

文章编号 1004-924X(2017)04-0900-10

## 结构滤波器在望远镜主轴控制系统中的应用

邓永停\*, 李洪文, 王建立, 刘 京

(中国科学院 长春光学精密机械与物理研究所, 吉林 长春 130033)

**摘要:** 为了提高望远镜控制系统的闭环带宽和动态性能, 研究了结构滤波器对控制系统闭环性能的影响。根据望远镜机械跟踪架的弹簧质量模型推导了系统的传递函数, 分析了电机和负载转动惯量与谐振频率的关系, 设计了基于系统开环频率特性的结构滤波器。将设计的结构滤波器串联入控制回路, 用于减小机械谐振的幅值。介绍了结构滤波器的设计方法, 以及加入结构滤波器后对控制系统闭环性能的影响。最后, 在 2 m 望远镜跟踪架转台上进行了验证实验。结果表明, 加入结构滤波器后系统的闭环带宽由 10 Hz 提高到了 13 Hz, 有效地抑制了速度的稳态谐振, 提高了望远镜控制系统的速度跟踪性能。得到的实验结果验证了结构滤波器能够有效地提高系统的动态性能。

**关键词:** 望远镜; 结构滤波器; 弹簧质量模型; 谐振频率; 闭环带宽

**中图分类号:** TH743; TH703 **文献标识码:** A **doi:** 10.3788/OPE.20172504.0900

## Application of structural filter to principal axis system of telescope

DENG Yong-ting\*, LI Hong-wen, WANG Jian-li, LIU Jing

(Changchun Institute of Optics, Fine Mechanics and Physics,  
Chinese Academy of Sciences, Changchun 130033, China)

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

**Abstract:** To improve the closed-loop bandwidth and dynamic performance of control system in a telescope, the effect of structural filters on the closed-loop performance of the control system was researched. According to the spring-mass model of mechanical tracking frame for the telescope, the transfer function of the system was deduced and the relation between the rotational inertias for electrical machines and loads and the resonant frequencies was analyzed. Then, a structural filter was designed based on frequency characteristics of an open-loop system, and it was added into the control loop to reduce the amplitude of mechanical resonance. The design method of the structural filter was introduced and influence of the added structural filter on the close-loop performance of control system was analyzed. Finally, a confirmatory experiment was performed on a rotary table of tracking frame for a 2-meter-high telescope. The experimental result shows that closed-loop bandwidth of the system increases from 10 Hz to 13 Hz after adding the structural filter, which effectively restrains the stable resonance of speed, improves the speed tracking performance of control system in the telescope.

收稿日期: 2016-04-05; 修订日期: 2016-06-21.

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (No. 11603024)

These results verify the effectiveness of the structural filter.

**Key words:** telescope; structural filter; spring-mass model; resonant frequency; closed-loop bandwidth

## 1 引言

近年来,永磁同步力矩电机以其优异的动态性能在大型望远镜主轴伺服控制中得到了越来越多的应用<sup>[1-3]</sup>。基于永磁同步力矩电机的大型望远镜跟踪架通常采用直接驱动、齿轮驱动和摩擦驱动等驱动方式<sup>[4-6]</sup>。相比于其他两种驱动方式,直接驱动具有传送刚度高、传动非线性环节少等优点。为了获得较高的系统动态性能,望远镜跟踪架机械结构多优先选择直接驱动方式<sup>[7]</sup>。不过,跟踪架机械系统的柔性耦合连接会使力矩传递过程中存在固有的谐振频率,从而使系统在谐振频率附近区域的动态特性十分不稳定<sup>[8]</sup>。另外,机械结构的振动幅值会随着控制系统的增益变化,而机械振动幅值的增加,极易损坏望远镜的光学系统。目前,人们常采用如下两种方法来减弱机械谐振对望远镜系统的影响<sup>[9]</sup>:(1)在结构设计过程中增加机械传动刚度,提高系统的谐振频率;(2)软件设计结构滤波器,减小结构谐振频率处的幅值。显然,对于大型望远镜跟踪架来说,提高传动刚度意味着更高的成本和更大转动惯量,因此,方法(2)常被用来提高望远镜控制系统动态性能<sup>[10-12]</sup>。文献[10]在辨识获得多镜望远镜(Multiple Mirror Telescope, MMT)结构的频率特性后,采用结构滤波器对谐振峰值进行了抑制,提高了控制系统的低频增益,增加了系统的抗负载扰动能力。文献[11]采用结构滤波器削弱极大望远镜(Very Large Telescope, VLT)低频谐振幅值,增大了控制系统带宽,将速度回路带宽拓展到了一阶锁转频率(Locked Rotor Frequency, LRF)的60%左右,而位置回路闭环带宽达到理论最大值3 Hz。文献[12]通过在控制回路中串联结构滤波器,将Keck望远镜的控制带宽扩展到了3 Hz左右,提高了望远镜跟踪架的跟踪精度、抗扰动能力以及动态性能。虽然上述文献中均采用了结构滤波器来提高望远镜主轴控制系统

的跟踪性能,但是并未对结构滤波器的设计方法以及对闭环性能的影响做出详细分析,因此,研究结构滤波器对控制系统的影响具有重要意义。

本文对望远镜机械跟踪架结构的弹簧质量模型进行了推导,分析了影响谐振频率的因素。基于上述弹簧质量模型获得了包含谐振模态的控制系统闭环传递函数,并分析了谐振模态对控制系统闭环极点的影响。最后,为了提高控制系统的闭环动态性能,详细介绍了结构滤波器的设计方法,并通过仿真和实验验证了在控制回路中串入结构滤波器可有效提高系统的动态性能。

