

基于光外差的高精度海水折射率传感器研究

张释文^{1,2}, 李丽艳^{1*}, 周 燕¹, 刘 琴^{1,2}, 王永杰¹, 刘育梁¹

(1. 中国科学院半导体研究所 光电系统实验室, 北京 100083;
2. 中国科学院大学 材料科学与光电子工程学院, 北京 100049)

摘 要: 海水折射率测量在海洋学中发挥了重要作用, 但对于海洋气候和海水流场监测领域, 现有的折射率传感器无法满足应用场景的高精度与高采样率要求。有鉴于此, 文中基于光外差干涉原理设计了海水折射率传感器, 分析了该原理下的散粒噪声、相位解调噪声对传感器折射率测量的影响, 研制了高精度海水折射率传感器样机, 其采样频率为 24 kHz, 折射率变化量测量值的标准偏差为 1.5848×10^{-8} RIU, 该技术促进了海水折射率测量在海洋气候及海洋洋流等领域的应用。

关键词: 光外差干涉; 海水折射率; 相位解调; 噪声分析

中图分类号: P716 **文献标志码:** A **DOI:** 10.3788/IRLA20230134

0 引 言

海水折射率测量对海洋学有重要意义, 折射率与海水的密度、深度、温度、盐度等参数有密切关系^[1-3]。研究海水盐度时, 折射率方法比传统的电导率方法有更好的温度稳定性^[4]; 研究海水密度时, 由于电导率方法对海水中的非导电部分不反应, 所以得到的密度比实际海水密度偏小, 而折射率方法弥补了这个短板^[5-6]。

研究人员发展了多种技术手段来得到海水折射率。2009 年, D. Malardé 等人^[7] 根据光线折射原理, 利用 V 型槽折光仪研制出海水折射率测量原型机 NOSS, 其在大气压强和 35‰ 盐度下的折射率测量标准偏差为 4.7×10^{-6} RIU, 目前已实现商用。2011 年, Yoon-Chang Kim 等人^[8] 根据光纤表面的倏逝波与金属膜镀层之间的表面等离子体效应, 研制折射率变化量传感器并取得 8.3×10^{-6} RIU 标准偏差的测量结果。2015 年, Y. Chen 等人^[9] 根据光纤光栅对广谱光源的调制原理, 由波长的偏置能够解算出折射率的变化量, 并据此设计传感器, 其折射率变化量测量值的标准偏差为 1.46×10^{-4} RIU。2018 年, Chen J 等人^[10] 根据光疏介质到光密介质存在全反射角的原理设计全内反射折射率传

感器, 其测量结果的标准偏差为 4.78×10^{-6} RIU, 采样频率为 0.1 Hz。2019 年, Hiroshi Uchida 等人^[11] 根据光线通过不同介质的光程变化规律, 使用马赫-曾德尔干涉结构, 使用波形分析仪分析宽带光谱得到光程差。基于此原理设计的传感器折射率标准偏差为 2.93×10^{-8} RIU, 采样频率为 1.2 Hz。

目前, 已有的折射率传感器在海水水质监测、海水温盐深结构建立和入海口的水流分析等领域发挥了巨大的作用。然而, 在洋流和海洋气候研究领域, 北太平洋西部每 100 km 的折射率变化量为 4×10^{-8} RIU^[11], 超出大多数折射率传感器的分辨能力。在海水流场监测领域, 对折射率梯度的巴切勒湍流波数谱的研究^[12] 表明, 在一定波数区间内, 强的折射率信号变化发生在高频段, 对传感器的采样频率提出了要求。潜艇的仿真研究表明^[13-14], 仿真计算的时间网格需要在 0.01 s 甚至数毫秒才能得到收敛的高精度的仿真结果, 其中的精细结构折射率变化量为 10^{-8} RIU 量级。

根据新的应用场景需求, 文中提出了一种基于外差干涉的折射率变化测量传感器。建立了散粒噪声及相位噪声对测量精度影响的数学模型, 通过实验测

收稿日期: 2023-02-10; 修订日期: 2023-03-15

基金项目: 国家自然科学基金项目 (42276194)

作者简介: 张释文, 男, 博士生, 主要从事流体折射率测量方面的研究。

导师简介: 刘育梁, 男, 研究员, 博士, 主要从事光电成像与光传感方面的研究。

通讯作者: 李丽艳, 女, 助理研究员, 博士, 主要从事光传感及光通信系统方面的研究。

试验证所研制的高灵敏海水折射率测量传感器的测量标准偏差为 1.5848×10^{-8} RIU, 采样频率达 24 kHz, 扩展了海洋折射率测量应用领域, 特别是海洋气候及海水流场监测领域的应用。

