

文章编号: 0253-2239(2008)01-0092-07

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*

王泽锋 胡永明 孟洲 倪明 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 信号混叠是制约基于相位载波调制-解调的光纤水听器系统走向应用的一个关键问题。对信号混叠产生的机理进行了详细的理论分析和仿真,结果表明,提高光源调制频率和降低探头灵敏度都无法有效解决光纤水听器实际应用中遇到的高频干扰引起的混叠问题。基于声学滤波器原理,提出了一种新颖的声低通滤波解决方案。设计并加工制作了一种简单的声低通滤波光纤水听器,在驻波罐中对其声压灵敏度频响进行了测量。实验结果表明,该光纤水听器在测量频带上具有较好的声低通滤波特性,低频声压灵敏度约为 -140 dB(0 dB= 1 rad/ μ Pa),高频衰减大于 20 dB,对高频干扰有较强的抑制能力。该方案十分简单经济,能从根本上有效地解决相位载波调制-解调中的信号混叠问题。

关键词 光纤传感器; 光纤水听器; 信号检测; 相位载波调制-解调

中图分类号 TB133; TB565+.1 **文献标识码** A

Physical Mechanism and Solution of Aliasing in Phase Generated Carrier Modulation-Demodulation of Interferometric Fiber-Optic Hydrophone

Wang Zefeng Hu Yongming Meng Zhou Ni Ming Xiong Shuidong

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

Abstract Signal aliasing is one of puzzling questions of a practical fiber-optic hydrophone system based on phase generated carrier (PGC) modulation-demodulation. The physical mechanism of signal aliasing is analyzed theoretically and simulated by computer. The results show that increasing the modulation frequency and lowering the sensitivity of the fiber-optic hydrophone cannot effectively resolve the signal aliasing induced by high-frequency interfering signal. A novel acoustic low-pass filtering scheme is proposed based on the principle of acoustic low-pass filters. A simple fiber-optic hydrophone with an acoustic low-pass filter is designed and fabricated. The acoustic pressure phase sensitivity is measured in a standard standing-wave duct. The experimental results show that the fiber-optic hydrophone has fine characteristics of acoustic low-pass filtering, and can restrain the high-frequency interfering signal strongly. The low-frequency acoustic sensitivity is about -140 dB (0 dB= 1 rad/ μ Pa), the attenuation of high frequency is bigger than 20 dB. The scheme is very simple and economical, can be used to eliminate the signal aliasing in a practical phase generated carrier modulation-demodulation system effectively.

Key words fiber sensor; fiber-optic hydrophone; signal detection; phase generated carrier modulation-demodulation

1 引 言

自 1977 年报道了第一个光纤水听器以来^[1],由于其在军事和民用上的巨大应用前景,获得了迅速的发展。特别是基于相干检测技术的干涉型光纤水

听器,因其灵敏度高、便于复用,被广泛应用到水下军事、石油勘探、保密监听等领域^[2,3]。随着光纤水听器技术的不断发展,出现了许多可用的信号检测方案^[4~8],其中相位载波(Phase generated carrier, PGC)调制-解调是应用最广泛的一种^[9~12],但其固

收稿日期: 2007-03-05; 收到修改稿日期: 2007-06-13

基金项目: 国家 863 计划(2006AA09Z121)和国防科技大学优秀研究生创新项目(0623)资助课题。

作者简介: 王泽锋(1980—),男,湖南临武人,博士研究生,主要从事光纤传感技术方面的研究。

E-mail: hotrosemaths@163.com

导师简介: 胡永明(1960—),男,福建永定人,教授,博士生导师,主要从事光纤信息技术、光纤光栅等方面的研究。

E-mail: huyongming_nudt@hotmail.com

有的信号混叠问题严重制约了它的进一步发展。信号混叠是光纤水听器系统走向应用必须解决的一个关键问题。本文在相位载波调制-解调原理的基础上,详细分析了信号混叠现象产生的机理。针对常规解决方案的不足,提出了声低通滤波光纤水听器方案。该方案新颖,且简单经济。

2 基本原理

根据相位载波实现的途径,相位载波调制-解调分为外调制和内调制两种。外调制通常是利用一个单频正弦信号调制干涉仪中的相位调制器来实现。相位调制器一般由一段光纤缠绕在一个压电陶瓷环上构成。内调制是通过调制光频实现不等臂干涉仪的相位载波,它不需要在干涉仪中引入任何有源器件,系统可实现全光化,且便于复用,因此实际应用时一般采用该方式。图 1 是采用相位载波内调制的光纤水听器系统示意图。