## 2 弹簧质量模型及伺服系统机械谐振

### 2.1 弹簧质量模型

在旋转伺服控制系统中,永磁同步力矩电机与机械结构之间采用机械柔性连接,电机力矩的传递动态性能取决于电机轴与结构之间的刚度。直接驱动结构可以简化为由电机和机械负载组成的弹簧质量模型,图1为通用的弹簧质量模型。机械系统由电机力矩 $T_e$ 驱动, $T_l$ 表示负载端的扰动力矩, $k_1$ 、 $b_1$ 分别表示电机与负载之间机械连接的刚度系数和黏滞系数, $J_1$ 、 $J_2$ 分别表示电机和负载的转动惯量。力矩传动过程中,电机端与负载端的角位置差值 $\Delta\theta = \theta_1 - \theta_2$ ,通过电机轴传递的力矩值表示为:

$$T_s = k_1 \Delta\theta + b_1 \frac{d(\Delta\theta)}{dt} = k_1 \Delta\theta + b_1 \Delta\omega, \quad (1)$$

在电机端的动力学方程表达式如下:

$$J_1 \frac{d\omega_1}{dt} = T_e - T_s, \quad (2)$$

式中 $\theta_1$ 、 $\omega_1$ 分别表示电机的角位置和角速度。

在负载端的动力学方程表达式如下:

$$J_2 \frac{d\omega_2}{dt} = T_s - T_l, \quad \frac{d\theta_2}{dt} = \omega_2, \quad (3)$$

式中 $\theta_2$ 、 $\omega_2$ 分别表示负载的角位置和角速度。

忽略负载扰动力矩 $T_l$ 的情况下,由表达式

(1)、(2)、(3)可得到如图 2 所示的模型传递函数框图,因此,由电机输出角位置到电机输入转矩的传递函数为:

$$\frac{\theta_1(s)}{T_e(s)} = \frac{1}{s^2(J_1+J_2)} \times \frac{\frac{J_2}{k_1}s^2 + \frac{b_1}{k_1}s + 1}{\frac{J'}{k_1}s^2 + \frac{b_1}{k_1}s + 1}, \quad (4)$$

由电机输出角速度到电机输入力矩的传递函数为:

$$\begin{aligned} \frac{\omega_1(s)}{T_e(s)} &= \frac{1}{s(J_1+J_2)} \times \frac{\frac{J_2}{k_1}s^2 + \frac{b_1}{k_1}s + 1}{\frac{J'}{k_1}s^2 + \frac{b_1}{k_1}s + 1} = \\ &= \frac{1}{s(J_1+J_2)} \times \frac{\frac{1}{\omega_z^2}s^2 + 2\frac{\zeta_z}{\omega_z}s + 1}{\frac{1}{\omega_p^2}s^2 + 2\frac{\zeta_p}{\omega_p}s + 1}, \quad (5) \end{aligned}$$

式中,  $J' = \frac{J_1 J_2}{J_1 + J_2}$ 。

表达式(5)中含有一对共轭复零点和一对复极点,复零点对应系统的反谐振频率(锁转频率)  $\omega_z$  和阻尼系数  $\zeta_z$ ,复极点对应系统的谐振频率  $\omega_p$  和阻尼系数  $\zeta_p$ ,系统的锁转频率表达式为:

$$\omega_z = \sqrt{\frac{k_1}{J_2}}, \zeta_z = \frac{b_1}{2\sqrt{k_1 J_2}}, \quad (6)$$

系统的谐振频率表达式为:

$$\omega_p = \sqrt{\frac{k_1}{J'}}, \zeta_p = \frac{b_1}{2\sqrt{k_1 J'}}, \quad (7)$$

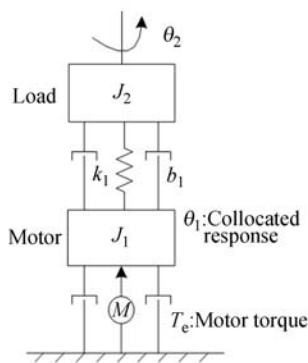


图 1 简化的弹簧质量模型  
Fig. 1 Spring-mass model

### 2.2 谐振频率影响因素分析

由表达式(6)、(7)可知,谐振的幅值和阻尼系数取决于结构的刚度系数和电机与负载的转动惯

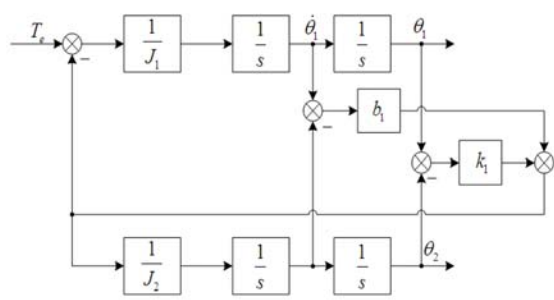


图 2 简化弹簧质量模型的传递函数框图

Fig. 2 Transfer function of spring-mass model

量的比值。结构的刚度系数越大,会使系统的谐振频率越高,阻尼系数和谐振幅值越小,从而有利于系统动态性能的提高。这里重点分析电机与负载的转动惯量的比值对系统的频率特性的影响,根据表达式(7),定义谐振比值如下:

$$R = \frac{\omega_p}{\omega_z} = \sqrt{1 + \frac{J_2}{J_1}} \pi, \quad (8)$$

为了定量分析转动惯量比值  $J_1/J_2$  对传递函数  $\omega_1(s)/T_e(s)$  频率特性的影响,对锁转频率  $\omega_z$  做标量化处理,假设  $\omega_z = 1 \text{ rad/s}$ ,  $\zeta_z = 0.01$ ,选择不同  $J_1/J_2$  比值时,得到传递函数  $\omega_1(s)/T_e(s)$  的伯德图如图 3 所示。

