

基于 3×3 耦合器的光纤水听器时分复用系统的光强补偿方法

张华勇¹ 王东宁^{2*} 施清平¹ 田长栋¹ 王利威¹ 张敏¹ 廖延彪¹

(¹清华大学电子工程系, 北京 100084)
(²香港理工大学电机工程学系, 香港)

摘要 提出一种在光纤水听器时分复用系统中以 3×3 耦合器作为匹配干涉仪的光强补偿方案, 光纤水听器仍为 2×2 耦合器结构。该方案以时分复用中的非干涉脉冲作参考光强, 通过对 3×3 耦合器两路输出进行简单数学运算并结合数字反正切技术实现信号解调, 光强波动和耦合器分光比变化导致的信号畸变得得到有效抑制。算法不需要载波调制, 可实现光纤水听器近似等臂干涉, 有利于降低系统相位噪声。算法的运算量小且适用于一般的非对称 3×3 耦合器, 解调动态范围大。利用该方案实现了 8 路光纤水听器时分复用实验系统, 在光功率变化约 10% 时, 光强补偿方法可将总谐波失真平均值降低 30 dB, 系统噪声本底在信号频率为 1 kHz 时小于 $30 \mu\text{rad}/\text{Hz}^{1/2}$ 。

关键词 光纤光学; 光纤水听器; 信号解调; 光强补偿; 3×3 耦合器; 时分复用; 匹配干涉仪

中图分类号 TP212.14; TB565⁺1 **文献标识码** A **doi**: 10.3788/CJL201138.1105006

Optical Intensity Compensating Method for Time Division Multiplexing of Fiber-Optic Hydrophone Using a 3×3 Coupler

Zhang Huayong¹ Wang Dongning² Shi Qingping¹ Tian Changdong¹

Wang Liwei¹ Zhang Min¹ Liao Yanbiao¹

(¹Department of Electronic Engineering, Tsinghua University, Beijing 100084, China)
(²Department of Electrical Engineering, Hong Kong Polytechnic University, Hong Kong, China)

Abstract An intensity compensating method for time division multiplexing (TDM) scheme of fiber-optic hydrophone using a 3×3 coupler as path-matched differential interferometer is proposed. The fiber-optic hydrophone is made by a 2×2 coupler. In this demodulation method, the non-interferential pulse is used as reference optical intensity. The signal is demodulated from two outputs by simple calculations and digital arctangent approach. The signal distortion caused by optical intensity fluctuation is suppressed efficiently. There is no carrier in this demodulation scheme. In addition, fiber-optic hydrophone can form a nearly zero path difference interferometer which is good for reducing system phase noise. The demodulation method is very simple and feasible for a general asymmetric 3×3 coupler. Correspondingly, it is easy to get a large dynamic range. A TDM experiment system composed of 8 sensors is set up. For a 10% intensity variation, the total harmonic distortion can be decreased by 30 dB by using the intensity compensating method. Noise floor of the TDM experiment system is less than $30 \mu\text{rad}/\text{Hz}^{1/2}$ at 1 kHz.

Key words fiber optics; fiber-optic hydrophone; signal demodulation; optical intensity compensation; 3×3 coupler; time division multiplexing, path-matched differential interferometer

OCIS codes 060.2370; 120.3180; 120.5050

收稿日期: 2011-05-24; 收到修改稿日期: 2011-07-20

基金项目: 国家 863 计划(2006AA0AA102-03)资助课题。

作者简介: 张华勇(1981—), 男, 博士研究生, 主要从事光纤传感信号处理技术与复用技术等方面的研究。

E-mail: zhanghuayongthu@gmail.com

导师简介: 廖延彪(1935—), 男, 教授, 主要从事光学及光纤传感方面的研究。E-mail: lyb-dee@mail.tsinghua.edu.cn

* 通信联系人。E-mail: eednwang@polyu.edu.hk

1 引 言

光纤水听器灵敏度高、动态范围大、易于组阵,是现代声呐技术发展的一个重要方向^[1~3]。在光纤水听器各种信号处理算法中,3×3 耦合器解调方案不需要引入载波调制,实现简单;理论上可实现等臂干涉,有利于降低系统相位噪声;与数字信号处理技术相结合还可以发挥运算量小、动态范围大等优点。光纤水听器的大部分应用都对阵列规模有一定要求,而 3×3 耦合器解调方案需要处理两路或三路信号,当阵列规模比较大时,若每个水听器都采用 3×3 耦合器制作,将提高系统复杂度,不利于工程化。实用化的 3×3 耦合器解调方案可利用波分技术与光纤光栅传感器^[4]或光纤激光传感器^[5]相结合进行复用,也可以将 3×3 耦合器作为匹配干涉仪进行时分复用(TDM)^[6]。本文主要研究基于 3×3 耦合器的时分复用技术,传感器仍是采用 2×2 耦合器制作的、具有高灵敏度的干涉型结构,这保留了 3×3 耦合器解调方案的优点,且易与波分、频分等复用技术相结合。

