

文章编号 1004-924X(2020)03-0591-10

# 基于分段弧形永磁同步电机的 4 m 望远镜控制系统

邓永停<sup>1</sup>, 刘 军<sup>2</sup>, 李洪文<sup>1</sup>, 王建立<sup>1\*</sup>

(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. 西安卫星测控中心, 陕西 西安 710000)

**摘要:** 为了满足 4 m 望远镜控制系统的驱动能力和跟踪精度要求, 本文介绍了基于分段弧形永磁同步电机的望远镜伺服控制系统设计方法。首先, 介绍了基于分段弧形永磁同步电机的控制系统组成; 其次, 给出了望远镜伺服系统的控制模型辨识方法; 然后, 为了实现望远镜大角度调转和小角度阶跃过程中, 系统位置响应快速、无超调, 设计了基于系统最大速度和加速度信息的位置指令整形算法; 最后, 介绍了望远镜控制系统的位置和速度控制策略, 并进行了望远镜的跟踪控制实验。实验结果显示, 当望远镜进行  $10^\circ$  的大位置调转和  $0.2^\circ$  的小位置阶跃时, 伺服系统能够快速、无振荡地到达指定位置; 望远镜在  $10^\circ/\text{s}$  速度和  $3^\circ/\text{s}^2$  加速度条件下的正弦引导误差最大值为  $2.636''$ , 稳态误差 RMS 值为  $0.673''$ 。实验结果表明, 所设计的基于分段弧形永磁同步电机的伺服控制系统能够满足 4 m 望远镜驱动和跟踪精度的要求, 为下一代大口径望远镜控制系统的设计提供了参考。

**关键词:** 大口径望远镜; 分段弧形永磁同步电机; 控制模型; 指令整形

中图分类号: TP273 文献标识码: A doi: 10.3788/OPE.20202803.0591

## Control system of 4 meters telescope based on segmented permanent magnet arc synchronous motor

DENG Yong-ting<sup>1</sup>, LIU Jun<sup>2</sup>, LI Hong-wen<sup>1</sup>, WANG Jian-li<sup>1\*</sup>

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

2. *Xi'an Satellite Measurement and Control Center, Xi'an 710000, China*)

\* *Corresponding author, E-mail: wangjianli@ciomp.ac.cn*

**Abstract:** To satisfy the requirement of the drive and tracking accuracy of a 4-m telescope, this paper proposes a design method of a segmented permanent-magnet arc synchronous motor based on the telescope control system. The paper first introduces the construction of the control system and the method for identifying the control model. Next, the position command shaper, which is based on the speed and acceleration information, is designed to rapidly realize the smaller and larger step responses without overshoot. Finally, the position and speed control strategies are designed and experiments are conducted. The experimental results show that when the telescope control system steps  $10^\circ$  and  $0.2^\circ$

收稿日期: 2019-09-24; 修订日期: 2019-11-18.

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (No. 11603024, No. 11973041); 中科院青促会会员资助项目 (No. 2019218); 长春市科技创新“双十工程”资助项目 (No. 18SS001)

signals, the system could reach the command rapidly without overshoot. In the case of a speed of  $10 (^{\circ})/s$  and acceleration of  $3 (^{\circ})/s^2$ , the telescope could track an equivalent sine curve, with the maximum tracking error and root mean square error of  $2.636''$  and  $0.673''$ , respectively. The results demonstrate that the 4-m telescope control system could meet the design requirement, and provides a reference method for the next-generation telescope control system design.

**Key words:** large-aperture telescope; segmented permanent magnet arc synchronous motor; control model; command shaper

## 1 引言

随着人类对深空探测需求的不断提高,望远镜的口径越来越大。在望远镜口径不断增大的同时,其探测能力和成像分辨率也在不断的提升,这对望远镜的跟踪精度提出了更高的要求。为了实现空间目标的低速、平稳跟踪,望远镜控制系统的跟踪精度需要达到亚角秒级<sup>[1]</sup>。高精度的传动方式是保证望远镜低速、平稳跟踪的重要措施。目前,望远镜采用的传动方式有间接传动方式(蜗轮蜗杆传动、齿轮传动和摩擦轮传动)和直接传动方式<sup>[2]</sup>。其中,间接传动方式存在传动刚度差、低速爬行和滑移等缺点<sup>[3]</sup>,因此并不能胜任新一代地基大口径望远镜的研制需要。而直接传动方式以传动刚度高、无非线性传动环节和低速爬行的优点,成为 TMT<sup>[4]</sup>、E-ELT<sup>[5]</sup>等新一代地基大口径望远镜传动方式的首选。直接传动方式通常采用结构简单、控制技术成熟的整装式力矩电机作为执行机构。但是随着望远镜口径和负载的增大,需要整装式电机输出的力矩达到  $1.0 \times 10^5 \text{ N} \cdot \text{m}$  以上,导致电机输出的电流急剧增大。在较大的电机驱动电流下,整装式力矩电机绕组将产生大量的热量,在没有冷却设备的情况下,这将影响望远镜的成像光路。此外,整装式力矩电机存在的机械电刷和换向电火花,降低了电机的寿命和系统的可靠性,同时会对望远镜控制系统产生电磁和力矩扰动,由此影响望远镜低速、平稳的跟踪性能<sup>[6]</sup>。

为了满足一代地基大口径望远镜驱动能力和控制精度的需要,国外地基大口径望远镜采用了具有功率密度高、力矩惯量比高、可维修性高和无机械电刷等优点的大推力分段弧形永磁同步电机,例如西班牙的 GTC 望远镜<sup>[7]</sup>、欧南台的 VLT 望远镜<sup>[8]</sup>以及日本天文台的 SABARU 望远镜<sup>[9]</sup>

