

## 基于模型预测控制的大口径快摆镜随动系统

孙浩添<sup>1,2,3</sup>, 杜福嘉<sup>1,2</sup>, 张志永<sup>1,2</sup>

1. 中国科学院国家天文台南京天文光学技术研究所, 江苏 南京 210042;
2. 中国科学院天文光学技术重点实验室(南京天文光学技术研究所), 江苏 南京 210042;
3. 中国科学院大学, 北京 100049)

**摘要:** 为了满足地基大口径望远镜精密稳像系统的需求, 对大口径快摆镜(FSM)的控制方法进行了研究。为了解决三促动器 FSM 的运动解耦为系统辨识带来的困难, 通过解析法和系统辨识法相结合建立了 FSM 的传递函数模型。依据该模型, 设计了 PID 控制器与模型预测控制器(MPC), 采用仿真和实验两种方式比较了两种控制器的效果。仿真结果表明, 在受到阶跃扰动后, MPC 控制器的恢复速度是 PID 控制器的 45 倍。在 50 Hz 正弦信号下, 由于 FSM 的大惯量特点, PID 控制器有严重的时滞, 而 MPC 控制器能以  $1.224 \times 10^{-6}''$  的误差稳定跟随。在噪声抑制方面, 对实时加入 10% 幅值噪声的随机信号, MPC 控制器的噪声抑制效果是 PID 控制器的 13.3 倍。实验结果表明, MPC 控制器能以 0.430'' 的误差稳定跟随 50 Hz 正弦信号, 其跟踪精度是 PID 控制器的 3.212 倍, 采用 MPC 控制器的快摆镜能满足快摆镜高带宽和高精度的需求。

**关键词:** 大口径快摆镜; 系统辨识; 模型预测控制; 动态模型

**中图分类号:** TP273 **文献标志码:** A **DOI:** 10.3788/IRLA202049.0214001

## Large aperture fast steering mirror servo system based on model predictive control

Sun Haotian<sup>1,2,3</sup>, Du Fujia<sup>1,2</sup>, Zhang Zhiyong<sup>1,2</sup>

- (1. National Astronomical Observatories/Nanjing Institute of Astronomical Optics & Technology, Chinese Academy of Sciences, Nanjing 210042, China; 2. CAS Key Laboratory of Astronomical Optics & Technology, Nanjing Institute of Astronomical Optics & Technology, Nanjing 210042, China; 3. University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049, China)

**Abstract:** In order to meet the requirement of precision image stabilization system for ground-based large aperture telescopes, the control method of large aperture fast steering mirror (FSM) was studied. For the sake of solving the difficulty of system identification caused by motion decoupling of three actuator driven FSM, the transfer function model of FSM was established by combining analytical method and system identification method. According to the model, the PID controller and the model predictive controller (MPC) were designed, and the performance of the two controllers were compared by simulation and experiment. The simulation results show that the recovery speed of the MPC controller was 45 times faster than that of the PID controller after step disturbance. Under 50 Hz sinusoidal

收稿日期: 2019-10-11; 修订日期: 2019-11-21

基金项目: 国家自然科学基金(U1831111, 11373049); 江苏省自然科学基金(BK20181507)

作者简介: 孙浩添(1988-), 男, 博士生, 主要从事机电系统计算机控制方面的研究。Email: htsun@niaot.ac.cn

导师简介: 杜福嘉(1975-), 男, 副研究员, 硕士生导师, 主要从事望远镜控制技术等方面的研究。Email: fjdu@niaot.ac.cn

signals, due to the large inertia of FSM, the PID controller had a serious time delay, while the MPC controller could track steadily with an error of  $1.224 \times 10^{-6}$ ". In terms of noise suppression, under the random signal with 10% amplitude noise added in real time, the noise suppression performance of the MPC controller was 13.3 times better than that of the PID controller. The experimental results show that 50 Hz sinusoidal signal could be tracked stably by the MPC controller with an error of 0.430". The tracking accuracy of the MPC controller was 3.212 times higher than that of the PID controller. The results show that the fast steering mirror with MPC controller could satisfy the requirements of high bandwidth and high precision of the fast steering mirror.

