

引用格式: WANG Fang, LU Qing-jie, ZHUANG Jin-cheng, *et al.* Morphology Detection of Optical Components Based on Hysteresis Nonlinear Compensation System[J]. *Acta Photonica Sinica*, 2020, **49**(6):0612001
王芳, 卢庆杰, 庄锦程, 等. 基于迟滞非线性补偿系统的光学元件形貌检测[J]. 光子学报, 2020, **49**(6):0612001

基于迟滞非线性补偿系统的光学元件形貌检测

王芳¹, 卢庆杰¹, 庄锦程², 王全召³, 韩森^{1,4}
(1 上海理工大学 光电信息与计算机工程学院, 上海 200093)
(2 苏州科技大学, 江苏 苏州 215009)
(3 苏州维纳仪器有限责任公司, 江苏 苏州 215123)
(4 苏州慧利仪器有限责任公司, 江苏 苏州 215123)

摘 要: 为了减少相移干涉仪中压电陶瓷致动器进行相移时, 其迟滞非线性对相移算法中的相位计算带来的误差, 设计了一套压电陶瓷致动器的控制系统. 利用高精度电阻应变传感器和基于锁相放大原理的信号调理电路检测压电陶瓷致动器位移, 建立多项式数学模型描述迟滞非线性, 然后提出了一种前馈开环控制方法补偿其迟滞非线性. 最后, 基于所提出的方案对压电陶瓷致动器进行了期望轨迹的跟踪控制实验, 同时将补偿控制系统与干涉仪相结合检测光学元件表面形貌. 实验结果表明: 补偿后, 压电陶瓷致动器的跟踪误差在 $-0.156\ \mu\text{m}$ 与 $+0.078\ \mu\text{m}$ 之间, 迟滞非线性度由 10.4% 降到 2.4%, 且干涉仪所测得的光学元件表面面形起伏高度均方根和峰谷分别改变了 0.795 nm 和 3.937 nm. 该系统对于高精度的光学元件形貌检测具有重要的意义.

关键词: 相移干涉仪; 相位; 压电陶瓷致动器; 迟滞非线性; 形貌检测

中图分类号: TH741 **文献标识码:** A **doi:** 10.3788/gzxb20204906.0612001

Morphology Detection of Optical Components Based on Hysteresis Nonlinear Compensation System

WANG Fang¹, LU Qing-jie¹, ZHUANG Jin-cheng², WANG Quan-zhao³, HAN Sen^{1,4}
(1 *School of Optical-Electrical and Computer Engineering, University of Shanghai for Science and Technology, Shanghai 200093, China*)
(2 *Suzhou University of Science and Technology, Suzhou, Jiangsu 215009, China*)
(3 *Suzhou W&N Instruments LLC, Suzhou, Jiangsu 215123, China*)
(4 *Suzhou H&L Instruments LLC, Suzhou, Jiangsu 215123, China*)

Abstract: In order to reduce the error of phase calculation caused by the hysteresis nonlinear of piezoelectric ceramic actuator in phase-shifting interferometer, a control system for a piezoelectric ceramic actuator is designed. The high precision resistance strain sensor and signal conditioning circuit based on the principle of phase-locked amplification are used to detect the displacement of the piezoelectric ceramic actuator. A polynomial mathematical model is established to describe the hysteresis nonlinearity. And then, a feed-forward open-loop control method is proposed to compensate for the hysteresis nonlinearity. Finally, based on the proposed scheme, a tracking control experiment of the desired trajectory of the piezoelectric ceramic actuator is performed. At the same time, a compensation control system and an interferometer are used to detect the surface morphology of the optical element. The

基金项目: 国家重点研发计划(No. 2016YFF0101903)
第一作者: 王芳(1991—), 女, 博士研究生, 主要研究方向为干涉仪移相系统技术. Email: 249524811@qq.com
导师(通讯作者): 韩森(1961—), 男, 教授, 博士, 主要研究方向为光学干涉计量. Email: senhanemail@126.com
收稿日期: 2019-12-17; 录用日期: 2020-04-20

experimental results show that after compensation, the tracking error of the piezoelectric ceramic actuator is between $-0.156\ \mu\text{m}$ and $+0.078\ \mu\text{m}$, and the hysteresis nonlinearity is reduced from 10.4% to 2.4%, and the surface shape undulated height Root Mean Square (RMS) and Peak Valley (PV) of the optical element measured by the interferometer are changed by 0.795 nm and 3.937 nm respectively. It shows that this system is of great significance for the high-precision shape detection of optical components.

Key words: Phase-shifting interferometer; Phase; Piezoelectric ceramic actuator; Hysteresis nonlinear; Surface morphology

OCIS Codes: 120.3180; 120.5050; 130.6010

0 引言

干涉测量技术是现代最精密有效的测试技术之一,它能快速、准确地完成对光学元件表面三维形貌的检测.相移干涉测量技术(Phase-shifting Interferometry, PSI)通过采集一组相移干涉图,精确地提取干涉图的相位.为了得到多个连续的干涉图,就需要一个适当的相移方法.目前最直接和常用的改变相位的方法就是移动被测镜.在相移干涉仪中,压电陶瓷致动器是一种常用的相移器^[1-2].但是由于压电陶瓷致动器具有严重的迟滞非线性^[3-4],作为相移器将会给系统带来相移误差,进而带来相位误差,直接影响干涉仪的测量结果.