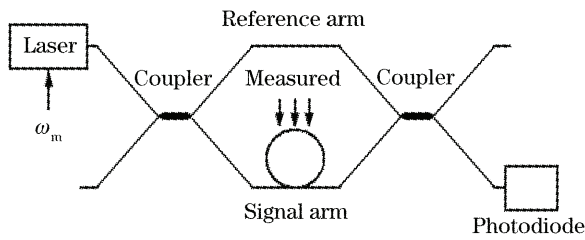


图 1 基于相位载波内调制的干涉型光纤水听器系统
Fig. 1 Interferometric fiber-optic hydrophone system based on phase generated carrier by modulating the laser frequency

不管采用哪种调制方式,干涉仪输出的光强信号经光电探测器转换成电压信号后,都可以表示为^[13]

$$V = A + B \cos[C_m \cos \omega_m t + \varphi_s(t) + \varphi_n(t) + \varphi_0], \quad (1)$$

式中 A 、 B 均为与输入光功率以及探测器的响应度成正比的常量, B 还与干涉仪的相干系数有关; C_m 为光频变化引起的最大相移,称为调制幅度; $\omega_m = 2\pi f_m$ 为调制信号的角频率, f_m 为调制信号频率; $\varphi_s(t)$ 为被测信号引入的相移; $\varphi_n(t)$ 为各种环境噪声引起的随机相位变化; φ_0 为干涉仪的初始相位差。

若

$$\varphi(t) = \varphi_s(t) + \varphi_n(t) + \varphi_0, \quad (2)$$

则(1)式变成

$$V = A + B \cos[C_m \cos \omega_m t + \varphi(t)]. \quad (3)$$

将(3)式用第一类贝塞尔函数展开得到

$$V = A + B J_0(C_m) \cos \varphi(t) +$$

$$2B \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^k J_k(C_m) \cos k \omega_m t \cos[\varphi(t) + 3k\pi/2], \quad (4)$$

式中 $J_k(C_m)$ 为第一类 k 阶贝塞尔函数。由(4)式可知,调制后的干涉信号包含了调制频率 ω_m 的各次倍频项。为减小光强波动对信号检测的影响,一般取 ω_m 和 $2\omega_m$ 项进行检测。

假设调制频率 ω_m 远大于被测信号频率,将(4)式分别乘以 $\cos \omega_m t$ 和 $\cos 2\omega_m t$ 后进行低通滤波,将所有 ω_m 及其倍频项滤掉。滤波后的信号分别记为 V_1, V_2 , 则

$$V_1 = -B J_1(C_m) \sin \varphi(t), \quad (5)$$

$$V_2 = -B J_2(C_m) \cos \varphi(t). \quad (6)$$

(5)式、(6)式经微分后交叉相乘再相减可得

$$V_2 \frac{dV_1}{dt} - V_1 \frac{dV_2}{dt} = B^2 J_1(C_m) J_2(C_m) \frac{d\varphi(t)}{dt}. \quad (7)$$

由于 $\varphi_n(t)$ 相对 $\varphi_s(t)$ 是低频信号,因此将(7)式积分后高通滤波可得

$$V_0 = B^2 J_1(C_m) J_2(C_m) \varphi_s(t), \quad (8)$$

(8)式除去系统参量 B 和 C_m 的影响,可以得到定标后的声信号 $\varphi_s(t)$ 。

3 信号混叠产生的机理及仿真分析

在相位载波调制-解调中,当信号频率超出系统工作带宽或信号幅度超出系统动态范围上限时将产生虚假信号,称之为信号混叠。

3.1 信号频率超出系统带宽的混叠

由相位载波调制-解调原理可知,系统带宽极限为 $0.5\omega_m$,当声信号的角频率 $\omega_s > 0.5\omega_m$ 时将出现混叠现象。假设声信号为单频余弦信号,则有 $\varphi_s(t) = C_s \cos \omega_s t$,那么(2)式可以写成

$$\varphi(t) = \varphi'_n(t) + C_s \cos \varphi_s t, \quad (9)$$

式中 $\varphi'_n(t) = \varphi_0 + \varphi_n(t)$, C_s 为声信号引起的最大相移, $\omega_s = 2\pi f_s$, f_s 为声信号频率。

