

文章编号 1004-924X(2019)12-2571-10

## 粘滑式压电驱动平台的复合控制

徐斯强, 朱晓博, 刘品宽\*

(上海交通大学 机械与动力工程学院, 上海 200240)

**摘要:**粘滑式压电驱动平台能实现高精度的大行程运动,它由微动台和滑块组成,而微动台的低阻尼振动限制了粘滑式压电驱动平台的运动速度。为了解决这一问题,提出了一种基于主动阻尼的复合控制策略(PI-DPF-FF)。首先,对输入的锯齿波信号进行滤波,使其更平滑。接着,采用时滞位置反馈控制器来主动提高微动台的阻尼,抑制振动。选用跟踪控制器和改进型零相位误差跟踪控制器来减小跟踪误差,提高跟踪带宽。最后,在粘滑式压电驱动平台的样机上对PI-DPF-FF控制器进行了验证。实验结果表明:与常规的比例积分控制器相比,PI-DPF-FF控制器将微动台跟踪带宽由32.7 Hz提高到1 466.5 Hz。当系统输入占空比为0.2和频率为100 Hz的信号时,与常规的前馈控制器相比,PI-DPF-FF控制器将滑块角速度由3.52 mrad/s提高到9.03 mrad/s,平台运动速度有了明显的提高。

**关键词:**压电驱动;复合控制;微动台;主动阻尼

**中图分类号:**TP394.1;TH691.9 **文献标识码:**A **doi:**10.3788/OPE.20192712.2571

## Composite control of piezo-actuated stick-slip devices

XU Si-qiang, ZHU Xiao-bo, LIU Pin-kuan\*

(School of Mechanical Engineering, Shanghai Jiao Tong University, Shanghai 200240, China)

\* Corresponding author, E-mail: pkliu@sjtu.edu.cn

**Abstract:** A piezo-actuated stick-slip device, which consists of a micro-motion stage and a slider, can realize long-range motions with high resolution. Induced mechanical vibrations in the micro-motion stage impose an upper bound on the speed of the piezo-actuated stick-slip device. To address this issue, this study proposes a composite control scheme with active damping. First, the saw-tooth wave signal is filtered and made smoother. Then, a delayed position feedback controller is introduced to improve the damping of the micro-motion stage and mitigate its vibrations. Both tracking and feedforward controllers are designed to reduce the tracking errors and increase the control bandwidth. Finally, the proposed controller is implemented on the prototype of a piezo-actuated stick-slip rotational device. The experimental results show that, compared to a proportional integral controller, the proposed controller improves the control bandwidth from 32.7 to 1 466.5 Hz. In addition, compared to a conventional feedforward controller, the proposed controller under a 100-Hz saw-tooth wave signal with a duty cycle of 0.2 improves the angular velocity of the slider from 3.52 to 9.03 mrad/s. The device angular speed is improved significantly.

**Key words:** piezo-electric actuate; composite control; micro-motion stage; active damping

收稿日期:2019-07-08;修订日期:2019-08-25.

基金项目:国家科学挑战计划资助项目(No. JCKY2016212A506-0105);国家重大专项(No. 2016ZX04002007)

## 1 引言

高精度定位技术在许多工业和科研领域中都起着关键作用,比如超精密加工<sup>[1]</sup>、微操作<sup>[2]</sup>、光刻系统<sup>[3]</sup>、原子力显微镜<sup>[4]</sup>等。在这些应用中,压电陶瓷驱动器由于具有大推力、高精度、高刚度和快速响应等优点<sup>[5]</sup>而作为常用的核心驱动部件。然而,压电陶瓷驱动器输出的位移非常有限,通常只占其总长度的 0.1%<sup>[6]</sup>。因此,为了实现压电驱动平台的高精度大行程运动,近年来,多种驱动方法得以面世,比如超声波式<sup>[7]</sup>,尺蠖式<sup>[8]</sup>和粘滑式<sup>[9-10]</sup>。

粘滑式压电驱动平台具有结构紧凑、分辨率高、操作简便及行程大等优点,因而受到广泛关注<sup>[11-14]</sup>。它通常由微动台和滑块组成,微动台和滑块之间的相对运动所产生的摩擦力驱动滑块运动<sup>[15]</sup>。尽管粘滑式压电驱动平台在斜率突变的锯齿波信号驱动下能实现大行程的运动,但该信号会引起微动台的低阻尼振动。此外,当锯齿波信号中的高频成分与微动台的低阻尼谐振频率相近时,会产生谐振振动,使微动台跟踪轨迹产生振动。因此,微动台的低阻尼特性容易引起机械振动,限制了粘滑式压电驱动平台的运动速度。

为了抑制振动,比例控制方法被提出并用于粘滑式定位平台<sup>[16]</sup>,但它难以获得满意的控制性能。Bergander 通过输入整形技术较好地抑制了由锯齿波输入信号所引起的系统自震荡,提高了粘滑式压电驱动平台的速度<sup>[17]</sup>。Zou 等使用压电驱动器的逆模型来构建前馈控制器,实现高频驱动信号的高精度跟踪,从而提高了粘滑式压电驱动平台的速度<sup>[18]</sup>。然而,上述两种方法对系统模型的准确度要求都较高<sup>[19]</sup>。Chao 等提出速度反馈方法来增加压电陶瓷管的有效阻尼,抑制其低阻尼振动,同时使压电陶瓷管保持步进运动模式所需要的高带宽,提高了粘滑式压电驱动平台的性能<sup>[20]</sup>。然而速度反馈信号是通过双压电效应获得的,位置微分会引入噪声。通过增加特殊材料也可以提高微动台的阻尼,但其过程复杂、成本高<sup>[21-22]</sup>。Spiller 等对粘滑式压电驱动平台进行混合电荷控制,消除了迟滞,提高了平台的速度<sup>[23]</sup>。Cheng 等提出了基于神经网络的控制器来补偿磁滞非线性和摩擦力,考虑了滑块和微动

台之间的相对运动,提高了粘滑式压电驱动平台的定位精度<sup>[24]</sup>。

本文提出了基于主动阻尼的复合控制策略 PI-DPF-FF 来提高粘滑式压电驱动平台的运动速度。在粘滑式压电驱动平台的样机上对 PI-DPF-FF 控制器进行验证,并与常规的比例积分控制器和前馈控制器的实验结果进行比较,结果显示 PI-DPF-FF 控制器显著提高了粘滑式压电驱动平台的运动速度,为粘滑式压电驱动平台控制提供了新方法。

