 稳定精度有明显提升, 这是由于 IDOB 的加入提高了系统对传感器噪声的抑制能力。加入 20 Hz, 0.2 mrad 系统扰动后, VGPI-IDOB 控制结构作用下的系统静态输出 RMS 较 PI-IDOB 下降了 44.5%, 较 PI 下降了 71.2%。30 Hz, 0.2 mrad 扰动条件下, VGPI-IDOB 的系统静态输出相较 PI-IDOB 结构下降了 29.4%, 相较 PI 结构下的下降了 61.8%。上述仿真结果表明: IDOB 的加入能够有效改善系统对传感噪声的敏感度, 而 VGPI 的加入能够提高控制器在基座扰动附近频段的增益, 显著提升系统在外部扰动作用下的稳定精度。

表 2 零输入条件下系统稳定精度

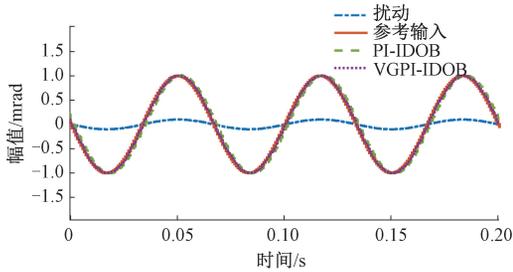
Table 2 With zero input, IRU simulation system stable accuracy

扰动参数		系统输出 RMS/ μrad			
频率 /Hz	幅值 /mrad	PI	PI-IDOB	控制器 状态	VGPI-IDOB
无扰动	无扰动	1.23	1.14	0	1.14
1	0.2	2.49	1.60	1	1.23
15	0.2	44.27	22.60	2	11.87
20	0.2	80.26	41.63	2	23.10
30	0.2	398.00	215.50	3	152.20

进一步评估 VGPI-IDOB 控制结构对正弦信号的随动效果。设置输入指令信号为幅值 1 mrad、频率 15 Hz 的正弦信号, 并向系统施加幅值 0.1 mrad、频率 15 Hz 的正弦扰动, 对系统的正弦跟踪效果进行仿真分析。PI、PI-IDOB 及 VGPI-IDOB 控制结构的跟踪效果如图 15 所示。可以看出, PI 和 PI-IDOB 控制均存在相位滞后, 而 VGPI-IDOB 能够明显改善这一问题, 将相位滞后降低至 2.16°。3 种控制结构的闭环跟踪误差曲线如图 16 所示。计算可得, 3 种控制结构的正弦跟踪误差 RMS 分别为 0.089、0.078、0.023 mrad。



(a) PI控制与PI-IDOB控制
(a) PI control and PI-IDOB control



(b) PI-IDOB控制与VGPI-IDOB控制
(b) PI-IDOB control and VGPI-IDOB control

图 15 15 Hz 扰动输入的跟踪效果仿真

Fig. 15 Simulation of tracking effect of 15 Hz disturbance input

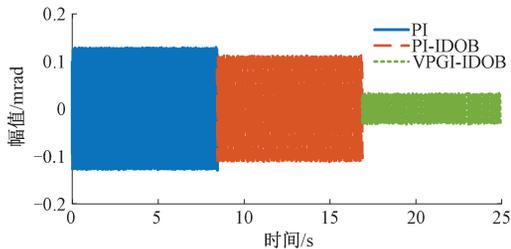
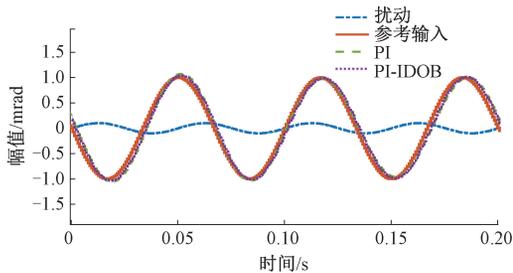


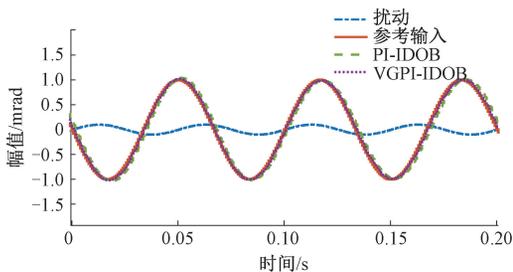
图 16 15 Hz 扰动输入的跟踪误差仿真结果

Fig. 16 Simulation results of tracking error of 15 Hz disturbance input

保持输入指令信号不变,将扰动频率增加至 20 Hz,仿真结果如图 17 所示。PI、PI-IDOB 和 VGPI-IDOB 三种控制结构的相位滞后分别为 8.64° 、 9.36° 、 2.16° ,跟踪误差 RMS 分别为 0.108、0.103、0.03 mrad,如图 18 所示。仿真结果表明,本文提出的 VGPI-IDOB 控制结构能够有效改善系统的相位滞后,并能实现更优的跟踪效果。



