

## 基于三维扫描振镜系统音圈电机的离散滑模控制

游肖洋, 陈光胜, 汪雪光

上海理工大学 机械工程学院, 上海 200093

**摘要:**近 20 a 来, 激光扫描技术被广泛应用于工业加工领域, 三维扫描振镜作为一种更高效的激光加工仪器, 其核心部件和关键技术主要依靠国外进口。针对国内对三维扫描振镜系统研究较少, 且在传统控制方法下, 振镜电机普遍存在阶跃响应慢和控制精度低等问题, 设计了一种基于新型趋近律与干扰补偿器相结合的离散滑模控制器, 该控制方法有效补偿了外部的干扰, 具有强鲁棒性。首先, 建立基于三维扫描振镜系统的音圈电机线性动力学模型, 并对该模型离散化, 构建其离散状态空间方程; 其次, 依据滑模变结构控制理论设计离散系统控制器; 最后, 通过 Simulink 搭建控制系统的仿真模型, 仿真结果表明: 1% 和 10% 的全行程阶跃响应时间分别为 2.1 ms 和 2.4 ms, 10% 全行程正弦信号位置跟踪的定位精度在  $3 \times 10^{-4}$  mm 以内, 实现了对指令信号的完全跟踪, 达到了工程应用要求, 为高速三维扫描振镜系统的控制研究提供了新的思路。

**关键词:** 三维扫描振镜; 音圈电机; 离散滑模控制

**中图分类号:** TP273 **文献标识码:** A **doi:** 10.16055/j.issn.1672-058X.2023.0004.008

### Discrete Sliding Mode Control of Voice Coil Motor Based on 3D Scanning Galvanometer System

YOU Xiaoyang, CHEN Guangsheng, WANG Xueguang

School of Mechanical Engineering, University of Shanghai for Science and Technology, Shanghai 200093, China

**Abstract:** In the past 20 years, laser scanning technology has been widely used in the field of industrial processing. As a more efficient laser control instrument, 3D scanning galvanometer mainly relies on foreign imports for its core components and key technologies. In view of the fact that there are few domestic studies on the 3D scanning galvanometer system, and under the traditional control method, the galvanometer motors generally have problems such as slow step response and low control accuracy, so a discrete sliding mode controller based on the combination of a novel reaching law and a disturbance compensator was designed. This control method effectively compensates for external disturbances and has strong robustness. Firstly, a linear dynamic model of the voice coil motor based on the 3D scanning galvanometer system was established, and the model was discretized to construct its discrete state space equation; secondly, the discrete system controller was designed according to the sliding mode variable structure control theory; finally, the simulation model of the control system was built through Simulink. The simulation results show that the step response times of 1% and 10% of the full stroke were 2.1 ms and 2.4 ms, respectively, and the positioning accuracy of the 10% full-stroke sinusoidal signal position tracking was within  $3 \times 10^{-4}$  mm. It can completely track the command signal, meet the requirements of engineering application, and provide a new idea for the control research of high-speed three-dimensional scanning galvanometer system.

**Keywords:** 3D scanning galvanometer; voice coil motor; discrete sliding mode control

**收稿日期:** 2022-04-26 **修回日期:** 2022-06-02 **文章编号:** 1672-058X(2023)04-0057-06

**基金项目:** 国家重点研发计划(2017YFB1104600).

**作者简介:** 游肖洋(1998—), 男, 硕士研究生, 从事振镜软硬件控制研究。

**通讯作者:** 陈光胜(1972—), 男, 副教授, 硕士生导师, 从事智能装备控制技术、机电系统高速高精度运动控制、数控机床精度检研究。Email: cgs-168@163.com.

**引用格式:** 游肖洋, 陈光胜, 汪雪光. 基于三维扫描振镜系统音圈电机的离散滑模控制[J]. 重庆工商大学学报(自然科学版), 2023, 40(4): 57—62.

YOU Xiaoyang, CHEN Guangsheng, WANG Xueguang. Discrete sliding mode control of voice coil motor based on 3D scanning galvanometer system[J]. Journal of Chongqing Technology and Business University (Natural Science Edition), 2023, 40(4): 57—62.

