

<http://bhxb.buaa.edu.cn> [jbuaa@buaa.edu.cn](mailto:jbuaa@buaa.edu.cn)

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2021.0432

# 轴向双压电叠堆执行器并联控制实验研究

郑述峰, 朱玉川\*, 凌杰, 刘昶, 林文

(南京航空航天大学 机电学院, 南京 210016)

**摘 要:** 双压电叠堆执行器相较于常规压电叠堆执行器具有位移放大功能, 但受制于压电材料的迟滞非线性, 位移精度难以满足需求。为减小双压电叠堆执行器的迟滞非线性, 建立改进型 PI (Prandtl-Ishlinskii) 动态迟滞模型并进行参数辨识, 提出一种双压电叠堆执行器输出位移分配策略与双压电叠堆并联控制方案, 基于迟滞逆模型采用前馈-反馈复合控制进行实验研究, 并采用不基于迟滞逆模型的线性自抗扰控制 (LADRC) 进行对比。基于 Links-RT 实时控制系统验证控制算法, 实验结果表明: 在 1~200 Hz 频率范围内, 前馈-反馈复合控制效果最优, 当跟踪信号频率为 200 Hz 时, 均方根误差和最大绝对误差分别为 0.454 4  $\mu\text{m}$  和 1.95  $\mu\text{m}$ , 远低于开环的 4.369 6  $\mu\text{m}$  和 6.08  $\mu\text{m}$ 。

**关 键 词:** 双压电叠堆执行器; 迟滞模型; 参数辨识; 前馈-反馈复合控制; 线性自抗扰控制  
**中图分类号:** TN384

**文献标志码:** A

**文章编号:** 1001-5965(2023)06-1460-11

压电叠堆具有响应快、分辨率高、能量密度大等特性, 以其为驱动元件的压电叠堆执行器输出力大、体积小及频响高, 广泛应用于航空航天、船舶、光学及精密定位系统<sup>[1-2]</sup>等领域。然而, 压电叠堆迟滞<sup>[3]</sup>等缺点严重影响执行器的输出精度, 同时限制了其应用范围, 不能直接应用于精密定位, 因而, 研究其迟滞建模与控制显得十分必要<sup>[4-5]</sup>。

建立准确、可靠的压电叠堆执行器迟滞模型是控制的关键步骤, 为此国内外诸多学者开展了不少研究工作。一些经典的迟滞模型被应用于压电叠堆执行器的建模中, 按照迟滞模型的原理, 主要分为基于物理意义建立的唯物模型和基于迟滞形状的唯象模型两类<sup>[6]</sup>。唯物模型主要包括 Jiles-Atherton 模型<sup>[7]</sup>等; 唯象模型主要包括 Maxwell 模型<sup>[8]</sup>、Bouc-Wen 模型<sup>[9]</sup>、Preisach 模型<sup>[10]</sup>、PI(Prandtl-Ishlinskii) 模型<sup>[11]</sup>等。与此同时, 为了提高压电叠堆执行器的精度, 减小迟滞非线性, 许多学者开展了执行器控制研究。Li 等<sup>[12]</sup>基于 Preisach 模型设计了一种自

适应控制方法并进行实验研究, 结果表明可以滞环最大误差由 5  $\mu\text{m}$  降低为 0.16  $\mu\text{m}$ ; al Janaideh 和 Rakotondrabe<sup>[13]</sup>对压电作动器建立率相关 PI 模型并进行迟滞补偿, 在 200 Hz 时迟滞非线性由 26.7% 降低至 3%; 田雷等<sup>[14]</sup>基于 PI 模型对压电变形镜进行开环控制, 迟滞非线性由 9.3% 降低至 1.2%; 贾高欣和王贞艳<sup>[15]</sup>对压电陶瓷作动器建立广义 Bouc-Wen 迟滞模型并采用内模控制, 跟踪峰峰值为 40  $\mu\text{m}$ 、频率为 80 Hz 的位移信号时, 均方根误差为 2.087 1  $\mu\text{m}$ 。

为进一步适应航空航天等领域对大位移、高频响的需求, 压电叠堆执行器位移放大成为研究的热点问题。其相较于铰链放大嵌套型多压电叠堆执行器具有结构紧凑、频宽大、输出力大等诸多优势<sup>[16]</sup>。李宇阳等<sup>[1]</sup>设计一款径向嵌套双压电叠堆执行器, 邵明皓等<sup>[17]</sup>基于 Bouc-Wen 迟滞模型设计复合控制对该执行器进行迟滞补偿, 跟踪峰峰值为 43.1  $\mu\text{m}$ 、频率为 500 Hz 的位移信号时, 均方根误差仅为开环

收稿日期: 2021-07-30; 录用日期: 2021-10-29; 网络出版时间: 2021-11-09 11:45

网络出版地址: [kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.v.20211108.1438.001.html](https://kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.v.20211108.1438.001.html)

基金项目: 国家自然科学基金 (51975275); 江苏省重点研发计划 (BE2021034); 江苏省自然科学基金 (BK20210294)

\*通信作者: E-mail: [meeyczhu@nuaa.edu.cn](mailto:meeyczhu@nuaa.edu.cn)

**引用格式:** 郑述峰, 朱玉川, 凌杰, 等. 轴向双压电叠堆执行器并联控制实验研究 [J]. 北京航空航天大学学报, 2023, 49 (6): 1460-1470.

ZHENG S F, ZHU Y C, LING J, et al. Experimental study on parallel control of axial dual-piezoelectric stack actuator [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2023, 49 (6): 1460-1470 (in Chinese).

的31.6%。

尽管单压电叠堆执行器的控制研究已趋于成熟,但多压电叠堆执行器控制更为复杂,各压电叠堆之间存在耦合特性,针对单压电叠堆执行器的控制则不存在此问题。因此,为了提高多压电叠堆执行器的输出位移精度,需要设计一种适用于多压电叠堆执行器的控制策略。

本文首先设计一种轴向双压电叠堆执行器,通过轴向方向上2个方形压电叠堆的嵌套设计实现大位移输出,基于改进型PI模型建立双压电叠堆执行器的动态迟滞模型,并通过最小二乘法辨识模型参数,提出一种双压电叠堆执行器输出位移分配策略,对2个压电叠堆进行并联控制,基于迟滞逆模型引入比例积分微分(PID)控制器设计前馈-反馈复合控制器,最后设计无需构建迟滞模型的线性自抗扰控制(linear active disturbance rejection control, LADRC)进行对比,并搭建实验平台验证控制算法的可行性。

## 1 执行器结构及工作原理

轴向双压电叠堆执行器结构与实物分别如图1和图2所示,主要由2个方形压电叠堆在沿轴向方向上布置,使用固定骨架保证2个压电在径向方向上位置固定。当给压电叠堆施加电压信号激励时,下压电叠堆的输出位移传递至上压电叠堆,同时上压电叠堆也输出位移,共同作用于输出杆,实现位移的叠加。

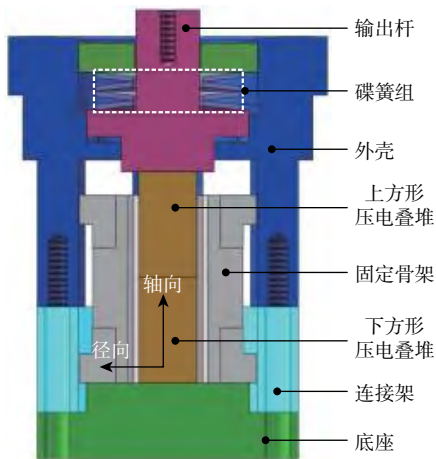


图1 轴向双压电叠堆执行器结构图

Fig. 1 Structure schematic of axiad dual-piezoelectric stack actuator

压电叠堆材料只能承受压力,为避免拉应力的产生,通过在预紧端盖与输出杆之间的碟簧组施加预紧力,预紧力大小一般为压电叠堆最大输出力的10%<sup>[18]</sup>。