(a) PI控制与PI-IDOB控制
(a) PI control and PI-IDOB control



(b) PI-IDOB控制与VGPI-IDOB控制
(b) PI-IDOB control and VGPI-IDOB control

图 17 20 Hz 扰动输入的跟踪效果仿真

Fig. 17 Simulation of tracking effect of 20 Hz disturbance input

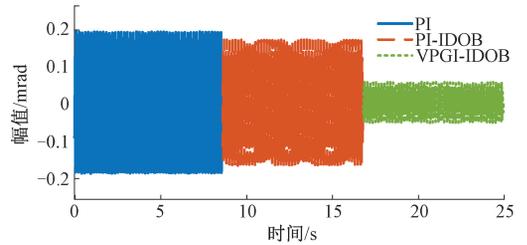


图 18 20 Hz 扰动输入的跟踪误差仿真结果

Fig. 18 Simulation results of tracking error of 20 Hz disturbance input

4 实验验证

4.1 实验系统介绍

为了验证 VGPI-IDOB 在 IRU 系统上的应用效果,采用图 19 所示的实验系统对控制效果进行测试。利用电机驱动器产生电流驱动 VCM,进而驱动台面转动,利用激光干涉仪测量台面角位置,利用角振动台模拟基座扰动,利用 ECDS 获取台面与基座的相对角位移,利用上位机进行程序的设计及信息的传输,利用 dSPACE 将设计的控制结构实时实现。

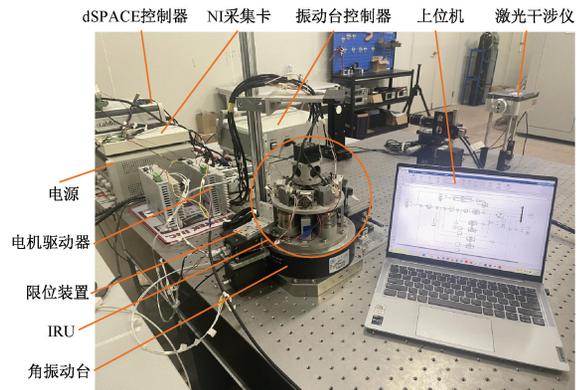


图 19 惯性参考单元实验系统

Fig. 19 Inertial reference unit test system

4.2 正弦跟踪能力实验

零输入条件下,对比 PI、PI-IDOB 及 VGPI-IDOB 3 种控制结构的效果。分别对无扰动输入、15 Hz 扰动、20 Hz 扰动和 30 Hz 扰动进行实验验证,15 Hz 和 20 Hz 扰动输入时,输入扰动信号幅值为 0.097 mrad,30 Hz 扰动输入时,输入扰动信号幅值为 0.016 mrad。值得注意的是,由于 IRU 系统机械谐振的存在,会导致 IRU 台面真实扰动幅值大于角振动台的激励值,15、20、35 Hz 频率施加的真实扰动幅值分别为 0.144、0.194、0.095 mrad。3 种控制结构分别作用下,实验测得的 ECDS 输出时域曲

线如图 20 所示。可以看出,3 种控制结构对基座扰动均有一定的抑制作用,但本文提出的 VGPI-IDOB 控制结构明显优于 PI 和 PI-IDOB 两种控制结构。

构,减少了 $0.1 \mu\text{rad}$; 30 Hz , 0.016 mrad 扰动条件下, VGPI-IDOB 的系统稳定精度相较 PI 结构,提升了 67.3% ,相较 PI-IDOB 结构,提升了 39.6% 。可见, IDOB 的加入能够提高系统对传感噪声的抑制能力, VGPI 的加入能够有效提升系统在基座扰动存在情况下的稳定输出精度。

表 3 零输入时,IRU 实验系统稳定精度
Table 3 With zero input, the IRU experiment system with stable accuracy