3×3 耦合器解调方案可通过三路输出信号线性组合结合数字反正切技术实现信号解调^[4,7],光强变化时解调信号不失真,但需要三个探测器并采集三路信号,或者采用两个长延时光纤由单探测器实现三路信号的采集^[7]。采用两路输出信号解调可减少采集路数,在大规模复用时更有利,但输入光强变化会导致信号失真。本文针对基于 3×3 耦合器的时分复用系统的结构特点,提出了以非干涉脉冲作参考进行光强补偿的方案,通过两路信号解调同时有效抑制了光强变化和耦合器分光比变化导致的信号失真。首先对两路输出解调方案中输入光强、耦合器分光比和相位差、干涉信号可见度发生变化时的总谐波失真(THD)进行定量分析,然后搭建了 8 路光纤水听器时分复用实验系统,对光强补偿方法的 THD 进行了测试,最后结合理论计算对实验结果进行了分析,并提出了进一步降低 THD 的建议。

2 3×3 耦合器两路输出解调算法信号失真分析

2.1 算法原理

对于一般的 3×3 耦合器,其中的两路输出经光电转换后可表示为

$$\begin{cases} V_1 = k_1 I_0 [1 + v_1 \cos \varphi(t)] \\ V_2 = k_2 I_0 \{1 + v_2 \cos[\varphi(t) + \Delta\varphi]\} \end{cases}, \quad (1)$$

式中 I_0 与输入光强成正比, $k_1:k_2$ 为耦合器的分光比(假设探测器响应和电路放大倍数一致), $\Delta\varphi$ 为 3×3 耦合器的相位差。3×3 耦合器两路输出解调算法包括两大类:微分交叉相乘(DCM)算法^[8]和数字反正切(DAT)算法^[9]。这里主要讨论 DAT 算法,其基本思想是由两路信号构造具有 90° 相位差的两个信号 $M\sin \varphi(t)$ 和 $M\cos \varphi(t)$,再通过数字反正切技术实现信号解调。由(1)式有

$$\begin{bmatrix} \cos \varphi(t) \\ \sin \varphi(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} c_1 & 0 \\ s_1 & s_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} c_0 \\ s_0 \end{bmatrix}, \quad (2)$$

式中

$$\begin{cases} c_0 = \frac{1}{v_1}, c_1 = \frac{1}{k_1 v_1 I_0}, s_0 = \frac{\cot \Delta\varphi}{v_1} - \frac{1}{v_2 \sin \Delta\varphi}, \\ s_1 = \frac{\cot \Delta\varphi}{k_1 v_1 I_0}, s_2 = -\frac{1}{k_2 v_2 I_0 \sin \Delta\varphi}, \end{cases} \quad (3)$$

从而有

$$\varphi(t) = \arctan \frac{s_1 V_1 + s_2 V_2 - s_0}{c_1 V_1 - c_0}. \quad (4)$$

(4)式结合数字反正切技术^[9]即可解调出信号。信号解调时一般采用固定参数 c_0, c_1, s_0, s_1, s_2 ,当输入光强、耦合器相位差和分光比、可见度变化时,若参数不能及时更新,则会导致解调信号失真。

2.2 信号失真的定量分析

当光强相对变化为 δI 时, V_1, V_2 变为原来的 $1 + \delta I$ 倍,仍采用(4)式和原参数解调将得到

$$\Phi_{\delta I}(t) = \arctan \frac{(1 + \delta I) \sin \varphi(t) + s_0 \delta I}{(1 + \delta I) \cos \varphi(t) + c_0 \delta I}, \quad (5)$$

从而偏差 $K_{\delta I} = \Phi_{\delta I}(t) - \varphi(t)$ 为

$$\begin{aligned} K_{\delta I} &= \arctan \frac{\tan \Phi_{\delta I}(t) - \tan \varphi(t)}{1 + \tan \Phi_{\delta I}(t) \tan \varphi(t)} = \\ &= \arctan \frac{\rho \delta I \sin[\eta - \varphi(t)]}{1 + \delta I + \rho \delta I \cos[\eta - \varphi(t)]} \approx \\ &= \rho \delta I \sin[\eta - \varphi(t)], \end{aligned} \quad (6)$$

式中 $\rho = \frac{\sqrt{c_0^2 + s_0^2}}{\sqrt{v_1^2 + v_2^2 - 2v_1 v_2 \cos \Delta\varphi}} = \frac{1}{|v_1 v_2 \sin \Delta\varphi|}$,

$\eta = \arctan(s_0/c_0)$ 。若输入信号为单频信号 $\varphi(t) = A_s \times \cos \omega t + \varphi_0$,记 $\varphi'_0 = \varphi_0 - \eta$,则 $\sin[\eta - \varphi(t)]$ 按照第一类贝塞尔函数展开为

$$\begin{aligned} \sin[\eta - \varphi(t)] &= -2 \left\{ \sum_{k=0}^{\infty} (-1)^k J_{2k+1}(A_s) \times \right. \\ &\quad \left. \cos[(2k+1)\omega_s t] \right\} \cos \varphi'_0 - [J_0(A_s) + \\ &\quad 2 \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^k J_{2k}(A_s) \cos 2k\omega_s t] \sin \varphi'_0. \end{aligned} \quad (7)$$

在偏差 $K_{\delta I}$ 中出现了输入单频信号的各次倍频

信号,即产生了非线性失真。信号的非线性失真可由 THD 来表示,定义为所有谐波功率与基波功率之比^[10],通常以 dB 表示(10lg)。(7)式左边平方后在一个信号周期内积分得

$$\begin{aligned} \frac{\omega_s}{2\pi} \int_0^{2\pi/\omega_s} \sin^2(A_s \cos \omega_s t + \varphi'_0) dt = \\ \frac{\omega_s}{2\pi} \frac{1}{2} \int_0^{2\pi/\omega_s} [1 - J_0(2A_s) \cos 2\varphi'_0] dt = \\ \frac{1}{2} [1 - J_0(2A_s) \cos 2\varphi'_0], \end{aligned} \quad (8)$$