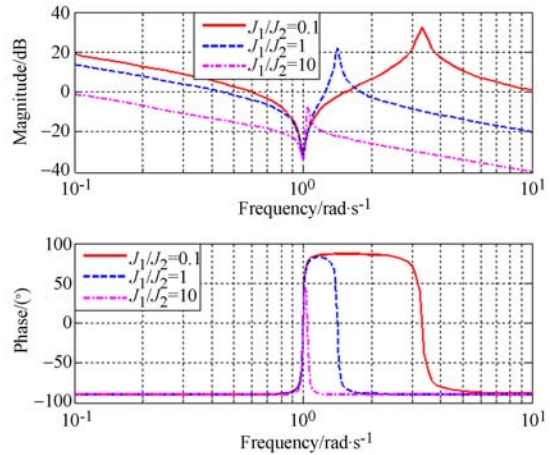


图 3 电机与负载惯量比变化时传递函数的伯德图  
Fig. 3 Bode curves with the inertia ration of motor to load

由图可以看出,当  $J_1/J_2$  比值较小,即电机负载转动惯量较大时,谐振频率幅值较大,锁转频率与谐振频率的差值较大;当  $J_1/J_2$  比值较大,即电机负载转动惯量较小时,谐振频率幅值较小,锁转频率与谐振频率的差值较小。

考虑两种极限值情况:1) 电机转动惯量远大于负载转动量,即  $J_1 \gg J_2$ ,此时谐振比值  $R \rightarrow 1$ ,谐振频率处的共轭极点与锁转频率处的共轭零点几乎重合,零极点相消,并且阻尼系数  $\zeta_p \approx \zeta_z$ ,传递函数  $\omega_1(s)/T_e(s)$  简化为  $1/J_1 s$ ,传递函数的伯德图如图 4 所示。当  $R \rightarrow 1$  时,伺服控制系统的速度和位置回路控制器的设计可以按照纯刚体模型  $1/J_1 s$  进行设计,此时机械结构的柔性连接不会影响电机转速  $\omega_1$  和力矩  $T_e$  的传送。如果控制回路的增益和伺服系统的刚度比较高,则系统的谐振频率达到上千赫兹,可以认为电机转速  $\omega_1 \approx \omega^*$ 。2) 电机转动惯量远小于负载转动量,即  $J_1 \ll J_2$ ,此时谐振比值  $R \gg 1$ ,谐振频率  $\omega_b$  远大于锁转频率  $\omega_z$ ,传递函数  $\omega_1(s)/T_e(s)$  的伯德图如图 5 所示。为了避免传递函数  $\omega_1(s)/T_e(s)$  中存在较弱的共轭复数零点,在  $J_1 \ll J_2$  时,通常将位置传感器安装在电机转子端。这是因为如果将位置传感器安装在负载端,较弱的共轭复数零点可能会降低控制增益,使得负载转速  $\omega_2$  与  $\omega^*$  存在较大偏差。

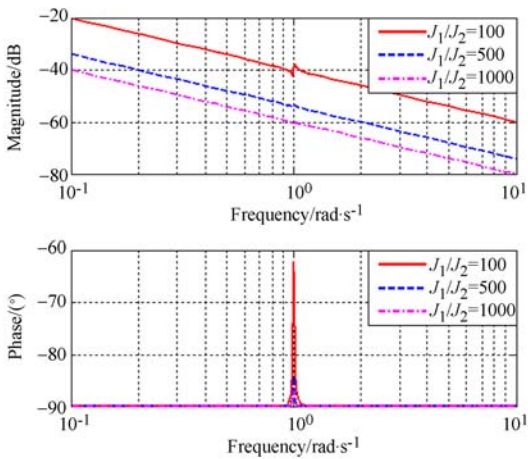


图 4  $R \rightarrow 1$  时传递函数的伯德图  
Fig. 4 Bode curves at  $R \rightarrow 1$

### 3 结构滤波器设计

#### 3.1 结构滤波器

在望远镜跟踪架机械结构中,电机的转动惯量比负载的转动惯量小,跟踪架结构的弹簧质量模型频率特性曲线形状类似于图 5 中的实线。由

图可以看出,伯德图的幅值曲线在谐振频率处有较大的峰值,如果控制信号的响应频率接近谐振频率,系统的动态响应将会不稳定,引起机械系统的振荡<sup>[13]</sup>。为了减小谐振频率处的振荡,通常采用结构滤波器来滤除谐振频率处的控制信号,从而保持系统动态性能的稳定。

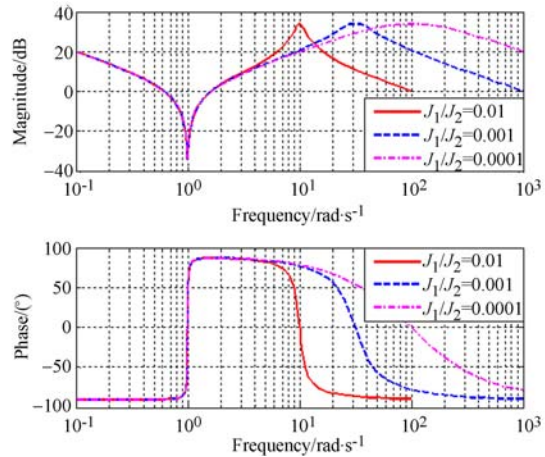


图 5  $R \gg 1$  时传递函数的伯德图  
Fig. 5 Bode curves at  $R \gg 1$

应用结构滤波器的目的是抑制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:

$$W_{SF}(s) = \frac{s^2 + 2\zeta_z \omega_{NF} s + \omega_{NF}^2}{s^2 + 2\zeta_p \omega_{NF} s + \omega_{NF}^2}, \quad (9)$$