1 外差干涉海水折射率测量原理

1.1 光路设计

外差干涉技术使用两种不同频率的单色光作为测量光束和参考光束, 通过光电探测器处的干涉, 输出中频光电流信号。文中提出的传感器具体的光路结构如图 1 所示。

激光器发出一束单色光, 在经过偏振分光器 PBS

I 后, 分成两束线偏振光。其中参考光 P_r 经过一个布拉格盒对光频进行调制, 直接射向光电传感器。测量光 P_{m0} 经过反射镜 Mirror II, 垂直从空气射入待测海水介质, 在海水中经过一段固定距离 D 的传播, 在反射片 Mirror III 处反射, 再经过相同距离的海水传播, 最终经过分光器 BS 射向光电传感器。在光电传感器处测量光束与参考光束产生干涉光, 并产生原始光电流 i_{raw} 。图中 P_{m0} 为测量光的初始功率, P_m 为经过光路的功率损失后的测量光功率, P_r 为参考光功率。在测量光路中透镜 L 起到光束汇聚作用, 1/4 波片起到改变光束偏振态的作用, 由此测量光能在 PBS II 处全部反射并且能够与参考光束产生干涉。

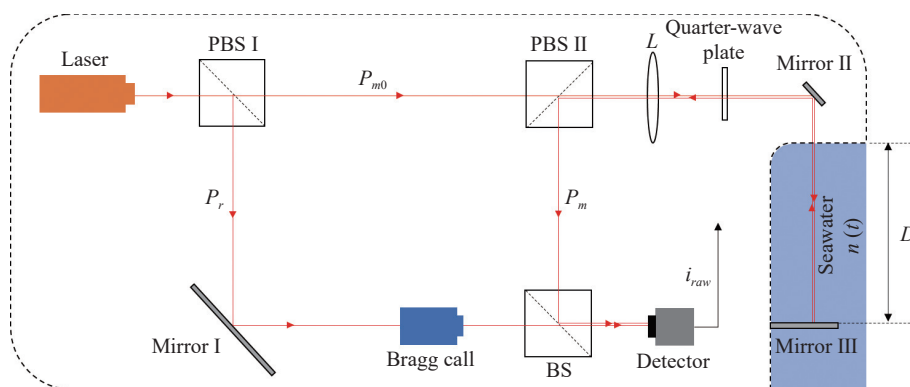


图 1 折射率测量系统的光路结构图

Fig.1 Optical schematic diagram of the refractive index measurement system

测量光在光电探测器处光电场强度表示为:

$$E_m(X, t) = E_{m0} \cos\left(2\pi f t + \frac{2\pi}{\lambda} x_1 + \frac{4\pi D n(t)}{\lambda} + \varphi_0\right) \quad (1)$$

参考光在光电探测器处的光电场强度表示为:

$$E_r(X, t) = E_{r0} \cos\left[2\pi(f + f_0)t + \frac{2\pi}{\lambda} x_2 + \varphi_0\right] \quad (2)$$

式中: 电场振幅 $E_{m0} = K \sqrt{P_m}$; $E_{r0} = K \sqrt{P_r}$, 比例系数 K 与介电常数、激光器口径等参数有关; X 代表光电探测器的位置; $\frac{2\pi}{\lambda} x_1$ 、 $\frac{2\pi}{\lambda} x_2$ 分别为两束光在空气中传播的引起的相位变化; λ 为光的波长; f 为光的频率; D 为流场区域的物理长度; $n(t)$ 为海水的折射率; f_0 为布拉格盒的调制频率; φ_0 为激光器初相位。

光电传感器得到的原始光电流由于干涉光功率经过光电转换得到, 表示为:

$$i_{raw}(t) = \eta P(t) = \eta \left[P_m + P_r + 2 \sqrt{P_m P_r} \cos\left(2\pi f_0 t - \frac{4\pi D n(t)}{\lambda} + \frac{2\pi(x_2 - x_1)}{\lambda}\right) \right] \quad (3)$$

式中: η 为光电探测器的转换效率。

1.2 基于正交解调的折射率测量算法

传感器输出的原始电信号 $i_{raw}(t)$ 经过解调电路和数字信号处理, 得到最终的折射率变化量。解调结构如图 2 所示。

原始信号 $i_{raw}(t)$ 首先经过去直流处理得到中频信号 (Intermediate Frequency), 中频信号表示为:

$$i_{IF}(t) = 2\eta \sqrt{P_m P_r} \cos\left(2\pi f_0 t - \frac{4\pi D n(t)}{\lambda} + \frac{2\pi(x_2 - x_1)}{\lambda}\right) \quad (4)$$

