

基于同步载波复原的干涉相位生成载波解调算法

李树旺^{1,2} 邵士勇^{1*} 梅海平¹ 郝其龙^{1,2} 饶瑞中^{1,2}

¹中国科学院安徽光学精密机械研究所大气成分与光学重点实验室, 安徽 合肥 230031

²中国科学技术大学研究生院科学岛分院, 安徽 合肥 230026

摘要 为了有效消除载波延迟对相位生成载波(PGC)算法的影响,提出了一种基于同步载波复原的混频基频、二倍频信号生成方法,直接从干涉信号中提取出载波信息并进行同步载波复原。阐述了该方法的生成原理,并通过理论分析、数值计算与仿真解调等手段对相位延迟的影响进行了详细的分析。仿真与实验结果表明,基于同步载波复原方法获得的混频信号与干涉信号完全对齐,可以保证 PGC 算法实现稳定、精确的解调。

关键词 测量; 载波相位延迟; 同步载波复原; 相位生成载波; 干涉型传感

中图分类号 TP212.14

文献标识码 A

doi: 10.3788/CJL201643.1204004

Interference Phase Generated Carrier Demodulation Algorithm Based on Synchronous Carrier Restoration Method

Li Shuwang^{1,2} Shao Shiyong¹ Mei Haiping¹ Hao Qilong^{1,2} Rao Ruizhong^{1,2}

¹Key Laboratory of Atmospheric Composition and Optical Radiation, Anhui Institute of Optics and Fine Mechanics, Chinese Academy of Sciences, Hefei, Anhui 230031, China

²Science Island Branch of Graduate School, University of Science and Technology of China, Hefei, Anhui 230026, China

Abstract To effectively eliminate the adverse effects of carrier delay on phase generated carrier (PGC) algorithm, a method based on synchronous carrier restoration is presented to generate the fundamental and second harmonic carrier signals. With this method the carrier information is directly extracted from interferometer signal and then the carrier signal is restored synchronously. The basic theory of synchronous carrier restoration is elaborated, and the influences of carrier phase delay are detailedly analyzed by theoretical analysis, numerical calculation and simulated demodulation. Results of the simulation and experiment show that the mixing signal is perfectly aligned with the interference signal, both of which are obtained with the synchronous carrier restoration method. Therefore, the proposed approach can guarantee PGC algorithm to realize stable and accurate demodulation.

Key words measurement; carrier phase delay; synchronous carrier restoration; phase generated carrier; interferometric sensing

OCIS codes 040.1880; 060.2310; 260.3160; 230.0040

1 引言

干涉型传感器作为高灵敏度检测器件,具有结构简单、性能稳定、灵敏度高、抗电磁干扰等优点,其在水声、电流、磁场、振动和温度等微弱物理量的检测中有较广泛的应用。相位生成载波(PGC)解调算法由于具有动态范围大、灵敏度高、线性度好等优点,是应用最为广泛的解调方案之一^[1-4]。

收稿日期: 2016-07-27; **收到修改稿日期:** 2016-10-11

基金项目: 国家自然科学基金(41205022,41475024,41205010)

作者简介: 李树旺(1988—),男,博士研究生,主要从事干涉型传感、气溶胶光学特性等方面的研究。

E-mail: lswang6@mail.ustc.edu.cn

导师简介: 饶瑞中(1963—),男,研究员,博士生导师,主要从事激光大气传输、大气湍流及光辐射与图像的大气传播等方面的研究。E-mail: rao@aiofm.ac.cn

* **通信联系人.** E-mail: shaoshiyong@aiofm.ac.cn

传统的 PGC 解调算法主要分为两类:微分交叉相乘(PGC-DCM)法与反正切(PGC-arctan)法,无论哪种方法,均需要干涉信号与混频信号(载波的基频信号与二倍频信号)以混频的方式获取待测信号的正余弦项。干涉信号须与混频信号完全对齐(同频率、同相位)才可以保证信号的准确解调,若二者存在一定的延迟,将直接影响解调结果,严重时甚至导致解调过程失败。