式中  $\omega_{NF}$  为弹簧质量模型的谐振频率,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(9)可以看出,滤波器的传递函数在相同的频率  $\omega_{NF}$  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,除  $\omega = \omega_{NF}$  频率附近所有的输入信号外,其它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,极点的阻尼系数  $\zeta_p$  必须调大,零点阻尼系数  $\zeta_z$  应尽可能调小。

串入结构滤波器后的望远镜速度闭环控制系统如图 6 所示。对于基于永磁同步力矩电机的望远镜控制系统,电流环采用基于 PI 控制器的空间矢量控制方法,以便减小力矩波动,提高低速跟踪精度<sup>[14]</sup>。

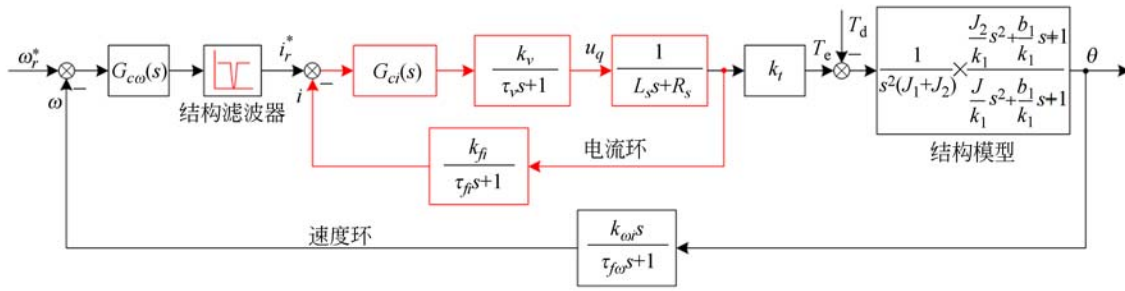


图 6 望远镜速度闭环控制系统

Fig. 6 Block diagram of speed closed-loop

速度控制器采用基于 Anti-Windup 策略的 PI 控制器,以减小速度超调量,提高速度响应的动态性能<sup>[15]</sup>。具有 Anti-Windup 策略的 PI 控制器的电流限幅环节表示为:

$$i_q^* = \begin{cases} i_q, & \text{if } (i_q \leq I_m) \\ I_m \text{sgn}(i_q), & \text{if } (i_q > I_m) \end{cases}, \quad (10)$$

式中,  $I_m$  为限幅环节的幅值,  $\text{sgn}(\cdot)$  为符号函数。

PI 控制器的输出  $i_q$  为:

$$i_q = k_p \Delta\omega + q, \quad (11)$$

式中,  $q$  表示 PI 控制器的积分输出,  $\Delta\omega = \omega_r^* - \omega$ 。

控制器输出工作在线性区时,速度环采用 PI 控制形式,当速度阶跃信号较大时,PI 控制器输出会达到饱和,基于反馈计算的积分输出值将以一定的速率复位为零。此时,控制器为纯比例控制,积分输出  $q$  的表达式为:

$$q = k_p \Delta\omega + \frac{k_i}{s} (\Delta\omega = k_a \Delta i_q), \quad (12)$$

式中,  $\Delta i_q = i_q - i_q^*$ ,  $k_p$ 、 $k_i$  分别为 PI 控制器的比例时间常数和积分时间常数,  $k_a$  为 PI 控制器反馈计算系数。

### 3.2 结构滤波器设计

由结构滤波器表达式(9)可知,在陷波频率  $\omega_{NF}$  固定时,阻尼系数比值  $\zeta_z/\zeta_p$  影响结构滤波器的幅值和相位特性。为了分析  $\zeta_z$ 、 $\zeta_p$  对结构滤波频率特性的影响,对  $\omega_{NF}$  做如下归一化处理。令  $\omega_{NF} = 1 \text{ rad/s}$ ,保持  $\zeta_p = 1$  不变,假设零点阻尼系数  $\zeta_z = 0.5$ ,  $\zeta_z = 0.25$ ,  $\zeta_z = 0.1$  时的结构滤波器频率特性曲线如图 7 所示(横纵坐标为对数频率)。由图可以看出,在频率  $\omega = \omega_{NF}$  处,滤波器幅值特性的深度最大,当  $\zeta_z/\zeta_p = 0.1$  时,滤波器幅值特性的深度达到最大值  $-20 \text{ dB}$ ;滤波器的深度随着零点阻尼系数  $\zeta_z$  的增大而减小。 $\zeta_z/\zeta_p$  比值

