

DOI: 10.19650/j.cnki.cjsi.J2210647

# 针对 $3\times 3$ 耦合器幅相非对称的光纤水听器解调方法\*

张 硕<sup>1,2</sup>, 王 敏<sup>2</sup>, 王 珂<sup>2</sup>, 杨 平<sup>2</sup>, 王月兵<sup>1</sup>

(1. 中国计量大学计量测试工程学院 杭州 310018; 2. 中国计量科学研究院 北京 100029)

**摘要:**基于  $3\times 3$  耦合器法的光纤水听器解调容易受耦合器分光比非理想对称特性影响,导致水听器解调结果及测量信号不准确。为解决实际中  $3\times 3$  耦合器普遍存在的幅度、相位非对称引入的解调偏差问题,提出基于微分交叉相乘的干涉信号幅度和相位修正解调方法。通过对三路非对称干涉信号进行两两最小二乘椭圆拟合,得到干涉信号的实际幅度和相位参数,经去直流、归一化消除幅度不对称,并将所得包含非对称相位信息的信号两两微分交叉相乘,经三角函数变换解算信号相位及其修正系数,从而实现光纤水听器输出信号的准确解调。仿真对比了本文方法和仅考虑幅度非对称情况的解调结果,并分析比较了两种处理方法随声信号频率、幅值变化的解调误差,前者得到接近理想信号波形的解调结果和更小的解调误差。依托消声水池开展了光纤水听器解调实验,在 5~30 kHz 频率范围对解调方法进行了对比验证,证明了本文解调方法的有效性和稳定性。

**关键词:** 光纤水听器解调;  $3\times 3$  耦合器法; 幅相非对称性; 相位修正解调

**中图分类号:** TH74      **文献标识码:** A      **国家标准学科分类代码:** 510.99

## Signal demodulation of fiber optic hydrophone with asymmetric amplitude and phase of $3\times 3$ coupler

Zhang Shuo<sup>1,2</sup>, Wang Min<sup>2</sup>, Wang Ke<sup>2</sup>, Yang Ping<sup>2</sup>, Wang Yuebing<sup>1</sup>

(1. College of Metrology & Measurement Engineering, China Jiliang University, Hangzhou 310018, China;  
2. National Institute of Metrology, Beijing 100029, China)

**Abstract:** The signal demodulation of fiber optic hydrophone based on the  $3\times 3$  coupler method is generally affected by the asymmetric characteristic of coupler, which leads to inaccurate demodulation results and the measuring signals. To solve the problem of demodulation errors caused by both the amplitude and phase difference, which are commonly existed for a  $3\times 3$  coupler, a method of amplitude and phase demodulation correction based on differential cross-multiplying is proposed. Through the least squares ellipse fitting pairwise of three asymmetric interference signals, the amplitude and phase parameters of the interference signals are obtained, and the amplitude asymmetry is eliminated by DC removal and normalization. Further, the differential cross-multiplying operation is performed pairwise for the obtained three signals, which contain asymmetric phase. Then, the phase and the related correction coefficient of the signals are calculated by trigonometric transformation. In this way, the accurate demodulation results of the fiber hydrophone are achieved. Comparison of the proposed method with the existed method which only considers the asymmetry of amplitude is conducted. The demodulation errors of two methods varying with frequency and amplitude of the input acoustic signal are analyzed by numerical simulations. Results show that the proposed method could obtain the demodulated signal which is closer to the nominal signal waveform and has smaller demodulation errors. Moreover, demodulation experiments of fiber optic hydrophone are also implemented in the frequency range of 5~30 kHz in an anechoic water tank, which illustrate the effectiveness and stability of the presented correction method for demodulation.

**Keywords:** signal demodulation of optical fiber hydrophone;  $3\times 3$  coupler method; amplitude and phase asymmetry; correction of phase demodulation

## 0 引 言

光纤水听器具有灵敏度高、动态范围大、抗电磁干扰能力强、可大规模阵列复用与远距离监测等优点,在海洋目标探测、资源勘探、水声对抗等领域有广泛应用<sup>[1-6]</sup>。用于岸基噪声监测的光纤水听器通常工作在小于 10 kHz 的低频段,随着拖曳线列阵等水下主动探测及短程水声通信对光纤水听器的迫切需求,实现具有良好高频特性及解调性能的宽频光纤水听器尤为重要<sup>[7]</sup>。

光纤水听器按工作原理主要分为强度型、干涉型和光纤光栅型,其中干涉型光纤水听器应用最为普遍,且已进入大规模工程实用化阶段<sup>[1,4]</sup>。干涉型光纤水听器的基本工作原理为:待测声信号调制在干涉仪两臂上转化为光相移信号,再通过适当的信号解调方法得到待测声信号信息。解调方法的性能优劣直接影响光纤水听器测量声信号的准确与否,尤其在光纤水听器的计量溯源中,解调系统及方法作为计量标准装置的关键部分,对解调信号准确性有较高要求<sup>[8]</sup>,同时水下弱目标探测也要求信号精密测量和解调能力,因此实现光纤水听器的精准解调十分必要。

目前常用的两种信号解调方法为相位生成载波(phase generated carrier, PGC)法和 3×3 耦合器法。PGC 法的优点是干涉仪结构简单,受耦合器参数影响较小<sup>[9]</sup>,但动态范围受限于载波频率,高频性能较差<sup>[10]</sup>;3×3 耦合器法无需载波调制,动态范围更大,工作频率范围也更宽,更适合大于 10 kHz 频段<sup>[11]</sup>。然而,3×3 耦合器法解调需保证耦合器三路信号通道理想对称,即满足三路信号直流流量系数相同、交流流量系数相同、相位差为 120°<sup>[12]</sup>。但受限于实际工艺,耦合器的等分光比、等相位差条件一般不能满足,若不加修正地按照理想情况解调,会导致所得的相移信号与实际信号相差较大,且解调结果不稳定。

针对上述情况,国内外开展了系列 3×3 耦合器解调方法的改进与优化研究。1997 年,Zhao 等<sup>[13]</sup>针对非理想 3×3 耦合器解调,通过改变自动增益电路中交流流量系数比值实现准确解调,此方法额外增加了信号调理电路以调整交流流量系数,不利于系统集成。2008 年,陈宇等<sup>[14]</sup>在压电陶瓷上加载幅值足够大、调制周期大于 2π 的正弦信号,以此覆盖每个周期内干涉信号的最大值和最小值,并通过提取干涉信号的最大值和最小值确定直流流量系数与交流流量系数,此方法的调制信号幅值和调制周期须满足包络要求才能准确得到参数值。2016 年,毛欣等<sup>[15]</sup>针对 3×3 耦合器的微分交叉相乘和反正切处理的动态范围进行了对比研究,通过压电陶瓷加载电压信号模拟水声信号,但未考虑实际系统中噪声和干扰的影响。2019 年,高晓文等<sup>[12]</sup>利用椭圆拟合微分交叉相乘算法,降低了耦合器分光比差异引起的信号畸变,但设定的