等,正在建造的 TMT 和 E-ELT 也将采用这种电机<sup>[4-5]</sup>。目前,国内相关科研单位也开始研究基于分段弧形永磁同步电机的望远镜驱动控制系统,如中国科学院南京天光所、成都光电所及长春光机所等<sup>[10-13]</sup>。但是,这种结构形式的电机控制技术还不够成熟,因此,研究基于分段式永磁同步弧形电机的望远镜控制系统对我国大口径望远镜的研制具有重要的意义。

分段弧形永磁同步电机驱动的望远镜控制系统与传统的伺服控制系统的设计方法类似。但是由于大口径望远镜是大转动惯量系统,在定位过程中,需要重点解决控制器输出饱和导致的位置多次振荡和超调问题。针对这个问题,常规的解决方法是设计基于 Anti-windup 策略控制器,文献<sup>[14]</sup>设计了一种基于 Anti-windup 策略的 PI 速度控制器,通过设定积分初值来防止积分饱和,提高了系统对大信号阶跃的响应能力;文献<sup>[15]</sup>采用积分分离的方法进行 PI 控制器的设计,在防止积分饱和的同时确保了系统的稳态精度;文献<sup>[16]</sup>提出了基于跟踪反馈算法的 Anti-windup 控制器,将控制器与限幅环节输出的差值作为反馈信号来调节积分环节的输出,系统实现了快速、无超调的阶跃响应。但是,上述方法没有从控制系统的实际驱动能力出发设计控制策略,而位置指令整形算法能够综合考虑系统的速度和加速度信息,对指令进行轨迹优化,从而实现系统输出对输入的快速、无超调跟踪<sup>[17]</sup>。

本文针对基于分段弧形永磁同步电机的 4 m 望远镜方位轴控制系统,从控制系统的拓扑结构、系统的控制模型辨识、位置指令整形算法、结构滤波器、速度控制策略和位置控制策略等方面设计伺服控制系统。该系统能够满足大口径望远镜的驱动和跟踪精度要求。

## 2 基于分段弧形永磁同步电机的控制系统

### 2.1 分段弧形永磁同步电机的控制原理

分段式永磁同步弧形电机属于特种永磁同步电机,由多块弧形定子和永磁体转子组成,并通过多段定子拼接的方法构成一台大推力的旋转电机。它在控制原理上与整装式永磁同步电机相同,均采用空间矢量控制方法,适用于对控制精度要求严格的望远镜控制系统。永磁同步弧形电机在采用空间矢量控制方法后,每段弧形定子电机在  $d-q$  轴旋转坐标系内的方程为:

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = -\frac{R_s}{L_d}i_d + p\omega \frac{L_q}{L_d}i_q + \frac{1}{L_d}u_d \\ \frac{di_q}{dt} = -\frac{R_s}{L_q}i_q - p\omega \frac{L_d}{L_q}i_d - p\omega \frac{\psi_{PM}}{L_q} + \frac{1}{L_q}u_q \end{cases}, (1)$$

其中: $u_d$  和  $u_q$  分别为  $d-q$  轴电压; $i_d$  和  $i_q$  分别为  $d-q$  轴电流; $L_d$  和  $L_q$  分别为  $d-q$  轴电感; $R_s$  为定子电阻; $\omega$  为机械角速度; $\psi_{PM}$  为永磁磁链; $p$  为电机的磁极对数。

每段弧形定子电机的机械运动方程为:

$$J_M \frac{d\omega}{dt} = T_e - T_{Mecog} - F_M\omega, (2)$$

其中: $J_M$  为电机及负载的转动惯量; $F_M$  为黏滞摩擦系数; $T_{Mecog}$  为电机的扰动力矩; $T_e = 1.5p\psi_{PM}$ ,为电机的电磁力矩。

### 2.2 望远镜控制系统设计

基于分段弧形永磁同步电机的望远镜控制系统如图 1 所示。其中,永磁同步弧形电机由 6 段定子和 1 个整圈式永磁体转子组成,6 段定子由 6 台逆变器分别进行供电,共同驱动永磁体转子的旋转。位置测量元件——绝对式钢带栅尺贴在转子刚性连接的机械圆盘的内表面上,位置数据经过处理后反馈到主控制器。主控制器由高性能的 DSP 和现场可编程门阵列(Field Programmable Gate Array, FPGA)组成,其主要功能为:编码器数据的采样,位置控制器、速度控制器和陷波滤波器的计算,扰动力矩的补偿以及与力矩跟随控制器的通信。力矩跟随控制器的设计是基于高性能的 FPGA,其主要功能包括:与主控制器的通信、定子电机的电流采集与控制、定子电机的空间矢量控制以及周期性力矩脉动的补偿。力矩跟随控制器经过计算后输出 6 台驱动器的脉宽调制信号,以保证 6 段定子出力矩的同步性。

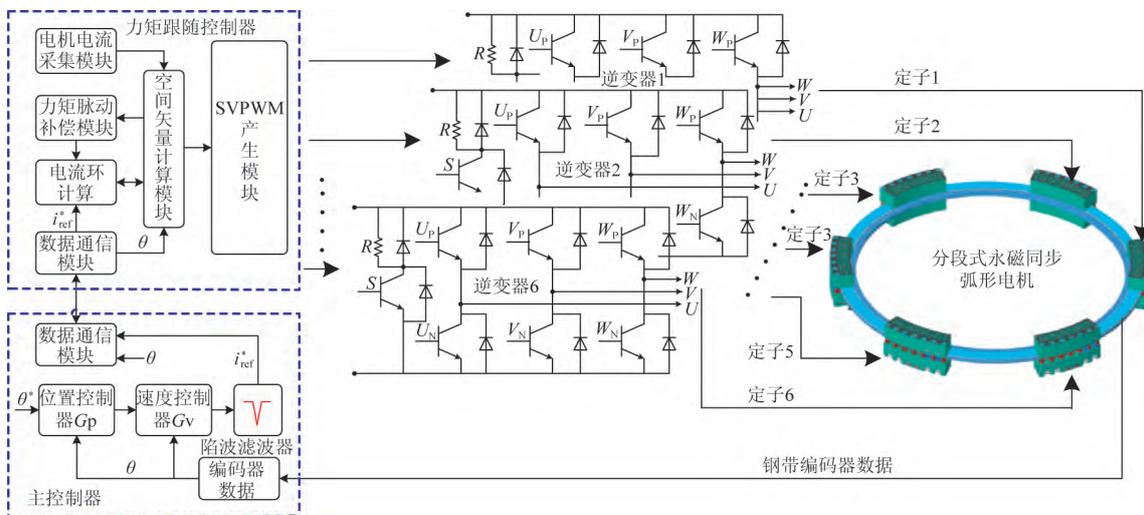


图 1 分段弧形永磁同步电机控制系统原理框图

Fig. 1 Principle diagram for control system of segmented permanent magnet arc synchronous motor