将(9)式代入(3)式并用贝塞尔函数展开可得

$$V = A + B \sum_{i=0}^{\infty} \sum_{j=0}^{\infty} (-1)^{i+j} m_{i,j} J_i(C_m) J_j(C_s) \times [\cos(i\omega_m + j\omega_s)t + \cos(i\omega_m - j\omega_s)t] \times \cos[\varphi'_n(t) + (i+j)3\pi/2], \quad (10)$$

式中当 $i = j = 0$ 时, $m_{i,j} = 1/2$; 当 $i = 0$ 或 $j = 0$ 时, $m_{i,j} = 1$; 当 $i \neq 0$ 且 $j \neq 0$ 时, $m_{i,j} = 2$ 。由(10)式可见,相位载波调制光纤水听器输出的信号中,包含了调制频率 ω_m 的各次倍频项,信号频率 ω_s 的各次倍频项,以及它们之间的各次和差项。

将(10)式分别乘以 $\cos \omega_m t$ 和 $\cos 2\omega_m t$ 后进行低通滤波,滤波器的截止频率一般设计成 $0.5\omega_m$ 。为了简化讨论且不失一般性,假设信号幅度 $C_s \ll 1$,

$\varphi'_n(t)$ 的变化频率远小于 $(\omega_m - \omega_s)$ 。滤波后的信号分别记为 V'_1 和 V'_2 ,则有

$$V'_1 = -BJ_1(C_m)J_0(C_s)\sin\varphi'_n(t) - B[J_0(C_m) - J_2(C_m)]J_1(C_s)\cos[(\omega_m - \omega_s)t]\sin\varphi'_n(t), \quad (11)$$

$$V'_2 = -BJ_2(C_m)J_0(C_s)\cos\varphi'_n(t) - B[J_1(C_m) - J_3(C_m)]J_1(C_s)\cos[(\omega_m - \omega_s)t]\cos\varphi'_n(t), \quad (12)$$

由于 $\varphi'_n(t)$ 变化非常缓慢,(11)式、(12)式经微分后分别近似为

$$dV'_1/dt \doteq B[J_0(C_m) - J_2(C_m)]J_1(C_s)(\omega_m - \omega_s)\sin[(\omega_m - \omega_s)t]\sin\varphi'_n(t), \quad (13)$$

$$dV'_2/dt \doteq B[J_1(C_m) - J_3(C_m)]J_1(C_s)(\omega_m - \omega_s)\sin[(\omega_m - \omega_s)t]\cos\varphi'_n(t). \quad (14)$$

(12)式 \times (13)式 $-$ (11)式 \times (14)式,然后积分可得

$$V'_0 = \frac{1}{2}B^2J_0(C_s)J_1(C_s)\{J_2(C_m)[J_0(C_m) - J_2(C_m)] - J_1(C_m)[J_1(C_m) - J_3(C_m)]\} \times \sin 2\varphi'_n(t) \cdot \cos(\omega_m - \omega_s)t, \quad (15)$$

由(15)式可见,解调得到的信号频率为 $(\omega_m - \omega_s)$ 。再将(15)式除以 $B_2J_1(C_m)J_2(C_m)$,得到 $K\cos(\omega_m - \omega_s)t$,其中 K 为实际解调得到的信号幅度,

$$K = \frac{J_0(C_s)J_1(C_s)}{2J_1(C_m)J_2(C_m)}\{J_2(C_m)[J_0(C_m) - J_2(C_m)] - J_1(C_m)[J_1(C_m) - J_3(C_m)]\}\sin 2\varphi'_n(t). \quad (16)$$

分别对信号频率为 3500 Hz,5500 Hz 对应的解调过程进行了仿真,结果如图 2 所示,图上部为解调前仿真信号的频谱,图下部为解调后的信号频谱。仿真对应的主要参量设置为:调制频率 $f_m = 5000$ Hz,调制幅度 $C_m = 2.5$ rad,信号幅度 $C_s = 0.001$ rad,相位 $\varphi'_n = 0.3\pi$,模拟采样频率取 40 kHz。

