

## 自适应光学系统光轴抖动抑制控制器设计

罗 奇<sup>1,2,3</sup>, 李新阳<sup>1,2</sup>

(1. 中国科学院光电技术研究所, 四川 成都 610209;  
2. 中国科学院自适应光学重点实验室, 四川 成都 610209; 3. 中国科学院大学, 北京 100049)

**摘 要:** 由于光学平台的结构性谐振以及风吹抖动等因素造成的光轴抖动在很大程度上会降低自适应光学系统的性能, 若采用常规积分控制器对这种高频窄带的扰动信号进行抑制, 收效甚微, 而且有可能将其放大, 使得系统无法正常工作。以实际系统观测数据为基础, 分析了该扰动的频域特性。针对该扰动的峰值频率以及带宽, 借助 Smith 预测器, 提出了一种稳定高效且易于实施的控制器的设计方法, 讨论了控制器参数与其滤波特性之间的关系, 分析了这种控制器对控制对象参数变化的鲁棒性。结果表明, 采用新型控制器可以将由光轴抖动引起的单轴倾斜像差的方差降低约 60%, 弥补了常规控制器的不足。

**关键词:** 自适应光学; 光轴抖动; 控制器设计

**中图分类号:** O439; TP273+.5 **文献标志码:** A **DOI:** 10.3788/IRLA201645.0432003

## Design of optical axis jitter rejection controller for adaptive optics systems

Luo Qi<sup>1,2,3</sup>, Li Xinyang<sup>1,2</sup>

(1. Institute of Optics and Electronics, Chinese Academy of Sciences, Chengdu 610209, China;  
2. The Key Laboratory of Adaptive Optics, Chinese Academy of Sciences, Chengdu 610209, China;  
3. University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049, China)

**Abstract:** Optical axis jitters, which arise from different factors such as wind shaking and structural oscillations of optical platforms, have a significant deleterious impact on the performance of adaptive optics systems. When conventional integrators are utilized to reject such high frequency and narrow band disturbance, the benefits are quite small; even worse, the system may fail to operate normally due to the amplification of jitters. On the basis of observed data, its frequency characteristics were analyzed. With the help of the Smith predictor, one effective and stable technique to design a controller was proposed on account of the peak frequency and bandwidth of the jitter. The relationship between controller parameters and filtering features were discussed, and the robustness of the controller against changing parameters of the control object was investigated. Results show that the variance of one axis aberrations caused by optical axis jitters can be reduced by about 60% as a result of exploiting novel controllers, which compensates the deficiency of conventional controllers.

**Key words:** adaptive optics; optical axis jitter; controller design

收稿日期: 2015-08-21; 修订日期: 2015-09-25

基金项目: 国家自然科学基金(61505215)