### 3 望远镜控制模型辨识

分段弧形永磁同步力矩电机在采用  $i_d=0$  的矢量控制方式后,电机控制类似于他励直流电机的控制。对电机施加一定的  $q$  轴电压  $u_q$ ,  $d$  轴采用电流闭环控制,则电机将以一定速度开环运行。系统的开环测试系统配置如图 2 所示,首先对系统进行开环测试,断开速度控制器,在  $q$  轴电流控制器的指令输入端对系统施加电流正弦扫描信号  $i_q^*$ ,通过计算机同步记录转台的编码器响应数据。该方法辨识获得的控制模型包括电流闭环控制器、驱动放大部分、电机部分和机械耦合部分。由于电流控制器的闭环带宽通常在 100 Hz 以上,是望远镜一阶机械谐振频率的 2~3 倍,电流控制器的传递函数可近似为 1,因此,电流环的引入对控制模型的辨识影响较小。

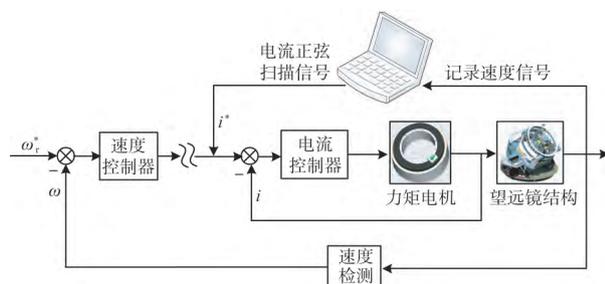


图 2 控制模型辨识系统配置

Fig. 2 System setup for control model identification

输入的正弦扫描信号阶次为 3,频率扫描范围为 0.1~100 Hz,正弦信号的连续时间序列为:

$$u(t) = A(t) \sin[2\pi\omega(t)], \quad (3)$$

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

正弦扫描信号的频率为  $[f_0, f_T]$ ,扫描时间为  $T_s$ ,  $A(t)$  是正弦激励的幅值,在本文中扫描信号的幅值是固定的,  $n$  为多项式的阶次。为了使正弦信号在低频段具有较长的扫描时间,选择多

项式的阶次为 3,扫描时间为 40 s。在进行系统的开环频率特性测试时,为了使系统的输入和输出序列具有相同的量纲,将输入的电流正弦扫描信号乘以速度控制器的增益。用于系统开环频率特性测试的激励和响应信号的时间序列如图 3 所示,激励信号的正弦幅值为 3 A。

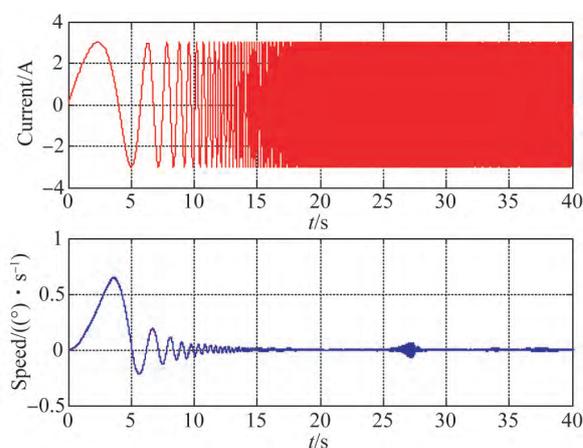


图 3 频率响应时域序列

Fig. 3 Time sequence of frequency response

对激励和响应信号进行离散傅里叶变换,得到激励、响应信号的功率谱密度函数:  $P_{uu}(\omega)$ ,  $P_{yy}(\omega)$  和  $P_{uy}(\omega)$ ,系统的开环传递函数和相干函数定义如下:

$$\hat{G}(\omega) = \frac{P_{uy}(\omega)}{P_{uu}(\omega)}, \varphi(\omega) = \frac{|P_{uy}(\omega)|^2}{P_{uu}(\omega)P_{yy}(\omega)}, \quad (4)$$

其中  $\varphi(\omega)$  的数值介于 0~1 之间,单位值 1 表示输入、输出序列的良好线性关系。较小的相干函数值是由于望远镜转动时的各种扰动因素引起的。

采用上述离散傅里叶变换方法,对输入和输出信号进行分析,得到 4 m 望远镜方位轴的开环频率特性曲线,如图 4 所示。由图可以看出:系统的锁转频率为 103.1 rad/s,一阶谐振频率为 191.3 rad/s。在获得系统的频率特性曲线后,可以采用文献[18]中的辨识算法对控制模型进行辨识,得到系统的控制模型如下:

$$G(s) = 14.608 \times \frac{[(0.0097s)^2 + 0.00015s + 1] \times [(0.0036s)^2 + 0.00029s + 1]}{(62s + 1) \times (0.022s + 1) \times [(0.0053s)^2 + 0.00014s + 1] \times [(0.0026s)^2 + 0.00027s + 1]}. \quad (5)$$

