

文章编号 1004-924X(2023)24-3580-15

双轴音圈电机快速反射镜的系统建模与滑模控制

李智斌, 李 亮, 张建强*, 孙崇尚

(山东科技大学 电气与自动化工程学院, 山东 青岛 266590)

摘要:快速反射镜(Fast Steering Mirror, FSM)是高精密光学系统中的关键仪器,基于音圈电机(Voice Coil Actuator, VCA)驱动的柔性支撑FSM存在复杂耦合特性,导致系统模型复杂并严重影响系统的控制性能,对于该问题,本文提出了一种基于系统辨识与模型降阶的双轴积分增广滑模控制方法。首先,采用基于脉冲响应的Hankel矩阵系统辨识方法建立VCA-FSM的精确耦合模型;随后,基于平衡实现与平衡截断,在保证模型精度的前提下对所建立的高阶模型进行降阶;其次,基于降阶模型,采用现代控制理论方法设计积分增广滑模控制器,通过设计状态观测器构造滑模切换函数与控制律,并在控制设计中改进符号函数以消除滑模抖振;最后,基于VCA-FSM伺服控制系统实验平台,开展频域与时域性能测试实验。实验结果表明:本文所提控制方法相较于单轴滑模、PID控制方法,系统的闭环跟踪带宽分别提高了约50.3%,251.3%,扰动抑制带宽分别提高了约39.9%,451.9%,阶跃响应调节时间分别缩短了约29.7%,97.7%,螺旋线跟踪精度分别提高了约48.5%,97.8%,且实现了对存在强耦合特性VCA-FSM的解耦控制。本文所提控制方法充分提高了VCA-FSM的控制性能。

关键词:快速反射镜;音圈电机;系统辨识;模型降阶;滑模控制

中图分类号:TP394.1;TH691.9 **文献标识码:**A **doi:**10.37188/OPE.20233124.3580

System modeling and sliding mode control of dual-axis voice coil actuator fast steering mirror

LI Zhibin, LI Liang, ZHANG Jianqiang*, SUN Chongshang

(College of Electrical Engineering and Automation, Shandong University of Science and Technology, Qingdao 266590, China)

* Corresponding author, E-mail: zhangjg7170@163.com

Abstract: A fast-steering mirror (FSM) is a key instrument in high-precision optical systems. However, the flexible-support FSM driven by a voice coil actuator (VCA) possesses complex coupling characteristics; this leads to a complex system model and severely impacts the control performance. To address this issue, this study proposes a dual-axis integral augmented sliding-mode control method, based on system identification and model reduction. Firstly, an accurate coupled VCA-FSM model is established using the Hankel-matrix system-identification method based on pulse response. Subsequently, based on balanced realization and truncation, the high-order model is reduced, while ensuring model accuracy. Next, an integral augmented sliding-mode controller is designed, adopting a modern control-theory method and using

收稿日期:2023-06-30;修订日期:2023-07-24.

基金项目:国家自然科学基金资助项目(No. 61733017, No. 61933006);山东省自然科学基金资助项目(No. ZR2021QF117, No. ZR2021QF140)

the reduced-order model. A state observer is constructed to create the sliding-mode switching function and control law, and the sign function is improved in the control design to eliminate sliding-mode chattering. Finally, frequency-domain and time-domain performance-testing experiments are conducted on the VCA-FSM servo control-system experimental platform. The experimental results demonstrate that the proposed control method significantly improves the control performance of the VCA-FSM servo system, compared to the single-axis sliding-mode and PID control methods. The closed-loop tracking bandwidth is increased by approximately 50.3% and 251.3%, respectively, the disturbance-suppression bandwidth is increased by approximately 39.9% and 451.9%, respectively, the settling time of the step response is reduced by approximately 29.7% and 97.7%, respectively, and the tracking accuracy of the spiral line is improved by approximately 48.5% and 97.8%, respectively. Moreover, the proposed control method controls the decoupling of the VCA-FSM with strong coupling characteristics. The control method proposed in this study greatly improves the control performance of the VCA-FSM.

Key words: Fast Steering Mirror(FSM); Voice Coil Actuator(VCA); system identification; model reduction; sliding mode control

1 引 言

快速反射镜(Fast Steering Mirror, FSM)作为一种精密光束指向控制仪器,在激光通信、自适应光学、光束跟踪等高精度光学系统中扮演着重要角色,其伺服控制精度决定了高精度光学系统伺服精度的上限。基于音圈电机(Voice Coil Actuator, VCA)驱动的FSM凭借其精度高、响应速度快、行程大和结构紧凑等优点在FSM中占有主导地位^[1]。

相比于压电陶瓷驱动的FSM, VCA-FSM没有非线性迟滞和蠕变等不利特性,对环境适应性强,适用于空间、海洋等复杂环境下的系统控制。但是, VCA-FSM普遍采用柔性支撑结构,对机械加工和装调精度要求极高。然而,由于结构件加工误差、装配误差和柔性支撑结构自身形变等因素,导致VCA-FSM存在复杂轴间耦合问题^[2],严重影响系统的控制性能,以PID、频域校正为代表的传统控制方法难以解决复杂耦合系统的高性能控制问题。

目前, VCA-FSM的控制系统设计以单轴控制策略为主,即不考虑轴间耦合,将实际系统视为两个单输入单输出系统,分别进行控制器的设计。其中,单轴控制策略又以PID及其改进控制算法为主,如模拟PID控制^[3]、模糊自适应PID控制^[4]、PID自适应前馈复合控制^[5]等,也有一些先进控制方法,如自适应控制^[6]、自抗扰控制^[7]、 H_∞

混合灵敏度控制^[8]等。上述控制方法都通过实验验证了其有效性,但忽略了系统必然存在的耦合特性,在存在强耦合特性的VCA-FSM中难以取得较好的控制性能。

为对存在强耦合特性VCA-FSM的高性能控制,需针对耦合模型设计双轴控制方法。文献[9]通过设计X轴校正控制器、Y轴校正控制器、X轴对Y轴的补偿控制器以及Y轴对X轴的补偿控制器,显著提高了双轴VCA-FSM的稳定性和抗干扰能力。文献[10]通过双前馈与双神经网络的解耦算法分别补偿直流耦合分量和非直流耦合分量,大幅度降低了X轴和Y轴间的耦合度。文献[11]通过在控制回路中引入解算网络,使X轴和Y轴相互独立、互不影响,降低控制系统的设计难度,并在此基础上实现了VCA-FSM的双轴闭环控制。上述控制方法能够有效降低系统的轴间耦合,提高控制精度,具有重要的理论意义和实际工程价值。但是,高精度光学系统不仅要求VCA-FSM具有较高指向精度,同时要求其具有高跟踪带宽,且能够有效校正载体抖动和大气扰动等因素带来的干扰。而上述工作均采用的是复合频域校正方法,本质上属于低通滤波算法,跟踪和抗扰性能难以保证,因此,采用先进的多变量控制方法对提升VCA-FSM控制性能具有重要意义。

滑模控制是一种鲁棒性较强的先进控制方法,其对于模型参数不确定性、外部扰动以及系

统间耦合扰动等因素具有较强的抑制能力,对于 VCA-FSM 系统中的柔性模态、轴间耦合等因素具有较好的控制能力,是提高 VCA-FSM 控制性能的理想控制方法之一。但是,需要提及的是,滑模控制的应用主要存在两方面的技术问题,其一,滑模控制器的高性能控制依赖于精确的系统数学模型;其二,滑模抖振可能会激发系统复杂模态进而影响实际控制效果。

对于上述问题,本文开展了系统辨识、模型降阶与滑模控制器设计方面的研究工作,论文的主要内容与贡献可概述为两个方面:(1)采用基于脉冲响应的 Hankel 矩阵系统辨识方法和基于平衡实现与平衡截断的模型降阶方法,建立了双轴 VCA-FSM 系统的精确耦合模型;(2)设计了积分增广滑模控制器,并基于 VCA-FSM 伺服控制系统实验平台对该控制方法进行了测试与评估。

2 VCA-FSM 机理分析与实验平台介绍

2.1 VCA-FSM 伺服机构概述与数学模型描述

本文研究对象为 1 英寸镜面的双轴 VCA-FSM,其结构如图 1 所示,采用柔性铰链作为支撑结构,VCA 作为驱动元件,四象限探测器(Four-quadrant Detector, QD)作为位置检测元件。该结构具有驱动电压低、响应速度快、行程范围大等优点,其偏转角度范围可达 $\pm 1.5^\circ$ 。

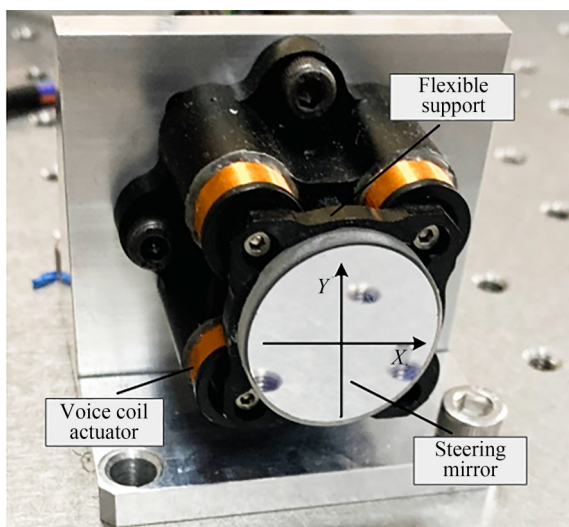


图 1 双轴 VCA-FSM 结构

Fig. 1 Structure of dual-axis VCA-FSM

双轴 VCA-FSM 通过四个圆周分布的 VCA 来实现反射镜在水平(X轴)方向和垂直(Y轴)方向上的偏转。在对控制性能要求不高的系统中,可将 VCA-FSM 视为两个独立的单输入单输出(Single Input Single Output, SISO)系统,即不考虑轴间耦合,以简化控制系统设计。

