

基于正交信号融合计算的相位解调算法

宋宪晨¹, 唐东林^{1*}, 丁超^{1,2}¹西南石油大学机电工程学院石油天然气装备教育部重点实验室, 四川 成都 610500;²成都工业学院智能制造学院, 四川 成都 611730

摘要 针对载波外调制过程中引入的调制深度偏移以及载波相位延迟等因素对光纤地震计解调结果的影响, 提出一种多级正交信号融合计算方法, 综合考虑三级倍频载波以及三级贝塞尔函数对解调效果的影响, 并在此基础上计算载波相位延迟 θ 和相位调制深度 C , 实现对解调结果的误差补偿。实验结果表明: 多级正交信号融合计算方法改善了表征解调结果非线性失真程度的总谐波失真, 解调结果改善后总谐波失真达到 -90 dB, 同时解调结果信纳比达到 84 dB, 综合二者可看出所提算法对相位延迟 θ 和调制深度 C 具有强鲁棒性; 所提算法解调结果可达到 $0.88 \mu\text{rad}/\sqrt{\text{Hz}}$ 的本底噪声水平; 所提算法解调结果相位延迟稳定在 0° 左右, 与其他算法的结果相比, 所提多级正交信号融合计算方法对于信号解调具有更好的实时性。

关键词 光纤光学; 光纤振动传感; 相位生成载波; 相位解调; 相位延迟; 调制深度

中图分类号 TN29 **文献标志码** A

DOI: 10.3788/AOS231270

1 引言

分布式光纤干涉传感器作为目前光纤传感技术中最具有竞争力的技术之一, 具有抗电磁干扰、抗腐蚀、损耗低等优点, 目前已经广泛应用到安全检测、位移检测^[1]、地震波检测、入侵检测等领域^[2]。其主要原理是光纤传感器将外部干扰转换为沿传感光纤的光相位变化^[3], 因此, 准确解调相位变化是获取传感信息最重要的环节。相位生成载波 (PGC) 解调方法作为无源零差解调方法的一种, 因具有灵敏度高、探测范围大、解调结果线性度高等特点而得到广泛应用^[4]。PGC 解调方法主要包含两种: 微分交叉相乘 PGC (PGC-DCM) 法和反正切解调 PGC (PGC-ARCTAN) 法^[5]。以上方法在实际应用中易受调制载波信号的相位延迟以及调制深度随机漂移和波动的影响, 从而造成解调信号的谐波失真甚至解调失败, 因此, 降低受调制深度和相位延迟影响的算法不稳定性是提高解调系统稳定性和精度的重要任务^[6]。

为了降低算法受调制深度和相位补偿的影响, Hou 等^[7]将椭圆拟合算法和卡尔曼滤波结合, 补偿了非线性失真, 实现了较高精度解调, 但外界噪声会造成椭圆拟合结果偏差, 并且待测信号幅值过小同样会造成椭圆拟合结果失真。考虑到解调算法的复杂程度, Chen 等^[8]通过消除解调结果中与相位延迟和调制深度

相关的项, 实现对信号的准确解调。该方法简单, 但忽略了高阶贝塞尔函数引入的谐波分量对解调结果的影响^[9-10]。

Marin 等^[11]提出一种将载波频率的偶次和奇次谐波线性组合来抵消失真的解调方案, 在调制深度为 2.63 rad 的情况下, 相较于采用一、二倍频载波的 PGC-ARCTAN 方法, 其所提方法的信纳比 (SINAD) 可达到 106.05 dB (三倍频) 和 102.31 dB (四倍频), 但随着调制深度增大, 高倍频载波更容易引入噪声。Volkov 等^[12-13]提出一种融合四阶贝塞尔函数调制深度计算补偿的方法, 实验结果表明: 当相位调制深度为 0.025 rad 时, 被测相位信号的幅值随干涉仪工作点的变化小于 $\pm 1\%$; 为了避免噪声影响, 工作相位调制深度的最佳范围为 $0.4 \sim 1.4$ rad。该方法证明了应用高阶贝塞尔函数可以稳定幅值变化, 但是偏离最佳工作区间时容易引入噪声。Ma 等^[14]采用三阶贝塞尔函数计算并补偿调制深度, 其解调结果信噪比和畸变率可达 56.15 dB, 总谐波畸变率为 0.13% , 但该计算方法的解调信号幅值受调制深度变化的影响。Xie 等^[15]提出一种采用四阶正交载波补偿相位解调深度的算法, 在 $2.03 \sim 3.23$ rad 调制深度范围内解调结果的 SINAD 大于 65 dB, 但该算法的适用调制深度有限制, 且在计算特定角度相位延迟时会引入噪声, 导致解调结果抖动。因此, 应用高倍数载波以及引入高阶贝塞尔函数

收稿日期: 2023-07-17; 修回日期: 2023-08-16; 录用日期: 2023-09-04; 网络首发日期: 2023-09-22

基金项目: 四川省科技支撑计划 (2021YFSY0024)

通信作者: *td1840451816@163.com

在改善解调结果的同时也为解调结果引入了高频谐波,从而引入了一定的非线性失真,并且增强了对调制深度的敏感度。此外,综合载波和贝塞尔函数的不同计算方法也会产生不同的解调效果。可见,确定合适的载波倍数以及需考虑的贝塞尔阶数对精确解调是非常重要的。

基于以上原因,本文综合考虑了多级载波信号以及多阶贝塞尔函数对解调信号的影响,提出一种融合三倍频载波以及三阶贝塞尔函数的多级正交信号融合(MOSF)计算方法,并进行了详细数学论证。仿真和实验结果表明,所提算法实时计算了调制深度 C 和相位延迟 θ 在补偿非线性效应的前提下提高了解调结果的 SINAD 并改善了总谐波失真,提高了解调的实

时性。

2 MOSF 算法原理

2.1 PGC 解调中 θ 和 C 引入的非线性误差

一般来说,干涉仪输出信号经放大以及抗混叠滤波后,结果可表示为

$$I(t) = B \cos[C \sin(\omega_0 t + \theta) + D \cos(\omega t) + \varphi^*(t)], \quad (1)$$

式中: B 为交流信号幅值; D 为振动信号的幅值; ω_0 为载波信号频率; ω 为振动信号频率; t 为时间; $\varphi^*(t)$ 为信号传播过程中由外界因素引起的相位差以及噪声。待测信号为 $\varphi(t) = D \cos(\omega t) + \varphi^*(t)$, 式(1)经贝塞尔函数展开,得到

$$I(t) = \begin{bmatrix} J_0(C) + 2 \sum_{m=1}^{\infty} J_{2m}(C) \cos(2m)(\omega_0 t + \theta) \\ \sum_{m=0}^{\infty} J_{2m+1}(C) \sin(2m+1)(\omega_0 t + \theta) \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} B \cos \varphi(t) \\ -2B \sin \varphi(t) \end{bmatrix} \quad (2)$$

将干涉信号 $I(t)$ 分别与一倍频载波正弦信号和二倍频载波余弦信号相乘,经低通滤波器可得到一对只与调制深度、相位延迟和传感信号相关的正交信号:

$$\begin{bmatrix} L_1 \\ L_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -BJ_1(C) \sin \varphi(t) \cos \theta \\ BJ_2(C) \cos \varphi(t) \cos(2\theta) \end{bmatrix} \quad (3)$$

依据 PGC-ARCTAN 算法,可以得到

$$\Psi_{\arctan}(t) = \arctan \frac{L_1}{L_2} = \arctan \left[\frac{-J_1(C) \sin \varphi(t) \cos \theta}{J_2(C) \cos \varphi(t) \cos(2\theta)} \right] = \arctan \left\{ \tan \varphi(t) + \frac{\sin[2\varphi(t)]}{\cos[2\varphi(t)] + (1+pq)(1-pq)} \right\} = \varphi(t) + N[\varphi(t)], \quad (4)$$

式中: $p = \cos \theta / \cos(2\theta)$; $q = J_1(C) / J_2(C)$; $N[\varphi(t)]$ 表示周期为 π 的非线性误差,并且只在 $(1+pq)(1-pq) \ll \infty$ 时存在。当 $\theta = k\pi$ 或 $C = 2.63 \text{ rad}$ 时,非线性误差 $N[\varphi(t)] = 0$ 。