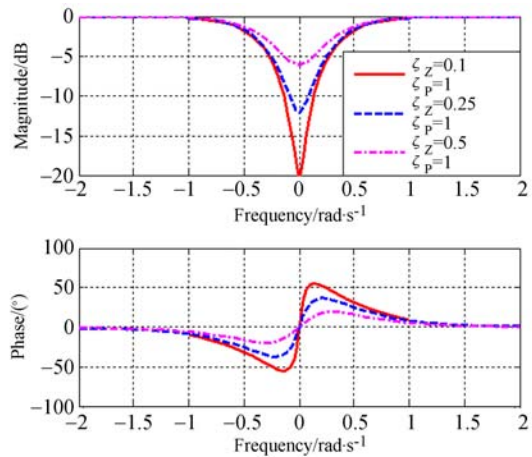


图 7  $\zeta_p = 1, \zeta_z$  变化时结构滤波器频率特性

Fig. 7 Frequency responses with variable  $\zeta_z$  and constant  $\zeta_p = 1$

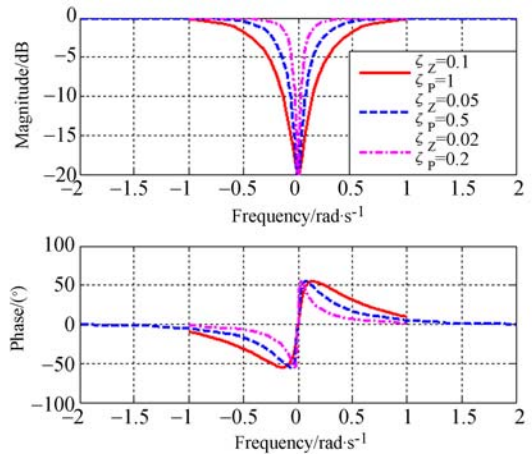


图 8  $\zeta_p/\zeta_z$  变化时结构滤波器频率特性

Fig. 8 Frequency responses with variable  $\zeta_p/\zeta_z$

决定了结构滤波器幅值深度的同时,复极点的阻尼系数  $\zeta_p$  决定了滤波器的宽度,在  $\zeta_z/\zeta_p = 0.1$  保持不变时,幅值特性深度为  $-20 \text{ dB}$ ,结构滤波

器幅值特性的宽度随着  $\zeta_p$  的变化曲线如图 8 所示,由图可以看出,滤波器的宽度随着  $\zeta_p$  的增大而增加。因此,在设计结构滤波器时只需调整比值  $\zeta_z/\zeta_p$  和  $\zeta_p$ ,即可获得所需结构滤波器的频率特性。

实际应用过程中,结构滤波器不能够完全滤除  $\omega = \omega_{NF}$  处的频率成分,比值  $\zeta_z/\zeta_p$  和  $\zeta_p$  受硬件实现的限制。为了滤除谐振频率对控制系统的影响,要求极点阻尼系数  $\zeta_p$  和零点阻尼系数  $\zeta_z$  尽可能的小,在  $\zeta_z \gg 1$  时,离散化实现结构滤波器需要很高的采样频率。例如  $\zeta_z = 0.001$ ,为了获得理论设计与硬件实现相吻合的滤波器,要求采样频率为  $\omega_{NF}$  的百倍以上,实际微型控制器的电机控制定时中断无法达到兆赫兹级别,因此,在结构

滤波器的离散化实现过程中,比值  $\zeta_z/\zeta_p \geq 0.01$ ,即滤波器的深度不超过 -40 dB。

#### 4 结构滤波器对闭环性能的影响

永磁同步电机的电流环带宽通常达到上千赫兹,远大于速度环带宽。为了简化分析,认为电流环传递函数  $G_{ci}(s) \approx 1$ <sup>[16]</sup>,因此,望远镜速度闭环控制系统框图 6 可以简化图 9。为了分析在控制回路中串入结构滤波器对控制增益的影响,速度控制器采用比例控制器进行仿真分析,逆变器部分和位置传感器采用一阶惯性环节代替,并且认为  $\tau_{fw} = \tau_v = 0.0005$  s。根据图 9 所示的控制系统框图,得到如下开环传递函数:

$$G_o(s) = \frac{K_p \omega_p^2 s^2 + 2\zeta_p \omega_p s + \omega_p^2}{(J_1 + J_2) \omega_z^2 s^2 + 2\zeta_z \omega_z s + \omega_z^2} \times \frac{1}{s(J_1 + J_2)} \times \frac{1}{\tau_v s + 1} \times \frac{1}{\tau_{fw} s + 1} \times \frac{1}{k_1 s^2 + b_1 s + 1} \times \frac{1}{k_1 s^2 + b_1 s + 1} \quad (12)$$

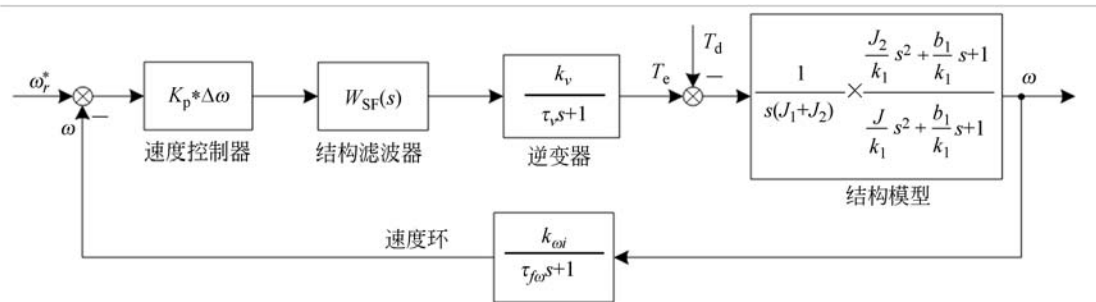


图 9 简化后的望远镜速度闭环控制系统

Fig. 9 Block diagram of simplified speed closed loop

在设计结构滤波器时,应满足如下条件:  $\omega_{NF} = \omega_p, \zeta_z = \zeta_p, \zeta_p \geq \zeta_p$ 。为了分析加入结构滤波器前后闭环零极点的变化情况,采用根轨迹方法对系统的开环传递函数进行分析。未加入滤波器时系统的根轨迹如图 10 所示,由图可以看出,系统存在一对零极点,当控制器增益  $0 < K_p < 3.14$  时系统是稳定的。在系统中加入结构滤波器的目的是消除谐振极点,增大控制系统增益。在进行滤波器设计时,需要满足  $\zeta_z = \zeta_p$ ,但是模型的极点阻尼系数  $\zeta_p$  依赖于结构的黏滞系数  $b_1$ ,由于黏滞系数  $b_1$  随着机械位置、旋转速度以及温度而变化,因此,实际应用中很难做到  $\zeta_z = \zeta_p$ 。假设存在偏差  $\Delta\zeta = \zeta_z - \zeta_p$ ,导致了 0.1 rad 的结构滤波器零点误差,得到如图 11 所示的加入结构滤波器后的系统根轨迹曲线。由图 11 可以看出,在加入结构滤波器后系统的控制器增益由 3.14 增大到 9.07。因此,即使设计结构滤波器时,零点阻尼系数存在