为了补偿压电陶瓷致动器的迟滞非线性,提高压电陶瓷致动器的定位精度,国内外学者做了很多研究工作,主要集中在迟滞模型的建立与跟踪控制方法的设计.目前常用的控制方法有前馈控制,比例-积分-微分(Proportional-integral-derivative, PID)反馈控制以及混合控制. RU C H 等^[5]提出了一种使用由转换电压参数决定的数学模型来精确描述迟滞现象,并用该模型设计了一种基于逆控制方法的前馈开环跟踪控制器,以补偿压电陶瓷致动器的滞后性. WANG Geng 等^[6]提出了在准静态条件下的 PID 控制算法,并利用该算法对应变反馈式压电驱动器的迟滞特性进行闭环控制. GE P 等^[7-8]讨论了使用经典的 Preisach 模型对压电陶瓷致动器主要迟滞回线进行建模,以及通过将迟滞模型纳入前馈回路,并将前馈回路与 PID 反馈回路结合,实现对压电陶瓷致动器的跟踪控制.以上控制方法中,前馈控制是一种基于迟滞模型的开环控制,不需要传感器,容易实现.且目前较为成熟的迟滞模型主要有 Preisach 模型^[9]、Maxwell 模型^[10]、Bouc-Wen 模型^[11]、Prandtl-Ishlinskii 模型^[12]等. PID 控制为反馈控制,通常需要高精度的位置传感器进行反馈.混合控制是一种将前馈回路控制与反馈回路控制相结合的控制方法,控制方法相对比较复杂.

本文针对相移干涉仪压电陶瓷致动器相移器所存在的迟滞非线性问题,提出了一种补偿控制系统.采用基于锁相放大原理的信号调理电路检测压电陶瓷致动器位移,构建压电陶瓷致动器输入电压与输出位移关系数据表,然后在此基础上提出一种前馈开环控制的控制方法,查找数据表,完成迟滞非线性补偿,方法简单容易实现.最后将补偿控制系统与斐索型共光路干涉系统结合,应用于干涉测量实验,实现改善干涉仪测量结果的目的.

1 相移算法

当干涉仪的参考相位变化时, PSI 自动记录一系列干涉图.波前相位就以光强变化的形式记录在了保存的系列干涉图中. PSI 的基本公式^[13]为

$$I(x, y) = I_{\text{dc}}(x, y) \{1 + \gamma(x, y) \cos [\varphi(x, y) + \varphi(t)]\} \quad (1)$$

式中, I 为实测光强, I_{dc} 为平均光强, $\gamma(x, y)$ 为数据调制度, $\varphi(x, y)$ 为波前相位差, $\varphi(t)$ 为两束光之间的相对相移. 其中 I_{dc} 、 γ 和 $\varphi(x, y)$ 均为未知数. 故若想解出 $\varphi(x, y)$, 至少需要连续采集三帧干涉图像. 根据 Schwider-Hariharan 算法, 每帧图像之间采用定步长 90° 移相, 求得

$$\varphi = \arctan \left[\frac{2(I_2 - I_4)}{2I_3 - I_5 - I_1} \right] \quad (2)$$

式中, I_1 、 I_2 、 I_3 、 I_4 、 I_5 为每步移相测得的光强值.

移相系统的移相量与压电陶瓷致动器的位移量之间的关系为

$$\varphi(t) = \frac{4\pi}{\lambda} L(t) \quad (3)$$

式中, $L(t)$ 为每帧图像之间压电陶瓷致动器的位移改变量,本文中干涉仪系统激光光源选用 He-Ne 激光器, λ 为激光光源的波长,波长值为 632.8 nm.

实际中由于压电陶瓷致动器的迟滞非线性,在相等时间间隔内很难实现等步长 90° 移相,故干涉测量系统将会产生移相误差,进而产生相位误差.

由式(2)可知,待测物体表面的相位分布信息 $\varphi(x,y)$ 将被求出,然后利用相位解包裹算法对 $\varphi(x,y)$ 进行相位展开,复原待测物体表面的三维形貌信息.由于系统相位误差的存在,恢复的待测物体表面的三维形貌信息也会存在误差,将会直接影响干涉仪的测量结果,所以本文设计了一套压电陶瓷致动器迟滞非线性补偿控制系统,与斐索干涉系统结合,用于补偿移相误差.

2 基于补偿控制的干涉测量系统

本文选择斐索型共光路双光束干涉结构形式,搭建基于压电陶瓷致动器迟滞非线性补偿控制系统的干涉测量系统.所用激光器为 He-Ne 激光器,激光波长为 632.8 nm.在干涉系统中,激光器发出的光源经偏振分光镜和准直镜之后形成一束平行光,该平行光束入射至标准参考镜,一部分光经参考镜反射回至干涉系统,另一部分光则穿透参考镜入射至被测镜,然后经被测镜反射回至干涉系统,两部分反射光束沿着相同的路径至成像透镜,产生光程差,形成干涉条纹,CCD 探测器捕捉干涉条纹,计算机结合相应的移相算法计算相位,最终可以得到被测镜的表面形貌.系统中,补偿控制系统控制压电陶瓷致动器推动被测镜,形成光程差.图 1 为基于补偿控制的干涉测量系统.