输入扰动参数			系统输出 RMS/ μrad			
频率 /Hz	幅值 /mrad	台面扰动幅值/mrad	PI	PI-IDOB	控制器状态	VGPI-IDOB
无扰动	无扰动	无扰动	1.25	1.15	0	1.15
5	-	0.106	1.54	1.42	1	1.29
15	0.097	0.144	11.20	6.16	2	5.83
20	-	0.194	26.68	14.65	2	13.17
30	0.016	0.095	33.94	18.36	3	11.09

为了进一步验证系统在扰动作用下对正弦信号的跟踪能力,通过振动台向基座施加扰动的同时,输入正弦指令,测试系统的正弦跟踪效果。施加幅值 0.097 mrad 、频率 15 Hz 的基座扰动,设置输入指令为 1 mrad 、 15 Hz 的正弦信号,系统在 PI、PI-IDOB 及 VGPI-IDOB 3 种控制结构下的输出如图 21 所示。PI、PI-IDOB 和 VGPI-IDOB 3 种控制结构的正弦跟踪误差 RMS 分别为 0.125 , 0.111 , 0.033 mrad 。VGPI-IDOB 的跟踪效果明显优于另外两种控制结构。

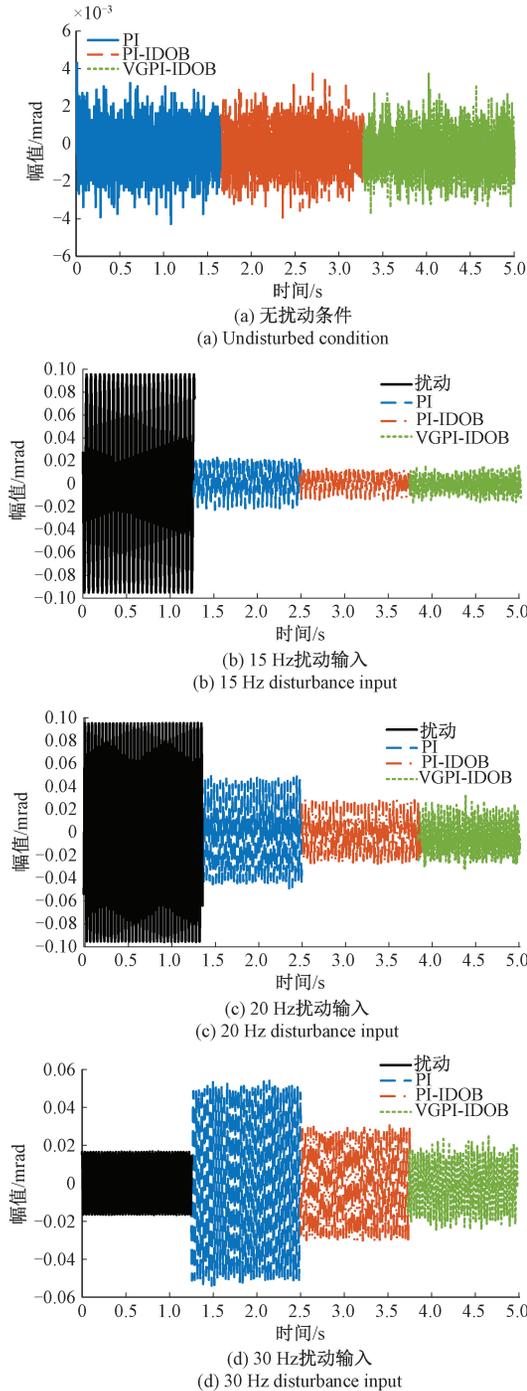
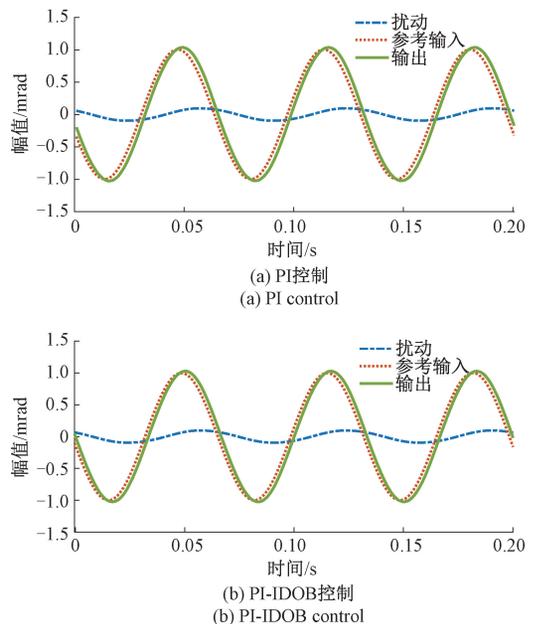