中频信号被放大后经过模数转换器, 得到数字信号进入计算模块解调, 首先分别与数字振荡器产生的

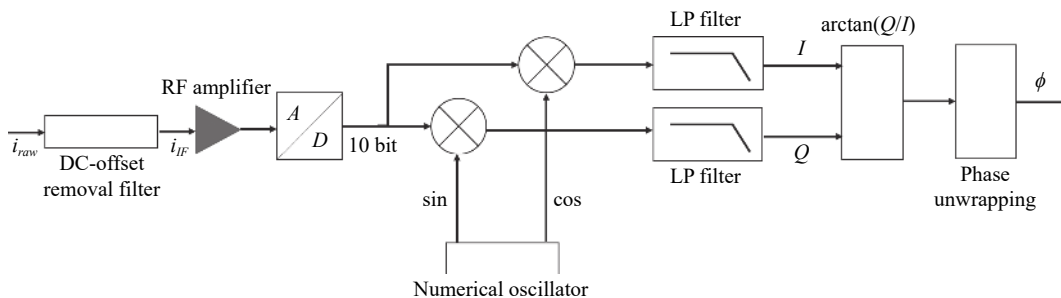


图 2 数字相位解调器的结构图

Fig.2 Schematic diagram of the digital phase demodulator

频率与布拉格盒调制频率 f_0 一致的 \cos 和 \sin 信号相乘, 得到 I 、 Q 两路信号。

I 、 Q 两路信号都含有高频部分和基频部分, 通过低通滤波滤除信号中的高频部分。对剩余的基频部分进行反正切计算, 以包裹相位的形式将折射率从三角函数内提取出来, 经过解包裹模块后, 得到相位为:

$$\phi(t) = \text{unwrap} \left[\arctan \left(\frac{I(t)}{Q(t)} \right) \right] = \frac{4\pi D n(t)}{\lambda} - \Psi \quad (5)$$

式中: Ψ 为常数。经过低通滤波后, 此时信号的初相位会发生改变, 初相位记为 Ψ 。进一步可得到海水的折射率值为:

$$n(t) = \frac{\lambda(\phi(t) + \Psi)}{4\pi D} \quad (6)$$

由于信号的初相位无法确定, 这种测量原理更关注海水折射率的变化量为:

$$\Delta n(t) = n(t) - n(0) = \frac{\lambda(\phi(t) - \phi(0))}{4\pi D} \quad (7)$$

2 基于光外差相干的海水折射率传感器噪声分析

在实际使用中, 信号采集和处理过程中会有噪声引入, 噪声的存在使测量值与真实值之间存在误差, 限制了传感器精度。本节以重复测量标准偏差表征测量系统精度, 分析了信号传递过程中各种噪声对系统精度的影响。

在信号采集和解调处理过程中, 噪声主要包括热噪声、散粒噪声, 电路暗电流噪声, 激光振幅噪声, 相位计噪声 (包括线性误差和谐波畸变)^[15]。上述噪声可以分为两个部分: 其中散粒噪声和激光振幅噪声属于信号采集过程中的噪声, 相位计噪声属于信号处理过程中的噪声; 热噪声和电流暗电流噪声在两个过程

中都存在, 不过强度很小往往可以忽略。

2.1 信号采集过程中的噪声分析

研究表明^[16], 在光电传感器引入的热噪声、散粒噪声和暗电流噪声中, 在光功率不是太低的情况下 (通常是 $P_m + P_r > 1 \text{ mW}$, 取决于带宽), 以散粒噪声为主。且散粒噪声的强度大小与光电探测器和数字信号处理模块的性能无关, 所以散粒噪声是外差干涉测量系统的精度的物理极限, 散粒噪声的分析对系统设计具有指导意义。

光电传感器中的散粒噪声强度表达式如下:

$$i_{sn}^2 = 2\eta q B (P_m + P_r) \quad (8)$$

式中: η 为光电探测器的转换效率; q 为电子电量; B 为信号带宽。散粒噪声是一种高斯白噪声, 在频域上强度均匀分布, 在时域服从高斯分布, 其平均值为 0。

根据前述的相位解调方法, 公式 (4) 改写为:

$$i'_{IF}(t) = 2\eta \sqrt{P_m P_r} \cos \left(2\pi f_0 t - \frac{4\pi D n(t)}{\lambda} + \frac{2\pi(x_2 - x_1)}{\lambda} \right) + i_{sn}(t) \quad (9)$$

中频信号的信噪比定义为信号平均功率与噪声平均功率的比值, 在只考虑散粒噪声的情况下信噪比为:

$$SNR = \frac{i_{IF}^2}{i_{sn}^2} = \frac{\eta^2 P_m P_r}{2\eta q B (P_m + P_r)} \quad (10)$$

