

# 一种提高光纤水听器解调系统噪声传递系数稳定性的多相相位生成载波解调算法

侯庆凯, 姚琼\*, 陈虎, 熊水东

国防科技大学气象海洋学院深海科学技术研究所, 湖南长沙 410073

**摘要** 相位生成载波(PGC)调制解调是干涉型光纤水听器常用的解调方法。首先,分析并建立了PGC解调系统的噪声传递模型,研究了光源强度噪声对PGC解调输出噪声的影响机理,分析了调制深度和工作点两个参数对PGC解调噪声稳定性的影响。然后,提出了一种基于 $3\times 3$ 耦合器的多相PGC解调方案,即在传统PGC解调架构中引入 $3\times 3$ 耦合器进行多相检测,利用 $3\times 3$ 耦合器的相移特性对三路干涉信号进行融合处理。在不同的调制深度条件下,该方案可以降低水听器工作点变化所引起的光源强度噪声传递系数波动范围。实验结果显示,在常用的调制深度范围(1.7~3.4)内,工作点变化导致的噪声传递系数波动峰值小于0.5 dB,噪声稳定性相比传统PGC解调系统显著提升。

**关键词** 干涉型光纤水听器; 相位生成载波解调; 噪声稳定性;  $3\times 3$ 解调

中图分类号 O436

文献标志码 A

DOI: 10.3788/AOS231255

## 1 引言

干涉型光纤水听器是目前光纤水听器系统中技术相对成熟的方案之一,具有灵敏度高、动态范围大、抗干扰能力强、易于组阵等优点<sup>[1-2]</sup>,在水下目标探测及水下能源勘探等领域应用广泛。近年来,光纤水听器的应用场景逐步向深远海水声探测和机动平台部署等复杂场景发展,这些场景对水听器的信号检测性能和噪声稳定性提出了更严苛的要求。

相位生成载波(PGC)解调是干涉型光纤水听器常用的信号检测方法,该方法通过对光源施加频率调制或相位调制,结合非平衡干涉仪,将待测水声信号调制到相位载波边带,再利用微分交叉相乘或反正切方法从干涉信号中恢复出待测声信号<sup>[3-4]</sup>。由于工作点和载波调制深度受外界环境变化的影响较大,尤其是系统自噪声稳定性随环境变化起伏较大,PGC解调系统存在输出相位信号不稳定的问题。该问题已经成为限制光纤水听器系统性能的重要原因<sup>[5-7]</sup>。本文重点研究基于PGC解调的干涉型光纤水听器的噪声稳定性问题,首先建立基于PGC解调的干涉型光纤水听器噪声传递模型,重点分析系统调制深度和工作点两个参数的变化对PGC解调噪声稳定性的影响机理。然后提出一种基于 $3\times 3$ 耦合器的多相PGC解调算法,在传统PGC解调架构中引入 $3\times 3$ 耦合器进行多相检测,利用 $3\times 3$ 耦合器的相移特性对多路干涉信号进行融合

处理,实现对光源强度噪声的有效抑制。为提升PGC解调噪声在工作点变化条件下的稳定性,推导出基于 $3\times 3$ 耦合器的多相PGC解调算法所适用的最佳调制深度参数。实测实验结果验证了算法的有效性。

## 2 PGC解调噪声稳定性分析

PGC解调是干涉型光纤水听器最常用的相位解调方法。作为一种典型的光纤传感应用,光纤水听器中使用的PGC解调算法与其他光纤传感系统中解调算法的原理相同。但是光纤水听器作为一种高灵敏度的水下声音传感手段,与其他光纤传感应用相比,在系统噪声稳定性方面面临着更加严苛的要求。在光纤水听器系统中,包括电学噪声和光学噪声在内的各个环节的噪声都会传递至解调系统并转变为解调相位噪声,表现为系统的自噪声,即本底噪声。水听器的自噪声大小直接决定了其对弱信号的获取能力和动态范围,从而影响水声探测的性能。系统噪声稳定性指系统自噪声的波动特性,噪声稳定性越高意味着系统自噪声的波动越小,则系统的目标检测和目标探测性能越稳定<sup>[5-6]</sup>。因此,在研制光纤水听器的过程中,不仅要研究如何降低相位解调算法的噪声,同样需要关注如何提高解调系统相位噪声的稳定性。

### 2.1 PGC解调系统相位噪声模型

理想的PGC调制解调系统中干涉仪的信号输出表示<sup>[6]</sup>为

收稿日期: 2023-07-10; 修回日期: 2023-10-12; 录用日期: 2023-11-06; 网络首发日期: 2023-11-16

通信作者: \*yqndt@nudt.edu.cn

$$I = A + B \cos[C \cos(\omega_c t) + \phi], \quad (1)$$

式中:  $I$  为干涉信号光强;  $A$  为输入光的强度;  $B$  为干涉条纹可见度;  $C \cos(\omega_c t)$  为 PGC 调制信号,  $C$  为调制深度,  $\omega_c$  为调制频率,  $t$  为时间;  $\phi$  为待测信号。对于干涉型光纤传感系统, 一般考虑以下三种类型的输入噪声:

1) 光学相对强度噪声  $n_i$ , 包括激光器静态工作的噪声以及调制激光器产生的附加强度噪声等;

2) 相位噪声  $n_\phi$ , 包括激光器自身的相位噪声、对激光器施加调制信号所带来的附加相位噪声以及通过干涉仪引入的外部噪声等;

3) 电路噪声  $n_c$ , 它是由光电转换、模数转换器(ADC)信号采集、系统供电等电路所引入的噪声。

则干涉信号可表示为:

$$I = (1 + n_i) \left\{ A + B \cos[C \cdot \cos(\omega_c t) + \phi + n_\phi] \right\} + n_c. \quad (2)$$

在常见的干涉型光纤水听器系统中, 一般认为激光器引入的光学相对强度噪声是对解调性能影响最大的因素<sup>[8-9]</sup>。本研究重点分析光学相对强度噪声  $n_i$  与解调输出相位噪声之间的关系, 并建立噪声传递模型。

以反正切解调算法为例, 在 PGC 解调过程中, 将干涉信号与调制信号的一倍频载波和二倍频载波分别混频, 再进行低通滤波后, 可以得到两路检波信号。在两路检波信号中, 噪声项以加性噪声的形式与信号项相加。考虑噪声影响, 两路检波信号表示为

$$V_1 = [I \cdot \cos(\omega_c t)] * h_{\text{LPF}} = -BJ_1(C) \sin \phi + n_{V1}, \quad (3)$$

$$V_2 = [I \cdot 2 \cos(\omega_c t)] * h_{\text{LPF}} = -BJ_2(C) \cos \phi + n_{V2}, \quad (4)$$

