

DOI:10.16136/j.joel.2025.03.0530

FBG 振动传感器相位生成载波解调算法研究

段志霞¹, 徐郁盛², 王东平², 赵娜¹, 张军英², 王伟^{2*}

(1. 济源职业技术学院 基础部, 河南 济源 459000; 2. 西安工业大学 光电工程学院, 陕西 西安 710072)

摘要: 为避免相位生成载波 (phase generated carrier, PGC) 解调算法在解算光纤布拉格光栅 (fiber Bragg grating, FBG) 振动传感器信号时, 调制深度不稳定导致的 FBG 中心波长解算存在的较大误差, 本文提出了一种相位生成载波解调-反正切-寻峰 (PGC-arctangent-peak finding, PGC-Arctan-PF) 联合解调的算法。首先, 将光路的输出信号分别与载波信号的基频和二倍频率相乘, 经过低通滤波器 (low-pass filter, LPF), 得到含有待测振动信息的不同幅值的正交信号; 其次, 对该正交信号逐一寻峰, 分别计算两路信号的幅值均值, 将幅值均值与两路信号交叉相乘, 使正交信号幅度平齐; 最后, 进行反正切运算和高通滤波 (high-pass filter, HPF) 处理, 准确解算出 FBG 拉伸的频率和幅度。通过仿真和实验验证了该算法的可行性。该算法可以准确解算 100—1 000 Hz 的振动信号, FBG 波长解算相对误差小于 0.81%, 可以有效避免调制深度起伏对算法解算精度的影响。

关键词: 光纤布拉格光栅 (FBG); 相位生成载波 (PGC) 解调; 反正切算法; 寻峰法 (PF)

中图分类号: O436 **文献标识码:** A **文章编号:** 1005-0086(2025)03-0239-09

Research on phase generated carrier demodulation algorithm for FBG vibration sensor

DUAN Zhixia¹, XU Yusheng², WANG Dongping², ZHAO Na¹, ZHANG Junying², WANG Wei^{2*}

(1. Basic Courses Department, Jiyuan Vocational and Technical College, Jiyuan, Henan 459000, China; 2. School of Opto-electronical Engineering, Xi'an Technological University, Xi'an, Shaanxi 710021, China)

Abstract: In order to avoid the large errors in calculating the fiber Bragg grating (FBG) center wavelength caused by the unstable modulation depth when the phase generated carrier (PGC) demodulation method is used to demodulate the signals of FBG vibration sensors, a PGC-arctangent-peak finding (PGC-Arctan-PF) joint demodulation algorithm is proposed. Firstly, the output signal of the optical path multiplied with the fundamental frequency and the two-fold frequency of the carrier signal respectively. Then passing them through the low-pass filter (LPF) to obtain quadrature signals of different amplitude containing the vibration information to be measured. After that, the peaks of this orthogonal signal are searched one by one. The average amplitude of the two signals is calculated separately. The average amplitude is cross multiplied of the two signals to make the quadrature signals equal in amplitude. Finally, the frequency and amplitude of the stretched FBG are accurately solved after an arctangent operation and high-pass filter (HPF) processing. The feasibility of the PGC-arctan-PF algorithm is verified by simulation and experiment. This algorithm can accurately solve the vibration signal from 100 Hz to 1 000 Hz, and the relative error of FBG wavelength calculation is less than 0.81%. The PGC-Arctan-PF algorithm can effectively avoid the influence of modulation depth fluctuation on the solution accuracy.

Key words: fiber Bragg grating (FBG); phase generated carrier (PGC) demodulation; arctangent algorithm; peak finding method (PF)

* E-mail: wangwei@xatu.edu.cn

收稿日期: 2023-10-11 修订日期: 2023-12-15

基金项目: 陕西省国际科技合作计划项目 (2023-GHZD-52); 陕西省重点研发计划 (2023-YBGY-197) 资助项目

0 引言

光纤布拉格光栅(fiber Bragg grating, FBG)振动传感器是一种高精度、高灵敏度、环境适应性强的新型传感器^[1]。现在,已经被广泛应用于地质探测^[2]、航空航天^[3]、生物医学^[4]等领域。FBG 振动传感信号的快速、精准解算是光纤振动测量系统需要考虑和解决的核心问题。

FBG 信号的解算方法主要有光谱分析法、光强分析法以及相位分析法三大类^[5]。

光谱分析法需要先获取完整的 FBG 反射光谱,然后利用寻峰^[6]、互相关^[7]运算等数学方法准确解算出 FBG 的中心波长变化。该方法解算精度高,但是解算速度较慢,适用于振动频率较低的应用场景,并且该方法的解算精度受 CCD、COMS 等光电转换器件的像素分辨率和帧频制约,其测量精度可以到达 pm 量级,采样率可以达到 kHz 量级^[5]。市场上的解调仪多采用光谱分析法进行解调,价格较为昂贵,往往在数十万元以上。Technobis 公司的 Gator 解调仪测量精度为 5 pm、采样率可达 19.2 kHz; Smart Fiber 公司的 Smart-scan 解调仪测量精度小于 1 pm、采样率可达 25 kHz; Sentea 公司的 TV-DM-4120 解调仪测量精度小于 0.5 pm、采样率为 24 kHz。

光强分析法将 FBG 的波长变化转换为光路输出的强度变化,通过解算输出光强信息实现振动信号的测量^[8]。该方法无需采集 FBG 振动传感器的光谱信息,极大程度地提升了信号的解算速度。光强分析法中常见的有单边缘滤波法和双边缘滤波法^[9],前者在光路中添加了一个线性的光学滤波器,后者添加了两个法珀(Fabry-Perot, FP)腔、长周期光纤光栅等近高斯型的滤波器件来调制光路的强度输出。两者的信号解算精度都受到滤波器件性能和光强稳定性的影响,虽然解算速度较高,但是解算精度相对较低,不适用于灵敏度较低的 FBG 振动传感器信号解算。