## 1 引言

21 世纪以来,激光加工技术已经在许多工业场合中得到了应用,例如激光切割、激光打标、激光雕刻和激光刻蚀等。随着产品向小型化、加工速度向高速化发展,研究一种更高效的激光加工技术至关重要。振镜扫描技术的出现极大地促进了这一发展,与传统加工方法相比,因其有无接触加工、无机械变形、加工灵活、动态性能好和受环境因素影响小等优点,被广泛应用于激光加工、医疗器械、电子制造和航空航天精密制造等领域<sup>[1]</sup>。但随着激光加工应用的不断深入,需要在不同平面甚至曲面上加工,传统的二维扫描振镜已经不能满足工业的需求,三维扫描振镜应运而生<sup>[2]</sup>。

传统三维扫描振镜系统通过二维扫描振镜与 Z 轴升降机联合,或者使用 3 个方向相互垂直的机械平台来实现三维扫描,加工效率低<sup>[3]</sup>。现在,国内外厂商大多采用 Z 轴动态聚焦方式来实现三维扫描加工,比如,菲镭泰克的摇杆滑块结构,以伺服电机提供驱动力,将电机转子的旋转运动转化为滑块的直线运动,机械结构复杂、摩擦大;大族思特的音圈电机直线驱动结构,具有体积小、响应快、精度高、加速度大、控制方便,以及可以直接输出直线运动,避免将旋转运动转化为直线运动等优点,可以解决高速和高精度不能兼得的问题<sup>[4]</sup>。本文拟以音圈电机为驱动对象来设计控制器。

目前,振镜控制系统仍以 PID 控制为主,但是,传统 PID 控制方法鲁棒性较差,参数整定困难。Zhang 等<sup>[5]</sup>提出一种基于 PID 控制的模糊预测补偿方法,预测补偿分析 PID 控制的定位误差并对其参数进行管理,这种方法可以获得纳米级的精度,然而,由于需要大量的计算,其控制速度会受到限制;Chang 等<sup>[6]</sup>针对干摩擦条件下的音圈电机定位系统,提出了离散滑模控制器与比例积分观测器相结合的控制方法,与传统 PID 控制相比,该控制系统的误差百分比减小了 0.32%;Yu 等<sup>[7]</sup>提出一种自适应模糊逻辑 PID 控制,其中 PID 控制器的 3 个增益参数可以在线调整,但很难确定合适的模糊规则表;Hsu 等<sup>[8]</sup>利用神经逼近理论,开发了基于神经网络的自适应控制系统,以实现快速动态性能,但其自适应律只考虑参数学习,网络大小应该通过反复试验确定;王福超等<sup>[9]</sup>为实现强鲁棒性、宽频带的音圈快速反射镜控制系统,提出离散滑模内回路补偿器与多速率采样下前馈控制器相结合的方法;

Wang 等<sup>[10]</sup>提出一种带有 LCL 滤波器的斩波驱动器来提高控制性能,然而,当音圈电机的工作点发生变化时,它无法实现高控制性能。

虽然上述方法都能提高音圈电机的动态性能,但其控制系统复杂,计算量巨大,并不适合在扫描振镜控制系统中使用。在滑模变结构控制中,由于系统的内部参数摄动和外界扰动并不影响滑动模态,因此结构简单,具有很强的鲁棒性<sup>[11]</sup>。本文基于滑模变结构控制理论,设计了基于新型趋近律与干扰补偿器相结合的离散滑模控制器。

## 2 建立音圈电机数学模型

### 2.1 音圈电机的结构和原理

音圈电机是一种直接驱动电机,它利用永久磁场和线圈绕组产生与线圈电流成比例的力,其结构原理如图 1 所示。磁场由放置在导磁材料两侧的永磁体产生,铁圆柱和永磁体构成定子,线圈与运动机构构成转子,通电线圈在磁场中会受到安培力作用而运动。