## 2 系统组成及工作原理

### 2.1 系统组成

为了验证所提的复合控制策略对粘滑式压电驱动平台的有效性,搭建了如图 1 所示的粘滑式压电驱动平台样机系统。该系统主要包括粘滑式压电驱动平台、电压放大器 E-503、电容传感器模块 Lion CPL190、集成有 16 位 A/D-D/A 模块的实时控制系统 dSPACE-1103、基恩士激光位移传感器 LK-G35、上位机及气浮隔振台。其中,粘滑式压电驱动平台由微动台和滑块组成。微动台由行程为 32  $\mu\text{m}$  的压电陶瓷驱动器 P-885.91、柔铰机构和电容传感器组成。微动台的详细设计和运动原理可参见我们之前的工作<sup>[25]</sup>。实时控制系统 dSPACE-1103 用来运行控制算法,D/A 模块将上位机产生的控制电压传给电压放大器进行放大,然后驱动粘滑式压电驱动平台步进式运动,电容传感器测量微动台的位移,基恩士激光位移传感器测量滑块的位移,A/D 模块将测量结果回传到上位机。实时控制系统的采样时间间隔设置为 50  $\mu\text{s}$ 。

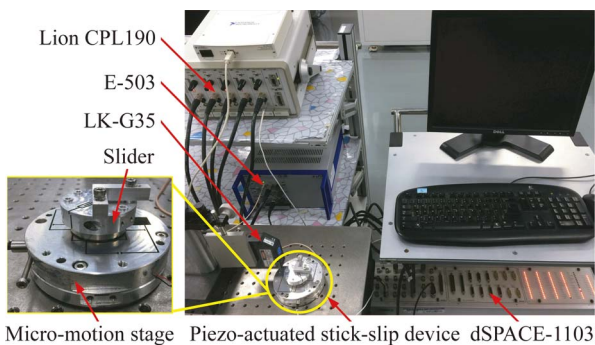


图 1 粘滑式压电驱动平台的实验系统

Fig. 1 Experiment setup of piezo-actuated stick-slip device

### 2.2 工作原理

粘滑式压电驱动平台的工作原理如图 2 所示。在初始阶段, 压电陶瓷驱动器在没有输入信号的作用下保持原长不变, 滑块静止不动; 在“粘”阶段, 输入电压由 A 缓慢增大至 B 时, 压电陶瓷驱动器末端随输入电压的增加而伸长  $\Delta_{step}$ , 带动传动转轴产生一个微小转角  $\theta$ , 传动转轴与滑块之间的相对角速度很小, 接触面处的摩擦力为静摩擦, 滑块跟随传动转轴共同逆时针旋转; 在“滑”阶段, 输入电压

由 B 减小至 C 的过程中, 压电陶瓷驱动器快速收缩, 传动转轴在压电陶瓷驱动器的带动下返回至初始位置, 传动转轴与滑块之间的相对角速度突然变大, 接触面处的摩擦力由静摩擦转变为动摩擦, 滑块因惯性作用保持原有的运动, 因此滑块沿逆时针方向转过  $\theta$  角。压电陶瓷驱动器位移发生如上周期性的变化, 滑块可沿逆时针方向连续旋转。同理, 若改变输入信号, 原信号变为 AB 速升, BC 缓降, 则滑块将沿顺时针方向连续旋转。

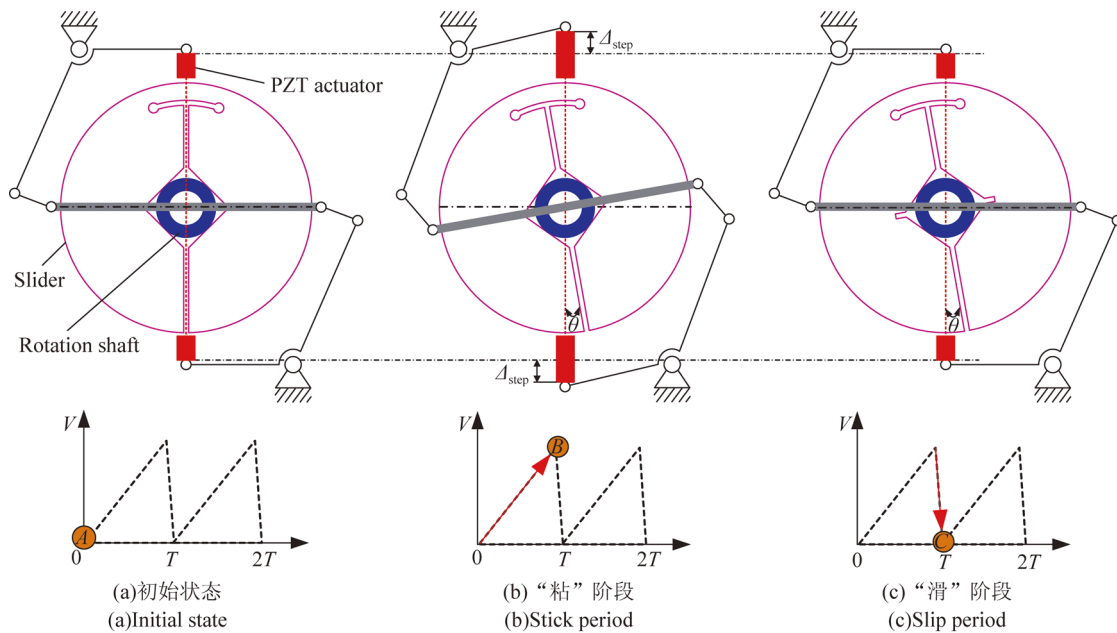


图 2 粘滑式压电驱动平台工作原理

Fig. 2 Working principle of piezo-actuated stick-slip device

### 3 输入信号的滤波

粘滑驱动的输入信号为锯齿波, 如图 3 中红色曲线所示(彩图见期刊电子版)。其周期为  $T$ , 幅值为  $A$ , 占空比  $\lambda = t_1/T$  表示上升时间与周期的比值, 角频率  $\omega = 2\pi/T$ 。

锯齿波周期信号通常都能描述为傅里叶级数, 即无数个谐波的加权叠加<sup>[26]</sup>。通过傅里叶变换得到的信号在上升与下降转变处的过渡更平滑, 且本文所采用的前馈控制器只对谐波有效。考虑到实验设备性能的限制, 本文只考虑前 5 阶谐波<sup>[27]</sup>, 如图 3 中蓝色曲线所示, 原信号在转变处所引起的系统残余振动会有一定程度的减小。故上述锯齿波的傅里叶级数近似表达式为:

$$f(x) = a_0 + \sum_{n=1}^5 [a_n \cos(n\omega t) + b_n \sin(n\omega t)], \quad (1)$$

