

DOI:10.19651/j.cnki.emt.2209873

融合自适应滤波和归一化 PGC-Arctan 的 激光干涉测振信号解调算法研究*

李昕聪 刘俊岩 张启元 张烈山

(浙江理工大学机械与自动控制学院 杭州 310018)

摘要: 针对正弦相位调制激光干涉仪测振信号的解调,本文提出一种融合自适应滤波和归一化 PGC-Arctan 的解调方法。该方法在传统 PGC-Arctan 算法的基础上,通过准确识别载波相位延迟和相位调制深度对正交干涉信号对进行归一化处理,从而减小相位解调的非线性误差,同时引入基于最小均方算法的自适应滤波器对解调信号进行滤波降噪,进一步提高信号的 SNDR(信噪失真比)。通过数值仿真和实验测试验证了算法的有效性,在实验室条件下,对频率为 100 Hz~3 kHz 声波激励的固体表面微振动进行了探测和解调。结果表明本文所述方法能够实现振动信号的精确解调,经自适应滤波后解调信号的 SNDR 平均提升了 12 dB。

关键词: 激光测振;归一化;PGC-Arctan;自适应滤波

中图分类号: TN249 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510.20

Research on laser interferometric signal demodulation algorithm integrating adaptive filtering and normalized PGC-Arctan

Li Xincong Liu Junyan Zhang Qiyuan Zhang Lieshan

(School of Mechanical Engineering and Automation, Zhejiang Sci-Tech University, Hangzhou 310018, China)

Abstract: Aiming at the demodulation of vibration measurement signals by sinusoidal phase modulation laser interferometer, this paper proposes a demodulation method that integrates adaptive filtering and normalized PGC-Arctan. Based on the traditional PGC-Arctan algorithm, this method normalizes the quadrature interferometric signal pair by accurately identifying the carrier phase delay and phase modulation depth, thereby reducing the nonlinearity error of phase demodulation, and introducing an adaptive filter based on the minimum mean square algorithm to filter and reduce the noise of the demodulated signal, further improving the signal's SNDR (signal-to-noise distortion ratio) of the signal. The effectiveness of the algorithm is verified by numerical simulation and experimental testing, and the micro-vibrations of solid surfaces excited by sound waves at frequencies of 100 Hz ~ 3 kHz are detected and demodulated under laboratory conditions. The results show that the method described in this paper can achieve accurate demodulation of the vibration signal, and the SNDR of the demodulated signal after adaptive filtering is increased by an average of 12 dB.

Keywords: laser vibration measurement; normalization; PGC-Arctan; adaptive filtering

0 引言

振动是最基本的物理现象之一,很多物理量的传感都可以最终转换为振动的测量,例如扭矩的传感、语音信号的拾取、机械故障的诊断等^[1-2]。振动就是具有周期性的位移变化,以迈克尔逊单频激光干涉仪为代表的激光干涉技术

是实现振动测量的主要方法之一。

在激光多普勒测振系统中,主要是将物体表面的微弱振动转换成探测光的相位变化,通过光电探测器将干涉接收光转化成电信号,最终通过相位解调算法提取出电信号中的振动信息。目前主要的相位解调算法有傅里叶分析法、锁相环解调法与相位生成载波(phase-generated

收稿日期:2022-05-08

* 基金项目:国家级大学生创新创业训练计划(202110338011)、国家自然科学基金(61905220)、浙江省基础公益研究计划(LGF21F050004)项目资助

carrier,PGC)解调法^[3]。相较于前两种解调算法,PGC 解调凭借其结构简单、响应速度快、测量精度高等诸多优点^[4],在实时性要求很高的应用场合中发挥着越来越重要的作用。

它的核心是从干涉信号中提取出一对包含待测相位的正交信号,通过对正交信号进一步处理可以得到待测相位。而根据正交信号的处理方法不同又可以总体分成 PGC-DCM 与 PGC-Arctan 两种。PGC-Arctan 解调算法需要将相位调制深度精确调整到 $2.63 \text{ rad}^{[5]}$,使得 $J_1(C)$ 精确地等于 $J_2(C)$, C 为相位调制深度,做反正切运算时正交信号对的幅值系数可以被消除,然而正交干涉信号对的幅值系数很难做到完全相等,因此该算法解调结果存在较大的非线性误差。PGC-DCM 解调算法相对来说具有更低的谐波失真,但是其解调结果容易受到干涉信号光强扰动的影响,该算法要求将调制深度控制为 $2.37 \text{ rad}^{[6]}$,从而得到最佳的信噪比。为了消除上述各种因素对解调性能的影响,近些年来国内外学者展开了大量的研究工作,针对 PGC-DCM 与 PGC-Arctan 的进行了大量的改进,提出了诸如 PGC-AD-DSM^[7]、PGC-RCM^[8]、PGC-Elim-B^[9] 等一系列改进算法。