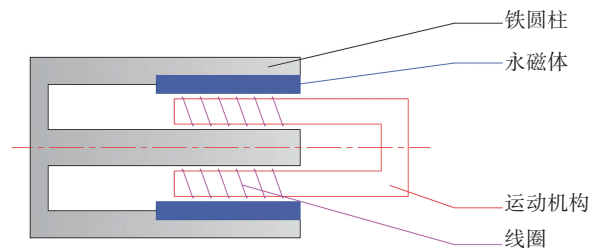


图 1 音圈电机结构原理图

Fig. 1 Structural schematic diagram of voice coil motor

### 2.2 音圈电机的电学模型

忽略气隙和磁体的磁阻,音圈电机的等效电路图如图 2 所示。当通电线圈在磁场中移动时,线圈中会产生与施加电流相反的电压。

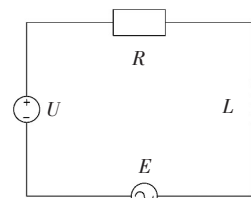


图 2 音圈电机的等效电路图

Fig. 2 Equivalent circuit diagram of voice coil motor

依据基尔霍夫电压定律,等效电路可表示为

$$U = iR + L \frac{di}{dt} + E \quad (1)$$

$$E = K_v \dot{x} \quad (2)$$

式(1)中: $U$  是音圈电机的施加电压, $R$  是线圈电阻, $L$

是线圈电感,  $E$  是产生的反电动势,  $i$  是线圈电流。式(2)中:  $K_e$  是反电动势常数,  $\dot{x}$  是位移对时间的导数, 即动子运动的速度。

### 2.3 音圈电机的力学模型

依据牛顿第二定律, 其力的平衡方程可表示为

$$F_l - K_c \dot{x} = m\ddot{x} \quad (3)$$

$$F_l = NBil = K_f i \quad (4)$$

式(3)中:  $F_l$  是通电后产生的安培力,  $K_c$  是阻尼系数,  $m$  是动子的质量,  $\ddot{x}$  是动子的加速度。式(4)中:  $N$  是线圈匝数,  $B$  是磁场磁感应强度,  $l$  是单匝线圈在磁场中的有效长度,  $K_f$  是力的常数。

将式(1)一式(4)联立, 进行拉普拉斯变换后可得到音圈电机伺服系统的传递函数:

$$\frac{X(s)}{U(s)} = \frac{K_f}{Lms^3 + (LK_c + Rm)s^2 + (RK_c + K_e K_f)s} \quad (5)$$

因为电机的电感  $L$  很小, 且  $L \ll R$ , 可以将其忽略, 式(5)可简化为

$$\frac{X(s)}{U(s)} = \frac{K_f}{Rms^2 + (RK_c + K_e K_f)s}$$

在数字振镜硬件电路中, 可以把电流放大器视为线性增益, 尽管电机电枢会产生反电动势, 但由于放大器中存在电流调节回路, 可以补偿由于反电动势造成的安培力损失, 从而可以在模型中忽略它的影响<sup>[12]</sup>。因此, 可以通过调节输入电流来控制电机动子上的安培力, 电流可以通过控制信号来调节, 表示为电压指令。图3为音圈电机的线性动力学模型,  $K_a$  为放大器的放大倍数,  $F_l$  为外部干扰。

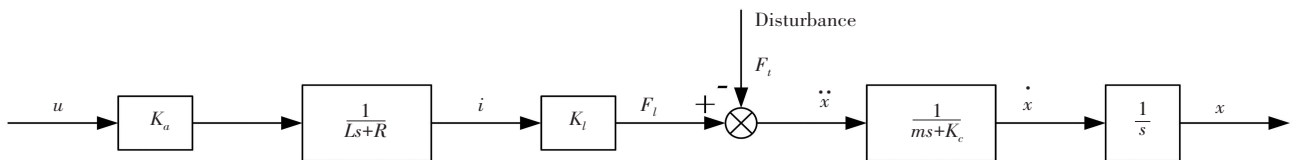


图3 音圈电机的线性动力学模型

Fig. 3 Linear dynamic model of voice coil motor

### 2.4 音圈电机的状态方程

由音圈电机模型, 设状态变量  $x_1 = x$ , 为动子的位移;  $x_2 = \dot{x}$ , 为动子运动的速度, 因此音圈电机的状态方程可表示为

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \mathbf{A}_0 \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \mathbf{B}_0 u \quad (6)$$

$$\text{式(6)中: } \mathbf{A}_0 = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -\frac{K_c}{m} \end{bmatrix}, \mathbf{B}_0 = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{K_f K_a}{mR} \end{bmatrix}.$$