(7)式右边平方后在一个信号周期内积分得

$$\begin{aligned} \frac{\omega_s}{2\pi} \int_0^{2\pi/\omega_s} \sin^2(A_s \cos \omega_s t + \varphi'_0) dt = 2 \sum_{k=0}^{\infty} J_{2k+1}^2(A_s) \times \\ \cos^2 \varphi'_0 + [J_0^2(A_s) + 2 \sum_{k=1}^{\infty} J_{2k}^2(A_s)] \sin^2 \varphi'_0. \end{aligned} \quad (9)$$

在解调信号中基波功率近似为 $A_s^2/2$ 。由 THD 的定义,结合(8)、(9)两式可推导出偏差 $K_{\delta I}$ 所引起的总谐波失真 $D_{\delta I}$ 近似为

$$D_{\delta I} \approx \frac{2\rho^2 \delta I^2}{A_s^2} \left\{ \frac{1 - J_0^2(A_s)}{2} - J_1^2(A_s) + \frac{1}{2} [J_0^2(A_s) - J_0(2A_s) - 2J_1^2(A_s)] \cos 2\varphi'_0 \right\}, \quad (10)$$

即 $D_{\delta I}$ 与参数 ρ 、信号幅度 A_s 、相对光强变化 δI 、信号初始相位 φ_0 有关。为验证(10)式,采用 DAT 算法进行仿真,比较仿真得到的 THD 与(10)式计算的结果。仿真中采样率为 100 kS/s,信号频率为 200 Hz, $v_1 = v_2 = 1$, $\Delta\varphi = 120^\circ$,可计算出 $\rho = 2$ 。仿真计算 THD 最高选用 20 次谐波。

考虑信号初始相位的影响,选择 THD 关于初始相位的最大值、最小值和平均值进行仿真验证。图 1 为光强相对变化为 1% 时 THD 的最大值、最小值和平均值与信号幅度的关系,仿真结果与(10)式

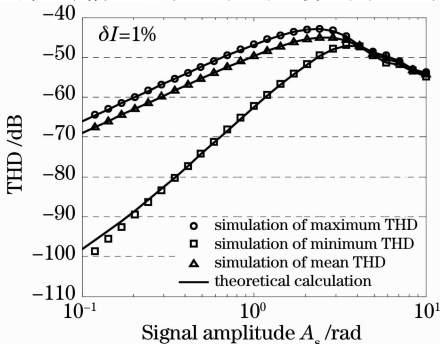


图 1 THD 与信号幅度的关系

Fig. 1 THD for different signal amplitudes

理论计算的结果一致,最大 THD 在信号幅度 $A_s = 2.4$ rad 附近取得最大值 -42.9 dB。图 2 为信号幅度不同时,最大 THD 与光强相对变化 δI 的关系,在 $A_s = 2.4$ rad、光强变化为 5% 时,THD 最大值可达到 -28.9 dB。

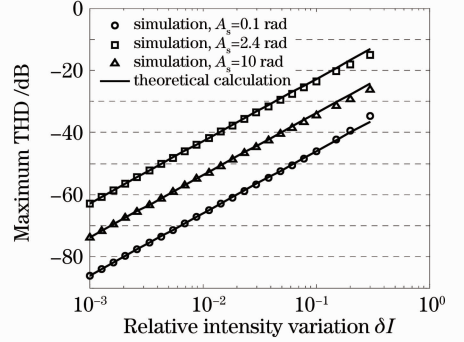


图 2 THD 最大值与光强相对变化的关系

Fig. 2 Maximum THD for different relative intensity variations

若相位差 $\Delta\varphi$ 变化为 $\delta\varphi$,类似(5)、(6)式的推导过程,可得到对应的信号偏差 $K_{\delta\varphi}$ 近似为

$$K_{\delta\varphi} \approx \frac{\delta\varphi}{2} \left[1 + \frac{\sin(2\varphi + \Delta\varphi)}{\sin \Delta\varphi} \right]. \quad (11)$$

若两路信号的可见度 v_1 、 v_2 分别变化 δv_1 、 δv_2 ,则对应的信号偏差 $K_{\delta v}$ 近似为

$$K_{\delta v} \approx \frac{\delta v_1 - \delta v_2}{2} \left[\frac{\cos(2\varphi + \Delta\varphi)}{\sin \Delta\varphi} + \cot \Delta\varphi \right]. \quad (12)$$

若两路信号的分光比变化 δk ,对应的信号偏差 $K_{\delta k}$ 为

$$K_{\delta k} \approx \frac{\delta k}{2} \left[\rho \sin(\eta - \varphi) - \frac{2 \cos \varphi}{v_2 \sin \Delta\varphi} - \frac{\cos(2\varphi + \Delta\varphi)}{\sin \Delta\varphi} - \cot \Delta\varphi \right]. \quad (13)$$