干扰信号很小,且未考虑耦合器相位差非对称的影响。2021 年,Ma<sup>[16]</sup>利用改进的非对称 3×3 耦合器微分交叉相乘法实现了管道干扰源定位,但只用到其中的两路信号,不能完全消除相位差的影响。

总体而言,上述主要是针对干涉信号幅度不对称情况进行的研究,耦合器相位差非对称导致的影响及在实际水声环境下的解调研究相对较少。而实际水声环境中受噪声、干扰、温度变化等因素影响,解调过程中干涉信号的直流量系数、交流流量系数、相位差等均会发生变化;尤其当水声外场环境噪声较大时,解调中每两路信号形成的椭圆点具有明显分散性,导致耦合器相位差成为椭圆拟合误差的主要来源<sup>[17]</sup>。

对此,本文提出基于微分交叉相乘的干涉信号幅度和相位修正解调方法,以减小耦合器幅度、相位非对称引入的解调偏差。通过数值仿真对比不同频率、相位偏差情况仅考虑幅度解调法与幅相修正解调法的幅值误差,并分析了声信号的频率、幅度对解调信号幅值误差的影响,验证了幅相修正解调方法的性能。进一步地,在消声水池中对 5~30 kHz 频率范围的光纤水听器干涉信号解调进行了实验对比验证。

## 1 3×3 耦合器法解调原理

基于迈克尔逊干涉仪的 3×3 耦合器解调原理如图 1 所示。激光器的输出光束经环形器和 3×3 耦合器分成两路,一路进入带有压电陶瓷的信号臂受声压信号调制,另一路为参考臂,两路光信号经法拉第旋转镜反射返回耦合器发生干涉,干涉仪输出的干涉信号可表示为:

$$I(t) = [1 + \nu \cos \varphi(t)] I_0 \quad (1)$$

式中:  $I_0$  为干涉输出的平均光强,  $\nu$  为相干系数,  $\varphi(t)$  表示干涉仪两臂的总相位差,包含两臂初始相位差  $\varphi_0$ 、声波调制引入的相移  $\varphi_s(t)$ 、各种噪声引入的相移  $\varphi_n(t)$ ,即  $\varphi(t) = \varphi_0 + \varphi_s(t) + \varphi_n(t)$ 。式(1)经光电转换可得到:

$$V(t) = A + B \cos[\varphi_0 + \varphi_s(t) + \varphi_n(t)] \quad (2)$$

式中:  $A$  和  $B$  为与光电探测器接收光强成正比的量,其中  $B$  还与干涉仪的相干系数  $\nu$  有关。因此,理论上经光电探测器后输出的三路电信号表达式为:

$$\begin{aligned} V_1(t) &= A + B \cos \varphi(t) \\ V_2(t) &= A + B \cos \left[ \varphi(t) + \frac{2}{3} \pi \right] \\ V_3(t) &= A + B \cos \left[ \varphi(t) + \frac{4}{3} \pi \right] \end{aligned} \quad (3)$$

式中:  $A$  为输出信号的直流量,  $B$  为输出信号的交流流量。

将式(3)中的三路信号相加计算平均,可得到直流量  $A$ :

$$[V_1(t) + V_2(t) + V_3(t)]/3 = A \quad (4)$$

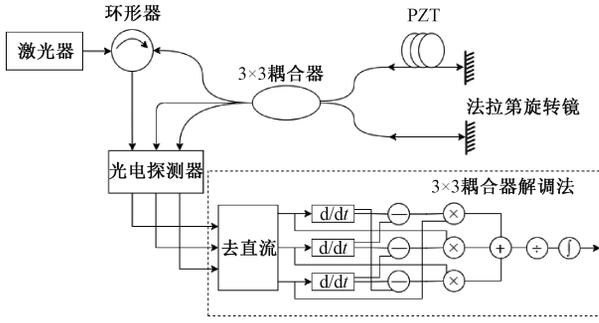


图1 基于 Michelson 结构的 3×3 解调方案图

Fig. 1 The 3×3 demodulation scheme based on Michelson structure

联合式(3)、(4)去除直流量后可得:

$$\begin{aligned} \dot{V}_1(t) &= B \cos \varphi(t) \\ \dot{V}_2(t) &= B \cos \left[ \varphi(t) + \frac{2}{3} \pi \right] \\ \dot{V}_3(t) &= B \cos \left[ \varphi(t) + \frac{4}{3} \pi \right] \end{aligned} \quad (5)$$

将式(5)对时间进行微分可得:

$$\begin{aligned} \dot{V}'_1(t) &= -B \varphi'(t) \sin \varphi(t) \\ \dot{V}'_2(t) &= -B \varphi'(t) \sin \left[ \varphi(t) + \frac{2}{3} \pi \right] \\ \dot{V}'_3(t) &= -B \varphi'(t) \sin \left[ \varphi(t) + \frac{4}{3} \pi \right] \end{aligned} \quad (6)$$

式(6)中三路信号两两相减、交叉相乘并相加可得:

$$\begin{aligned} R(t) &= \dot{V}_1(t) [\dot{V}'_2(t) - \dot{V}'_3(t)] + \\ &\dot{V}_2(t) [\dot{V}'_3(t) - \dot{V}'_1(t)] + \dot{V}_3(t) [\dot{V}'_1(t) - \\ &\dot{V}'_2(t)] = \frac{3\sqrt{3}}{2} B^2 \varphi'(t) \end{aligned} \quad (7)$$

为消除上式中交流量  $B$  的影响,将式(5)中的 3 个信号计算平方和得:

$$S = \dot{V}_1^2(t) + \dot{V}_2^2(t) + \dot{V}_3^2(t) = \frac{3}{2} B^2 \quad (8)$$

将式(7)除以式(8),经积分运算后得:

$$V_{\text{out}}(t) = \int \frac{R(t)}{S} dt = \sqrt{3} \varphi(t) \quad (9)$$

由于上式  $\varphi(t)$  中包含的  $\varphi_0$  和  $\varphi_n(t)$  均为低频量,经高通滤波后可得到信号  $\varphi_s(t)$ , 即得到声波调制到光纤水听器上的待解调信号。

