

文章编号 1004-924X(2022)23-3058-12

基于自抗扰控制的2.5 m望远镜主轴伺服控制系统

刘洋^{1,2}, 李洪文¹, 邓永停^{1*}, 王帅¹, 费强³, 杨晓霞¹, 曹玉岩^{1,2}

(1. 中国科学院长春光学精密机械与物理研究所, 吉林 长春 130033;

2. 中国科学院大学, 北京 100049;

3. 季华实验室, 广东 佛山 528000)

摘要:为了满足2.5 m大视场望远镜的跟踪要求,提出了望远镜主轴伺服三闭环控制设计方法。在整定好的电流环输入端注入正弦信号,扫频测试主轴伺服速度环的开环频率特性。根据谐振频率设计结构滤波器抑制机械谐振,从而达到更高的闭环带宽。最后,依据辨识得到的控制模型,设计速度环线性自抗扰控制器和位置环比例控制器。速度环基于线性扩张状态观测器估计扰动并补偿其影响,可以达到更高的低速跟踪精度。为解决快速搜索问题,根据设备允许的最大速度、加速度,基于离散最速跟踪微分器安排过渡过程。实验结果表明:线性自抗扰控制相比PI控制,2.5 m大视场望远镜进行1.24°视场角快速步进搜索的时间由1.6 s降低为1.0 s;以速度为2(°)/s,加速度为1(°)/s²作为等效正弦引导的误差均方根值由1.08"降低为0.60";低速跟踪斜率为0.0001(°)/s的位置斜坡曲线时,位置跟踪稳态误差均方根值由0.0158"降低为0.0106"。线性自抗扰控制能够满足大视场角天文望远镜高效率快速搜索和低速精密跟踪的要求。

关键词:大视场望远镜;线性自抗扰;频率特性;结构滤波器;最速跟踪微分器

中图分类号:TP273;TH743 文献标识码:A doi:10.37188/OPE.20223023.3058

Main axes servo control system for 2.5 m telescope based on active disturbance rejection control

LIU Yang^{1,2}, LI Hongwen¹, DENG Yongting^{1*}, WANG Shuai¹, FEI Qiang³,
YANG Xiaoxia¹, CAO Yuyan^{1,2}

(1. *Changchun Institute of Optics, Fine Mechanics and Physics, Chinese Academy of Sciences, Changchun 130033, China;*

2. *University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049, China;*

3. *Ji Hua Laboratory, Foshan 528000, China)*

* *Corresponding author, E-mail: dyt0612@163.com*

Abstract: To meet the requirements of fast search and high precision tracking at ultra-low speed for a 2.5 m wide field telescope, the design method of the three closed-loop control system of position, velocity, and current of telescope main axes AC servo is introduced. Firstly, a sinusoidal signal is injected into the set current closed-loop reference input end, and the speed open-loop frequency characteristic curve of the main axes servo system for the telescope is measured using a frequency sweep. Then, the structural filter

收稿日期:2022-09-27;修订日期:2022-11-14.

基金项目:国家自然科学基金资助项目(No. 11973041, No. 12122304);中国科学院青年创新促进会会员项目(No. 2019218);天文联合基金资助项目(No. U2031126)

is designed according to the resonant frequency to suppress the mechanical resonance so as to achieve a higher closed-loop bandwidth. Finally, according to the identified control model, the speed loop linear active disturbance rejection (LADRC) controller and position loop proportional controller are designed. The velocity loop estimates the disturbance and compensates for its effects based on the linear extended state observer, which achieves higher low-speed tracking accuracy. To solve the fast search problem, the position loop arranges the transition process according to the maximum allowable velocity and acceleration of the device and based on the discrete maximum velocity tracking differentiator. The experimental results show that, compared with the PI control, LADRC reduces the fast step search time of 1.24° FOV for a 2.5 m wide field telescope from 1.6 s to 1.0 s. The equivalent sinusoidal guidance error RMS value decreases from $1.08''$ to $0.60''$ when tracking the sine curve with a velocity of $2^\circ/\text{s}$ and acceleration of $1^\circ/\text{s}^2$, The steady-state error RMS of position decreases from $0.0158''$ to $0.0106''$ when tracking the slope of position at $0.0001^\circ/\text{s}$. The experimental results indicate that LADRC can meet the requirements of high efficiency, fast search, and precise tracking at low speed for large field angle telescopes.

Key words: wide field telescope; linear active disturbance rejection control; frequency characteristics; structural filters; fastest tracking differentiator

1 引 言

随着深空探测能力、空间分辨率需求的提高,地基望远镜的口径越来越大,对伺服系统驱动能力和跟踪精度的要求也越来越高^[1-2]。在系统稳定的前提下,望远镜伺服系统最为关键的指标就是跟踪精度、响应速度和抗扰性能。提高系统带宽是优化上述指标最直接的方法,但系统带宽受到结构谐振频率限制。随着望远镜口径的增大,机械谐振频率降低,限制了控制带宽,同时随机风载、非线性摩擦等扰动增大,因此,大口径望远镜的高精度控制面临着挑战。

在望远镜驱动方式上,相比于齿轮或者摩擦传动,直驱方式结构刚度更高,可显著提高谐振频率和锁定谐振频率,有利于增加系统带宽,从而提高响应速度和跟踪精度^[3]。由于永磁同步电机(Permanent Magnetic Synchronous Motor, PMSM)功率密度高、低速平稳性好,随着矢量控制技术日趋成熟,地基大口径望远镜永磁同步电机直接驱动技术的应用越来越广泛,如日本的 8.2 m subaru 望远镜、西班牙的 10.4 m GTC 望远镜、欧洲南方天文台的 4 架 8.2 m VLT 望远镜,均采用永磁同步电机直驱^[1-2]。在控制算法上,PID 控制因不依赖模型,简单易用,在大型望远镜工程中应用最广泛,但是 PID 控制的动态响应能力和超调量存在不可调和的矛盾,在超低速

高精度跟踪、抗扰性能方面有进一步提高的空间。因此,人们提出 PID 改进型来提高控制性能,如 anti-windup 内模 PID^[4]、变结构 PID^[5],应用于大型望远镜速度环,实现了无超调响应,提高了稳态精度。

