

音圈快速反射镜的完全跟踪控制

王福超, 王昱棠, 田大鹏

引用本文:

王福超, 王昱棠, 田大鹏. 音圈快速反射镜的完全跟踪控制[J]. *光学精密工程*, 2020, 28(9): 1997–2006.

WANG Fu-chao, WANG Yu-tang, TIAN Da-peng. Perfect tracking control for fast-steering mirror driven by voice coil motor[J]. *Optics and Precision Engineering*, 2020, 28(9): 1997–2006.

在线阅读 View online: <https://doi.org/10.37188/OPE.20202809.1997>

您可能感兴趣的其他文章

Articles you may be interested in

高精度音圈快速反射镜的自适应鲁棒控制

Adaptive robust control over high-performance VCM-FSM

光学精密工程. 2017, 25(9): 2428–2436 <https://doi.org/10.3788/OPE.20172509.2428>

大行程快速反射镜的结构设计及带宽特性

Structural design and bandwidth characteristic of a fast steering mirror with large travel range

光学精密工程. 2020, 28(1): 90–102 <https://doi.org/10.3788/OPE.20202801.0090>

音圈致动快速反射镜的降阶自抗扰控制

Reduced-order active disturbance rejection control of fast steering mirror driven by VCA

光学精密工程. 2020, 28(6): 1365–1374 <https://doi.org/10.3788/OPE.20202806.1365>

激光发射系统快速反射镜的光线反射过程

Reflection process of fast-steering mirror of laser launching system

光学精密工程. 2015, 23(2): 378–386 <https://doi.org/10.3788/OPE.20152302.0378>

快速反射镜驱动形式对伺服带宽的影响

Influence of driving forms on servo bandwidth in fast steering mirror

光学精密工程. 2019, 27(2): 393–401 <https://doi.org/10.3788/OPE.20192702.0393>

文章编号 1004-924X(2020)09-1997-10

音圈快速反射镜的完全跟踪控制

王福超^{1,2}, 王昱棠^{1,2*}, 田大鹏^{1,2}

- (1. 中国科学院 航空光学成像与测量重点实验室, 吉林 长春 130033;
2. 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:音圈电机驱动的快速反射镜在传统控制方法下具有严重的相位滞后,限制了其性能。针对这一问题提出了一种完全跟踪控制方法(Perfect Tracking Control, PTC)。首先,建立音圈快速反射镜系统离散状态空间模型,构建多速率采样系统,对长周期采样控制环节设计完全跟踪控制器;然后,对短周期环节设计基于离散滑模变结构控制的内部回路补偿控制器。新方法实现了音圈快速反射镜对指令的完全跟踪,并有效补偿了外部扰动、模型不确定性以及机械非线性等因素对系统性能的影响,保证了系统的鲁棒性。实验结果表明:PTC 控制实现了系统工作频带的扩展,与传统 PID 控制相比,系统的阶跃响应调节时间缩短 50%,静态位置波动峰峰值减小 50%;与基于干扰观测器和零相差跟踪控制器的方法相比,系统的位置稳态误差由 1.5%减小到 0.05%。采用新方法音圈快速反射镜对幅值 360"的正弦位置指令跟踪的双十带宽达到 375 Hz,有效改善动态性能,拓展控制带宽。

关键词:快速反射镜;音圈电机;完全跟踪控制;滑模变结构控制

中图分类号:TP273 **文献标识码:**A **doi:**10.37188/OPE.20202809.1997

Perfect tracking control for fast-steering mirror driven by voice coil motor

WANG Fu-chao^{1,2}, WANG Yu-tang^{1,2*}, TIAN Da-peng^{1,2}

- (1. Key Laboratory of Airborne Optical Imaging and Measurement, Chinese Academy of Sciences, Changchun 130033, China;
 2. Changchun Institute of Optics, Fine Mechanics and Physics, Chinese Academy of Sciences, Changchun 130033, China)
- * Corresponding author, E-mail: ytwang@ciomp.ac.cn

Abstract: The traditional control method for a fast-steering mirror driven by a voice coil motor suffers from serious phase lag, which limits the performance. Herein, a perfect tracking controller (PTC) was proposed to solve this problem. First, a discrete state space model of the voice coil-driven fast-steering mirror was established, a multirate sampling system was constructed, and a PTC was designed for long-cycle operations. Second, an internal compensator controller was designed for short-cycle operations based on the discrete-time sliding mode control method. The new method achieves perfect tracking of the voice coil-driven fast-steering mirror and reduces the effects of external

收稿日期:2020-05-12; **修订日期:**2020-06-08.

基金项目:国家自然科学基金资助项目(No. 61673365);中国科学院前沿科学重点研究计划资助项目(No. ZDBS-LY-JSC044);中国科学院青年创新促进会会员项目(No. 2017257);“十三五”空军预研专用技术项目(No. 30306)

disturbances, model uncertainties, and mechanical nonlinearity, thus ensuring the robustness of the system. Experimental results show that the proposed PTC improves bandwidth performance. Compared with the proportional-integral-derivative controller method, the system step response time is reduced by 50% and position error is reduced by 50%. Compared with the disturbance observer and zero phase error tracking controller method, the steady-state error is reduced from 1.5% to 0.05%. Moreover, the proposed method allows the fast-steering mirror driven by a voice coil motor to track sine position commands with an amplitude of $360''$; the double-decade bandwidth is up to 375 Hz. The proposed method can effectively improve dynamic performance and expand the system control bandwidth.

