

## 压电柔顺微操作器的 $H_\infty$ 反馈控制\*

李存尧<sup>1</sup>, 杨依领<sup>1</sup>, 吴高华<sup>1</sup>, 魏燕定<sup>2</sup>

(1. 宁波大学机械工程与力学学院 宁波, 315211)

(2. 浙江大学浙江省先进制造技术重点实验室 杭州, 310027)

**摘要** 为保证压电柔顺微操作器的精准性和稳定性,以压电纤维驱动的单自由度柔性微操作器为例,首先,通过在传统 Prandtl-Ishlinskii(简称 PI)迟滞模型上串联死区算子,建立改进 PI 迟滞模型并设计相应前馈控制器;其次,将系统模型分解为线性可逆分量和有界分量,并构建权重函数和增广模型设计  $H_\infty$  反馈控制器,以保证系统的稳定性和精准性;最后,以压电纤维驱动的单自由度柔性微操作器为例,搭建实验测控系统。实验结果表明:在前馈控制下,压电柔顺微操作器的迟滞量从 16.5% 下降到 4.4%,改进 PI 迟滞模型是可行的。当参考轨迹为阶跃和不同频率的正弦信号、甚至改变微操作器结构参数时,  $H_\infty$  反馈控制均能有效跟踪给定参考信号且相对控制误差较小,验证了所设计  $H_\infty$  反馈控制器的有效性。

**关键词** 柔顺微操作器;  $H_\infty$  反馈控制; 压电纤维驱动器; 迟滞模型

**中图分类号** TH113.1; TN384

### 引言

压电材料驱动的柔顺微操作器具有结构紧凑、响应速度快和位移分辨率高等优点,被广泛应用在微操作与微装配等领域<sup>[1-4]</sup>。然而,压电驱动器也呈现出严重的迟滞非线性,降低系统精确性和稳定性,加剧精密控制难度<sup>[5-6]</sup>。

针对压电迟滞非线性,学者们提出了众多迟滞模型,例如:Preisach 模型<sup>[7]</sup>、Maxwell 模型<sup>[8]</sup>、Bouc-Wen 模型<sup>[9]</sup>和 PI 模型<sup>[10]</sup>等。根据有无迟滞逆模型,压电微操作器的控制方法可分为前馈控制和反馈控制。前馈控制通常先构建精确迟滞模型,解析得到逆模型,并与压电系统串联进行前馈补偿。反馈控制无需构造迟滞逆模型,通过引入检测反馈环节构建相应的反馈控制器。Nguyen 等<sup>[11]</sup>使用加权 Preisach 模型改善了模型不连续性特性,并设计前馈控制器降低了系统迟滞误差。Habineza 等<sup>[12]</sup>将改进 Bouc-Wen 逆模型作为系统前馈控制器,将压电驱动器的迟滞非线性降低至 2.5%,提高了位移跟踪精度。Qin 等<sup>[13]</sup>利用 PI 逆模型补偿压电致动器的迟滞现象,跟踪慢速的任意波信号时最大误差仅为 0.22  $\mu\text{m}$ 。

考虑到逆模型的辨识与计算较为复杂,同时逆

模型输出与实测输出存在一定表征误差,前馈控制不能完全消除迟滞非线性。因此,研究人员提出了反馈控制,例如:比例-积分-微分(proportional-integral-derivative,简称 PID)控制<sup>[14]</sup>、鲁棒控制<sup>[15-16]</sup>、模糊控制<sup>[17]</sup>以及自适应控制<sup>[18]</sup>等。Wang 等<sup>[14]</sup>将 PID 反馈控制用于压电柔性夹持器,阶跃响应的稳态误差为  $\pm 0.4 \mu\text{m}$ 。Ghafarirad 等<sup>[16]</sup>采用基于复合干扰观测器的鲁棒控制,压电系统在 270  $\mu\text{m}$  位移范围内的最大跟踪误差为 2  $\mu\text{m}$ 。Chi 等<sup>[17]</sup>通过结合 PID 控制与模糊控制,在线调整压电系统参数,保证了控制的快速性和精准性。当柔顺微操作器进行精密运动时,由于参数摄动和系统本身的柔性本质极易导致高增益振荡问题发生,压电柔顺微操作器轻则出现跟踪波动,重则使得系统发散。在保证控制精度的情况下,如何兼顾压电柔顺微操作器的控制稳定性,依然是当前研究的难点。

为保证压电柔顺微操作器的精准性和稳定性,以压电纤维驱动的单自由度柔性微操作器为例,采用改进 PI 模型来表征微操作器的迟滞非线性,根据辨识的迟滞模型进行前馈迟滞补偿。考虑到前馈控制对模型参数摄动和外部干扰无效,将逆补偿误差和外界扰动视为系统不确定性,设计  $H_\infty$  反馈控制器

\* 国家自然科学基金资助项目(51805276, 51975517);浙江省自然科学基金资助项目(LQ18E050003);宁波市自然科学基金资助项目(2018A610152)

收稿日期:2020-12-24;修回日期:2021-03-10

消除系统误差并保证控制稳定性。通过压电柔顺微操作器的实验,验证了该方法的有效性。

## 1 PI迟滞模型及其改进

### 1.1 改进PI迟滞模型描述

源自Preisach模型,PI模型具有容易辨识,参数稳定且易于得到逆模型等优点。经典PI模型通过将基本Backlash迟滞算子加权叠加来描述迟滞非线性特性,Backlash迟滞算子如图1所示。

