

干涉型光纤水听器数字化外差检测方法 动态范围上限研究

张楠 孟洲 饶伟 熊水东

(国防科技大学光电科学与工程学院, 湖南 长沙 410073)

摘要 阐述了干涉型光纤水听器外差检测的基本原理, 对干涉型光纤水听器数字化外差检测方法动态范围上限进行了研究。理论分析了由外差频率决定的动态范围上限以及反正切、微分-交叉相乘(DCM)两种正交解调算法决定的动态范围上限, 并进行了综合对比。分析结果表明, 不同的外差频率所能达到的动态范围上限不同; 相同的外差频率结合不同的正交解调算法, 所能达到的动态范围上限也不相同。在固定采样率下, 设置外差频率为采样率的 1/4, 并结合反正切算法, 可以实现更大的动态范围上限。数值模拟证明了理论分析的正确性。构建了基于外差检测的光纤水听器系统并进行了实验研究, 实验结果与理论相符, 证实了采用外差检测方法实现大规模光纤水听器阵列更大动态范围检测的可行性。

关键词 光纤光学; 光纤水听器; 信号检测; 外差; 动态范围上限

中图分类号 TP212 **文献标识码** A **doi:** 10.3788/AOS201131.0806011

Analysis on Upper Limit of Dynamic Range of Fiber Optic Interferometric Hydrophone Using Digital Heterodyne Detection Scheme

Zhang Nan Meng Zhou Rao Wei Xiong Shuidong

(College of Optoelectronic Science and Engineering, National University of Defense Technology, Changsha, Hunan 410073, China)

Abstract The principle of fiber optic interferometric hydrophone using heterodyne detection scheme is introduced and the upper limit of dynamic range of the digital heterodyne detection is analyzed in detail. The upper limits of dynamic range decided by heterodyne frequency and the arctangent or differential cross-multiply (DCM) quadrant demodulation algorithm are analyzed in theory and compared with each other. Analysis results indicate that the upper limit of dynamic range changes with heterodyne frequency. However, with the same heterodyne frequency, different upper limits of dynamic range are achieved with arctangent or DCM algorithm. The upper limit of dynamic range can achieve a higher value when the heterodyne frequency is equal to a quarter of the sampling rate and the arctangent quadrant demodulation algorithm is adopted. Numerical simulation validates the theoretical analysis. A fiber optic hydrophone system based on heterodyne detection technique is constructed and the experimental results, which correspond to the theoretical results, demonstrate the feasibility of the fiber optic hydrophone to achieve large dynamic range and large-scale array.

Key words fiber optics; fiber optic hydrophone; signal detection; heterodyne; upper limit of dynamic range

OCIS codes 060.2310; 120.4630; 280.4788

1 引言

信号检测技术是干涉型光纤水听器最基本、最

关键的技术之一, 其中零差法和外差法是两种基本的信号检测方法。零差法相对简单易实现, 但外界

收稿日期: 2011-02-23; **收到修改稿日期:** 2011-05-05

基金项目: 高等学校博士学科点专项科研基金(20104307110020)资助课题。

作者简介: 张楠(1983—), 女, 博士研究生, 主要从事光纤水听器方面的研究。E-mail: nanzhang@nudt.edu.cn

导师简介: 孟洲(1968—), 女, 教授, 博士生导师, 主要从事光纤传感方面的研究。E-mail: zhoumeng6806@163.com

(通信联系人)

环境扰动等因素引起的初相位随机漂移会导致信号衰落。为了解决这一问题,研究人员提出了工作点控制法^[1,2]、相位产生载波(PGC)法^[3~6]以及 3×3 耦合器法^[7,8]等,其中工作点控制法因为传感基元电学有源而不适用于水下传感;PGC法固有的信号混叠问题限制了检测信号的幅度和带宽从而制约了其发展^[9,10]; 3×3 耦合器法每基元有3路信号输出,当水听器阵列基元数目较多时,会使阵列结构及解调系统非常复杂而不利于大规模组阵。外差法引入相对较高的频率调制,将待测信号加载于其上,可以有效克服环境扰动的影响,同时还具有可携带的信号带宽大、易于构成多基元时分复用系统的优点,再加上目前光学移频器技术日趋成熟,价位不断趋于合理,使得这种方法不仅广泛用于光学测量和光通信^[11,12],也被以英国 QinetiQ 公司、Stingray 公司和美国海军实验室为代表的国外光纤水听器研究机构确定为主流的信号检测方案^[13~15]。但目前此方面文献报道的内容多针对阵列系统的结构、询问方法、噪声分析与测试和实验结果等,并没有给出外差检测方法解调及其性能的具体分析。本文对外差检测方法进行研究,主要分析系统动态范围上限,因为这一指标直接决定光纤水听器系统的性能及其应用。给出外差检测方法动态范围上限的决定因素以及扩展动态范围的方法,利用数值模拟验证理论分析,构建基于外差检测的光纤水听器系统,进行信号解调的实验研究。考虑到数字化解调稳定性高,噪声小,电路易实现,且目前数字芯片及信号处理技术比较成熟,本文将采用全数字化检测系统。

