

文章编号: 1005-5630(2023)04-0001-08

DOI: 10.3969/j.issn.1005-5630.2023.004.001

# 基于正弦相位调制的光纤干涉位移测量系统研究

杨沛钢<sup>1</sup>, 贾宏志<sup>1</sup>, 傅坤跃<sup>1</sup>, 李广林<sup>1</sup>, 王 伟<sup>1</sup>, 雷李华<sup>2</sup>, 金 涛<sup>1</sup>

(1. 上海理工大学 光电信息与计算机工程学院, 上海 200093;

2. 上海市在线检测与控制技术重点实验室, 上海 201203)

**摘要:** 针对全光纤干涉仪工作距离短、测量范围小等问题, 提出了一种基于正弦相位调制的全光纤干涉系统, 在参考臂通过电光调制器引入的调制参考光, 与探头接收到的目标反射光产生干涉。根据锁相放大原理从干涉信号中提取出正交分量后, 首先建立由正交分量构成的观测模型, 通过卡尔曼滤波对正交分量的幅值和偏置进行迭代估计和修正, 降低由相位延迟、调制深度漂移、寄生干扰等导致的幅值漂移和附加偏置; 然后利用反正切法对反射光与参考光之间的相位差进行解调。开展了模拟干涉信号的相位解算仿真模拟和位移测量实验。仿真和实验验证了该算法解算相位的有效性。结果表明, 该位移测量系统的工作距离可达到20 cm, 测量精度为10 nm。

**关键词:** 光纤干涉仪; 正弦相位调制; 卡尔曼滤波; 位移测量

**中图分类号:** TN 253 **文献标志码:** A

## Study on all-fiber sinusoidal phase modulation interferometer for displacement measurement

YANG Peigang<sup>1</sup>, JIA Hongzhi<sup>1</sup>, FU Kunyue<sup>1</sup>, LI Guanglin<sup>1</sup>, WANG Wei<sup>1</sup>, LEI Lihua<sup>2</sup>, JIN Tao<sup>1</sup>

(1. School of Optical-Electrical and Computer Engineering University of Shanghai for Science and Technology, Shanghai 200093, China;

2. Shanghai Institute of Measurement and Testing Technology, Shanghai 201203, China)

**Abstract:** To solve the short working distance and small measurement range of all-fiber interferometer, we proposed an all-fiber interferometry system based on sinusoidal phase modulation. An electro-optical modulator is combined in reference arm to generate modulated reference beam, which interferes with the target reflected beam received by the collimator. After extracting orthogonal components from interference signals according to phase-locked amplification principle, an observation model composed of orthogonal components is first established. The amplitude and bias of the orthogonal components are iteratively estimated and

收稿日期: 2022-12-28

基金项目: 上海市在线检测与控制技术重点实验室开放性课题 (ZX2021103)

第一作者: 杨沛钢(1998—), 男, 硕士研究生, 研究方向为精密测量。E-mail: 348026612@qq.com

通信作者: 金 涛(1985—), 男, 副教授, 研究方向为干涉精密测量。E-mail: jintao@usst.edu.cn

corrected by Kalman filtering to reduce the amplitude drift and additional bias caused by phase delay, modulation depth drift, parasitic interference, etc. Then the inverse tangent method is used to demodulate the phase difference between the reflected light and the reference light. The phase solution simulation and displacement measurement experiments of analog interference signals are carried out. Simulation and experiment verify the validity of the proposed method. The experimental results show that the displacement measurement system can achieve a working range of 20 cm and a measurement accuracy of 10 nm.

**Keywords:** fiber interferometer; sinusoidal phase modulation; Kalman filtering; displacement measurement

## 引 言

在现代加工制造业中,精密的位移测量技术越来越重要。激光干涉测量法因具有可追溯、非接触、高精度、高灵敏度等优点,在航空航天、医学、半导体加工等智能制造领域得到了广泛应用<sup>[1-4]</sup>。光纤激光干涉仪将光纤结构和激光干涉相结合,相较于传统的空间光干涉仪,其结构紧凑灵活,环境适应能力强,光路易于调节,已经成为当前位移测量领域的研究热点之一<sup>[5]</sup>。其局限性也同样明显:由于光纤探头的发散角等问题,导致其工作距离短;由于干涉信号的非线性,导致其测量范围小<sup>[6]</sup>。

研究人员针对这些问题进行了广泛研究。Thurner 等<sup>[7]</sup>通过改变探头结构来提高耦合回探头的光强,将低精细度法布里-珀罗干涉仪的最大工作距离提升至 0.4 m,但并没有解决干涉仪线性测量范围小的问题。通过相位解调技术从干涉信号中提取相位信息是改善测量范围的常用方法,其中相位产生载波(phase generated carrier, PGC)法受到了极大的关注。与外差法相比,PGC法需要的调制解调模块方便与光纤系统耦合。与 3×3 耦合法相比,PGC法不依赖于光纤器件的性能且算法复杂度小,便于硬件化<sup>[8]</sup>。2012年, Jia 等<sup>[9]</sup>将正弦相位调制法应用于震动测量,测量范围达到 10 μm。2016年, Nowakowski 等<sup>[10]</sup>通过对光源进行调制,将连续测量范围提升至 25 mm,实现了亚纳米级别的精度,其局限性则在于为了补偿光源调制引入的非线性,极大提高了系统的复杂度与成本<sup>[11]</sup>。2018年, Sharma 等<sup>[12]</sup>提出了一种在光纤端面和被测目标之间引