轴间耦合是指 X 轴和 Y 轴间的运动相互影响,导致系统的控制性能受到限制,这种耦合产生的原因主要有:(1)柔性铰链支撑结构自身的变形以及加工误差引起的两个旋转轴线不垂直;(2)两对 VCA 的坐标轴线与柔性铰链支撑结构旋转轴线的夹角与 45° 有偏差;(3)VCA 与反射镜之间的连接结构导致振动传递和受力不均衡等^[12-13]。

鉴于上述因素,轴间耦合是不可避免的。因此,在高精密光学系统中,要满足高性能指标的要求,必须要考虑耦合特性的影响,将双轴 VCA-FSM 视为一个双输入双输出(Double Input Double Output, DIDO)系统,并采取相应的控制策略来克服这些问题。

如图 2 所示为双轴 VCA-FSM 耦合模型,其中 u_x, u_y 表示在 X 轴和 Y 轴施加的控制电压; θ_x, θ_y 表示反射镜在 X 轴和 Y 轴方向上的偏转角度; $G_{xx}(s)$ 表示控制电压 u_x 与偏转角度 θ_x 之间的传递函数; $G_{xy}(s)$ 表示控制电压 u_x 与偏转角度 θ_y 之间的传递函数; $G_{yx}(s)$ 表示控制电压 u_y 与偏转角度 θ_x 之间的传递函数; $G_{yy}(s)$ 表示控制电压 u_y 与偏转角度 θ_y 之间的传递函数。耦合模型数学描述如式(1)所示:

$$\begin{bmatrix} \theta_x(s) \\ \theta_y(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{xx}(s) & G_{yx}(s) \\ G_{xy}(s) & G_{yy}(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_x(s) \\ U_y(s) \end{bmatrix}, \quad (1)$$

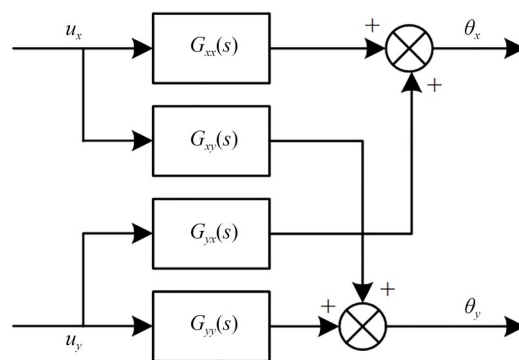


图 2 双轴 VCA-FSM 耦合模型

Fig. 2 Coupling model of dual-axis VCA-FSM

其中: $U_x(s)$, $U_y(s)$ 表示控制电压 u_x , u_y 的拉氏变换; $\Theta_x(s)$, $\Theta_y(s)$ 表示偏转角度 θ_x , θ_y 的拉氏变换。

2.2 VCA-FSM 伺服控制系统实验平台介绍

VCA-FSM 伺服控制系统实验平台如图 3 所示,主要包括 dSPACE, AD/DA, 电压放大驱动电路, VCA, 反射镜及 QD 等部件。实验平台采用 10 kHz 采样频率, 采样周期为 0.000 1 s, 通过上位机软件 Control Desk 实时控制此系统的运行和终止。

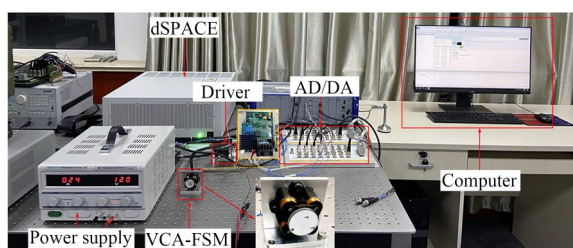


图 3 VCA-FSM 伺服控制系统实验平台

Fig. 3 Experimental platform of VCA-FSM servo control system

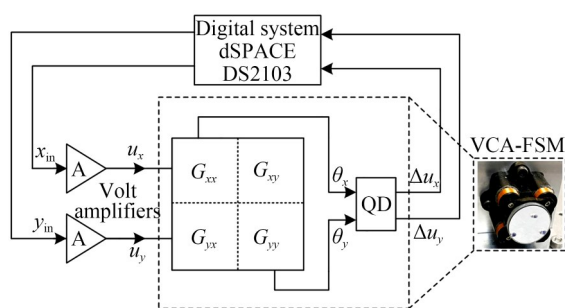


图 4 VCA-FSM 伺服控制系统原理框图

Fig. 4 Schematic diagram of VCA-FSM servo control system

VCA-FSM 伺服控制系统的工作原理框图如图 4 所示。通过 QD 输出由反射镜的偏转角度 (θ_x, θ_y) 引起的反馈电压 $(\Delta u_x, \Delta u_y)$; 通过实验平台的 AD 接口采集 QD 的输出信号, 并在 dSPACE 中解算出伺服机构反射镜的偏转角度, 与参考信号一起经过控制算法运算后得到伺服机构的控制信号 (x_{in}, y_{in}) ; 通过 DA 接口输出控制信号, 并经过电压放大器放大后 (u_x, u_y) 驱动伺服机构的两对 VCA 执行推拉工作, 从而实现双轴闭环控制。

3 VCA-FSM 系统辨识与模型降阶

由于 VCA-FSM 的柔性模态与复杂耦合特性导致其模型很难被准确描述, 这就造成了基于 VCA-FSM 自身物理特性建立的数学模型与实际系统无法很好地匹配。而现如今, 先进控制方法的应用更加依赖于准确的数学模型, 因此, VCA-FSM 的精确建模是滑模控制应用的前提和关键条件。下文分别从系统辨识与模型降阶两个方面开展了研究工作, 建立了 VCA-FSM 的精确耦合模型。

关于双轴 VCA-FSM 的系统辨识与模型降阶可理解为对 G_{xx} , G_{xy} , G_{yx} , G_{yy} 四个 SISO 子系统模型的阶次与参数辨识以及对其并联组合模型的降阶, 技术方法路线如图 5 所示。

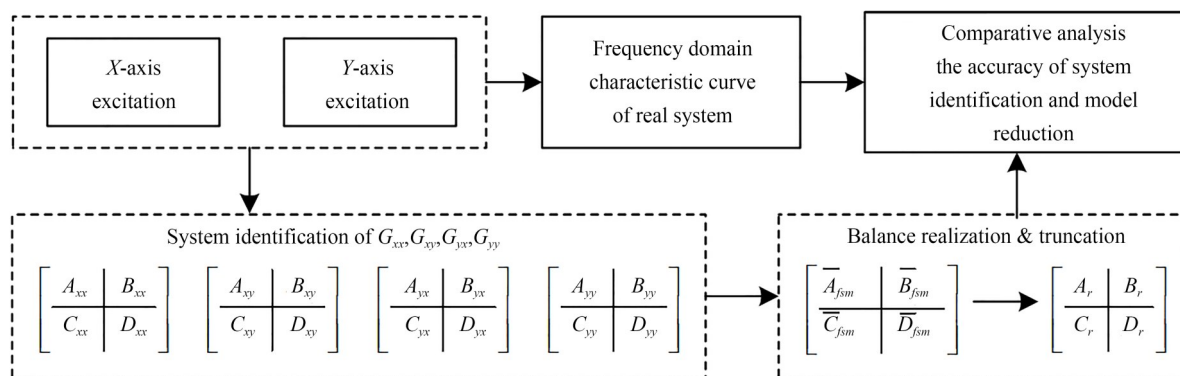


图 5 VCA-FSM 系统辨识与模型降阶技术方法路线

Fig. 5 Technology method route of VCA-FSM system identification & model reduction

3.1 基于脉冲响应的 Hankel 矩阵系统辨识方法

本文在参考文献[14-15]的基础上开展 VCA-FSM 子系统模型的阶次与参数辨识。

设 VCA-FSM 子系统的离散状态空间方程为:

$$\begin{cases} x(k+1) = \hat{A}x(k) + \hat{B}u(k) \\ y(k) = \hat{C}x(k) + \hat{D}u(k) \end{cases} \quad (2)$$

其脉冲响应序列 $g(k)$ 与系统离散状态空间方程的参数满足如式(3)所示的关系:

$$g(k) = \begin{cases} \hat{D}, & k=0 \\ \hat{C}\hat{A}^{k-1}\hat{B}, & k=1, 2, \dots \end{cases} \quad (3)$$

根据系统脉冲响应构造的 d 维 Hankel 矩阵 H 与系统离散状态空间方程参数的关系如式(4)所示:

$$H = \begin{bmatrix} g(1) & g(2) & \dots & g(d) \\ g(2) & g(3) & \dots & g(d+1) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ g(d) & g(d+1) & \dots & g(2d-1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{C} \\ \hat{C}\hat{A} \\ \vdots \\ \hat{C}\hat{A}^{d-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{B} & \hat{A}\hat{B} & \dots & \hat{A}^{d-1}\hat{B} \end{bmatrix} \quad (4)$$

对 d 维 Hankel 矩阵 H 进行奇异值进行分解:

$$H = U \text{diag}\{\sigma_1 \ \sigma_2 \ \dots \ \sigma_d\} V^T, \quad (5)$$

其中: $U = [u_1 \ u_2 \ \dots \ u_d]$, $V = [v_1 \ v_2 \ \dots \ v_d]$, $\sigma_1 \geq \sigma_2 \geq \dots \geq \sigma_e \gg \sigma_{e+1} \geq \dots \geq \sigma_d \geq 0$ 。