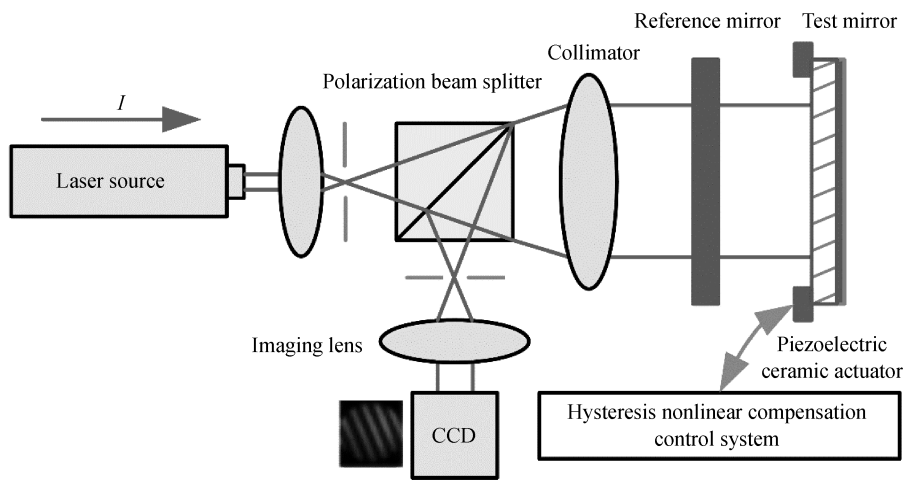


图 1 基于补偿控制的干涉测量系统
Fig.1 The interferometry system based on compensation control

3 迟滞非线性补偿控制系统

图 2 为迟滞非线性补偿控制系统原理框图,该系统主要由计算机,单片机(Micro-pro grammed Control Unit, MCU, STC89LE58RD+),16-bit 数模转换器(Digital to Analog Converter, DAC, AD5062),直流电压放大器,锁相放大器,24-bit 模数转换器(Analog to Digital Converter, ADC, ADS1255),内置电阻应变传感器的压电陶瓷致动器等组成.计算机作为上位机,发送压电陶瓷致动器波形产生与波形停止指令.MCU 作为核心控制单元,接收指令并对指令进行解析.DAC、ADC 与 MCU 结合,分别用于产生控制电压与采集位移.选用的压电陶瓷致动器为矩形压电陶瓷叠层致动器,它的最大输入电压为 150 V,最大行程为 10 μ m.压电陶瓷致动器内部集成了高精度的电阻应变传感器,应变传感器的固有阻值为 1 k Ω ,用于将压电陶瓷致动器的形变量转换为电阻变化量.信号调理电路基于锁相放大原理,由惠斯通桥式电路、交流电压放大器(AMP01)、相敏解调器(AD630BD)以及低通滤波器组成,用于检测压电陶瓷致动器位移.惠斯通桥式电路的其中一个臂为电阻式应变传感器,其余三个臂均为 1%高精度电阻,阻值均为 1k Ω ,桥式电路的输入激励采取正弦信号.交流电压放大器,采取 ± 12 V 直流供电,增益为 1 000,用于放大桥式电路的毫伏级电压输出.相敏解调器,采取 ± 12 V 直流供电,最佳工作频率为 1 kHz,同步解调交流电压放大器输出的调制信号,将信

万方数据

号频谱搬移到 $\omega=0$ 处.相敏解调器的参考信号与桥式电路的输入激励信号为同一输入正弦信号源,电压幅度 2.5 V,频率为 1 kHz.低通滤波器用于滤除调制信号与参考信号的和频项,提高调理电路的信噪比.实验中,ADC 的采样速率设置为 30 ksps 压电陶瓷致动器的控制信号为幅值 57 V,频率为 0.487 Hz 的周期三角波信号,参数的设置满足相移干涉仪的测量要求.

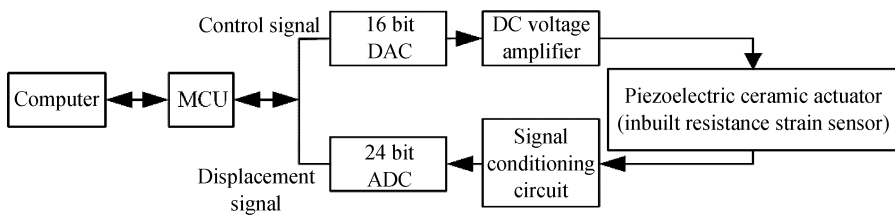


图 2 压电陶瓷致动器迟滞非线性补偿控制系统原理框图

Fig.2 Block diagram of hysteresis nonlinear compensation control system for piezoelectric ceramic actuator

本文采用基于锁相放大原理的信号调理电路检测压电陶瓷致动器位移^[14-15].基于锁相放大的信号调理电路由惠斯通桥式电路、交流电压放大器、相敏解调器以及低通滤波器组成.图 3 为锁相放大工作原理.

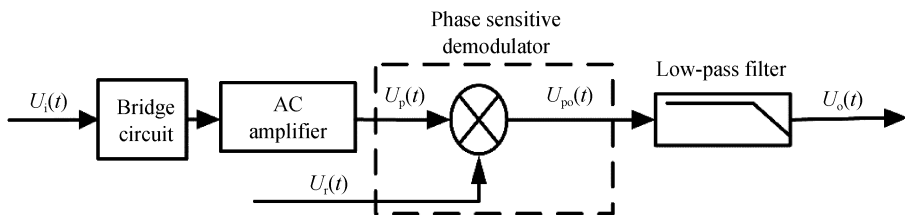


图 3 锁相放大工作原理

Fig.3 The principle of phase-locked amplifier

$U_i(t)$ 为桥式电路的交流激励输入,作为载波.

$$U_i(t) = A_i \sin(\omega_0 t + \varphi_i) \quad (4)$$

式中, A_i 为交流激励信号的幅度, ω_0 为交流激励以及参考信号的频率, φ_i 为交流激励信号的相位.

内置在压电陶瓷致动器中的电阻应变传感器作为桥式电路唯一可变臂,当压电陶瓷致动器控制电压变化时,应变传感器阻值随压电陶瓷致动器形变量改变而改变,变化形式记为 $V_b(t)$.

桥式电路的输出 $U_b(t)$ 为

$$U_b(t) = A_i V_b(t) \sin(\omega_0 t + \varphi_i) \quad (5)$$

交流放大器的输出,即调制后的信号 $U_p(t)$ 为

$$U_p(t) = K A_i V_b(t) \sin(\omega_0 t + \varphi_i) \quad (6)$$

式中, K 为放大器的放大倍数.再用相敏解调器将调制后的信号和参考信号相乘,使其频谱搬迁到 $\omega=0$ 处.

参考信号 $U_r(t)$ 为

$$U_r(t) = A_r \sin(\omega_0 t + \varphi_r) \quad (7)$$

式中, A_r 为参考信号的幅度, φ_r 为参考信号的相位.

相敏解调后的信号为

$$U_{po}(t) = 0.5 K A_i A_r V_b(t) [\cos(\varphi_i - \varphi_r) - \cos(2\omega_0 + \varphi_i + \varphi_r)] \quad (8)$$

由式(8)可知,频率为 ω_0 的信号频谱搬到了 $\omega=0$ 和 $\omega=2\omega_0$ 处,频谱搬移后形状没有改变,幅度由交流激励信号的幅度 A_i 、参考信号的幅度 A_r 、交流放大器的放大倍数 K 以及参考信号和交流激励信号的相位差 $\varphi_i - \varphi_r$ 决定.

