

DOI: 10.19650/j.cnki.cjsi.J2209853

基于 Lissajous 输出拟合的非平衡 M-Z 干涉仪相位解调*

王彦, 蒋超, 朱伟, 汪俊亮, 徐浩雨

(安徽工业大学电气与信息工程学院, 马鞍山 243000)

摘要:搭建基于 3×3 耦合器的非平衡马赫-曾德尔(M-Z)干涉系统,将 3×3 耦合器解调与相位载波结合,通过引入载波调节 M-Z 干涉仪的输出相位进行动态解调。载波信号为频率 2 kHz,电压为 0、2、6、10、16 V 的余弦信号,通过 Throlabs 光学能量计测量干涉仪输出功率随时间变化曲线,针对 3×3 耦合器分光比不均等为 1:1:1,即相位差不为 120°,将输出干涉光采用经验模态分解并构建带通滤波器进行去噪,将处理后的信号用最小二乘法进行李萨如曲线拟合,求得椭圆具体参数,利用反正切函数求解相位差。得出电压相移系数以及电压波长偏移系数分别为 0.757 7(°/V)、0.725 8×10⁻³(nm/V),在 MATLAB 中拟合一阶线性曲线,拟合优度 R² 在 0.98 以上。最后将此解调系统应用于光纤光栅串(FBG)的应力负载试验并与微光光学解调仪(MOI)相对比,结果表明本系统准确度高,对 1 560 nm 的 FBG 解调效果较 MOI 更佳。

关键词: 光纤光栅;3×3 耦合;M-Z 干涉;压电陶瓷;相位解调

中图分类号: TN247 TH741 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 460.40

Phase demodulation of unbalanced M-Z interferometer based on Lissajous output fitting

Wang Yan, Jiang Chao, Zhu Wei, Wang Junliang, Xu Haoyu

(School of Electrical and Information Engineering, Anhui University of Technology, Ma'anshan 243000, China)

Abstract: An unbalanced M-Z interference system based on the 3×3 coupler is established. Combining the 3×3 coupler demodulation with the phase carrier, the output phase of the M-Z interferometer is dynamically demodulated by introducing carrier to adjust the output phase. The carrier wave is a cosine signal with a frequency of 2 kHz and a voltage of 0, 2, 6, 10 and 16 V. The output power curve of the interferometer with time is measured by the Throlabs optical energy meter. For the unequal splitting ratio of 3×3 coupler with 1:1:1, the phase difference is not 120°, the output interference light is decomposed by empirical mode, and a band-pass filter is constructed for denoising. The processed signal is fitted with Lissajous curve by the least square method to obtain the specific parameters of ellipse. The arctangent function is used to solve the phase difference. Finally, the voltage phase shift coefficient and the voltage wavelength shift coefficient are 0.757 7 (°/V) and 0.725 8×10⁻³(nm/V), respectively. The first-order linear curve is fitted in MATLAB, and the goodness of fit R² is more than 0.98. Finally, the demodulation system is applied to the stress load test of fiber Bragg grating (FBG) strings and compared with the micron optics (MOI) demodulation. The results show that the accuracy of this system is high, and the FBG demodulation effect at 1 560 nm is better than MOI.

Keywords: fiber bragg grating; 3×3 coupler; M-Z interference; piezoelectric ceramics; phase demodulation

0 引 言

光纤传感技术主要分为反射型和干涉型,后者则属于相位调制,通过弹光效应、热光效应或 Sagnac 效应将被测量的变化(如波长的变化)转化为相位变化。为了探测光相位的

变化,则需要用到如:Michelson 干涉仪、M-Z 干涉仪和 Sagnac 环等。干涉仪器将相位信号转换成光强信号,从而实现相位解调,此方式范围大、灵敏度高,但定位精度较低且易受噪声干扰,常用于振动传感实验与位置测量^[1],为了减小干涉输出受到环境的影响,降低干涉系统测量误差,近些年来干涉解调改进算法成为研究热点^[2-3],非平衡 M-Z 干涉仪法是一

种基于光波干涉原理的检测方案,由相关理论可知,当两束传输光的光程差发生极其微小的(和 λ 同量级)的变化,就会引起干涉条纹级数的改变。

M-Z 干涉解调中应用最广泛的为相位生成载波法(phase generated carrier, PGC)和基于 3×3 耦合器法^[4-5]。相位生成载波法属于有源零差解调,于1982年由 Alen 等提出并应用于 M-Z 光纤干涉传感系统中,实现了光纤水听器的相位信号解调,又分为微分交叉相乘法(differential cross multiplication, DCM)和反正切法^[6]。其基本原理是在一条干涉臂上加幅值较大的高频信号实现传输光相位的调制,结合贝塞尔函数与单、倍频信号混合后滤出被测信号再进行后续解调,其缺点是工作的动态范围受制于载波调制信号,对解调系统有着较高的采样率要求^[7]。华秀宝等^[8]从语音信号的频谱特征出发,对混频方法进行改进,发现相较于 DCM 法,反正切法有着更好的解调效果和抗干扰性。郑来芳等^[9]通过施加零次、一次谐波载频信号和低通滤波还原待测信号,消除了干涉幅值对解调的影响。

基于 3×3 耦合器法属于无源零差解调,由 Kobayakaw 等提出^[10]。此方案无需对传输光施加载波调制,利用 3×3 耦合器的固有特性能够实现稳定的解调性能,有着高灵敏度、大动态范围等优势,能有效降低噪声以及使用成本^[11]。张晓峻等^[12]分析了 3×3 耦合器输出偏差为 10° 时解调的失真情况,经过滤波后,即使存在一定的相位偏差,对输出波形没有影响。刘俊承等^[13]提出了对 3×3 耦合器输出基于形态学滤波的处理方式,过滤椭圆噪声点,实现对扰动信号的相位还原。