2个方形压电叠堆(pst-150-10×10-20)产自于哈尔滨溶智纳芯公司,其具体参数如表1所示。



图2 轴向双压电叠堆执行器实物图

Fig. 2 Axiad dual-piezoelectric stack actuator photograph

表1 压电叠堆性能参数表

Table 1 Properties of piezoelectric stack

参数	数值
尺寸/mm	10×10×18
质量 $m_s$ /kg	0.014
阻尼 $c_s$ (N·s·m <sup>-1</sup> )	1 200
刚度 $k_s$ (N·μm <sup>-1</sup> )	180
标称位移 $y$ /μm	20
阻断力/N	3 600
静电容量/nF	7 500
谐振频率/kHz	83

## 2 基于改进型PI模型动态迟滞建模

### 2.1 PI迟滞模型

PI模型本质上与Preisach模型类似,由一定数量的Backlash算子经过加权叠加<sup>[19]</sup>,用以描述压电叠堆材料的迟滞特性。Backlash算子如图3所示, $u$ 、 $y$ 、 $r$ 和 $w$ 分别为输入、输出、阈和权重值。外形上,压电叠堆的滞环与其具有强烈的相似性,因此Backlash算子具有拟合压电叠堆迟滞非线性的能力。

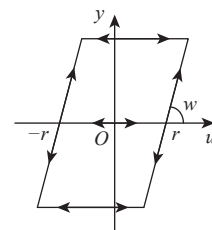


图3 Backlash算子

Fig. 3 Backlash operator

Backlash算子函数与数值迭代形式如下:

$$y = \begin{cases} w(u-r) & u-y/w=r \\ y_0 & -r < u-y/w < r \\ w(u+r) & u-y/w=-r \end{cases} \quad (1)$$

$$y(t) = w \max \{u(t)-r, \min [u(t)+r, y(t-T)]\} \quad (2)$$

式中: $t$ 和 $T$ 分别为时间和采样周期; $y_0$ 为输出初始值。

单个 Backlash 算子并不能完全描述压电叠堆迟滞特性,因此,需要  $n$  个不同阈值的算子通过加权叠加得到压电叠堆的 PI 迟滞模型:

$$y(t) = \mathbf{W}^T \mathbf{H}_r [u, y_0](t) \quad (3)$$

$$\mathbf{H}_r [u, y_0] \mathbf{e} = \max \{u(t) - r_i, \min [u(t) + r_i, y_i(t - T)]\} \quad (4)$$

式中:  $\mathbf{W}^T = [w_1, w_2, \dots, w_n]$  为权重系数向量;  $\mathbf{e}$  为单位向量;  $0 < r_1 < r_2 < \dots < r_n$  为阈值;  $y_0$  为输出初值常取 0。确定好 Backlash 算子个数  $n$  及阈值  $r_n$  之后,通过参数辨识得到权重系数,即可得到完整的 PI 模型。

理论上,迟滞算子个数越多,模型精确度越高,但同时会增加参数辨识的困难度,因此,参照之前研究者的理论经验与成果<sup>[20]</sup>,将 Backlash 算子个数  $n$  设置为 11,阈值设置为 0、10.4、20.8、31.2、41.6、52、62.4、72.8、83.2、93.6、104。

## 2.2 改进型 PI 动态迟滞模型

传统 PI 模型在一定程度上能够表征压电叠堆迟滞特性,但无法精确描述压电叠堆迟滞特性的严重非线性<sup>[21]</sup>。因此,针对压电叠堆滞环曲线的特点,对传统 PI 模型分别进行 2 次改进。首先,引入输入一次项与二次项来减小传统 PI 模型与实际滞环曲线存在的误差<sup>[22]</sup>;其次,由于压电叠堆的迟滞曲线具有非奇对称、非凸的特征,采用死区算子与传统 PI 模型串联<sup>[23]</sup>,提高模型的准确性。最终,通过改进后的 PI 迟滞模型表达式为

$$y(t) = au(t) + bu^2(t) + \mathbf{P}^T \mathbf{S}_q \{ \mathbf{W}^T \mathbf{H}_r [u, y_0](t) \} \quad (5)$$

$$\mathbf{S}_q u(t) \mathbf{e} = \begin{cases} \max [u(t) - q_i, 0] & q_i > 0 \\ u(t) & q_i = 0 \end{cases} \quad (6)$$

式中:  $\mathbf{P}^T = [p_1, p_2, \dots, p_m]$  为死区算子的权重系数向量;  $0 = q_1 < q_2 < \dots < q_m$  为死区算子阈值;  $a$  和  $b$  为系数。经仿真分析,当死区算子个数  $m$  为 6 时模型足够准确,死区算子阈值为 17.5、35、52.5、70、87.5、105。

同时,压电叠堆输出位移与输入电压频率之间具有强烈的相关性,改进型 PI 模型无法表征频率对压电叠堆输出位移的影响。因此,通过在其基础上引入一阶惯性环节来描述压电叠堆迟滞输出位移的“率”相关性,压电叠堆动态迟滞输出位移的表达式为

$$y(t) = \frac{k}{\tau} e^{-t/\tau} u + h(t) \quad (7)$$

$$h(t) = au(t) + bu^2(t) + \mathbf{P}^T \mathbf{S}_q \{ \mathbf{W}^T \mathbf{H}_r [u(t), y_0(t)] \} \quad (8)$$

式中:  $\tau$  为时间常数;  $k$  为一阶惯性环节的系数。

## 2.3 迟滞模型参数辨识

在 2.1 节和 2.2 节中已经建立压电叠堆动态迟滞模型,其中一些参数需要辨识,目前常用的辨识

算法有粒子群优化算法、神经网络优化算法、遗传算法等<sup>[24]</sup>,但这些智能算法的辨识过程复杂、时间较长、效率较低。因此,采用 MATLAB 参数估计工具箱,选用最小二乘法进行参数辨识,参数收敛条件为误差平方和最小,目标函数为

$$e(a, b, k, \tau, w_1, w_2, \dots, w_{11}, p_1, p_2, \dots, p_6) = \min \sum_{j=1}^z (y_{aj} - y_{sj})^2 \quad (9)$$

式中:  $y_a$  和  $y_s$  分别为执行器的实际输出位移和仿真输出位移;  $z$  和  $j$  分别为采样总数和第  $j$  个数据点。

辨识过程中,需要对改进 PI 模型中参数及一阶惯性环节参数进行辨识,将迟滞模型分为准静态和“率”相关 2 部分分别进行辨识。对于准静态参数,利用压电叠堆在峰峰值为 104 V、直流偏置为 52 V、频率为 1 Hz 的驱动信号下实验输出位移辨识;对于“率”相关参数  $\tau$ ,将准静态参数代入模型中,再利用压电叠堆在峰峰值为 104 V、直流偏置为 52 V、频率为 200 Hz 的驱动信号下实验输出位移辨识。辨识结果如表 2 所示。

辨识结果中,  $a_1 = -0.029$ ,  $b_1 = 6.9 \times 10^{-5}$ ,  $k_1 = 0.150$ ,  $\tau_1 = 5.32 \times 10^{-5}$ ,  $a_2 = -0.026$ ,  $b_2 = 1.33 \times 10^{-4}$ ,  $k_2 = 0.227$ ,  $\tau_2 = 2.84 \times 10^{-5}$ ; 其中:  $v=1, 2$  分别为上、下压电叠堆。