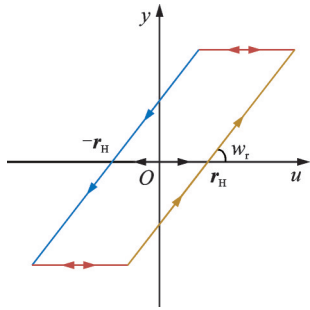


图1 Backlash迟滞算子

Fig.1 The Backlash operator

基于阈值 $r_H$ 以及输入 $u(t)$ ,Backlash算子可采用递归形式表述,即

$$y(t) = H_r[u(t), y_0(t)] = \max\{u(t) - r_H, \min[u(t) + r_H, y(t-T)]\} \quad (1)$$

其中: $r_H$ 为Backlash算子的阈值; $T$ 为采样周期; $u(t)$ 和 $y(t)$ 分别为迟滞算子的输入和输出信号。

为了表征压电系统的迟滞模型,将 $n$ 个不同阈值、权重的具有局部记忆滞回特性的Backlash算子线性叠加,即

$$y(t) = \mathbf{w}_r^T \mathbf{H}_r[u(t), \mathbf{y}_0(t)] = \sum_{i=0}^n H_r^i[u(t), y^i(t)] = \sum_{i=0}^n \omega_r^i \max\{u(t) - r_H^i, \min[u(t) + r_H^i, y^i(t-T)]\} \quad (2)$$

其中: $\mathbf{H}_r(u(t), \mathbf{y}_0(t)) = [H_r^1, H_r^2, \dots, H_r^n]$ 为Backlash算子向量; $\mathbf{w}_r^T = [\omega_r^0, \omega_r^1, \dots, \omega_r^n]$ 为算子的权重向量; $\mathbf{r}_H = [r_H^0, r_H^1, \dots, r_H^n]^T$ 为算子的阈值向量,且设定 $0 = r_H^0 < r_H^1 < \dots < r_H^n < +\infty$ ;  $\mathbf{y}_0^T = [y_0^0, y_0^1, \dots, y_0^n]$ 为算子初始值,一般取0。

经典PI模型与其逆模型均关于算子中心对称,只能精确描述对称迟滞。由于实际压电系统的输入电压与输出位移之间存在明显非对称迟滞特性,为

了描述这种不对称迟滞,因此在经典PI迟滞模型基础上引入具有非凸和非奇对称特性的死区算子,如图2所示,使改进PI模型准确地拟合实际迟滞曲线。

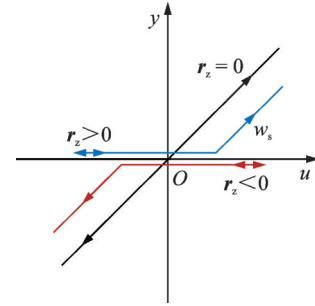


图2 死区算子

Fig.2 The dead zone operator

死区算子的表达式为

$$Z_s[u](t) = \begin{cases} \max\{u(t) - r_z, 0\} & (r_z > 0) \\ u(t) & (r_z = 0) \\ \min\{u(t) + r_z, 0\} & (r_z < 0) \end{cases} \quad (3)$$

其中: $r_z$ 为死区算子的阈值; $u(t)$ 为死区算子的输入; $Z_s(t)$ 为死区算子的输出。

不同阈值、不同权重的死区算子叠加,得到死区算子向量的表达式为

$$Z[u](t) = \mathbf{w}_s^T \mathbf{Z}_s[u](t) \quad (4)$$

其中: $\mathbf{w}_s^T = [\omega_s^0, \omega_s^1, \dots, \omega_s^m]$ 为权重向量; $\mathbf{r}_z = [r_z^0, r_z^1, \dots, r_z^m]^T$ 为阈值向量,且 $-\infty < r_z^0 < r_z^1 < \dots < r_z^m < +\infty$ ;  $\mathbf{Z}_s = [Z_s^0, Z_s^1, \dots, Z_s^m]$ 为死区算子的向量。

不同权重、阈值的算子 $H_r$ 与不同权重、阈值的死区算子 $Z_s$ 串联,得到改进PI迟滞模型为

$$y(t) = \mathbf{\Gamma}[u](t) = \mathbf{w}_s^T \mathbf{Z}_s\{\mathbf{w}_r^T \mathbf{H}_r[u, \mathbf{y}_0]\}(t) \quad (5)$$

### 1.2 前馈控制器设计

前馈控制通过提前补偿可能出现的偏差,来提高系统跟踪性能。对压电微操作器进行前馈控制设计,实际是对所构建迟滞模型求逆,并将逆模型串联在被控压电系统前端。由于改进PI模型与其逆模型互为反函数,因此逆模型通过对式(5)中PI模型算子以及死区算子依次求逆获得,即

$$\mathbf{\Gamma}^{-1}[y](t) = \mathbf{w}_r^T \mathbf{H}_r\{\mathbf{w}_s^T \mathbf{Z}_s^{-1}[y], \mathbf{y}_0'\}(t) \quad (6)$$

$H_r$ 权重、阈值的转换关系为

$$r_H^i = \begin{cases} \sum_{j=0}^i \omega_r^j (r_H^j - r_H^i) & (i \geq 0) \\ \sum_{j=i}^0 \omega_r^j (r_H^i - r_H^j) & (i < 0) \end{cases} \quad (7)$$

$$w_r^i = \begin{cases} -w_r^i / [(w_r^0 + \sum_{j=1}^i w_r^j)(w_r^0 + \sum_{j=1}^{i-1} w_r^j)] & (i > 0) \\ 1/w_r^0 & (i = 0) \\ -w_r^i / [(w_r^0 + \sum_{j=i}^{-1} w_r^j)(w_r^0 + \sum_{j=i+1}^{-1} w_r^j)] & (i < 0) \end{cases} \quad (8)$$

