

实时修正零差对称算法解调 DFB 光纤激光水听器

汪云云¹, 黄俊斌^{1*}, 丁朋^{1,2}, 顾宏灿¹, 宋文章¹, 徐丹¹, 赵宏琳¹, 周璇¹¹海军工程大学兵器工程学院, 湖北 武汉 430033;²海军工程大学电子工程学院, 湖北 武汉 430033

摘要 为解决零差对称(NPS)系统中三路输出信号交流分量系数实时偏差对解调的影响,提出一种实时修正 NPS 的方法,并应用于分布反馈式(DFB)光纤激光水听器的解调中。把 NPS 解调系统里干涉仪单臂缠绕在压电陶瓷(PZT)上,施加振幅大于 π rad 的正弦信号,使三路输出信号满幅。获取当前 PZT 振动周期内三路输出信号的最大值、最小值,计算各路直流分量系数的特征值,获得当前特征值与前面所有 PZT 振动周期的直流分量系数和的平均值,作为当前周期的直流分量系数;计算各路交流分量系数特征值,获得当前特征值与前面所有 PZT 振动周期的交流分量系数和的平均值,作为当前周期的交流分量系数。各周期的三路输出信号减去各自周期的直流分量系数,交流分量除以各自的交流分量系数,从而实时获得归一化的三路交流分量信号,并进行 NPS 后续运算。采用该方法解调 DFB 光纤激光水听器,测试 200 Hz~4 kHz 振动信号,系统连续运行 15 h 后,解调结果均能真实地还原振动信号。理论和实验表明,这种实时修正 NPS 的方法能够提高 DFB 光纤激光水听器的解调精度,并且增加的硬件成本和计算量不大。

关键词 光纤光学; 3×3 耦合器; 实时修正; 光纤激光水听器; 信号解调

中图分类号 TN929.11

文献标志码 A

doi: 10.3788/CJL202148.1306001

1 引言

分布反馈式(DFB)光纤激光水听器具有灵敏度高、体积小、抗电磁干扰、可波分复用成阵等优点,已广泛应用于新型小平台水声基阵研究中^[1-2]。其基本工作原理是作用于 DFB 光纤激光器谐振腔上的水声声压信号引起激光器激光波长发生变化,由于 DFB 光纤激光器输出激光光谱线宽很窄,故可采用相干检测技术进行检测,即使使用大的非平衡长度光纤干涉仪将很小的激光波长变化转化为可检测的相干光强的相位变化,从探测到的相干光强的相位变化信号中,通过设计的干涉解调算法解算出水听器所检测的水声信号,从而实现微弱水声信号的高灵敏度、高精度、宽范围的检测^[3-4]。

基于 3×3 耦合器的解调算法是干涉解调算法中应用较广泛的一种,其依靠耦合器的物理特性实

现输出信号的对称性,无须外加载波调制以及反馈控制即可实现高灵敏、大动态范围的解调,另外,在成本和噪声方面也具有一定的优势^[5-8]。由文献[9-10]可知,基于 3×3 耦合器的零差对称(NPS)解调方式只有满足 3×3 耦合器对称条件才可充分发挥其优势。然而,基于 3×3 耦合器的 NPS 方法应用于工程领域时,常规的 3×3 耦合器因其工艺制作误差等导致输出信号不对称,即表现为:三路输出信号的直流(DC)幅值和交流(AC)幅值均不相等,相位差亦无法恒定为 120° ,这将会导致原有 NPS 算法消除直流分量的运算中残留直流成分,进一步破坏微分交叉相乘运算;再者,交流分量系数的不均导致自动增益控制(AGC)运算无法消除光信号受光源等波动干扰的影响,最终导致解调出的相位不准确,从而影响水听器灵敏度值^[11-12]。针对相位不一致问题,工程应用中选用工艺较好的耦合器可以保证其输出信号相位差与理想值 120° 的偏离在 1° 以

收稿日期: 2020-10-09; 修回日期: 2020-11-12; 录用日期: 2021-01-11

基金项目: 国家自然科学基金(11774432)

通信作者: *tsyj98@163.com

内,在幅值对称条件下可以确保解调性能不受耦合器相位偏差的影响。针对幅值输出不平衡的问题,许多研究者提出了消除输出相干信号中的直流分量和弥补交流幅值差异的方法,现有常用的方式有椭圆拟合参数估计法以及压电陶瓷(PZT)调制法^[13-15]。椭圆拟合参数估计法估算精度高,但运算复杂,易受偏振的影响,尚未应用于高速数字化解调系统中。PZT 调制法需要将干涉仪单臂缠绕在 PZT 上,使缠绕在 PZT 上面的光纤长度被调制,解调复杂度不高,但其调整过程中无法保持稳定的平衡状态,即:直流量的消除以及交流量的弥补只能持续一段时间,无法长时间稳定平衡,无法满足实时修正。