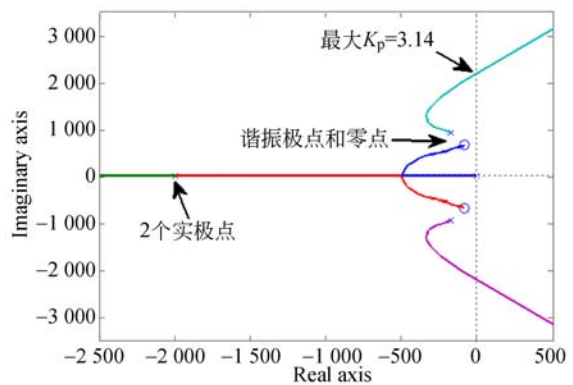


图 10 未加入结构滤波器时系统的根轨迹

Fig. 10 Root locus before structural filter added

较小的偏差,也不会影响结构滤波器的效果。虽然串入结构滤波器后开环增益增大到 9.07,但是设计速度控制器参数时,速度控制回路带宽应满足:  $B_{speed} < 60\% * \omega_z$ 。为了进一步说明结构滤波

器的滤波性能,给出了在控制器增益为  $K_p=3.0$  时,加入滤波器前后系统的阶跃响应曲线,如图 12、13 所示。由图可以看出,加入结构滤波器后系统的开环增益和稳定性明显提高。

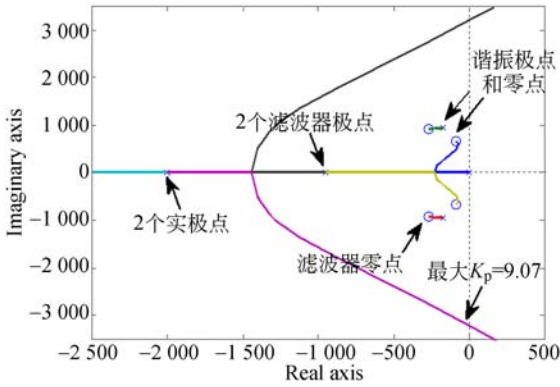


图 11 加入结构滤波器后系统的根轨迹  
Fig. 11 Root locus after structural filter added

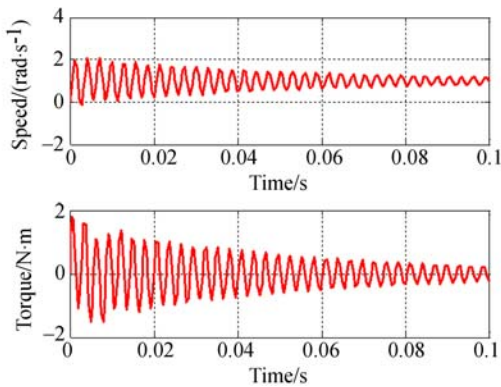


图 12 未加入结构滤波器  $K_p=3.0$  时系统响应曲线  
Fig. 12 Step response before structure filter added

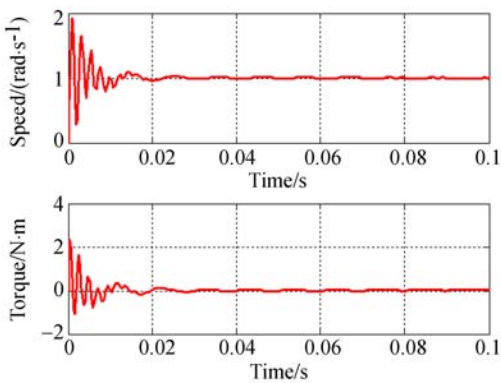


图 13 加入结构滤波器  $K_p=3.0$  时系统的响应曲线  
Fig. 13 Step response after structure filter added

### 5 实验研究

为了研究结构滤波器对控制系统性能的改善效果,在 2 m 望远镜跟踪架控制系统中进行了测试实验。系统由望远镜转台、大功率永磁同步力矩电机、圆光栅编码器和驱动控制器组成,如图 14 所示。位置反馈元件为 32 位绝对式圆光栅编码器,分辨率为  $0.0003''$ ;大功率永磁同步力矩电机的参数为:力矩系数  $K_t=142 \text{ N} \cdot \text{m}/\text{A}$ ,相电阻  $R_s=2.4 \Omega$ ,同轴电感  $L_q=L_d=36.5 \text{ mH}$ ,额定电流  $I=23 \text{ A}$ ,最大驱动电压  $V=360 \text{ V}$ ,磁极对数  $P=65$ 。控制器采用基于高性能数字信号处理器(DSP)和现场可编程门阵列(FPGA)的架构,DSP 完成速度回路的控制策略和结构滤波器算法;FPGA 并行硬件电路控制,电流环的采样频率为 15 kHz;系统的故障保护功能也嵌入在 FPGA 中。驱动器采用智能功率模块(IPM),该模块的最大驱动电压为 1 200 V,最大驱动电流为 75 A。