作者简介: 罗奇(1989-), 男, 博士生, 主要从事自适应光学优化控制技术方面的研究。Email: luo7@live.cn

导师简介: 李新阳(1971-), 男, 研究员, 博士, 主要从事自适应光学技术方面的研究。Email: xyli@ioe.ac.cn

0 引言

自适应光学系统 (Adaptive Optics System, AOS) 常受到大气湍流的影响,除此之外,由于光学平台的结构性谐振以及风吹抖动等因素<sup>[1]</sup>造成的扰动在很大程度上也会降低 AOS 的性能。这种扰动与宽谱的大气湍流扰动不同,它通常由一个或多个窄带宽信号组成,且主要表现在波前像差的低阶模式,尤其是倾斜分量上,不幸的是,倾斜像差占据超过系统像差的 80%,可见,针对倾斜像差专门设计控制器进行补偿控制是极其必要的。换句话说,设计控制器将这种高频扰动抵消是至关重要的。另一方面,这种扰动的频率大多超过了采用常规积分控制器所获得的控制带宽。而由于稳定性的限制,不能任意提高积分控制器的增益来提高带宽<sup>[2]</sup>。这对于我们实际工作中的系统也不例外。所以,采用常规积分控制器可能不仅无法抑制这种高频扰动,而且甚至会对其进行放大,即便采用优化增益控制器也可能收效甚微<sup>[3]</sup>。目前多个著名天文观测系统中均存在高频扰动<sup>[4]</sup>。国内外对 AO 系统中震动消除(vibration cancellation)的方法有较多的研究。李新阳等分析了 AOS 中倾斜镜的谐振现象,并采用双二阶滤波网络对其进行稳定开环控制<sup>[5]</sup>。在激光光束稳定系统中,复合轴精密跟踪技术常用于保持快速倾斜镜较宽的动态范围<sup>[6]</sup>。在目前大部分算法是基于线性二次高斯 LQG(Linear Quadratic Gaussian) 控制器的设计框架,目前该技术已经成功在实验室水平成功实施<sup>[7-8]</sup>,并且近年来被应用到了实际的工作系统中<sup>[9-10]</sup>。与此同时,采用观测数据进行系统辨识的方法建立震动模型的方法相继被提出<sup>[11-12]</sup>,以保证该技术能成功实施并达到预期效果。然而,对实际工作条件下的扰动建立 100%精确的模型是几乎不可能的,而且随着工作环境的变化,系统模型和扰动模型均会发生变化,所以,依赖于精确的震动模型和系统模型的 LQG 控制器难以发挥其优势。虽然可以采用观测数据进行在线辨识或者用来设计  $H_2$ 、 $H_\infty$  优化控制器<sup>[13]</sup>,但这会显著增加本来就很高的算法复杂度,甚至将会导致算法无法实施。对于应用到特定情形的 AO 系统,其高频扰动特性不会有明显变化,所以可以事先测量和分析其频率特性,然后以此为依据进行控制器的设计将其消除。

1 实际系统中高频扰动的特性分析

采用波前传感器(Wave-Front Sensor, WFS)采集到的波前信息分析得到单轴倾斜像差的功率谱如图 1 所示,采样频率为 1 kHz。从图中可以看出,单轴倾斜像差功率谱在约 60 Hz 有尖峰;积分到约 60 Hz 时出现跳跃。也就是说,该像差中频率约为 60 Hz 的高频扰动占绝大部分。

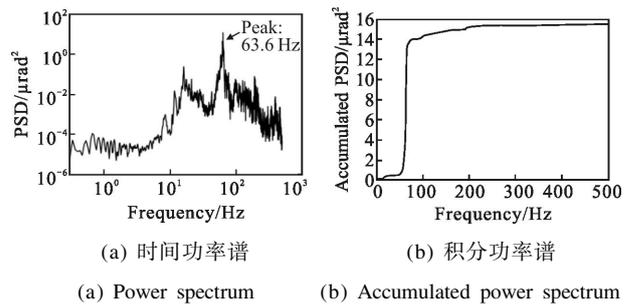


图 1 实际单轴观测信号的功率谱

Fig.1 Power spectra of observed data

2 控制结构与模型

文中只关心倾斜像差模式的控制回路,其控制结构框图如图 2 所示。快速倾斜镜(FSM)和 WFS 的传递函数分别为  $M(s)$ 和  $W(s)$ ,其中  $s$  为拉普拉斯算子。Controller 为数字控制器,其传递函数为  $C(z)$ ,其中  $z=e^{Ts}$ , $T$  为 WFS 的采样时间。零阶保持器 ZOH 将数字信号转换为连续信号。由于 WFS 数据读出时间延迟以及波前复原计算延迟等因素影响,控制回路存在两帧时间延迟,则可以认为:

$$W(s)=e^{-2Ts} \tag{1}$$

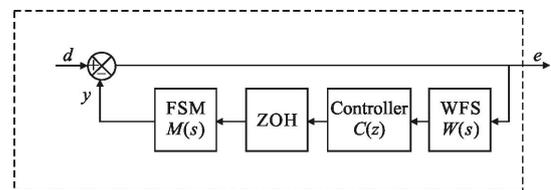


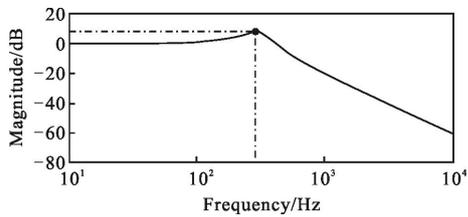
图 2 AO 系统的控制框图

Fig.2 Control block diagram of AOS

一般地,倾斜镜谐振频率并不高,不能忽略其动态特性。设:

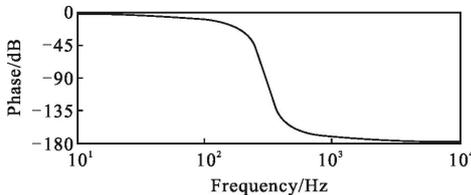
$$M(s)=\frac{\omega_1^2}{s^2+2\xi_1\omega_1s+\omega_1^2} \tag{2}$$

