

◇ 研究报告 ◇

干涉型光纤水听器 PGC 解调的参数估计方法

崔杰[†] 刘亭亭 肖灵

(中国科学院声学研究所 北京 100190)

摘要 对于干涉型光纤水听器外调制式相位生成载波 (PGC) 解调方案, 光干涉强度和调制深度两个参数的波动会影响解调结果。为了消除影响, 本文提出利用椭圆曲线拟合以及频域搜索的参数估计方法。根据理论分析, 当调制深度在 $[0, 3.83]$ 区间内两种方法有效, 可以适应实际情况中调制深度缓慢且小范围波动的情况。为了分析验证两种方法, 本文利用不同类型的待测信号进行了数值仿真, 根据仿真结果, 在声信号引起的相位较大的情况下, 两种方法都能对参数进行正确估计; 利用频域搜索的方法适用的动态范围更大; 当相关参数缓慢波动时, 频域搜索法能正确跟踪估计相关参数。

关键词 光纤水听器, PGC 解调, 光干涉强度, 调制深度, 参数估计

中图分类号: TN247 文献标识码: A 文章编号: 1000-310X(2017)05-0409-08

DOI: 10.11684/j.issn.1000-310X.2017.05.006

Estimation of parameters for PGC demodulation in interferometric fiber hydrophone

CUI Jie LIU Tingting XIAO Ling

(Institute of Acoustics, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190, China)

Abstract In PGC demodulation scheme for outer modulation of interferometric fiber hydrophone, demodulation results can be affected by interference intensity and modulation depth. In order to eliminate the effect, parameters estimation methods base on ellipse curve fitting and frequency energy seeking are proposed. According to thesis analysis, the two methods will be valid when modulation depth fluctuates between 0 and 3.83, that meet the actual situation. Simulations are carried out based on different types of signal to be detected. According to simulation results, the two methods can estimate the parameters correctly under larger phase, the dynamic range of frequency seeking method is larger than that of ellipse fitting, and frequency seeking method can track the two parameters when the parameters fluctuate slowly.

Key words Fiber hydrophone, PGC demodulation, Interference intensity, Modulation depth, Parameters estimation

2016-12-09 收稿; 2017-06-01 定稿

作者简介: 崔杰 (1980-), 女, 山东烟台人, 博士, 副研究员, 研究方向: 信号与信息处理。

[†] 通讯作者 E-mail: cuij@mail.ioa.ac.cn

1 引言

干涉型光纤水听器具有抗电磁干扰、体积小、灵敏度高优点^[1-2]。相位生成载波 (Phase-generated carrier, PGC) 解调方案具有灵敏度高、易于复用、能够提供更大的动态范围、更小的可检测相移等一系列技术优势。

PGC解调算法分为微分交叉相乘法 (Differential-and-cross-multiplying, DCM)^[1]和反正切法 (Arctan)^[3](及其衍生的相除查表法^[4-5]) 两类。DCM法的解调结果受光干涉强度和调制深度的影响,当光干涉强度和调制深度发生波动时,解调结果会产生失真。反正切法可以通过相除消除光干涉强度的影响,但是仍然受调制深度的影响,调制深度发生波动时,解调结果会产生非线性,引起严重的谐波失真^[6]。另外,在内调制型PGC解调方案中,目前采用的电流调制方式直接调制光源可能带来高频光强波动干扰,并产生伴生调幅效应。为了消除光干涉强度、调制深度或伴生调幅效应的影响,研究人员提出了一系列基于DCM或者反正切的改进算法。

对于光干涉强度的影响,传统的PGC解调DCM算法通过增加复杂的自动增益控制 (Auto gain control, AGC) 电路来实现,其效果对电路中器件的性能依赖性很大,性能提高有限^[7-8]。在数字PGC系统中,对光干涉强度的补偿可以更灵活,文献^[9]在研究低通滤波器和光干涉强度的影响时,假设调制深度不变,利用三角函数计算修正系数,消除影响。文献^[10]为了解决反正切法可能引起的谐波失真,利用微分自相乘计算修正参数,结合反余切法对信号进行解调。为了解决伴生调幅问题,研究人员在相除查找法中利用最小二乘法估计椭圆参数,对解调信号进行修正^[4]。