相敏解调器输出信号 $U_{po}(t)$ 经过低通滤波器滤波后,频率为 $2\omega_0$ 的分量被滤除,得到放大信号 $U_o(t)$,即

$$U_o(t) = 0.5 K A_i A_r V_b(t) \cos(\varphi_i - \varphi_r) = A V_b(t) \quad (9)$$

式中,系数 $A = 0.5 K A_i A_r \cos(\varphi_i - \varphi_r)$ 为常数, A 的稳定性直接影响着解调器的准确度.由式(9)可知,低通滤波器的输出跟随压电陶瓷致动器的控制电压变化而变化.

4 迟滞非线性补偿方法

实际应用中,压电陶瓷致动器输入电压与输出位移并非呈线性关系,位移曲线具有严重的非线性特征,线性表达式已无法直接描述迟滞曲线特征,所以本文采用多项式模型描述迟滞非线性.图4为压电陶瓷致动器位移的迟滞曲线.图5为基于压电陶瓷致动器传递函数的前馈开环控制模型.

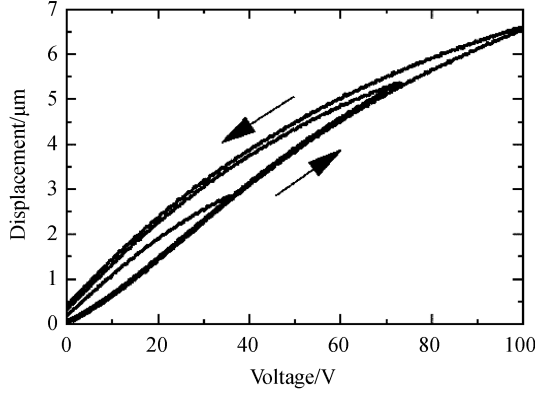


图4 压电陶瓷致动器迟滞曲线

Fig.4 Hysteresis of Piezoelectric ceramic actuator

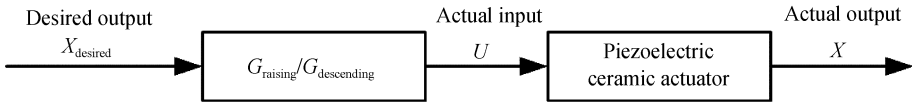


图5 基于压电陶瓷致动器传递函数的前馈开环控制

Fig.5 Feedforward open-loop control based on piezoelectric ceramic actuator transfer function

由图4可知,迟滞曲线分为上升阶段与下降阶段.根据压电陶瓷致动器输入控制电压与输出位移,可以建立多项式数学模型来描述位移的迟滞非线性.

上升阶段位移曲线模型

$$X_{\text{raising}}(t) = G_{\text{raising}}[U_{\text{raising}}(t)] = \sum_{i=0}^R a_i U_{\text{raising}}^i(t) \quad (10)$$

下降阶段位移曲线模型

$$X_{\text{descending}}(t) = G_{\text{descending}}[U_{\text{descending}}(t)] = \sum_{i=0}^D a_i U_{\text{descending}}^i(t) \quad (11)$$

式中, $U_{\text{raising}}(t)$ 、 $U_{\text{descending}}(t)$ 分别表示压电陶瓷致动器上升输入电压与下降输入电压, $X_{\text{raising}}(t)$ 、 $X_{\text{descending}}(t)$ 分别表示压电陶瓷致动器的上升输出位移与下降输出位移, R 、 D 分别表示位移曲线多项式拟合的阶数,参数 a_i 的值根据多项式拟合结果进行辨识.

上升阶段传递函数 $G_{\text{raising}}(S)$ 可表示为

$$G_{\text{raising}}(S) = \frac{X_{\text{raising}}(S)}{U_{\text{raising}}(S)} \quad (12)$$

下降阶段传递函数 $G_{\text{descending}}(S)$ 可表示为

$$G_{\text{descending}}(S) = \frac{X_{\text{descending}}(S)}{U_{\text{descending}}(S)} \quad (13)$$

再根据所期望的压电陶瓷致动器的输出位移,同样分为上升阶段与下降阶段,记为 $X_{\text{desired-raising}}(t)$ 、 $X_{\text{desired-descending}}(t)$,便可求出期望的压电陶瓷致动器的输入电压 $U_{\text{desired-raising}}(t)$ 、 $U_{\text{desired-descending}}(t)$,其表达式为

$$X_{\text{desired-raising}}(t) = G_{\text{raising}}[U_{\text{desired-raising}}(t)] \quad (14)$$

$$X_{\text{desired-descending}}(t) = G_{\text{descending}}[U_{\text{desired-descending}}(t)] \quad (15)$$

本文中,根据压电陶瓷致动器的实际输入电压与实际输出位移可构建输入与输出一一对应关系的数据表,表格的属性可用传递函数来描述.然后依照期望的压电陶瓷致动器输出位移逆向查找数据表,即可得到压电陶瓷方数据

瓷致动器期望的输入电压,然后重新驱动压电陶瓷致动器,即可完成对压电陶瓷致动器迟滞非线性的补偿.

5 实验结果与分析

5.1 验证信号调理电路的可行性

利用 NI Multisim 14 软件对信号调理电路进行设计与仿真,然后将软件仿真结果与设计的电路实验结果进行对比.

桥式电路四臂均为 1 kΩ 固定阻值的电阻,其中一臂并联 1 MΩ 的电阻,打破电桥的平衡.峰峰值为 ±10 V,频率为 1 kHz 的正弦控制信号作为电桥的激励输入,电桥的输出电压仿真值与实验值如图 6(a).

交流放大器的增益为 1 000,输出电压的仿真与实验值如图 6(b).相敏解调器的参考信号与电桥激励输入相同,其输出电压的仿真与实验值如图 6(c).滤波器的输出电压仿真与实验值如图 6(d).