依据离散滑模变控制理论, 将式(6)转换成离散状态方程:

$$\begin{bmatrix} x_1(k+1) \\ x_2(k+1) \end{bmatrix} = \mathbf{A}_1 \begin{bmatrix} x_1(k) \\ x_2(k) \end{bmatrix} + \mathbf{B}_1 u(k)$$

式中:  $\mathbf{A}_1 \in \mathbf{R}^{2 \times 2}$ ,  $\mathbf{B}_1 \in \mathbf{R}^{2 \times 1}$ 。

## 3 离散滑模控制器的设计

考虑外部干扰和参数摄动后, 离散系统可表示为<sup>[13]</sup>

$$\mathbf{X}(k+1) = \mathbf{A}_1 \mathbf{X}(k) + \mathbf{B}_1 u(k) + \mathbf{D}(k) \quad (7)$$

$$\mathbf{D}(k) = \Phi \mathbf{X}(k) + \Psi f(k) \quad (8)$$

式(7)中:  $\mathbf{X}(k+1) = \begin{bmatrix} x_1(k+1) \\ x_2(k+1) \end{bmatrix}$ ; 式(8)中:  $\Phi \in \mathbf{R}^{2 \times 2}$ ,  $\Psi \in \mathbf{R}^{2 \times 1}$ ,  $\Phi \mathbf{X}(k)$  是系统的参数摄动,  $\Psi f(k)$  是系统所受外

扰。

假设1 系统的参数摄动与外扰满足以下条件:

$$\Phi = \mathbf{B}_1 \phi, \Psi = \mathbf{B}_1 \varphi$$

其中,  $\phi$  和  $\varphi$  是不确定的, 则式(7)、式(8)可分别表示为

$$\mathbf{X}(k+1) = \mathbf{A}_1 \mathbf{X}(k) + \mathbf{B}_1 [u(k) + d(k)]$$

$$\mathbf{D}(k) = \mathbf{B}_1 d(k) \quad (9)$$

式(9)中:  $d(k) = \phi \mathbf{X}(k) + \varphi f(k)$ , 为总外扰。

设系统的期望位置信号为  $\mathbf{X}_d(k)$ , 则跟踪误差  $\mathbf{E}(k) = \mathbf{X}(k) - \mathbf{X}_d(k)$ , 设计切换函数为

$$s(k) = \mathbf{C}_s \mathbf{E}(k) \quad (10)$$

式(10)中:  $\mathbf{C}_s = [c \ 1]$ ,  $c > 0$ 。

### 3.1 基于新型趋近律的滑模控制

在离散系统中, 趋近律是应用较多且成熟的控制方法。常用的趋近律为指数趋近律, 但它的切换带是一条不会经过原点的宽度为  $2\epsilon T_s$  的带状, 当处于稳态时, 系统会在切换带内往复运动, 产生较大的抖振。而变速趋近律, 切换带是两条经过原点的射线, 当处于稳态时, 最终能在原点稳定, 虽然可以减小系统产生的抖振, 但在滑模函数刚进入切换带时, 由于  $\|\mathbf{X}(k)\|_1$  较大, 会产生大幅度的抖振<sup>[13]</sup>。因此, 本文采用一种新型趋近律控制方式, 其切换带宽度为  $2\epsilon T_s X_1$ , 会随系统趋

向稳态而变小,不仅可以减小系统抖振,还能保持良好的系统性能。趋近律设置如下:

$$\begin{aligned} s(k+1) &= (1-qT_s)s(k) - \varepsilon T_s X_1 \operatorname{sgn}(s(k)) \\ X_1 &= |e| + |\dot{e}| \end{aligned} \quad (11)$$