本文针对固体表面微振动的激光干涉测量展开了研究,提出了一种融合自适应滤波和归一化 PGC-Arctan 的解调算法。由于实测微振动信号的强度往往存在较大幅度的波动^[10],而干涉系统的载波相位调制深度和相位传输延迟往往也存在一定的浮动,现有的一系列的 PGC 解调算法很难完全消除相位解调的非线性误差^[11]。为了尽可能的减少这些因素对于 PGC 解调性能的影响,本文利用正弦相位调制干涉对固体表面微振动进行探测并对传统的 PGC-Arctan 解调算法进行了针对性改进。在该算法基础上增加了归一化与自适应滤波处理,通过求解干涉信号中的载波相位延迟与载波相位调制深度,对正交信号对进行归一化处理,从而解决了相位解调的非线性误差难以消除的问题。同时利用基于 LMS 算法的自适应滤波器对解调后的信号进一步滤波平滑,进而提高信噪失真比(SNDR)。所提出的算法对提高激光正弦相位调制干涉仪信号解调的准确性具有重要意义,在微弱振动测量、声信息侦听等相关领域有着重要的应用价值。

1 测量原理

PGC 解调算法对激光干涉仪光路的参考臂增加相位调制器,使干涉信号生成高频相位载波,这类激光干涉仪被称为正弦相位调制干涉仪。迈克尔逊干涉仪测量结构的典型光路系统如图 1 所示。单频激光器输出偏振光,经过 1×2 光纤耦合器后分成分为两路:一路作为参考光经过光纤压电陶瓷的相位调制后作为参考光;另一路作为测量光,透过分光镜入射到受扬声器影响被迫振动的薄板,经薄板微弱振动调制后反射。经被测物反射后的测量光与参考光

在经过分光镜后发生干涉,最终经光电探测器将干涉光信号强度转化为模拟电信号输出。

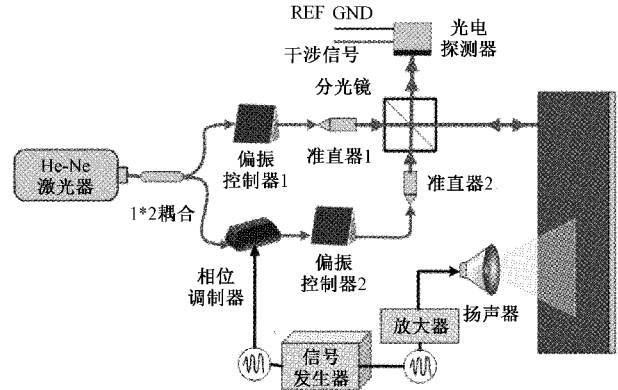


图 1 测量光路示意图

设被测薄板微弱振动为正弦声波激励的表面微振动,记该声波的引起的质点位移为 $D_s(t)$,它具有如下形式:

$$D_s(t) = A_s \sin(\omega_s t + \varphi_s) \quad (1)$$

式中: t 表示时间, A_s 表示气固界面声波的振幅, ω_s 表示气固界面声波的角频率, φ_s 表示气固界面声波的初相位。一般来说,被测固体表面还会有一些低频的环境扰动。

假设相位调制的载波调制深度为 C ,载波频率为 ω_c ,忽略载波初相,且认为相位载波具有正弦波的形式。根据迈克尔逊干涉仪的基本原理,干涉探测信号 $I_s(t)$ 可以表示为:

$$I_s(t) = I_0 + I_1 \cos[C \cos(\omega_c t) + \varphi(t)] \quad (2)$$

式中: I_0 为与光强有关的直流分量, I_1 为干涉条纹对比度,它与测量光和参考光的光功率有关,它随着测量光功率的起伏而变化。 $\varphi(t)$ 为被测点振动有关的相位差, $\varphi(t)$ 可由下式表示:

$$\varphi(t) = 2kD_s(t) + 2kA_n \sin(\omega_n t + \varphi_n) + \varphi_0 \quad (3)$$

式中: k 为波数, A_n, ω_n, φ_n 分别为低频环境扰动的振幅、角频率和初相, φ_0 为参考臂和测量臂的初始光程差。利用 PGC-Arctan 解调干涉信号便可得到 $\varphi(t)$,再通过高通滤波可将提取出被测气固界面声波 $D_s(t)$ 。

利用贝塞尔恒等式和三角函数公式可将信号(2)进一步分解为:

$$I_s(t) = I_0 + I_1 \left\{ \cos\varphi(t) \left[J_0(C) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^n J_{2n}(C) \cos(2n\omega_c t) \right] + \sin\varphi(t) \left[2 \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^n J_{2n-1}(C) \cos((2n-1)\omega_c t) \right] \right\} \quad (4)$$

式中:符号 J 表示贝塞尔函数, J_n 为 n 阶贝塞尔函数。干涉信号的直流分量 I_0 容易通过交流耦合采样方法滤除,用一倍频载波信号 $\cos(\omega_c t)$ 和二倍频载波信号 $\cos(2\omega_c t)$ 与干涉信号(3)进行混频,再经过低通滤波后,便可得到 PGC 解调所需的正交干涉信号对:

$$\begin{cases} Q(t) = -I_1 J_1(C) \cos(\theta_c) \sin\varphi(t) \\ I(t) = -I_1 J_2(C) \cos(2\theta_c) \cos\varphi(t) \end{cases} \quad (5)$$