综上所述,目前两类算法都可以消除光干涉强度的影响;DCM类算法尚没有方案解决调制深度和伴生调幅对解调信号的影响;反正切类算法目前有相关方案解决调制深度或伴生调幅的影响。与DCM法相比,反正切法的一个主要问题是正切函数的非单调性,影响反正切结果。本文基于PGC-DCM解调研究光干涉强度和调制深度的修正方法,提出利用椭圆曲线拟合以及频域搜索的参数估计的方法,并通过仿真比较验证了两种方法。需要指出的是,本文的方法没有考虑伴生调幅的影响,因此

并不适用于PGC内调制方案,主要适用于PGC外调制方案。

2 PGC-DCM算法

采用PGC解调方案的干涉型光纤水听器的干涉信号经光电转换后可表示为^[11]

$$I = A + B \cos[C \cos(\omega_0 t) + \phi(t)], \quad (1)$$

其中, A 为直流光强, B 为光干涉强度, C 为调制深度, ω_0 为调制频率, $\phi(t) = \phi_s(t) + \phi_n(t)$ 为作用于光纤水听器探头的信号引起的相位差, $\phi_s(t)$ 为水中声压引起的相位差, $\phi_n(t)$ 为低频漂移噪声引起的相位差。

DCM算法的原理如图1所示,经解调输出的信号表示为

$$V = B^2 G H J_1(C) J_2(C) \phi_s(t), \quad (2)$$

其中, $J_i(\cdot)$ 为 i 阶第一类 Bessel 函数。在已知 G 、 H 、 B 、 C 和 ω_0 的情况下,可以根据式 (2) 计算出待探测的声信号。为了减小输出结果对 Bessel 函数的依赖关系,需要适当地选择调制深度,使 $J_1(C) J_2(C)$ 最大,因此选择 $C = 2.37$ rad。

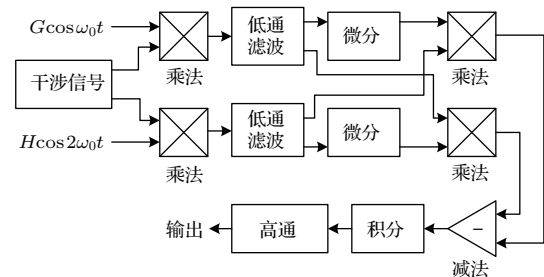


图1 PGC-DCM算法原理图

Fig. 1 Schematic of PGC-DCM demodulation

实际情况中, G 、 H 、 ω_0 已知,而 B 和 C 的值可能波动。光干涉强度 B 受光强、光路损耗、耦合器分光比、偏振态等多种因素的影响。

外调制中,调制深度 C 的产生原理如下:在干涉仪的参考臂用光纤缠绕圆柱形压电陶瓷 (PZT),由于电致伸缩效应,在调制电压的作用下,参考臂光纤的长度随压电陶瓷直径的变化而发生变化,于是两臂的光程差被调制,这时,两臂的相位差可写为^[11]

$$\begin{aligned} \phi_m &= \frac{2\pi n \nu}{c} (l + \Delta l_m \cos \omega_0 t) \\ &= \phi_l + C \cos \omega_0 t, \end{aligned} \quad (3)$$

$$C = \frac{2\pi n\nu\Delta l_m}{c}, \quad (4)$$

其中, n 为折射率, ν 为光频, l 为干涉仪两臂的静态臂差, Δl_m 为调制产生的最大臂差, c 为真空中的光速。因此, 调制深度 C 与电信号的稳定性、压电陶瓷电致伸缩效应的稳定性、以及光纤参数的变化有关。一般来说, 电信号与压电陶瓷特性稳定性较好, 式(4)中, 光频变化的影响可以忽略, 但是光纤的折射率会同时受到温度、应变等因素的影响^[12], 因此调制深度 C 也可能发生波动。尽管 C 值的选取使解调结果对 C 的变化敏感度减小, 但是如果 C 值变化较大, 解调结果依然会产生失真。常规做法是在结构上尽量避免其他因素对光纤的影响, 而本文的方法则可以对 C 值进行实时估计, 弥补结构上的不足。