$Z[u](t)$ 与 $H_r[u](t)$ 具有类似的结构, $Z[u](t)$ 阈值与权重的转换关系为

$$r_z^i = \begin{cases} \sum_{j=0}^i w_s^j (r_z^i - r_z^j) & (i \geq 0) \\ \sum_{j=i}^0 w_s^j (r_z^i - r_z^j) & (i < 0) \end{cases} \quad (9)$$

$$w_s^i = \begin{cases} -w_s^i / [(w_s^0 + \sum_{j=1}^i w_s^j)(w_s^0 + \sum_{j=1}^{i-1} w_s^j)] & (i > 0) \\ 1/w_s^0 & (i = 0) \\ -w_s^i / [(w_s^0 + \sum_{j=i}^{-1} w_s^j)(w_s^0 + \sum_{j=i+1}^{-1} w_s^j)] & (i < 0) \end{cases} \quad (10)$$

改进PI逆模型的建立过程如下。

1) 根据实验测得压电微操作器的初载曲线,采用等分阈值法确定PI算子阈值 $r_H$ 和逆死区算子阈值 $r_z'$ 。

2) 在改进PI模型与实际迟滞曲线的误差函数均方差最小的原则下,求PI算子权重 $w_r$ 和逆死区算子权重 $w_s'$ ,误差函数为

$$E[u, y](t) = (w_r^T w_s'^T) \begin{pmatrix} H_r[u, y_0](t) \\ -Z_s'[y](t) \end{pmatrix} \quad (11)$$

3) 通过式(7)~(11)求得改进PI逆模型中的权重以及阈值 $w_s'$ , $w_r'$ , $r_z'$ 和 $r_H'$ 构建前馈控制器。

同时,逆补偿输出 $y(t)$ 可分解为线性可逆分量 and 有界分量2部分<sup>[19]</sup>,表达式为

$$\varphi \circ \varphi^{-1}[v](t) = \alpha v(t) + d_0(t) \quad (12)$$

其中: $\varphi$ 为迟滞模型; $\varphi^{-1}$ 为迟滞逆模型; $d_0(t)$ 为被限定的非线性有界项,且 $|d_0(t)| \leq \epsilon$ ; $\alpha$ 和 $\epsilon$ 为正值常量。

对改进PI模型 $\rho$ 和其逆模型 $\rho^{-1}$ 进行同样操作,变换为

$$y(t) = \rho \circ \rho^{-1}[v](t) = \alpha v(t) + d_0(t) \quad (13)$$

## 2 压电微操作器的前馈控制

### 2.1 实验测控系统

搭建如图3所示的实验测控系统,单自由度压

电柔顺微操作器基体材料为印制电路板,微操作器末端放置一质量块,用于表示被操作对象。工控机选用CPU型号为I3-6100、主板型号为AIMB-705VG以及运算速度为2043 kb/s的研华IPC-610,通过连接数据采集卡(上海恩艾仪器,NI-6259)产生-10~10 V的驱动电压,该电压信号经压电驱动电源(苏州迈客荣,HPV-150A0300D)放大15倍,最终使用-150~150 V的电压信号施加给压电纤维驱动器,使柔顺微操作器产生相应的输出位移。微操作器的末端位移由激光位移传感器(基恩士,LK-G30)测得,分辨率为50 nm,量程为±5 mm,最后通过数据采集卡传回到工控机内。

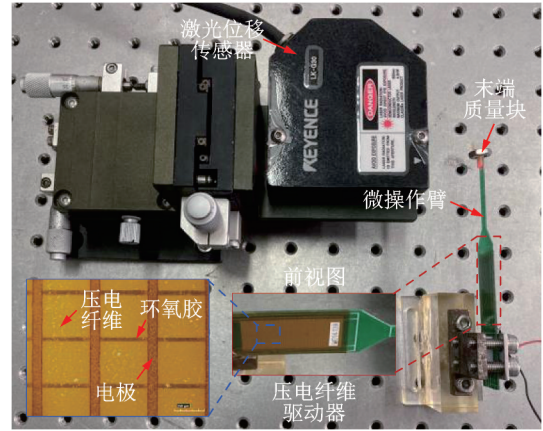


图3 实验测控系统

Fig.3 Experimental system

### 2.2 系统参数辨识

为了得到压电柔顺微操作器的线性动力学模型,对压电纤维驱动器施加幅值为150 V的阶跃电压信号 $u(t)$ ,然后同步记录微操作器的末端输出位移。将驱动电压信号和采集得到的输出位移数据导入Matlab的辨识工具箱进行动力学模型参数辨识。通过选择不同阶数动力学模型进行拟合,得到如图4所示的实测位移与模型仿真位移对比。辨识得到的系统动力学模型与实测阶跃响应具有良好的一致性,拟合程度为93.6%。传递函数的动力学模型 $G(s)$ 表达式为

$$G(s) = \frac{-0.27469(s+0.6294)(s^2-3207s+1.638 \times 10^4)}{(s+84.2)(s+3.965)(s^2+1.125s+2.333 \times 10^4)} \times \frac{(s^2+1.723s+21.31)(s^2-50.7s+2.525 \times 10^6)}{(s+0.5191)(s^2+1.525s+2.56 \times 10^6)} \times \frac{(s^2-124.3s+3.293 \times 10^4)}{(s^2+1.707s+21.5)} \quad (14)$$