其中:

$$\begin{aligned} a_0 &= \frac{1}{T} \int_0^T f(t) dt = \frac{A}{2}, \\ a_n &= \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \cos(n\omega t) dt = \\ &= \frac{A[\lambda + \cos(2\pi n\lambda) - \lambda \cos(2\pi n) - 1]}{2\pi^2 n^2 \lambda(1 - \lambda)}, \\ b_n &= \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \sin(n\omega t) dt = \\ &= \frac{A[\sin(2\pi n\lambda) - \lambda \sin(2\pi n)]}{2\pi^2 n^2 \lambda(1 - \lambda)}. \end{aligned} \quad (2)$$

当锯齿波信号的占空比  $\lambda$  为 0 或者 1 时, 它上升或下降阶段的加速度趋于无穷大, 从而导致

系统剧烈震荡。为避免这种情况发生,在后续实验中,默认选用占空比为 0.2 的锯齿波。

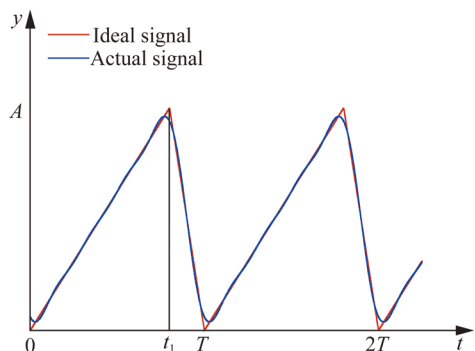


图 3 锯齿波输入信号  
Fig. 3 Saw-tooth input signal

### 4 控制器设计

#### 4.1 系统辨识

为了得到微动台系统的线性模型,将正弦扫频信号加载于微动台上来辨识它的线性模型,扫频信号的幅值为最大输入电压的 0.5%。使用 MATLAB 系统工具箱对所采集的数据进行处理,得到线性模型  $G_1(s)$ ,其表达式为:

$$G_1(s) = \frac{b_2 s^2 + b_1 s + b_0}{s^3 + c_2 s^2 + c_1 s + c_0}, \quad (3)$$

其中:  $b_2 = 444.9$ ,  $b_1 = -4.779 \times 10^6$ ,  $b_0 = 2.538 \times 10^{10}$ ,  $c_2 = 2.012$ ,  $c_1 = 1.830 \times 10^7$ ,  $c_0 = 3.548 \times 10^{10}$ 。

图 4 给出了模型仿真的频率响应和实验结果对比,可知所辨识的模型与实验结果在 1~1 000 Hz 以内都是准确的。由式(3)可计算出传递函数  $G_1(s)$  的极点为:

$$\begin{cases} p_{1,2} = -30.3 \pm i4\ 263.9 \\ p_3 = -1\ 951.4 \end{cases}. \quad (4)$$

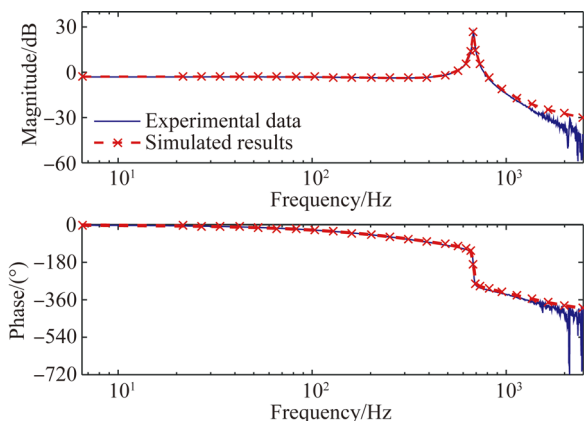


图 4 开环系统的频率响应

Fig. 4 Frequency responses of the open-loop system

#### 4.2 主动阻尼控制

由于时滞位置反馈 (Delayed Position Feedback, DPF)<sup>[28]</sup> 只需一个位置传感器,具有结构简单和易于实现的优点,本文选用它来主动提高系统的阻尼比。图 5 为 DPF 控制器结构,其中  $G_1(s)$  表示微动台系统的线性动态特性,  $H(s)$  表示 DPF 控制器,  $e^{-s\tau}$  为时滞项,  $k$  表示它的增益,  $u_h(t)$  为时滞位置反馈控制器的输出,  $u(t)$  为控制输入,  $y(t)$  表示微动台的输出,  $d(t)$  表示未建模动态特性等扰动。

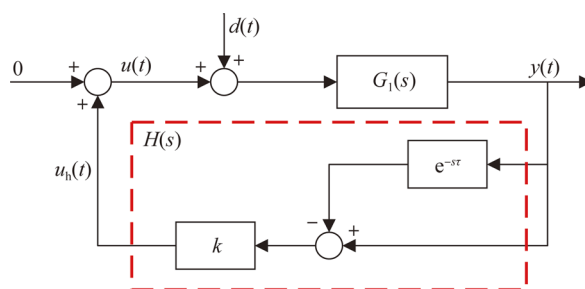


图 5 DPF 控制结构框图

Fig. 5 Block diagram of DPF control

由图 5 可知,DPF 控制器的传递函数可表示为:

$$H(s) = k(1 - e^{-s\tau}). \quad (5)$$

因此,推导出含 DPF 控制器的闭环系统的特征方程:

$$\begin{aligned} \Delta(s, \tau, k) &= |1 - G_1(s)H(s)| = \\ &|1 - k(1 - e^{-s\tau})G_1(s)| = 0. \end{aligned} \quad (6)$$

对于时滞系统而言,主极点直接决定了系统的性能<sup>[29]</sup>。对式(6)进行拉普拉斯逆变换,得到时滞微分方程:

$$\begin{aligned} \ddot{y}(t) + (c_2 - kb_2)\ddot{y}(t) + (c_1 - kb_1)\dot{y}(t) + \\ (c_0 - kb_0)y(t) + kb_2\ddot{y}(t-\tau) + \\ kb_1\dot{y}(t-\tau) + kb_0y(t-\tau) = 0. \end{aligned} \quad (7)$$

引入矢量  $x(t) = (y(t) \quad \dot{y}(t) \quad \ddot{y}(t))^T$ , 将时滞位置反馈控制器所导致的时滞微分方程(7)转换为如下的状态空间表达式:

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bx(t-\tau), \quad (8)$$

其中:

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ -c_0 + kb_0 & -c_1 + kb_1 & -c_2 + kb_2 \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ -kb_0 & -kb_1 & -kb_2 \end{bmatrix}.$$

选用广义龙格库塔法 (Generalized Runge-Kutta Method, GRKM), 从离散化的角度来确定状态空间表达式(8)的主极点。由于篇幅限制, 不详细描述 GRKM, 其推导过程见文献[28]。根据 GRKM, 推导出式(8)的 Floquet 转换矩阵:

$$\Phi = \mathbf{P}^{-1} \cdot \mathbf{Q}, \quad (9)$$

其中矩阵  $\mathbf{P}^{-1}$  和  $\mathbf{Q}$  具体含义见文献[28]。Floquet 转换矩阵  $\Phi$  的特征值可由  $\lambda_g (1 \leq g \leq (m+1))$  来表示,  $m$  为离散步数, 相应的 Floquet 指数为:

$$\nu_g = \frac{1}{\tau} \ln(\lambda_g). \quad (10)$$

在  $(m+1)$  个 Floquet 指数中, 拥有最大实部的就是式(8)的主极点, 表示为  $\nu_{\max} = \nu_{g^*}$ , 其下标  $g^*$  定义为:

$$g^* = \arg \max_{1 \leq g \leq (m+1)} \text{Re}(\nu_g). \quad (11)$$

选用遗传算法<sup>[30]</sup>进行优化计算得到合适的参数, 即反馈增益和时间延迟, 其目标函数为:

$$\min_{\tau, k} f(\tau, k) = (\text{Re}(\nu_{\max}) - \text{Re}(\nu_0))^2 + (\text{Im}(\nu_{\max}) - \text{Im}(\nu_0))^2, \quad (12)$$

其中:  $\nu_0$  表示期望的极点,  $\text{Re}(\nu_{\max})$  和  $\text{Re}(\nu_0)$  分别表示  $\nu_{\max}$  和  $\nu_0$  的实部,  $\text{Im}(\nu_{\max})$  和  $\text{Im}(\nu_0)$  分别表示  $\nu_{\max}$  和  $\nu_0$  的虚部。为使系统阻尼得到足够增加, 应该将期望的主极点尽可能向左移动。期望的主极点设定为:

$$p_{1,2} = -1.200 \pm i4.263.9. \quad (13)$$

通过求解优化方程(12), 得到时滞位置反馈控制器的参数  $\tau = 4.5814 \times 10^{-4}$  和  $k = 0.5510$ 。

### 4.3 前馈控制器和跟踪控制器

图 6 给出了基于主动阻尼的复合控制 (PI-DPF-FF) 结构框图, 其中  $G_2(s)$  表示滑块。式(3)含有不稳定零点, 故微动台系统为非最小相位系统, 选用改进型零相位误差跟踪控制 (Modified ZeroPhase Error Tracking Control, MZPETC)<sup>[31]</sup> 求取系统逆模型, 实现前馈控制 (Feedforward Control, FF)。DPF 控制器提高了系统的阻尼, 解决了低增益裕量问题, 从而可选用高增益跟踪

控制器  $C(s)$ 。由于 PI 控制器简单, 本文选用它作为  $C(s)$ , 它的传递函数表达式为  $C(s) = k_p + k_i/s$ , 其中,  $k_p$  和  $k_i$  分别表示比例和积分增益。

图 6 中 PI 控制器参数的选取采用图解法。该方法可用来分析整个闭环系统的稳定性, 详细介绍见文献[28]和[32]。其原理是在  $k_p - k_i$  平面上建立一个同时满足相位裕度和增益裕度要求的稳定区域。在本文中, 整个系统的相位裕度和增益裕度分别设为大于  $60^\circ$  和 7 dB。PI 控制器参数  $k_p$  和  $k_i$  在满足上述裕度约束的稳定区域中选择, 采用试错法整定, 且滑块置于微动台上时稳定误差保持不变。最终, PI 控制器分别选取  $k_p = 0.15$  和  $k_i = 595$ 。

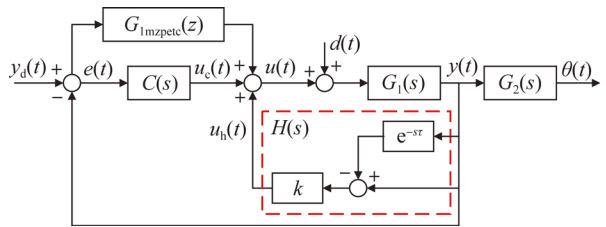


图 6 PI-DPF-FF 控制器的结构框图

Fig. 6 Block diagram of PI-DPF-FF controller

对于前馈控制器, 应用双线性变换将连续传递函数式(3)转化为离散形式:

$$G_1(z) = \frac{B(z)}{A(z)} = \frac{B_s(z) B_u(z)}{A(z)}, \quad (14)$$

其中:  $B_s(z)$  表示含稳定零点的多项式,  $B_u(z)$  表示含不稳定零点的多项式。根据 MZPETC<sup>[31]</sup> 来构造逆模型, 其表达式定义为:

$$G_{1mzpetc}(z) = \frac{z^{-q} A(z) B_u(z^{-1})}{B_s(z) [B_u(1)]^2} G_1^*(z), \quad (15)$$

其中:  $G_1^*(z)$  用来补偿  $z^{-q}$  所产生的相位滞后, 其表达式定义为:

$$G_1^*(z) = \frac{g(z - z_1)(z - z_2) \cdots (z - z_5)}{(p - p_1)(p - p_2) \cdots (p - p_5)}, \quad (16)$$

其中:  $k$ ,  $z_i$  和  $p_i$  分别表示  $G_1^*(z)$  的增益、零点和极点。目标函数为:

$$\min E(\omega) = \sum_{r=0}^N [G_1^{-1}(j\omega_r) - G_{1mzpetc}(j\omega_r)]$$

$$\text{s. t. } |z_i| < 1, |p_i| < 1, \quad (17)$$

其中  $\omega_r$  表示关注的角频率。选用 MATLAB 中的 fmincon 函数求解式(17)得到  $G_1^*(z)$  中的变量值, 如表 1 所示。

表 1 四种控制器的锯齿波轨迹跟踪误差

Tab. 1 Tracking errors of four controllers with saw-tooth reference trajectory

误差	值	误差	值
$g$	16.970 7	$z_1$	-0.399 2
$p_1$	0.079 8	$z_2$	0.788 6
$p_2$	0.051 1	$z_3$	-0.352 5
$p_3$	0.076 5	$z_4$	0.870 3-i0.319 4
$p_4$	0.021 3	$z_5$	0.870 3+i0.319 4
$p_5$	-0.020 2		

