



基于互补微分相乘的 PGC-Arctan 相位解调改进算法

张佩翰, 楼盈天, 严利平

(浙江理工大学纳米测量技术实验室, 杭州 310018)

摘要: 为消除载波相位延迟和相位调制深度波动对相位生成载波(Phase generated carrier, PGC)相位解调结果的影响, 提出了一种基于互补微分相乘的 PGC-Arctan 相位解调改进算法。该算法通过构建一对系数相同、含待测相位的正交平方信号, 再通过相除、开方和反正切运算, 获得不受载波相位延迟和相位调制深度影响的相位解调结果, 从而减小相位解调结果的非线性误差, 使得解调结果信纳比更高、总谐波失真更小。对该算法的实现过程进行理论分析和推导, 并开展了基于 Matlab 的算法仿真实验和基于正弦相位调制干涉仪的位移测量实验。结果表明: 该算法在不同的载波相位延迟和相位调制深度下, 解调结果的信纳比均大于 41.50 dB, 总谐波失真均不超过 0.79%。该算法可有效减小 PGC 相位解调非线性误差, 实现正弦相位调制干涉仪的精密位移测量。

关键词: 相位生成载波; 载波相位延迟; 相位调制深度; 正弦相位调制干涉仪; 非线性误差

中图分类号: TH741; TP121

文献标志码: A

文章编号: 1673-3851 (2022) 01-0051-09

Improved PGC-Arctan phase demodulation algorithm based on complementary differential multiplication

ZHANG Peihan, LOU Yingtian, YAN Liping

(Nanometer Measurement Laboratory, Zhejiang Sci-Tech University, Hangzhou 310018, China)

Abstract: In order to eliminate the effect of the fluctuations of carrier phase delay and phase modulation depth on the phase demodulation result of phase generated carrier (PGC), an improved PGC-Arctan phase demodulation algorithm based on complementary differential multiplication is proposed. By constructing a pair of orthogonal square signals with the same coefficient and the phase to be measured, phase demodulation results which are not affected by carrier phase delay and phase modulation depth are obtained through division, extraction of root and arctangent operations, thereby reducing the nonlinear error of the phase demodulation results and making the demodulation results have higher SINAD and smaller total harmonic distortion. The implementation process of this algorithm is theoretically analyzed and deduced, and an algorithm simulation experiment based on Matlab and a displacement measurement experiment based on sinusoidal phase modulated interferometer are conducted. The experimental results show that under different carrier phase delays and phase demodulation depths, the SINAD of the demodulation result is always higher than 41.50 dB, the total harmonic distortion is lower than 0.79%. Thus, this algorithm can effectively lower the nonlinear error of PGC phase demodulation and realize the precise displacement measurement of sinusoidal phase modulation interferometer.

Key words: phase generated carrier; carrier phase delay; phase demodulation depth; sinusoidal phase modulation interferometer; nonlinear error

收稿日期: 2021-04-15 网络出版日期: 2021-07-02

基金项目: 浙江省自然科学基金项目(LQ20E050002)

作者简介: 张佩翰(1994—), 男, 石家庄人, 硕士研究生, 主要从事电子与通信方面的研究。

通信作者: 楼盈天, E-mail: louyt@zstu.edu.cn

0 引言

近年来,相位载波生成(Phase carrier generation, PGC)相位解调算法被广泛应用于光纤干涉传感器、正弦相位调制干涉仪和自混合干涉仪中,实现了位移、振动和形貌等信息的精密测量^[1-4]。通常,PGC相位解调技术主要通过将干涉信号与参考载波基频和二倍频信号进行混频,进一步通过低通滤波获得一对与待测相位相关的正交信号,然后通过微分交叉相乘算法(PGC-DCM)或反正切算法(PGC-Arctan)计算得到待测相位。其中,PGC-DCM算法^[5-6]对正交信号进行微分交叉相乘、作差及积分运算后获得解调结果,非线性误差较小,但是需要标定与相位调制深度、滤波器和放大器增益系数相关的系统参数,解调结果容易受相位调制深度波动、光强波动和干涉臂偏振态变化的影响。PGC-Arctan算法^[7-8]对正交信号进行相除和反正切运算获得解调结果,对光强波动和干涉信号幅值波动不敏感,但当相位调制深度偏离2.63 rad时解调结果中会出现非线性误差。在这两种解调算法中,光路传播、电路传输或光电探测延迟会导致的干涉信号与混频载波信号之间存在载波相位延迟,也会引入较大的相位解调误差,在特定情况下甚至会造成相位解调失败。

为消除载波相位延迟对解调结果产生的影响,常见的方法是对参考载波信号进行相位补偿,使其与干涉信号的载波相位同步或者构建一对与载波相位延迟无关的正交信号。Huang等^[9]通过调整参考基频方波和二次谐波方波的两个相位补偿器,使PGC-DCM解调结果幅值最大,以实现载波相位延迟的补偿;Zhang等^[10]通过调整参考载波基频的相位补偿器,使混频及低通滤波后的正交分量幅值最大,实现PGC-Arctan解调结果中载波相位延迟的补偿;李树旺等^[11]采用FFT分析,从干涉信号中提取载波信号的频率和相位信息,并同步恢复参考载波信号进行混频处理,从而消除载波相位延迟的影响;Nikitenko等^[12]构建载波相位延迟的正余弦分量的平方和,以实现反正切前系数归一,最终使得解调结果不受载波相位延迟影响。为消除相位调制深度对解调结果产生的影响,He等^[13]采用微分自相