利用实验数据构造的 Hankel 矩阵通常是非奇异矩阵(即所有的奇异值均大于零),但是大部分的非零奇异值是由于测量噪声引起的。Hankel 矩阵的奇异值可表征系统各模态在系统中的重要程度,将奇异值从大到小排列,根据奇异值跳变的位置选择系统的阶次,故选择系统阶次为 e 。

根据确定的系统阶次,将 Hankel 矩阵 H 奇异值分解的结果进一步分解:

$$\begin{aligned} H &= U \text{diag}\{\sigma_1 \ \sigma_2 \ \dots \ \sigma_d\} V^T = \\ &[U_1 \ U_2] \text{diag}\left\{\sum_1 \ \sum_2\right\} [V_1 \ V_2]^T = \\ &U_1 \sum_1 V_1^T + U_2 \sum_2 V_2^T \approx U_1 \sum_1 V_1^T, \end{aligned} \quad (6)$$

其中: $U_1 = [u_1 \ u_2 \ \dots \ u_e]$, $V_1 = [v_1 \ v_2 \ \dots \ v_e]$, $\sum_1 = \text{diag}\{\sigma_1 \ \sigma_2 \ \dots \ \sigma_e\}$ 。

结合式(4),系统参数 $\hat{C}$ 和 $\hat{B}$ 可被选择为:

$$\begin{cases} \hat{C} \approx (U_1 \sqrt{\sum_1})_{E^1} \\ \hat{B} \approx (\sqrt{\sum_1} V_1^T)_{E_1} \end{cases} \quad (7)$$

其中: E^1 表示矩阵的第一行, E_1 表示矩阵的第一列。

根据式(4),再构建新的 d 维 Hankel 矩阵 H_1 :

$$\begin{aligned} H_1 &= \begin{bmatrix} g(2) & g(3) & \dots & g(d+1) \\ g(3) & g(4) & \dots & g(d+2) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ g(d+1) & g(d+2) & \dots & g(2d) \end{bmatrix} = \\ &\begin{bmatrix} \hat{C} \\ \hat{C}\hat{A} \\ \vdots \\ \hat{C}\hat{A}^{d-1} \end{bmatrix} \hat{A} \begin{bmatrix} \hat{B} & \hat{A}\hat{B} & \dots & \hat{A}^{d-1}\hat{B} \end{bmatrix} \approx \\ &U_1 \sqrt{\sum_1} \hat{A} \sqrt{\sum_1} V_1^T. \end{aligned} \quad (8)$$

由此,可确定系统参数 $\hat{A}$:

$$\hat{A} \approx (\sqrt{\sum_1})^{-1} U_1^T H_1 V_1 (\sqrt{\sum_1})^{-1}. \quad (9)$$

同时,实际工程中都满足系统参数 $\hat{D} = [0]$ 。

综上,可确定 VCA-FSM 子系统的离散数学模型。利用 Matlab 软件中的 d2c 函数将离散数学模型转化为连续时间数学模型,以方便后续模型降阶及滑模控制系统设计。

3.2 VCA-FSM 系统辨识

基于图 3 所示的实验平台开展系统辨识实验。

选取两个周期的幅值为 5 mV、阶次为 14 的伪随机序列作为激励信号。给 X 轴施加激励信号, Y 轴自由;给 Y 轴施加激励信号, X 轴自由, X 轴和 Y 轴响应如图 6 所示。可以看出,反射镜在 X (或 Y)轴方向 VCA 的驱动下绕 X (或 Y)轴偏转的同时,在 Y (或 X)轴方向上产生了较大的耦合运动。

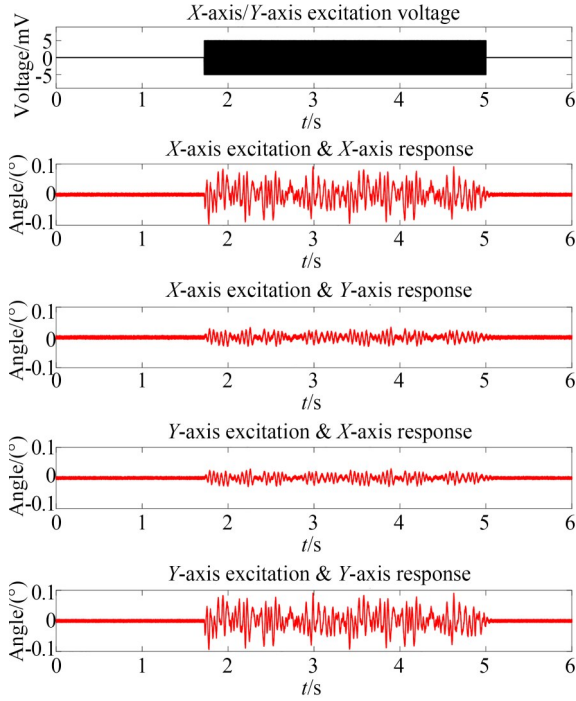


图6 激励信号与响应信号曲线

Fig. 6 Excitation signal & response signal curve

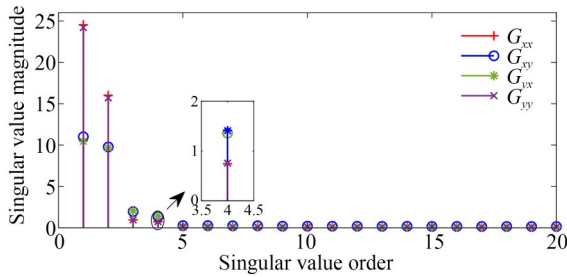


图7 Hankel矩阵奇异值

Fig. 7 Singular value of the Hankel matrix

VCA-FSM从静态转变为伪随机信号激励下的动态过程中存在过渡过程,会导致模型参数计算不准确,因此根据第二个周期的实验数据,分别针对 G_{xx} , G_{xy} , G_{yx} , G_{yy} 四个SISO子系统开展系统辨识。Hankel矩阵的奇异值如图7所示,选择四个SISO子系统模型的阶次均为4。

由此,根据式(7)和式(9)可确定系统离散数学模型,通过Matlab连续化后,得到其对应连续系统数学模型的状态空间实现分别为:

$$\begin{aligned} G_{xx} &= \begin{bmatrix} A_{xx} & B_{xx} \\ C_{xx} & D_{xx} \end{bmatrix}, G_{xy} = \begin{bmatrix} A_{xy} & B_{xy} \\ C_{xy} & D_{xy} \end{bmatrix}, \\ G_{yx} &= \begin{bmatrix} A_{yx} & B_{yx} \\ C_{yx} & D_{yx} \end{bmatrix}, G_{yy} = \begin{bmatrix} A_{yy} & B_{yy} \\ C_{yy} & D_{yy} \end{bmatrix}, \end{aligned} \quad (10)$$

其中:

$$\begin{aligned} A_{xx} &= \begin{bmatrix} -27.28 & 125.56 & 0 & 0 \\ -125.56 & -27.28 & -33.46 & 0.81 \\ 0 & 0 & -26.06 & 148.61 \\ 0 & 0 & -148.61 & -26.06 \end{bmatrix}, \\ A_{xy} &= \begin{bmatrix} -25.82 & 127.16 & 0 & 0 \\ -127.16 & -25.82 & -97.94 & 3.60 \\ 0 & 0 & -27.20 & 146.29 \\ 0 & 0 & -146.29 & -27.20 \end{bmatrix}, \\ A_{yx} &= \begin{bmatrix} -26.43 & 125.16 & 0 & 0 \\ -125.16 & -26.43 & -87.47 & 12.76 \\ 0 & 0 & -24.66 & 147.05 \\ 0 & 0 & -147.05 & -24.66 \end{bmatrix}, \\ A_{yy} &= \begin{bmatrix} -28.13 & 124.73 & 0 & 0 \\ -124.73 & -28.13 & -36.70 & 0.75 \\ 0 & 0 & -27.63 & 148.32 \\ 0 & 0 & -148.32 & -27.63 \end{bmatrix}, \end{aligned}$$

$$B_{xx} = [0 \ 0 \ 0 \ 51.50]^T,$$

$$B_{xy} = [0 \ 0 \ 0 \ 20.86]^T,$$

$$B_{yx} = [0 \ 0 \ 0 \ 21.06]^T,$$

$$B_{yy} = [0 \ 0 \ 0 \ 55.87]^T,$$

$$C_{xx} = [-33.07 \ -2.07 \ 41.02 \ -0.99],$$

$$C_{xy} = [26.61 \ -0.86 \ -7.38 \ 0.27],$$

$$C_{yx} = [27.59 \ 1.21 \ -2.14 \ 0.31],$$

$$C_{yy} = [-27.99 \ -4.65 \ 37.69 \ -0.77],$$

$$D_{xx} = [0], D_{xy} = [0], D_{yx} = [0], D_{yy} = [0].$$

基于线性子系统并联组合理论^[16],得到双轴VCA-FSM系统DIDO耦合模型的状态空间实现为:

$$G = \begin{bmatrix} A_{fsm} & B_{fsm} \\ C_{fsm} & D_{fsm} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{xx} & 0 & 0 & 0 & B_{xx} & 0 \\ 0 & A_{xy} & 0 & 0 & B_{xy} & 0 \\ 0 & 0 & A_{yx} & 0 & 0 & B_{yx} \\ 0 & 0 & 0 & A_{yy} & 0 & B_{yy} \\ \hline C_{xx} & 0 & C_{yx} & 0 & D_{xx} & D_{yx} \\ 0 & C_{xy} & 0 & C_{yy} & D_{xy} & D_{yy} \end{bmatrix}. \quad (11)$$