式中: θ_c 为载波相位延迟, 表示混频采集到的载波信号与实际相位调制器生成的载波信号之间的相位差。

2 归一化 PGC 解调算法与自适应滤波器原理

2.1 PGC-Arctan 解调算法原理及其局限性分析

观察式(5), PGC-Arctan 算法的解调原理只需通过对上述的正交信号对相除, 当合理控制相位调制深度 C 使得 $J_1(C)/J_2(C)=1$, 然后再做反正切运算即可实现对待测相位 $\varphi(t)$ 的解调。然而实际解调时不可避免会引入载波相位延迟与相位调制深度的影响, 导致非线性误差。

由于电路传播时间、光学器件的转换与传播时延等诸多因素, 导致参考光与测量光各自的载波项间存在一个初始的相位延迟 θ_c , 观察式(5)可知, 载波相位延迟对正交干涉信号对幅值系数具有不同的影响, 当作除法运算时无法消除载波相位延迟产生的系数项。另一方面, 为了正确解调信号需要 $J_1(C)/J_2(C)=1$ 精确地等于 1 时才能确保最终解调出的相位具有良好的线性度。而实际中载波相位调制深度 C 常常因为调制器功率的稳定性问题出现波动, 导致相位解调时的非线性误差。

综上所述, 为了使得相位解调具有更高的线性度, 需要对载波相位延迟与相位调制深度这两大因素进行补偿或求解。

2.2 归一化 PGC-Arctan 解调算法

归一化算法的核心是通过信号的数值分析求出载波相位延迟与相位调制深度, 并构造系数对正交干涉信号对式(5)的幅值进行归一化处理。

1) 载波相位延迟 θ_c 求解

载波相位延迟的求解算法流程如图 2 所示。从图中可知, 将干涉信号与一倍频载波信号和经希尔伯特变换后的具有 90° 相差的载波信号进行混频, 得到了一对信号如式(6)所示, 然后经过低通滤波、相除, 最终经反正切运算实现载波相位延迟的求解。

$$\begin{cases} Q_1(t) = -I_1 J_1(C_c) \sin\varphi(t) \cos(\theta_c) \\ Q_2(t) = -I_1 J_1(C_c) \sin\varphi(t) \sin(\theta_c) \end{cases} \quad (6)$$

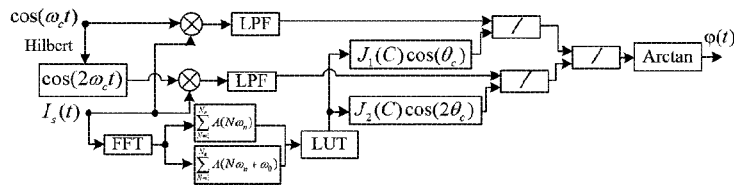


图 4 归一化 PGC-Arctan 解调算法流程

2.3 基于 LMS 算法的自适应滤波器

为了提升 PGC-Arctan 解调算法解调不同频率的振动信号的信噪失真比, 本节设计了基于最小均方 (least mean square, LMS) 算法的自适应滤波器。

自适应滤波器是指能够根据环境的改变, 采用某种自适应算法来改变滤波器参数或结构的一种滤波器, 因此通常自

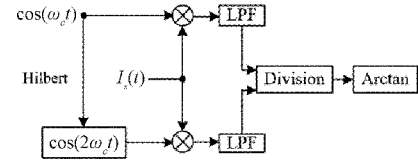


图 2 载波相位延迟解调流程

2) 载波相位调制深度 C 求解

载波相位调制深度求解算法流程如图 3 所示。将干涉信号 (滤除直流分量后) 进行快速傅里叶变换, 根据阈值分别提取出有效的低频扰动与经过一倍频载波频移的有效低频扰动, 并分别将其幅值求和, 结果为 $\sum_{N=1}^{N_e} A(N\omega_n)$ 与 $\sum_{N=1}^{N_e} A(N\omega_n + \omega_c)$ 。将二者幅值相除, 其结果可以近似成 $J_0(C)/J_1(C)$, 因此通过对该值进行查找表操作, 找到对应的相位调制深度, 即可解调出相位调制深度。

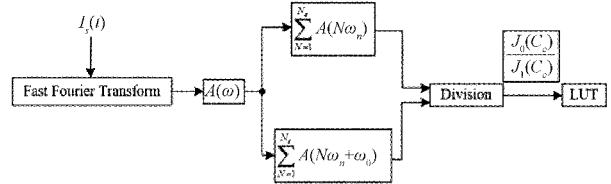


图 3 载波相位调制深度解调

通过完成对载波相位延迟与调制深度的计算, 构造系数 $J_1(C)\cos(\theta_c)$ 和 $J_2(C)\cos(2\theta_c)$, 这样可以将式(5)进行归一化, 最终可以表达如式(7)所示。

$$\begin{cases} I(t) = -I_1 \cos\varphi(t) \\ Q(t) = -I_1 \sin\varphi(t) \end{cases} \quad (7)$$