2 干涉型光纤水听器外差检测方法基本原理

外差法中,干涉仪输出信号为^[16]

$$I = A + B\cos[2\pi\Delta ft + \phi(t)], \quad (1)$$

式中 A 为光强的直流项, B 为光强交流项的振幅,与干涉仪的输入光强、耦合器的分束比、两束光的偏振态等有关, Δf 为外差频率, $\phi(t)$ 中包含被测信号,也包括初相位及环境扰动等引入的噪声。外差法将频率较低的信号加载于频率较高的外差信号上,在经光电转换之后,可滤除(1)式的直流项,得

$$y_s = B\cos[2\pi\Delta ft + \phi(t)]. \quad (2)$$

解调过程需要用到两个参考信号:

$$y_{r1} = C\cos(2\pi\Delta ft), \quad (3)$$

$$y_{r2} = C\sin(2\pi\Delta ft), \quad (4)$$

式中 C 为参考信号的幅度。

传感信号(2)与参考信号(3),(4)混频后,得到的信号为

$$y_s y_{r1} = A\cos[2\pi\Delta ft + \phi(t)] \cdot C\cos(2\pi\Delta ft) = \frac{1}{2}AC\{\cos[2\pi \cdot 2\Delta ft + \phi(t)] + \cos \phi(t)\}, \quad (5)$$

$$y_s y_{r2} = A\cos[2\pi\Delta ft + \phi(t)] \cdot C\sin(2\pi\Delta ft) = \frac{1}{2}AC\{\sin[2\pi \cdot 2\Delta ft + \phi(t)] - \sin \phi(t)\}. \quad (6)$$

对(5)式和(6)式进行低通滤波,可以得到关于 $\phi(t)$ 的一对正交项

$$V_i = -\frac{BB'}{2}\sin \phi(t), \quad (7)$$

$$V_q = \frac{BB'}{2}\cos \phi(t). \quad (8)$$

接下来利用反正切方法^[17,18]或微分-交叉相乘(DCM)^[3],即可解得 $\phi(t)$,进而得到待测信号。

3 动态范围上限分析

动态范围是光纤水听器信号检测系统非常受关注的一个指标。动态范围上限,即系统可以不失真检测信号的最大值,主要与系统的检测原理、解调算法有关,数字系统还与系统的采样率有关;动态范围下限由系统噪声决定,主要有光源、光电探测电路和信号处理电路等引入的噪声,这里不展开分析。本文着重分析数字化外差系统的动态范围上限。为了讨论方便,设待测信号为频率是 f_s 、幅度是 D 的单频信号,直流项、慢漂项等的和为 φ_n ,即

$$\phi(t) = D\cos(2\pi f_s t + \varphi_n). \quad (9)$$

3.1 外差频率决定的动态范围上限

在外差检测系统中,对于固定的外差频率,能够携带信号的谐波带宽是有限的。将(9)式代入(2)式,并根据贝塞尔函数展开,可以得到图1所示的频谱。

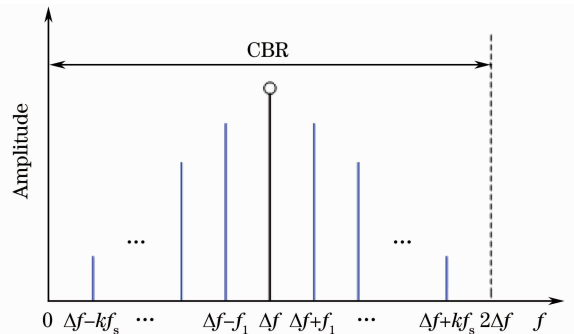


图1 传感器输出外差信号频谱

Fig. 1 Spectrum of the output signal of an interferometer based on optical heterodyne technique