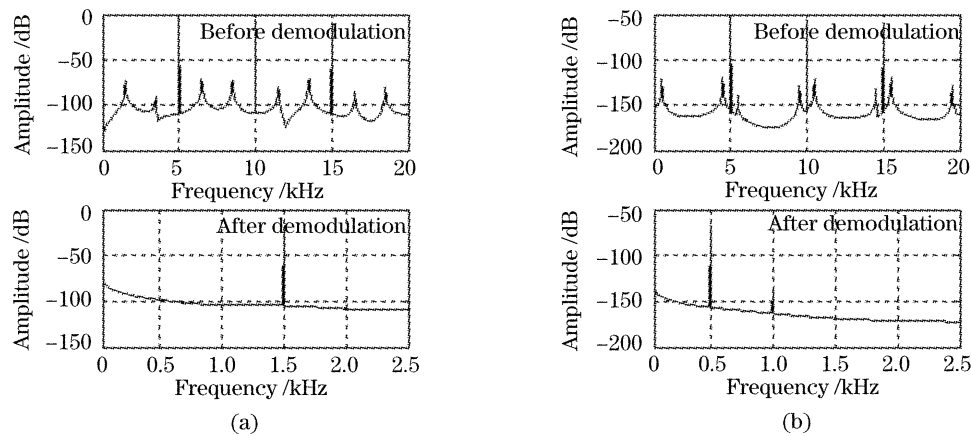


图 2 信号频率超出系统带宽引起的混叠。(a) $f_s = 3500$ Hz, (b) $f_s = 5500$ Hz

Fig. 2 Signal aliasing induced by signal frequency overstepping the bandwidth of system. (a) $f_s = 3500$ Hz,

(b) $f_s = 5500$ Hz

从图 2 可见,仿真信号频率为 3500 Hz 时解调信号频率为 1500 Hz,仿真信号频率为 5500 Hz 时解调信号频率为 500 Hz,与理论分析的结果一致。解调信号的幅度相同,约为 -68.5 dB (0 dB = 1 rad),即 0.000375 rad,与将仿真参量代入(16)式计算得到的理论值 0.000380 rad 基本一致。

3.2 信号幅度超出系统动态范围上限的混叠

若信号频率满足 $\omega_s < 0.5\omega_m$,则不会出现超系统带宽的混叠。但是系统存在一个能够检测的最大信号,即动态范围上限,通常确定的标准为^[9]

$$\left| \frac{J_{k+1}(C_{s,\max})}{\sum_{i=0}^k J_i(C_{s,\max})} \right| < 0.01, \quad (17)$$

$$\text{式中} \quad k < \omega_m / (2\omega_s), \quad (18)$$

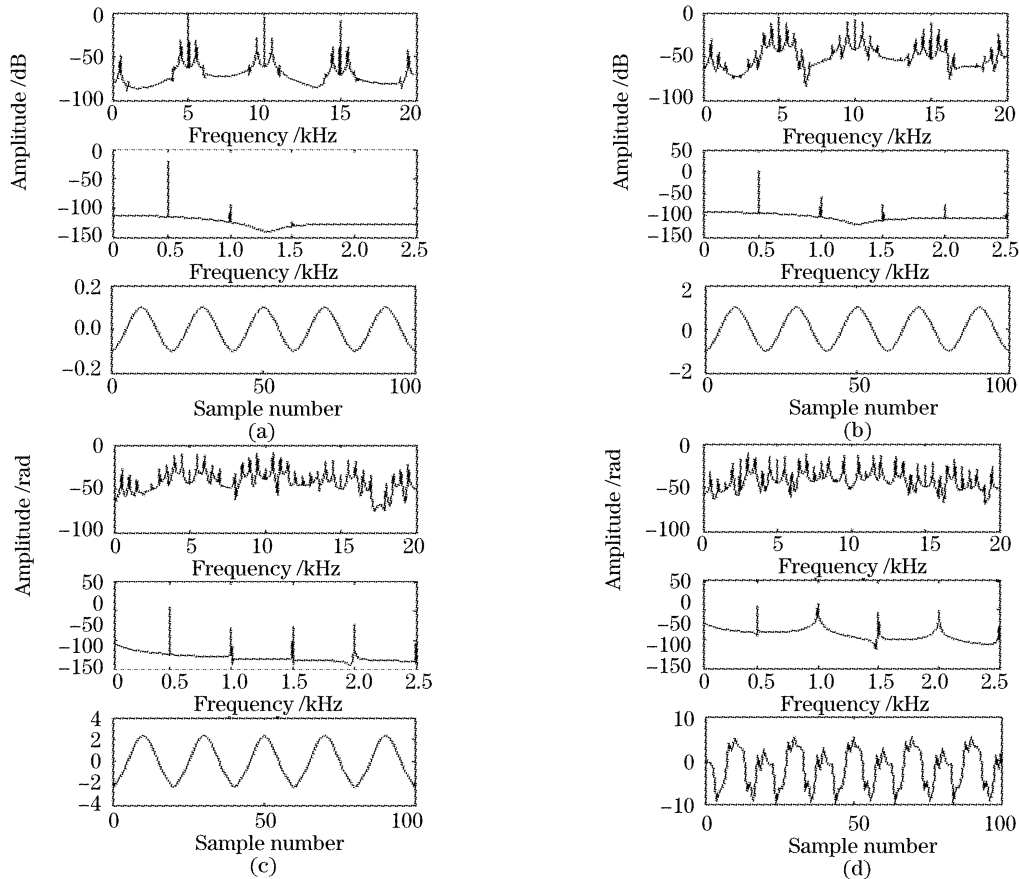
$C_{s,\max}$ 即为最大可检测信号幅度。根据(17)式、(18)式,求出系统动态范围上限 $C_{s,\max}$ 与信号频率 f_s 和光源调制频率 f_m 的关系,如表 1 和表 2 所示。其中,表 1 对应的调制频率 $f_m = 5000$ Hz,表 2 对应的信号频率 $f_s = 500$ Hz。从表 1 可见,当调制频率不变时,系统动态范围上限随着信号频率的增加而减小;从表 2 可见,当信号频率不变时,系统动态范围上限随着调制频率的增加而增加。