对于单频信号 $\varphi(t) = A_s \cos \omega t + \varphi_0$,偏差 $K_{\delta\varphi}$ 和 $K_{\delta v}$ 对应的 THD 分别为

$$D_{\delta\varphi} \approx \frac{\delta\varphi^2}{2A_s^2 \sin^2 \Delta\varphi} \left\{ \frac{1 - J_0^2(2A_s)}{2} - J_1^2(2A_s) + \frac{1}{2} [J_0^2(2A_s) - J_0(4A_s) - 2J_1^2(2A_s)] \cos(2\varphi_0 + \Delta\varphi) \right\}, \quad (14)$$

$$D_{\delta v} \approx \frac{(\delta v_2 - \delta v_1)^2}{2A_s^2 \sin^2 \Delta\varphi} \left\{ \frac{1 - J_0^2(2A_s)}{2} - J_1^2(2A_s) - \frac{1}{2} [J_0^2(2A_s) - J_0(4A_s) - 2J_1^2(2A_s)] \cos(2\varphi_0 + \Delta\varphi) \right\}. \quad (15)$$

由(11)、(12)式可知,当相位差和分光比同时变化时,THD 最大值为(14)、(15)式中最大值之和。

分光比变化 $K_{\delta k}$ 对应的 THD 可由(13)式推出,比较复杂,后面将通过仿真对(13)式进行验证。通过对(6)式与(11)、(12)式可知,偏差 $K_{\delta\varphi}$ 和 $K_{\delta v}$ 对应的 THD 均在 $A_s=1.2$ rad 时取得最大值。

图 3、图 4 分别为最大 THD 与相位差变化 $\delta\varphi$ 和可见度变化的关系,仿真中, $v_1 = v_2 = 1, \Delta\varphi = 120^\circ$, 理论计算为(14)、(15)式的计算结果,与仿真结果一致。由图 3 可知在 $A_s = 1.2$ rad、相位差变化 $\delta\varphi = 1^\circ$ 时,最大 THD 近似为 -42.7 dB。由(12)式可知,若两路信号的可见度变化一致,则相应的 THD 将非常小,因此在图 4 中选取了 $\delta v_2 = 0$ 进行仿真,从而横坐标 δv_1 实际上表示的是两路信号可见度变化之差。当 $A_s = 1.2$ rad、可见度变化之差为 1% 时,最大 THD 近似为 -47.6 dB。

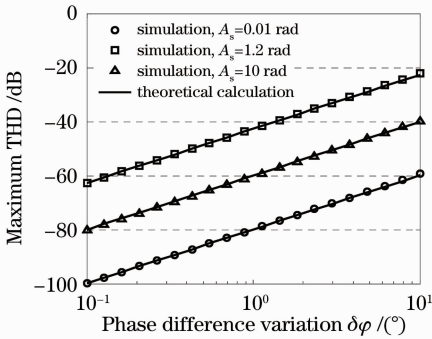


图 3 THD 最大值与相位差变化的关系
Fig. 3 Maximum THD for different phase difference variations

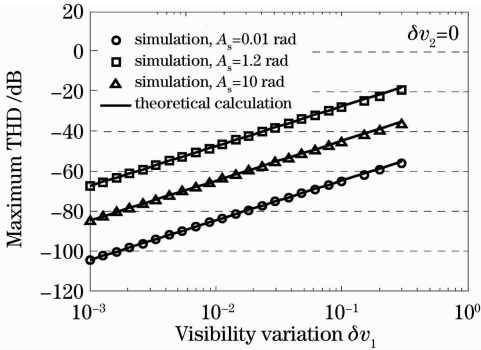


图 4 THD 最大值与可见度变化的关系
Fig. 4 Maximum THD for different visibility variations

在分光比变化时, $K_{\delta k}$ 对应的 THD 与信号幅度 A_s 的关系如图 5 所示,仿真中 $v_1 = v_2 = 1, \Delta\varphi = 120^\circ$, 理论计算即通过(14)式计算谐波功率然后再计算 THD。当分光比变化 1% 时,在 $A_s = 1.2$ rad 附近,最大 THD 达到最大值 -44.9 dB。图 6 为最大 THD 与分光比变化的关系,在 $A_s = 1.2$ rad、分光比变化 5% 时,最大 THD 为 -30.9 dB。

通过以上分析和仿真可知, 3×3 耦合器两路输

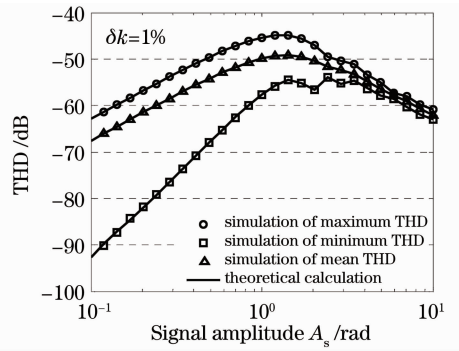


图 5 THD 与信号幅度的关系
Fig. 5 THD for different signal amplitudes

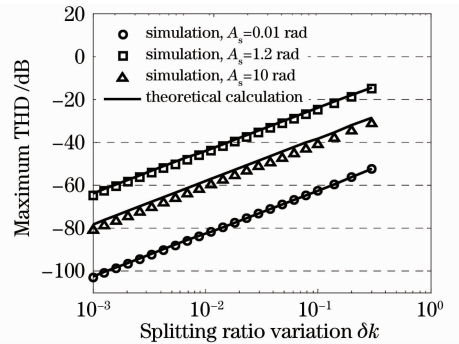


图 6 THD 最大值与分光比变化的关系
Fig. 6 Maximum THD for different splitting ratio variations

出解调的 DAT 算法要达到比较小的谐波失真,必须降低输入光功率波动和耦合器分光比、相位差的变化以及干涉信号可见度变化的影响。若两路干涉信号可见度的变化一致,则对谐波失真影响很小。