入相位调制的结构,解决了光源调制附带光强调制的问题,但同时引入了复杂的对准机制,也使探头失去了紧凑的特点。此外,由于环境变化以及测量系统光路传输和电路延时等因素导致的诸如相位延迟<sup>[13]</sup>、调制深度漂移<sup>[14]</sup>、寄生干扰<sup>[15]</sup>等问题都会在常用的 PGC 解调算法中引入较大误差,甚至使解调失败。因此,针对光纤测量系统,选用一种可以正确解调相位的算法是很有必要的。

本文提出了一种不同结构的正弦相位调制光纤干涉系统,在系统的参考臂上通过电光调制器(electro-optic modulator, EOM)引入正弦信号对相位进行调制,带准直镜的探头则置于系统外用于位移测量。与原有方案相比,该干涉仪拥有灵活的内置配置,保证了探头的紧凑并且避免了由光源调制引入的非线性误差。深入分析了该系统的相位延迟、调制深度漂移、寄生干扰等因素,通过基于卡尔曼滤波的实时椭圆拟合算法解算了相位。由于准直镜结构对回光耦合效率的提高以及正弦相位调制法的引入,该系统在常温环境下实现了 20 cm 的工作距离和线性测量范围,分辨精度可以达到 10 nm,且具备可重复性,可作为测量工具应用于其他研究。

## 1 基本结构与原理

正弦相位调制全光纤干涉仪的结构如图 1 所示,波长为 1 550 nm 的单频激光经过隔离器(isolator)后由 90:10 光纤耦合器(optical-fiber coupler, OC),即 OC1 分成两束相干光。测量光束的光经过环形器(circulator)出射至目标平面

后, 经目标平面反射后耦合回光纤中。另一束参考光经过 EOM 调制, 由可调光衰减器 (variable optical attenuator, VOA) 调整至合适强度后经 OC2 与测量光束耦合。光电探测器采集到干涉信号, 经过模数转换器 (analog-to-digital converter, ADC) 转换后交由现场可编程门阵列 (field programmable gate array, FPGA) 进行相位解算。同时, 由 FPGA 产生的调制信号经数模转换器 (digital-to-analog converter, DAC) 转换后施加到 EOM 上。其中, 所有的光路接口标准均为 FC/APC 接口, 以避免接口端面反射光。

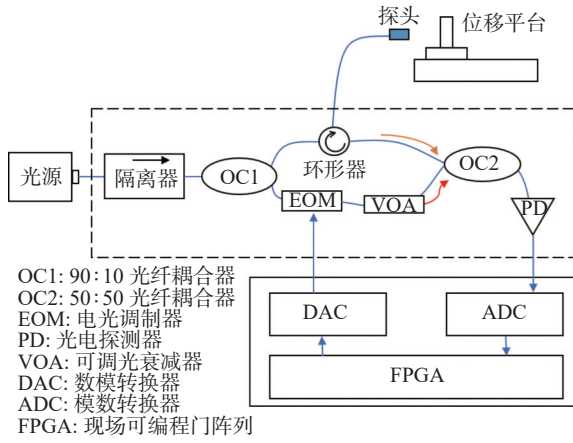


图1 正弦相位调制全光纤干涉仪结构

Fig. 1 Schematic of the all-fiber sinusoidal phase modulation interferometer

参考图1, 光电探测器检测到的干涉信号为

$$I_r = I_1 + I_2 + 2\sqrt{I_1 I_2} \cos(\varphi_{12}) \quad (1)$$

式中:  $I_1, I_2$  为参考光束和测量光束的强度;  $\varphi_{12}$  为测量光束和参考光束之间的相位差。

经过调制后的干涉信号为

$$I(t) = A_0 + A_1 \cos[\varphi(t) + C \cdot \cos(\omega_c t + \beta)] \quad (2)$$

式中:  $A_0$  是干涉信号的直流偏置;  $A_1$  是干涉信号的交流振幅;  $\varphi(t) = \frac{4\pi}{\lambda} d(t)$ , 为随着目标平面位移  $d(t)$  而产生的相位变化;  $C$  和  $\omega_c$  分别是正弦调制信号的相位调制深度和调制角频率;  $\beta$  是环境变化以及测量系统光路传输和电路延时等因素引入的相位延迟。

