

激光语音检测系统反正切补偿算法

晏春回^{1,2}, 王挺峰¹, 张合勇¹, 吕 韬^{1,2}, 赵彦明³

- (1. 中国科学院长春光学精密机械与物理研究所 激光与物质相互作用国家重点实验室, 吉林 长春 130033; 2. 中国科学院大学, 北京 100049; 3. 中国石油天然气股份有限公司管道长春输油分公司, 吉林 长春 130000)

摘 要: 通过理论分析激光语音检测系统, 提出一种引入参数估计误差的反正切解调补偿算法, 并建立了系统总谐波失真与关键参数及其误差的定量数学关系式。文中用总谐波失真(THD)和无杂散动态范围(SFDR)分别表征系统微振动信号解调效果和可以与大干扰信号(阻塞信号)相区别的最小信号值。实现了非接触、远距离、高灵敏度的微振动信号检测。通过实验和仿真均验证了反正切补偿算法的可行性。实验结果表明: 该系统可以检测音频范围内的微弱振动, 在现有光学硬件平台基础上, 利用文中提出的反正切补偿算法, 能在 35 m 范围内较好地还原语音信号。

关键词: 反正切补偿算法; 总谐波失真; 无杂散动态范围

中图分类号: TN249 **文献标志码:** A **DOI:** 10.3788/IRLA201746.0906004

Arctangent compensation algorithm of laser speech detection system

Yan Chunhui^{1,2}, Wang Tingfeng¹, Zhang Heyong¹, Lv Tao^{1,2}, Zhao Yanming³

- (1. State Key Laboratory of Laser Interaction with Mater, Changchun Institute of Optics, Fine Mechanics and Physics, Chinese Academy of Sciences, Changchun 130033, China; 2. University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049, China; 3. Pipeline Changchun Oil Transportation Branch, PetroChina Co Ltd, Changchun 130000, China)

Abstract: The arctangent demodulation compensation algorithm with parameter estimation error was proposed through analyzing laser speech detection system in theory, then quantitative mathematical formulas between the total harmonic distortion (THD) and key parameters as well as errors were built up. The THD and spurious free dynamic range (SFDR) were considered in this paper, which indicated the demodulation effect of micro vibration signal and minimum signal value distinguished from a large disturbance signal (jamming signal), respectively. This system implemented non-contact, long distance and high sensitive acoustic micro vibration signal detection. Laboratory experiments and simulations were presented to verify the feasibility of the arctangent demodulation compensation algorithm. Results illustrate that this system can detect the micro vibration caused by sound wave and recover voice signal from received signal within 35 meters using the compensation algorithm based on optical hardware platform currently.

Key words: arctangent compensation algorithm; THD; SFDR

收稿日期: 2017-01-05; 修订日期: 2017-02-03

基金项目: 国家自然科学基金青年基金(61205143)

作者简介: 晏春回(1991-), 男, 硕士生, 主要从事激光外差探测信号处理方面的研究。Email: chh_yan@sina.com

导师简介: 王挺峰(1977-), 男, 研究员, 博士生导师, 博士, 主要从事激光应用与光电系统总体技术方面的研究。Email: wtfeng@sina.com

0 引言

激光多普勒语音检测技术源于传统的激光多普勒测振技术。激光外差干涉技术因具有测量速度快、非接触测量、精度高等优点广泛用于微弱振动信号的检测,所以激光语音检测以外差干涉法为主。外差干涉法通过载波调制实现频谱搬移,从而将待测信号与低频环境扰动(小于 200 Hz)隔离,最后采用相位生成载波技术(PGC)进行信号检测。

相位产生载波(PGC)是光纤传感技术中一种非常流行的技术,具有解调简单、对硬件要求小的特点。PGC 主要包括微分交叉相乘(DCM)、反正切和微分自相乘(DSM 算法^[1-4]),微分交叉相乘和微分自相乘算法由于存在微分运算对高频噪声非常敏感,对信号的纯净度要求很高,参考文献[5]中应用微分交叉相乘算法对干涉信号进行解调,已经实现 20 m 人声激励目标物振动信号的语音恢复;反正切算法过程简单、动态范围大、耗时较低,但解调精度还有待提高。