I 、 Q 两路信号可以写作:

$$I'(t) = i_{IF}(t) \cdot \cos(2\pi f_0 t) + i_{sn}(t) \cdot \cos(2\pi f_0 t) \quad (11)$$

$$Q'(t) = i_{IF}(t) \cdot \sin(2\pi f_0 t) + i_{sn}(t) \cdot \sin(2\pi f_0 t) \quad (12)$$

I 、 Q 两路信号经过低通滤波, 滤波截止限可以人为设定, 设为 f_L , 最大程度上保留信号完整性的情况下, $f_L = f_0$ 。滤波后的 I 、 Q 信号依然存在白噪声, 设

不存在噪声的情况下的包裹相位结果为 $\phi'_w(t)$, 滤波后的 I 信号表示为:

$$I'_L(t) = \eta \sqrt{P_m P_r} \cos(\phi_w(t)) + i_{snL1}(t) \quad (13)$$

Q 信号表示为:

$$Q'_L(t) = \eta \sqrt{P_m P_r} \sin(\phi_w(t)) + i_{snL2}(t) \quad (14)$$

式中: $i_{snL1}(t)$ 和 $i_{snL2}(t)$ 为频谱范围为 $0 \sim f_L$ 的宽带白噪声, 其信号强度 $i_{snL1}^2 = i_{snL2}^2 = \frac{f_L}{2B} \cdot i_{sn}^2$ 。存在噪声情况下的包裹相位测量值表示为:

$$\phi'_w(t) = \arctan\left(\frac{Q'_L(t)}{I'_L(t)}\right) \quad (15)$$

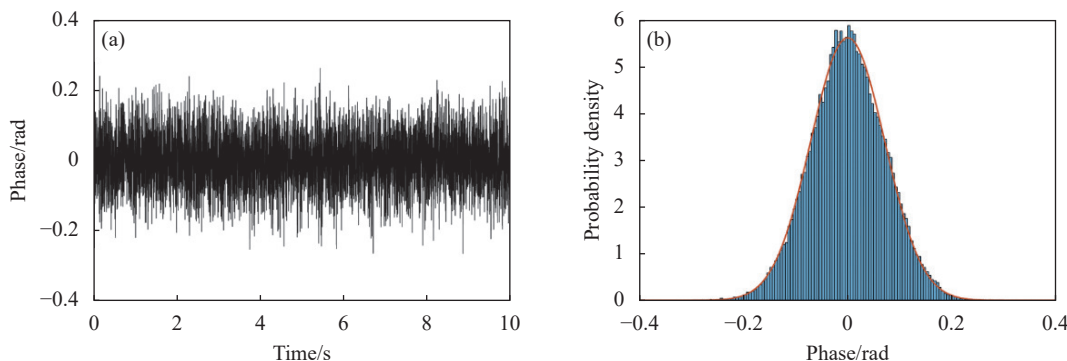


图 3 (a) 解调相位的时域信号; (b) 相位的基本概率分布与高斯概率密度分布 (红线)

Fig.3 (a) Demodulated phase signal in time domain; (b) The probability density distribution of the phase and Gauss curve (red line) as a contrast

经过多组实验, 发现相位解调结果的标准偏差与信噪比和截止频率都满足以下对应关系公式:

$$\sigma_\phi = \sqrt{\frac{f_L}{B}} \cdot \frac{1}{\sqrt{SNR}} \quad (16)$$

为了验证公式 (16) 的正确性, 设计了多组仿真实验。生成不同信噪比的白噪声, 分别加载到原折射率信号为常值、正弦波和锯齿波的中频信号中, 计算解调折射率的标准偏差值。对于海洋背景的折射率监测, 其测量值可认为是常值; 对于海水流场中广泛存在的内波, 其描述方程为幅值缓变的正弦波^[17]; 而对锯齿波信号的解调反映了算法对折射率变化率突变情况下的鲁棒性。设置截止频率为带宽的 1/20, 采样频率为 10000, 数据量为 100000, 仿真结果如图 4(a) 所示。固定信噪比为 10, 改变截止频率并计算最大偏差值, 结果如图 4(b) 所示。仿真结果表明相位的标准偏差与公式 (16) 吻合的很好, 且表明这种解调方式及对应关系公式对常值信号、正弦信号、锯齿波信号都

设计仿真实验探究高斯白噪声信噪比对解调结果的影响。

首先根据上述解调原理, 生成折射率为常值的中频信号, 加载信噪比为 10 的噪声信号, 经过解调算法得到实测相位值。其他参数设置为截止频率为带宽的 1/20, 采样频率为 10000。仿真结果的相位标准偏差为 0.07105 rad。