3.3 VCA-FSM 模型降阶

通过上述辨识方法得到的双轴 VCA-FSM 系统的 DIDO 耦合数学模型阶次为 $G_{xx}, G_{xy}, G_{yx}, G_{yy}$ 四个子系统模型阶次之和,即耦合系统模型阶次为 16,高阶次模型会导致滑模控制系统设计复杂、数字控制系统难以实现等问题。因此,有必要对 VCA-FSM 系统的高阶次数学模型进行降阶。

本文在参考文献[17-18]的基础上开展 VCA-FSM 系统 DIDO 耦合模型的降阶。

系统(11)的能控性格拉姆矩阵 L_c 与能观测性格拉姆矩阵 L_o 满足以下李亚普诺夫方程,其中 L_c 与 L_o 均为正定矩阵^[19]。

$$\begin{cases} A_{\text{fsm}} L_c + L_c A_{\text{fsm}}^T + B_{\text{fsm}} B_{\text{fsm}}^T = 0 \\ A_{\text{fsm}}^T L_o + L_o A_{\text{fsm}} + C_{\text{fsm}}^T C_{\text{fsm}} = 0 \end{cases} \quad (12)$$

存在线性非奇异平衡变换矩阵 T ,使得变换后系统的能控性格拉姆矩阵 $\bar{L}_c$ 与能观测性格拉姆矩阵 $\bar{L}_o$ 满足以下关系:

$$\bar{L}_c = T L_c T^T = \mathbf{A}, \quad \bar{L}_o = (T^{-1})^T L_o T^{-1} = \mathbf{A}, \quad (13)$$

其中: $\mathbf{A} = \text{diag}\{\lambda_1 \quad \lambda_2 \quad \dots \quad \lambda_N\}$, 其对角元素为系统奇异值,且 $\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \dots \geq \lambda_r \gg \lambda_{r+1} \geq \dots \geq \lambda_N \geq 0$ 。

变换后系统的平衡实现模型为:

$$\bar{G} = \begin{bmatrix} \bar{A}_{\text{fsm}} & \bar{B}_{\text{fsm}} \\ \bar{C}_{\text{fsm}} & \bar{D}_{\text{fsm}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T A_{\text{fsm}} T^{-1} & T B_{\text{fsm}} \\ C_{\text{fsm}} T^{-1} & D_{\text{fsm}} \end{bmatrix}. \quad (14)$$

系统模型平衡实现后,根据系统奇异值的大小对所得到的平衡模型进行平衡截断,保留奇异值相对较大的这部分系统,故选择降阶系统的阶次为 r ,从而得到平衡截断后的降阶模型。

$$\bar{G} = \begin{bmatrix} \bar{A}_{\text{fsm}} & \bar{B}_{\text{fsm}} \\ \bar{C}_{\text{fsm}} & \bar{D}_{\text{fsm}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{A}_{11} & \bar{A}_{12} & \bar{B}_1 \\ \bar{A}_{21} & \bar{A}_{22} & \bar{B}_2 \\ \bar{C}_1 & \bar{C}_2 & \bar{D} \end{bmatrix} \approx \begin{bmatrix} \bar{A}_{11} & \bar{B}_1 \\ \bar{C}_1 & \bar{D} \end{bmatrix} = G_r \quad (15)$$

其中, G_r 维数为 r 。

根据上述降阶方法,得到 VCA-FSM 系统平衡实现模型的奇异值如图 8 所示。

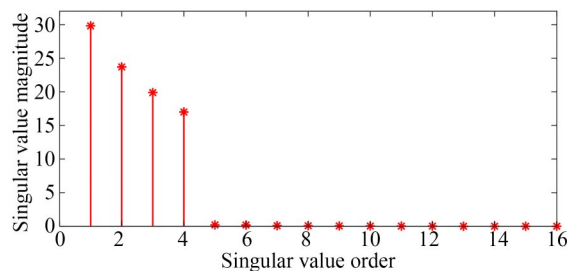


图 8 系统平衡实现模型的奇异值

Fig. 8 Singular value of system's balanced realization model

选择降阶模型的阶次为 4,得到降阶模型的状态空间实现为:

$$G_r = \begin{bmatrix} A_r & B_r \\ C_r & D_r \end{bmatrix}, \quad (16)$$

其中:

$$\begin{aligned} A_r &= \begin{bmatrix} -20.49 & 2.79 & 125.68 & -1.98 \\ -2.98 & -20.41 & -3.79 & -147.11 \\ -125.67 & 3.48 & -32.09 & 3.62 \\ 2.04 & 147.13 & -3.26 & -29.58 \end{bmatrix}, \\ B_r &= \begin{bmatrix} 25.52 & -20.77 & 26.74 & 21.10 \\ -23.89 & -23.15 & -23.69 & 23.68 \end{bmatrix}^T, \\ C_r &= \begin{bmatrix} 24.68 & -22.28 & -25.40 & -21.97 \\ -24.76 & -21.70 & 25.12 & -22.87 \end{bmatrix}, \\ D_r &= \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}. \end{aligned}$$

式(16)所示的降阶模型(绿色实线)、式(10)所示的辨识模型(蓝色实线)与真实系统(红色实线)的频率特性曲线对比如图 9 所示(彩图见期刊电子版)。

根据图 9 可得:(1)基于脉冲响应的 Hankel 矩阵系统辨识方法建立的系统模型能够充分表征系统的幅频特性与相频特性;(2)基于平衡实现与平衡截断模型降阶方法得到的降阶模型与未降阶模型的频率特性具有极高的相似性,可满足高性能控制系统的设计需求;(3)系统存在强耦合特性,且系统在 80 Hz 后出现了较大的不确定性,这对控制系统的设计带来了很大挑战,控制器必须具有一定的鲁棒性,以保证系统的稳定控制。

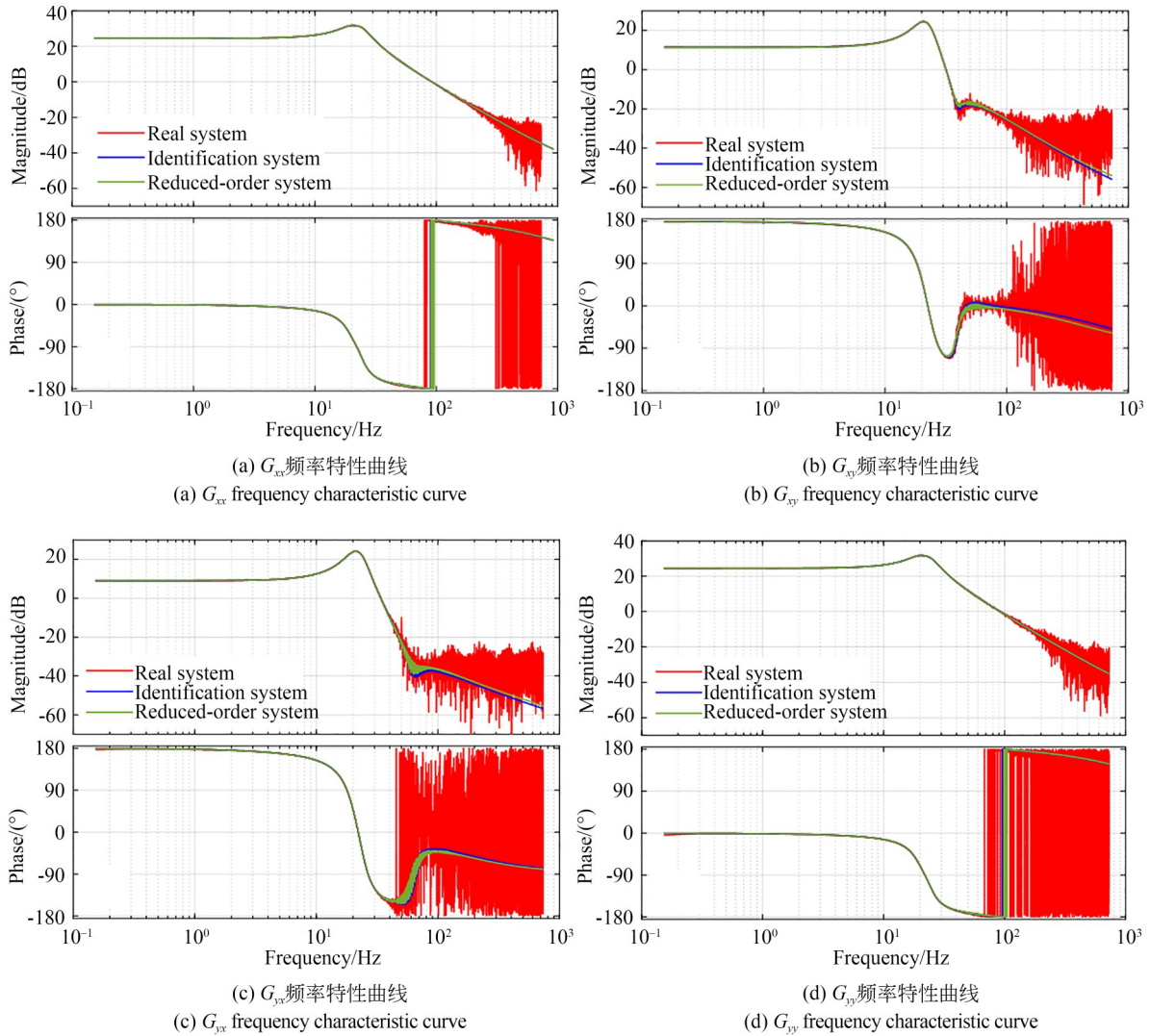


图9 降阶前后模型与实际系统的频率特性对比曲线

Fig. 9 Comparison curves of frequency characteristic of the model and the actual system before and after the reduction