## 2 幅相非对称修正解调方法

第 1 节中式(3)~(9)给出了幅相理想对称情况下的解调过程。但实际应用中,3×3 耦合器会出现随机的不

均匀分光比与偏移相位差,且相位差偏移越大,解调误差越大。因此,实际输出的三路电信号应表示为:

$$\begin{aligned} V_1(t) &= A_1 + B_1 \cos \varphi(t) \\ V_2(t) &= A_2 + B_2 \cos \left[ \varphi(t) + \frac{2}{3} \pi + \Delta \phi_1 \right] \\ V_3(t) &= A_3 + B_3 \cos \left[ \varphi(t) + \frac{4}{3} \pi + \Delta \phi_2 \right] \end{aligned} \quad (10)$$

其中,  $A_1, A_2, A_3$  为三路输出的直流量;  $B_1, B_2, B_3$  为三路输出的交流量;  $\Delta \phi_1, \Delta \phi_2$  分别为通道 1 和 2、通道 2 和 3 两路信号间的相位与理想值偏差。

将式(10)中三路信号的任意两路作图可形成利萨如图,见图 2。所得图形为椭圆,通过最小二乘拟合可得到式(10)中各参数的值,具体过程如下所示。

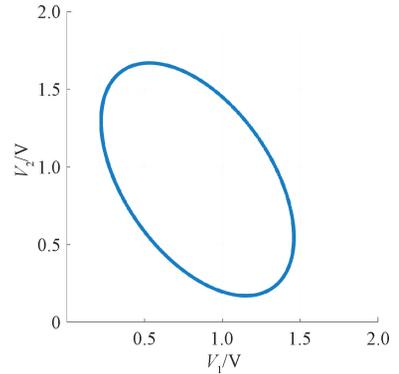


图2 3×3 耦合器输出两路信号形成的利萨如图  
Fig. 2 Lissajou figure formed by two output signals of the 3×3 coupler

令  $\varphi_1 = \frac{2}{3} \pi + \Delta \phi_1, \varphi_2 = \frac{2}{3} \pi + \Delta \phi_2$ , 式(10)可重写为:

$$V_1(t) = A_1 + B_1 \cos \varphi(t) \quad (11)$$

$$V_2(t) = A_2 + B_2 \cos [\varphi(t) + \varphi_1] \quad (12)$$

$$V_3(t) = A_3 + B_3 \cos [\varphi(t) + \varphi_2] \quad (13)$$

将式(11)和(12)联立,消掉  $\varphi(t)$  可得到(下述为书写方便,部分公式略去时间  $t$ ):

$$\begin{aligned} V_1^2 - 2 \frac{B_1}{B_2} \cos \varphi_1 V_1 V_2 + \frac{B_1^2}{B_2^2} V_2^2 + \\ 2 \left( A_2 \frac{B_1}{B_2} \cos \varphi_1 - A_1 \right) V_1 + \\ 2 \left( A_1 \frac{B_1}{B_2} \cos \varphi_1 - \frac{B_1^2}{B_2^2} A_2 \right) V_2 + A_1^2 + A_2^2 \frac{B_1^2}{B_2^2} - \\ 2 A_1 A_2 \frac{B_1}{B_2} \cos \varphi_1 - B_1^2 \sin^2 \varphi_1 = 0 \end{aligned} \quad (14)$$

进而将上式与椭圆一般表达式:

$$V_1^2 + a V_1 V_2 + b V_2^2 + c V_1 + d V_2 + e = 0 \quad (15)$$

类比得到关于系数  $a, b, c, d, e$  的椭圆一般式。对采集的干涉仪输出信号数据经最小二乘法拟合可得 5 个参数的值<sup>[18]</sup>, 即直流量系数、交流量系数、相位差为:

$$\begin{aligned} A_1 &= \frac{2bc - ad}{a^2 - 4b} \\ A_2 &= \frac{2d - ac}{a^2 - 4b} \\ B_1 &= \sqrt{\frac{A_1^2 + aA_1A_2 + bA_2^2 - e}{1 - a^2/4b^2}} \end{aligned} \quad (16)$$

$$\begin{aligned} B_2 &= \sqrt{B_1^2/b} \\ \varphi_1 &= \arccos(-a_1B_2/2B_1) \end{aligned}$$

同理可得到  $A_3, B_3, \varphi_2$ 。将拟合得到的上述系数代入式 (10), 经去直流、交流量归一化后:

$$\begin{aligned} V_a(t) &= \cos\varphi(t) \\ V_b(t) &= \cos[\varphi(t) + \varphi_1] = \cos\left[\varphi(t) + \frac{2}{3}\pi + \Delta\phi_1\right] \\ V_c(t) &= \cos[\varphi(t) + \varphi_2] = \cos\left[\varphi(t) + \frac{4}{3}\pi + \Delta\phi_2\right] \end{aligned} \quad (17)$$

由式 (17) 可知, 通过交流量归一化处理后的三路信号幅度对称, 但每两路之间的相位差仍为非对称状态, 若仍按理想相位差解调将得到  $3\sqrt{3}/2\varphi(t)$ , 此结果未考虑  $\Delta\phi_1, \Delta\phi_2$  相位偏差角的影响。而实际应用中, 当环境噪声和干扰较大时, 引入的  $\Delta\phi_1, \Delta\phi_2$  相位偏差将影响解调信号的结果, 因此须考虑相位差修正。相位差修正的处理过程如图 3 所示, 将去直流归一化后的式 (17) 进行两两微分相减并与另外一路相乘, 得到:

$$\begin{aligned} V_c(V'_a - V'_b) &= \varphi'(t) \cdot \cos[\varphi(t) + \varphi_2] \cdot \{\sin[\varphi(t) + \varphi_1] - \sin\varphi(t)\} \\ V_a(V'_b - V'_c) &= \varphi'(t) \cdot \cos\varphi(t) \cdot \{\sin[\varphi(t) + \varphi_2] - \sin[\varphi(t) + \varphi_1]\} \\ V_b(V'_c - V'_a) &= \varphi'(t) \cdot \cos[\varphi(t) + \varphi_1] \cdot \{\sin\varphi(t) - \sin[\varphi(t) + \varphi_2]\} \end{aligned} \quad (18)$$

