

高分辨率光纤时分复用静态应变传感技术

程坤^{1,2}, 张文涛^{1,3*}, 黄稳柱^{1,3}, 张建祥^{1,2}

¹中国科学院半导体研究所传感技术联合国家重点实验室, 北京 100083;

²中国科学院大学材料科学与光电技术学院, 北京 100049;

³中国科学院大学材料与光电研究中心, 北京 100049

摘要 光纤传感器因具有测量分辨率高、耐极端环境等优点, 成为了纳应变量级静态地壳应变观测领域的研究热点。提出了时分复用与椭圆拟合参考补偿技术, 用于高分辨率多路复用的光纤静态应变传感。采用光纤迈克耳孙干涉仪作为传感器, 每个传感干涉仪附加一个参考干涉仪。实验结果表明, 所提出的高分辨率光纤时分复用静态应变传感技术能够实现四通道的高分辨率静态应变测量, 各通道的静态应变分辨率均优于 0.26 nε, 在高分辨率地壳应变观测传感网络中具有很好的应用前景。

关键词 光纤光学; 光纤传感; 地壳应变观测; 静态应变; 时分复用

中图分类号 O436 文献标志码 A

DOI: 10.3788/CJL220842

1 引言

光纤传感器因具有耐腐蚀、耐高温高压、抗电磁干扰和长距离传输等优点, 在地壳应变观测领域得到广泛关注^[1-5]。地壳应变观测的应变信号往往较弱, 在低频或静态区域要求应变分辨率至少达到纳应变(nε)量级。此外, 为了获得多维的应变张量和应变场分布信息, 须要利用复用技术组建传感网络^[6-8]。

目前常用的高分辨率光纤静态应变传感技术有窄线宽激光扫频探测和锁频(PDH)探测技术^[6,9-11]。在基于可调谐窄线宽激光器与光纤光栅谐振腔的扫频探测方案中, 激光器的扫频范围比较小^[11], 在单路探测光路中难以实现多个光纤光栅谐振腔传感器的同时复用。在PDH探测方案中, 一般一个单频激光光源只能锁频到一个光纤法布里-珀罗谐振腔上, 所以该技术一般只能用于单个传感器探测^[7]。虽然通过电光调制带锁定技术, 能够再增加一个传感器, 但是复用更多的传感器后锁频探测方案的实现难度很大^[9,12]。目前既能实现纳应变量级高分辨率探测又能大规模复用的光纤静态应变传感技术是研究热点。

为了实现多路复用的高分辨率光纤静态应变传感, 本文提出了一种时分复用与椭圆拟合参考补偿技术。采用光纤迈克耳孙干涉仪作为传感器, 为了补偿温度波动和激光器频率漂移的影响, 每一个传感干涉仪都附加一个参考干涉仪。本文首先阐述了光纤干涉仪静态应变传感原理和时分复用系统的工作原理, 然

后理论分析了椭圆拟合参考补偿技术的特点。最后实验搭建了四通道的时分复用系统, 测试得到各通道的静态应变分辨率皆优于 0.26 nε。

2 干涉型光纤传感时分复用系统的基本原理

本文采用非平衡的光纤迈克耳孙干涉仪, 外界应变信号会直接引起干涉仪中的传感臂光纤的长度和折射率发生变化, 参考臂的相位不会发生变化。干涉相位的变化量($\Delta\varphi$)由于干涉仪传感臂的相位变化(Δl_{sen})引起, 可表示为

$$\Delta\varphi = 2\beta \cdot \Delta l_{\text{sen}} + 2l_{\text{sen}} \cdot \Delta\beta, \quad (1)$$

式中: β 为光纤的传播常数; l_{sen} 为传感臂臂长; $\Delta\beta$ 为光纤传输常数的变化量。 β 的变化来自两个方面: 第一个是弹光效应, 即应变改变光纤的折射率; 第二个是由纵向应变产生的光纤直径的变化引起的波导效应, 这一部分一般忽略不计。应变(ϵ)引起的折射率变化(Δn), 可以由 Butter 和 Hocker^[13] 关系描述为

$$\Delta n = -\frac{1}{2} n^3 [\epsilon(1 - \mu) p_{12} - \mu \epsilon p_{11}], \quad (2)$$

式中: μ 是泊松比; p_{11} 和 p_{12} 为光纤的光弹系数; n 为纤芯折射率。

因为 $\epsilon = \Delta l_{\text{sen}} / l_{\text{sen}}$, $\beta = 2\pi n / \lambda$ (λ 为波长), 所以根据式(1)和式(2)得到光纤迈克耳孙干涉仪的应变灵敏度为

收稿日期: 2022-05-10; 修回日期: 2022-06-29; 录用日期: 2022-08-15

基金项目: 国家自然科学基金面上项目(61875185)

通信作者: *zhangwt@semi.ac.cn

$$\frac{\Delta\varphi}{\varepsilon} = \frac{4\pi n l_{\text{sen}}}{\lambda} \left\{ 1 - \frac{1}{2} n^2 [(1-\mu)p_{12} - \mu p_{11}] \right\}. \quad (3)$$

单模光纤的光弹系数 $p_{11}=0.121, p_{12}=0.27$, 泊松比 $\mu=0.17$, 纤芯折射率为 $n=1.45$, 激光光源的波长 λ 为 1550 nm, 代入式(3), 可得到光纤迈克耳孙干涉仪的应变灵敏度为

$$\frac{\Delta\varphi}{\varepsilon} = 9.24 \cdot l_{\text{sen}}. \quad (4)$$

本文利用时分复用技术实现多路复用的目标。时分复用技术利用光脉冲之间的时间差来区分不同传感单元的干涉信号, 具有器件利用率高、复用增益高等特点^[14-15]。干涉型光纤传感时分复用系统的结构示意图如图 1 所示。

