

DOI:10.19651/j.cnki.emt.2212374

机载光电稳定平台模糊滑模自抗扰控制^{*}刘长杰^{1,2} 王春阳^{1,3} 王子硕³ 王增²

(1.西安工业大学西安市主动光电成像探测技术重点实验室 西安 710021; 2.西安工业大学兵器科学与技术学院 西安 710021; 3.长春理工大学电子信息工程学院 长春 130022)

摘要: 为提升机载光电稳定平台的视轴稳定精度与鲁棒性,提出了一种模糊非奇异快速终端滑模自抗扰控制策略。首先,采用非奇异快速终端滑模面提升系统状态在滑动阶段的收敛速度。其次,通过设计带模糊校正项的快速幂次趋近律来对抖振进行抑制,模糊逻辑的引入能使控制器参数能根据误差变化自整定,在此基础上,结合线性扩张状态观测器来增强系统的扰动抑制能力。然后,利用 Lyapunov 方法对系统进行了稳定性分析。最后,在扰动及参数摄动下进行了仿真对比实验,仿真实验结果表明,所提方法相较于另外 4 种控制算法而言,基于本方法的系统具备更强的鲁棒性。

关键词: 机载光电稳定平台;滑模自抗扰控制;模糊逻辑;抖振抑制;李雅普诺夫方法

中图分类号: TP273 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510.80

Fuzzy sliding mode active disturbance rejection control for airborne photoelectric stabilization platform

Liu Changjie^{1,2} Wang Chunyang^{1,3} Wang Zishuo³ Wang Zeng²

(1. Xi'an Key Laboratory of Active Photoelectric Imaging Detection Technology, Xi'an Technological University, Xi'an 710021, China; 2. College of Ordnance Science and Technology, Xi'an Technological University, Xi'an 710021, China; 3. College of Electronic and Information Engineering, Changchun University of Science and Technology, Changchun 130022, China)

Abstract: For enhancing the visual axis stability accuracy and robustness of the airborne photoelectric stabilization platform, a fuzzy nonsingular fast terminal sliding mode active disturbance rejection control strategy is proposed. Firstly, a nonsingular fast terminal sliding surface is used to enhance the convergence rate of the system state in the sliding phase. Secondly, the fast power reaching law with fuzzy correction term is established to suppress chattering. The introduction of fuzzy logic enables the controller parameters to be adjusted according to the error changes. On this basis, the linear extended state observer is used for strengthening the disturbance rejection function of the system. Then, the stability of the system is analysed by Lyapunov theorem. Finally, a simulation comparison experiment is carried out under the disturbance and parameter perturbation. The simulation results show that the system based on the proposed method is more robust than the other four control algorithms.

Keywords: airborne photoelectric stabilization platform; sliding mode active disturbance rejection control; fuzzy logic; buffeting suppression; Lyapunov theorem

0 引言

机载光电稳定平台是一种用于搭载红外相机、激光测距仪和可见光相机等光电探测设备来对目标物进行定位、追踪的设备,其需要具备很高的扰动隔离性能,以保证其在工作时,被其搭载的光电设备能够获得清晰的影像信息。机载光电稳定平台广泛应用于军事、民用领域,然而,机载

光电稳定平台的工作环境相当复杂、恶劣,其在工作时会受到摩擦力矩、风阻力矩、框架震动、传感器噪声等诸多扰动因素^[1-2]的影响,这会导致其视轴稳定精度降低,从而使得其搭载的光电载荷无法获得准确、清晰的影像信息。

目前,提升机载光电稳定平台扰动抑制能力的方法主要有两种。一种是通过提升机械精密加工精度以及传感器、驱动元件的性能来抑制扰动,另外一种是使用更先进的

收稿日期:2022-12-12

^{*} 基金项目:西安市智能兵器重点实验室项目(2019220514SYS020CG042)、国家重点研发计划(2022YFC3803700)项目资助

控制策略来抑制扰动。文中则从第 2 种方法入手,探究扰动抑制效果更优异的控制策略。目前,为提升机载光电稳定平台在野外作业时的抗扰能力,很多学者作了大量尝试。例如:文献[3]提出了一种带有预报修正的自抗扰控制器,并用于光电稳定平台控制系统设计之中,该方法增强了光电稳定平台的扰动隔离度,但存在扩张状态观测器整定难的问题。文献[4]提出了一种混合模糊 PID 控制器,相对于 PID 而言,能使系统阶跃响应不超调量,但该方法设计的模糊规则过多,对微处理器运算算力要求极高,工程应用难。为实现对扰动的快速估计,文献[5]提出了一种改进终端滑模扰动观测器,并在此基础上设计了一种新型终端滑模控制器,实验结果表明,精度有显著提升,且抖振抑制效果显著,但是控制律的设计存在过度依赖系统模型信息的缺点,使用边界层法虽然抑制了抖振,但是系统的鲁棒性会因此降低。文献[6]将新型有限时间扩张状态观测器与滑模控制做了结合,相较于使用 PID 控制而言,系统鲁棒性得到了增强,但是新型有限时间扩张状态观测器需要整定的参数过多,且观测器仅是对外扰进行估计,无论是观测器的设计,还是控制律的设计,均需要系统模型信息,不利于工程应用。