表 1 动态范围上限 $C_{s,max}$ 随信号频率 f_s 的变化Table 1 Relation of $C_{s,max}$ and f_s signal frequency

f_s /Hz	250	500	1000	2000
$C_{s,max}$ /rad	6.30	2.30	0.88	0.30

表 2 动态范围上限 $C_{s,max}$ 随调制频率 f_m 的变化Table 2 Relation of $C_{s,max}$ and f_m modulating frequency

f_m /Hz	2000	4000	6000	8000
$C_{s,max}$ /rad	0.30	1.55	2.96	4.38

图 3 信号幅度超出系统动态范围上限引起的混叠。(a) $C_s=0.01$ rad, (b) $C_s=0.1$ rad, (c) $C_s=1.0$ rad, (d) $C_s=5.0$ radFig. 3 Signal aliasing induced by signal amplitude overstepping the dynamic range of system. (a) $C_s=0.01$ rad,(b) $C_s=0.1$ rad, (c) $C_s=1.0$ rad, (d) $C_s=5.0$ rad

从图 3 可见,随着信号幅度的增加,仿真信号频谱中各次载波两侧的旁瓣越来越多,解调信号中各次谐波项的相对大小逐渐增加,使得解调信号的失真度越来越大。用解调信号与仿真声信号之间的相关系数 R 来反映波形的失真,另外定义一个失真系数 D ,即解调信号与仿真声信号的幅度差的绝对值与仿真声信号幅度的比值。其中,图 3(a)对应的仿真声信号幅度 $C_s=0.1$ rad,远小于动态范围上限 2.3 rad,此时解调精度非常高,解调信号失真度很小,相关系数 $R=0.998$,失真度 $D=0.0057$;图 3(b)对应的仿真声信号幅度 $C_s=1.0$ rad,约为系统动态范围上限的一半,解调精度较高,解调信号失真度较小,

当信号幅度超出表 1 和表 2 给出的上限值时,将会出现混叠现象,图 3 是不同信号幅度对应的仿真结果,图上部为解调前仿真信号的频谱、图中部为解调信号的频谱,图下部为解调信号的时域图。其中,仿真的主要参量设置为:信号频率 $f_s=500$ Hz,调制频率 $f_m=5000$ Hz,调制幅度 $C_m=2.5$ rad,相位 $\varphi'_n=0.3\pi$,模拟采样率取 40 kHz。由表 1 可知,此时对应的最大可检测信号幅度为 2.3 rad。

相关系数 $R=0.996$,失真度 $D=0.0039$;图 3(c)对应的仿真声信号幅度 $C_s=2.3$ rad,等于系统动态范围上限,此时解调信号开始出现较为明显的失真,相关系数 $R=0.99$,失真度 $D=0.02$;图 3(d)对应的仿真声信号幅度 $C_s=5.0$ rad,大于系统动态范围上限的两倍,此时由于信号混叠的影响,解调信号出现严重的失真,其频谱最大值对应的频率不再是仿真信号频率 500 Hz,而是其倍频 1000 Hz,为虚假信号。