### 5 实验结果

#### 5.1 带宽测试

为了评估所提出的基于主动阻尼的复合控制器 (PI-DPF-FF) 的性能, 将 PI、PI-DPF 及 MZPETC 结合 PI-FF 与之进行比较。其中, PI 和 PI-FF 控制器中的比例增益和积分增益分别整定为  $k_p=0.036$  和  $k_i=260$ , PI-DPF 中的  $k_p, k_i$  分别整定为 0.15 和 595。

通常将互补灵敏度函数在 -3 dB 处的交叉频率作为系统的带宽。在实验中, 将正弦扫频信号加载于微动台来得到 4 种控制器的带宽。图 7 给出了微动台在 4 种控制器下的频率响应实验结果, 由图 7 可知, PI、PI-DPF、PI-FF 和 PI-DPF-FF 控制器的带宽分别为 32.7, 86.8, 1467.7 和 1466.5 Hz, 分别为系统一阶频率的 4.83%, 12.82%, 216.76% 和 216.59%。因此, 与 PI 和 PI-DPF 控制器相比, PI-FF 和 PI-DPF-FF 控制器都显著提高了微动台系统的带宽。

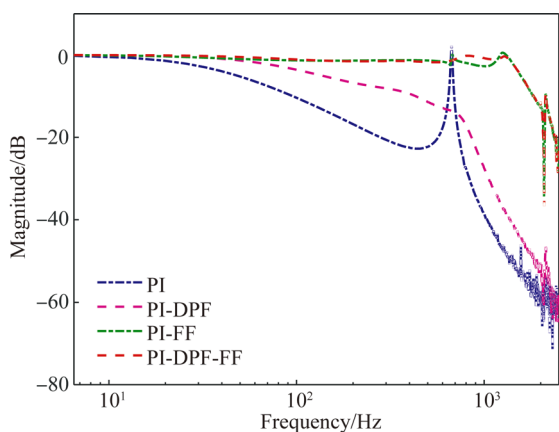


图 7 四种控制器的频率响应实验结果

Fig. 7 Measured frequency responses of four controllers

#### 5.2 轨迹跟踪实验

选用占空比  $\lambda$  为 0.2, 幅值  $A$  为 0.35 mrad, 频率  $f$  分别为 1, 10, 20, 50, 100 和 120 Hz 的锯齿波作为输入信号。为了量化跟踪效果, 选用最大误差  $e_m$  和均方根误差  $e_{rms}$  来进行评价, 它们的定义分别为:

$$e_m = \frac{\max_{t \in [0, T]} |y_d(t) - y(t)|}{\max[y_d(t)] - \min[y_d(t)]} \times 100\%, \quad (18)$$

$$e_{rms} = \frac{\sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T [y_d(t) - y(t)]^2 dt}}{\max[y_d(t)] - \min[y_d(t)]} \times 100\%, \quad (19)$$

其中:  $T$  表示期望位移的周期,  $y(t)$  和  $y_d(t)$  分别表示实际和期望的轨迹。

表 2 列出了 4 种控制器跟踪不同频率锯齿波信号的误差。作为示例, 图 8 和图 9 分别为 4 种控制器跟踪 20 和 100 Hz 锯齿波的曲线。可以发现, PI 控制器能跟踪 20 Hz 锯齿波信号, 随着频率的增加, 它的跟踪性能越来越差, 图 9(a) 显示它完全不能跟踪 100 Hz 锯齿波信号。PI-DPF、PI-FF 和 PI-DPF-FF 控制器都能够有效地跟踪锯齿波信号。

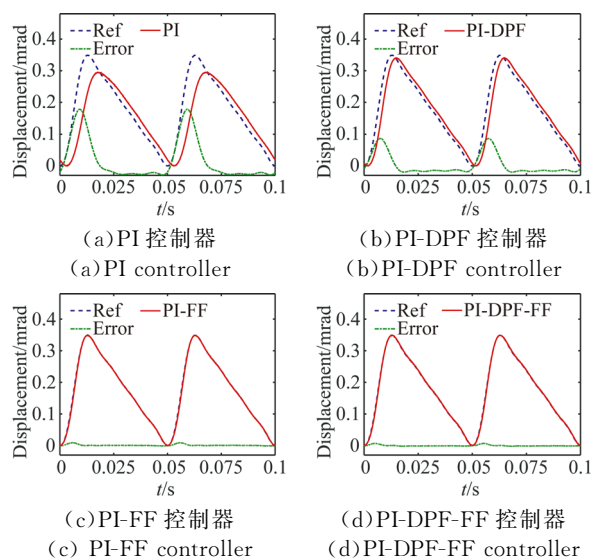


图 8 跟踪 20 Hz 参考轨迹的实验结果

Fig. 8 Experimental results for tracking a 20-Hz trajectory

PI-DPF 控制器由于没有前馈控制器, 故幅值变小, 相位滞后。特别地, 跟踪 20 Hz 锯齿波轨迹时, PI、PI-DPF、PI-FF 和 PI-DPF-FF 控制器的  $e_m$  分别为 51.13%, 24.95%, 2.66% 和 2.15%, 它们的  $e_{rms}$  分别为 19.64%, 9.32%, 0.73% 和

0.60%;跟踪 100 Hz 锯齿波轨迹时,其  $e_m$  分别为 96.15%,80.61%,8.79%和 10.31%, $e_{rms}$  分别为 47.49%,32.95%,3.27%和 3.41%。此外,PI-FF 控制器的输出轨迹呈现出一定的振动,而 PI-DPF-FF 控制器能够有效地抑制振动。

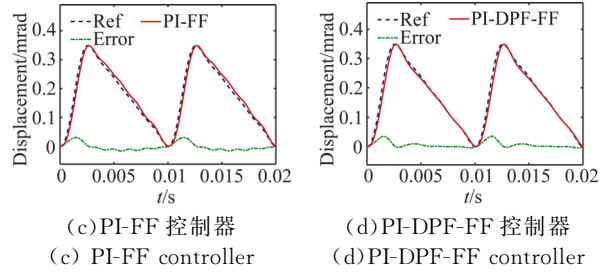
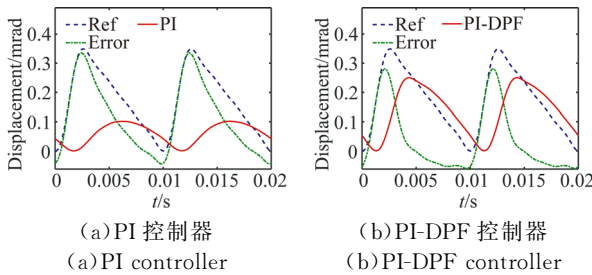