综上所述,为提升机载光电稳定平台的抗干扰能力,本文在对其方位轴速度环模型进行分析的基础上,提出了一种模糊非奇异快速终端滑模自抗扰控制器(fuzzy nonsingular fast terminal sliding mode active disturbance rejection controller, FNFTSMADRC),FNFTSMADRC 集结了滑模控制、自抗扰控制、智能控制的优点,并且由于带模糊校正项的快速幂次趋近律的引入,使得传统滑模控制的抖振问题得以抑制。随后,本文使用 Lyapunov 方法对基于 FNFTSMADRC 的系统进行了稳定性分析。最后,为验证新型控制器的可靠性,将 FNFTSMADRC 与线性自抗扰控制(linear active disturbance rejection control, LADRC)、ILADRC^[7-8](improved linear active disturbance rejection control, ILADRC)、非奇异终端滑模控制(nonsingular terminal sliding mode control, NTSMC)、非奇异快速终端滑模控制(nonsingular fast terminal sliding mode control, NFTSMC)进行对比仿真实验,理论分析与仿真结果证明了本文所提方法的可靠性。

1 机载光电稳定平台系统建模

文中以两轴两框架结构的机载光电稳定平台作为研究对象,以其方位轴以及俯仰轴为控制对象,因为方位轴与俯仰轴的控制模式基本相同,故文中针对光电稳定平台方位轴进行分析。机载光电稳定平台控制系统由位置环、速度环、电流环组成,由文献[9]可知,对扰动隔离起主要作用的为电机速度环,本文便是通过设计速度环控制器来对扰动进行抑制,方位轴速度环控制结构如图 1 所示。

其中, ω_r 为给定角速度, ω 为输出角速度, u 为控制器输出, K_{pwm} 为功率放大系数, T_e 、 T_d 分别为电磁转矩以

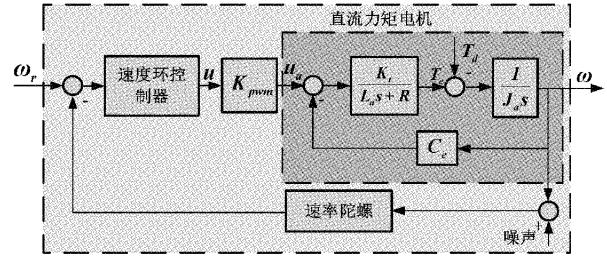


图 1 速度环控制结构

及负载扰动转矩, u_a 、 i_a 、 L_a 、 R 、 K_t 、 C_e 等其余直流电机物理量以及量纲于文献[9]有详细叙述。不考虑负载力矩扰动以及噪声时,可得速度环开环传递函数如下:

$$\frac{\omega(s)}{u(s)} = \frac{K_{pwm} K_t}{L_a J_a s^2 + J_a R s + K_t C_e} \quad (1)$$

改写成微分方程可得:

$$L_a J_a \ddot{\omega} + J_a R \dot{\omega} + K_t C_e \omega = K_{pwm} K_t u \quad (2)$$

为方便控制器设计,将负载力矩干扰 T_d 等效至控制输入端,原理如图 2 所示。

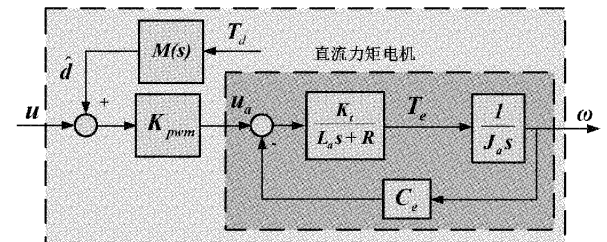


图 2 力矩干扰等效原理

图 2 中 \hat{d} 为等效扰动,计算得 $M(s)$ 如下:

$$M(s) = \frac{-(L_a s + R)}{K_{pwm} k_t} \quad (3)$$

当考虑等效扰动 \hat{d} 时,微分方程可表达如下:

$$\ddot{\omega} + \frac{J_a R}{L_a J_a} \dot{\omega} + \frac{K_t C_e}{L_a J_a} \omega = \frac{K_{pwm} K_t}{L_a J_a} (u + \hat{d}) = \frac{K_{pwm} K_t}{L_a J_a} u + d \quad (4)$$