式(11)中: $q>0, 1-qT_s>0, \varepsilon>0, T_s$  为采样周期。

将该趋近律加入式(9)的离散系统,则该系统的离散滑模控制器可设计为<sup>[14]</sup>

$$u(k) = (\mathbf{C}_s \mathbf{B}_1)^{-1} [\mathbf{C}_s \mathbf{X}_d(k+1) - \mathbf{C}_s \mathbf{A}_1 \mathbf{X}(k) + s(k+1)] - \hat{d}(k) \quad (12)$$

式(12)中:干扰补偿器可设计为

$$\begin{aligned} \hat{d}(k) &= \hat{d}(k-1) + (\mathbf{C}_s \mathbf{B}_1)^{-1} \delta [s(k) - \lambda s(k-1) + \\ &\quad \eta \operatorname{sgn}(s(k-1))] \end{aligned} \quad (13)$$

式(13)中: $\lambda = 1 - qT_s > 0, \eta = \varepsilon T_s > 0, \delta > 0$ , 令

$$d(k) = \hat{d}(k) + \tilde{d}(k) \quad (14)$$

由式(9)一式(14)可得:

$$s(k+1) = \lambda s(k) - \eta X_1 \operatorname{sgn}(s(k)) + \mathbf{C}_s \mathbf{B}_1 \tilde{d}(k) \quad (15)$$

由式(13)一式(15)可得:

$$\begin{aligned} \tilde{d}(k+1) &= d(k+1) - \hat{d}(k+1) = \\ &= d(k+1) - \hat{d}(k) - (\mathbf{C}_s \mathbf{B}_1)^{-1} \delta \times \\ &= [s(k+1) - \lambda s(k) + \eta \operatorname{sgn}(s(k))] = \\ &= d(k+1) - d(k) + \tilde{d}(k) - \delta \tilde{d}(k) - \\ &= (\mathbf{C}_s \mathbf{B}_1)^{-1} \delta [(1 - X_1) \eta \operatorname{sgn}(s(k))] = \\ &= d(k+1) - d(k) + (1 - \delta) \tilde{d}(k) - \\ &= (\mathbf{C}_s \mathbf{B}_1)^{-1} \delta [(1 - X_1) \eta \operatorname{sgn}(s(k))] \end{aligned} \quad (16)$$

式(16)中:令 $\tilde{d}(k+1) = \tilde{d}_a(k+1) + \tilde{d}_b(k+1)$ , 有

$$\tilde{d}_a(k+1) = d_a(k+1) - d_a(k) + (1 - \delta) \tilde{d}_a(k) \quad (17)$$

$$\tilde{d}_b(k+1) = -(\mathbf{C}_s \mathbf{B}_1)^{-1} \delta (1 - X_1) \eta \operatorname{sgn}(s(k)) \quad (18)$$

**引理 1**<sup>[14]</sup> 在离散系统中,对于式(13)和式(17)的干扰补偿器,存在大于 0 的常数  $w$ , 如果  $|d_a(k+1) - d_b(k)| < w$ , 则存在  $k_0$ , 当  $k > k_0$  时,  $|\tilde{d}_a(k)| < w/\delta$  成立, 其中  $0 < \delta < 1$ 。

因为  $X_1 = |e| + |\dot{e}|$ , 所以存在  $k_1$ , 当  $k > k_1$  时,  $X_1 \leq 1$ , 可得

$$|\tilde{d}_b(k+1)| = |(\mathbf{C}_s \mathbf{B}_1)^{-1} \delta (1 - X_1) \eta| < (\mathbf{C}_s \mathbf{B}_1)^{-1} \delta \eta \quad (19)$$

式(19)中: $(\mathbf{C}_s \mathbf{B}_1)^{-1} \delta \eta$  是一个大于 0 的常数, 令  $k_2 =$

$(\mathbf{C}_s \mathbf{B}_1)^{-1} \delta \eta$ 。

综上所述, 可得: 存在  $k_3$ , 当  $k > k_3$  时,  $|\tilde{d}(k)| = |\tilde{d}_a(k) + \tilde{d}_b(k)| \leq |\tilde{d}_a(k)| + |\tilde{d}_b(k)| < w/\delta + k_2$  成立。