3 参数估计方法

3.1 基于椭圆曲线拟合的参数估计

下文中, 为了简化起见, 设定 G 、 H 的值为1。图1中, 经采样后, 两路低通滤波器的输出表示成离散形式为

$$x(n) = -BJ_1(C) \sin \phi(n), \quad (5a)$$

$$y(n) = -BJ_2(C) \cos \phi(n). \quad (5b)$$

根据式(5)及三角函数 $\sin^2 \phi(t) + \cos^2 \phi(t) \equiv 1$, 可以推导出式(6):

$$x^2 + \frac{J_1^2(C)}{J_2^2(C)} y^2 - B^2 J_1^2(C) = 0. \quad (6)$$

可见, 式(6)是一个正椭圆函数, 利用最小二乘法(LS)进行椭圆曲线拟合, 可以估计得到相关参数。假设标准的正椭圆函数表示为

$$x^2 + a_1 y^2 + a_2 = 0. \quad (7)$$

可以用矩阵表示为

$$\mathbf{Y}\mathbf{A} = \mathbf{X}, \quad (8)$$

其中,

$$\mathbf{Y} = \begin{bmatrix} y^2(1) & 1 \\ y^2(2) & 1 \\ \vdots & \vdots \\ y^2(N) & 1 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{A} = \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{X} = \begin{bmatrix} -x^2(1) \\ -x^2(2) \\ \vdots \\ -x^2(N) \end{bmatrix}, \quad (9)$$

式(9)中, N 为进行最小二乘估计时所用的数据长度。

根据式(8),

$$\mathbf{A} = (\mathbf{Y}^T \mathbf{Y})^{-1} \mathbf{Y}^T \mathbf{X}. \quad (10)$$

参考式(6), 可以得到

$$\frac{J_1^2(C)}{J_2^2(C)} = a_1, \quad (11)$$

$$B^2 J_1^2(C) = a_2. \quad (12)$$

根据式(11)和式(12)可以推导得到

$$B^4 J_1^2(C) J_2^2(C) = a_2^2 / a_1. \quad (13)$$

根据第一类 Bessel 函数的特点, $B^2 J_1(C) J_2(C)$ 的值有正有负, 考虑 C 的理想值为2.37, 因此在实际应用中限定 C 在 $[0, 3.83]$ 区间内。

$$B^2 J_1(C) J_2(C) = \sqrt{a_2^2 / a_1}, \quad (14)$$

在此区间内, 允许调制深度 C 的波动范围为61.6%, 对于外调制型 PGC 解调来说, 可以满足这一条件。

利用式(14)对式(2)进行幅度修正, 得到待探测声信号 $\phi_s(t)$ 。

3.2 基于频域搜索的参数估计

将式(5a)和式(5b)分别乘以 $J_2(c)$ 和 $J_1(c)$, 其中 c 为调制深度 C 波动范围内的变量, 则信号表示为

$$x_b(n, c) = -BJ_1(C) J_2(c) \sin \phi(n), \quad (15a)$$

$$y_b(n, c) = -BJ_2(C) J_1(c) \cos \phi(n). \quad (15b)$$

将式(15a)和式(15b)平方相加得

$$p(n, c) = B^2 \{ [J_1(C) J_2(c)]^2 \sin^2 \phi(n) + [J_2(C) J_1(c)]^2 \cos^2 \phi(n) \}, \quad (16)$$

式(16)中, 如果 $c = C$, $[J_1(C) J_2(C)]^2 = [J_2(C) J_1(C)]^2$, 则

$$p(n, c) = B^2 [J_1(C) J_2(C)]^2, \quad (17)$$

式(17)只有直流项。

设 $p(n, c)$ 序列的长度为 N , 即每 N 个采样点进行一次参数估计, 对其进行离散傅里叶变换:

$$P(k, c) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} p(n, c) e^{-j\frac{2\pi}{N} kn}. \quad (18)$$

计算PGC解调中低通滤波器截止频率 ω_c 以下频率成分的能量,

$$P_m(c) = \sum_{k=0}^{Nm-1} |P(k, c)|^2, \quad (19)$$

其中, $Nm = \omega_c N / 2\pi f_s$ 。则对 C 的估计问题表示为

$$\hat{C} = \min_{c \in [0, 3.83]} \{P_m(c)\}. \quad (20)$$

根据Bessel函数特点, 函数 $[J_1(\cdot)/J_2(\cdot)]^2$ 是非单调的, 考虑 C 的理想值为2.37, 因此该方法的适用范围也是 $[0, 3.83]$ 。

估计得到 \hat{C} 后, 根据式(17), 可以计算得到

$$B^2 = \frac{\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} p(n, \hat{C})}{[J_1(\hat{C})J_2(\hat{C})]^2}, \quad (21)$$

