

基于 EKF 参数估计的光纤水听器 PGC 解调方法研究

畅楠琪^{1,2}, 黄晓砥^{1*}, 王海斌¹¹中国科学院声学研究所声场声信息国家重点实验室, 北京 100190;²中国科学院大学, 北京 100049

摘要 针对光源调制引起的伴生调幅和相位偏移, 直流光强、交流光强和调制深度的漂移以及载波相位延迟等因素对干涉型光纤水听器相位生成载波(PGC)解调结果的影响, 本文提出了一种同时适用于 PGC 内调制和外调制的基于扩展卡尔曼滤波(EKF)参数估计的 PGC 解调方法(PGC-EKF 方法)。结合考虑非线性因素影响的 PGC 解调模型, 对传统的 PGC 解调过程进行改进, 并引入基于 EKF 的椭圆拟合算法对该模型中的各未知参数进行估计; 改进了现有任意椭圆一般方程的系数与其对应参数方程中参数的关系式的推导过程, 修正了现有推导结果中错误的部分, 简化了现有推导结果, 并结合本文所用模型特点进行了进一步的推导。对 PGC-EKF 进行实验验证, 结果表明, 相比传统的 PGC-Atan 解调方法, 本文提出的 PGC-EKF 方法将解调结果的信噪比提高了 8.84 dB, 总谐波失真降低了 19.25 dB, 信噪谐波比提高了 17.16 dB, 系统性能有了明显提升。实验结果说明 PGC-EKF 方法能够比较有效地解调出待测信号, 并抑制上述因素引起的波形失真和交流干扰。

关键词 测量; 干涉型光纤水听器; 相位生成载波; 扩展卡尔曼滤波; 椭圆参数估计

中图分类号 TH741

文献标志码 A

DOI: 10.3788/CJL202249.1709001

1 引言

干涉型光纤水听器具有灵敏度高、动态范围大和抗电磁干扰强等优点, 在海洋资源勘探、海底地质勘察等领域具有广阔的应用前景^[1-5]。干涉型光纤水听器的信号检测技术主要包括耦合器多相检测^[3,6-8]、相位生成载波(PGC)调制解调技术^[1-3,6]和外差法调制解调技术^[6,9-10]等。PGC 调制解调技术具有灵敏度高、易于复用和线性度好等优点, 是目前比较常用的一种干涉型光纤水听器信号检测技术^[1,11-12]。

PGC 调制解调技术包括外调制和内调制两类^[3], 其中:外调制是利用压电陶瓷对光纤长度进行调制来改变干涉仪两臂的光程差, 从而产生载波信号;内调制则是通过直接对光源频率进行调制来产生载波信号。在 PGC 解调过程中直接对光源进行调制可能会引入伴生调幅和相位偏移^[12-13], 直流光强、交流光强和相位调制深度等参数可能会发生波动^[11,14]。此外, 光、电路传输延迟和数模转换等也会引入一定的载波相位延迟^[13-14]。上述因素都会对 PGC 解调结果产生一定的影响, 如何消除这些因素的影响成为近年来一个研究热点。

文献[11]针对 PGC 解调过程中交流光强和相位调制深度的变化, 提出了一种基于最小二乘的椭圆拟

合方法和一种频域搜索方法, 并采用这两种方法对交流光强和相位调制深度进行估计, 但这两种方法仅适用于 PGC 外调制, 且没有考虑其他因素的影响。文献[12-13]提出了几种基于最小二乘的椭圆拟合算法, 并采用该算法对 PGC 解调过程中部分干扰因素引起的伴生调幅修正因子、强度修正因子和角度修正因子进行了估计, 同时对解调结果进行了补偿。文献[15]基于贝塞尔函数的性质对相位调制深度进行了估计和校正, 但该方法只适用于 PGC 外调制, 且仅考虑了相位调制深度对 PGC 解调的影响。文献[16-17]对 PGC 解调过程中的光路传输延迟进行了补偿, 但该方法仅适用于 PGC 外调制, 且没有考虑其他非线性因素对 PGC 解调结果的影响。文献[14]和文献[18]分别利用基于扩展卡尔曼滤波(EKF)和基于最小二乘的椭圆拟合算法, 对 PGC 外调制解调中由交流光强、相位调制深度变化和载波相位延迟引起的交流幅度失真和直流偏移进行了估计和校正。文献[19]针对 PGC 解调过程中交流光强和相位调制深度的变化, 利用 EKF 提升了椭圆拟合的鲁棒性, 但该方法不适用于 PGC 内调制的情况。文献[20]利用基于最小二乘的椭圆拟合算法, 提出了一种能对相位调制深度进行实时估计和校准的 PGC 反正切解调算法。

现有的研究大多局限于对上述非线性因素中的部

收稿日期: 2021-11-23; 修回日期: 2021-12-26; 录用日期: 2022-01-13

基金项目: 国家自然科学基金(62171440)

通信作者: *huangxd@mail.ioa.ac.cn

分因素进行分析,且这些研究对抑制 PGC 解调中非线性因素的影响有限。鉴于此,本团队根据非线性因素影响下 PGC 解调模型的特点,改进了传统的 PGC 解调过程,并将基于 EKF 参数估计的椭圆拟合算法应用于该解调模型,提出了一种基于 EKF 参数估计的 PGC 解调方法,即 PGC-EKF 解调方法。此外,本团队还改进了现有文献中任意椭圆的一般方程的系数与其对应参数方程中参数的关系式的推导过程,简化了最终的表达式,同时修正了原文献中存在错误的推导结果,还结合本文方法中考虑非线性因素的 PGC 解调模型的特点进行了进一步的推导。本文所提出的基于 EKF 参数估计的 PGC 解调方法能够有效抑制非线性因素对 PGC 解调结果的影响,提高了 PGC 解调系统的性能,且能够同时应用于 PGC 内调制和外调制,适用范围更广。

2 考虑非线性因素影响的 PGC 解调模型

基于 PGC 内调制的干涉型光纤水听器结构如图 1 所示,常见的 PGC 反正切(PGC-Atan)解调方法的原理如图 2 所示。基于 PGC 内调制技术的干涉型光纤水听器的干涉信号经过光电探测器转换成的电信号^[12-14,21-24]可以表示为

$$I(t) = [1 + m \cos(\omega_0 t + \varphi_d + \varphi_m)] \times \{A + B \cos[C \cos(\omega_0 t + \varphi_d) + \varphi(t)]\}, \quad (1)$$

式中: m 为伴生幅度调制系数; ω_0 为载波角频率; φ_d 为光、电路传输延迟和数模转换等因素引入的载波相位延迟; φ_m 为光源调制引入的相位偏移; A 为直流光

其中,

$$\begin{cases} D = \frac{1}{2}mA \cos(\varphi_m + \varphi_d) \\ E_x = \sqrt{B^2 [\cos \varphi_d J_1(C)]^2 + \frac{m^2 B^2}{4} [\cos(\varphi_m + \varphi_d) J_0(C) - \cos(\varphi_m - \varphi_d) J_2(C)]^2} \\ E_y = \sqrt{B^2 [\cos 2\varphi_d J_2(C)]^2 + \frac{m^2 B^2}{4} [\cos(\varphi_m + 2\varphi_d) J_1(C) - \cos(\varphi_m - 2\varphi_d) J_3(C)]^2}, \\ \theta_x = \arctan \left\{ \frac{m}{2} [\cos(\varphi_m + \varphi_d) J_0(C) - \cos(\varphi_m - \varphi_d) J_2(C)] / [\cos \varphi_d J_1(C)] \right\} \\ \theta_y = \arctan \left\{ \frac{m}{2} [\cos(\varphi_m + 2\varphi_d) J_1(C) - \cos(\varphi_m - 2\varphi_d) J_3(C)] / [\cos(2\varphi_d) J_2(C)] \right\} \end{cases}, \quad (4)$$

式中: J 为贝塞尔函数。

令 $\phi(t) = \varphi(t) - \theta_y$, 将其代入式(2)、(3), 整理可得

$$\sin \phi(t) = \frac{1}{\cos(\theta_x - \theta_y)} \times \left[\frac{D - I_x}{E_x} - \frac{I_y}{E_y} \sin(\theta_x - \theta_y) \right], \quad (5)$$

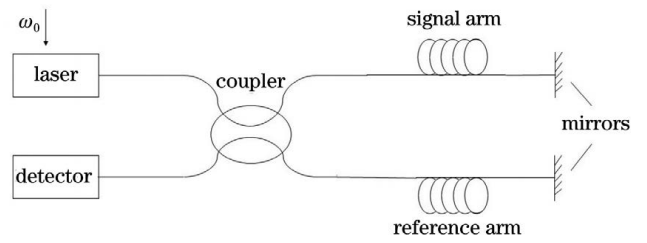


图 1 基于 PGC 内调制的干涉型光纤水听器的结构示意图
Fig. 1 Schematic of interferometric fiber-optic hydrophone based on PGC internal modulation