本文对比了 PGC 法与 3×3 耦合器法在仿真模拟和解调待测信号的准确度,搭建非平衡 M-Z 干涉系统,利用 PGC 法的载波作为干扰源,将函数信号发生器通过电极连接到缠绕光纤的压电陶瓷(piezoelectric ceramics, PZT)两端,改变调制信号的电压幅值进行动态解调。采集 3×3 耦合器的三路输出的任意两路,通过经验模态分解(empirical mode decomposition, EMD)分解与带通滤波器去噪后的两路信号拟合李萨如椭圆并求得椭圆长短轴^[14],利用反正切函数求解相位差,求得调制系数。将此解调方法应用于 FBG 串的应力试验,并和 MOI 相对比,分析比较两者的解调性能。

1 解调系统工作原理

来自宽带光源的入射光由环形器进入 FBG,和 FBG 同波长的反射光进入由 2×2 和 3×3 耦合器构成的不平衡 M-Z 干涉仪,系统两路输出由光学功率计测得并经过数据处理、去噪,随后合成椭圆曲线进行参数解调,解调系统工作原理如图1所示。

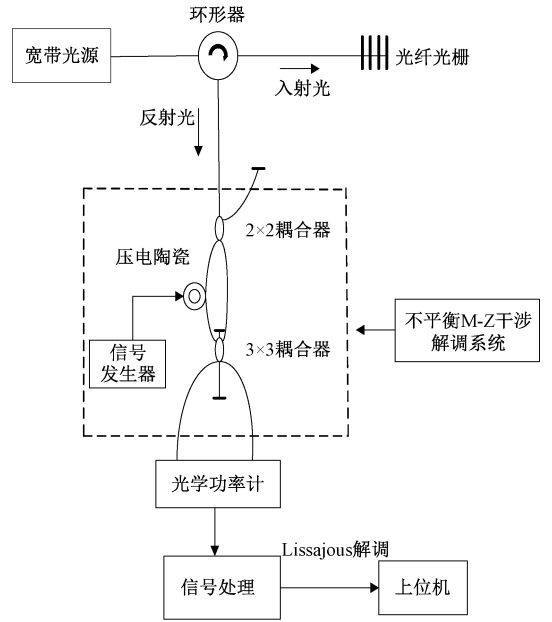


图1 PZT 控制的非平衡型 M-Z 干涉仪原理图

Fig. 1 Schematic diagram of the unbalanced M-Z interferometer controlled by PZT

1.1 M-Z 干涉仪工作原理

非平衡型 M-Z 干涉仪工作原理由图1虚线框所示,反射光进入 M-Z 干涉仪,并在 3×3 耦合器处形成干涉。干涉仪两臂长不等,其中干涉仪的一臂缠绕在 PZT 上,受外界干扰(PZT 振动),两臂臂长差发生改变,从而使反射光中心波长偏移量转变为相位变化量。通过对系统相位进行解调,从而得出波长偏移量。压电陶瓷连接信号发生器,使得臂长能够动态调整。由干涉仪原理可知, 3×3 耦合器检测到的信号表达式为^[15]:

$$I_i = p_i + q_i \cdot \cos\left(\eta_i + \theta - \frac{2i\pi}{3}\right) \quad (1)$$

其中, $i = 1, 2, 3$; p_i 为系统直流分量; q_i 可表示交流系数, $q_i = K \cdot p_i$; K 为条纹可见度($0 < K < 1$); η_i 表示外接载波交流信号; θ 为初始相位差。此时系统总的相位差为 PZT 振动产生的相位差 θ_i 、两臂不等长产生相位差 θ_s 与 3×3 耦合器输出相位差 θ_u 之和。即:

$$\Delta\theta = \theta_i + \theta_s + \theta_u \quad (2)$$

干涉仪初始臂长不等导致 θ_s 为:

$$\theta_s = \frac{2\pi nd}{\lambda} \quad (3)$$

其中, n 为光纤纤芯有效折射率, d 为臂长差, λ 为光波长。而波长偏移量与输出光的相位差变化量存在函数关系:

$$\Delta\theta = -\frac{2\pi nd}{\lambda^2} \cdot \Delta\lambda \quad (4)$$

可见通过对 $\Delta\theta$ 进行求解,即可解调出系统波长偏移量 $\Delta\lambda$ 。

1.2 PZT 的逆压电效应

由于逆压电效应,信号发生器施加的周期信号通过电极施加到 PZT 上,使 PZT 产生周期性振动从而径向膨胀拉伸光纤,改变光纤长度(折射率),实现相位调制。PZT 因径向应变而产生的伸缩量为^[16]:

$$\Delta L = d_{31} \frac{V}{h} L = d_{31} \frac{V_0}{h} \cos(2\pi ft) \quad (5)$$

其中, L 、 ΔL 分别为 PZT 周长以及周长拉伸量; d_{31} 为压电应变系数; h 为 PZT 厚度; V 为施加在 PZT 两侧的电势; V_0 、 f 分别为电压的幅值和频率。PZT 随着施加电压伸缩导致缠绕的光纤相位改变,光相位的变化 θ_t :

$$\theta_t = \frac{4\pi^2 n \xi N R d_{31} V_0}{h \cdot \lambda} \cdot \cos(2\pi ft) \quad (6)$$