图 20 零输入条件下 ECDS 的时域输出

Fig. 20 Time domain output of ECDS with zero input

为了量化 3 种控制结构的稳定效果,计算四种情况下 ECDS 输出的 RMS,结果如表 3 所示。无扰动条件下, VGPI-IDOB 和 PI-IDOB 结构的系统输出相较 PI 结



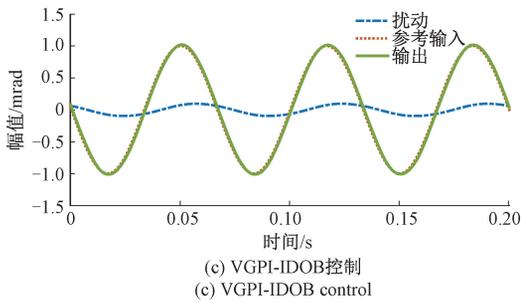


图 21 15 Hz 扰动输入的跟踪效果实验

Fig. 21 Tracking effect experiment of 15 Hz disturbance input

保持输入指令信号不变,将基座扰动频率修改为 20 Hz,再次进行正弦跟踪实验,结果如图 22 所示。计算可得,PI、PI-IDOB 和 VGPI-IDOB 三种控制结构的正弦跟踪误差 RMS 分别为 0.132、0.115、0.037 mrad,可见,在 20 Hz 的扰动下,VGPI-IDOB 结构仍能实现更优的跟踪效果。将实验测试结果与 3.2 节的仿真结果进行对比。可以看出,实验结果的跟踪误差略大于仿真结果,原因可能是环境噪声、驱动器噪声、耦合干扰等。

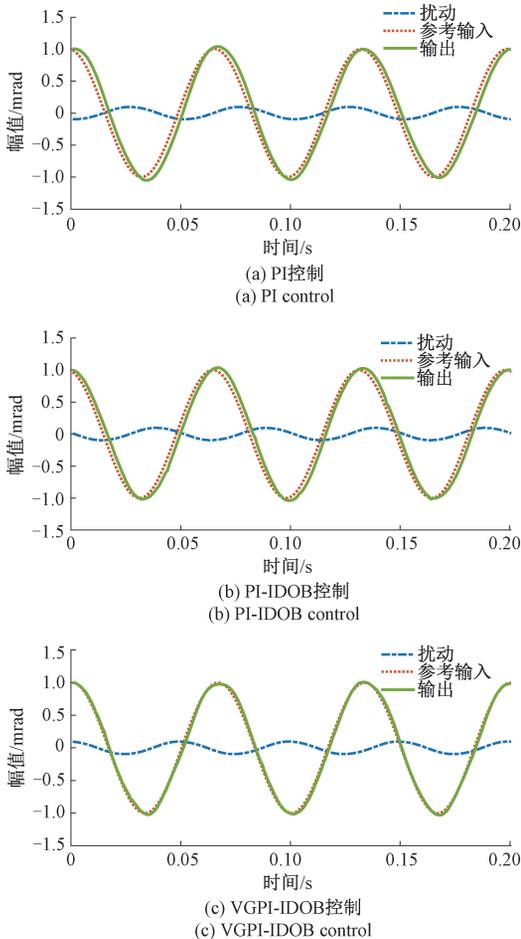


图 22 20 Hz 扰动输入的跟踪效果实验

Fig. 22 Tracking effect experiment of 20 Hz disturbance input

5 结 论

针对 IRU 角位置校准面临的基座扰动问题,提出了一种 VGPI 控制方法,结合 IDOB 实现基座扰动影响下 IRU 系统角位置的精准控制,并进行了仿真和实验验证。对比仿真及实验结果表明,PI-IDOB 控制较 PI 控制具有更好的传感噪声抑制效果,VGPI-IDOB 控制较 PI-IDOB 控制,能够实现外部扰动频段的实时估计,并动态调节控制器增益,对外部扰动的抑制效果更好,且能解决 PI 控制结构和 PI-IDOB 控制结构的相位滞后问题。在 15 Hz, 1 mrad 正弦指令条件下,当存在 20 Hz, 0.097 mrad 的扰动作用时,PI、PI-IDOB、VGPI-IDOB 三种控制结构的稳定误差 RMS 分别为 0.132、0.115、0.037 mrad,相较于 PI 控制和 PI-IDOB 控制,VGPI-IDOB 的稳定精度分别提高了 72% 和 67.8%。本文提出的控制算法能够有效提升 IRU 系统在基座扰动影响下的位置控制精度,对运动平台光电跟瞄系统的指向精度提升具有显著意义。