相位分析法^[10]通过搭建干涉仪,将 FBG 传感器的反射光作为干涉仪的入射光,从而将 FBG 的波长变化转化为干涉仪输出的相位变化,通过解算相位信息即可精确解算出振动信号^[11]。该方法虽然光路较为复杂,但具备极高的测量精度和灵敏度,动态性能较好,对各个频段的信号都可以响应,适合用于信号的测量。其中相位生成载波(phase generated carrier, PGC)解调技术是相位分析法的核心技术之一,有微分交叉乘(PGC-differential cross multiplying,

PGC-DCM)^[12]和反正切运算(PGC-Arctan)^[13]两种算法。PGC-DCM 算法同时受到光强和相位调制深度的影响,而 PGC-Arctan 算法通过除法运算消除光强干扰,主要受到相位调制深度的影响。在实际应用过程中,调制深度受到硬件器件性能的制约,数值无法稳定,会给解算结果带来一定的误差。

为了避免光强起伏与调制深度对算法的干扰,提高 FBG 中心波长的解调精度,谢昊等^[14]在传统的 PGC-DCM 解调算法的基础上,增加两路正弦基频和多倍频信号,通过倍频、除法以及微分运算,获得不受光源扰动和载波相位延迟影响的解调信号,谐波失真不超过 0.3%,但是依旧受到相位调制深度的影响。孙韦等^[15]提出了一种改进的 PGC 解调算法,利用滤去直流量的干涉信号与基频相混频的信号来进行运算,将两路信号倍频后的差分结果与两路信号相乘后的微分结果相除,来实现对被测信号的解调,可以同时避免光强和调制深度变化对解调结果的影响,最大解调相对误差为 0.31%,但是该算法要求调制深度初始值为 1.44,限制性较大,不利于后续的工程推广。QU 等^[16]提出了一种 PGC-Arctan-SC(self-calibration PGC-Arctan)算法,利用椭圆参数和调制深度相关分量联合估计出准确的调制深度数值,通过闭环比例积分微分模块将其标定为最优值,准确解算振动信号,信噪比高达 61.57 dB,但是该算法较为复杂,在一定程度上影响算法的动态性能。

为了避免调制深度变化对 FBG 中心波长解算精度的影响,本文提出了一种相位生成载波-反正切-寻峰(PGC-arctangent-peak finding, PGC-Arctan-PF)解调算法。首先,将干涉仪的输出信号分别与载波信号的基频和二倍频率相乘,经过低通滤波器(low-pass filter, LPF),得到含有待测信息的不同幅值的正交信号。其次,对其逐一寻峰,分别计算两路信号的幅值均值,将幅值均值与两路信号交叉相乘,使正交信号幅度齐平。最后,进行反正切运算和高通滤波(high-pass filter, HPF),准确解算出光纤光栅的拉伸频率和幅值。通过仿真初步验证了该算法的可行性,可以有效避免调制深度起伏对解算精度的影响。

1 算法原理

1.1 FBG 振动传感器 PGC 解调原理

FBG 振动传感器 PGC 解调系统光路如图 1 所示,由宽带光源、环行器、FBG 传感器以及非平衡光纤马赫-曾德尔干涉仪(Mach-Zehnder interferome-

ter, MZI) 组成。光由超辐射发光二极管 (super luminescent diode, SLD) 发出, 从环形器 1 端口接入, 经 2 端口进入 FBG 传感器, 反射光由 3 端口经 3 dB 光纤耦合器进入到非平衡 MZI 的两臂, 并由另一个 3 dB 光纤耦合器合束干涉。其中非平衡 MZI 的两臂分别是单模光纤和缠绕在压电陶瓷上的单模光纤, 压电陶瓷在驱动电压作用下发生伸缩变化, 带动非平衡 MZI 一臂光程发生变化。

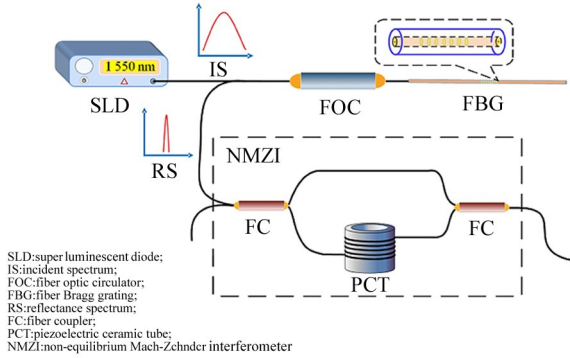


图 1 FBG 传感器相位生成载波解调系统光路

Fig. 1 Optical path of the FBG sensor phase generated carrier demodulation system

FBG 的反射光谱可表示为^[17]:

$$\lambda_B = 2n_{\text{eff}}\Lambda, \quad (1)$$

式中, λ_B 为 FBG 的反射光谱中心波长, n_{eff} 为栅区有效折率, Λ 为栅距。将 FBG 的反射光作为 MZI 的入射光, 则光路输出的相位信号可表示为^[18]:

$$\varphi = \frac{2\pi n(L_1 - L_2)}{\lambda_B}, \quad (2)$$

式中, L_1 、 L_2 为干涉仪两条光路的臂长, n 为光纤纤芯折率。外界振动引起 FBG 波长发生漂移时, 则 MZI 的相位变化可表示为:

$$\Delta\varphi = \frac{2\pi n(L_1 - L_2)\Delta\lambda_B}{\lambda_B^2}, \quad (3)$$

式中, $\Delta\lambda_B$ 为振动引起的 FBG 中心波长的变化量。 $\Delta\lambda_B$ 可以表示为 $\lambda_m \cos(\omega_s t)$, ω_s 为待测振动频率, λ_m 为 FBG 中心波长的变化量的最大值, 则 MZI 的相位变化可表示为:

$$\varphi(t) = \frac{2\pi n(L_1 - L_2)\lambda_m \cos(\omega_s t)}{\lambda_B^2} = D\cos(\omega_s t), \quad (4)$$