观察上式可知, 此时已经消除了载波相位延迟与调制深度的影响, 此时再进行相除与反正切运算解调出相位的线性度会大大提升。

图 4 为归一化 PGC-Arctan 解调算法流程, 对反正切运算后输出的信号进行值域拓展以及相位解包裹操作, 最后可以得到被测信号。

自适应滤波器由自适应滤波算法与参数可调的数字滤波器共同组成, 构成一个如图 5 所示的闭环的自适应滤波器^[12-16]。

在该闭环系统中, 输入 $x(n)$ 为待滤波处理的信号序列, 参数可调数字滤波器通常是由 FIR 数字滤波器或 IIR 数字滤波器构成, $y(n)$ 为滤波后的信号序列, $d(n)$ 为参考信号序列, $e(n)$ 为误差信号序列。首先输入信号输入至参

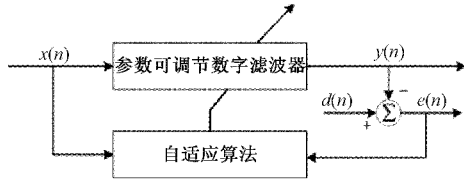


图 5 闭环自适应滤波器原理图

数可调的数字滤波器后产生了 $y(n)$ ，将其与参考信号 $d(n)$ 进行比较后生成误差信号序列 $e(n)$ 。误差信号序列通过自适应算法对滤波器参数进行重新调整，直至使误差序列 $e(n)$ 满足某种最佳准则后才结束滤波过程，输出一个最终的信号序列 $y(n)$ 。

本文所采用的 LMS 算法通过对均方误差梯度的估计算法进行改进，取单个误差样本平方的梯度作为均方误差梯度的估计。该算法可通过式(8)所示的递推公式进行表示：

$$\begin{cases} y(n) = W^H(n)X(n) \\ e(n) = d(n) - y(n) \\ W(n+1) = W(n) + 2\mu X(n)e^*(n) \end{cases} \quad (8)$$

式中： $W(n)$ 为滤波器系数向量，即输入信号的加权矢量， $X(n)$ 为输出信号构成的一组输入向量， $e(n)$ 为误差信号， $d(n)$ 为期望输出信号， $y(n)$ 为实际输出信号， μ 为加权矢量更新的步长因子。需要注意的是 μ 值的大小决定了自适应算法的收敛速度， μ 值越小则收敛速度越慢，但同时收敛后的误差信号也越小，算法的稳态性能越好，因此可以通过调整 μ 值来调节算法性能。

3 仿真分析

仿真分析的主要内容主要可划分为两个部分：归一化 PGC-Arctan 解调算法仿真和自适应滤波器功能仿真。

3.1 归一化 PGC-Arctan 解调算法仿真

基本验证过程是在 Matlab 中构造如表 1 的干涉信号序列，通过编写归一化 PGC-Arctan 相位解调算法代码对信号进行解调，分析解调结果。

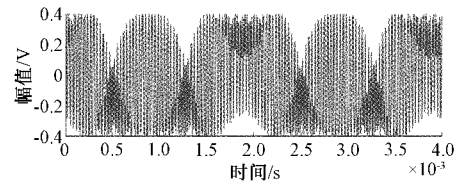
输入干涉信号仿真参数如表 1 所示。

根据上述信号参数构造得到如图 6(a)与(b)所示的干涉信号时域与频域图。

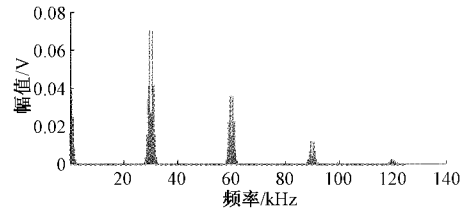
根据归一化 PGC-Arctan 算法，对于干涉信号混频与低通滤波后，需要进一步消除正交信号对中的载波相位延迟与相位调制深度项。首先对干涉信号中存在的载波相位延迟进行求解，结果如图 7 所示。从图中可以看出载波相位主要分布在一个定值处，但由于解调过程中需要进行反正切运算，因此不可避免会因为一些噪点引起运算结果的突变。因此将这些值进行滤除后进行均值运算可得到载波相位延迟运算结果为 0.314 2 rad。这个值与仿真设定的载波相位延迟 0.1π 几乎完全一致，由此可以证明载波相位延迟解调的正确性。

表 1 干涉信号仿真参数

信号参数	信号参数值
λ/nm	632.8
$k/(\text{nm}^{-1})$	$2 \times \pi/\lambda$
I_0/mV	200
I_1/mV	0.4
C/rad	1.85
$\omega_c/(\text{rad/s})$	$2 \times \pi \times 30 \times 10^3$
A_a/nm	100
$\omega_a/(\text{rad/s})$	$2 \times \pi \times 500$
ϕ_a/rad	0.35
$A_n/\mu\text{m}$	3.00
$\omega_n/(\text{rad/s})$	$2 \times \pi \times 0.25$
ϕ_n/rad	0
θ_c/rad	$0.1 \times \pi$