为解决这一问题,蓝天等^[5]提出了载波相位超前技术,通过引入固定偏置方式消除影响;施清平等^[6]提出了基于固定相位延迟的检测方法,通过 3×2 耦合器产生固定相位延迟,分别利用两路信号的倍频信号进行解调;张毅等^[7]提出了同步载波提取的方法,通过对干涉信号窄带滤波的方式滤出同源的载波信号;上述方法均可在一定程度上消除延迟的影响,但依然存在一定的延迟,且依赖一定的结构,因此这些方法不能令人满意。同时马林等^[8]的研究表明,载波频率漂移对 PGC 解调结果同样具有较大影响。

本文提出了一种同步载波复原的干涉型传感器 PGC 解调算法,通过单频信息提取算法从干涉信号中同步提取出载波信息(频率、相位),以同步载波复原的方式生成混频所需的基频与二倍频信号;仿真与实验表明,该方法可实现干涉信号与混频信号完全对齐,较好地解决了上述问题。

2 基本原理与仿真分析

对于双光束干涉仪(迈克耳孙或马赫-曾德尔干涉结构),在引入载波项 $C \cos(\omega_c t + \varphi_c)$ 后,干涉信号可表示为^[2]

$$I = A + B \cos[C \cos(\omega_c t + \varphi_c) + \varphi(t)], \quad (1)$$

式中 A 、 B 是与干涉仪输入光强、耦合器插入损耗等有关的直流项, B 还与消光比、干涉条纹对比度等有关; C 为载波幅值, ω_c 为载波角频率, φ_c 为载波信号相位; $\varphi(t) = \varphi_s(t) + \varphi_0 + \varphi_n$ 为综合相位信号,其中 $\varphi_s(t)$ 为待测相位信号, φ_0 为干涉仪初相位, φ_n 为相位噪声。

PGC 算法(PGC-DCM、PGC-arctan)通过干涉信号与载波基频、二倍频信号相混频的方式得出包含待测信号的正余弦项,结果为

$$I_1 = -BJ_1(C) \sin \varphi(t), \quad (2)$$

$$I_2 = -BJ_2(C) \cos \varphi(t), \quad (3)$$

式中 $J_k(C)$ 是 k ($k=1,2$) 阶贝塞尔函数。

具体相位解调过程在很多文献^[2,8-10]中都有详细的理论推导,因此不再赘述;本研究重点分析干涉信号与混频信号存在一定相位延迟时对解调结果带来的影响,并介绍一种可完全消除相位延迟的混频信号获取方法。

2.1 相位延迟的影响分析

一般情况下,采用同源的方式直接从调制信号源获取混频信号,这样可保证频率完全相同^[8]。但这一方法存在两个问题,第一,要求干涉信号解调端与调制信号源相距不能太远,这一要求在某些场景下应用受限;第二,由于电路、光路以及数模转换等因素的存在,实际得到的混频信号与干涉信号经常无法完全对齐,存在一定的相位延迟 ϕ ,此时混频基频、二倍频信号均须修改为

$$\cos(\omega_c t + \varphi_c + \phi) = \cos(\omega_c t + \varphi_c) \cos \phi - \sin(\omega_c t + \varphi_c) \sin \phi, \quad (4)$$

$$\cos 2(\omega_c t + \varphi_c + \phi) = \cos 2(\omega_c t + \varphi_c) \cos 2\phi - \sin 2(\omega_c t + \varphi_c) \sin 2\phi. \quad (5)$$

采用(4)、(5)式对(1)式进行混频计算,则(2)、(3)式均须修改为

$$I'_1 = -BJ_1(C) \sin \varphi(t) \cdot \cos \phi, \quad (6)$$

$$I'_2 = -BJ_2(C) \cos \varphi(t) \cdot \cos 2\phi. \quad (7)$$

与 I_1 、 I_2 相比, I'_1 、 I'_2 多出了与相位延迟 ϕ 相关的系数项 $\cos \phi$ 、 $\cos 2\phi$,无论是采用 PGC-DCM 算法还是 PGC-arctan 算法,上述系数项的存在都会对整个解调过程产生影响。