图 14 望远镜转台硬件控制系统  
Fig. 14 Hardware control system of telescope

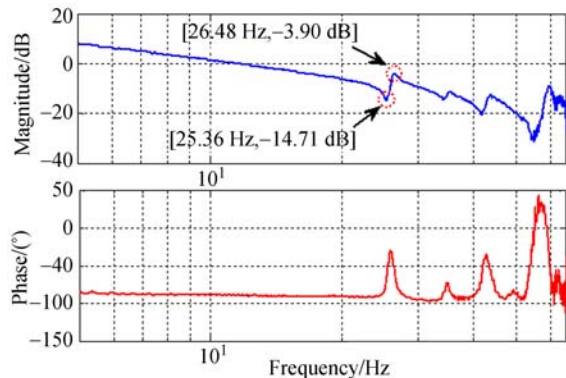


图 15 望远镜转台的开环频率特性  
Fig. 15 Open loop frequency responses

采用正弦扫描法测得的转台开环频率特性曲线如图 15 所示,由图可以看出,转台的一阶锁转频率为 25.36 Hz,谐振频率为 26.48 Hz;另外,谐振与反谐振频率差值较小,反映了系统有较高的刚度。加入结构滤波器前后,系统的开环频率特性曲线如图 16 所示,由图可以看出,系统的开环频率特性曲线在谐振频率处的幅值明显减小,但是结构滤波器的加入使系统在谐振频率附近的相位出现了一定的滞后。为了验证结构滤波器对时域信号的抑制效果,对系统的速度闭环频率特性进行了测试,图 17 为时域正弦扫描信号,由图可以看出,在谐振频率 26.48 Hz 处的信号幅值明显减小,说明了结构滤波器对控制信号的滤波效果。通过对图 17 所示的速度闭环输入和输出信号进行快速傅里叶变换(FFT)分析,获得了闭环频率特性曲线,如图 18,在速度响应稳定的前提条件下,系统的速度闭环控制带宽由 10 Hz 提高到 13 Hz。

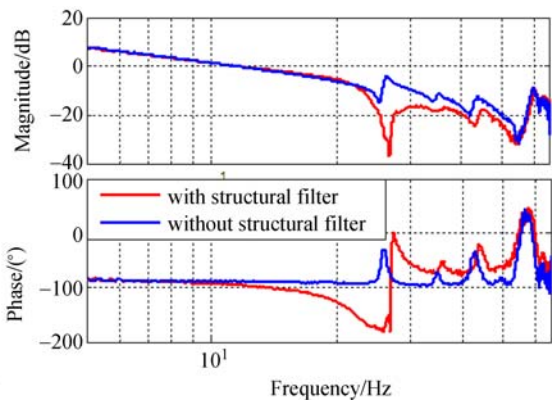


图 16 加入结构滤波器前后的开环频率特性

Fig. 16 Open loop frequency responses before and after structure filter added

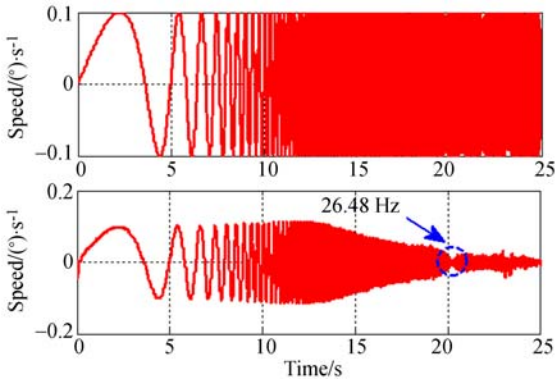


图 17 结构滤波器对时域信号的滤波效果

Fig. 17 Effect of structure filter on control signal

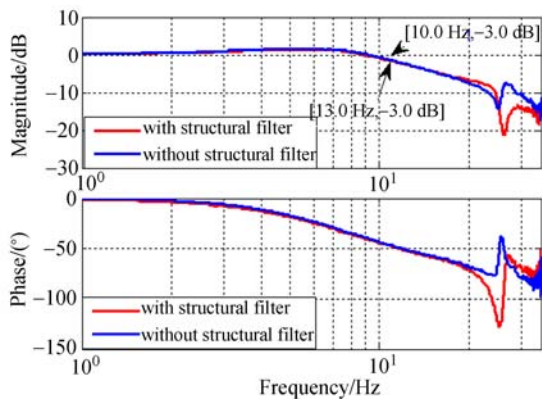


图 18 加入结构滤波器前后的闭环频率特性

Fig. 18 Closed loop frequency responses before and after structure filter added

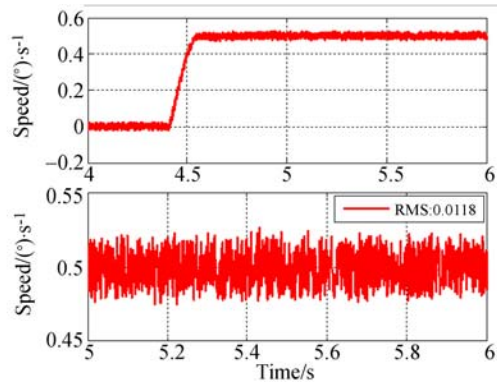


图 19 加入结构滤波器前的速度阶跃响应

Fig. 19 Speed step response before structure filter added

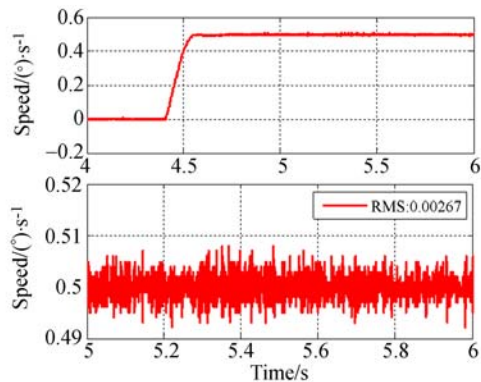


图 20 加入结构滤波器后的速度阶跃响应

Fig. 20 Speed step response after structure filter added

在完成结构滤波器的设计后,调节速度控制器增益使得速度闭环控制带宽达到一阶锁转频率的 50%左右(13 Hz)。结构滤波器加入前后的速度闭环阶跃响应对比曲线如图 19、20 所示,由图可以看出,在控制带宽为 13 Hz 时,未加入结构滤