4 控制器设计

4.1 积分增广滑模控制器设计

VCA-FSM的DIDO耦合模型是通过系统辨识与模型降阶得到的,所得模型的状态变量并无实际物理意义,因此无法直接通过控制状态变量使系统实现对参考信号的跟踪。为了实现跟踪,根据内模原理,引入积分环节,构成积分增广的系统,使增广后的系统具有跟踪性能。

根据系统降阶模型的状态空间实现(16),其对应的状态空间方程可写为:

$$\begin{aligned} \dot{x}_r &= A_r x_r + B_r u \\ y &= C_r x_r \end{aligned} \quad (17)$$

其中: A_r 为 $n \times n$ 矩阵, B_r 为 $n \times m$ 矩阵, C_r 为 $l \times n$ 矩阵。

要求系统输出 $y(t)$ 跟踪参考信号 $y_d(t)$,定义偏差信号为 $e(t)$,对偏差信号进行积分,其数学描述为:

$$\eta(t) = \int_0^t e(\tau) d\tau = \int_0^t [y(\tau) - y_d(\tau)] d\tau. \quad (18)$$

对式(18)求导可得:

$$\dot{\eta}(t) = e(t) = C_r x_r - y_d. \quad (19)$$

由于积分器的引入使原系统升阶,故可将积分器的输出 η 选作附加的状态变量,从而对原系统进行增广,得到积分增广后的系统模型为:

$$\begin{bmatrix} \dot{\eta} \\ \dot{x}_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & C_r \\ 0 & A_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \eta \\ x_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ B_r \end{bmatrix} u + \begin{bmatrix} -y_d \\ 0 \end{bmatrix}, \quad (20)$$

$$y = \begin{bmatrix} 0 & C_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \eta \\ x_r \end{bmatrix}$$

记增广后的系统为 $\dot{x} = Ax + Bu + Wy_d$, $y = Cx$, 其中 $x = \begin{bmatrix} \eta \\ x_r \end{bmatrix}$, $A = \begin{bmatrix} 0 & C_r \\ 0 & A_r \end{bmatrix}$, $B = \begin{bmatrix} 0 \\ B_r \end{bmatrix}$, $W = \begin{bmatrix} -I \\ 0 \end{bmatrix}$, $C = \begin{bmatrix} 0 & C_r \end{bmatrix}$.

积分增广后,系统由原来的 n 维变为了 $n+l$ 维,为了能够采用滑模控制,且能够获得稳定的、动态性能满意的系统,必须要求增广后的系统能控。

已知 $\text{rank}[B \ AB \ A^2B \ A^3B \ A^4B \ A^5B] = 6$, 由系统能控性秩判据可知,增广系统能控,故可对积分增广后的系统进行滑模控制器设计。

设计一个滑模控制器主要包括两个部分:

(1)设计切换函数 s , 保证其所确定的滑模运动渐进稳定,且具有良好的动态品质;(2)设计控制律 u , 该控制必须满足可达性条件,即使得系统的状态运动点能够在有限时间内被驱动到切换面 ($s=0$) 上。

4.1.1 滑模切换函数设计

设切换函数为:

$$s = Mx, \quad (21)$$

其中, M 为 $l \times (n+l)$ 切换函数系数矩阵。则滑模控制系统沿切换面进行滑模运动时的滑模方程为:

$$\dot{x} = [I - B(MB)^{-1}M]Ax. \quad (22)$$

已知 $\text{rank}B = m$, 故存在非奇异线性变换 $x = P^{-1}\tilde{x}$, 使增广系统(20)转换为如下简约型^[20]:

$$\begin{bmatrix} \dot{\tilde{x}}_1 \\ \dot{\tilde{x}}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{A}_{11} & \tilde{A}_{12} \\ \tilde{A}_{21} & \tilde{A}_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{x}_1 \\ \tilde{x}_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \tilde{B}_2 \end{bmatrix} u, \quad (23)$$

其中: $\tilde{x}_1 \in R^{n+l-m}$, $\tilde{x}_2 \in R^m$, $\tilde{B}_2$ 为 $m \times m$ 可逆方阵。

同时,其相应的切换面变换为:

$$s = MP^{-1}\tilde{x} = \tilde{M}_1\tilde{x}_1 + \tilde{M}_2\tilde{x}_2 = 0, \quad (24)$$

其中, $\tilde{M}_2$ 为 $m \times m$ 可逆方阵,因此,在切换面上有:

$$\tilde{x}_2 = -\tilde{M}_2^{-1}\tilde{M}_1\tilde{x}_1 = -K\tilde{x}_1. \quad (25)$$

将式(25)代入式(23),可得:

$$\dot{\tilde{x}}_1 = (\tilde{A}_{11} - \tilde{A}_{12}K)\tilde{x}_1. \quad (26)$$

式(26)与式(22)完全等价,从而滑模控制系统可等价如式(26)所示的降阶方程。

由 (A, B) 能控,可得出 $(\tilde{A}_{11}, \tilde{A}_{12})$ 必是能控的^[16]。因此系统(26)的极点可由 K 任意配置。结合式(24),可得切换函数系数矩阵 M 为:

$$M = [K \ \tilde{M}_2]P. \quad (27)$$

显然,切换函数(21)的设计可以保证其所确定的滑模运动渐进稳定,且具有良好的动态品质。

4.1.2 滑模控制律设计

为了保证滑模运动的存在,滑模控制律必须满足可达性条件:

$$s\dot{s} \leq 0. \quad (28)$$

为了满足可达性条件并消除滑模抖振,本文采用改进指数趋近律方法。传统指数趋近律如下:

$$\dot{s} = -\epsilon \text{sgn}(s) - ks. \quad (29)$$

传统指数趋近律虽能够有效抑制滑模抖振,但却无法将其消除,为消除抖振,本文采用连续函数 $\text{sgmf}(s) = 2\left(\frac{1}{1+e^{-\alpha s}} - \frac{1}{2}\right)$ 替代符号函数 $\text{sgn}(s)$ 。

改进指数趋近律如下:

$$\dot{s} = -\epsilon \text{sgmf}(s) - ks, \quad (30)$$

其中: $\epsilon > 0, k > 0, \alpha > 0$ 。 ϵ, k, α 是改进指数趋近律的三个参数,可通过设置 ϵ, k, α 的取值,调整滑模控制的趋近过程。

由改进指数趋近律(30),可得出满足可达性条件(28)的滑模控制律 u :

$$\dot{s} = M\dot{x} = M(Ax + Bu) = -\epsilon \text{sgmf}(s) - ks. \quad (31)$$

求得滑模控制律 u 为:

$$u = -(MB)^{-1}(MAx + \epsilon \text{sgmf}(s) + ks). \quad (32)$$

稳定性分析:滑模控制系统存在着特殊的滑模运动。当 $s=0$ 时,系统沿着切换面进行滑模运动,只要适当地如式(27)设计 M 就能保证系统(22)的稳定性;当 $s \neq 0$ 时,设计李亚普诺夫函数 $V(x) = s^2$, 因滑模控制律 u 始终保证式(28)成立,故 $\dot{V}(x) \leq 0$ 。可见以上滑模控制系统渐进稳定。

4.2 状态观测器设计

在积分增广滑模控制器的设计中,滑模切换函数与控制律均由积分增广系统的全维状态变

量构造。对于积分增广系统(20),状态变量 η 为跟踪误差的积分,可测量;状态变量 x_r 是原系统的状态变量,不具实际物理意义,无法测量。因此,为实现滑模控制,可针对积分增广系统设计降维状态观测器,此时,观测器仅针对原系统(17)进行状态估计。

已知 $\text{rank}[C_r^T A_r^T C_r^T (A_r^T)^2 C_r^T (A_r^T)^3 C_r^T] = 4$,由系统能观测性秩判据可知,原系统能观测,因此可通过设计状态观测器估计原系统的状态 x_r 。

状态观测器的形式如下:

$$\dot{\hat{x}}_r = (A_r - LC_r)\hat{x}_r + B_r u + L y, \quad (33)$$

其中, L 为调节 $\hat{x}_r$ 渐进于 x_r 的反馈增益矩阵。

利用观测器理论,在状态 x_r 不可测的情况下,即不能构造切换函数 $s = Mx$ 时,根据估计出的状态 $\hat{x}_r$ 来代替 x_r ,从而构造出渐进的切换函数:

$$\hat{s} = M\hat{x}, \quad (34)$$

其中, $\hat{x} = [\eta \quad \hat{x}_r]^T$ 。

显然,有 $\hat{s} \neq s$, $\lim_{t \rightarrow \infty} \hat{s} = s$,这说明用 $\hat{s}$ 代替 s 是近似的,但随着 $t \rightarrow \infty$, $\hat{s}$ 会极其迅速地接近 s ,只要 $(A_r - LC_r)$ 的特征根实部取得足够负^[20]。

根据分离原理^[16],基于极点配置的滑模控制器设计与状态观测器设计可以分开进行,所以其相应的滑模控制律可变为:

$$u = -(MB)^{-1}(MA\hat{x} + \epsilon \text{smgf}(\hat{s}) + k\hat{s}). \quad (35)$$