式中:  $*$  表示卷积运算;  $h_{\text{LPF}}$  为低通滤波器的冲激响应函数;  $J_1(C)$  和  $J_2(C)$  分别为一次贝塞尔函数和二次贝塞尔函数;  $n_{V1}$ 、 $n_{V2}$  为两路检波信号中的加性随机噪声。

将两路检波信号相除并进行反正切运算可以求得 PGC 解调结果。两路检波信号相除的过程表示为

$$\frac{V_1 J_2(C)}{V_2 J_1(C)} = \frac{-BJ_1(C) J_2(C) \sin \phi + n_{V1} J_2(C)}{-BJ_2(C) J_1(C) \cos \phi + n_{V2} J_1(C)}. \quad (5)$$

在两路检波信号相除过程中, 加性噪声  $n_{V1}$ 、 $n_{V2}$  转换为解调输出相位噪声。将解调输出相位噪声记为

$n_o$ , 则式(5)可以改写为

$$\frac{-BJ_1(C) J_2(C) \sin \phi + n_{V1} J_2(C)}{-BJ_2(C) J_1(C) \cos \phi + n_{V2} J_1(C)} = \frac{-BJ_1(C) J_2(C) \sin(\phi + n_o)}{-BJ_2(C) J_1(C) \cos(\phi + n_o)}. \quad (6)$$

不考虑二阶小量影响, 化简式(6)后可以得到

$$J_1(C) \sin \phi \cdot n_{V2}, \quad (7)$$

从而得到 PGC 解调输出的相位噪声, 表示为

$$n_o \approx \frac{J_2(C) \cos \phi \cdot n_{V1} - J_1(C) \sin \phi \cdot n_{V2}}{-BJ_2(C) J_1(C)}. \quad (8)$$

由此可见, 解调相位噪声可以表示为两路检波信号中的加性随机噪声的线性组合。

对于系统输入噪声中的光学相对强度噪声  $n_i$ , 将其分解为正交带限噪声的叠加, 即

$$n_i = \sum_{k=0}^{\infty} [n_k^c(t) \cdot \cos(k\omega_c t) + n_k^s(t) \cdot \sin(k\omega_c t)], \quad (9)$$

式中,  $n_k^c$ 、 $n_k^s$  为独立正交的二阶宽平稳带限噪声, 频带范围为  $\left[ -\frac{\omega_c}{2} + k\omega_c, \frac{\omega_c}{2} + k\omega_c \right]$ 。将  $k=0$  的直流零频附近噪声记为  $n_0(t)$ , 则式(9)可以表示为

$$n_i = n_0(t) + \sum_{k=1}^{\infty} [n_k^c \cdot \cos(k\omega_c t) + n_k^s \cdot \sin(k\omega_c t)]. \quad (10)$$

式(10)满足平稳随机噪声定义的必要条件是噪声  $n_k^c$ 、 $n_k^s$  功率相等。噪声功率谱也可以分解为各个带限噪声功率谱的叠加。

## 2.2 激光器光强噪声对相位噪声模型的影响分析

仅考虑激光器相对强度噪声  $n_i$ , 则式(2)中的 PGC 调制系统干涉信号输出可以简化<sup>[10-12]</sup>为

$$I = A + B(1 + n_i) \cos[C \cos(\omega_c t) + \phi], \quad (11)$$

根据式(10)将激光器相对强度噪声  $n_i$  表示为

$$n_i = n_0^i + \sum_{k=1}^{\infty} [n_k^i \cdot \cos(k\omega_c t) + n_k^n \cdot \sin(k\omega_c t)], \quad (12)$$

式中,  $n_k^i$  和  $n_k^n$  表示根据式(10)分解  $n_i$  得到的在调制频率  $k$  倍频附近带限噪声的正交分量。

将干涉信号分别与检波信号的一倍频和二倍频信号同步相乘, 并经过低通滤波后, 得到两路检波信号, 表示为

$$V_1 = -J_1(C) \sin \phi + n_{V1}^i, \quad (13)$$

$$V_2 = -J_2(C) \cos \phi + n_{V2}^i, \quad (14)$$

式中:

$$n_{V1}^i = \frac{1}{2} \left\{ \sum_{k=0}^{\infty} (-1)^k [J_{2k-1}(C) - J_{2k+1}(C)] \sin \phi \cdot n_{2k}^i + \sum_{k=0}^{\infty} (-1)^k [J_{2k}(C) - J_{2k+2}(C)] \cos \phi \cdot n_{2k+1}^i \right\} = \sum_{k=0}^{\infty} a_k \cdot n_k^i, \quad (15)$$

$$n_{V2}^i = -\frac{1}{2} \left\{ \sum_{k=0}^{\infty} (-1)^k [J_{2k-2}(C) + J_{2k+2}(C)] \cos \phi \cdot n_{2k}^i - \sum_{k=0}^{\infty} (-1)^k [J_{2k-1}(C) + J_{2k+3}(C)] \sin \phi \cdot n_{2k+1}^i \right\} = \sum_{k=0}^{\infty} b_k \cdot n_k^i. \quad (16)$$

根据反正切算法的噪声传递关系<sup>[13]</sup>,解调输出相位噪声为

$$n_o \approx \frac{J_2(C) \cos \phi \cdot n_{v1} - J_1(C) \sin \phi \cdot n_{v2}}{-BJ_2(C)J_1(C)}, \quad (17)$$

将噪声系数  $n_{v1}^i, n_{v2}^i$  代入式(17),可以得到

$$n_o = \frac{\cos \phi}{-BJ_1(C)} n_{v1}^i - \frac{\sin \phi}{-BJ_2(C)} n_{v2}^i = \frac{1}{-B} \sum_{k=0}^{\infty} \left[ \frac{a_k \cos \phi}{J_1(C)} - \frac{b_k \sin \phi}{J_2(C)} \right] n_k^i, \quad (18)$$

则相对强度噪声的噪声功率谱为

$$S_{\omega}\{n_o\} = \frac{1}{-B} \sum_{k=0}^{\infty} \left[ \frac{a_k \cos \phi}{J_1(C)} - \frac{b_k \sin \phi}{J_2(C)} \right] S_{\omega}\{n_k^i\}. \quad (19)$$