根据这个标准偏差绘制了相位值的基本概率分布及高斯分布的概率密度函数。仿真结果如图 3 所示, 结果表明经过解调后的相位值仍然符合高斯白噪声的特点。

能适用。

对于实际测量系统, 参考光功率主要由激光器功率以及偏振分光器 I (见图 1) 的分光比决定。而测量光功率的大小除了受分光比影响外, 还与传播过程中的光功率损失有关。测量光在分光器后的光强为 P_{m0} , 在测量光抵达光电探测器前往往有极大的功率损失, 导致最终光强 P_m 远小于 P_{m0} 。

基于上述情况, 散粒噪声的信噪比公式 (10) 可以改写为:

$$SNR \approx \frac{\eta P_m}{2qB} \quad (17)$$

根据上述分析结果, 可以估计相位标准差为 σ_ϕ , 得到在信号采集过程中, 噪声引起的折射率标准偏差公式为:

$$\sigma_{no} = \frac{\lambda}{4\pi D} \cdot \sigma_\phi = \frac{\lambda}{4\pi D} \cdot \sqrt{\frac{f_L}{B}} \cdot \sqrt{\frac{2qB}{\eta P_m}} = \frac{\lambda}{4\pi D} \cdot \sqrt{\frac{2qf_L}{\eta P_m}} \quad (18)$$

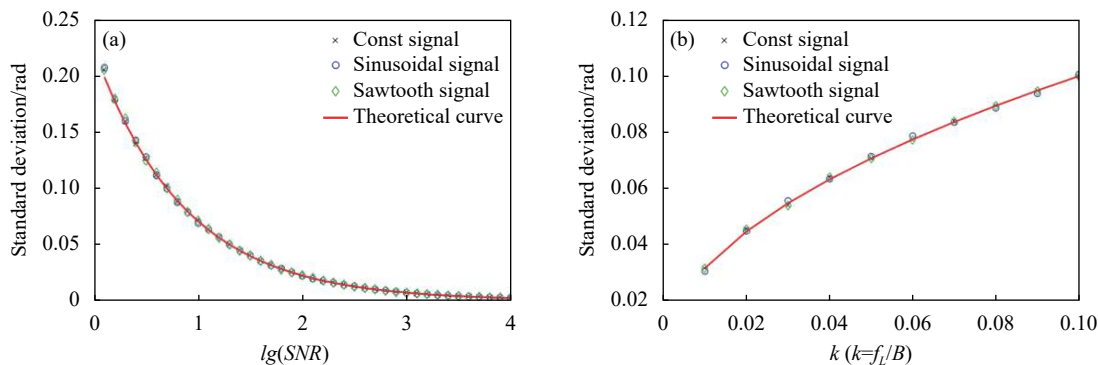


图 4 (a) 标准偏差与信噪比的关系; (b) 标准偏差与滤波截止频率的关系

Fig.4 (a) Relation between standard deviation and SNR; (b) Relation between standard deviation and cut-off frequency of the filter

2.2 信号处理过程中的噪声分析

除了信号采集过程中引入的噪声, 信号处理过程中的噪声也是测量误差的重要来源, 尤其是其中相位计引入的误差。文中根据数字信号处理模块的参数, 由标定误差和谐波失真造成的相位计误差在±1%以内。由数字解调引入的折射率测量值偏差记为 Δn_e :

$$\Delta n_e = \frac{\lambda}{4\pi D} \cdot 2\pi \cdot 1\% \quad (19)$$

由于技术文件中只给出了相位解调误差的上下限, 所以无法直接给出信号处理过程中噪声引起的折射率标准偏差。如果相位计引入的噪声是一个宽带噪声, 那么电路噪声导致的折射率标准差可大致估计为最大偏差 Δn_e 的 1/3, 在这里给出信号处理过程中, 噪声引起的折射率标准偏差的估计值为:

$$\sigma_{ne} = \frac{\lambda}{4\pi D} \cdot \frac{2\pi \cdot 1\%}{3} \quad (20)$$

这部分的噪声与相位计的数字处理性能密切相关, 可以通过使用更高性能的相位计来减小这部分噪声。这也是光通信方向的一个研究热点。

3 实验设计和结果分析

根据以上光路设计和解调原理, 文中研制了折射率传感器样机, 实物图如图 5 所示。传感器使用 He-Ne 激光器作为光源输出, 光源功率为 0.6 mW, 偏振分光镜 I 的分光比为 1 : 1, 激光波长为 633 nm, 搭载的布拉格盒的调制频率为 40 MHz。光路在密封区域外的海水流场区域的长度 D 为 100 mm。光电探测器的转化效率 $\eta = 0.8$ A/W, 传感器采样频率 218 kHz, 经过