乘求得一阶与二阶贝塞尔系数之比,再结合反正切运算,消除了相位调制深度对相位解调结果的影响;Volkov等^[14]采用干涉信号的4个谐波分量来计算相位调制深度,进一步通过比例积分控制器将相位调制深度稳定在2.63 rad,避免了调制深度波动对PGC-Arctan相位解调的影响。为了同时消除载波相位延迟和相位调制深度的影响,通常需要对混频滤波后的正交分量的偏置与幅值进行计算与补偿。Ni等^[15]采用椭圆拟合算法来修正正交分量的幅值与偏置,实现了较高精度的解调效果,但由于椭圆拟合涉及大量数据运算,通常更适合离线测量系统。Zhang等^[16]使用微分交叉相除再相乘的运算,降低了相位调制深度与载波相位延迟对解调相位的影响,但该方法涉及的积分运算会引入线性误差,影响最终解调效果。在本课题组之前的工作^[17]中,利用正交分量构建了一种基于椭圆拟合的卡尔曼滤波状态空间观测模型,实现了正交分量幅值和偏置的最优估计与修正,消除了解调过程中的非线性误差。

综上所述,目前多数改进的PGC解调算法只能单独修正载波相位延迟或相位调制深度带来的影响,而能够同时修正两者的椭圆拟合算法涉及大量数据拟合,实时性较差。因此,本文提出了一种基于互补微分相乘的PGC-Arctan相位解调改进算法,通过互补微分相乘构建了一对含有待测相位的正交信号,最终实现了相位的精确解调。该算法可用于实时消除载波相位延迟或相位调制深度波动的影响,以减小PGC相位解调过程中产生的非线性误差。

1 算法原理

1.1 载波相位延迟与相位调制深度对PGC-Arctan算法的影响

在正弦相位调制干涉仪中,采用高频载波 $Dw_c(t) = A \cos(\omega_c t)$ 对干涉仪的激光光束相位进行调制,干涉信号 $S(t)$ 可表示为:

$$S(t) = A + B \cos(C \cdot \cos(\omega_c t + \theta) + \varphi(t)) \quad (1)$$

其中: A 和 B 为干涉信号的直流偏置和交流幅值, C 为相位调制深度, ω_c 为基频载波角频率, θ 为载波相位延迟, $\varphi(t)$ 为待测相位。

将式(1)进行贝塞尔函数展开后得到:

$$S(t) = S_0 + S_1 \left\{ \left[J_0(C) + 2 \sum_{m=1}^{\infty} (-1)^m J_{2m}(C) \cos(2m(\omega_c t + \theta)) \right] \cos \varphi(t) - 2 \left[\sum_{m=1}^{\infty} (-1)^m J_{2m-1}(C) \cos((2m-1)(\omega_c t + \theta)) \right] \sin \varphi(t) \right\} \quad (2)$$

其中: m 为贝塞尔函数阶数, $J_{2m}(C)$ 和 $J_{2m-1}(C)$ 分别表示第一类偶数阶和奇数阶贝塞尔函数。

传统 PGC-Arctan 解调算法流程如图 1 所示, 其中: ADC 表示模数转换器, LPF 表示低通滤波器, DIV 表示除法器, Arctan 表示反正切操作。干涉信号经模数转换后与参考载波基频和二倍频信号混频相乘, 再通过低通滤波器滤除载波分量, 得到两路含有待测相位信息的正交信号 P_1 、 P_2 :

$$P_1 = \text{LPF}[S(t) \cdot \cos(\omega_c t)] = -BJ_1(C) \cos\theta \sin\varphi(t) \quad (3)$$

$$P_2 = \text{LPF}[S(t) \cdot \cos(2\omega_c t)] = -BJ_2(C) \cos 2\theta \cos\varphi(t) \quad (4)$$

其中: $J_1(C)$ 及 $J_2(C)$ 为一阶和二阶贝塞尔函数。

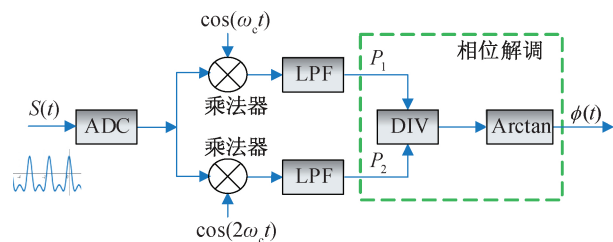


图 1 传统 PGC-Arctan 算法流程

对正交信号 P_1 、 P_2 进行除法及反正切操作, 得到解调结果:

$$\begin{aligned} \Phi(t) &= \arctan\left(\frac{P_1}{P_2}\right) = \arctan\left(\frac{BJ_1(C) \cos\theta \sin\varphi(t)}{BJ_2(C) \cos 2\theta \cos\varphi(t)}\right) \\ &= \arctan[k \tan\varphi(t)] = \varphi(t) + \\ &\quad \arctan\left\{\frac{-\sin[2\varphi(t)]}{\cos[2\varphi(t)] + (1+k)/(1-k)}\right\} \quad (5) \end{aligned}$$

其中: $k = [J_1(C) \cos\theta] / [J_2(C) \cos 2\theta]$ 为正交比例系数。在理想状况下, 即相位调制深度为 2.63 rad, 载波相位延迟为 0° 时, 正交比例系数为 1, 相位解调结果中不包含非线性误差。但当相位调制深度与载波相位延迟偏离理想值时, 正交比例系数不为 1, 相位解调结果 $\phi(t)$ 中就会包含非线性相位误差

$$\Phi_e(t) = \arctan\left\{\frac{-\sin[2\varphi(t)]}{\cos[2\varphi(t)] + (1+k)/(1-k)}\right\}。$$

当 θ 以步进 3.6° 从 0° 变化到 360° 、 C 以步进为 0.01 rad 从 1.5 rad 增加到 4.0 rad 时, 对正交比例系数 k 进行仿真分析, 结果如图 2 所示。从图 2 可以看出, 当 C 、 θ 偏离理想值时, k 的值会随之发生偏移。当 $\theta = (2n+1)\pi/4$ ($n=0, 1, 2, \dots$) 时, k 的偏离程度最高, 最大可达 ± 27 左右, 这将导致较大的相位解调误差。当 k 从 -40 变化到 40、待测位移相位信号在 $0^\circ \sim 720^\circ$ 范围内时, 非线性相位误差分析结果如图 3 所示。