分析式(19)可以得到:

1) 输入光强噪声全频段均按照系统参数增益进行传递,并传递至系统输出相位噪声。

2) 当输入光强噪声为高斯白噪声时,有

$$S_{\omega}\{n_{2k+1}^i\} = S_{\omega}\{n_0^i\} = 2S_{\omega}\{n_i\}, \quad (20)$$

其中,  $S_{\omega}\{n_{2k+1}^i\}, S_{\omega}\{n_0^i\}, S_{\omega}\{n_i\}$  分别为  $n_{2k+1}^i, n_0^i, n_i$  的单边带功率谱密度。忽略式(19)中的常数项系数,可定义噪声传递系数  $C_{\text{NTF},i}$  为输出噪声功率与输入噪声功率的比值,即

$$C_{\text{NTF},i} = 10 \lg \left\{ 2 \sum_{k=0}^{\infty} \left[ \frac{a_k \cos \phi}{J_1(C)} - \frac{b_k \sin \phi}{J_2(C)} \right]^2 \right\}. \quad (21)$$

3) 对于  $(0, \omega_m/2)$  范围内的低频强度噪声,噪声传递系数为

$$C_{\text{NTF},i} = 10 \lg \left\{ 2 \left[ \frac{a_0 \cos \phi}{J_1(C)} - \frac{b_0 \sin \phi}{J_2(C)} \right]^2 \right\}. \quad (22)$$

由式(15)和式(16)中  $a_k, b_k$  的定义,考虑贝塞尔函数的对称性  $J_{-n}(C) = -J_n(C)$ ,可得

$$a_0 = \frac{1}{2} [J_{-1}(C) - J_1(C)] \cos \phi = -J_1(C) \cos \phi, \quad (23)$$

$$b_0 = -\frac{1}{2} [J_{-2}(C) + J_2(C)] \sin \phi = -J_2(C) \sin \phi. \quad (24)$$

将式(23)和式(24)代入式(22)可以得到对于  $(0, \frac{\omega_c}{2})$  范围内的低频强度噪声  $C_{\text{NTF},i} = 0$ ,即光强低频强度噪声传递至输出噪声的系数为0,可见PGC解调方法对低频强度噪声有较好的抑制作用。

4) 由式(22)可以看出,解调输出噪声的传递系数与系统工作点  $\phi$ 、调制深度  $C$  等系统参数有关。为了更直观地分析噪声传递系数与  $\phi$  和  $C$  的关系,采取控制变量法,即假定一个参数不变情况下,分析  $C_{\text{NTF},i}$  与另一个参数的变化关系,得到如图1所示的变化曲线。考虑到干涉型光纤水听器的  $\phi$  值在  $0 \sim \pi$  之间随机变化,因此不失一般性地选择了  $0, 0.40, 0.80, 1.20$  和  $1.57$  几个  $\phi$  值;此外,在一般的干涉型光纤水听器系统中,调制深度  $C$  值在  $1.0 \sim 3.5$  范围内波动,因此随机选择了  $1.77, 2.37, 2.63$  和  $3.14$  几个  $C$  值进行分析。

从图1(a)可以看出,不同工作点  $\phi$  值下,  $C_{\text{NTF},i}$  都随调制深度  $C$  的变化而产生波动。从图1(b)可以看出:不同调制深度  $C$  下,噪声传递系数  $C_{\text{NTF},i}$  随工作点  $\phi$  变化呈现周期性波动规律,其中不同  $C$  值下的  $C_{\text{NTF},i}$  波动幅度不同。当  $C = 2.63$  时,波动较小,峰谷值约为  $4.2 \text{ dB}$ ;当  $C = 1.77$  时,波动的峰谷值约为  $14.1 \text{ dB}$ 。

在一些基于PGC调制解调的干涉型光纤水听器中,采取固定调制深度的方法,即通过反馈控制等方法将  $C$  值稳定在合理范围内。但工作点  $\phi$  值难以控制且随机变化,因此这种干涉型光纤水听器存在噪声传递系数不稳定的问题。在实际系统的测试过程中,该问题一般表现为解调输出自噪声波动较大,与上述理论分析结论一致。

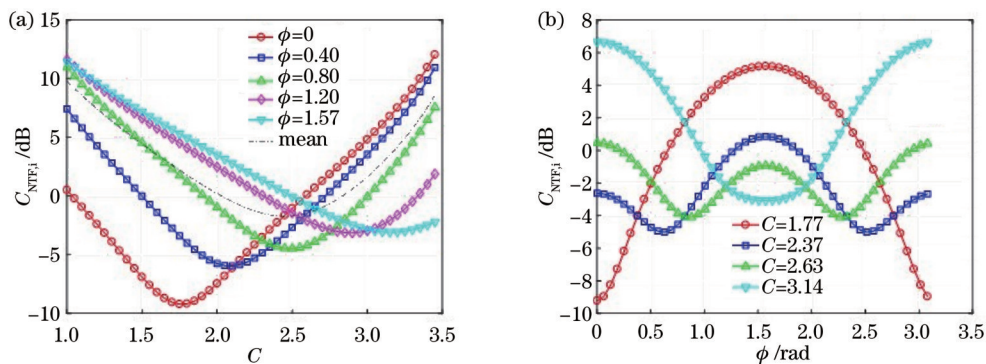


图1 噪声传递系数  $C_{\text{NTF},i}$  随调制深度  $C$  和工作点  $\phi$  的变化曲线。(a) 随  $C$  值的变化曲线;(b) 随工作点  $\phi$  的变化曲线

Fig. 1 Variation curves of noise transfer coefficient  $C_{\text{NTF},i}$  with modulation depth  $C$  and working point  $\phi$ . (a) Variation curves with  $C$ ; (b) variation curves with working points  $\phi$



### 3 基于 $3 \times 3$ 耦合器的多相 PGC 解调算法

传统 PGC 解调算法输出相位的噪声传递系数与干涉仪的工作点有关。如果能获取干涉仪在不同工作点  $\phi$  下的输出, 利用输出噪声随工作点变化的规律进行处理, 可取得稳定的输出噪声, 消除工作点变化对输

出噪声的影响。

基于上述分析, 借鉴光纤干涉仪多相检测的思想, 提出如图 2 所示的多相 PGC 解调算法(后文简称多相 PGC 解调算法), 采用  $3 \times 3$  耦合器或通过调制产生相移的方法获取干涉仪在不同初始相位下的干涉输出, 各路输出的相移为  $2\pi/3$ 。