根据锁相放大原理, 将干涉信号分别与正弦调制信号的一倍频和二倍频混频后, 经过低通滤波器即可得到一组带相位信息的正交信号

$$P(t) = LPF[I(t) \cdot \cos(\omega_c t)] = 2I_1 J_1(C) \cos(\beta) \sin[\varphi(t)] \quad (3)$$

$$Q(t) = LPF[I(t) \cdot \cos(2\omega_c t)] = 2I_1 J_2(C) \cos(2\beta) \cos[\varphi(t)] \quad (4)$$

式中:  $LPF$  为低通滤波函数;  $J_1(*)$ 、 $J_2(*)$  分别为第一类一阶和二阶贝塞尔函数。

在理想情况下, 调制深度  $C$  为定值, 相位延迟  $\beta$  为 0, 通过  $[J_1(C) \cdot Q(t)]/[J_2(C) \cdot P(t)]$  即可计算出所需的相位  $\varphi(t)$ 。但是调制深度漂移和相位延迟会给正交信号引入不同的系数, 引起解算误差, 因此无法直接通过反正切运算得到正确的相位信息。可将正交信号简化为

$$\bar{Q}(t) = \bar{Y}(t) \cos[\varphi(t)] \quad (6)$$

此外, 本文的干涉系统通过比较测量光束和参考光束之间的光程差来计算相位差。一般环境下, 如温漂、压力变化、平台震动等因素会对系统造成影响而导致光程差发生变化。

首先引入干扰模型

$$I_j = A_j \exp(-i\varphi_j) \cdot \exp(-i\omega t) \quad (7)$$

式中:  $j = 3, 4, \dots, n$ ;  $\varphi_j$  与  $\omega$  分别为各干扰分量的相位与角频率;  $i$  为虚部。

引入干扰后的干涉信号  $I_r$  变为:

$$\begin{aligned} I_r &= |I_1 + I_2 + \sum_{j=1}^n I_j|^2 \\ &\approx A_1^2 + A_2^2 + 2A_1 A_2 \cos(\varphi_2 - \varphi_1) + \\ &\quad \sum_{j=1}^n 2A_1 A_j \cos(\varphi_1 - \varphi_j) + \\ &\quad \sum_{j=1}^n 2A_2 A_j \cos(\varphi_2 - \varphi_j) \end{aligned} \quad (8)$$

式中,  $A_j$  是各干扰分量的振幅。由于测量臂与杂散光之间的干涉  $\sum_{j=1}^n 2A_1 A_j \cos(\varphi_1 - \varphi_j)$  并没有被调制, 且其频率远低于调制频率, 根据锁相放大原理, 这部分干涉信号经过混频滤波后被滤除, 而参考臂与杂散光之间的干涉被调制了, 导致解调后的正交信号会包含杂散光导致的偏移, 此时正交信号变为

$$P(t) = X(t) \left\{ \sin[\varphi(t)] + \sum_{j=1}^n \frac{A_j}{A_2} \sin[\varphi_j(t)] \right\} \quad (9)$$

$$Q(t) = Y(t) \left\{ \cos[\varphi(t)] + \sum_{j=1}^n \frac{A_j}{A_2} \cos[\varphi_j(t)] \right\} \quad (10)$$

式中， $\phi_j(t)$ 是参考光与杂散光之间的相位差和环境干扰引起的相位变化。简化后，最终得到一组带有变化的幅值与偏置的正交信号

$$P(t) = X(t) \sin[\varphi(t)] + x(t) \quad (11)$$

$$Q(t) = Y(t) \cos[\varphi(t)] + y(t) \quad (12)$$

上述正交信号其数学形式满足椭圆方程

$$aP^2(t) + bQ^2(t) + cP(t) + dQ(t) + e = 0 \quad (13)$$

其中，正交信号幅值及偏置与椭圆方程参数的对应关系为<sup>[16]</sup>

$$X(t) = \sqrt{b} \quad (14)$$

$$Y(t) = \sqrt{a} \quad (15)$$

$$x(t) = -\frac{c}{2a} \quad (16)$$

$$y(t) = -\frac{d}{2b} \quad (17)$$

由于实际采样频率远高于待测目标位移频率，可以将式(13)的椭圆方程离散化为

$$a_n P_n^2 + b_n Q_n^2 + c_n P_n + d_n Q_n + e_n = 0 \quad (18)$$

由式(13)至式(17)可以看出，只要求解出椭圆方程的特征参数，即可以得到正交分量中的偏置和幅值参数，进而解算出准确的相位 $\varphi(t)$ 。

$$\varphi(t) = \arctan \left\{ \frac{[P(t) - x(t)]/X(t)}{[Q(t) - y(t)]/Y(t)} \right\} \quad (19)$$