运用三角函数变换消除包含相位的  $\varphi(t)$  项, 保留其一阶导数项, 并将式 (18) 三式相加取负, 积分得:

$$\begin{aligned} V(t) &= - \int \left[ \begin{aligned} &V_c(V'_a - V'_b) + \\ &V_a(V'_b - V'_c) + \\ &V_b(V'_c - V'_a) \end{aligned} \right] dt = \\ &[\sin\varphi_1 - \sin\varphi_2 - \sin(\varphi_1 - \varphi_2)]\varphi(t) = \alpha\varphi(t) \end{aligned} \quad (19)$$

式中:  $\alpha = \sin\varphi_1 - \sin\varphi_2 - \sin(\varphi_1 - \varphi_2)$  为解调信号幅值修正系数, 它与每两路信号之间的相位差有关。对式 (19) 得到的信号经高通滤波消除低频项即得到解调信号  $\varphi_s(t)$ 。因此, 利用系数  $\alpha$  对解调结果进行修正, 即

可消除相位差非理想对称特性引入的解调误差, 实现干涉信号的准确解调。

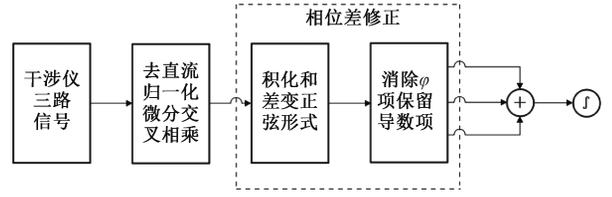


图 3 相位差修正处理框图

Fig. 3 Block diagram of the phase difference correction method

### 3 数值仿真与对比分析

本章通过数值仿真对上述解调方法和仅考虑幅度解调法的结果和性能对比验证, 仿真信号设置如下:

$$\begin{aligned} I_1 &= A_1 + B_1 \cos(\varphi_a + S_1) + P_1 \\ I_2 &= A_2 + B_2 \cos(\varphi_a + \varphi_1 + S_2) + P_2 \\ I_3 &= A_3 + B_3 \cos(\varphi_a + \varphi_2 + S_3) + P_3 \end{aligned} \quad (20)$$

式中:  $\varphi_a = C \cos(2\pi ft)$  为声信号调制引起的相移 (即待解调信号),  $C$  为相移幅值,  $f$  为声信号频率,  $S_i$  为干涉信号相位噪声,  $P_i$  为输出信号噪声扰动。

仿真 1: 幅相非对称条件下的解调信号幅值对比

设置声信号频率 10 kHz, 幅值 6 rad, 干涉仪三路信号直流量  $A_1 = 0.84, A_2 = 0.92, A_3 = 0.70$ , 交流量  $B_1 = 0.62, B_2 = 0.75, B_3 = 0.53$ , 两臂间的相位差  $\varphi_1 = 115^\circ, \varphi_2 = 245^\circ$ , 信号采样率 4 MHz。利用式 (12) 得到利萨如图的各个参数后, 分别用幅相修正解调法与仅考虑幅度解调法<sup>[12]</sup>处理, 结果如图 4 所示。可以看到, 经幅相修正解调法处理得到的解调信号波形与原始待解调信号波形几乎完全重合; 信号幅值方面, 仅考虑幅度解调得到的信号幅值为 5.88 rad, 相比待解调信号幅值误差为 2%, 而经本文解调方法处理得到的信号幅值为 6.00 rad, 与待解调信号幅值一致。表明在 3×3 耦合器三路信号存在幅度、相位非对称时, 利用本文解调方法能够得到更接近标称信号波形和幅值的解调结果, 而仅考虑幅度非对称处理与标称待解调信号存在较明显偏差。

为进一步验证不同频率下两种方法的解调结果, 设置声信号频率为 30 kHz, 其他条件不变, 结果如图 5 所示, 可得到与 10 kHz 频率类似的结果: 仅考虑幅度解调得到的信号幅值为 5.83 rad, 而本文解调方法得到的信号幅值为 5.94 rad, 与标称待解调信号幅值的偏差由 2.83% 减小到 1%, 即本文方法得到的解调结果更接近标称待解调信号。

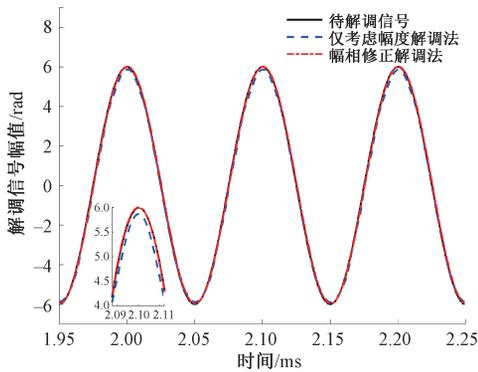


图4 10 kHz时两种方法得到的解调信号对比

Fig. 4 Comparison of the demodulated signals by two different methods at 10 kHz

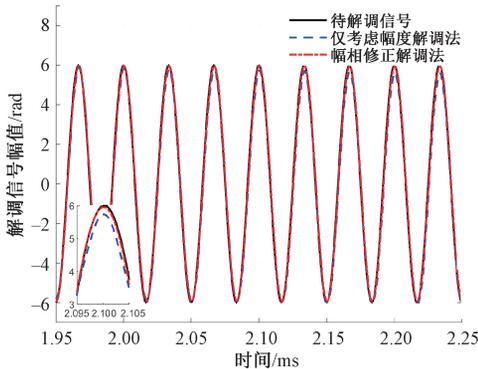


图5 30 kHz时两种方法得到的解调信号对比

Fig. 5 Comparison of the demodulated signals by two different methods at 30 kHz

## 仿真2:不同相位偏差对解调幅值误差的影响

仿真分析当相位偏差角  $\Delta\phi_i \in [-10^\circ, 10^\circ]$  时,分别经仅考虑幅度解调法与幅相修正解调法处理,对比和分析解调信号的幅值误差。

首先,设置输入声信号为频率 10 kHz、幅值 6 rad 的正弦信号,采样率 4 MHz,加入信噪比 35 dB 的白噪声信号以模拟环境噪声。仅考虑幅度解调法的仿真结果如图 6 所示,可以看到,当相位偏差角均为  $0^\circ$  时,解调信号幅值与标称值误差最小,约为 0.68%;随两路相位偏差角变化,解调信号幅值误差增大;当相位偏差角同为  $10^\circ$  或  $-10^\circ$  时,误差约为 1.65%,当两路相位偏差角差值最大时(一路为  $10^\circ$ ,一路为  $-10^\circ$ ),解调结果的幅值误差最大,约为 3.75%。上述原因主要在于,当两路相位偏差角在  $0^\circ \sim 10^\circ$ 、 $0^\circ \sim -10^\circ$  范围同时增大或减小时,式(13)中第 2、3 路信号间的相位差接近  $120^\circ$ ,仅与第 1 路的相位差较大,解调时引入的幅值误差相对较低;而当两路相位偏差角的差值变大时,第 2、3 路信号间的相位差将增大,同时与第 1 路的相位差较大,综合表现为幅值误差上升较快。而经本文幅相修正解调法处理的结果如图 7 所示,可