式中： $\omega_1$  为自然频率； $\xi_1$  为阻尼比。图 3 给出了典型的倾斜镜的幅频特性和相频特性。此时， $\xi_1=0.2$ ， $\omega_1=2\pi \cdot 300$  rad/s，谐振频率约为 300 Hz，峰值增益约为 8 dB。



(a) 幅频特性

(a) Magnitude-frequency characteristics



(b) 相频特性

(b) Phase-frequency characteristics

图 3 FSM 的 Bode 图

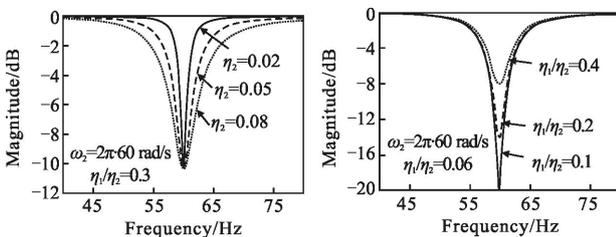
Fig.3 Bode diagram of FSM

### 3 滤波器设计方法

陷波滤波器(Notch filter)的滤波器形式一般为：

$$N(s) = \frac{s^2 + 2\eta_1\omega_0s + \omega_0^2}{s^2 + 2\eta_2\omega_0s + \omega_0^2} \quad (3)$$

式中： $\omega_0$  为中心频率； $0 < \eta_1 < \eta_2 < 1$ 。其中陷波宽度由  $\eta_2$  决定，随着  $\eta_2$  增大，宽度增加。深度与  $\rho = \frac{\eta_1}{\eta_2}$  有关。图 4



(a)  $\rho$  一定， $\eta_2$  变化

(b)  $\eta_2$  一定， $\rho$  变化

(a) Fixed  $\rho$ , changeable  $\eta_2$

(b) Fixed  $\eta_2$ , changeable  $\rho$

图 4  $\omega_0=2\pi \times 60$  rad/s，陷波滤波器的 Bode 图

Fig.4 Bode diagram of notch filters with  $\omega_0=2\pi \times 60$  rad/s

给出了陷波中心频率为 60 Hz 时，不同参数设计陷

波滤波器的幅频特性。由图分析可知，只要合理调整滤波器的中心频率  $\omega_0$ 、滤波深度  $\rho$  和滤波宽度  $\eta_2$ ，就可以将高频窄带的光轴抖动消除。

如图 2 所示的控制框图，假设系统总的控制对象传递函数为  $G(s)=W(s)M(s)$ 。为了方便，这里采用连续域的控制形式，其传递函数为  $C(s)$ 。容易得到系统的误差传递函数 STF(s)为：

$$STF(s) = \frac{1}{1+C(s)G(s)} \quad (4)$$

若改变控制器的形式，使得新的误差传递函数变为：

$$STF_2(s) = \frac{1}{1+C_2(s)G(s)} = N(s) \quad (5)$$

$N(s)$  为陷波滤波器的传递函数，这样，可以预见  $STF_2$  具有与陷波滤波器相似的频率特性。这样，系统闭环工作时就有可能对高频光轴抖动有针对性地进行消除。由公式(5)容易得到新的控制器为：

$$C_2 = \frac{1-N}{NG} \quad (6)$$

而积分控制器  $C$  为：

$$C = \frac{gz}{z-1} \quad (7)$$

式中： $g$  为控制器增益系数。可见，新的控制器比积分控制器具有更复杂的形式，只要合理设计  $N$  即可得到所需的  $C_2$ 。

然而在实际工作中，系统的时间延迟有时会降低系统的稳定性。在采用上述方法设计滤波器时，得到的滤波器通常含有不稳定的极点，从而会造成系统无法稳定闭环。例如，由公式(1)~(6)可以得到  $C_2$  的表达式为：

$$C_2(s) = \frac{(s-p_1)(s-p_2)-(s-z_1)(s-z_2)}{(s-z_1)(s-z_2)M(s)e^{-2Ts}} \quad (8)$$