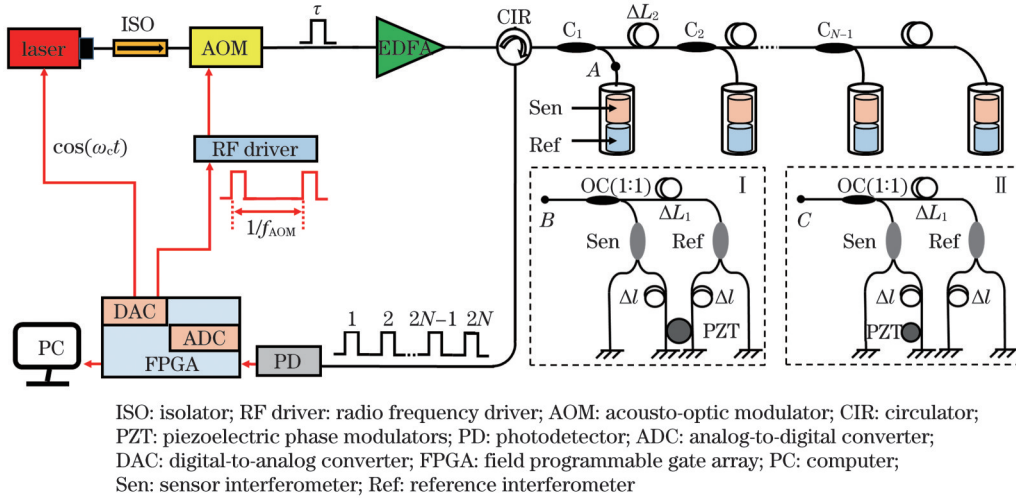


图 1 干涉型光纤传感时分复用系统的结构示意图, 插图 I 和 II 是两组不同的传感干涉仪和参考干涉仪的实验方案示意图
Fig. 1 Structural diagrams of interferometric fiber sensing time-division multiplexing system with experimental schemes of two different sets of sensor interferometers and reference interferometers shown in insets I and II

采用窄线宽激光器作为光源, 连续光经过由射频驱动器(RF driver)驱动的声光调制器(AOM), 产生持续时间为 τ 、重复频率为 f_{AOM} 的脉冲光。脉冲光经过掺铒光纤放大器(EDFA)后功率放大, 进而被环形器(CIR)耦合到传感阵列中。传感阵列包括多个臂长差为 Δl 的光纤迈克耳孙干涉仪、耦合器(C_1, C_2, \dots, C_{N-1})和 $N-1$ 个延迟光纤(长度为 ΔL_2)。光纤迈克耳孙干涉仪末端装有法拉第旋转镜, 用来消除偏振衰落效应。为了抑制激光器频率漂移、温度变化等环境因素对应变信号的干扰, 每一个传感干涉仪都附加一个参考干涉仪。一个耦合比为 1:1 的耦合器将传感干涉仪(Sen)和参考干涉仪(Ref)组合在一起, 参考干涉仪和传感干涉仪间的延迟光纤长度为 ΔL_1 。进入传感阵列中的脉冲光在传感器中完成传感后, 得到一串干涉脉冲序列。若传感器阵列中有 N 个传感干涉仪, 将返回 $2N$ 个干涉脉冲, 第 $2N-1$ 个干涉脉冲对应第 N 个传感干涉仪, 第 $2N$ 个干涉脉冲光对应第 N 个参考干涉仪。干涉脉冲序列由一个光电探测器(PD)接收并完成光电转换, 由模数转换器(ADC)进行数字化处理, 然后利用内调制相位产生载波(PGC)解调算法, 将不同传感器的待测信号按照时间顺序分别提取出来。

为了保证光纤迈克耳孙干涉仪两臂之间的光脉冲能够发生干涉, 以及避免返回的干涉脉冲混叠, 应该满足以下条件:

$$\begin{cases} \frac{2n\Delta l}{c} \leq \tau \leq \frac{2n\Delta L_1}{c} \\ \Delta L_2 \geq 2\Delta L_1 \\ 8\omega_c \leq f_{\text{AOM}} \leq \frac{c}{2nN\Delta L_2} \end{cases}, \quad (5)$$

式中: c 是光速; N 是传感器的复用数目; ω_c 是载波信号的频率。

3 椭圆拟合参考补偿技术原理

本文采用基于内调制的 PGC 解调方案, 其是干涉型光纤传感系统最常用的解调方案之一。第 i 个传感干涉仪的干涉信号的表达式^[16]为

$$I_i(t) = A_i + B_i \cos[C \cos(\omega_c t) + \Delta\varphi_i(t)], \quad (6)$$

式中: A_i 和 B_i 分别为干涉信号的直流偏置和交流幅值; C 为载波调制深度; $\Delta\varphi_i(t)$ 为干涉仪的待测相位。在低频或静态区域, 解调得到的待测相位 $\Delta\varphi_i(t)$ 不仅包括应变引起的相位 $\Delta\varphi_e(t)$, 还包括环境温度波动引入的相位 $\Delta\varphi_T(t)$ 和激光器频率漂移引入的相位 $\Delta\varphi_L(t)$, 因此传感干涉仪解调出的相位为

$$\Delta\varphi_i(t) = \Delta\varphi_e(t) + \Delta\varphi_T(t) + \Delta\varphi_L(t). \quad (7)$$

为了减小环境温度波动和激光器频率漂移引入的 $\Delta\varphi_T(t)$ 和 $\Delta\varphi_L(t)$, 常用方法之一是参考补偿法^[17], 即在系统中增加应力屏蔽的参考干涉仪, 利用参考干涉仪和传感干涉仪解调得到的相位, 通过计算, 得到含有应变信息的相位 $\Delta\varphi_e(t)$ 。因此, 参考干涉仪和传感干涉