为提高 NPS 的解调精度及其实时性,并便于在无人平台实现自主稳定解调,本文提出了一种实时修正 NPS 的解调方法,解决了幅值不对称对解调精度稳定性影响的问题。

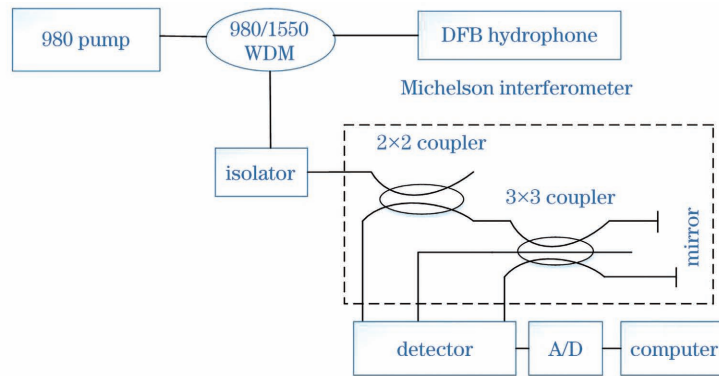


图 1 基于 3×3 耦合器零差对称解调系统

Fig. 1 Homodyne symmetric demodulation system based on 3×3 coupler

理想情况下,3×3 耦合器分光比为 1 : 1 : 1,三个光电探测器接收光强系数相同,则 $D_1 = D_2 = D_3 = D, E_1 = E_2 = E_3 = E$,NPS 算法解调 $\varphi(t)$ 的步骤如下。

将三路输出信号求和即可获得直流分量的系数,即

$$I_1 + I_2 + I_3 = 3D, \quad (3)$$

再将获取的直流分量消除,即可得

$$\begin{cases} a = I_1(t) - D = E \cos[\varphi(t)] \\ b = I_2(t) - D = E \cos\left[\varphi(t) - \frac{2\pi}{3}\right] \\ c = I_3(t) - D = E \cos\left[\varphi(t) - \frac{4\pi}{3}\right] \end{cases} \quad (4)$$

将消除直流分量后的信号进行微分交叉相乘并相加后即可得到被测目标信号的倒数形式,即

2 实时修正 NPS 原理

2.1 NPS 算法

采用的 3×3 耦合器零差对称解调系统如图 1 所示,探测器接收的光纤信号可表示为

$$I_m(t) = D_m + E_m \cos\left[\varphi(t) - (m-1)\frac{2\pi}{3}\right], \quad m = 1, 2, 3, \quad (1)$$

式中: D_m, E_m 分别为第 m 路输出信号的直流分量系数、交流分量系数; $\varphi(t)$ 为 DFB 激光在 Michelson 干涉仪两臂中往返传输的相位差,可表示为

$$\varphi(t) = 4\pi n_{\text{eff}} l / \lambda, \quad (2)$$

其中, n_{eff} 为光纤的有效折射率, l 为干涉仪两臂路径差, λ 为 DFB 激光波长。当水声声压作用于 DFB 光纤激光水听器上时,DFB 激光波长 λ 将发生变化,进而导致 $\varphi(t)$ 变化,从而解调出 $\varphi(t)$,获得外界水声声压信号。

$$N = a \left(\frac{db}{dt} - \frac{dc}{dt} \right) + b \left(\frac{dc}{dt} - \frac{da}{dt} \right) + c \left(\frac{da}{dt} - \frac{db}{dt} \right) = \frac{3\sqrt{3}}{2} E^2 d\varphi(t) / dt, \quad (5)$$

再将消除直流分量后的干涉信号进行 AGC 运算可得到仅包含光强的信号,表达式为

$$S = a^2 + b^2 + c^2 = \frac{3}{2} E^2. \quad (6)$$

将(5)式的结果与(6)式的结果进行相除,即可消除光强波动,得到与目标相位信号倒数成比例的形式,即

$$\frac{N}{S} = \sqrt{3} d\varphi(t) / dt, \quad (7)$$

最后,将(7)式积分并滤波后得到被测的相位信号 $\varphi(t)$,其框图如图 2 所示。

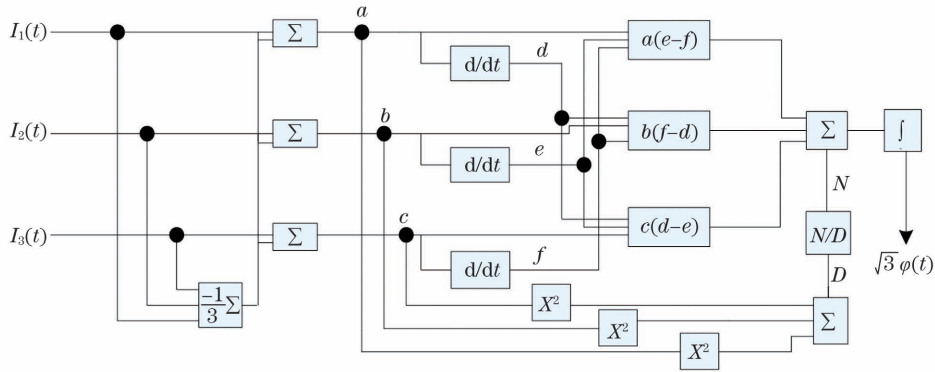


图 2 NPS 解调算法框图

Fig. 2 Block diagram of NPS demodulation algorithm

2.2 实时修正 NPS 算法原理

受耦合器分光比偏差、光电探测器接收光强系数不同的影响,3 路光强直流分量系数、交流分量系数会产生偏差。为此,顾宏灿等^[15]采用 PZT 法预先获得各路光强直流分量系数 D_m 和交流分量系数 E_m ,予以补偿 NPS 中的系数偏差问题。其中, D_m 和 E_m 的计算表达式为