下采样后最终信号频率为 24 kHz。为适应深海的高压环境, 避免形变对测量结果的影响, 传感器整体经过加压处理, 内部气压 10 bar。

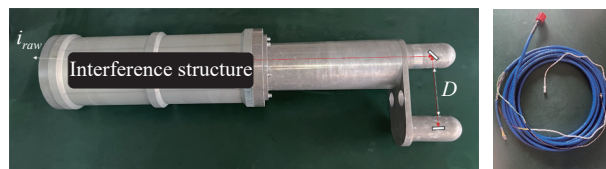


图 5 文中设备及线缆实物图

Fig.5 Pictures of the proposed device and related cables

激光器产生的 0.6 mW 光功率由偏振分光器分为两部分, 参考光的光功率为 $P_r = 0.3$ mW, 测量光的初始光功率 $P_{m0} = 0.3$ mW, 带宽 $B=12$ kHz, 信号分析时取 $f_L = 1\,200$ Hz。考虑光功率损失较多的情况, 假设测量光功率在传播过程中衰减为原来的 10^{-6} , 根据公式 (18) 得到预计光噪声造成的标准偏差值为:

$$\sigma_n = \frac{\lambda}{4\pi D} \cdot \sqrt{\frac{2qf_L}{\eta P_m}} = 5.04 \times 10^{-10} \text{ RIU} \quad (21)$$

根据公式 (20), 相位计部分引入的折射率标准偏差为:

$$\sigma_{ne} = \frac{\lambda}{4\pi D} \cdot \frac{2\pi \cdot 1\%}{3} = 1.08 \times 10^{-8} \text{ RIU} \quad (22)$$

由此可以看出, 文中提出的测量系统中以相位计部分引入的误差为主要部分。一方面说明在系统的光学部分, 一些导致信号衰减的情况 (比如测量浑浊水体) 不会对测量系统的精度产生很大影响; 另一方面说明, 想要提高系统的精度, 需要在信号解调部分设计噪声消除算法或使用更高性能的相位计。

3.1 原理验证实验

为了验证外差干涉方法测量折射率变化量的可行性,使用所提出的设备在大气压强下,对不同温度的蒸馏水的折射率进行测量。在图 6 所示的实验装置中,使用 ATAGO 的全反射式折射率计 PRM-2000 α 对待测液体的温度和折射率进行采集 (PRM-2000 α 的温度测量精度为 0.1 $^{\circ}\text{C}$, 折射率测量误差范围为 $\pm 10^{-5}$ RIU, 采样频率为 0.2 Hz), 同时使用文中提出的外差干涉传感器采集折射率的变化量。实验过程中使用加热台改变待测液体的温度, 通过改变温度的方式改变液体的折射率。

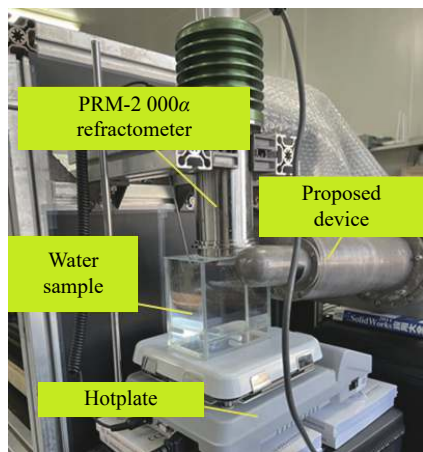


图 6 实验装置图

Fig.6 Picture of the experimental setup

设 ATAGO 折射率计的测量结果为 $n_A(t)$, 提出设备的折射率变化量测量结果为 $\Delta n_H(t) = n_H(t) - n_H(0)$ 。在数据处理过程中, 设定 $n_H(0) = n_A(0)$, 得到文本折射率测量值 $n_H(t)$ 。温度测量值、 $n_A(t)$ 和 $n_H(t)$ 数据如图 7 所示。

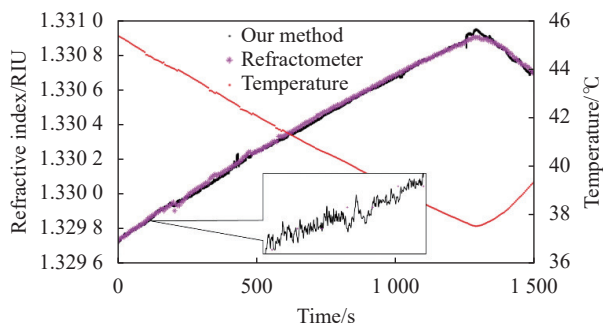


图 7 实验的温度数据和折射率数据

Fig.7 Experimental temperature data and refractive index data

实验过程中没有压强和盐度的变化, 折射率数据呈现出与温度的强相关, 符合折射率与其他参数的转换关系式^[3]。文中提出的传感器测量结果与对照组数据整体可以匹配, 其中的细微不同是两台仪器测量位置无法做到完全相同导致的。另外, 从图中的放大图可以直观看出, 文中的采样率远远高于 ATAGO 折射率计, 而 ATAGO 折射率计的采样频率与目前大多数折射率有相近的量级, 表现出文中提出的设备在测量速度上的先进性。