2.1.1 相位延迟对 PGC-DCM 算法的影响

对于 PGC-DCM 算法来说,干涉信号经过微分、交叉相乘与积分等后续处理后可以得到

$$I_{\text{PGC-DCM}} = B^2 J_1(C) J_2(C) \varphi_s(t) \cdot \cos \phi \cdot \cos 2\phi. \quad (8)$$

干涉仪初相位 φ_0 为低频信号,高通滤波后被直接滤除。(8)式中除系统参数外,解调结果还包含一个与相位延迟 ϕ 相关的系数项 $\cos \phi \cdot \cos 2\phi$ 。图 1 为系数项 $\cos \phi \cdot \cos 2\phi$ 随相位延迟 ϕ 的变化关系曲线,图中

实线为数值计算结果,点为采用 PGC-DCM 算法得到的解调结果,可以看到两者变化趋势完全一致,符合较好。整体上,系数项的值在 $[-1,1]$ 区间内连续变化,绝大多数情况下,系数项绝对值小于 1,此时解调信号将处于衰落状态;在某些区间内系数项为负值,此时解调信号将出现符号反向的情况。由于系数项存在多个零值点,若相位延迟处于这些位置时解调信号直接为零,解调过程失败。

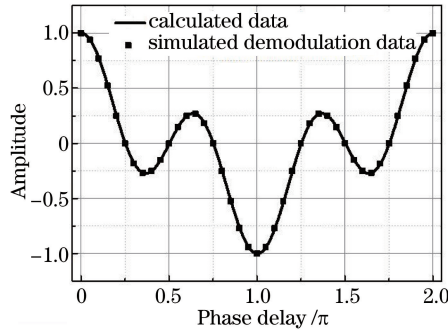


图 1 PGC-DCM 算法相位延迟 ϕ 与系数项 $\cos \phi \cdot \cos 2\phi$ 的关系

Fig. 1 Relationship between phase delay ϕ and coefficient term $\cos \phi \cdot \cos 2\phi$ of PGC-DCM algorithms

2.1.2 相位延迟对 PGC-arctan 算法的影响

对于 PGC-arctan 算法来说,影响则相对复杂,将 I'_1 与 I'_2 直接相除后可以得到

$$I_{PGC-arctan} = [J_1(C)/J_2(C)] \tan \varphi(t) (\cos \phi / \cos 2\phi), \tag{9}$$

由(9)式可以看到, $I_{PGC-arctan}$ 与 $\tan \varphi(t)$ 呈线性比例关系,若想提取出 $\varphi(t)$, 须进行反正切处理,处理后的 $\varphi(t)$ 可以表示为

$$\varphi(t) = \arctan\{I_{PGC-arctan} [J_2(C)/J_1(C)] (\cos 2\phi / \cos \phi)\}. \tag{10}$$

根据(9)、(10)式可知, $I_{PGC-arctan}$ 与干涉仪初相位 φ_0 直接相关,简单的高通滤波无法直接消除干涉仪初相位 φ_0 的影响,因此 PGC-arctan 算法的系数项与 $\cos \phi / \cos 2\phi$ 、 φ_0 密切相关,较为复杂。

图 2 为 $\varphi_0 = 0$ 时系数项与相位延迟关系曲线(为了显示清楚,纵坐标仅截取其中一部分显示),实线为数值计算结果,点为采用 PGC-arctan 算法得到的解调结果,两者变化趋势一致,符合较好。整体上,系数项存在多个零值点与负值区间,且绝对值不仅存在小于 1 的区间,还存在大于 1 的区间,而当相位延迟 $\phi = k \cdot \pi/4$ (k 为奇数)时,更是出现了多个趋于无穷大的区间,直接导致解调过程失败。受此影响,解调信号可能出现幅值衰落、符号反向、幅值偏大等情况,甚至趋于无穷大直至解调失败。