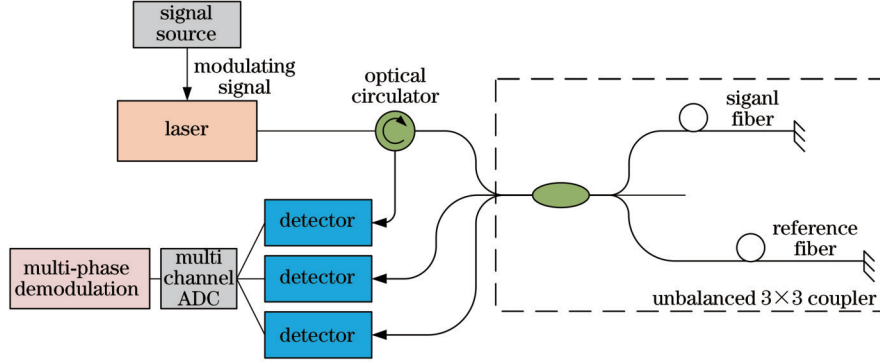


图 2 基于  $3 \times 3$  耦合器的多相 PGC 算法的实现架构

Fig. 2 Implementation architecture of the multi-phase PGC algorithm based on  $3 \times 3$  coupler

采用  $3 \times 3$  耦合器可以得到光纤干涉仪的三路解调信号, 各路解调信号的初始相位差相差  $2\pi/3$ 。三路干涉仪输出表示为

$$\begin{cases} I_1 = A + B \cos[C \cdot \cos(\omega_c t) + \phi - 2\pi/3] \\ I_2 = A + B \cos[C \cdot \cos(\omega_c t) + \phi] \\ I_3 = A + B \cos[C \cdot \cos(\omega_c t) + \phi + 2\pi/3] \end{cases}, \quad (25)$$

对比式(25)和式(1)可以得到,  $3 \times 3$  耦合器的三路干

涉输出与传统 PGC 调制解调系统中的 3 dB 耦合器干涉输出表达式仅存在  $\pm 2\pi/3$  的固定相位差。此外, 由于光路设计差异, 式(25)中的  $A$  值和  $B$  值大小与式(1)不同, 但它们均作为各自系统中的固定参数, 并不影响上述分析过程。因此, 上述推导得到的 PGC 解调噪声特性对于  $3 \times 3$  耦合器的每一路干涉输出仍然适用。根据 PGC 解调算法的光强度噪声传递关系, 当存在光强度噪声时, PGC 解调后各路输出相位噪声为

$$\begin{cases} n_{o1}^i = \sum_{k=0}^{\infty} \left[ \frac{a_{ek}}{J_1(C)} - \frac{b_{ek}}{J_2(C)} \right] \cdot n_{2k}^{i1} \cdot \sin \phi_{01} \cos \phi_{01} + \sum_{k=0}^{\infty} \left[ \frac{a_{ok}}{J_1(C)} \cdot \cos^2 \phi_{01} - \frac{b_{ok}}{J_2(C)} \cdot \sin^2 \phi_{01} \right] n_{2k+1}^{i1} \\ n_{o2}^i = \sum_{k=0}^{\infty} \left[ \frac{a_{ek}}{J_1(C)} - \frac{b_{ek}}{J_2(C)} \right] \cdot n_{2k}^{i2} \cdot \sin \phi_{02} \cos \phi_{02} + \sum_{k=0}^{\infty} \left[ \frac{a_{ok}}{J_1(C)} \cdot \cos^2 \phi_{02} - \frac{b_{ok}}{J_2(C)} \cdot \sin^2 \phi_{02} \right] n_{2k+1}^{i2} \\ n_{o3}^i = \sum_{k=0}^{\infty} \left[ \frac{a_{ek}}{J_1(C)} - \frac{b_{ek}}{J_2(C)} \right] \cdot n_{2k}^{i3} \cdot \sin \phi_{03} \cos \phi_{03} + \sum_{k=0}^{\infty} \left[ \frac{a_{ok}}{J_1(C)} \cdot \cos^2 \phi_{03} - \frac{b_{ok}}{J_2(C)} \cdot \sin^2 \phi_{03} \right] n_{2k+1}^{i3} \end{cases}, \quad (26)$$

式中:  $\phi_{02} = \phi$ ,  $\phi_{01} = \phi_{02} - 2\pi/3$ ,  $\phi_{03} = \phi_{02} + 2\pi/3$ ;  $a_{ek}$ 、 $a_{ok}$ 、 $b_{ek}$ 、 $b_{ok}$  分别表示式(15)和式(16)中  $a_k$  与  $b_k$  的偶数(even)项和奇数(odd)项。考虑到对各类干涉信号采样时不可能做到绝对同步, 且光强度噪声通常为宽带白噪声, 噪声相干时间很短, 因此将三路干涉信号的光强度噪声假定为三路具有相同功率谱特性的独立噪声  $n_{k}^{i1}$ 、 $n_{k}^{i2}$  和  $n_{k}^{i3}$ 。

多相 PGC 解调算法对三路  $3 \times 3$  耦合器的输出分别进行 PGC 解调, 然后再对三路解调结果求平均。三路解调输出信号中的被测相位信号相同, 平均操作对其没有影响, 因此求平均后的输出噪声可以表示为

$$n_o^i = \frac{1}{3} [n_{o1}^i + n_{o2}^i + n_{o3}^i]. \quad (27)$$

根据式(10)、(19)、(26)可以计算相对强度噪声的噪声功率谱。根据  $\phi_{01}$ 、 $\phi_{02}$  和  $\phi_{03}$  之间  $2\pi/3$  的相位差关系, 有  $\cos^2 \phi_{01} + \cos^2 \phi_{02} + \cos^2 \phi_{03} = \frac{3}{2}$ ,  $\cos \phi_{01} + \cos \phi_{02} + \cos \phi_{03} = 0$ 。多相 PGC 解调算法输出相位噪声功率谱为

$$S_{\omega}\{n_o^i\} = \frac{1}{24} \left\{ \sum_{k=0}^{\infty} \left[ \frac{a_{ek}}{J_1(C)} - \frac{b_{ek}}{J_2(C)} \right]^2 + 3 \left[ \frac{a_{ok}}{J_1(C)} \right]^2 + 3 \left[ \frac{b_{ok}}{J_2(C)} \right]^2 - 2 \frac{a_{ok}}{J_1(C)} \frac{b_{ok}}{J_2(C)} \right\} S_{\omega}\{n^i(t)\}, \quad (28)$$