Key words: fast-steering mirror; voice coil actuator; perfect tracking control; sliding mode control

1 引言

航空、航天成像装备及其他高端光电仪器对成像距离提出了更高的要求,而随着探测距离的不断提升,成像设备的稳定精度要求也越来越高。传统控制视轴指向的机械框架惯量大、刚度低,并且受到设计约束和干扰力矩等因素的影响,系统控制精度以及控制带宽难以提升。快速反射镜(Fast Steering Mirror, FSM)具有体积小、质量轻、结构紧凑、响应快、精度高等优点^[1-2],广泛应用于空间光通信、像移补偿以及高精度跟踪瞄准等领域^[3-5]。通过在成像光路中加入 FSM 并采用复合轴控制方式补偿视轴晃动,有效提高了视轴稳定精度和系统的成像质量^[6-9]。

FSM 按照驱动方式不同主要分为压电陶瓷驱动和音圈电机驱动^[10]。压电陶瓷驱动方式具有力矩输出大、响应带宽高的优点,但这种驱动方式下 FSM 的行程较小,并且驱动电路相对复杂。同时,压电陶瓷存在迟滞、蠕变等非线性特性,需要通过算法进行补偿,增加了工程应用的复杂度。与之相比,基于音圈电机驱动的 FSM(以下简称音圈 FSM)具有行程大、动态特性好、结构简单、环境适应性强等特点,工程应用更为广泛。

国内外相关机构已设计并制造多种音圈 FSM。美国 Ball Aerospace 公司设计的多尺寸音圈 FSM 行程可达 ± 50 mrad,工作带宽可达 250~1 000 Hz。美国 OIM 公司生产的音圈 FSM 角度为 ± 27 mrad,工作带宽大于 500 Hz。国内对于音圈 FSM 的研制起步较晚,但发展较快。国防

科技大学设计的音圈 FSM 的转动范围为 ± 5 mrad,闭环控制带宽为 360 Hz^[11],长春光机所研制的一种音圈 FSM 的工作带宽为 213 Hz^[12]。但是,上述带宽指标均只考虑幅值下降,而未对相位滞后进行衡量。实际上,相位滞后会直接影响 FSM 的实际应用效果。在音圈 FSM 补偿系统视轴稳定时,较大的相位滞后会导导致反射镜的实际运动与指令之间偏差的绝对值较大,直接影响系统视轴稳定精度。随着光学系统口径、焦距的提高,这一问题也愈发凸显,如何在保证音圈快速反射镜工作带宽的前提下减少系统的相位滞后,已成为提升音圈 FSM 性能的关键问题之一。

实际工程中采用的 FSM 控制方法仍然以传统的 PID 控制以及超前滞后校正方法为主。然而,传统控制方法不仅鲁棒性较差,其闭环系统存在明显的相位滞后现象。为了解决上述问题,文献[13]提出了一种基于零相差轨迹控制(Zero Phase Error Tracking Controller, ZPETC)的音圈 FSM 控制方法,提高了系统的响应速度。但是,该方法需要获取指令超前信息,并且为了避免不稳定零极点对消需采用近似逆模型,因此限制了系统频带的拓宽,理论上存在跟踪的幅值误差。

实际上,为了保证 FSM 的控制性能,其控制器的控制周期较短,而外部控制计算机发送给 FSM 控制器的指令周期往往大于反射镜的控制周期,即实际音圈 FSM 系统存在多速率采样问题。常见的思路是通过插补的方式解决控制周期与指令周期不同的多速率采样问题,但这样不能很好地利用这种采样速率的差异特性。文献[14]

利用多速率采样特性,不对指令进行插补,通过对前馈的巧妙设计从理论上实现了控制系统对指令的完全跟踪控制(Perfect Tracking Controller, PTC),其核心思想是把单输入单输出(Single Input Single Output, SISO)的被控对象描述为多输入多输出(Multiple-Input-Multiple-Output, MIMO)系统,从而构造出对象状态到输入控制量之间非奇异的传递函数矩阵。利用该模型求解稳定的逆控制即可实现高动态跟踪控制,在硬盘驱动器、单相逆变器等领域得到较广泛的应用^[15-16]。国内对该方法的研究成果较少^[17-18]。近年来,基于完全跟踪的光电跟踪转台控制及光刻机直线电机控制的应用结果证实它在提高系统动态性能方面的有效性^[19-20]。那么,针对音圈 FSM 对指令的宽频带跟随要求和现有控制方法性能的限制问题,可以基于完全跟踪控制的思想给出更适合工程应用的控制器设计。

本文以音圈 FSM 为研究对象,构建了多速率采样系统并给出它适用的完全跟踪控制方法。针对鲁棒性和控制带宽的高要求,采用离散滑模内回路补偿控制器和多速率采样下前馈控制器相结合,提出了音圈 FSM 的完全跟踪控制方法。该方法有效提高了控制性能,解决了传统方法对闭环带宽的限制问题。

2 控制对象数学建模

音圈电机驱动 FSM 的物理结构如图 1 所示。反射镜通过柔性铰链与基座相连,通过控制反射镜两端的音圈电机伸缩实现反射镜的旋转运动。

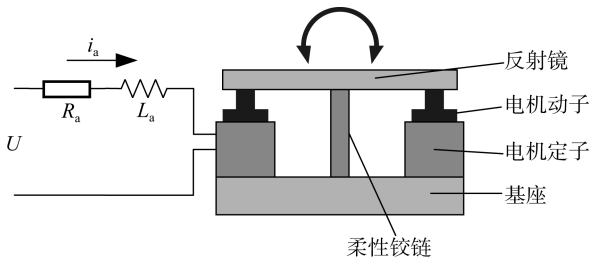


图 1 音圈快速反射镜物理结构

Fig. 1 Schematic diagram of VCM fast steering mirror

音圈 FSM 采用柔性铰链而非轴承结构作为

基座与镜面的连接部件,柔性铰链的弹性力矩与反射镜的转动角度成正比。

根据音圈 FSM 物理特性建立系统控制模型的方框图,如图 2 所示。

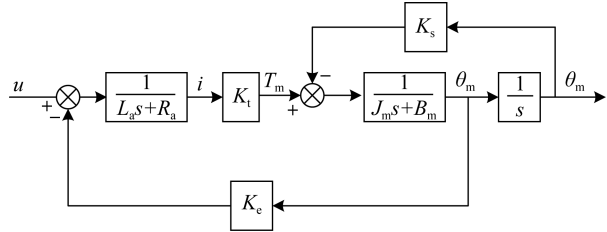


图 2 FSM 系统控制模型的方框图

Fig. 2 Block diagram of FSM system control model

图中, R_a 为线圈电阻, L_a 为线圈电感, i 为线圈中的电流, K_e 为反电动势系数, θ_m 为电机转角, T_m 为电机作用在反射镜上的力矩, K_t 为电磁力常数, J_m 为电机转动惯量, B_m 为电机端黏性阻尼系数, K_s 为柔性铰链的弹性系数。

根据图 2 求得被控对象的传递函数为:

$$\frac{\theta_m}{u} = \frac{K_t}{[(L_a s + R_a)(J_m s + B_m) + K_t K_e]s + K_s(L_a s + R_a)} \quad (1)$$