表 2 参数辨识结果

Table 2 Parameter identification results

参数	数值	
	$v=1$	$v=2$
$w_{1v}$	-0.014	-0.109
$w_{2v}$	0.057	0.080
$w_{3v}$	0.040	0.041
$w_{4v}$	0	0
$w_{5v}$	0.053	0.066
$w_{6v}$	-0.099	-0.229
$w_{7v}$	0.117	0.178
$w_{8v}$	-0.027	0.012
$w_{9v}$	0	0
$w_{10v}$	0.014	0.031
$w_{11v}$	-0.019	0.099
$p_{1v}$	0.721	-0.477
$p_{2v}$	1.576	1.137
$p_{3v}$	0.500	0.571
$p_{4v}$	-0.067	-0.071
$p_{5v}$	-0.684	-0.616
$p_{6v}$	0.113	0.087

## 2.4 执行器输出位移仿真与实验对比

为了验证迟滞模型及参数辨识的准确性,通过实验测试执行器的输出特性,并与仿真结果进行对比验证。搭建实验平台如图 4 所示,驱动信号由 Links-RT 实时控制系统(北京灵思创奇科技, Links-Box-03)产生,经功率放大器(AETechron, 7224)后

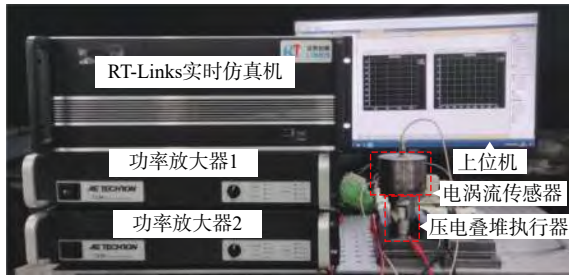


图4 执行器输出位移测量实验平台

Fig. 4 Experimental platform for actuator displacement measurement

作用于压电叠堆,输出位移经电涡流传感器(杭州华瑞仪器, BZF-2, 量程 0.5mm, 精度 $\leq 1.0\%$ )测量并采集至实时控制系统。

分别测试上、下压电叠堆单独驱动时执行器的输出位移,图5和图6分别为上、下压电叠堆的实验结果、改进后仿真结果及未改进仿真结果对比。

仿真与实验结果吻合较好,其中,改进模型精度优于未改进模型,表明改进型PI迟滞模型能够准确描述压电叠堆的迟滞非线性,同时也验证参数辨识的准确性,为执行器控制奠定基础。

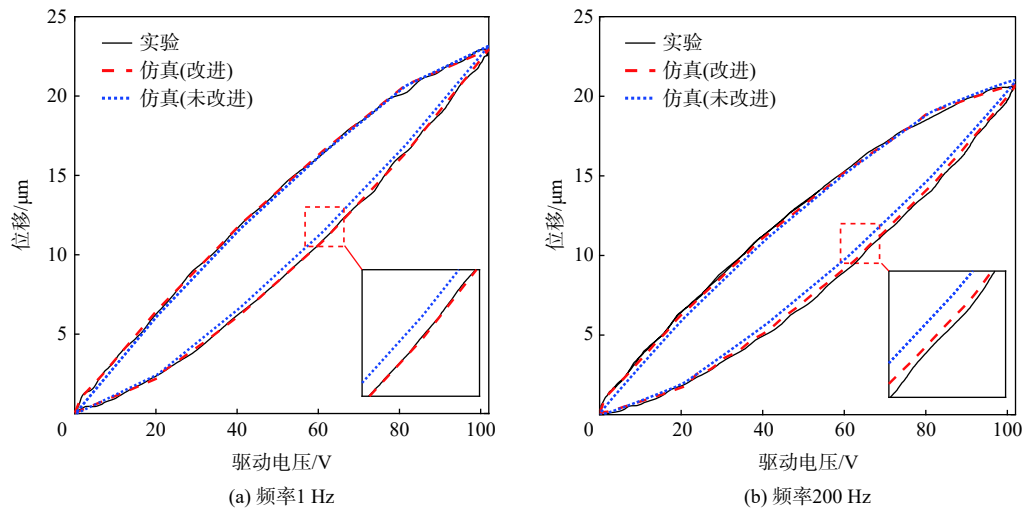


图5 不同频率上压电叠堆实验与仿真对比

Fig. 5 Comparison between experiment and simulation of upper piezoelectric stack at different frequencies

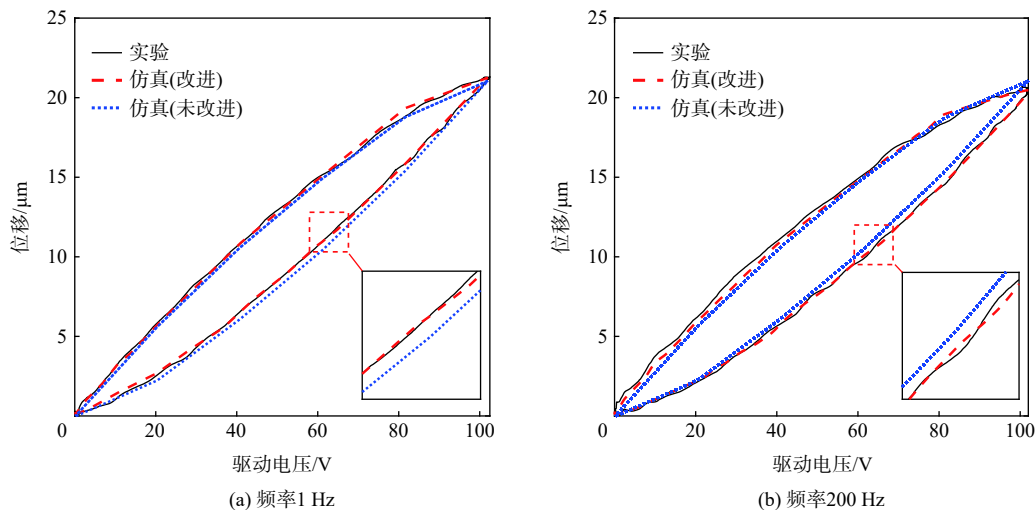


图6 不同频率下压电叠堆实验与仿真对比

Fig. 6 Comparison between experiment and simulation of lower piezoelectric stack at different frequencies

### 3 算法设计与实验

#### 3.1 迟滞逆模型的建立与参数辨识

目前常用的获取迟滞逆模型的方法有2种:模

型解析求逆法和直接逆模型建模法,如图7所示。

模型解析求逆法是将迟滞模型通过数学方法求解出对应的逆模型;直接逆模型建模法用迟滞模型描述位移与电压的迟滞非线性,传统迟滞模型自



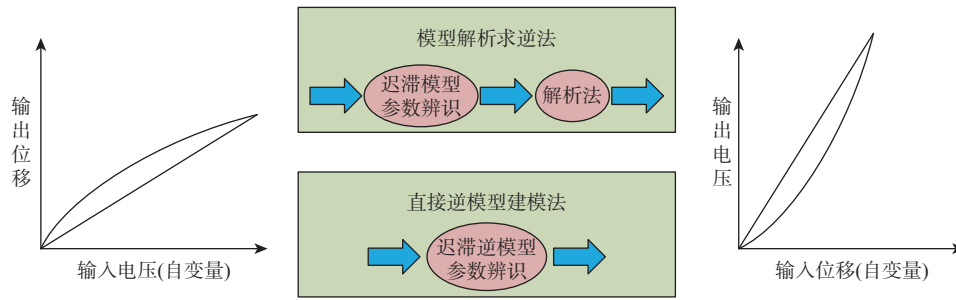


图7 迟滞模型获取方法

Fig. 7 Hysteresis model acquisition method

变量为电压,因变量为位移,而该方法中位移为自变量,电压为因变量,这种方法的理论依据是迟滞环的逆依然是迟滞环,只不过方向不同。由于改进型PI模型引入二次多项式与死区算子,较难通过数学解析法求出逆模型,因此,采用直接逆模型建模法获取逆模型,采用2.3节参数辨识方法,辨识结果如表3所示。