式中： $p_1$  和  $p_2$  为  $N(s)$  的两个极点； $z_1$  和  $z_2$  为  $N(s)$  的两个零点。可见，由于延时环节存在于  $C_2(s)$  的分母部分，若采用一阶 páde 函数近似，有  $e^{-2Ts} \approx 1-2Ts$ ，显然存在一个不稳定极点。下面讨论如何克服延时环节带来的不稳定性。

考虑先采用 Smith 补偿控制器方法将原控制对象补偿为不含延迟环节的新控制对象，再采用上述设计方法对新的控制对象进行滤波器的设计。然而在实际应用中，一般是将 Smith 补偿环节与控制器并联，也是等效的。这里给出改进后的设计方法。

图 5 为 Smith 补偿器的原理,其中,  $G$  为原控制

对象,即  $G = \frac{\omega_1^2}{s^2 + 2\xi_1\omega_1s + \omega_1^2} e^{-\tau s}$ 。  $G_\tau$  为补偿器,  $G_\tau = M(s) -$

$G(s) = (1 - e^{-\tau T}) \frac{\omega_1^2}{s^2 + 2\xi_1\omega_1s + \omega_1^2}$ , 其中,  $M(s)$  不含延迟环节。

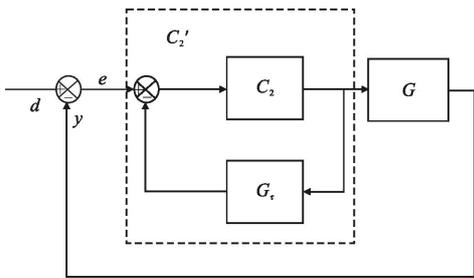


图 5 Smith 预测器原理图

Fig.5 Principle diagram of a Smith predictor

也就是说,采用公式(1)~(6)的方法设计出新的滤波器  $C_2$  后,将  $G_\tau$  负反馈到  $C_2$  即得到新的滤波器  $C_2'$ 。

进一步地,为了保证  $C_2'$  因果可实现,再将一个或多个惯性环节与其串联,即可得到最终的滤波器。现将滤波器设计环节总结如下:

- (1) 分析扰动功率谱,找出频率尖峰  $\omega_p$ ,大致确定尖峰宽度和高度;
- (2) 按照(1)中分析的结果,选择其中心频率为  $\omega_0 = \omega_p$ ,并选择初始的滤波深度和滤波宽度;
- (3) 按照公式(1)~(6)计算出  $C_2$ ;
- (4) 将 Smith 预测器  $G_\tau$  负反馈到  $C_2$ ,得到  $C_2'$ ;
- (5) 将惯性环节串联到  $C_2'$ ,得到最终的滤波器形式。采用双线性变换法,或者零阶保持器法将其离

散化,得到数字控制器;

(6) 多次调整陷波滤波器  $N$  的参数,重复上述步骤,得到最终的滤波器  $C_{2BEST}$ ,使得闭环滤波效果达到理想效果。

### 4 仿真

根据第 3 节中的控制结构模型,系统采样频率  $T=1\ 000\ \text{Hz}$ ,假设系统延迟为  $2T$ ,建立仿真模型如图 6 所示。以实际观测数据作为输入扰动信号,仿真时间为  $8\ \text{s}$ ,由图 1 分析可以看出,单轴倾斜像差中高频光轴抖动频率约  $60\ \text{Hz}$ ,因此,设计陷波滤波器的中心频率  $\omega_0 = 2\pi \times 60\ \text{rad/s}$ ,取  $\rho = \frac{\eta_1}{\eta_2} = 0.1$ ,陷波深度为  $-20\ \text{dB}$ 。一阶惯性环节  $P(s) = \frac{1}{\tau s + 1}$ ,其中时间常数  $\tau = \frac{1}{2\pi \times 1\ 000}$ 。改变陷波宽度,即  $\eta_2$  的值,并将校正后的残余信号方差用输入扰动的方差进行归一化,图 7 给出了同样扰动输入条件下,归一化残余信号方差与  $\eta_2$  的关系。从图中选取曲线最低点对应的  $\eta_2$  作为最优控制参数,此时  $\eta_2 = 0.062\ 23$ ,则  $\eta_1 = 0.006\ 223$ 。积分控制器的增益系数  $g = 0.09$ ,此时相位裕量为  $70^\circ$ ,以保证系统充分稳定。采用新型控制器和积分控制器得到的残余信号方差分别为  $\sigma_{C_2}^2$  和  $\sigma_i^2$ 。表 1 给出了输入扰动的方差  $\sigma_d^2$ 、 $\sigma_{C_2}^2$  和  $\sigma_i^2$ 。可见,经过新型滤波器作用后,闭环校正残差降低  $60.67\%$ ,而采用积分控制器获得的残差反而增大。此时,最终的滤波器为:

图 7 给出了同样扰动输入条件下,归一化残余信号方差与  $\eta_2$  的关系。从图中选取曲线最低点对应的  $\eta_2$  作为最优控制参数,此时  $\eta_2 = 0.062\ 23$ ,则  $\eta_1 = 0.006\ 223$ 。积分控制器的增益系数  $g = 0.09$ ,此时相位裕量为  $70^\circ$ ,以保证系统充分稳定。采用新型控制器和积分控制器得到的残余信号方差分别为  $\sigma_{C_2}^2$  和  $\sigma_i^2$ 。表 1 给出了输入扰动的方差  $\sigma_d^2$ 、 $\sigma_{C_2}^2$  和  $\sigma_i^2$ 。可见,经过新型滤波器作用后,闭环校正残差降低  $60.67\%$ ,而采用积分控制器获得的残差反而增大。此时,最终的滤波器为:

$$C_{2BEST} = \frac{0.0423z^4 - 0.0606z^3 + 0.0479z^2 - 0.0390z + 0.0094}{z^4 - 1.6082z^3 + 0.4287z^2 + 0.4971z - 0.1514} \quad (9)$$

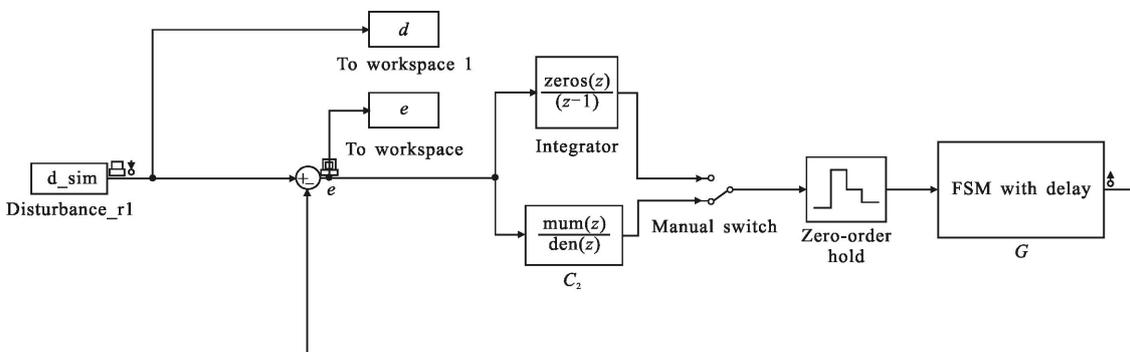


图 6 Simulink 仿真模型

Fig.6 Simulink model diagram

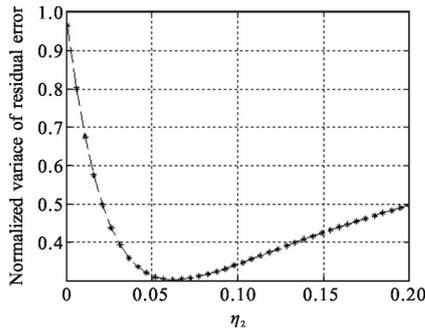


图 7 归一化残余信号方差与  $\eta_2$  的关系

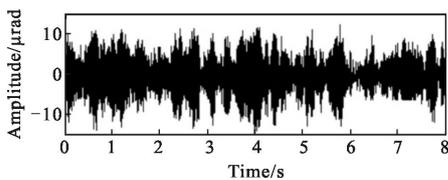
Fig.7 Relationship between normalized residual variance and  $\eta_2$

表 1 两种控制器残余方差比较

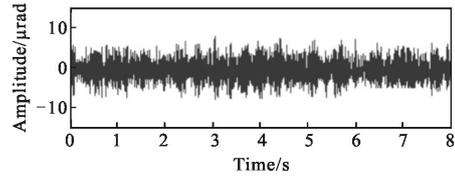
Tab.1 Comparison of residual variances of two type controllers