波器时,系统的速度响应出现了小幅振荡;而加入滤波器后系统的速度闭环响应谐振得到抑制,速度振荡受到削弱,望远镜转台以  $0.5(^{\circ})/s$  的速度匀速转动时,速度的稳态 RMS 值由  $0.0118(^{\circ})/s$  减小到  $0.00267(^{\circ})/s$ 。上述实验结果验证了结构滤波器在抑制机械谐振方面的有效性。

## 6 结 论

本文在对望远镜机械跟踪架结构的弹簧质量

模型推导的基础上,分析了电机和负载转动惯量对谐振频率的影响。为了提高控制系统的闭环控制带宽,在控制回路中串入了结构滤波器,详细介绍了结构滤波器的设计方法,以及加入结构滤波器后对控制系统闭环性能的影响。最后,在 2 m 望远镜跟踪架转台上进行了测试实验。实验结果表明,加入结构滤波器后系统的闭环带宽由 10 Hz 提高到了 13 Hz,速度稳态谐振得到了明显抑制,提高了系统的速度跟踪精度,验证了结构滤波器对系统动态性能提高的有效性。

### 参考文献:

- [1] ERM T, GUTIERREZ P. Integration and tuning of the VLT drive systems[J]. *Proceedings of SPIE*, 2000,4004:490-499.
- [2] SUÁREZ M, ROSICH J, ORTEGA J, et al.. The GTC main axis servos and control system[J]. *Proceedings of SPIE*, 2008,7019:70190J.
- [3] MARCHIORI G, RAMPINI F, LAPEYRE P. The European ALMA project: new design and technologies for innovative performances[J]. *Proceedings of SPIE*, 2008,7012:70120P.
- [4] FILGUEIRA J M, Rodriguez D. GTC control system: an overview[J]. *Proceedings of SPIE*, 1998, 3351: 2-12.
- [5] LEWIS H, LUPTON W, SIROTA M J, et al.. Pointing and tracking performance of the W. M. Keck Telescope[J]. *Proceedings of SPIE*, 1994, 2199: 117-125.
- [6] ASHBY D S, MCKENNA D, BRYNNEL J G, et al.. The large binocular telescope mount control system architecture [J]. *Proceedings of SPIE*, 2006, 6274: 627423.
- [7] 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*, 2008, 25(4): 364-374.  
WANG G M. Review of drive style for astronomical optical telescope[J]. *Progress in Astronomy*, 2008, 25(4): 364-374. (in Chinese)
- [8] LEE D H, LEE J H, AHN J W. Mechanical vibration reduction control of two-mass permanent magnet synchronous motor using adaptive notch filter with fast Fourier transform analysis [J]. *IET Electric Power Applications*, 2012, 6(7):455-461.
- [9] YANG S H M, WANG SH C. The detection of resonance frequency in motion control systems [J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2014,50(5): 3423-3427.
- [10] CLARK D, TREBISKYA T, POWELL K. A non-linear disturbance-decoupled elevation axis controller for the multiple mirror telescope [J]. *Proceedings of SPIE*, 2008,7019:70192J.
- [11] RAVENSBERGEN M. Main axis servo systems of the VLT [J]. *Proceedings of SPIE*, 1994,2199: 997-1005.
- [12] SIROTA M J, THOMPSON P M, JEX H R. Azimuth / Elevation servo performance of the W. M. Keck Telescope[J]. *Proceedings of SPIE*, 1994, 2199:126-141.
- [13] ANDERSEN T, ENMARK A. *Integrated Modeling of Telescopes* [M]. New York: Springer, 2011.
- [14] 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: University of Chinese Academy of Sciences, 2015. (in Chinese)
- [15] 李洪文, 邓永停, 王建立. 永磁同步电机速度控制器的全数字化集成 [J]. *光学精密工程*, 2015, 23(4):1105-1113.

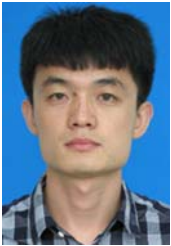
LI H W, DENG Y T, WANG J L. Digital integration of PMSM speed controller based on FPGA [J]. *Opt. and Precision Eng.*, 2015, 23 (4): 1105-1113. (in Chinese)

[16] 王宏佳,杨明,牛里,等. 永磁交流伺服系统速度控制器优化设计方法[J]. *电机与控制学报*, 2012, 16

(2):25-31.

WANG H J, YANG M, NIU L, *et al.*. Optimal speed controller design method for permanent magnet AC servo system [J]. *Electric Machines and Control*, 2012, 16(2):25-31. (in Chinese)

#### 作者简介:



邓永停(1987—),男,山东潍坊人,助理研究员,博士,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



李洪文(1970—),男,四川乐至人,研究员,博士生导师,主要从事地基高分辨率成像光电望远镜电控系统总体设计及电机控制方面的研究。E-mail: li-hongwen1970@yahoo.com