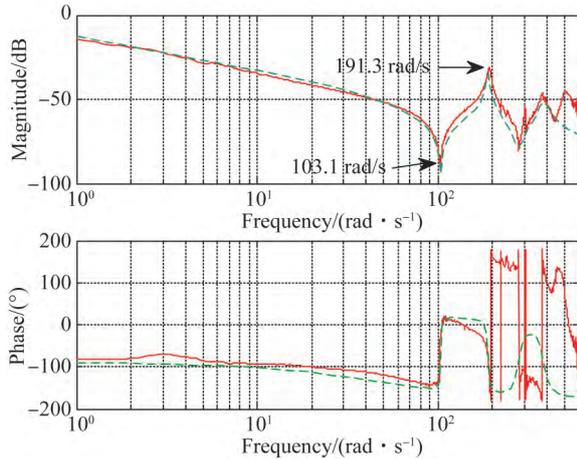


图 4 控制模型辨识拟合曲线  
Fig. 4 Fitting curve for control model identification

### 4 位置指令整形算法

由于大口径望远镜的转动惯量较大,并且电机的驱动能力受限,因此,实际应用过程中需要对控制器的输出进行速度和加速度限幅处理。在望远镜正常跟踪时,限幅环节处于线性区域内;但是,当望远镜进行大角度调转时,控制器的输出会进入饱和非线性区域,从而产生极限环现象,导致位置阶跃出现连续振荡,控制器退积分饱和时间较长。为了解决望远镜大范围调转和目标捕获过程中,由于速度和加速度限幅引起的位置误差积分累计而导致的位置振荡问题,本文设计了一种新型的位置指令整形算法,如图 5 所示。该算法在考虑系统最大速度和加速度的条件下,以软件的方式产生一种整形的位置参考指令。

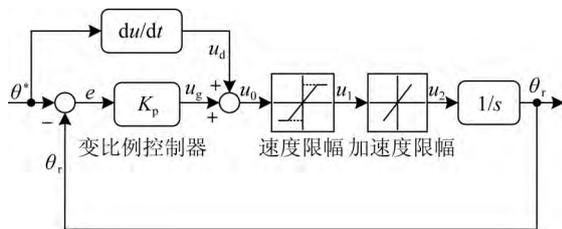


图 5 位置指令整形算法原理  
Fig. 5 Principle diagram of position command shaper

如图 5 所示,经过微分环节处理后的输入、输出关系表达式为:

$$u_d(k) = \frac{\theta^*(k) - \theta^*(k-1)}{\Delta t}, \quad (6)$$

其中: $u_d(k)$ 为当前采用周期的微分环节运算结果, $\Delta t$ 为控制系统位置环的采样周期, $\theta^*(k)$ 为当前采样周期的位置指令值, $\theta^*(k-1)$ 为上一次采样周期的位置指令值。

位置指令在当前采样周期的误差值  $e(k)$  可以表示为:

$$e(k) = \theta^*(k) - \theta_r(k), \quad (7)$$

其中  $\theta_r(k)$  为当前采样周期指令整形的输出结果。

经过比例控制器处理后的当前采样周期输出  $u_g(k)$  为:

$$u_g(k) = k_p e(k), \quad (8)$$

其中  $k_p$  为比例控制器的增益。

经过微分环节和比例控制器求和运算后,当前采样周期的控制量  $u_0(k)$  为:

$$u_0(k) = u_g(k) + u_d(k). \quad (9)$$

控制量  $u_0$  再经过速度限幅环节处理后,得到控制量  $u_1$ ,速度限幅环节的表达式如下:

$$u_1(k) = \begin{cases} U, & \text{if } (u_0(k) > U) \\ D, & \text{if } (u_0(k) < D) \\ u_0(k), & \text{if } (D < u_0(k) < U) \end{cases}, \quad (10)$$

其中: $U$  为正数,表示速度限幅的最大值; $D$  为负数,表示速度限幅的最小值; $u_1(k)$  为当前采样周期的速度限幅输出值。

控制量  $u_1$  经过加速度限幅环节处理后得到控制量  $u_2$ ,加速度限幅环节表达式为:

$$u_2(k) = \begin{cases} \Delta t \cdot R + u_2(k-1), & \text{if } (Rate > R) \\ \Delta t \cdot F + u_2(k-1), & \text{if } (Rate < F) \\ u_1(k), & \text{if } (F < Rate < R) \end{cases}, \quad (11)$$

其中:加速度的变化率表示为  $Rate = \frac{u_1(k) - u_2(k-1)}{\Delta t}$ ;  $R$  为正数,表示加速度上升率的最大值;  $F$  为负数,表示加速度下降速率的最大值;  $u_2(k)$  为当前采样周期的速度输出值,  $u_2(k-1)$  为上一次采样周期的速度输出值。

控制量  $u_2$  经过积分后得到位置指令的整形结果  $\theta_r$ :

$$\theta_r(k) = \theta_r(k-1) + \Delta t \cdot u_2(k), \quad (12)$$

其中  $\theta_r(k-1)$  为上一次采样周期位置指令的整形结果。

假设控制量均在加速度限幅环节和速度限幅环节的线性区域内,联合式(6)~式(12)可得:

$$\begin{aligned} \theta^*(k) - \theta^*(k-1) + \Delta t \cdot k_p \theta^*(k-1) = \\ \theta_r(k) - \theta_r(k-1) + \Delta t \cdot k_p \theta_r(k-1). \end{aligned} \quad (13)$$