**Key words:** large aperture fast steering mirror; system identification; model predictive control; dynamic model

## 0 引言

随着天文学的发展,对望远镜角分辨率的要求越来越高,角分辨率的理论上限为光学系统的衍射极限。为了提高衍射极限,望远镜的口径越来越大,这导致望远镜的体积变大、负载惯量变大,加之望远镜的减速机构存在关节柔性等因素,使地基大口径望远镜的结构基频较低,无法有效抑制随机振动<sup>[1]</sup>、外界扰动<sup>[2]</sup>、大气湍流对探测精度带来的影响。因此,为了提高探测精度,通常采用精密稳像系统<sup>[3-4]</sup>,精密稳像系统的核心单元是快速反射镜(Fast Steering Mirror, FSM)。FSM 通过高速摆动改变目标和接收器间的光束方向,起到抑制随机振动、外界扰动,补偿大气湍流引起的波前倾斜的作用,可以显著提高望远镜的探测精度。

FSM 的口径与望远镜的口径成正比,大口径 FSM 的转动惯量大导致动态响应慢、时滞严重,进而影响其性能,因此提高 FSM 的响应速度是推动大口径望远镜发展的关键。优良的控制器的有效提高 FSM 的系统带宽,改善 FSM 的动态性能。欧洲极大望远镜采用鲁棒控制器使口径 2 200 mm×2 700 mm FSM 的带宽达到了 10 Hz。InsituTec Inc 采用 PID 控制器使口径 300 mm FSM 的带宽达到了 70 Hz<sup>[5]</sup>,虽然其带宽为前者的七倍,但其口径也约为前者的七分之一。国内张泉等采用迟滞前馈补偿和最优 PID 控制算法相结合的控制策略,提高大口径 FSM 的跟踪精度<sup>[6]</sup>,补偿输出延迟。但采用经典控制方法<sup>[7]</sup>需要被控对象的结构基频非常高,这对于大口径 FSM 的实现是非常困难的。以现代控制理论为基

础,张茜丹等在仿真下采用 LQG 控制器提高 FSM 的响应速度<sup>[8]</sup>,但这需要建立被控对象的精确解析模型。实际系统中存在的非线性、不确定性和时变等特点,使得建立精确解析模型也是十分困难的。

模型预测控制(Model Predictive Control, MPC)<sup>[9]</sup>兼具经典控制方法和现代控制理论的优点,在大惯量、时滞系统中获得了广泛的应用<sup>[10]</sup>,但 MPC 控制器在大口径 FSM 方面仍缺少针对性的研究工作。针对这一问题,建立了 FSM 的传递函数模型,将 MPC 控制器应用到了大口径 FSM 系统中,研究了系统在 MPC 控制器下的抗扰动能力、跟随能力、噪声抑制能力,验证了 MPC 控制器在改善大口径 FSM 动态性能方面的有效性,为大口径 FSM 的控制方法提供了参考。

## 1 大口径 FSM 的传递函数模型

FSM 的拓扑结构如图 1 所示,平台经过轻量化设计<sup>[11]</sup>,口径  $\Phi 500$  mm,其中心为球面支撑。FSM 可以看做是三个超磁致伸缩促动器(Giant Magnetostrictive Actuator, GMA)驱动的三自由度并联机构,其中三 GMA 以半径  $r$  圆周均布,并通过柔性铰链与平台链接。GMA 是以超磁致伸缩材料(Giant Magnetostrictive Material, GMM)为核心单元的促动器,广泛应用于精密控制系统,其优点是驱动力强、动态响应好、精度高、行程大,其缺点是具有较强的非线性、磁滞特征。FSM 目标带宽为 50 Hz。

建立能预测 FSM 输出的模型是使用 MPC 控制器的前提。如图 1 所示,由于 FSM 在运行过程中不发生竖直方向上的平动,作为并联机构,单促动器的

伸缩会影响到另外两个促动器的伸缩,需要进行运动解耦。因此,提出联合使用解析法<sup>[12]</sup>和系统辨识法<sup>[13]</sup>建立传递函数模型作为预测 FSM 输出的模型。

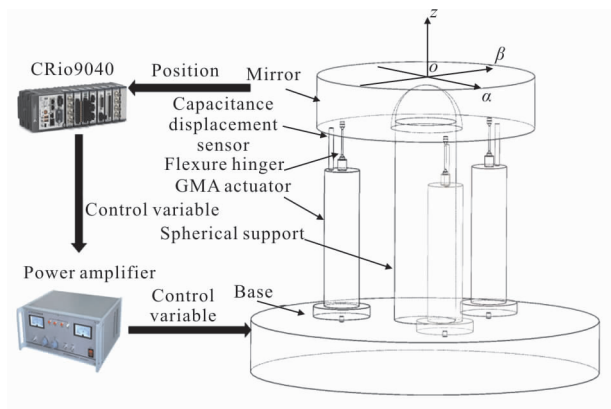


图 1 FSM 的拓扑图

Fig.1 Topological graph of FSM

建立  $\alpha$ - $\beta$ - $z$  坐标系如图 1 所示, FSM 绕任意轴的旋转皆可分解为同时绕  $\alpha$  轴与绕  $\beta$  轴的旋转,因此,只要获得了  $\alpha$  轴的传递函数  $G_\alpha(s)$ 、 $\beta$  轴的传递函数  $G_\beta(s)$ ,就可以得到 FSM 传递函数。