在扰动抑制方面,LQG 和 H^∞ 控制在大型射电望远镜上有效克服了风载扰动,相比 PID 具有更好的控制性能^[6-7]。但是,参数摄动时,LQG 和 H^∞ 控制的性能变化较大,鲁棒性不足^[8], H^∞ -GE-SO 控制器却获得了明显的性能提升。文献[9]对近年来自抗扰控制在 PMSM 高性能伺服中的研究成果进行了总结,指出模型不确定性因素包括参数摄动和未建模动态,属于内部扰动;不确定载荷扰动属于外部扰动。在望远镜伺服系统中,内部扰动主要包括转动惯量摄动、齿槽转矩和摩擦扰动;外部扰动主要包括风载扰动。韩京清于 1998 年提出自抗扰控制器(Active Disturbance Rejection Control, ADRC)^[10],包括 TD, NLSEF 和 ESO 3 部分,不区分内扰和外扰,通过 ESO 估计内扰外扰之和,即总扰动,是一种新的抗扰控制思路。高志强对自抗扰思想和控制范式进行深入的剖析^[11],并引入线性化方法,得到线性自抗扰控制(Linear Active Disturbance Rejection Control, LADRC),用熟悉的带宽概念对 LADRC 参数进行整定^[12],极大地推动了 ADRC 的应用。文献[13-14]将 LADRC 应用于望远镜

速度环,在与PI控制具有同等带宽的前提下,LADRC抑制了摩擦和齿槽力矩波动,在低速跟踪精度和中低频段的抗扰性能相比PI控制有较大提升。

文献[15]提出位置-电流双闭环策略,采用位置速度复合二阶非线性ADRC控制,电流环采用一阶LADRC,设计实现相对复杂。文献[16]采用位置速度一体化设计,引入速度限幅的位置环二阶ADRC控制,实现了位置最速跟踪定位,但是缺少独立的速度控制模式。由于望远镜伺服系统通常需要工作在等速、定点和数引等工作模式,因此,本文首先辨识望远镜的频率特性,然后设计结构滤波器进行机械谐振抑制,采用位置、速度、电流三闭环串级控制结构,依据带宽法由内环向外环依次整定各环路的控制参数。由于望远镜伺服控制属于低速应用,电流环带宽较高,所以采用PI控制即可,速度环设计一阶LADRC,抑制扰动,实现低速高精度跟踪;位置环设计最速TD规划和比例控制器,实现最大速度、加速度下的快速搜索。

2 望远镜主轴伺服控制系统模型

2.1 永磁同步电机矢量控制数学模型

地基大口径望远镜伺服系统一般采用表面贴装式PMSM。采用 $i_d=0$ 的矢量控制方式,永磁同步电机在 $d-q$ 坐标系下的数学模型如下:

电压方程:

$$\begin{cases} u_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega_e (L_d i_d + \psi_f) \\ u_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} + \omega_e L_q i_q \end{cases} \quad (1)$$

电磁转矩方程为:

$$T_e = \frac{3}{2} n_p \psi_f i_q = K_t i_q \quad (2)$$

运动方程:

$$J \frac{d\Omega}{dt} = T_e - T_L - B\Omega, \quad (3)$$

式中: u_d, u_q 分别为 d, q 轴电压; i_d, i_q 分别为 d, q 轴电流; L_d, L_q 分别为 d, q 轴电感,且 $L_d = L_q = L$; R_s 为定子相电阻; ψ_f 为永磁体磁链; n_p 为极对数; K_t 为力矩系数; ω_e 为转子旋转的电角速度, Ω 为转子旋转的机械角速度,且 $\omega_e = n_p \Omega$; T_L 为负载

转矩; B 为黏滞摩擦系数。

2.2 电流环PI控制器设计

2.5 m级口径望远镜交流伺服系统属于低速应用,采用位置、速度、电流三闭环控制。内环电流环相对外环速度环、位置环带宽较高,通常采用简单易用的PI控制,即可满足快速无超调的要求。采用 $i_d=0$ 的矢量控制,忽略反电动势影响,电流环开环传递函数为:

$$G_{co}(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{\tau_i s} \right) \left(\frac{1}{L_q s + R_s} \right), \quad (4)$$

按照I型系统整定, $\tau_i = \tau_e = L_q / R_s$,电流环闭环传递函数为:

$$G_{cc}(s) = \frac{G_{co}(s)}{1 + G_{co}(s)} = \frac{1}{(L_q / K_p) s + 1} \quad (5)$$

整定后电流环的时间常数 $\tau_c = L_q / K_p$,可见,通过调节 K_p 可以设计合适的电流环闭环带宽。对于2.5 m级望远镜,电流环闭环带宽一般在100 Hz以上。

2.3 望远镜主轴伺服系统频率特性辨识

速度环开环频率特性测试原理框图如图1所示,电流环处于闭环状态,在电流参考输入端注入正弦信号,通过计算机同步记录转台的速度响应数据。该方法辨识的控制模型包括电流闭环控制器、驱动放大部分、电机部分和机械结构部分^[17]。

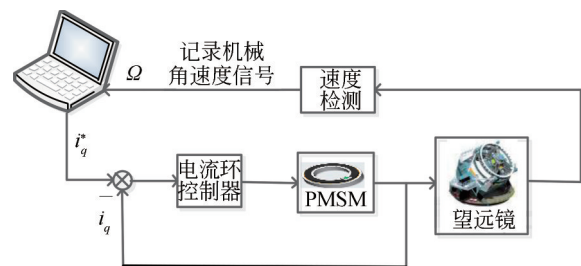


图1 开环频率特性辨识原理

Fig. 1 Block diagram of open loop frequency identification

注入的正弦电流指令信号如下:

$$i_q^*(t) = I_q \sin(2\pi f(t)), \quad (6)$$

其中: $f(t) = f_0(1 + ct^n)t$, $c = \frac{f_T/f_0 - 1}{(n+1)T^n}$ 。

正弦扫描频率为 $[f_0, f_T]$,要覆盖低阶机械谐振频率范围,此处取 $[1, 150]$ Hz。扫描时间为

T , 取 $T=40$ s。 I_q 为正弦电流信号的幅值, 一般要足以驱动望远镜来回摆动, n 为多项式的阶次, $n=3$ 。在获得系统的开环速度响应数据后, 对输入电流序列 $U_i(\omega)$ 和输出速度序列 $Y_i(\omega)$ 进行离散傅里叶变换, 得到输入和输出序列的功率谱密度函数:

$$P_{uy}(\omega) = \frac{2}{nT} \sum_{i=1}^n U_i^*(\omega) Y_i(\omega), \quad (7)$$

其中: $U_i^*(\omega)$ 为 $U_i(\omega)$ 的共轭, $T = nT_s$, 表示每段数据总的采样时间, T_s 表示数据采样周期。激励信号的功率谱密度函数表示为:

$$P_{uu}(\omega) = \frac{2}{nT} \sum_{i=1}^n |U_i(\omega)|^2. \quad (8)$$

因此, 系统的开环频率特性表示为:

$$\hat{G}(\omega) = \frac{P_{uy}(\omega)}{P_{uu}(\omega)}. \quad (9)$$

根据上述方法, 以俯仰轴为例, 对 2.5 m 望远镜进行频率特性辨识, 得到俯仰轴转台的开环频率特性曲线, 如图 2 所示。系统的锁定谐振频率 ω_{AR} 为 24.8 Hz, 谐振频率 ω_R 为 27.0 Hz。