然后通过卡尔曼滤波来对椭圆进行实时拟合，卡尔曼滤波的核心公式为

$$\tilde{\mathbf{x}}_{n+1} = \mathbf{F} \cdot \mathbf{x}_n + \mathbf{w}_n \quad (20)$$

$$\tilde{\mathbf{G}}_{n+1} = \mathbf{F} \cdot \mathbf{G}_n \cdot \mathbf{F}^T + \mathbf{Q} \quad (21)$$

$$\mathbf{K}_n = \tilde{\mathbf{G}}_n \cdot \mathbf{H}_n^T (\mathbf{H}_n \cdot \tilde{\mathbf{G}}_n \cdot \mathbf{H}_n^T + \mathbf{R}_n)^{-1} \quad (22)$$

$$\mathbf{x}_n = \tilde{\mathbf{x}}_n + \mathbf{K}_n (z_n - \mathbf{H}_n \cdot \tilde{\mathbf{x}}_n) \quad (23)$$

$$\mathbf{G}_n = (\mathbf{I} - \mathbf{K}_n \cdot \mathbf{H}) \cdot \tilde{\mathbf{G}}_n \quad (24)$$

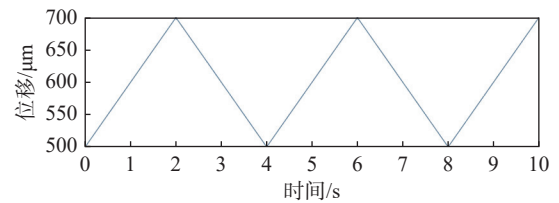
式(20)为状态预测方程， $\tilde{\mathbf{x}}_{n+1}$ 为先验状态估计值； $\mathbf{F}$ 为状态转移矩阵，由于本实验的高采样率，可以令 $\mathbf{F}$ 等于单位矩阵 $\mathbf{I}$ ； $\mathbf{x}_n$ 为后验状态

估计，即滤波结果(最优估计)，由式(23)给出； $\mathbf{w}_n$ 为过程噪声，该矩阵服从高斯分布。式(21)为协方差预测方程， $\tilde{\mathbf{G}}_{n+1}$ 为 $\tilde{\mathbf{x}}_{n+1}$ 的先验估计协方差矩阵， $\mathbf{Q}$ 为过程噪声协方差矩阵。式(22)中 $\mathbf{K}_n$ 是卡尔曼增益矩阵， $\mathbf{H}_n$ 为转换矩阵，负责将测量值转换为符合状态变量的形式， $\mathbf{R}_n$ 为测量噪声协方差。式(23)为状态更新方程，基于系统的真实测量值与(20)传递的先验估计值，给出最优估计值并传递给(20)式做下一次迭代， $z_n = \mathbf{H}_n \cdot \mathbf{x}_n$ 为测量方程。式(24)为协方差更新方程。

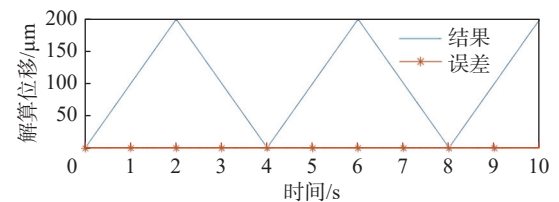
根据式(20)至式(24)，即可以完成从 $n$ 到 $n+1$ 次的迭代。将椭圆参数作为滤波对象，令状态矩阵 $\mathbf{x}_n = [a_n \ b_n \ c_n \ d_n \ e_n]^T$ ， $\tilde{\mathbf{x}}_{n+1}$ 则是根据状态变化方程做出的第一次估计，令转换矩阵 $\mathbf{H}_n = [P_n^2 \ Q_n^2 \ 2P_n \ 2Q_n \ 1]$ ， $\mathbf{x}_{n+1}$ 是测得 $P_n, Q_n$ 后，对 $\tilde{\mathbf{x}}_{n+1}$ 进行修正得到的最优估计结果，此时实时状态矩阵 $\mathbf{x}_{n+1}$ 就是所需椭圆参数最优估计。

## 2 系统仿真

通过仿真来验证本文的干涉系统和算法。相关的仿真参数如下：激光波长为1550 nm；模拟目标从0 mm处位移到200 mm处；采样频率为100 kHz；调制信号的频率为9.76 kHz；调制深度为2.63 rad。位移仿真及其解算结果和解算误差如图2所示。



(a) 模拟位移



(b) 解算结果及误差

图 2 位移测量仿真

Fig. 2 Displacement measurement simulation

接着通过仿真验证相位延迟和调制深度漂移对正交信号的影响以及卡尔曼滤波解相法对正交信号幅值的修正能力。图3所示为相位延迟、调制深度漂移以及幅值修正前后正交信号拟合的李萨如椭圆。从图3(c)可以看到, 相位延迟和调制深度漂移给正交信号引入了不同的幅值项, 因此正交信号的李萨如椭圆形状偏离正圆。此时, 对正交信号直接做反正切运算就会引入周期性的误差, 误差的范围由相位延迟和调制深度漂移的值决定。由卡尔曼滤波最优估计出幅值后, 根据式(19)对  $P(t)$ 、 $Q(t)$  的幅值先进行修正, 修正后正交信号拟合的圆是正圆, 再做反正切运算可以避免这一周期性的误差。