式中, D 为振动引起的光栅漂移幅值比例系数。

给压电陶瓷管正负极施加正弦驱动信号, 使其膨胀收缩, 周期性改变 MZI 的光程差, 产生相位载波信号。若由压电陶瓷周期性伸缩引起的最大光程差

为 L_C , 对应的 MZI 相位变化可表示为:

$$\varphi_c(t) = \frac{2\pi n L_C \cos(\omega_0 t)}{\lambda_B} = C\cos(\omega_0 t), \quad (5)$$

式中, C 为相位调制深度, ω_0 为载波频率。则 MZI 的输出信号可表示为^[19]:

$$I = I_1 + I_2 + 2\sqrt{I_1 I_2} \cos(\varphi_c(t) + \varphi(t) + \varphi_0(t)) = A + B\cos(C\cos(\omega_0 t) + D\cos(\omega_s t) + \varphi_0(t)), \quad (6)$$

式中, I_1 、 I_2 为 MZI 两臂的输出光强, A 、 B 为光强系数, $\varphi_0(t)$ 表示干涉仪的初始相位差和环境噪声引起的随机相位漂移。

将振动引起的 FBG 中心波长的变化转化为 MZI 输出的相位变化, 通过解算 MZI 的相位信息给出振动引起的 FBG 中心波长的变化。

1.2 PGC-Arctan 解调算法原理

MZI 输出的相位信息经过光电转换与采集后, 使用 PGC-Arctan 算法进行解算, 该算法流程如图 2 所示。

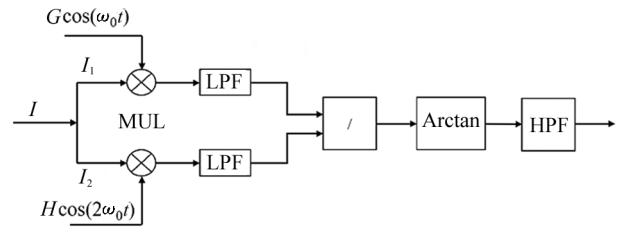


图 2 PGC-Arctan 算法流程图

Fig. 2 Flowchart of PGC-Arctan algorithm

图中 MUL、LPF 和 HPF 分别表示乘法器、低通滤波器和高通滤波器。该算法首先对式(6)用贝塞尔函数展开, 可得^[20]:

$$I = A + B\{[J_0(C) + 2\sum_{K=1}^{\infty} (-1)^K J_{2K}(C) \cos(2K\omega_0 t)]\cos(\Phi(t)) - [2\sum_{K=0}^{\infty} (-1)^K J_{2K+1}(C) \times \cos(2K+1)\omega_0 t]\sin(\Phi(t))\}, \quad (7)$$

式中, $\Phi(t) = \varphi(t) + \varphi_0(t)$ 。将式(7)与载波信号的基频与二倍频分别相乘, 然后进行 LPF 处理, 让频率远小于 ω_0 和 $2\omega_0$ 的信号通过, 滤除其他的交流项, 含有待测信号的低频分量将被提取出来。经过 LPF 后两路的信号可表示为:

$$I_{11} = -BGJ_1(C)\sin(\Phi(t)), \quad (8)$$

$$I_{22} = -BHJ_2(C)\cos(\Phi(t)), \quad (9)$$

两路信号做除法运算可得:

$$I_{12} = \frac{I_{11}}{I_{22}} = \frac{GJ_1(C)\sin(\Phi(t))}{HJ_2(C)\cos(\Phi(t))} = \frac{GJ_1(C)}{HJ_2(C)}\tan(\Phi(t)), \quad (10)$$

式中, G, H 的数值均可调整, 令 $\frac{GJ_1(C)}{HJ_2(C)} = 1$, 则:

$$I_{12} = \tan(\Phi(t)), \quad (11)$$

对式(11)进行反正切运算可得:

$$I_{12} = D\cos(\omega_s t) + \varphi_0(t), \quad (12)$$

通过 HPF 滤除环境扰动引起的低频噪音, 此时输出信号可表示为:

$$I_{12} = D\cos(\omega_s t). \quad (13)$$

最后, 消除幅值比例系数, 即可解算出由振动引起的 FBG 中心波长漂移变化, 算法输出结果可表示为:

$$I_{OUT} = \frac{D\lambda^2}{2\pi n(L_1 - L_2)}\cos(\omega_s t) = \Delta\lambda\cos(\omega_s t). \quad (14)$$

在理论状态下, 只要保证载波信号调制深度 C 不变, 即 $\frac{GJ_1(C)}{HJ_2(C)} = 1$, PGC-Arctan 算法即可用于准确解算振动引起的 FBG 波长漂移。但是, 在实际工程中, 调制深度会受到载波信号产生器件即压电陶瓷的性能影响, 无法稳定在一个固定的数值上, 从而给算法的解调精度带来一定的误差。

1.3 调制深度对 PGC-Arctan 算法的影响

调制深度的选取是 PGC-Arctan 算法的核心步骤, 直接关系到算法的解调精度。要想确定合理的调制深度, 首先需要对调制深度进行一类贝塞尔函数展开, 观察在不同数值下 $J_1(C)$ 与 $J_2(C)$ 之间的关系。调制深度的贝塞尔函数展开曲线的仿真图如图 3 所示。

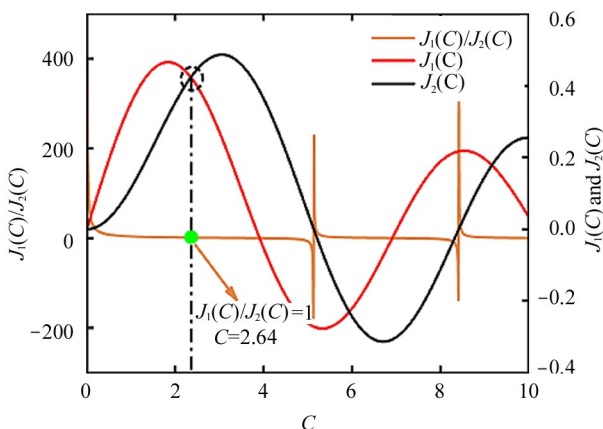


图 3 解调参数随 C 值变化图

Fig. 3 Picture of demodulation parameters varying with C

可以看出调制深度为 $C=2.64, 6.1, 9.31$ 时, $\frac{GJ_1(C)}{HJ_2(C)} = 1$ 。对于 PGC-Arctan 算法而言, 数学上, C 有多组数值满足要求, 但 $C=2.64$ 时, 信号的输出幅值最大。对于整个系统而言, 要求 $\frac{GJ_1(C)}{HJ_2(C)} = 1$, 同时保证光路的相干性, 避免载波信号因幅度过小难以被检测到。所以, 工程上, 调制深度一般设置为 2.64。