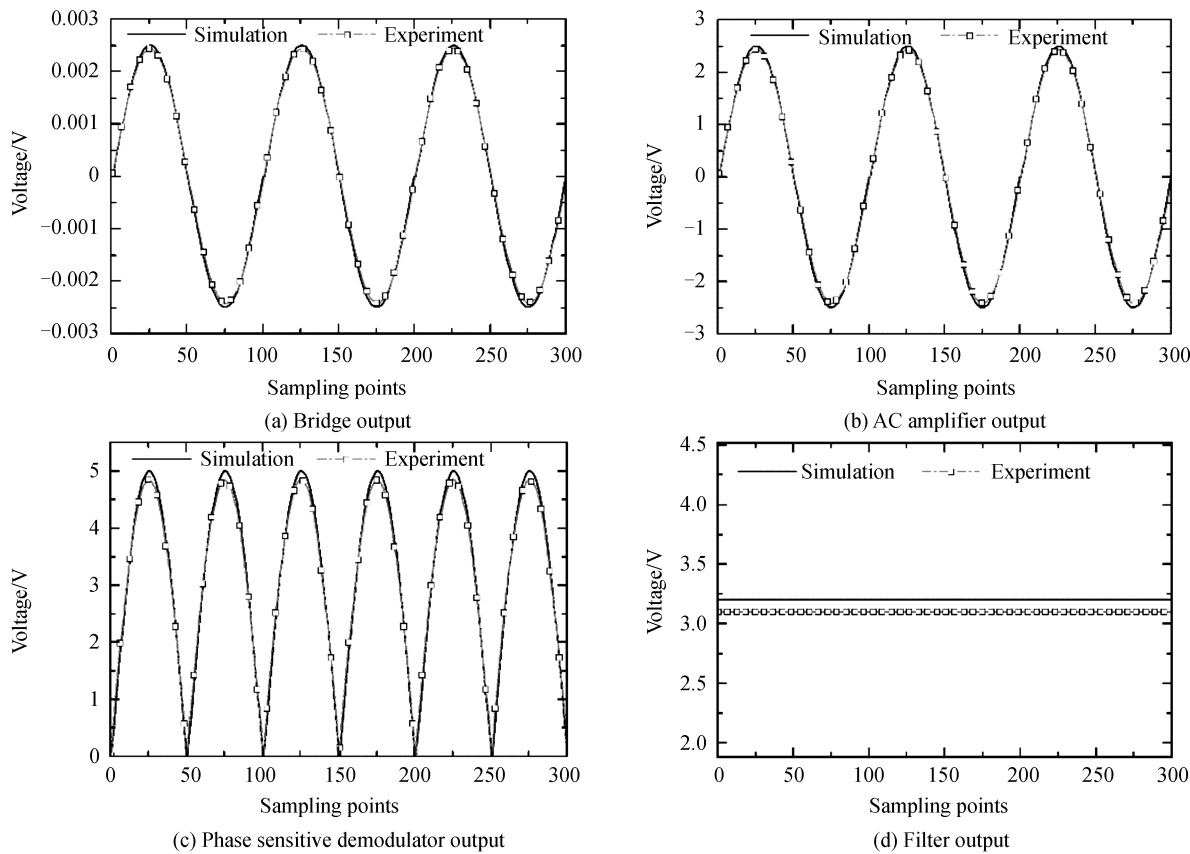
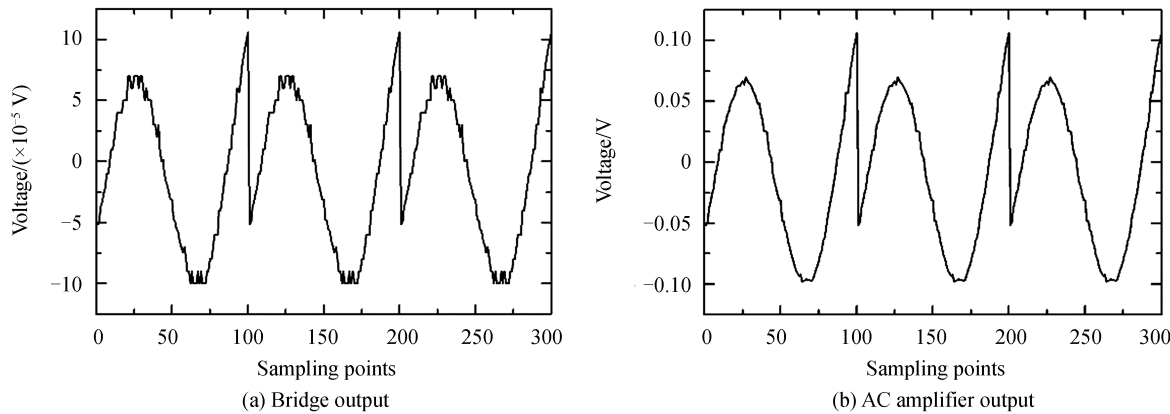


图 6 信号调理电路的可行性验证
Fig.6 Feasibility verification of phase-locked amplifier

仿真与实验对应的误差值如图 7,可以得出仿真与实验数据相对误差均小于 5%,在允许的误差范围内,



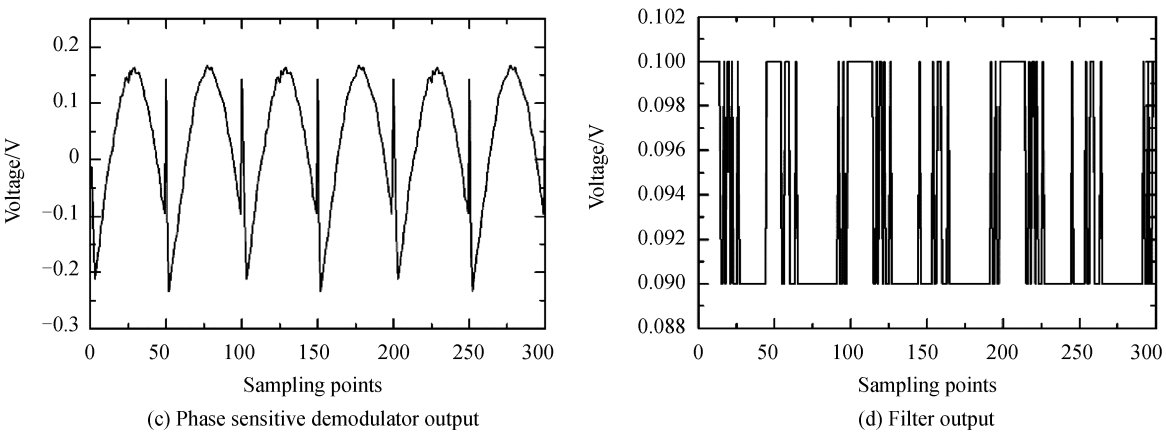


图 7 信号调理电路仿真与实验数据的误差
Fig.7 Error of simulation and experimental data of phase-locked amplifier

验证了信号调理电路的可行性.