进一步化简式(13)可得:

$$e(k) = (1 - \Delta t \cdot k_p) e(k-1), \quad (14)$$

其中  $e(k-1)$  为上一次采样周期的位置指令误差值。

式(14)表明,要保证位置误差处理动态过程的稳定性,需满足  $|1 - \Delta t \cdot k_p| < 1$ ; 当  $0 < (1 - \Delta t \cdot k_p) < 1$  时,位置预处理的过程中没有超调量;当  $-1 < (1 - \Delta t \cdot k_p) < 0$  时,位置预处理的过程中产生振荡。因此,在实际位置跟踪过程中,应保证其取值范围为:  $0 < (1 - \Delta t \cdot k_p) < 1$ , 并且  $1 - \Delta t \cdot k_p$  的取值越小,位置误差收敛的越快。在位置采样周期  $\Delta t$  固定的情况下,  $1 - \Delta t \cdot k_p$  的取值取决于比例控制器的增益  $k_p$ 。因此,为了实现位置的快速、无超调跟踪,需要根据位置误差合理的选择比例控制器的增益  $k_p$ 。为了满足不同误差情况下位置跟踪的快速性和平稳性,比例控

制器的增益  $k_p$  需要具有变结构功能,因此,设计如下形式的变结构比例控制器:

$$k_p = \begin{cases} a+b, & \text{if } (|e| > e_0) \\ a+be^{-\lambda|e|}, & \text{if } (|e| \leq e_0) \end{cases}, \quad (15)$$

其中:  $a, b, \lambda$  均为正数,  $e_0$  为控制器增益切换时位置的边界误差。变结构比例控制器在位置误差较大时,通过减小  $k_p$  来增大  $1 - \Delta t \cdot k_p$  的值,以保证收敛过程初始段以最大速度和最大加速度快速逼近;在位置误差较小时,通过增大  $k_p$  来减小  $1 - \Delta t \cdot k_p$  的值,以保证收敛过程末段快速、无超调到达指定位置,从而实现大口径望远镜对位置参考输入的快速、平稳跟踪。

## 5 控制策略设计

基于分段弧形永磁同步电机的望远镜控制系统框图如图 6 所示,主要由位置指令整形算法、多定子电流控制器、结构滤波器、基于 Anti-windup 策略的速度控制器、位置控制器及前馈控制器组成。

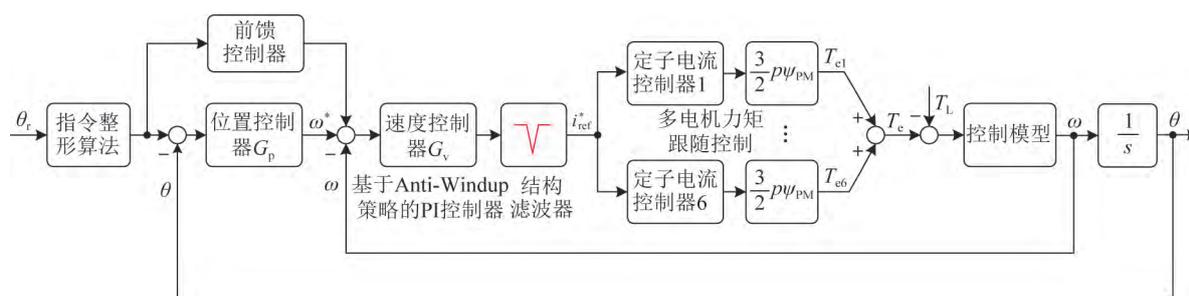


图 6 基于分段弧形永磁同步电机的望远镜控制系统框图

Fig. 6 Block diagram of telescope control system based on segmented permanent magnet arc synchronous motor

### 5.1 结构滤波器设计

结构滤波器用于抑制在谐振频率处的驱动力矩成分,提高控制系统的增益,进而提高系统的带宽和动态性能。结构滤波器的表达式为:

$$W_{SF}(s) = \frac{s^2 + 2\zeta_Z \omega_{NF} s + \omega_{NF}^2}{s^2 + 2\zeta_P \omega_{NF} s + \omega_{NF}^2}, \quad (16)$$

其中:  $\omega_{NF}$  为控制系统的谐振频率,称为陷波频率;  $\zeta_Z, \zeta_P$  分别为结构滤波器的零点和极点阻尼系数。

由表达式(16)可以看出,滤波器的传递函数在频率  $\omega_{NF}$  处有一对共轭复数零点和一对共轭复

数极点,对于  $\omega \ll \omega_{NF}$  和  $\omega \gg \omega_{NF}$ , 传递函数  $W_{SF}(j\omega)$  趋近于 1。因此,对于除  $\omega = \omega_{NF}$  频率附近所有的输入信号,通过结构滤波器后,其幅值和相位都不会发生变化;对于  $\omega = \omega_{NF}$  频率处的信号,  $W_{SF}(j\omega_{NF}) = \zeta_Z / \zeta_P$ , 为了减弱结构滤波器对  $\omega = \omega_{NF}$  附近信号的影响,需要将极点的阻尼系数  $\zeta_P$  增大,零点阻尼系数  $\zeta_Z$  应尽可能减小。

### 5.2 速度控制策略设计

在实际控制中,受电机电流和逆变器驱动电压的限制,当速度阶跃给定值较大时,控制器由于

积分饱和会出现 windup 现象。为了解决 windup 现象引起的系统超调量大和调节时间长的问题,采用具有抗积分饱和策略的速度 PI 控制器,如图 7 所示。该控制策略将饱和非线性环节的输入与输出量的差值组成反馈支路来减小积分器的输入,以抑制积分饱和现象。

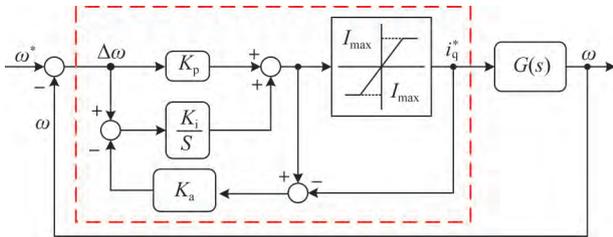


图 7 基于抗积分饱和策略的速度 PI 控制器

Fig. 7 Speed PI controller based on anti-windup strategy

通过辨识获得的控制模型,可以计算出望远镜的转动惯量,在已知闭环速度带宽和相角裕度设计指标的条件下,速度控制器的表达式为:

$$\begin{cases} K_p = J_{Tel} \omega_{sc} \sin \varphi_m \\ K_i = J_{Tel} \omega_{sc}^2 \cos \varphi_m \end{cases}, \quad (17)$$