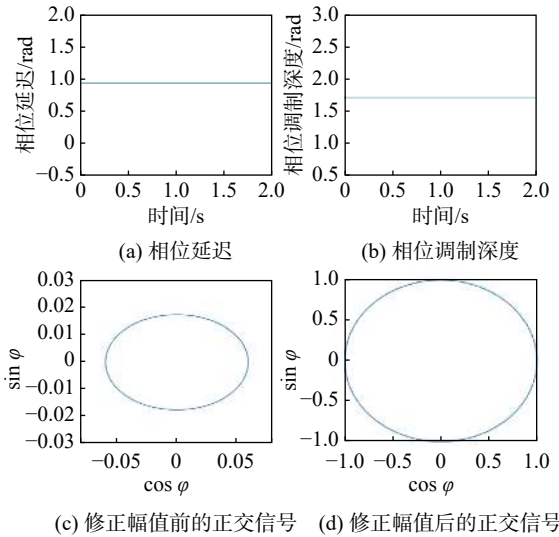


图3 卡尔曼滤波修正仿真结果

Fig. 3 Kalman filter corrects simulation results

通过仿真模拟寄生干扰对于正交信号的影响, 证明卡尔曼滤波解相法对该影响的修正能力, 仿真结果如图4所示, 针对系统中存在的干扰, 模拟不同频率和强度混合的噪声, 根据实际测得的漂移幅度设置噪声的最大幅值为 0.2 rad, 相当于 50 nm 的光程差。针对过程噪声和测量噪声, 设置了幅值约 0.02 rad 的高斯白噪声。图5(a)和图5(b)是修正偏置前后正交信号的李萨如椭圆。根据仿真结果, 寄生干扰会给正交分量引入偏置, 使得不同时刻的李萨如椭圆在  $x$  轴和  $y$  轴方向存在偏移, 在反正切运算中引入最高 55 nm 的解算误差。

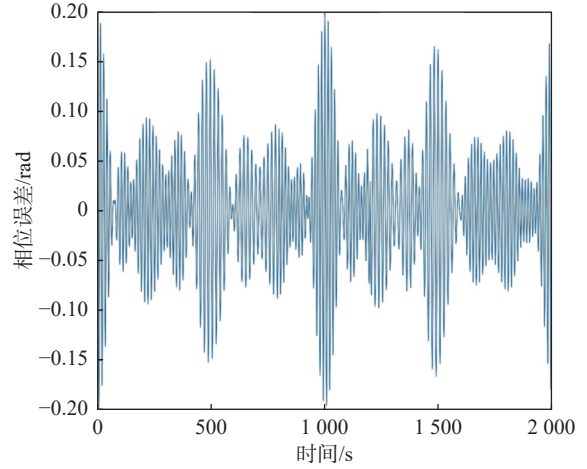


图4 寄生干扰导致的相位误差

Fig. 4 Phase error introduced by parasitic noise

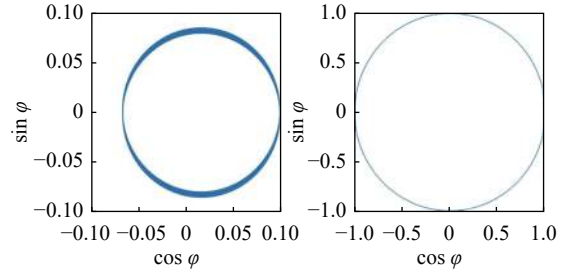


图5 卡尔曼滤波修正仿真结果

Fig. 5 Kalman filter corrects simulation results

### 3 实验与结果分析

为了验证该系统的可行性并评估该系统的性能, 搭建了如图6所示的试验台。半导体激光光源(DX1, IDPHOTONICS)产生一束 1 550 nm 波长的激光, 经过光纤耦合进入隔离的光纤容器中, 以降低环境的干扰。待测目标固定在一组合位移平台上。组合位移台的下半部分平台由一个行程为 0~200 mm 的步进电机(M-L01, PI)驱动, 上半部分平台是一个带有电容传感器的纳米位移台(P-753.3CD, PI), 待测目标固定在纳米位移台上。用来接受干涉信号的光电探测器带宽为 3 dB, 频率响应为 200 MHz, 控制和信号处理单元则为 NI 的数据采集系统(Compact Rio), 该系统生成的调制信号的经过 DAC(NI 9263)传给 EOM, 实现对参考臂的调制。