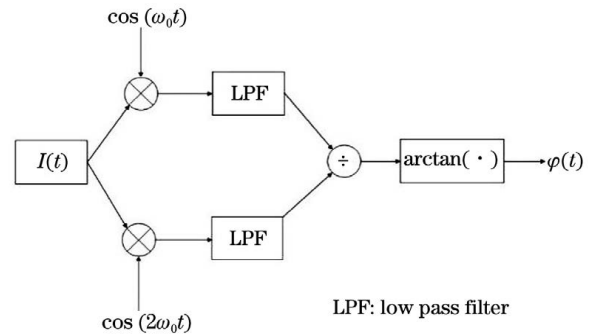


图 2 PGC-Atan 解调原理图

Fig. 2 Schematic of PGC-Atan demodulation

强; B 为交流光强; C 为相位调制深度; $\varphi(t)$ 为待测声信号; t 为时间。

按照传统的 PGC 解调思路,首先将(1)式以贝塞尔函数的形式展开,再分别乘以 $\cos(\omega_0 t)$ 和 $\cos(2\omega_0 t)$,接着进行低通滤波,滤除所有含 ω_0 及其倍频的项,整理后可得

$$I_x(t) = D - E_x \sin[\varphi(t) - \theta_x], \quad (2)$$

$$I_y(t) = -E_y \cos[\varphi(t) - \theta_y], \quad (3)$$

$$\cos \phi(t) = -\frac{I_y}{E_y}. \quad (6)$$

令式(5)除以式(6)可得

$$\tan \phi(t) = \frac{(D - I_x)E_y - I_y \sin(\theta_x - \theta_y)}{-I_y \cos(\theta_x - \theta_y)}. \quad (7)$$

由式(7)可知,只需求得 4 个解调模型参数 D 、 E_x/E_y 、

$\sin(\theta_x - \theta_y)$ 和 $\cos(\theta_x - \theta_y)$, 即可得到 $\phi(t)$, 再消去 θ_y 的影响, 即可求出 $\varphi(t)$ 。假设在参数估计过程中, 每 N 个数据点进行一次估计, 每次估计过程中可近似认为各参数不发生变化, 因而可以认为在每次估计过程中 θ_y 是一个直流量。对于采样后的离散信号, 可以利用减去信号均值的方法来消除直流分量的影响, 即有

$$\varphi_i(t) = \phi_i(t) - \theta_{iy} = \phi_i(t) - \bar{\phi}_i(t), \quad (8)$$

式中: $\varphi_i(t)$ 、 $\phi_i(t)$ 和 θ_{iy} 分别代表第 i 次估计得到的 $\varphi(t)$ 、 $\phi(t)$ 和 θ_y 的值; $\bar{\phi}_i(t)$ 表示 $\phi_i(t)$ 的均值。利用式(8)可以消除 θ_y 的影响, 得到待测声信号 $\varphi(t)$ 。

至此, 在考虑非线性因素影响的情况下, 改进了传统的 PGC 解调过程, 将 PGC 解调问题转化成为 4 个解调模型参数 $[D, E_x/E_y, \sin(\theta_x - \theta_y)$ 和 $\cos(\theta_x - \theta_y)]$ 的估计问题。下面将介绍基于 EKF 参数估计的 PGC 解调方法的具体过程。

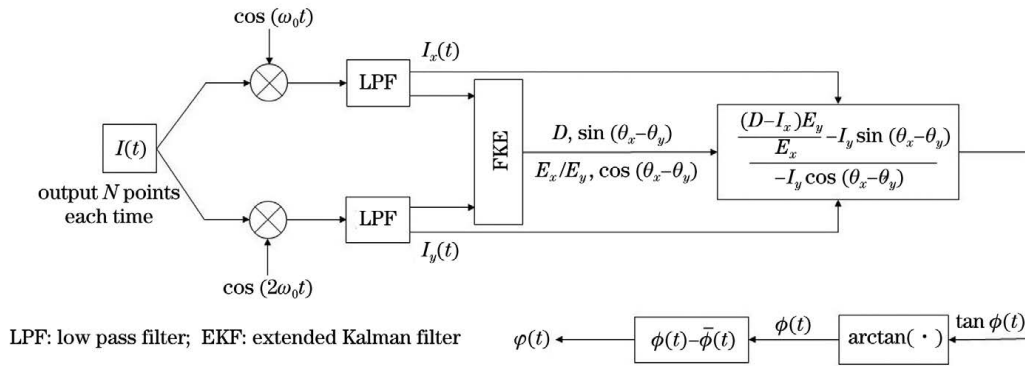


图 3 基于参数估计的 PGC 解调方法的原理图

Fig. 3 Schematic of PGC demodulation method based on parameter estimation

3.2 基于 EKF 的椭圆拟合算法

在第 2 节, 本文将 PGC 解调问题转化成了 4 个解调模型参数 $[D, E_x/E_y, \sin(\theta_x - \theta_y)$ 和 $\cos(\theta_x - \theta_y)]$ 的估计问题, 但直接对这 4 个解调模型参数进行估计是比较困难的。在第 2 节, 本文得到了一对由 4 个解调模型参数和 $I_x(t)$ 、 $I_y(t)$ 表示的正交项 $\sin \phi(t)$ 和 $\cos \phi(t)$ 。对于涉及正交项的参数估计问题, 椭圆拟合算法是一种常用的解决方法。若 I_{xn} 和 I_{yn} 分别为 $I_x(t)$ 和 $I_y(t)$ 经采样后所得的离散信号, 令式(5)、(6)平方后相加得

$$I_{xn}^2 + aI_{xn}I_{yn} + (1-b)I_{yn}^2 + cI_{xn} + dI_{yn} + e = 0, \quad (9)$$

其中,

$$\begin{cases} a = 2 \frac{E_x}{E_y} \sin(\theta_x - \theta_y) \\ b = 1 - \frac{E_x^2}{E_y^2} \\ c = -2D \\ d = -2D \frac{E_x}{E_y} \sin(\theta_x - \theta_y) \\ e = D^2 - E_x^2 \cos^2(\theta_x - \theta_y) \end{cases} \quad (10)$$

3 基于 EKF 参数估计的 PGC 解调方法

3.1 原理概述

本文所提出的基于 EKF 参数估计的 PGC 解调方法的原理如图 3 所示。光纤水听器的输出信号 $I(t)$ 在分别利用 $\cos(\omega_0 t)$ 和 $\cos(2\omega_0 t)$ 混频以及低通滤波后, 可以得到一组准正交信号 $I_x(t)$ 和 $I_y(t)$ 。同时, 经过整理可以将 PGC 解调问题转化成 4 个解调模型参数 $D, E_x/E_y, \sin(\theta_x - \theta_y)$ 和 $\cos(\theta_x - \theta_y)$ 的估计问题。为了求解这 4 个解调模型参数, 可以利用椭圆拟合算法将 4 个解调模型参数映射为 5 个椭圆方程系数, 再利用 EKF 算法, 每 N 个数据进行一次估计, 即可得到 5 个椭圆方程系数的估计值, 进而得到 4 个解调模型参数的估计值。将解调模型参数估计值代入式(7), 利用反正切鉴相法可以得到 $\phi(t)$, 再将其代入式(8)即可得到待测声信号 $\varphi(t)$ 。

式(9)可以看作是一个椭圆的一般方程, 而式(10)则是将 4 个解调模型参数映射成为 5 个椭圆方程系数 (a, b, c, d, e) 。至此, PGC 解调问题从 4 个解调模型参数的估计问题转化为 5 个椭圆方程系数的估计问题。式(9)所示的系统是一个非线性过程, 常规的卡尔曼滤波算法(KF)只适用于线性问题, 对于式(9)所示的非线性问题可以利用 EKF 来解决。EKF 是一种先将非线性问题进行泰勒展开转化为线性问题, 再利用 KF 进行处理的方法。针对模型的特点, 本文提出了将基于 EKF 的椭圆拟合算法应用于第 2 节中的 PGC 解调模型对 5 个椭圆方程系数进行估计的方法。

对于参数估计问题, EKF 的状态方程和观测方程^[25]可分别表示成

$$\mathbf{x}_n = \mathbf{x}_{n-1}, \quad (11)$$

$$\mathbf{z}_n = \mathbf{f}(\mathbf{x}_n, \mathbf{y}_n) + \mathbf{u}_n, \quad (12)$$

式中: \mathbf{x}_n 为待估计的状态向量; \mathbf{y}_n 为输入控制向量; \mathbf{u}_n 为观测噪声; \mathbf{z}_n 为输出观测向量。