由 $\frac{GJ_1(C)}{HJ_2(C)} = 1$ 变化曲线可知, 当 $J_1(C), J_2(C)$ 的第一次交汇时, $C=2.64, \frac{GJ_1(C)}{HJ_2(C)} = 1$, 但交点处 $J_1(C), J_2(C)$ 的斜率较高, 只要调制深度发生漂移, $\frac{GJ_1(C)}{HJ_2(C)}$ 的结果就会发生较大的变化。如果后续没有硬件优化或者算法的特殊处理, 会直接导致解算结果幅值失真, 这也是 PGC-Arctan 解调算法的根本问题之一。

实际应用中, 由于受到硬件设施的制约, 调制深度一般不是稳定的数值。调制深度发生漂移时, 系统的解算结果直接受到干扰, 不同的调制幅度对解调的结果影响仿真如图 4 所示。当 $C=2.64$ 时, $\frac{GJ_1(C)}{HJ_2(C)} = 1$, PGC-Arctan 算法解调结果与待测信号一致; 受到外界扰动时, 调制深度 C 就会发生变化。虽然对解算频率几乎没有影响, 但会造成解算结果的幅值失真。

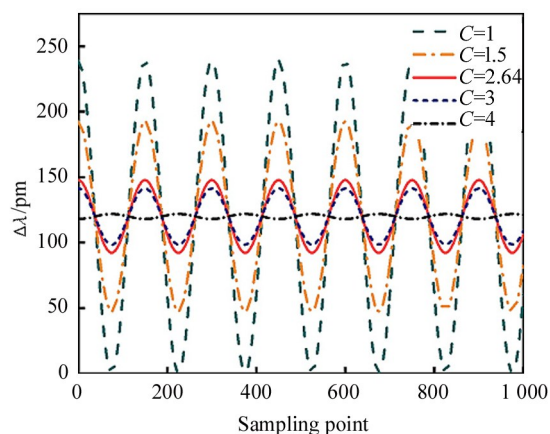


图 4 不同载波调制幅度对解调结果的影响

Fig. 4 Effect of different carrier modulation amplitudes on demodulation results

1.4 PGC-Arctan-PF 算法解调原理

为了解决传统 PGC-Arctan 算法因调制深度变化导致的幅值解算存在的较大误差, 本文提出了一

种 PGC-Arctan-PF 联合解调算法,算法流程图如图 5 所示。

该算法首先对 MZI 的输出信号进行倍频以及 LPF 处理,得到两路不同幅值的正交信号 $-BGJ_1(C)\sin(\Phi(t))$ 和 $-BGJ_2(C)\cos(\Phi(t))$ 。为了消除调制深度对这两组正交信号幅值的影响,对式(8)和式(9)分别进行快速傅里叶变换(fast Fourier transform,FFT),初步求出自身的频率 ω_{s0} ,然后分别对其进行寻峰,寻峰间隔长度为 $1/\omega_{s0}$,由此可以求得两组数据的幅值均值 $P、Q$:

$$P = \frac{\sum_{i=1}^N P_i}{N}, \quad (15)$$

$$Q = \frac{\sum_{i=1}^N Q_i}{N}, \quad (16)$$

式中, $P_i、Q_i$ 分别为每个波峰对应的幅值, N 为波峰的数量。在计算结果上, $P、Q$ 可近似为两路信号的真实幅值。接着两路正交信号与对方峰值均值交叉相乘,两路正交信号可表示为:

$$-QP\sin(\Phi(t)), \quad (17)$$

$$-PQ\cos(\Phi(t)), \quad (18)$$

式(17)和式(18)相除之后即可消除两路正交向量的幅值系数,其结果可表示为:

$$I_{12} = \frac{-QP\sin(\Phi(t))}{-PQ\cos(\Phi(t))} = \tan(\Phi(t)). \quad (19)$$

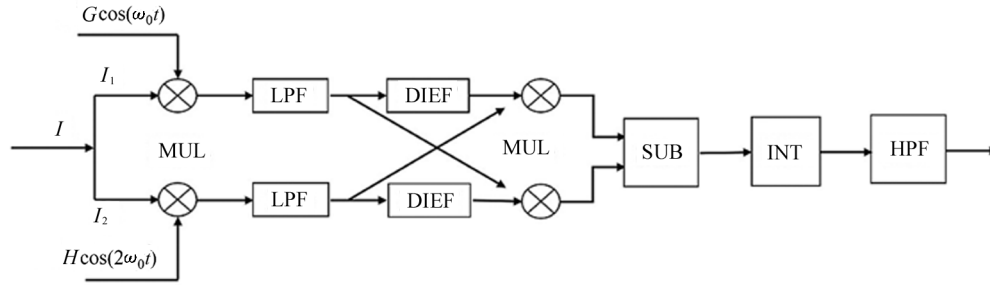


图5 PGC-Arctan-PF 算法流程图

Fig. 5 Flowchart of PGC-Arctan-PF algorithm

对式(19)进行反三角函数计算,得到信号 $\Phi(t)$, $\Phi(t)$ 中包含待测信号 $D\cos(\omega_{0t})$ 和噪声信号 $\varphi_0(t)$, 通过 HPF 滤除噪声信号,即可输出待测信号 $D\cos(\omega_{0t})$,准确解算振动引起的 FBG 波长漂移,避免了系统光强波动和调制深度对解算结果的影响,使得振动信号得到了准确测量。