实际系统中电机的电感非常小,可以忽略不计,因此式(1)可以简化成:

$$\frac{\theta_m}{u} = \frac{K_t}{R_a J_m s^2 + (R_a B_m + K_t K_e)s + K_s R_a} \quad (2)$$

取状态变量 $\mathbf{x}(t) = [x_1(t), x_2(t)]^T$, $x_1(t)$ 与 $x_2(t)$ 分别代表 t 时刻音圈快速反射镜的位置和速度。将上述传递函数转换成状态空间模型,如式(3)所示:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A}_c \mathbf{x}(t) + \mathbf{b}_c u(t) \\ \mathbf{y}(t) = \mathbf{c}_c \mathbf{x}(t) \end{cases} \quad (3)$$

其中:

$$\mathbf{A}_c = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\frac{K_s}{J_m} & -\frac{R_a B_m + K_t K_e}{R_a J_m} \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$\mathbf{b}_c = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{K_t}{R_a J_m} \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$\mathbf{c}_c = [1 \quad 0] \quad (6)$$

实际控制系统是在嵌入式处理器上以离散方

式实现的,因此将公式(3)按采样周期 T_s 进行离散化得到离散状态方程:

$$\begin{cases} x[k+1]=A_s x[k]+b_s u[k], \\ y[k]=c_s x[k] \end{cases}, \quad (7)$$

其中:

$$A_s = e^{A_c T_s}, b_s = \int_0^{T_s} e^{A_c \tau} b_c d\tau, \quad (8)$$

$$c_s = c_c, \mathbf{x}(k) = [x_1(k), x_2(k)]^T.$$

控制器的设计将针对上述离散 SISO 系统开展。

3 控制器设计

本节利用系统的多速率采样特性,设计音圈 FSM 完全跟踪控制器(PTC)。控制器由基于短采样周期的内回路补偿控制器和基于长指令周期的前馈控制器组成。

3.1 多速率采样系统

为了保证音圈 FSM 的控制性能,其控制周期一般较短,而通常外部控制计算机发送给 FSM 控制器的指令周期要长于控制周期。因此,音圈 FSM 控制系统由长指令周期与短控制周期构成。指令周期 T_r 作为长周期部分,控制周期 T_u 和反馈采样周期 T_y 作为短采样周期部分^[21-22]存在如式(9)所示的关系:

$$T_r > T_u = T_y = T_s. \quad (9)$$

指令周期与控制周期的一致直接影响最终的控制性能。为了解决这一问题,通常采用插值的方式计算出 iT_r 时刻与 $(i+1)T_r$ 时刻之间的指令替代外部控制计算机的控制指令。为了更好地利用多速率采样特性,对长周期采样部分合理设计前馈,实现完全跟踪;对短周期部分设计合理的反馈以提高鲁棒性。两者结合实现对 FSM 的控制。

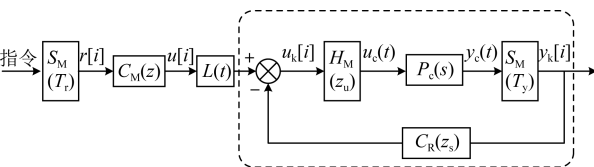


图 3 多速率采样系统完全跟踪控制器结构

Fig. 3 Control structure of PTC with multi-rate sampling

图 3 为多速率采样系统完全跟踪控制器结构

图。其中, $C_M(z)$ 为前馈控制器, $C_M(z)$ 为 MIMO 环节, $C_R(z_s)$ 为反馈控制器, $C_M(z)$ 与 $C_R(z_s)$ 共同作用,最终实现完全跟踪功能。 $L(t)$ 为提升器,它按照短采样周期 T_s 依次输出其输入向量 $\mathbf{u}[i]$ 中的每个元素 $u_k[i]$, $L(t)$ 为 MISO 环节。根据式(2)可知 FSM 为二阶系统,因此可得:

$$\mathbf{u}[i] = [u_1[i], u_2[i]]^T, \quad (10)$$

$$L(T_s)\mathbf{u}[i] = \begin{cases} u_1[i], t=T_s \\ u_2[i], t=2T_s \end{cases}, \quad (11)$$

其中: $P_c(s)$ 为连续的被控对象, S_M 为采样器, H_M 为保持器。

3.2 长周期控制器设计

设定指令周期与短采样周期的关系为 $T_r = nT_s$, 其中 n 为被控对象状态变量的个数,即被控对象的阶数。根据式(2)可知 $n=2$, 将按短采样周期 T_s 进行离散化得到的离散状态方程(7)进行转换,将短周期采样的 SISO 系统转换为长周期采样的 MIMO 系统:

$$\begin{cases} \mathbf{x}[i+1]=\mathbf{A}\mathbf{x}[i]+\mathbf{B}\mathbf{u}[i] \\ \mathbf{y}[i]=\mathbf{C}\mathbf{x}[i]+\mathbf{D}\mathbf{u}[i] \end{cases}, \quad (12)$$

其中:

$$\mathbf{y}[i] = [y_1[i], y_2[i]]^T, \quad (13)$$

$$\begin{bmatrix} \mathbf{A} & \mathbf{B} \\ \mathbf{C} & \mathbf{D} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e^{2A_c T_s} & e^{A_c T_s} \int_0^{T_s} e^{A_c \tau} b_c d\tau & \int_0^{T_s} e^{A_c \tau} b_c d\tau \\ c_c & 0 & 0 \\ c_c e^{A_c T_s} & c_c \int_0^{T_s} e^{A_c \tau} b_c d\tau & 0 \end{bmatrix}. \quad (14)$$

由式(12)可以得到:

$$(I - z^{-1}\mathbf{A})\mathbf{x}[i+1] = \mathbf{B}\mathbf{u}[i], \quad (15)$$

当 $\mathbf{u}[i] = \mathbf{B}^{-1}(I - z^{-1}\mathbf{A})\mathbf{x}_d[i+1]$ 时,就可以实现被控系统的状态对期望状态的完全跟踪。其中, $\mathbf{x}_d[i+1]$ 是下一时刻系统的期望状态,即:

$$\mathbf{x}[i] = \mathbf{x}_d[i].$$

这样就得到前馈控制器:

$$C_M(z) = \mathbf{B}^{-1}(I - z^{-1}\mathbf{A}) - C_R(z)z^{-1}\mathbf{C} = C_{M_0}(z) - C_R(z)z^{-1}\mathbf{C}. \quad (17)$$