以看到,解调信号幅值误差不随两路相位偏差角变化,且与上述不存在相位偏差时的误差相等,均为 0.68%。表明本文给出的幅相修正解调法能够有效修正耦合器非理想对称引入的相位偏差,得到更准确的解调结果。

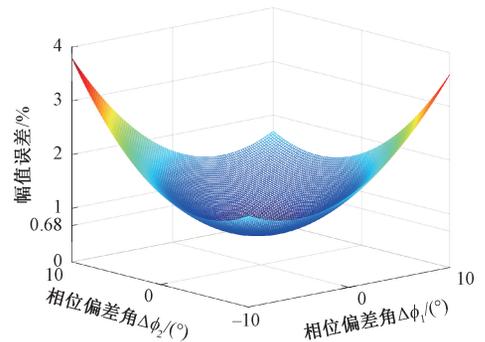


图6 10 kHz 仅考虑幅度解调法的幅值误差与相位偏差关系

Fig. 6 Relation between amplitude error and phase deviation by the method only considering the asymmetry of amplitude at 10 kHz

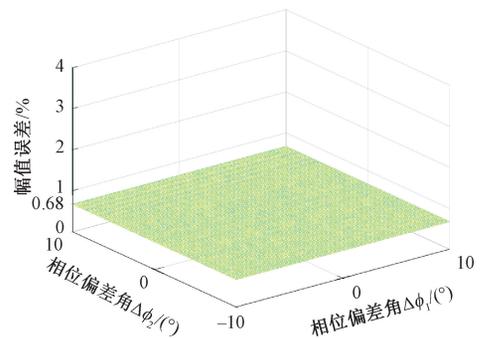


图7 10 kHz 幅相修正解调法的幅值误差与相位偏差关系

Fig. 7 Relationship between amplitude error and phase deviation by the proposed amplitude-phase correction demodulation method at 10 kHz

进一步地,改变声信号频率,图 8、9 分别给出声信号频率为 30 kHz 时仅考虑幅度解调法和幅相修正解调法的幅值误差,可以看到与 10 kHz 时具有相似结果:随着相位偏差角的变化,经本文幅相修正解调法处理得到的幅值误差几乎不变,整体明显小于仅考虑幅度非对称的解调结果的幅值误差,尤其是当两路相位偏差角差值较大时,本文方法的效果更为明显。

## 仿真3:声信号频率及幅度对解调幅值误差影响

为验证输入声信号频率与幅度对解调结果的影响,设置不同频率与幅值的输入信号进行对比仿真,其他条件与仿真 1 相同。两种解调方法得到的幅值误差随输入信号频率和幅度的对比结果分别如图 10、11 所示。可以看出,解调幅值误差均随着输入信号频率与输入信号幅值的增大而增大,但本文的幅相修正解调法相比仅考虑

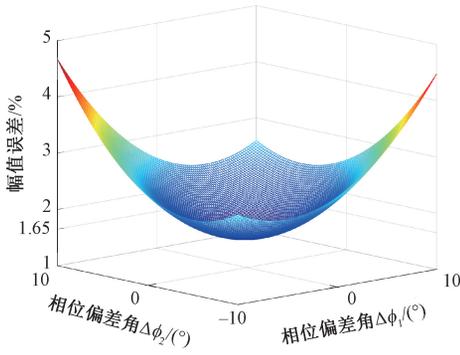


图 8 30 kHz 仅考虑幅度解调法的幅值误差与相位偏差关系

Fig. 8 Relationship between amplitude error and phase deviation by the method only considering the asymmetry of amplitude at 30 kHz

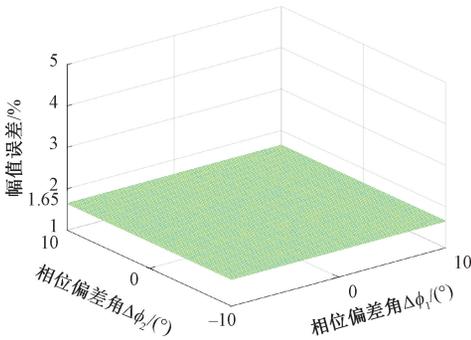


图 9 30 kHz 时幅相修正解调法的幅值误差与相位偏差关系

Fig. 9 Relationship between amplitude error and phase deviation by the proposed amplitude-phase correction demodulation method at 30 kHz

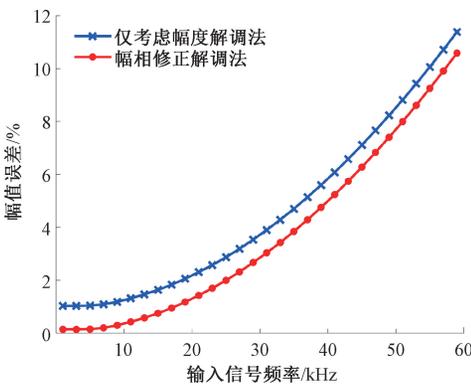


图 10 解调信号幅值误差与输入信号频率的关系图

Fig. 10 Relationship between amplitude error of the demodulated signal and frequency of the input signal

幅度的解调法,在不同频率和不同输入信号幅度时均具有更小的解调误差,一定程度上验证了前者解调性能的优势。

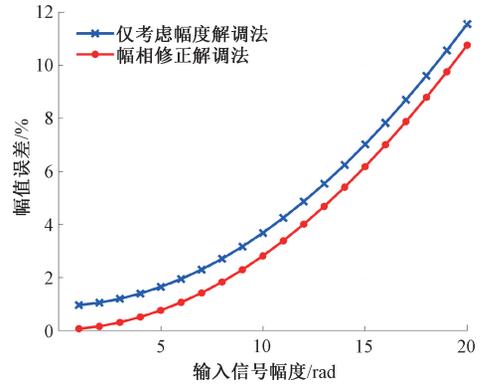


图 11 解调信号幅值误差与输入信号幅度的关系图

Fig. 11 Relationship between amplitude error of the demodulated signal and amplitude of the input signal