5.2 压电陶瓷致动器位移检测的实现

本节将电路用于检测压电陶瓷致动器位移,验证此方法的可行性.MCU、DAC 与直流电压放大器结合产生幅值为 57 V,频率为 0.487 Hz 的周期三角波控制信号,如图 8.

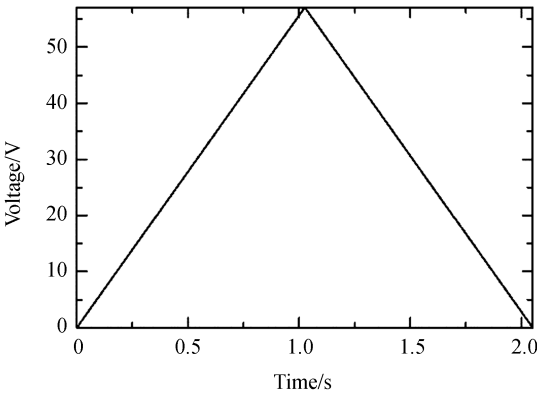


图 8 周期三角波控制信号
Fig.8 Periodic triangular wave control signal

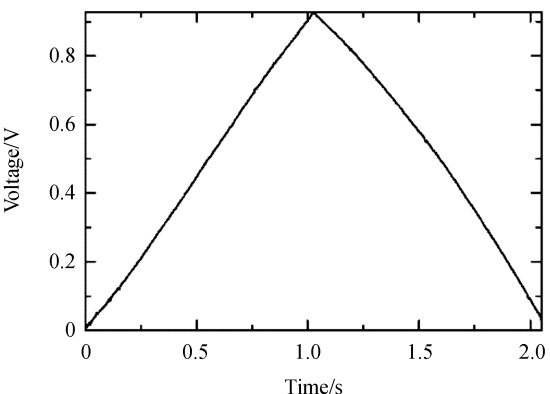


图 9 位移信号
Fig.9 Displacement signal

信号发生器(AFG3252C)与电压放大器(XE650.OA)结合,同时产生幅值为 2.5 V,频率为 1 kHz 的正弦信号作为桥式电路的激励输入与相敏解调器的参考信号输入.

MCU 与 ADC 采集低通滤波器的输出信号如图 9.由图可知,系统成功检测出幅值为0.92 V,频率为 0.487 Hz的压电陶瓷致动器位移信号.

基于以上分析,本文提出的信号调理电路应用于检测压电陶瓷致动器位移是可行的.

5.3 迟滞非线性补偿跟踪实验与结果分析

为了验证压电陶瓷致动器迟滞非线性补偿方法的可行性,以推动干涉系统被测镜的压电陶瓷致动器为研究对象.实验装置如图 2.MCU 与 ADC,用于采集压电陶瓷致动器的实际位移,采样速率为 30 ksps.在此基础上根据第 4 节迟滞非线性补偿原理,可求出压电陶瓷致动器新的驱动电压.图 10(a)为迟滞非线性补偿下压电陶瓷致动器新的驱动电压.图 10(b)为迟滞非线性补偿下压电陶瓷致动器的期望位置与跟踪位置.可以看出在迟滞非线性补偿下,压电陶瓷致动器的跟踪位置紧跟期望位置.图 10(c)为跟踪位置与期望位置的误差,跟踪误差在 $-0.156\mu\text{m}$ 与 $+0.078\mu\text{m}$ 之间.

