

考虑传函零点的光电稳定平台抗扰控制设计

翟方超^{1,2}, 曾庆化^{1*}, 张越杰², 王合龙², 李 杰²

(1. 南京航空航天大学 自动化学院, 江苏 南京 2100162;

2. 中国航空工业集团公司洛阳电光设备研究所, 河南 洛阳 471000)

摘 要: 针对当前光电稳定平台伺服系统中自抗扰控制设计方法未考虑系统零点的问题, 文中提出一种考虑传函零点的光电稳定平台抗扰控制设计方法。该方法通过扰动设计的方法将有零点的传函转换为无零点传函, 使用扰动分离状态观测设计技术对设计的扰动进行补偿。仿真实验结果表明: 在控制器相同、扰动条件相同的情况下, 相比模型辅助的自抗扰算法, 文中提出的算法阶跃响应调节时间减少 80.72%, 超调量减少 61.97%; 在 1V2Hz 等效扰动下, 系统稳态精度提高 36.69%, 系统性能提升效果明显。在实物验证实验中, 对于 1V2Hz 等效扰动下, 文中提出的算法系统稳态精度提高了 27.41%, 对于不同频率的等效扰动, 稳态精度能够提升 20% 以上, 有效的提高了光电稳定平台的稳态精度。

关键词: 光电稳定平台; 传函零点; 自抗扰控制

中图分类号: TP273 **文献标志码:** A **DOI:** 10.3788/IRLA20240030

0 引 言

机载光电系统作为重要的信息节点和武器节点, 在搜索、探测、锁定、跟踪、打击、评估的全作战链任务中均扮演重要角色, 机载光电系统性能的强弱直接影响了包以德循环 (OODA 循环) 时间。光电稳定平台是机载光电系统稳定成像的基础, 其通过惯性稳定控制实现隔离外界扰动、稳定载荷视轴的功能。随着高分辨率长焦光电探测器及高能激光器等技术的发展, 对机载光电稳定平台的扰动抑制能力提出了新的要求。

相比于通过系统硬件的提升光电稳定平台性能, 通过控制算法的优化提升系统性能具有实现简单、成本可控、效果显著等优点。近年来, 通过扩张状态观测器估计系统扰动并进行实时补偿的线性自抗扰控制 (Linear Active Disturbance Rejector Controller, LADRC) 算法由于其扰动抑制能力强、运算量小等优点成为当前的一个研究热点: 文献 [1] 为了有效地补偿转矩扰动, 使用线性自抗扰控制实现力矩扰动的估计, 有效地补偿了转矩扰动, 提升了光电稳定平台的快速响应

和扰动抑制能力, 设计了基于平台模型的线性自抗扰控制器; 文献 [2] 为了提高负载特性改变时伺服控制系统的扰动抑制能力, 设计了线性自抗扰控制器, 实现对负载的总扰动进行实时估计和补偿。文献 [3] 与文献 [4] 均是在线性扩张状态观测器的基础上引入滑模趋近率加快系统收敛的同时避免非奇异现象, 相较于传统滑模控制器和比例-积分-微分控制器 (Proportion Integration Differentiation, PID) 而言, 使用新型控制器设计的系统具备更高的稳态精度, 且抖振抑制效果显著。文献 [5] 为了降低扰动估计延迟采用了降阶自抗扰控制方法提升了系统跟踪误差及响应速度。文献 [6] 为改善航空光电载荷用音圈致动快速反射镜 (Fast Steering Mirror, FSM) 的控制性能, 提出一种降阶自抗扰控制方法, 能够明显提升 FSM 的动态性能; 文献 [7] 为提高系统性能引入 LuGre 模型来初步抑制摩擦对伺服系统的扰动, 通过设计自抗扰控制器对摩擦补偿后仍然存在的残余扰动进行进一步抑制, 提高了光电平台扰动隔离度; 张越杰^[8] 等为了减少扩张状态观测器的负荷进一步提出了扰动分离自抗扰, 通过仿真及实物验证证明了该方法能够有效提

收稿日期: 2024-01-17; 修订日期: 2024-04-15

作者简介: 翟方超, 男, 研究员, 博士生, 从事航空多信息融合导航控制与定位研究。

导师(通讯作者)简介: 曾庆化, 男, 教授, 博士生导师, 博士, 主要从事惯性、视觉、卫星等多种导航方式的智能多信息融合导航理论、技术与应用方面的研究。

高光电稳定平台的扰动抑制能力。然而以上研究均存在一个假设即系统中传动均为刚性、控制带宽远远低于系统结构谐振,进而忽略了系统模型中可能存在的零点。

随着光电稳定平台性能要求的不断提高,系统谐振点及传动过程中的非刚性连接成为不可忽略的因素,为此文中提出了一种考虑传函零点的光电稳定平台抗扰控制设计方法,在考虑系统模型零点的基础上,进行自抗扰控制的设计,进一步提高系统的控制带宽及稳态精度。光电稳定平台的稳定环在扰动抑制中起关键作用,文中以某型机载光电稳瞄系统为研究对象,首先对系统性能的影响因素及系统的传动模型进行分析,进一步阐述了文中提出的考虑传函零点的光电稳定平台抗扰控制 (Linear Active Disturbance Rejector Controller Considering Transfer Function Zeros, LADRC-TFZ) 的基本原理与方法,最后为了验证该方法的有效性,进行了算法仿真模型搭建及实物试验。不同于以往的光电稳定平台控制器设计,文中在模型分析及控制器设计过程中均考虑了系统模型中可能存在的零点,能够有效提高系统性能。