仪解调相位的一致性会影响参考补偿的效果。

采用 PGC-ARCTAN 解调算法 ($C=2.63$), 将第 i 个传感干涉仪的干涉信号分别与载波信号基频和二倍频信号进行混频, 再通过低通滤波, 提取含有待测相位的正交信号。利用正交信号, 通过反正切运算和相位展开, 得到的 $\Delta\varphi_i(t)$ ^[18] 为

$$\Delta\varphi_i(t) = \arctan \left\{ \frac{\sin[\Delta\varphi_i(t)]}{\cos[\Delta\varphi_i(t)]} \right\}. \quad (8)$$

在时分复用系统中, 光路、电路传输的时延以及数模转换时延等因素会导致干涉信号中的载波信号和调制载波信号之间存在载波相位延迟 $\Delta\theta$, 则式(6)表示为

$$I_i(t) = A_i + B_i \cos[C \cos(\omega_c t + \omega_c \Delta t) + \Delta\varphi_i(t)] = A_i + B_i \cos[C \cos(\omega_c t + \Delta\theta) + \Delta\varphi_i(t)], \quad (9)$$

式中: Δt 为光路、电路传输的时延。

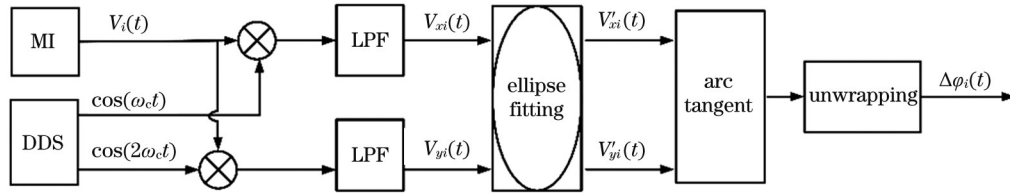
考虑到载波相位延迟 $\Delta\theta$, 此时正交信号的表达式为

$$\begin{cases} V_{xi}(t) = -J_1(C) \cos(\Delta\theta) \sin[\Delta\varphi_i(t)] \\ V_{yi}(t) = -J_2(C) \cos(2\Delta\theta) \cos[\Delta\varphi_i(t)] \end{cases} \quad (10)$$

式中: $V_{xi}(t)$ 为 x 路正交分量幅度; $V_{yi}(t)$ 为 y 路正交分量幅度; $J_1(C)$ 为一阶贝塞尔函数; $J_2(C)$ 为二阶贝塞尔函数。

经过反正切运算后, 得到

$$\Delta\Phi_i(t) = \arctan \left\{ \frac{-J_1(C) \cos(\Delta\theta) \sin[\Delta\varphi_i(t)]}{-J_2(C) \cos(2\Delta\theta) \cos[\Delta\varphi_i(t)]} \right\} = \Delta\varphi_i(t) + \Delta\varphi_{\text{error}}(t), \quad (11)$$



MI: Michelson interferometer; DDS: direct digital synthesis; LPF: low-pass filter

图 2 相位解调流程

Fig. 2 Flow chart of phase demodulation

第 i 个光纤迈克耳孙干涉仪(MI)输出的干涉脉冲信号 $V_i(t)$ 分别与一倍频载波信号 $\cos(\omega_c t)$ 与二倍频载波信号 $\cos(2\omega_c t)$ 相乘, 然后通过低通滤波器(LPF)分别得到两路正交信号 $V_{xi}(t)$ 和 $V_{yi}(t)$ 。利用两路正交信号, 通过椭圆拟合算法, 得到校正后的正交信号 $V'_{xi}(t)$ 和 $V'_{yi}(t)$ 。将两路正交信号相除, 通过反正切运算和相位展开, 得到 $\Delta\varphi_i(t)$ 。采用上述相同的解调流程, 得到参考干涉仪的待测相位, 然后将传感干涉仪和参考干涉仪的解调相位进行参考补偿计算, 即得到应变信号 $\Delta\varphi_c(t)$ 。

下面对椭圆拟合算法消除调制深度 C 和载波相位延迟 $\Delta\theta$ 影响的原理进行阐述。

椭圆的一般表达式为

$$\Delta\varphi_{\text{error}}(t) = \arctan \left\{ \frac{-\sin[2\Delta\varphi_i(t)]}{\cos[2\Delta\varphi_i(t)] + (1+\delta)/(1-\delta)} \right\}, \quad (12)$$

$$\delta = \left[-J_1(C) \cos(\Delta\theta) \right] / \left[-J_2(C) \cos(2\Delta\theta) \right], \quad (13)$$

式中: $\Delta\Phi_i(t)$ 为引入载波相位延迟后的反正切解调相位信号。

根据上述可知, 当 $\Delta\theta$ 不为 0 或者载波调制深度 $C \neq 2.63 [J_1(C)/J_2(C) \neq 1]$ 时, 解调相位结果会存在非线性误差 $\Delta\varphi_{\text{error}}(t)$ ^[19]。此外, 受调制器件的限制和温度变化等因素的影响, 传感干涉仪和参考干涉仪解调时 C 和 $\Delta\theta$ 很难保持相同, 导致传感干涉仪和参考干涉仪相位解调结果的一致性变差, 降低参考补偿的效果。

正交信号中 C 和 $\Delta\theta$ 的测量及修正是减小非线性误差、提高相位解调结果一致性的关键。本文采用改进的椭圆拟合算法(简称 BCESF 算法^[20])来抑制载波调制深度 C 和载波相位延迟 $\Delta\theta$ 给系统带来的影响。传统的椭圆拟合算法采集的干涉信号的相位变化须大于 π 才能完成高精度椭圆拟合。本文采用的 BCESF 算法可以在小应变信号下即干涉信号相位变化小于 π 的情况下完成高精度椭圆拟合, 该算法在拟合精度和计算效率之间取得了良好的平衡^[20]。增加椭圆拟合算法后的相位解调流程如图 2 所示。

$$h[V_{xi}(t), V_{yi}(t)] = aV_{xi}^2(t) + bV_{xi}(t)V_{yi}(t) + cV_{yi}^2(t) + dV_{xi} + eV_{yi} + f = 0, \quad (14)$$