其中, R 为 PZT 半径; N 为缠绕在 PZT 上的光纤匝数; ξ 为光纤应变系数。

1.3 基于外调制的 PGC 法原理

PGC 法通过 PZT 施加载波信号,从而调制待测信号,一般采用两个 3 dB 耦合器,形成干涉后输出光强表达式为:

$$I = A + B \cos[C \cos \omega_0 t + \psi(t)] \quad (7)$$

其中, A 和 B 是光强和干涉信号幅值, C 为调制深度, $C \cos \omega_0 t$ 为载波信号, $\psi(t)$ 为待测信号相位变化。

$$\psi(t) = D \cos \omega_s t + \psi_0(t) \quad (8)$$

其中, $D \cos \omega_s t$ 为待测信号, $\psi_0(t)$ 为环境噪声引起的初始相位变化,原理如图 2 所示。

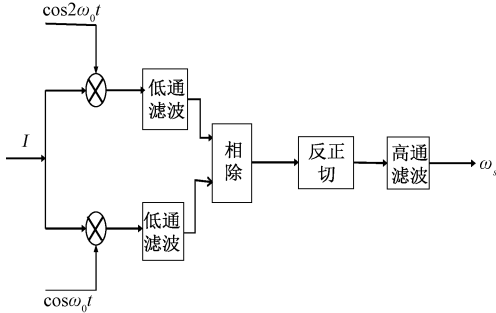


图 2 PGC 法工作原理

Fig. 2 Working principle of the PGC method

将 I 经贝塞尔函数展开,再分别与单倍频和二倍频混频并低通滤波后得到两个相互正交的余弦项。将得到的两个正交项进行除法运算得到正切信号,随后进行反正切计算,最后高通滤波实现信号的解调^[17],最终结果如式(9)所示。

$$GJ_1(C)/HJ_2(C) \cdot D \cos \omega_s t \quad (9)$$

从而实现对信号的解调。

1.4 椭圆拟合参数估计法

设一般形式的椭圆表达式^[18]:

$$Ax^2 + Bxy + Cy^2 + Dx + Ey + F = 1 \quad (10)$$

令式(10)中 $x = x_0 + a_x \cdot \sin \phi$, $y = y_0 + a_y \cdot \cos(\phi + \varepsilon)$, 可以变形为:

$$\frac{(x - x_0)^2}{a_x^2} + \frac{2 \sin \varepsilon (x - x_0)(y - y_0)}{a_x a_y} + \frac{(y - y_0)^2}{a_y^2} = \cos^2 \varepsilon \quad (11)$$

结合式(10)、(11)能够得到式(12)的系数表达式:

$$\begin{cases} \varepsilon = \arcsin\left(\frac{B}{\sqrt{AC}}\right) \\ x_0 = \frac{BE - CD}{\delta} \\ y_0 = \frac{BD - AE}{\delta} \\ a_x = \frac{\sqrt{-C\Delta}}{\delta} \\ a_y = \frac{\sqrt{-A\Delta}}{\delta} \end{cases} \quad (12)$$

$$\text{其中, } \bar{\Delta} = \begin{bmatrix} A & B & D \\ B & C & E \\ D & E & F \end{bmatrix}, \Delta = \det \bar{\Delta}, \delta = \begin{vmatrix} A & B \\ B & C \end{vmatrix}.$$

通过求解方程组,可以得到椭圆参数求得椭圆方程,计算出长短轴 a 、 b 。再通过:

$$\Delta \theta = 2 \cdot \arctan \frac{a}{b} \quad (13)$$

计算出相位差 $\Delta \theta$, 进而求出波长偏移。

2 仿真与信号处理

2.1 算法对比仿真

令采样频率 F_s 为 2.4 kHz, 采样时间 1 s, 分别进行 PGC 法和 EMD 分解的仿真模拟。设载波频率 $\omega_0 = 400$ Hz, 待测信号频率 $\omega_s = 100$ Hz, $A = B = D = 1$, 调制深度 C 为 2.6, 假设噪声幅值为 0.1, 仿真结果如图 3 所示。

由图 3 可知, PGC 法解调出的信号相比待测信号幅值、相位皆有偏差。而采用 EMD 分解重构出的信号相较于 PGC 法有着更好的还原度。

2.2 基于李萨如拟合的 3×3 耦合器输出仿真

设置两组非理想状态下的输出进行模拟仿真,主要的参数有: $F_s = 2.4$ kHz; $t = 1$ s; 待测信号为频率 10 Hz、幅值为 5 V 的正弦波; 不等臂长相差 $\theta_s = 5^\circ$; 3×3 耦合器输出相位 $\theta_{u1} = 121.4^\circ$, $\theta_{u2} = 1.2^\circ$; 直流分量 $p_1 = 10$, $p_2 = 12$; 条纹级数 $K1$ 、 $K2$ 分别为 0.9 和 0.75; 环境中的高频信号 $\gamma(t) = \cos(2\pi \cdot 100t)$, 幅值为 0.1; 另施加一组正态分布的高斯白噪声 r , 大小为 0.2 W。得到的两束信号时域和经傅里叶变换后的频率图如图 4 所示。