1 系统模型及扰动分析

文中研究对象为某型方-俯-方-俯构型的两轴四框架光电稳定平台,其控制系统基本结构如图 1 所示。系统有两个精控的内框架和两个粗控的外框架,反馈元件为光纤陀螺仪,两个精控的内框架采用力矩电机进行直接驱动,以保障较好的稳定和扰动隔离效果,两个粗控外框架主要用于隔离外部的气动等扰动并和内框架共同作用,避免框架自锁的问题。

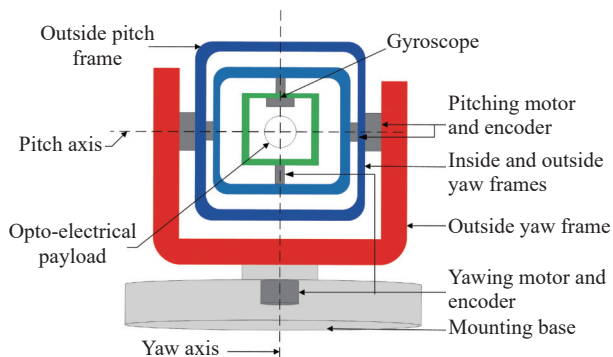


图 1 光电稳定平台结构示意图

Fig.1 Structural diagram of photoelectric stabilization platform

1.1 考虑柔性传动的稳定环模型分析

两轴四框架构型的机载光电稳定平台稳定性主要由两精控内框架决定^[9],两内框架通过陀螺作为反馈传感器的速度闭环实现对外部扰动的隔离进而保持惯性载荷瞄准线指向的稳定^[10],其性能直接影响光电系统的稳定和跟踪性能^[11],在运动过程中两精控内框始终保持正交^[12],其控制方式基本类似,通常为了节省空间同时提高控制精度采用扁平的直流电机直接驱动框架^[13],因此不可避免的存在柔性传动,精控框架传动原理如图 2 所示。

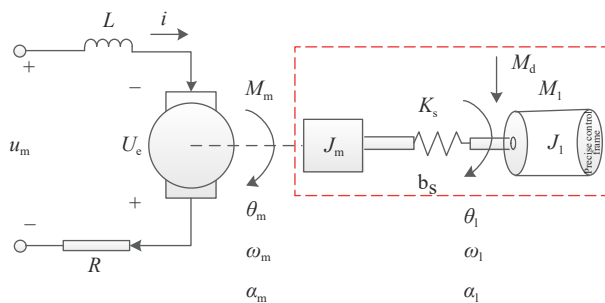


图 2 精控框架传动原理示意图

Fig.2 Schematic diagram of precise control frame transmission principle

其中, u_m, i 分别为直流力矩电机电枢电压和电枢电流, R, L 分别为电枢等效电阻和等效电感, $\theta_m, \omega_m, \alpha_m, \theta_l, \omega_l, \alpha_l$ 分别为电机端和负载的转动角度和角速度和角加速度, J_m, J_l 分别为电机和精控框架的转动惯量, K_s 为转矩刚度系数, b_s 传动阻尼系数, M_m, M_l, M_d 分别为电机端输出力矩、负载端力矩和扰动力矩, 其中扰动力矩主要包括摩擦力矩、不平衡力矩以及外部干扰力矩等。

通常在推导系统理论模型时,认为系统刚度足够大、转动惯量足够小,系统通频带远低于机械谐振频率,进而直接将柔性传动及结构谐振部分忽略^[14]。但是随着系统带宽及扰动抑制要求的不断提高,柔性传动部分逐渐成为影响系统性能的重要因素。由于直流电机模型已十分成熟,故此处推导传动谐振时系统模型,仅考虑上图红虚线框中传动部分,不考虑扰动力矩 M_d 的情况系统动态特性如公式 (1) 所示:

$$\begin{cases} M_l = K_s(\theta_m - \theta_l) + b_s(\omega_m - \omega_l) \\ J_m \alpha_m = M_m - M_l \\ J_l \alpha_l = M_l \end{cases} \quad (1)$$

以 M_m 为输入变量, ω_l 为输出变量, 推导系统传递函数如公式 (2) 所示:

$$\begin{aligned} \frac{\omega_l}{T_E} &= \frac{\frac{K_s}{J_m s^2} + \frac{b_s}{J_m s}}{(J_l s + (\frac{K_s}{s} + b_s)(\frac{J_l + J_m}{J_m}))} \\ &= \frac{K_s + b_s s}{(J_l J_m s^3 + (K_s s + b_s s^2)(J_l + J_m))} \\ &= \frac{1}{(J_l + J_m)s} \underbrace{\frac{K_s + b_s s}{J_p s^2 + b_s s + K_s}}_{\text{Flexible/mechanical resonance part}} \end{aligned} \quad (2)$$

Rigid part

其中:

$$J_p = \frac{J_l J_m}{J_l + J_m} \quad (3)$$

易知考虑柔性传动时, 被控对象模型不再是标准的积分串联型, 而由刚性部分和柔性传动部分构成, 即使电机端模型没有零点, 但是考虑系统柔性/结构谐振时, 系统模型会引入零点 $s = -K_s/b_s$, 当系统阶数进一步提高时, 其零点会进一步增加。

而当前研究在对光电稳定平台进行自抗扰控制器的设计过程中均忽略了实际系统模型中可能存在的零点, 使用无零点模型进行光电稳定平台的自抗扰控制器设计, 在控制系统带宽要求较低时影响不明显, 随着控制系统要求的逐步提高, 稳态精度逐渐降低, 直至开始自激震荡。

1.2 自抗扰控制设计过程

自抗扰控制主要由跟踪微分器 (TD)、扩展状态观测器 (ESO) 和线性状态误差反馈控制器 (LSEF) 三部分组成^[15]。自抗扰控制假设系统模型为 n 阶积分串联型^[16], 框架结构如图 3 所示。