$$D_m = (I_{\max} + I_{\min})/2, \tag{8}$$

$$E_m = (I_{\max} - I_{\min})/2, \tag{9}$$

式中, I_{\max} 、 I_{\min} 分别为探测器光强的最大值、最小值。

受外界环境扰动、系统偏振等因素的影响,3 路光强直流分量系数、交流分量系数并不为常数,存在实时偏差。为此搭建实时修正 NPS 解调系统如图 3 所示。

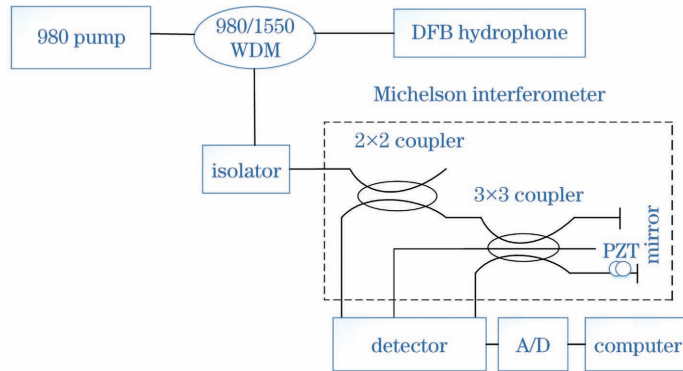


图 3 实时修正 NPS 的光纤激光水听器信号解调系统

Fig. 3 Real-time correction NPS fiber laser hydrophone signal demodulation system

把 Michelson 干涉仪的长臂缠绕在 PZT 上,施加振幅 C 大于 π rad 的正弦信号,使三路输出信号满幅^[16],则加载 PZT 调制的干涉信号表达式为

$$I_m(t) = D_m + E_m \cos \left[C \cos \omega_0 t + \varphi(t) - (m-1) \frac{2\pi}{3} \right], \tag{10}$$

$m = 1, 2, 3,$

式中 ω_0 为远离探测信号频带的高频调制频率,其中 $C \cos \omega_0 t$ 表示由施加于 PZT 光纤上的调制信号所产生的相位调制信号,若三路输出信号处于满幅状态,则能够实现一个周期内输出信号的最大/最小值。通过提取干涉信号中的最大和最小值,可获取每路干涉信号的直流分量系数特征值以及交流分量系数特征值。

获取第 i 个 PZT 振动周期内三路输出信号的最大值 $I_{m_i\max}$ 、最小值 $I_{m_i\min}$,计算各路直流分量系数特征值 $D_{t_{m_i}}$ 、交流分量系数特征值 $E_{t_{m_i}}$,其计算公式为

$$D_{t_{m_i}} = (I_{m_i\max} + I_{m_i\min})/2, i \in \mathbb{N}, \tag{11}$$

$$E_{t_{m_i}} = (I_{m_i\max} - I_{m_i\min})/2, i \in \mathbb{N}, \tag{12}$$

式中: \mathbb{N} 为正整数集。第 i 个 PZT 振动周期内三路输出信号直流分量系数 D_{m_i} 、交流分量系数 E_{m_i} 的计算公式为

$$D_{m_i} = \frac{D_{m_1} + D_{m_2} + D_{m_3} + \dots + D_{m_{(i-1)}} + D_{t_{m_i}}}{i}, \tag{13}$$

$$E_{m_i} = \frac{E_{m_{-1}} + E_{m_{-2}} + E_{m_{-3}} + \dots + E_{m_{-(i-1)}} + E_{\tau_{m_i}}}{i} \quad (14)$$

即获得当前特征值与前面所有 PZT 振动周期的直流分量系数和的平均值,作为当前周期的直流分量系数;获得当前特征值与前面所有 PZT 振动周期的交流分量系数和的平均值,作为当前周期的交流分量系数。

采用(13)式对(10)式进行去直流分量操作,则第 i 个周期的三路输出交流分量为

$$I_{u_{m_i}}(t) = E_{m_i} \cos \left[C \cos \omega_0 t + \varphi(t) - (m-1) \frac{2\pi}{3} \right], \quad m = 1, 2, 3, \quad (15)$$

采用(14)式对(15)式进行归一化操作,则第 i 个周

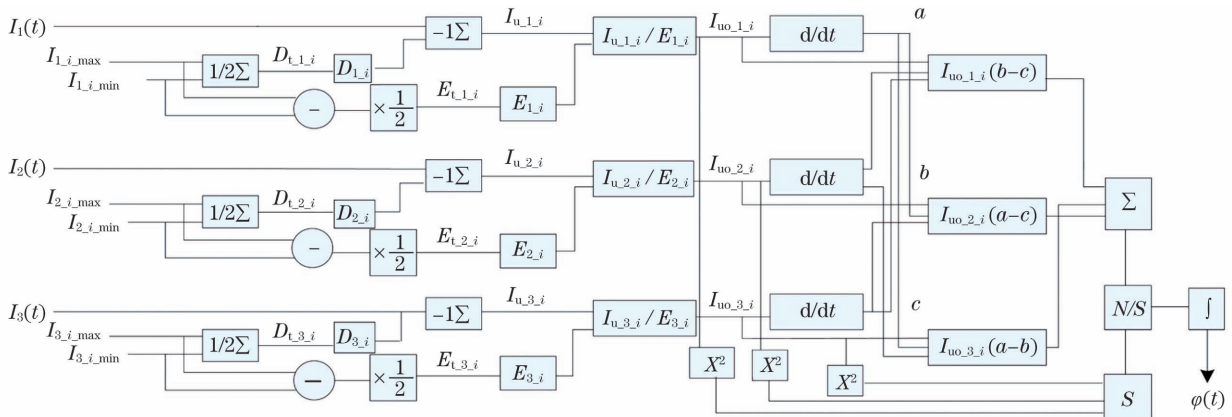


图 4 实时修正 NPS 的光纤激光水听器信号解调方法框图

Fig. 4 Block diagram of a fiber laser hydrophone signal demodulation method for real-time correction of NPS