进而对式(2)进行幅度修正, 得到待探测声信号 $\phi_s(t)$ 。

4 数值仿真

为了分析验证本文提出的方法, 进行了相关数值仿真。其中, 基于椭圆曲线的最小二乘法记为LS-Ellipse, 基于频域搜索的方法记为SK-Frequency。

仿真数据设置如下, 调制频率为20 kHz, 采样频率200 kHz。PGC解调中低通滤波器的设置如下, 基于Kaiser窗设计FIR滤波器, 通带频率8 kHz, 阻带频率12 kHz, 阻带衰减80 dB, 滤波器阶数为255。仿真用的待探测声信号包括单频信号和低通噪声。

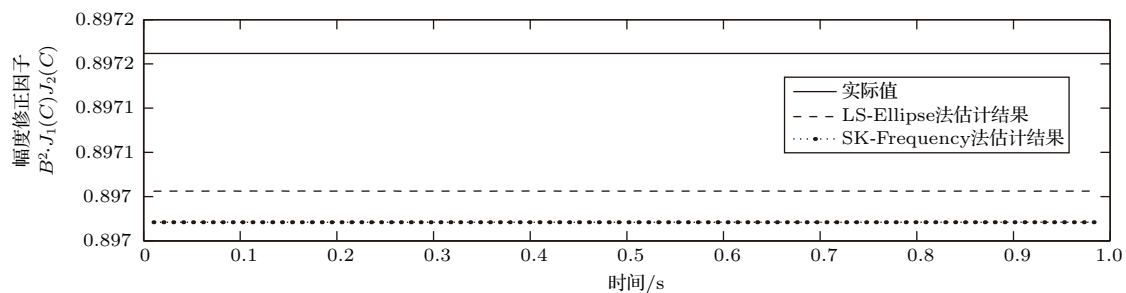
固定 $B = 2$, $C = 2.37$, 则 $B^2 J_1(C)J_2(C) = 0.8972$, 待测声信号引起的相位为0.5 rad, 估计时所用的数据量都为2048个点。用2 kHz单频信号和2 kHz低通噪声作为待测声信号进行仿真, 利用两种方法估计幅度修正因子 $B^2 J_1(C)J_2(C)$ 的结果如图2所示, 当待测信号为单频信号时, 参数估计结果比较平坦, 当待测信号为低通噪声信号时, 估计结果随时间有较小起伏。

本文对不同频率的信号进行了数值仿真, 在PGC解调方案中, 为了使混频后信号经过低通滤波后的输出信号不发生失真, 要求载波所携带的信号分量与调制频率之间必须满足^[13]:

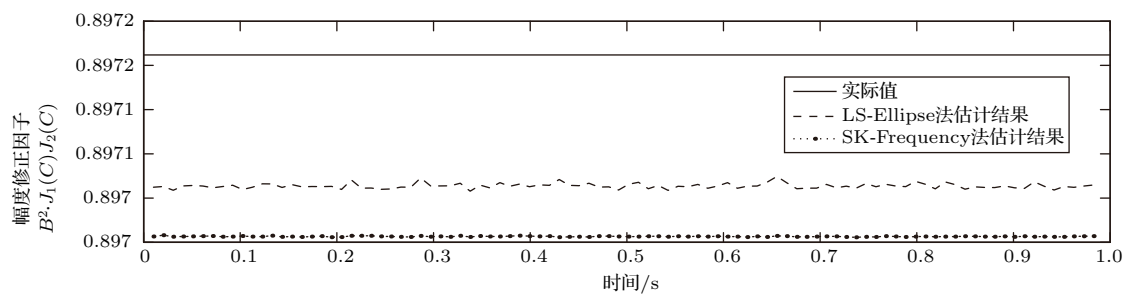
$$2(D_{\max} + 1)\omega_s \leq \omega_0, \quad (22)$$

其中, D_{\max} 为光纤水听器可探测的最大信号相位。考虑低通滤波器的影响, 信号频率 ω_s 与低通滤波器截止频率 ω_c 的关系必须满足:

$$(K_m + 1)\omega_s \leq \omega_c \leq \omega_0/2, \quad (23)$$



(a) 2 kHz 单频信号



(b) 2 kHz 低通噪声

图2 待测信号分别为2 kHz单频信号和2 kHz低通噪声时的估计结果

Fig. 2 Estimation results when signal is 2 kHz tone and 2 kHz lowpass noise respectively