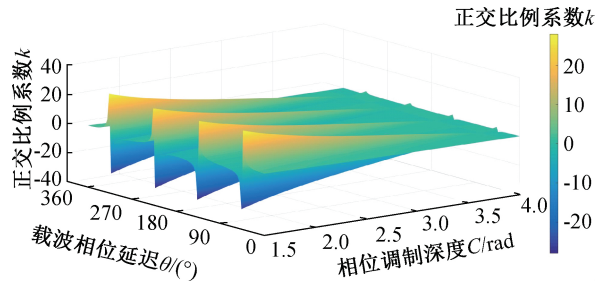


图 2 载波相位延迟 θ 及相位调制深度 C 对正交比例系数 k 的影响

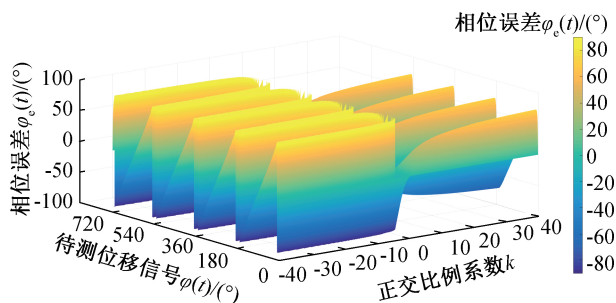


图 3 正交比例系数 k 对相位解调误差的影响示意图

从图 3 可以看出, $\varphi_e(t)$ 会随 $\varphi(t)$ 周期性变化, 周期为 180° 。当 k 的值偏离较大时, $\varphi_e(t)$ 可达 90° , 最终导致相位解调失败。为了消除 PGC-Arctan 相位解调非线性误差, 需要消除载波相位延迟和相位调制深度波动对解调结果带来的影响。

1.2 基于互补微分相乘的改进算法流程

图 4 为基于互补微分相乘的 PGC-Arctan 相位解调改进算法流程, 其中, DIFF 表示微分器、SQUARE 表示平方运算、ABS 表示绝对值运算、SQRT 表示开平方运算。在传统算法的基础上额外构建了一阶正弦载波信号, 将其与干涉信号进行混频、低通滤波后得到一阶正弦滤波信号 Q_1 :

$$Q_1 = \text{LPF}[S(t) \cdot \sin(\omega_c t)] = -BJ_1(C) \sin\theta \sin\varphi(t) \quad (6)$$

分别对 P_1 、 Q_1 、 P_2 进行微分运算, 得到微分信号 P'_1 、 Q'_1 、 P'_2 :

$$P'_1 = -BJ_1(C) \cos\theta \cos\varphi(t) \varphi'(t) \quad (7)$$

$$Q'_1 = -BJ_1(C) \sin\theta \cos\varphi(t) \varphi'(t) \quad (8)$$

$$P'_2 = BJ_2(C) \cos 2\theta \sin\varphi(t) \varphi'(t) \quad (9)$$

将 P_1 、 Q_1 分别进行微分自相乘运算及平方和运算, 得到信号 Y_1 、 Y_2 :

$$Y_1 = P'_1 P_1 + Q'_1 Q_1 = B^2 J_1^2(C) \sin\varphi(t) \cos\varphi(t) \varphi'(t) \quad (10)$$

$$Y_2 = P_1^2 + Q_1^2 = B^2 J_1^2(C) \sin^2\varphi(t) \quad (11)$$

再将 Y_1 、 Y_2 分别与 P_2 、 P'_2 进行互补相乘, 得到一对

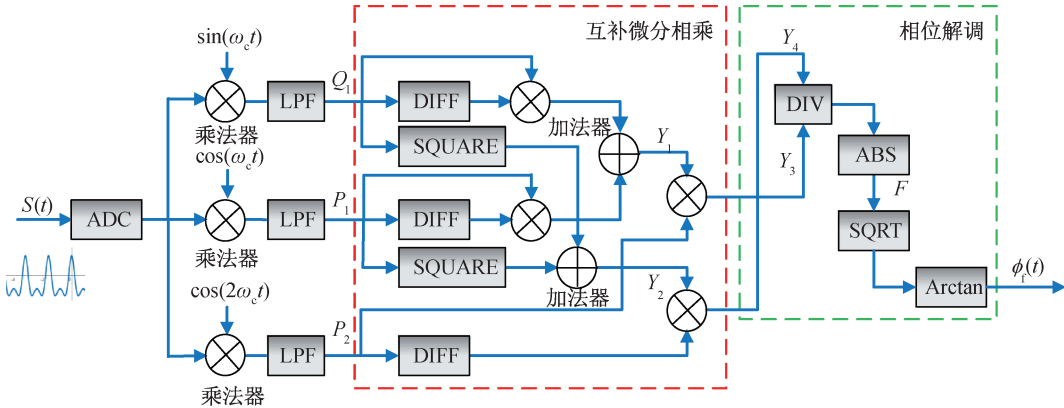


图 4 基于互补微分相乘的 PGC 相位解调算法流程

系数相同的正交平方信号 Y_3 、 Y_4 ：

$$Y_3 = (P_1'P_1 + Q_1'Q_1) \cdot P_2 = -B^3J_1^2(C)J_2(C)\cos2\theta\sin\varphi(t)\cos^2\varphi(t)\varphi'(t) \tag{12}$$

$$Y_4 = (P_1'^2 + Q_1'^2) \cdot P_2' = B^3J_1^2(C)J_2(C)\cos2\theta\sin^3\varphi(t)\varphi'(t) \tag{13}$$