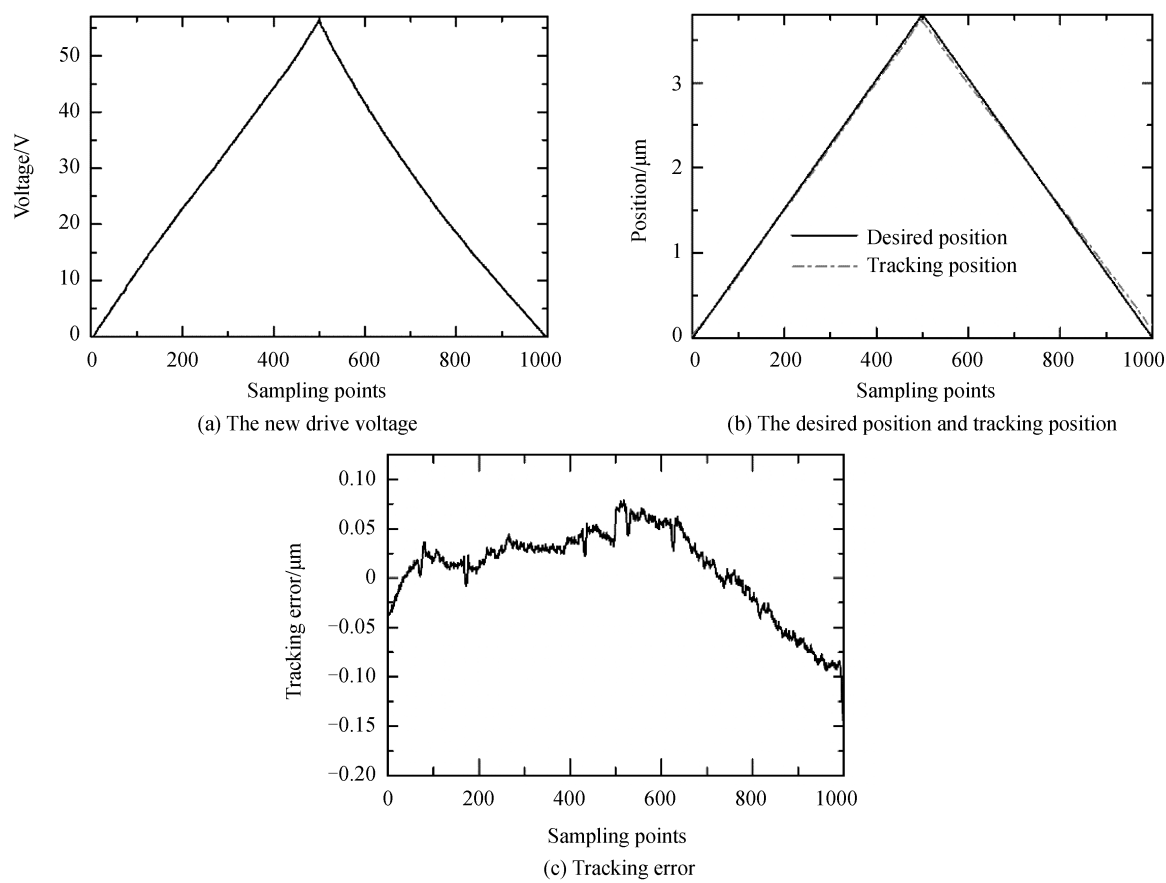


图 10 迟滞非线性补偿下的压电陶瓷致动器跟踪控制
Fig.10 Tracking control with hysteresis nonlinear compensated

由图 11(a)可知没有迟滞补偿下压电陶瓷致动器的迟滞非线性非常明显,迟滞非线性引起的相对误差在 10.4%.图 11(b)为迟滞补偿下压电陶瓷致动器的实际跟踪位移与所期望位移的关系.结果表明,跟踪控制性能得到明显的改善.由于模型的补偿作用,迟滞非线性引起的相对误差减小到 2.4%以下.

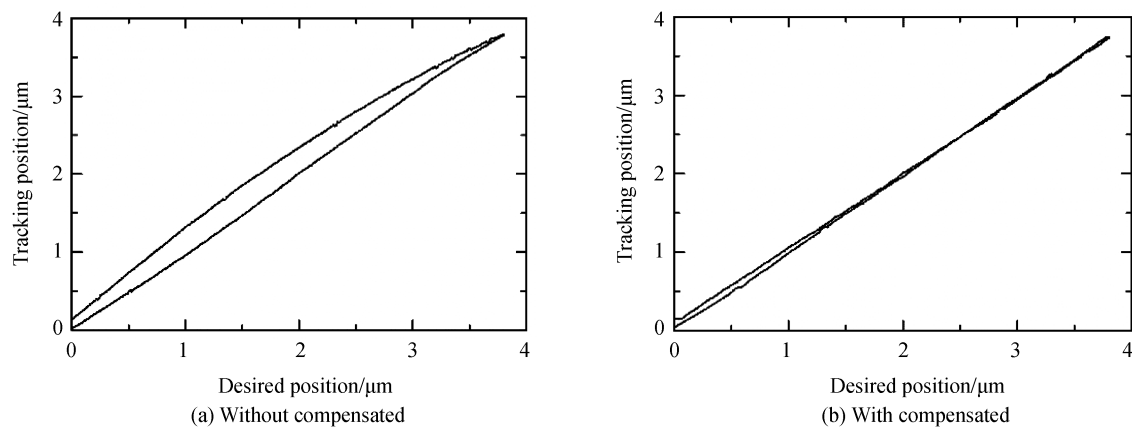


图 11 补偿和未补偿两种情况下的压电陶瓷致动器位移的迟滞非线性
Fig.11 The hysteresis nonlinear of piezoelectric ceramic actuator displacement with compensated and without compensated

5.4 斐索干涉测量系统测试结果

为了验证压电陶瓷致动器迟滞非线性补偿控制系统对干涉仪测量结果的影响,将设计的系统与干涉测量系统结合,测量待测样品的表面形貌.图 1 为基于补偿控制的干涉测量系统.实验中,使用慧利仪器公司自主研发的 3/4 英寸口径的干涉仪,干涉仪激光光源的波长为 632.8 nm.在同一实验条件下,分别用加补偿和未加补偿的控制系统控制压电陶瓷致动器.在实际测量中,压电陶瓷致动器的驱动电压只用到三角波的上升

阶段.补偿前,测得被测镜的表面形貌 $RMS=8.803\text{ nm}$, $PV=56.227\text{ nm}$.补偿后,测得被测镜的表面形貌 $RMS=8.008\text{ nm}$, $PV=52.29\text{ nm}$.

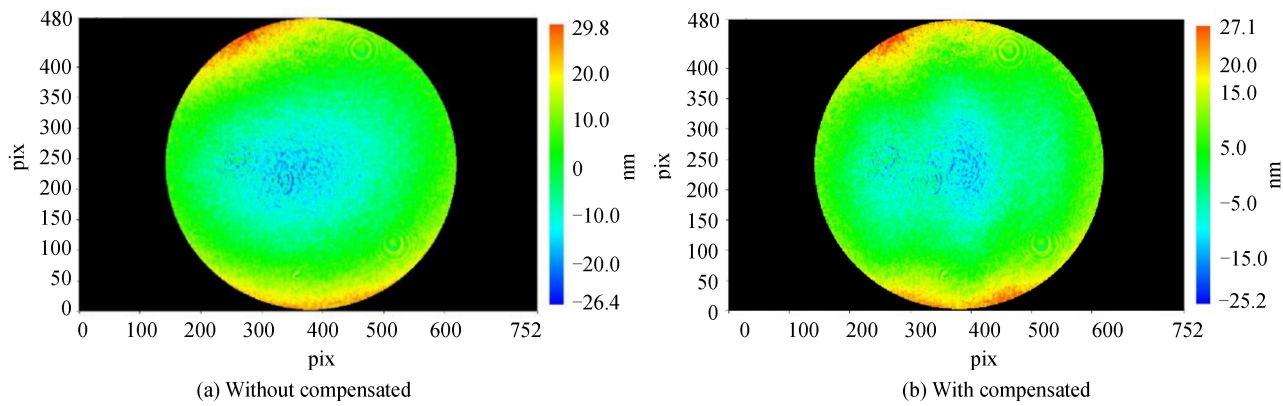


图 12 补偿前后干涉仪测得的待测样品表面形貌

Fig.12 The surface morphology of the samples measured by the interferometer without and with compensated

在补偿控制下,连续测量 10 次,测量结果如图 13,求出 PV 的标准偏差为 0.942 nm ,RMS 的标准偏差为 0.128 nm ,重复性精度均在干涉仪测量结果允许的范围内.可得补偿后,干涉系统的测量结果具有一定的稳定性.

