

引文格式: 甘晓明, 张臣, 石晗. 基于LabVIEW FPGA 的压电迟滞补偿控制研究[J]. 航空制造技术, 2023, 66(21): 117-124.

GAN Xiaoming, ZHANG Chen, SHI Han. Research on piezoelectric hysteresis compensation by LabVIEW FPGA module[J]. Aeronautical Manufacturing Technology, 2023, 66(21): 117-124.

基于LabVIEW FPGA 的压电迟滞补偿控制研究*

甘晓明, 张 臣, 石 晗

(南京航空航天大学机电学院, 南京 210016)

[摘要] 对压电陶瓷驱动器在工作过程中因迟滞非线性效应造成的误差提出了一种迟滞误差补偿控制方法。首先针对迟滞非线性, 基于PI模型构建了相应的迟滞模型, 并利用其逆模型对压电驱动器的输入电压进行调整; 其次针对PI模型的不足之处, 结合PID闭环控制进一步对迟滞误差进行补偿。最后基于LabVIEW FPGA模块搭建了压电迟滞补偿控制系统, 并进行了单轴正弦振动轨迹控制试验研究。试验结果表明, 在复合控制下, 压电陶瓷驱动器在100 Hz以内频率下输出位移的最大相对误差在3%以内。

关键词: 迟滞非线性; 误差控制; PI模型; PID控制; LabVIEW FPGA

Research on Piezoelectric Hysteresis Compensation by LabVIEW FPGA Module

GAN Xiaoming, ZHANG Chen, SHI Han

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

[ABSTRACT] Aiming at the errors caused by hysteresis nonlinear effect in the operation of piezoelectric ceramic actuators, a hysteresis compensation control method is proposed. Firstly, for the hysteresis nonlinearity, the corresponding hysteresis model is built based on the PI model, and the inverse model is used to adjust the input voltage of the piezoelectric actuator. Secondly, aiming at the shortcomings of PI model, PID closed-loop control is combined to further compensate the hysteresis error. Finally, the piezoelectric hysteresis compensation control system is built based on LabVIEW FPGA module, and the elliptic vibration trajectory control experiment is studied. The experimental results show that the maximum relative error of the displacement of the piezoelectric actuator under the composite control is less than 3%.

Keywords: Hysteresis nonlinearity; Error control; PI hysteresis model; PID control; LabVIEW FPGA

DOI: 10.16080/j.issn1671-833x.2023.21.117

随着航空航天、微纳制造和半导体等高精尖行业的发展, 精密加工和控制领域对定位精度的要求更加严格^[1-2]。压电陶瓷因其响应速度快、定位精度高、体积小等优点被广泛应用于微纳米驱动控制领域中。尽管压电材料的应用范围广泛, 但受到非线性的影响(迟滞、蠕变等非线性特性)^[3-4], 其定位精度下降^[5-6], 这对高性能纳米定位控制提出了挑战^[7]。

传统上常采用对迟滞效应进行建模的方法进行补偿, 即通过数学方法建立迟滞非线性的拟合模型, 然后对逆模型进行求解, 得出压电材料激励电压和位移输出之间的关系, 从而实现迟滞非线性的前馈补偿^[8-10]。但是一般来说, 拟合越准确、补偿效果越好的迟滞模型结构会越复杂, 待定参数越多, 需要大量试验数据来辨识模型中的各种参数。

* 基金项目: 国家自然科学基金(51675277); 南京航空航天大学创新基地(实验室)开放基金(kfj20190506)。

除了基于迟滞模型的前馈补偿控制,研究人员还设计出了反馈补偿控制,即根据压电驱动器反馈回来的实际位移对激励电压进行调整^[11]。单纯的前馈补偿依赖于精确的建模,而且对于工作过程中可能出现的未知扰动缺乏足够的抵抗能力,而单纯的反馈补偿控制也需要足够的响应时间来跟踪期望的输出轨迹。

现场可编程门阵列(Field programmable gate array, FPGA)因其高度可靠性、实时性、集成性和极强的信号处理分析能力,在信号处理和控制方面得到了越来越广泛的应用^[12],但是其对于底层硬件相关理论要求较高,并且需要掌握复杂的VHDL编程语言,在LabVIEW FPGA模块中,图形化的控件将各种逻辑功能的VHDL代码封装起来,大大降低了FPGA设计的复杂程度。

本文在前馈补偿控制的基础上同时应用反馈补偿控制。先用PI模型对压电陶瓷进行建模,利用其逆模型搭建迟滞补偿控制系统的前馈控制部分,然后结合增量型PID控制器搭建反馈控制部分。将两者的优点结合起来,弥补各自的不足之处,实现更高的控制精度,并且为了提高系统的实时性与控制精度,利用LabVIEW FPGA模块搭建迟滞补偿控制系统。

1 控制方法设计

1.1 复合控制方案的设计

无论是单纯的基于模型的前馈控制还是基于闭环控制算法的反馈控制,都具有一定的局限性,于是研究人员在前馈补偿控制的基础上同时应用反馈补偿控制,前馈与反馈相结合的补偿控制方案能够将两者的优点结合起来,并且弥补各自的缺陷,实现更高的控制精度,但是同样也使整个控制系统变得复杂、庞大,控制实时性不足。本文在基于PI模型的前馈控制基础上结合PID的反馈控制,将整个系统搭建在FPGA模块上,解