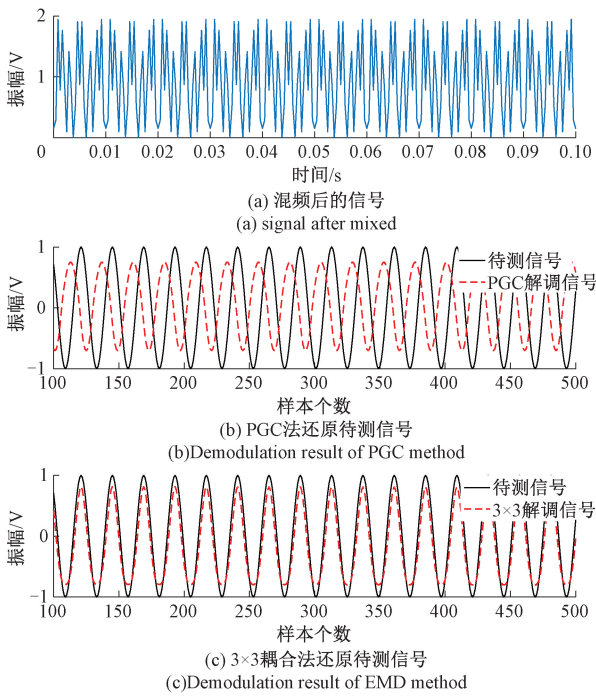


图 3 PGC 与 EMD 仿真结果

Fig. 3 PGC and EMD simulation results

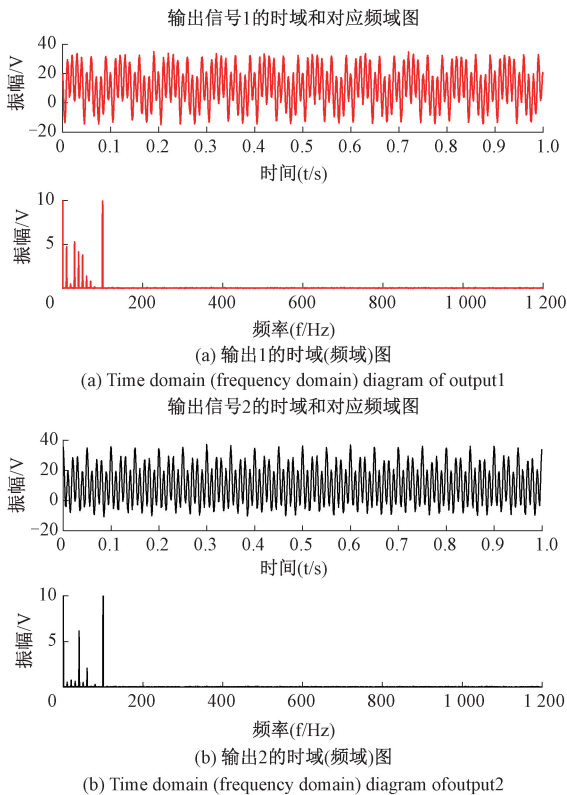


图 4 3×3 耦合器输出的时域与频域谱

Fig. 4 Time domain and frequency domain spectra of 3×3 coupler output

从频域谱可以清楚看到,此信号包含许多高低频段噪声,本文采用 EMD 分解综合构建带通滤波器的方法处理信号。以信号 1 为例,EMD 自适应分解 9 层并将处理后高频干扰信号与载波信号重新合成,并加入 128 阶带通滤波器进一步处理,得到重构的高频信号与载波信号的时域与频域谱如图 5 所示。

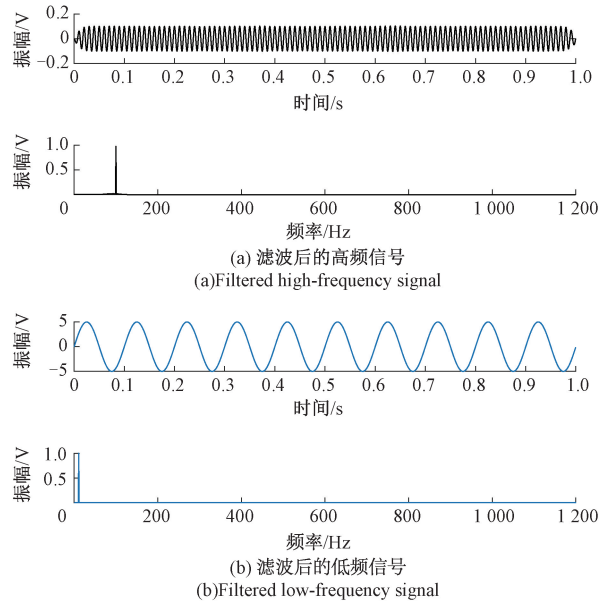
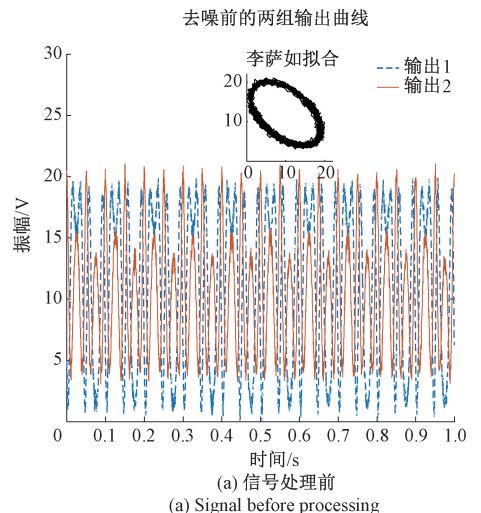


图 5 算法处理后的高频信号与载波信号的时域与频域图
Fig. 5 Time domain and frequency domain diagram of high frequency signal and carrier signal processed by the algorithm

同理对信号 2 进行类似处理,得到 3×3 耦合器的两组输出时域图与合成的李萨如图形如图 6 所示。图 6(a) 为两束原始信号时域图,以及直接合成的李萨如椭圆,可以看到未经处理的信号合成的椭圆边缘扭曲、变厚。图 6(b) 为去噪处理后的信号时域图以及合成的李萨如椭圆,处理过后得到了一个边缘薄的多的椭圆。

将处理过后的两路输出合成的椭圆用参数估计—最小二乘法解出椭圆参数,如图 7 所示。



(a) Signal before processing

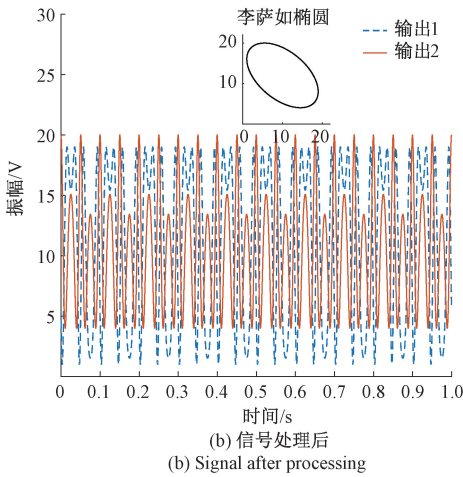


图6 处理前后信号的时域图以及各自合成的李萨如椭圆
Fig.6 Time domain diagram of signals before and after processing and their synthesized Lissajous ellipses