因此,针对增广系统(20),采用状态观测器(33)、切换函数(34)和控制律(35)的设计方案,可确保控制系统的稳定性^[20],并可实现对参考信号的跟踪。

双轴 VCA-FSM 滑模伺服控制系统结构框图如图 10 所示。

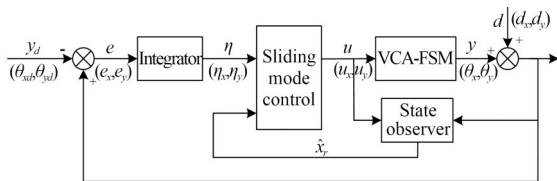


图 10 双轴 VCA-FSM 滑模控制系统结构框图

Fig. 10 Structure diagram of dual-axis VCA-FSM sliding mode control system

5 实验验证与分析

本部分基于 VCA-FSM 数学模型设计控制系统,并开展了频域与时域性能测试实验^[21]。为证明双轴滑模控制(Dual-axis Sliding Mode Control, D-SMC)方法的有效性和先进性,将其与单轴滑模控制(Single-axis Sliding Mode Control, S-SMC)和 PID 控制方法进行对比。

特殊说明的是,本研究开展的是较大行程的控制实验,若缩小偏转角度范围,可通过调整控制器参数,增加控制器增益,进一步提高系统的控制性能。

5.1 实验参数设定

在实验中,通过反复进行数值仿真与上机调试,综合考虑系统的稳定性、鲁棒性、响应速度等因素,进行极点的选择和调整,最终确定等价系统(26)的极点为 $[-960 \pm 400j \quad -960 \pm 400j]$,求得其相应的状态反馈系数矩阵为 $K = \begin{bmatrix} 3.46 & 0.07 & 0.17 & -0.16 \\ 0.25 & 3.47 & -0.16 & -0.17 \end{bmatrix}$,选取 $\tilde{M}_2 = \begin{bmatrix} 1.5 & 0 \\ 0 & 1.5 \end{bmatrix}$,求得滑模切换函数系数矩阵为 $M = \begin{bmatrix} 3.46 & 0.07 & 0.17 & -0.16 & -0.14 & -0.12 \\ 0.25 & 3.47 & -0.16 & -0.17 & 0.13 & -0.13 \end{bmatrix}$;在实际工程应用中,为保证有较好的控制精度、快速性和超调量等动态性能,状态观测器的极点应远小于被观测系统的极点,因此,配置状态观测器(33)的极点为 $[-3380 \pm 1400j \quad -3380 \pm 1400j]$,求得其相应的反馈增益矩阵为 $L = \begin{bmatrix} 1088 & -1039 & 959 & 862 \\ -1073 & -1086 & -889 & 923 \end{bmatrix}^T$ 。D-SMC 与 S-SMC 方法的改进指数趋近律(30)参数确定为 $\alpha = 36, k = 2400, \epsilon = 35$,通过这些参数的选择,可实现滑模运动的快速趋近和更好的控制性能。

根据闭环频率特性和阶跃响应表现,经过多次实验调整,最终确定 PID 控制器的参数为:

$$K_x = K_y = 0.06 + \frac{1.67}{s}.$$

需要强调的是,具体参数选择需要根据实际系统的特性和性能要求进行调整。不同系统的参数需求可能有所不同,因此,在实际应用中,需要通过实验调整来确定最佳的参数值,以实现所需的控制性能。以上提到的参数值仅作为本次

研究的一个示例。

5.2 伺服控制实验

基于图 3 所示的 VCA-FSM 伺服控制系统实验平台,对上述三种不同控制系统进行了频域和时域性能测试,并分别从闭环跟踪带宽、轴间耦合闭环频率特性、扰动抑制带宽、阶跃响应动态性能、轴间耦合运动特性及螺旋线跟踪精度等方面全面评价了控制方法的控制性能。

5.2.1 频域性能测试

(1) 闭环频率特性

X 轴参考信号(θ_{xd})为幅值 0.15° 、频率 $0.1 \sim 1\,000$ Hz 的正弦扫频信号,Y 轴参考信号(θ_{yd})为 0,X-X 轴和 X-Y 轴频率特性曲线如图 11(a)和图 11(b)所示;Y 轴参考信号为幅值 0.15° 、频率 $0.1 \sim 1\,000$ Hz 的正弦扫频信号,X 轴参考信

号为 0,Y-X 轴和 Y-Y 轴频率特性曲线如图 11(c)和图 11(d)所示,X 轴和 Y 轴的闭环频域性能表现几乎一致。

从图 11(a)和图 11(d)可以看出,三种不同控制方法下系统的 X 轴闭环跟踪带宽(-3 dB)分别为 141 Hz, 94 Hz 和 40 Hz;Y 轴闭环跟踪带宽分别为 140 Hz, 93 Hz 和 40 Hz,D-SMC 相比于 S-SMC 和 PID 的闭环跟踪带宽分别提升了约 50.3% 和 251.3% ,且 D-SMC 方法下伺服系统的闭环跟踪带宽远大于系统不确定性出现的频率(80 Hz),这表明 D-SMC 方法具有很强的鲁棒性。

从图 11(b)和图 11(c)可以看出,D-SMC 和 S-SMC 方法下系统的 X-Y 轴耦合和 Y-X 轴耦合的幅频特性曲线均位于 -20 dB 以下,系统的轴间耦

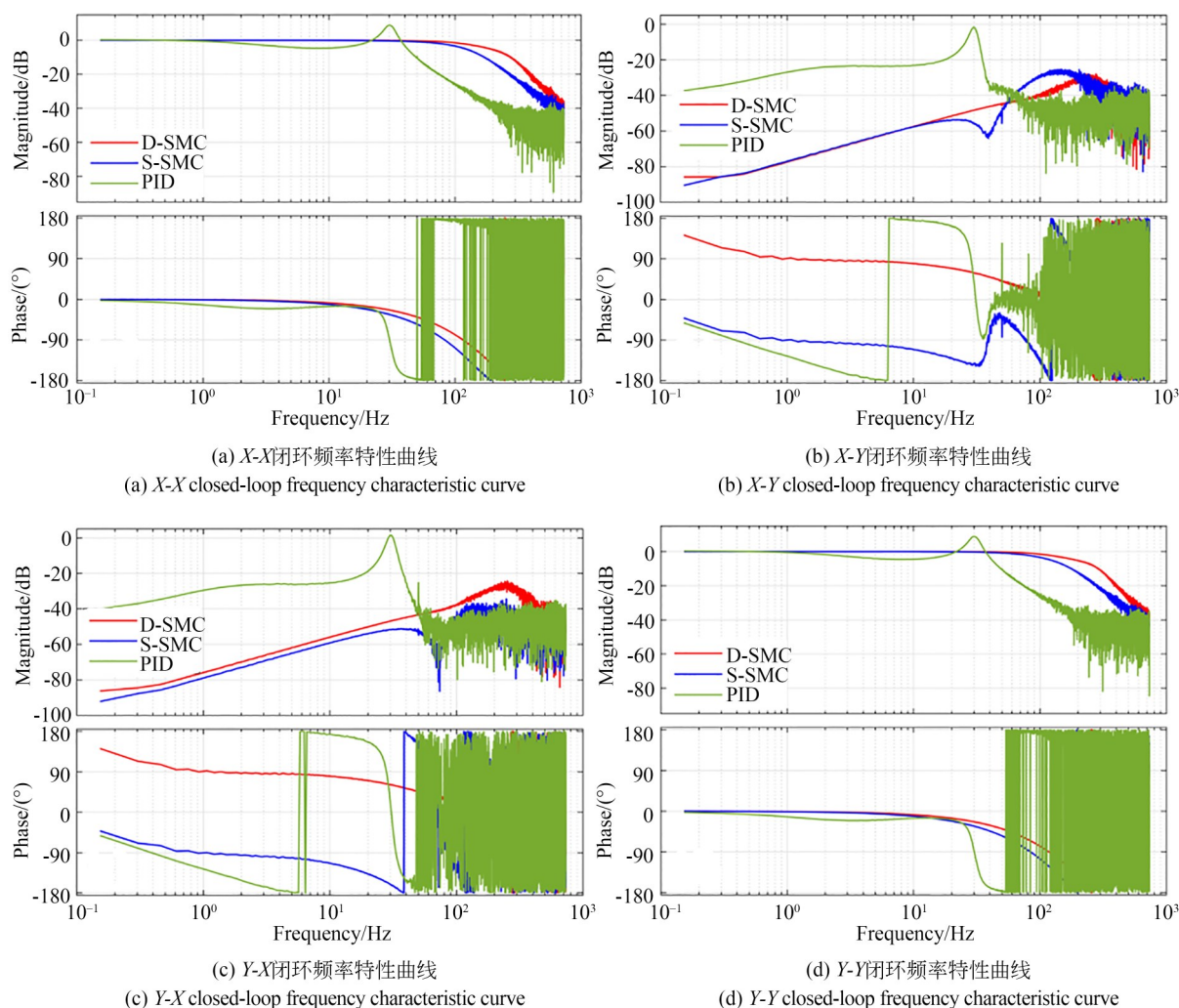


图 11 闭环频率特性曲线

Fig. 11 Closed-loop frequency characteristic curve

合基本消除,通过控制实现了解耦,而PID控制方法下系统X轴和Y轴间仍存在较大的耦合。

一般情况下,增加PID控制器的增益可以提高控制带宽。但是,根据频率特性曲线,PID控制系统存在一个较大的谐振峰值,约为10 dB@30 Hz。如果进一步增加PID控制器的增益,系统可能存在谐振峰值超过限制行程的安全隐患,且会导致时域性能变差,这是由系统本身特性决定的。综上所述,表明本文中PID控制器的参数设置是合理的。