将 Y_4 、 Y_3 进行相除，得到不受 θ 与 C 影响的信号 F_1 ：

$$F_1 = \left| \frac{Y_4}{Y_3} \right| = \frac{\sin^2\varphi(t)}{\cos^2\varphi(t)} \tag{14}$$

进一步对 F_1 进行开方运算、反正切运算和取符号操作后，可得到最终解调相位：

$$\phi_t(t) = \text{sign}[\arctan(P_1 \times P_2)] \cdot \arctan(\sqrt{F_1}) = \varphi(t) \tag{15}$$

其中： $\text{sign}(x)$ 为符号运算函数，当 $x \geq 0$ 时输出 1，否则输出 0。

式(14)–(15)表明，本文提出的 PGC-Arctan 相位解调改进算法，可以消除载波相位延迟与相位调制深度带来的非线性误差。此外，根据式(12)–(13)可以得出，当 $\cos2\theta = 0$ 时，随着待测相位 $\varphi(t)$ 变化， Y_4 和 Y_3 始终为 0，这会导致 $\varphi(t)$ 无法求解。在这种情况下，可以对高频载波信号施加一个初始的载波相位延迟偏置量(如 10°)，从而使得实际的载波相位延迟偏离这些特殊值(如 $\theta = k\pi \pm \pi/4$)，这样所提出的 PGC-Arctan 相位解调改进算法就能在任意载波相位延迟下都能对 $\varphi(t)$ 进行正确解调。

2 仿真测试与分析

为了验证基于互补微分相乘的 PGC-Arctan 相位解调改进算法的有效性，本文对该算法的解调效果进行了 Matlab 仿真测试，并以解调结果的总谐波失真(Total harmonic distortion, THD)和信纳比(Signal to noise and distortion, $SINAD$)作为评定

指标，与传统算法解调结果进行了对比分析。其中总谐波失真是指由于非线性元件所引起的输出信号(解调相位信号)比输入信号(待测相位信号)多出的额外谐波成分。 THD 可根据式(16)进行计算：

$$THD = \sqrt{\frac{A_2^2 + A_3^2 + A_4^2 + A_5^2 + \dots}{A_1^2}} \tag{16}$$

其中： A_1 是基波的幅值，而 A_2 、 A_3 、 A_4 、 A_5 分别是 2、3、4、5 次谐波的幅值。信纳比是指信号、噪声、谐波的功率与噪声、谐波的功率比值， $SINAD$ 可根据式(17)计算：

$$SINAD = \frac{S + N + D}{N + D} \tag{17}$$

其中： S 是信号功率， N 是噪声功率， D 是失真功率。仿真过程中，载波频率设定为 100 kHz，待测位移为正弦位移，频率为 2 kHz，位移幅度为 $\pm 1 \mu\text{m}$ ，采样率设置为 1 MHz，低通滤波器截止频率设置为 50 kHz，分别模拟了相位调制深度变化与载波相位延迟变化对 PGC-Arctan 相位解调改进算法和传统算法的影响。

2.1 相位调制深度变化对两种算法的影响

为验证相位调制深度对两种算法的影响，实验过程中，将载波相位延迟设置为 0° ，分别在相位调制深度为 2.23、2.63、3.03 rad 情况下对正弦相位进行仿真解调，总谐波失真比与信纳比如表 1 所示，截取其中约 1 个周期的仿真结果，如图 5 所示。

表 1 $C=2.23$ 、2.63 rad 和 3.03 rad 时，两种算法的解调结果谐波失真与信纳比

相位调制 深度/rad	PGC-Arctan 算法		本文算法	
	$THD/\%$	$SINAD/\text{dB}$	$THD/\%$	$SINAD/\text{dB}$
2.23	0.86	41.30	0.03	71.64
2.63	0.02	72.23	0.03	71.63
3.03	0.87	41.17	0.03	71.63

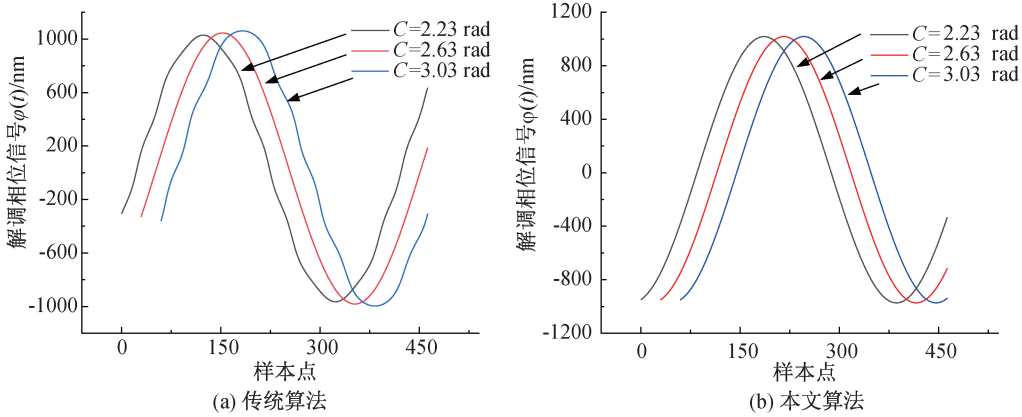


图 5 θ 为 0° , C 分别为 2.23、2.63 rad 和 3.03 rad 时正弦相位仿真解调曲线

从图 5 和表 1 中可以看出,当相位调制深度偏离 2.63 rad 时,传统算法解调结果的 $SINAD$ 明显下降, THD 明显上升,解调后的相位信号呈现明显的非线性误差。理论分析可以很好地解释这一点,在载波相位延迟为 0° 、相位调制深度为 2.63 rad 时, $J_1(C)/J_2(C) = 1$,此时 THD 达到最小, $SINAD$ 达到最大。在三种相位调制深度情况下,本文算法的解调结果对应的 THD 与 $SINAD$ 没有发生明显变化, THD 稳定在 0.03%, $SINAD$ 均大于 71.63 dB。仿真结果表明,本文提出的 PGC-Arctan 相位解调改进算法不受相位调制深度的影响,符合所提算法的理论特点。