FSM 的开环系统框图如图 2 所示。

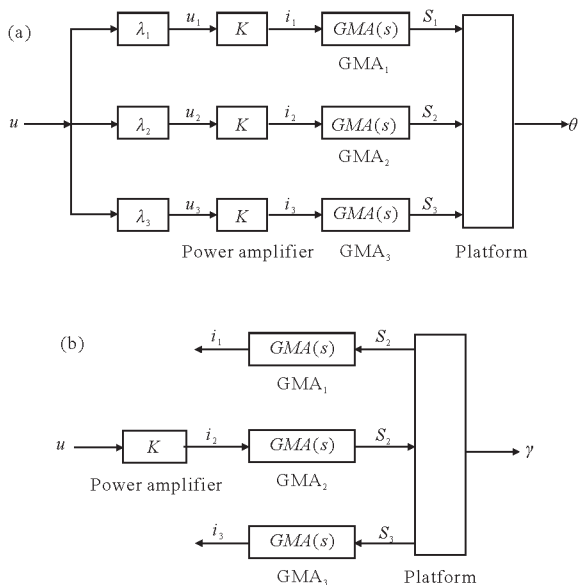


图 2 FSM 的开环系统(a)和激励框图(b)

Fig.2 Open-loop (a) and excitation block diagram (b) of FSM

其中,  $u$  为控制量;  $\lambda_1$ 、 $\lambda_2$ 、 $\lambda_3$  为分配系数, 其比例关系由转轴决定;  $u_1$ 、 $u_2$ 、 $u_3$  为各 GMA 的控制量;  $K$  为功率放大器放大系数;  $i_1$ 、 $i_2$ 、 $i_3$  为 GMA 的输入

电流;  $GMA(s)$  为 GMA 的传递函数;  $S_1$ 、 $S_2$ 、 $S_3$  为输出位移; 平台的转角  $\theta$  由输出位移的线性组合唯一确定。

为了解决系统辨识法的解耦问题, 采用图 2(b) 的激励方式。该方式单独激励  $GMA_2$ , 而  $GMA_1$ 、 $GMA_3$  工作在被动状态, 由于 GMA 是双向换能器, 因此,  $GMA_1$ 、 $GMA_3$  为系统提供阻力。设这种激励方式下获得的传递函数为  $G_\gamma(s)$ , 如果能通过解析法获得  $G_\alpha(s)$ 、 $G_\beta(s)$  与  $G_\gamma(s)$  关系, 则可通过系统辨识  $G_\gamma(s)$  间接获得  $G_\alpha(s)$ 、 $G_\beta(s)$ 。该方式即避免了直接建立精确解析模型的困难, 又能够达到获得 FSM 动态模型的目的。由于获得  $G_\alpha(s)$  与获得  $G_\beta(s)$  的推导过程具有相似性, 因此只对  $G_\alpha(s)$  进行推导。

### 1.1 解析法推导

GMA 驱动 FSM 时不发生  $z$  方向平动, 则垂直方向的输出位移  $S_n$  满足公式(1)。

$$\sum_{n=1}^3 \vec{S}_n = 0 \quad (1)$$

GMA 的输出力  $F_n$  (不计压力、重力等静态下已平衡的力) 由电流  $i_n$  决定。

$$|\vec{F}_n| = \varphi i_n \quad (2)$$

式中:  $\varphi$  由磁性材料和负载的等效质量、等效阻尼、等效刚度共同决定, 在同一体系下可认为是常数<sup>[14]</sup>。

FSM 的动力学过程可抽象为受迫振动, 在单促动器激励下,  $GMA_1$ 、 $GMA_3$  提供阻力  $F_1$ 、 $F_3$ ,  $GMA_2$  提供动力  $F_2$ , 受迫振动方程为:

$$J\ddot{\gamma} + 1.5r^2 C\dot{\gamma} + 1.5r^2 \eta\gamma + |0.5\vec{F}_1 r| + |0.5\vec{F}_3 r| = |\vec{F}_2 r| \quad (3)$$

式中:  $J$  为转动惯量;  $C$  为阻尼系数;  $\eta$  为柔性铰链的弹性系数;  $r$  为 GMA 圆周均布的半径;  $\gamma$  为单促动器激励下的转角。

由公式(1)与 GMA 安装位置的对称性知:

$$\vec{S}_2 = -2\vec{S}_1 = -2\vec{S}_3 \quad (4)$$

对  $GMA(s)$  做线性近似:

$$|\vec{S}_n| = \frac{i_n}{I_{\max}} |\vec{S}_{\max}| \quad (5)$$

式中:  $I_{\max}$  为 GMA 的最大电流;  $S_{\max}$  为 GMA 的最大输出位移。

将公式(2)、(4)、(5)代入公式(3)得:

$$J\ddot{\gamma}+1.5r^2 C\dot{\gamma}+1.5r^2 \eta\gamma=0.5Kru \quad (6)$$

式中： $u$  为控制量。

因此，单促动器激励下 FSM 的等效外驱力大小为： $F_\gamma=0.5Kru$ 。

在三促动器激励下  $GMA_1$ 、 $GMA_2$ 、 $GMA_3$  提供动力  $F_1$ 、 $F_2$ 、 $F_3$ ，受迫振动方程为：

$$J\ddot{\alpha}+1.5r^2 C\dot{\alpha}+1.5r^2 \eta\alpha=\left|\vec{F}_1 r\right|+\left|0.5\vec{F}_2 r\right|+\left|0.5\vec{F}_3 r\right| \quad (7)$$