辨识结果中, $a_{1_i}=0.096$ ,  $b_{1_i}=-3.03\times 10^{-4}$ ,  $k_{1_i}=0.344$ ,  $\tau_{1_i}=1.82\times 10^{-5}$ ,  $a_{2_i}=-0.021$ ,  $b_{2_i}=9.13\times 10^{-4}$ ,  $k_{2_i}=0.227$ ,  $\tau_{2_i}=2.37\times 10^{-5}$ 。

### 3.2 前馈-反馈复合控制器设计与实验

为了提高执行器控制精度,在迟滞逆模型的基础上引入PID反馈控制构成前馈-反馈复合控制,其原理如图8所示。 $y_d$ 为执行器期望位移, $\lambda$ 为分配系数,由于2个方形压电叠堆为同种型号且输出性能差异不大,因此,实验中分配系数 $\lambda$ 均取0.5。 $e_1$ 、 $e_2$ 分别为上、下压电叠堆期望位移与实际位移的差值, $u_{m1}$ 为逆模型得到的基准电压, $u_{fp1}$ 为PID得到的修正电压。

为验证执行器的复合控制效果,基于Links-RT实时控制系统建立实验平台,以104 V峰峰值、52 V直流偏置、1 Hz频率正弦信号驱动下双压电

表3 迟滞逆模型参数辨识结果

Table 3 Parameter identification results of hysteresis inverse model

参数	数值	
	$v=1$	$v=2$
$w_{1v_i}$	-0.011	-0.178
$w_{2v_i}$	0.107	0.148
$w_{3v_i}$	0.015	0.003
$w_{4v_i}$	0	0
$w_{5v_i}$	0.044	0.057
$w_{6v_i}$	-0.123	-0.213
$w_{7v_i}$	0.143	0.203
$w_{8v_i}$	-0.027	-0.013
$w_{9v_i}$	0	0
$w_{10v_i}$	0.013	0.018
$w_{11v_i}$	-0.018	-0.019
$p_{1v_i}$	0.785	0.153
$p_{2v_i}$	-2.43	-2.043
$p_{3v_i}$	0.415	0.426
$p_{4v_i}$	-0.064	-0.064
$p_{5v_i}$	0.133	0.067
$p_{6v_i}$	0.208	0.201

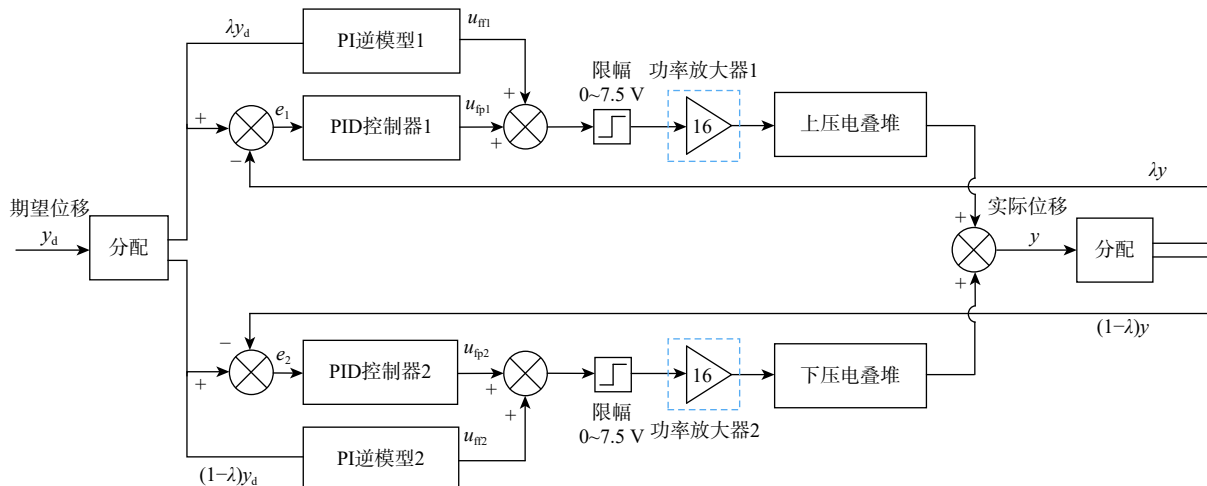


图8 前馈-反馈复合控制原理图

Fig. 8 Feedforward-feedback compound control schematic

叠堆执行器的输出位移 ( $43.2 \mu\text{m}$ ) 为期望位移  $y_d$ , 进行执行器复合控制实验。

PID 控制器中的参数通过实验进行整定, 当控制精度最好时, 比例、积分、微分系数分别为:  $K_p=2.5$ 、 $K_i=2$ 、 $K_d=2.5$ 。

图 9 为不同频率下前馈-反馈复合控制滞环曲线

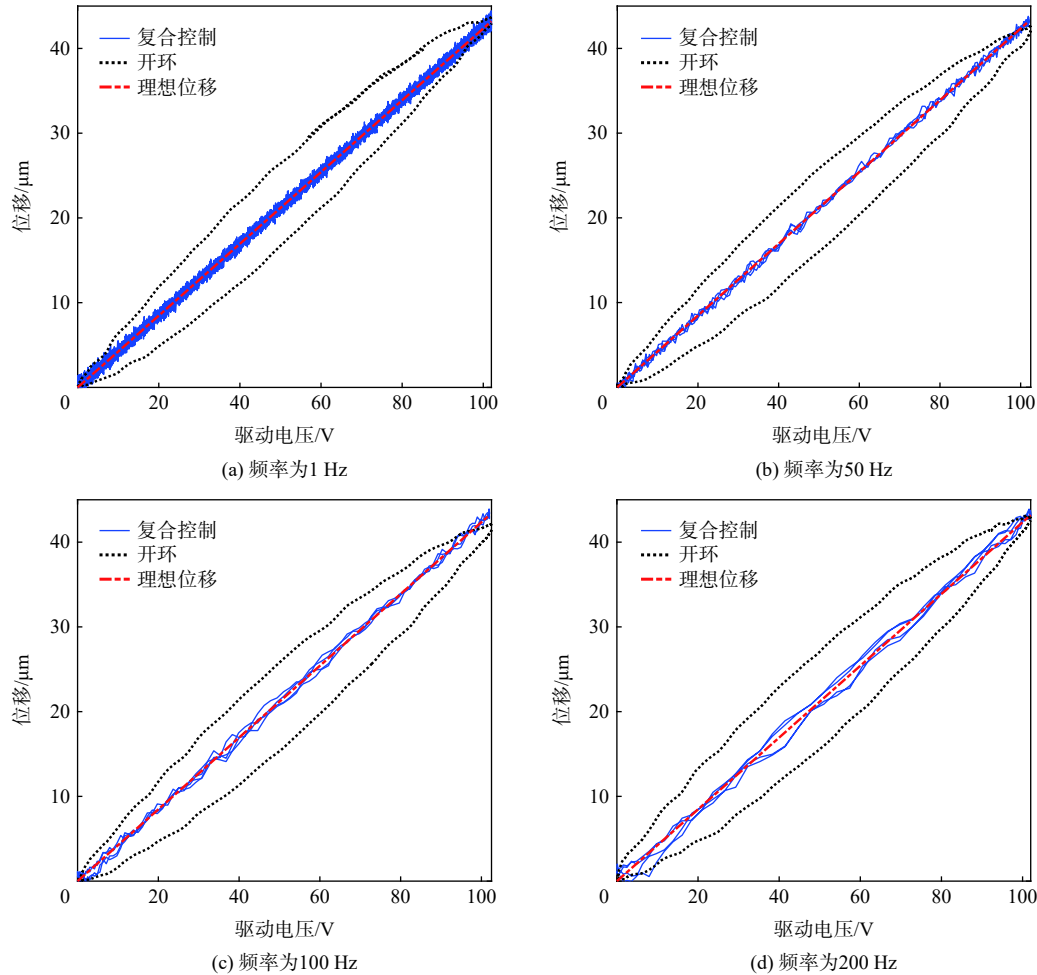


图 9 不同频率下前馈-反馈复合控制滞环曲线

Fig. 9 Hysteresis curve of feedforward-feedback compound control at different frequencies