4 解决方案

4.1 提高光源调制频率

提高光源调制频率是最为直接的解决方案。由

相位载波解调原理可知,光源调制频率的提高使得系统的检测带宽和动态范围上限都变大,能一定程度上缓解信号混叠问题。但是,对于光纤水听器系统中普遍使用的半导体激光器,调制频率存在一定的极限,一般为几十千赫兹。而光纤水听器应用中遇到的高频干扰主要来自主动声纳系统,受低频声辐射能力的限制,现代主动声纳的工作频带一般为几千赫兹到几十千赫兹。近年,为了满足一些应用场合对强指向性、高分辨率的要求,主动声纳的工作频带还在逐渐往高频移动。另外,调制频率过高可能引起光源波长的波动,从而引入较大的相位噪声,降低系统的检相灵敏度。可见,通过提高光源调制频率来解决信号混叠问题的能力非常有限,尤其是对于目前国内外普遍采样的全数字化相位载波调制-解调系统。一方面,由于光纤水听器系统检测的信号通常都是比环境噪声小几个数量级的微弱信号,因此全数字化相位载波调制-解调系统对数据采样的精度要求非常高;另一方面,光源调制频率提高后,相位载波解调原理又要求数据采样的频率成倍地提高。因此,全数字化相位载波调制-解调系统必须同时进行高精度和高频率的数据采样,这样数据采集系统非常昂贵。此外,随着数据采样频率的提高,相位载波解调电路也会变得越来越复杂,信号解调的难度不断提升。可见,这种方案是不可取的,尤其对于未来大规模光纤水听器阵列,系统的成本和复杂性将会急剧上升。

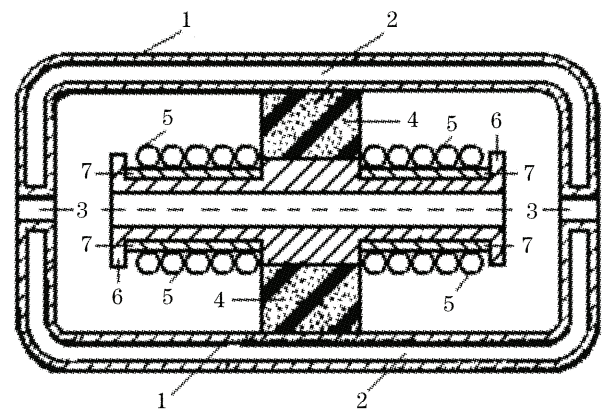
4.2 降低探头灵敏度

理论上,当信号频率在系统检测带宽范围内时,降低光纤水听器探头的灵敏度能使信号幅度变小,有助于缓解信号幅度超出系统动态范围上限引起的混叠问题。但实际应用中,光纤水听器遇到的主要是高频干扰引起的信号混叠,且干扰信号比光纤水听器需要探测的信号强得多。因此,降低探头灵敏度并不能有效地解决实际应用中遇到的信号混叠问题。

4.3 声低通滤波光纤水听器

根据声学滤波器的基本原理,提出了一种新颖的声滤波方案,即将声学滤波器与光纤水听器结合构成一种全新的声低通滤波光纤水听器。声学滤波器在空气噪声控制和降低方面有广泛的应用,当滤波器的尺寸与声波波长相当时,通过合理设计滤波器的结构参量可以获得任意的滤波特性曲线^[13,14]。而在光纤水听器的应用中,传感器的尺寸远小于声波波长,要在水中小尺度结构下实现声学滤波是涉及水声学、光学、光纤声传感机理的复杂问题。

图4是设计并加工制作的一种简单的芯轴型声低通滤波光纤水听器沿轴线的剖面图。传感光纤绕在一根长为40 mm,直径为15 mm的中空铝轴上,中间圆孔的直径为5 mm。铝轴表面覆盖一层很薄的聚氨酯弹性层,其作用主要是为了增加灵敏度。整个轴芯置于一个两端各穿一个小圆孔的封闭铝质圆筒内,通过泡沫与筒壁相连,泡沫的作用主要是隔声。小圆孔的直径为1.5 mm,长2.5 mm,圆筒长60 mm,内径为25 mm,外径为30 mm。铝筒由两个壁面厚度都为1 mm的铝圆柱壳构成,中间含有0.5 mm厚的空气层,其作用与泡沫相同。由空气中声学滤波器的基本原理可知,小孔与空腔构成的复合结构具有某种声低通滤波的特性^[13]。