3.3 短周期控制器设计

考虑实际被控对象存在模型建模误差、外界干扰等因素,可以将图 3 中的短周期采样控制部分变换为图 4 所示的结构,通过加入对模型跟踪

的反馈控制保证控制系统对干扰等不确定因素的鲁棒性。

考虑干扰后式(7)可以改写为如下形式:

$$\begin{cases} x[k+1]=A_s x[k]+b_s(u[k]+d_{ex}[k]) \\ y[k]=c_s x[k] \end{cases}, \quad (18)$$

其中 $d_{ex}(k)$ 为等效干扰值。

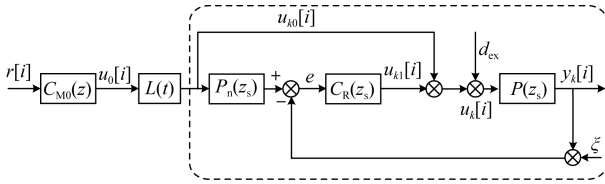


图 4 短周期采样控制结构的变形

Fig. 4 Structure deformation of short-cycle control

为了使系统具有更快的响应速度、更高的控制精度以及更强的抗干扰性能,在进行反馈控制器设计时,图 4 中的控制器 $C_R(z_s)$ 可以采用离散滑模变结构控制方法^[23]。

设系统的输入控制指令为 $r(k)$, 其对应的变化率为 $dr(k)$, 取 $\mathbf{R}(k)=[r(k), dr(k)]^T$; 采用线性外推的方法预测 $r(k+1)$ 以及 $dr(k+1)$, 即:

$$\begin{cases} r(k+1)=2r(k)-r(k-1) \\ dr(k+1)=2dr(k)-dr(k-1) \end{cases}. \quad (19)$$

令滑模控制的切换函数为:

$$s(k)=\mathbf{C}_e[\mathbf{R}(k)-\mathbf{x}(k)], \quad (20)$$

其中 $\mathbf{C}_e=[c \ 1]$ 。则:

$$\begin{aligned} s(k+1) &= \mathbf{C}_e[\mathbf{R}(k+1)-\mathbf{x}(k+1)] = \\ &= \mathbf{C}_e[\mathbf{R}(k+1)-A_s \mathbf{x}(k)-b_s u(k)-b_s d_{ex}(k)]. \end{aligned} \quad (21)$$

得到控制率为:

$$\begin{aligned} u(k) &= (\mathbf{C}_e b_s)^{-1} [\mathbf{C}_e \mathbf{R}(k+1) - \\ &= \mathbf{C}_e A_s \mathbf{x}(k) - s(k+1)], \end{aligned} \quad (22)$$

则基于指数趋近率的离散趋近率为:

$$\begin{aligned} s(k+1) &= s(k) + T_s(-\epsilon \operatorname{sgn}(s(k)) - \\ &= qs(k)) - \mathbf{C}_e b_s d_{ex}(k). \end{aligned} \quad (23)$$

将式(23)带入式(22), 得到离散控制率:

$$\begin{aligned} u(k) &= (\mathbf{C}_e b_s)^{-1} [\mathbf{C}_e \mathbf{R}(k+1) - \\ &= \mathbf{C}_e A_s \mathbf{x}(k) - s(k) - ds(k)], \end{aligned} \quad (24)$$

其中 $ds(k) = -T_s \epsilon \operatorname{sgn}(s(k)) - qT_s s(k)$ 。

基于趋近率的离散滑模变结构控制器, 可以通过调节控制参数 q, ϵ, c 实现控制器的设计。其中 q 为趋近速度参数, 主要影响切换函数的动态过度过程, 调节该参数可以改变系统向滑模面的趋近速度。 ϵ 为符号函数的增益参数, 影响系统克服参数摄动以及外界干扰能力, 该参数越大系统的抗干扰能力越强, 但是过大的增益会导致系统抖振。 c 为滑模面参数, 影响系统的调节时间, c 越大系统的快速性越好, 但是过大的滑模面参数会导致系统的抖动。

选取李亚普诺夫函数:

$$V(k) = \frac{1}{2} s(k)^2. \quad (25)$$

当公式(25)满足时, 短周期控制系统能够稳定。

$$\Delta V(k) = \frac{1}{2} [s^2(k+1) - s^2(k)] < 0, s(k) \neq 0. \quad (26)$$

根据李亚普诺夫稳定性定理, $s(k) = 0$ 全局渐近稳定, 离散滑模的存在和到达性条件为:

$$\begin{aligned} [s(k+1) - s(k)] \operatorname{sgn}(s(k)) &< 0, \\ [s(k+1) + s(k)] \operatorname{sgn}(s(k)) &> 0. \end{aligned} \quad (27)$$

由式(23)有:

$$\begin{aligned} [s(k+1) - s(k)] \operatorname{sgn}(s(k)) &= \\ [-T_s \epsilon \operatorname{sgn}(s(k)) - qT_s s(k) - \mathbf{C}_e b_s d_{ex}(k)] \operatorname{sgn}(s(k)). \end{aligned} \quad (28)$$

假设音圈 FSM 所受的等价干扰有界, 满足 $|d_{ex}| < \bar{d}$, 则:

$$\begin{aligned} [s(k+1) - s(k)] \operatorname{sgn}(s(k)) &\leq \\ -T_s \epsilon - qT_s |s(k)| + \mathbf{C}_e b_s \bar{d}. \end{aligned} \quad (29)$$

只要选择 $\epsilon > \mathbf{C}_e b_s \bar{d} / T_s$, 即可满足:

$$[s(k+1) - s(k)] \operatorname{sgn}(s(k)) < 0. \quad (30)$$

音圈 FSM 采用高刚度的柔性支撑设计, 一般所受摩擦、模型不确定性等等价干扰影响较小, 即 \bar{d} 很小。当采样周期 T_s 很小, 且满足 $2 - qT_s \gg 0$ 时有:

$$\begin{aligned} [s(k+1) + s(k)] \operatorname{sgn}(s(k)) &= \\ [-T_s \epsilon \operatorname{sgn}(s(k)) + (2 - qT_s) s(k) - \\ &= \mathbf{C}_e b_s d_{ex}(k)] \operatorname{sgn}(s(k)) > \\ -T_s \epsilon + (2 - qT_s) |s(k)| - \mathbf{C}_e b_s \bar{d} > 0. \end{aligned} \quad (31)$$