为了准确描述控制结果的优劣, 采用均方根误差 RMSE 与最大绝对误差  $\eta$  作为评价参数评价执行器的输出非线性度, 表达式分别为

$$\text{RMSE} = \sqrt{\frac{\sum_{j=1}^z (y_a(j) - y_e(j))^2}{z}} \quad (10)$$

$$\eta = \max_{1 \leq j \leq z} |y_a(j) - y_e(j)| \quad (11)$$

式中:  $y_a$  为实验输出位移;  $y_e$  为理想位移。

图 10 为前馈-反馈复合控制的评价参数, 由结果可知, 在  $1 \sim 200 \text{ Hz}$  频率范围内, 尽管随着频率的增加, 前馈-反馈复合控制精度会有所下降, 但其

线, 分别绘制  $1, 50, 100, 200 \text{ Hz}$  频率下的滞环曲线, 并与开环的滞环曲线对比。由实验结果可知, 在  $1 \sim 200 \text{ Hz}$  频率范围内, 复合控制均很好地改善了执行器的迟滞非线性, 随着期望位移频率增加, 执行器的迟滞非线性随之增加, 与开环实验结果相比较, 前馈-反馈复合控制实验结果的精度较高。

均方根误差均低于  $0.5 \mu\text{m}$ , 最大绝对误差也控制在  $2 \mu\text{m}$  以下。

### 3.3 线性自抗扰控制器设计与实验研究

前馈-反馈复合控制的精度依赖逆模型的准确性且逆模型的求解较为复杂。因此, 本文提出一种无需构建迟滞逆模型的线性自抗扰控制对执行器进行控制。

LADRC 来源于自抗扰控制 (active disturbance rejection control, ADRC), 通过状态扩张器补偿总扰动, 无需构建数学模型。LADRC 不仅具有收敛速度快、抗干扰能力强、算法简单等特点<sup>[25]</sup>, 同时相较于 ADRC, 减少了控制参数, 参数整定更方便。

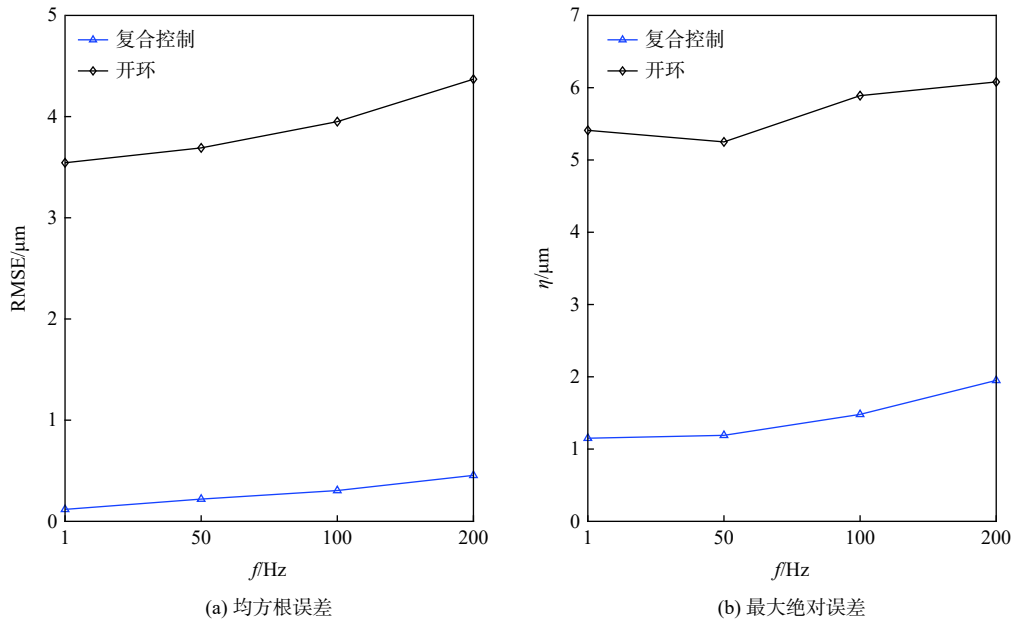


图 10 前馈-反馈复合控制评价参数对比

Fig. 10 Comparison of evaluation parameters for feedforward-feedback compound control

方形压电叠堆动力学模型<sup>[25]</sup>可以简化为

$$m_s \ddot{y} + c_s \dot{y} + k_s y = k_s H(u) \quad (12)$$

式中:  $y$  为模型输出信号,  $\ddot{y}$  为二阶微分,  $\dot{y}$  为一阶微分;  $u$  为模型输入信号;  $m_s$ 、 $c_s$  和  $k_s$  分别为方形压电叠堆的质量、阻尼和刚度;  $H[u]$  为迟滞。令  $w_n = \sqrt{k_s/m_s}$ ,  $2\xi w_n = c_s/m_s$ , 则式 (12) 可写为

$$\ddot{y} + 2\xi w_n \dot{y} + w_n^2 y = w_n^2 H[u] \quad (13)$$

根据式 (12) 可知, 被控对象为二阶系统, 将迟滞视为扰动, 则

$$\ddot{y} = -2\xi w_n \dot{y} - w_n^2 y + k_s H[u] = f(\dot{y}, y, u, t) + b_s u \quad (14)$$

式中:  $f()$  为总扰动, 需要建立一个观测器, 并可以实时估计与补偿。令  $x_1 = y$ ,  $x_2 = \dot{y}$ ,  $x_3 = f()$ , 观测器的输出为  $z_1$ 、 $z_2$ 、 $z_3$ , 用以实时估计  $x_1$ 、 $x_2$ 、 $x_3$ , 观测器方程<sup>[25]</sup>为

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = z_2 + l_1(y - z_1) \\ \dot{z}_2 = z_3 + l_2(y - z_1) + b_0 u \\ \dot{z}_3 = l_3(y - z_1) \end{cases} \quad (15)$$

式中:  $b_0$  为  $b_s$  的估计值;  $l_1$ 、 $l_2$  和  $l_3$  为增益系数, 一般按照  $\lambda(s) = (s + \omega_0)^{n+1} = s^{n+1} + l_1 s^n + \dots + l_{n+1}$  来确定;  $\omega_0$  为观测器的带宽, 即可确定:  $l_1 = 3\omega_0$ ,  $l_2 = 3\omega_0^2$ ,  $l_3 = 3\omega_0^3$ 。控制律<sup>[25]</sup>为

$$\begin{cases} u_0 = k_p(y_d - z_1) - k_d z_2 \\ u = \frac{u_0 - z_3}{b_0} \end{cases} \quad (16)$$

式中:  $u_0$  为  $u$  的估计值;  $k_p$  和  $k_d$  为状态反馈参数, 其值一般根据  $\lambda(s) = (s + \omega_c)^n = s^n + k_1 s^{n-1} + \dots + k_n$  来确定;  $\omega_c$  为闭环控制器的带宽, 即可确定:  $k_p = k_1 = 2\omega_c$ ,  $k_d = k_2 = \omega_c^2$ 。