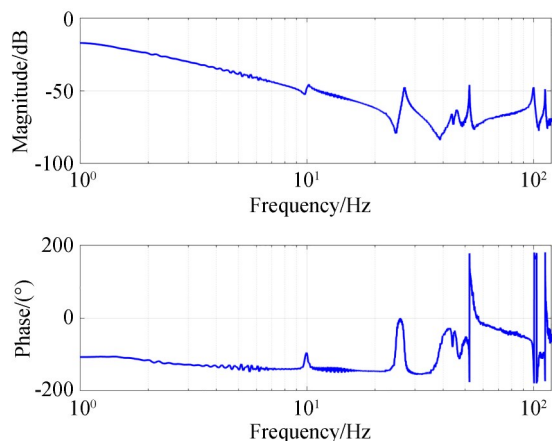


图 2 俯仰轴开环频率特性曲线

Fig. 2 Frequency response of speed open-loop for elevation axis

3 望远镜主轴伺服系统控制器设计

3.1 结构滤波器设计

速度回路的主要作用是减小机电时间滞后, 提高系统的动态响应能力, 减小扰动误差。为了减小低速干扰误差, 应尽量增大系统的增益和带宽。速度回路的带宽主要受到系统机械谐振频

率的限制。为了减小谐振频率对系统的影响, 在速度环 PI 控制器输出串入结构滤波器, 以增大系统闭环带宽, 增强速度回路的动态跟踪性能, 结构滤波器的表达式如下^[17-18]:

$$W_{SF}(s) = \frac{s^2 + 2\zeta_z \omega_{NF} s + \omega_{NF}^2}{s^2 + 2\zeta_p \omega_{NF} s + \omega_{NF}^2}, \quad (10)$$

式中: ω_{NF} 为系统的谐振频率, 称为陷波频率, ζ_z , ζ_p 分别为结构滤波器的零点和极点阻尼系数。比值 ζ_z/ζ_p 决定谐振频率 ω_{NF} 处陷波深度, 比值越小, 凹陷越深。极点阻尼系数 ζ_p 决定谐振频率 ω_{NF} 处陷波宽度, 其值越大宽度越宽。由图 2 可知, $\omega_{NF} = 27.0$ Hz, 取 $\zeta_p = 0.6$, $\zeta_z/\zeta_p = 0.1$, 俯仰轴加入与未加入结构滤波器的开环频率特性曲线如图 3 所示, 加入结构滤波器后谐振频率 27 Hz 处机械谐振峰值得到 -15 dB 的衰减。同理, 可在其他机械谐振频率处加入结构滤波器。

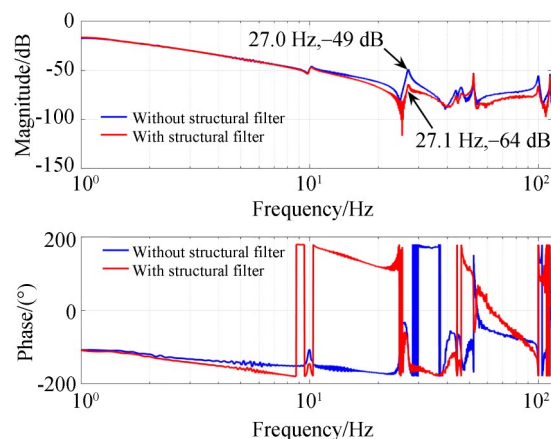


图 3 加入与未加入结构滤波器俯仰轴开环频率特性曲线
Fig. 3 Frequency response of speed open-loop for elevation axis with and without structural filter

3.2 速度环线性自抗扰控制器设计

电流环整定完成后, 忽略扰动力矩的影响, 速度环被控对象的传递函数为:

$$G_{v, \text{plant}}(s) = \frac{\Omega(s)}{I_q(s)} = \frac{K_i}{(Js + B)(\tau_c s + 1)}. \quad (11)$$

大口径望远镜的速度环带宽一般受到机械谐振频率的限制, 速度环闭环带宽一般只有一阶锁定谐振频率的二分之一甚至三分之一。相比之下, 电流环带宽较高, 忽略其时间常数 τ_c , 则速度环可以简化为一阶系统, 即:

$$\dot{\Omega} = \frac{K_t}{J} i_q - \frac{B}{J} \Omega. \quad (12)$$

电流 i_q 作为系统输入 u , 机械角速度 Ω 作为系统输出, 并引入随机扰动 w 。系统参数记作 $a_0 = \frac{B}{J}$, 系统控制增益记作 $b_0 = \frac{K_t}{J}$, 则有:

$$\dot{\Omega} = b_0 u - a_0 \Omega + w. \quad (13)$$

考虑到控制增益误差, 引入控制器增益 b , 得到:

$$\dot{\Omega} = (b_0 - b)u - a_0 \Omega + w + bu. \quad (14)$$

系统总扰动记作 $f = (b_0 - b)u - a_0 \Omega + w$ 。望远镜主轴力矩扰动 w 包括摩擦、齿槽、风扰和随机扰动等, 总扰动 f 包含系统内部扰动和外部扰动, 包括已知和未知部分。系统模型可描述为:

$$\dot{\Omega} = f + bu. \quad (15)$$

总扰动 f 不能直接测量, LADRC 通过线性扩张状态观测器 (Linear Extended State Observes, LESO) 的扩张状态估计 f , 并前馈补偿。速度环 LADRC 原理如图 4 所示。

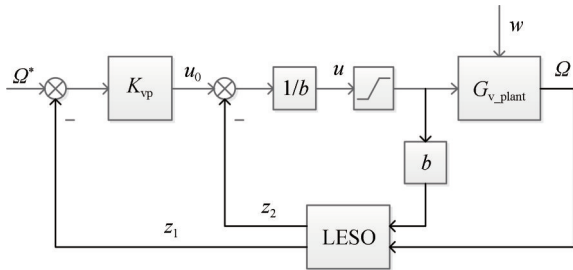


图 4 速度环 LADRC 原理

Fig. 4 Principle diagram of LADRC for velocity loop

对于一阶系统设计二阶 LESO, 即:

$$\begin{cases} e_\Omega = \Omega - z_1 \\ \dot{z}_1 = z_2 + \beta_1 e_\Omega + bu, \\ \dot{z}_2 = \beta_2 e_\Omega \end{cases} \quad (16)$$