(2) 抗扰频率特性

X轴和Y轴参考信号均为0,X轴干扰信号

(d_x)为幅值 0.015° 、频率0.1~1000 Hz的正弦扫频信号,Y轴干扰信号(d_y)为0, d_x - e_x 幅频特性曲线如图12(a)所示;Y轴干扰信号为幅值 0.015° 、频率0.1~1000 Hz的正弦扫频信号,X轴干扰信号为0, d_y - e_y 幅频特性曲线如图12(b)所示,X轴和Y轴的抗扰性能表现几乎一致。

从图12可以看出,三种不同控制方法下系统的X轴扰动抑制带宽(0 dB)分别为142 Hz,109 Hz和26 Hz;Y轴扰动抑制带宽分别为145 Hz,112 Hz和26 Hz,D-SMC相比于S-SMC和PID的扰动抑制带宽分别提升了约39.9%和451.9%。

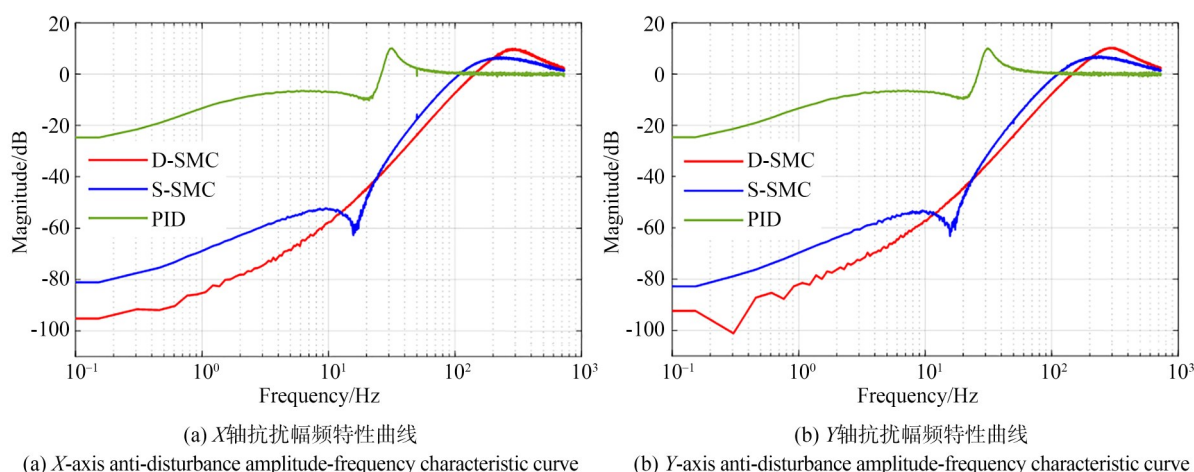


图 12 抗扰幅频特性曲线

Fig. 12 Anti-disturbance amplitude-frequency characteristic curve

5.2.2 时域性能测试

(1) 阶跃信号响应

分别给X轴和Y轴在不同时刻参考幅值为 0.3° 的阶跃信号,三种不同控制方法下系统的X轴和Y轴的阶跃响应曲线如图13所示,X轴和Y轴的时域阶跃性能表现几乎一致。

以 $\pm 5\%$ 误差带为标准,三种不同控制方法下系统的X轴调节时间分别为3.9 ms,5.6 ms和172.6 ms;Y轴调节时间分别为3.9 ms,5.5 ms和173.2 ms,D-SMC相比于S-SMC和PID的调节时间分别缩短了约29.7%和97.7%。且D-SMC和S-SMC方法下系统的X轴和Y轴间的运动基本互不影响,运动耦合特性得到大幅改善,而PID控制方法下系统的X轴和Y轴间的运动互相影响很大,仍存在较大耦合。

(2) 螺旋线信号跟踪

螺旋线信号方程为:

$$\begin{cases} r = a \times t, \theta = b \times t \\ \theta_{xd} = r \times \cos \theta, \theta_{yd} = r \times \sin \theta \end{cases} \quad (36)$$

其中: r 为极坐标半径, θ 为极坐标角度。 $a = \pi \times 0.3^\circ$, $b = 360^\circ \times 5$, t 为0~1 s变化的时间参数。

跟踪螺旋线信号实验结果如图14所示。

定义平均绝对误差(Mean Absolute Error, MAE):

$$MAE = \frac{\sum_{i=1}^n \sqrt{(\theta_x - \theta_{xd})^2 + (\theta_y - \theta_{yd})^2}}{n} \quad (37)$$

三种不同控制方法下系统的MAE分别为 0.00046° (1.7"), 0.00093° (3.3")和 0.021° (75.6"),D-SMC相比于S-SMC和PID的跟踪精

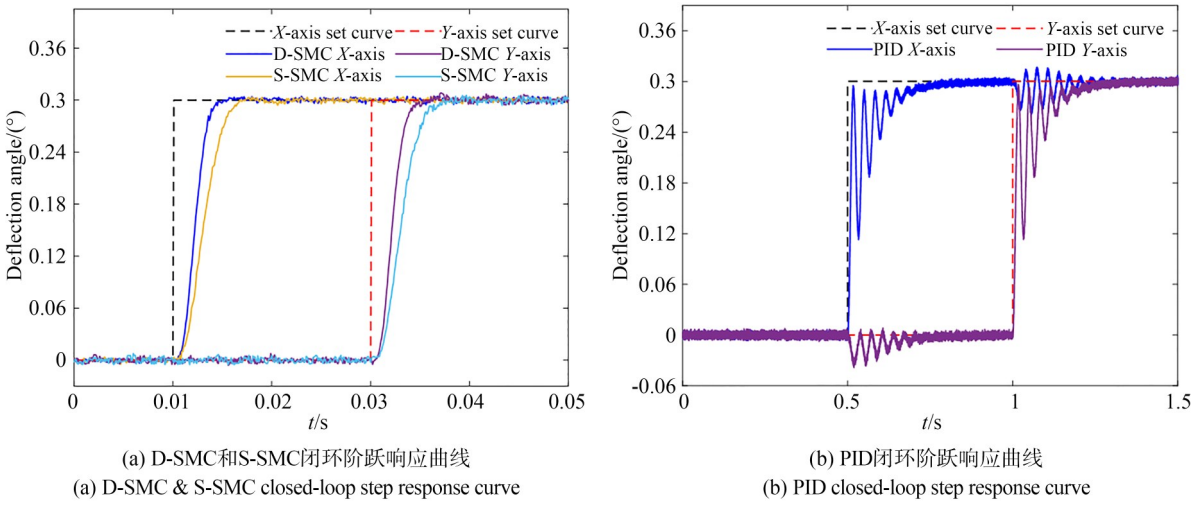


图 13 闭环阶跃响应曲线
Fig. 13 Closed-loop step response curve

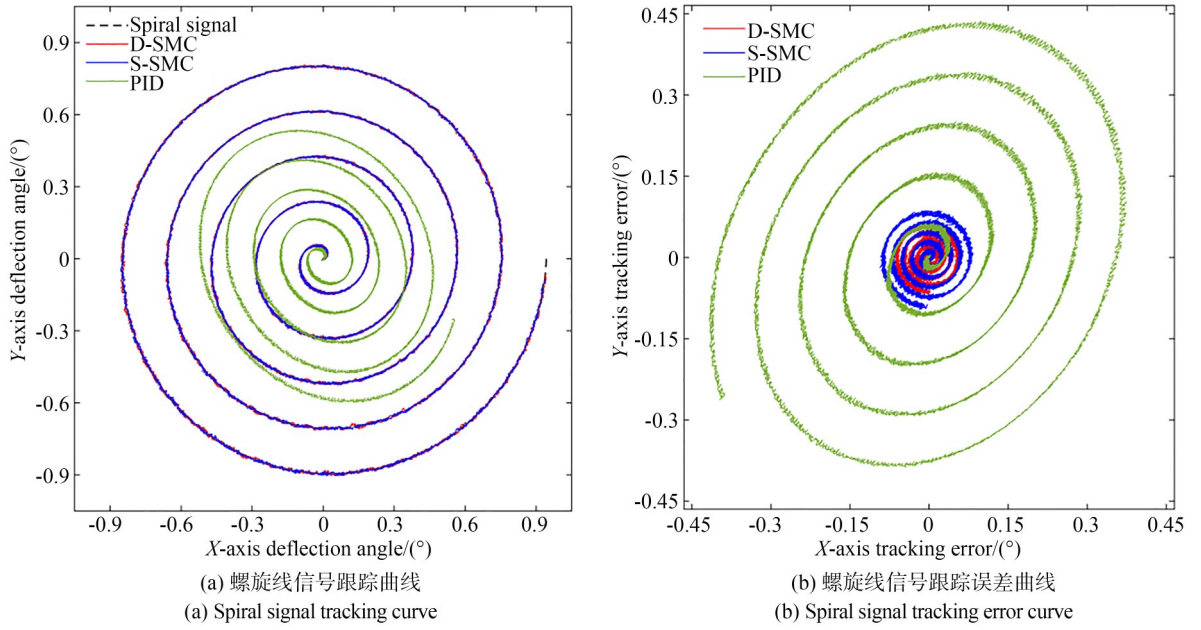


图 14 螺旋线信号跟踪结果
Fig. 14 Result of spiral signal tracking

度(MAE)分别提高了约 48.5% 和 97.8%。

5.3 小结

根据上述实验,D-SMC、S-SMC 和 PID 控制下,控制系统频域与时域关键性能指标汇总如表 1 所示。

实验结果表明,本文提出的 D-SMC 方法相较于 S-SMC 和 PID 方法,在闭环带宽、抗扰性、动态响应和控制精度等方面都取得了显著提升,充分证明了 D-SMC 方法的先进性和优越性。