2 仿真分析

为了验证 PGC-Arctan-PF 算法的可行性,通过 Matlab 软件编写程序对其进行仿真。用 Matlab 仿真时,从振动引起的 FBG 栅距应变开始模拟传感器感知到的振动信号,参数设置如下:栅距长度为 1 cm,光纤弹光系数为 0.22,干涉仪的初始臂长差为 5.4 mm,调制频率为 20 000 Hz,调制深度 C 为 2.64, $A = B = 1$,采样点数为 1 000,采样频率为 100 kHz,待测信号幅度为 $0.5 \mu\text{m}$,频率为 1 000 Hz 的栅距变化,MZI 输出的模拟混频信号如图 6 所示。

按照 PGC-Arctan-PF 算法逐步解算信号,解算结果如图 7 所示。

算法解算出的幅值为 $0.0502 \mu\text{m}$,频率为 1 000 Hz,幅值误差为 0.3%。频率没有较为明显的

其他分量,解算结果与待测信号基本一致,完成了待测信号的准确解算。

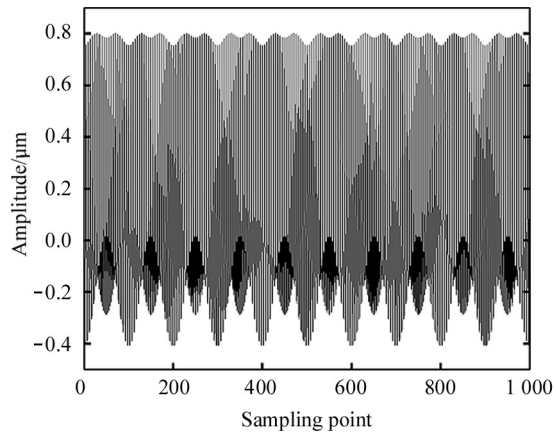


图6 干涉仪输出混频信号仿真

Fig. 6 Simulated mixing signal output from the interferometer

为验证算法在不同调制深度下的解算结果,在其他参数保持不变的情况下,继续仿真频率为 1 000 Hz,幅度为 $0.5 \mu\text{m}$ 的光栅拉伸信号分别在调制深度为 $C = 0.6, C = 1.6, C = 2.63, C = 3, C = 3.6$ 时,

PGC-Arctan-PF 算法的解算结果,如图 8 所示。

可以看出,调制深度发生较大改变时,PGC-Arctan-PF 算法均能较好地解算出待测信号的幅值

和频率信息,幅值解算最大误差为 0.62%,说明 PGC-Arctan-PF 算法对调制深度的干扰不敏感,在理论上验证了该算法的可行性。

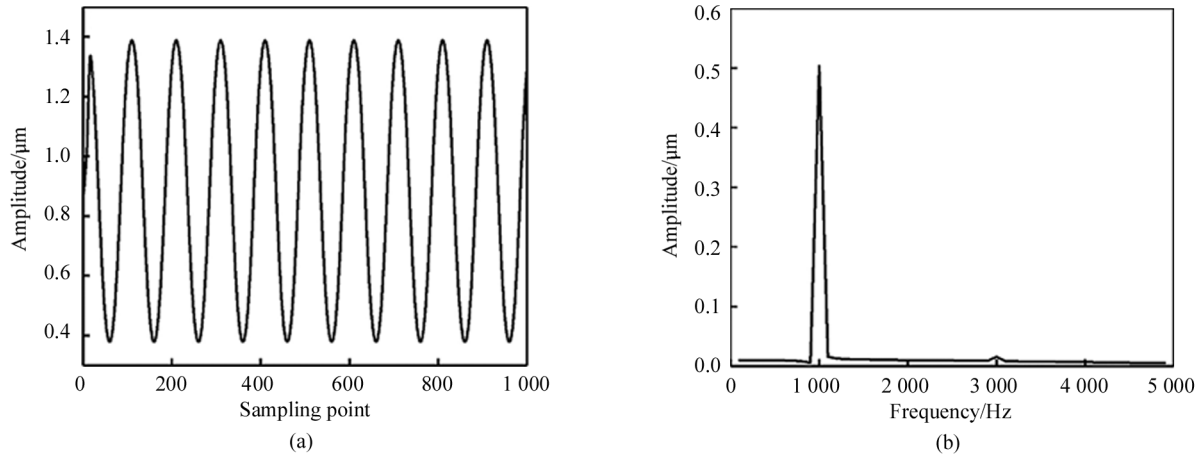


图 7 PGC-Arctan-PF 算法解算结果:(a) 时域结果;(b) 频域结果

Fig. 7 PGC-Arctan-PF arithmetic solving results:(a) Time domain results;(b) Frequency domain results

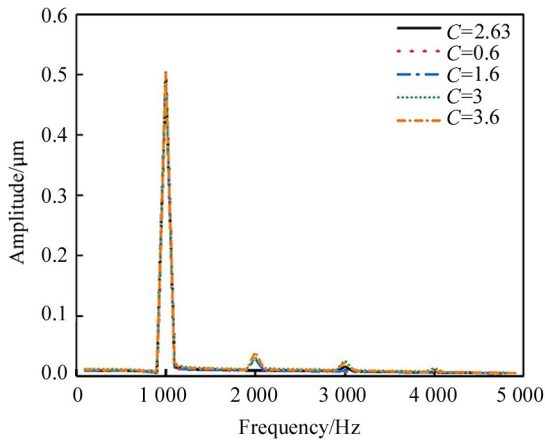


图 8 不同调制深度下的信号解算结果

Fig. 8 Signal solving results for different modulation depths

3 实验验证

为了验证 PGC-Arctan-PF 算法的可行性,搭建如图 9 所示的相位生成载波解调系统,解算 FBG 传感器的信号,系统光源采用中心波长为 1550 nm 的 SLD 宽带光源(Thorlabs 公司,型号:S5FC1550S-A2),将中心波长为 1550.04 nm,3 dB 宽度 0.15 nm 的 FBG 缠绕在压电陶瓷上作为传感器,并用压电陶瓷驱动器控制产生振动信号,使用信号发生器(优利德公司,型号:UTG9020A)控制压电陶瓷引起非平衡 MZI 的臂长发生变化生成载波信号,并使用光电探测器(科扬光电,型号:KY-PRM)将光信号转化为电信号,通过采集光路上传至上位机解算信号。光路按照图 9 搭建,实验装置照片如图 10 所示。