图 9 跟踪 100 Hz 参考轨迹的实验结果

Fig. 9 Experimental results for tracking a 100-Hz trajectory

当期望轨迹的频率较低时,PI-DPF-FF 控制器的跟踪误差最小;随着频率的增加,PI-DPF-FF 控制器的跟踪误差略大于 PI-FF 控制器。

表 2 四种控制器的锯齿波轨迹跟踪误差

Tab. 2 Tracking errors of saw-tooth reference trajectory with four controllers

Controller	1 Hz		20 Hz		50 Hz		100 Hz		120 Hz	
	$e_m$	$e_{rms}$	$e_m$	$e_{rms}$	$e_m$	$e_{rms}$	$e_m$	$e_{rms}$	$e_m$	$e_{rms}$
PI	2.93%	1.15%	51.13%	19.64%	82.61%	35.75%	96.15%	47.49%	97.82%	49.69%
PI-DPF	1.21%	0.53%	24.95%	9.32%	53.32%	20.50%	80.61%	32.95%	87.48%	36.45%
PI-FF	0.52%	0.17%	2.66%	0.73%	4.59%	1.41%	8.79%	3.27%	9.44%	3.79%
PI-DPF-FF	0.39%	0.12%	2.15%	0.60%	5.13%	1.50%	10.31%	3.41%	12.86%	4.37%

5.3 角速度比较

对于粘滑式压电驱动平台的转角测量,受实验条件的限制,本文采用如图 10 所示的实验测量方案。将一个测量板固定于粘滑式压电驱动平台的滑块上,采用基恩士激光位移传感器 LK-G35 读取测量板上距回转中心 25 mm 处的直线位移,再把直线位移转化为角位移。当角度小于  $2^\circ$  时,转换关系近似如下:

$$\theta_{out} \approx \tan(\theta_{out}) = \frac{l_{out}}{25}, \quad (20)$$

其中  $l_{out}$  为测得的直线位移。

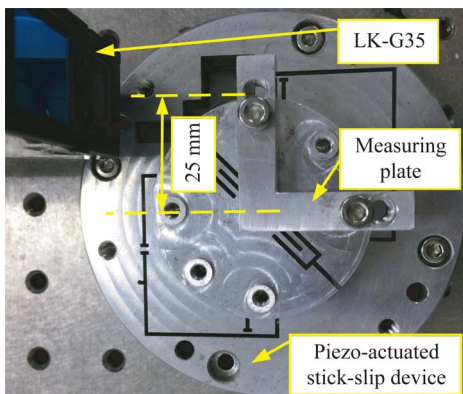


图 10 转角测量系统

Fig. 10 Experiment setup for rotational angle measurement

当锯齿波信号的频率为 100 Hz 和幅值为 0.35 mrad 时,粘滑式压电驱动平台能稳定地工作,故选用它作为驱动信号进行实验。在 PI、PI-DPF、PI-FF 和 PI-DPF-FF 4 种控制器的作用下,粘滑式压电驱动平台的角位移输出如图 11 所示。由图可知,PI、PI-DPF、PI-FF 和 PI-DPF-FF 控制器所产生的角速度分别为 0.02,4.57,3.52 和 9.03 mrad/s,可见,PI-DPF-FF 控制器使粘滑式压电驱动平台具有最大的角速度。由于 PI 控制器的输出幅值小,故滑块速度几乎为零;此外,在实验过程中,设置任意 PI 控制器参数  $k_p$  和  $k_i$ ,滑块角速度仍然接近于零。PI-DPF-FF 和 PI-FF 控制器的带宽和输出幅值几乎相同,前者产生的角速度是后者的 2.57 倍,说明微动台带宽和输出幅值一样时,其阻尼越大,滑块角速度越大。而在文献[20]中,速度反馈控制器增加了压电陶瓷管的阻尼,改善了粘滑式压电驱动平台的运动重复性,但并没有实验结果显示速度反馈控制器提高了平台的运动速度。粘滑式压电驱动平台为低阻尼系统,其谐振频率较低,且粘滑驱动必然会产生由摩擦力所引起的冲击载荷,导致系统震荡,而 PI-DPF-FF 控制器相比于 PI-FF 控制器增加了

微动台的阻尼,有效抑制了系统震荡,提高了滑块的速度。此外,PI-DPF 控制器的带宽和输出幅值都比 PI-FF 控制器的,但前者产生的滑块速度比后者的大,再次说明阻尼的作用之大。

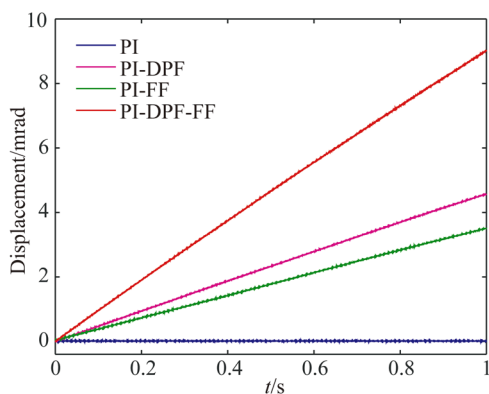


图 11 不同控制策略下滑块的输出转角

Fig. 11 Angle displacement of slider with different control strategies

驱动信号的频率是决定粘滑式压电驱动平台性能的重要影响因素。选用 PI-DPF-FF 控制器在不同驱动信号频率下进行一系列实验,图 12 给出了角速度和驱动信号频率之间的关系,当驱动信号幅值  $A$  为  $0.35 \text{ mrad}$ ,频率  $f$  分别为  $90, 95, 100, 105, 110, 115$  和  $120 \text{ Hz}$  时,所产生的角速度分别为  $1.07, 3.84, 9.03, 12.08, 9.65, 6.391$  和  $2.96 \text{ mrad/s}$ 。显然,当驱动信号频率小于  $105 \text{ Hz}$  时,随着频率的增大,粘滑式压电驱动平台的步角也相应变大,此时,曲线斜率几乎不变,表明角速度和驱动信号频率几乎为线性关系。当驱动信号频率大于  $105 \text{ Hz}$  时,随着频率的增大,曲线斜率由正变负,表明步角减小了。