在 LADRC 器设计过程中,  $\omega_0$  与  $\omega_c$  这 2 个参数的取值对控制精度影响很大。 $\omega_0$  决定观测器准确性, 但  $\omega_0$  过大也会提高观测器的敏感性, 需要折中取值;  $\omega_c$  决定系统响应速度, 但过大则会引起系统超调, 因此  $\omega_c$  的取值需要考虑系统控制要求。同时, 一般情况下,  $\omega_0 = (2 \sim 10)\omega_c$ 。

基于本节 LADRC 的原理, 设计控制器, 其原理如图 11 所示。

LADRC 中的参数经过整定后分别为:  $b_0 = 60\,000$ ,  $\omega_c = 18\,000$ ,  $\omega_0 = 4\omega_c$ 。图 12 所示为 LADRC 的实验结果, 分别绘制 1, 50, 100, 200 Hz 频率下的滞环曲线, 并与开环的滞环曲线对比。

图 13 为 LADRC 的评价参数, 随着频率升高, 控制精度会有所下降, 频率为 1 Hz 时, 均方根误差和最大绝对误差分别为 0.409 4 μm 和 1.24 μm, 频率为 200 Hz 时, 均方根误差和最大绝对误差也仅为 0.705 4 μm 和 2.11 μm。

### 3.4 控制算法对比

为了直观比较 2 种控制算法的优劣性, 将各控制算法的 RMSE 和  $\eta$  进行比较, 如图 14 所示。

对比 2 种控制算法的实验结果显示, 在 1~200 Hz 频率范围内, 总体而言, 前馈-反馈复合控制精度最高, LADRC 次之。在频率为 1 Hz 时, 针对

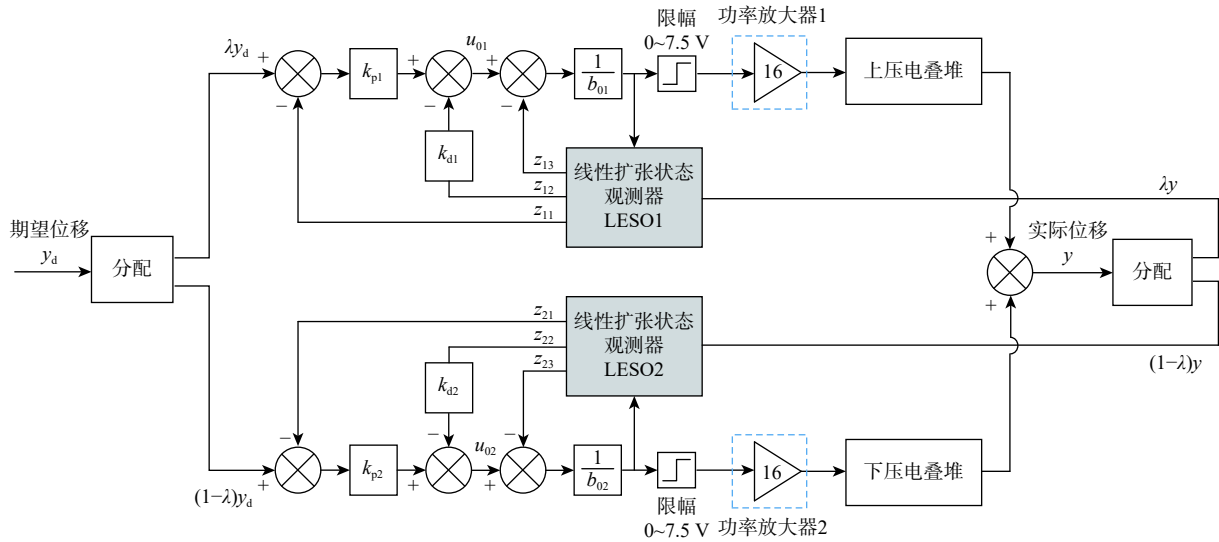


图 11 LADRC 原理图

Fig. 11 LADRC schematic

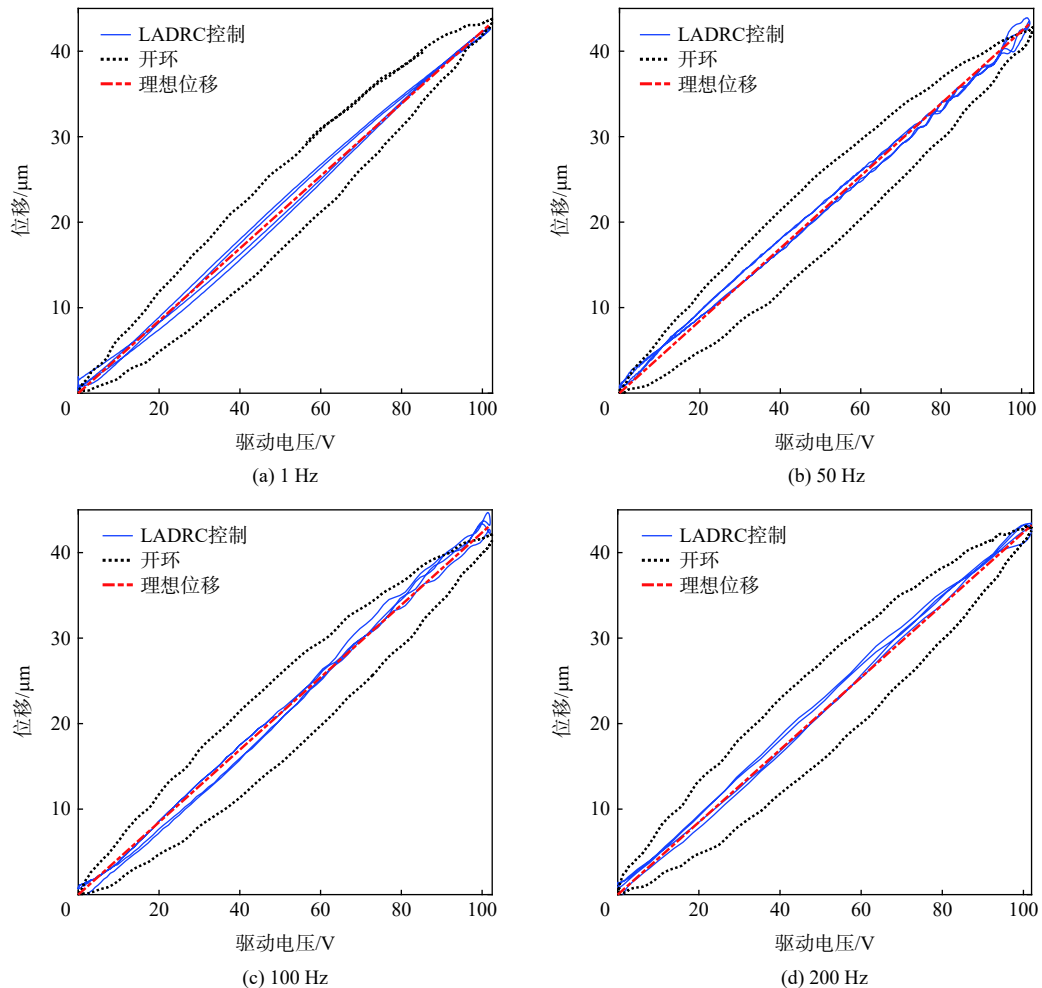


图 12 LADRC 滞环曲线

Fig. 12 Hysteresis curve of LADRC

均方根误差与最大绝对误差 2 个评价参数, 前馈-反馈复合控制下这 2 个参数分别为  $0.1183 \mu\text{m}$  和  $1.15 \mu\text{m}$ , LADRC 分别为  $0.4094 \mu\text{m}$  和  $1.25 \mu\text{m}$ ; 在