由此可见, 当满足以上条件时, 所设计的滑模

控制率满足式(27)所示的离散滑模的存在和到达性条件,所设计的控制系统是稳定的。

4 实验与结果

4.1 实验设置

本文以音圈 FSM 为对象进行了实验验证,自研的音圈 FSM 如图 5 所示。音圈 FSM 口径为 45 mm×35 mm,角度行程为±3 600",反射镜控制系统以 TMS320F28335 数字信号处理器为核心,控制算法通过 C 语言进行编写。控制信号通过并行总线上的 16 位 D/A 转换器与功率放大器相连,镜面偏转角度的反馈信号通过 A/D 转换器进行采集,系统的采样与控制周期 $T_s = 0.1$ ms。

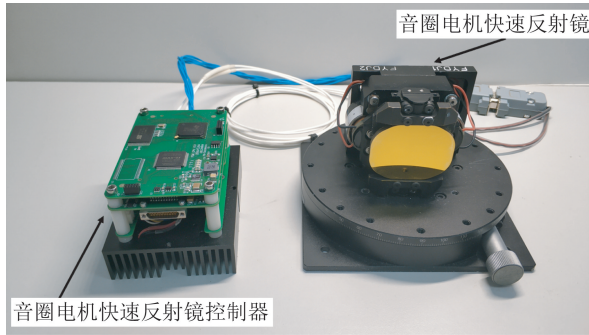


图 5 音圈快速反射镜系统

Fig. 5 VCM fast steering mirror system

利用伪随机噪声和频谱分析的方法对控制对象传递函数进行辨识。图 6 为音圈 FSM 的开环系统模型。

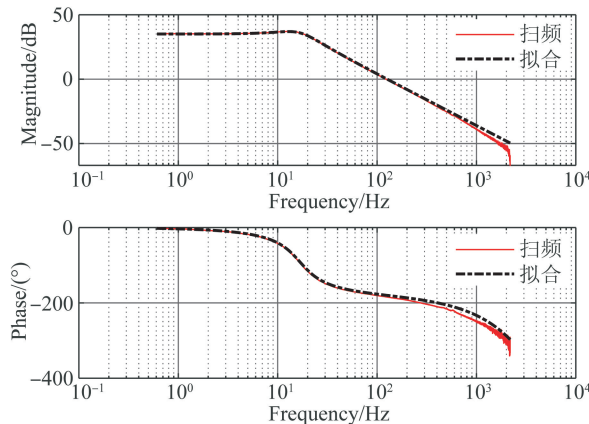


图 6 音圈快速反射镜开环系统模型

Fig. 6 Identification results of VCM FSM

通过扫频可以得到系统的模型参数如表 1 所示:

表 1 音圈快速反射镜参数

Tab. 1 Parameters of VCM FSM

参数名称	参数值
开环增益 K	56.5
阻尼系数 ζ	0.45
自然频率 ω_n	105.3

通过上述参数拟合得到系统传递函数:

$$G(s) = \frac{6.229 \times 10^{-5}}{s^2 + 94.5s + 11025}. \quad (32)$$

针对式(32)所示的被控对象进行长周期控制器以及内回路补偿控制器设计。首先,采用 $T_r = 0.2$ ms 按照式(14)设计长周期控制器,控制器具体参数如式(34)、式(35)所示:

$$C_{M0}(z) = \mathbf{B}^{-1}(\mathbf{I} - z^{-1}\mathbf{A}), \quad (33)$$

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0.99978089 & 0.00019810 \\ -2.18413286 & 0.98105975 \end{bmatrix}, \quad (34)$$

$$\mathbf{B}^{-1} = \begin{bmatrix} 161.2974009 & -0.0080776 \\ -159.7626209 & 0.0241306 \end{bmatrix}. \quad (35)$$

然后,采用 $T_s = 0.1$ ms 对式(32)所示的被控对象按照式(8)进行离散化得到被控对象的状态空间表达式:

$$\mathbf{A}_s = \begin{bmatrix} 0.99994504 & 0.00009952 \\ -1.09728689 & 0.99053973 \end{bmatrix}, \quad (36)$$

$$\mathbf{b}_s = \begin{bmatrix} 0.00310468 \\ 61.9954654 \end{bmatrix}. \quad (37)$$

根据上述状态空间表达式,针对图 4 中的内回路补偿控制器 $C_c(z_s)$,采用累试法进行控制器设计,设计结果如下:

$$u(k) = (\mathbf{C}_c \mathbf{b}_s)^{-1} [\mathbf{C}_c \mathbf{R}(k+1) - \mathbf{C}_c \mathbf{A}_s \mathbf{x}(k) - s(k) + T_s \epsilon \text{sgn}(s(k)) + q T_s s(k)], \quad (38)$$

$$\mathbf{C}_c = \begin{bmatrix} 1 & 102.0225 \\ & 1 \end{bmatrix}, \quad (39)$$

$$q = 2980.3356, \epsilon = 1845.537. \quad (40)$$

最后进行实验验证,对本文所设计的 PTC 控制器进行性能测试,分别对比传统 PID 控制、基于 ZPETC 和本文提出的 PTC 方法的实际控制效果。

4.1.1 静态定位精度测试

在静态定位精度测试中,通过对比 3 种控制器的稳态误差以及位置波动的峰峰值,衡量控制器的控制性能。

4.1.2 动态性能测试

在快速反射镜动态性能测试实验中,分别对比 3 种控制器的阶跃响应曲线和正弦跟踪曲线,通过实验结果衡量控制器性能。

4.1.3 系统带宽测试

通过正弦扫频测试对 3 中控制器的闭环控制带宽进行测试。

4.2 实验结果

4.2.1 静态定位精度测试

音圈 FSM 的静态定位精度是衡量反射镜性能的一项重要指标,直接影响光电成像设备的成像质量。

系统输入 360" 的恒值控制信号。从实验结果可以看出采用 PID 控制方法系统存在 0.3% 的稳态误差,反射镜的位置波动峰峰值为 2.16";采用 ZPETC 控制方法系统存在 1.5% 的稳态误差,反射镜的位置波动峰峰值为 1.08";采用 PTC 控制方法系统的稳态误差为 0.05%,反射镜的位置波动峰峰值为 1.08"。