图7所示为引入正弦相位调制前后干涉系统

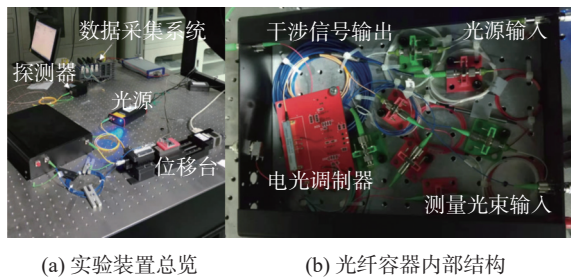


图 6 光纤干涉系统结构

Fig. 6 Structure of fiber optic interference system

的解算结果，其中电容驱动的位移平台做一维线性运动。图 7(a)是光电探测器接收到的干涉信号

号，其强度随光程差一起变化，图中的噪声为电容位移台伺服关闭状态下自身的漂移。由于测量光束在目标与探头之间往返，因此干涉条纹的变化是光程差变化的两倍。同时由于干涉信号峰谷的存在，干涉仪的线性测量范围被限制在  $1/4$  个波长以内。图 7(b)是经过相位调制解调后从干涉信号中提取出的相位信息。根据相位变化的特点进行解缠绕运算即可得到图 7(c)中连续的相位变化信息，最终解算出图 7(d)中的位移结果。通过对比图 7(a)与图 7(d)可知，引入相位调制解调方法后，系统不再受干涉信号非线性的影响，从而实现长距离的连续线性位移测量。

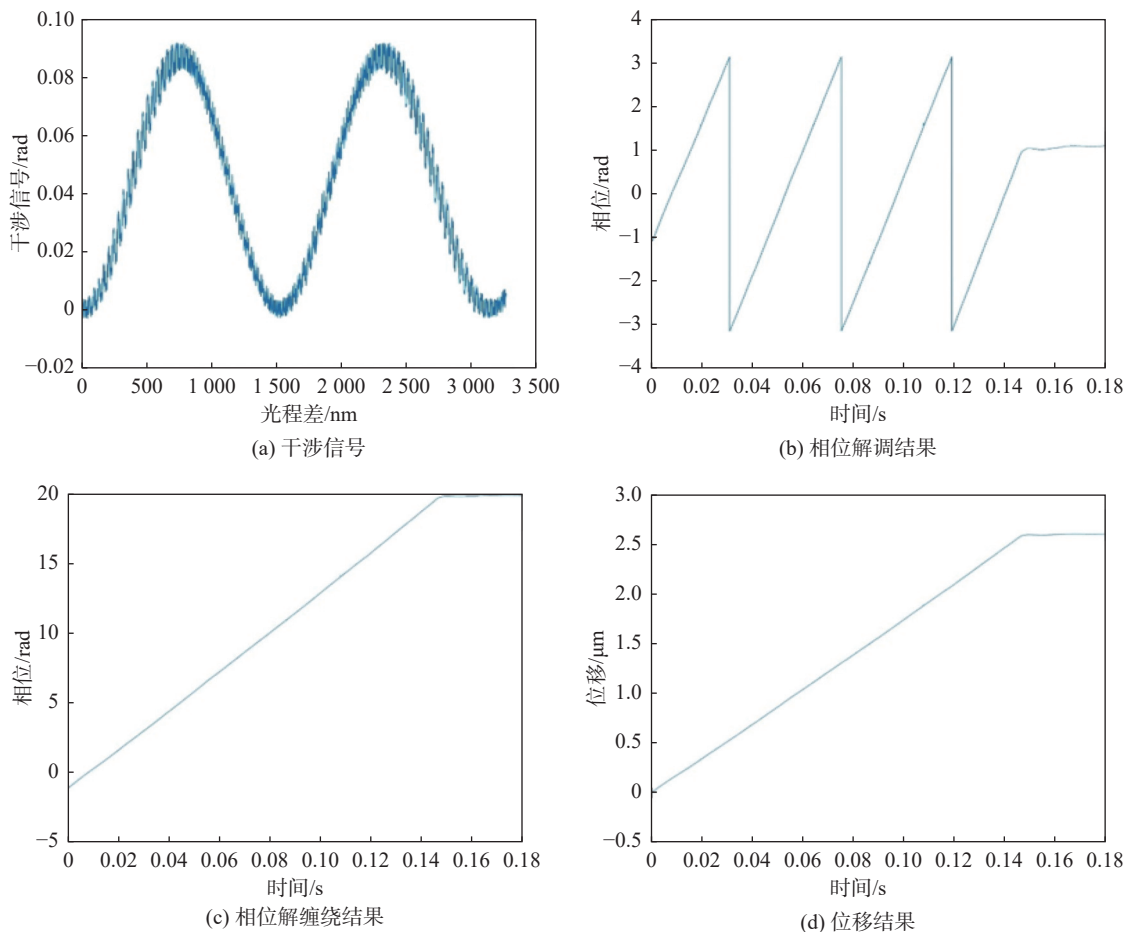
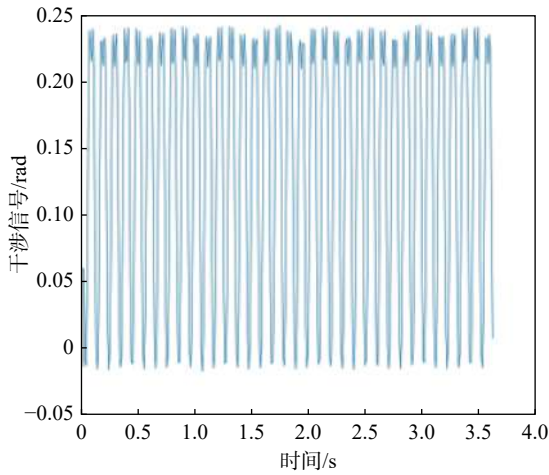