(a) 干涉信号时域图 (局部)



(b) 干涉信号频域图 (局部)

图 6 仿真干涉信号

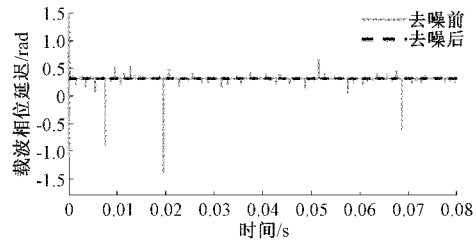


图 7 载波相位延迟解算结果

根据载波相位调制深度计算方法，可得到图 8 所示的调制深度查表结果。根据图中查表结果可知，存在一个与查表结果差值的最小值，这个最小值所对应的横坐标即为所解算出的载波相位调制深度，进而可得解算的载波相位调制深度为 1.859 rad，这与仿真参数设定的 1.85 rad 十分接近，因此可验证载波相位调制深度解调算法的正确性。图中 Δr 为比值 $J_0(C)/J_1(C)$ 计算值与查表对应值的差值，即该值为 0 时对应的相位调制深度值即为所求 C 值。

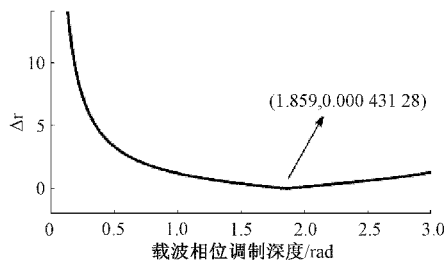


图 8 载波相位调制深度查表结果

通过求解出载波相位延迟与载波相位调制深度对正交信号对进行归一化校正,将归一化前后的李萨如图进行对比,如图 9 所示。

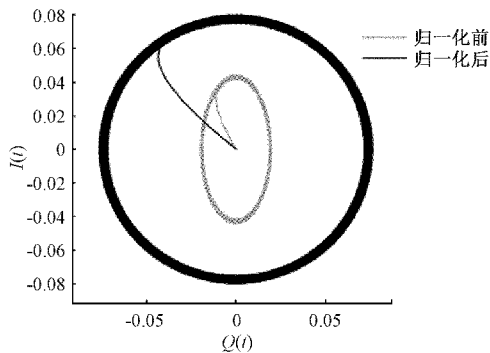


图 9 归一化前后正交信号对比

由图 9 可以明显看出归一化后正交信号对的正交特性较归一化前得到了显著提升,其幅值都在 ± 0.1 的幅值范围内。

对上述归一化后的正交信号利用反正切算法并解包裹,最终解调出相位信号时域与频域如图 10(a)与(b)所示。经过计算信号的主频为 500 Hz,信噪失真比为 36.91 dB,总谐波失真为 -41.83 dB。

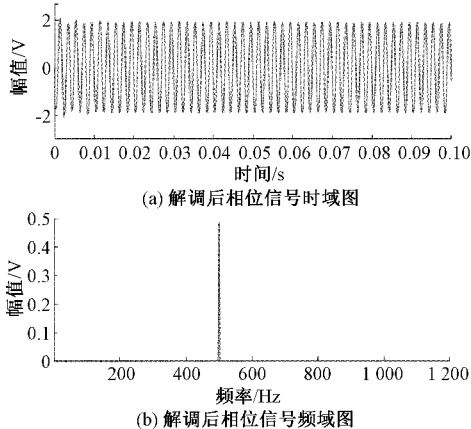


图 10 解调后相位信号

3.2 自适应滤波器仿真

自适应滤波器仿真步骤首先是通过构造一路随机噪声信号与一路给定频率的期望输出正弦信号叠加,将叠加后的信号代入滤波参数为表 2 所示自适应滤波器进行自适应

滤波。通过自适应滤波后,对比滤波前后信号的信噪失真比(SNDR),从而验证所设计的自适应滤波器的可行性。

表 2 自适应滤波器仿真参数

信号参数	信号参数值
蒙特卡洛仿真次数	10
输入信号序列长度	125 000
FIR 滤波器长度	128
步长因子	1/256
采样频率 f_s /kHz	250
蒙特卡洛仿真次数	10

以给定频率为 10 kHz 的期望输出正弦信号为例,同时构造一路随机噪声信号,信噪比为 14 dB,信号长度与期望信号长度相等。将两信号叠加得到如图 11 所示的滤波器输入信号。从图中可以看出信号存在明显的毛刺,此时信号的信噪比为 21.76 dB。