其中:  $J_{Tel}$  为望远镜的转动惯量,  $\omega_{sc}$  为速度回路的闭环带宽,  $\varphi_m$  为速度回路的相角裕度。

### 5.3 位置控制策略设计

位置控制器采用 PID 控制器,表达式为:

$$G_{cp}(s) = k_r \left( k_p + \frac{k_i}{s} + s \right). \quad (18)$$

控制器的参数由系统控制性能指标决定,对于采用直接驱动方式的望远镜,其频率特性在低频段接近纯刚体模型的特性,因此位置控制器的参数设计如下:

$$\begin{cases} k_i = -\beta \omega_c^2 / (\lg m \times \sqrt{1 + \beta^2}) \\ k_p = \beta (k_i - \omega_c^2) / \omega_c \\ k_r = \lg m \times J_{Tel} \times k_i / k_p \end{cases}, \quad (19)$$

$$\begin{cases} \beta = \tan(90 + PM) \\ \lg m = 10^{LGM/20} \\ \omega_c = 2\pi f_c \end{cases}, \quad (20)$$

其中:  $f_c$  为开环剪切频率,  $PM$  为相角裕度,  $LGM$  为幅值裕度。相角裕度是指对于稳定的系统,如果系统的开环频率特性再滞后  $PM$ ,则系统处于临界稳定状态;幅值裕度是指对于稳定的系统,如

果系统的开环频率特性的幅值再降低  $LGM$ ,则系统将处于临界稳定状态。由公式(19)可以看出,比例系数  $k_r$  由系统的转动惯量  $J_{Tel}$  决定,因此,控制器的比例系数较大。为了提高系统的抗扰能力,可以增大开环频率特性的剪切频率  $f_c$ ,同时降低系统的相位裕度和幅值裕度。位置控制器的带宽设计目标是使  $f_c$  尽量靠近锁转频率,通常为锁转频率的 30%~40%。

## 6 实验结果

基于分段弧形永磁同步电机的 4 m 望远镜方位轴伺服控制器系统如图 1 所示。该系统的位置反馈元件采用绝对式钢带编码器,经过位置数据补偿处理后,编码器的分辨率达到 0.007 845"。每段定子电机的参数如下:力矩系数  $K_t = 1 482 \text{ N} \cdot \text{m}/\text{A}$ ,线电阻  $R_w = 2.62 \Omega$ ,额定电流为 15.83 A,最大驱动电压  $V_{nom} = 382 \text{ V}$ ,永磁体磁极对数  $p = 220$ 。主控制器和力矩跟随控制器均采用基于高性能 DSP 和 FPGA 的架构,主控制器的采样周期为 1 kHz,力矩跟随控制器的采样频率为 15 kHz。力矩跟随控制器的功率变换部分采用智能功率模块,该模块的最大驱动电压达到 1 200 V,最大驱动电流为 75 A,完全满足 4 m 望远镜方位轴电机驱动功率的要求。

基于上述控制模型的辨识、位置指令整形算法和控制策略的设计,对 4 m 望远镜方位轴伺服控制系统进行了实验测试。在位置指令整形算法加入前后,系统对小角度位置信号的阶跃响应曲线如图 8 和图 9 所示。通过对比可以看出,在位置指令整形算法加入后,系统对位置小信号的阶跃响应快速、无超调,这是因为在速度和加速度的线性区域内,指令整形算法根据位置误差大小变结构地调整控制器增益,使得实际位置精确地跟随经过指令整形的位置轨迹。当望远镜工作在搜索模式时,位置小信号阶跃响应快速、无超调,可以减小目标搜索时间,从而提高搜索效率。当望远镜工作在目标捕获模式时,位置小信号阶跃响应快速、无超调,可以保证目标快速、平稳进入视场内,从而提高捕获成功率。

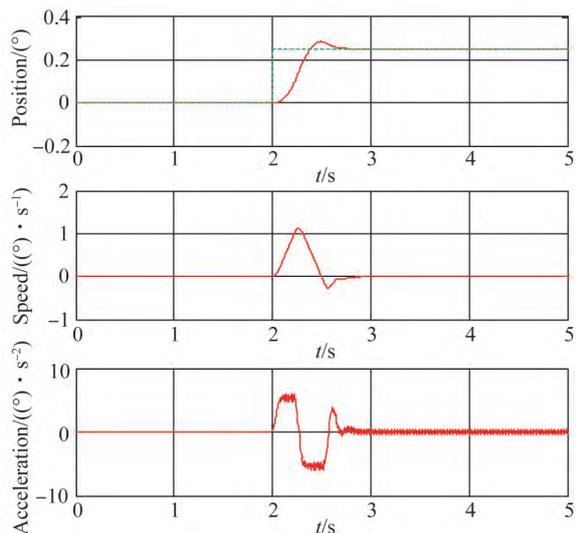


图 8 指令整形算法加入前系统的小角度阶跃响应曲线  
 Fig. 8 Step response of smaller angle without command shaper

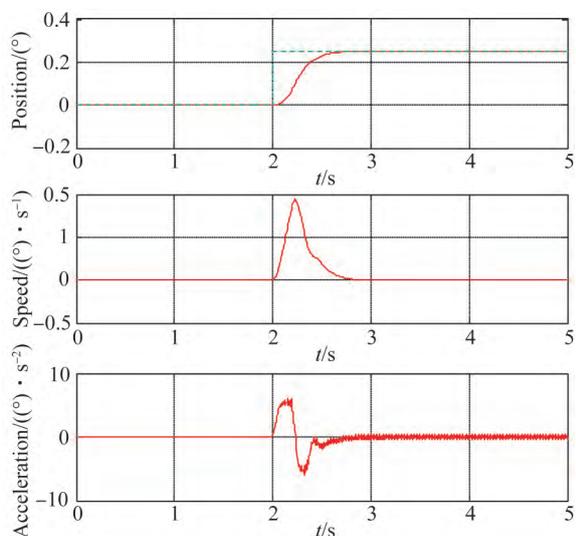


图 9 指令整形算法加入后系统的小角度阶跃响应曲线  
 Fig. 9 Step response of smaller angle with command shaper