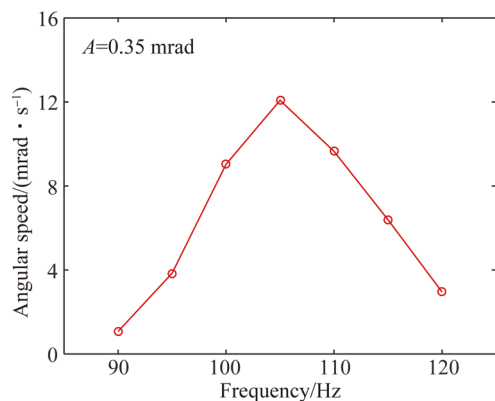
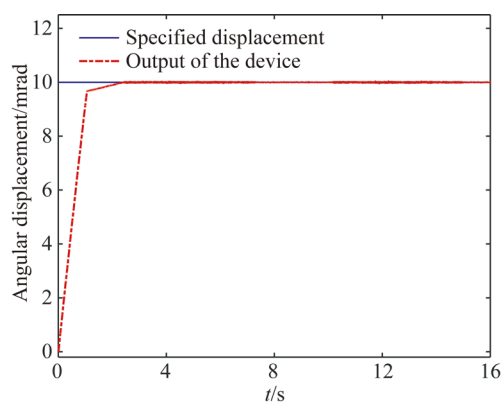


图 12 不同频率下滑块的输出角速度

Fig. 12 Angular speeds of slider with different signal frequencies

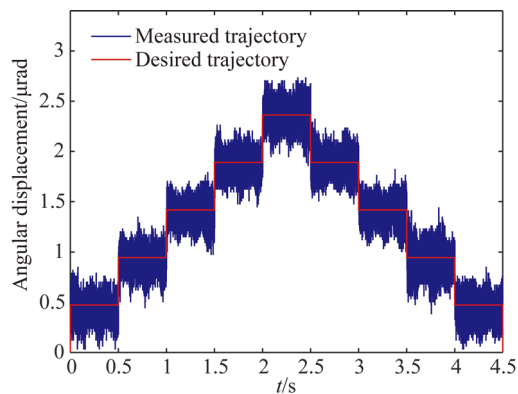
#### 5.4 大行程运动实验

粘滑式压电驱动平台有两种典型的运动模式:步进模式和扫描模式<sup>[24]</sup>。步进模式是将锯齿波驱动信号作用于平台,让它一步一步地运动,其运动范围大、速度快、分辨率低。当目标位置与当前位置的距离小于一个步角时,平台切换为扫描模式,此时滑块随着微动台一起缓慢运动,直至运动到目标位置,该模式的运动分辨率极高。通过这两种运动模式,粘滑式压电驱动平台便可以实现大行程高精度运动。



(a) 10 mrad 的运动实验结果

(a) Motion with 10-mrad reference



(b)  $0.48 \mu\text{rad}$  高度连续阶梯信号跟踪结果

(b)  $0.48\text{-}\mu\text{rad}$  stepwise response

图 13 粘滑式压电驱动平台的定位性能

Fig. 13 Positioning performance of piezo-actuated stick-slip device

在大行程运动实验中,步进模式选用所提出的 PI + DPF + FF 控制器,扫描模式采用 PI + DPF 控制器。目标位移设置为  $10 \text{ mrad}$ ,在步进模式阶段时,锯齿波信号的频率  $f$  为  $100 \text{ Hz}$ 、幅值  $A$  为  $0.35 \text{ mrad}$ ,实验结果如图 13(a)所示。当

平台的角位移大于  $9.65 \text{ mrad}$  时,切换为扫描模式,此后平台以极高的运动分辨率运动至目标位置。测量分辨率时仍采用如图 10 所示的测试方案,考虑到基恩士激光位移传感器 LK-G35 的精度不够高,采用雄狮电容传感器替代它进行测量。对平台输入高度为  $0.48 \mu\text{rad}$  的连续阶梯信号,测得平台的系统响应如图 13(b)所示。可以看出,工作于扫描模式时平台具有亚微弧度级的分辨率。

## 6 结 论

本文提出了基于主动阻尼的复合控制策略 PI-DPF-FF 以提高粘滑式压电驱动平台的运动速度。首先对输入的锯齿波信号进行滤波,使它更平

滑。然后采用时滞位置反馈控制器来主动提高微动台的阻尼,抑制其振动。选用跟踪控制器和改进型零相位误差跟踪控制器来减小跟踪误差,提高跟踪带宽。最后,在粘滑式压电驱动平台的样机上验证了 PI-DPF-FF 控制策略的有效性。实验结果表明,与 PI 控制器相比,PI-DPF-FF 控制器将微动台的跟踪带宽由  $32.7 \text{ Hz}$  提高到  $1466.5 \text{ Hz}$ 。此外,当系统输入占空比为  $0.2$  和频率为  $100 \text{ Hz}$  的信号时,与常规的前馈控制器相比,PI-DPF-FF 控制器将滑块角速度由  $3.52 \text{ mrad/s}$  提高到  $9.03 \text{ mrad/s}$ ,从而,当微动台带宽和输出幅值几乎一样时,控制器阻尼越大,滑块角速度越大。本文所提出的控制策略为粘滑式压电驱动平台控制提供了新方法。