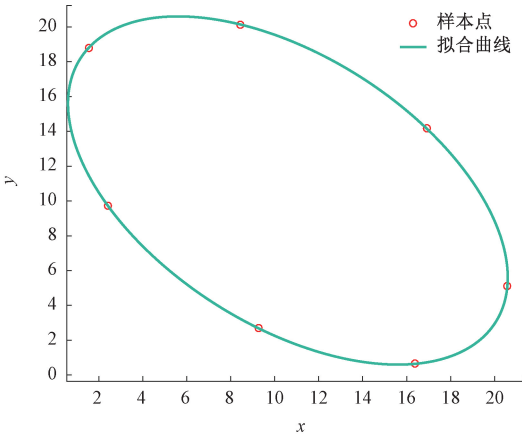


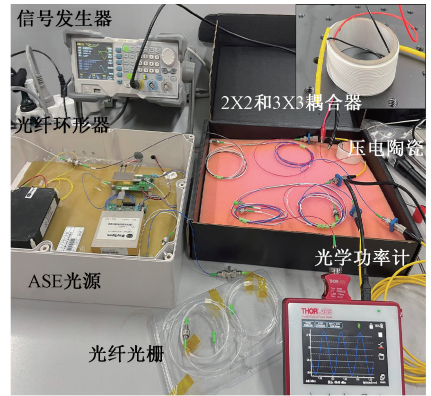
图7 最小二乘法下拟合的椭圆
Fig.7 Ellipse fitted by the least square method

得到椭圆长短轴 a, b 分别为:20.85、11.96。相位差 $\Delta\theta$ 经式(13) 计算为 120.34° ，与仿真所设定的 3×3 耦合器输出相差 $(\theta_{u1} - \theta_{u2})$ 进行比较，相差 0.14° ，误差为 0.26% 。至此验证了此算法正确性。

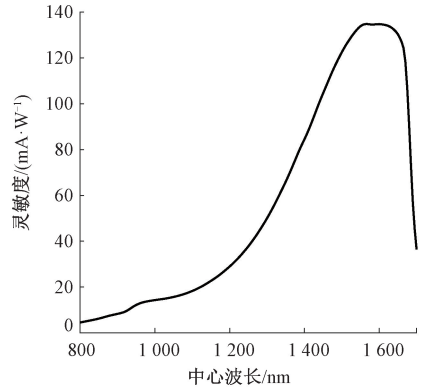
3 实验搭建与结果分析

3.1 信号干扰实验

本文采用的布拉格光栅中心波长为 1550.213 nm ，带宽 0.189 nm ，计算最大相干长度为 1.27 cm ，即 M-Z 干涉仪初始臂长差应小于 0.875 cm ；ASE 宽带光源波长范围 $1525 \sim 1565\text{ nm}$ ；PZT 材质 P43，尺寸 $\text{O}45\text{ mm} \times 39\text{ mm} \times 19\text{ mm}$ ，压电常数 $d_{31} = 136 \times 10^{-12}\text{ C/N}$ ；干涉仪的输出用 Throlabs PM400 型光学功率计监测，搭配 S155C 光电二极管探头，实验平台搭建与探头响应度曲线如图 8 所示。



(a)干涉系统搭建
(a)Interference system set up



(b) S155C光电探头灵敏度曲线
(b)Sensitivity curve of S155C photoelectric probe

图8 系统试验搭建以及光电探测探头的灵敏度曲线
Fig.8 System test set up and sensitivity curve of photoelectric probe

将 $S=3\text{ m}$ 普通单模石英光纤缠绕在 PZT 桶上。根据胡克定律,发生弹性形变的光纤伸长量应小于总长度的 10^{-4} ,即 $\Delta S < 0.3\text{ mm}$ 。将压电陶瓷连接信号发生器,调制信号频率 f 设为 2 kHz ,分别施加 $0, 2, 6, 10, 16\text{ V}$ 的调制电压进行相位解调,测得输出如图 9 所示。

Throlabs 光学功率计极为灵敏,输出容易受到环境白光的影响,甚至采集过程中发生偏移也会影响结果,所以采集前要经过数据调零,对原始信号进行抽样,然后按照前述方法进行 EMD 分解与带通滤波器去噪,并选取多个不重复数据作为最小二乘椭圆的拟合数据点^[19],以原始曲线为例,拟合结果如图 10 所示。

同理,施加调制电压下的李萨如图形变化趋势如图 11 所示,可见随着施加电压的增大,图形变得窄长,其长轴随着电压大小呈成正比例变化,短轴则呈反比。根据拟合椭圆求得具体相位移动参数,如表 1 所示。

由表 1 可知,以未施加电压时的相位变化为参考,随着电压的增加,输出光拟合的椭圆相位逐渐增大。计算得出单位电压-相移系数为 $0.7577^\circ/\text{V}$,根据式(4)得出单位电压-波长偏移系数为 $0.7258 \times 10^{-3}\text{ nm/V}$,理论上可以用此方法检测 10^{-4} nm 级别的波长改变量。在