参考文献

- [1] WANG J Y, SONG Y S, JIANG H L, et al. High-precision dynamic pointing method for improving the acquisition performance of laser communication between high-altitude platform stations [J]. *Optik*, 2023, DOI: 10.1016/j.ijleo.2023.170621.
- [2] 罗磊, 谭碧涛, 张鹏, 等. 舰载激光武器反导作战仿真分析 [J]. *激光与红外*, 2022, 52(1): 95-101.
LUO L, TAN B T, ZHANG P, et al. Simulation analysis of shipborne laser weapon for anti-missile combat [J]. *Laser & Infrared*, 2022, 52(1): 95-101.
- [3] 仲维彬. 舰载光电跟踪与火控系统发展 [J]. *应用光学*, 2022, 43(4): 557-564.
ZHONG W B. Development of ship-borne electro-optical tracking and fire control system [J]. *Journal of Applied Optics*, 2022, 43(4): 557-564.
- [4] 徐浩然. 小型无人机光电吊舱视轴稳定技术研究 [D]. 长春: 长春理工大学, 2020.
XU H R. Research on visual axis stabilization technology of small UAV photoelectric pod [D]. Changchun: Changchun University of Science and Technology, 2020.
- [5] BURNSIDE J W, MURPHY D V, KNIGHT F K, et al. A hybrid stabilization approach for deep space optical communications terminals [J]. *Proceedings of the IEEE*, 2007, 95(10): 2070-2081.
- [6] LUNIEWICZ M F, GILMORE J P, CHIEN T T, et al.

- Comparison of wideband inertial line of sight stabilization reference mechanizations [C]. Acquisition, Tracking, and Pointing VI, SPIE, 1992, DOI: 10.1117/12.138190.
- [7] 李醒飞, 郑安琪, 拓卫晓, 等. 宽频惯性基准谐振抑制陷波器参数优化方法 [J]. 天津大学学报 (自然科学与工程技术版), 2021, 54 (8): 852-860.
- LI X F, ZHENG AN Q, TUO W X, et al. Optimization method of notch filter parameters in resonant suppression of high-bandwidth inertial reference unit [J]. Journal of Tianjin University (Science and Technology), 2021, 54 (8): 852-860.
- [8] 李醒飞, 王凡, 拓卫晓, 等. 基于 NOB 的线性自抗扰控制在惯性参考单元中的应用 [J]. 控制与决策, 2023, DOI:10.13195/j.kzyjc.2022.0659.
- LI X F, WANG F, TUO W X, et al. Application of linear active disturbance rejection control based on NOB in inertial reference unit [J]. Control and Decision, 2023, DOI:10.13195/j.kzyjc.2022.0659.
- [9] ZHOU Z, LI X F, TUO W X, et al. A resonance suppression method in platform style inertial reference unit via particle swarm optimization notch filter [J]. Rev Sci Instrum, 2021, 92 (5): 053708.
- [10] 杨晓霞, 孟浩然, 李玉霞, 等. 具有扰动观测及实时补偿的大型光电望远镜主轴控制技术 [J]. 国外电子测量技术, 2014, 33 (11): 56-61.
- YANG X X, MENG H R, LI Y X, et al. Mount control technology using disturbance observer and compensation for large opto-electronic telescopes [J]. Foreign Electronic Measurement Technology, 2014, 33 (11): 56-61.
- [11] 王福超, 田大鹏, 王昱棠. 基于 DOB 和 ZPETC 的 PWM 驱动快速反射镜控制方法研究 [J]. 机电工程, 2015, 32 (7): 903-908.
- WANG F CH, TIAN D P, WANG Y T. Control of fast-steering mirror driven by PWM based on DOB and ZPETC [J]. Journal of Mechanical & Electrical Engineering, 2015, 32 (7): 903-908.
- [12] DENG J Q, REN W, ZHANG H W, et al. A modified disturbance observer structure based on acceleration measurement for disturbance suppression in tracking control system [J]. Applied Sciences, 2018, 8 (9): 1571.
- [13] 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.
- 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]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2021, 42 (12): 263-271.
- [14] FU F, LEI X S, WANG R. A compound control method based on the adaptive linear extended state observer and global fast terminal sliding mode control for inertially stabilized platform [J]. Machines, 2022, 10 (6): 426-426.
- [15] 姜伟, 裘锦霄, 郑颖, 等. 基于惯量估计的工业机器人关节伺服系统变增益自抗扰控制 [J]. 仪器仪表学报, 2020, 41 (5): 118-128.
- JIANG W, QIU J X, ZHENG Y, et al. Active disturbance rejection control with variable gain for joint servomechanism of industrial robot based on inertia estimation [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2020, 41 (5): 118-128.
- [16] BAI X B, ZHANG L J, ZHANG S F, et al. Adaptive neural network control for stabilizing sphere of floated inertial platform using rotation vector [J]. Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part G: Journal of Aerospace Engineering, 2020, 234 (6): 1209-1224.
- [17] HUANG D R, YANG C G, JU Z J, et al. Disturbance observer enhanced variable gain controller for robot teleoperation with motion capture using wearable armbands [J]. Autonomous Robots, 2020, 44 (1): 1217-1231.
- [18] 李叶松, 王亚飞, 吴晓建, 等. 基于变增益 PID-TF 的伺服系统位置控制研究 [J]. 微电机, 2023, 56 (6): 38-43, 64.
- LI Y S, WANG Y F, WU X J, et al. Position control for servo system based on variable gain PID-TF control [J]. Micromotors, 2023, 56 (6): 38-43, 64.
- [19] 关欣, 李叶松. 基于实时负载转矩反馈补偿的永磁同步电机变增益 PI 控制 [J]. 电工技术学报, 2016, 31 (23): 38-45.
- GUAN X, LI Y S, Variable gain PI control method for permanent magnet synchronous motor based on load torque feedback real-time compensation [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2016, 31 (23):