在位置指令整形算法加入前后,系统对大角度位置信号的阶跃响应曲线如图 10 和图 11 所示。通过对比可以看出,在位置指令整形算法加入前,系统对位置大信号的阶跃响应出现多次振荡,振荡 19.6 s 后趋于稳定,在震荡过程中系统的速度和加速度均处于饱和输出状态,这种定位过程会降低望远镜负载的安全性;在位置指令整形算法加入后,系统对位置大信号在经过 0.8 s

后快速、无超调地到达指定位置。在位置过渡过程中,系统输出的速度和加速度是经过优化后的数值,位置指令整形算法在考虑设备最大能力的条件下,以最快、最优的速度收敛于参考位置指令。当望远镜工作于大角度调转模式时,位置大信号阶跃响应快速、无超调可以减小位置调节时间,使望远镜快速就位,从而为接下来的跟踪任务做好充分的准备。

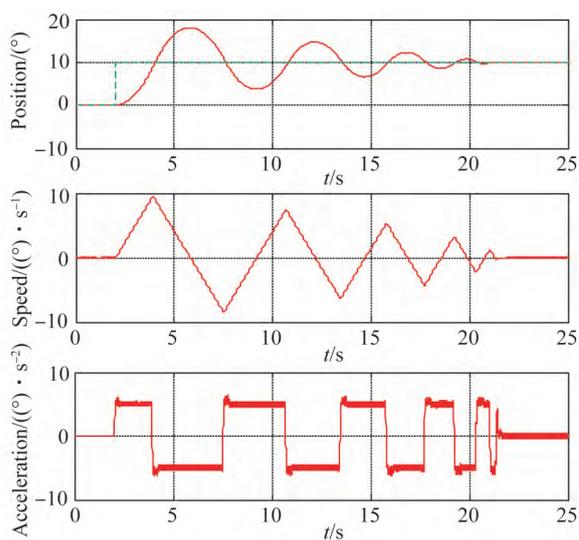


图 10 指令整形算法加入前系统的大角度调转响应曲线  
 Fig. 10 Step response of larger angle slew without command shaper

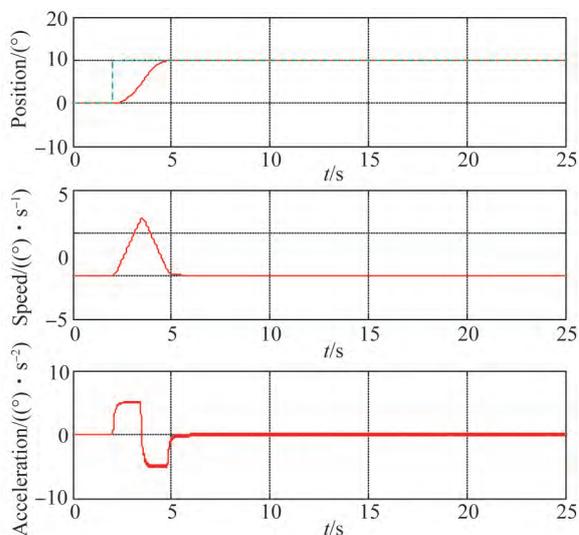


图 11 指令整形算法加入后系统的大角度调转响应曲线  
 Fig. 11 Step response of larger angle slew with command shaper

为了验证设计的基于分段弧形永磁同步电机的4 m 望远镜控制系统的综合跟踪性能,首先对4 m 望远镜的方位轴速度阶跃响应进行了测试,结果如图12所示。由图可以看出:方位轴电机对 $10 (^{\circ})/s$ 的速度阶跃设定值能够快速、无超调的响应。

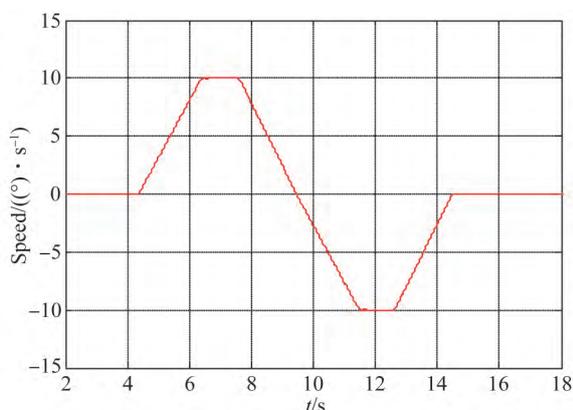


图12 4 m 望远镜方位轴速度阶跃响应曲线

Fig. 12 Azimuth axial speed step response of 4 m telescope

然后,在速度和加速度分别为 $10 (^{\circ})/s$ 和 $3 (^{\circ})/s^2$ 的条件下进行正弦引导跟踪,位置跟踪误差曲线如图13所示。由图可以看出,正弦引导过程中最大跟踪误差为 $2.636''$ ,跟踪误差的RMS值为 $0.673''$ 。实验数据表明,基于分段弧形永磁同步电机的控制系统在跟踪动态目标时具有较高的动态响应能力和较小的跟踪误差,满足4 m 望远镜的跟踪性能要求。

#### 参考文献:

- [1] 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)
- [2] 王国民. 天文光学望远镜轴系驱动方式发展概述[J]. 天文学进展, 2007, 25(4): 364-374.  
WANG G M. Review of drive style for astronomical optical telescope [J]. *Progress in Astronomy*, 2007, 25(4): 364-374. (in Chinese)