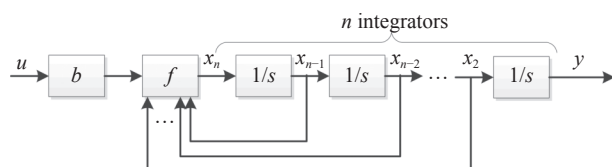


图 3 积分串联型结构框图

Fig.3 Block diagram of the integral tandem structure

系统模型如公式 (4) 所示:

$$y^{(n)}(t) = bu(t) + f(y^{(n-1)}(t), \dots, y(t), \omega) \quad (4)$$

式中: $y^{(i)}(t)$ 表示系统输出的 i 阶导数; b 表示系统的输入到输出 n 阶导数的增益; u 表示系统的输入; ω 表示

外部扰动; f 表示被未知的系统状态及外部扰动。自抗扰控制将 f 作为扩张状态设计扩张状态, 为了简化表述下面省略时间变量 t , 取状态变量如公式 (5) 所示:

$$\begin{cases} x_1 = y \\ x_2 = \dot{y} \\ \vdots \\ x_n = y^{(n-1)} \\ x_{n+1} = f \end{cases} \quad (5)$$

可重写系统方程如公式 (6) 所示:

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu + Eh \\ y = C^T x \end{cases} \quad (6)$$

其中:

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & & \\ & 0 & \ddots & \\ & & \ddots & 1 \\ & & & 0 \end{bmatrix}_{(n+1) \times (n+1)}, B = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ b \\ 0 \end{bmatrix}_{(n+1) \times 1}, E = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 1 \end{bmatrix}_{(n+1) \times 1} \quad (7)$$

设计两输入的扩张状态观测器为

$$\dot{Z} = (A - LC)Z + [B \quad L] [u \quad y]^T$$

式中: $L = [l_1, l_2, \dots, l_{n+1}]^T$ 为观测器增益, 则根据现代控制系统理论, 要想使该观测器收敛, 则要求状态转移矩阵的所有特征值均为负, 依据此来配置参数矩阵即可保证:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} z_i = x_i \quad i = 1, 2, \dots, n+1 \quad (8)$$

通常使用带宽配置方法, 将其闭环特征值均配置到 $-\omega_o$ 处即可, 其中 ω_o 为一个正实数。同时设计补偿器如公式 (9) 所示:

$$u = \frac{u_0 - z_{n+1}}{b} \quad (9)$$

此时通过公式 (9) 可将原系统补偿为:

$$y^{(n)} = f + bu = b_0 u_0 \quad (10)$$

式中: u_0 可设计为如公式 (11) 所示:

$$u_0 = k_1(r - z_1) + k_2(\dot{r} - z_2) + \dots + k_n(r^{(n)} - z_n) \quad (11)$$

式中: r 为参考输入; k_i 为第 i 个待配置参数, 通过配置 k_i 将系统闭环极点配置到 $-\omega_c$ 处, 即可保证系统稳定。

1.3 系统扰动分析

由 1.2 小节易知, 自抗扰控制设计时的系统模型 (4) 并不包含零点, 因此无法表示系统模型 (2), 此时

传统的自抗扰控制设计过程不再适用。

工程实践中发现光电稳定平台的控制系统模型往往存在一个甚至多个零点,从而导致经典的自抗扰控制器设计方法失效,因此文中以某型光电稳定平台为研究对象,针对稳定平台实际模型中含有零点的情况,提出一种考虑传函零点的光电稳定平台抗扰控制(LADRC-TFZ)。

2 LADRC-TFZ 算法设计

考虑传函零点时,光电稳定平台的模型可写为:

$$G_p(s) = \frac{\omega}{u} = \frac{b_m s^m + b_{m-1} s^{m-1} + \cdots + b_1 s + b_0}{s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \cdots + a_1 s + a_0} (n > m) \quad (12)$$

此时,1.2 小节的经典自抗扰控制设计方法不再适用。本小节从扰动分离、扰动估计及扰动补偿三个部分阐述考虑传函零点的自抗扰控制器设计方法。

2.1 扰动设计

根据自抗扰控制总扰动的思想,考虑光电稳定平台系统的输出如公式 (13) 所示:

$$\begin{aligned} \omega(s) &= G_p(s)(U(s) + D(s)) \\ &= G(s)(1 + \Delta)(U(s) + D(s)) \end{aligned} \quad (13)$$

式中: G_p 为系统的真实模型; $G(s)$ 为系统名义模型; Δ 为系统真实模型与系统名义模型的差异; $D(s)$ 为系统的输入干。可重写公式 (13), 如公式 (14) 所示:

$$\omega(s) = G(s)(U(s) + D_d(s)) \quad (14)$$

其中:

$$D_d(s) = \Delta U(s) + (1 + \Delta)D(s) \quad (15)$$

即 $D_d(s)$ 包含了系统输入及系统模型的不确定型。如果 $D_d(s)$ 的逆拉普拉斯变换 $d_d(t)$ 能够被估计并且补偿,则可化 $G_p(s)$ 为 $G(s)$ 。也即可通过设计系统总扰动的形式,来更改系统的名义模型。

通过对公式 (12) 两边同时 m 重积分并移项可重写公式 (12), 如公式 (16) 所示:

$$\begin{aligned} \omega^{(n-m)} &= -a_0 \int \cdots \int \omega - a_1 \int \cdots \int \omega - \cdots - \\ & a_m \omega - \cdots - a_{n-1} \omega^{(n-m-1)} + b_m u + \\ & b_{m-1} \int u + \cdots + \int \cdots \int b_1 u + \int \cdots \int b_0 u \end{aligned} \quad (16)$$