38-45.

- [20] WANG Z, ZHAO L K, LUO X L. Levy-particle swarm optimization intelligent search-based iterative identification for nonparametric models of bilinear systems with Gaussian mixture noises[J]. Transactions of the Institute of Measurement and Control, 2019, 41 (14): 3970-3978.

作者简介



刘雅琪, 2021 年于燕山大学获得学士学位, 现为天津大学精密仪器与光电子工程学院仪器仪表专业 21 级硕士研究生, 主要研究方向为惯性参考单元控制技术。

E-mail: liuyaqi@tjhu.edu.cn

Liu Yaqi received her B. Sc. degree from Yanshan University in 2021. She is currently a 21st-grade master in the Instrumentation major in the School of Precision Instrument and Opto-Electronics Engineering at Tianjin University. Her main research interest is the inertial reference unit control technology.



拓卫晓 (通信作者), 2015 年于郑州大学获得学士学位, 2017 年于天津大学获得硕士学位, 2022 年于天津大学获得博士学位, 现为天津大学博士后, 天津大学精密仪器与光电工程学院助理研究员, 硕士生导师, 主要研究方向为微角振动测量与抑制技术。

E-mail: tuoweixiao@tju.edu.cn

Tuo Weixiao (Corresponding author) received her B. Sc. degree from Zhengzhou University in 2015, M. Sc. degree from

Tianjin University in 2017, and Ph. D. degree from Tianjin University in 2022. She is currently a research assistant and a master tutor in the College of Precision Instrument and Opto-Electronics Engineering of Tianjin University. She is a postdoctor at Tianjin University. Her main research interests include micro angle vibration measurement and suppression technology.



李醒飞, 1994 年和 2000 年分别获得东南大学仪器科学与技术硕士学位和天津大学精密仪器与光电工程学院博士学位。1996 年~1999 年, 香港理工大学担任研究员; 2003 年~2004 年, 美国密歇根大学从事机械工程博士后研究, 现为天津大学精密仪器与光电工程学院教授, 主要研究方向为智能制造、惯性传感、海洋预测与观测。

E-mail: lixtju@hotmail.com

Li Xingfei received his M. Sc. degree in Instrument Science and Technology from Southeast University and Ph. D. degree in the College of Precision Instrument and Opto-Electronics Engineering at Tianjin University in 1994 and 2000. He worked as a researcher at The Hong Kong Polytechnic University from 1996 to 1999 and did postdoctoral research in Mechanical Engineering at the University of Michigan, USA from 2003 to 2004. He is currently a professor in the College of Precision Instrument and Opto-Electronics Engineering of Tianjin University. His current main research areas include intelligent manufacturing, inertial sensing, and ocean prediction and observation.