由以上分析可知,扰动通道端的力矩扰动可等效至系统控制输入端,经扫频辨识,可得机载光电稳定平台速度环开环模型^[7]如下:

$$\frac{\omega(s)}{u(s)} = \frac{7.81}{0.0061s^2 + 0.569s + 1} \quad (5)$$

改写成微分方程并考虑等效扰动 d , 可得:

$$\ddot{\omega} + 93.3\dot{\omega} + 164\omega = 1280u + d \quad (6)$$

取 $\omega = x_1$, 式(6)可改写如下形式:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = -93.3x_2 - 164x_1 + 1280u + d \end{cases} \quad (7)$$

2 FNFTSMADRC 控制器设计

基于 FNFTSMADRC 控制结构如图 3 所示。

图 3 中的控制结构框图由 LESO、FNFTSMADRC 控

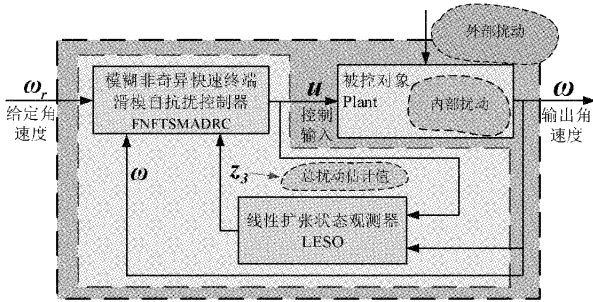


图 3 FNFTSMADRC 控制结构框图

制器以及机载光电稳定平台方位轴速度环模型构成。

2.1 LESO 设计

由前文的分析可知,文中研究的某型机载光电稳定平台方位轴速度环为二阶线性模型,且前文对力矩扰动做了等效处理,将其等效至系统输入端,将式(6)改写如下:

$$\ddot{\omega} + a_1\dot{\omega} + a_0\omega = b_0u + d + (b - b_0)u \quad (8)$$

因为系统真实模型无法获得,故 \$b, a_0, a_1\$ 存在一定范围的模型失配,故可令:

$$f = -(a_1\dot{\omega} + a_0\omega) + d + (b - b_0)u \quad (9)$$

视 \$f\$ 为总扰动,并将其视作系统的一个扩张状态 \$x_3\$, 式(8)可以改写为 \$\ddot{\omega} = b_0u + f\$。取 \$\omega = x_1\$, 扩张状态空间表达式如下:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = x_3 + b_0u \\ \dot{x}_3 = f \end{cases} \quad (10)$$

三阶线性扩张观测器设计如下:

$$\begin{cases} e_o = x_1 - z_1 \\ \dot{z}_1 = z_2 + l_1e_o \\ \dot{z}_2 = z_3 + b_0u + l_2e_o \\ \dot{z}_3 = l_3e_o \end{cases} \quad (11)$$

其中, \$z_1, z_2, z_3\$ 分别为 \$x_1, x_2, x_3\$ 的估计值。使用文献[10]的参数整定方法选取参数, \$l_1 = 3\omega_o, l_2 = 3\omega_o^2, l_3 = \omega_o^3, \omega_o\$ 为 LESO 的带宽。文献[11]表明,LESO 的带宽越大,扰动估计效果越好,但会加剧噪声对系统的影响,所以 LESO 带宽的大小需要受到约束。

2.2 FNFTSMADRC 设计

设计非奇异快速终端滑模面^[12]为:

$$s = e + \alpha e^{\frac{m}{n}} + \beta \dot{e} \frac{M}{N} = 0 \quad (12)$$

对式(12)求导有:

$$\dot{s} = \dot{e} + \alpha \frac{m}{n} e^{(\frac{m}{n}-1)} \dot{e} + \beta \frac{M}{N} \dot{e} \left(\frac{M}{N} - 1 \right) \dot{e} \quad (13)$$

其中, \$e = \omega_r - \omega, \alpha > 0, \beta > 0, M > N > 0, M, N\$ 均为奇数, \$0 < M/N < 2; m > n > 0, m, n\$ 均为奇数, \$m/n > M/N\$。

由式(8)、(9)可得:

$$\ddot{\omega} = b_0u + f \quad (14)$$

快速幂次趋近律^[13]如下:

$$\dot{s} = -k_1s - k_2 |s|^{1-\gamma} \text{sign}(s) \quad (15)$$

为避免奇异问题,快速趋近律设计如下:

$$\dot{s} = -\beta \frac{M}{N} \dot{e} \left(\frac{M}{N} - 1 \right) (k_1s + k_2 |s|^{1-\gamma} \text{sign}(s)) \quad (16)$$