式中: a, b, c, d, e, f 为系数。

正交信号一般表达式^[21]为

$$\begin{cases} V_x(t) = A'_1 + H_1 \sin[\Delta\varphi(t)] \\ V_y(t) = A'_2 + H_2 \cos[\Delta\varphi(t) + \delta] \end{cases}, \quad (15)$$

式中: A'_1 和 A'_2 是直流偏移; H_1 和 H_2 是交流振幅; $\Delta\varphi(t)$ 是待测相位信号; δ 是 $V_x(t)$ 和 $V_y(t)$ 之间的相位差。

首先利用椭圆拟合算法解出由两路正交信号构成的李萨如椭圆的曲线方程, 然后拟合出系数 (a, b, c, d, e, f), 正交信号中的参数与椭圆标准方程参数之间的关系^[21-23]为

$$\begin{cases} A'_1 = \frac{2ae - bd}{b^2 - 4ac} \\ A'_2 = \frac{2cd - be}{b^2 - 4ac} \\ \frac{H_1}{H_2 \cos(\delta)} = \frac{2a}{\sqrt{4ac - b^2}} \\ \tan(\delta) = \frac{b}{\sqrt{4ac - b^2}} \end{cases} \quad (16)$$

根据式(10)可得待测相位 $\Delta\varphi_i(t)$ 的表达式为

$$\Delta\varphi_i(t) = \arctan\left[\frac{V'_{xi}(t)}{V'_{yi}(t)} \cdot \frac{H_2}{H_1}\right] = \arctan\left[\frac{V'_{xi}(t)}{V'_{yi}(t)}\right], \quad (17)$$

$$\begin{cases} H_1 = -J_1(C) \cos(\Delta\theta) \\ H_2 = -J_2(C) \cos(2\Delta\theta) \end{cases} \quad (18)$$

通过计算得到拟合系数 (a, b, c, d, e, f) 后,根据式(16)可以得到 H_2/H_1 :

$$H_2/H_1 = \sqrt{4ac - b^2}/2a. \quad (19)$$

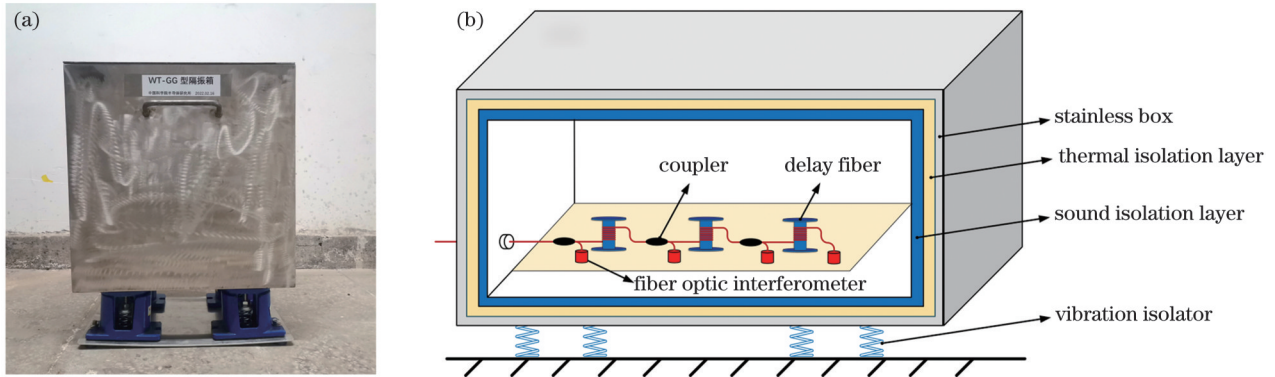


图3 隔声隔振箱。(a)隔声隔振箱外观;(b)隔声隔振箱的结构示意图

Fig. 3 Sound and vibration isolation box. (a) Appearance of sound and vibration isolation box; (b) structural diagram of sound and vibration isolation box

4.2 实验结果与讨论

为了验证椭圆拟合算法能够提高参考干涉仪和传感干涉仪解调相位的一致性,将一组参考干涉仪的传感臂和传感干涉仪的传感臂缠绕在一个压电相位调制器(PZT)上,用信号发生器给PZT施加一个正弦信号(图1中点A与插图I中点B连接)。图4是椭圆拟合算法处理前、后的相位解调结果。从图4(a)可以看出,传感干涉仪和参考干涉仪解调得到的两个正弦信号幅值存在差别。通过椭圆拟合算法处理后,这两个正弦信号差值(Diff,测量误差)的峰峰值明显减小,如图4所示。本实验证明了椭圆拟合算法能够提高参考干涉仪和传感干涉仪解调相位的一致性。

当参考干涉仪和传感干涉仪没有施加信号时,椭圆拟合算法处理前、后的正交信号结果如图5所示。采用均方根误差(RMSE)测量BCESF算法拟合的椭圆误差,其表达式^[24]为

将式(19)代入到式(17)中,即可得到待测信号 $\Delta\varphi_i(t)$ 。可见,椭圆拟合算法抑制了载波调制深度 C 和载波相位延迟 $\Delta\theta$ 对 $\Delta\varphi_i(t)$ 的影响,此外参考干涉仪和传感干涉仪间的一致性也会得到提升。