### 3.2 离散系统的稳定性分析

连续系统的滑模运动条件不适用于离散系统, 所以, 离散系统需要满足离散时间滑模条件:

$$[s(k+1) - s(k)] \operatorname{sgn}(s(k)) < 0 \quad (20)$$

$$[s(k+1) + s(k)] \operatorname{sgn}(s(k)) > 0 \quad (21)$$

其中, 式(20)为离散滑模的滑动条件, 式(21)为离散滑模的收敛条件。由此证明系统的稳定性。

将式(15)拆分成两部分:

$$s_1(k+1) = \lambda s_1(k) - \eta X_1 \operatorname{sgn}(s_1(k))$$

$$s_2(k+1) = \mathbf{C}_s \mathbf{B}_1 \tilde{d}(k)$$

由于采样时间  $T_s$  很小,  $s_1(k+1)$  满足:

$$[s_1(k+1) - s_1(k)] \operatorname{sgn}(s_1(k)) =$$

$$(\lambda - 1) |s_1(k)| - \eta X_1 < 0$$

$$[s_1(k+1) + s_1(k)] \operatorname{sgn}(s_1(k)) =$$

$$(\lambda + 1) |s_1(k)| - \eta X_1 > 0$$

因此存在  $k_0$ , 当  $k > k_0$  时,  $|s_1(k+1)| < |s_1(k)|$ ,  $|s_1(k+1)|$  可以为任意小。又由 2.1 节可得  $|s_2(k+1)| = |\mathbf{C}_s \mathbf{B}_1 \tilde{d}(k)| < \mathbf{C}_s \mathbf{B}_1 w/\delta + \delta \eta$ 。综上所述, 可得: 存在  $k_1$ , 当  $k > k_1$  时, 有  $|s(k+1)| < \mathbf{C}_s \mathbf{B}_1 w/\delta + \delta \eta$  成立, 即系统状态可稳定于滑模面。

## 4 仿真分析

针对该离散系统, 使用表 1 中列出的参数进行 Simulink 仿真。

表 1 音圈电机模型参数

Table 1 Model parameters of voice coil motor

序号	主要参数	量值
1	采样时间 $T_s$	20 $\mu\text{s}$
2	质量 $m$	0.12 kg
3	电阻 $R$	2.52 $\Omega$
4	阻尼系数 $K_c$	2.73 Ns/m
5	放大倍数 $K_a$	35.95
6	力常数 $K_f$	5.606 N/A
7	电机行程范围	$\pm 6$ mm
8	$c$	180
9	$\lambda$	0.99
10	$\eta$	$1 \times 10^{-5}$
11	$\delta$	0.15

一般通过音圈电机的阶跃响应时间和稳态误差来评判其动态性能。在 Simulink 中搭建振镜系统音圈电机的仿真模型,由音圈电机的行程输出 0.12 mm 和 1.2 mm 的阶跃信号指令,对应的 1% 和 10% 的全行程阶跃响应位置跟踪效果如图 4 和图 5 所示,上升时间分别为  $T_{r_1}=2.1$  ms 和  $T_{r_2}=2.4$  ms。在实际工作中,音圈电机上的动态聚焦镜只需移动微小距离就可以使激光焦距发生很大的变化,因此 10% 全行程的稳态误差是影响加工精度的主要因素,图 6 所示为 10% 全行程阶跃响应的稳态误差,定位精度在  $6.3 \times 10^{-7}$  mm 以内,满足加工精度要求。