式中: z_1 为速度信号 Ω 的估计值; e_Ω 为速度环 LESO 的估计误差; z_2 为扰动 f 的估计值; u 为系统控制量, 实际系统控制量 u 为有限值, 所以需要限幅; β_1 和 β_2 为观测器增益。通过速度环 LESO 角频率带宽 ω_{vo} 确定观测器增益 β_1 和 β_2 , 使 LESO 特征方程的特征值为 $-\omega_{vo}$, 其公式

如下^[12]:

$$\begin{cases} \beta_1 = 2\omega_{vo} \\ \beta_2 = \omega_{vo}^2 \end{cases}. \quad (17)$$

误差反馈控制率设计为比例控制器, 即:

$$u_0 = K_{vp}(\Omega^* - z_1), \quad (18)$$

式中: Ω^* 为机械角速度参考输入, K_{vp} 为速度环比例增益。

扰动前馈补偿, 得到实际控制量:

$$u = (u_0 - z_2)/b. \quad (19)$$

选取合适的 β_1 和 β_2 , 使 $z_1 \rightarrow \Omega$, $z_2 \rightarrow f$, 将式(19)~式(18)带入式(16), 得到速度环闭环传递函数:

$$G_{vc} = \frac{\Omega(s)}{\Omega^*(s)} = \frac{1}{(1/K_{vp})s + 1}. \quad (20)$$

取 $K_{vp} = \omega_{vc}$, 根据速度环所需角频率带宽 ω_{vc} 确定控制器增益 K_{vp} 。

3.3 位置环比例控制器与跟踪微分器设计

位置环控制原理如图 5 所示。速度环整定完成后, 忽略较小的电流环时间常数, 位置环被控对象传递函数为:

$$G_{p_plant}(s) = \frac{\theta(s)}{\Omega^*(s)} = \frac{1}{s((1/K_{vp})s + 1)}. \quad (21)$$

位置环控制器设计为比例控制器, 则位置环闭环传递函数为:

$$G_{pc}(s) = \frac{\theta(s)}{\theta_r(s)} = \frac{K_{vp}K_{pp}}{s^2 + K_{vp}s + K_{vp}K_{pp}}. \quad (22)$$

选取位置环比例增益 $K_{pp} = \frac{\omega_{vc}}{4}$, 则位置环传递函数为:

$$G_{pc}(s) = \frac{\theta(s)}{\theta_r(s)} = \frac{(\frac{\omega_{vc}}{2})^2}{(s + \frac{\omega_{vc}}{2})^2}. \quad (23)$$

由此可见, 位置环闭环角频率带宽 $\omega_{pc} = \frac{\omega_{vc}}{2}$ 。

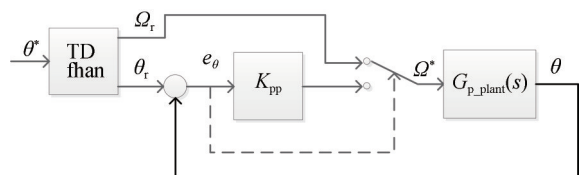


图 5 位置环控制原理

Fig. 5 Principle diagram of control for position loop

位置环采用跟踪微分器(Tracking-Differentiator, TD)安排过渡过程, θ_r 和 Ω_r 为根据最大加速度、最大速度规划的参考位置和速度,以抑制谐振和减小超调。当位置误差较大时,位置环比例控制器饱和,位置环开环,采用 TD 规划的速度指令进行速度闭环控制,当位置误差较小时,位置环闭环,速度指令为位置环比例控制器输出,线性区 δ 的选取应该保证速度尽量平缓切换,避免速度响应剧烈跳变。具体表达式如下:

$$\Omega^* = \begin{cases} \Omega_r, & |e_\theta| > \delta \\ K_{pp}e_\theta, & |e_\theta| \leq \delta \end{cases} \quad (24)$$

此处 TD 采用韩氏离散最速控制函数 fhan^[15]。离散最速跟踪函数 fhan 公式如下:

$$\begin{cases} \text{fhan}(x_1, x_2, r, h): \\ d = rh \\ d_0 = hd \\ y = x_1 + hx_2 \\ a_0 = \sqrt{d^2 + 8r|y|} \\ a = \begin{cases} x_2 + \frac{(a_0 - d)}{2} \text{sign}(y), & |y| > d_0 \\ x_2 + \frac{y}{h}, & |y| \leq d_0 \end{cases} \\ \text{fhan} = - \begin{cases} r \text{sign}(a), & |a| > d \\ r \frac{a}{d}, & |a| \leq d \end{cases} \end{cases} \quad (25)$$

依据望远镜最大速度、最大加速度限幅,改进最速离散跟踪微分器,设计如下:

$$\begin{cases} fh = \text{fhan}(x_1(k) - v(k), x_2(k), r, h_0) \\ x_1(k+1) = x_1(k) + hx_2(k) \\ x_2(k+1) = x_2(k) + fh \\ x_2(k+1) = \text{sat}(x_2(k+1)) \\ \text{sat}(x_2) = \text{sign}(x_2) \min\{x_{2\max}, |x_2|\} \end{cases}, \quad (26)$$

式中: v 为被跟随的输入信号; r 为速度因子, r 越大, x_1 越快到达设定值 v , r 还决定 TD 的转折频率 ω_{TD} , 一般 $\omega_{TD} = 1.14\sqrt{r}$, r 一般取望远镜最大加速度, 即 $r = a_{\max}$; x_2 为 x_1 的微分, 可以作为 v 的近似微分; h 为积分步长, h 一般为采样周期; h_0 为滤波因子, 一般取 $h_0 = mh$, m 为大于 1 的正整数, 可以滤除输入信号 v 的噪声, m 越大, 滤波性能越好, 但是相位滞后越多; sat 为限幅函数, 此处要跟随的信号为位置信号 θ^* ; $x_{2\max}$ 为系统允许最大机械角速度值 Ω_{\max} 。

4 实验与结果分析

2.5 m 望远镜转台及其伺服驱动控制器如图 6 所示。望远镜由永磁同步电机直接驱动方位和俯仰转台运动, 采用 32 位绝对式光电编码器作为位置反馈元件, 速度信号由位置信号差分及低通滤波得到。控制器采用 DSP+FPGA 的架构设计, DSP 作为主控制器完成位置环和速度环校正, FPGA 作为协控制器完成电流环、故障保护以及脉宽调制。驱动器采用智能功率模块, 最大驱动电压为 1 200 V, 最大驱动电流为 75 A, 伺服系统采用直流开关电源供电, 直流母线电压为 60 V。伺服系统参数如表 1 所示。矢量控制电子换向基于七段式空间矢量脉宽调制(Space Vector Pulse Width Modulation, SVPWM)实现, 电流环的采样频率为 15 kHz, 位置环的采样频率为 1 000 Hz, 速度信号经过位置差分和低通滤波得到。