其中, \$0 < \gamma < 1, k_1, k_2 > 0\$。

由文献[14]可知,幂次项 \$|s|^{1-\gamma} \text{sign}(s)\$ 是连续非光滑的,故滑模控制的抖振问题能得到抑制。由文献[15-16]可知,使用文献[14]中的改进型幂次趋近律设计控制器时,通过增大幂次项 \$|s|^{1-\gamma} \text{sign}(s)\$ 的系数便可以获得更好的扰动抑制效果,故本文便通过结合模糊逻辑来让幂次项系数能根据误差大小自行调整,以此来进一步提升系统的扰动抑制能力。引入模糊逻辑后的快速幂次趋近律设计如下:

$$\dot{s} = -\beta \frac{M}{N} \dot{e} \left(\frac{M}{N} - 1 \right) [k_1s + (k_2 + k_f) |s|^{1-\gamma} \text{sign}(s)] \quad (17)$$

其中, \$k_2\$ 为预设参数, \$k_f\$ 为模糊自整定参数。模糊规则设计如下:

$$\begin{cases} \text{if } |s| \text{ is } Z, \text{ then } k_f \text{ is } Z \\ \text{if } |s| \text{ is } PM, \text{ then } k_f \text{ is } PM \\ \text{if } |s| \text{ is } PB, \text{ then } k_f \text{ is } PB \end{cases}$$

文中使用的是 Mamdani 模糊推理法以及重心去模糊法,输入隶属度函数如图 4 所示。

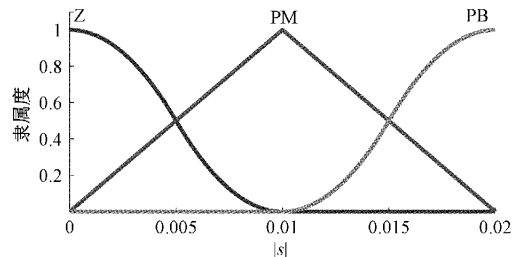


图 4 输入 \$|s|\$ 的隶属度函数

输出隶属度函数如图 5 所示。

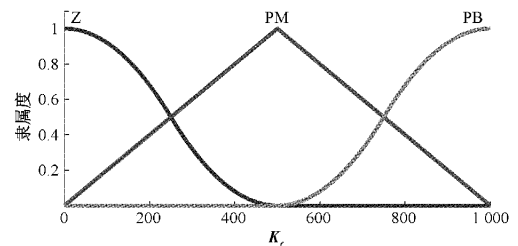


图 5 输出 \$k_f\$ 的隶属度函数

联立式(13)、(14)、(17),且由于总扰动 \$f\$ 的估计值为 \$z_3\$, 故 FNFTSMADRC 设计如下:

$$u = \frac{1}{b_0} \left[\frac{N}{\beta M} \dot{e}^{(\frac{M}{N})} \left(1 + \alpha \frac{m}{n} e^{(\frac{m}{n}-1)} \right) + \ddot{\omega}_r + [k_1s + (k_2 + k_f) |s|^{1-\gamma} \text{sign}(s) - z_3] \right] \quad (18)$$

将式(18)反代入式(13),可得:

$$\dot{s} = \beta \frac{M}{N} \dot{e} \left(\frac{M}{N} - 1 \right) [-k_1 s - (k_2 + k_f) |s|^{1-\gamma} \text{sign}(s) + \Delta] \quad (19)$$

其中, $\Delta = z_3 - f$, 其为 LESO 估计误差。因为 M, N 为奇数, 故 $\dot{e} \left(\frac{M}{N} - 1 \right) > 0$ 。文献[17]表明, LESO 估计误差微分方程组的特征方程根都具有负实部, 且总扰动的变化率 \dot{f} 有界时, LESO 的总扰动估计误差具备收敛上界 η , 便有:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} |\Delta| \leq \eta \quad (20)$$

2.3 稳定性分析

定理 1 使用式(18)作为控制输入时, $|s|$ 会收敛到如下区域:

$$|s| \leq \min \left\{ \frac{\eta}{k_1}, \left[\frac{\eta}{(k_2 + k_f)} \right]^{\frac{1}{1-\gamma}} \right\} \quad (21)$$

误差 e 会在有限时间内收敛到如下区域:

$$|e| < \left(\frac{|\zeta|}{\alpha} \right)^{\frac{n}{m}} \quad (22)$$

证明: 设 Lyapunov 函数为 $V = 0.5s^2, \dot{V} = s\dot{s}$ 。

$$s\dot{s} = \beta \frac{M}{N} \dot{e} \left(\frac{M}{N} - 1 \right) [-k_1 s^2 - (k_2 + k_f) |s|^{2-\gamma} + \Delta s] \quad (23)$$

经过放缩, 可得:

$$\begin{aligned} \dot{V} &\leq \beta \frac{M}{N} \dot{e} \left(\frac{M}{N} - 1 \right) [-k_1 s^2 - (k_2 + k_f) |s|^{2-\gamma} + \Delta s] \leq \\ &\beta \frac{M}{N} \dot{e} \left(\frac{M}{N} - 1 \right) [-k_1 s^2 - (k_2 + k_f) |s|^{2-\gamma} + |\Delta| |s|] \end{aligned} \quad (24)$$