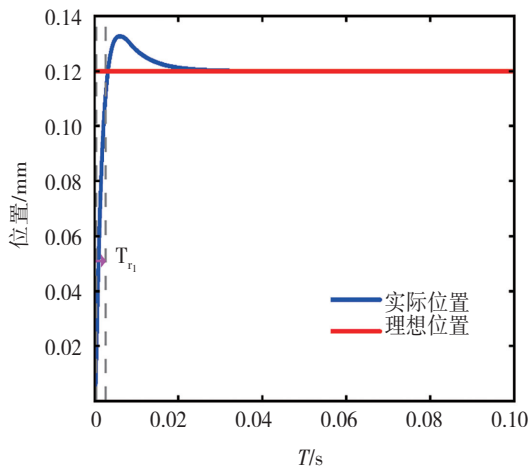


图 4 1%阶跃响应

Fig. 4 1% step response

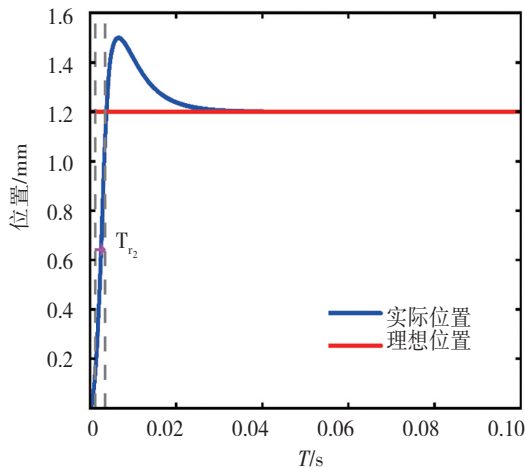


图 5 10%阶跃响应

Fig. 5 10% step response

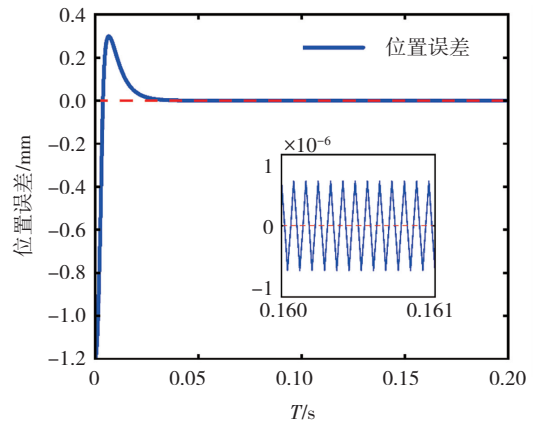


图 6 10%阶跃响应的稳态误差

Fig. 6 Steady state error of 10% step response

在实际应用中,音圈电机的位移曲线近似为正余弦曲线,因此本文选用振幅大小为 0.6 mm,频率为  $10\pi$  Hz 的正弦曲线作为理想位置信号,其 10% 全行程正弦信号位置跟踪性能测试如图 7 和图 8 所示:音圈电机的实际位置曲线与理想信号曲线基本拟合,定位精度在  $3 \times 10^{-4}$  mm 以内,满足振镜系统的工作性能要求。