图 6 2.5 米望远镜伺服实验平台

Fig. 6 Experimental servo platform of 2.5 m telescope

表 1 伺服系统参数

Tab. 1 Servo system parameters

参 数	数值
同步电感 L/mH	23.75
定子相电阻 R_s/Ω	2.45
极对数 n_p	45
转矩系数 $K_t/(N \cdot m \cdot A^{-1})$	118
转动惯量 $J/(kg \cdot m^2)$	7 100
粘滞摩擦系数 $B/(N \cdot m \cdot s \cdot rad^{-1})$	30
母线电压 V_{Bus}/V	60
电流限幅 I_{qm}/A	10

4.1 控制器设计带宽验证

交、直流电流环带宽设计为 150 Hz, 根据系统参数, 选取电流环 PI 控制器的积分时间常数

$\tau_i = 0.0097$, 比例系数 $K_{cp} = 22.38$ 。电流闭环后, 得到速度环被控对象的传递函数为:

$$G_{v_plant}(s) = \frac{118}{(7100s + 30)(0.001s + 1)} \quad (27)$$

根据伺服系统参数, 得到速度环 LADRC 增益 $b = 0.01662$, 俯仰轴一阶锁定谐振频率为 24.8 Hz , 速度环带宽设计为 8 Hz , 约为锁定谐振频率的三分之一, 所以, 速度环线性自抗扰控制器参数选取为 $\omega_{vo} = \omega_{vc} = 50.24$ 。实际速度闭环伯德图如图 7 所示, 实测速度闭环带宽为 7.9 Hz , 与设计值基本吻合。加入结构滤波器后速度环的低频特性基本不变, 高频噪声和机械谐振峰得到有效抑制。

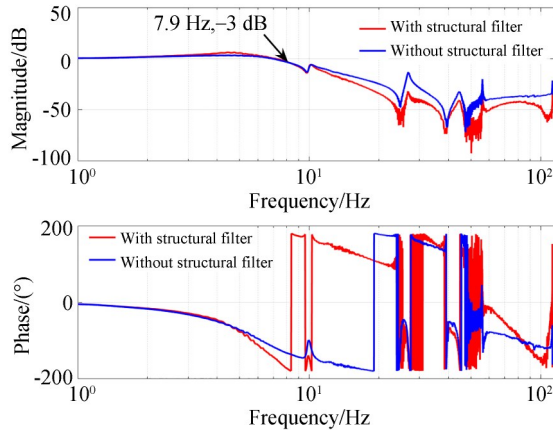


图 7 加入与未加入结构滤波器的速度闭环伯德图
Fig. 7 Bode diagram of velocity closed loop with and without structural filter

速度环整定完成后, 得到位置环被控对象传递函数为:

$$G_{p_plant}(s) = \frac{1}{s(0.0199s + 1)} \quad (28)$$

位置环比例增益 $K_{pp} = 12.56$, 设计的位置环带宽为 4.0 Hz , 实际位置环伯德图如图 8 所示, 实测位置环闭环带宽为 5.1 Hz , 达到了设计值。

4.2 TD 安排过渡过程验证

过渡过程参数如下: 最大加速度 $a_{max} = 7(^{\circ})/s^2$, 最大速度 $\Omega_{max} = 10(^{\circ})/s$, 位置环采样频率为 1000 Hz , 所以积分步长 $h = 0.001$, 取 $h_0 = 0.002$, 线性区 $\delta = 0.005^{\circ}$, 即位置误差 $|e_{\theta}| \leq \delta$ 切入位置闭环, 避免跟踪微分器误差带来位置环稳

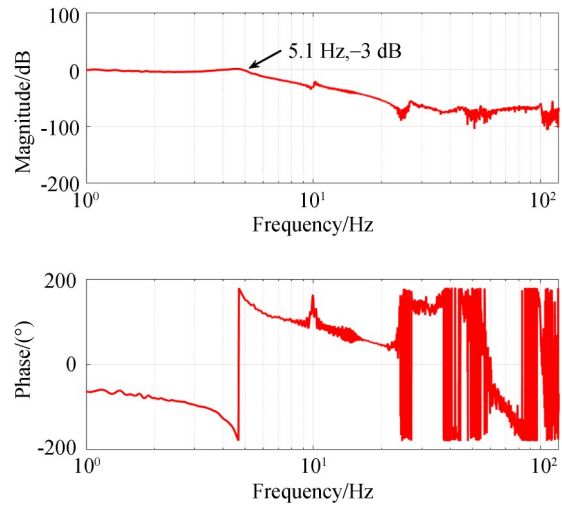


图 8 位置闭环伯德图

Fig. 8 Bode diagram of position closed loop

态误差。离散最速跟踪函数为 $f_{han}(\theta_r - \theta^*, \Omega_r, a_{max}, h_0)$ 。

1. 24° 视场角快速步进搜索时的位置、速度响应曲线如图 9 所示。从图中可以看出, TD 规划速度曲线为三角形, 先以最大加速度 $a_{max} = 7(^{\circ})/s^2$ 加速运行, 速度未达到最大速度就开始减速运行, 调节时间为 1.0 s 。位置环进入线性区时虽然有很小的速度跳跃, 但是对最终跟踪响应时间的影响很小。不采用 TD 规划过渡过程, 最大加速度放大至 $10(^{\circ})/s^2$, 减速过程速度分段切入线性区, 此时 1.24° 阶跃时的位置、速度响应曲线如图 10 所示, 速度切换过程有 3 次较大的跳跃, 且调

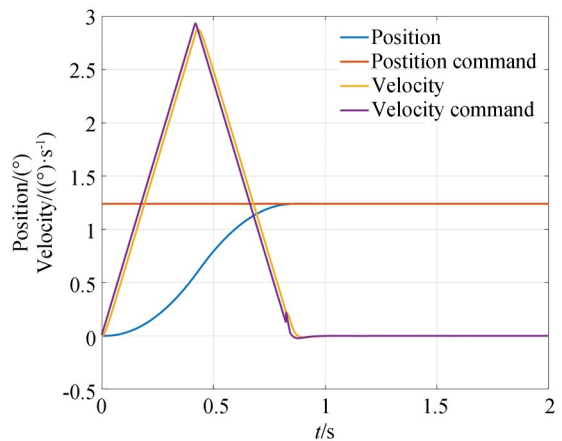


图 9 TD 规划的 1.24° 阶跃时的位置与速度响应

Fig. 9 Position and velocity response of 1.24° step with TD

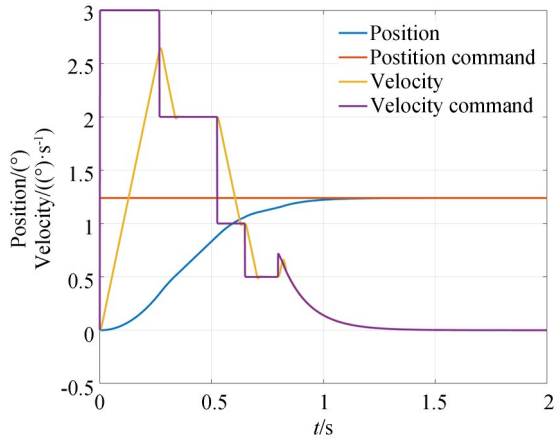


图 10 不带 TD 规划的 1.24° 阶跃时的位置与速度响应
Fig. 10 Position and velocity response of 1.24° step with-out TD