从图 1 可见,待测信号及其倍频项作为边频加载在外差频率两侧,系统带宽为 $2\Delta f$,待测信号有效高次谐波占据的频带宽度定义为 Carson 带宽 (CBR),则 CBR 最大为 $2\Delta f$,否则有效高次谐波项将会超出系统带宽而引起检测失真。而 CBR 又是一个与被测信号频率和幅度有关的量,用 CBR 准则来确定 $W_{\text{CBR}}^{[19]}$:

$$W_{\text{CBR}} = 2(\delta f_p + f_s), \quad (10)$$

式中 δf_p 为频率偏移量的峰值, f_s 为信号频率。频率偏移量为

$$\delta f = \frac{1}{2\pi} [d\phi(t)/dt] = -Df_s \sin(2\pi f_s t + \phi_n), \quad (11)$$

则其峰值为

$$\delta f_p = Df_s. \quad (12)$$

将(12)式及 $W_{\text{CBR}} = 2\Delta f$ 代入(10)式,可以确定外差频率与最大可检测信号频率 f_s 及最大可检测信号幅度的关系:

$$2\Delta f = 2(\delta f_p + f_s) = 2f_s(D + 1), \quad (13)$$

即由外差频率决定的动态范围上限为

$$D_{\text{H-max}} = \frac{\Delta f}{f_s} - 1. \quad (14)$$

3.2 正交解调算法决定的动态范围上限

得到正交解调信号(7),(8)后,通常采用反正切算法或 DCM 算法解调相位信息,数字系统中,这两种方法可解算的最大信号与采样率有关。接下来讨论反正切算法和 DCM 算法分别决定的动态范围上限。

3.2.1 反正切法决定的动态范围上限

反正切是周期为 π 的函数,通常把它的值域限定在 $(-\pi/2, \pi/2)$ 单调区间。如果知道了 $\sin x$ 的值和 $\cos x$ 的值,在求 $\arctan x$ 时,可以根据 $\sin x$, $\cos x$ 的符号判断出 $\arctan x$ 所在的象限,这时可以将 $\arctan x$ 的值域扩展到 $(-\pi, \pi)$ 。而实际的相位值可能等于 $\arctan(x \pm 2n\pi)$, $n = 0, 1, 2, \dots$ 。对于数字系统而言,若相邻两采样点的相位差限制在 π 范围内,那么每一点的反正切值都可以根据前一点唯一确定^[20]。据此 π 相位限制原则,可以确定反正切法解调动态范围上限。

对(9)式求时间的导数,得到信号随时间的变化率,再乘以相邻两采样点的时间间隔 T ,即得到相邻两点信号相位差:

$$\Delta\theta = -2\pi f_s D \sin(2\pi f_s t + \phi_n) T, \quad (15)$$

它的值随时间 t 变化。根据 π 相位限制原则,(15)式的最大值不能超过 π ,即

$$\Delta\theta_{\text{max}} = -2\pi f_s D T \leq \pi. \quad (16)$$

根据(16)式,可以求得

$$D_{\text{arctan-max}} = \frac{1}{2f_s T} = \frac{f_{\text{sam}}}{2f_s}, \quad (17)$$

式中 $f_{\text{sam}} = 1/T$ 为采样率。由(17)式,即可得到数字化反正切方法决定的动态范围上限。

3.2.2 DCM 算法决定的动态范围上限

DCM 算法的计算过程如图 2 所示。

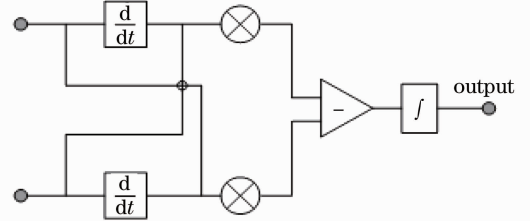


图 2 DCM 算法流程图

Fig. 2 Flow chart of the DCM algorithm

对于全数字化 DCM 解调,数字微分和数字积分都会引入误差,误差的大小与采样率、待测信号的频率和幅度有关^[21]。在同样的采样率下,待测信号的幅度越大,频率越高,失真越严重。解调结果失真是一个渐变的过程,因此在确定最大可解调信号幅度时,先要确定信号失真标准。结合实际应用,此处采用如下标准:1)解调信号幅度与实际信号幅度的误差不超过 1%;2)解调信号幅度与各阶倍频项幅度的最大值相比(定义为最小谐波比)大于 40 dB。据此标准即可得到数字化 DCM 解调方法决定的动态范围上限,如图 3 所示。