频率为  $200 \text{ Hz}$  时, 针对均方根误差与最大绝对误差 2 个评价参数, 前馈-反馈复合控制下这 2 个参数分别为  $0.4544 \mu\text{m}$  和  $1.95 \mu\text{m}$ , LADRC 下这 2 个



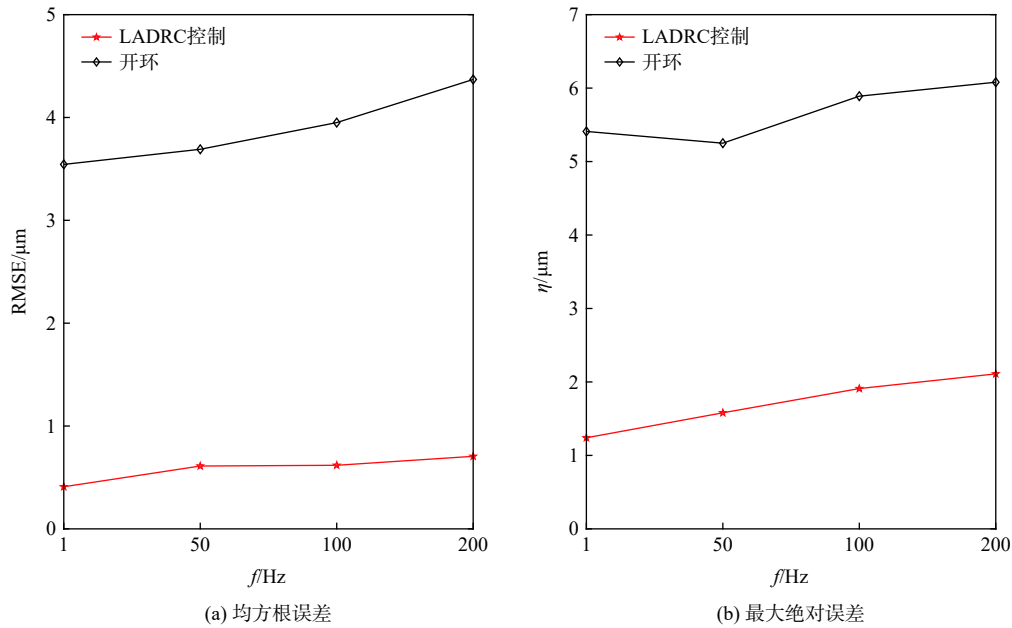


图 13 LADRC 评价参数对比

Fig. 13 Comparison of LADRC evaluation parameters

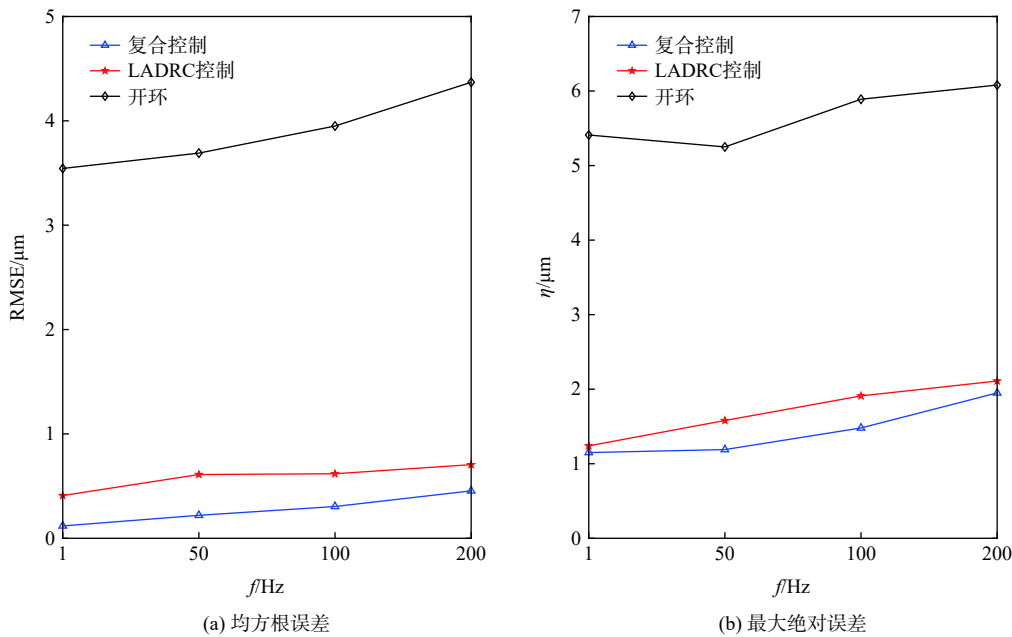


图 14 各控制算法评价参数对比

Fig. 14 Evaluation parameters of each controller

参数分别为  $0.7054\ \mu\text{m}$  和  $2.11\ \mu\text{m}$ , 各控制算法的控制精度均有所下降, 但明显优于开环。

## 4 结 论

1) 在  $1\sim 200\ \text{Hz}$  频率范围内 2 种控制算法对执行器的迟滞非线性均有不同程度的改善。其中前馈-反馈复合控制效果更好, 频率为  $1\ \text{Hz}$  时均方根误差与最大绝对误差分别为  $0.1183\ \mu\text{m}$  和  $1.15\ \mu\text{m}$ , 远低于开环的  $3.5437\ \mu\text{m}$  和  $5.41\ \mu\text{m}$ ; 当频率为  $200\ \text{Hz}$  时, 控制效果有所下降, 但仍为  $0.4544\ \mu\text{m}$  和  $1.95\ \mu\text{m}$ 。

2) 相较于单压电叠堆执行器, 双压电叠堆执行器的控制更为复杂, 本文提出一种双压电叠堆执行器输出位移分配策略与双压电叠堆并联控制方案进而实现执行器的精密控制, 实验结果证实了本文方案的有效性, 本文方案可应用于更多级压电叠堆执行器的控制。

## 参考文献 (References)

- [1] 李宇阳, 朱玉川, 李仁强, 等. 双压电叠堆驱动执行器率相关迟滞建模与分析[J]. 压电与声光, 2019, 41(2): 258-264.  
LI Y Y, ZHU Y C, LI R Q, et al. Modeling and analysis of rate-de-