### 4 光纤水听器解调实验

#### 4.1 解调实验系统

为了验证上述解调方法性能,本文搭建了基于 3×3 耦合器光纤水听器解调系统,并开展了水声信号解调对比实验。实验系统结构框图如图 12 所示,主要包含消声水池、信号源、功率放大器、发射换能器、光纤水听器、3×3 耦合器解调模块。解调模块实物如图 13 所示,消声水池尺寸 3 m×2 m×2 m,周围铺设吸声材料;声源采用 Neptune D17 球形发射换能器,覆盖工作频率 5~30 kHz;光源采用波长 1 550 nm、线宽小于 3 kHz、输出功率约 10 mW 的 RIO 激光器;光电探测器带宽为 500 kHz;解调模块主要包含信号采集卡及解调处理程序。

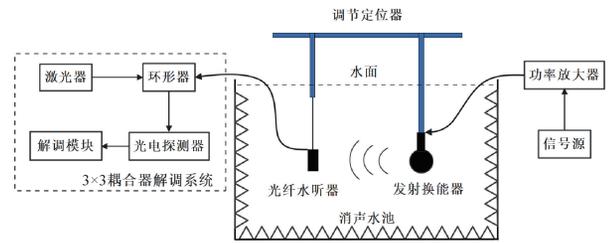
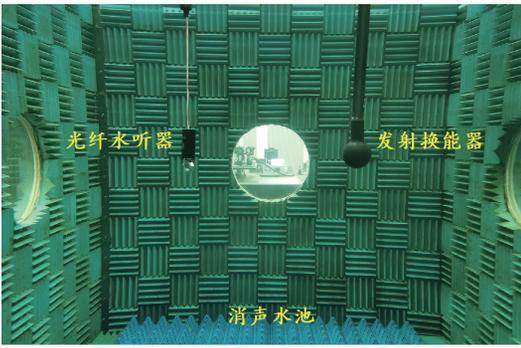


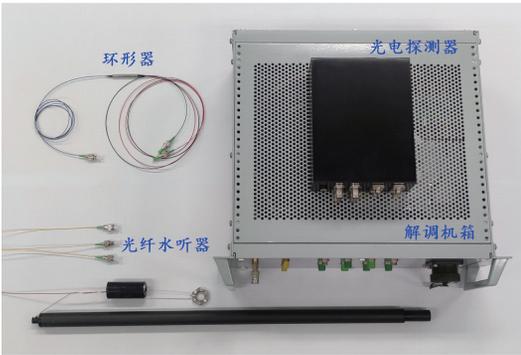
图 12 光纤水听器解调实验系统结构图

Fig. 12 Structure diagram of the optical fiber hydrophone demodulation experiment system

实验时,将发射换能器和光纤水听器放置在消声水池中的同一深度,两者水平距离 0.6 m,满足远场条件。信号源输出单频正弦脉冲信号,经功率放大器激励发射换能器在水下产生稳定声场,光纤水听器接收声波信号,输出经声信号调制的三路干涉信号。为保证三路干涉信号的信噪比基本一致,数据采集前需调整输出光信号的功率,使光电转换后的三路电信号幅值基本相等。采集



(a) 光纤水听器解调实验布置  
(a) Demodulation experiment arrangement of optical fiber hydrophone



(b) 解调模块实物图  
(b) Modules of the demodulation experiment

图 13 光纤水听器解调系统

Fig. 13 Demodulation system of fiber optic hydrophone

后的干涉信号经最小二乘法拟合得到三路信号的直流分量、交流量及相位差,经幅相修正解调法处理得到解调信号,即光纤水听器的输出光相移信号,完成解调。

4.2 解调结果及分析

在消声水池中,对干涉型光纤水听器在 5~30 kHz 频率范围进行了基于 3×3 耦合器的解调实验及方法对比,结果与讨论如下:

首先设置声信号频率 20 kHz,光纤水听器接收声信号调制,3×3 耦合器输出的三路干涉信号如图 14 所示,三路信号幅值基本相同,满足解调条件。其中两路信号得到的利萨如图见图 15,可以看到椭圆曲线存在一定宽度,说明 3×3 耦合器输出的干涉信号受到噪声和干扰的影响,即 3×3 耦合器为非理想对称状态。

对图 14 中的三路干涉信号按照式(10)~(19)处理,解调结果的时域波形与频域波形如图 16 所示。根据时域波形可得到解调信号的幅值为 10.98 rad,根据频域波形可得到解调信号的频率为 20 kHz,对应的功率谱密度为 20.8 dB/Hz。解调信号与输入信号吻合性良好。

在上述实验条件下,进行 20 次重复实验,以验证 20 kHz 频率解调幅值的准确性与稳定性。图 17 给出每次实验中通过最小二乘椭圆拟合得到的两路相位差,可

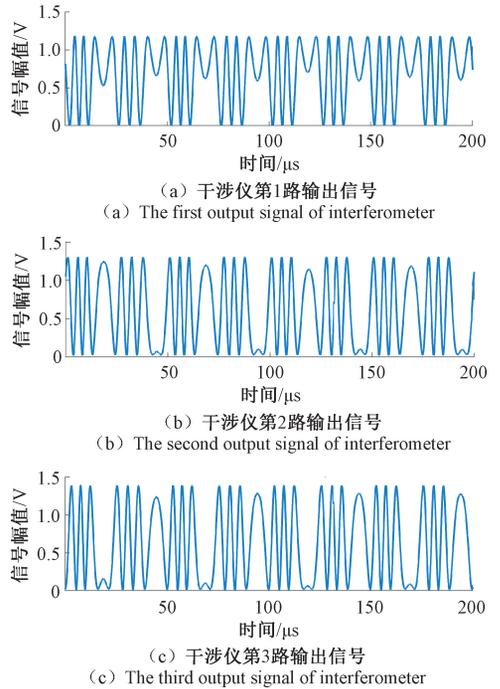


图 14 干涉仪输出信号波形图

Fig. 14 Three output signals of the interferometer

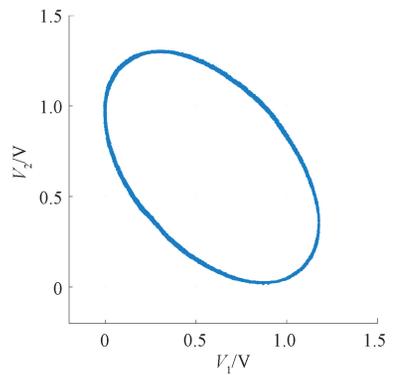


图 15 实验得到的利萨如图

Fig. 15 Lissajou figure obtained by experiment

以看到,相位差在一定范围内波动,总体呈缓慢变化的趋势。之后用幅相修正解调法和仅考虑幅度的处理方法进行比较,如图 18 所示。可以看到在相同激励条件下,经仅考虑幅度解调法得到的幅值在一定范围内变化明显,均值为 10.891 rad,标准差为 0.047 rad;而经幅相修正解调法得到的幅值均值为 10.984 rad,标准差为 0.010 rad,表明经幅相修正解调法得到的结果更加稳定。主要是由于相位差在一定范围内波动时,仅考虑幅度方法并未考虑相位差变化引起的解调偏差,使得每次实验时得到的解调幅值并不稳定。而幅相修正解调法对影响解调幅值系数的因素进行了有效修正,能够得到更为稳定的解调结果。