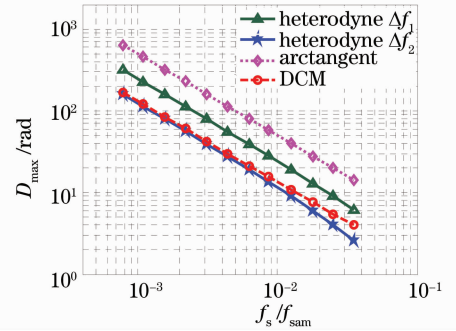


图 3 由外差法外差频率反正切法、正交解调算法分别决定的动态范围上限

Fig. 3 Upper limit of dynamic range decided by heterodyne frequency and orthogonal demodulation algorithm respectively

3.3 动态范围上限讨论

由前面的分析可知,对于光纤水听器数字化外差检测系统,其动态范围上限与外差频率及数字化正交解调算法均有关系。但无论是外差频率对动态范围上限的影响还是正交解调算法对动态范围上限的影响,最终都决定于系统采样率,采样率越高,可

解调的信号越大。对于数字化正交解调算法,采样率一旦确定,可解调信号的最大值便确定了;对于外差频率决定动态范围上限则不然,对于同样的采样率,可以设置不同的外差频率。通常希望调制频率尽可能高,以增大系统带宽,而根据 Nyquist 采样定理,采样率 f_{sam} 应至少为外差检测系统带宽的两倍,即 $f_{\text{sam}} = 4\Delta f$,才能保证对干涉仪输出信号的准确采样。因此在一定的采样率 f_{sam} 下,外差频率最高可以设置为 $\Delta f = (1/4)f_{\text{sam}}$,也可以设置为满足采样定理的其他值。需要依据动态范围的实际需求来确定外差和采样率的关系,这将在后面的数值模拟和实验结果中给出。

图 3 给出了外差法由外差频率、反正切算法和 DCM 算法分别决定的动态范围上限,横坐标为待测信号频率关于采样率的归一化值,纵坐标为幅度的对数值。在求外差频率决定的动态范围上限时,给出了 $\Delta f_1 = (1/4)f_{\text{sam}}$ 和 $\Delta f_2 = (1/8)f_{\text{sam}}$ 两种情况。

从图 3 中可以看出,随着待测信号频率与采样率比值的增大,由外差频率及正交解调算法决定的动态范围上限均减小。反正切算法比 DCM 算法动态范围大 12 dB。

当取外差频率 $\Delta f_1 = (1/4)f_{\text{sam}}$ 时,由外差频率决定的动态范围上限小于由反正切算法决定的动态范围上限,大于由 DCM 算法决定的动态范围上限,这意味着,在正交信号解调算法的选用上,如果选用反正切算法,则检测系统动态范围由外差调制频率决定;如果选用 DCM 算法,则检测系统动态范围由 DCM 算法决定。

当取外差频率 $\Delta f_2 = (1/8)f_{\text{sam}}$ 时,在 $f_s/f_{\text{sam}} < 0.003$ 时,由外差频率决定的动态范围上限与由 DCM 算法决定的动态范围上限几乎重合,在 $f_s/f_{\text{sam}} > 0.003$ 时,由外差频率决定的动态范围上限比由反正切和 DCM 两种正交解调算法决定的动态范围都小,这意味着,在 $\Delta f_2 = (1/8)f_{\text{sam}}$ 的情况下,无论采用反正切算法还是 DCM 算法,整个检测系统的动态范围上限由外差频率决定,与正交解调算法没有关系。

因此若想达到更大的动态范围上限,应该取 $\Delta f = (1/4)f_{\text{sam}}$,并选用反正切算法,此时检测系统动态范围上限是由外差频率决定的动态范围上限。该动态范围上限比文献[9]中给出的 PGC 法动态范围上限高约 10 dB。

根据目前的需求,希望动态范围上限在 1 kHz 处能达到 40 dB,也就是最大可解调相位达到 100 rad,根据文中的分析结果,外差频率为 100 kHz,采样率为 400 kHz,可以满足要求。