4 实验与结果

4.1 实验设置

在图1的系统方案中,采用波长为1550 nm的激光器(最大输出光功率为40 mW,线宽 <0.1 kHz)。数模转换器(DAC)输出的载波调制频率 ω_c 为1 kHz,输出的脉冲信号的持续时间为100 ns,重复频率 f_{AOM} 为12 kHz。为保证数据处理的有效性,脉冲信号的生成、载波调制信号的产生和数据采集是同步进行的。光纤迈克耳孙干涉仪的参考臂和传感臂长度分别为 $1.9 \text{ m} \pm 0.2 \text{ cm}$ 和 $2.0 \text{ m} \pm 0.2 \text{ cm}$, ΔL_1 、 ΔL_2 分别为 $25 \text{ m} \pm 1 \text{ cm}$ 和 $50 \text{ m} \pm 1 \text{ cm}$ 。在实验中,我们将测试所用的干涉仪放置在隔声隔振箱中(图3),并在一个5 m深的地下室进行实验测试。

$$R_M = \sqrt{\frac{1}{m} \sum_{i=1}^m (y_i' - \hat{y}_i')^2}, \quad (20)$$

式中: y_i' 为测量得到的第 i' 个数据点的纵坐标; \hat{y}_i' 为将第 i' 个数据点的横坐标 x_i' 代入拟合标准椭圆方程后计算得到的纵坐标; m 为数据点个数。图5(a)、(b)所示椭圆拟合的误差分别为0.0627和0.0605。

利用椭圆拟合算法进行参数估计和修正后,对两路正交信号进行反正切运算和相位展开计算,得到相位解调结果。图6是10 min内一组传感干涉仪和参考干涉仪的相位解调结果,可以看出,两路结果具有较好的一致性。

将时分复用传感阵列中的复用通道扩展为四个通道,即系统含有四个传感干涉仪和四个参考干涉仪。根据图1所示的干涉型光纤传感时分复用系统结构,为了复用4个传感器,在传感阵列主传输光纤上需要三个耦合器(C_1 、 C_2 、 C_3)。为了使四通道干涉脉冲信号进入光电探测器的光功率均衡,实验中采用的三个耦

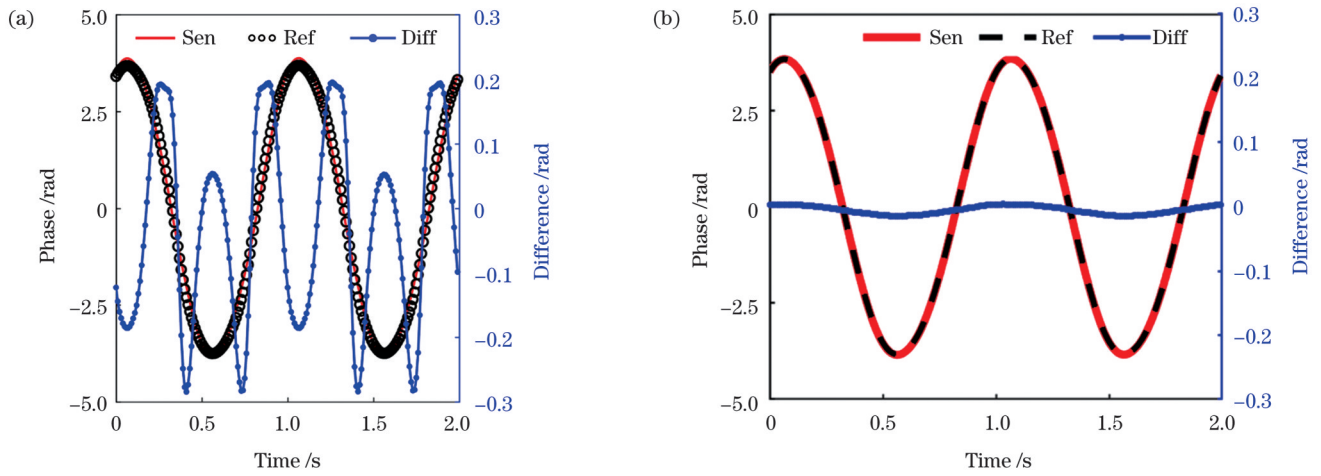


图 4 椭圆拟合算法处理前、后的相位解调结果。(a)椭圆拟合前;(b)椭圆拟合后

Fig. 4 Phase demodulation results before and after processing by ellipse fitting algorithm; (a) before processing by ellipse fitting algorithm; (b) after processing by ellipse fitting algorithm

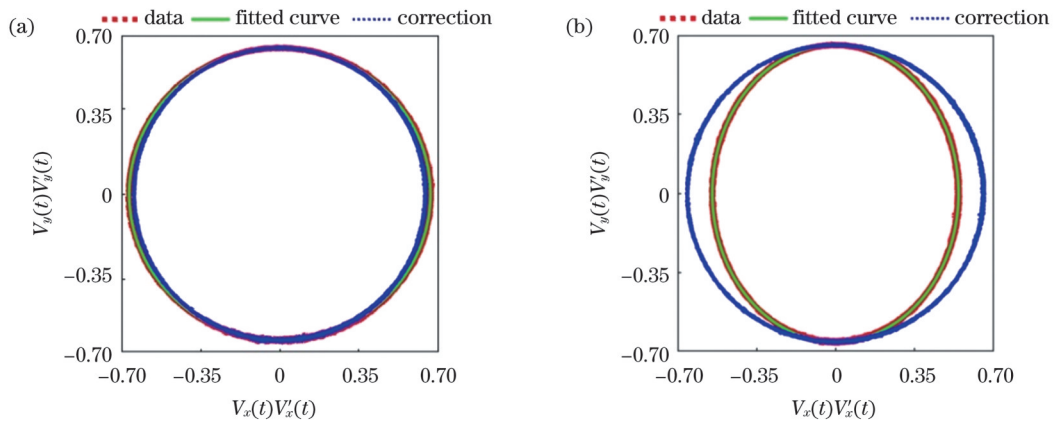


图 5 椭圆拟合前、后传感干涉仪和参考干涉仪的结果。(a)参考干涉仪的结果;(b)传感干涉仪的结果

Fig. 5 Results of sensor interferometer and reference interferometer before and after ellipse fitting. (a) Result of reference interferometer; (b) result of sensor interferometer