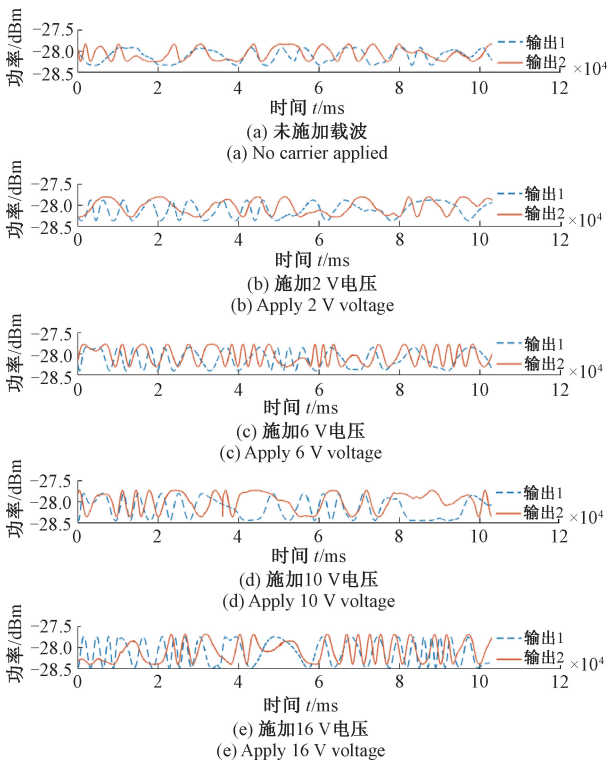


图 9 Throlabs 光功率计采集的信号

Fig. 9 Signal collected by the Throlabs optical power meter

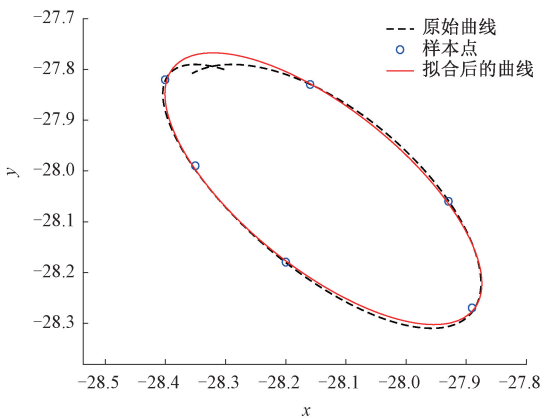


图 10 未施加电压时最小二乘拟合椭圆

Fig. 10 Least square fitting ellipse without voltage applied

表 1 不同电压下相移参数

Table 1 Phase shift parameters under different voltages

电压/V	相位差/(°)	相对相位差/(°)
0	123.63	0
2	126.73	3.10
6	129.58	5.95
10	132.12	8.49
16	136.87	13.24

MATLAB 中拟合电压-相移差 (图 12 (a) 所示) 以及电压-波长差一阶线性曲线 (图 12 (b) 所示), 拟合优度 R^2 皆在 0.98 以上。

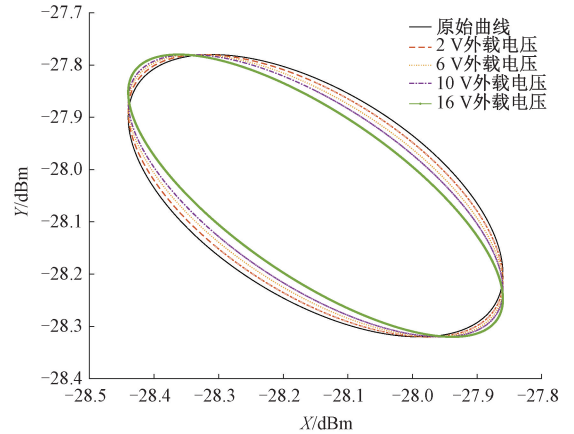
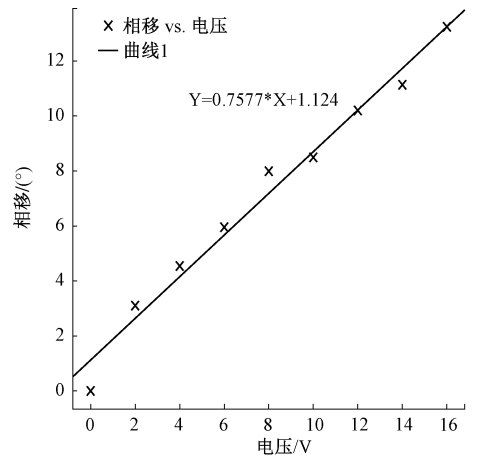
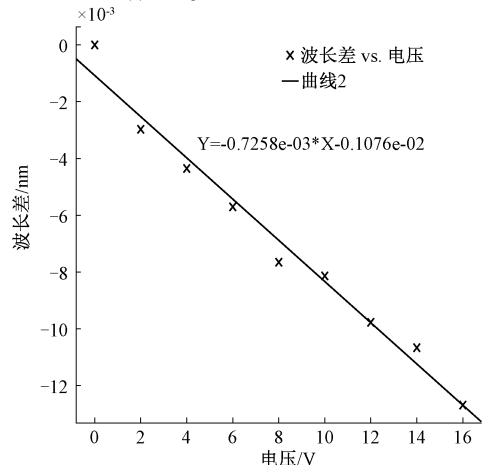


图 11 不同电压下的拟合椭圆

Fig. 11 Fitting ellipse under different voltages



(a) 电压-相移差曲线
(a) Voltage-Phase shift difference



(b) 电压-波长差曲线
(b) Voltage-Wavelength

图 12 电压相移差以及电压波长差一阶曲线

Fig. 12 First order curve of voltage phase shift difference and voltage wavelength difference

3.2 应力负载实验

将基于李萨如椭圆拟合算法的 M-Z 干涉解调应用于 FBG 的应力试验,并和 MOI 解调相对比,选取中心波长为 1 550.270、1 554.870、1 560.083 nm 的 FBG 串,栅区部分采用有机硅胶 (polydimethylsiloxane, PDMS) 封装以

增强其耐受性,依次在 FBG 表面施加 0、50、100、150、200 g 的砝码。监测其中心波长偏移数据并进行一阶多项式拟合,表 2 为采用两种方法下解调的 FBG 中心波长,拟合曲线如图 13 所示。