4 数值模拟

为验证上述理论分析,给出数值模拟结果。选取系统采样率为 256 kHz,加载的测试信号为正弦信号,频率为 1 kHz,当外差频率为 64 kHz 时,根据前面的分析并参照图 3,如果采用 DCM 算法,则最大可解调信号为 34 rad,如果采用反正切算法,则最大可解调信号为 63 rad。设置测试信号幅度为 60 rad,解调结果如图 4 所示。

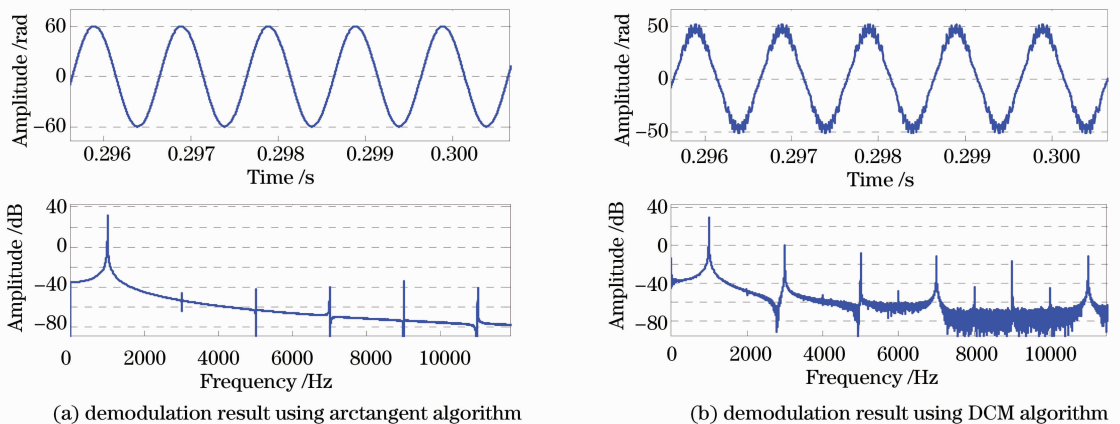


图 4 外差法分别结合反正切和 DCM 算法的数值模拟解调结果(采样率 256 kHz, 外差频率 64 kHz, 信号频率 1 kHz, 幅度 60 rad)

Fig. 4 Output waveform and spectrum of numerical simulation of demodulation using heterodyne method with arctangent and DCM algorithm respectively when the sampling rate is 256 kHz, the heterodyne frequency is 64 kHz and the testing signal is of 1 kHz frequency and 60 rad amplitude

从图4可以看出,外差-反正切方法解调信号的幅度为60 rad,频谱中谐波比小于40 dB,这种方法准确地解调出了信号。而外差-DCM法的解调信号的幅度约为50 rad,且不是标准的正弦信号,频谱中最小谐波比为35 dB,这种方法的解调结果已经失真。这证明了采样率为外差频率的4倍时,外差-反正切方法可以达到更大的动态范围上限。

同样是256 kHz采样率,将外差频率调整为32 kHz,根据前面的分析并参照图3,1 kHz处的动态范围上限为31 rad,由外差频率决定,与采用何种正交解调算法没有关系。加载幅度为35 rad的待测信号,分别结合反正切和DCM两种算法解调,得到的结果如图5所示。

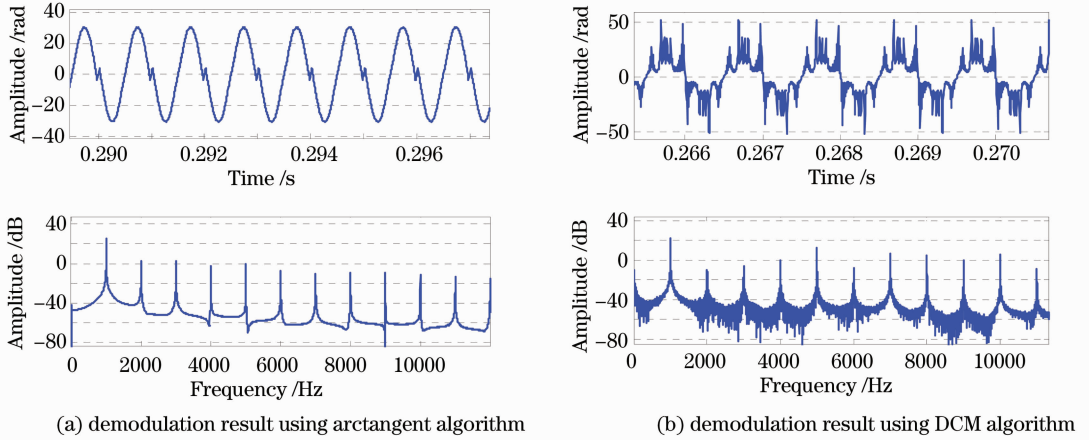


图5 外差法分别结合反正切和DCM算法的数值模拟解调结果(采样率256 kHz,外差频率32 kHz,信号频率1 kHz、幅度35 rad)