根据公式 (16) 设计系统扰动, 如公式 (17) 所示:

$$\begin{aligned} f &= -a_0 \int \cdots \int \omega - a_1 \int \cdots \int \omega - \cdots - a_{m-1} \int \omega + \\ & b_{m-1} \int u + \cdots + \int \cdots \int b_1 u + \int \cdots \int b_0 u \end{aligned} \quad (17)$$

此时可重写公式 (16), 如公式 (18) 所示:

$$\omega^{(n-m)} = -a_{n-1} \omega^{(n-m-1)} - \cdots - a_{m+1} \omega^{(1)} - a_m \omega + b_m u + f \quad (18)$$

若能消除扰动 f 即可将带零点的实际系统转化标准的积分串联型。

2.2 扰动估计及补偿

为了增加系统扰动观测精度,使用扰动分离方式设计扩张状态观测器。

设计总扰动如公式 (19) 所示:

$$d_{\text{total}} = f \quad (19)$$

将其作为扩张状态,取系统状态变量如公式 (20) 所示:

$$\begin{cases} x_i = \omega^{(i-1)}, 1 \leq i \leq n-m \\ x_{n-m+1} = d_{\text{total}} \end{cases} \quad (20)$$

可重写系统方程为:

$$\begin{cases} \dot{x}_i = x_{i+1}, 1 \leq i \leq n-m-1 \\ \dot{x}_{n-m} = -a_{n-1} x_{n-m} - \cdots - a_{m+1} x_2 - \\ a_m x_1 + x_{n-m+1} + b_m u \\ \dot{x}_{n-m+1} = \dot{d}_{\text{total}} \end{cases} \quad (21)$$

根据扩张状态观测器相关理论,对公式 (21) 扩张状态后的系统建立扩张状态观测器。

$$\begin{cases} \dot{z}_i = z_{i+1} + l_i e, 1 \leq i \leq n-m-1 \\ \dot{z}_{n-m} = -a_{n-1} z_{n-m} - \cdots - a_{m+1} z_2 - a_m z_1 \\ + z_{n-m+1} + b_m u + l_{n-m} e \\ \dot{z}_{n-m+1} = l_{n-m+1} e \\ e = \omega - z_1 \end{cases} \quad (22)$$

其中, $Z = [z_1 \ z_2 \ \cdots \ z_{n-m+1}]$ 为观测器状态, $L = [l_1, l_2, \cdots, l_{n-m+1}]$ 为观测器增益,通过配置观测器特征根即可保证:

$$\begin{cases} \lim_{t \rightarrow \infty} z_i = x_i, 1 \leq i \leq n-m \\ \lim_{t \rightarrow \infty} z_{n-m+1} = d_{\text{total}} \end{cases} \quad (23)$$

因此可以使用公式 (22) 的扰动观测器对系统扰动进行补偿。设计控制器如公式 (24) 所示:

$$u = u_0 + \frac{1}{b_m}(-z_{n-m+1}(t)) \quad (24)$$

将公式 (24) 代入公式 (18) 可得:

$$\omega^{(n-m)} = -a_{n-1}\omega^{(n-m-1)} - \dots - a_{m+1}\omega^{(1)} - a_m\omega + b_mu_0 \quad (25)$$

此时,以名义模型设计控制器即可实现系统控制。

2.3 基于零极点对消的控制器设计

公式 (25) 为含有稳定零点的被控对象。对于含有稳定零点的被控对象,可通过消除稳定零点后设计典型开环回路的形式设计控制器。典型二阶回路开环特性如公式 (26) 所示,其中 f_c 为控制回路开环截止频率,单位 Hz,其幅相特性曲线如图 4 所示。

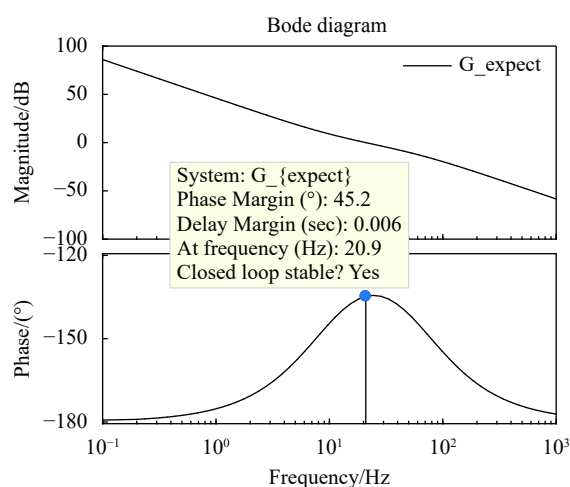


图 4 典型二阶回路开环幅频特性

Fig.4 Typical second-order loop open-loop amplitude-frequency characteristics

$$\phi_{\text{expect}} = 2\pi f_c f_c \frac{\left(\frac{1}{\pi f_c} s + 1\right)}{s^2 \left(\frac{1}{6\pi f_c} s + 1\right)} \quad (26)$$

由公式 (25) 和公式 (26),为了消除名义模型零点并达到典型开环特性,需设计系统控制器如公式 (27) 所示:

$$G_c = \frac{\phi_{\text{expect}}}{\phi} = 2\pi f_c f_c \frac{\left(\frac{1}{\pi f_c} s + 1\right)}{s^2 \left(\frac{1}{6\pi f_c} s + 1\right)} G_n(s) \quad (27)$$

式中: G_n 为补偿后的名义模型,根据系统的指标要求, f_c 设计为 20 Hz。

3 考虑传函零点的扰动分离控制器设计

以方位轴为例,使用系统模型辨识的方法获取系统方位轴模型如公式 (28) 所示:

$$G(s) = \frac{24.5s + 28.43}{s^3 + 43.4s^2 + 397s + 2127} \quad (28)$$

根据第 2 小节阐述的设计重写公式 (28),如公式 (29) 所示:

$$\ddot{\omega} = -43.4\dot{\omega} - 397\omega - 2127\omega + 24.5\dot{u} + 28.43u \quad (29)$$