2.2 PGC 解调中 θ 和 C 的计算与补偿

所提出的多级正交信号融合算法的具体流程及原理如图 1 所示。该算法首先通过融合三级载波的方法计算相位延迟,然后对干涉信号进行相位补偿后得到新的谐波分量 N_1 、 N_2 和 N_3 ,再由新的谐波分量计算调制深度,最后计算出对相位延迟 θ 和调制深度 C 不敏感的待测相位信号。

2.2.1 相位延迟 θ 的计算和补偿

Zhang 等^[16]采用同级信号直接相除的方法来计算 θ 的正切项,但当干涉信号的相位差 $\varphi(t)$ 接近或等于 π 、 $\frac{\pi}{2}$ 、 $\frac{\pi}{3}$ 时, $\frac{\sin \theta \sin \varphi(t)}{\cos \theta \sin \varphi(t)}$ 的值不稳定,因此该方法会造成反正切函数的不稳定漂移。这种现象在解调结果中

表现为波形在特定幅值处出现抖动,从而导致失真。为了解决这个问题,通过对三级载波进行交叉融合,并将结果乘方,从而得到一对始终大于 0 且在幅值处于 $[0, -2\pi]$ 区间的正交向量。其详细描述如下:

首先,通过将干涉信号分别与三级正弦与三级余弦载波相乘,并经由低通滤波器滤波,可以得到 6 个新的谐波信号,即

$$\begin{bmatrix} P_1 \\ P_2 \\ P_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -AJ_1(C) \sin \varphi(t) \cos \theta \\ AJ_2(C) \cos \varphi(t) \cos(2\theta) \\ -AJ_3(C) \sin \varphi(t) \cos(3\theta) \end{bmatrix}, \quad (5)$$

$$\begin{bmatrix} Q_1 \\ Q_2 \\ Q_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -AJ_1(C) \sin \varphi(t) \sin \theta \\ -AJ_2(C) \cos \varphi(t) \sin(2\theta) \\ -AJ_3(C) \sin \varphi(t) \sin(3\theta) \end{bmatrix}, \quad (6)$$

式中: A 为新的谐波信号幅值。对 P_1 和 Q_1 微分,可得

$$\begin{bmatrix} P_1' \\ Q_1' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -AJ_1(C) \cos \varphi(t) \cos \theta \cdot \varphi'(t) \\ -AJ_1(C) \cos \varphi(t) \sin \theta \cdot \varphi'(t) \end{bmatrix} \quad (7)$$

其次,构造一对新的同相位正交信号:

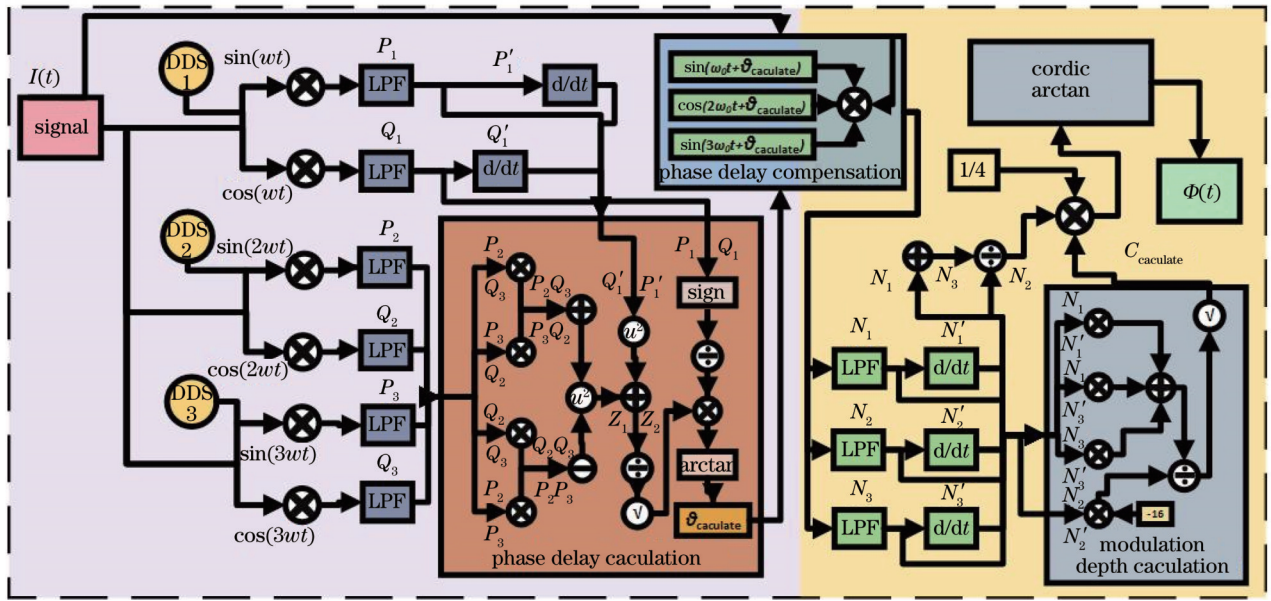


图 1 MOSF 算法示意图
Fig. 1 Schematic diagram of MOSF algorithm

$$Z_1 = (-P_2Q_3 - P_3Q_2)^2 + (Q'_1)^2 = A^2 \sin^2\theta \cdot \left\{ A^4 J_2^2(C) J_3^2(C) \sin^2\varphi(t) + J_1^2(C) [\varphi'(t)]^2 \right\}, \quad (8)$$

$$Z_2 = (-P_2P_3 + Q_2Q_3)^2 + (P'_1)^2 = A^2 \cos^2\theta \cdot \left\{ A^4 J_2^2(C) J_3^2(C) \sin^2\varphi(t) + J_1^2(C) [\varphi'(t)]^2 \right\}. \quad (9)$$

则相位延迟可以表示为

$$\theta_{\text{caculate}} = \arctan \frac{\text{sign}[Q_1]}{\text{sign}[P_1]} \cdot \sqrt{\frac{Z_1}{Z_2}}, \quad (10)$$

式中： θ_{caculate} 为计算后的相位延迟，其值在 $-\frac{\pi}{2} \sim \frac{\pi}{2}$ 范围内变化，且其实际相位延迟应当满足与计算值相等或相差 π 。当 $x \geq 0$ 时， $\text{sign}[x]=1$ ；当 $x < 0$ 时， $\text{sign}[x]=0$ 。

值得注意的是：当 $\varphi(t)$ 在 $0 \sim 2\pi$ 内变化时， $\frac{Z_1}{Z_2}$ 值恒

大于 0，可以保证相位延迟计算的准确性；由于 $\varphi'(t)$ 的存在， θ_{caculate} 只有在干涉信号动态变化时才能准确计算。

将计算出的相位延迟对载波信号进行补偿，三级载波信号分别补偿 $\sin(\omega_0 t + \theta_{\text{caculate}})$ 、 $\cos[2(\omega_0 t + \theta_{\text{caculate}})]$ 、 $\sin[3(\omega_0 t + \theta_{\text{caculate}})]$ ，再分别与干涉信号相乘，经低通滤波器后得到 3 个新的与相位延迟无关的谐波信号，即

$$\begin{bmatrix} N_1 \\ N_2 \\ N_3 \end{bmatrix} = F_{\text{LP}} \begin{bmatrix} -I(t) \cdot \sin(\omega_0 t + \theta_{\text{caculate}}) \\ I(t) \cdot \cos[2(\omega_0 t + \theta_{\text{caculate}})] \\ -I(t) \cdot \sin[3(\omega_0 t + \theta_{\text{caculate}})] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A J_1(C) \sin \varphi(t) \\ A J_2(C) \cos \varphi(t) \\ A J_3(C) \sin \varphi(t) \end{bmatrix}, \quad (11)$$