Fig. 5 Output waveform and spectrum of numerical simulation of demodulation using heterodyne method with arctangent and DCM algorithm respectively when the sampling rate is 256 kHz, the heterodyne frequency is 32 kHz and the testing signal is of 1 kHz frequency and 35 rad

从图5可以看出,外差-反正切和外差-DCM两种方法对于1 kHz,35 rad的信号检测均失真。

法算法,可以实现更大的动态范围上限。

数值模拟结果均符合前面的理论分析,验证了关于外差法动态范围上限分析的正确性。同时也进一步明确,应用光纤水听器外差检测方法时,设置采样率为外差频率的4倍,并结合反正切正交解调算

5 外差法实验验证

构建了基于外差检测的光纤水听器系统,进行了实验研究。实验系统如图6所示。

实验中用两个声光调制器(AOM)对两路光移

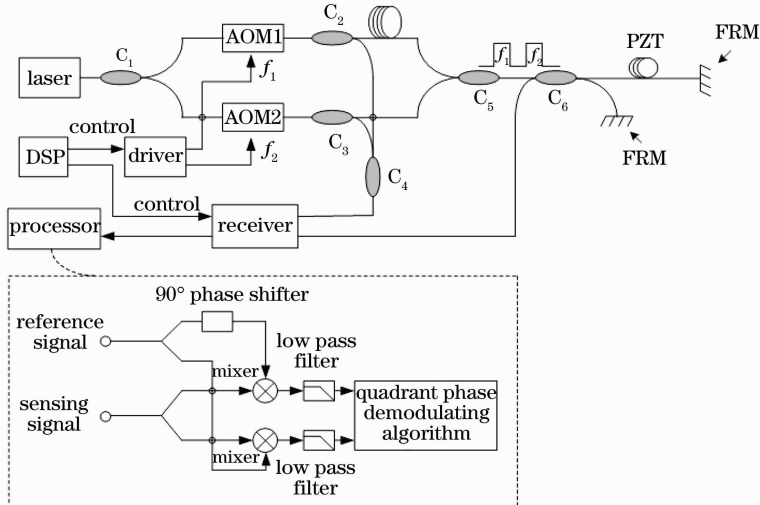
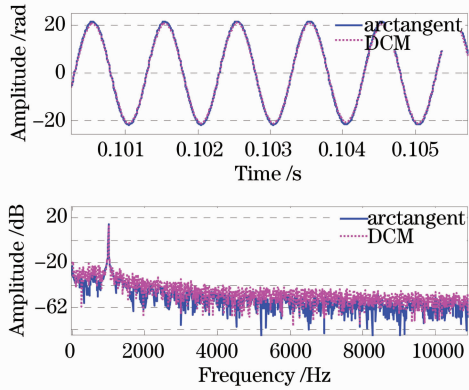


图6 光纤水听器外差检测实验系统示意图

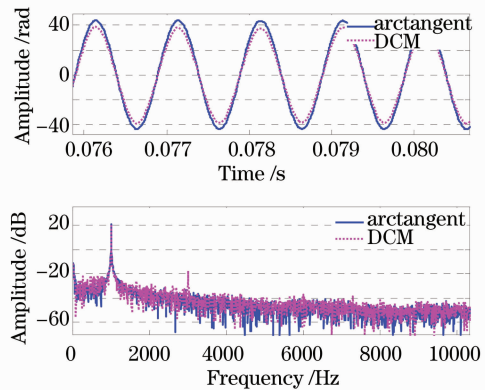
Fig. 6 Experimental architecture based on heterodyne demodulation scheme

频 f_1 和 f_2 , 并将光调制成脉冲, 设计成这种结构是为了以后的时分复用拓展。两个 AOM 输出的信号分别经耦合器 C_2 和 C_3 分束后, 其中的各一路输入到耦合器 C_4 , C_4 的输出信号经光电转换和数据采集后作为解调用的一个参考信号, 对这个信号做希尔伯特变换, 可以得到另一个正交的参考信号; C_2 和 C_3 输出的另外两路光脉冲信号注入传感阵列, 其中一路经过长度为 $2L$ 的延迟光纤, 将两个光脉冲