式(24)可表示为式(25)、(26)两种形式:

$$\dot{V} \leq \beta \frac{M}{N} \dot{e} \left(\frac{M}{N} - 1 \right) [-|s| (k_1 |s| - |\Delta|) - (k_2 + k_f) |s|^{2-\gamma}] \quad (25)$$

$$\dot{V} \leq \beta \frac{M}{N} \dot{e} \left(\frac{M}{N} - 1 \right) \{-k_1 s^2 - |s| [(k_2 + k_f) |s|^{1-\gamma} - |\Delta|]\} \quad (26)$$

当式(25)符号“ \leq ”的右边表达式 ≤ 0 时, 需要满足如下条件:

$$|s| \geq \frac{|\Delta|}{k_1} \quad (27)$$

当式(26)符号“ \leq ”的右边表达式 ≤ 0 时, 需要满足如下条件:

$$|s| \geq \left[\frac{|\Delta|}{(k_2 + k_f)} \right]^{\frac{1}{1-\gamma}} \quad (28)$$

因为 LESO 总扰动估计误差的收敛上界为 η , 故式(21)为 $|s|$ 的收敛上界。又因为 $0 < \gamma < 1$, 故当满足条件 $k_2 + k_f > k_1$ 时, 可得 $|s|$ 收敛上界为:

$$|s| \leq \left[\frac{\eta}{(k_2 + k_f)} \right]^{\frac{1}{1-\gamma}} \quad (29)$$

由以上分析可知, $|s|$ 会收敛到式(21), 故存在区域 Ω_s , s 会收敛到区域 Ω_s , 假设 $s = \zeta, \zeta \in \Omega_s$ 。便有:

$$s = e + \alpha e^{\frac{m}{n}} + \beta \dot{e} \frac{M}{N} = \zeta \quad (30)$$

式(30)可表示为:

$$s = e + \left(\alpha - \frac{\zeta}{e^{\frac{m}{n}}} \right) e^{\frac{m}{n}} + \beta \dot{e} \frac{M}{N} = 0 \quad (31)$$

由文献[18]可知, 当满足如下条件:

$$\alpha - \frac{\zeta}{e^{\frac{m}{n}}} > 0 \quad (32)$$

式(31)满足非奇异快速终端滑模面的形式, 故由式(32)可知, 当满足条件:

$$\alpha - \frac{|\zeta|}{|e|^{\frac{m}{n}}} > 0 \quad (33)$$

即 $|e| > \left(\frac{|\zeta|}{\alpha} \right)^{\frac{n}{m}}$ 成立时, 式(31)必然满足非奇异快速终端面的形式, 故误差 e 便会往 $\left(\frac{|\zeta|}{\alpha} \right)^{\frac{n}{m}}$ 收敛, 当 $e = \left(\frac{\zeta}{\alpha} \right)^{\frac{n}{m}}$ 时, 式(31)满足非奇异终端面的形式, 除此之外, 当误差 e 与 ζ 异号时, 也能满足式(32)。故可得误差收敛上界如下:

$$|e| < \left(\frac{|\zeta|}{\alpha} \right)^{\frac{n}{m}} \quad (34)$$

有限时间 t , 参考文献[12], 综上, 定理 1 得证。

由以上分析可知, 增大幂次项系数能使 ζ 的值减小, 便可使系统输出更高的精度, 而模糊校正项的引入可以使得幂次项系数能在 $|s|$ 增大时自行整定, 即当 $|s|$ 因受扰动因素影响而增大时, 模糊校正项系数 k_f 也会随之变大, 故结合模糊逻辑增强了系统对不确定因素的抑制能力。

3 仿真实验与分析

为验证本文所提方法的性能, 现分别与 NTSMC、NFTSMC、LADRC、ILADRC 做对比。

设计非奇异终端滑模面^[19]为:

$$s = e + \beta' \dot{e} \frac{p}{q} = 0 \quad (35)$$

其中, $\beta' > 0, p > q > 0$, 且 p, q 均为奇数, $0 < p/q < 2$ 。

结合指数趋近律, NTSMC 设计如下:

$$u_1 = \frac{1}{1280} \left[\left(\frac{q}{\beta' q} \right) \dot{e}^{\left(\frac{q-p}{q} \right)} + \ddot{\omega}_r + 93.3\dot{\omega} + 164\omega + [k_3 s + (\epsilon_0 + D_0) \text{sign}(s)] \right] \quad (36)$$