式中： F_{LP} 表示低通滤波器的信号。至此，便可以得到与相位延迟无关的新谐波分量，但是新的谐波分量随着计算得到的相位延迟波动会有少量波动，从而形成一定的误差。该误差可表示为

$$E(N_i) = \begin{cases} A J_i(C) \cos i(\theta_{\text{caculate}} - \theta_E - \theta) \sin \varphi(t), & i = 1, 3 \\ A J_i(C) \cos i(\theta_{\text{caculate}} - \theta_E - \theta) \cos \varphi(t), & i = 2 \end{cases}, \quad (12)$$

式中： θ_E 表示由相位延迟计算的误差或抖动；系数 $\cos i(\theta_{\text{caculate}} - \theta_E - \theta)$ ($i = 1, 2, 3$) 在理论上等于 1，然而实际应用中存在 θ_E ， $\theta_{\text{caculate}} - \theta_E - \theta$ 会轻微波动，从而导致 $\cos i(\theta_{\text{caculate}} - \theta_E - \theta)$ 的结果在 1 附近轻微波动。如果将 θ_E 的波动控制在足够小的范围内，那么误差 $E(N_i)$ 就可以在固定的小范围内波动，在整体角度

上可以忽略。为了满足这一点，本实验在计算过程中使用 FIR 滤波器，可以确保严格的线性相位，因此，经过相位补偿的新谐波分量只与调制深度和待测信号有关，可以进行后续处理。

2.2.2 C 的计算和补偿

为了降低调制深度对解调结果的影响，对式(11)

得到的新谐波分量 N_1, N_2, N_3 进行微分, 得到

$$\begin{bmatrix} N_1' \\ N_2' \\ N_3' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} AJ_1(C) \cos \varphi(t) \cdot \varphi'(t) \\ -AJ_2(C) \sin \varphi(t) \cdot \varphi'(t) \\ AJ_3(C) \cos \varphi(t) \cdot \varphi'(t) \end{bmatrix}. \quad (13)$$

联立式(11)和式(13), 得到

$$\begin{bmatrix} N_1 N_1' \\ N_2 N_2' \\ N_3 N_3' \\ N_1 N_3' \end{bmatrix} = A^2 \sin \varphi(t) \cos \varphi(t) \varphi'(t) \begin{bmatrix} J_1^2(C) \\ -J_1^2(C) \\ J_3^2(C) \\ J_1(C) J_3(C) \end{bmatrix}. \quad (14)$$

依据相邻三阶贝塞尔函数的关系 $J_{n-1}(C) + J_{n+1}(C) = \frac{4}{C} J_n(C)$, 联立以上各式得到

$$C_{\text{calculate}} = \sqrt{\frac{-16N_2 N_2'}{N_1 N_1' + N_3 N_3' + 2N_1 N_3'}}, \quad (15)$$

式中: $C_{\text{calculate}}$ 表示计算得到的调制深度。

同样地, 依据相邻三阶贝塞尔函数关系, 由式(11)可得

$$\frac{N_1 + N_3}{N_2} = \frac{J_1(C) + J_3(C)}{J_2(C)} \cdot \frac{\sin \varphi(t)}{\cos \varphi(t)} = \frac{4}{C} \tan \varphi(t). \quad (16)$$

联立式(15)和式(16)便可得到待测信号的表达式

$$\varphi(t) = \arctan[\tan \varphi(t)] = \arctan\left(\frac{N_1 + N_3}{N_2} \cdot \frac{C_{\text{calculate}}}{4}\right). \quad (17)$$

可见, 式(17)融合了三倍频载波以及三阶贝塞尔函数的解调结果。需要注意的是, $\frac{N_1 + N_3}{N_2}$ 包含了 $A^2 \sin \varphi(t) \cos \varphi(t) \varphi'(t)$ 一项, 当待测信号 $\varphi(t)$ 的取值为 $\frac{k\pi}{2}$ 时, 该项为 0, 会导致调制深度计算值 $C_{\text{calculate}}$ 出现轻微波动。对此, 可以设置当 $\varphi(t) = \frac{k\pi}{2}$ 时, 对该值进行补偿, 保持 $C_{\text{calculate}}$ 稳定, 从而保证调制深度的准确计算。此外, 所提算法的应用需要保证 $\varphi'(t) \neq 0$, 否则会导致待测信号失真。对于 $\varphi(t) = 0$ 的情况, 可以通过消除调制深度相关项的方法^[10]进行解调。

3 MOSF 仿真分析

一般而言, 解调效果的主要影响因素是相位延迟和载波调制深度。对于以上两个因素, 光路传播延迟、信号采集系统的模数转换, 以及 PIN 光电转换是干涉信号中载波信号和调制载波信号产生相位延迟的主要因素, 调制深度则与载波信号的幅度和相位调制器的参数有关。为了评估这两类参数在不同解调模型中对解调结果的影响, 本研究主要通过对解调结果的 SINAD (R_{SINAD}) 以及总谐波失真 (d_{THD}) 进行分析。

SINAD 以及 THD 的表达式为

$$d_{\text{THD}} = \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} A_n^2} / A_1, \quad (18)$$

$$R_{\text{SINAD}} = \frac{P_F}{P_N + P_D}, \quad (19)$$

式中: A_1 为解调信号的基波幅值; A_n 为第 n 次谐波的幅值; P_F 为基频的功率; P_N 为噪声的功率; P_D 为解调信号中失真成分(即谐波)的功率。

THD 作为表征信号非线性失真的参数, 主要反映解调信号谐波分量的影响; SINAD 不仅可以反映谐波分量的影响, 还可以反映噪声对解调信号的影响。综合两个参数可以评估解调算法对调制深度以及相位延迟变化的鲁棒性。

基于以上定义, 本研究在 MATLAB 软件中进行仿真。仿真参数如下: 采样率为 200 kHz, 载波频率为 20 kHz, 模拟待测正弦信号的频率为 800 Hz, 幅值为 5 rad; 考虑到传统算法 (2.37 rad PGC-DCM 和 2.63 rad PGC-ARCTAN) 对调制深度的要求, 选取调制深度分析范围为 1.5~3.5 rad, 间隔步长为 0.1 rad; 为了探究相位延迟的影响, 设置相位延迟范围为 $0^\circ \sim 360^\circ$, 间隔步长为 10° 。

3.1 MOSF 算法解调信号 SINAD 及 THD 分析

3.1.1 调制深度对解调结果的影响

从图 2 可以看到: PGC-DCM 算法和 PGC-ARCTAN 算法的解调信号在不同调制深度下 SINAD 的变化幅度都较大, 且其波动范围均小于 MOSF 算法的 SINAD 范围; PGC-ARCTAN 算法的解调信号 THD 范围最大, 且范围波动较大; PGC-DCM 算法和 MOSF 算法解调结果的 THD 值均稳定在固定值附近, 且 MOSF 算法的 THD (-90 dB) 值最小。

PGC-DCM 算法和 PGC-ARCTAN 算法受调制深度影响, 解调信号不稳定, 而 MOSF 算法在不同调制深度下解调信号的 SINAD 稳定在 84 dB 附近, 虽然其值在 $C=1.9$ rad 以及 $C=2.9$ rad 处有小幅度波动, 但其变动幅度均小于 2.4%, 此处波动的原因是在计算调制深度 C 时由式(11)引入的高频谐波分量。MOSF 算法解调信号的 THD 值稳定在 89 dB 附近, 且波动很小, 平均变化幅度小于 0.4%, THD 作为描述谐波失真的参数, 此处的 THD 波动仍是由高频谐波分量造成的。因此, 与 PGC-ARCTAN 算法相比, MOSF 算法的解调结果拥有更低的 THD, 克服了 PGC-ARCTAN 算法的非线性失真问题, 同时拥有更高的 SINAD, 提高了解调的精度和线性度。

3.1.2 相位延迟对解调结果的影响

如图 3 所示, PGC-DCM 和 PGC-ARCTAN 算法在相位延迟 90° 和 270° 时, SINAD 和 THD 值发生明显波动, 表明解调信号在该情况下发生严重失真, 且受到较大的噪声及谐波影响。