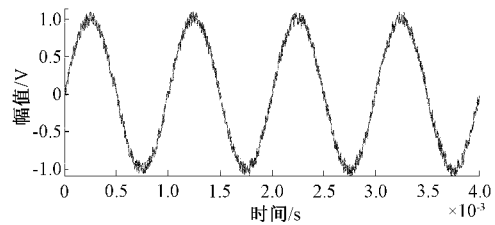


图 11 含噪声输入信号时域图

经过自适应滤波后信号如图 12 所示,从图中可以清晰地发现自适应滤波后变得更加光滑,此时信号的信噪比变为 49.36 dB,较自适应滤波前有了显著的提升。

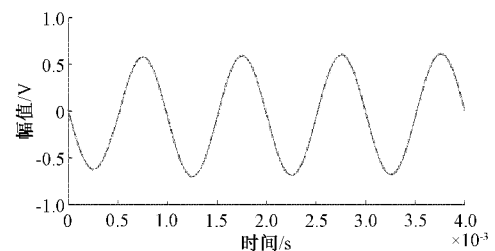


图 12 自适应滤波后信号时域图

重复上述操作设置多组期望信号进行测试,测试结果如表 3 所示。

表 3 自适应滤波器仿真结果

期望输出正弦 信号频率/Hz	输入信号 SNDR/dB	输出信号 SNDR/dB
100	21.79	29.79
200	21.88	41.39
1 000	21.76	49.34
10 K	21.79	39.51
30 K	21.75	39.65

从测试结果可以看出自适应滤波器的滤波性能比较稳定,在该滤波器仿真参数的配置下,平均可实现 20 dB 的信噪失真比提升,如要进一步提升滤波器性能,可以通过调整步长因子来实现。

4 实 验

为了证明改进算法的可行性,搭建了如图 13 所示的实验系统。在图 13 中,光纤耦合器输出的激光通过 1×2 耦合器生成两束光后,一束光作为测量光通过偏振控制器 1 后,再经过准直器 1 发射到自由空间中,在经过平面镜和分光镜(BS1)入射到被测振动表面;另一束光作为参考光通过偏振控制器 2 后,在经过准直器 2 发射到自由空间。另外,利用函数信号发生器输出指定的信号,该信号再通过功率信号放大器驱动电声换能器发出指定频率的声波信号,被测表面由于受到声波的影响而产生微振动。测量光在被测振动表面,受微振动影响,其相位和强度受到调制。然后,经被测振动表面反射的测试光以及经由反射镜反射的参考光在分光器处相遇,并发生光学干涉。此时光电探测器会接收干涉光波并把其转换为电信号。并用数据采集卡采集光电探测器转换输出的电信号。

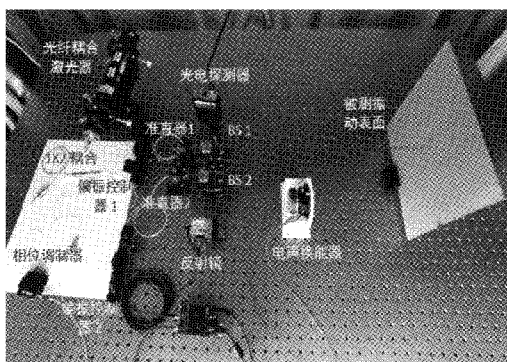


图 13 实验平台

4.1 微弱振动测量实验

实验过程中,把从数据采集模块获得的数据通过串口发送到上位机,在 Matlab 平台开发了信号解调算法,搭建了 UI 界面,如图 14 所示,最后获得求解信号。

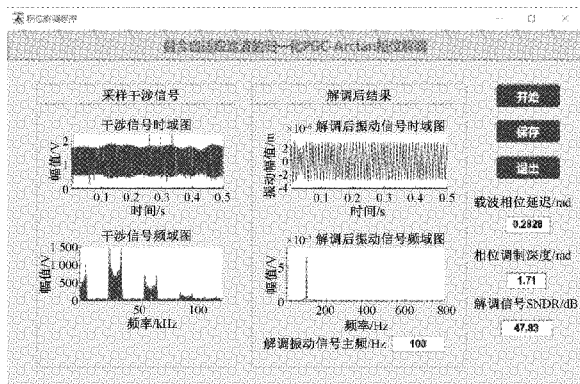


图 14 UI 界面

根据载波相位延迟求解算法,对求解信号对进行相处理后反正切求解即可得到载波相位延迟。将在 0.5 s 内实际处理这对信号得到的载波相位延迟,绘制在一幅图上,如图 15 所示。

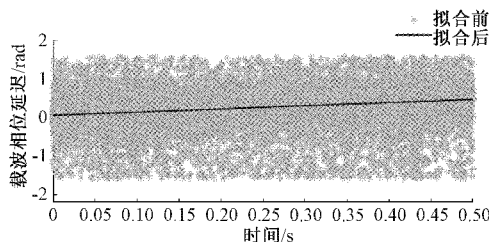


图 15 载波相位延迟求解结果

倘若理想的信号对,在二者绘制出来的图像中,除了噪点以外,载波相位延迟应该是近似于一条直线,所以载波相位延迟应该是一个固定值,但在图 15 中可以明显看出,它是随时间逐渐变化的,而且是近似线性变化。为了滤除无关噪点的影响,并适应时间变化,对载波相位延迟进行线性拟合,得到了载波相位延迟随时间变化的一次函数,如式(9)。

$$y = 0.8257t + 0.065 \tag{9}$$

式中: t 为时间, y 为载波相位延迟。

利用载波相位调制深度解调算法结合查表法,得到了如图 16 所示的载波相位调制深度求解结果。从图中可以清晰地看出,根据查表结果解算出载波相位调制深度为 1.71 rad。