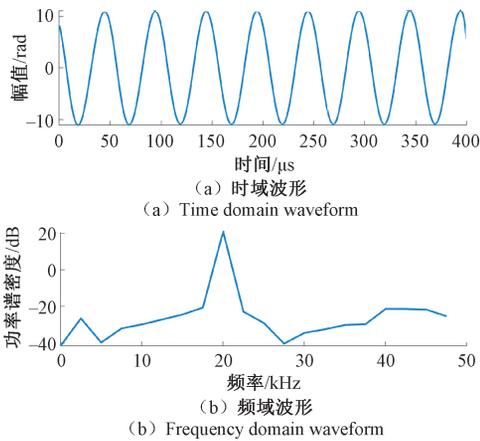


图 16 解调输出信号的时域图与频域图

Fig. 16 The waveform and spectrum of the demodulated signal

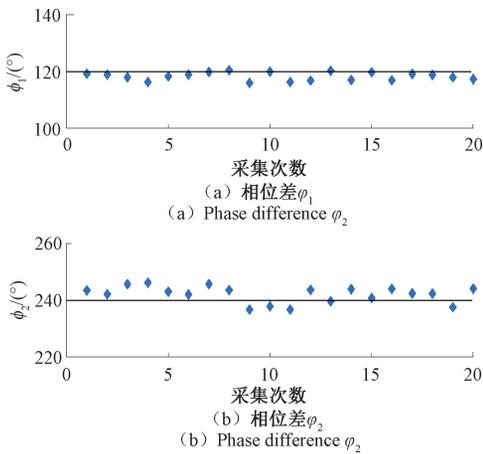


图 17 相位差参数  $\varphi_1$  和  $\varphi_2$  的变化情况

Fig. 17 Changes of parameters  $\varphi_1$  and  $\varphi_2$

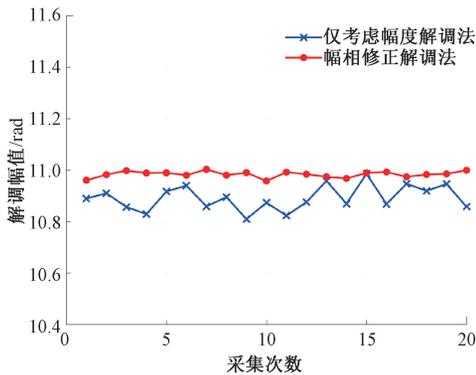


图 18 解调信号幅值对比图

Fig. 18 Amplitude comparison of the demodulated signal

进一步地,在 5~30 kHz 频率范围内对不同频率点解调幅值的稳定性进行验证,解调幅值的标准差如图 19 所

示,由于相位差的波动具有随机性,仅考虑幅度解调法的结果同样具有随机性,而幅相修正解调法考虑了相位差波动对解调幅值的影响,解调幅值标准差保持在 0.01 rad 内,具有良好的一致性。

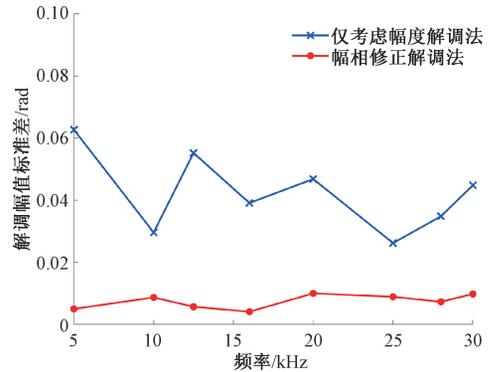


图 19 解调幅值标准差随信号频率变化的对比图

Fig. 19 Standard deviations of demodulation amplitude varying with frequency

最后,为验证光纤水听器幅相修正解调法随输入信号幅度的线性度,以 20 kHz 为例给出了不同信号源激励下解调的实验结果,如图 20 所示,随着待测信号幅值的线性增大,得到的解调信号幅值呈线性增长趋势,拟合优度为 0.999 8,具有良好的线性度。此外,还通过实验分别测试了 10 与 30 kHz 时的线性度,结果均未出现失真,且在较宽的信号幅值范围内具有良好的线性度,表明本文幅相修正解调法具有良好性能和适用性。

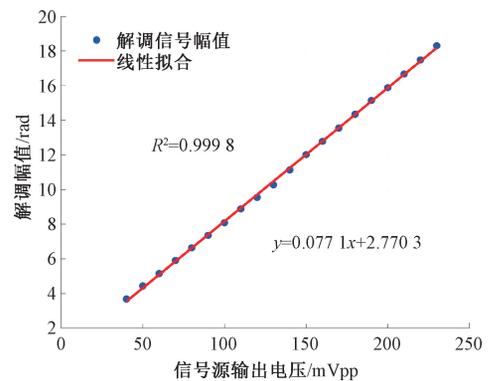


图 20 解调信号幅值随输入信号幅度的线性拟合

Fig. 20 Linear fitting of the demodulated signal amplitude and the input signal amplitude

值得一提的是,上述实验是在噪声和干扰相对小的消声水池中进行的,本文的修正解调法相比仅考虑幅度非对称处理具有显著提升,当实际应用在噪声和干扰更大的外场开阔水域时,可预见其解调性能优势将更为显著。