从实验结果中可以看出,采用 PTC 控制方法相对于传统的 PID 控制方法,系统的位置稳态误差由 0.3% 减小到 0.05%;相对于 ZPETC 控制方法,系统阶跃响应的调节时间缩短 50%,系统的位置稳态误差由 1.5% 减小到 0.05%,系统精度得到明显提升。

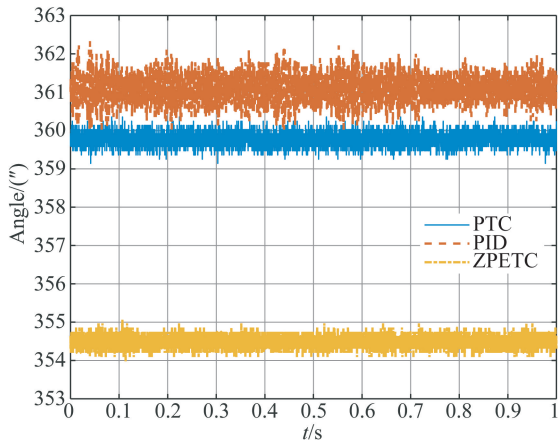


图 7 静态定位精度测试结果

Fig. 7 Results of static positioning accuracy test

4.2.2 阶跃响应性能测试

动态性能是系统一个十分重要的指标,通过阶跃响应可以测定系统的动态性能。采用 360" 的阶跃位置指令作为期望轨迹信号进行跟踪实验。实验结果如图 8 所示。

从实验结果中可以看出,采用 PID 控制方法系统产生了 52.8% 的超调量,调节时间为 14 ms;基于 ZPETC 方法的超调量为 57.7%,调节时间为 10 ms;而基于 PTC 控制方法的超调量为 30.3%,调节时间为 5.5 ms。采用 PTC 方法系统的阶跃响应性能明显好于 PID 和 ZPETC 方法。