设计非奇异快速终端滑模面为:

$$s = e + \alpha e^{\frac{m}{n}} + \beta \dot{e} \frac{M}{N} = 0 \quad (37)$$

结合指数趋近律, NFTSMC 设计如下:

$$u_2 = \frac{1}{1280} \left[\frac{N}{\beta M} e^{(\frac{z-M}{N})} \left(1 + \alpha \frac{m}{n} e^{(\frac{m}{n-1})} \right) + k_4 s + (\epsilon_1 + D_1) \text{sign}(s) + \ddot{\omega}_r + 93.3\dot{\omega} + 164\omega \right] \quad (38)$$

非奇异快速终端滑模面参数取值原则 2.2 节中已有阐述, 假设外扰 $|d| < D$, NTSMC、NFTSMC 控制器参数选取时, 需分别满足 $(\epsilon_0 + D_0) > D$ 、 $(\epsilon_1 + D_1) > D$ 。

各控制策略参数选取如下:

FNFTSMADRC(本文方法): $\alpha = 30, \beta = 0.1, m = 7, n = 3, M = 5, N = 3, k_1 = 60, k_2 = 1000, \gamma = 0.5, \omega_o = 140, b_o = 1280$ 。

NTSMC(对比算法 1): $\beta' = 0.1, p = 5, q = 3, k_3 = 60, \epsilon_0 = 1.1, D_0 = 10$ 。

NFTSMC(对比算法 2): $\alpha = 30, \beta = 0.1, m = 7, n = 3, M = 5, N = 3, k_1 = 60, \epsilon_1 = 1.1, D_1 = 10$ 。

LADRC(对比算法 3): $\omega_c = 200, \omega_o = 140, b_o = 1280$ 。

ILADRC(对比算法 4): $\omega_c = 200, \omega_o = 140, b_o = 1280$ 。

给定输入为 $1^\circ/\text{s}$ 时, 加入等效扰动 $d = 10\sin(4\pi t)$ (单位: V), 系统响应如图 6 所示。

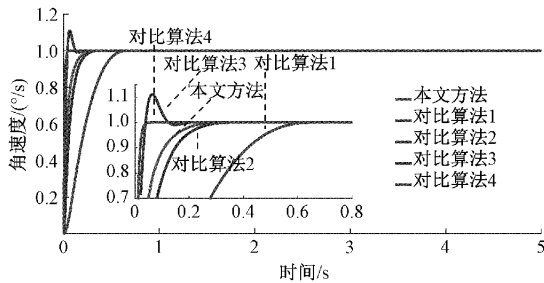


图 6 扰动下系统响应曲线

稳态误差如图 7 所示。

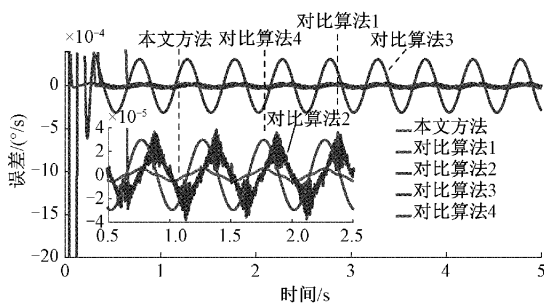
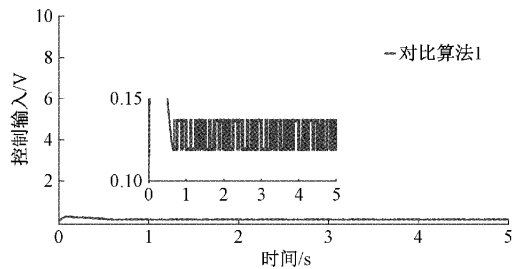


图 7 扰动下系统稳态误差曲线

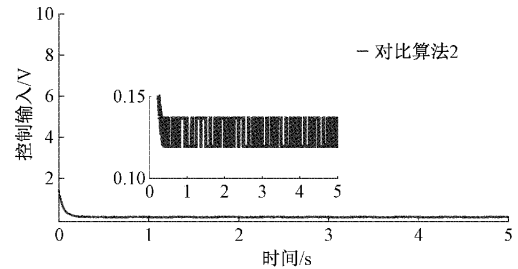
由图 6、7 可知, 基于 LADRC 的系统具备很快的响应速度, 但是超调量最大、抗扰能力最差; 基于 ILADRC 的系统响应速度最快, 且相较于基于 LADRC 的系统而言, 没有超调量, 能更平稳的跟踪参考信号, 并具备更强的抗干扰能力, 但是模型辅助降阶线性扩张状态观测器 (model-

assisted reduced-order LESO, MRLESO) 的设计需要系统的模型信息, 且由文献[7]可知, 当两种观测器 ω_o 取值相同时, MRLESO 受高频噪声影响的程度更深; 基于另外几种滑模控制器的系统输出能很平稳地逼近给定信号, 且在等效扰动下表现出了强鲁棒性; 相较于 NTSMC 而言, 使用 NFTSMC 能使得系统的响应速度加快, 而 FNFTSMADRC 则继承了 NFTSMC 的快速性以及 LADRC 设计几乎不依赖于系统模型信息的优点, 相较于基于 NFTSMC 的系统而言, 基于 FNFTSMADRC 的系统的响应速度得到了进一步提升, 并且在扰动下, 基于 FNFTSMADRC 的系统输出精度最高。