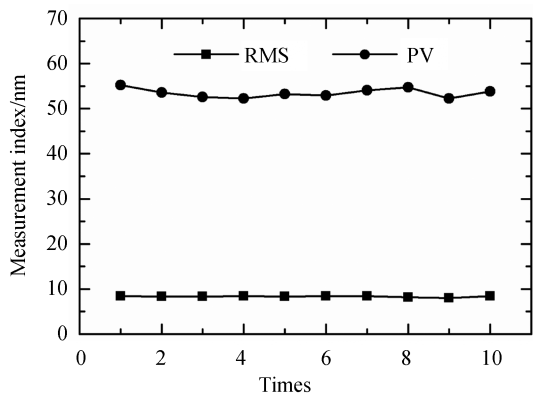


图 13 补偿控制下连续测量结果

Fig.13 Continuous measurement results under compensation control

6 结论

本文设计了一套压电陶瓷致动器迟滞非线性补偿控制系统.提出的电阻式应变传感器和基于锁相放大原理的信号调理电路,可以有效完成对压电陶瓷致动器位移的检测.提出的前馈开环控制方法实现了对压电陶瓷致动器的迟滞非线性补偿.迟滞非线性补偿后,压电陶瓷致动器位置的跟踪误差在 $-0.156\text{ }\mu\text{m}$ 与 $+0.078\text{ }\mu\text{m}$ 之间,迟滞非线性引起的相对误差由 10.4% 降到了 2.4% ,光学元件表面面形 RMS 和 PV 分别改变了 0.795 nm 和 3.937 nm ,干涉测试系统的测试结果得到了一定的改变.本文设计的系统对于高精度的光学元件形貌检测具有一定的使用价值.

参考文献

[1] TANG S H. Nonlinear phase shift calibration for interferometric measurement of multiple surfaces:US, 6856405 B2[P]. 2005-02-15.

[2] GOODWIN E P, WYANT J C. Field guide to interferometric optical testing[M]. USA: SPIE Publications, 2006.

[3] FAN Wei, LIN Yu-yang, LI Zhong-shen. Hysteresis characteristics of piezoelectric ceramic actuators[J]. *Optics and Precision Engineering*, 2016, **24**(5): 1112-1117.

范伟, 林瑜阳, 李钟慎. 压电陶瓷驱动器的迟滞特性[J]. *光学精密工程*, 2016, **24**(5): 1112-1117.

[4] XU Jian-cheng, HOU Yuan-yuan, CHEN Zhao. Phase-shifting calibration method based on principle component analysis in interferometer[J]. *Acta Photonica Sinica*, 2016, **45**(1): 0112001.

- 徐建程, 侯园园, 陈昱. 基于主元分析的干涉仪相移器校准方法[J]. 光子学报, 2016, **45**(1): 0112001.
- [5] RU C H, SUN L N. A new open-loop driving method of piezoelectric actuator for periodic reference inputs[J]. *Ultrasonics*, 2006, **44**(6): e633-e637.
- [6] WANG Geng, GUAN Chun-lin, ZHANG Xiao-jun, *et al.* Design and control of miniature piezoelectric actuator based on strain gauge sensor[J]. *Optics and Precision Engineering*, 2013, **21**(3): 709-716.
王耿, 官春林, 张小军, 等. 应变式微型精密压电驱动器的一体化设计及其 PID 控制[J]. 光学精密工程, 2013, **21**(3): 709-716.
- [7] GE P, JOUANCH M. Modeling hysteresis in piezoceramic actuators[J]. *Precision Engineering-Journal of the International Societies for Precision, Engineering and Nanotechnology*, 1995, **17**: 211-221.
- [8] GE P, JOUANCH M. Tracking control of a piezoceramic actuator[J]. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 1996, **4**: 209-216.
- [9] GE P, JOUANCH M. Generalized preisach model for hysteresis nonlinearity of piezoceramic actuators[J]. *Precision Engineering-Journal of the. International Societies for Precision Engineering and Nanotechnology*, 1997, **20**: 99-111.
- [10] LEE S H, ROYSTON T J, FRIEDMAN G. Modeling and compensation of hysteresis in piezoceramic transducers for vibration control[J]. *Journal of Intelligent Material Systems and Structures*, 2000, **11**(10): 781-790.
- [11] HABINEZA D, RAKOTONDRABE M, GORREC Y. Bouc-Wen modeling and feedforward control of multivariable hysteresis in piezoelectric systems: Application to a 3-Do F piezo tube scanner[J]. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 2015, **23**(5): 1797-1806.
- [12] MOHAMMAD A J, MICKY R, OMAR A. Further results on hysteresis compensation of smart micropositioning systems with the inverse Prandtl-ishlinskii compensator[J]. *IEEE Transactions on Control System Technology*, 2016, **24**(2): 428-439.
- [13] MALACARA D. Optical shop testing[M]. 3th ed. USA: Wiley-Interscience A John Wiley & Sons, 2007.
- [14] ZHANG Quan, YIN Da-yi, LI Qing-ling. The design and implementation of high-resolution micro-displacement detection circuit of piezoelectric ceramic actuator[J]. *Piezoelectrics & Acoustooptics*, 2017, **39**(6): 903-906.
张泉, 尹达一, 李清灵. 高分辨率压电陶瓷微位移检测电路设计与实现[J]. 压电与声光, 2017, **39**(6): 903-906
- [15] LIN Juan, LU Shou-mao. Design analysis of phase sensitive signal demodulation circuit[J]. *Journal of Telemetry, Tracking and Command*, 2002, **23**(1): 58-64.
林涓, 陆寿茂. 相敏信号解调电路设计分析[J]. 遥测遥控, 2002, **23**(1): 58-64.