经模型辨识,该型产品方位轴系统模型相对阶为 2,对模型两边同时积分得:

$$\begin{aligned} \dot{\omega} &= -43.4\dot{\omega} - 397\omega - 2127 \int \omega + 24.5u + 28.43 \int u \\ &= -43.4\dot{\omega} - 397\omega + 24.5u + f_{ds} \left(\int \omega, \int u \right) \end{aligned} \quad (30)$$

设计扰动分离观测器如公式 (31) 所示:

$$\begin{cases} e_o = y - z_1 \\ \dot{z}_1 = z_2 + \beta_1 e_o \\ \dot{z}_2 = -a_1 z_2 - a_0 z_1 + z_3 + \hat{b}_1 u + \beta_2 e_o \\ \dot{z}_3 = \beta_3 e_o \end{cases} \quad (31)$$

为了保证观测器收敛,参数设置如公式 (32) 所示:

$$\begin{cases} \hat{b}_1 = 24.5; a_1 = 43.4; a_0 = 397; \\ \beta_1 = 3\omega_o - a_1 \\ \beta_2 = a_1^2 + 3\omega_o^2 - 3a_1\omega_o + 3\omega_o^3 - a_0 \\ \beta_3 = \omega_o^3 \end{cases} \quad (32)$$

此时,可保证:

$$\begin{cases} \lim_{t \rightarrow \infty} z_1 = \omega \\ \lim_{t \rightarrow \infty} z_2 = \dot{\omega} \\ \lim_{t \rightarrow \infty} z_3 = f_{ds} \end{cases} \quad (33)$$

使用 z_3 对 f_{ds} 进行补偿,补偿后,系统的模型如公式 (34) 所示:

$$\frac{\omega}{u} = \frac{24.5}{s^2 + 43.4s + 397} \quad (34)$$

根据公式 (34) 及公式 (27) 设计系统控制器,如公式 (35) 所示:

$$G_c = 2\pi f_c f_c \frac{\left(\frac{1}{\pi f_c} s + 1\right)(s^2 + 43.4s + 397)}{s^2 \left(\frac{1}{6\pi f_c} s + 1\right) 24.5} \quad (35)$$

根据要求取 f_c 为 125.6 rad/s(20 Hz)。

4 仿真实验

根据第 2 小节的阐述及考虑传函零点的自抗扰控制原理,搭建系统仿真模型如图 5 所示,并将实验结果与比例-积分-微分 (PID) 算法、线性自抗扰算法

(LADRC)、模型辅助的自抗扰算法 (MLADRC) 等算法结果进行对比。

为了保证对比的有效性,三种算法中扩张状态观测器带宽均设置为 500 rad/s,控制器带宽均设置为 125.6 rad/s。

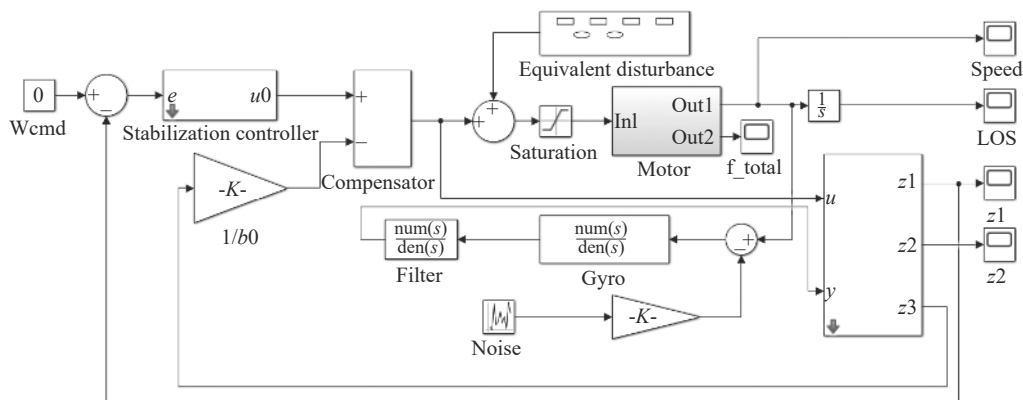


图 5 考虑零点的扰动分离系统仿真模型

Fig.5 Simulation model of LADRC-TFZ system

4.1 指令响应对比

阶跃信号中信号分量丰富,能够较好的激发系统的动态特性及稳态性能,设计通过对比不同算法下系统对相同阶跃指令的响应情况对比算法的优劣。

实验输入条件:给速度输入指令为 1 rad/s 的阶跃信号。对于相关算法的系统阶跃响应,通过以下指标判断算法的优劣:

- 1) 调节时间 (响应曲线到达 5% 误差带时间);
- 2) 上升时间 (响应指令 10% 到 90% 的时间);
- 3) 超调量 (系统最大响应超过指令的比例)。

各算法对比结果如表 1 及图 6 所示。

表 1 阶跃响应对比实验结果

Tab.1 Step response comparison experimental results

	Overshoot	Rise time/s	Setting time/s
PID	8.5%	0.016	0.043
LADRC	18.5%	0.013	0.073
MLADRC	16.6%	0.013	0.071
LADRC-TFZ	3.2%	0.016	0.027