为了进一步比较这两种算法解调结果中的非线性误差,采用 Hanning 窗对 $C=2.23$ rad 时约 16 个周期内仿真解调的结果(8192 个数据)进行快速傅里叶分析(FFT),得到如图 6 所示的频谱图。

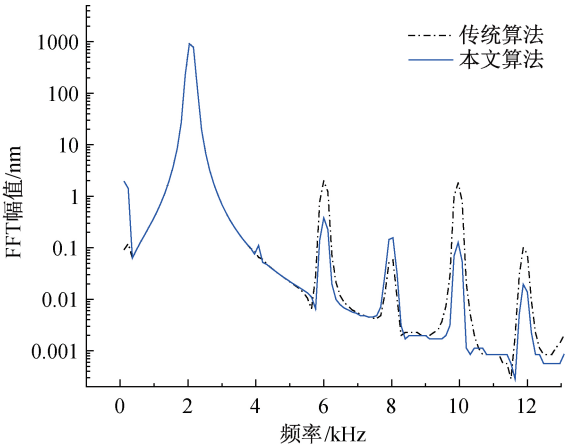


图 6 $C=2.23$ rad, $\theta=0^\circ$ 两种算法相位解调信号的 FFT 分析结果

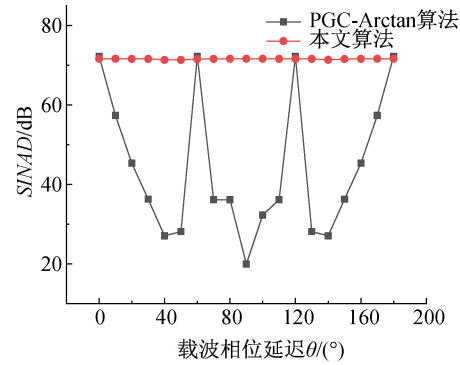
通过 FFT 分析可以看出,在频率为 4、6 kHz 和 8 kHz 等处,这两种算法解调结果都存在谐波失真。相对而言,本文算法解调结果的谐波分量比传统算法的谐波分量少,各谐波分量如表 2 所示。

表 2 $C=2.23$ rad 时两种算法解调结果谐波分量

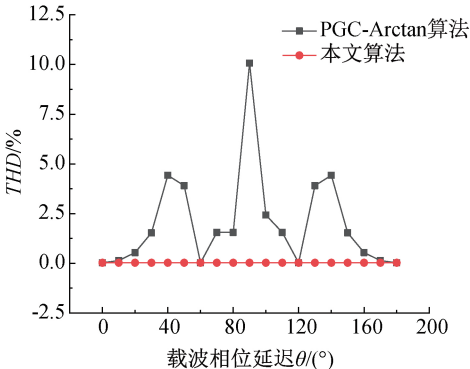
频率/kHz	对应谐波分量/nm	
	PGC-Arctan 算法	本文算法
2	910.60	909.15
4	0.08	0.11
6	1.99	0.31
8	0.06	0.16
10	1.81	0.13

2.2 载波相位延迟对两种算法的影响

为了验证本文算法不受载波相位延迟的影响,将相位调制深度设置为 2.63 rad,载波相位延迟以步长为 10° 从 0° 到 180° 变化,分别对两种算法解调信号的 $SINAD$ 和 THD 进行分析,结果如图 7 所示。



(a) $SINAD$



(b) THD

图 7 θ 在 $0^\circ \sim 180^\circ$ 范围内变化时两种算法解调信号的 $SINAD$ 和 THD 变化曲线

从图 7 可以看出,对于传统算法,其解调结果的 THD 和 $SINAD$ 随 θ 变化产生明显波动,当 $\theta=60^\circ$ 、 120° 和 180° 时, $\cos\theta/\cos2\theta=\pm 1$, 解调结果最佳, $SINAD$ 均大于 70.01 dB, THD 也小于 0.05%, 但 θ 偏离这三个特殊值时,解调结果出现不同程度的失真,尤其是 $\theta=90^\circ$ 时, $SINAD$ 下降到 20.01 dB, THD 高达 10.07%; 对于本文算法,其解调结果的 $SINAD$ 和 THD 几乎不受 θ 变化的影响, $SINAD$ 均高于 71.60 dB, 而 THD 均不超过 0.03%。仿真结果验证了所提出的 PGC-Arctan 相位解调改进算法的有效性。

3 结果与讨论

为了验证实际情况下的信号解调效果,本文分别开展了仿真干涉信号相位解调实验与正弦相位调制干涉仪相位解调实验。实验中,将本文算法与传统算法在同一套 FPGA 信号处理板(STEMlab 125-

14, Red Pitaya)上实现,该信号处理板的硬件核心是集成 FPGA 与 ARM 的 ZYNQ7010 信号处理器,信号处理板搭设高速双通道数模转换器(Digital analog converter, DAC)与 ADC,工作时钟可达 125 MHz,有效位数为 14 bit。实验过程中,信号处理板的 ADC 采样率设置为 125 MHz,内部工作时钟设置为 125 MHz,相位调制载波频率设置为 244 kHz,低通滤波器截止频率设置为 50 kHz。

3.1 仿真干涉信号相位解调实验

仿真干涉信号相位解调实验中,在 FPGA 内部采用直接数字频率合成模块产生数字干涉信号,随后通过 DAC 模块转换为模拟干涉信号进行输出,经 ADC 模块进行采集后,分别使用两种算法进行解调。实验中模拟待测对象进行幅值为 $1\ \mu\text{m}$ 、频率为 2 kHz 的正弦运动,在 $C=2.23\ \text{rad}$ 、 $\theta=30^\circ$ 和 $C=3.03\ \text{rad}$ 、 $\theta=70^\circ$ 的情况下,本文算法和传统算法解调所得相位信号及其 FFT 分析结果如图 8 所示。