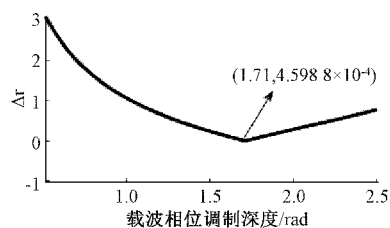


图 16 载波相位调制深度求解

将载波相位延迟与载波相位调制深度进行归一化处理,对比归一化前后正交信号对的李萨如图如图 17 所示。

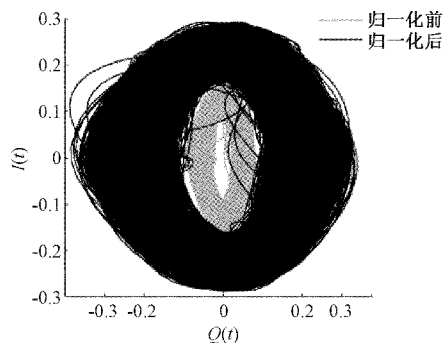


图 17 归一化前后正交信号对李萨如图形

从图中可以看出归一化前正交信号对所形成的李萨如图形为一个椭圆,归一化后信号近似呈现一个圆形,这表明归一化后对正交信号有了明显的改善,有效地消除了载波相位延迟与载波相位调制深度的影响。

归一化后进而对正交信号进行反正切解调,最终得到振动信号如图 18(a)与(b)所示。

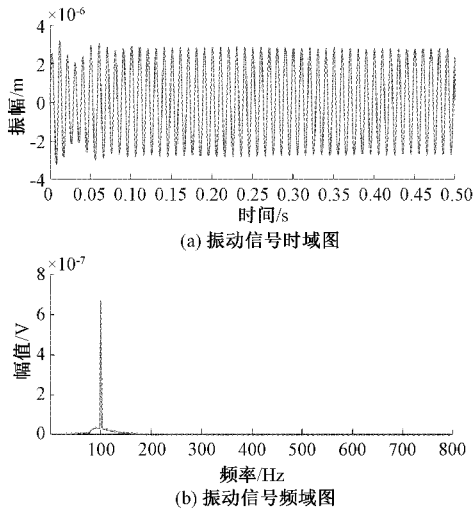


图 18 解调后振动信号

从上图中可以直观看出解调出的被测振动为主频为 100 Hz 的正弦信号振动,信号 SNDR 为 33.93 dB。至此实现了对 100 Hz 的微弱振动的测量,由此验证了光路测量原理与解调算法的正确性。

将初步解调出的振动信号利用自适应滤波器进行平滑与降噪,此时滤波器参数如表 4 所示。

表 4 自适应滤波器实验参数

滤波器参数	信号参数值
蒙特卡洛仿真次数	10
输入信号序列长度	125 000
FIR 滤波器长度	2048
步长因子 μ	1/128
采样频率 f_s /kHz	250

通过自适应滤波后,此时振动信号的 SNDR 提升至 47.84 dB,相较于自适应滤波前提升了约 14 dB。

4.2 信噪失真比测试

在相同测量条件下,对不同频率的多组振动信号进行测试,求得各频率下自适应滤波前后的平均 SNDR,最终可以得到如图 19 所示结果。

由图 19 可以得到以下两个结论:

- 1) 自适应滤波角度:对比图中两条曲线可知,自适应滤波后对解调后信号的 SNDR 平均有 12 dB 的提升,这验证了自适应滤波算法对提升善解调信号 SNDR 的有效性;
- 2) SNDR 随被测振动频率的变化角度:解调信号的

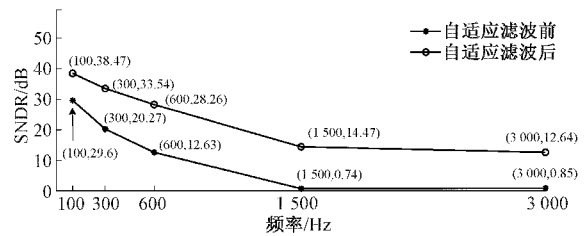


图 19 各频率下自适应滤波前后 SNDR 效果对比

SNDR 随被解调信号频率的增加而减小,这表明在该实验测量条件下,信号解调效果随频率升高逐渐变差。其原因一方面是因为广电探测器预处理电路的增益带宽积有限,被测频率增加后会引入额外的噪声;另一方面是相位解调算法本身所引起的。PGC-Arctan 相位解调算法的运算基础是建立在干涉信号的各载波频带之间不会出现频谱互相混叠的现象,并且最好是频带之间有着明显地区分与间隔,否则就会影响相位解调效果。