由以上实验结果可知,文中提出的考虑传函零点的自抗扰控制算法能够使系统在保持系统动态响应能力的同时降低系统超调量并减少系统的调节时

间。相对于传统 PID 算法,文中算法调节时间减少 37.2%,超调量减少 62.35%,模型辅助自抗扰控制算法虽然相比于线性自抗扰控制算法性能有所提高,但是文中算法相比于 MLADRC 在保证上升时间相当的条件,超调量提高了 80.72%,调节时间提高了 61.97%。即保证调节速度的同时减少系统的超调量。可以看出由于未考虑传函零点,相同条件下,线性自抗扰算法及模型辅助自抗扰算法性能甚至劣于传统的 PID 算法。

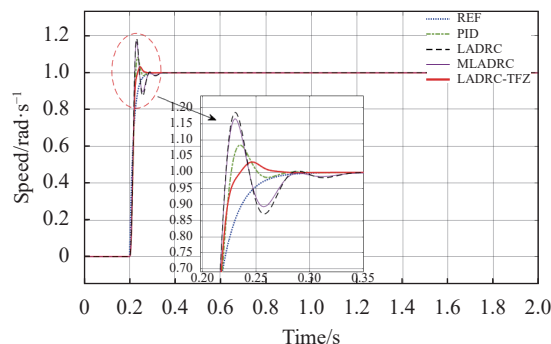


图 6 系统阶跃响应对比

Fig.6 Control algorithm step response comparison

4.2 扰动抑制能力对比

根据系统仿真模型,在图 5 的 Equivalent distur

bance 处添加外界等效扰动对比分析各算法的扰动抑制能力,添加扰动大小及频率为 1 V 2 Hz。仿真实验输出如图 7 所示。

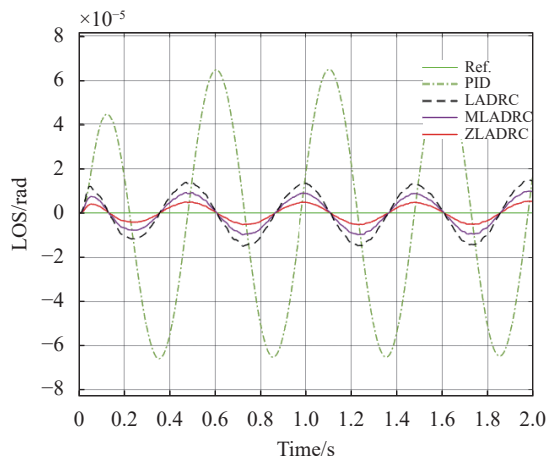


图 7 扰动抑制能力对比

Fig.7 Comparison of disturbance suppression capabilities

由图 7 相同扰动下的系统输出结果可知,在 1 V 2 Hz 等效扰动条件下,比例-积分-微分 (PID) 控制算法的受扰动影响瞄准线输出约为 64.68 μrad ,线性自抗扰控制 (LADRC) 瞄准线稳态精度约为 12.42 μrad ,模型辅助自抗扰 (MLADRC) 算法瞄准线稳态精度约为 8.26 μrad ,而文中提出的算法,瞄准线稳态精度约为 5.23 μrad ,相对于 PID 算法,文中算法在该条件下稳态精度提高了 91.91%,相比于线性自抗扰算法稳态精度提高了 57.89%,而相比于模型辅助自抗扰算法稳态精度提高了 36.69%。可见自抗扰控制在扰动抑制能力上由于传统 PID 控制,而文中提出的算法优于现行的自抗扰设计方法,能够极大的提高了光电稳定平

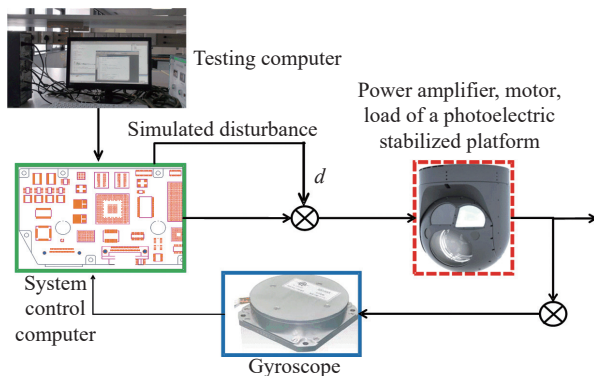


图 8 实物验证原理图

Fig.8 Schematic Diagram of Physical Verification Principle

台的稳态精度。

变更等效扰动频率,仿真输出结果如表 2 所示。

表 2 不同频率角扰动下扰动残余

Tab.2 Stable accuracy under different frequency equivalent disturbance

Disturbance frequency/Hz	PID/ μrad	LADRC/ μrad	MLADRC/ μrad	LADRC-TFZ/ μrad
0.5	24.06	1.96	1.32	0.71
1	43.44	5.55	3.65	1.92
3	70.53	21.27	14.43	7.69
5	65.30	34.49	24.02	12.00

由表 2 可知,对于 5 Hz 内得到等效扰动,文中算法瞄准线稳态精度均有明显提高。

5 实验验证

采用某型光电稳定平台验证件对文中提出的考虑传函零点的光电稳定平台抗扰控制的进行实物验证,并与 PID、LADRC、MLADRC 等算法进行对比。实物验证原理如图 8 所示,系统位置传感器使用 16 位编码器,分辨率为 96 μrad ,驱动组件使用力矩电机,连续力矩为 7 Nm、连续电流为 7.3 A,控制器使用 VxWorks 嵌入式实时操作系统实现,硬件平台使用 FT2000A 芯片。

5.1 实验验证及结果

扰动抑制能力验证方法如下。

实验方法及条件:在不同稳定控制算法条件下,将惯性稳定平台内框架固定在实验工装中,使稳定平台工作在惯性态,在伺服控制程序的功放输出端添加相同的扰动信号,对比不同算法在相同扰动条件下的稳态精度。实验条件为 10% 最大功放输出扰动,扰动频率为 2 Hz。