3 采用 3×3 耦合器作为匹配干涉仪的光强补偿方法

图 7 所示为采用 3×3 耦合器作为匹配干涉仪的 8 路光纤水听器时分复用系统。传感器的基本结构如图 7 中虚线框部分所示,由 2×2 耦合器和两个法拉第旋镜(FRM)组成的不平衡迈克耳孙干涉仪,参考臂和传感臂的臂长差为 Δl ,法拉第旋镜通过补偿往返光路中的双折射效应解决干涉信号的偏振衰落问题。匹配干涉仪(PMDI)的基本结构和臂长差均与传感器一致,其中的压电陶瓷(PZT)用来在测试系统参数时加信号。延时光纤的长度 Δl_{DF} 不小于传感器臂长差的 2 倍。由光纤激光器发出的光经声光调制器(AOM)后被调制为脉冲光,光脉冲的宽度比传感器臂长差对应的往返时间小一些。7 个分光耦合器的分光比为 $1:7, 1:6, \dots, 1:1$,是为了使探测器接收到的每个传感器的平均光功率一致。脉

冲光经过掺铒光纤放大器(EDFA)、分光耦合器和延时光纤进入每个传感器,返回两个互不重叠的脉冲光,经过匹配干涉仪后变为 4 个脉冲,如图 8 虚线框中所示,由于匹配干涉仪的光程匹配作用,中间两个脉冲在时域上重叠即发生干涉。一个周期共有

17 个脉冲,第一个和最后一个脉冲是不干涉的,第 2,4,6,⋯,16 个干涉脉冲分别对应传感器 1~8 的信号。AOM 的驱动脉冲由脉冲发生器产生,经适当延时可以控制模拟/数字电路(A/D)完成干涉脉冲的采集。