文中提出一种反正切补偿算法,并进行归一化处理,在保证精度的前提下提高了解调距离,通过仿真结果验证了所提出补偿算法的有效性。在此基础上进行了实验验证,实验中采用单张白纸作为振动目标,利用人声对目标物进行激励,可实现 35 m 语音恢复,然后对激光多普勒语音检测系统的总谐波失真(THD)和无杂散动态范围(SFDR)进行了定量分析,进一步验证了补偿算法的可行性。

1 理论基础

激光多普勒语音检测技术中常采用外差干涉方法,该方法一般情况下将激光经过分束器之后变为两路:信号光和本振光。信号光到达目标物后被反射,并发生多普勒频移,多普勒信号携带目标物振动信息;本振光经过分束器后与信号光同时进入光电探测器并形成干涉信号,该信号经过光电探测器转化后的电信号形式为^[6]:

$$I(t)=A+B\cos[C\cos(\Omega_c t)+\varphi_s]=A+B\cos\varphi_s\{J_0(C)+\sum_{n=1}^{\infty}2(-1)^n J_{2n}(C)\cos(2n\Omega_c t)\}-B\sin\varphi_s\{\sum_{n=1}^{\infty}2(-1)^n J_{2n+1}(C)\cos[(2n+1)\Omega_c t]\} \quad (1)$$

式中: A 为干涉信号的直流项; B 为干涉信号的交流幅值; C 为相位载波的调制度; Ω_c 为载波角频率; φ_s 为目标物振动以及环境扰动引起的相位抖动; $J_i(C)$ 是以 C 为变量、 i 为阶数的第一类贝塞尔函数。

PGC 检波过程为干涉信号分别与一倍频载波和二倍频载波相乘,经过低通滤波器滤除高频载波信号,然后对干涉信号进行解调。本地乘法单元产生载波信号为:

$$\begin{cases} X_1(t)=\cos(\Omega_c t) \\ X_2(t)=\cos(2\Omega_c t) \end{cases} \quad (2)$$

两路载波信号分别与干涉信号相乘,经过低通滤波器后得到两路正交信号 V_1 、 V_2 ,

$$\begin{cases} V_1=[I(t)\times X_1(t)]*h_{LPF}(t)=-BJ_1(C)\sin\varphi_s \\ V_2=[I(t)\times X_2(t)]*h_{LPF}(t)=-BJ_2(C)\cos\varphi_s \end{cases} \quad (3)$$

式中: V_1 、 V_2 代表两路正交信号;* 代表卷积运算; $h_{LPF}(t)$ 为低通滤波器的冲激响应函数。

根据前人的研究结果,当调制深度 C 约为 2.63^[1] 时, $J_1(C)$ 与 $J_2(C)$ 相等,则两路正交信号相除再经过反正切运算即可解调出目标物振动的相位信息。

然而实际中激光多普勒语音检测系统由于声光移频器的频率漂移和环境噪声的影响,采集到的干涉信号与本地载波总会存在一定误差,影响解调输出信号的精度,实际的光电探测器输出信号为:

$$I_r(t)=A+B\cos[C\cos(\Omega_c t-\theta)+\varphi_s]=A+B\cos\{J_0(C)+\sum_{n=1}^{\infty}2(-1)^n J_{2n}(C)\cos(2n\Omega_c t-\theta_{2n})\}-B\sin\varphi_s\{\sum_{n=0}^{\infty}2(-1)^n J_{2n+1}(C)\cos[(2n+1)\Omega_c t-\theta_{2n+1}]\} \quad (4)$$

式中: θ 为采集到的干涉信号相对本地载波的相位延迟; θ_m 为干涉信号 m 次谐波分量相对本地载波的相位延迟。

如果没有对载波信号进行相位补偿,则检波后得到的信号形式如下:

$$\begin{cases} V_1=[I_r(t)\times X_1(t)]*h_{LPF}(t)=-BJ_1(C)\cos\theta_1\sin\varphi_s \\ V_2=[I_r(t)\times X_2(t)]*h_{LPF}(t)=-BJ_2(C)\cos\theta_2\cos\varphi_s \end{cases} \quad (5)$$