各算法下系统输出情况如图 9 所示。

由图 9 可知,在输入相同的等效扰动条件下,比例-积分-微分 (PID) 控制系统稳态偏移量约为 58.96 μrad 、线性自抗扰 (LADRC) 算法瞄准线偏移量约为 32.58 μrad 、模型辅助自抗扰 (MLADRC) 算法瞄准线稳态偏移量约为 8.79 μrad ,而文中提出的考虑零点的抗扰控制瞄准线角度偏移量约为 6.35 μrad ,即文中提出的算法扰动抑制能力相比 PID 算法提高了

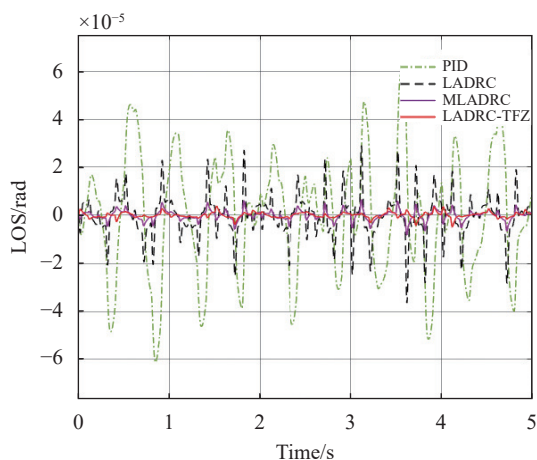


图 9 等效干扰下系统瞄准线偏差

Fig.9 System LOS error under equivalent disturbance

88.47%, 相比与 LADRC 及 MLADRC 分别提升了 80.51% 和 27.76%, 提升效果明显。更改输入扰动频率, 重复以上扰动抑制能力对比实验, 实验结果如表 3 所示。

表 3 不同频率角扰动下扰动残余

Tab.3 Stable accuracy under different frequency equivalent disturbance

Disturbance frequency/Hz	PID/ μ rad	LADRC/ μ rad	MLADRC/ μ rad	LADRC-TFZ/ μ rad
0.5	52.61	19.52	7.01	5.68
1	53.58	24.23	7.53	5.74
1.5	55.26	28.35	8.16	6.06
2	58.96	32.58	8.79	6.35
2.5	55.44	35.52	9.88	6.89
5	54.38	40.28	12.26	7.59

5.2 实验结果分析

实验结果表明, 考虑零点的抗扰控制算法扰动抑制能力优于 PID、LADRC 及 MLADRC 等控制器, 在 5 Hz 内扰动抑制能力相比于传统 PID 控制器提高了 80% 以上, 相比 MLADRC 扰动能力提升 27.41%。故考虑零点的抗扰控制算法扰动抑制能力更加优异。

6 结 论

文中分析了当前光电稳定平台的系统模型及扰动作用原理, 并针对含有零点的系统模型提出一种考虑零点的抗扰控制算法。该算法通过总扰动设计将原含零点模型转化为无零点模型, 解决了当前稳定平

台扩张状态观测器设计未考虑零点的问题, 有效提高了系统的扰动抑制能力及控制性能。

实验结果表明, 文中提出的考虑零点的抗扰控制算法, 相比于传统 PID 控制算法、线性自抗扰控制算法以及模型辅助的自抗扰控制算法, 能够在不降低系统快速性的情况下, 降低含零点系统的超调量, 同时提升系统扰动抑制能力, 具有较高的理论研究价值及工程应用价值。

参考文献:

- [1] Qi Chao, Fan Shixun, Xie Xin, et al. Research on control method for improving low speed performance and stable precision of electro-optic servo system [J]. *Acta Armamentarii*, 2018, 39(10): 1873-1882. (in Chinese)
- [2] Wei Zeyu, Xu Wenbo, Zhang Guolin, et al. Active disturbance rejection control of aerospace electromechanical servo system [J]. *Control Theory & Applications*, 2021, 38(1): 73-80. (in Chinese)
- [3] Han Jiaojiao. Research on active disturbance rejection control strategy of photoelectric stabilization platform[D]. Xi'an: Xi'an Technological University, 2022. (in Chinese)
- [4] Liu Changjie, Wang Chunyang, Wang Zishuo, et al. Research on sliding mode active disturbance rejection control method for airborne optoelectric stabilized platform [J]. *Electronics Optics & Control*, 2023, 30(5): 84-88. (in Chinese)
- [5] Wang Fan. Research on stabilization and tracking technology of airborne star tracker[D]. Chengdu: University of Chinese Academy of Sciences(Institute of Optics and Electronics, Chinese Academy of Sciences), 2020. (in Chinese)
- [6] Huang Pu, Yang Xiuli, Xiu Jihong, et al. Reduced-order active disturbance rejection control of fast steering mirror driven by VCA [J]. *Optics and Precision Engineering*, 2020, 28(6): 1365-1374. (in Chinese)
- [7] Wang Zhengxi, Zhang Bao, Li Xiantao, et al. Friction compensation strategy of high performance for aerial photoelectrical stabilized platform [J]. *Acta Aeronautica et Astronautica Sinica*, 2017, 38(12): 277-284. (in Chinese) DOI:10.7527/S1000-6893.2017.321350
- [8] Zhang Yuejie, Zhang Peng, Ran Chengping, et al. Application of a disturbance separation active disturbance rejection control in photoelectric stabilized platform [J]. *Infrared and Laser Engineering*, 2021, 50(10): 20210068. (in Chinese)
- [9] Liu Xiangyang, Mao Jianliang, Yang Jun, et al. Robust