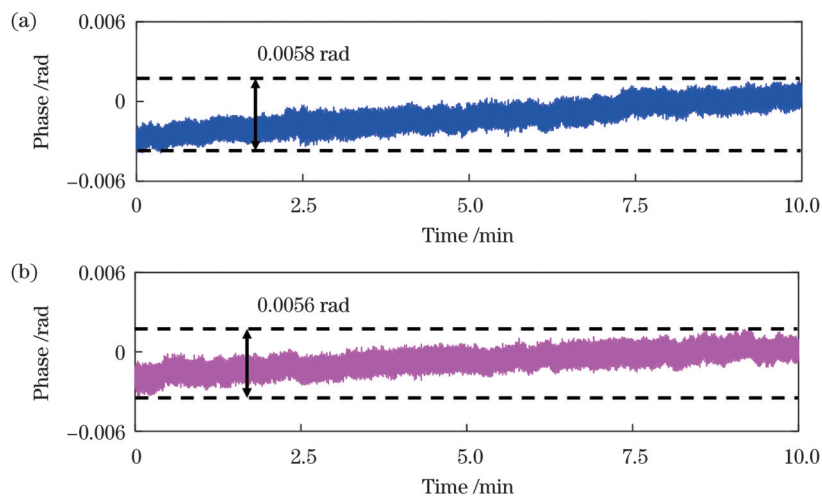


图 6 一组传感干涉仪和参考干涉仪的相位解调结果。(a)传感干涉仪;(b)参考干涉仪

Fig. 6 Phase demodulation results of sensor interferometer and reference interferometer in one group. (a) Sensor interferometer; (b) reference interferometer

合器 C_1 、 C_2 、 C_3 的分光比分别为 1:3、1:2、1:1。经测

通过椭圆拟合算法和参考补偿法计算后,10 min 内四个通道的相位解调结果如图 7 所示,可以看到,各

试,探测器获得的光功率为 $0.16 \mu\text{W}$ 。

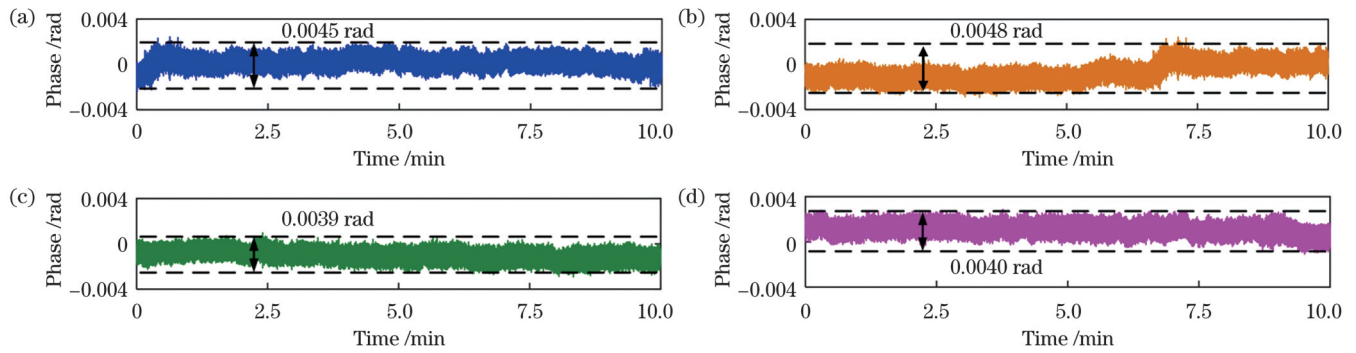


图7 椭圆拟合算法和参考补偿法计算后的相位解调结果。(a)通道1;(b)通道2;(c)通道3;(d)通道4

Fig. 7 Phase demodulation results calculated by ellipse fitting method and reference compensation method. (a) Channel 1; (b) Channel 2; (c) Channel 3; (d) Channel 4

通道的相位解调结果的峰峰值具有较好的一致性。对比图7与图6的解调结果,可以看出,通过参考补偿后相位解调结果的峰峰值降低,通道分辨率提高。本次实验所用的光纤迈克耳孙干涉仪的传感臂臂长为2 m,由式(4)可得其应变灵敏度为0.01848 rad/ μe 。根据各通道的解调相位的峰峰值,可得到各通道的静态应变分辨率皆优于0.26 μe 。

表1对比了本文与其他类型光纤传感系统的应变分辨率,其中FBG-FP为光纤布拉格光栅法布里-珀罗干涉仪。可以看出,本文提出的基于椭圆拟合参考补偿技术的光纤传感时分复用系统在复用多个传感器的同时具有高应变分辨率。这表明该系统可以实现高分辨率的多路复用的静态应变传感。

表1 光纤应变传感系统的性能对比

Table 1 Performance comparison of optical fiber strain sensor system

Reference	Style of sensor	Number of sensors	Strain resolution / μe
[25]	Fiber laser sensor	1	0.248
[10]	Fiber laser sensor	1	0.270
[11]	FBG-FP sensor	1	0.670
This paper	Fiber Michelson interferometer	4	0.260

将传感阵列中第一组传感干涉仪的传感臂缠绕在PZT上(图1中点A与插图II中点C连接),本实验的PZT调制系数为0.95 rad/V。用信号发生器给PZT施加峰峰值为0.39 V的方波信号,其相当于峰峰值为20 μe 的方波信号。得到的相位解调结果如图8所示,解调的相位结果显示施加的信号是方波信号,这表明本文提出的采用迈克耳孙干涉仪作为传感器的时分复用系统具有纳米应变测量的能力。

本文所采用的窄线宽激光器的光功率较大,同时还可以通过EDFA进一步提高进入传感阵列中的光功率,从而进一步扩大时分复用系统的复用规模。所以,本文提出的时分复用与椭圆拟合参考补偿技术可