决实时性不足的问题。

控制方案设计如图1所示。首先在前馈控制中,通过将设定好的压电陶瓷驱动器的输出轨迹离散为若干个期望位移数据点 $X(k)$ 后,输入进迟滞逆模型中,得到经过迟滞补偿后的迟滞电压 $U(X(k))$;其次在反馈控制中通过位移传感器实时地将压电陶瓷驱动器的实际位移反馈回来,与期望位移进行比较,当实际位移与期望位移有较大偏差时,将位移偏差 $e(k)$ 输入到PID控制器中,得到一个估计偏差电压 $U_e(k)$;最后将前馈控制中的迟滞电压 $U(X(k))$ 与反馈控制中的偏差电压 $U_e(k)$ 相加,得到最终的输入电压 $U(k)$ 。

1.2 基于PI模型的前馈控制

PI模型是基于一种迟滞算子的唯象迟滞模型,可以看作是由若干个不同阈值的Play算子(图2)叠加而成。PI模型结构简单,并且具有解析的逆模型表达式,便于实现实时控制器,逐渐在智能材料驱动器的迟滞建模和补偿控制中广泛应用。Play算子可以表示为

$$P_i(t) = \max\{U(t) - r_i, \min\{U(t) + r_i, P_i(t - T)\}\} \quad (i=1, 2, \dots, n) \quad (1)$$

式中, $P_i(t)$ 是Play算子的输出; $U(t)$ 是Play算子在 t 时刻的输入电压; r_i 是Play算子阈值; n 是Play算子的个数; i 是Play算子的序号; T 是相邻两个时刻的时间间隔。

将若干个Play算子进行叠加后,可以得到PI模型的输出表达式为

$$X(t) = \sum_{i=1}^n \omega_i \cdot \max\{U(t) - r_i, \min\{U(t) + r_i, X(t - T)\}\} \quad (i=1, 2, \dots, n) \quad (2)$$

式中, $X(t)$ 是PI模型在 t 时刻的输出位移; ω_i 是PI模型的权值。采集不同频率下压电陶瓷驱动器的输入电压 $U(t)$ 和对应的输出位移 $X(t)$,并根据这些数据求

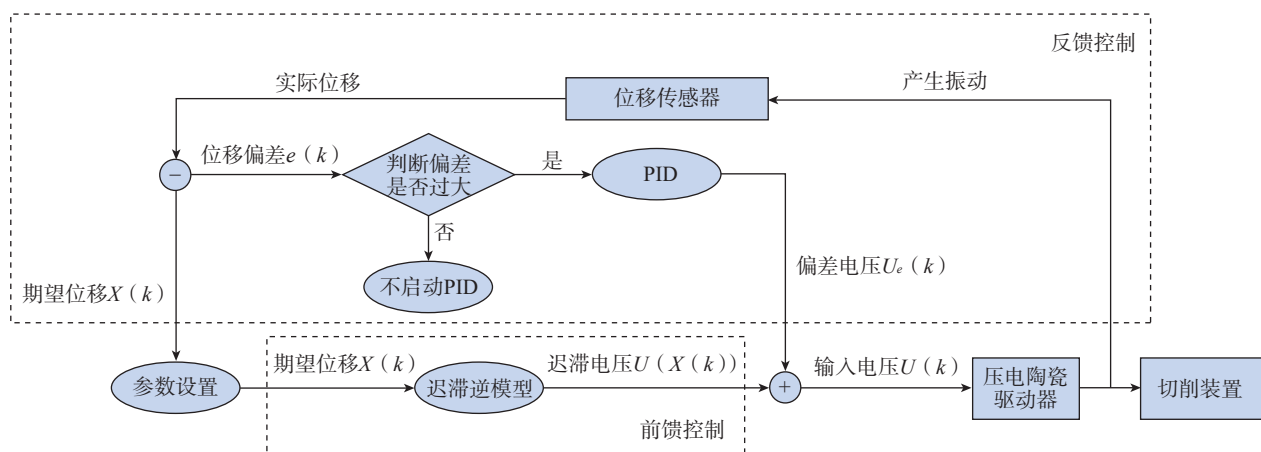


图1 复合控制结构示意图

Fig.1 Schematic diagram of composite control structure

解得出上述 PI 模型所需的各项参数。

(1) 利用 Matlab 中的 Quadprog 函数对关于 ω 的二次多项式求最优解可以求得权值 ω_i 的值, 该二次多项式以和方差 $\sum_{n=1}^s e^2(kT)$ 来衡量模型的精度, 即

$$f(\omega_r) = \sum_{k=1}^s e^2(kT) = \sum_{k=1}^s d^2(kT) + \omega_r^T \left\{ \sum_{k=1}^s [P_r(kT)P_r^T(kT)] \right\} \omega_r - 2\omega_r^T \sum_{k=1}^s [d(kT)P_r(kT)] \quad (3)$$

式中, $t=kT$, T 为采样周期; s 为采样点数; $d(t)$ 为 t 时刻的实际位移; $P_r(kT)$ 为算子在 t 时刻状态向量, 因此 $P_r(t) = (P_1(t); \dots; P_i(t); \dots; P_n(t))^T$; ω_r 为权值向量, $\omega_r = (\omega_1, \dots, \omega_i, \dots, \omega_n)^T$ 。