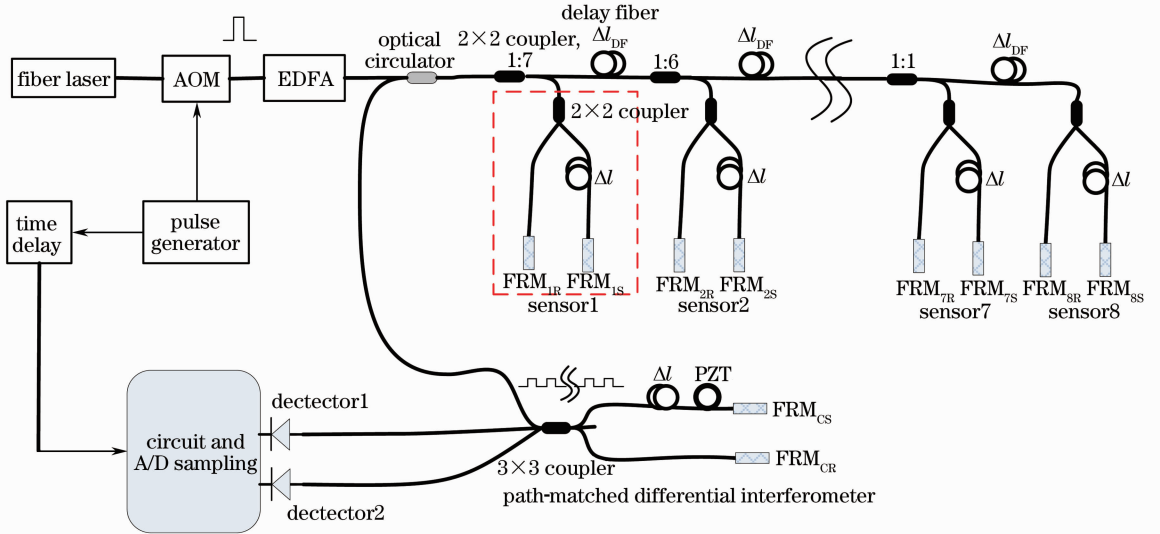


图 7 基于 3×3 耦合器的 8 路光纤水听器时分复用系统

Fig. 7 TDM system of 8 fiber-optic hydrophones with a 3×3 coupler

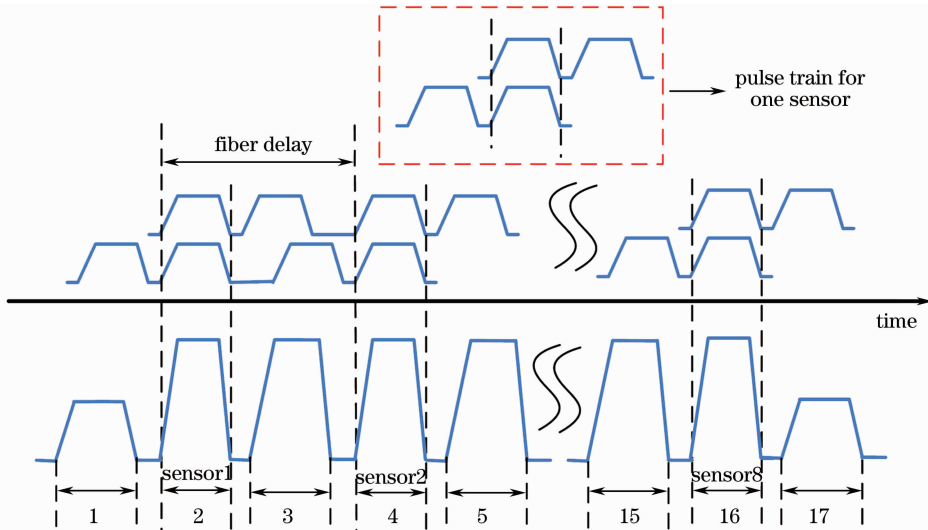


图 8 时分复用系统一个周期内的脉冲分布图

Fig. 8 Pulse distribution of the TDM system in a period

为保证光强变化时采用两路输出信号解调不失真,可结合采用 3×3 耦合器作为匹配干涉仪的时分复用系统结构的特殊性进行考虑。对于一个周期的干涉脉冲,第一个和最后一个不干涉的脉冲与干涉脉冲之间的光强是相关的,将采集得到的干涉脉冲信号除以非干涉脉冲,即可消除光强波动的影响。对于 3×3 耦合器两路输出的干涉脉冲,分别除以同一周期的非干涉脉冲,将得到

$$\begin{cases} V_{1r} = D_1 + A_1 \cos[\varphi(t) + \varphi_0] \\ V_{2r} = D_2 + A_2 \cos[\varphi(t) + \varphi_0 + \Delta\varphi] \end{cases}, \quad (16)$$

再通过 V_{1r}, V_{2r} 进行信号解调,即可避免光强变化导致的谐波失真。3×3 耦合器两路输出在同一个周期的非干涉脉冲还具有耦合器分光比的信息,因此这种光强补偿方法还可以避免耦合器分光比变化引起的谐波失真,谐波失真将主要由相位差变化和两路干涉信号可见度变化之差决定。

信号解调还需要对参数 c_0, c_1, s_0, s_1, s_2 进行准确估计。当 $\varphi(t)$ 幅度超过 π 时, V_{1r}, V_{2r} 两路信号形成的利萨如图为一个椭圆, 其一般方程为

$$aV_{1r}^2 + bV_{1r}V_{2r} + cV_{2r}^2 + dV_{1r} + eV_{2r} + f = 0. \quad (17)$$

(17)式所示的二次曲线, 当且仅当 $b^2 - 4ac < 0$ 时为椭圆, 不失一般性, 可将约束条件定为 $4ac - b^2 = 1$, 从而参数 $a \sim f$ 的估计可转化为矩阵的广义特征向量的求解^[11], 进一步计算参数 D_1, D_2, A_1, A_2 和 $\Delta\varphi$ ^[12]:

$$D_1 = \frac{2cd - be}{b^2 - 4ac}, D_2 = \frac{2ae - bd}{b^2 - 4ac},$$

$$\Delta\varphi = a \cos \left[-\frac{\text{sign}(f) \cdot b}{2\sqrt{ac}} \right]$$

$$A_1 = \sqrt{\frac{4c}{b^2 - 4ac} \left(f + \frac{cd^2 + ae^2 - bde}{b^2 - 4ac} \right)},$$

$$A_2 = \sqrt{\frac{4a}{b^2 - 4ac} \left(f + \frac{cd^2 + ae^2 - bde}{b^2 - 4ac} \right)}. \quad (18)$$

根据(3)式和(18)式可计算解调参数 c_0, c_1, s_0, s_1 和 s_2 。

4 实验研究

实验系统原理图如图 7 所示, 传感器参考臂和传感臂长度分别为 0.3 m 和 10.9 m, 延时光纤长度为 26 m。所用的激光器为 RIO 公司 15 mW 的光纤激光器模块, AOM 为 Optoelectronic 公司的 MT110-IIR10-FIO, EDFA 为 Amonics 公司的 AEDFA-30 系列, 探测器为 Thorlabs 公司的 DET01CFC/M。采集所用 AD 为 16 bit 的 AD9446 芯片, 采样率 100 MS/s。AOM 驱动脉冲重复频率为 200 kHz, 由现场可编程门阵列(FPGA)控制生成, 脉冲宽度为 80 ns。每个脉冲有 4~5 个有效采集点, 取中间 4 个平均作为一个有效采集点。信号解调通过 FPGA 完成, 采集或解调后的数据通过 CPCI 总线上传给计算机。图 9 所示为时分复用系统中延时光纤和光纤水听器形成的复用光路, 图 10 为匹配干涉仪之前一个周期的脉冲分布。

将光纤水听器置于连接振动台的水筒中, 振动台的振动引起水筒中声压信号的变化从而导致光纤水听器相位的变化。图 11 给出了第一路信号在信号频率为 1 kHz 时的解调结果。

实验中令光强减小约 10%, 对直接采用 DAT 方法和本文提出的光强补偿方法分别测量 100 次, 结果如图 12 所示, DAT 方法的谐波失真比较大,

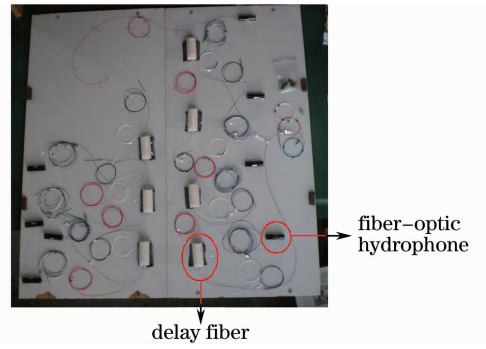


图 9 时分复用实验系统中的光纤水听器与延时光纤
Fig. 9 Delay fiber and fiber-optic hydrophones in TDM experiment system