表 2 3 只 FBG 串的中心波长
Table 2 Center wavelength of three FBG strings

方式	砝码/g				
	0	50	100	150	200
MOI 解调	1 550.270	1 550.292	1 550.297	1 550.309	1 550.315
	1 554.870	1 554.891	1 554.903	1 554.909	1 554.921
	1 560.083	1 560.104	1 560.113	1 560.119	1 560.128
M-Z 干涉解调	1 550.264	1 550.295	1 550.300	1 550.308	1 550.312
	1 554.866	1 554.896	1 554.901	1 554.906	1 554.911
	1 560.080	1 560.105	1 560.113	1 560.125	1 560.132

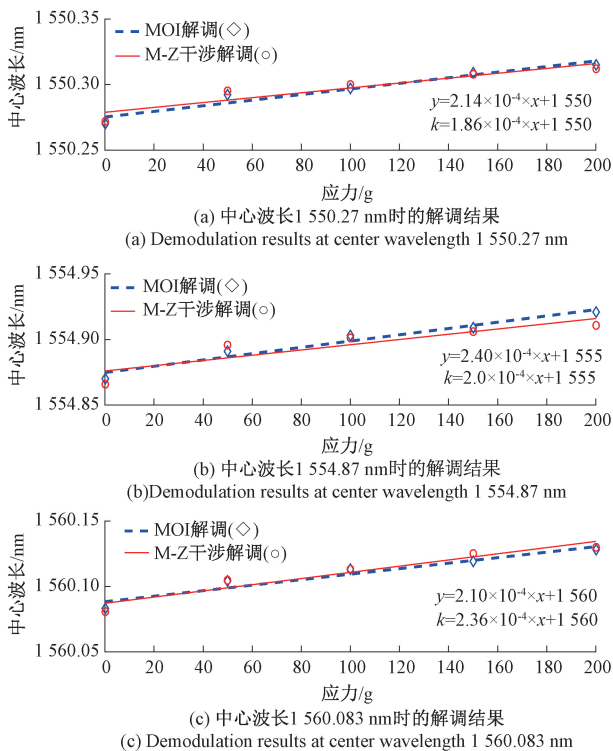


图 13 FBG 在 0~200 g 应力下的波长偏移

Fig. 13 Wavelength shift of FBG under 0~200 g stress

MOI 与 M-Z 干涉解调下拟合曲线的一阶表达式分别用 y 和 k 表示,由图 13 可知采用基于李萨如椭圆拟合算法的 M-Z 干涉解调方法精确度高,且由于 S155C 光电探头在 1 560~1 600 nm 处灵敏度更高,使得 M-Z 干涉系统对中心波长为 1 560 nm 的 FBG 解调效果较 MOI 更佳。

4 结 论

本文结合 PGC 法与 3×3 耦合器法各自优缺点、仿真模拟和解调待测信号的准确度,将 PGC 法的载波信号作为干扰源,通过给干涉仪一臂施加载波信号拉伸光纤,间接改变输出光的相位,对系统进行动态解调。既提高了系统在小相差下的干涉响应,跟传统的 PGC 法相比无需那么高的外载信号,降低了实验门槛。采用 2 kHz 固定频率,电压幅值为 0、2、6、10、16 V 的正弦信号作为外接载波,分析了系统输出相位由干涉仪臂长差产生的初始相位, 3×3 耦合器不均等产生的系统误差相位,光纤拉伸产生的干扰相位之和,通过 Throlabs 光学能量计测得输出信号,对信号进行 EMD 以及带通滤波处理后通过最小二乘法拟合椭圆,求得相位差,根据波长偏移公式解调得波长随相位的偏移量,最终在 MATLAB 中拟合电压-相移以及电压-波长偏移一阶线性曲线, R^2 在 0.98 以上。将此解调方法应用于 FBG 的解调,并和 MOI 结果相对比, M-Z 干涉解调精确度高,设计的电路对中心波长在 1 560 nm 左右的 FBG 灵敏度更高,且可以根据 FBG 的中心波长更换不同的光电探头,以达到更佳解调效果。