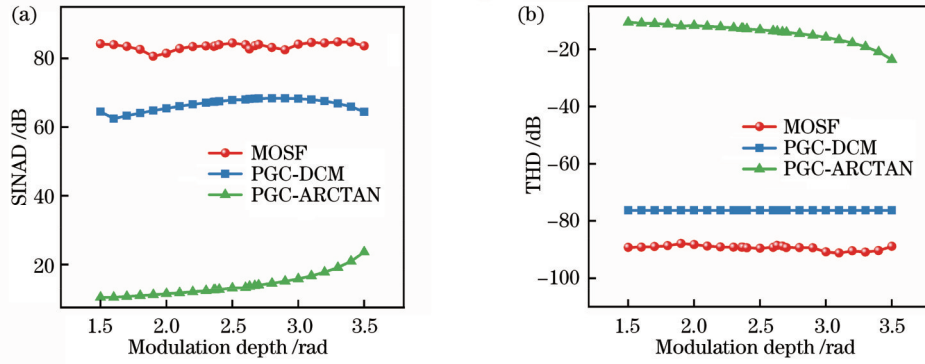


图 2 PGC-DCM、PGC-ARCTAN、MOSF 算法在不同调制深度下的 SINAD、THD 变化趋势。(a) SINAD; (b) THD
Fig. 2 Variation trend of SINAD and THD of PGC-DCM, PGC-ARCTAN, and MOSF algorithms under different modulation depths. (a) SINAD; (b) THD

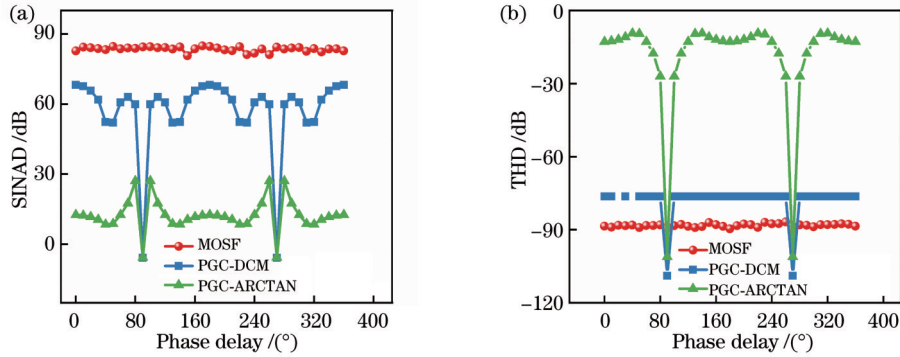


图 3 PGC-DCM、PGC-ARCTAN、MOSF 算法在不同相位延迟下的 SINAD、THD 变化趋势。(a) SINAD; (b) THD
Fig. 3 Variation trend of SINAD and THD of PGC-DCM, PGC-ARCTAN, and MOSF algorithms under different phase delay. (a) SINAD; (b) THD

相较于 PGC-DCM 算法和 PGC-ARCTAN 算法, MOSF 算法解调结果的 SINAD 值稳定在 84 dB 左右, 并且在特定角度 0° 、 90° 、 270° 时, SINAD 没有产生较大波动, 仅在 150° 、 240° 及 260° 附近出现小幅度波动, 且最大波动范围小于 4.3%, 这是在计算相位延迟过程中, 式(5)和式(6)的干涉信号 $I(t)$ 引入的微量高频谐波噪声造成的。此外, MOSF 算法解调结果的 THD 值稳定在 -90 dB 左右, 低于 PGC-DCM、PGC-ARCTAN 算法的 THD 值, 表明 MOSF 算法可以很好地抑制解调非线性失真。

由以上仿真结果可知, MOSF 算法由于同时考虑了三级载波以及三阶贝塞尔函数对解调结果的影响, 实现了对调制深度 C 和载波相位延迟的准确计算和补偿, 相比传统解调方法, 其对调制深度以及相位延迟具有更好的鲁棒性, 且很好地抑制了线性失真以及非线性误差。

3.2 实时性分析

在页岩气压裂微地震检测过程中, 震源的精准定位对振动信号的采集时间具有较高要求, 在实际应用过程中, 采集仪器因受外界因素的影响容易对相位延迟造成波动, 从而造成采集的振动信号时延, 从而引起时间差。因此, 用解调结果的相位延迟误差, 即待测信

号与输入信号频谱最大值之间的相位差(主频的相位差)来表征算法的实时性。为对比不同算法的实时性, 将载波相位延迟范围设置在 $0^\circ \sim 360^\circ$, 间隔为 10° , 分别计算不同算法在不同相位延迟下的误差, 结果如图 4 所示。PGC-DCM 算法与 PGC-ARCTAN 算法的相位延迟误差波动范围均为 $-3^\circ \sim 3^\circ$, MOSF 算法解调结果相位延迟稳定在 0° 左右, 相位延迟误差更小。通过对比分析不同算法相位差波动的均方误差 (E_{MS}) 和均方根误差 (E_{RMS}), 得到 MOSF 算法的均方误差仅为 PGC-DCM 算法的 0.02%, 为 PGC-ARCTAN 算法的

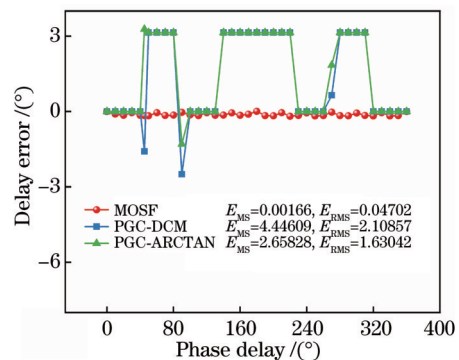


图 4 仿真相位延迟解调误差
Fig. 4 Simulation phase delay demodulation error

0.062%。以上结果表明, MOSF 算法的解调时延性更好, 实时性更高, 能够更好地保存原始信号时域的相位信息, 这对于微地震信号时间信息的保存具有关键作用。