(a) demodulation result when the p-p voltage of the testing signal is 5 V

从时域上分开。传感探头中, 干涉仪两臂的长度差为 L 。通过压电换能器 (PZT) 给干涉仪传感臂加测试信号。 $f_{\text{sam}} = 256 \text{ kHz}$, $\Delta f = f_1 - f_2 = 64 \text{ kHz}$, 分别结合反正切和 DCM 两种正交解调算法, 在 PZT 上加电压信号的频率为 1 kHz , 电压峰-峰值为 5 V 时, 解调结果如图 7(a) 所示; 信号频率不变, 电压峰-峰值为 10 V 时, 解调结果如图 7(b) 所示。



(b) demodulation result when the p-p voltage of the testing signal is 10 V

图 7 外差法实验解调结果

Fig. 7 Output waveform and spectrum of heterodyne demodulation experiment

从图 7(a) 的时域图中可知, 反正切法和 DCM 法解调波形重合, 幅度为 22 rad , 频谱图中信号单一为 1 kHz , 说明此时两种方法得到的解调结果均是正确的。而在图 7(b) 的时域图中, 反正切法解调峰值为 43 rad , DCM 法解调信号峰值为 38 rad , 频谱图中, 反正切法的解调频谱没有谐波项, 而 DCM 法在信号三倍频处的谐波幅值与信号幅值相差 37 dB , 说明 DCM 算法的结果已经出现了失真。实验结果符合前面的理论分析。

6 结 论

对干涉型光纤水听器数字化外差检测方法动态范围上限进行了理论研究。分别分析了由外差频率决定的动态范围上限以及反正切、DCM 两种正交解调算法决定的动态范围上限。分析结果表明, 外差频率、正交解调算法分别影响系统的动态范围上限, 在同样的采样率下, 由反正切算法决定的动态范围上限比由 DCM 算法决定的动态范围上限高 12 dB , 外差频率决定的动态范围上限随着外差频率不同而不同。设置外差频率为采样率的 $1/4$, 并结合反正切算法, 可以实现更大的动态范围上限, 此时系统的动态范围上限由外差频率决定。该动态范围上限比

相同采样率下 PGC 法的动态范围上限高 10 dB 。数值模拟和实验研究验证了理论分析。

需要指出的是, 因为外差频率由声光移频器决定, 易于提高, 并且数字采样及处理的硬、软件也在不断发展进步, 再加上外差检测方法的光路结构易于时分复用, 因此外差检测方法可以实现大动态光纤水听器大规模阵列检测。

参 考 文 献

- Ni Ming, Zhang Renhe, Hu Yongming *et al.*. Implement of controlling the working point of an interferometric fiber-optic hydrophone by closed loop and pick-up the signal [J]. *Appl. Acoustics*, 2001, **20**(6): 13~18
- 倪明, 张仁和, 胡永明等. 干涉型光纤水听器闭环工作点控制的实现与信号的获取 [J]. *应用声学*, 2001, **20**(6): 13~18
- Zefeng Wang, Yongming Hu, Zhou Meng *et al.*. Pseudo working-point control measurement scheme for acoustic sensitivity of interferometric fiber-optic hydrophones [J]. *Chin. Opt. Lett.*, 2008, **6**(5): 381~383
- A. Dandridge, A. B. Tvelen, T. G. Glallorenzi. Homodyne demodulation scheme for fiber optic sensors using phase generated carrier [J]. *IEEE J. Quant. Electron. Lett.*, 1982, **18**(10): 1647~1653
- Cao Jianian, Zhang Likun, Li Xuyou *et al.*. Phase modulation and demodulation of interferometric fiber-optic hydrophone using phase-generated-carrier techniques [J]. *Acta Optica Sinica*, 1999, **19**(11): 1536~1540
- 曹家年, 张立昆, 李绪友等. 干涉型光纤水听器相位载波调制及解调方案研究 [J]. *光学学报*, 1999, **19**(11): 1536~1540