进一步仿真表明,载波相位延迟还会导致 PGC-arctan 解调信号出现严重波形失真情况,具体结果如图 3 所示。仿真解调过程中,设定待测信号 $\varphi_s(t) = 0.1 \cdot \sin(20 \cdot 2\pi \cdot t)$, 干涉仪初相位 $\varphi_0 = 0.1 \cdot \pi/2$, 相位噪声为零。由图 3 可知,当不存在载波相位延迟 ($\phi = 0$) 时,解调结果为标准的正弦信号,与待测信号完全一致;当存在载波相位延迟 ($\phi \neq 0$) 时,解调结果出现严重的失真情况,随着相位延迟的增大,幅值出现起伏,波形

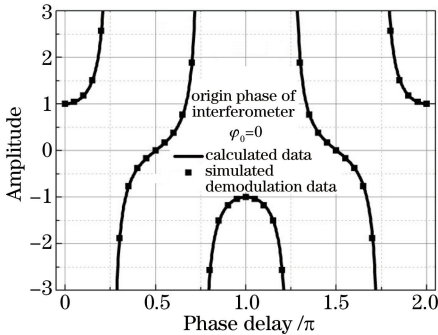


图 2 初相位为零时,PGC-arctan 算法系数项与相位延迟 ϕ 的关系

Fig. 2 Relationship between phase delay ϕ and coefficient term of PGC-arctan algorithms when initial phase is zero

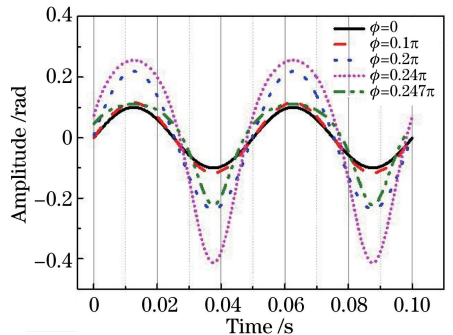


图 3 不同相位延迟 ϕ 时 PGC-arctan 仿真解调信号失真情况

Fig. 3 Distortions of PGC-arctan simulated demodulation signal with different phase delay ϕ

严重扭曲,偏离待测信号。

2.2 同步载波复原的基本原理

若混频信号与干涉信号存在相位延迟,则不仅会导致解调信号幅值起伏(PGC-DCM、PGC-arctan),还会导致解调信号波形扭曲(PGC-arctan),造成解调信号失真,对整个信号解调过程产生严重影响,甚至直接导致解调过程失败。

下面介绍一种可实现与干涉信号完全对齐的混频信号提取方法。具体如下,将(1)式以贝塞尔函数方式展开,可表示为

$$I = A + B[J_0(C) + 2 \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^k J_{2k}(C) \cos 2k(\omega_c t + \varphi_c)] \cos \varphi(t) - 2 \left[\sum_{k=0}^{\infty} (-1)^k J_{2k+1}(C) \cos(2k+1)(\omega_c t + \varphi_c) \right] \sin \varphi(t). \quad (11)$$

可见,经调制后的干涉信号的频率成分包括零频、 ω_c 、 $2\omega_c$ 等无穷项高次倍频。假设待测信号为 $\varphi_s(t) = D \cdot \cos(\omega_s t)$, D 为待测信号幅值,则 $\varphi(t) = D \cdot \cos(\omega_s t) + \varphi_0 + \varphi_n$,将(11)式中的 $\sin \varphi(t)$ 以贝塞尔函数方式展开,可得

$$\sin \varphi(t) = 2 \left[\sum_{j=0}^{\infty} (-1)^j J_{2j+1}(D) \cos(2j+1)\omega_s t \right] \cos(\varphi_0 + \varphi_n) + [J_0(D) + 2 \sum_{j=1}^{\infty} (-1)^j J_{2j}(D) \cos(2j\omega_s t)] \sin(\varphi_0 + \varphi_n). \quad (12)$$