这就要求对载波信号的进行相位补偿,分别测出干涉信号与载波信号一倍频和二倍频的相位延迟,则可以直接对本地载波进行相应的相位延迟,形式为:

$$\begin{cases} X_1(t)=\cos(\Omega_c t-\theta_1) \\ X_2(t)=\cos(2\Omega_c t-\theta_2) \end{cases} \quad (6)$$

经过补偿后的检波结果依然如公式(3)。

此外, 激光语音检测系统的调制深度 C 总会因两路干涉信号幅度不同而变化, 实验中正交解调芯片 RF2713 输出的两路 I 、 Q 信号经过电压增益控制 (VGC) 电路使得输出信号幅值相同, 但是由于芯片精度和外部不确定因素的影响两路信号总会存在一定的偏差 ΔU , 这就要求后期处理时对其进行补偿, 补偿前信号形式如下:

$$\begin{cases} V_I = U \cos \theta_1 \times \sin(\varphi_s) \\ V_Q = U \cos \theta_2 \times \cos(\varphi_s) \end{cases} \quad (7)$$

上述提到的 θ_1 、 θ_2 、 U 三个参数的精度对解调效果影响很大, 实际中不可避免地存在误差, 设测量结果如下:

$$\begin{cases} U_I = U + \Delta U & U_Q = U \\ \Delta \theta_1 = \theta_1 + \Delta \delta_{\theta_1} & \Delta \theta_2 = \theta_2 + \Delta \delta_{\theta_2} \end{cases} \quad (8)$$

式中: U_I 、 U_Q 、 $\Delta \theta_1$ 、 $\Delta \theta_2$ 为实际测量结果; U 、 θ_1 、 θ_2 为理论真值; ΔU 、 $\Delta \delta_{\theta_1}$ 、 $\Delta \delta_{\theta_2}$ 为测量误差。将测量值代替真值带入公式(7)中, 得到反正切补偿模型为:

$$\tan \varphi = \frac{U + \Delta U}{U} \times \frac{\cos \Delta \delta_{\theta_1}}{\cos \Delta \delta_{\theta_2}} \times \tan \varphi_s \quad (9)$$

式中: φ 为反正切补偿模型解调的结果, 即在参数测量误差下的解调输出值。

为得到解调输出与参数误差的直接关系, 现定义误差增益因子 δ 如下:

$$\delta = \frac{U + \Delta U}{U} \times \frac{\cos \Delta \delta_{\theta_1}}{\cos \Delta \delta_{\theta_2}} - 1 \quad (10)$$

将误差增益因子 δ 代入公式(9), 可得:

$$\tan \varphi = (1 + \delta) \tan \varphi_s \quad (11)$$

整理可得:

$$\varphi - \varphi_s = \arctan \left[\frac{\delta \tan \varphi_s}{1 + (1 + \delta) \tan^2 \varphi_s} \right] \quad (12)$$

将 $f(\delta)$ 在 $\delta=0$ 处进行泰勒级数展开, 其中

$$f(\delta) = f(0) + f'(0) \delta + \frac{1}{2} f''(0) \delta^2 + o(\delta^2) \quad (13)$$

将公式(12)展开可得:

$$\varphi \approx \varphi_s + \frac{1}{2} \sin 2\varphi_s \cdot \delta + \left(-\frac{1}{4} \sin 2\varphi_s + \frac{1}{8} \sin 4\varphi_s \right) \cdot \delta^2 \quad (14)$$

通过泰勒级数展开得到反正切解调输出与误差增益因子关联性的方法有如下优点:

(1) 可以将误差增益因子 δ 视为变量, 对输入信号 φ_s 不作任何限制;

(2) 可以通过泰勒级数展开的项数来控制解调输出信号的误差精度。

此外可以通过误差增益因子定义公式(10)得到两路干涉信号的偏差和载波相位延迟参数误差的直接关系, 分别为:

$$\delta \cos \Delta \delta_{\theta_1} = \cos \Delta \delta_{\theta_2} = \frac{\Delta U}{U} \quad (15)$$

$$\delta \Delta U = 0 = \frac{\cos \Delta \delta_{\theta_1}}{\cos \Delta \delta_{\theta_2}} - 1 \approx \frac{1}{2} ((\Delta \delta_{\theta_2})^2 - (\Delta \delta_{\theta_1})^2) \quad (16)$$