对于式(9)所示的模型, 可以令 $\mathbf{x}_n = [a, b, c, d, e]^T$, $\mathbf{y}_n = [I_{xn}, I_{yn}]$, $\mathbf{z}_n = I_{xn}^2 + I_{yn}^2 + \mathbf{u}_n$, $\mathbf{f}(\mathbf{x}_n, \mathbf{y}_n) = -aI_{xn}I_{yn} + bI_{yn}^2 - cI_{xn} - dI_{yn} - e$ 。其中,

噪声 u_n 是均值为 0、协方差矩阵为 Q_n 的加性高斯白噪声。则 EKF 的预测过程为^[25]

$$\tilde{x}_n = \hat{x}_{n-1}, \quad (13)$$

$$\tilde{P}_n = \hat{P}_{n-1} / \gamma, \quad (14)$$

式中: \tilde{x}_n 和 \hat{x}_n 分别表示 x_n 的先验预测值和后验估计值; \tilde{P}_n 表示 x_n 的预测值与真实值之间误差的协方差矩阵; \hat{P}_n 表示 x_n 的估计值与真实值之间误差的协方差矩阵; γ 为权重因子, 取值通常略小于 1。

EKF 的测量更新过程^[26-27] 为

$$F_n = \frac{\partial f(\tilde{x}_n, y_n)}{\partial x}, \quad (15)$$

$$G_n = \tilde{P}_n F_n^T (F_n \tilde{P}_n F_n^T + Q_n)^{-1}, \quad (16)$$

$$\hat{x}_n = \tilde{x}_n + G_n (z_n - F_n \tilde{x}_n), \quad (17)$$

$$\hat{P}_n = (I - G_n F_n) \tilde{P}_n, \quad (18)$$

式中: F_n 为观测矩阵; G_n 为卡尔曼增益; I 为单位矩阵。

假设每 N 个采样点进行一次参数估计, 由于信号采样间隔通常很小, 且 A 、 B 、 C 和 φ_d 等参量是随时间缓慢变化的, 因而在每次参数估计过程中可以近似认为待估计的各参数保持不变, 并将每次估计时最后一次迭代更新的 \hat{x}_n 作为本次估计的结果, 由此得到 5 个椭圆方程系数的估计值。

3.3 从椭圆方程系数到解调模型参数的映射

式(10)建立起了 4 个解调模型参数到 5 个椭圆方程系数的映射, 利用 3.2 节中的方法可以得到 5 个椭圆方程系数的估计值, 但根据每次估计的结果, 直接利用式(10)求解解调模型参数 D 、 E_x/E_y 、 $\sin(\theta_x - \theta_y)$

和 $\cos(\theta_x - \theta_y)$ 时, $\cos(\theta_x - \theta_y)$ 的正负号无法确定。因此, 本文利用如下方法来确定椭圆方程系数与解调模型参数之间的关系^[13,28]。

平面直角坐标系中椭圆的标准方程和对应的参数方程可以分别表示为

$$\frac{X^2}{k^2} + \frac{Y^2}{l^2} = 1, \quad (19)$$

$$\begin{cases} X = k \cos \zeta \\ Y = l \sin \zeta \end{cases}, \quad (20)$$

式中: k 和 l 分别为椭圆半长轴和半短轴的长度, 即有 $k > l > 0$; ζ 为变量。椭圆的一般方程可以看作是椭圆标准方程上的点先按照与坐标系原点的连线逆时针旋转 ψ 后, 再按照向量 (X_0, Y_0) 进行平移所得, 因而椭圆一般方程对应的参数方程可以表示为

$$\begin{bmatrix} X' \\ Y' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{k^2 \cos^2 \psi + l^2 \sin^2 \psi} \cos(\zeta + \delta_x) + X_0 \\ \sqrt{k^2 \sin^2 \psi + l^2 \cos^2 \psi} \sin(\zeta + \delta_y) + Y_0 \end{bmatrix}, \quad (21)$$

其中,

$$\begin{cases} \sin \delta_x = \frac{l \sin \psi}{\sqrt{k^2 \cos^2 \psi + l^2 \sin^2 \psi}} \\ \cos \delta_x = \frac{k \cos \psi}{\sqrt{k^2 \cos^2 \psi + l^2 \sin^2 \psi}} \\ \sin \delta_y = \frac{k \sin \psi}{\sqrt{k^2 \sin^2 \psi + l^2 \cos^2 \psi}} \\ \cos \delta_y = \frac{l \cos \psi}{\sqrt{k^2 \sin^2 \psi + l^2 \cos^2 \psi}} \end{cases}. \quad (22)$$

根据文献[13,28]中的结论, 利用待定系数法可以得到

$$\begin{cases} D = X_0 \\ E_x = \sqrt{k^2 \cos^2 \psi + l^2 \sin^2 \psi} \\ E_y = \sqrt{k^2 \sin^2 \psi + l^2 \cos^2 \psi} \\ \theta_x - \theta_y = \delta_x - \delta_y = \arctan\left(\frac{l}{k} \tan \psi\right) - \arctan\left(\frac{k}{l} \tan \psi\right) \\ Y_0 = 0 \end{cases}, \quad (23)$$

且有^[13,28]

$$\alpha_1 X'^2 + \alpha_2 X'Y' + \alpha_3 Y'^2 + \alpha_4 X' + \alpha_5 Y' + \alpha_6 = 0, \quad (24)$$

其中,

$$\begin{cases} \alpha_1 = k^2 \sin^2 \psi + l^2 \cos^2 \psi \\ \alpha_2 = 2l^2 \sin \psi \cos \psi - 2k^2 \sin \psi \cos \psi \\ \alpha_3 = l^2 \sin^2 \psi + k^2 \cos^2 \psi \\ \alpha_4 = -(2l^2 X_0 \cos^2 \psi + 2l^2 Y_0 \sin \psi \cos \psi + 2k^2 X_0 \sin^2 \psi - 2k^2 Y_0 \sin \psi \cos \psi) \\ \alpha_5 = -(2l^2 Y_0 \sin^2 \psi + 2l^2 X_0 \sin \psi \cos \psi + 2k^2 Y_0 \cos^2 \psi - 2k^2 X_0 \sin \psi \cos \psi) \\ \alpha_6 = l^2 X_0^2 \cos^2 \psi + l^2 Y_0^2 \sin^2 \psi + 2l^2 X_0 Y_0 \sin \psi \cos \psi + k^2 X_0^2 \sin^2 \psi + k^2 Y_0^2 \cos^2 \psi - 2k^2 X_0 Y_0 \sin \psi \cos \psi - k^2 l^2 \end{cases}. \quad (25)$$

文献[13,28]中给出了在先用 α_6 进行归一化的条件下, 利用任意椭圆一般方程的参数 α_1 、 α_2 、 α_3 、 α_4 和

α_5 表示任意椭圆一般方程所对应的参数方程的参数 X_0 、 Y_0 、 ψ 、 k 和 l 的表达式。本团队对文献[13,28]中

的推导过程进行了改进,将推导过程修改为先在不进行归一化的条件下推导出结果表达式,然后结合模型的特点进行归一化,使最终结果的形式更加简洁,并修正了文献[13,28]中存在错误的表达式。此外,还结合本文所用模型的特点推导出了 3.2 节中 5 个椭圆方程系数(a、b、c、d、e)映射到 4 个解调模型参数[D、E_x/E_y、sin(θ_x−θ_y)和 cos(θ_x−θ_y)]的表达式。

在不进行归一化的条件下,利用任意椭圆一般方程的系数 α₁、α₂、α₃、α₄、α₅ 和 α₆ 表示任意椭圆一般方程所对应的参数方程的参数 X₀、Y₀、φ、k 和 l 的表达式为

$$\begin{cases} X_0 = \frac{2\alpha_3\alpha_4 - \alpha_2\alpha_5}{\alpha_2^2 - 4\alpha_1\alpha_3} \\ Y_0 = \frac{2\alpha_1\alpha_5 - \alpha_2\alpha_4}{\alpha_2^2 - 4\alpha_1\alpha_3} \\ \phi = \arctan \left[\frac{(\alpha_3 - \alpha_1) - \sqrt{(\alpha_3 - \alpha_1)^2 + \alpha_2^2}}{\alpha_2} \right] \\ k = \sqrt{\frac{(\alpha_3 + \alpha_1) + \sqrt{(\alpha_3 - \alpha_1)^2 + \alpha_2^2}}{2}} \\ l = \sqrt{\frac{(\alpha_3 + \alpha_1) - \sqrt{(\alpha_3 - \alpha_1)^2 + \alpha_2^2}}{2}} \end{cases}, \quad (26)$$

联立式(22)、(23)、(26)并化简整理可得

$$\begin{cases} D = -\frac{\alpha_4}{2\alpha_1} \\ \frac{E_x}{E_y} = \sqrt{\frac{\alpha_3}{\alpha_1}} \\ \sin(\theta_x - \theta_y) = \frac{\alpha_2}{2\sqrt{\alpha_1\alpha_3}} \\ \cos(\theta_x - \theta_y) = \sqrt{1 - \frac{\alpha_2^2}{4\alpha_1\alpha_3}} \end{cases}. \quad (27)$$