表 1 VCA-FSM 伺服控制系统频域、时域性能

Tab. 1 Time domain & frequency domain performance of VCA-FSM servo control system

性能	D-SMC	S-SMC	PID
X轴闭环跟踪带宽/Hz	141	94	40
Y轴闭环跟踪带宽/Hz	140	93	40
X轴扰动抑制带宽/Hz	142	109	26
Y轴扰动抑制带宽/Hz	145	112	26
X轴调节时间/ms	3.9	5.6	172.6
Y轴调节时间/ms	3.9	5.5	173.2
螺旋线跟踪MAE/(°)	1.7	3.3	75.6

6 结 论

本文围绕对存在强耦合特性双轴 VCA-FSM 的高性能控制问题开展了研究工作,提出了基于系统辨识与模型降阶的积分增广滑模控制方法。首先介绍了 VCA-FSM 与伺服控制系统实验平台工作原理,然后通过系统辨识与模型降阶建立了双轴 VCA-FSM 的精确耦合模型,最后设计了双轴积分增广滑模控制器,并通过伺服实验对其进行了性能测试。

实验结果表明,本文提出的双轴 VCA-FSM 滑模控制方法有效地消除了 X 轴和 Y 轴控制回路间的耦合现象,且控制效果明显优于不考虑耦

合的单轴滑模和 PID 控制方法,其对系统的不确定性和扰动的鲁棒性更强,可以保持系统的稳定性和控制精度。D-SMC 控制下,系统频域与时域的各项性能均得到了大幅度的提高,其中,闭环跟踪带宽达到 140 Hz,扰动抑制带宽可达到 142 Hz,阶跃响应调节时间达到 3.9 ms,螺旋线轨迹跟踪精度达到 1.7"。研究证明了 D-SMC 方法的有效性和先进性。

本文所提控制方法能够实现对 VCA-FSM 这类具有强耦合特性被控对象的高性能控制,为提高 VCA-FSM 的控制性能提供了一种有效手段,对实际的工程应用具有一定指导作用。

参考文献:

- [1] 倪迎雪,伞晓刚,高世杰,等. 激光通信 APT 系统中快速反射镜研究[J]. 激光与红外, 2018, 48(2): 140-147.
NI Y X, SAN X G, GAO S J, *et al.* Research of fast steering mirror in laser communication APT system[J]. *Laser & Infrared*, 2018, 48(2) 140-147 (in Chinese)
- [2] 谭淦年,王福超,许永森,等. 航空光电平台两轴快速反射镜结构设计[J]. 光学精密工程, 2022, 30(11): 1344-1352.
TAN S N, WANG F C, XU Y S, *et al.* Structure design of two-axis fast steering mirror for aviation optoelectronic platform [J]. *Opt. Precision Eng.*, 2022, 30(11): 1344-1352. (in Chinese)
- [3] 张兴亮,王威,吴佳彬. 激光通信系统中快速反射镜控制技术研究[J]. 半导体光电, 2021, 42(2): 289-294, 300.
ZHANG X L, WANG W, WU J B. Research on fast steering mirror control technology of laser communication system[J]. *Semiconductor Optoelectronics*, 2021, 42(2): 289-294, 300. (in Chinese)
- [4] 蔡玉生,朱军,石磊,等. 大口径快速反射镜的模糊自适应 PID 控制[J]. 红外技术, 2021, 43(6): 523-531.
CAI Y S, ZHU J, SHI L, *et al.* Fuzzy adaptive PID control of large aperture fast steering mirror [J]. *Infrared Technology*, 2021, 43(6): 523-531. (in Chinese)
- [5] 丁科,黄永梅,马佳光,等. 抑制光束抖动的快速反射镜复合控制[J]. 光学精密工程, 2011, 19(9): 1991-1998.
DING K, HUANG Y M, MA J G, *et al.* Composite control of fast-steering-mirror for beam jitter[J]. *Opt. Precision Eng.*, 2011, 19(9): 1991-1998. (in Chinese)
- [6] ZHU W, RUI X T. Adaptive control of a piezo-actuated steering mirror to restrain laser-beam jitter [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2019, 66(10): 7873-7881.
- [7] 冯建鑫,王雅雷,王强,等. 改进蜻蜓算法的快速反射镜自抗扰控制[J]. 光学精密工程, 2021, 29(6): 1301-1310.
FENG J X, WANG Y L, WANG Q, *et al.* Active disturbance rejection controller of fast steering mirror based on improved dragonfly algorithm[J]. *Opt. Precision Eng.*, 2021, 29(6): 1301-1310. (in Chinese)
- [8] CSENCICS E, SCHITTER G. System design and control of a resonant fast steering mirror for lissajous-based scanning[J]. *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, 2017, 22(5): 1963-1972.
- [9] 苏秀琴,王瑞,吕涛,等. 一种降低两轴快速反射镜中 X 轴和 Y 轴耦合的控制方法: CN110361827B [P]. 2020-05-12.
SU A Q, WANG R, LV T, *et al.* Control method for reducing coupling of X axis and Y axis in two-axis rapid reflector: CN110361827B [P]. 2020-05-12. (in Chinese).
- [10] 王瑞,苏秀琴,乔永明,等. 基于双前馈+双神经网络自适应快速反射镜的解耦控制[J]. 红外与激

- 光工程, 2021, 50(11): 231-237.
- WANG R, SU X Q, QIAO Y M, *et al.* Decoupling control of fast steering mirror based on dual feedforward + dual neural network adaptive [J]. *Infrared and Laser Engineering*, 2021, 50(11): 231-237. (in Chinese)
- [11] 方连伟, 史守峡. 快速反射镜控制回路设计与仿真[J]. 激光与红外, 2020, 50(10): 1233-1240.
- FANG L W, SHI S X. Closed loop design and simulation of fast steering mirror[J]. *Laser & Infrared*, 2020, 50(10): 1233-1240. (in Chinese)
- [12] 方连伟, 史守峡, 蒋志勇. 柔性支撑快速反射镜伺服机构的参数辨识[J]. 红外与激光工程, 2021, 50(5): 165-175.
- FANG L W, SHI S X, JIANG Z Y. Servo mechanism parameter identification of fast steering mirror based on flexible supports[J]. *Infrared and Laser Engineering*, 2021, 50(5): 157-167. (in Chinese)
- [13] 蔡玉生. 大口径偏摆镜的控制技术研究[D]. 北京: 中国科学院大学, 2021.
- CAI Y S. Research on Control Technology of Large-Aperture Deflection Mirror [D] Beijing: University of Chinese Academy of Sciences, 2021. (in Chinese)
- [14] 闻成, 谭敏哲, 卢洁莹, 等. 具有柔性特性的机电伺服系统辨识[J]. 控制理论与应用, 2023, 40(4): 663-672.
- WEN C, TAN M Z, LU J Y, *et al.* Identification of electromechanical servo systems with flexible characteristics [J]. *Control Theory & Applications*, 2023, 40(4): 663-672. (in Chinese)
- [15] LI Z B, HUANG H, ZHANG J Q, *et al.* Fast steering mirror model identification based on impulse response hankel matrix[C]. 2022 China Automation Congress (CAC). 25-27, 2022, Xiamen, China. IEEE, 2023: 611-616.
- [16] 郑大钟. 线性系统理论[M]. 第2版. 北京: 清华大学出版社, 2002.
- ZHENG D Z. *Linear System Theory* [M]. Beijing: Tsinghua University Press, 2002. (in Chinese)
- [17] HAN X, LI X M, ZHOU K M. Some insights on data-based frequency-weighted model reduction [C]. 40th Chinese Control Conference (CCC). 26-28, 2021, Shanghai, China. IEEE, 2021: 2039-2044.
- [18] 陈薇, 李鑫. 刚柔耦合大型带式输送机的平衡模型降阶[J]. 煤炭学报, 2014, 39(S2): 569-575.
- CHEN W, LI X. Model reduction for large rigid-flexible coupling belt conveyor system based on balanced realization[J]. *Journal of China Coal Society*, 2014, 39(S2): 569-575. (in Chinese)
- [19] ZHOU K M, DOYLE J C. *Essentials of Robust Control* [M]. Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall, 1998
- [20] 高为炳. 变结构控制的理论及设计方法[M]. 北京: 科学出版社, 1996.
- GAO W B. *Theory and Design Method of Variable Structure Control* [M]. Beijing: Science Press, 1996. (in Chinese)
- [21] 刘永凯, 吕福睿, 高世杰, 等. 地基大口径望远镜动态目标跟踪中压电式快速反射镜迟滞效应的补偿[J]. 光学精密工程, 2022, 30(23): 3081-3089.
- LIU Y K, LÜ F R, GAO S J, *et al.* Compensation of hysteresis effect of piezoelectric fast steering mirror in dynamic target tracking of ground-based large aperture telescope system[J]. *Opt. Precision Eng.*, 2022, 30(23): 3081-3089. (in Chinese)

作者简介:



李智斌(1965—),男,四川巴中人,博士,教授,博士生导师,2003年于清华大学获博士学位,主要从事复杂系统动力学建模与控制技术等方面的研究。E-mail: zhibin.li@sdust.edu.cn

通讯作者:



张建强(1992—),男,山东青州人,博士,讲师,2020年于中国科学院大学长春光学精密机械与物理研究所获得博士学位,主要从事激光通信伺服系统、目标跟踪、鲁棒控制、模型辨识等方面的研究。E-mail: zhangjg7170@163.com