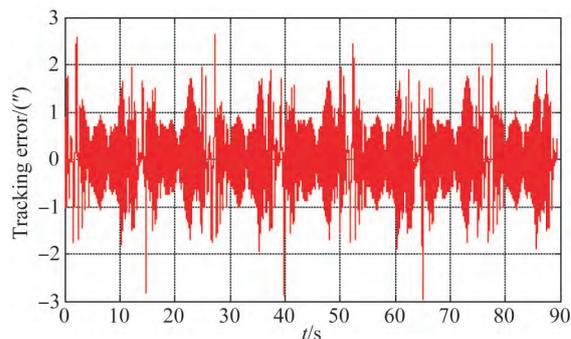


图13 4 m 望远镜正弦引导位置误差曲线

Fig. 13 Position error curve of sinusoidal guidance for 4 m telescope

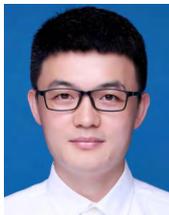
## 7 结论

本文根据4 m 望远镜控制系统的驱动和跟踪性能要求,设计了基于分段弧形永磁同步电机的控制系统,然后,辨识出了系统的控制模型;其次,设计了位置指令整形算法,实现了望远镜大角度调转和小角度阶跃过程中,系统位置响应的快速、无超调;最后,基于所设计的位置和速度控制策略,在4 m 望远镜方位轴控制系统中进行了跟踪控制实验。实验结果显示,当望远镜进行 $10^{\circ}$ 的大位置调转和 $0.2^{\circ}$ 的小位置阶跃时,伺服系统能够快速、无超调地到达指定位置;望远镜在 $10 (^{\circ})/s$ 速度和 $3 (^{\circ})/s^2$ 加速度条件下的正弦引导误差最大值为 $2.636''$ ,稳态误差RMS值为 $0.673''$ 。该系统满足4 m 望远镜驱动和跟踪精度的要求,可为下一代大口径望远镜控制系统的设计提供参考。

- [3] LI X Y, WANG D X, SONG X L, *et al.*. Research on large aperture telescope drive control technology [C]. *SPIE Astronomical Telescopes Instrumentation*, 2012; 84505B-1-7.
- [4] 徐欣圻,徐灵哲,罗秋凤. 当代光学天文望远镜控制系统新技术[J]. 天文学进展, 2003, 21(3): 195-205.  
XU X Q, XU L ZH, LUO Q F. Novel control technologies for optical astronomical telescopes of contemporary Era [J]. *Progress in Astronomy*, 2003, 21(3): 195-205. (in Chinese)
- [5] FILGUEIRA J M, PUIG M P, GOMEZ C P, *et al.*. Architectural design of the GTC control system [C]. *SPIE Astronomical Telescopes and In-*

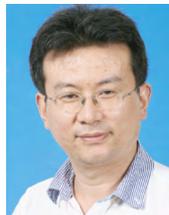
- strumentation. *International Society for Optics and Photonics*, 2000; 35-45.
- [6] ERM T, GUTIERREZ P. Integration and tuning of the VLT drive systems [J]. *Astronomical Telescopes and Instrumentation*, 2000, 4004: 490-499.
- [7] MIYAWAKI K, ITOH N, SUGIYAMA R, et al.. Mechanical structure for the SUBARU telescope [C]. *SPIE Astronomical Telescopes Instrumentation, International Society for Optics and Photonics*, 1994; 754-761.
- [8] ERM T M, SEPPEY A. A cost effective direct drive option for the thirty meter telescope [C]. *SPIE Astronomical Telescopes Instrumentation, International Society for Optics and Photonics*, 2006; 627335-1-8.
- [9] SEDGHI B, MÜLLER M, ERM T, et al.. Main axes control of E-ELT [C]. *SPIE in Ground-based and Airborne Telescopes III*, L. M. Stepp and R. Gilmozzi, eds., 2010; 7733G-1-12.
- [10] HU W, ZHANG ZH CH, WANG D X. The study on servo-control system in the large aperture telescope [C]. *SPIE Astronomical Telescopes and Instrumentation*, 2008; 701925-1-9.
- [11] REN CH ZH, ZHANG ZH CH, WANG D X, et al.. One direct drive system for telescope [C]. *SPIE Astronomical Telescopes and Instrumentation*, 2008; 701230-1-8.
- [12] JIAN C, LI M W, LONG H J. Design and optimization of arc permanent magnet synchronous motor used on large telescope [J]. *IEEE Transactions on Magnetics*, 2012, 48(5): 1943-1947.
- [13] 邓永停. 4 m 级望远镜主轴交流伺服控制系统研究[D]. 北京:中国科学院大学, 2015.
- DENG Y T. *Research on Ac Control System for the 4 m Scale Telescope Main Axis* [D]. Beijing: Graduate University of Chinese Academy of Sciences, 2015. (in Chinese)
- [14] CHO I W, LEE S C. Antiwindup strategy for PI-type speed controller [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2009, 56(6): 2039-2046.
- [15] HANUS R, KINNAERT M, HENROTTE J L. Conditioning technique, a general antiwindup and bumpless transfer method [J]. *Automatica*, 1987, 23(6): 729-739.
- [16] SHIN H B. New Antiwindup PI controller for variable-speed motor drives [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 1998, 45(3): 445-450.
- [17] THOMPSON P M, MACMYNOWSKI D G, SIROTA M J. Analysis of the TMT mount control system [C]. *SPIE Astronomical Telescopes Instrumentation*, 2008; 70121P-1-14.
- [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:



邓永停 (1987—), 男, 山东潍坊人, 博士, 副研究员, 主要从事望远镜精密跟踪控制技术的研究及电子学设计。E-mail: dyt0612@163.com

## 通讯作者:



王建立 (1971—), 男, 山东曲阜人, 研究员, 博士生导师, 主要从事空间探测技术和地基高分辨率成像光电望远镜总体技术的研究。E-mail: wangjianli@ciomp.ac.cn