求解出 α=[α₁、α₂、α₃、α₄、α₅、α₆]的精确值往往是十分困难的,因为任意满足式(28)的系数向量均可满足式(24)。

$$\beta = [\beta_1, \beta_2, \beta_3, \beta_4, \beta_5, \beta_6] = \lambda [\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \alpha_4, \alpha_5, \alpha_6], \quad (28)$$

其中,λ 为任意非零实数,且有

$$\beta_1 X'^2 + \beta_2 X'Y' + \beta_3 Y'^2 + \beta_4 X' + \beta_5 Y' + \beta_6 = 0. \quad (29)$$

将式(28)代入式(27)可得

$$\begin{cases} D = -\frac{\beta_4}{2\beta_1} \\ \frac{E_x}{E_y} = \sqrt{\frac{\beta_3}{\beta_1}} \\ \sin(\theta_x - \theta_y) = \frac{\beta_2}{2\text{sign}(\lambda)\sqrt{\beta_1\beta_3}} = \frac{\beta_2}{2\text{sign}(\beta_1)\sqrt{\beta_1\beta_3}} \\ \cos(\theta_x - \theta_y) = \sqrt{1 - \frac{\beta_2^2}{4\beta_1\beta_3}} \end{cases}, \quad (30)$$

式中:sign 代表符号函数。

比较式(9)和式(29),由待定系数法可得

$$\begin{cases} \beta_1 = 1 \\ \beta_2 = a \\ \beta_3 = 1 - b \\ \beta_4 = c \\ \beta_5 = d \\ \beta_6 = e \end{cases}, \quad (31)$$

将式(31)代入(30)可得

$$\begin{cases} D = -\frac{c}{2} \\ \frac{E_x}{E_y} = \sqrt{1 - b} \\ \sin(\theta_x - \theta_y) = \frac{a}{2\sqrt{1 - b}} \\ \cos(\theta_x - \theta_y) = \sqrt{1 - \frac{a^2}{4(1 - b)}} \end{cases}. \quad (32)$$

式(32)即为待求解调模型参数与 3.2 节 EKF 算法所得 5 个椭圆方程系数估计值之间的关系。用式(32)进行参数估计,然后将该次估计得到的各模型参数代入式(7),即可求出 φ_N(t),φ_N(t)代表该次估计所用的 N 个数据点所对应的这段 φ(t)信号,再将其代入式(8)即可求得待测声信号 φ(t)。

3.4 对 PGC 外调制的适用性

虽然前文的推导始终是按照 PGC 内调制的模型进行的,但本文所提出的基于 EKF 参数估计的 PGC 解调方法对 PGC 外调制的情况依旧适用,本节将对该问题进行简要说明。

当令 m=0,即伴生调幅不存在时,式(1)可化简为

$$I(t) = A + B \cos[C \cos(\omega_0 t + \varphi_d) + \varphi(t)]. \quad (33)$$

不难发现,式(33)即为 PGC 外调制情况下的解调模型,此时,3.2 节和 3.3 节中介绍的方法对式(33)中各解调模型参数的求解依旧有效。即,尽管 PGC 内调制和外调制实际的物理机理不同,但在本文所提出的方法中,可将 PGC 外调制看作是 PGC 内调制的一种特例。

4 数值仿真与实验验证

为验证基于 EKF 参数估计的 PGC 解调方法的有效性,分别进行了数值仿真和实验验证。在数值仿真中,验证了基于 EKF 的椭圆拟合算法对第 2 节中 4 个解调模型参数估计的有效性以及基于 EKF 参数估计的 PGC 解调方法(PGC-EKF 方法)对 PGC 解调的有效性。在实验验证中,验证了 PGC-EKF 方法的有效性,并将其与传统的 PGC 反正切方法(PGC-Atan)、文献[12,13]所提的基于最小二乘的椭圆拟合参数估计的 PGC 解调方法(PGC-LSM)的解调性能进行了对比。

4.1 数值仿真

在数值仿真过程中,采用单频正弦信号作为待测声信号。PGC 解调过程中所使用的低通滤波器是基于 Kaiser 窗的 FIR 零相位滤波器,低通滤波器的通带截止频率为 2 kHz,阻带截止频率为 5 kHz,通带最大衰减为 0.1 dB,阻带最小衰减为 80 dB,滤波器阶数为 418。仿真中所使用的具体参数如表 1 所示。其中, \hat{x}_0 代表初始状态向量, P_0 表示初始误差的协方差矩阵, diag 表示对角矩阵, Q_n 表示测量噪声的协方差矩阵, γ 代表权重因子, N 表示每次估计所用采样点数, M 表示仿真中所用数据的总长度。

在仿真中,首先利用基于 EKF 的椭圆拟合估计算法对 4 个解调模型参数分别进行估计,估计结果如图 4 所示。4 个解调模型参数估计结果的相对估计误差和均方误差如表 2 所示。

表 1 PGC-EKF 仿真实验中所使用的参数

Table 1 Parameters used in simulation of PGC-EKF

Type of parameters	Value
Sampling frequency / kHz	250
Carrier frequency / kHz	25
Frequency of $\varphi(t)$ / Hz	500
Amplitude of $\varphi(t)$ / rad	1
\hat{x}_0	$[1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1]^T$
\hat{P}_0	$\text{diag}(1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1)$
Q_n	2.5×10^{-7}
γ	0.999
N	20000
M	1040000

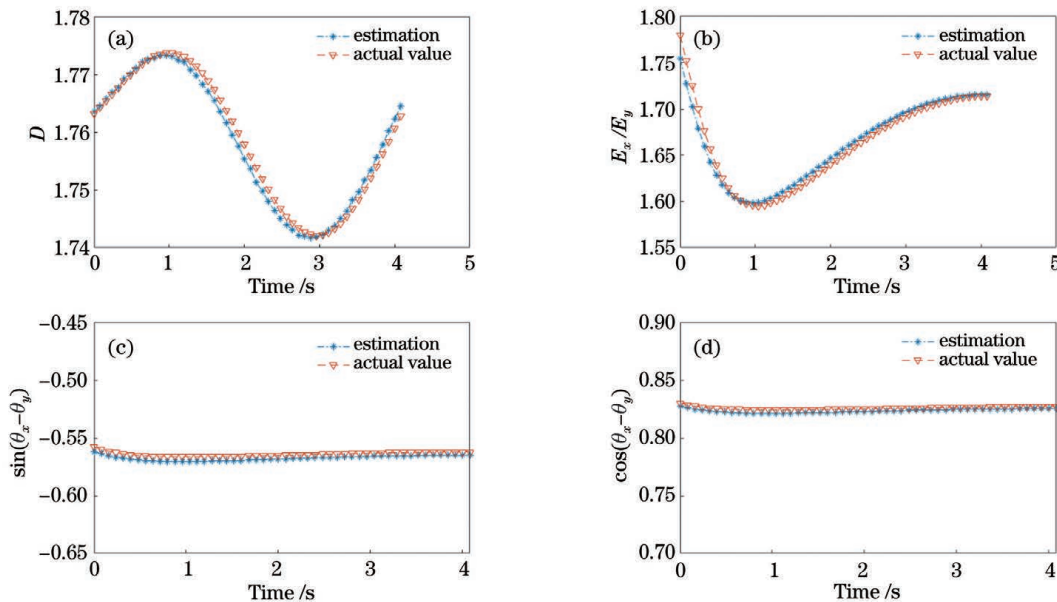


图 4 4 个解调模型参数的估计结果。(a)解调模型参数 D 的估计结果;(b)解调模型参数 E_x/E_y 的估计结果;(c)解调模型参数 $\sin(\theta_x - \theta_y)$ 的估计结果;(d)解调模型参数 $\cos(\theta_x - \theta_y)$ 的估计结果

Fig. 4 Estimated results of four demodulation model parameters. (a) Estimated result of parameter D ; (b) estimated result of parameter E_x/E_y ; (c) estimated result of parameter $\sin(\theta_x - \theta_y)$; (d) estimated result of parameter $\cos(\theta_x - \theta_y)$

表 2 4 个解调模型参数估计结果的相对估计误差和均方误差
Table 2 Relative estimation error and mean square error of estimation results of four demodulation model parameters

Parameter	Relative estimation error / %	Mean square error / 10^{-10}
D	0.07	1.00
E_x/E_y	0.39	38
$\sin(\theta_x - \theta_y)$	0.59	5.7
$\cos(\theta_x - \theta_y)$	0.28	2.69