5 结 论

本文针对激光干涉测振信号传统 PGC 解调算法中存在非线性误差大、信噪失真比低的问题提出了一种融合自适应滤波和归一化 PGC-Arctan 的算法。本文的研究工作取得了如下结论:

本文提出对载波相位延迟与载波相位调制深度进行分析计算,通过构造特定系数对正交干涉信号对进行归一化处理,减小信号解调的非线性误差,通过仿真和实验测试对比归一化前后正交信号对的李萨如图形,验证了归一化算法的有效性。

提出了利用基于 LMS 算法的自适应滤波器对解调后信号进行自适应平滑滤波。仿真结果显示在当前仿真滤波参数下,对叠加了 14 dB 信噪比随机噪声的频率分布为 100~30 kHz 正弦信号,SNDR 平均可以提升 20 dB。实验测试结果表明,对 100 Hz~3 kHz 的被测振动信号,自适应滤波后 SNDR 平均提升了 12 dB,从而验证自适应滤波器的有效性。

参考文献

- [1] 钟剑锋,李思钰,吴生源,等. 视觉位感条纹多维动态测量原理及其发展[J]. 电子测量技术,2021,44(6): 122-129,DOI:10.19651/j.cnki.emt.2105671.
- [2] 王兰. 机械设备故障诊断中的振动频率测量仪设计与应用[J]. 电子测量技术,2020,43(15):166-171,DOI:10.19651/j.cnki.emt.1903394.
- [3] 张世华. 基于飞秒光频梳的正弦相位调制干涉绝对距离测量方法研究[D]. 杭州:浙江理工大学,2018: 49-53.
- [4] 郑来芳,张俊生,梁海坚,等. 一种光纤振动传感器的改进型相位解调方法研究[J]. 电子测量与仪器学报,2021,35(8):184-190,DOI:10.13382/j.jemi.B2103903.

- [5] XIE J, YAN L, CHEN B, 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.
- [6] NIKITENKO A, PLOTNIKOV M, VOLKOV A, et al. PGC-Atan demodulation scheme with the carrier phase delay compensation for fiber-optic interferometric sensors[J]. *IEEE Sensors Journal*, 2018, 18(8): 1985-1992.
- [7] ZHANG A, LI D. Interferometric sensor with a PGC-AD-DSM demodulation algorithm insensitive to phase modulation depth and light intensity disturbance[J]. *Applied Optics*, 2018, 57(27): 7950-7955.
- [8] ZHANG S, ZHANG A, PAN H. Eliminating light intensity disturbance with reference compensation in interferometers [J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2015, 27(17): 1888-1891.
- [9] PENG F. An improved fixed phased demodulation method combined with phase generated carrier (PGC) and ellipse fitting algorithm [C]. Zhang X. *International Conference on Optical Instruments and Technology-Optical Sensors and Applications*. Bellingham: SPIE-INT Soc Optical Engineering, 2015, 9620: 9620S.
- [10] 宋锡文,董业鹏,杨世飞. 基于 FPGA 的振动信号处理参数寻优试验研究[J]. *电子测量与仪器学报*, 2021, 35(2): 101-108, DOI:10.13382/j.jemi.B2003656.
- [11] 张烈山,李荣森,兰益成,等. 利用正弦相位调制干涉仪探测声辐射激励的固体表面微振动[J]. *中国激光*, 2022, 49(3): 43-55.
- [12] 王晓燕,金松林. 云技术的舰船航行数据自适应滤波算法[J]. *舰船科学技术*, 2021, 43(22): 22-24.
- [13] 王彪,李涵琼,高世杰,等. 一种变步长最小平均 p 范数自适应滤波算法[J]. *电子与信息学报*, 2022, 44(2): 661-667.
- [14] 孟金,张红升,易胜宏,等. 均方偏差分析的多态可变步长 LMS 算法[J/OL]. *重庆邮电大学学报(自然科学版)*: 1-11[2022-04-20]. <http://kns.cnki.net/kcms/detail/50.1181.N.20210824.1054.022.html>.
- [15] 王会峰,何柱材,李云梦,等. 采用自适应可靠因子的联合双边散斑条纹滤波方法[J]. *仪器仪表学报*, 2021, 42(12): 18-29, DOI:10.19650/j.cnki.cjsi.J2108510.
- [16] 施文昊. 一种具有频率不变性约束的新型自适应动目标检测滤波器[J]. *国外电子测量技术*, 2020, 39(6): 37-41, DOI:10.19652/j.cnki.fcmt.2002045.

作者简介

李昕聪,本科,主要研究方向为激光多普勒干涉振动测量技术、无线传感器网络技术 etc.

E-mail: studyeD_nf@163.com

张烈山(通信作者),副教授,硕士生导师,主要研究方向为机器视觉测量技术、激光多普勒干涉振动测量技术等。

E-mail: zhanglieshan@163.com