将(12)式代入(11)式中第三项中可得

$$\begin{aligned} & -2BJ_0(D) \sin(\varphi_0 + \varphi_n) \left[\sum_{k=0}^{\infty} (-1)^k J_{2k+1}(C) \cos(2k+1)(\omega_c t + \varphi_c) \right] - \\ & \{ \cos(\varphi_0 + \varphi_n) \left[\sum_{j=0}^{\infty} (-1)^j J_{2j+1}(D) \cos(2j+1)\omega_s t \right] + 2 \sin(\varphi_0 + \varphi_n) \left[\sum_{j=1}^{\infty} (-1)^j J_{2j}(D) \cos(2j\omega_s t) \right] \} \times \\ & \left[2B \sum_{k=0}^{\infty} (-1)^k J_{2k+1}(C) \cos(2k+1)(\omega_c t + \varphi_c) \right], \end{aligned} \quad (13)$$

式中的信号成分为:角频率为 $(2k+1)\omega_c$ ($k=0,1,2,\dots$) 的交流信号和角频率为 $(2k+1)\omega_c \pm (2j+1)\omega_s$ ($j=0,1,2,\dots$) 及 $(2k+1)\omega_c \pm 2j\omega_s$ ($j=1,2,3,\dots$) 的交流信号($\omega_s \ll \omega_c$),因此在频谱中该交流信号表现为 ω_c 的奇次倍频的边带。若 ω_s 低于一定频率,则(11)式中的干涉信号经中心频率为 ω_c 窄带带通滤波处理后的信号可表示为

$$-2BJ_1(C) \cos(\omega_c t + \varphi_c) [J_0(D) \sin(\varphi_0 + \varphi_n) + J_1(D) \cos(\varphi_0 + \varphi_n) \cos(\omega_s t)]. \quad (14)$$

很明显,(14)式可能出现低频扰动现象。若直接通过单频信息提取算法将(14)式中载波频率 ω_c 与相位 φ_c 提取出来,再通过信号生成技术同步完成载波信号复原,即可有效地消除扰动,生成与干涉信号完全对齐的混频信号。同步载波复原算法正是基于这一思想,具体处理流程如图4所示:待解调干涉信号被分为两路,一路直接传送到PGC算法等待解调;另一路作为同步载波复原的源信号提取载波信息。后者首先通过窄带带通滤波处理,只有处于带通范围内的信号才能顺利通过,而由于采用的是数字窄带带通滤波器,可以将带通范围设计得足够小,尽量消除不良影响。进一步地,进行加Hanning窗的快速傅里叶变换,Hanning窗可有效消除频谱能量泄露现象,频率识别精度高,抗噪声干扰能力强。经上述处理后,此时的Hanning频谱中,载波信号处于绝对优势地位,远大于噪声信号等,因此采用单频信息提取算法,可从频谱信息中精确地提取出载波频率 ω_c 以及相应的相位 φ_c 。最后,将频率、相位信息输入到载波信号复原模块中,即可生成混频基频信号 $\cos(\omega_c t + \varphi_c)$ 与二倍频信号 $\cos 2(\omega_c t + \varphi_c)$,由于载波复原的混频信号与待解调干涉信号同源,且为同步进行,因此可保证两者完全对齐(频率、相位)。

由于是直接从干涉信号中提取载波信息(频率、相位),摆脱了调制信号源对解调端距离的限制,因此有效消除了载波相位延迟现象。仿真解调表明,该方法可实现混频信号的精准获取,保证混频信号与干涉信号的完全同步,为后续信号解调工作的顺利进行奠定了基础。