由于不同频率的输入电压下得到的输出位移数据是不一样的, 因此辨识出来的权值 ω_i 是有微小差异的, 如果在调整频率时重新对权值进行辨识会额外增加许多计算量, 因此对主要的几种工作频率下的权值 ω_i^f 求平均值, 即

$$\omega_i = \sum_{f=1}^m \omega_i^f / m \quad (4)$$

式中, ω_i^f 为频率 f 下辨识得到的权值; m 为选取的主要工作频率的个数。

(2) 阈值可以根据式(5)选取。

$$r_i = \frac{i-1}{n} \max(u(t)) \quad (5)$$

式中, $u(t)$ 为输入电压的最大值。理论上来说, 阈值划分越细, Play 算子取得越多, PI 模型的精度越高, 但是会增大模型的复杂程度。如果 Play 算子取的个数较少, 则会降低 PI 模型的精度, 经过比较, 在本文中取算子个数为 10, 阈值 r_i 也随之确定。式(4)中的主要工作频率取 10 Hz、20 Hz、30 Hz、 \dots 、100 Hz, 最后所得 PI 模型参数如表 1 所示。

基于上述得到的 PI 模型, 可以描述激励电压输入与压电陶瓷驱动器输出之间的关系, 只要对这一关系表达式求逆即求解得出 PI 模型的逆模型, 即

$$U(d(t)) = \sum_{i=1}^n \omega'_i \cdot \max\{d(t) - r'_i, \min\{d(t) + r'_i, U(t-T)\}\} \quad (6)$$

式中, $U(d(t))$ 为经过迟滞逆模型迟滞补偿后的迟滞电压; ω'_i 为迟滞逆模型的权值; r'_i 为迟滞逆模型的阈值, 这两项参数通过参数辨识获得。在控制系统中输入离散的期望位移数据点 $X(k)$, 相应的表达式为

$$U(X(k)) = \sum_{i=1}^n \omega'_i \cdot \max\{X(k) - r'_i, \min\{X(k) + r'_i, U(k-1)\}\} \quad (7)$$

其中,

$$\begin{cases} \omega'_i = \frac{1}{\omega_i} \\ \omega'_i = \frac{-\omega_i}{\sum_{j=1}^i \omega_j \sum_{j=1}^{i-1} \omega_j} \quad (i=2, 3, \dots, n) \\ r'_i = \sum_{j=1}^i \omega_j (r_i - r_j) \quad (i=1, 2, \dots, n) \end{cases} \quad (8)$$

逆模型的相关参数如表 2 所示。

1.3 基于 PID 控制器的反馈控制

PID 控制器是一种基于设定值与采集值偏差的比例、积分及微分的控制器, 结构简单、鲁棒性强, 因而广泛应用于工业控制系统中。

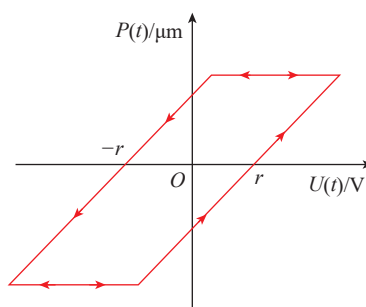


图 2 Play 算子
Fig.2 Play operator

表 1 PI 模型相关参数

Table 1 Relevant parameters of PI model

i	ω_i	r_i	i	ω_i	r_i
1	0.02706	0	6	3.42E-16	60
2	0.01473	12	7	7.83E-16	72
3	0.00288	24	8	2.19E-15	84
4	0.00845	36	9	7.57E-15	96
5	2.68E-11	48	10	0.00217	108

表 2 PI 逆模型相关参数

Table 2 Relevant parameters of the inverse PI model

i	ω'_i	r'_i	i	ω'_i	r'_i
1	39.9492	0	6	-3.8135E-11	2.5707
2	-15.4734	0.3004	7	-7.1103E-11	3.1986
3	-1.5865	0.7907	8	-1.2436E-10	3.8264
4	-3.7773	1.3149	9	-5.6185E-10	4.4543
5	-1.0565E-07	1.9428	10	-0.7013	5.0822

PID 控制器计算公式如下:

$$\begin{cases} U_e(k) = U_p(k) + U_I(k) + U_D(k) & (k = 1, 2, \dots, n) \\ U_p(k) = K_p e(k) \\ U_I(k) = K_I \sum_{i=1}^k \frac{e(i) + e(i-1)}{2} & (i = 1, 2, \dots, k) \\ U_D(k) = K_D [e(k) - e(k-1)] + aU_D(k-1) \end{cases} \quad (9)$$

式中, $U_e(k)$ 为 k 时刻的偏差电压; $U_p(k)$ 为 k 时刻偏差电压的比例部分; $U_I(k)$ 为 k 时刻偏差电压的积分部分; $U_D(k)$ 为 k 时刻偏差电压的微分部分; K_p 为比例系数; K_I 为积分系数; K_D 为微分系数; a 为滤波器系数; $e(k)$ 为 k 时刻实际位移与期望位移的差值。

2 试验系统设计

2.1 硬件系统设计

图 3 为硬件系统的实物图,图 4 为试验的硬件系统,包括计算机、控制器(含 FPGA 模块)、信号发送模块、信号采集模块、电压放大器、微位移传感器、信号调理模块、压电陶瓷驱动器。其中位移传感器采用的是 Microsense 5504 电容位移传感器,最大测量范围 50 μm 、带宽 20 kHz、分辨率 30 nm,对应的设备型号见表 3。