- 5 Wang Lin, He Jun, Li Fang *et al.*. Ultra low frequency phase generated carrier demodulation technique for fiber sensors[J]. *Chinese J. Lasers*, 2011, **38**(4): 0405001
王林, 何俊, 李芳等. 用于探测极低频信号的光纤传感器相位生成载波解调方法[J]. 中国激光, 2011, **38**(4): 0405001
- 6 Yang Liu, Liwei Wang, Changdong Tian. Analysis and optimization of the PGC method in all digital demodulation systems [J]. *J. Lightwave Technol.*, 2008, **26** (18): 3225~3233
- 7 Chen Yu, Lin Jing, Meng Qiang. Digitized demodulation scheme of fiber optical hydrophone based on 3×3 coupler[J]. *Chin. J. Sci. Instrument*, 2008, **29**(4): 755~759
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, **29**(4): 755~759
- 8 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
- 9 Ni Ming, Hu Yongming, Meng Zhou *et al.*. Dynamic range of fiber optic hydrophone using digitized phase generated carrier[J]. *Laser & Optoelectronics Progress*, 2005, **42**(2): 33~37
倪明, 胡永明, 孟洲等. 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, **42**(2): 33~37
- 10 Wang Zefeng, Hu Yongming, Meng Zhou *et al.*. Physical mechanism and solution of aliasing in phase generated carrier modulation-demodulation of interferometric fiber-optic hydrophone[J]. *Acta Optica Sinica*, 2008, **28**(1): 92~98
王泽锋, 胡永明, 孟洲等. 干涉型光纤水听器相位载波调制-解调中信号混叠产生的机理及解决方案 [J]. 光学学报, 2008, **28**(1): 92~98
- 11 He Yan, Shang Jianhua, Liu Dan *et al.*. Heterodyne laser Doppler vibrometer for underwater acoustic-optic communication [J]. *Chinese J. Lasers*, 2009, **36**(1): 189~192
贺岩, 尚建华, 刘丹等. 用于水下声光通信的光外差式激光多普勒振动计 [J]. 中国激光, 2009, **36**(1): 189~192
- 12 San Haisheng, Wen Jimin, Liu Jian *et al.*. Measurement system of ultra-wideband frequency response based on optical heterodyne technique[J]. *Acta Optica Sinica*, 2005, **25**(11): 1497~1500
伞海生, 温继敏, 刘骞等. 基于光外差技术的超宽带频率响应测量系统 [J]. 光学学报, 2005, **25**(11): 1497~1500
- 13 G. A. Cranch, P. J. Nash, C. K. Kirkendall. Large-scale remotely interrogated arrays of fiber-optic interferometric sensors for underwater acoustic applications[J]. *IEEE Sensors J.*, 2003, **3**(1): 19~30
- 14 G. A. Cranch, R. Crickmore, C. K. Kirkendall *et al.*. Acoustic performance of a large-aperture, seabed, fiber-optic hydrophone array[J]. *J. Acoust. Soc. Am.*, 2004, **115**(6): 2848~2858
- 15 P. Nash, A. Strudley. High efficiency TDM/WDM architectures for seismic reservoir monitoring[C]. *SPIE*, 2009, **7503**: 75037T
- 16 J. Dakin, C. A. Wade, M. L. Henning. Novel optical fiber hydrophone array using a single laser source and detector[J]. *Electron. Lett.*, 1984, **20**(1): 53~54
- 17 Sreeraman Rajan, Sichun Wang. Efficient approximations for the arctangent function [J]. *IEEE Sig. Process. Magazine*, 2006, **23**(3): 108~111
- 18 Liwei Wang, Ming Zhang, Xianhui Mao *et al.*. The arctangent approach of digital PGC demodulation for optic interferometric sensors[C]. *SPIE*, 2006, **6292**: 62921E
- 19 Fan Pingyi, Feng Chongxi. Fundamentals of Advanced Communications (I): Information and Transmission Theory[M]. Beijing: Tsinghua University Press, 2006. 115
樊平毅, 冯重熙. 现代通信理论基础(上册)信息与传输理论 [M]. 北京:清华大学出版社, 2006. 115
- 20 C. K. Kirkendall, A. Dandridge. Overview of high performance fibre-optic sensing [J]. *J. Phys. D: Appl. Phys.*, 2004, **37**(18): R197~R216
- 21 Li Qingyang, Wang Nengchao, Yi Dayi. Numerical Analysis (Fourth edition)[M]. Beijing: Tsinghua University Press, 2001. 78~83
李庆扬, 王能超, 易大义. 数值分析(第四版)[M]. 北京:清华大学出版社, 2001. 78~83