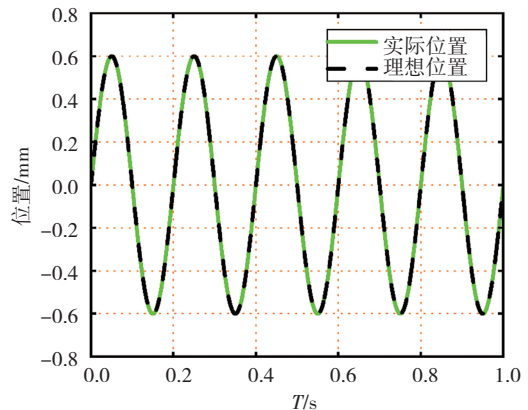


图 7 正弦信号位置跟踪

Fig. 7 Position tracking of sinusoidal signal

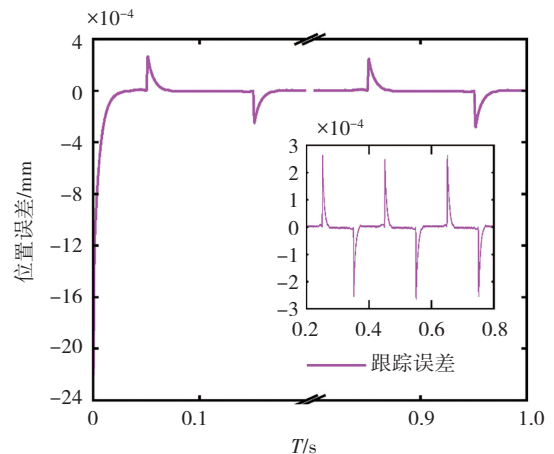


图 8 正弦信号位置跟踪误差

Fig. 8 Position tracking error of sinusoidal signal

## 5 结 论

针对离散形式的三维振镜音圈电机模型,基于滑模变结构控制理论,采用一种新型趋近律与干扰补偿器相结合的方式,进行滑模控制,并验证了该离散滑模控制器的稳定性和干扰补偿器的收敛性,使得该控制系统具有强鲁棒性。仿真结果表明:该控制器在阶跃响应与正弦信号跟踪上具有良好的动态性能,上升时间短,稳态误差小,可以满足振镜系统在实际应用中的性能。该方法对研究国产高速、高精度三维扫描振镜具有重要意义。

### 参考文献(References):

- [1] LI X, LIU B, MEI X, et al. Development of an in-situ laser machining system using a three-dimensional galvanometer scanner[J]. *Engineering*, 2020, 6(1): 68—76.
- [2] 梅鹏. 基于动态聚焦技术的曲面高效激光标刻系统研究[D]. 武汉: 华中科技大学, 2016.  
MEI Peng. Research on efficient laser marking system of curved surface based on dynamic focusing technology [D]. Wuhan: Huazhong University of Science and Technology, 1992.
- [3] 李东华. 激光大尺度三维动态扫描加工系统研究[D]. 武汉: 华中科技大学, 2015.  
LI Dong-hua. Study on laser scale 3D laser dynamic scanning processing system[D]. Wuhan: Huazhong University of Science and Technology, 2015.
- [4] 陈启明. 超精密定位音圈电机驱动控制系统研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2016.  
CHEN Qi-ming. Research on drive and control of voice coil motor for ultra-precision positioning system [D]. Harbin: Harbin Institute of Technology, 2016.
- [5] ZHANG H W J, YIN X R, LIU H. Research on fuzzy predictive compensation of a new locating system driven by VCM [C]//2008 International Symposium on Information Science and Engineering. IEEE, 2008(2): 418—420.
- [6] CHANG K M, KUNG H S, LIU Y T. Discrete sliding mode control for a VCM positioning system [C]//2015 12th International Conference on Informatics in Control, Automation and Robotics (ICINCO). IEEE, 2015(1): 465—472.
- [7] 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.
- [8] HSU C F, CHEN Y C. Microcontroller-based B-spline neural position control for voice coil motors [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2015, 62(9): 5644—5654.
- [9] 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.
- [10] WANG B, LIU C, WU Z, et al. LCL filter design and implementation for improving transient position tracking control performance of voice coil motor [J]. *IEEE Access*, 2019(8): 4963—4971.
- [11] 南英, 陈昊翔, 杨毅, 等. 现代主要控制方法的研究现状及展望[J]. *南京航空航天大学学报*, 2015, 47(6): 798—810.  
NAN Ying, CHEN Hao-xiang, YANG Yi, et al. Primary methodologies of modern control: status and prospect [J]. *Journal of Nanjing University of Aeronautics and Astronautics*, 2015, 47(6): 798—810.
- [12] ERKORKMAZ K, ALTINTAS Y. High speed CNC system design. Part II: modeling and identification of feed drives [J]. *International Journal of Machine Tools and Manufacture*, 2001, 41(10): 1487—1509.
- [13] 刘金琨. 滑模变结构控制 MATLAB 仿真 [M]. 北京: 清华大学出版社有限公司, 2005.  
LIU Jin-kun. MATLAB simulation of sliding mode variable structure control [M]. Beijing: Tsinghua University Press Co., Ltd., 2005.
- [14] EUN Y, KIM J H, KIM K, et al. Discrete-time variable structure controller with a decoupled disturbance compensator and its application to a CNC servomechanism [J]. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 1999, 7(4): 414—423.

责任编辑:李翠薇