2.2 软件系统设计

控制系统结构如图 5 所示,控制系统的主要工作流程如下。

(1) 期望位移的生成。

首先根据加工的要求输入期望位移各项参数,包括振幅、频率、初相位等,依据这些参数,可以生成期望的压电陶瓷驱动器的输出位移曲线并离散成一组数据 $X(t)$,然后利用 FIFO (First In First Out,一种先进先出的数据缓存器,与普通存储器的区别是没有外部读写地址线,使用起来非常简单)将各离散点的数值按时间顺序传输到控制器并保存在存储器中。

(2) 前馈补偿控制。

基于式(6)的迟滞逆模型,完成两项重要参数的计算,包括迟滞逆模型的阈值和权值,然后读取到期望位移模块所述存储器中保存的离散成的各个时间点的期望位移 $X(t)$,依据逆模型所描述的期望位移与迟滞电压的转

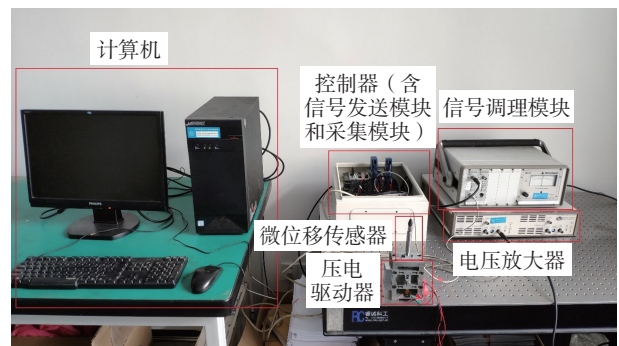


图 3 试验硬件系统

Fig.3 Experimental hardware system

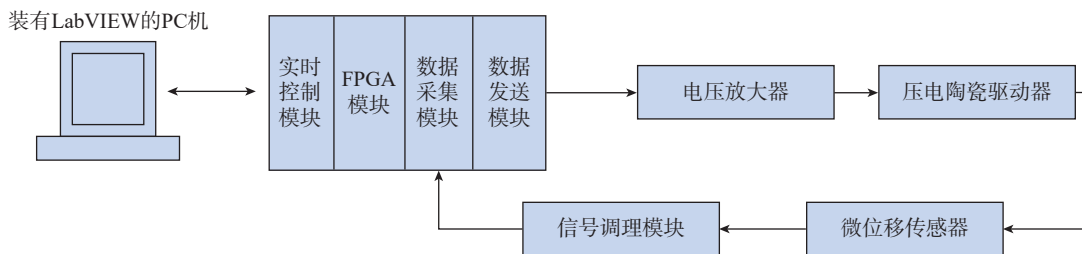


图 4 试验硬件系统示意图

Fig.4 Schematic diagram of experimental hardware system

表 3 试验硬件系统设备详细信息

Table 3 Detailed information of experimental hardware system

设备名称	型号	功能
计算机	普通 PC 机	提供参数设置等操作界面并显示结果
控制器	NI CompactRIO-9040	运行控制系统
信号发送模块	NI 9262	发送模拟信号
信号采集模块	NI 9223	采集模拟信号
电压放大器	TERK PZD350A	对激励电压信号进行放大
微位移传感器	Microsense 5504 电容位移传感器	测量压电驱动器输出位移
信号调理模块	Microsense 5300 型测量系统	对传感器传入信号进行处理