### 参考文献:

- [1] ZHU W L, YANG X, DUAN F, *et al.*. Design and adaptive terminal sliding mode control of a fast tool servo system for diamond machining of freeform surfaces [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2019, 66(6): 4912-4922.
- [2] DSOUZA R D, NAVIN K P, THEODORIDIS T, *et al.*. Design, fabrication and testing of a 2 DOF compliant flexural microgripper [J]. *Microsystem Technologies*, 2018, 24(9): 3867-3883.
- [3] KIM M, PARK C, JE S, *et al.*. Real-time compensation of simultaneous errors induced by optical phase difference and substrate motion in scanning beam laser interference lithography system [J]. *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, 2018, 23(4): 1491-1500.
- [4] WANG Y, WU S, XU L, *et al.*. A new precise positioning method for piezoelectric scanner of AFM [J]. *Ultramicroscopy*, 2019, 196: 67-73.
- [5] XU S, ZHU X, DONG Z, *et al.*. Nonlinear modeling and analysis of compliant mechanisms with circular flexure hinges based on quadrature beam elements [J]. *Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part C: Journal of Mechanical Engineering Science*, 2019, 233(9): 3277-3285.
- [6] CHOI K B, LEE J J, KIM G H, *et al.*. Amplification ratio analysis of a bridge-type mechanical amplification mechanism based on a fully compliant model [J]. *Mechanism and Machine Theory*, 2018, 121: 355-372.
- [7] 王金鹏, 全家楣, 赵淳生. 用于精密定位平台的直线超声电机的异步并联 [J]. *光学精密工程*, 2011, 19(11): 2693-2702.
- [8] 胡俊峰, 杨展宏. 尺蠖式直线微驱动器的设计 [J]. *光学精密工程*, 2018, 26(1): 122-131.
- [9] HU J F, YANG ZH H. A novel inchworm linear micro actuator [J]. *Opt. Precision Eng.*, 2018, 26(1): 122-131. (in China)
- [10] LIU J, LIU Y, ZHAO L, *et al.*. Design and experiments of a single-foot linear piezoelectric actuator operated in a stepping mode [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2018, 65(10): 8063-8071.
- [11] 时运来, 姜成树, 张军, 等. 粘滑驱动式小型精密运动平台 [J]. *光学精密工程*, 2018, 26(5): 1124-1132.
- [12] SHI Y L, LOU CH SH, ZHANG J, *et al.*. Small precision motion of platform based on stick-slip driving principle [J]. *Opt. Precision Eng.*, 2018, 26(5): 1124-1132. (in Chinese)
- [13] HANG S, LIU J, DENG J, *et al.*. Development of a novel two-DOF pointing mechanism using a bending-bending hybrid piezoelectric actuator [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2018, 66(10): 7861-7872.
- [14] OUBELLIL R, VODA A, BOUDAOU M, *et al.*. Mixed stepping/scanning mode control of stick-slip SEM-integrated nano-robotic systems [J]. *Sensors and Actuators, A: Physical*, 2019, 285: 258-268.
- [15] MISHAKOV G V, DEMIKHOV E I, SHARKOV

- A V. Inertial motor on a single piezoelectric actuator for a low-temperature near-field scanning optical microscope [J]. *Review of Scientific Instruments*, 2019, 90(1): 016103.
- [14] WANG S, RONG W, WANG L, *et al.*. A survey of piezoelectric actuators with long working stroke in recent years; Classifications, principles, connections and distinctions [J]. *Mechanical Systems and Signal Processing*, 2019, 123: 591-605.
- [15] BOUDAUD M, LU T, LIANG S, *et al.*. A voltage/frequency modeling for a multi-DOFs serial nanorobotic system based on piezoelectric inertial actuators [J]. *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, 2018, 23(6): 2814-2824.
- [16] LIU Y F, LI J, HU X H, *et al.*. Modeling and control of piezoelectric inertia-friction actuators: Review and future research directions [J]. *Mechanical Sciences*, 2015, 6(2): 95-107.
- [17] BERGANDER A, BREGUET J M. Performance improvements for stick-slip positioners [C]. *Proceedings of 2003 International Symposium on Micromechatronics and Human Science*, 2003, 59-66.
- [18] ZOU Q, GIESSEN C V, GARBINI J, *et al.*. Precision tracking of driving wave forms for inertial reaction devices [J]. *Review of Scientific Instruments*, 2005, 76(2): 23701-23711.
- [19] YONG Y K, MOHEIMANI S O R, KENTON B J, *et al.*. Invited review article; High-speed flexure-guided nanopositioning; mechanical design and control issues [J]. *Review of Scientific Instruments*, 2012, 83(12): 121101.
- [20] CHAO S H, GARBINI J L, DOUGHERTY W M, *et al.*. The design and control of a three-dimensional piezoceramic tube scanner with an inertial slider [J]. *Review of Scientific Instruments*, 2006, 77(6): 063710.
- [21] CHEN Z, CHEN G, ZHANG X. Damped leaf flexure hinge [J]. *Review of Scientific Instruments*, 2015, 86(5): 055002.
- [22] CHEN Z, JIANG X, ZHANG X. Damped circular hinge with integrated comb-like substructures [J]. *Precision Engineering*, 2018, 53: 212-220.
- [23] SPILLER M, HURÁK Z. Hybrid charge control for stick-slip piezoelectric actuators [J]. *Mechatronics*, 2011, 21(1): 100-108.
- [24] CHENG L, LIU W, YANG C, *et al.*. A neural-network based controller for piezoelectric-actuated stick-slip devices [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2018, 65(3): 2598-2607.
- [25] ZHU X, WEN Z, CHEN G, *et al.*. A decoupled flexure-based rotational micropositioning stage with compact size [J]. *Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part C: Journal of Mechanical Engineering Science*, 2018, 232(22): 4167-4179.
- [26] HUNSTIG M, HEMSEL T, SEXTRO W. Stick-slip and slip-slip operation of piezoelectric inertia drives-Part II: Frequency-limited excitation [J]. *Sensors and Actuators, A: Physical*, 2013, 200: 79-89.
- [27] ZESCH W. *Multi-degree-of-freedom Micropositioning using Stepping Principles* [D]. Zurich: Swiss Federal Institute of Technology, 1997.
- [28] YANG M J, NIU J B, LI C X, *et al.*. High-bandwidth control of nanopositioning stages via an inner-loop delayed position feedback [J]. *IEEE Transactions on Automation Science & Engineering*, 2015, 12(4): 1357-1368.
- [29] WEN Z, DING Y, LIU P, *et al.*. Direct integration method for time-delayed control of second-order dynamic systems [J]. *Journal of Dynamic Systems, Measurement and Control, Transactions of the ASME*, 2017, 139(6): 061001.
- [30] SCHMITT L M. Theory of genetic algorithms [J]. *Theoretical Computer Science*, 2001, 259(1-2): 1-61.
- [31] TIAN L, WU J, XIONG Z, *et al.*. Precise motion control of piezoelectric actuators using modified ZPETC-based composite controller [C]. *IEEE/ASME International Conference on Advanced Intelligent Mechatronics*, 2014: 967-972.
- [32] TAN N, KAYA I, ATHERTON D P. A graphical method for computation of all stabilizing PI controllers [C]. *In Proc. 16th IFAC World Congr., Czech Republic, Europe*, 2005, 16: 349-354.

#### 作者简介:



徐斯强(1988—),男,湖北赤壁人,博士研究生,2010年、2013年于武汉科技大学分别获得学士和硕士学位,主要从事柔顺机构建模和控制方面的研究。  
E-mail: xusiqiang@sjtu.edu.cn

#### 通讯作者:



刘品宽(1969—),男,湖北天门人,研究员,博士生导师,2003年于哈尔滨工业大学获得博士学位,主要从事纳米级微定位技术、微操作机器人,电子制造中的高速高精度定位与操纵,以及纳米制造中的精密驱动与控制等方面的研究。  
E-mail: pkliu@sjtu.edu.cn