3 实验与分析

实验系统如图 3 所示。采用泵浦波长为 980 nm 的光源为 DFB 光纤激光水听器提供连续的抽运光,DFB 光纤激光水听器的反射光经 980/1550 波分复用器以及隔离器后传输至干涉仪(Michelson 干涉仪或 Mach-Zehnder 干涉仪),分别经过干涉仪的两臂,干涉仪两臂差为 100 m,由于干涉仪的两臂不等长,光程不同,故将 DFB 光纤激光水听器的传感元件光纤激光器出射的激光波长位移转换为干涉仪的相位变化,并由光电探测器得到携带相位变化信息的 3 路干涉强度输出。实验过程中,采样频率为 1.25 MHz 时,通过信号发生器于 PZT 上加载 20 kHz,10 rad 的正弦信号,记录了不同周期的直

期的三路输出归一化交流分量为

$$I_{uo_{m_i}}(t) = \cos \left[C \cos \omega_0 t + \varphi(t) - (m-1) \frac{2\pi}{3} \right], \quad m = 1, 2, 3. \quad (16)$$

由(16)式可知,每个周期的三路输出归一化交流分量与存在实时偏差的直流分量系数和交流分量系数无关。对(16)式进行微分操作:

$$a = \frac{dI_{uo_{1_i}}}{dt}, \quad b = \frac{dI_{uo_{2_i}}}{dt}, \quad c = \frac{dI_{uo_{3_i}}}{dt}, \quad (17)$$

并将 $I_{uo_{m_i}}$ 与其他两路的微分差相乘,将得到的结果进行求和即可得到目标信号的微分形式,再结合可消除光强波动影响的 AGC 运算,最后经过滤波后得到 $\alpha [\cos \omega_0 t + \varphi(t)]$,其中 α 为耦合器的固定系数,由于调制频率 ω_0 高于探测声压频带,不影响传感信号的测量,经过带通滤波后可将其消除,故最终可得到被测相位信号,完成解调。其完整框图如图 4 所示。

流分量系数以及交流分量系数的数据,分别如图 5(a)和图 5(b)所示。从图中可知,直流分量系数以及交流分量系数并不为常数,存在实时偏差。

为验证实时修正算法的有效性,对比了未进行实时归一化和归一化后的干涉信号图,如图 6(a)和图 6(b)所示。从图中可知,未加载 PZT 进行实时修正处理的干涉信号幅值差异较大,相反,进行实时归一化处理后的干涉信号幅值能很好地控制在 $[-1, 1]$ 之间。

为验证实时修改算法的可行性,对比了未进行实时修正和实时修正的解调效果,如图 7(a)和图 7(b)所示。从图中可知,未实时修正与实时修正的解调幅值存在差异,这将严重影响解调算法的精度以及水听器的频率响应一致性。

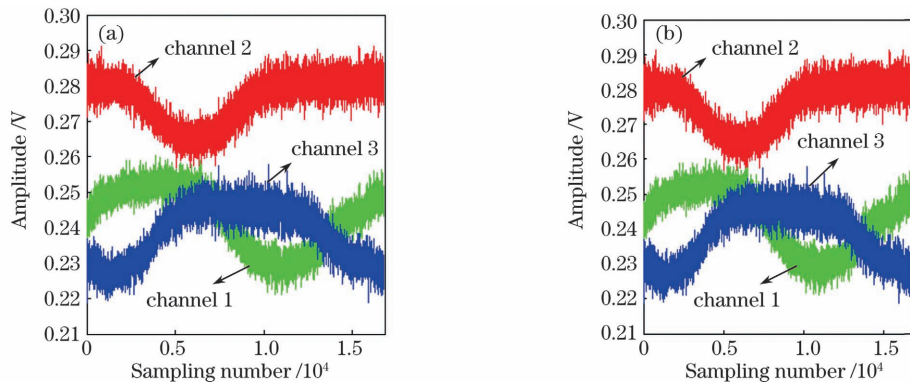


图 5 不同周期的直流分量系数以及交流分量系数。(a)直流分量系数;(b)交流分量系数

Fig. 5 DC component and AC component of different periods. (a) DC component coefficient; (b) AC component coefficient