式中： $\alpha$  为三促动器激励下的转角。

由单促动器激励的推导过程可知三促动器振动方程为：

$$J\ddot{\alpha}+1.5r^2 C\dot{\alpha}+1.5r^2 \eta\alpha=1.5Kru \quad (8)$$

因此，三促动器激励下 FSM 的等效外驱力大小为： $F_\alpha=1.5Kru$ 。

由于 FSM 球面支撑的阻尼系数  $C$  和柔性铰链在柔性方向上的  $\eta$  都很小，且  $F_\alpha=3F_\gamma$ ，所以  $\ddot{\alpha}\approx 3\ddot{\gamma}$ 。因此三促动激励与单促动器激励到达同样摆角的时间关系为：

$$t_\alpha=\frac{t_\gamma}{\sqrt{3}} \quad (9)$$

式中： $t_\alpha$  为三促动器激励到达某一摆角所需时间， $t_\gamma$  为单促动器激励下达到与三促动器激励时相同的摆角所需时间。

因此，根据拉氏变换的尺度变换性质得到频域下传递函数  $G_\alpha(s)$  与  $G_\gamma(s)$  关系为：

$$G_\alpha(s)=\sqrt{3} G_\gamma(\sqrt{3} s) \quad (10)$$

同理可得  $G_\beta(s)$  与  $G_\gamma(s)$  为：

$$G_\beta(s)=\sqrt[4]{12} G_\gamma(\sqrt[4]{12} s) \quad (11)$$

接下来通过系统辨识  $G_\gamma(s)$  获得  $G_\alpha(s)$ 、 $G_\beta(s)$  的具体形式。

### 1.2 采用系统辨识法获得 $G_\gamma(s)$

通过扫频测试得到 FSM 的幅频特性和相频特

$$G_\gamma(s)=\frac{4.862 \times 10^9 s^2+6.652 \times 10^{11} s+1.464 \times 10^{16}}{s^5+1429 s^4+6.644 \times 10^6 s^3+6.705 \times 10^9 s^2+1.071 \times 10^{13} s+7.392 \times 10^{15}} \quad (12)$$

辨识结果为图 3 中红色虚线，在小于 50 Hz 的范围内，辨识结果与测量数据的幅频均方根误差 (Root Mean Squared Error, RMSE) 小于 0.1 dB，相频 RMSE 小于  $1.6^\circ$ 。

$G_\alpha(s)$  与  $G_\beta(s)$  的控制器的设计具有相似性，接

性如图 3 中蓝色实线所示，所用的扫频设备是小野公司的 DS3200 频率特性分析仪。由于目标带宽为  $F_{BW}=50$  Hz，因此，可只保留原始数据的第一个共振峰，对 280 Hz 以下的数据进行辨识。

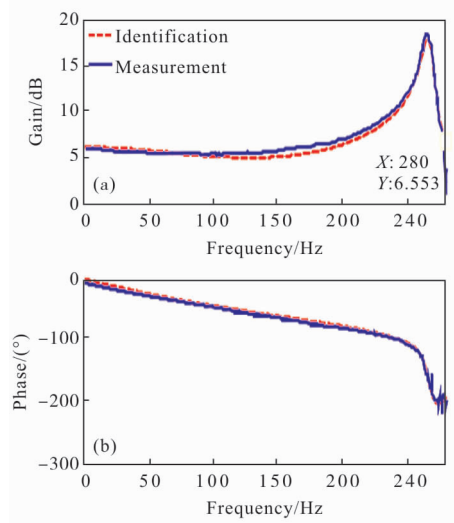


图 3 辨识结果与测量数据的波特图

Fig.3 Bode diagram of identification results and measurement data

进行系统辨识前，根据先验知识选定  $G_\gamma(s)$  的结构。GMA 的工作机理是将内部 GMM 的形变经过机械结构转化为位移输出。而 GMM 的形变则由通电线圈产生的磁场控制，由于线圈具有电感作用，因此，可将 GMM 的形变与激励源抽象为一阶惯性环节。位移输出由 GMM 的形变推动机械结构产生，因此，可将 GMM 的形变与 GMA 的位移输出抽象为受迫振动，对应二阶振荡环节。由于 FSM 的机械结构刚度有限，因此，FSM 在高频段的开环特性通常包含一个或多个机械谐振环节<sup>[15]</sup>。综上所述，可采用一个惯性环节，一个二阶振荡环节和一个机械谐振环节串联组成  $G_\gamma(s)$ ，辨识  $G_\gamma(s)$  的各项系数得：