图 7 相位调制前后的线性测量范围比较

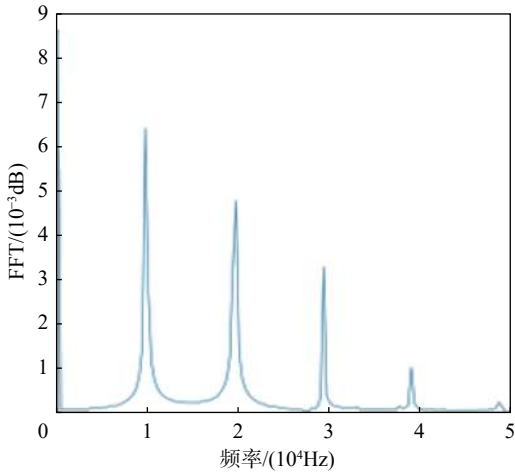
Fig. 7 Comparison of linear measurement range before and after phase modulation

位移测量的实验结果如图 8、图 9 所示。图 8 是时域干涉信号及其傅里叶展开，干涉信号中的凹陷是因为干涉信号的余弦分量相位大于  $2\pi$ ，在其傅里叶展开中可以看到多阶谐波分量。图 9 是最终解算出来的位移结果，可以看到该干

涉系统可以实现 20 cm 的工作距离和测量范围。在重复实验中，步进电机从 45 mm 到 95 mm 做线性位移。为了避免步进电机启动和结束时的机械特性，只截取其中 50 mm 至 90 mm 的部分，一共进行 7 次实验。对数据做直线拟合后结



(a) 时域干涉信号



(b) 频域干涉信号

图 8 位移测量实验数据

Fig. 8 Experiment result of displacement measurement

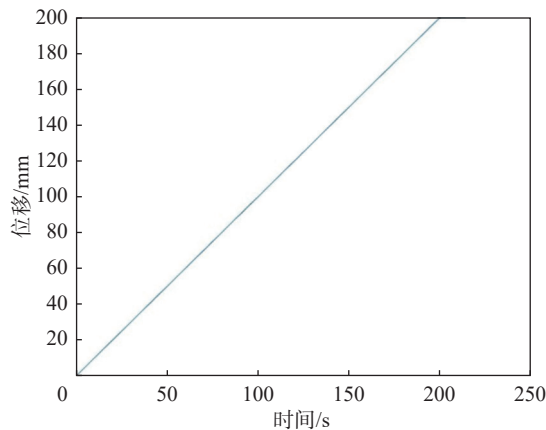


图 9 工作距离及测量范围实验结果

Fig. 9 Experimental results of working distance and measurement range

果如图 10 所示, 拟合的均方根误差为  $0.0013 \mu\text{m}$ 。由于步进电机的运行特点, 拟合后的各直线会

有  $10 \text{ nm}$  以下的  $y$  轴偏差, 并非干涉系统本身的原因。从拟合均方根误差和图 10 可以看出, 本文的干涉测量系统可重复性好。

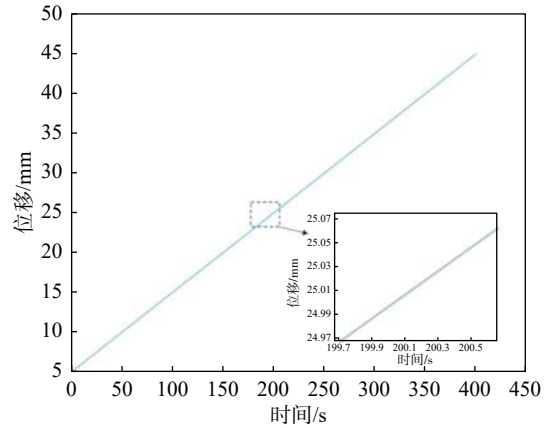


图 10 可复现性实验

Fig. 10 Repeatability experiment

在步进位移实验中, 纳米位移台在伺服状态下以  $10 \text{ nm}$  为步长进行了 5 次步进位移。图 11 所示为系统测量结果, 可以看到在一般环境下该系统的分辨精度达到  $10 \text{ nm}$ 。