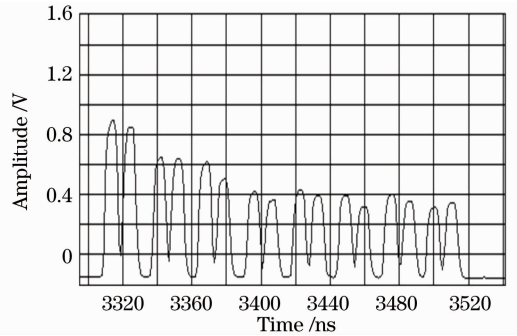


图 10 匹配干涉仪之前一个周期的脉冲分布
Fig. 10 Pulse distribution in a period before PMMI

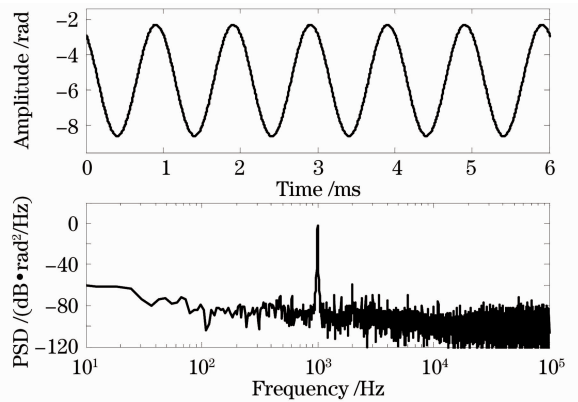


图 11 第一路解调信号
Fig. 11 Demodulated signal of sensor1

采用光强补偿方法可将平均 THD 降低 30 dB。对于光强补偿方法, 谐波失真将主要由相位差变化和两路干涉信号可见度变化差决定, 因此实验中对这两个参数分别进行了测试, 如图 13 所示, 可见度大于 1 是由于 AD 采集时存在高通滤波器, 导致干涉信号中的直流有一定程度衰减。相位差 $\Delta\varphi$ 平均为 118.0° , 波动 $\pm 1.76^\circ$, 可见度变化差平均为 0.0094, 最大值 0.025。参数 ρ 平均为 1.94, 信号幅度为 3.16 rad。当光强变化 10% 时, 由(10)式可算得 DAT 算法谐波失真为 $0.0075(0.3752 + 0.1430 \cos 2\varphi_0')$, 最

大值、最小值和平均值分别为 -24.1、-27.6 和 -25.5 dB, 而实验结果分别为 -23.6、-28.3 和 -26.2 dB, 理论计算与实验结果符合很好。耦合器相位差变化 1.76° , 可见度变化之差 0.025 对应的 THD 最大值通过 (14)、(15) 式计算分别为 -45.0 dB 和 -46.5 dB, 可估计 THD 最大值小于 -42.7 dB, 与实验中光强补偿方法 THD 的最大值 -43.3 dB 基本吻合。若要进一步降低 THD, 需要提高耦合器相位差的稳定性和干涉信号可见度变化的一致性。

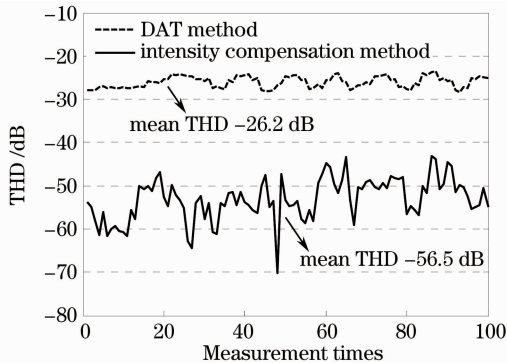


图 12 解调信号在光强补偿与不补偿时的比较
Fig. 12 Comparison of demodulation with and without intensity compensation

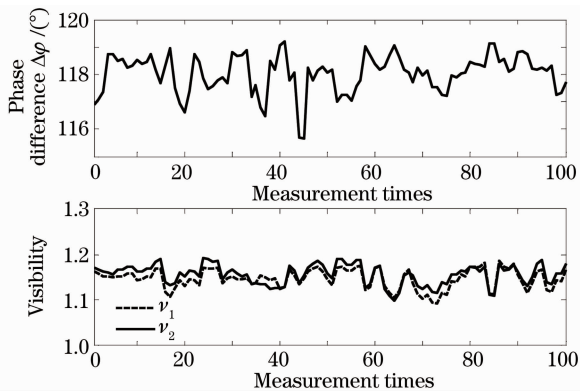


图 13 耦合器相位差与可见度的变化

Fig. 13 Variations of phase difference and visibility

图 14 给出了时分复用系统中传感器 3 和传感器 5 的噪声本底。通过多次测量取平均, 8 个传感器在 1 kHz 处的噪声本底分别为 24.0, 28.6, 27.0, 23.7, 29.3, 25.4, 21.2, 26.6 $\mu\text{rad}/\text{Hz}^{1/2}$ 。

5 结 论

对 3×3 耦合器两路输出信号解调方案中信号失真与光强变化、耦合器分光比和相位差的变化以及干涉信号可见度变化的关系进行了定量分析。在以 3×3 耦合器作为匹配干涉仪的时分复用系统中,