下来只对  $G_\alpha(s)$  进行控制器设计。

## 2 控制器的设计

文中所设计的控制器采样频率为  $f_s=1$  kHz，受到执行机构饱和的影响，控制量  $u \in [-10,10]$ 。为了

方便比较控制器的性能,设计了经典 PID 控制器作为参照组。

### 2.1 PID 控制器

离散 PID 控制器的结构如下:

$$u(k)=K_p e(k)+K_i \sum_{j=0}^k e(j)T+K_d \left( \frac{e(k)-e(k-1)}{T} \right) \quad (13)$$

式中: $K_p$ 、 $K_i$ 、 $K_d$ 为待整定的参数; $T$ 为采样周期; $k$ 为采样序号; $e(k)$ 为偏差信号。根据  $f_s$  做  $G_\alpha(s)$  的离散根轨迹,如图 4 所示。

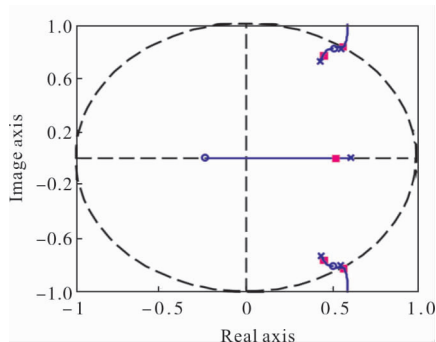


图 4 离散根轨迹

Fig.4 Discrete root locus

在图 4 中,“o”、“x”为开环零、极点,“□”为闭环极点,虚线为单位圆。由根轨迹确定  $K_p$  的取值范围,当开环增益  $K_p \approx 0.078$  时,闭环系统临界稳定。根据根轨迹结果整定 PID 系数,得  $K_p=0.01$ 、 $K_i=120$ 、 $K_d=0$ 。

### 2.2 MPC 控制器

MPC 控制器以当前状态为初始状态,通过在每个采样时刻求解有限开环最优控制问题,获得当前最优控制序列;并将该序列中的第一个控量应用于被控对象。

应用 MPC 控制器于 FSM 具有以下优势:

(1) MPC 能够在控制量或输出受限的情况下获得最优控制结果,而 FSM 属于控制量受限的系统。

(2) MPC 不需要精确的解析模型,只需要能够预测未来输出的简单模型。如前文所述,建立 FSM 的精确解析模型比较困难,而 FSM 的传递函数模型已足够设计 MPC 控制器。

(3) MPC 的滚动优化策略既有对系统输出的实时采样,又有对系统未来状态的预测,这相当于前馈-反馈控制结构。前馈结构能够补偿 FSM 大惯量

特点导致的时滞性,反馈结构又能够弥补模型失配、干扰等因素引起的不确定。

MPC 的算法实现流程如下:

(1) 获得预测模型,选定预测时域。根据  $f_s$  将  $G_\alpha(s)$  化为差分方程  $y(n)$  作为预测模型。由差分方程知,FSM 当前时刻的输出与过去五个时刻的输出值与控制量有关。所以,预测时域  $P$  应大于等于五个控制周期, $P$  越大控制器的稳定性越好,但调节速度会变慢,同时增加解算器在一个控制周期内求解控制量  $u$  的难度。

(2) 以  $k$  时刻开始,计算  $k$  时刻的控制量  $u(k)$ 。设  $y(k)$  为  $k$  时刻的测量值, $u(k+i-1|k)$   $i=[1, \dots, P]$  表示“以  $k$  时刻开始的”待求解的控制量。将  $y(k)$ 、 $u(k+i-1|k)$  代入差分方程  $y(n)$ ,求解“以  $k$  时刻开始的”预测值  $y(k+ilk)$ 。

定义评价函数为:

$$J = \sum_{i=1}^P (r(k+i) - y(k+ilk))^2 \quad (14)$$

式中: $r(k+i)$ 为控制目标。

约束条件为:

$$|u(k+i-1|k)| \leq 10 \quad (15)$$

求解有约束条件的  $J$  的最小值。取所求控制量  $u(k+i-1|k)$  中的第一个量  $u(k|k)$  作为  $u(k)$ ,其他值舍去。

(3) 滚动至  $k+1$  时刻,重复(2)的优化过程。

## 3 仿真分析

### 3.1 阶跃信号

在 FSM 系统中,受到执行机构饱和的影响,导致 FSM 属于控制量受限的系统。因此,将阶跃信号分为“控制量  $u$  不饱和”与“控制量  $u$  饱和”两种情况进行实验。