其中, K_m 为不小于且最接近 D_{\max} 的整数。在仿真中, 设置信号相位 0.5 rad, 低通滤波器截止频率为 8 kHz, 则信号不失真的最大频率 4 kHz。

仿真的信号设置及参数的估计结果如表 1 所示。对单频信号, 频率是 4 kHz 时, 两种方法的平均估计偏差显著增加, 这是因为 4 kHz 正好处于临界频率, 低通滤波器截止频率和过渡带宽对其产生影响; 对低通噪声, 两种方法平均估计偏差都较小, 这是因为低通噪声的较低频率信号依然可用于参数估计, 但是低通噪声的截止频率为 4 kHz 时, 估计结果随时间的波动非常大, 其平均偏差反而较小。

实际的水声信号包含海洋环境噪声和舰船辐射噪声, 通过以上仿真比较可以判断, 在 PGC 解调理论允许的频率和动态范围条件下, 两种方法都能对参数进行正确估计。

图 3 是分别用 2 kHz 单频信号和 2 kHz 低通噪声作为仿真待测声信号时, 待测信号幅度不同的情况下两种方法估计结果的均值。从图 3 中可以看出, 如果待测声信号较小, LS-Ellipse 法就会失效, 单频信号的相位下限是 0.01 rad, 低通噪声的相位下限是 0.05 rad。这是因为, 根据式 (5), 当待测信号较小,

式 (5) 中两路信号的峰峰值很小, 对应的椭圆曲线只有很小的一段, 如图 4 所示, 无法基于该曲线正确地估计相关参数。SK-Frequency 法在很大的范围都有效, 单频信号的相位下限是 1×10^{-5} rad, 低通噪声的相位下限是 5×10^{-4} rad。因此 SK-Frequency 法的适用范围更大。

表 1 不同待探测信号的 $B^2 J_1(C) J_2(C)$ 估计平均偏差
Table 1 Average error of $B^2 J_1(C) J_2(C)$ estimation for different signals to be detected

待探测信号	LS-Ellipse 法	SK-Frequency 法	
单频信号	1 kHz	0.013%	0.01%
	2 kHz	0.016%	0.021%
	3 kHz	0.056%	0.050%
	4 kHz	0.389%	0.371%
低通噪声	1 kHz	0.014%	0.020%
	2 kHz	0.015%	0.023%
	3 kHz	0.015%	0.023%
	4 kHz	0.01%	0.011%

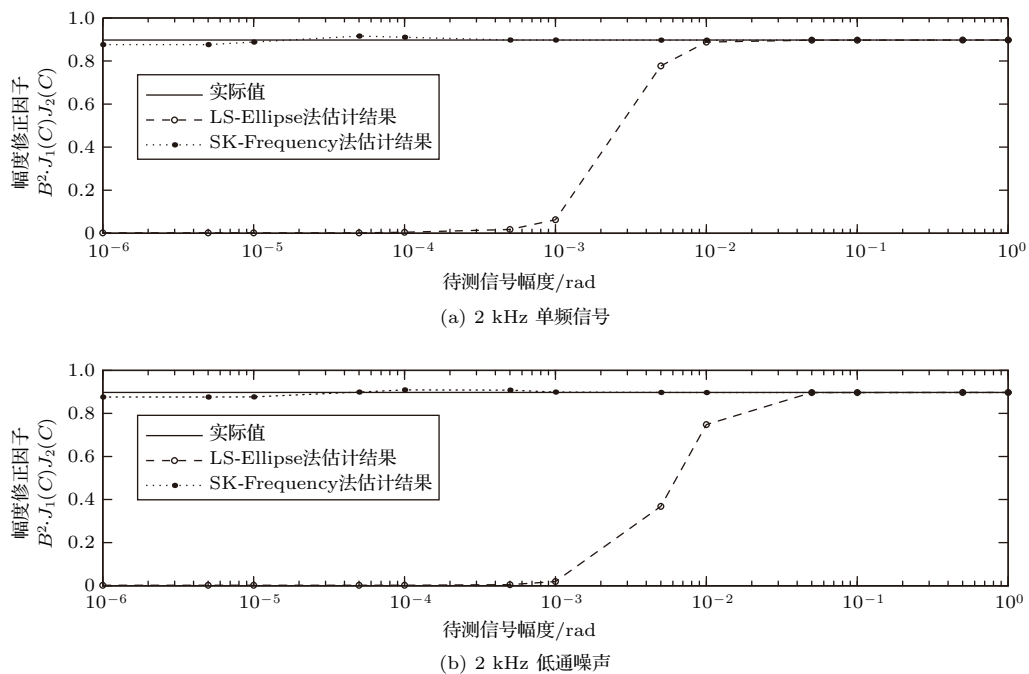


图 3 待测信号分别为 2 kHz 单频信号和 2 kHz 低通噪声时, 不同信号幅度对应的估计结果

Fig. 3 Estimation results with different signal amplitudes when signal is 2 kHz tone and 2 kHz lowpass noise respectively