3.2 重复性实验

为了得到设备的实际折射率偏差, 实施了重复性实验。将设备放置于实验室内光学平台上, 使用空调控制室内温度, 对标准盐水溶液进行 10 次时长 90 s 的采集, 对采集到的数据计算标准偏差, 结果如表 1 所示。

表 1 重复性实验测量结果

Tab.1 Measurement results of repeatability experiment

Test number	Standard deviation of refractive index/RIU
1	2.3913×10^{-8}
2	2.7090×10^{-8}
3	1.1005×10^{-8}
4	2.3424×10^{-8}
5	1.1094×10^{-8}
6	1.4055×10^{-8}
7	6.5138×10^{-9}
8	1.1458×10^{-8}
9	1.5238×10^{-8}
10	1.4691×10^{-8}
Average	1.5848×10^{-8}

平均折射率标准偏差为 1.5848×10^{-8} RIU, 为目前所知的最小值。与上文估计的噪声导致的标准偏差 1.08×10^{-8} RIU 在量级上能够符合。

其中数值上的差别一方面可能是由于相位计噪声引起的标准偏差不适用白噪声情况下的标准偏差约为最大偏差的 1/3 的规律, 另一方面也可能是受到环境背景噪声或激光振幅噪声等因素影响。

4 结论

文中提出基于外差干涉原理设计海水折射率传

感器,通过实验证明了这种方案能够得到高精度、高采样率的折射率变化量数据,弥补了海洋折射率传感器在海洋气候研究和海水流场监测等应用场景中的不足。

对散粒噪声的分析得到了信号中白噪声大小对最终解调误差的影响公式,给出了这种技术原理在不同测量光功率下的精度上限,对外差干涉折射率传感器的设计具有指导意义。

从文中研制的设备的实验数据分析中可知,目前是相位计的噪声限制了设备精度,除选用更好的相位计外,研究数字信号处理的去噪算法可以作为下一步的工作。

参考文献:

- [1] McNeil G T. Metrical fundamentals of underwater lens system [J]. *Optical Engineering*, 1977, 16(2): 128-139.
- [2] Millard R C, Seaver G. An index of refraction algorithm for seawater over temperature, pressure, salinity, density, and wavelength [J]. *Deep Sea Research Part A, Oceanographic Research Papers*, 1990, 37(12): 1909-1926.
- [3] Quan X, Fry E S. Empirical equation for the index of refraction of seawater [J]. *Applied Optics*, 1995, 34(18): 3477-3480.
- [4] Grosso P, Menn M Le, de Bougrenet de La Tocnaye J L et al. Practical versus absolute salinity measurements: New advances in high performance seawater salinity sensors [J]. *Deep-Sea Research Part 1: Oceanographic Research Papers*, 2010, 57(1): 151-156.
- [5] Menn M L. About uncertainties in practical salinity calculations [J]. *Ocean Science*, 2011, 7(5): 651-659.
- [6] Pawlowicz R, Wright D G, Millero F J. The effects of biogeochemical processes on oceanic conductivity/salinity/density relationships and the characterization of real seawater [J]. *Ocean Science*, 2011, 7(3): 363-387.
- [7] Malaré D, Wu Z Y, Grosso P, et al. High-resolution and compact refractometer for salinity measurements [J]. *Measurement Science and Technology*, 2009, 20(1): 015204.
- [8] Kim Y C, Cramer J A, Booksh K S. Investigation of a fiber optic surface plasmon spectroscopy in conjunction with conductivity as an in situ method for simultaneously monitoring changes in dissolved organic carbon and salinity in coastal waters [J]. *Analyst*, 2011, 136(20): 4350-4356.
- [9] Chen Y, Han Q, Liu T, et al. Simultaneous measurement of refractive index and temperature using a cascaded FBG/Droplet-like fiber structure [J]. *IEEE Sensors Journal*, 2015, 15(11): 6432-6436.
- [10] Chen J, Guo W, Xia M, et al. In situ measurement of seawater salinity with an optical refractometer based on total internal reflection method [J]. *Optics Express*, 2018, 26(20): 25510-25523.
- [11] Uchida H, Kayukawa Y, Maeda Y. Ultra high-resolution seawater density sensor based on a refractive index measurement using the spectroscopic interference method [J]. *Scientific Reports*, 2019, 9(1): 1-8.
- [12] Alford M H, Gerdt D W, Adkins C M. An ocean refractometer: Resolving millimeter-scale turbulent density fluctuations via the refractive index [J]. *Journal of Atmospheric and Oceanic Technology*, 2006, 23(1): 121-137.
- [13] Chen Q, Lin Q, Xuan Y, et al. Investigation on the thermohaline structure of the stratified wake generated by a propagating submarine [J]. *International Journal of Heat and Mass Transfer*, 2021, 16: 120808.
- [14] Esmailpour M, Martin J E, Carrica P M. Near-field flow of submarines and ships advancing in a stable stratified fluid [J]. *Ocean Engineering*, 2016, 123: 75-95.
- [15] Zhang Y, Hines A S, Valdes G, et al. Investigation and mitigation of noise contributions in a compact heterodyne interferometer [J]. *Sensors*, 2021, 21(17): 5788.
- [16] Johansmann M, Siegmund G, Pineda M. Targeting the limits of laser Doppler vibrometry[C]//Proc IDEMA, 2005: 1-12.
- [17] Rainville L, Pinkel R. Propagation of low-mode internal waves through the ocean [J]. *Journal of Physical Oceanography*, 2006, 36(6): 1220-1236.