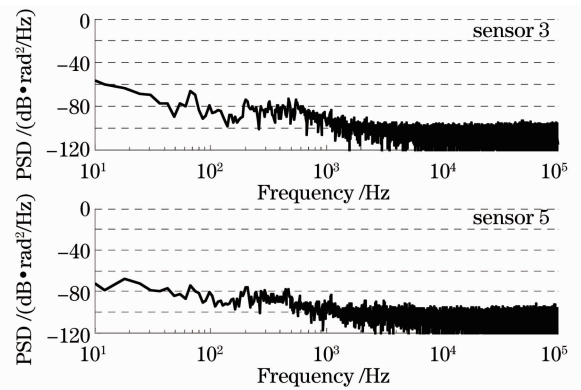


图 14 时分复用系统噪声本底

Fig. 14 Noise floor of TDM system

提出了将非干涉脉冲作参考的光强补偿方法, 可有效抑制光强变化和耦合器分光比变化导致的信号失真。实现了以 3×3 耦合器作为匹配干涉仪的 8 路光纤水听器时分复用实验系统, 对光强变化导致的谐波失真进行了实验验证, 理论计算与实验结果基本吻合。在光功率变化约 10% 时, 光强补偿方法可将总谐波失真平均值降低 30 dB。进一步降低总谐波失真需要提高 3×3 耦合器相位差的稳定性和干涉信号可见度变化的一致性。8 路时分复用实验系统噪声本底在信号频率为 1 kHz 时小于 $30 \mu\text{rad}/\text{Hz}^{1/2}$ 。

参 考 文 献

- 1 Wang Zefeng, Hu Yongming, Meng Zhou *et al.*. Experimental investigations on anti-aliasing properties of acoustic low-pass filtering fiber-optic hydrophones based on phase generate carrier demodulation[J]. *Chinese J. Lasers*, 2009, **36**(8): 2064~2069
王泽锋, 胡永明, 孟洲等. 基于相位载波解调的声低通滤波光纤水听器抗混叠性能实验研究[J]. *中国激光*, 2009, **36**(8): 2064~2069
- 2 Zhou Wei, Zhou Hongpu, Zhang Min *et al.*. Acoustic sensitivity of interferometric fiber-optic mandrel hydrophone[J]. *Laser & Optoelectronics Progress*, 2010, **47**(7): 070601
周炜, 周宏朴, 张敏等. 芯轴干涉型光纤水听器的声压灵敏度研究[J]. *激光与光电子学进展*, 2010, **47**(7): 070601
- 3 Wang Keyan, Meng Zhou. Effects of distributed fiber Raman amplifier on noise characteristics in long-distance fiber optic hydrophone[J]. *Chinese J. Lasers*, 2010, **37**(8): 1990~1995
王科研, 孟洲. 分布式光纤拉曼放大对远程光纤水听器系统噪声特性的影响[J]. *中国激光*, 2010, **37**(8): 1990~1995
- 4 M. D. Todd, M. Seaver, F. Bucholtz. Improved, operationally-passive interferometric demodulation method using 3×3 coupler[J]. *Electron. Lett.*, 1997, **33**(15): 784~786
- 5 Yi Jiang. Wavelength division multiplexing addressed four-element fiber optical laser hydrophone array[J]. *Appl. Opt.*, 2007, **46**(15): 2939~2948
- 6 S. C. Huang, W. W. Lin, M. H. Chen. Cross-talk analysis of time-division multiplexing of polarization-insensitive fiber-optic Michelson interferometric sensors with a 3×3 directional coupler[J]. *Appl. Opt.*, 1997, **36**(4): 921~933
- 7 Zhang Huayong, Wang Liwei, Shi Qingping *et al.*. A new demodulation method for time division multiplexing system of fiber-optic hydrophone using a 3×3 coupler[J]. *Chinese J.*

- Lasers, 2011, **38**(5): 0505011
- 张华勇, 王利威, 施清平等. 光纤水听器时分复用系统通过 3×3 耦合器信号解调的一种新算法[J]. 中国激光, 2011, **38**(5): 0505011
- 8 Z. Q. Zhao, M. S. Demokan, M. MacAlpine. Improved demodulation scheme for fiber optic interferometers using an asymmetric 3×3 coupler[J]. *J. Lightwave Technol.*, 1997, **15**(11): 2059~2068
- 9 I. J. Bush, D. R. Sherman. High performance interferometric demodulation techniques[C]. *SPIE*, 1992, **1795**: 412~420
- 10 Jeffrey H. Reed. Software Radio: A Modern Approach to Radio Engineering[M]. Chen Qiang Transl.. Beijing: The People's Posts and Telecommunications Press, 2004. 139
- Jeffrey H. Reed. 软件无线电: 无线电工程的现代方法[M]. 陈强译. 北京: 人民邮电出版社, 2004. 139
- 11 A. Fitzgibbon, M. Pilu, R. B. Fisher. Direct least square fitting of ellipses[J]. *IEEE Trans. Pattern Analysis and Machine Intelligence*, 1999, **21**(5): 476~480
- 12 C. T. Farrell, M. A. Player. Phase step measurement and variable step algorithms in phase-shifting interferometry[J]. *Meas. Sci. Technol.*, 1992, **3**(10): 953~958

栏目编辑: 谢 婧