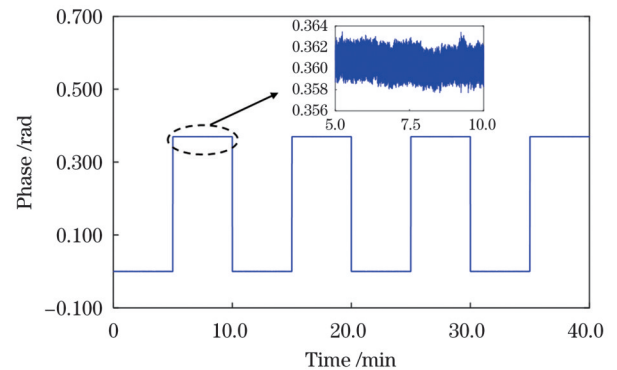


图8 作用在传感干涉仪传感臂上的峰峰值为20 μe 的方波信号
Fig. 8 Square wave signal with peak-peak value of 20 μe acting on sensing arm of sensor interferometer

以满足高分辨率地壳应变观测传感网络的大规模复用要求。

5 结 论

提出了一种多路复用的高分辨率光纤静态应变传感技术,采用光纤迈克耳孙干涉仪作为传感器,利用时分复用与椭圆拟合参考补偿技术,有效解决了纳应变量级多路复用光纤静态应变传感系统中的通道间一致性与高精度参考补偿难题。搭建了四通道的时分复用系统,测试得到各通道的静态应变分辨率皆优于0.26 μe ,该系统有望在大规模高分辨率地壳应变观测传感网络中获得应用。

参 考 文 献

- [1] 崔俊文. 观察地震用的光纤应变传感器[J]. 激光与光电子学进展, 1987, 24(1): 45-46.
Cui J W. Optical fiber strain sensor for earthquake observation[J]. Laser & Optoelectronics Progress, 1987, 24(1): 45-46.
- [2] He Z Y, Liu Q W, Tokunaga T. Ultrahigh resolution fiber-optic quasi-static strain sensors for geophysical research[J]. Photonic Sensors, 2013, 3(4): 295-303.
- [3] Zumberge M A, Wyatt F K, Yu D X, et al. Optical fibers for measurement of earth strain[J]. Applied Optics, 1988, 27(19): 4131-4138.
- [4] Zumberge M A, Hatfield W, Wyatt F K. Measuring seafloor strain with an optical fiber interferometer[J]. Earth and Space

- Science, 2018, 5(8): 371-379.
- [5] 苑立波, 童维军, 江山, 等. 我国光纤传感技术发展路线图[J]. 光学学报, 2022, 42(1): 0100001.
Yuan L B, Tong W J, Jiang S, et al. Road map of fiber optic sensor technology in China[J]. Acta Optica Sinica, 2022, 42(1): 0100001.
- [6] 何祖源, 刘庆文, 陈嘉庚. 面向地壳形变观测的超高分辨率光纤应变传感系统[J]. 物理学报, 2017, 66(7): 074208.
He Z Y, Liu Q W, Chen J G. Ultrahigh resolution fiber optic strain sensing system for crustal deformation observation[J]. Acta Physica Sinica, 2017, 66(7): 074208.
- [7] Liu Q W, Tokunaga T, He Z Y. Ultra-high-resolution large-dynamic-range optical fiber static strain sensor using Pound-Drever-Hall technique[J]. Optics Letters, 2011, 36(20): 4044-4046.
- [8] Chen J G, Liu Q W, Fan X Y, et al. Sub-nano-strain multiplexed fiber optic sensor array for quasi-static strain measurement[J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2016, 28(21): 2311-2314.
- [9] Liu Q W, Zhao S X, He Z Y. Improved Pound-Drever-Hall techniques for high resolution optical fiber grating sensors[J]. Journal of Lightwave Technology, 2021, 39(12): 3846-3854.
- [10] Huang W Z, Feng S W, Zhang W T, et al. DFB fiber laser static strain sensor based on beat frequency interrogation with a reference fiber laser locked to a FBG resonator[J]. Optics Express, 2016, 24(11): 12321-12329.
- [11] Huang W Z, Zhang W T, Li F. Swept optical SSB-SC modulation technique for high-resolution large-dynamic-range static strain measurement using FBG-FP sensors[J]. Optics Letters, 2015, 40(7): 1406-1409.
- [12] Chen J G, Liu Q W, Fan X Y, et al. 0.1-nano-strain resolution fiber optic sensor for quasi-static strain measurement with 1 kS/s sampling rate[J]. Proceedings of SPIE, 2015, 9634: 96343T.
- [13] Butter C D, Hocker G B. Fiber optics strain gauge[J]. Applied Optics, 1978, 17(18): 2867-2869.
- [14] Liao Y, Austin E, Nash P J, et al. Highly scalable amplified hybrid TDM/DWDM array architecture for interferometric fiber-optic sensor systems[J]. Journal of Lightwave Technology, 2013, 31(6): 882-888.
- [15] Liu F, Xie S R, Zhang M, et al. Downhole microseismic monitoring using time-division multiplexed fiber-optic accelerometer array[J]. IEEE Access, 2020, 8: 120104-120113.
- [16] Li Y, Wang Y, Xiao L, et al. Phase demodulation methods for optical fiber vibration sensing system: a review[J]. IEEE Sensors Journal, 2022, 22(3): 1842-1866.
- [17] Vlasov A A, Plotnikov M Y, Volkov A V, et al. Compensating the influence of background noise on the operation of a fiber-optic interferometer[J]. Journal of Optical Technology, 2020, 87(9): 535-541.
- [18] Volkov A V, Plotnikov M Y, Mekhregin M V, et al. Phase modulation depth evaluation and correction technique for the PGC demodulation scheme in fiber-optic interferometric sensors[J]. IEEE Sensors Journal, 2017, 17(13): 4143-4150.
- [19] 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.
Yan L P, Zhou C Y, Xie J D, et al. Nonlinear error compensation method for PGC demodulation based on Kalman filtering[J]. Chinese Journal of Lasers, 2020, 47(9): 0904002.
- [20] Požar T, Možina J. Enhanced ellipse fitting in a two-detector homodyne quadrature laser interferometer[J]. Measurement Science and Technology, 2011, 22(8): 085301.
- [21] Eom T B, Kim J Y, Jeong K. The dynamic compensation of nonlinearity in a homodyne laser interferometer[J]. Measurement Science and Technology, 2001, 12(10): 1734-1738.
- [22] Wang C, Burnham-Fay E D, Ellis J D. Real-time FPGA-based Kalman filter for constant and non-constant velocity periodic error correction[J]. Precision Engineering, 2017, 48: 133-143.
- [23] Heydemann P L M. Determination and correction of quadrature fringe measurement errors in interferometers[J]. Applied Optics, 1981, 20(19): 3382-3384.
- [24] Wang Z, Bovik A C. Mean squared error: love it or leave it? A new look at signal fidelity measures[J]. IEEE Signal Processing Magazine, 2009, 26(1): 98-117.
- [25] Zhao S X, Liu Q W, Chen J G, et al. Realization of sub-nano-strain static resolution with injection-locking between two fiber laser sensors[J]. Journal of Lightwave Technology, 2019, 37(13): 3166-3172.