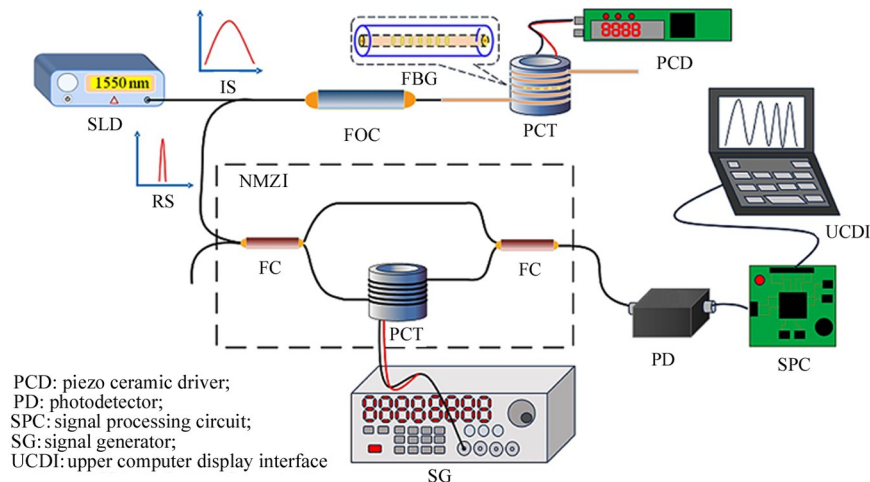


图 9 实验系统原理图

Fig. 9 Schematic diagram of the experimental setup

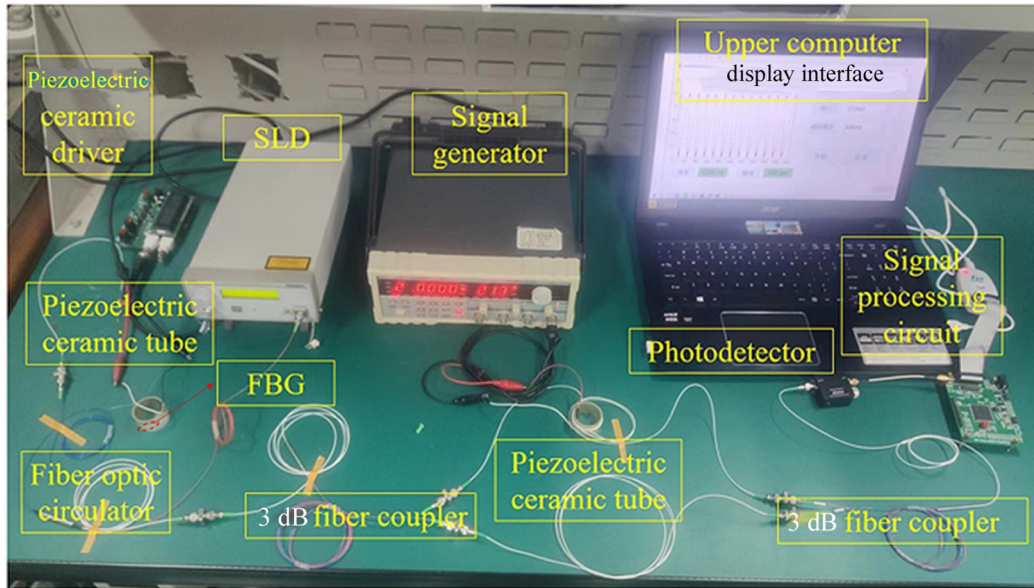


图 10 实验系统照片

Fig. 10 Picture of the experimental setup

将 FBG 粘贴在压电陶瓷上,通过驱动压电陶瓷拉伸 FBG 产生可控的标准振动信号。给缠有 FBG 的压电陶瓷施加 0—30 V 的驱动电压,并用光谱仪测量其中心波长,结果如表 1 所示。计算可得,粘贴压电陶瓷的 FBG 中心波长漂移量—电压灵敏度为 3.1 pm/V,其伸缩量经计算为 $2 \mu\epsilon/V$ 。

表 1 压电陶瓷上粘贴的 FBG 在 0—30 V 驱动电压下中心波长
Tab. 1 Center wavelength of FBG pasted on piezoelectric ceramics at 0—30 V driving voltage

Drive voltage/V	FBG center wavelength/nm
0	1 550. 115
5	1 551. 131
10	1 551. 146
15	1 551. 162
20	1 551. 177
25	1 551. 193
30	1 551. 208

在解调实验中,给压电陶瓷 20 V 的驱动电压,生成范围为 100—1 000 Hz、间隔 100 Hz、幅值为 31 pm 的正弦振动信号。在上位机中编写程序,分别使用 PGC-Arctan 算法和 PGC-Arctan-PF 算法对数据进行处理解算,对比两种算法解算结果的差异,以 1 000 Hz 的振动信号为例,两种算法的解算结果如图

11 所示。

可以看出,传统 PGC-Arctan 算法与本文所提出的 PGC-Arctan-PF 算法都准确地解算出了待测信号的频率为 1 000 Hz,但是解算出的振动幅值有明显差异。PGC-Arctan 算法解算出幅值结果为 32.66 pm,幅值解算误差为 5.35%,本文优化后的 PGC-Arctan-PF 算法解算幅值结果为 30.88 pm,幅值解算误差仅为 0.39%,精准地完成了振动信号的测量。保持振动幅值不变,继续解算 100—1 000 Hz 范围内的其他振动信号,两种算法对振动幅值的解算结果如表 2 所示。