4 实验和结果

为验证所提解调算法的优越性, 搭建了马赫-曾德尔干涉仪平台并进行实验, 实验平台的原理示意图如图 5 所示。

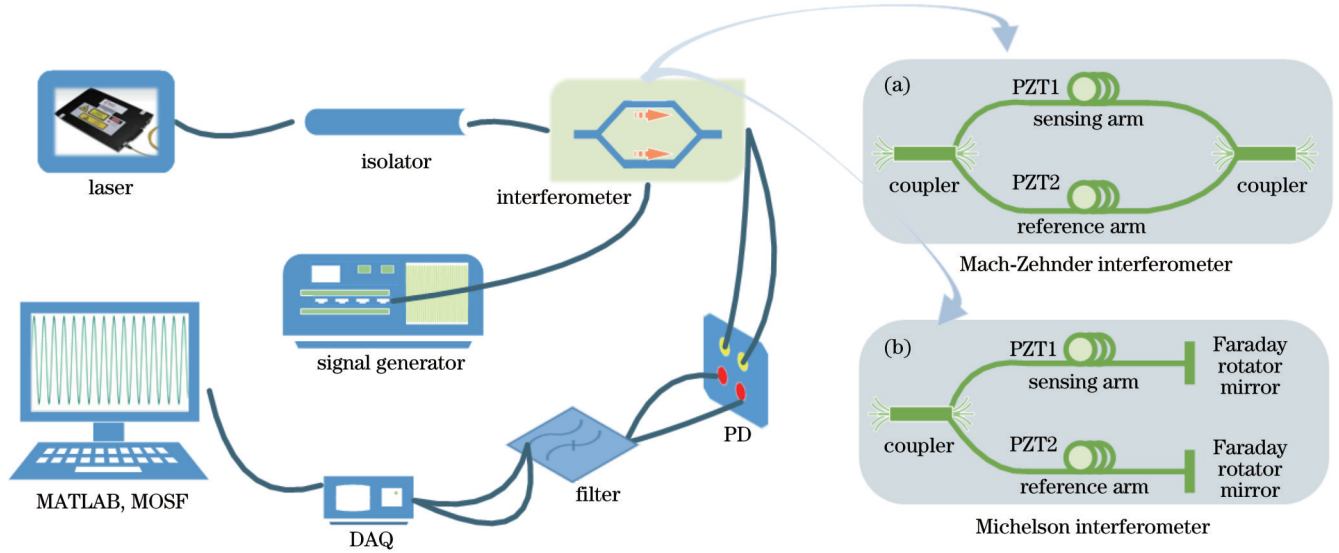


图 5 实验环境搭建示意图

Fig. 5 Schematic diagram of experimental environment construction

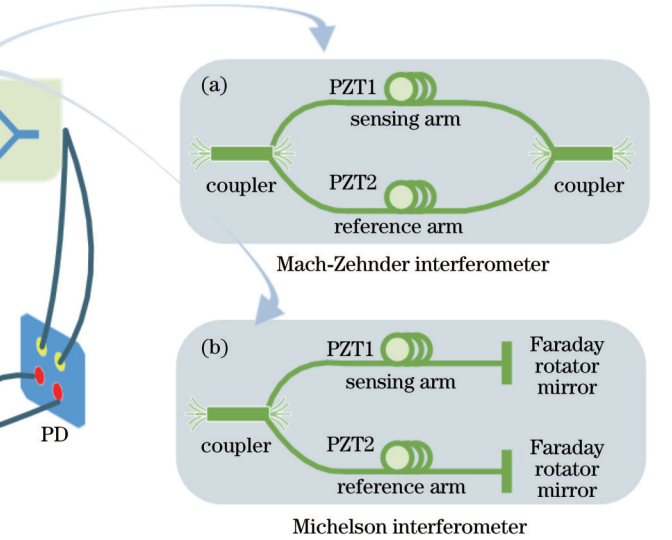
本实验主要通过改变参考臂上相位调制器(即 PZT2)所加载波的幅值实现对调制深度的精确控制, 改变载波相位来调整待测正弦信号与载波信号之间的相位差, 从而实现对相位延迟的精确控制。

4.1 MOSF 算法稳定性分析

3 种算法在无相位延迟以及相应最佳解调深度 C 下的解调信号时域图以及频域图分别如图 6 和图 7 所示。可以看到, PGC-DCM 算法解调结果的 SINAD 最高, 达到 36.34 dB, PGC-ARCTAN 算法解调结果的 SINAD 为 12.82 dB, MOSF 算法解调结果的 SINAD 为 16.34 dB, 展现出很好的解调能力。从其他两种算法的频谱也可以看出, PGC-ARCTAN 算法的解调结果含有较大的谐波扰动, 反映在波形上便是其有较大的非线性失真。值得一提的是, PGC-DCM 算法解调结果的 SINAD 最高, 波形的非线性失真小, 说明其在最佳调制深度 2.37 rad 下解调效果优于其他算法。然而, 实际应用中调制深度因受多方面因素影响容易出现波动, 从而导致其解调效果不稳定。因此, MOSF 算法相较于其他算法的优势主要在于解调稳定性。

为进一步研究不同算法的稳定性, 进行了对照实验。在相位延迟为 0 rad, 调制深度 C 为 1.5~3.5 rad、间隔步长为 0.1 rad 的情况下, 设置解调结果随调制深

度变化的对照实验, 同时在最佳调制深度, 相位延迟变化范围为 $0^\circ \sim 360^\circ$ 、间隔步长为 10° 的条件下, 设置解调结果随相位延迟变化的对照实验。在以上条件下比较了 3 种算法在不同调制深度 C 和不同载波相位延迟下的 SINAD 和 THD, 结果如图 8 和图 9 所示。



度变化的对照实验, 同时在最佳调制深度, 相位延迟变化范围为 $0^\circ \sim 360^\circ$ 、间隔步长为 10° 的条件下, 设置解调结果随相位延迟变化的对照实验。在以上条件下比较了 3 种算法在不同调制深度 C 和不同载波相位延迟下的 SINAD 和 THD, 结果如图 8 和图 9 所示。

如图 8(a) 所示: MOSF 算法的 SINAD 以 13 dB 为中心值, 在 8 dB~15 dB 范围内波动; PGC-DCM 算法在调制深度为 2.37 rad 时 SINAD 达到最大值; PGC-ARCTAN 算法的 SINAD 则一直在 14 dB 以下不规则波动。图 8(b) 展示了调制深度变化下 3 种算法的 THD 变化情况。MOSF 算法和 PGC-ARCTAN 算法的 THD 分别稳定在 -96 dB 和 -12 dB, 波动幅度很小; PGC-DCM 算法的 THD 值仅在调制深度为 2.37 rad 时达到最小值, 在其他调制深度下均处在较大的波动中。可见, 在调制深度持续变化的情况下, MOSF 算法拥有最高且更稳定的 SINAD 值以及最低的 THD 值, 这说明 MOSF 算法面对调制深度变化有更好的鲁棒性。

如图 9 所示, 随着相位延迟的变化, MOSF 算法的 SINAD 值稳定在 10 dB~15 dB 范围, PGC-DCM 算法以及 PGC-ARCTAN 算法的 SINAD 值分别在相位延迟为 30° 以及无相位延迟时有最大的 SINAD 值, 在其

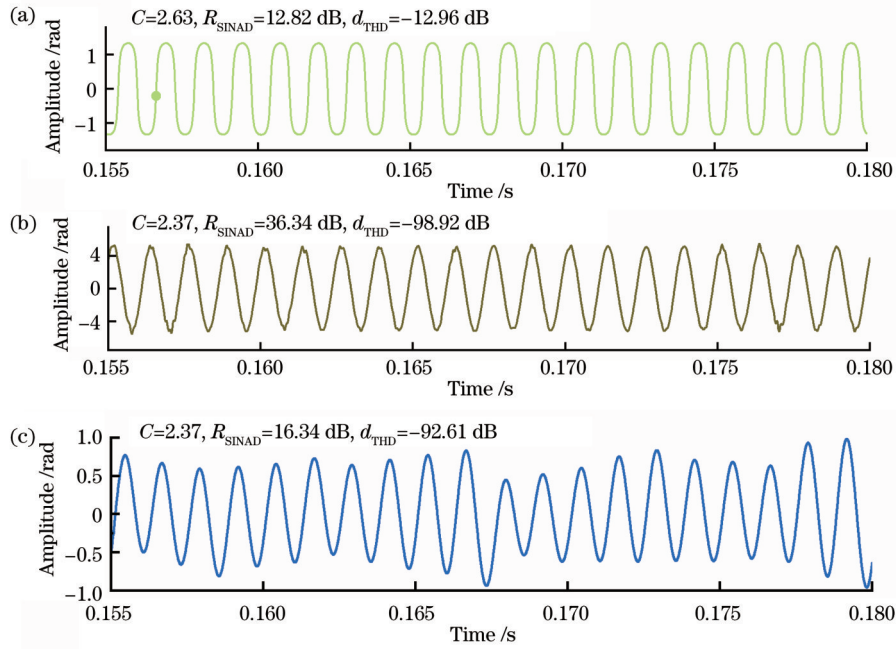


图 6 3 种算法解调结果时域图。(a)PGC-ARCTAN算法;(b)PGC-DCM算法;(c)MOSF算法

Fig. 6 Time domain diagrams of demodulation results of three algorithms. (a) PGC-ARCTAN algorithm; (b) PGC-DCM algorithm; (c) MOSF algorithm