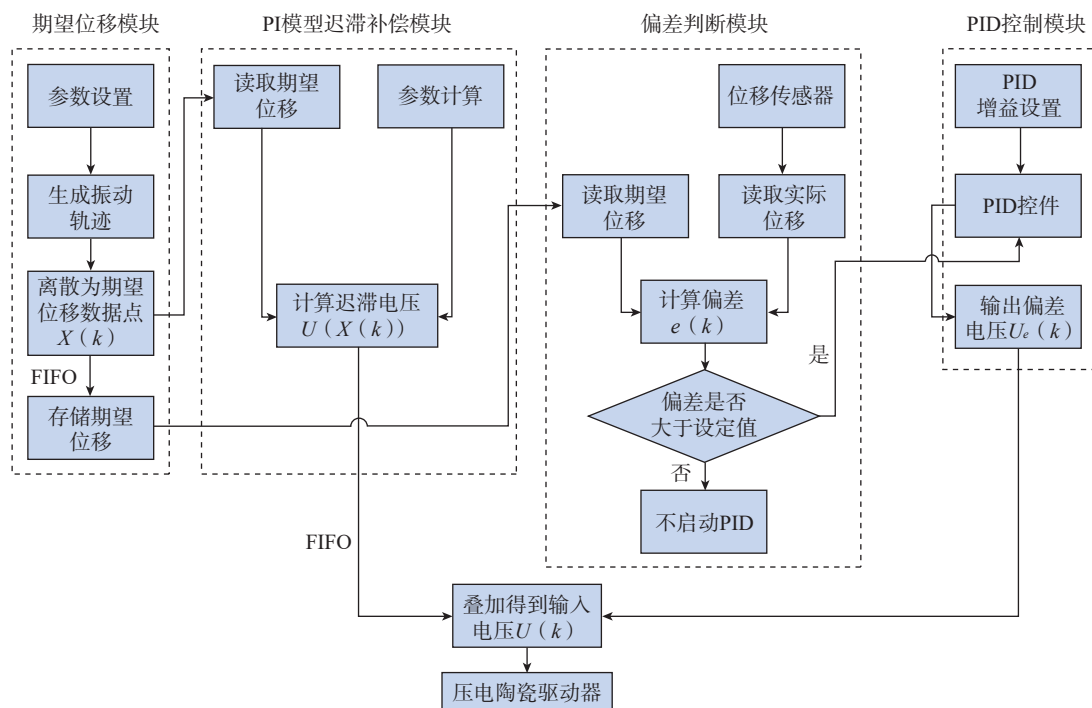


图5 控制系统结构

Fig.5 Control system structure

换关系计算得出迟滞补偿后的电压值,并利用 FIFO 将迟滞电压传输到输出端口。在系统设计中,广泛使用 FIFO 存储器的目的是增加数据传输率、处理大量数据流、匹配具有不同传输率的系统,从而提高系统性能。

(3) PID 控制。

利用位移传感器能够实时地检测压电陶瓷驱动器输出位移,将位移通过采集卡转换为数字量并反馈到控制系统中,然后读取到期望位移模块所述存储器中保存的离散成的各个时间点的期望位移 $X(t)$,与实际位移进行比较,计算偏差 $e(t)$,并且对偏差大小进行判断,当偏差大小超过设定值时,将差值传输到 PID 控制器中。

当偏差判断模块发现当前实际位移偏差过大时,期望位移与实际位移的偏差值被不断传输到 PID 控制器中,经过 PID 控制器的计算输出偏差电压 $U_e(t)$,与 PI 模型迟滞补偿模块输出的迟滞电压 $U(X(t))$ 相叠加后得到最终的输入电压 $u(k)$,然后传输给压电陶瓷驱动器,直到位移偏差减小到设定值以下。

3 试验分析

为了验证本复合控制算法的迟滞补偿效果,将复合控制算法在 NI CompactRIO 控制器上实现,并且利用构建的控制系统对压电陶瓷驱动器进行迟滞补偿控制试验,将试验结果与不加控制时的压电驱动器输出结果进行对比。图 6 为装置在 1 Hz、50 Hz、100 Hz 振动频率

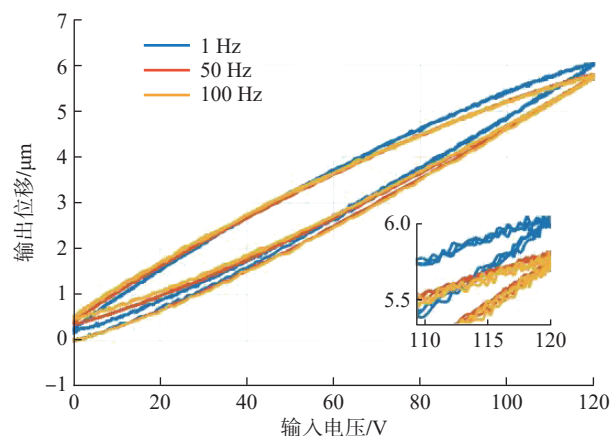


图6 非共振椭圆振动辅助切削装置迟滞曲线

Fig.6 Hysteresis curve of non-resonant elliptical vibration-assisted cutting device

下的输入、输出特性曲线。

在仅采用前馈控制的试验中,压电陶瓷驱动器的期望振动轨迹设定频率为 1 Hz、10 Hz、50 Hz、100 Hz,采用的逆模型权值及阈值见表 2,振幅为 $4.5 \mu\text{m}$ 的正弦曲线。图 7 为不同频率下压电陶瓷驱动器输出的实际位移与期望位移对比图,图 8 为对应的误差。

在复合控制的试验中,采取和前馈控制时同样的试验方案和基础参数,振幅同样为 $4.5 \mu\text{m}$,PID 的增益参数分别设定为: $K_p=0.05$, $K_i=0.05$, $K_d=0.0001$,

$a=0.001$ 。图9为复合控制下不同频率的正弦振动的期望位移与实际位移,图10为相应的误差。

为了评价不同控制方法的实际控制效果,本文采

用均方根误差 e_{mse} 、最大绝对误差 e_m 和最大相对误差 δ_m 对控制效果进行对比。表4列出了采用前馈控制和采用复合控制下的各项评价指标,可以看出,在1 Hz、