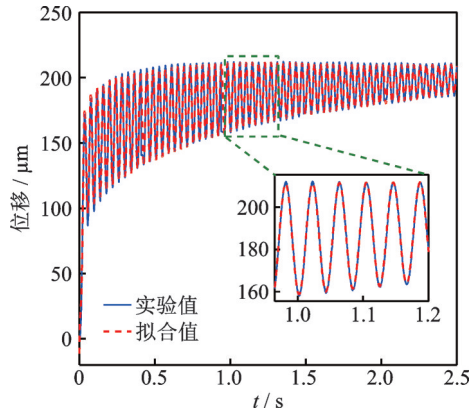


图 4 实测位移与模型仿真位移对比

Fig.4 Comparison of actual displacement and model simulated displacement

对压电柔顺微操作器施加峰值为 75 V 的正弦电压驱动信号,测得实际的迟滞曲线,改进 PI 模型与实测迟滞曲线对比如图 5 所示。可见,改进 PI 迟滞模型可准确拟合实测迟滞曲线。压电微操作器的输入电压与输出位移之间的迟滞非线性占最大输出位移的 16.5%,且迟滞回环具有一定的非对称性。采用改进 PI 模型来表征压电微操作器的迟滞非线性,通过选择不同 PI 算子、死区算子个数进行拟合,得到如表 1 所示的改进 PI 迟滞模型参数。

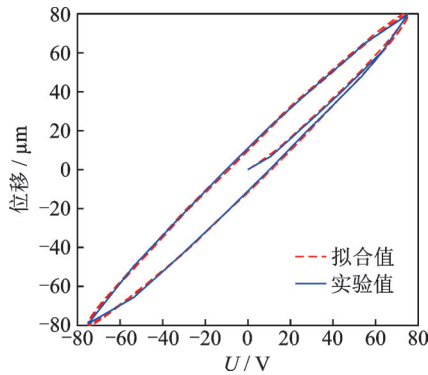


图 5 改进 PI 模型与实测迟滞曲线对比

Fig.5 Comparison between improved PI model and actual hysteresis curve

表 1 改进 PI 迟滞模型参数

**Tab.1 Parameters of improved PI hysteresis model**

$i$	$r_{H_i}$	$w_{r_i}$	$r_{z_i}$	$w_{s_i}$
1	0	0.60	56.9	$-1.1 \times 10^{-9}$
2	10.7	0.30	18.9	$-2.1 \times 10^{-21}$
3	21.4	0.05	0	0.001
4	32.1	0.04	19.1	$-5.6 \times 10^{-5}$
5	42.9	0.05	59.4	$2.3 \times 10^{-4}$
6	53.6	0.03	—	—
7	64.3	0.20	—	—

### 2.3 前馈控制实验

通过利用辨识的改进 PI 模型,根据式(7)~(11)求得改进 PI 迟滞逆模型参数,如表 2 所示。采用辨识得到的迟滞逆模型对压电柔顺微操作器进行前馈控制。当输入理想位移幅值为 80  $\mu\text{m}$ 、频率为 0.6 rad/s 的正弦信号时,压电微操作器前馈控制下的位移输出如图 6 所示。由图 6 可知,迟滞量( $h/H$ )由原先的 16.5% 下降到 4.4%,改善了压电微操作器的输出非线性。由于辨识得到的改进 PI 模型存在模型误差,因此前馈控制器不能完全消除压电微操作器的迟滞非线性。

表 2 改进 PI 迟滞逆模型参数

**Tab.2 Parameters results of improved PI hysteresis inverse model**

$i$	$r'_{H_i}$	$w'_{r_i}$	$r'_{z_i}$	$w'_{s_i}$
1	0	1.70	0.06	0.001
2	6.4	-0.60	0.02	$2.6 \times 10^{-15}$
3	16.3	-0.06	0	947.1
4	26.8	-0.04	0.02	52.9
5	37.8	-0.04	0.06	-184.0
6	49.2	-0.02	—	—
7	61.0	-0.20	—	—

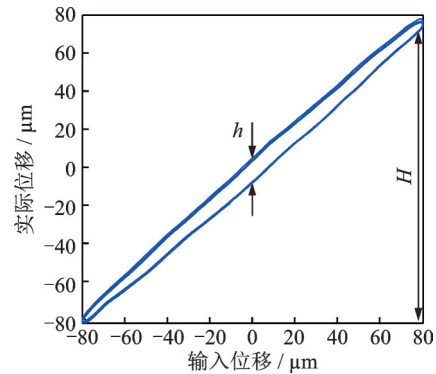


图 6 前馈控制下的位移输出

Fig.6 Displacement output under feedforward control

实际系统中会存在外部干扰、噪声以及被控对象不确定性等情况,采用前馈控制无法有效消除压电微操作器的迟滞非线性。为了使压电微操作器能够具有良好的静态特性,并能够有效消除输入信号与输出位移之间的迟滞非线性,须对其进行反馈控制设计,以便实现更好的控制性能。



### 3 压电微操作器的反馈控制

#### 3.1 $H_\infty$ 控制

根据式(14)对压电微操作器系统进行等效处理,利用 $\rho$ 表征压电微操作器的迟滞特性,在此基础上以 $\rho^{-1}$ 作为前馈补偿器来抵消静态迟滞非线性,系统前馈控制框图如图7所示。其中: $v$ 为输入信号; $x$ 为输出位移; $D(s)$ 为系统线性动力学模型; $\rho$ 为改进PI模型; $\rho^{-1}$ 为迟滞逆模型; $y$ 为逆补偿输出(即为 $D(s)$ 的信号输入); $d$ 为等效干扰量; $G(s)$ 为被控对象的综合动力学模型。