(1) 在“控制量  $u$  不饱和”的情况下,比较 PID、MPC 控制器在单位阶跃信号下的跟踪能力、抗扰动能力。

在图 5 中,当响应达到并保持在目标值 5% 以内,则认为 FSM 进入稳态。在到达稳态后,引入幅值为目标值 10% 的负向阶跃扰动,扰动持续一个控制周期,对 PID 控制器和 MPC 控制器的性能进行比较,见表 1。

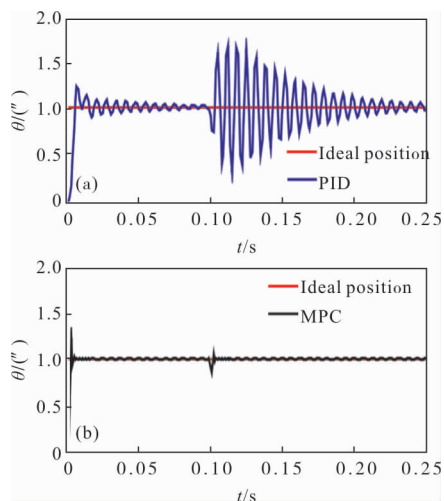


图 5 单位阶跃信号下的跟踪抗扰动能力

Fig.5 Tracking and anti-disturbance ability under unit step signal

表 1 单位阶跃信号下控制器性能比较

Tab.1 Comparison of controller performance under unit step signal

Controller	Settling time/s	RMSE/( $^{\circ}$ )	Maximum deviation from steady after disturbance	Recovery time/s
PID	0.045	$1.562 \times 10^{-2}$	69.4%	0.137
MPC	0.005	$2.436 \times 10^{-2}$	15.5%	0.003

由表 1 可知,虽然 MPC 与 PID 的稳态误差都较低,但是,由于 FSM 大惯量特征的影响,只靠反馈控制的 PID 的调节时间是 MPC 的 9 倍,引入目标值 10% 的负向阶跃扰动后, MPC 的最大偏移仅为 PID 的 22.33%,且恢复速度是 PID 的 45 倍。

(2) 在“控制量  $u$  饱和”的情况下,得到 FSM 的最大行程为  $\pm 34^{\circ}$ ,增大阶跃信号幅值使 FSM 工作在最大行程附近。比较 PID、MPC 在  $u$  受限情况下的抗干扰能力。

在图 6 中,引入幅值为稳态值 10% 的负向扰动后,由于 FSM 工作在最大行程附近,依靠反馈误差的 PID 导致  $u$  持续在最大控制量处波动,因此控制效果出现较大的波动, PID 无法有效地抑制扰动的影响。而 MPC 凭借滚动优化策略调整  $u$ ,控制效果只有负向波动,没有正向波动,其最大负向波动为 PID 的 64.249%。最终 MPC 恢复稳态的时间为

0.053 s, PID 则大于 0.1 s。可见,即使在“控制量  $u$  饱和”的情况下, MPC 也能有效地抑制扰动带来的不良影响,快速恢复稳态。

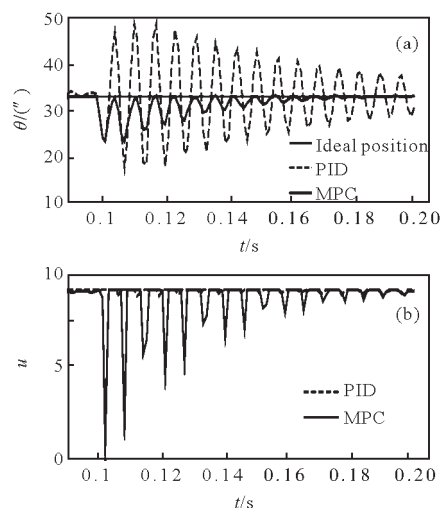


图 6 在使控制量饱和的阶跃信号下的控制过程(a)和控制量(b)  
Fig.6 Control process (a) and control variable (b) under step signal which saturates control variable

### 3.2 50 Hz 正弦信号

在时长 0.04 s 的单位幅值 50 Hz 正弦信号下,对 PID、MPC 控制器的动态性能进行比较。

图 7 中稳态部分, PID 的 RMSE 为  $0.813^{\circ}$ , MPC 的 RMSE 为  $1.224 \times 10^{-6}^{\circ}$ 。MPC 的动态性能良好,可以有效克服大惯量带来的时滞性。

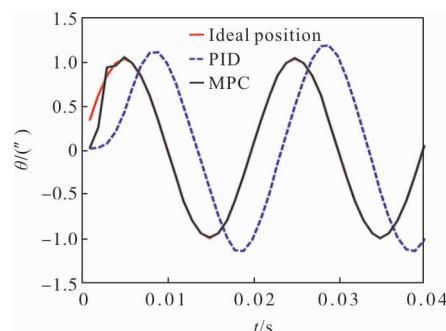


图 7 50 Hz 单位正弦信号下的跟踪能力

Fig.7 Tracking ability under unit sinusoidal signal at 50 Hz

### 3.2 实时加入幅值白噪声的 50 Hz 以下随机信号

将时长 0.2 s 的高斯白噪声序列通过采样频率为 1 kHz、截止频率为 50 Hz 的低通滤波器,得到随机信号  $r$ ,测试 PID、MPC 控制器对实时加入 10% 幅值白噪声的  $r$  的跟踪效果。