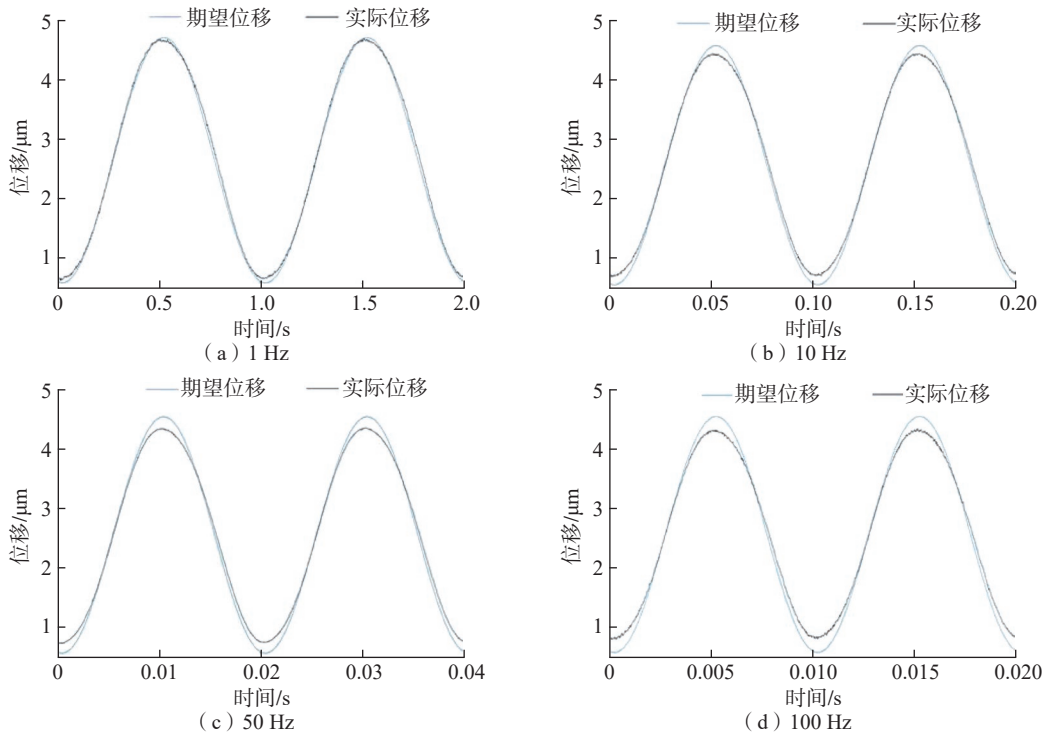


图7 前馈控制的不同频率正弦振动期望位移与实际位移

Fig.7 Expected and actual displacement of sinusoidal vibration of different frequencies under the feedforward control

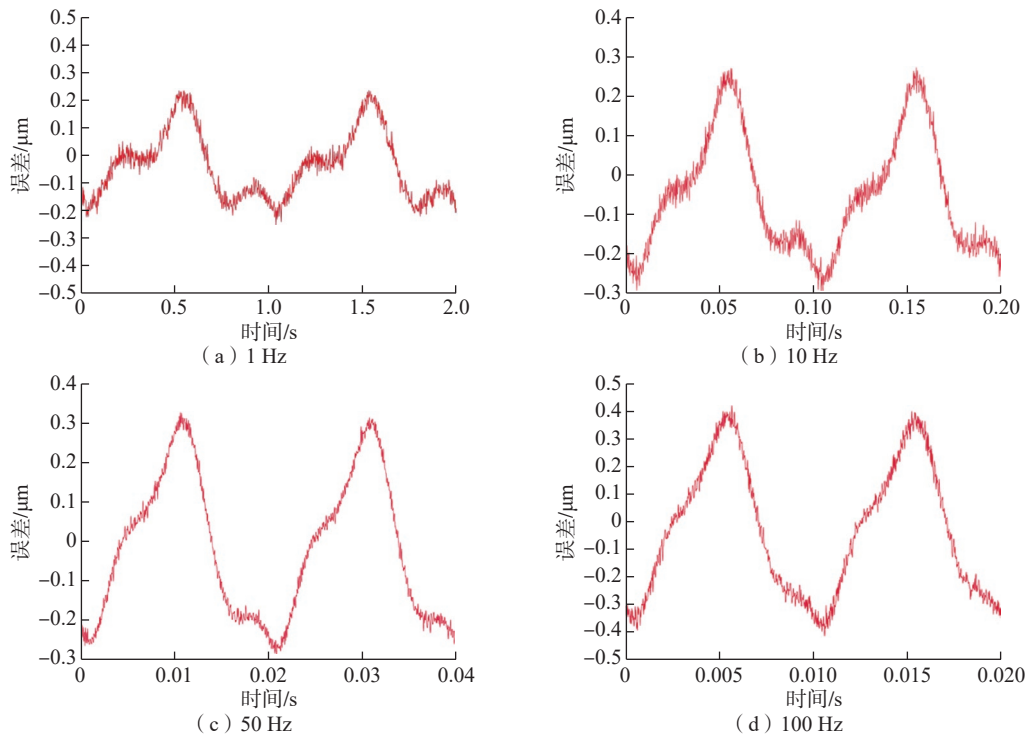


图8 前馈控制的不同频率正弦振动期望位移与实际位移误差

Fig.8 Error between expected and actual displacement of sinusoidal vibration of different frequencies under the feedforward control

10 Hz、50 Hz 和 100 Hz 的频率下,复合控制下的均方根误差相比前馈控制下的均方根误差分别降低了 54.6%、68.8%、74.2% 和 78.1%。而且从 1 Hz 到 100 Hz,随着

频率的增大,压电陶瓷驱动器在单一的前馈控制方法下输出位移的最大相对误差从 4.83% 增大到 9.65%,而复合控制下的最大相对误差基本保持在 3% 以内,相比之