可以看出,PGC-Arctan 解调算法对幅值为 31 pm、频率为 100—1 000 Hz 振动信号的幅值解算结果存在较大误差,相对误差最大为 13.87%,解算出来的振动信号幅值严重失真。PGC-Arctan-PF 算法对该频段的振动信号解算结果的幅值相对误差小于 0.81%,准确解算出了振动信息。两种算法解算不同频段振动信号的幅值相对误差如图 12 所示。

对于待测振动信号的幅值解算,PGC-Arctan 算法解算结果的相对误差较大,标准差为 1.19 pm,稳定性差,解算结果存在较大的跳动。相较于 PGC-Arctan 解调算法,PGC-Arctan-PF 算法幅值解算相对误差控制在 1%以内,标准差为 0.16 pm,算法相对稳定,可以有效避免调制深度变化和光强起伏对解调结果的影响,准确解算 100—1 000 Hz 的振动信号。

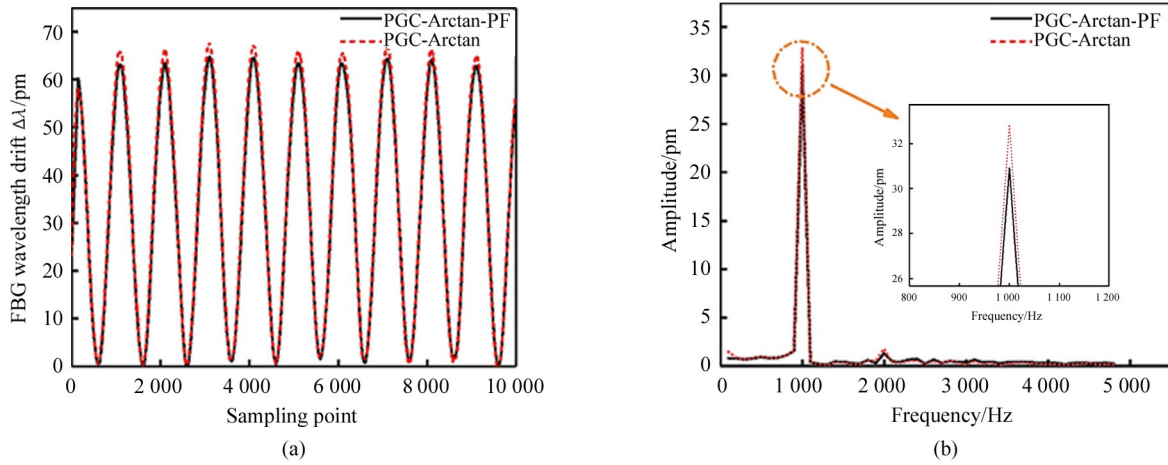


图 11 1 000 Hz 振动信号解算结果:(a) 时域;(b) 频域

Fig. 11 1 000 Hz vibration signal solving results:(a) Time domain;(b) Frequency domain

表 2 不同算法对 100—1 000 Hz 振动信号的解算结果

Tab. 2 Solving results of different algorithms for 100—1 000 Hz vibration signals

Vibration frequency to be measured/Hz	PGC-Arctan solved amplitude/pm	PGC-Arctan calculation error/%	PGC-Arctan-PF solved amplitude/pm	PGC-Arctan-PF calculation error/%
100	33.05	6.61	31.10	0.32
200	32.98	6.39	30.86	0.45
300	34.32	10.71	30.91	0.29
400	33.68	8.65	30.94	0.19
500	33.74	8.84	30.81	0.61
600	35.30	13.87	31.22	0.71
700	31.11	0.35	31.25	0.81
800	34.46	11.16	30.87	0.42
900	34.78	12.19	31.15	0.48
1 000	32.66	5.35	30.88	0.39

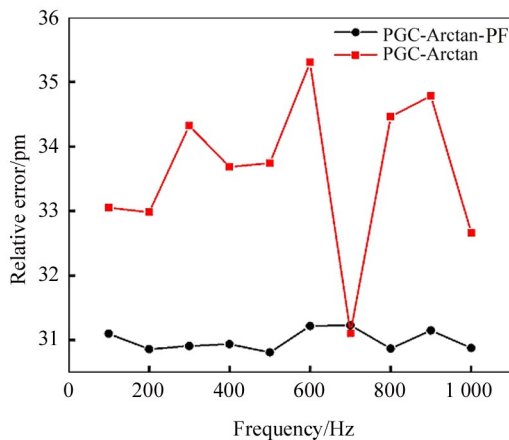


图 12 两种算法解算幅值结果的相对误差

Fig. 12 Relative calculation errors of the amplitude from the two algorithms

4 结 论

本文为避免调制深度对 PGC 解调技术的影响,准确解算 FBG 振动传感器的中心波长变化,提出了一种 PGC-Arctan-PF 算法。通过仿真和 PGC 解调系统,验证了该算法的可行性与优越性。对频率为 100—1 000 Hz、幅值为 31 pm 的 FBG 传感器中心波长进行解算,频率解算结果与待测结果一致,FBG 波长变化幅值解算误差小于 0.87%,有效地避免了调制深度起伏带来的幅值解算失真,该算法可以用于准确解算 FBG 振动传感器的波长变化。

参考文献:

[1] WU J F, XU X Z, LIAO C R, et al. Optimized femtosecond laser direct-written fiber Bragg gratings with high reflec-