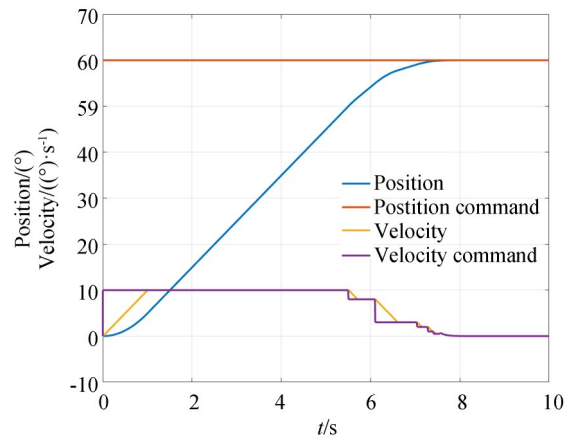


图 12 60° 阶跃时不带 TD 规划的位置与速度响应
Fig. 12 Position and velocity response of 60° step with-out TD

节时间为 1.6 s。

当进行 60° 大范围搜索时的位置、速度响应曲线如图 11 所示。TD 规划速度曲线为梯形,先以最大加速度 $a_{max} = 7(^{\circ})/s^2$ 加速运行,速度达到最大速度 $\Omega_{max} = 10(^{\circ})/s$ 后匀速运行,然后减速运行,调节时间为 7.6 s。不采用 TD 规划过渡过程,最大加速度放大至 $10(^{\circ})/s^2$,减速过程速度分段切入线性区,此时 60° 阶跃时的位置、速度响应曲线如图 12 所示,速度切换过程有 5 次较大的跳跃,且调节时间为 8.6 s。可见,采用 TD 规划过渡过程,不论小范围阶跃还是大范围阶跃,速度切换都更平缓,且调节时间更短。

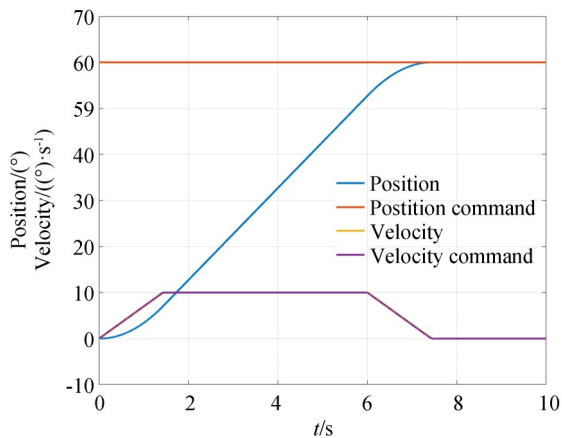


图 11 60° 阶跃时带 TD 规划的位置与速度响应
Fig. 11 Position and velocity response of 60° step with TD

4.3 跟踪性能验证

为验证快速目标跟踪性能,以速度为 $2(^{\circ})/s$,加速度为 $1(^{\circ})/s^2$ 作为等效正弦引导,即 $\theta^* = 4\sin(0.5t)$ 。为描述方便,位置环采用 TD 规划 + P 控制,速度环采用 LADRC 控制,电流环采用 PI 控制,本文记作 LADRC 控制;位置环分段限幅 + P 控制,速度环采用 PI 控制,电流环采用 PI 控制,记作 PI 控制。作为对比,速度环 PI 控制带宽与 LADRC 相当。LADRC 和 PI 控制的位置、速度和误差曲线分别如图 13~ 图 14 所示。LADRC 等效正弦引导位置误差峰值为 $2.62''$,RMS 值约为 $0.60''$ 。PI 控制等效正弦引导位置误差峰值为 $3.6''$,RMS 值约为 $1.08''$ 。可见,LADRC 比 PI 控制等效正弦跟踪误差更小,跟踪精度更高。

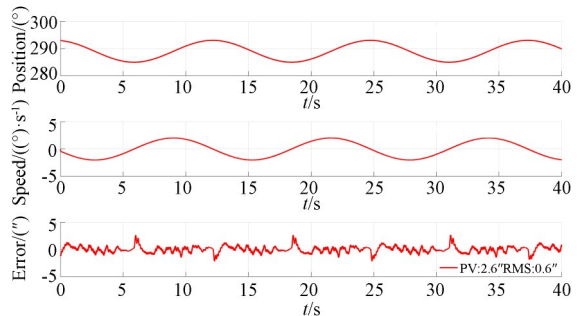


图 13 LADRC 望远镜位置正弦引导跟踪曲线
Fig. 13 Position response for sine command with LADRC

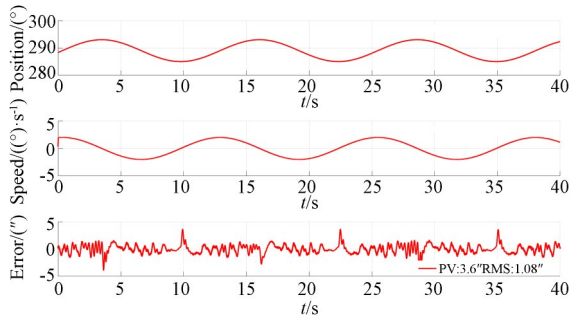


图 14 PI控制望远镜位置正弦引导跟踪曲线

Fig. 14 Position response for sine command with PI control

为验证超低速跟踪性能,以斜率为 0.0001 ($^{\circ}$)/s的位置曲线作为引导,即 $\theta^{\circ}=0.0001t$ 。LADRC和PI控制的位置、速度及误差曲线分别如图15~图16所示。由图可见,LADRC跟踪超低速斜坡位置引导信号的误差RMS值为 $0.0106''$,PI控制跟踪超低速斜坡位置引导信号的误差