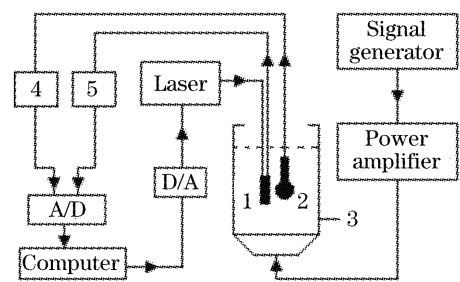


1: Aluminum cylinders; 2: Air chamber; 3: Small circular orifice; 4: Cell foam; 5: fiber; 6: Axes; 7: Polyester

图4 声低通滤波光纤水听器的剖面图

Fig. 4 Profile of acoustic low-pass filter fiber-optic hydrophone

搭建了图5所示的实验系统。声低通滤波光纤水听器的声压灵敏度通过与一个标准压电水听器(型号为RHS3,715研究所制造)比较的方法获得。信号源输出的信号经功率放大后驱动声源,从而在



1: Fiber-optic hydrophone with acoustic filter
2: Standard piezoelectric hydrophone
3: Standing-wave duct
4: Amplifier and filter circuit
5: Photoelectric detection circuit

图5 声低通滤波光纤水听器测试系统原理框图

Fig. 5 Experimental diagram of acoustic filter fiber-optic hydrophone

声压罐中产生驻波场。为了保证测量结果的准确可靠,两个水听器探头的声中心必须位于同一深度。光纤水听器信号检测采用一种基于光源波长调节的相位补偿法^[8]。该方法通过数-模(D/A)转换器输出一个直流电压作用到光源(自制的环形光纤激光器,波长 1550 nm)的波长调节器件(压电陶瓷)上,改变光波长,从而在非平衡干涉仪(光纤水听器中使用的干涉仪臂长差为 10 m)中产生补偿相位,使干涉仪一直处于最灵敏的检测区域。

实验使用的驻波管高 25 cm,内径 12.5 cm。由声波导理论可知,该驻波管能产生平面波的截止频率约为 7000 Hz,因此理论上可用于 0~7000 Hz 频率范围内的测试。实际测试表明,当频率高于 5000 Hz 或低于 200 Hz 时,测量精度较低,因此测量频率范围取 200~5000 Hz。为了提高信噪比,采用单频正弦信号进行测试,实验测得的该光纤水听器的声压灵敏度如图 6 所示。

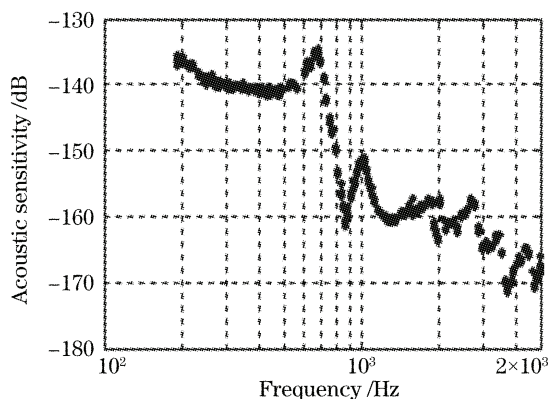


图 6 声低通滤波光纤水听器的声压灵敏度频响曲线

Fig. 6 Frequency response of acoustic pressure sensitivity of acoustic filter fiber-optic hydrophone

从图 6 可见,该光纤水听器在测试频带上具有较好的声低通滤波特性。低频响应基本平坦,声压灵敏度约为 -140 dB(0 dB= 1 rad/ μ Pa),从 700 Hz 到 900 Hz,灵敏度迅速下降了 26 dB,之后除了 1000 Hz 附近出现了小的共振峰外,灵敏度整体衰减约为 20 dB。由于频率大于 2000 Hz 后驻波管发声质量变差,因此测量误差增大,相应的灵敏度频响波动变大。

5 结 论

理论分析与计算仿真了干涉型光纤水听器相位载波调制-解调中信号混叠现象的产生机理,得出了引起混叠的原因是信号频率超过了系统的检测带宽或信号幅度超过了系统的动态范围上限。针对信号