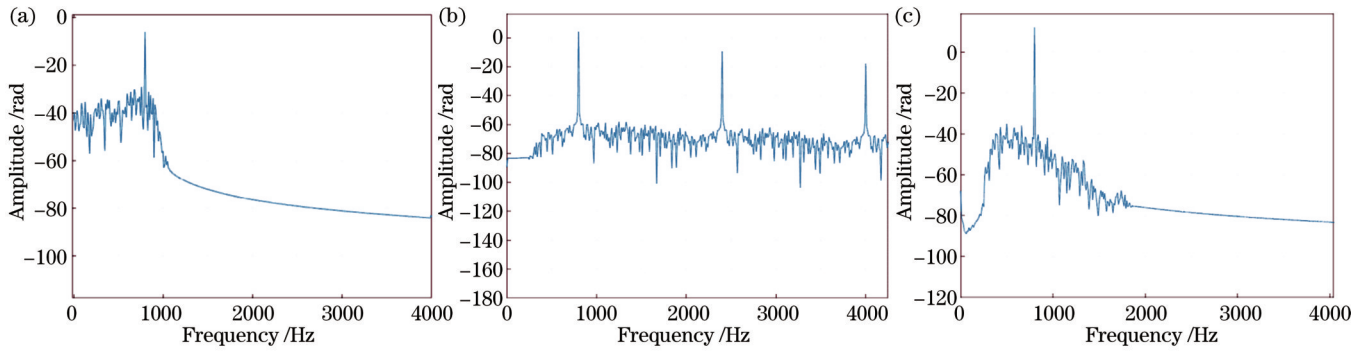


图 7 3 种算法解调结果频谱图。(a)MOSF 算法;(b)PGC-ARCTAN算法;(c)PGC-DCM算法

Fig. 7 Spectrum diagrams of demodulation results of three algorithms. (a) MOSF algorithm; (b) PGC-ARCTAN algorithm; (c) PGC-DCM algorithm

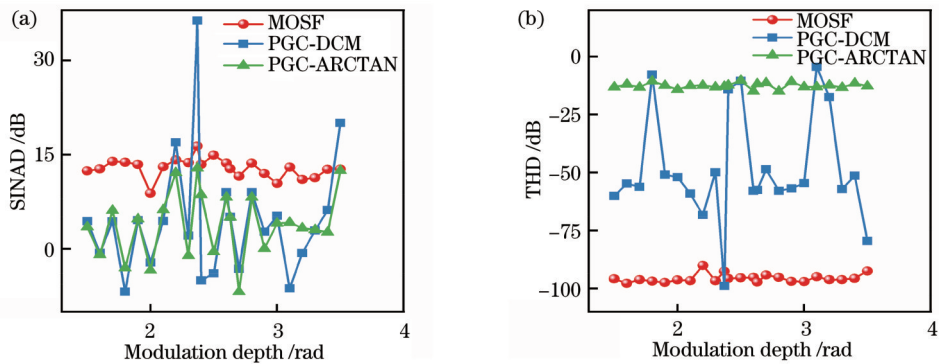


图 8 3 种算法解调结果的 SINAD 和 THD 随调制深度的变化趋势。(a)SINAD;(b)THD

Fig. 8 Variation of SINAD and THD of demodulation results of three algorithms with modulation depth. (a) SINAD; (b) THD

他相位延迟情况下均出现较大波动且总体水平远低于 MOSF 算法的 SINAD 平均值。通过对比图 9(b)中不

同算法的 THD 可以发现,随着相位延迟的变化, MOSF 算法的 THD 稳定在 -96 dB 左右,而 PGC-

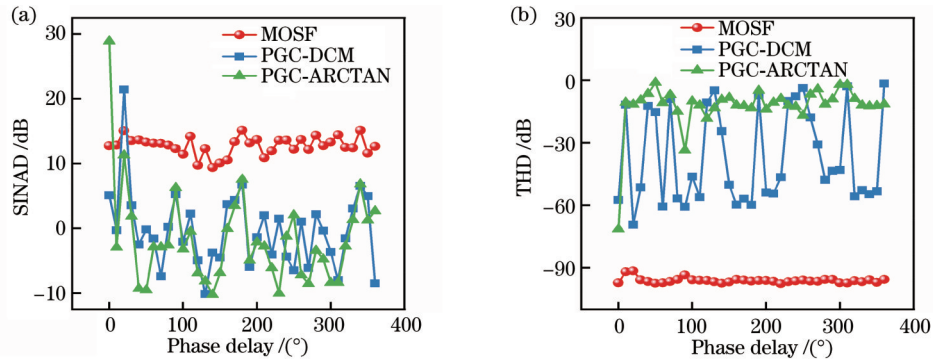


图 9 3 种算法解调结果的 SINAD 和 THD 随相位延迟的变化趋势。(a) SINAD; (b) THD

Fig. 9 Variation of SINAD and THD of demodulation results of three algorithms with phase delay. (a) SINAD; (b) THD

ARCTAN 算法和 PGC-DCM 算法的 THD 均出现较大的波动,且整体 THD 范围均高于 MOSF 算法的 THD 值,这说明 MOSF 算法相较于其他算法能更好地克服非线性失真。

综合实验结果可以发现,随着调制深度以及相位延迟的变化, MOSF 算法的 SINAD 值均稳定在 13 dB 左右,其 THD 值均稳定在 -96 dB 左右。与前文仿真结果对比可以发现, MOSF 算法在不同调制深度以及相位延迟解调的情况下, SINAD 值从约 84 dB 降低至 13 dB,而 THD 值从仿真结果的 -90 dB 左右降低至 -90 dB ~ -96 dB,且 THD 均保持在稳定水平。仿真和实验结果出现的误差原因为, MOSF 算法解决的问题主要是外界环境对干涉信号中调制深度和相位延迟这两个具体参数的影响,而外界环境对干涉仪的影响还包括对输出干涉信号的加性噪声,该加性噪声作用于干涉信号整体,且该加性噪声在经过抗混叠滤波等处理后仍然存在,造成了实验结果的 SINAD 整体降低至 10 dB ~ 15 dB,而其他算法受加性噪声的影响,基本只在最佳调制参数下正确解调。THD 值变化幅度不大,可以说明外部加性噪声对解调信号的非线性失真影响很小,也说明该加性噪声类似于高斯噪声,且谐波分量小。从整体来看, MOSF 算法解调结果无论是否考虑加性噪声都能保持稳定,这得益于 MOSF 算法受调制深度以及相位延迟的影响很小,算法的稳定性高。

4.2 解调结果实时性分析

本实验解调信号随相位延迟变化的误差如图 10 所示。随着载波相位延迟的变化, MOSF 算法的相位延迟误差稳定在 0° 左右,波动范围较小,而 PGC-DCM 算法和 PGC-ARCTAN 算法的相位延迟误差均出现较大的波动。通过对比分析不同算法相位延迟误差波动的均方误差和均方根误差后可以发现, MOSF 算法解调结果的均方误差和均方根误差均远小于 PGC-DCM 算法以及 PGC-ARCTAN 算法。因此, MOSF 算法受外界因素导致的相位延迟的影响更小,从频域角度来看, MOSF 算法传递待测信号频率信息的实时性很好,将该结果与前文实时性仿真结果进行对比,发

现 MOSF 算法解调结果的均方误差小于 0.12%, 远小于 PGC-DCM 算法 (2.7%) 和 PGC-ARCTAN 算法 (2.7%) 的均方误差,该结果也说明 MOSF 算法的实时性补偿效果受外部加性噪声的影响很小。

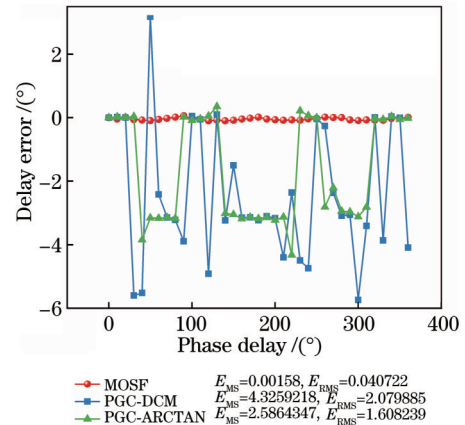


图 10 实验解调信号相位延迟误差

Fig. 10 Experimental phase delay error of demodulation signal

4.3 算法本底噪声以及探测范围

图 11 所示为 3 种算法解调结果的功率谱, 本文定义 MOSF 算法的本底噪声为当解调系统没有输入信号时, 解调系统输出信号的噪声水平。通常, 系统的噪声水平受系统采样频率及 FFT 频率分辨率等因素的影响。在本实验中, 以 FFT 采样点数 399999 和系统采样频率 200 kHz 为例, 其噪声水平为 -121.74 dB @ 800 Hz ($0.88 \mu\text{rad}/\sqrt{\text{Hz}}$ @ 800 Hz), 相较于其他 2 种算法表现出更好的噪声水平, 同时也意味着所提算法的相位分辨率可以达到 $0.88 \mu\text{rad}/\sqrt{\text{Hz}}$ @ 800 Hz。