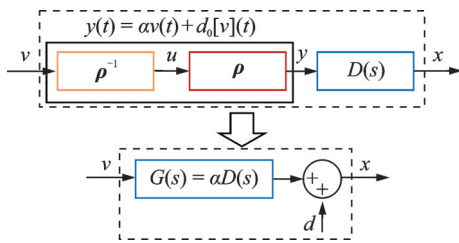


图7 前馈控制框图

Fig.7 Block diagram of feedforward control

由式(14)可知,逆补偿输出 $y(t)$ 可以表示为一个线性可逆项以及一个有界项,即

$$y(t) = \alpha v(t) + d_0[v](t) \quad (15)$$

对其进行拉普拉斯变换,得到

$$y(s) = \alpha v(s) + d_0[v](s) \quad (16)$$

考虑系统力学特性,输出位移 $x$ 的表达式为

$$x(s) = D(s)y(s) = D(s)(\alpha v(s) + d_0[v](s)) \quad (17)$$

令 $d = D(s)d_0$ ,输出位移 $x$ 为

$$x = \alpha D(s)v + d \quad (18)$$

根据式(19),图8为压电柔顺微操作器的反馈控制框图。实现反馈控制的途径就是设计一个 $H_\infty$ 控制器 $K(s)$ ,在考虑外界干扰量 $d$ 的情况下,使系统的输出信号 $x$ 尽可能跟踪给定的参考输入 $x_r$ (即系统跟踪误差 $e$ 尽可能小),同时要保证系统内部稳定。

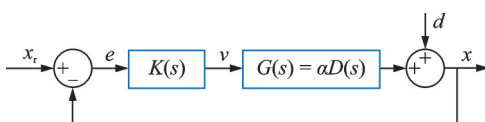


图8 反馈控制框图

Fig.8 Block diagram of feedback control

基于状态空间模型, $H_\infty$ 反馈控制在存在系统不确定性与噪声的情况下,仍然可以保持系统稳定运行。图9为 $H_\infty$ 反馈控制框图。可见, $H_\infty$ 反馈控制包

含3个分别作用于误差信号 $e$ 、控制信号 $v$ 以及干扰信号 $d$ 的权重函数 $W_1(s)$ , $W_2(s)$ 和 $W_3(s)$ 。通过引入增广模型 $P$ ,可以转换为标准 $H_\infty$ 控制问题,增广模型 $P(s)$ 由 $G(s)$ 模型和权重 $W_1(s)$ , $W_2(s)$ 和 $W_3(s)$ 构成。

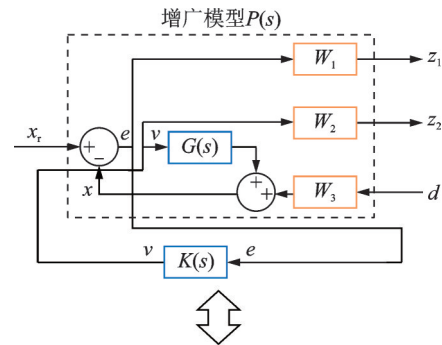


图9  $H_\infty$ 反馈控制框图

Fig.9 Block diagram of  $H_\infty$  feedback control

参数 $z_1$ 和 $z_2$ 与输入 $x_r$ 和 $d$ 的关系为

$$\begin{pmatrix} z_1 \\ z_2 \end{pmatrix} = P(s) \begin{pmatrix} x_r \\ d \end{pmatrix} \quad (19)$$

$z_1$ 和 $z_2$ 表达式分别为

$$z_1 = W_1 S x_r - W_1 S W_3 d \quad (20)$$

$$z_2 = W_2 K S x_r - W_2 K S W_3 d \quad (21)$$

其中: $S$ 为灵敏度函数,表示系统性能需求约束。

$$P(s) = \begin{pmatrix} W_1 S & -W_1 S W_3 \\ W_2 K S & -W_2 K S W_3 \end{pmatrix} \quad (22)$$

求取 $H_\infty$ 反馈控制器 $K(s)$ 的问题变为寻求最优值 $\gamma$ ( $\gamma > 0$ ),使增广模型 $P(s)$ 的无穷范数最小,即满足下列不等式

$$\|P(s)\|_\infty < \gamma \quad (23)$$

在保证系统稳定性的情况下,分别将加权函数 $W_1, W_3$ 设计为低通、高通滤波器形式,使压电柔顺微操作器系统在低频段高增益、高频段低增益,从而实现系统低频精密跟踪以及高频噪声截断的性能需求。加权函数 $W_2$ 表示不确定性的范数边界,用来保证控制输入能够在极限饱和之内,可以通过反复试凑获得。最终设计如下权重函数

$$W_1 = \frac{s + 1.250}{10s + 1.25} \quad (24)$$

$$W_2 = \frac{1000s + 12630}{0.026s + 3284} \quad (25)$$

$$W_3 = \frac{1\,000s + 12\,630}{s + 126\,300} \quad (26)$$

根据辨识得到的系统传递函数模型  $G(s)$  和设计的权重函数  $W_1(s)$ ,  $W_2(s)$  和  $W_3(s)$ , 计算得到  $H_\infty$  反馈控制器  $K(s)$  的表达式为

$$K(s) = \frac{3.7047(s+1.263 \times 10^5)(s+84.2)(s+3.965)}{(s+5.158 \times 10^4)(s+1.263 \times 10^5)(s+197.2)} \times \frac{(s^2+1.707s+21.5)(s^2+1.125s+2.333 \times 10^4)}{(s^2+7.183s+2.909 \times 10^4)(s^2+1.608s+2.56 \times 10^6)} \times \frac{(s+0.5191)(s+1.263 \times 10^5)(s^2+1.525s+2.56 \times 10^6)}{(s+5.1)(s+0.63)(s+0.125)(s^2+1.724s+21.31)} \quad (27)$$