混叠产生的原因,详细分析了相应的解决方案。提高光源调制频率和降低探头灵敏度都不能有效地解决光纤水听器系统实际应用中遇到的信号混叠问题。根据声学滤波器的基本原理,提出并加工制作了一种简单的声滤波光纤水听器,在标准驻波管中对其声压灵敏度进行了测量。初步实验结果表明,该光纤水听器具有较好的声低通滤波特性,对高频声信号具有很强的抑制能力,能有效地解决信号混叠问题。

参 考 文 献

- 1 J. A. Bucaro, H. D. Dardy, E. F. Carome. Fiber optic hydrophone[J]. *J. Acoust. Soc. Am.*, 1977, **62**(5): 1302~1304
- 2 P. Nash. Review of interferometric optical fiber hydrophone technology[J]. *IEE Proc. Radar Sonar Navig.*, 1996, **143**(3): 204~208
- 3 G. A. Cranch, P. J. Nash, C. K. Kirkendall *et al.*. Large-Scale remotely interrogated arrays of fiber-optic interferometric sensors for underwater acoustic applications[J]. *IEEE Sensors J.*, 2003, **3**(1): 19~30
- 4 A. Dandridge, A. Tveten, T. G. Giallorenzi. Homodyne demodulation scheme for fiber optic sensors using phase generated carrier[J]. *IEEE J. Quant. Electron.*, 1982, **QE-18**(10): 1647~1653
- 5 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决方案研究[J].*光学学报*, 1999, **19**(11): 1536~1540
- 6 Wang Zefeng, Hu Yongming. A simple signal detection method of fiber-optic hydrophone[J]. *J. Optoelectronics · Laser*, 2006, **17**(8): 982~985
王泽锋,胡永明.一种简单的干涉型光纤水听器信号检测方法[J].*光电子·激光*, 2006, **17**(8): 982~985
- 7 Wang Zefeng, Luo Hong, Xiong Shuidong *et al.*. A $J_0 \sim J_1$ method for measurement of dynamic phase changes in an interferometric fiber sensor[J]. *Chin. J. Lasers*, 2007, **34**(1): 105~108
王泽锋,罗洪,熊水东等.一种用于干涉型光纤传感器动态相移测量的 $J_0 \sim J_1$ 法[J].*中国激光*, 2007, **34**(1): 105~108
- 8 Wang Zefeng, Luo Hong, Xiong Shuidong *et al.*. Phase compensating detection method of interferometric fiber-optic hydrophones based on tuning the frequency of the laser[J]. *Acta Optica Sinica*, 2007, **27**(4): 654~658
王泽锋,罗洪,熊水东等.基于光频调节的干涉型光纤水听器相位补偿检测方法[J].*光学学报*, 2007, **27**(4): 654~658
- 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 Meng Zhou, Hu Yongming, Xiong Shuidong *et al.*. All polarization maintaining fiber hydrophone array[J]. *Chin. J. Lasers*, 2002, **29**(5): 415~417
孟洲,胡永明,熊水东等.全保偏光纤水听器阵列[J].*中国激光*, 2002, **29**(5): 415~417
- 11 Hu Yongming, Meng Zhou, Xiong Shuidong *et al.*. Development of interferometric all polarization maintaining fiber hydrophone

- array[J]. *Acta Acustica*, 2003, **28**(2): 155~158
胡永明, 孟 洲, 熊水东 等. 干涉型全保偏光纤水听器阵列研制[J]. *声学学报*, 2003, **28**(2): 155~158
- 12 Ni Ming, Li Xiulin, Zhang Renhe *et al.*. Seat tests of all-optical fiber-optic hydrophone system[J]. *Acta Acustica*, 2004, **29**(6): 155~158
倪 明, 李秀林, 张仁和 等. 全光光纤水听器系统海上试验[J]. *声学学报*, 2004, **29**(6): 155~158
- 13 Du Gonghuan, Zhu Zheming, Gong Xiufen. *Principle of Sound* [M]. Shanghai: Shanghai Science and Technology Press, 1981. 123~146
杜功焕, 朱哲民, 龚秀芬. *声学基础* [M]. 上海: 上海科技出版社, 1981. 123~146
- 14 Ma Dayou. *Modern Basic Principle of Sound* [M]. Beijing: Science Press, 2004. 210~228
马大猷. *现代声学理论基础* [M]. 北京: 科学出版社, 2004. 210~228