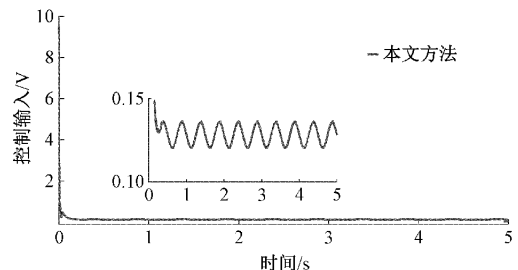
各滑模控制器控制输入对比如图 8 所示。



(a) NTSMC 控制输入



(b) NFTSMC 控制输入



(c) FNFTSMADRC 控制输入

图 8 控制输入对比

为检验 LESO 对总扰动的估计能力, 基于 FNFTSMCADRC 的系统的 LESO 总扰动估计如图 9 所示。

给定角速度为 $0^\circ/\text{s}$ 时, 在不同频率等效扰动下, 系统的稳定精度 (root mean square, RMS 值) 直方图如下所示。

由图 8 可知, FNFTSMADRC 相较于 NFTSMC 与 NTSMC 而言, 抖动得到了充分的抑制; 由图 9 可知, LESO 能够有效对总扰动进行估计; 由图 10 可知, 在 2~4 Hz 等效扰动下, 基于本文所提方法的系统稳定精度最高, 故本文

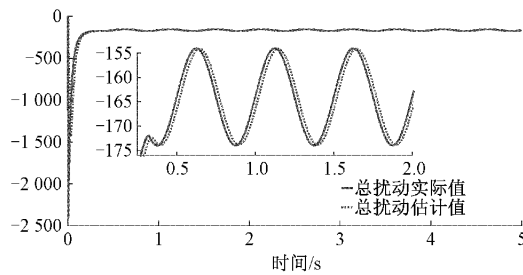


图 9 基于 FNFTSMADRC 的系统总扰动估计

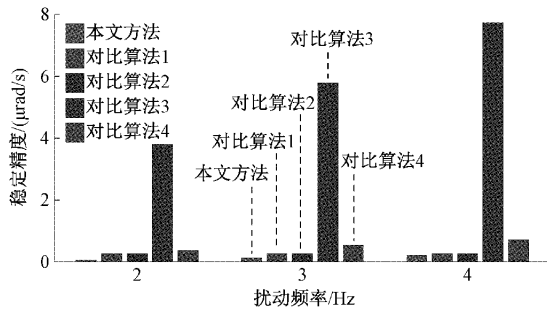


图 10 不同频率等效扰动下的系统稳定精度

所提方法具备更强的扰动抑制能力。

机载光电稳定平台在运行的时候,受控对象参数往往会因为电子元器件老化、环境温度变化、电刷损耗等因素而发生改变。故给定输入为 $1^\circ/\text{s}$ 时,在等效扰动 $d = 10\sin(8\pi t)$ (单位为 V) 下,系统参数 b, a_0, a_1 分别扰动 $+10\%、-5\%、+8\%$ 时,稳态误差如图 11 所示。

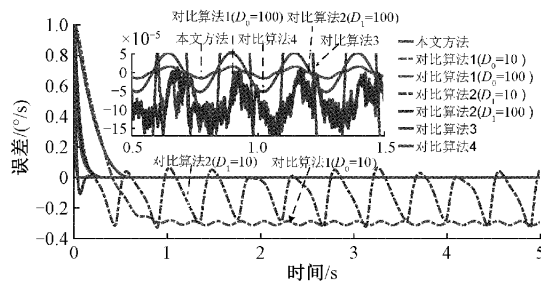


图 11 参数扰动后的系统稳态误差

由图 11 可知,基于 LADRC、ILADRC、FNFTSMADRC 的系统在参数扰动时,依然能保持很高的精度,其中,基于本文所提方法的系统稳定精度最高,而基于 NTSMC、NFTSMC 的系统则受参数扰动影响,精度下降了很多,这是由于 NTSMC、NFTSMC 设计依赖于系统模型信息,而为了尽量削弱抖振,本文对于这两个控制器的切换增益选取原则是略大于外扰上界即可,故参数扰动对基于 NTSMC、NFTSMC 的系统影响较大,若增大切换增益 D_0, D_1 的值,基于 NTSMC、NFTSMC 的系统便能在系统参数发生扰动时保持很高的稳定精度,但是切换增益增大则意味着控制输入的抖振程度也会随之加剧,由此便突出了 FNFTSMADRC 设计几乎不依赖于系统模型信息的优势。