## 5 结 论

本文提出了一种  $3 \times 3$  耦合器幅相非对称情况的光纤水听器修正解调方法,通过最小二乘拟合及相位差解算得到解调信号修正系数,与仅考虑耦合器幅度非对称情况进行了对比验证,数值仿真和水池实验表明本文考虑幅相非对称的修正解调法在解调准确性、稳定性等方面具有更好性能。同时验证了方法在宽信号幅值和频率范围均有良好的适用性。尤其在噪声和干扰较大的实际水声应用中,同时考虑光纤水听器幅相非理想对称能够得到更准确的解调结果,有助于提升水声信号测量、光纤水听器校准及水下目标探测应用中的精准度。

## 致 谢

感谢蒋鹏博士对本文实验的指导和帮助。

## 参考文献

- [ 1 ] 朱辉庆,刘珊珊,黄文涛. 光纤水听器技术的发展概况及军事应用[J]. 光纤与电缆及其应用技术, 2017(4): 5-8.  
ZHU H Q, LIU SH Q, HUANG W T. Evolution and military applications of fiber optic hydrophone technology[J]. Optical Fiber & Electric Cable and Their Applications, 2017(4): 5-8.
- [ 2 ] 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.
- [ 3 ] NASH P. Review of interferometric optical fiber hydrophone technology [ J ]. IEE Proceedings-Radar, Sonar and Navigation, 1996. 143(3): 204-209.
- [ 4 ] 张仁和,倪明. 光纤水听器的原理与应用[J]. 物理, 2004(7): 503-507.  
ZHANG R H, NI M. Principle and applications of the fiber optic hydrophone [ J ]. Physics, 2004 ( 7 ): 503-507.
- [ 5 ] 韩国庆,刘显明,雷小华,等. 光纤传感技术在航空发动机温度测试中的应用[J]. 仪器仪表学报, 2022, 43(1): 145-164.  
HAN G Q, LIU X M, LEI X H, et al. Application of optical fiber sensing in aero-engine temperature test[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2022, 43(1): 145-164.
- [ 6 ] 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): 123-143.  
MENG ZH, CHEN W, WANG J F, et al. Research progress of fiber optic hydrophone technology[J]. Laser & Optoelectronics Progress, 2021, 58(13): 123-143.
- [ 7 ] BRUNO F A, JANNEH M, GUNDA A, et al. Fiber optic hydrophones for towed array applications [ J ]. Optics and Lasers in Engineering, 2023, 160: 107269.
- [ 8 ] 陈毅,张军,张敏,等. 20 Hz~10 kHz 光纤水听器相移灵敏度校准[J]. 光子学报, 2011, 40(11): 1686-1691.  
CHEN Y, ZHANG J, ZHANG M, et al. Calibration of phase-shifted sensitivity of optical fiber hydrophone in the frequency range 20 Hz to 10 kHz [ J ]. Acta Photonica Sinica, 2011, 40(11): 1686-1691.
- [ 9 ] YANG L, WANG L, TIAN C, et al. Analysis and optimization of the PGC method in all digital demodulation systems [ J ]. Journal of Lightwave Technology, 2009, 26(18): 3225-3233.
- [ 10 ] 倪明,胡永明,孟洲. 数字化 PGC 解调光纤水听器的动态范围 [ J ]. 激光与光电子学进展, 2005 ( 2 ): 33-37.  
NI M, HU Y M, MENG ZH. Dynamic range of fiber optic hydrophone using digitized phase generated carrier [ J ]. Laser & Optoelectronics Progress, 2005(2): 33-37.
- [ 11 ] 郭银景,王蕾,苏铭玥,等. 光纤水听器解调技术研究进展[J]. 光谱学与光谱分析, 2022, 42(4): 1017-1021.  
GUO Y J, WANG L, SU M Y, et al. A review of demodulation technology of fiber optic hydrophone [ J ]. Spectroscopy and Spectral Analysis, 2022, 42 ( 4 ): 1017-1021.
- [ 12 ] 高晓文,张自丽,叶博,等. 一种改进的光纤水听器  $3 \times 3$  耦合器解调算法 [ J ]. 声学与电子工程, 2019(3): 15-19.  
GAO X W, ZHANG Z L, YE B, et al. An improved optical fiber hydrophone  $3 \times 3$  coupler demodulation algorithm [ J ]. Acoustics and Electronic Engineering, 2019(3): 15-19.
- [ 13 ] ZHAO Z, DEMOKAN M S, MACALPINE M. Improved demodulation scheme for fiber optic interferometers using an asymmetric  $3 \times 3$  coupler [ J ]. Journal of Lightwave Technology, 1997, 15(11): 2059-2068.

- [14] 陈宇,林京,孟强. 基于3×3耦合器光纤水听器的数字化解调方案[J]. 仪器仪表学报, 2008(4): 755-759.  
CHEN Y, LIN J, MENG Q. Digitalized demodulation scheme of fiber optical hydrophones based on 3×3 coupler[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2008(4): 755-759.
- [15] 毛欣,黄俊斌,顾宏灿,等. 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.  
MAO X, HUANG J B, GU H C, et al. Demodulation technology of distributed feedback fiber laser sensor based on 3×3 coupler[J]. Chinese Journal of Luminescence, 2017, 38(3): 395-401.
- [16] MA P. A fast positioning method for long-range asymmetric interferometer disturbance sensors [J]. Infrared Physics & Technology, 2021(2): 103822.
- [17] FARRELL C T, PLAYER M A. Phase step measurement and variable step algorithms in phase-shifting interferometry[J]. Measurement Science and Technology, 1999, 3(10): 953.
- [18] FITZGIBBON A, PILU M, FISHER R B. Direct least square fitting of ellipses [J]. IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence, 1999, 21(5): 476-480.

## 作者简介



**张硕**,2016年于中国计量大学获得学士学位,现为中国计量大学研究生。主要研究方向为水声计量、光纤水听器信号处理。

E-mail: shuo\_zhang@163.com

**Zhang Shuo** received his B. Sc. degree from China Jiliang University in 2016. He is currently a master student at China Jiliang University. His main research interests include underwater acoustic metrology and signal processing of fiber optic hydrophone.



**王敏**(通信作者),2010年于北京邮电大学获得学士学位,2016年于中国科学院大学(中国科学院声学研究所)获得博士学位,现为中国计量科学研究院副研究员,主要研究方向为水声计量、声学信号处理等。

E-mail: wangmin@nim.ac.cn

**Wang Min** (Corresponding author) received his B. Sc. degree from Beijing University of Posts and Telecommunications in 2010, and received his Ph. D. degree from University of Chinese Academy of Sciences (Institute of Acoustics, Chinese Academy of Sciences) in 2016. He is currently an associate research fellow at National Institute of Metrology. His main research interests include underwater acoustic metrology and acoustic signal processing.