通过 Matlab 软件将反馈控制器  $K(s)$  由传递函数形式转换为状态空间形式, 利用运行软件模块 Simulink Desktop Real-Time 的工控机进行控制实验。状态空间形式的反馈控制器可以表示为

$$\begin{cases} \dot{x} = K_a x + K_b e \\ v = K_c x + K_d e \end{cases} \quad (28)$$

其中:  $K_a$ ,  $K_b$ ,  $K_c$  和  $K_d$  分别为控制器的状态矩阵、输入矩阵、输出矩阵和前馈矩阵。

### 3.2 反馈控制实验

为了验证  $H_\infty$  反馈控制器的有效性, 分别对微操作器进行阶跃和正弦波信号的跟踪控制实验。从图 10 所示的  $H_\infty$  控制与 PID 控制的阶跃响应对比可以看出, 对于幅值为  $60 \mu\text{m}$  的阶跃信号,  $H_\infty$  反馈控制的超调量为  $4.5\%$ , 响应时间为  $0.3 \text{ s}$ , 而 PID 控制(比例系数为  $0.0025$ , 积分系数为  $1$ )的超调量为  $8.3\%$ , 响应时间为  $0.7 \text{ s}$ 。因此,  $H_\infty$  反馈控制在系统超调量和响应时间方面均优于所采用的 PID 控制器。

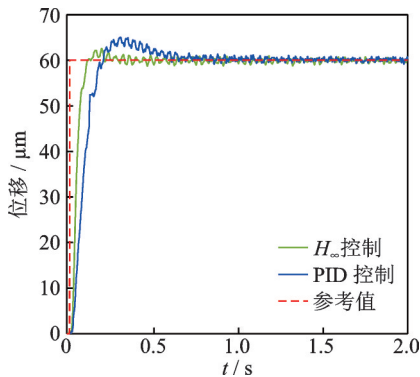


图 10  $H_\infty$  控制与 PID 控制的阶跃响应对比  
Fig.10 Comparison of step response between PID control and  $H_\infty$  control

同时, 将幅值为  $120 \mu\text{m}$  正弦参考信号的频率分别设为  $0.06, 0.3, 0.6, 3.1$  以及  $6.3 \text{ rad/s}$ , 压电微操作器的正弦轨迹跟踪结果如图 11 所示。当参考信号的频率为  $0.06 \text{ rad/s}$  时, 微操作器的平均相对误差 (relative error, 简称 RE) 为  $0.6\%$ , 当频率增大至  $6.3 \text{ rad/s}$  时, 系统只存在轻微的相位滞后。

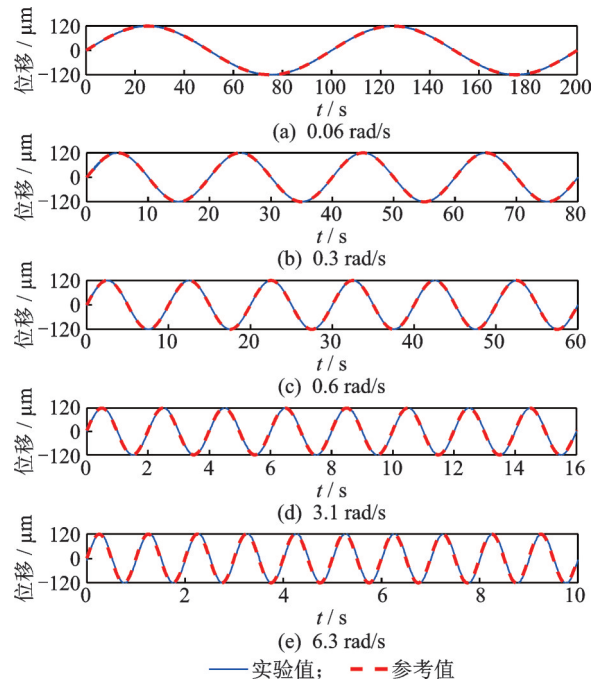


图 11 正弦轨迹跟踪结果

Fig.11 Sine-wave trajectory tracking result

图 12 为不同参考信号频率下跟踪误差。可见, 随着参考信号频率的增加,  $H_\infty$  反馈控制的相对误差也增加, 但在频率为  $6.3 \text{ rad/s}$  时, 压电微操作器的实测输出与参考信号之间的误差依然相对较小, 所设计的  $H_\infty$  控制器能够较好地跟踪正弦轨迹。

图 13 为开环与  $H_\infty$  控制的幅频与相频对比曲线。由幅频曲线可知, 在频率低于  $100 \text{ rad/s}$  时,  $H_\infty$  反馈控制有效地补偿了压电微操作器的幅值衰减,