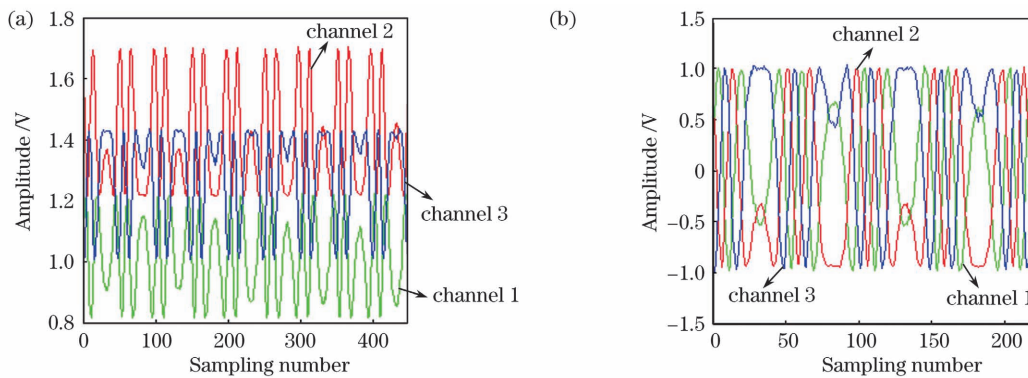


图 6 进行归一化操作前后的干涉信号。(a)未进行归一化操作;(b)进行实时归一化操作后

Fig. 6 Interference signals before and after normalization. (a) Before normalization; (b) after real-time normalization

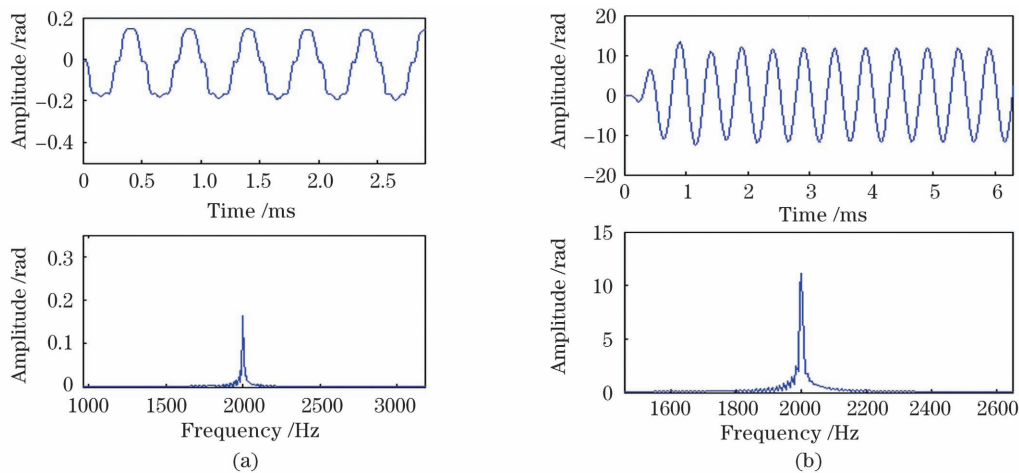


图 7 进行实时修正前后的解调效果。(a)未进行实时修正;(b)进行实时修正后

Fig. 7 Demodulation effect before and after real-time correction. (a) Before correction; (b) after real-time correction

为确认实时修正 NPS 解调算法的可行性,任取两频点信号进行解调,即通过信号发生器分别加载 200 Hz、5 rad 以及 4000 Hz、5 rad 的正弦信号于 DFB 光纤光栅激光器水听器上,如图 8(a)和图 8(b)所示,其解调效果均能真实反映被测物理量。

最后,为考验该算法长期工作性能,令系统连续运行 15 h,图 9 为 15 h 连续工作解调效果图,从图

中可知解调效果整体平稳,解调结果能真实还原振动信号。

为更真实地反映算法的效果及实时性,采用振动液柱法测试解调效果。图 10 中左半部分为振动液柱测量实验的光路以及电路照片图,其右半部分为水声振动装置。水声振动装置主要由振动液柱罐、振动台以及加速度计组成。液柱罐的尺寸为:内

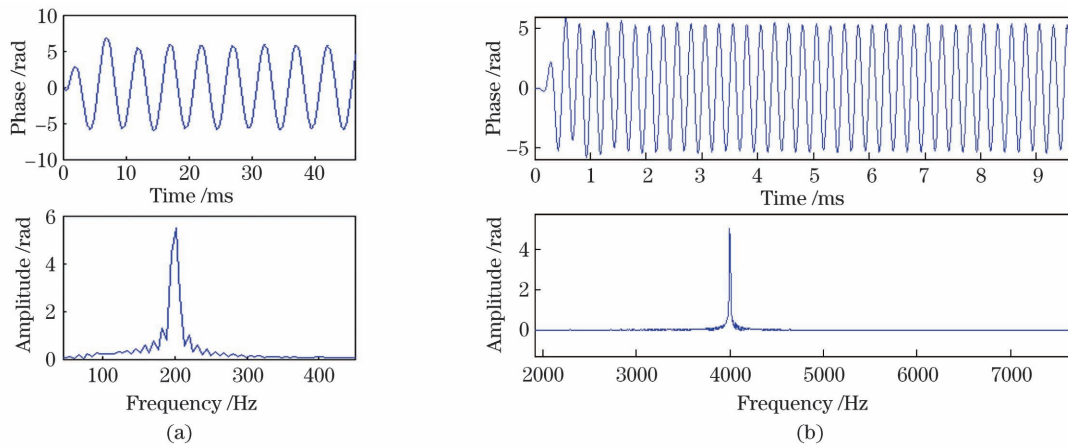


图 8 加载 200 Hz 以及 4000 Hz 的正弦信号后的解调效果。(a)加载 200 Hz 的正弦信号;(b)加载 4000 Hz 的正弦信号
 Fig. 8 Demodulation effect after loading 200 Hz and 4000 Hz sinusoidal signals. (a) Loading a sinusoidal signal of 200 Hz; (b) loading the sinusoidal signal at 4000 Hz