在对实时加入 10% 幅值白噪声的  $r$  跟踪时,由

于 FSM 的大惯量特点, PID 控制器的 RMSE 为 0.123", 而 MPC 控制器的 RMSE 仅为  $9.256 \times 10^{-3}$ ", 其噪声抑制效果为 PID 的 13.3 倍。

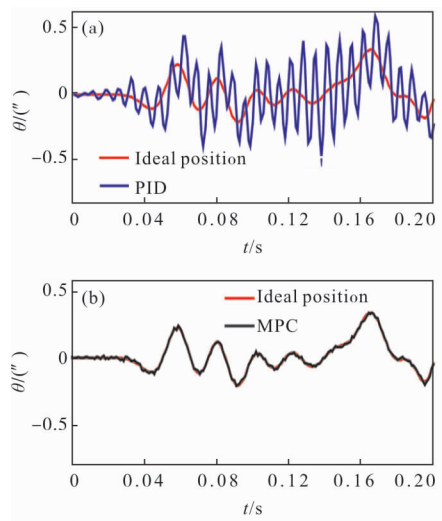


图 8 跟踪实时加入 10% 幅值噪声的 50 Hz 以下随机信号  
Fig.8 Tracking random signals below 50 Hz with 10% amplitude noise in real time

#### 4 实验验证

在 1 kHz 的控制频率下, 依据所获得的模型, 采用 MPC 验证 FSM 对 50 Hz 正弦波的跟踪效果。通过在 FPGA 中实现最速下降法求解 MPC 控制量<sup>[16]</sup>, 克服工程应用中 MPC 在控制周期内求解约束优化问题计算量大的难点, 约束条件采用拉格朗日乘子法处理。选用的控制器为美国 NI 公司的 Crio9040 嵌入式控制器, 该控制器支持 FPGA 开发模式, 该控制器配备 16 通道 16 位同步模拟输入模块 9 220, 测量范围为  $\pm 10$  V, 以及 16 通道 16 位模拟输出模块 9 264, 输出范围为  $\pm 10$  V。功率放大器为南京佛能科技实业有限公司的 HEA-200C 功率放大器, 该放大器的电流输出范围为  $\pm 30$  A 的电流。驱动装置为甘肃天星稀土功能材料有限公司的定制 GMA-AC100A 促动器, 该促动器的输入范围为  $\pm 25$  A, 输出范围为  $\pm 50$   $\mu\text{m}$ 。检测装置为美国 MTI 公司的 Accumeasure9000 电容位移传感器, 测量范围为 0~125  $\mu\text{m}$ 。实验果如图 9 所示。

从图 9 中可以看出, 相较于 PID 控制器, MPC 对大惯量系统的时滞特性有显著的改善, PID 的 RMSE 为 1.381", MPC 的 RMSE 为 0.430", FSM 的跟踪精度提高了 3.212 倍, MPC 的相位滞后为

17.212°, PID 的相位滞后为 59.828°, MPC 的响应速度比 PID 提高了 3.476 倍。而相较于仿真, 由于模型失配等因素, 为保证 MPC 的稳定性, 对采样信号引入了低通滤波环节, 该环节的模型并没有包含在 FSM 的模型中, 低通滤波造成了 MPC 的延迟。

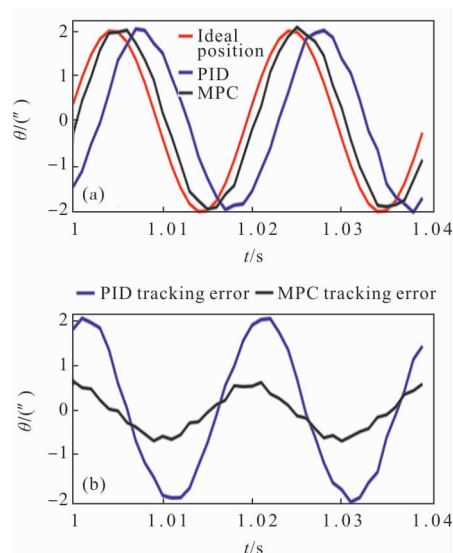


图 9 在 FSM 系统中 PID 和 MPC 对 50 Hz 正弦信号的跟踪能力  
Fig.9 Tracking ability of PID and MPC under sinusoidal signal at 50 Hz in FSM system