参考式(21), 噪声传递系数为

$$C_{\text{NTF},i} = \frac{1}{24} \left\{ \sum_{k=0}^{\infty} \left[ \frac{a_{ek}}{J_1(C)} - \frac{b_{ek}}{J_2(C)} \right]^2 + 3 \left[ \frac{a_{ok}}{J_1(C)} \right]^2 + 3 \left[ \frac{b_{ok}}{J_2(C)} \right]^2 - 2 \frac{a_{ok}}{J_1(C)} \cdot \frac{b_{ok}}{J_2(C)} \right\} \quad (29)$$

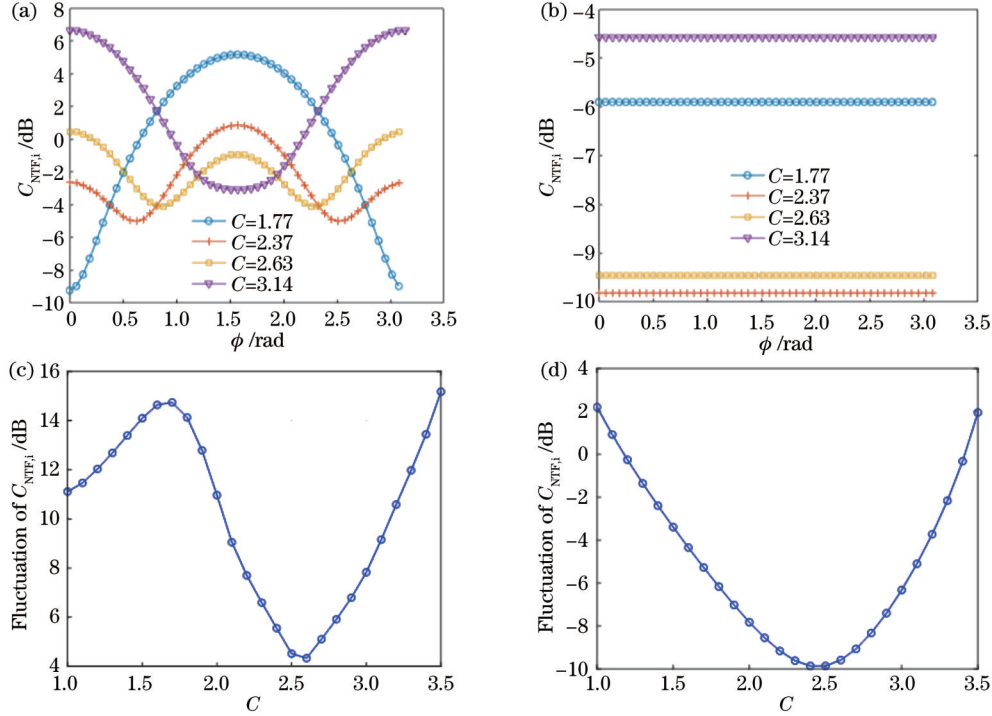


图3 两种PGC解调算法的 $C_{\text{NTF},i}$ 与 $C$ 值和工作点 $\phi$ 的变化关系。(a)不同 $C$ 值下传统PGC算法 $C_{\text{NTF},i}$ 随工作点 $\phi$ 的变化;(b)不同 $C$ 值下多相PGC算法 $C_{\text{NTF},i}$ 随工作点 $\phi$ 的变化;(c)不同 $C$ 值下传统PGC算法的 $C_{\text{NTF},i}$ 最大波动;(d)不同 $C$ 值下多相PGC算法的 $C_{\text{NTF},i}$ 最大波动

Fig. 3 Relationship among  $C_{\text{NTF},i}$ ,  $C$  value and working point  $\phi$  of the two PGC demodulation algorithms. (a)  $C_{\text{NTF},i}$  of traditional PGC algorithm changes with the working point  $\phi$  at different  $C$  values; (b)  $C_{\text{NTF},i}$  of multi-phase PGC algorithm changes with the working point  $\phi$  at different  $C$  values; (c) maximum fluctuation of  $C_{\text{NTF},i}$  of traditional PGC algorithm at different  $C$  values; (d) maximum fluctuation of  $C_{\text{NTF},i}$  of multi-phase PGC algorithm at different  $C$  values

分析图3可以得到以下结论:

1) 传统PGC算法下,对于不同的 $C$ 值,噪声波动大小不同;当 $C$ 值取2.6左右时,噪声传递系数的波动最小,约为4.3 dB;  $C$ 值偏离2.6越远,噪声传递系数波动越大;当 $C = 1.7$ 时,噪声传递系数波动峰谷值为14.7 dB;当 $C = 3.3$ 时,噪声传递系数波动峰谷值为12.0 dB;可见,当 $C$ 值偏离最佳值2.6时,噪声稳定性将明显变差,这是传统PGC算法在噪声稳定性方面面临的主要问题。

2) 采用基于 $3 \times 3$ 耦合器的多相PGC算法后,随着工作点变化,噪声传递系数的波动范围明显变小,可以获得稳定的输出噪声水平。

3) 采用基于 $3 \times 3$ 耦合器的多相PGC算法后,噪声传递系数仍与 $C$ 值有关。当 $C$ 值取2.5左右时,噪声传递系数最小,约为-9.8 dB,明显优于传统PGC解调系统的平均值。

对比式(21)和式(29)可以看到,噪声传递系数不再与工作点 $\phi$ 有关而将保持稳定且只与调制深度 $C$ 有关。

进一步地,将传统PGC解调算法与基于 $3 \times 3$ 耦合器的多相PGC解调算法中 $C_{\text{NTF},i}$ 与 $C$ 的变化关系进行对比,得到如图3所示的对比结果。

## 4 实验验证

### 4.1 仿真验证

为了验证基于 $3 \times 3$ 耦合器的多相PGC算法的性能,进行仿真实验验证。其中,多相PGC算法的实现架构如图2所示,调制方法与传统PGC方法一致,通过调制光源频率产生相移。多相PGC算法主要的创新点是将传统的非平衡迈克耳孙干涉仪改为非平衡 $3 \times 3$ 干涉仪,同时在输入臂中增加了环形器。利用三路光电探测器和多通道同步采集系统对三路干涉信号进行同步光电转换和ADC采集。通过对激光器施加不同幅度的调制可以实现不同的调制深度 $C$ 值。从0到 $2\pi$ 遍历干涉仪的工作点进行仿真分析,绘制不同 $C$ 值条件下各个工作点状态的解调输出噪声谱级,结果如图4所示。从上述实验结果可以看出:如果仅依赖 $3 \times 3$ 耦合器,干涉输出的任何一个臂都无法取得稳定