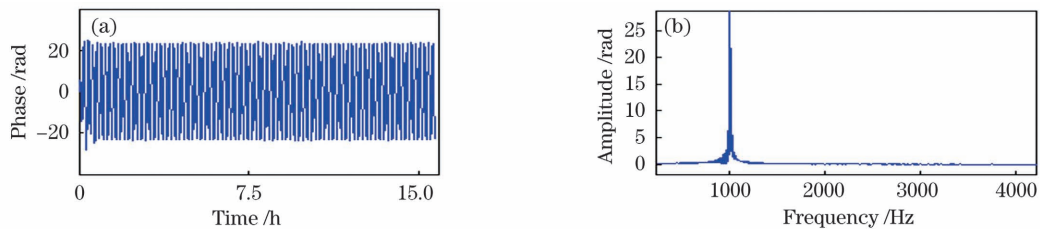


图 9 连续运行 15 h 的解调效果。(a)时域谱;(b)频域谱
 Fig. 9 Demodulation effect of continuous operation within 15 h. (a) Time domain spectrum; (b) spectrum in the frequency domain

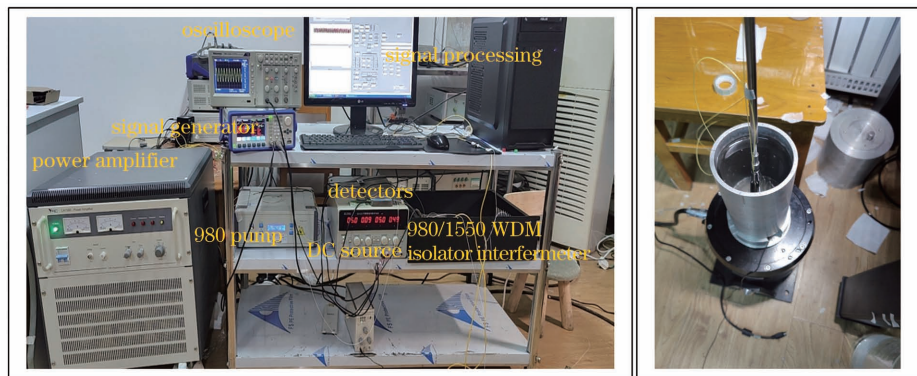


图 10 振动液柱测试法实验图
 Fig. 10 Experimental diagram of vibrating liquid column test method

径 110 mm, 外径 120 mm, 深度 180 mm; 将水听器通过固定装置放置于罐内, 将加速度计先固定于罐的底部, 再固定于振动台中心位置, 其中加速度计与电荷放大器相连, 由示波器显示结果, 该结果主要用于计算水听器的灵敏度, 此处不做重点说明; 振动台与功率放大器相连, 由信号发生器提供输入; 黑盒装载了图 3 所示的光路; 实验数据可通过计算机获取。实验过程中, 通过信号发生器加载 20 kHz, 5 V 的正弦信号于干涉仪的 PZT 上后, 再经过信号发生器

加载 1 kHz, 5 V 的正弦信号于功率放大器上, 最后将功率放大器加载于振动台上, 使其带动振动液罐的振动, 从而使 DFB 光纤激光器水听器处于水声振动的条件下, 待水听器振动信号解调后即可得出待测振动信号。

实验中, 经过实时修正 NPS 算法后的干涉信号数据如图 11(a) 和图 11(b) 所示, 从图 11(a) 中可知, 外界噪声等致使干涉信号中含有噪声, 但由图 11(b) 可以看出, 其解调效果亦能有效还原振动

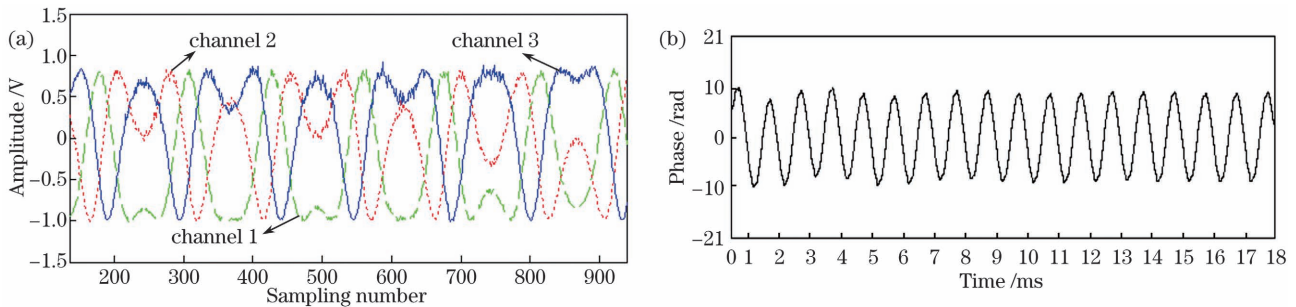


图 11 实验中实时修正后的干涉信号和实验解调效果。(a)实验中实时修正后的干涉信号;(b)实验解调效果

Fig. 11 Real-time corrected interference signal in the experiment and experimental demodulation effect.