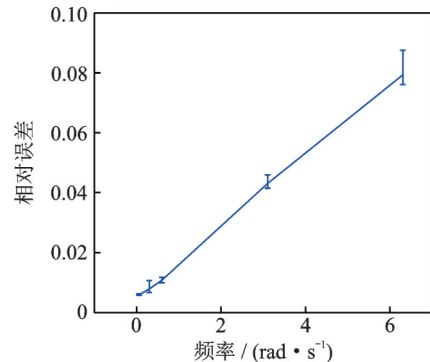
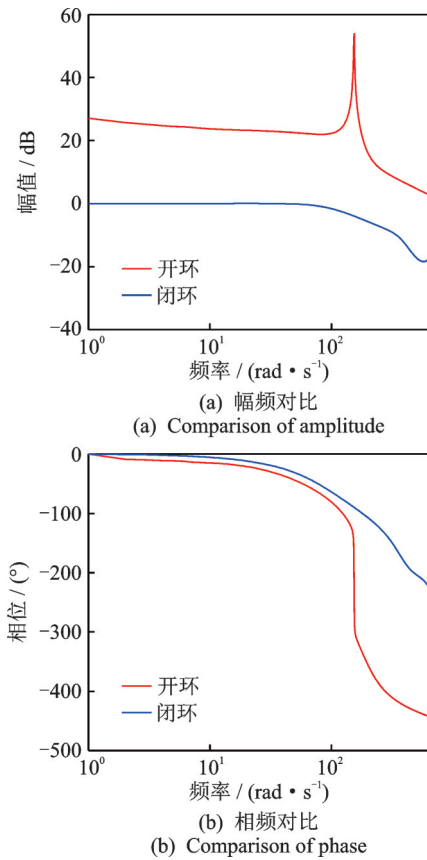


图 12 不同参考信号频率下跟踪误差  
Fig.12 Tracking error versus different reference signal frequencies

图13 开环与 $H_{\infty}$ 控制的幅频与相频对比曲线Fig.13 Comparison of amplitude and phase between open loop and  $H_{\infty}$  control

也基本消除了系统开环一阶固有频率152.7 rad/s处的波峰。根据相频特性曲线, $H_{\infty}$ 反馈控制与开环时的相位变化在低频段并不明显,在一阶固有频率处则大幅度改善了系统相频特性。

通过不断增加微操作器的末端质量改变微操作器的结构参数,以验证所设计 $H_{\infty}$ 反馈控制器在系统参数发生变化时的有效性。不同末端质量下的微操作器频率响应如图14所示,系统固有频率由最初的152.7 rad/s下降为143.2,136.3以及130.7 rad/s。

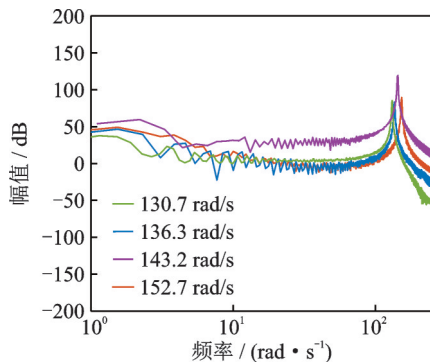


图14 不同末端质量下的微操作器频率响应

Fig.14 Frequency response of micromanipulator with different end mass

依次对各个固有频率下的压电微操作器进行正弦轨迹跟踪控制实验,不同末端质量下的正弦轨迹跟踪结果如图15所示。可见,固有频率从152.7 rad/s降低到130.7 rad/s,微操作器的结构特征参数变化了14.4%,系统依然可以较好地跟踪给定的参考信号,同时相对误差仅增加了1.69%。因此,所设计的 $H_{\infty}$ 反馈控制器具有一定的鲁棒性。

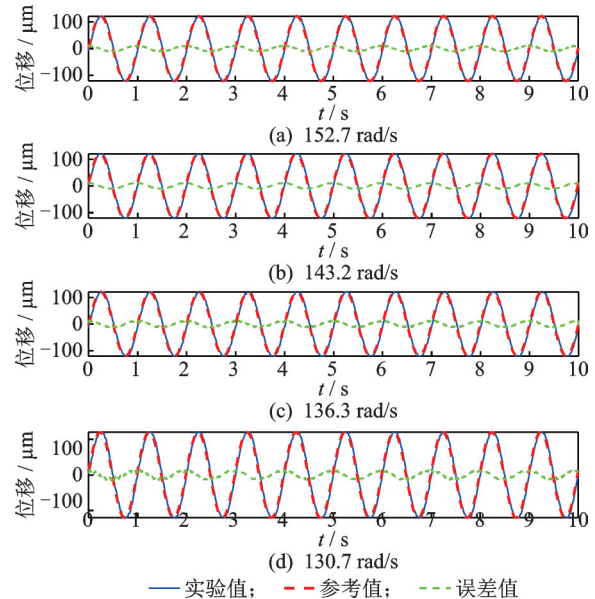


图15 不同末端质量下的正弦轨迹跟踪结果

Fig.15 Sine-wave trajectory tracking results with different end mass

## 4 结论

1) 压电柔顺微操作器在前馈控制下,迟滞量从16.5%下降到4.4%,验证了改进PI迟滞模型的可行性。

2) 当参考轨迹为阶跃和不同频率的正弦信号时, $H_{\infty}$ 反馈控制均能有效地跟踪参考信号且相对控制误差较小,验证了 $H_{\infty}$ 反馈控制的有效性。

3) 当微操作器的结构参数发生改变时,依然可以较好跟踪给定的参考信号,所设计的 $H_{\infty}$ 反馈控制器具有一定的鲁棒性。

## 参 考 文 献

- [1] JAIN R K, MAJUMDER S, GHOSH B, et al. Design and manufacturing of mobile micro manipulation system with a compliant piezoelectric actuator based micro gripper[J]. Journal of Manufacturing Systems, 2015, 35: 76-91.
- [2] 隆志力,刘谋洋,张建国.基于压电材料的引线键合微夹持器设计[J].压电与声光,2012,34(6): 853-856.