#### 5 结论

针对以大口径 FSM 为核心单元的精密稳像系统中存在的时滞问题, 文中将 MPC 控制器应用到了 FSM 控制系统中。提出了解析法与系统辨识法联合使用获得 FSM 的传递函数模型作为 MPC 控制器的预测模型, 并设计了基于该模型的 MPC 控制器。所提出的建模方法既避免了运动解耦为系统辨识带来的困难, 又能够描述 FSM 的动态过程。

所设计的 MPC 控制器相较于经典的 PID 控制器, 仿真情况下, 在动态性能上能以  $1.224 \times 10^{-6}$ " 的稳态误差跟随 50 Hz 正弦信号, 在抗干扰能力上是 PID 控制器的 13.3 倍。实验结果表明, 应用 MPC 的 FSM 在动态性能上能以 0.430" 稳态误差跟随 50 Hz 正弦信号, 跟踪精度是 PID 控制器的 3.212 倍, 能够满足大口径快摆镜的高带宽和高精度需求。综上所述, MPC 可以有效地减小 FSM 的跟踪误差, 补偿时滞, 并能有效地抑制系统的干扰, 具有较高的应用价值。

## 参考文献:

- [1] Xu Mingming, Ji Hangxin, Xu Teng, et al. Random ground vibration response of the optical delay line system of a stellar interferometer [J]. *Journal of Vibration and Shock*, 2017, 36(2): 159–164. (in Chinese)
- [2] Wang Shuai, Deng Yongting, Zhu Juan. Disturbance rejection control for large ground-based telescope[J]. *Opt Precision Eng*, 2017, 25(10): 2628–2635. (in Chinese)
- [3] Wang Kaidi, Su Xiuqin, Li Zhe, et al. Time-frequency characteristics optimal control of fast steering mirror for image motion compensation [J]. *Infrared and Laser Engineering*, 2018, 47(S1): 120–126.
- [4] Cao Xiaotao, Sun Tianyu, Zhao Yunlong, et al. Current status and development tendency of image stabilization system of large aperture space telescope [J]. *Chinese Optics*, 2014, 7(5): 739–748. (in Chinese)
- [5] Woody S, Smith S. Design and performance of a dual drive system for tip-tilt angular control of a 300 mm diameter mirror[J]. *Mechatronics*, 2006, 16(7): 389–397.
- [6] Zhang Quan, Yin Dayi, Wei Chuanxin. Hysteresis nonlinear compensation and control for large-aperture piezoelectric fast steering mirror[J]. *Infrared and Laser Engineering*, 2019, 48(2): 0218004. (in Chinese)
- [7] Li Xiantao, Zhang Xiaopei, Mao Dapeng, et al. Adaptive robust control over high-performance VCM-FSM[J]. *Opt Precision Eng*, 2017, 25(9): 2428–2436. (in Chinese)
- [8] Zhang Xidan, Wei Chuanxin, Yin Dayi. Large-aperture fast-steering mirror control system of space telescope based on optimal PID and LQG algorithms [J]. *Journal of Chinese Inertial Technology*, 2016, 24(5): 677–682. (in Chinese)
- [9] Xi Yugeng, Li Dewei, Lin Shu. Model predictive control –status and challenges [J]. *Acta Automatica Sinica*, 2013, 39(3): 222–236. (in Chinese)
- [10] Ahsan M, Khalid M U, Kamal O. Stabilization of an inertia wheel inverted pendulum using model based predictive control[C]//International Bhurban Conference on Applied Sciences & Technology. IEEE, 2017, 1: 265–270.
- [11] Xu Xinhang, Wang Bin, Qiao Jian, et al. Lightweight design of mirror in fast-steering mirror system [J]. *Chinese Optics*, 2012, 5(1): 35–41. (in Chinese)
- [12] Zhu W, Rui X. Adaptive control of a piezo-actuated steering mirror to restrain laser beam tracking[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2018(99): 1–8.
- [13] Huang Linhai, Fan Muwen, Zhou Rui, et al. System identification and control for large aperture fast-steering mirror driven by PZT [J]. *Opto-Electronic Engineering*, 2018, 45(3): 95–103. (in Chinese)
- [14] Cao Shuying, Wang Bowen, Yan Rongge, et al. Dynamic model with hysteretic nonlinearity for a giant magnetostrictive actuator[J]. *Proceedings of the CSEE*, 2003, 40(11): 149–153. (in Chinese)
- [15] Shi Jingjing, Yao Baidong, Lu Jianguo. Modeling and transfer function identification of FSM system [J]. *Infrared and Laser Engineering*, 2013, 42(10): 2748–2752. (in Chinese)
- [16] Xu Fang, Jin Weiwei, Chen Hong, et al. Hardware implementation method for model predictive control on a FPGA chip [J]. *Journal of Jilin University (Engineering and Technology Edition)*, 2014, 44 (4): 1042–1050. (in Chinese)