- tivity and low loss[J]. *Optics express*, 2023, 31(3): 3831-3838.
- [2] 王梓琳, 樊伟, 高宏, 等. 三分量光纤布喇格光栅地震检波器[J]. *光通信技术*, 2022, 46(3): 47-51.
WANG Z L, FAN W, GAO H, et al. Three component fiber Bragg grating geophon[J]. *Optical Communication Technology*, 2022, 46(3): 47-51.
- [3] 齐华, 冯艳, 张华, 等. 光纤布拉格光栅传感器在微创医疗中的研究进展[J]. *激光与光电子学进展*, 2022, 59(13): 1300004.
QI H, FENG Y, Zhang H, et al. Application of optical fiber Bragg grating sensor in minimally invasive medical treatment[J]. *Laser & Optoelectronics Progress*, 2022, 59(13): 1300004.
- [4] 于昌新, 何彦霖, 祝连庆, 等. 光纤传感微创手术探针末端三维力测量方法[J]. *仪器仪表学报*, 2023, 44(1): 38-45.
YU C X, HE Y L, ZHU L Q, et al. Three-dimensional end-force measurement method of optic fiber sensing minimally invasive surgical probe[J]. *Chinese Journal of Scientific Instrument*, 2023, 44(1): 38-45.
- [5] 刘显明, 任怡霖, 周峰, 等. 面向高速动态测量的光纤光栅传感信号解调技术研究进展[J]. *中国激光*, 2023, 50(10): 1000001.
LIU X M, REN Y L, ZHOU F, et al. Research progress of FBG sensing signal demodulation technology for high-speed dynamic measurement[J]. *Chinese Journal of Lasers*, 2023, 50(10): 1000001.
- [6] BODENDORFER T, MULLER M S, HIRTH F, et al. Comparison of different peak detection algorithms with regards to spectrometric fiber Bragg grating interrogation systems[C]//2009 International Symposium on Optoelectronic Technologies, September 21-23, 2009, Istanbul, Turkey. New York: IEEE, 2009: 122-126.
- [7] HUANG C, JING W, LIU K, et al. Demodulation of fiber Bragg grating sensor using cross-correlation algorithm[J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2007, 19(9): 707-709.
- [8] 乔学光, 丁锋, 贾振安, 等. 基于光源滤波的高精度光纤光栅地震检波解调系统[J]. *光学学报*, 2010, 30(8): 2219-2223.
QIAO X G, DING F, JIA Z A, et al. High precision optical fiber Bragg grating demodulation system based on the source filtering for seismic detection[J]. *Acta Optica Sinica*, 2010, 30(8): 2219-2223.
- [9] JI S K, LI K, YUAN P, et al. Design and fabrication of AWG with large bandwidth applied in FBG interrogation system[J]. *Optics & Laser Technology*, 2022, 149: 107372.
- [10] WANG C, SHANG Y, ZHAO W A, et al. Distributed acoustic sensor using broadband weak FBG array for large temperature tolerance [J]. *IEEE Sensors Journal*, 2018, 18(7): 2796-2800.
- [11] 余有龙, 谭华耀, 锤永康. 基于干涉解调技术的光纤光栅传感系统[J]. *光学学报*, 2001, 21(8): 987-989.
YU Y L, TAM H Y, CHUNG W H. A fiber Bragg grating sensor system with interferometric demodulation technique[J]. *Acta Optica Sinica*, 2001, 21(8): 987-989.
- [12] 王梦, 孔勇, 吴虎, 等. 基于高稳定性的 PGC 解调算法研究[J]. *激光技术*, 2022, 46(4): 545-550.
WANG M, KONG Y, WU H, et al. Research on PGC demodulation algorithm based on high stability [J]. *Laser Technology*, 2022, 46(4): 545-550.
- [13] 孙抗, 何梦阳, 韩毓. 消除调制深度影响的相位生成载波解调方法[J]. *光子学报*, 2022, 51(6): 0606003.
SUN K, HE M Y, HAN Y. Phase generated carrier demodulation method eliminating modulation depth influence[J]. *Acta Photonica Sinica*, 2022, 51(6): 0606003.
- [14] 谢昊, 郭天太, 陈宁, 等. 一种改进的相位生成载波解调方法[J/OL]. *中国测试*: 1-7. (2023-04-21) [2023-08-24]. <http://kns.cnki.net/kcms/detail/51.1714.TB.20230420.1624.008.html>.
XIE H, GUO T T, CHEN N, et al. An improved phase-generation carrier demodulation method[J/OL]. *China Measurement & Test*: 1-7 (2023-04-21) [2023-08-24]. <http://kns.cnki.net/kcms/detail/51.1714.TB.20230420.1624.008.html>.
- [15] 孙韦, 于森, 常天英, 等. 相位生成载波解调方法的研究[J]. *光子学报*, 2018, 47(8): 0806004.
SUN W, YU M, CHANG T Y, et al. Research and improvement based on PGC demodulation method[J]. *Acta Photonica Sinica*, 2018, 47(8): 0806004.
- [16] QU Z Y, GUO S, HOU C B, et al. Real-time self-calibration PGC-Arctan demodulation algorithm in fiber-optic interferometric sensors[J]. *Optics Express*, 2019, 27(16): 23593-23609.
- [17] LAO J D, WANG C, TANG Y Q, et al. Liquid pressure sensor based on fiber Bragg grating with an adjustable structure[J]. *Sensors*, 2022, 22(23).
- [18] 孙韦. 基于光纤振动系统相位解调方法的改进研究[D]. 长春: 吉林大学, 2019.
SUN W. Research on the improvement of phase demodulation method based on optical fiber vibration system [D]. Changchun: Jilin University, 2019.
- [19] 苗长云, 沈子淇, 张诚. 基于马赫-曾德尔干涉仪的光纤光栅脉搏波解调方法[J]. *中国激光*, 2016, 43(2): 0205004.
MIAO C Y, SHEN Z Q, ZHANG C. Demodulation method of pulse-wave sensing by fiber Bragg grating based on Mach-Zehnder interferometer[J]. *Chinese Journal of Lasers*, 2016, 43(2): 0205004.
- [20] MA H Y, LI B A, XUE M, et al. Optimization of the phase generated carrier demodulation algorithm based on support vector regression[J]. *Applied Optics*, 2021, 60(31): 9818-9827.

作者简介:

王伟 (1973—), 男, 博士, 教授, 博士生导师, 主要研究方向: 光纤传感、光纤激光技术。