的噪声性能。在不同调制深度下,噪声随工作点变化的波动峰谷值均超过 3 dB,其中  $C$  值偏离 2.6 越多,噪声波动越大,在  $C=1.77$  和  $C=3.30$  时,噪声波动峰谷值分别为 14.6 dB 和 12.1 dB。而多相 PGC 算法在

不同的  $C$  值下均可以取得较好的噪声稳定性,在不同  $C$  值条件下,噪声波动峰谷值均小于 0.5 dB,与传统 PGC 解调算法相比,其解调噪声稳定性得到了明显提升。

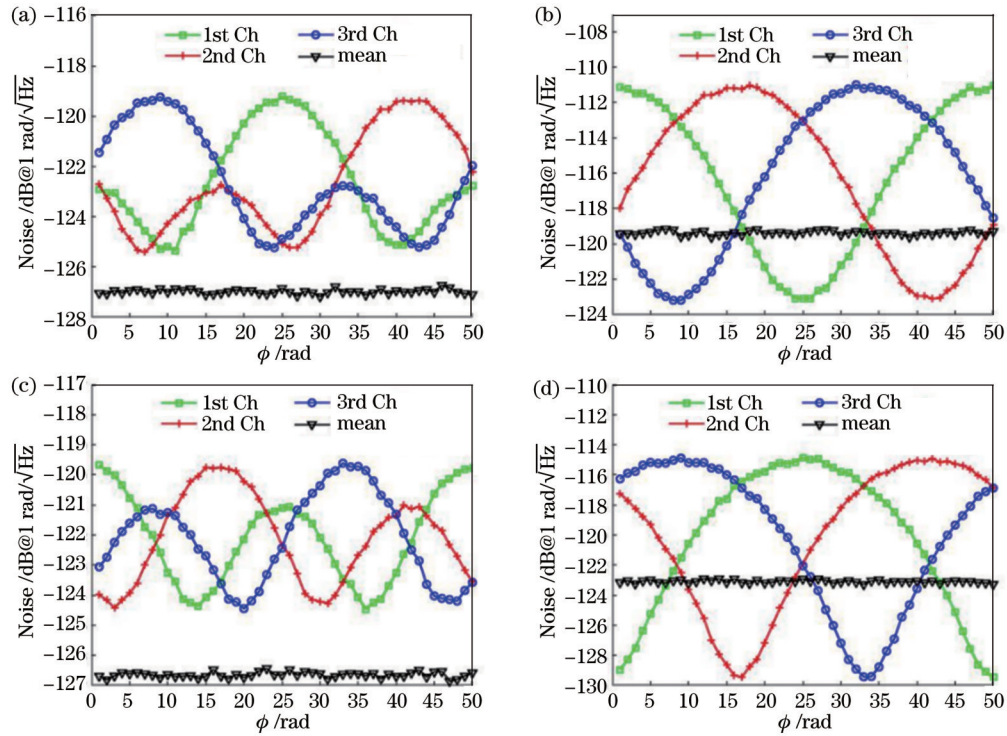


图 4 不同  $C$  值下基于  $3 \times 3$  耦合器的多相 PGC 算法的噪声传递性能。(a)  $C=1.77$ ; (b)  $C=2.37$ ; (c)  $C=2.63$ ; (d)  $C=3.30$

Fig. 4 Noise transfer performance of multi-phase PGC algorithm based on  $3 \times 3$  coupler under different  $C$  values. (a)  $C=1.77$ ; (b)  $C=2.37$ ; (c)  $C=2.63$ ; (d)  $C=3.30$

## 4.2 实验验证

为了验证多相 PGC 算法的实际效果,基于图 2 的系统方案搭建了如图 5 所示的实验测试系统。为更好地屏蔽外界水声环境的噪声并尽量准确地得到光纤水听器系统解调噪声性能,基于  $3 \times 3$  干涉仪绕制的光纤水听器探头的干涉臂和传感臂均绕制在非弹性体材料上,以确保该探头对外部声音信号不敏感。激光器采用窄线宽半导体激光器(RIO ORION<sup>TM</sup>),调制信号源采用 Siglent SSG5000X 系列射频矢量信号发生器。测试系统中光源调制频率为 32 kHz,调制深度设置为 2.63。利用自主研发的多通道光电采集电路板实现三通道光电转换和 ADC 同步采集。采集板使用现场可编程门阵列(FPGA)实现 ADC 数据接口,板载 2 GByte DDR3 缓存,可以对 ADC 数据进行连续缓存。FPGA 通过千兆以太网将数据传输至上位机。上位机接收数据并进行实时存储,对存储的数据进行解调得到水听器传感信号。

测试过程中,为了将实验室环境中的外界干扰和噪声影响降到最低,将探头放置在声/振动屏蔽罐内,隔绝外部干扰。根据光纤水听器的原理可知,受光源

工作状态漂移的影响,水听器内干涉仪的干涉初相位会随着外界环境改变而不断变化,长时间测试可以实现对干涉仪工作点的遍历测试。每次实验连续采集 5 s 的原始数据并随机采集 300 组数据。上位机分别采用常规 PGC 解调方法和多相 PGC 解调算法对每一组原始数据进行信号解调。计算得到两种方法解调信号在 1 kHz 频率处  $1/3$  倍频程内的噪声信号谱级。将所有噪声谱级测试结果按时间顺序绘图,得到光纤水听器探头在整个测试周期内的自噪声波动特性,测试结果如图 6 所示。

图 6 中噪声谱级较高的三组曲线分别为常规 PGC 解调算法对三路输出干涉光信号解调得到的噪声谱级波动曲线。可见,这三路输出的水听器系统自噪声在整个测试周期内的波动峰谷值大于 4.5 dB。图 6 中噪声谱级最低的曲线是采用所提多相 PGC 解调算法对三路干涉信号进行解调得到的系统噪声波动曲线。可见,该方法的噪声谱级较传统算法显著降低,并且整个测试周期内的噪声波动峰谷值小于 1.8 dB。上述实验结果与仿真结果基本一致,证明本方法可帮助光纤水听器获得更低且稳定的系统自噪声。