4 结 论

本文对快速幂次趋近律进行了优化,并在此基础上提出 FNFTSMADRC 控制策略,且对基于 FNFTSMADRC 的系统进行了稳定性分析。仿真实验结果表明,基于 FNFTSMADRC 的系统在扰动以及参数扰动下,精度优于 NTSMC、NFTSMC、ILADRC、LADRC。且相比于基于 NTSMC、NFTSMC 的系统而言,抖振得到了抑制。LESO 的引入使得控制器的设计几乎不依赖于系统的模型信息,并且增强了系统的扰动抑制能力,但是很多研究表明 LESO 带宽越大,总扰动估计值受噪声污染程度会越严重,又因为传感器的测量噪声总是无法避免的,故为了能让基于 LESO 的控制方法能在实际工程发挥更大的作用,效果更优异的滤噪方法还有待研究。

参考文献

- [1] 柳志强,王春阳.机载光电跟瞄吊舱串级自抗扰控制算法[J].国外电子测量技术,2020,39(9):53-57.
- [2] 王晨宇,王春阳.光电吊舱的分数阶鲁棒控制器设计与仿真[J].国外电子测量技术,2021,40(4):10-15.
- [3] 魏伟,戴明,李嘉全,等.航空光电稳定平台的自抗扰控制系统[J].光学精密工程,2015,23(8):2296-2305.
- [4] LIU F, WANG H. Fuzzy PID controller for optoelectronic stabilization platform with two-axis and two-frame[J]. Optik,2017,140: 158-164.
- [5] 任彦,牛志强.新型终端滑模在光电稳定平台中的应用[J].红外与激光工程,2018,47(6): 114-120.
- [6] 马经帅,于洵,刘晓宇,等.高精度光电跟踪系统中伺服稳定控制算法研究[J].应用光学,2021,42(4): 597-607.
- [7] 王春阳,赵尚起,史红伟,等.机载光电稳瞄平台的线性自抗扰控制[J].红外与激光工程,2019,48(12): 248-254.
- [8] 赵尚起.机载光电稳瞄吊舱视轴扰动抑制方法研究[D].长春理工大学,2020:33-47.
- [9] 谢瑞宏.机载光电平台伺服系统稳定与跟踪控制技术的研究[D].中国科学院长春光学精密机械与物理研究所,2017:34-42.
- [10] GAO Z. Scaling and bandwidth-parameterization based controller tuning[C]. ACC, 2003: 4989-4996.
- [11] 秦华阳,陈增强,孙明玮,等.基于滑动窗实时小波降噪的扩张状态观测器及自抗扰控制[J].控制理论与应用,2022,39(1):23-30.
- [12] 李升波,李克强,王建强,等.非奇异快速的终端滑模控制方法[J].信息与控制,2009,38(1):1-8.
- [13] YU S, YU X, SHIRINZADEH B, et al. Continuous finite-time control for robotic manipulators with terminal sliding mode[J]. Automatica, 2005, 41(11):

- 1957-1964.
- [14] LAN Q, LI S, YANG J, et al. Finite-time control for soft landing on an asteroid based on line-of-sight angle[J]. Journal of the Franklin Institute, 2014, 351(1): 383-398.
- [15] 李鹏, 马建军, 郑志强. 采用幂次趋近律的滑模控制稳态误差界[J]. 控制理论与应用, 2011, 28(5): 619-624.
- [16] 张瑶, 马广富, 郭延宁, 等. 一种多幂次滑模趋近律设计与分析[J]. 自动化学报, 2016, 42(3): 466-472.
- [17] 陈增强, 孙明玮, 杨瑞光. 线性自抗扰控制器的稳定性研究[J]. 自动化学报, 2013, 39(5): 574-580.
- [18] 冒建亮, 李奇, 朱海荣. 一种连续非奇异快速终端滑模控制方法[J]. 控制与决策, 2016, 31(10): 1873-1878.
- [19] FENG Y, YU X, MAN Z. Non-singular terminal sliding mode control of rigid manipulators [J]. Automatica, 2002, 38(12): 2159-2167.

作者简介

刘长杰, 硕士研究生, 主要研究方向为先进控制理论。

E-mail: liuchangjie511@163.com

王春阳(通信作者), 博士, 博士生导师, 二级教授, 主要研究方向为先进控制理论及其应用、激光雷达。

E-mail: wangchunyang19@163.com

王子硕, 博士生, 主要研究方向为分数阶控制、系统辨识。

E-mail: wangzishuo20@163.com

王增, 博士, 讲师, 硕士生导师, 主要研究方向为有限时间控制、空间飞行器控制。

E-mail: wangzeng@xatu.edu.cn