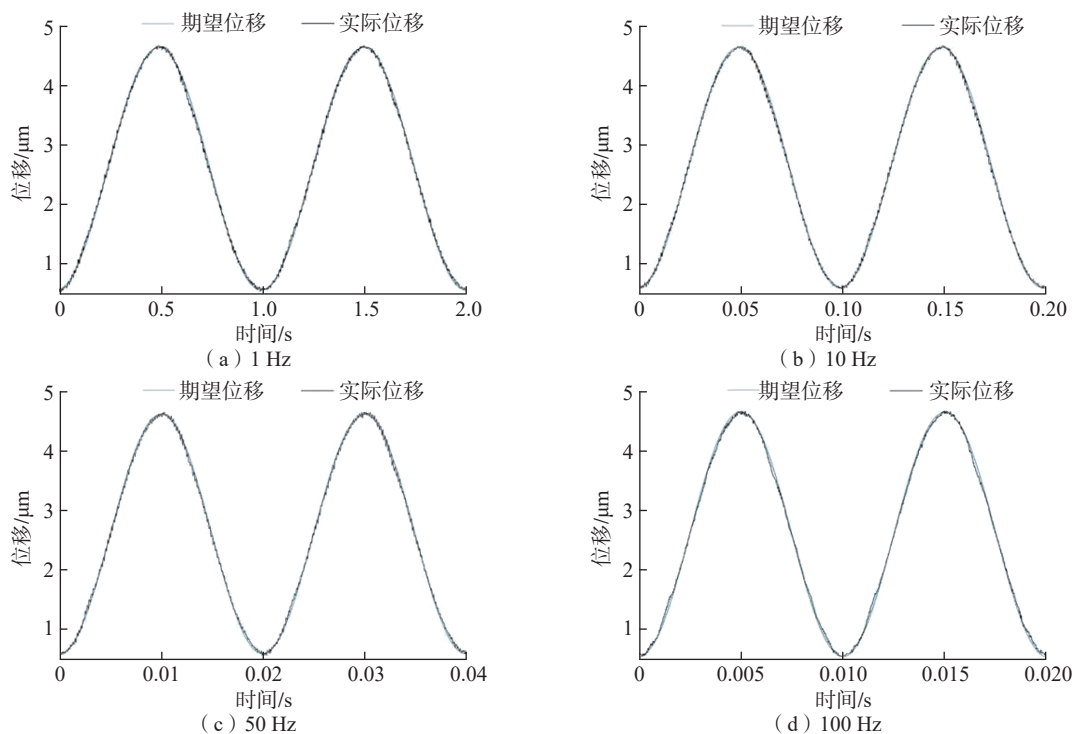


图9 复合控制下不同频率正弦振动期望位移与实际位移

Fig.9 Expected and actual displacement of sinusoidal vibration of different frequencies under the composite control

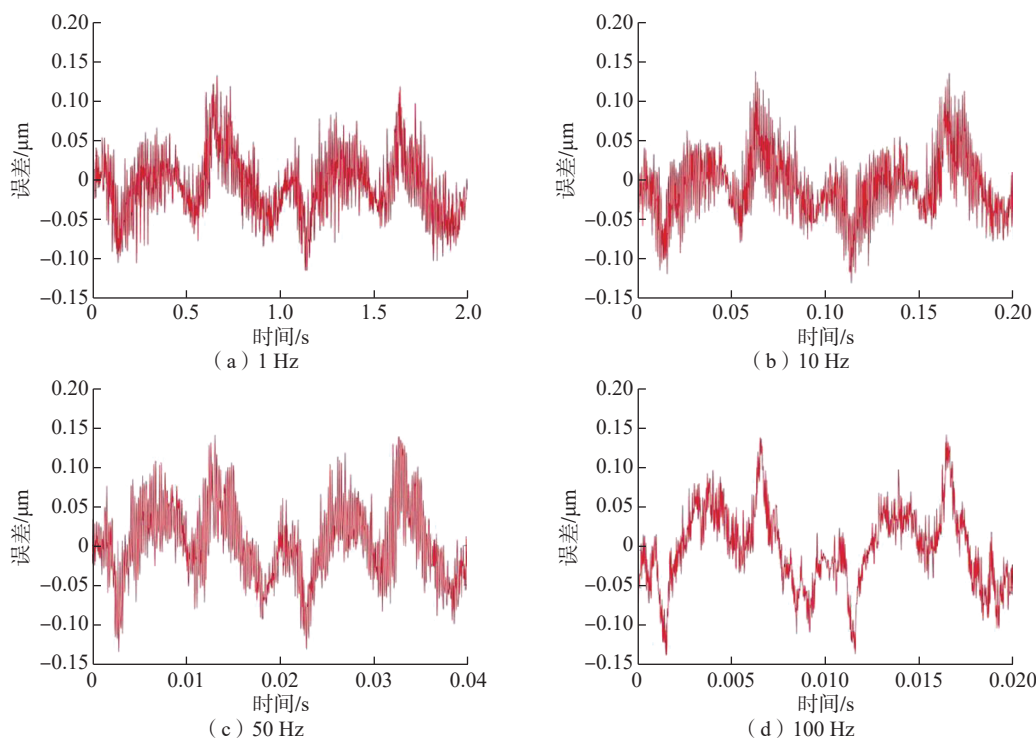


图10 复合控制下不同频率正弦振动期望位移与实际位移误差

Fig.10 Expected and actual displacement errors of sinusoidal vibration of different frequencies under compound control