Investigation of high-precision seawater refractive index sensor based on optical heterodyne interference

Zhang Shiwen^{1,2}, Li Liyan^{1*}, Zhou Yan¹, Liu Qin^{1,2}, Wang Yongjie¹, Liu Yuliang¹

(1. Optoelectronics System Laboratory, Institute of Semiconductors, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100083, China;

2. College of Materials Science and Optoelectronics Engineering, University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049, China)

Abstract:

Objective When it comes to the research of ocean density and ocean salinity, refractive index measurement has become a research hotspot in recent years as it has better correlation and stability than traditional conductivity measurement methods in those fields. A variety of seawater refractive index measurement techniques have been developed and have shown great scientific value in recent years. However, those refractive index sensors proposed so far generally have measurement accuracies in the order of 10^{-6} RIU and are typically used in static seawater sampling scenarios, which makes the sampling frequencies of those sensors are around 1 Hz. Studies have shown that the refractive index of seawater varies by 4×10^{-8} RIU per 100 km due to ocean currents, whereas the refractive index variation in the vessel-caused flow field is not only very small, but also has a very short period of variation, requiring a sampling rate of at least 100 Hz for fine structure analysis. For seawater climate studies and dynamical seawater flow field monitoring, current refractive index sensors cannot meet the requirements, and measuring techniques with high accuracy and high sampling frequency are needed to fill the gap in this part.

Methods A seawater refractive index measurement system based on optical heterodyne interference principle is proposed. The optical structure is shown (Fig.1) and the corresponding demodulation algorithm is introduced (Fig.2). Through analysis, it is illustrated which parameters of the device designed in the proposed structure are related to the shot noise. The effect of white noise on the measurement results is investigated through simulation experiments, which verifies the correctness of the above analysis and gives an empirical formula for the standard deviation of the measurements under the influence of white noise. What's more, the magnitude of the error introduced in the data demodulation process is given according to the performances of the electronic components used in the demodulation system. Based on the above optical path structure and demodulation algorithm, an optical heterodyne interference seawater refractive index sensor prototype was developed, using a laser with 633 nm light, an acousto-optical modulator with 40 MHz frequency shift. The sampling frequency of the sensor is 24 kHz and the measurement interval is 100 mm. The sensor is waterproof and pressurized (Fig.5). A verification experiment was carried out on the proposed device, in which the refractive index of the measured liquid was varied by changing the temperature, and a commercial refractometer was used as a contract, the experimental data is shown (Fig.7). In addition, the repeatability experiment was carried out on the device, and the actual data were given to verify the sensor's standard deviation performance of the refractive index measurement (Tab.1).

Results and Discussions The experimental results show that the proposed device can measure the refractive index variation of liquid and the measurement results are in good agreement with both theoretical calculations and

existing commercial refractometers. Besides, the device has a refractive index measurement standard deviation of 1.5848×10^{-8} RIU, which is among the world's leading high-accuracy seawater refractive index sensors. The results of this measurement standard deviation can also correspond to the error analysis in the previous section.

Conclusions This technique promoted the application of seawater refractive index measurement in the sea climate monitoring and ocean flow field measurement, making high-accuracy and high-frequency seawater refractive index measurement possible. Furthermore, through noise analysis and experimental validation, it is concluded that demodulation noise is currently the bottleneck limiting further improvement in accuracy. Denoising algorithm and improving performances of electronic devices can be future research targets.

Key words: optical heterodyne interferometry; refractive index of seawater; phase demodulation; noise analysis

Funding projects: National Natural Science Foundation of China (42276194)