由图 4 和表 2 可知,基于 EKF 的椭圆拟合估计算法对 4 个解调模型参数的估计结果曲线与仿真中设置的实际值的拟合效果较好,且能够较好地跟踪 4 个解

调模型参数的波动情况。为了进一步验证 PGC-EKF 方法的有效性,采用传统的 PGC-Atan 方法和 PGC-EKF 方法对整个流程进行了数值仿真,仿真结果如图 5、6 所示,两种方法解调结果的信噪比(SNR)、总谐波失真(THD)和信噪谐波比(SINAD)如表 3 所示。

表 3 PGC-Atan 和 PGC-EKF 解调结果的 SNR、THD 和 SINAD

Table 3 SNR, THD and SINAD of demodulation results of PGC-Atan and PGC-EKF methods

Algorithm	unit: dB		
	SNR	THD	SINAD
PGC-Atan	52.78	-16.25	16.25
PGC-EKF	54.69	-63.18	54.12

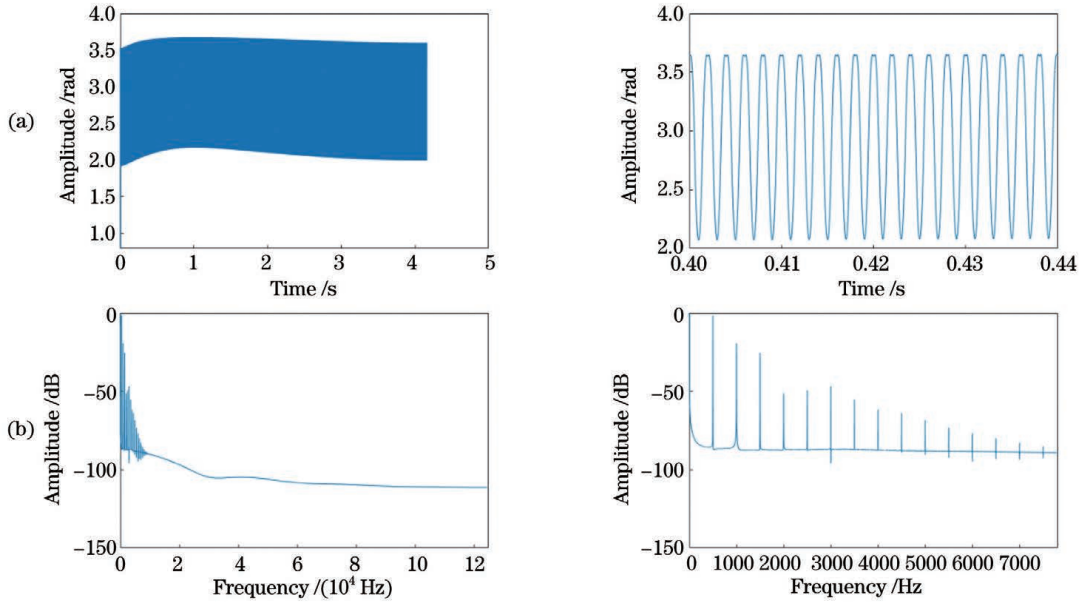


图 5 PGC-Atan 方法的解调结果。(a) PGC-Atan 方法的时域解调结果及其局部放大图;(b) PGC-Atan 方法的频域解调结果及其局部放大图

Fig. 5 Demodulation results of PGC-Atan method. (a) Time domain demodulation result of PGC-Atan method and its partial enlargement; (b) frequency domain demodulation result of PGC-Atan method and its partial enlargement

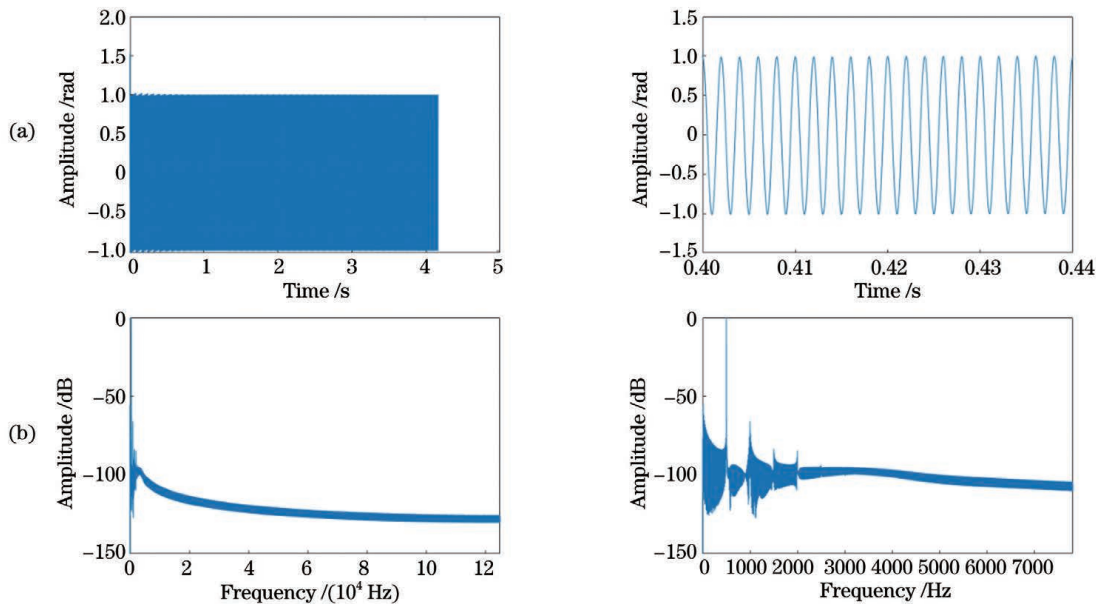


图 6 PGC-EKF 方法的解调结果。(a) PGC-EKF 方法的时域解调结果及其局部放大图;(b) PGC-EKF 方法的频域解调结果及其局部放大图

Fig. 6 Demodulation results of PGC-EKF method. (a) Time domain demodulation result of PGC-EKF method and its partial enlargement; (b) frequency domain demodulation result of PGC-EKF method and its partial enlargement

由图 5 可知,PGC-Atan 方法解调结果的时域波形存在比较严重的失真和交流干扰,其频谱中除了待测信号对应的谱线外,还存在较强的低频分量和高次谐波分量。由图 6 可以看出,PGC-EKF 方法解调结果的时域波形不存在明显的失真和交流干扰,对应频谱中的低频分量和高次谐波分量谱线的强度也大大减弱。这意味着 PGC-EKF 方法与 PGC-Atan 方法相比能够更有效地抑制由各种非线性因素引起的波形失真和交流干扰,即可以更有效地抑制对应频谱中的低频

分量和高次谐波分量。由表 3 中的各项数据可以发现,PGC-EKF 方法解调结果的 SNR、THD 和 SINAD 都优于 PGC-Atan 方法,进一步验证了 PGC-EKF 方法对各种非线性因素引入的干扰的抑制作用。因此,采用 PGC-EKF 方法的 PGC 调制解调系统的性能要优于采用传统的 PGC-Atan 方法的系统的性能。

4.2 实验验证

为了验证本文所提出的 PGC-EKF 方法的有效性,设计实验对该方法的整个解调过程进行了验证,实

实验装置原理图和实物图分别如图 7 和图 8 所示。实验中所用激光器为 RIO 公司的 ORION™ 窄频激光器模块,其输出激光的中心波长为 1550 nm,线宽为 1.9 kHz,输出功率为 15 mW。实验中用来调制激光器的载波由现场可编程门阵列(FPGA)产生,频率为 31.25 kHz。采用非平衡迈克耳孙干涉仪作为光纤水听器探头,并利用压电陶瓷模拟水声信号对干涉仪传感臂施加激励。压电陶瓷的输入信号是电压为 2.71 V、频率为 100 Hz 的正弦信号,由信号发生器产生。光纤水听器的输出信号由光电探测器转换为电信号,光电探测器的输出信号经过 FPGA 以 500 kHz 的采样频率采样后传入计算机,并利用 LabVIEW 软件进行接收。