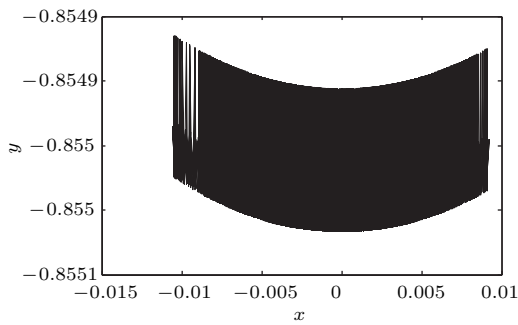
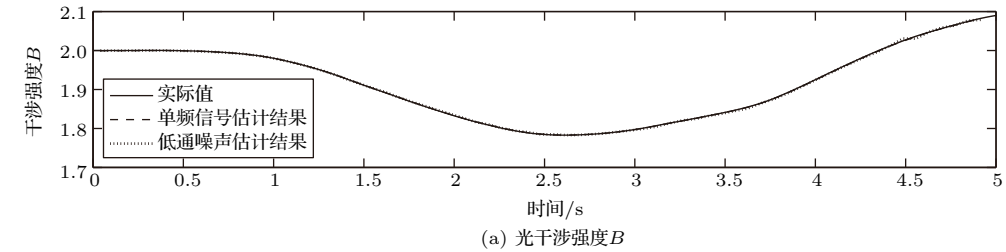


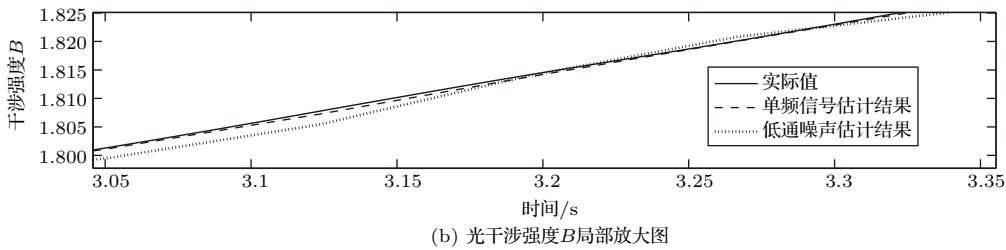
图4 待探测信号为2 kHz低通噪声,信号幅度是0.01 rad时对应的椭圆曲线

Fig. 4 Ellipse curve with signal amplitude 0.01 rad when signal is 2 kHz lowpass noise

仿真设置 B 和 C 的值都随时间缓慢波动,用SK-Frequency法进行估计,待测声信号分别是2 kHz单频信号和2 kHz低通噪声,待测声信号引起的相位为0.5 rad。图5-图7分别是不同待测信号下,估计的光干涉强度 B 、调制深度 C 以及幅度修正值 $B^2 J_1(C) J_2(C)$ 。当待测信号为单频信号时,三个估计值的平均偏差分别为0.016%、0.034%和0.039%;当待测信号为低通噪声时,三个估计值的平均偏差分别为0.051%、0.052%和0.059%。考虑实际应用中待测水声信号包含海洋环境噪声和舰船辐射噪声,所以可以预测其偏差介于单频信号和低通噪声的偏差之间。