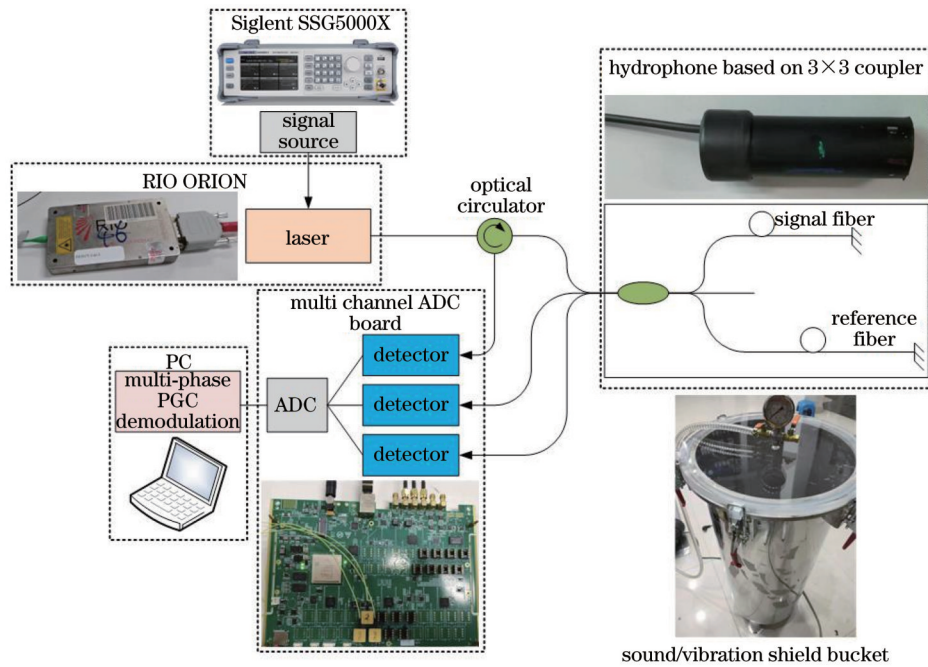
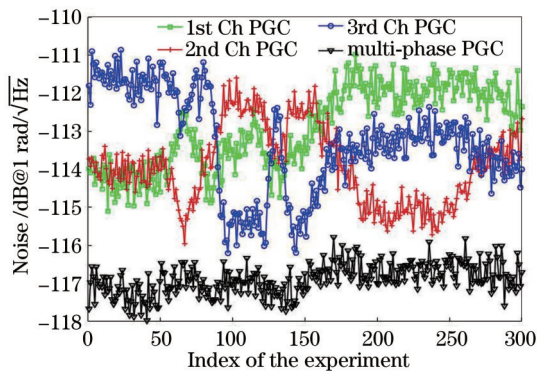


图 5 实验系统示意图

Fig. 5 Schematic diagram of experimental system

图 6 基于  $3 \times 3$  耦合器的多相 PGC 算法的光纤水听器自噪声测试结果Fig. 6 Noise test results of fiber-hydrophone using multi-phase PGC algorithm based on  $3 \times 3$  coupler

## 5 结 论

建立了干涉型光纤水听器噪声传递模型,分析并推了解调结果中系统噪声来源的噪声传递模型,针对解调系统中最主要的噪声来源光源强度噪声,提出了一种基于  $3 \times 3$  耦合器的多相 PGC 解调算法,相比常规 PGC 解调算法,该算法可以抑制工作点变化条件下光强度噪声传递系数的波动,有效提升解调结果的噪声稳定性,仿真和实验结果均与模型的理论分析结果保持一致。在对光纤水听器噪声性能要求日趋严格的深海探测和远距离目标探测等应用中,所提噪声传递模型和基于  $3 \times 3$  耦合器的多相 PGC 解调算法均有较高的研究和实用价值。

## 参 考 文 献

- [1] Kirkendall C K, Dandridge A. Overview of high performance fibre-optic sensing[J]. Journal of Physics D: Applied Physics, 2004, 37(18): R197-R216.
- [2] 孟洲,陈伟,王建飞,等. 光纤水听器技术的研究进展[J]. 激光与光电子学进展, 2021, 58(13): 1306009.  
Meng Z, Chen W, Wang J F, et al. Research progress of fiber optic hydrophone technology[J]. Laser & Optoelectronics Progress, 2021, 58(13): 1306009.
- [3] 倪明. 光纤水听器关键技术研究[D]. 北京: 中国科学院声学研究所, 2003.  
Ni M. Investigation of the key technologies of fiber optic hydrophone[D]. Beijing: Institute of Acoustics of the Chinese Academy of Sciences, 2003.
- [4] 戚悦, 尚凡, 马丽娜, 等. 匹配干涉型光纤水听器中的动态不连续性瑞利散射噪声研究[J]. 光学学报, 2022, 42(23): 2306005.  
Qi Y, Shang F, Ma L N, et al. Dynamic and discontinuous rayleigh scattering noise in path-matching interferometric fiber-optic hydrophones[J]. Acta Optica Sinica, 2022, 42(23): 2306005.
- [5] 曹春燕, 胡正良, 熊水东, 等. 光纤水听器远程传输中相干瑞利噪声的抑制[J]. 中国激光, 2012, 39(10): 1005005.  
Cao C Y, Hu Z L, Xiong S D, et al. Suppression of Rayleigh scattering induced coherent noise in remotely interrogated fiber-optic hydrophones[J]. Chinese Journal of Lasers, 2012, 39(10): 1005005.
- [6] 畅楠琪, 黄晓砥, 王海斌. 基于 EKF 参数估计的光纤水听器 PGC 解调方法研究[J]. 中国激光, 2022, 49(17): 1709001.  
Chang N Q, Huang X D, Wang H B. Phase generated carrier demodulation approach in fiber-optic hydrophone based on extended Kalman filter parameter estimation[J]. Chinese Journal of Lasers, 2022, 49(17): 1709001.
- [7] 汪樟海, 张红, 王巍, 等. 光纤水听器无电中继远程解调系 & 统噪声优化[J]. 中国激光, 2017, 44(11): 1106006.  
Wang Z H, Zhang H, Wang W, et al. Noise optimization of repeaterless remote demodulation systems of fiber-optic