$\sigma_d^2$	$\sigma_{c2}^2$	$\sigma_i^2$
15.61	6.14	28.89

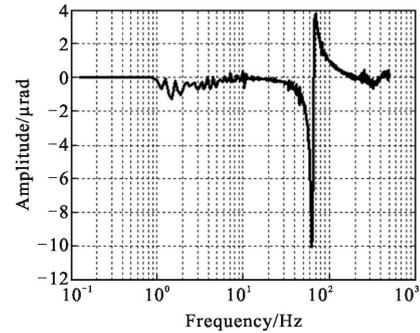
图 8 给出了校正前的高频扰动以及校正后误差的时域波形，并给出了二者的功率谱密度之比。从图 8(a)中的时域波形可以直观地看出，经过闭环滤波作用后，残余信号起伏剧烈程度明显降低。图 8(b)为校正后残余信号功率谱与输入信号的功率谱之比，可以发现，闭环系统对在预设的约 60 Hz 处抑制能力为约 -10 dB。这说明闭环系统有针对性地对约 60 Hz 的光轴扰动进行了有效的抑制。与此同时，由于陷波滤波器能量特性以及 FSM 的谐振等原因，系统在约 70 Hz 处有约 4 dB 的放大作用。图 9 给出了校正前后的功率谱。从时域和频域均可以看出，新的控制器对高频的扰动具有很强的抑制作用。图 9(a)为校正前后输入扰动以及残余信号的局部功率谱，可以看到在 58~68 Hz 频段，残余信号功率谱均下降，在峰值处下降约 75%。图 9(b)为二者的积分功率谱，可见将扰动进行抑制后，积分功率谱曲线在超过 60 Hz 后下降了约 60%，说明扰动的大部分能量已被消除。



(a)  $d$  的时域波形  
(a)  $d$ 's wave shape



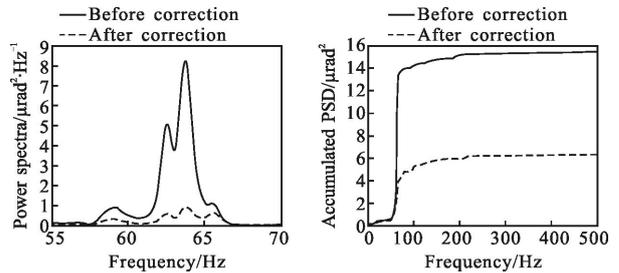
(b)  $e$  校正后  $e$  的时域波形  
(b)  $e$ 's wave shape after correction



(c) 二者的功率谱密度之比

(c) Ratio of their power spectrums before and after correction

图 8 校正前后  $d$  和  $e$  的时域波形以及二者功率谱密度之比  
Fig.8  $d$  and  $e$ 's wave shape and the ratio of their power spectrums



(a) 局部功率谱

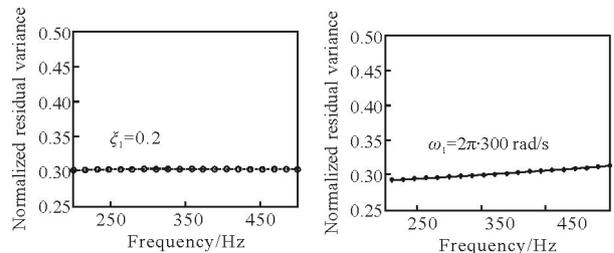
(b) 积分功率谱

(a) Regional power spectrum (b) Accumulated power spectrum

图 9 校正前后的功率谱对比

Fig.9 Power spectrum before and after correction

为了说明所得到的控制器对系统对象的鲁棒性，图 10 为 FSM 模型参数变化时，采用同一滤波器



(a)  $\xi_1=0.2, \omega_1$  变化

(b)  $\omega_1=2\pi \cdot 300$  rad/s,  $\xi_1$  变化

(a)  $\xi_1=0.2, \omega_1$  varies

(b)  $\omega_1=2\pi \cdot 300$  rad/s,  $\xi_1$  varies

图 10 FSM 参数变化与归一化残差的关系

Fig.10 Relationship between normalized residual variance and various parameters of FSM

得到的归一化残余信号方差。图 10(a)为归一化方差与阻尼比  $\xi_1$  的关系,图 10(b)为归一化方差与自然频率  $\omega_1$  的关系。从图中不难发现,虽然控制器是针对某种控制对象设计的,但是对控制参数在很大范围内变化均能有很好的抑制效果。