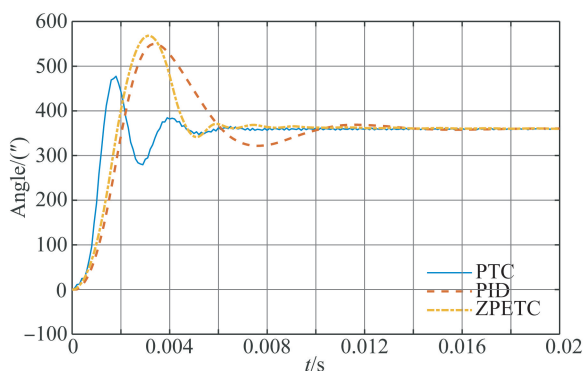


图 8 阶跃响应性能测试结果

Fig. 8 Results of step response performance test

4.2.3 正弦信号跟踪性能测试

实验过程中采用 PTC 控制方法对频率分别为 50, 100, 300 Hz, 幅值为 0.1° 的正弦位置指令进行跟踪,实验结果如图 9~图 11 所示。

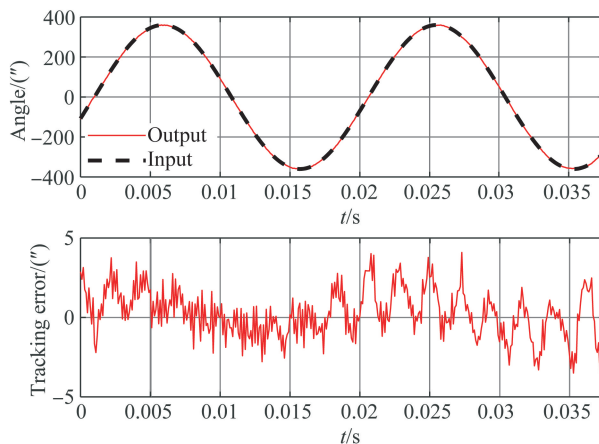


图 9 50 Hz 正弦信号的跟踪性能测试结果

Fig. 9 Tracking performance test results for 50 Hz sine signal

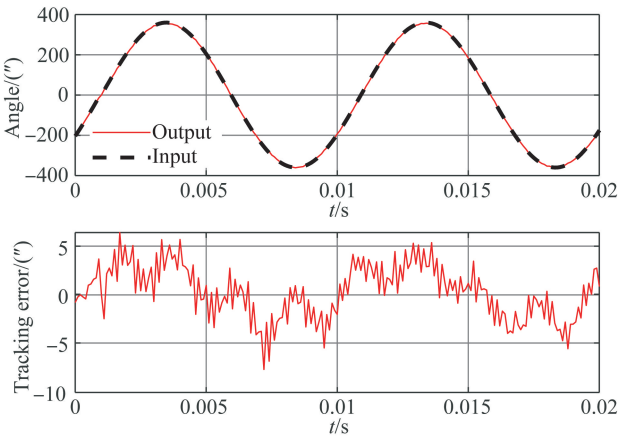


图 10 100 Hz 正弦信号的跟踪性能测试结果

Fig. 10 Tracking performance test results for 100 Hz sine signal

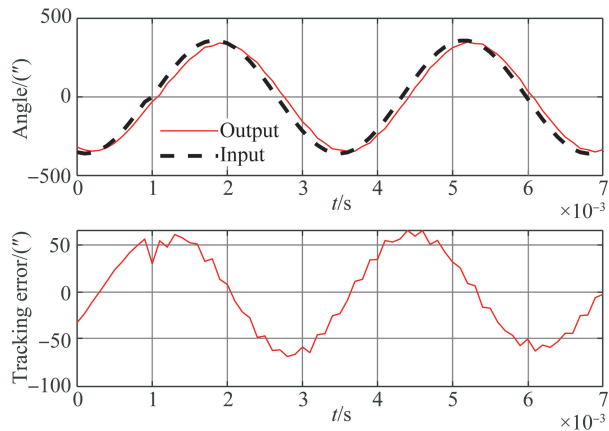


图 11 300 Hz 正弦信号的跟踪性能测试结果

Fig. 11 Tracking performance test results for 300 Hz sine signal

从实验结果中可以看出系统对指令的跟踪精度较高。

4.2.4 系统带宽测试

利用正弦指令输入对不同控制方法的闭环控制带宽进行测试,结果如图 12~图 14 所示。

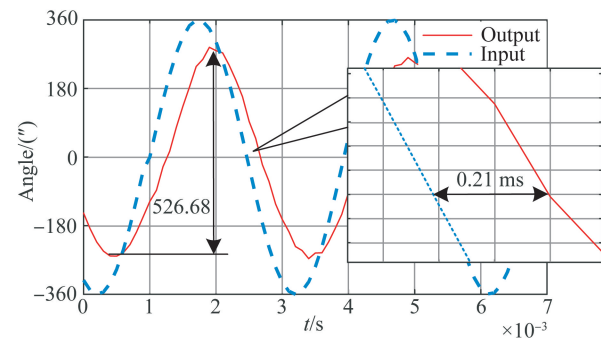


图 12 基于 PID 控制方法的系统闭环带宽测试结果

Fig. 12 Closed-loop bandwidth test results for PID control

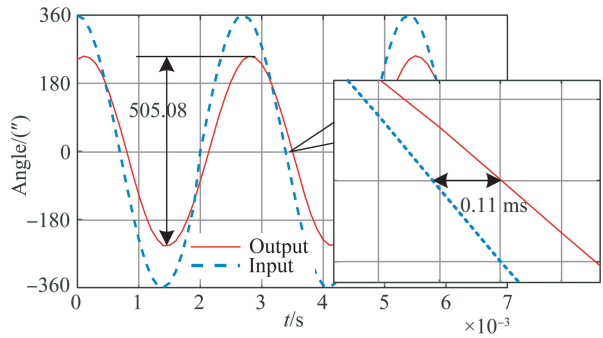


图 13 基于 ZPETC 控制方法的系统闭环带宽测试结果
Fig. 13 Closed-loop bandwidth test results for ZPETC

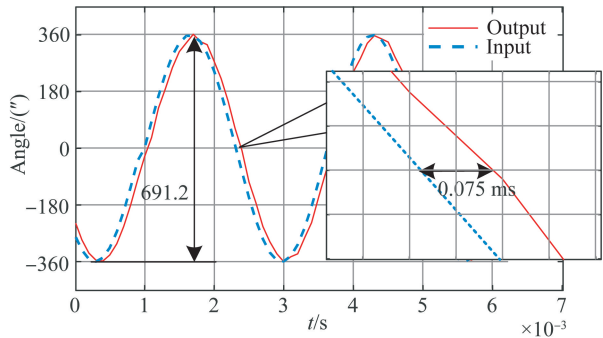


图 14 基于 PTC 控制方法的系统闭环带宽测试结果
Fig. 14 Closed-loop bandwidth test results for proposed PTC

由图 12 可以看出,采用传统 PID 控制方法,当输入正弦波频率为 340 Hz 时,幅值下降到 -3 dB 时,相位滞后 25.704°,相位滞后严重。

由图 13 可以看出,基于 ZPETC 控制方法,当输入正弦波频率为 360 Hz 时,幅值下降到 -3 dB 时,相位滞后 14.256°,相位滞后明显改善,但对 300 Hz 以上频率信号的跟踪仍然存在一定误差。

由图 14 可以看出,基于 PTC 控制方法,当输入正弦波频率为 375 Hz 时,幅值下降 10%,相位滞后 9.72°,动态特性得到了明显改善。

从实验结果可以看出,在相同的输入条件下,采用 PTC 控制方法相对于 PID 和 ZPETC 控制方法,在带宽拓展上有明显的提升。

5 结论

本文针对音圈 FSM 设计了一种基于 PTC 的控制方法,实现了高精度、宽频带的 FSM 闭环控制。以某型音圈 FSM 为实际被控对象进行了实验验证,并与传统的控制方法进行了对比。实验结果表明,本文设计的 PTC 控制方法能够很好地

保证反射镜的跟踪性能,相对于传统的PID控制方法,系统阶跃响应的调节时间缩短57%,系统的位置稳态误差由0.3%减小到0.05%,系统静态位置波动峰峰值减小50%;相比于ZPETC控制方法,系统阶跃响应的调节时间缩短50%,位置稳态误差由1.5%减小到0.05%;同时,采用PTC控制方法对幅值为360"的正弦指令进行跟踪性能测试时,系统的双十带宽(幅值下降10%,

相位滞后10°)可以达到375 Hz。由实验数据可以看出,采用PTC控制方法,FSM的静态定位精度以及动态响应性能相对于PID控制方法以及ZPETC控制方法有明显的提高。本文设计的PTC控制方法可以有效抑制模型不确定性以及外部扰动的影响,提高系统的鲁棒性,同时弥补了外部指令周期与快速反射镜控制周期不同步的问题。

参考文献:

- [1] KLUK D J, BOULET M T, TRUMPER D L. A high-bandwidth, high-precision, two-axis steering mirror with moving iron actuator [J]. *Mechatronics*, 2012, 22(3):257-270.
- [2] 黑沫,鲁亚飞,张智永,等. 基于动力学模型的快速反射镜设计 [J]. *光学精密工程*, 2013, 21(1): 53-61.
HEI M, LU Y F, ZHANG ZH Y, *et al.*. Design of fast steering mirror based on dynamic model [J]. *Opt. Precision Eng.*, 2013, 21(1): 53-61. (in Chinese)
- [3] 张士涛. 音圈式大行程快速反射镜及其视轴稳定技术研究 [D]. 北京:中国科学院大学,2019.
ZHANG SH T. *Research on Large-scale Fast-steering-mirror Driven by Voice Coil Motor and Its Line-of-sight Stabilization Technology* [D]. Beijing: University of Chinese Academy of Sciences, 2019. (in Chinese)
- [4] IBRIR S, SU C Y, OOI B S, *et al.*. Fast and reliable control of steering mirrors with application to free-space communication [J]. *Proceedings of the 2017 International Conference on Advanced Mechatronic Systems*, 2017: 483-488.
- [5] 王震,程雪岷. 快速反射镜研究现状及未来发展 [J]. *应用光学*, 2019,40(3):373-379.
WANG ZH, CHENG X M. Research progress and development trend of fast steering mirror [J]. *Journal of Applied Optics*, 2019, 40(3): 373-379. (in Chinese)
- [6] 杨东,毛耀,丁科,等. 模型参考算法在快速反射镜中的应用 [J]. *红外与激光工程*, 2013, 42(10): 2790-2795.
YANG D, MAO Y, DING K, *et al.*. Application of model reference adaptive algorithm in fast-steering mirrors [J]. *Infrared and Laser Engineering*, 2013, 42(10): 2790-2795. (in Chinese)
- [7] 徐飞飞,纪明,解静,等. FSM在高精度瞄准线稳定系统中的应用研究 [J]. *应用光学*, 2012, 33(1): 9-13.
XU F F, JI M, XIE J, *et al.*. Application of FSM in high accuracy line-of-sight stabilization system [J]. *Journal of Applied Optics*, 2012, 33(1):9-13. (in Chinese)
- [8] 李贤涛,张晓沛,毛大鹏,等. 高精度音圈快速反射镜的自适应鲁棒控制 [J]. *光学精密工程*, 2017, 25(9):2428-2436.
LI X T, ZHANG X P, MAO D P, *et al.*. Adaptive robust control over high-performance VCM-FSM [J]. *Opt. Precision Eng.*, 2017, 25(9): 2428-2436. (in Chinese)
- [9] 孙崇尚. 基于快速反射镜的高精度、宽频带扫描像移补偿技术研究 [D]. 北京:中国科学院大学,2016.
SUN CH SH. *Research on the Scanning Image Motion Compensation Technology Based on Fast Steering with High Precision and Wide Frequency Range* [D]. Beijing: University of Chinese Academy of Sciences, 2016. (in Chinese)
- [10] YU H C, CHEN T C, LIU C S. Adaptive fuzzy logic proportional-integral-derivative control for a miniature autofocus voice coil motor actuator with retaining force [J]. *IEEE Transactions on Magnetics*, 2014, 50(11): 1-4.
- [11] 鲁亚飞. 快速反射镜机械结构特性设计问题研究 [D]. 长沙:国防科学技术大学,2009.
LU Y F. *Research on Fast/Fine Steering Mirror System* [D]. Changsha: National University of Defense Technology, 2009. (in Chinese)
- [12] 徐宁. 基于柔性机构的快速反射镜研究 [D]. 长春:中国科学院大学,2018.
XU N. *Research on Fast Steering Mirror Based on Compliant Mechanism* [D]. Changchun: University of Chinese Academy of Sciences, 2018. (in Chinese)

- [13] 张士涛, 张葆, 李贤涛, 等. 基于零相差轨迹控制方法提升快速反射镜性能 [J]. 吉林大学学报: 工学版, 2018, 48(3): 853-858.
ZHANG SH T, ZHANG B, LI X T, *et al.*. Enhancing performance of FSM based on zero phase error tracking control [J]. *Journal of Jilin University: Engineering and Technology Edition*, 2018, 48(3): 853-858. (in Chinese)
- [14] FUJIMOTO H, FUKUSHIMA K, NAKAGAWA S. Short-span seeking of HDD by vibration suppression PTC based on controllable canonical realization [C]. *The 2005 IEEE/ASME International Conference on Advanced Intelligent Mechatronics*. New York: IEEE, 2005: 7-12.
- [15] MAE M, OHNISHI W, FUJIMOTO H, *et al.*. Perfect tracking control considering generalized controllability indices and application for high-precision stage in translation and pitching [J]. *IEEJ Journal of Industry Applications*, 2019, 8(2): 263-270.
- [16] OHNISHI W, FUJIMOTO H. Perfect tracking control method by multirate feedforward and state trajectory generation based on time axis reversal [J]. *IEEJ Journal of Industry Applications*, 2018, 7(1): 93-101.
- [17] 田大鹏, 吴云洁, 刘晓东. 高精度电机伺服系统控制综合方法 [J]. 电机与控制学报, 2010, 14(7): 66-74.
TIAN D P, WU Y J, LIU X D. Synthesis methods of high precision motor servo system control [J]. *Electric Machines and Control*, 2010, 14(7): 66-74. (in Chinese)
- [18] 吴云洁, 田大鹏, 刘佑民. 飞行仿真转台的完全跟踪控制 [J]. 控制理论与应用, 2011, 28(3): 414-420, 426.
WU Y J, TIAN D P, LIU Y M. Perfect tracking control for flight simulator [J]. *Control Theory & Applications*, 2011, 28(3): 414-420, 426. (in Chinese)
- [19] 程宇龙. 双轴光电跟踪转台的完全跟踪控制研究 [D]. 北京: 北京理工大学, 2016.
CHENG Y L. *Research on Perfect Tracking Control of Dual-axis Opto-electronic Tracking Turntable* [D]. Beijing: Beijing Institute of Technology, 2016. (in Chinese)
- [20] 陈兴林, 刘川, 耿长青, 等. 光刻机工件台直线电机的完全跟踪控制 [J]. 中南大学学报: 自然科学版, 2015, 46(9): 3238-3244.
CHEN X L, LIU CH, GENG CH Q, *et al.*. Perfect tracking control for linear motor in wafer stage of lithography [J]. *Journal of Central South University: Science and Technology*, 2015, 46(9): 3238-3244. (in Chinese)
- [21] MAE M, OHNISHI W, FUJIMOTO H. Inter sample behavior analysis of MIMO multirate feedforward control depending on selection of input multiplicities [J]. *IFAC Papers On Line*, 2019, 52(15): 163-168.
- [22] LI J R, GAN M G. A novel robust perfect tracking control method for nonlinear servo systems [C]. 2018 37th Chinese Control Conference (CCC), Wuhan, 2018: 3790-3795.
- [23] SARPTURK S, ISTEFAKOPULOS Y, KAYNAK O. On the stability of discrete-time sliding mode control systems [J]. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 1987, 32(10): 930-932.

作者简介:



王福超(1988—),男,吉林磐石人,助理研究员,2013年于哈尔滨工程大学获得硕士学位,主要从事伺服控制技术的研究。E-mail: wangfuchao@ciomp.ac.cn



王昱棠(1987—),女,内蒙古呼伦贝尔人,副研究员,2012年于北京理工大学获得硕士学位,2019年于中国科学院大学获得博士学位,主要从事航空成像与测量、运动控制方面的研究。E-mail: ytwang@ciomp.ac.cn