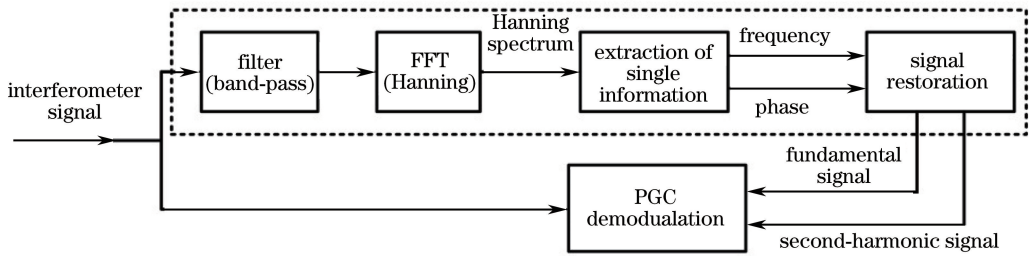


图 4 同步载波复原流程图

Fig. 4 Schematic of synchronous carrier restoration

3 实验研究

采用如图 5 所示的实验装置,对同步载波相位提取算法的可行性进行了验证。实验中采用光纤式迈克耳孙干涉结构,半导体激光器经调制后输出的载波激光经光纤隔离器、分束器后分为两路光,一路光直接被探测器接收作为参考光信号;另一路光经光环形器后进入光纤准直器,准直器端面镀有增反膜,因此一部分光被反射回光纤作为参考臂,另一部分光透射出端面,并经反射镜作用后再次返回光纤内作为信号臂。反射镜固定在压电陶瓷上,可接受外界信号生成相应位移,信号臂与参考臂相遇形成干涉信号,经环形器后被探测器接收,转化为数字信号后交由 PGC 算法解调处理。参考臂与信号臂在光纤中是完全重合的,图 5 中分开画是为了方便理解。

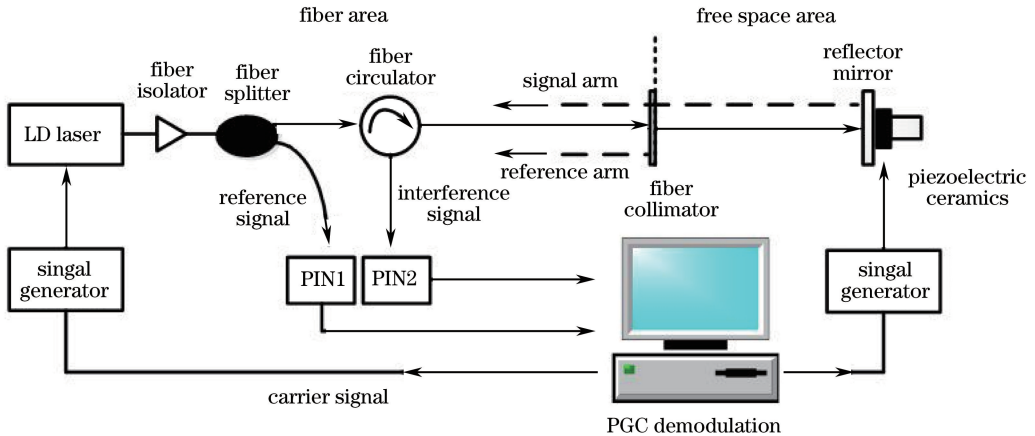


图 5 实验装置框架图

Fig. 5 Schematic of experimental instruments

实际装置中,控制与解调算法采用图形化语言 LabVIEW 编写,其集仪器控制、数据输出、采集、处理、存储等功能于一体。控制算法控制信号发生器生成余弦载波信号,加载到半导体激光器上产生载波激光,载波激光经图 5 所述光路后分别被探测器 1 和 2 接收,再经模数转化后交由解调算法做进一步解调处理,上述处理过程均由控制与解调算法同步控制。上述直接电流调制半导体激光器生成载波激光的方式,在产生频率调制的同时,还会在原本平稳的光功率上产生随调制信号规律变化的伴生调幅,本研究采用干涉信号与参考光路信号相除的方式,即将探测器 2 的数据除以探测器 1 的数据^[11],仿真与实验结果表明,该方法可有效消除伴生调幅现象。

实验中,采用了三种不同方式生成混频信号,分别是:控制算法输出的原始载波信号、探测器 1 接收的参考光信号以及本研究所述方法生成的载波复原信号,实测的三种混频基频信号与干涉信号如图 6 所示,为了方便观察,对图中数据进行了归一化处理。

对比图 6 中数据可知,三种方法中只有采用同步载波复原方式获取的混频信号与干涉信号完全同步,其他两种方法均存在一定的相位延迟,具体原因如下:原始载波信号从控制算法输出后须经过一系列的电路、光路处理后才能够形成实际载波信号加载到干涉信号中,因此不可避免产生一定的相位延迟;参考光信号与