- pendent hysteresis for dual-piezoelectric stack driven actuator[J]. *Piezoelectrics & Acoustooptics*, 2019, 41(2): 258-264(in Chinese).
- [2] 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.
- [3] 周森磊, 杨志刚, 田彦涛, 等. 压电执行器非线性控制方法研究进展[J]. *压电与声光*, 2007, 29(6): 656-659.
- ZHOU M L, YANG Z G, TIAN Y T, et al. The development on the nonlinear control method of piezoelectric actuator[J]. *Piezoelectrics & Acoustooptics*, 2007, 29(6): 656-659(in Chinese).
- [4] GE P, JOUANEH M. Tracking control of a piezoceramic actuator[J]. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 1996, 4(3): 209-216.
- [5] LING J, RAKOTONDRABE M, FENG Z, et al. A robust resonant controller for high-speed scanning of nanopositioners: Design and implementation[J]. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 2020, 28(3): 1116-1123.
- [6] GU G Y, ZHU L M, SU C Y, et al. Modeling and control of piezo-actuated nanopositioning stages: A survey[J]. *IEEE Transactions on Automation Science and Engineering*, 2016, 13(1): 313-332.
- [7] GAO X H, LIU Y G. Research on control strategy in giant magnetostrictive actuator based on Lyapunov stability[J]. *IEEE Access*, 2019, 7: 77254-77260.
- [8] LEE S H, OZER M B, ROYSTON T J. Piezoceramic hysteresis in the adaptive structural vibration control problem[J]. *Journal of Intelligent Material Systems and Structures*, 2002, 13(2-3): 117-124.
- [9] MING M, FENG Z, LING J, et al. Hysteresis modelling and feed-forward compensation of piezoelectric nanopositioning stage with a modified Bouc-Wen model[J]. *Micro & Nano Letters*, 2018, 13(8): 1170-1174.
- [10] MAYERGOYZ I D, FRIEDMAN G. Generalized preisach model of hysteresis[J]. *IEEE Transactions on Magnetics*, 1988, 24(1): 212-217.
- [11] SHEN J C, JYWE W Y, CHIANG H K, et al. Precision tracking control of a piezoelectric-actuated system[J]. *Precision Engineering*, 2008, 32(2): 71-78.
- [12] LI Z, ZHANG X Y, 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.
- [13] AL JANAIDEH M, RAKOTONDRABE M. Precision motion control of a piezoelectric cantilever positioning system with rate-dependent hysteresis nonlinearities[J]. *Nonlinear Dynamics*, 2021, 104(4): 3385-3405.
- [14] 田雷, 陈俊杰, 崔玉国, 等. 基于PI迟滞模型的单压电变形镜开环控制[J]. *仪器仪表学报*, 2017, 38(1): 136-142.
- TIAN L, CHEN J J, CUI Y G, et al. Open-loop control of unimorph piezoelectric deformable mirror based on PI hysteresis model[J]. *Chinese Journal of Scientific Instrument*, 2017, 38(1): 136-142(in Chinese).
- [15] 贾高欣, 王贞艳. 压电陶瓷作动器的率相关迟滞建模与内模控制[J]. *压电与声光*, 2019, 41(1): 130-134.
- JIA G X, WANG Z Y. Modeling of rate-dependent hysteresis and internal model control of piezoelectric ceramic actuators[J]. *Piezoelectrics & Acoustooptics*, 2019, 41(1): 130-134(in Chinese).
- [16] 黄卫清, 史小庆, 王寅. 菱形压电微位移放大机构的设计[J]. *光学精密工程*, 2015, 23(3): 803-809.
- HUANG W Q, SHI X Q, WANG Y. Design of diamond piezoelectric micro displacement amplification mechanism[J]. *Optics and Precision Engineering*, 2015, 23(3): 803-809(in Chinese).
- [17] 邵明皓, 朱玉川, 江裕雷, 等. 双压电二维叠堆执行器控制实验研究[J]. *压电与声光*, 2021, 43(2): 254-259.
- TAI M H, ZHU Y C, JIANG Y L, et al. Experimental research on control of dual piezoelectric two-dimensional stack actuators[J]. *Piezoelectrics & Acoustooptics*, 2021, 43(2): 254-259(in Chinese).
- [18] 江裕雷, 朱玉川, 陈龙, 等. 径向双压电叠堆执行器建模与实验研究[J]. *压电与声光*, 2021, 43(1): 45-50.
- JIANG Y L, ZHU Y C, CHEN L, et al. Modeling and experimental study on radial dual-piezoelectric stack actuator[J]. *Piezoelectrics & Acoustooptics*, 2021, 43(1): 45-50(in Chinese).
- [19] KUHNEN K. Modeling, identification and compensation of complex hysteretic nonlinearities: A modified Prandtl-Ishlinskii approach[J]. *European Journal of Control*, 2003, 9(4): 407-418.
- [20] 田雷. 基于PI迟滞模型的压电变形镜控制技术[D]. 宁波: 宁波大学, 2017: 14-16.
- TIAN L. Control of piezoelectric deformable mirror based on PI hysteresis model[D]. Ningbo: Ningbo University, 2017: 14-16 (in Chinese).
- [21] GAN J Q, ZHANG X M, WU H. A generalized Prandtl-Ishlinskii model for characterizing the rate-independent and rate-dependent hysteresis of piezoelectric actuators[J]. *The Review of Scientific Instruments*, 2016, 87(3): 035002.
- [22] GAN J Q, ZHANG X M. Modeling of rate-dependent hysteresis in piezoelectric actuators based on a modified Prandtl-Ishlinskii model[J]. *International Journal of Applied Electromagnetics and Mechanics*, 2015, 49(4): 557-565.
- [23] 郑军辉, 崔玉国, 蔡成波, 等. 串联死区算子的压电微夹钳PI迟滞模型[J]. *压电与声光*, 2015, 37(4): 650-654.
- ZHENG J H, CUI Y G, CAI C B, et al. Research on PI hysteresis model with dead-zero operator of piezoelectric micro-gripper[J]. *Piezoelectrics & Acoustooptics*, 2015, 37(4): 650-654(in Chinese).
- [24] 雷军委, 晋玉强, 王宏. 基于Lyapunov与混沌激励的自适应参数辨识[M]. 成都: 西南交通大学出版社, 2016: 1-5.
- LEI J W, JIN Y Q, WANG H. Adaptive parameters identification based on Lyapunov function and chaotic excitation[M]. Chengdu: Southwest Jiaotong University Press, 2016: 1-5 (in Chinese).
- [25] 顾寒烈. 压电驱动型主动隔振技术研究[D]. 南京: 南京航空航天大学, 2018: 41-49.
- GU H L. Research on active vibration isolation with piezoelectric actuators[D]. Nanjing: Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, 2018: 41-49 (in Chinese).

## Experimental study on parallel control of axial dual-piezoelectric stack actuator

ZHENG Shufeng, ZHU Yuchuan<sup>\*</sup>, LING Jie, LIU Chang, LIN Wen

(College of Mechanical and Electrical Engineering, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing 210016, China)

**Abstract:** Compared with common piezoelectric stack actuators, the dual-piezoelectric stack actuator exhibits displacement amplification functionality, but suffers from poor positioning accuracy due to the inherent hysteresis nonlinearity of piezoelectric materials. To reduce the hysteresis nonlinearity of dual-piezoelectric stack actuators, an improved Prandtl-Ishlinskii(PI) dynamic hysteresis model is established and the related parameters are identified. Then, an output displacement allocation strategy and parallel control scheme of the dual-piezoelectric stack actuator are proposed. Based on the inverse hysteresis model, the feedforward-feedback compound control is examined by experiments, and compared with the linear active disturbance rejection control (LADRC) scheme which is independent on the inverse hysteresis model. The control algorithm is validated on the Links-RT real-time control system. Experimental results indicate that the feedforward-feedback compound control performs the best within the frequency range of 1~200 Hz. When the tracking signal frequency reaches 200 Hz, the root mean square error and maximum absolute error are 0.454 4  $\mu\text{m}$  and 1.95  $\mu\text{m}$  respectively, much lower than those of open loop control (4.369 6  $\mu\text{m}$  and 6.08  $\mu\text{m}$ ).

**Keywords:** dual-piezoelectric stack actuator; hysteresis model; parameter identification; feedforward-feedback compound control; linear active disturbance rejection control

**Received:** 2021-07-30; **Accepted:** 2021-10-29; **Published Online:** 2021-11-09 11:45

**URL:** [kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.v.20211108.1438.001.html](https://kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.v.20211108.1438.001.html)

**Foundation items:** National Natural Science Foundation of China (51975275); Science and Technology Planned Project of Jiangsu Province of China (BE2021034); Natural Science Foundation of Jiangsu Province of China (BK20210294)

**\* Corresponding author.** E-mail: [meeyczhu@nuaa.edu.cn](mailto:meeyczhu@nuaa.edu.cn)