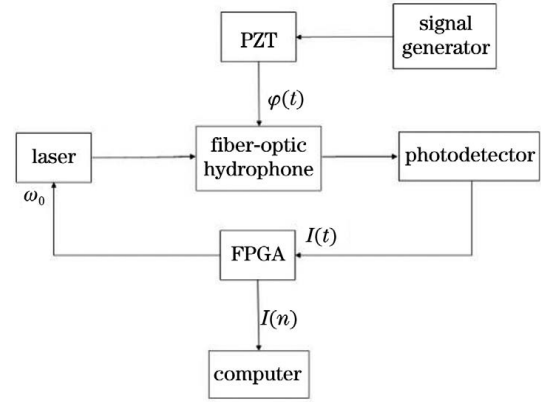


图 7 实验装置原理图

Fig. 7 Schematic of experimental device

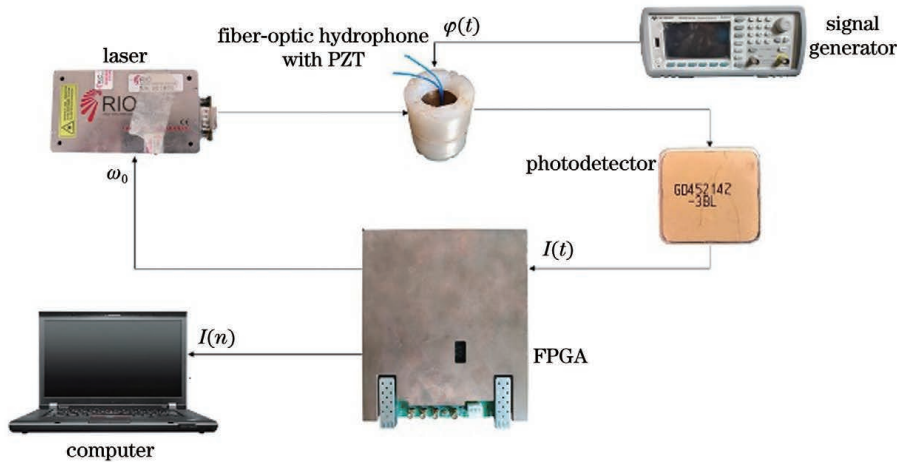


图 8 实验装置实物图

Fig. 8 Physical drawing of experimental device

计算机接收到的原始信号如图 9 所示,将接收到的信号分别利用传统的 PGC-Atan 方法、文献[12-13]提出的基于最小二乘的椭圆拟合参数估计的 PGC 解调方法(PGC-LSM),以及本文提出的 PGC-EKF 方法进行解调,解调结果如图 10~12 所示。三种方法解调结果的 SNR、THD 和 SINAD 如表 4 所示。

表 4 PGC-Atan、PGC-LSM 和 PGC-EKF 方法解调结果的 SNR、THD 和 SINAD

Table 4 SNR, THD and SINAD of demodulation results of PGC-Atan, PGC-LSM and PGC-EKF methods

unit: dB

Algorithm	SNR	THD	SINAD
PGC-Atan	21.29	-9.56	9.28
PGC-LSM	29.22	-15.25	15.08
PGC-EKF	30.13	-28.81	26.44

在图 10~12 中,三种方法的时域解调结果的第一个周期均存在不同程度的波形畸变,其中:PGC-Atan 方法和 PGC-LSM 方法解调结果中第一个周期的波形畸变主要是由解调过程中低通滤波器的边界效应引起的,而 PGC-EKF 方法解调结果的第一个周期的波形

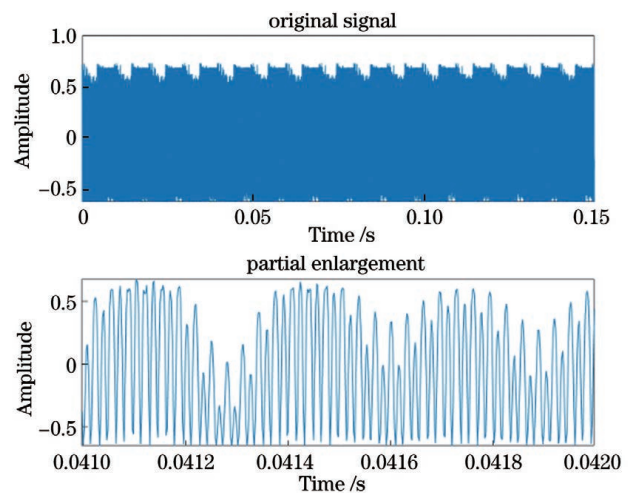


图 9 计算机接收到的原始信号波形及其局部放大图

Fig. 9 Original signal waveform received by the computer and its partial enlargement

畸变除了与低通滤波器的边界效应有关外,还与 EKF 算法此时未完全收敛有关。在第一个周期的信号结束之后,由图 10 可以看出,直接按照传统方法解调出的信号存在较严重的波形失真和交流干扰,表现为其频谱中存在强度较大的低频分量和高次谐波分量的谱

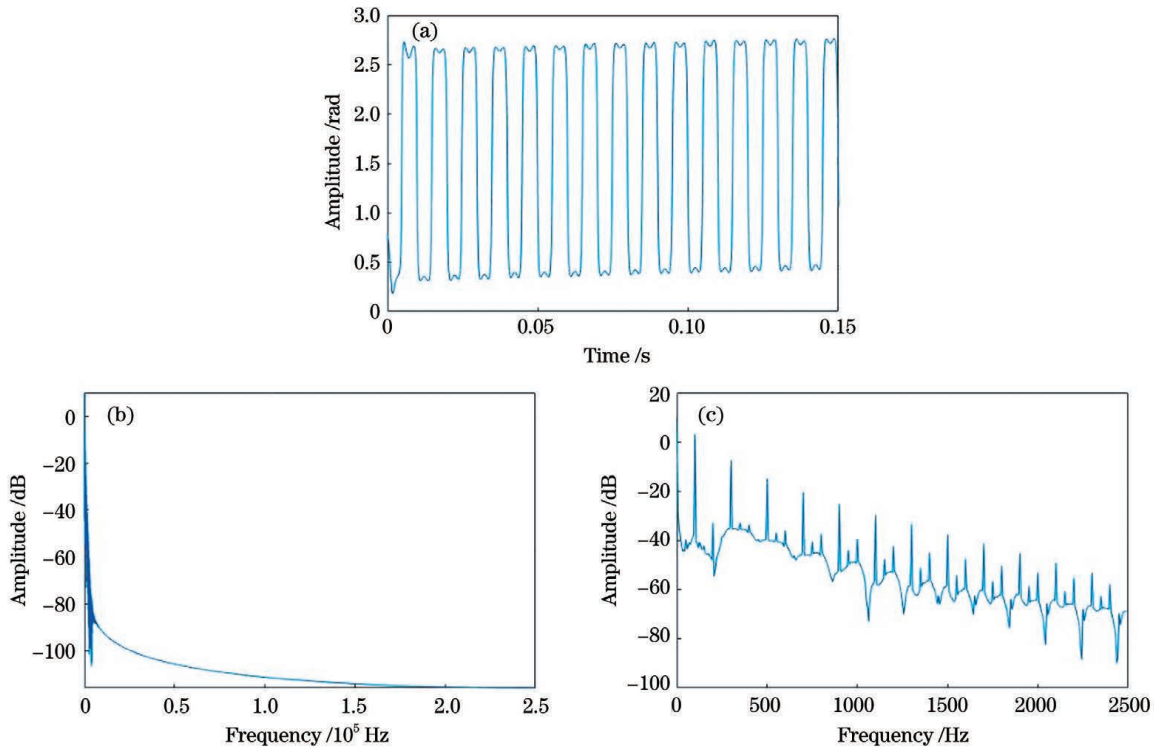


图 10 PGC-Atan 方法的解调结果。(a) 时域解调结果; (b) 频域解调结果; (c) 频域解调结果的局部放大图
 Fig. 10 Demodulation results of PGC-Atan method. (a) Time domain demodulation result; (b) frequency domain demodulation result; (c) partial enlargement of frequency domain demodulation result

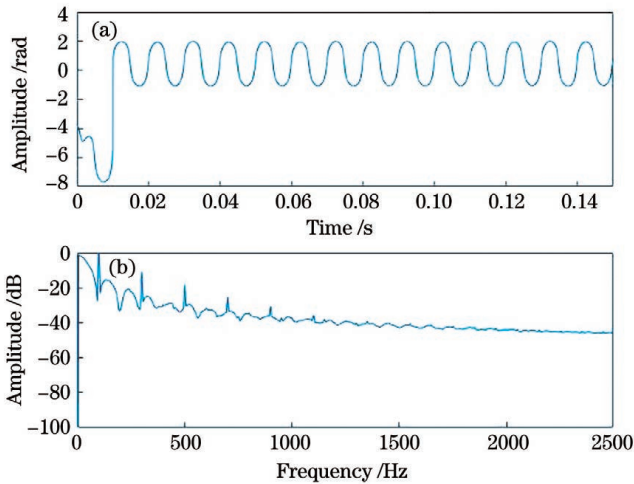


图 11 PGC-LSM 方法的解调结果。(a) 时域解调结果; (b) 频域解调结果
 Fig. 11 Demodulation results of PGC-LSM method. (a) Time domain demodulation result; (b) frequency domain demodulation result