High-Resolution Optical Fiber Time-Division Multiplexing Static Strain Sensing Technology

Cheng Kun^{1,2}, Zhang Wentao^{1,3*}, Huang Wenzhu^{1,3}, Zhang Jianxiang^{1,2}

¹State Key Laboratory of Transducer Technology, Institute of Semiconductors, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100083, China;

²College of Materials Science and Opto-Electronic Technology, University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049, China;

³Center of Materials Science and Optoelectronics Engineering, University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049, China

Abstract

Objective Optical fiber sensors have been investigated extensively for crustal strain observation owing to their advantages of high resolution and excellent environmental resistance. Currently, the most typically used high-resolution optical fiber static strain sensing technologies include frequency sweep detection and the Pound-Drever-Hall detection. In a frequency sweep detection scheme based on a tunable laser and fiber Bragg grating resonator, the frequency sweep range of the laser is relatively small and realizing the simultaneous multiplexing of multiple fiber Bragg grating resonator sensors in a single detection optical path is difficult. Generally, in the Pound-Drever-Hall detection scheme, a single-frequency laser source can only be frequency locked to a fiber Fabry-Perot resonator; therefore, this technology can only be used for single-sensor detection. Hence, achieving large-scale multiplexing using the current nano-strain optical fiber static strain sensing technology is difficult. In this study, time-division multiplexing and ellipse-fitting

reference compensation techniques are proposed for high-resolution multiplexing optical fiber static strain sensing.

Methods A optical fiber Michelson interferometer is used as a sensor and each sensing interferometer is attached to a reference interferometer to compensate for the effects of temperature fluctuation and laser frequency drift. Time-division multiplexing technology is used to realize sensor multiplexing as it offers the advantages of high device utilization and high multiplexing gain. The sensor signal is demodulated using a phase-generated carrier (PGC) scheme. In this scheme, the measurement and correction of the phase modulation depth and carrier phase delay in orthogonal signals are key to reducing nonlinear errors and improving the consistency of the phase demodulation results. Therefore, an improved ellipse-fitting algorithm, referred to as the bias-corrected ellipse-specific fitting (BCESF) algorithm, is adopted to suppress the effects of phase modulation depth and carrier phase delay. The curve equation of the Lissajous figure composed of two orthogonal signals is solved using an ellipse-fitting method and the coefficients of the ellipse are obtained. Subsequently, these coefficients are used to correct the signal demodulation results to eliminate the effects of the phase modulation depth and carrier phase delay as well as to improve the consistency between the reference and sensing interferometers. Thus, the compensation effects of the temperature fluctuation and laser frequency drift are optimized, and the resolution for static strain sensing is improved.

Results and Discussions We place the interferometer in a sound and vibration isolation box (Fig. 3) and perform the experiment in a 5 m deep basement. To verify that the ellipse-fitting algorithm can improve the consistency of the demodulation phases of both the reference and sensing interferometers, we place the sensing arms of the reference interferometer and the sensing arm of the sensing interferometer around a piezoelectric phase modulator (PZT). Next, we apply a sinusoidal signal to the PZT using a signal generator. Based on the classical PGC-ARCTAN demodulation algorithm, the amplitudes of the sinusoidal signal demodulation results of the sensing and reference interferometers differ significantly [Fig. 4(a)]. The processing results using the ellipse-fitting algorithm show that the peak-to-peak value of the difference between the two sinusoidal signals decreases significantly [Figs. 4(a) and 4(b)]. The experimental results show that the ellipse-fitting algorithm can improve the consistency of the demodulation phase between the reference and sensing interferometers. Next, the multiplexed channels in the time division multiplexing (TDM) sensor array are expanded into four channels. Based on the elliptical fitting and reference compensation calculation, the peak-to-peak values indicated by the phase demodulation results of four channels are consistent within 10 min (Fig. 7), and the static strain resolution of each channel exceeds 0.26 $\mu\epsilon$. Compared with other types of fiber-optic sensing systems (Table 1), the proposed time-division multiplexing system based on elliptical-fitting reference-compensation technology offers a high strain resolution during the multiplexing of multiple sensors.

Conclusions Herein, we propose a high-resolution static strain sensing technique that uses a fiber Michelson interferometer as the sensor and utilizes time-division multiplexing and ellipse-fitting reference compensation techniques to achieve multiplex static strain sensing. A time-division multiplexing system with four channels is constructed, and the static strain resolution of each channel exceeds 0.26 $\mu\epsilon$. The proposed time-division multiplexing and ellipse-fitting reference compensation technologies are confirmed to be feasible for high-resolution static strain measurements and can satisfy the requirements of network multiplexing in crustal strain observation.

Key words fiber optics; optical fiber sensing; crustal deformation observation; static strain; time-division multiplexing