将动态范围定义为在信号不失真的情况下, 系统能够探测的最大信号范围。在本实验中, 动态范围最大可以达到 120.59 dB @ 450 Hz 以及 114.9 dB @ 800 Hz。

4.4 算法适用性验证及分析

为进一步验证所提算法的适用性, 在原实验装置条件下更换马赫-曾德尔干涉仪为迈克耳孙干涉仪, 实

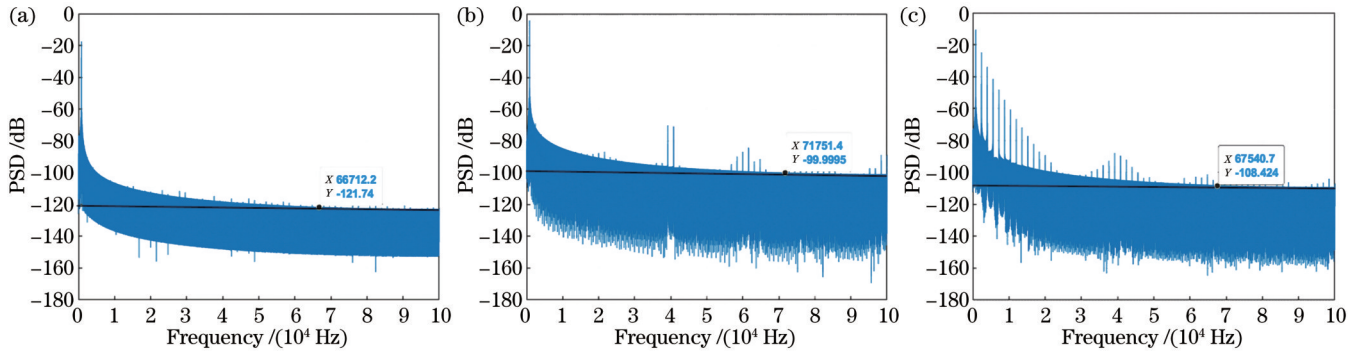


图 11 3 种算法解调结果功率谱密度图。(a)MOSF 算法;(b)PGC-ARCTAN 算法;(c)PGC-DCM 算法

Fig. 11 Power spectral density (PSD) diagram of demodulation results of three algorithms. (a) MOSF algorithm; (b) PGC-ARCTAN algorithm; (c) PGC-DCM algorithm

验装置如图 5(b)所示。不同调制深度下迈克尔孙干涉仪的解调结果如图 12 所示。图 12 显示,不同调制深度下解调信号能够保存原波形信息,且调制深度变化对解调信号波形幅值的影响较小。结合表 1 可知,迈克尔孙干涉仪解调结果的 SIAND 与 THD 均与马赫-曾德尔干涉仪解调结果相近,在保留原波形信息的同时也可以克服非线性失真。以上两种干涉仪输出的干涉信号

均可用式(1)表示,因此,从算法原理本身可解释两种干涉仪解调结果相近的原因;同时,迈克尔孙干涉仪由于引入法拉第反射镜以及环形器等器件,输出干涉信号幅值及信噪比均受到影响,因此,该因素是造成两种干涉仪解调结果不同的主要原因。由以上分析可知, MOSF 算法可适应不同干涉仪信号并成功解调,但也受到干涉仪结构引入噪声的影响^[17-18]。

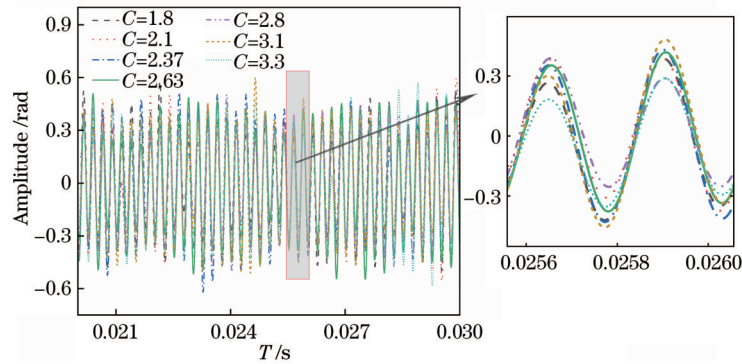


图 12 迈克尔孙干涉仪中 MOSF 算法解调结果

Fig. 12 Demodulation result of MOSF algorithm in Michelson interferometer

表 1 迈克尔孙干涉仪解调结果的 SINAD 和 THD
Table 1 Michelson interferometer demodulation results of SINAD and THD

Modulation depth /rad	SIAND /dB	THD /dB
1.8	13.22	-98.86
2.1	9.87	-97.26
2.37	12.46	-98.41
2.63	12.99	-97.94
2.8	13.27	-96.77
3.1	12.33	-96.56
3.3	11.43	-97.64

5 结 论

针对传统算法受调制深度以及相位延迟影响的问题^[19],提出一种 MOSF 算法。该算法可准确补偿载波

相位延迟以及调制深度,相对于传统相位解调方案具有较强的鲁棒性以及实时性。3 种解调算法的实验对比结果表明, MOSF 算法拥有 $0.88 \mu\text{rad}/\sqrt{\text{Hz}} @ 800 \text{ Hz}$ 的本底噪声,并且拥有最大 $114.9 \text{ dB}@800 \text{ Hz}$ 的探测范围。在不同调制深度以及相位延迟下 MOSF 算法解调信号的 SINAD 和 THD 分别达到 84 dB 和 -90 dB ,表明 MOSF 算法解调信号受调制深度变化的影响很小,可以很好地克服信号非线性失真,且更高的 SINAD 也表明波形信息更加完整;同时,解调结果的相位延迟稳定在 0° ,拥有更小的相位差,解调实时性更强。可见, MOSF 算法有效提升了相位解调系统的稳定性、可靠性和实时性,可以广泛地应用到光纤加速度计、光纤水听器以及海洋工程结构健康监测等领域的微弱信号检测中^[20]。