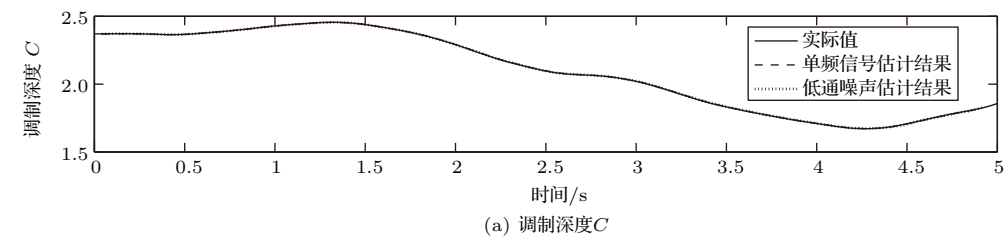


(a) 光干涉强度 B

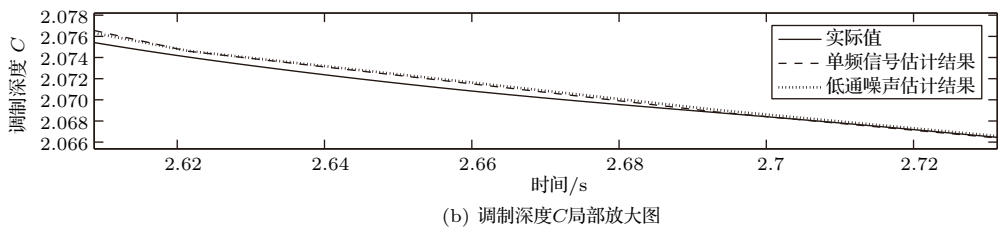


(b) 光干涉强度 B 局部放大图

图5 待测信号分别为2 kHz单频信号和2 kHz低通噪声时,SK-Frequency法估计的光干涉强度 B 与其局部放大图
Fig. 5 Interference intensity B using SK-Frequency method when signal is 2 kHz tone and 2 kHz lowpass noise respectively, and its partial enlarged drawing



(a) 调制深度 C



(b) 调制深度 C 局部放大图

图6 待测信号分别为2 kHz单频信号和2 kHz低通噪声时,SK-Frequency法估计的调制深度 C 与其局部放大图
Fig. 6 Modulation depth C using SK-Frequency method when signal is 2 kHz tone and 2 kHz lowpass noise respectively, and its partial enlarged drawing

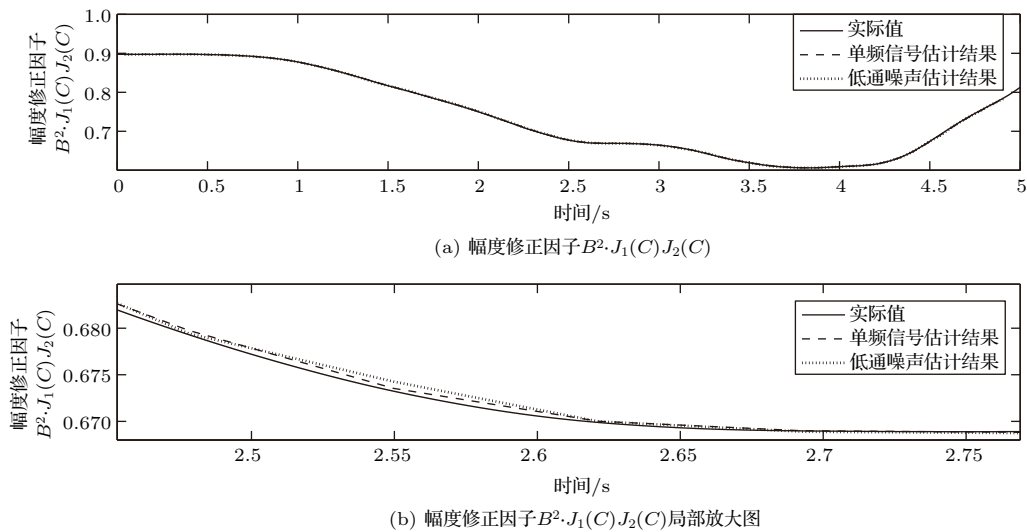


图7 待测信号分别为2 kHz单频信号和2 kHz低通噪声时,SK-Frequency法估计的 $B^2 J_1(C) J_2(C)$ 与其局部放大图

Fig. 7 $B^2 J_1(C) J_2(C)$ using SK-Frequency method when signal is 2 kHz tone and 2 kHz lowpass noise respectively, and its partial enlarged drawing

5 结论

针对PGC解调中光干涉强度和调制深度的波动,本文基于DCM算法提出了椭圆曲线法和频域搜索法两种参数估计方法,并通过数值仿真比较验证了两种方法,得出结论如下:

(1) 由于Bessel函数的非单调性,两种方法在 $C \in [0, 3.83]$ 时才有效,考虑调制深度 C 的波动范围有限,该条件可以满足。

(2) 椭圆曲线法在待测信号幅度较小时会失效,而频域搜索法适用的动态范围更大。

(3) 考虑实际应用中水声信号包含海洋环境噪声和舰船辐射噪声,可以预测参数估计偏差介于单频信号和低通噪声的偏差之间。

(4) 当相关参数缓慢波动时,频域搜索法能正确跟踪估计相关参数,并对PGC-DCM解调信号幅度进行修正,有效减小幅度失真。

综上所述,本文提出的方法对提高干涉型光纤水听器PGC解调的性能有一定帮助。

参 考 文 献

- [1] DANDRIDGE A, TVETEN A B, GIALLORENZI T G. Homodyne demodulation scheme for fiber optic sensors using phase generated carrier[J]. IEEE J. Quantum Elec., 1982, QE-18(10): 1647-1653.
- [2] STROBEL O, SEIBL D, LUBKOLL J. Fiber-optic sensors an overview[J]. IEEE J. Trans. Opt. Net., 2009, 9(10): 1-6.
- [3] CHRISTIAN T R, FRANK P A, HOUSTON B H. Real-time analog and digital demodulator for interferometric fiber optic sensors[A]//Proc. SPIE[C]. 2191, Smart Structures and Materials 1994: Smart Sensing, Processing, and Instrumentation, 1994.
- [4] 施清平, 王凯, 王利威, 等. 基于参数估计的光纤水听器解调系统研究[J]. 仪器仪表学报. 2011, 32(8): 1864-1870. SHI Qingping, WANG Kai, WANG Liwei, et al. Optical fiber hydrophone demodulation system based on parameter estimation method[J]. Chinese Journal of Scientific Instrumen, 2011, 32(8): 1864-1870.
- [5] 王凯, 田长栋, 施清平, 等. 抑制光纤检波系统光强波动影响的解调方法[J]. 红外与激光工程, 2013, 42(6): 1593-1600. WANG Kai, TIAN Changdong, SHI Qingping, et al. Demodulation method to suppress the influence of laser intensity disturbance in optical fiber hydrophone system[J]. Infrared and Laser Engineering, 2013, 42(6): 1593-1600.
- [6] 张爱玲, 王恺晗, 郝彬, 等. 干涉型光纤传感器PGC解调算法的研究[J]. 光电技术应用, 2013, 28(6): 49-52, 86. ZHANG Ailing, WANG Kaihan, HAO bin, et al. Research on PGC demodulation algorithm of interference fiber sensor[J]. Electro-Optic Technology Application, 2013, 28(6): 49-52, 86.
- [7] HUANG S C, LIN W W, CHEN M H. Phase sensitivity normalization in time-division multiplexing of polarization-insensitive interferometric sensors using phase-generated carrier demodulation[J]. Opt. Een., 1996, 35(9): 2634-2640.
- [8] 曹家年, 于晓之, 朱雪峰, 等. 干涉型光纤传感器PGC检测中AGC的研究[J]. 哈尔滨工程大学学报, 2007, 28(8):

- 930-934.
CAO Jianian , YU Xiaozhi , ZHU Xuefeng , et al. Study of AGC in PGC detection in interferometric fiber optic sensors[J]. Journal of Harbin Engineering University, 2007, 28(8): 930-934.
- [9] 王利威, 刘阳, 张敏, 等. 干涉型光纤传感器相位生成载波技术研究及改进 [J]. 光子学报. 2009, 38(4): 766-769.
WANG Liwei, LIU Yang, ZHANG Min, et al. Analysis and improvement of the phase generator carrier method in fiber interferometer sensors[J]. Acta Photonica Sinica, 2009, 38(4): 766-769.
- [10] WANG G Q, XU T W, LI F. PGC demodulation technique with high stability and low harmonic distortion[J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2012, 24(23): 2093-2096.
- [11] 江毅. 高级光纤传感技术 [M]. 北京: 科学出版社, 2009: 108-112.
- [12] 苑立波. 温度和应变对光纤折射率的影响 [J]. 光学学报, 1997, 17(12): 1713-1717.
YUAN Libo. Effect of temperature and strain on fiber optic refractive index[J]. Acta Optica Sinica, 1997, 17(12): 1713-1717.
- [13] 张雅彬. 光纤水听器对各种信号解调特性研究 [D]. 哈尔滨: 哈尔滨工程大学, 2008: 34-37.