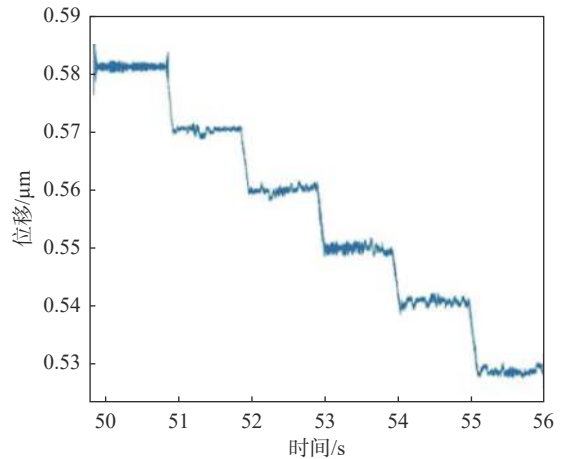


图 11 步进位移实验

Fig. 11 Step displacement experiment

### 4 结论

本文提出了一种基于正弦相位调制和卡尔曼滤波的全光纤位移测量干涉系统, 通过正弦相位调制来提升系统的线性测量范围, 通过卡尔曼滤波解相位算法解决了系统中相位延迟、调制深度漂移、寄生噪声引起的误差。该系统在保证结构

紧凑的同时无需可调制光源等器件,降低了成本,更利于工业应用。实验结果表明,该系统与传统光纤干涉仪等其他干涉结构相比具有更大的工作距离以及良好的可重复性。阶梯步进实验的结果表明该系统在 20 cm 的工作距离内精度可达 10 nm。

#### 参考文献:

- [ 1 ] DAI G L, POHLENZ F, MIN X, et al. Accurate and traceable measurement of Nano- and microstructures [J]. *Measurement Science and Technology*, 2006, 17(3): 545 – 552.
- [ 2 ] BERKOVIC G, SHAFIR E. Optical methods for distance and displacement measurements[J]. *Advances in Optics and Photonics*, 2012, 4(4): 441 – 471.
- [ 3 ] LI W W, LIANG T, JIA P G, et al. Fiber-optic Fabry-Perot pressure sensor based on sapphire direct bonding for high-temperature applications[J]. *Applied Optics*, 2019, 58(7): 1662 – 1666.
- [ 4 ] GAO C J, GAO Z, NIU Y H, et al. An improved large-field microscopic speckle interferometry system for dynamic displacement measurement of MEMS[J]. *Photonics*, 2021, 8(7): 271.
- [ 5 ] KERSEY A D, BERKOFF T A, DANDRIDGE A D. Interferometric optical fiber sensors for absolute measurement of displacement and strain[C]// *Proceedings of SPIE 1511, Fiber Optic Sensors: Engineering and Applications*. The Hague: SPIE, 1991.
- [ 6 ] LIU M Y, YARAGHI N, XU J, et al. Compact fiber optical interferometer technique to measure picometer displacements in biological piezoelectric materials[J]. *Measurement Science and Technology*, 2020, 31(2): 025207.
- [ 7 ] THURNER K, BRAUN P F, KARRAI K. Fabry-Perot interferometry for long range displacement sensing[J]. *Review of Scientific Instruments*, 2013, 84(9): 095005.
- [ 8 ] 张自超. 光纤传感器振动系统信号解调技术研究 [D]. 北京: 华北电力大学, 2019: 3 – 5.
- [ 9 ] JIA P G, WANG D H. Self-calibrated non-contact fibre-optic Fabry –Perot interferometric vibration displacement sensor system using laser emission frequency modulated phase generated carrier demodulation scheme[J]. *Measurement Science and Technology*, 2012, 23(11): 115201.
- [ 10 ] NOWAKOWSKI B K, SMITH D T, SMITH S T. Highly compact fiber Fabry-Perot interferometer: A new instrument design[J]. *Review of Scientific Instruments*, 2016, 87(11): 115102.
- [ 11 ] DONG Y S, HU P C, MING R, et al. Correction of nonlinear errors from PGC carrier phase delay and AOIM in fiber-optic interferometers for nanoscale displacement measurement[J]. *Optics Express*, 2020, 28(2): 2611 – 2624.
- [ 12 ] SHARMA S, EISWIRT P, PETTER J. Electro optic sensor for high precision absolute distance measurement using multiwavelength interferometry[J]. *Optics Express*, 2018, 26(3): 3443 – 3451.
- [ 13 ] HUANG S C, LIN H. Modified phase-generated carrier demodulation compensated for the propagation delay of the fiber[J]. *Applied Optics*, 2007, 46(31): 7594 – 7603.
- [ 14 ] CHRISTIAN T R, FRANK P A, HOUSTON B H. Real-time analog and digital demodulator for interferometric fiber optic sensors[C]//*Proceedings of SPIE 2191, Smart Structures and Materials 1994: Smart Sensing, Processing, and Instrumentation*. Orlando: SPIE, 1994.
- [ 15 ] GUO J H, LIU X J, HU M J. Elimination of parasitic interference effect in fiber-optic external sinusoidal phase-modulating interferometer based on Kalman filter[J]. *Measurement*, 2022, 187: 110334.
- [ 16 ] 严利平, 周春宇, 谢建东, 等. 基于卡尔曼滤波的 PGC 解调非线性误差补偿方法 [J]. *中国激光*, 2020, 47(9): 0904002.

(编辑: 李晓莉)