本文施加电压最大幅值为 16 V,在 16 V 以内,能够实现较好的效果。当电压达到 20 V 时,系统两臂光程差超过了最大相干长度,导致无法形成干涉,故光功

率计已不能采集到完整的余弦信号。此外,本文只研究了外载信号的幅值对输出相位的影响,使信号频率频率为固定值,后续可以研究频率对解调的影响,增加全面性。

参考文献

- [1] 王贺,孙琪真,李晓磊,等.干涉型分布式光纤振动传感技术的研究进展[J].激光与光电子学进展,2013,50(2):30-41.
WANG H,SUN Q ZH,LI X L,et al. Research progress of interferometric distributed optical fiber vibration sensing technology[J]. Progress in Laser and Optoelectronics, 2013,50(2):30-41.
- [2] 何乐,丰鑫,吴华明,等.直线型光纤 Sagnac 干涉仪声传感器及其去噪方法研究[J].仪器仪表学报,2019,40(9):70-77.
HE L,FENG X,WU H M,et al. Study on acoustic sensor of Linear Fiber Sagnac interferometer and its de-noising method[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2019,40(9):70-77.
- [3] 鹿丽华,胡摇,王劲溥,等.数字莫尔移相干涉仪误差多点标定与修正研究[J].仪器仪表学报,2018,39(10):77-84.
LU L H, HU Y, WANG SH P, et al. Multi-point calibration and correction of errors in digital Maurs phase-shifting interferometer[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument,2018,39(10):77-84.
- [4] 张毅.基于相位生成载波调制技术的光纤振动传感器研究[D].上海:复旦大学,2011.
ZHANG Y. Research on optical fiber vibration sensor based on phase generation carrier modulation technology[D]. Shanghai:Fudan University,2011.
- [5] 孙韦,于淼,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):227-234.
SUN W, YU M, CHANG T Y, et al. Research on phase generation carrier demodulation method[J]. Journal of Photonics,2018,47(8):227-234.
- [6] 余明慧,吴晗平,吕照顺,等.分布式光纤周界警戒系统技术研究[J].激光与红外,2015(8):869-874.
YU M H, WU H P, LYU ZH SH, et al. Research on distributed optical fiber perimeter warning system technology[J]. Laser and Infrared,2015(8):869-874.
- [7] 汪云云,黄俊斌,顾宏灿.基于 3×3 耦合器的信号幅值系数调整研究[J].舰船电子工程,2021,41(7):193-196.
WANG Y Y, HUANG J B, GU H C. Research on signal amplitude coefficient adjustment based on 3×3 coupler[J]. Ship Electronic Engineering, 2021, 41(7):193-196.
- [8] 华秀宝,张蓉竹.改进相位生成载波解调法在激光外差语音系统中的应用[J].光学学报,2022,42(16):77-83.
HUA X B, ZHANG R ZH. Application of improved phase generated carrier demodulation method in laser heterodyne speech system[J]. Acta Optica Sinica,2022,42(16):77-83.
- [9] 郑来芳,张俊生,梁海坚,等.一种光纤振动传感器的改进型相位解调方法研究[J].电子测量与仪器学报,2021,35(8):184-190.
ZHENG L F, ZHANG J SH, LIANG H J, et al. Study on an improved phase demodulation method for fiber optic vibration sensor[J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation,2021,35(8):184-190.
- [10] KOBAYAKOWK A, SAUER M, CHOWDHURY D. Stimulated brillouin scattering in optical fibers[J]. Advances in Optics and Photonics,2010,2(1):1-59.
- [11] BROWEN D A, CAMERON C B, KEOLIAN R M, et al. A symmetric 3×3 coupler based demodulator for fiber optic interferometric sensors[J]. Proceedings of SPIE The International Society for Optical Engineering,1991,1584:328-334.
- [12] 张晓峻,康崇,孙晶华.3×3 光纤耦合器解调方法[J].发光学报,2013,34(5):665-671.
ZHANG X J, KANG CH, SUN J H. 3×3 Demodulation method of optical fiber coupler[J]. Journal of Luminescence,2013,34(5):665-671.
- [13] 刘俊承,张自超,余波.3×3 耦合器解调过程中的偏振分析与处理[J].光子学报,2019,48(1):15-24.
LIU J CH, ZHANG Z CH, YU B. 3×3 Polarization analysis and processing in coupler demodulation[J]. Acta Photonica Sinica,2019,48(1):15-24.
- [14] 王彦,蒋超,周子玮,等.基于 Lissajous 曲线拟合的 EFPI 光纤传感器腔长解调[J].红外与激光工程,2022,23(5):1-8.
WANG Y, JIANG CH, ZHOU Z W, et al. Cavity length

- demodulation of EFPI optical fiber sensor based on Lissajous curve fitting [J]. *Infrared and Laser Engineering*, 2022, 23(5) : 1-8.
- [15] 周伟林, 刘阳, 杨华勇, 等. 光纤光栅传感器波长移位检测方法 [J]. *应用光学*, 2004, 25(2) : 40-43.
- ZHOU W L, LIU Y, YANG H Y, et al. Wavelength shift detection method of fiber Bragg grating sensor [J]. *Applied Optics*, 2004, 25(2) : 40-43.
- [16] 田大伟, 胡曙阳, 谭诗荣, 等. 基于压电陶瓷光相位调制器的光纤微分干涉仪 [J]. *压电与声光*, 2007(2) : 141-143.
- TIAN D W, HU SH Y, TAN SH R, et al. Optical fiber differential interferometer based on piezoelectric ceramic optical phase modulator [J]. *Piezoelectric and Acoustooptic*, 2007(2) : 141-143.
- [17] 李勤, 李文韬, 王志峰. 基于相位产生载波技术的光纤解调器 [J]. *电声技术*, 2021, 45(9) : 59-63.
- LI Q, LI W T, WANG ZH F. Optical fiber demodulator based on phase generated carrier technology [J]. *Electroacoustic Technology*, 2021, 45(9) : 59-63.
- [18] 郭仁慧, 李建欣, 朱日宏, 等. 基于 Lissajous 图技术的波长移相标定方法 [J]. *光学技术*, 2010, 36(2) : 200-204.
- GUO R H, LI J X, ZHU R H, et al. Wavelength phase shift calibration method based on Lissajous diagram technology [J]. *Optical Technology*, 2010, 36(2) : 200-204.
- [19] 曾周末, 刘芳, 封皓, 等. 基于 3×3 耦合器的双马赫-曾德尔干涉仪数字化相位解调 [J]. *光学精密工程*, 2014, 22(6) : 1410-1417.
- ZENG ZH M, LIU F, FENG H, et al. Digital phase demodulation of double Mach-Zehnder interferometer based on 3×3 coupler [J]. *Optical Precision Engineering*, 2014, 22(6) : 1410-1417.

作者简介



王彦(通信作者), 教授, 硕士生导师。

2008 年获得南京航空航天大学智能监测与控制专业工学博士, 现任安徽工业大学电气与信息工程学院教授, 主要研究方向为智能监测与控制、光电测试技术、结构健康监测。

E-mail: wangyan@ahut.edu.cn

Wang Yan (Corresponding author) is a professor and a master supervisor. In 2008, she received her Ph.D. degree majoring in intelligent monitoring and control from Nanjing University of Aeronautics and Astronautics. She is currently a professor in the School of Electrical and Information Engineering at Anhui University of Technology. Her main research interests include intelligent monitoring and control, photoelectric testing technology and structural health monitoring.