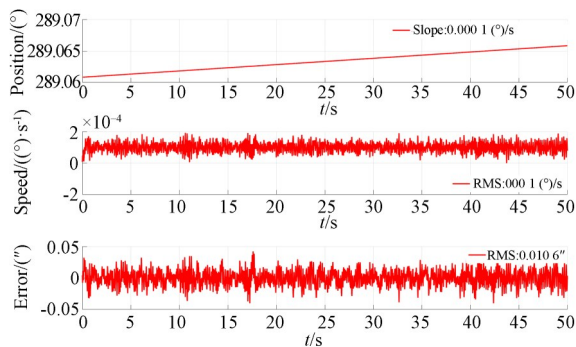


图 15 LADRC望远镜位置斜坡跟踪曲线

Fig. 15 Position response for slope command with LADRC

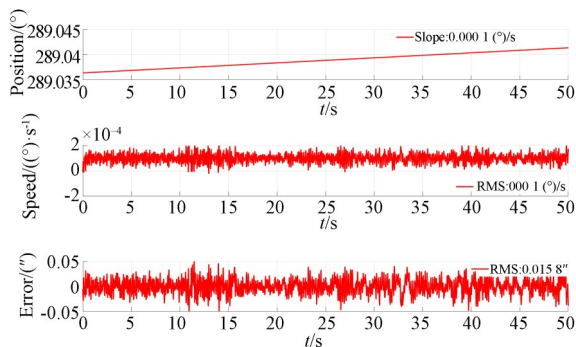


图 16 PI控制望远镜位置斜坡跟踪曲线

Fig. 16 Position response for slope command with PI control

RMS值为 $0.0158''$ 。LADRC的超低速跟踪误差RMS值更小,跟踪精度更高。

4.4 抗扰性能验证

2.5 m口径望远镜要求在15 m/s风速下工作,那么风阻转矩的影响不可忽略。俯仰轴垂直指向天顶,且风以垂直镜筒方向流动时,望远镜承受最大的风阻力矩。为简化分析,以静态风载的作用力公式进行计算,其表达式为:

$$F = PA = \frac{1}{2} C_D \rho A V^2, \quad (29)$$

其中:

$$P = \frac{1}{2} C_D \rho V^2, \quad (30)$$

式中: C_D 为风阻系数,对于长圆柱体其值取0.8; ρ 为海拔高度处的空气密度; A 为结构迎风面积; V 为风速; P 为风压力。海拔高度为400 m,风速 $V=15$ m/s,空气密度 $\rho=1.2$ kg/m³,则风压 $P = \frac{1}{2} C_D \rho V^2 = 108$,风压乘以作用面积、作用力臂,就是风阻产生的力矩。按照机械设计参数,俯仰轴承受风阻的受力面积及力臂如表2所示。其中,俯仰轴上半部分的定义为正,下半部分定义为负。

表 2 俯仰轴风阻力矩计算参数

Tab. 2 Calculation parameters of elevation axis for wind resistance moment

结构名称	受力面积/m ²	力臂/m	作用力矩/(N·m)
探测器外罩	0.5	1.95	105
主镜遮光罩	4.29	1.05	486
主镜室支撑	-2.74	0.815	-241

综合以上数据,计算俯仰轴最大风阻力矩为 $T_{wind} = 351$ N·m。通常风载为低频扰动,频率集中在1 Hz以下。通过调节电永磁吸盘充磁电流从而调节摩擦吸附力,使加载摩擦转矩保持在351 N·m,模拟风载的加载和卸载。在0.1 s时给 0.01 ($^{\circ}$)/s速度阶跃指令,在0.5 s时充磁突加351 N·m负载,在1.5 s时退磁卸掉351 N·m负载,测试速度波动情况如图17所示。在速度环PI和LADRC控制的闭环带宽(7.9 Hz)相同的

情况下,LADRC在突加、突减负载时,速度波动后可以迅速恢复到指令值,而PI控制在加载期间已不能稳定跟随输入指令。LADRC的LESO估计的负载扰动如图18所示,LESO可以很好地估计负载扰动,通过前馈补偿负载扰动的影响,从而具有更高的跟踪精度。由此可见,ADRC比PI控制具有更好的抗扰性能。

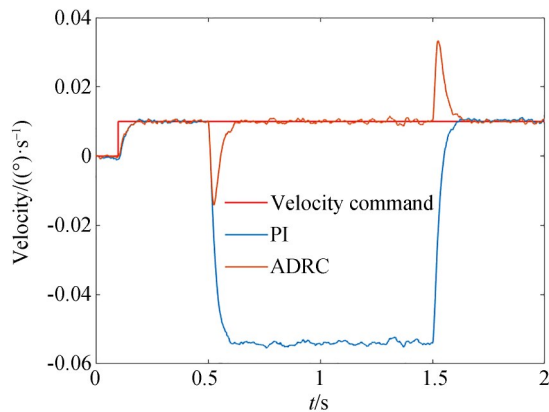


图 17 0.5 s 加载和 1.5 s 卸载 0.01 (°)/s 速度阶跃响应对比

Fig. 17 Comparison of 0.01 (°)/s step response when loaded at 0.5 s and unloaded at 1.5 s

5 结 论

本文根据 2.5 m 望远镜对快速搜索和超低速精密跟踪要求,提出望远镜伺服控制器的位置、速度、电流三闭环串级控制设计流程和方法,并设计了望远镜伺服系统频率特性辨识和结构滤波器。依据伺服系统一阶锁定谐振频率,介绍了带宽法设计速度环 LADRC 参数、位置环比例

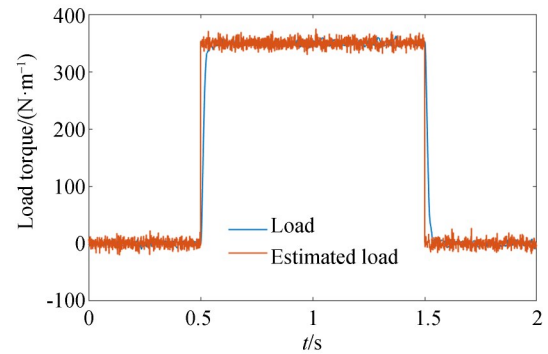


图 18 0.5 s 加载和 1.5 s 卸载时 LESO 对负载转矩的估计
Fig. 18 Load torque estimated by LESO when loaded at 0.5 s and unloaded at 1.5 s

控制参数,使得控制器参数设计有据可循,避免了 PI 控制器参数的试凑调试。依据设备最大速度值、最大加速度值,设计离散最速跟踪微分器安排位置环过渡过程,相比其他指令平滑方法无需参数调试,提高了视场角步进搜索和大范围掉转的动态响应能力。实验结果表明:LADRC 相比传统 PI 控制,具有更好的跟踪精度和抗扰性能。在 2.5 m 大视场望远镜做 1.24° 视场角快速步进搜索时,调节时间由 1.6 s 减小到 1.0 s,速度更平缓;以速度为 2 (°)/s,加速度为 1 (°)/s² 作等效正弦引导时,位置最大稳态误差由 3.6" 降低为 2.62",RMS 值由 1.08" 降低为 0.60";超低速跟踪斜率为 0.000 1 (°)/s 的位置斜坡曲线时,位置跟踪稳态误差 RMS 值由 0.015 8" 降低为 0.010 6"。综上所述,LADRC 能够满足 2.5 m 大视场角天文望远镜高效率快速搜索和超低速精密跟踪要求,为大口径大视场望远镜主轴伺服控制系统设计提供了参考。