(a) Real-time corrected interference signal in the experiment; (b) experimental demodulation effect

信号。

实际工程应用中,外界干扰会使干涉信号携带扰动信号,扰动信号通常表现为噪声,本文修正算法是基于原始干涉信号进行提取的,能够有效抵消其扰动影响,但针对较大干扰波动则需综合光路考虑整体噪声,这并不是本文的重点。

4 结 论

基于 3×3 耦合器的 NPS 算法因受外界扰动及系统偏振等因素的影响,其直流分量系数以及交流分量系数存在实时偏差,为此提出了一种实时修正 NPS 的光纤激光水听器信号解调方法。

理论和实验表明,该实时修正 NPS 的方法,能够提高 NPS 的解调精度,并且增加的硬件成本和计算量不大,有望实现实时高速小型化解调。与此同时,因外置 PZT 的载波频率限制了解调带宽,增加了系统功耗,所以本方法无法满足更多平台的应用需求,但针对本实验室的拖曳阵列而言是不受影响的。此外,本文的重点是提出了一种基于实时修正 NPS 算法,基于实验分析了其解调原理以及可行性,但目前实验条件有限,只能采用振动液柱法进行水下测试,下一步将进行更广阔的水域实验,以更真实地反映算法的有效性。

参 考 文 献

- [1] Tang B, Meng D, Huang J B. Sound pressure sensitivity frequency response of polyurethane end surface pulling fiber laser hydrophone [J]. Chinese Journal of Lasers, 2019, 46(10): 1010004.
唐波, 孟荻, 黄俊斌. 聚氨酯端面拉伸式光纤激光水听器的声压灵敏度频响特性 [J]. 中国激光, 2019, 46(10): 1010004.
- [2] Li R Z. Research on key technology of DFB fiber laser hydrophone [D]. Wuhan: Huazhong University of Science and Technology, 2014.

李日忠. DFB 光纤激光器水听器关键技术研究 [D]. 武汉: 华中科技大学, 2014.

- [3] Todd M D, Seaver M, Bucholtz F. Improved, operationally-passive interferometric demodulation method using 3×3 coupler [J]. Electronics Letters, 2002, 38(15): 784-786.
- [4] Kersey A D, Berkoff T A, Morey W W. High-resolution fibre-grating based strain sensor with interferometric wavelength-shift detection [J]. Electronics Letters, 1992, 28(3): 236-238.
- [5] Brown D A. A symmetric 3×3 coupler based demodulator for fiber optic interferometric sensors [J]. Proceedings of SPIE, 1991, 1584: 328.
- [6] Jing S Q, Huang L, Dong W H, et al. Positive and negative feedback judgment and high-frequency vibration detection by interferometer based on 3×3 coupler [J]. Acta Optica Sinica, 2019, 39(7): 0712001.
井帅奇, 黄磊, 董文辉, 等. 基于 3×3 耦合器干涉仪的正负反馈判断及高频振动探测研究 [J]. 光学学报, 2019, 39(7): 0712001.
- [7] Zhang X J, Kang C, Sun J H. Demodulation method based on the 3×3 optical fiber coupler [J]. Chinese Journal of Luminescence, 2013, 34(5): 665-671.
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.
- [8] Mao X, Huang J B, Gu H C. Demodulation technology of distributed feedback fiber laser sensor based on 3×3 coupler [J]. Chinese Journal of Luminescence, 2017, 38(3): 395-401.
毛欣, 黄俊斌, 顾宏灿. 采用 3×3 耦合器的分布反馈式光纤激光传感器解调技术 [J]. 发光学报, 2017, 38(3): 395-401.
- [9] Feng L, Xiao H, Zhang S W, et al. Improvement of wavelength interrogation for fiber Bragg grating laser sensor system based on 3×3 couplers [J]. Chinese Journal of Lasers, 2008, 35(10): 1522-1527.
冯磊, 肖浩, 张松伟, 等. 基于 3×3 耦合器的光纤光栅激光传感系统波长解调方案的改进 [J]. 中国激

- 光, 2008, 35(10): 1522-1527.
- [10] Todd M D, Johnson G A, Chang C C. Passive, light intensity-independent interferometric method for fibre Bragg grating interrogation[J]. Electronics Letters, 1999, 35(22): 1970-1971.
- [11] Zhao Z Q, Demokan M S, MacAlpine M. Improved demodulation scheme for fiber optic interferometers using an asymmetric 3×3 coupler[J]. Journal of Lightwave Technology, 1997, 15(11): 2059-2068.
- [12] Schliep F. Nonideal behaviour of single mode fibre-optic 3×3 directional couplers [J]. Electronics Letters, 1995, 31(17): 1496-1498.
- [13] Liu T T, Cui J, Chen D S, et al. A new demodulation technique for optical fiber interferometric sensors with $[3 \times 3]$ directional couplers[J]. Chinese Optics Letters, 2008, 6(1): 12-15.
- [14] Wang W, Tang Y, Zhang X X, et al. Elliptical-fitting cavity length demodulation algorithm for compound fiber-optic Fabry-Perot pressure sensor with short cavity[J]. Acta Optica Sinica, 2019, 39(6): 0606001.
- 王伟, 唐瑛, 张雄星, 等. 短腔长复合式光纤法布里-珀罗压力传感器椭圆拟合腔长解调算法[J]. 光学学报, 2019, 39(6): 0606001.
- [15] Gu H C, Huang J B, Yuan B C, et al. Fiber laser acoustic pressure sensing system based on interferometric demodulation technique [J]. Opto-Electronic Engineering, 2008, 35(12): 73-77, 81.
- 顾宏灿, 黄俊斌, 苑秉成, 等. 基于干涉解调技术的光纤激光器水声传感系统[J]. 光电工程, 2008, 35(12): 73-77, 81.
- [16] Cao J N, Yu X Z, Zhu X F, et al. Study of AGC in PGC detection in interferometric fiber optic sensors [J]. Journal of Harbin Engineering University, 2007, 28(8): 930-934.
- 曹家年, 于晓之, 朱雪峰, 等. 干涉型光纤传感器 PGC 检测中 AGC 的研究[J]. 哈尔滨工程大学学报, 2007, 28(8): 930-934.