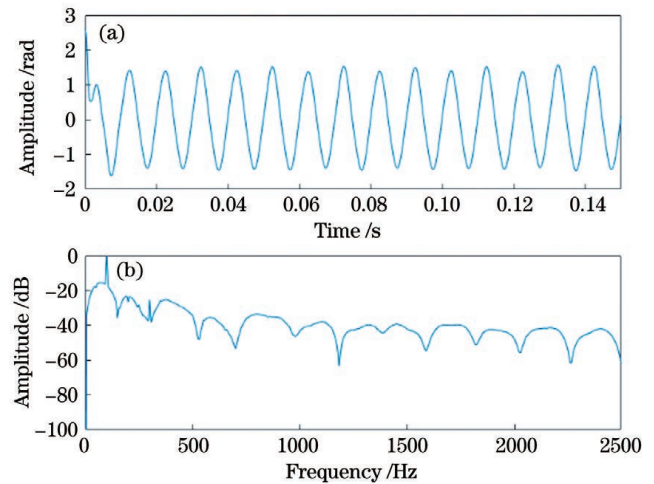


图 12 PGC-EKF 方法的解调结果。(a) 时域解调结果; (b) 频域解调结果
 Fig. 12 Demodulation results of PGC-EKF method. (a) Time domain demodulation result of PGC-EKF method; (b) frequency domain demodulation result of PGC-EKF method

线。由图 11 可以看出,利用 PGC-LSM 方法得到的频域解调结果中的波形失真和交流干扰相比 PGC-Atan 法得到了一定程度的抑制,对应频谱中的高次谐波分量的强度有所减小,但依然存在强度较大的低频分量。由图 12 可知,相比 PGC-LSM 方法的解调结果,PGC-EKF 方法的时域解调结果中的波形失真和交流干扰均得到了进一步的抑制,对应频谱中的低频分量和高次谐波分量的强度大大减小。表 4 中的数据进一步验

证了上述结论。可见,相比于传统的 PGC-Atan 方法和文献[12,13]所提 PGC-LSM 方法,本文所提 PGC-EKF 方法表现更佳。

5 结 论

本文针对光源调制引入的伴生调幅和相位偏移,解调过程中直流光强、交流光强和相位调制深度等参

数的漂移,以及光、电路传输延迟和数模转换等引入的载波相位延迟等因素对 PGC 解调结果的影响,改进了传统的 PGC 解调过程,将基于 EKF 参数估计的椭圆拟合算法应用于解调模型,提出了一种能同时适用于 PGC 内调制和外调制的基于 EKF 参数估计的 PGC 解调方法,即 PGC-EKF 方法。此外,本文还改进了文献[28]中任意椭圆的一般方程的系数与其对应参数方程中参数的关系式的推导过程,简化了最终的结果表达式,同时修正了原文献中存在错误的推导结果,并结合本文所用模型的特点进行了进一步的推导。实验结果表明,本文提出的 PGC-EKF 方法相比传统的 PGC-Atan 方法和文献[12,13]所提 PGC-LSM 方法具有更优异的性能,将解调结果的 SNR 由 PGC-Atan 方法的 21.29 dB 和 PGC-LSM 方法的 29.22 dB 提高到 30.13 dB,将 THD 由 PGC-Atan 方法的 -9.56 dB 和 PGC-LSM 方法的 -15.25 dB 降低到 -28.81 dB,将 SINAD 由 PGC-Atan 方法的 9.28 dB 和 PGC-LSM 方法的 15.08 dB 提高到 26.44 dB。这说明,本文所提 PGC-EKF 方法能够比较有效地解调出待测信号,抑制由上述因素引起的解调信号的交流干扰和波形失真,消除解调信号频谱中存在的低频分量和高次谐波分量。

参 考 文 献

- [1] Kirkendall C K, Dandridge A. Overview of high performance fibre-optic sensing[J]. *Journal of Physics D: Applied Physics*, 2004, 37(18): R197-R216.
- [2] Dandridge A, Tveten A B, Giallorenzi T G. Homodyne demodulation scheme for fiber optic sensors using phase generated carrier[J]. *IEEE Journal of Quantum Electronics*, 1982, 18(10): 1647-1653.
- [3] 倪明. 光纤水听器关键技术研究[D]. 北京: 中国科学院声学研究所, 2003.
Ni M. Investigation of the key technologies of fiber optic hydrophone[D]. Beijing: Institute of Acoustics of the Chinese Academy of Sciences, 2003.
- [4] 尚凡, 戚悦, 马丽娜, 等. 基于光纤光栅的时分复用传感阵列相位噪声研究[J]. *光学学报*, 2021, 41(13): 1306011.
Shang F, Qi Y, Ma L N, et al. Background phase noise of interferometric TDM sensing array based on fiber Bragg grating[J]. *Acta Optica Sinica*, 2021, 41(13): 1306011.
- [5] 庞彦东, 周次明, 黄俊斌, 等. Fizeau 干涉型光纤水听器声压灵敏度校准[J]. *光学学报*, 2020, 40(15): 1506003.
Pang Y D, Zhou C M, Huang J B, et al. Calibration for acoustic pressure sensitivity of optical fiber hydrophone based on Fizeau interference[J]. *Acta Optica Sinica*, 2020, 40(15): 1506003.
- [6] 孟洲, 陈伟, 王建飞, 等. 光纤水听器技术的研究进展[J]. *激光与光电子学进展*, 2021, 58(13): 1306009.
Meng Z, Chen W, Wang J F, et al. Research progress of fiber optic hydrophone technology[J]. *Laser & Optoelectronics Progress*, 2021, 58(13): 1306009.
- [7] Sheem S K. Optical fiber interferometers with $[3 \times 3]$ directional couplers: analysis[J]. *Journal of Applied Physics*, 1981, 52(6): 3865-3872.
- [8] Koo K P, Tveten A B, Dandridge A. Passive stabilization scheme for fiber interferometers using (3×3) fiber directional couplers[J]. *Applied Physics Letters*, 1982, 41(7): 616-618.
- [9] 伞海生, 温继敏, 刘骥, 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.
San H S, Wen J M, Liu J, et al. Measurement system of ultra-wideband frequency response based on optical heterodyne technique[J]. *Acta Optica Sinica*, 2005, 25(11): 1497-1500.
- [10] 张楠, 孟洲, 饶伟, 等. 干涉型光纤水听器数字化外差检测方法的动态范围上限研究[J]. *光学学报*, 2011, 31(8): 0806011.
Zhang N, Meng Z, Rao W, et al. Analysis on upper limit of dynamic range of fiber optic interferometric hydrophone using digital heterodyne detection scheme[J]. *Acta Optica Sinica*, 2011, 31(8): 0806011.
- [11] 崔杰, 刘亭亭, 肖灵. 干涉型光纤水听器 PGC 解调的参数估计方法[J]. *应用声学*, 2017, 36(5): 409-416.
Cui J, Liu T T, Xiao L. Estimation of parameters for PGC demodulation in interferometric fiber hydrophone[J]. *Journal of Applied Acoustics*, 2017, 36(5): 409-416.
- [12] 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 Q P, Wang K, Wang L W, et al. Optical fiber hydrophone demodulation system based on parameter estimation method[J]. *Chinese Journal of Scientific Instrument*, 2011, 32(8): 1864-1870.
- [13] 王凯. 海上油气地震勘探光纤检波器拖缆解调系统关键技术研究[D]. 天津: 天津大学, 2014.
Wang K. Research on the key technologies of fiber hydrophone demodulation system based towed streamer for oceanic oil gas seismic exploration[D]. Tianjin: Tianjin University, 2014.
- [14] 严利平, 周春宇, 谢建东, 等. 基于卡尔曼滤波的 PGC 解调非线性误差补偿方法[J]. *中国激光*, 2020, 47(9): 0904002.
Yan L P, Zhou C Y, Xie J D, et al. Nonlinear error compensation method for PGC demodulation based on Kalman filtering[J]. *Chinese Journal of Lasers*, 2020, 47(9): 0904002.
- [15] Volkov A V, Plotnikov M Y, Mekhregin M V, et al. Phase modulation depth evaluation and correction technique for the PGC demodulation scheme in fiber-optic interferometric sensors[J]. *IEEE Sensors Journal*, 2017, 17(13): 4143-4150.
- [16] Qian X L, Kong Y, Du T Y, et al. Modified phase-generated carrier demodulation compensated for the propagation delay of the fiber[J]. *Optics Communications*, 2020, 457: 124595.
- [17] Huang S C, Lin H. Modified phase-generated carrier demodulation compensated for the propagation delay of the fiber[J]. *Applied Optics*, 2007, 46(31): 7594-7603.
- [18] Yan L P, Chen Z Q, Chen B Y, et al. Precision PGC demodulation for homodyne interferometer modulated with a combined sinusoidal and triangular signal[J]. *Optics Express*, 2018, 26(4): 4818-4831.
- [19] Hou C B, Liu G W, Guo S, et al. Large dynamic range and high sensitivity PGC demodulation technique for tri-component fiber optic seismometer[J]. *IEEE Access*, 2020, 8: 15085-15092.
- [20] Qu Z Y, Guo S, Hou C B, et al. Real-time self-calibration PGC-Arctan demodulation algorithm in fiber-optic interferometric sensors[J]. *Optics Express*, 2019, 27(16): 23593-23609.
- [21] 王凯, 施清平, 蒋佳佳, 等. 参数估计误差对光纤水听器 PGC 反正切解调性能的影响[J]. *光电子·激光*, 2012, 23(10): 1856-1862.
Wang K, Shi Q P, Jiang J J, et al. Influence of parameter estimation error on demodulation performance of PGC arctangent algorithm in optical fiber hydrophone[J]. *Journal of Optoelectronics-Laser*, 2012, 23(10): 1856-1862.
- [22] Shi Q P, Tian Q, Wang L W, et al. Performance improvement of phase-generated carrier method by eliminating laser-intensity modulation for optical seismometer[J]. *Optical Engineering*, 2010, 49(2): 024402.
- [23] Wang K, Zhang M, Duan F J, et al. Measurement of the phase shift between intensity and frequency modulations within DFB-LD and its influences on PGC demodulation in a fiber-optic sensor system[J]. *Applied Optics*, 2013, 52(29): 7194-7199.
- [24] Tian C D, Wang L W, Zhang M, et al. Performance improvement of PGC method by using lookup table for optical