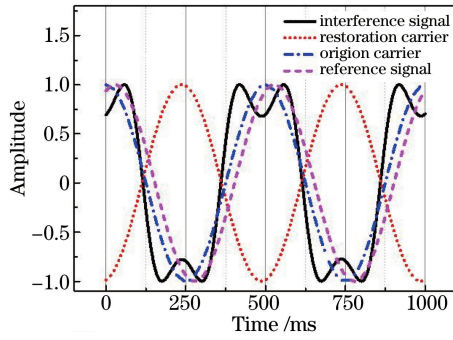


图 6 不同方法的载波信号与干涉信号

Fig. 6 Interference signal and carrier signals produced by different methods

干涉信号虽为同一光源的分光,可保证二者频率完全相同,但由于半导体激光器原理限制,输出光的频率调制与幅度调制具有一定的相位延迟,且该延迟与激光器性能相关^[12],因此二者也存在一定的相位延迟。同步载波复原法为直接从干涉信号中提取相应信息,经载波复原后生成混频信号,与干涉信号完全对齐。

进一步采用压电陶瓷作为信号源,对同步载波复原 PGC 算法的可行性进行了实际解调实验。压电陶瓷具有较好的线性度与可重复性,可在稳定的周期性电压驱动下,带动反射镜形成周期性振动,这样干涉仪信号臂与参考臂将产生周期性光程差,从而在干涉信号中引入稳定的周期性待测相位信号。以此为基础,按以下步骤对载波复原法进行验证:首先,对于稳定的待测信号,解调算法应实现稳定的解调输出;其次,随着压电陶瓷驱动电压的线性增加,解调信号也应呈现较好的线性度;最后,解调信号反演出的移相系数应与压电陶瓷性能相符。

基于上述思路设计并进行了验证实验,混频基频、二倍频信号通过本研究所述的载波复原法获取,周期性驱动电压以一定步长线性增加,具体实验数据如图 7 所示。图 7(a)为不同电压下实测的解调信号幅值,在电压增加步长不同的两个阶段,信号幅值均呈现较好的线性关系,且随着电压的增加,均为台阶状上升,证明该算法对不同步长的相位均有较好的解算能力。图 7(b)为压电陶瓷驱动电压与解调信号关系图,两者的线性度(R-square)超过 0.99,表明基于同步载波复原的 PGC 解调算法可以实现稳定的解调输出。图 7(b)中线性的拟合斜率 $k = 2.30394 \text{ rad/V}$ 即为移相系数,当干涉系统固定时,其值仅与压电陶瓷自身性能相关。

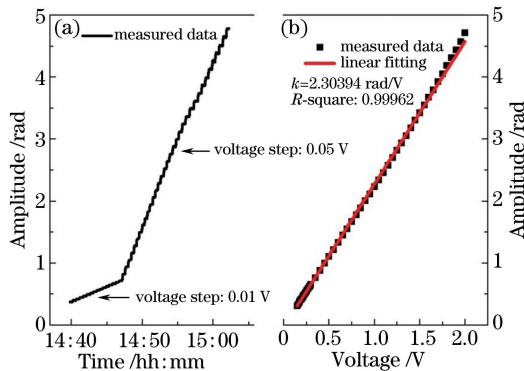


图 7 电压的关系。(a)解调信号;(b)解调信号与驱动

Fig. 7 (a) Demodulation signal; (b) relation of demodutation signal and driving voltage

4 结 论

提出了一种基于同步载波复原方法的 PGC 算法。该方法直接从干涉信号中同步提取载波信息生成混频信号,从而保证二者完全对齐。仿真与实验结果表明,该方法可有效消除混频信号与干涉信号的延迟现象,实现信号稳定、准确的解调。该方法在同源混频信号难以获取的场景下(如干涉信号解调端与载波调制端相距较远),具有更为重要的现实意义。针对相位延迟问题,进行了详细的理论分析、数值计算与仿真解调,其影响总结如下:

1) 对于 PGC-DCM 算法来说,相位延迟现象将导致解调结果出现系数项 $\cos \phi \cdot \cos 2\phi$,系数项的值在 $[-1, 1]$ 区间内连续变化,并将导致解调信号出现幅值衰落、符号反向以及幅值为零的现象。

2) 对于 PGC-arctan 算法来说,相位延迟现象对解调结果影响更为复杂,系数项与 $\cos \phi / \cos 2\phi, \varphi_0$ 密切相关;系数项的值在 $[-\infty, +\infty]$ 区间内连续变化,解调信号不仅可能出现幅值衰落、符号反向以及幅值为零的现象,还会存在幅值增大乃至趋于无穷大的情况,甚至导致解调失败。

参 考 文 献

- 1 Giallorenzi T G, Bucaro J A, Dandridge A, *et al.* Optical fiber sensor technology[J]. Transactions on Microwave and Techniques, 1982, MTT-30(4): 472-499.
- 2 Jiang Yi. Advanced fiber sensor technique[M]. Beijing: Science Press, 2009.
江 毅. 高级光纤传感技术[M]. 北京: 科学出版社, 2009.
- 3 Sedlacek A J. Real-time detection of ambient aerosols using photo-thermal interferometry: folded Jamin interferometer [J]. Review of Scientific Instrument, 2006, 77(6): 064903.
- 4 Li Shuwang, Shao Shiyong, Mei Haiping, *et al.* Simulation of atmospheric aerosol particle absorption characters based on photo-thermal interferometry[J]. Acta Optica Sinica, 2015, 11(5): 1101004.
李树旺, 邵士勇, 梅海平, 等. 光热干涉法测量大气气溶胶粒子吸收特性的仿真分析[J]. 光学学报, 2015, 11(5): 1101004.
- 5 Lan Tian, Zhang Chunxi, Li Lijing, *et al.* Carrier phase advance technique for digital PGC demodulation[J]. Opto-Electronic Engineering, 2008, 35(7): 49-52.
蓝 天, 张春喜, 李立京, 等. 全数字 PGC 解调的载波相位超前技术[J]. 光电工程, 2008, 35(7): 49-52.
- 6 Shi Qingping, Zhang Huayong, Wang Liwei, *et al.* A new phase generated carrier demodulation method based on fixed phase delay[J]. Chinese J Lasers, 2011, 38(8): 0805002.
施清平, 张华勇, 王利威, 等. 基于固定相位延迟的相位生成载波检测方法[J]. 中国激光, 2011, 38(8): 0805002.
- 7 Zhang Yi, Jia Bo, Xu Haiyan, *et al.* Synchronous carrier extracting method based demodulation scheme for fiber optic sensor using phase generated carrier[J]. Acta Photonica Sinica, 2011, 40(10): 1531-1535.
张 毅, 贾 波, 许海燕, 等. 基于同步载波提取的光纤传感器相位生成载波算法[J]. 光子学报, 2011, 40(10): 1531-1535.
- 8 Ma Lin, Liu Yan, Li Yang, *et al.* Analysis of frequency drift effects in the phase generated carrier method[J]. Acta Photonica Sinica, 2013, 42(1): 34-37.
马 林, 刘 燕, 李 阳, 等. 载波频率漂移对相位生成载波解调结果的影响分析[J]. 光子学报, 2013, 42(1): 34-37.
- 9 Dandridge A, Teveten A B, Giallorenzi T G. Homodyne demodulation scheme for fiber optic sensors using phase generated carrier[J]. Journal of Quantum Electronics, 1982, QE-18(10): 1647-1653.
- 10 He Jun, Wang Lin, Li Fang, *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.
- 11 Wu Xuqiang, Tao Ran, Zhang Qifa, *et al.* Eliminating additional laser intensity modulation with analog divider for fiber-optic interferometers[J]. Optics Communications, 2012, 285(5): 738-741.
- 12 Masaaki I, Koji K. Measurement of direct frequency modulation characteristics of laser diodes by Michelson interferometry[J]. Applied Optics, 1990, 29(3): 348-353.