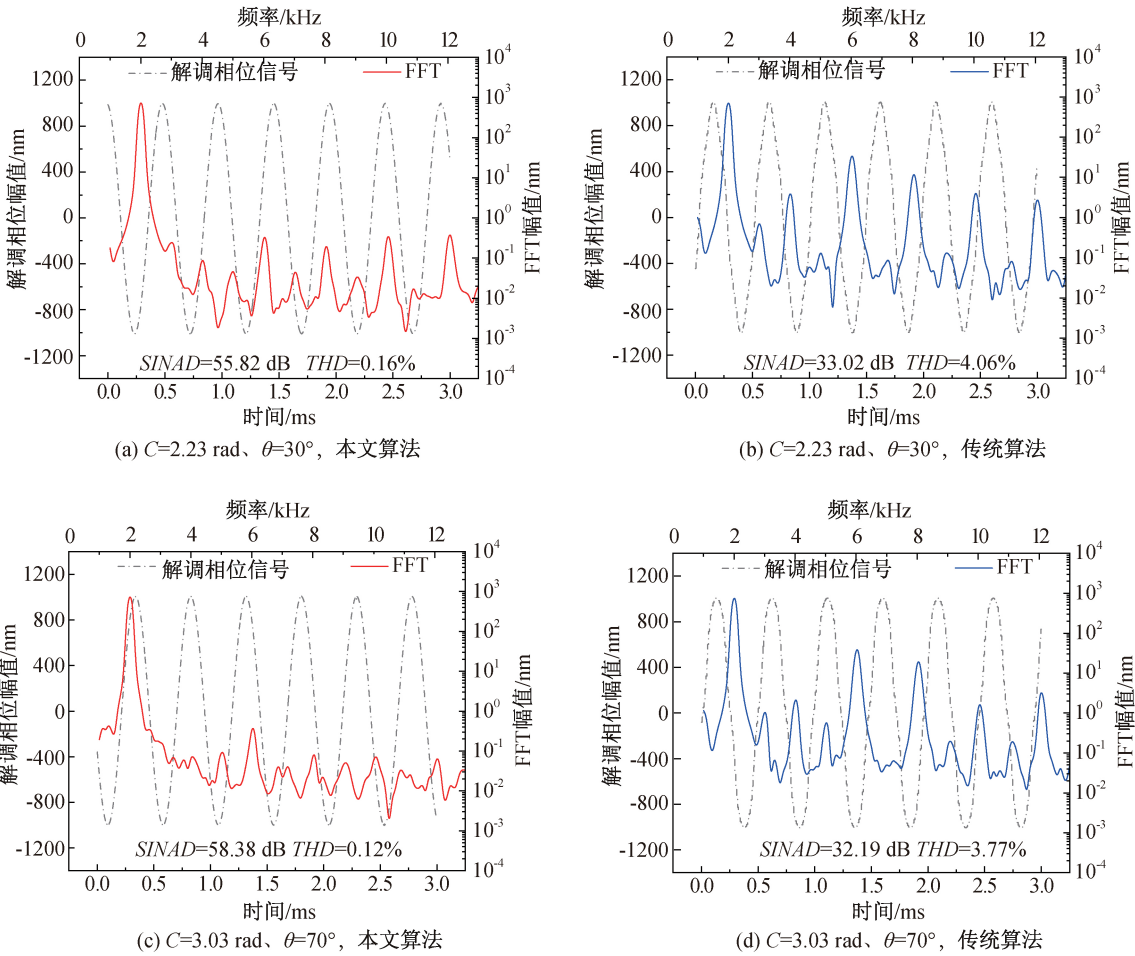


图 8 两种算法解调相位信号及其 FFT 分析

从图 8 中可以观察到,在两种情况下,传统算法的解调结果中均出现了非线性失真,FFT 分析结果中 6、8 kHz 处的谐波尖峰均超过 10 nm,而本文算

法在不同的相位调制深度与载波相位延迟的作用下解调结果未发生明显失真,FFT 分析结果谐波尖峰均小于 0.5 nm。对两种算法解调结果进一步分析

可知,在 $C=2.23 \text{ rad}$ 、 $\theta=30^\circ$ 和 $C=3.03 \text{ rad}$ 、 $\theta=70^\circ$ 时,改进算法的 $SINAD$ 和 THD 分别为 55.82 dB 、 0.16% 和 58.38 dB 、 0.12% ,而传统算法的 $SINAD$ 和 THD 分别为 33.02 dB 、 4.06% 和 32.19 dB 、 3.77% 。该实验结果验证了本文算法的有效性。

3.2 正弦相位调制干涉仪相位解调实验

为了验证本文算法在实际测量中的作用,搭建了如图 9 所示的正弦相位调制干涉光路,该光路包括 He-Ne 激光器、四分之一波片(QWP)、分光镜(BS)、电光调制器(EOM)、测量镜(MM)、参考镜(RM)和光电探测器(PD)。He-Ne 激光器发出波长为 632.99058 nm 的圆偏振光,经过 QWP 后变为线偏振光射向 BS。在 BS 内分为反射和透射两路光束,透射光经 MM 反射回到 BS,其中 MM 被安装在行程为 $15 \mu\text{m}$ 的纳米定位台 P-753.1CD 上;反射光经过 EOM 高频调制后经 RM 反射回到 BS。反射光与透射光在 BS 处汇聚并发生干涉,PD 将探测到的干涉信号进行光电转换,ADC 模块对光电转换后的信号进行采集并输入至信号处理核心进行相位解调,最终得到解调相位。