## 5 结 论

针对 AOS 中存在由于光学平台谐振以及风吹抖动等因素引起的光轴抖动问题,采用传递函数匹配的方法,即将闭环系统的误差传递函数与一个针对某种扰动特性的陷波滤波器传递函数相匹配,将高频窄带的扰动信号滤除,从而提高 AOS 的性能。在讨论了陷波滤波器参数与其滤波特性的关系的基础上,可以根据实际观测数据分析扰动特性(包括中心频率和带宽),得到满足预期陷波滤波器特性的优化参数。借助类 Smith 预测器的实现原理,先将系统回路的具有时间延迟控制对象加以补偿,从而可根据系统闭环特性以及预期陷波滤波器特性计算出控制器的形式,为保证系统可实现性,将所得到的控制器与一个不影响原有控制器频率特性的一阶惯性环节串联,得到最终的控制器的。

文中给出了高频扰动抑制控制器的设计方法,并给出了参数调节过程,测试了该控制器的控制性能,并与常规积分控制器相对比,仿真结果表明,积分控制器对这种高频扰动信号抑制效果极差,而采用文中方法设计的控制器能将由高频光轴抖动引起的单轴倾斜像差降低约 60%。此外,关于控制器控制效果对控制对象参数变化的敏感性也做了研究,仿真结果表明,该控制器对较大范围变化的控制对象参数,其控制效果基本保持不变,也就是说,控制器鲁棒特性较好。

下一步将进行算法在实际系统以及真实的应用场景下实施应用,进一步检验其有效性。

## 参考文献:

[1] Clénet Y, Kasper M, Ageorges N, et al. NAOS performances: impact of the telescope vibrations and possible origins [C]//SF2A -2004: Semaine de l'Astrophysique Francaise, 2004.

[2] Li Xinyang, Jiang Wenhan. Effective bandwidth analysis of

adaptive optics control system [J]. *Acta Optica Sinica*, 1997, 17(12): 98-103. (in Chinese)

[3] Gendron E, Lena P. Astronomical adaptive optics 1: Modal control optimization [J]. *Astronomy & Astrophysics*, 1994, 291(291):337-347.

[4] Kulcsar C, Sivo G, Raynaud H, et al. Vibrations in AO control: a short analysis of on-sky data around the world [C]//Astronomical Telescopes +Instrumentation, International Society for Optics and Photonics, 2012: 84471C.

[5] Li Xinyang, Ling Ning, Chen Donghong, et al. Stable control of the fast steering mirror in adaptive optics system [J]. *High Power Laser and Particle Beams*, 1999, 11(1): 31-36. (in Chinese)

[6] Ma Jianguang, Tang Tao. Review of compound axis servomechanism tracking control technology [J]. *Infrared and Laser Engineering*, 2013, 42(1): 218-227. (in Chinese)

[7] Petit C, Conan J M, Raynaud H F, et al. First laboratory demonstration of closed-loop Kalman based optimal control for vibration filtering and simplified MCAO [C]// Astronomical Telescopes +Instrumentation, International Society for Optics and Photonics, 2006: 62721T.

[8] Petit C, Conan J, Kulcsar C, et al. First laboratory validation of vibration filtering with LQG control law for adaptive optics[J]. *Optics Express*, 2008, 16(1): 87-97.

[9] Agapito G, Quiros-Pacheco F, Tesi P, et al. Observer-based control techniques for the LBT adaptive optics under telescope vibrations[J]. *European Journal of Control*, 2011, 17(3SI): 316-326.

[10] Neichel B, Rigaut F. Kalman and H-infinity controllers for GeMS: Imaging systems and applications [C]//Applied Industrial Optics: Spectroscopy, Imaging and Metrology, 2011: JWA32.

[11] Serge M, Cyril P, Thierry F, et al. Tip-tilt disturbance model identification for Kalman-based control scheme: application to XAO and ELT systems[J]. *JOSA A*, 2010, 27(11): A122-A132.

[12] Kulcsar C, Massioni P, Sivo G, et al. Vibration mitigation in adaptive optics control [C]//SPIE Astronomical Telescopes + Instrumentation, International Society for Optics and Photonics, 2012: 84470Z.

[13] Guesalaga A, Neichel B, Rigaut F, et al. Design of frequency-based controllers for vibration mitigation at the Gemini-South telescope [C]//Astronomical Telescopes + Instrumentation, International Society for Optics and Photonics, 2012: 844711.