参考文献:

- [1] 邓永停,李洪文,王建立.大型望远镜交流伺服控制系统综述[J].中国光学,2015,8(6):895-908.
DENG Y T, LI H W, WANG J L. Overview of AC servo control system for the large telescope[J]. *Chinese Optics*, 2015, 8(6): 895-908. (in Chinese)
- [2] 王帅,邓永停,朱娟.地基大口径望远镜伺服系统的抗扰动设计[J].光学精密工程,2017,25(10):2627-2635.

- WANG SH, DENG Y T, ZHU J. Disturbance rejection control for large ground-based telescope[J]. *Opt. Precision Eng.*, 2017, 25(10): 2627-2635. (in Chinese)
- [3] 马佳光.捕获跟踪与瞄准系统的基本技术问题[J].光学工程,1989,16(3):1-42.
MA J G. The basic technologies of the acquisition, tracking and pointing systems[J]. *Opto-Electronic Engineering*, 1989, 16(3): 1-42. (in Chinese)

- [4] 李洪文. 基于内模 PID 控制的大型望远镜伺服系统[J]. 光学精密工程, 2009, 17(2): 327-332.
LI H W. Servo system of large telescope based on internal model PID control method[J]. *Opt. Precision Eng.*, 2009, 17(2): 327-332. (in Chinese)
- [5] 张斌, 李洪文, 郭立红, 等. 变结构 PID 在大型望远镜速度控制中的应用[J]. 光学精密工程, 2010, 18(7): 1613-1619.
ZHANG B, LI H W, GUO L H, *et al.* Application of variable structure PID in velocity control for large telescope[J]. *Opt. Precision Eng.*, 2010, 18(7): 1613-1619. (in Chinese)
- [6] GAWRONSKI W, SOUCCAR K. Control systems of the large millimeter telescope[J]. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, 2005, 47(4): 41-49.
- [7] GAWRONSKI W. Antenna control systems: from PI to H_∞ [J]. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, 2001, 43(1): 52-60.
- [8] 李宁, 刘志勇, 王娜, 等. 基于 DUEA 的天线伺服控制系统仿真[J]. 航空学报, 2022, 43(2): 362-372.
LI N, LIU ZH Y, WANG N, *et al.* Simulation on antenna servo control system based on DUEA [J]. *Acta Aeronautica et Astronautica Sinica*, 2022, 43(2): 362-372. (in Chinese)
- [9] 刘春强, 骆光照, 涂文聪. 航空机电作动永磁同步电机自抗扰控制研究综述[J]. 电气工程学报, 2021, 16(4): 12-24.
LIU CH Q, LUO G ZH, TU W C. Survey on active disturbance rejection control of permanent magnet synchronous motor for aviation electro-mechanical actuator[J]. *Journal of Electrical Engineering*, 2021, 16(4): 12-24. (in Chinese)
- [10] 韩京清. 自抗扰控制器及其应用[J]. 控制与决策, 1998, 13(1): 19-23.
HAN J Q. Auto-disturbances-rejection controller and its applications [J]. *Control and Decision*, 1998, 13(1): 19-23. (in Chinese)
- [11] 高志强. 自抗扰控制思想探究[J]. 控制理论与应用, 2013, 30(12): 1498-1510.
GAO ZH Q. On the foundation of active disturbance rejection control[J]. *Control Theory & Applications*, 2013, 30(12): 1498-1510. (in Chinese)
- [12] GAO Z Q. Scaling and bandwidth-parameterization based controller tuning[C]. *Proceedings of the 2003 American Control Conference. Denver, CO, USA. IEEE*, 2003: 4989-4996.
- [13] 王帅, 王建立, 李洪文, 等. 光电跟踪系统力矩波动的自抗扰控制[J]. 光电工程, 2012, 39(4): 7-13.
WANG SH, WANG J L, LI H W, *et al.* Active disturbance rejection control of torque ripple on optoelectronic tracking system [J]. *Opto-Electronic Engineering*, 2012, 39(4): 7-13. (in Chinese)
- [14] 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. (in Chinese)
- [15] 刘春强, 骆光照, 涂文聪, 等. 基于自抗扰控制的双环伺服系统[J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(23): 7032-7039, 7095.
LIU CH Q, LUO G ZH, TU W C, *et al.* Servo systems with double closed-loops based on active disturbance rejection controllers [J]. *Proceedings of the CSEE*, 2017, 37(23): 7032-7039, 7095. (in Chinese)
- [16] 左月飞, 张捷, 刘闯, 等. 基于自抗扰控制的永磁同步电机位置伺服系统一体化设计[J]. 电工技术学报, 2016, 31(11): 51-58.
ZUO Y F, ZHANG J, LIU CH, *et al.* Integrated design for permanent magnet synchronous motor servo systems based on active disturbance rejection control[J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2016, 31(11): 51-58. (in Chinese)
- [17] 邓永停, 李洪文, 王建立, 等. 2 m 望远镜主轴交流伺服控制系统设计[J]. 光学精密工程, 2017, 25(1): 163-171.
DENG Y T, LI H W, WANG J L, *et al.* Main axes AC servo control system for 2 m telescope [J]. *Opt. Precision Eng.*, 2017, 25(1): 163-171. (in Chinese)
- [18] 邓永停, 李洪文, 陈涛. 2 m 级望远镜跟踪架控制系统动态性能分析[J]. 光学精密工程, 2018, 26(3): 654-661.

DENG Y T, LI H W, CHEN T. Dynamic analysis of two meters telescope mount control system

[J]. *Opt. Precision Eng.*, 2018, 26 (3): 654-661. (in Chinese)

作者简介:



刘 洋(1987—),男,吉林德惠人,博士研究生,助理研究员,2011年于西北工业大学获得学士学位,2014年于西北工业大学获得硕士学位,主要从事光电望远镜伺服控制方面的研究。E-mail: liuyang@ciomp. ac. cn

通讯作者:



邓永停(1987—),男,山东潍坊人,博士研究生,研究员,2010年于中国石油大学获得学士学位,2015年于中科院长春光机所获得博士学位,主要从事大型望远镜精密跟踪控制及电子学设计方面的研究。E-mail:dyt0612@163. com