基于上述光路进行了不同相位调制深度和载波相位延迟情况下的正弦位移实验,实验中,信号处理

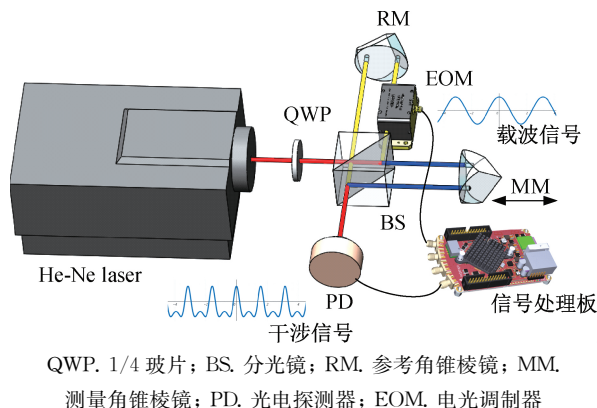


图 9 正弦相位调制干涉光路示意图

系统通过 DAC 模块输出高频载波信号,经高压放大器放大后驱动 EOM,通过改变高频载波信号的电压幅值和初始相位偏置可以实现载波信号相位调制深度和载波相位延迟的调节。实验通过控制 P-753.1CD 带动测量镜进行频率为 350 Hz 、幅值为 $1 \mu\text{m}$ 的正弦运动,将 ADC 采集得到的干涉信号进行解调得到 32768 个数据点,并进一步分析计算得到解调信号的 $SINAD$ 和 THD 。

在相位调制深度测试实验中,载波相位延迟设置为 0° ,相位调制深度以 0.1 rad 为步进,从 2.23 rad 变化至 3.03 rad ,两种算法解调所得的 $SINAD$ 和 THD 分析结果如图 10 所示。

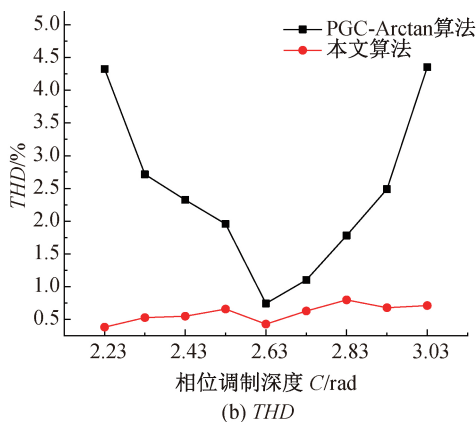
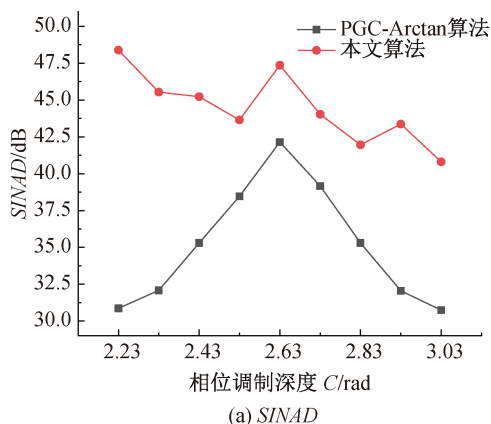


图 10 C 变化时两种算法解调结果的 $SINAD$ 和 THD 变化曲线

从图 10 可以看出,对于传统算法,当 C 偏离 2.63 rad 时,其解调结果的 $SINAD$ 明显下降, THD 明显增加,在 $C=2.23 \text{ rad}$ 和 $C=3.03 \text{ rad}$ 时,解调结果的 $SINAD$ 与 THD 分别为 30.86 dB 、 4.33% 和 30.75 dB 、 4.35% 。而本文算法能有效避免相位调制深度对解调结果的影响,当 C 从 2.23 rad 变化到 3.03 rad 时, $SINAD$ 始终大于 40 dB , THD 不超过 0.79% 。

在载波相位延迟测试实验中, C 设置为 2.63 rad ,载波相位延迟以 10° 为步长从 0° 变化到 180° ,两种算法解调所得正弦位移的 $SINAD$ 和

THD 分析结果如图 11 所示。

可以看出,图 11 所示实验结果与图 7 所示理论仿真结果趋势一致,传统算法在 $\theta=60^\circ$ 、 120° 和 180° 时解调结果较好, $SINAD$ 均大于 41.50 dB , THD 也小于 0.75% 。但当 θ 偏离这三个特殊值时,解调结果出现不同程度的失真,尤其是在 $\theta=90^\circ$ 时, $SINAD$ 下降到 34.76 dB , THD 高达 2.59% ;而本文算法解调结果的 $SINAD$ 和 THD 波动范围较小, $SINAD$ 不低于 41.0 dB , THD 不超过 0.80% ,几乎不受 θ 变化的影响。

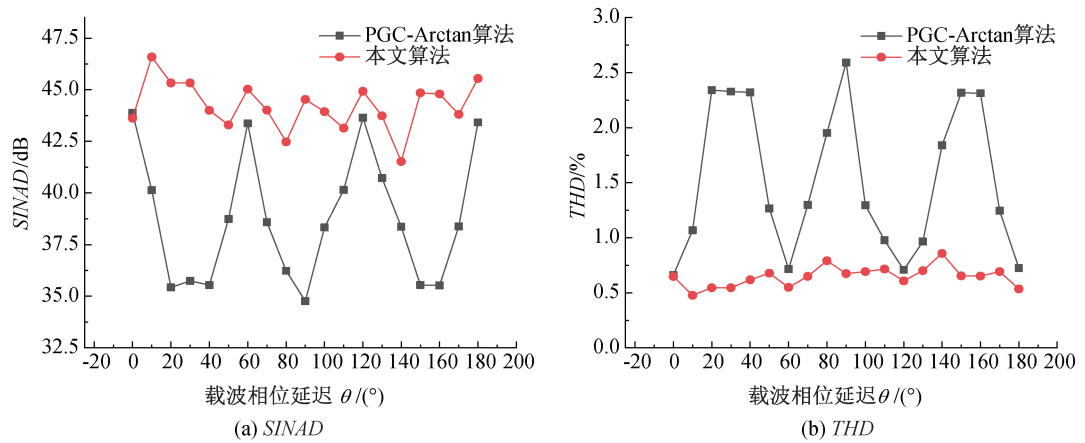


图 11 θ 变化时两种算法解调结果的 SINAD 和 THD 变化曲线

根据测量不确定度公式,对正弦相位调制干涉仪的位移测量精度进行分析。位移测量不确定度计算公式为:

$$\delta L = \sqrt{\left(\frac{L}{\lambda} \delta \lambda\right)^2 + \left(\frac{L}{n_{\text{air}}} \delta n_{\text{air}}\right)^2 + \left(\frac{\lambda}{4\pi n_{\text{air}}} \delta \varphi\right)^2} \tag{18}$$

其中:待测距离 $L=1\text{ }\mu\text{m}$,激光波长相对不确定度 $\delta\lambda/\lambda$ 为 5×10^{-8} ,空气折射率相对不确定度 $\delta n_{\text{air}}/n_{\text{air}}$ 为 3×10^{-8} 。根据本文 3.1 的实验结果,THD 均不超过 0.16%,由 THD 定义可计算解调相位不确定度 $\delta\varphi$,约为 1.81° ,最终经计算得到位移测量不确定度 δL ,约为 1.59 nm。实验结果验证了 PGC-Arctan 相位解调改进算法的实用性,实现了正弦相位调制干涉仪的精密位移测量。

4 结 论

本文针对 PGC 相位解调过程中易受到载波相位延迟与相位调制深度波动影响而产生非线性误差的问题,提出了一种基于互补微分相乘的 PGC-Arctan 相位解调改进算法。该算法在 PGC-Arctan 算法的基础上构建了一对系数相同的含待测相位信息的正交信号,获得了不含载波相位延迟和相位调制深度分量的相位解调结果。相位解调实验结果表明:a)在不同相位调制深度与载波相位延迟下,改进算法的解调结果可以保持不低于 55 dB 的 SINAD 与不高于 0.16% 的 THD;经过 FFT 后观测得到的谐波分量也有效减少。b)将 θ 从 0° 变化到 180° 、 C 从 2.23 rad 变化到 3.03 rad 时,改进算法解调结果的 SINAD 和 THD 波动较小,SINAD 不低于 40 dB,而 THD 不超过 0.79%。实验结果验证了所提出的 PGC-Arctan 相位解调改进算法的有效性和实用性。

参考文献:

[1] 李鹏, 柏楠, 陆星.干涉型光纤传感器相位解调技术研究[J].导航定位与授时, 2020, 7(3): 9-14.

[2] 刘强, 王鸣, 夏巍, 等.正弦相位调制型激光自混合干涉仪的实时位移测量技术[J]. 光学学报, 2014, 34(6): 178-184.

[3] 南楠, 步鹏, 李中梁, 等.正弦相位调制全深度频域多普勒光学相干层析成像技术[J]. 中国激光, 2014, 41(2): 0204001.

[4] 何国田, 王向朝, 曾爱军.物体表面形貌的正弦相位调制实时干涉测量技术研究[J]. 光学学报, 2007, 27(11): 1997-2002.

[5] Dandridge A, Tveten A B, Giallorenzi T G. Homodyne demodulation scheme for fiber optic sensors using phase generated carrier[J]. IEEE Transactions on microwave theory and techniques, 1982, 18(10): 1647-1653.

[6] McGarrity C, Jackson D A. Improvement on phase generated carrier technique for passive demodulation of miniature interferometric sensors[J]. Optics Communications, 1994, 109(3/4): 246-248.

[7] Christian T R, Frank P A, Houston B H. Real-time analog and digital demodulator for interferometric fiber optic sensors[C]// 1994 North American Conference on Smart Structures and Materials. Proc SPIE 2191, Smart Structures and Materials 1994: Smart Sensing, Processing, and Instrumentation. Orlando, FL, USA: International Society for Optics and Photonics, 1994, 2191: 324-336.

[8] Tian C D, Wang L W, Zhang M, et al. Performance improvement of PGC method by using lookup table for optical seismometer [C]//Proc SPIE 7503, 20th International Conference on Optical Fibre Sensors. Edinburgh, United Kingdom: International Society for Optical Engineering, 2009, 7503: 750348.

[9] 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.
- [10] Zhang S, Yan L, Chen B, et al. Real-time phase delay compensation of PGC demodulation in sinusoidal phase-modulation interferometer for nanometer displacement measurement[J]. *Optics Express*, 2017, 25(1): 472-485.
- [11] 李树旺, 邵士勇, 梅海平, 等. 基于同步载波复原的干涉相位生成载波解调算法[J]. *中国激光*, 2016, 43(12): 1204004.
- [12] Nikitenko A N, Plotnikov M Y, Volkov A V, et al. PGC-Arctan demodulation scheme with the carrier phase delay compensation for fiber-optic interferometric sensors[J]. *IEEE Sensors Journal*, 2018, 18(5): 1985-1992.
- [13] He J, Wang L, Li F, et al. An ameliorated phase generated carrier demodulation algorithm with low harmonic distortion and high stability[J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2010, 28(22): 3258-3265.
- [14] 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.
- [15] Ni C, Zhang M, Zhu Y, et al. Sinusoidal phase-modulating interferometer with ellipse fitting and a correction method[J]. *Applied Optics*, 2017, 56(13): 3895-3899.
- [16] 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.
- [17] 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): 142-149.

(责任编辑:康 锋)