表 4 前馈控制与复合控制效果对比

Table 4 Comparison between feedforward control and compound control

指标	1 Hz		10 Hz		50 Hz		100 Hz	
	前馈控制	复合控制	前馈控制	复合控制	前馈控制	复合控制	前馈控制	复合控制
$e_{\text{rmsc}}/\mu\text{m}$	0.1049	0.0476	0.1536	0.048	0.1904	0.0491	0.2435	0.0532
$e_{\text{m}}/\mu\text{m}$	0.2172	0.1228	0.2906	0.1336	0.3413	0.1332	0.417	0.1372
$\delta_{\text{m}}/\%$	4.83	2.73	4.76	2.97	7.58	2.96	9.65	3.05

下,复合控制中各项误差指标要更加稳定。因此,通过试验结果可以看出,相比于单独的前馈控制方法,采用复合控制方法可以实现更高精度的迟滞补偿控制,并且随着频率的增大,复合控制方法的效果更加明显。

4 结论

为了提高对压电陶瓷驱动器的迟滞补偿控制效果,本文提出了用PID控制器对基于PI逆模型的前馈控制进一步优化的复合控制策略,依据复合控制策略,基于LabVIEW FPGA 模块搭建了一套压电陶瓷驱动器迟滞补偿控制系统,并且进行了相应的试验研究,对比了前馈控制与复合控制的控制效果,得出以下结论。

(1) 基于 LabVIEW FPGA 的复合控制策略能够提高压电陶瓷驱动器的控制精度,相比于单一的前馈控制方法,压电陶瓷驱动器在复合控制下的输出位移的均方根误差降低了 60% 以上。

(2) 随着频率的增大,前馈控制的各项误差指标也呈增大的趋势,而复合控制中各项误差指标相比之下变化的幅度要更小,因此性能更加稳定。

参考文献

[1] 曹宁, 许有熊, 朱松青. 基于LabVIEW FPGA 的压电陶瓷驱动器位移控制研究[J]. 机械制造与自动化, 2017, 46(3): 222-224.
 CAO Ning, XU Youxiong, ZHU Songqing. Research on the displacement control method of piezoelectric actuator by LabVIEW FPGA module[J]. Machine Building & Automation, 2017, 46(3): 222-224.

[2] 国家自然科学基金委员会工程与材料学部. 机械工程学科发展战略报告: 2011—2020[M]. 北京: 科学出版社, 2010.
 Engineering and Materials Science Department, National Natural Science Foundation of China. Development strategy report of mechanical engineering: 2011-2020[M]. Beijing: Science Press, 2010.

[3] QUANT M, ELIZALDE H, FLORES A, et al. A comprehensive model for piezoceramic actuators: Modelling, validation and application[J]. Smart Materials and Structures, 2009, 18(12): 125011.

[4] HASSANI V, TJAHJOWIDODO T, DO T N. A survey on

hysteresis modeling, identification and control[J]. Mechanical Systems and Signal Processing, 2014, 49(1-2): 209-233.

[5] DING B X, LI Y M. Hysteresis compensation and sliding mode control with perturbation estimation for piezoelectric actuators[J]. Micromachines, 2018, 9(5): 241.

[6] LU T F, FAN Y M, MORITA T. An investigation of piezoelectric actuator high speed operation for self-sensing[J]. Measurement, 2019, 136: 105-115.

[7] CHENG L, LIU W C, HOU Z G, et al. Neural-network-based nonlinear model predictive control for piezoelectric actuators[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62(12): 7717-7727.

[8] LEE J, JIN M L, KASHIRI N, et al. Inversion-free force tracking control of piezoelectric actuators using fast finite-time integral terminal sliding-mode[J]. Mechatronics, 2019, 57: 39-50.

[9] 栾博, 张臣, 霍建强, 等. 基于压电迟滞模型的非共振椭圆振动切削装置控制研究[J]. 航空制造技术, 2019, 62(11): 66-72.

LUAN Bo, ZHANG Chen, HUO Jianqiang, et al. Research on control of non-resonant elliptical vibration cutting device based on piezoelectric hysteresis model[J]. Aeronautical Manufacturing Technology, 2019, 62(11): 66-72.

[10] GOLDFARB M, CELANOVIC N. Behavioral implications of piezoelectric stack actuators for control of micromanipulation[C]// Proceedings of IEEE International Conference on Robotics and Automation. Piscataway, NJ: IEEE, 2002.

[11] 佘国迎. 压电陶瓷驱动微位移平台的磁滞补偿控制理论和方法研究[D]. 上海: 上海交通大学, 2012.

SHA Guoying. Research on hysteresis compensation control theory and method of piezoelectric ceramic driven micro-displacement platform[D]. Shanghai: Shanghai Jiao Tong University, 2012.

[12] 彭小平, 王文杰, 易江义. LabVIEW FPGA 模块在测量控制系统中的开发流程及特点[J]. 工业控制计算机, 2007, 20(5): 22-23.

PENG Xiaoping, WANG Wenjie, YI Jiangyi. Feature and design of flows testing & control system based on LabVIEW FPGA[J]. Industrial Control Computer, 2007, 20(5): 22-23.

通讯作者: 张臣, 教授, 博士, 研究方向为数字化设计与制造、加工过程仿真、超声椭圆振动辅助切削技术、减阻结构设计及制造技术。

(责编 七七)