- predictive visual servoing control for an inertially stabilized platform with uncertain kinematics [J]. *ISA Transactions*, 2021(114): 347-358.
- [10] Zhou Xiangyang, Jia Yuan, Zhao Qiang, et al. Dual-rate-loop control based on disturbance observer of angular acceleration for a three-axis aerial inertially stabilized platform [J]. *ISA Transactions*, 2016(63): 288-298.
- [11] Yang Juan, Liu Xiangyang, Sun Jiankun, et al. Sampled-data robust visual servoing control for moving target tracking of an inertially stabilized platform with a measurement delay [J]. *Automatica*, 2022(137): 110105.
- [12] Wang Chunyang, Zhao Shangqi, Shi Hongwei, et al. Linear active disturbance rejection control of airborne photoelectric stabilized platform [J]. *Infrared and Laser Engineering*, 2019, 48(12): 1213002. (in Chinese)
- [13] Zhu Hairong, Li Qi. Design of a two-order active disturbance rejection controller of a stable platform [J]. *Journal of Harbin University of Science and Technology*, 2020, 25(4): 122-128. (in Chinese)
- [14] Fang Yuchao, Li Mengxue, Che Ying. Study on ADRC based boresight stabilized technology of photoelectric platform [J]. *Infrared and Laser Engineering*, 2023, 52(2): 0317005. (in Chinese)
- [15] Jiang Yankun, Piao Heng, Wang Peng, et al. Research on high precision temperature control system using linear auto disturbance rejection technique [J]. *Infrared and Laser Engineering*, 2023, 52(2): 20210813. (in Chinese)
- [16] Liu Yiqi, Sun Mingzhe, Hu Cungang, et al. Smooth switching strategy for flexible multi-state switches based on linear active disturbance rejection control[J/OL]. *Power System Technology*, (2023-08-08)[2024-01-10]. <https://link.cnki.net/urlid/11.2410.TM.20230808.1112.004>

Linear active disturbance rejector controller design for optoelectronic stabilized platform considering transfer function zeros

Zhai Fangchao^{1,2}, Zeng Qinghua^{1*}, Zhang Yuejie², Wang Helong², Li Jie²

(1. College of Automation Engineering, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing 210016, China;

2. Luoyang Institute of Electro-Optical Equipment, AVIC, Luoyang 471000, China)

Abstract:

Objective The optoelectronic stabilization platform is an important component of airborne optoelectronic systems, which plays a role in target tracking and imaging, isolating external disturbances of the carrier, and improving imaging quality. The optoelectronic stabilization platform is an important combat equipment for flight carriers such as helicopters, reconnaissance aircraft, and unmanned aerial vehicles. It plays an important role in the entire combat chain tasks such as search, detection, locking, tracking, strike, and evaluation. With the continuous improvement of battlefield demand, the accuracy requirements of optoelectronic stabilization platforms have gradually increased from tens of microradians to within ten microradians. The optimization of optoelectronic stabilization platform control algorithms is the most direct and cost-effective method to improve its stability accuracy. The current control algorithm for optoelectronic stabilization platforms mainly relies on PID algorithm, and in algorithm design and control, model free or ideal zero free models are used. However, in actual systems, there are often zero points, and the dynamic zero points that are not considered seriously limit the further improvement of system stability accuracy. Therefore, this paper proposes a disturbance rejection control design method for optoelectronic stabilization platforms that considers the zero point of the transfer function.

Methods This paper proposes a disturbance rejection control design method for optoelectronic stabilization platforms that considers the zero point of the transfer function. In the analysis of the system model, the flexible transmission between the motor and the load was taken into account (Fig.2), and the model of the photoelectric stable platform with zero point was derived (Eq.2). By perturbing the platform model with zeros (Eq.12), the

system with zeros is transformed into a system with disturbances but without zeros (Eq.18). Furthermore, through disturbance estimation and compensation, the system model is ultimately transformed into a standard model (Eq.25). Finally, the system controller was designed using zero pole cancellation method to achieve high-performance closed-loop control of the optoelectronic stable platform.

Results and Discussions The disturbance rejection control of the optoelectronic stable platform considering the transmission zero point can achieve high-performance command response and disturbance suppression through disturbance design, disturbance estimation, and disturbance compensation, while considering the dynamic conditions of the system zero point. A simulation verification experiment was designed for this algorithm (Fig.5), and the corresponding performance of the system's instructions was evaluated by adjusting indicators such as setting time, rise time, and overshoot (Fig.6). The results showed that the proposed algorithm reduced the setting time by 37.2% and overshoot by 62.35% compared to the traditional PID algorithm. Compared with MLADRC, the overshoot increased by 80.72% and the setting time increased by 61.97% while ensuring the same rise time (Tab.1). The disturbance suppression ability of the system was verified through the method of equivalent disturbance injection, which is superior to traditional methods such as PID and MLADRC (Fig.7). Finally, through physical experiments, it was verified that the disturbance suppression capability within 5 Hz was improved by more than 80% compared to traditional PID controllers, and the disturbance capability was improved by 27.41% compared to MLADRC (Tab.3). This algorithm has excellent disturbance suppression ability.

Conclusions A disturbance rejection control algorithm for optoelectronic stabilization platform considering transfer function zeros has been designed. This algorithm has the characteristics of considering the dynamics of model zeros, excellent instruction response, and strong disturbance suppression ability. It can convert system models containing zeros into zero free systems for controller design. Simulation and physical verification experiments show that the algorithm has significantly improved performance in step command response and disturbance suppression within 5 Hz compared to traditional PID control algorithm, linear active disturbance rejector control design algorithm, and model assisted linear active disturbance rejector control design algorithm, which can effectively enhance the performance of the optoelectronic stability platform system.

Key words: optoelectronic stabilization platform; transfer function zeros; active disturbance rejector control