- seismometer[J]. Proceedings of SPIE, 2009, 7503: 750348.
- [25] van der Merwe R, Wan E A. The square-root unscented Kalman filter for state and parameter-estimation [C] // 2001 IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing. Proceedings (Cat. No. 01CH37221), May 7-11, 2001, Salt Lake City, UT, USA. New York: IEEE Press, 2001: 3461-3464.
- [26] Barrau A, Bonnabel S. An EKF-SLAM algorithm with consistency properties [EB/OL]. (2015-10-21) [2021-05-06]. <https://arxiv.org/abs/1510.06263>.
- [27] Barrau A, Bonnabel S. Three examples of the stability properties of the invariant extended Kalman filter [J]. IFAC-PapersOnLine, 2017, 50(1): 431-437.
- [28] Safaee-Rad R, Tchoukanov I, Benhabib B, et al. Accurate parameter estimation of quadratic curves from grey-level images [J]. CVGIP: Image Understanding, 1991, 54(2): 259-274.

Phase Generated Carrier Demodulation Approach in Fiber-Optic Hydrophone Based on Extended Kalman Filter Parameter Estimation

Chang Nanqi^{1,2}, Huang Xiaodi^{1*}, Wang Haibin¹

¹ State Key Laboratory of Acoustics, Institute of Acoustics, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190, China;

² University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049, China

Abstract

Objective High sensitivity, large dynamic range, and anti-electromagnetism interference are advantages of interferometric fiber-optic hydrophones. In the fields of marine resources exploration and seabed geological exploration, it has a good application potential. Phase generated carrier (PGC) modulation and demodulation technology have the advantages of high sensitivity, easy multiplexing, and good linearity. Interferometric optical fiber hydrophones commonly employ this signal detection technology. PGC demodulation approach includes internal and external modulation. PGC demodulation results can be affected by laser intensity modulation and laser phase excursion caused by directly modulating laser, fluctuations in direct-current laser intensity, alternating-current laser intensity, phase modulation depth, and phase delay due to laser transmission delay, circuit transmission delay, *etc.* Several viable approaches to eliminating these factors' influence have been researched by numerous previous studies. However, most of them only focus on some of the abovementioned nonlinear factors and one case of PGC internal or external modulation. We hope to propose an approach to eliminate the effects of the abovementioned nonlinear factors. Furthermore, we hope that this approach can be employed in both PGC internal and external modulations.

Methods To eliminate these effects, a PGC demodulation approach based on extended Kalman filter parameter estimation (PGC-EKF) is proposed in this study. The traditional PGC demodulation process is modified in this study using the characteristics of the PGC demodulation model that considers the influence of nonlinear factors. In the modified PGC demodulation process, the PGC demodulation problem can be transformed into the estimation of four demodulation model parameters D , E_x/E_y , $\sin(\theta_x - \theta_y)$ and $\cos(\theta_x - \theta_y)$. In this study, an ellipse fitting algorithm based on an extended Kalman particle filter is introduced to estimate the model's parameters. An ellipse fitting algorithm can be employed to map the four demodulation model parameters into five elliptic equation coefficients a , b , c , d , and e to obtain the four demodulation model parameters. Furthermore, the EKF algorithm is employed to estimate the elliptic equation coefficients. After obtaining the five elliptic equation coefficients, we use the undetermined coefficient approach to obtain the mapping from the five elliptic equation coefficients a , b , c , d , and e to the four demodulation model parameters D , E_x/E_y , $\sin(\theta_x - \theta_y)$ and $\cos(\theta_x - \theta_y)$. The existing relational expression between the coefficients of the general equation of an ellipse and the parameters in its corresponding parameter equation is simplified using the undetermined coefficient approach, the incorrect part of the existing derivation results is corrected, and further derivation is performed in combination with the model's characteristics used in this study. After obtaining the demodulation model parameters, the acoustic signal to be measured can be obtained using the PGC arctangent (PGC-Atan) approach.

Results and Discussions The simulation experiment is conducted under the conditions that the acoustic signal's frequency to be measured is 500 Hz, the sampling frequency is 250 kHz, and the carrier frequency is 25 kHz. The simulation experimental results show that the EKF-based ellipse fitting estimation algorithm fits the estimation result curves of the four demodulation model parameters well with the actual values set in the simulation and can track the fluctuations of the four demodulation model parameters well (Fig. 4). The relative estimation errors of estimation results of four types of demodulation model parameters D , E_x/E_y , $\sin(\theta_x - \theta_y)$ and $\cos(\theta_x - \theta_y)$ are 0.07%, 0.39%, 0.59%, and 0.28%, respectively (Table 2). The mean square errors of the estimation results of four types of demodulation model parameters D , E_x/E_y , $\sin(\theta_x - \theta_y)$, and $\cos(\theta_x - \theta_y)$ are 1.00×10^{-10} , 3.80×10^{-9} , 5.70×10^{-10} , and 2.69×10^{-10}

(Table 2). The experiment is conducted under the conditions that the laser's center wavelength is 1550 nm, the linewidth is 1.9 kHz, the output power is 15 mW, the acoustic signal's frequency to be measured is 100 Hz, the sampling frequency is 500 kHz, and the carrier frequency is 31.25 kHz. The experimental findings are as follows: the signal demodulated directly according to the traditional PGC-Atan approach has significant waveform distortion and AC interference, which is reflected in the spectral lines of low-frequency and high-order harmonic components with high intensity in its frequency spectrum (Fig. 10). The waveform distortion and AC interference in the time domain are suppressed in the PGC-EKF approach's demodulation results proposed in this study, and the intensity of the low-frequency component and high-order harmonic component in the corresponding frequency spectrum is considerably reduced (Fig. 12). In the PGC-Atan approach, the signal-to-noise ratio (SNR), total harmonic distortion (THD), and signal-to-noise and distortion (SINAD) of the demodulation results are 21.29 dB, -9.56 dB, and 9.28 dB, respectively (Table 4). Additionally, in the PGC-EKF approach, the SNR, THD, and SINAD of the demodulation results are 30.13 dB, -28.81 dB, and 26.44 dB, respectively (Table 4). The SNR, THD, and SINAD of the PGC-EKF approach's demodulation results are better than those of the PGC-Atan approach.

Conclusions In this study, the traditional PGC demodulation process is modified to eliminate the effects of laser intensity modulation, laser phase excursion, fluctuations in DC laser intensity, AC laser intensity, phase modulation depth, and phase delay on PGC demodulation results. An ellipse fitting algorithm based on EKF parameter estimation is applied to the modified demodulation model, and a PGC demodulation approach based on EKF parameter estimation is proposed in this study, which can be used for both PGC internal and external modulations. The existing relational expression between the coefficients of the general equation of an ellipse and the parameters in its corresponding parameter equation is simplified, the incorrect part of the existing derivation results is corrected, and further derivation is performed in combination with the model's characteristics employed in this study. The experimental results show that the PGC-EKF approach proposed in this study improves the demodulation results' SNR by 8.84 dB, reduces the THD by 19.25 dB, enhances the SINAD by 17.16 dB, and significantly improves the system performance compared with the traditional PGC-Atan demodulation approach. This demonstrates that the PGC-EKF can efficiently demodulate the signal to be measured, suppress the AC interference and waveform distortion of the demodulated signal caused by the abovementioned nonlinear factors, and eliminate the low-frequency and high-order harmonic components in the demodulated signal frequency spectrum.

Key words measurement; interferometric fiber-optic hydrophone; phase generated carrier; extended Kalman filter; ellipse parameters estimation