- LONG Zhili, LIU Mouyang, ZHANG Jianguo. Design of wire bonding microholder based on piezoelectric material[J]. Piezoelectric and Acoustooptic, 2012, 34(6): 853-856.(in Chinese)
- [3] HAM Y B, JANG S K, OH S J, et al. Piezoelectrically driven dispensing head for encapsulation of light emitting diode chip[J]. Japanese Journal of Applied Physics, 2012, 51(9): 539-545.
- [4] 林煌旭,任泉荣,娄军强,等.宏压电纤维致动的水下推进器性能及机理[J].振动、测试与诊断, 2020, 40(5): 881-887.  
LIN Huangxu, REN Xiaorong, LOU Junqiang, et al. Performance and mechanism of underwater propeller actuated by macro piezoelectric fiber[J]. Journal of Vibration, Measurement & Diagnosis, 2020, 40(5): 881-887.(in Chinese)
- [5] 刘宽,赵梓舒,武文华,等.宏纤维复合材料MFC作动器迟滞非线性分析与补偿方法研究[J].机械工程学报, 2019, 55(14): 178-185.  
LIU Kuan, ZHAO Zishu, WU Wenhua, et al. Hysteresis nonlinear analysis and its compensation method of MFC actuator[J]. Journal of Mechanical Engineering, 2019, 55(14): 178-185.(in Chinese)
- [6] 胡俊峰,杨明立,郑昌虎,等.压电微操作平台的复合控制[J].振动、测试与诊断, 2018, 38(3): 494-501.  
HU Junfeng, YANG Mingli, ZHENG Changhu, et al. Composite control of piezoelectric micro-manipulation platform[J]. Journal of Vibration, Measurement & Diagnosis, 2018, 38(3): 494-501.(in Chinese)
- [7] LI Z, ZHANG X, SU C Y, et al. Nonlinear control of systems preceded by Preisach hysteresis description: a prescribed adaptive control approach [J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2016, 24(2): 451-460.
- [8] LIU Y, DESONG D, QI N, et al. A distributed parameter maxwell-slip model for the hysteresis in piezoelectric actuators [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66(9): 7150-7158.
- [9] ZHU W, RUI X T. Hysteresis modeling and displacement control of piezoelectric actuators with the frequency-dependent behavior using a generalized Bouc-Wen model[J]. Precision Engineering, 2016, 43: 299-307.
- [10] WANG G, CHEN G, ZHOU H, et al. Modeling and tracking control for piezoelectric actuator based on a new asymmetric hysteresis model [J]. IEEE/CAA Journal of Automatica Sinica, 2017, 4(4): 782-791.
- [11] NGUYEN P B, CHOI S B, SONG B K. A new approach to hysteresis modelling for a piezoelectric actuator using Preisach model and recursive method with an application to open-loop position tracking control [J]. Sensors & Actuators A Physical, 2018, 270: 136-152.
- [12] HABINEZA D, RAKOTONDRABE M, Le GORREC Y. Bouc-Wen modeling and feedforward control of multivariable hysteresis in piezoelectric systems: application to a 3-DoF piezotube scanner[J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2015, 23(5): 1797-1806.
- [13] QIN Y, TIAN Y, ZHANG D, et al. A novel direct inverse modeling approach for hysteresis compensation of piezoelectric actuator in feedforward applications[J]. IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, 2013, 18(3): 981-989.
- [14] WANG F, LIANG C, TIAN Y, et al. Design and control of a compliant microgripper with a large amplification ratio for high-speed micro manipulation [J]. IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, 2016, 21(3): 1262-1271.
- [15] 王贞艳,张臻,周克敏,等.压电作动器的动态迟滞建模与 $H_\infty$ 鲁棒控制[J].控制理论与应用, 2014, 31(1): 35-41.  
WANG Zhenyan, ZHANG Zhen, ZHOU Kemin, et al. Dynamic hysteresis modeling and  $H_\infty$  robust control of piezoelectric actuators[J]. Control Theory & Applications, 2014, 31(1): 35-41.(in Chinese)
- [16] GHAFARIRAD H, REZAEI S M, ZAREINEJAD M, et al. Disturbance rejection-based robust control for micropositioning of piezoelectric actuators[J]. Comptes Rendus-Mécanique, 2014, 342(1): 32-45.
- [17] CHI Z, XU Q. Precision control of piezoelectric actuator using fuzzy feedback control with inverse hysteresis compensation [C]//10th IEEE International Conference on Nano/micro Engineered & Molecular Systems. Xi'an, China: IEEE, 2015: 219-224.
- [18] CHAOUI H, GUALOUS H. Adaptive control of piezoelectric actuators with hysteresis and disturbance compensation [J]. Journal of Control Automation & Electrical Systems, 2016, 27(6): 1-8.
- [19] FAN X, SMITH R C. Model-based  $L_1$  adaptive control of hysteresis in smart materials [C]//2008 47th IEEE Conference on Decision & Control. Cancun, Mexico: IEEE, 2008: 3251-3256.



第一作者简介:李存尧,男,1996年12月生,硕士生。主要研究方向为精密控制技术。

E-mail:1158936895@qq.com

通信作者简介:杨依领,男,1987年10月生,博士、副教授。主要研究方向为微纳驱动及精密控制。

E-mail:yangyiling@nbn.edu.cn