Real-Time Correction Homodyne Symmetry Algorithm to Demodulate DFB Fiber Laser Hydrophone

Wang Yunyun¹, Huang Junbin^{1*}, Ding Peng^{1,2}, Gu Hongcan¹, Song Wenzhang¹,
Xu Dan¹, Zhao Honglin¹, Zhou Xuan¹

¹ College of Weapon Engineering, Naval University of Engineering, Wuhan, Hubei 430033, China;

² College of Electronic Engineering, Naval University of Engineering, Wuhan, Hubei 430033, China

Abstract

Objective The demodulation algorithm based on the 3×3 coupler is one of the most widely used interferometric demodulation algorithms. It relies on the physical characteristics of the coupler to achieve symmetrical output signal, and is independent on external loading wave modulation and feedback control to achieve signals with high sensitivity and large dynamic range. Its cost and noise have additional advantages. The homodyne symmetric (NPS) demodulation method based on the 3×3 coupler was put forward for the symmetry condition of the 3×3 coupler to give full play to its advantages. However, the NPS method based on the 3×3 coupler is affected by the deviation of the splitter ratio of the coupler and difference in the light intensity coefficient of the photodetector. The three-channel light intensity direct current (DC) component coefficient and alternating current (AC) component coefficient produces real-time deviation. This leads to the residual DC component in the operation of eliminating the DC component for the original NPS algorithm, which destroys the differential cross-multiplication operation. Additionally, the uneven coefficient of the AC component causes the automatic gain control (AGC) operations failure to eliminate the influence on the optical signal from fluctuations, such as the light source. Eventually, the demodulated phase becomes inaccurate, which affects the sensitivity of the hydrophone. However, existing methods for compensating amplitude deviation cannot satisfy long-term stable balance and real-time correction. To solve the influence of real-time deviation of the AC component coefficients of the three output signals in the NPS system on the demodulation, a method of real-time correction of NPS is applied to the demodulation of distributed feedback (DFB) fiber laser hydrophone, which makes it easy to realize independent and stable demodulation on unmanned platforms.

Methods Wrap the single arm of the interferometer in the NPS demodulation system on a piezoelectric ceramic (PZT), and apply a sinusoidal signal with an amplitude greater than π rad to initiate full amplitude signals of the

three outputs. Obtain the maximum and minimum values of the three output signals in the current PZT vibration period, calculate the eigenvalues of the DC component coefficients of each path, and obtain the average value of current eigenvalue and the sum of the DC component coefficients of all previous PZT vibration periods as the current period DC component coefficient; calculate the characteristic value of the AC component coefficient of each channel, and obtain the average value of current characteristic value and the sum of the AC component coefficients of all previous PZT vibration periods as the AC component coefficient of the current period. The three output signals of each period minus the respective periods. The DC and AC components are divided by their respective AC component coefficients to obtain the normalized three-channel AC component signals in real-time and NPS subsequent operations are performed. Finally, the measured phase signal is obtained, and demodulation is completed.

Results and Discussions According to the experiment, comparing the demodulation effect of real-time correction NPS and the unmodified demodulation effect, it is found that the real-time correction demodulation can effectively compensate for the deviation of DC and AC component coefficients, and its demodulation can truly reflect the measured physical quantity, as shown in Figs. 7(a), 7(b), 8(a), and 8(b). When the experimental system works continuously for 15 h, the overall demodulation effect is stable, as shown in Fig. 9. In the underwater vibrating liquid column test experiment, the algorithm can effectively restore the vibration signal even though noise is introduced from an external source and other factors.

Conclusions A signal demodulation method for real-time correction of NPS for fiber laser hydrophone is proposed. This method is used to test 200 Hz–4 kHz vibration signals, and the system runs continuously for 15 h. The demodulation results can restore the vibration signal. Theoretical and experimental results show that this method can effectively compensate for the deviation of DC and AC component coefficients, improve the demodulation accuracy of DFB fiber laser hydrophone, and decrease the hardware costs. The calculation amount is not large, and it is expected to realize real-time high-speed miniaturization demodulation.

Key words fiber optics; 3×3 coupler; real-time correction; fiber laser hydrophone; signal demodulation

OCIS codes 060.2300; 060.2370; 060.2920