- hydrophone[J]. Chinese Journal of Lasers, 2017, 44(11): 1106006.
- [8] 张华勇, 王利威, 施清平, 等. 光纤水听器时分复用系统通过  $3 \times 3$  耦合器信号解调的一种新算法[J]. 中国激光, 2011, 38(5): 0505011.
- Zhang H Y, Wang L W, Shi Q P, et al. A new demodulation method for time division multiplexing system of fiber-optic hydrophone using a  $3 \times 3$  coupler[J]. Chinese Journal of Lasers, 2011, 38(5): 0505011.
- [9] 王巍, 李东明, 张自丽, 等. 远程光纤水听器系统中传输光纤引入噪声的抑制[J]. 激光与光电子学进展, 2014, 51(11): 110601.
- Wang W, Li D M, Zhang Z L, et al. Suppression of transmission fiber induced noise in remotely optical fiber hydrophone system[J]. Laser & Optoelectronics Progress, 2014, 51(11): 110601.
- [10] 崔杰, 刘亭亭, 肖灵. 干涉型光纤水听器 PGC 解调的参数估计方法[J]. 应用声学, 2017, 36(5): 409-416.
- Cui J, Liu T T, Xiao L. Estimation of parameters for PGC demodulation in interferometric fiber hydrophone[J]. Journal of Applied Acoustics, 2017, 36(5): 409-416.
- [11] Qian X L, Kong Y, Du T Y, et al. Modified phase-generated carrier demodulation compensated for the propagation delay of the fiber[J]. Optics Communications, 2020, 457: 124595.
- [12] Hou C B, Liu G W, Guo S, et al. Large dynamic range and high sensitivity PGC demodulation technique for tri-component fiber optic seismometer[J]. IEEE Access, 2020, 8: 15085-15092.
- [13] 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.

## A Multi-Phase Phase-Generated Carrier Demodulation Algorithm for Stability Improvement of Noise Transfer Coefficient for Fiber Optic Hydrophone

Hou Qingkai, Yao Qiong\*, Chen Hu, Xiong Shuidong

*Institute of Deep-Sea Science and Technology, College of Meteorology and Oceanology, National University of Defense Technology, Changsha 410073, Hunan, China*

### Abstract

**Objective** Interferometric fiber optic hydrophone is a relatively mature solution in the current fiber optic hydrophone system and features high sensitivity, large dynamic range, strong anti-interference ability, and easy array formation. Meanwhile, it is suitable for underwater targets and is widely employed in fields such as detection and underwater energy exploration. In recent years, the application scenarios of fiber optic hydrophones have gradually developed into complex scenarios such as far-reaching seawater acoustic detection and mobile platform deployment. These scenarios pose more challenges to the signal detection performance and noise stability of hydrophones. Phase-generated carrier (PGC) demodulation is a commonly adopted signal detection method for interferometric fiber optic hydrophones. Since the operating point and carrier modulation depth are greatly affected by external environmental changes, the PGC demodulation system has unstable output phase signals. In particular, the system's self-noise stability fluctuates greatly with environmental changes. This problem has become an important factor limiting the performance of fiber optic hydrophone systems.

**Methods** Centering on the noise stability of interferometric fiber optic hydrophones based on PGC demodulation, we build a noise transfer model of the interferometric fiber optic hydrophone based on PGC demodulation and focus on analyzing changes in the two parameters of the carrier modulation depth and operating point. Meanwhile, the mechanism of influence on the stability of PGC demodulation noise is studied. A new multi-phase PGC demodulation scheme is proposed, where a  $3 \times 3$  coupler is introduced into the traditional PGC demodulation architecture for multi-phase detection, and the three interference signals are fused by phase shift characteristics of the coupler. The multi-phase PGC demodulation algorithm performs PGC demodulation on the outputs of three  $3 \times 3$  couplers respectively, and then averages the demodulation results of the three channels. Since the measured phase signals in the three demodulated output signals are the same, the averaging operation has no effect on them, while the noise signals can be suppressed. Additionally, as the initial phases of the three interference signals differ by  $2\pi/3$ , the noise influence exerted by the initial phase changes can be minimized by averaging regardless of whether the working point of the interference signals changes or not. Therefore, the demodulation noise can be relatively stable. As the working point of the hydrophone changes, this scheme can reduce fluctuations in the noise transfer coefficient of the light source intensity noise.

**Results and Discussions** We conduct simulation experiments to verify the performance of the multi-phase PGC



demodulation algorithm. The simulation results show that sound noise stability can be achieved under different carrier modulation depth ( $C$ ) values. Under different  $C$  values, the fluctuation of the noise transfer coefficient is less than 0.5 dB, and compared with the traditional PGC demodulation algorithm, the stability of demodulation noise of multi-phase PGC demodulation algorithm is significantly improved (Figs. 3 and 4). A multi-phase PGC demodulation system based on  $3 \times 3$  coupler is built, and the demodulation phase noise performance of the system is experimentally verified. A multi-channel synchronous sampling analog-to-digital converter (ADC) is employed to acquire the three outputs of the coupler. The traditional PGC demodulation method and the multi-phase PGC demodulation algorithm are utilized to demodulate the original data collected by the system. Additionally, we calculate the noise spectrum levels of the demodulated signals of the two methods at 1 kHz frequency separately and analyze the noise fluctuation characteristics of the system. The experimental results show that the self-noise fluctuation obtained by demodulating the three outputs of the  $3 \times 3$  coupler using the traditional PGC demodulation method is greater than 4.5 dB (Fig. 6). The noise spectrum levels obtained by the multi-phase PGC demodulation method are significantly reduced, and the noise fluctuation during the entire test cycle is less than 1.8 dB (Fig. 6). The experimental results verify the effectiveness of the multi-phase PGC demodulation algorithm.

**Conclusions** We build a noise transfer model for interferometric fiber optic hydrophones, analyze and derive the noise transfer model of system noise sources on demodulation results, and propose a multi-phase PGC demodulation algorithm. Compared with traditional PGC demodulation algorithm, the proposed algorithm can suppress the fluctuation of light intensity noise transfer coefficient under the changing operating point, and improve the noise stability of demodulation results. Simulation and experimental results are consistent with the theoretical analysis results of the model. In applications such as deep-sea exploration and long-distance target detection which have increasingly stringent noise performance requirements for fiber optic hydrophones, the noise transfer model and the multi-phase PGC demodulation algorithm based on  $3 \times 3$  coupler proposed in our study have research and practical significance.

**Key words** interferometric fiber optic hydrophone; phase-generated carrier demodulation; noise stability;  $3 \times 3$  demodulation