参 考 文 献

- [1] Dong Y S, Hu P C, Ran M, et al. Correction of nonlinear errors from PGC carrier phase delay and AOIM in fiber-optic interferometers for nanoscale displacement measurement[J]. *Optics Express*, 2020, 28(2): 2611-2624.
- [2] Ashry I, Mao Y, Wang B W, et al. A review of distributed fiber-optic sensing in the oil and gas industry[J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2022, 40(5): 1407-1431.
- [3] Chang T Y, Lang J P, Sun W, et al. Phase compensation scheme for fiber-optic interferometric vibration demodulation[J]. *IEEE Sensors Journal*, 2017, 17(22): 7448-7454.
- [4] 孙韦, 于森, 常天英, 等. 相位生成载波解调方法的研究[J]. *光子学报*, 2018, 47(8): 0806004.
Sun W, Yu M, Chang T Y, et al. Research and improvement based on PGC demodulation method[J]. *Acta Photonica Sinica*, 2018, 47(8): 0806004.
- [5] Hou C B, Guo S. Automatic carrier phase delay synchronization of PGC demodulation algorithm in fiber-optic interferometric sensors[J]. *KSI Transactions on Internet and Information Systems*, 2020, 14(7): 2891-2903.
- [6] 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.
- [7] Hou C B, Zhang J, Yuan Y G, et al. Reliability demodulation algorithm design for phase generated carrier signal[J]. *IEEE Transactions on Reliability*, 2022, 71(1): 127-138.
- [8] Chen B Y, Jiang J C, Lou Y T, et al. Active linearized PGC demodulation with fusion of PGC-Arctan and PGC-DCM schemes for nonlinear error elimination in SPM interferometer[J]. *Optics Express*, 2022, 30(13): 22999-23010.
- [9] Yuan Y G, Li J, Zhu Y, et al. A high-stable self-referenced PGC demodulation algorithm for fiber-optic interferometric sensor[J]. *Optical Fiber Technology*, 2023, 76: 103249.
- [10] 华秀宝, 张蓉竹. 改进相位生成载波解调法在激光外差语音系统中的应用[J]. *光学学报*, 2022, 42(16): 1607001.
Hua X B, Zhang R Z. Application of improved phase generation carrier demodulation method in laser heterodyne speech system[J]. *Acta Optica Sinica*, 2022, 42(16): 1607001.
- [11] Marin Y, Velha P, Oton C J. Distortion-corrected phase demodulation using phase-generated carrier with multitone mixing[J]. *Optics Express*, 2020, 28(24): 36849-36861.
- [12] Volkov A V, Plotnikov M Y, Mekhreggin 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.
- [13] Nikitenko A N, Plotnikov M Y, Volkov A V, et al. PGC-Atan demodulation scheme with the carrier phase delay compensation for fiber-optic interferometric sensors[J]. *IEEE Sensors Journal*, 2018, 18(5): 1985-1992.
- [14] Ma T, Zhao L G, Gao H, et al. An improved PGC demodulation algorithm for optical fiber interferometers with insensitive to carrier phase delay and modulation depth[J]. *Optical Fiber Technology*, 2022, 74: 103121.
- [15] Xie J D, Yan L P, Chen B Y, et al. Extraction of carrier phase delay for nonlinear errors compensation of PGC demodulation in an SPM interferometer[J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2019, 37(13): 3422-3430.
- [16] Zhang L S, Kong W X, Wang M B, et al. An interferometric vibrometer using phase carrier generated by liquid surface acoustic waves and an improved phase demodulation scheme[J]. *Optics Communications*, 2021, 495: 127114.
- [17] 赵丽娟, 张旭哲, 徐志钮, 等. 分布式声波传感系统中 IQ 解调方法的影响因素[J]. *光学学报*, 2023, 43(14): 1428001.
Zhao L J, Zhang X Z, Xu Z N, et al. Influencing factors of IQ demodulation method in distributed acoustic sensors[J]. *Acta Optica Sinica*, 2023, 43(14): 1428001.
- [18] 朱云浩, 胡森森, 邓硕, 等. 利用相位解卷绕法修正 SPR 相位解调的研究[J]. *光学学报*, 2023, 43(20): 2024003.
Zhu Y H, Hu M S, Deng S, et al. Phase jump correction of surface plasmon resonance based on phase unwrapping method[J]. *Acta Optica Sinica*, 2023, 43(20): 2024003.
- [19] Zhang S H, Chen Y P, Chen B Y, et al. A PGC-DCDM demodulation scheme insensitive to phase modulation depth and carrier phase delay in an EOM-based SPM interferometer[J]. *Optics Communications*, 2020, 474: 126183.
- [20] 孙抗, 何梦阳, 韩毓. 消除调制深度影响的相位生成载波解调方法[J]. *光子学报*, 2022, 51(6): 0606003.
Sun K, He M Y, Han Y. Phase generated carrier demodulation method eliminating modulation depth influence[J]. *Acta Photonica Sinica*, 2022, 51(6): 0606003.

Phase Demodulation Algorithm Based on Quadrature Signal Synthesis Calculation

Song Xianchen¹, Tang Donglin^{1*}, Ding chao^{1,2}

¹*MOE Key Laboratory of Petroleum and Natural Gas Equipment, School of Mechanical Engineering, Southwest Petroleum University, Chengdu 610500, Sichuan, China;*

²*School of Intelligent Manufacturing, Chengdu Technological University, Chengdu 611730, Sichuan, China*

Abstract

Objective Conventional phase generation carrier (PGC) demodulation methods include two main approaches of differential and cross multiplying PGC (PGC-DCM) and arctangent PGC (PGC-ARCTAN). Their correct demodulation requires the carrier phase delay and modulation depth to be maintained at specific values. However, in practice, propagation delays in the optical path, analog-to-digital conversion in the signal acquisition system, and interference caused by the PIN photodetector can introduce phase delays between the carrier signal and the modulated carrier signal.

Additionally, the modulation depth C is related to the amplitude of the carrier signal and the parameters of the phase modulator, and it changes with the optical wavelength, temperature, and humidity in the actual operating environment, resulting in random drift and fluctuation of C value. These unstable factors directly affect the operation of the entire demodulation system, causing harmonic distortion of the demodulated signal and even demodulation failure. Therefore, solving the instability problems of C value and phase delay is an important task to improve the stability and accuracy of the demodulation system. Nowadays, many scholars have calculated the modulation depth and phase delay by employing different octave carriers compensation to solve this problem and yielded some results. However, the high-order Bessel function and high octave carriers are prone to introduce high-frequency harmonics in the demodulation results, which causes certain nonlinear distortion. Meanwhile, as different multicarriers and different orders of Bessel functions also affect the demodulation results, it is very important to determine the appropriate carrier multiplicity and Bessel order for accurate demodulation.

Methods Considering the influence of different octave carriers and different orders of Bessel functions on the demodulation results, we propose a multistage orthogonal signal fusion (MOSF) computation method that synthesizes the triple-octave carriers and the third-order Bessel functions. Firstly, the phase delay of the interference signal is calculated and compensated, then the modulation depth is calculated based on the compensated signal, and finally, the compensated demodulated signal is obtained. The signal-to-noise-and-distortion (SINAD) and total harmonic distortion (THD) of the MOSF algorithm and the traditional algorithm in demodulating signals with different phase delays and modulation depths are verified by simulation and experimental comparisons. The linear errors and nonlinear distortions of the demodulation results are analyzed in detail, and then the phase delay errors of the demodulated signals of the different algorithms are compared and analyzed to characterize the real-time performance of the different algorithms. Finally, the ground noise level and the maximum detection range of the demodulated signals of the MOSF algorithm are experimentally analyzed.

Results and Discussions We conduct controlled experiments to study the stability of different algorithms. Under the different modulation depth changes, the demodulation results are shown in Fig. 8(a), and the SINAD value of the MOSF algorithm fluctuates up and down in the range of 8 dB–15 dB with the center value of 13 dB. Fig. 8(b) shows the THD of the demodulated signals, and the THD of demodulated signals of the MOSF algorithm is stabilized at -96 dB with a very small fluctuation. It is very small, and under different phase delay variations, the demodulation results are shown in Fig. 9(a). The SINAD value of the MOSF algorithm is stabilized between 10 dB–15 dB with the variation of phase delay, and the harmonic distortion THD of different algorithms in Fig. 9(b) also shows that the THD of the MOSF algorithm is stabilized at around -96 dB with the variation of phase delay, possessing very low nonlinear distortion. Fig. 10 shows the phase delay error of the demodulated signal, and Fig. 11 shows the power spectral density plot of the demodulation results of the MOSF algorithm, which indicates the ground noise and the dynamic demodulation range of this algorithm.

Conclusions We propose a multilevel orthogonal signal synchronization computation method to address the problem of traditional algorithms that are affected by the modulation depth and the phase delay. The algorithm accurately compensates for the carrier phase delay and modulation depth, which makes it more robust and real-time compared with the traditional phase demodulation schemes. An experimental comparison of conventional demodulation algorithms shows that the MOSF algorithm has the lowest noise floor and the largest detection range. The SINAD and THD of the demodulated signal of the MOSF algorithm under different modulation depths and phase delays reach 84 dB and -90 dB respectively. This indicates that the demodulated signal of the MOSF algorithm is little affected by the modulation depth change, which can overcome the nonlinear distortion of the signal well. The higher SINAD means more complete waveform information. Meanwhile, the demodulation results of the phase delay stabilize at 0° , which has a smaller phase difference, and thus the demodulation results are more robust and real-time. Additionally, the phase delay of the demodulation results is stabilized at 0° , with smaller phase difference and better real-time demodulation. In summary, the MOSF algorithm improves the stability, reliability, and real-time performance of the phase demodulation system, which can be widely adopted in weak signal detection in fiber-optic accelerometers, fiber-optic hydrophones, and structural health monitoring of ocean engineering.

Key words fiber optics; optical fiber vibration sensor; phase generation carrier; phase demodulation; phase delay; modulation depth