从公式(15)中可以看出: 干涉信号幅值 U 越大, 误差增益因子越小, 即反正切解调输出精度越高; 从公式(16)可以看出: 两路载波信号相位延迟误差平方差越大, 误差增益因子越大, 即反正切解调输出精度越低。

2 参数误差对解调失真指标的影响

文中用 THD 定量衡量参数误差对解调输出的影响。THD 指的是输入单一频率的正弦信号, 高次谐波总功率有效值与基波信号功率有效值之比的平方根。现定义总谐波失真 THD 如下:

$$\text{THD}(\%) = \sqrt{\frac{\sum_{n=2}^N P_n^2}{P_1^2}} \quad (17)$$

式中: P_1 表示基波信号的电压值; P_n 表示 n 次谐波的电压值; N 表示前 N 次谐波。THD 越小, 解调输出的非线性失真越小。

对应用反正切补偿模型的系统输入单频信号, 分析解调系统输出的频率成分以及定量描述输出的幅值变化。设输入信号形式为:

$$\varphi_s = \varphi_0 + D \cos(\Omega_s t) \quad (18)$$

式中: φ_0 为激光语音检测系统的初相位; D 为输入信号的幅值; Ω_s 为输入信号的角频率。

将公式(18)代入公式(14)中, 可得:

$$\begin{aligned} \varphi = \varphi_0 + \frac{1}{2} \sin(2\varphi_0) J_0(2D) \delta - \frac{1}{4} \sin(2\varphi_0) J_0(2D) \delta^2 + \\ \frac{1}{8} \sin(4\varphi_0) J_0(4D) \delta^2 + \{ D + \cos(2\varphi_0) J_1(2D) \delta - \\ \frac{1}{2} \cos(2\varphi_0) J_1(2D) \delta^2 + \frac{1}{4} \cos(4\varphi_0) J_1(4D) \delta^2 \} \\ \cos(\Omega_s t) + \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^k \{ \sin(2\varphi_0) J_{2k}(2D) \left(\delta - \frac{1}{2} \delta^2 \right) + \\ \frac{1}{4} \sin(4\varphi_0) J_{2k}(4D) \delta^2 \} \cos 2k \Omega_s t + \\ \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^k \{ \cos(2\varphi_0) J_{2k+1}(2D) \left(\delta - \frac{1}{2} \delta^2 \right) + \end{aligned}$$

$$\frac{1}{4} \sin(4\varphi_0) J_{2k+1}(4D) \delta^2 \} \cos(2k+1) \Omega_{st} \quad (19)$$

由公式(19)可看出,反正切补偿模型解调输出由于误差增益因子 φ 的存在使得直流及基频信号出现了偏差,且出现了高次谐波。

由公式(19)可得:

$$\text{THD}(\%) \approx \sqrt{\frac{[\alpha + \beta + (\beta - \alpha) \cos(4\varphi_0)] \cdot \delta^2}{2D^2}} \quad (20)$$

其中 $\alpha = \sum_{k=1}^{\infty} J_{2k}^2(2D)$, $\beta = \sum_{k=1}^{\infty} J_{2k+1}^2(2D)$ 。

由公式(20)可知解调输出的总谐波失真不仅与输入信号的幅度和参数误差有关,而且和输入信号的初相位有关。

THD 的范围如下:

$$\sqrt{\frac{\min(\alpha, \beta) \delta^2}{D^2}} \leq \text{THD} \leq \sqrt{\frac{\max(\alpha, \beta) \delta^2}{D^2}} \quad (21)$$

首先对 THD 与输入信号的幅值、初相位以及参数误差的大小的关系进行仿真验证。

仿真条件: $U=0.5$, 图 1 中对总谐波失真 $\text{THD}_{\max}$ 取对数, 三条曲线分别为 $\Delta U=0.01$ 、 0.02 、 0.03 。

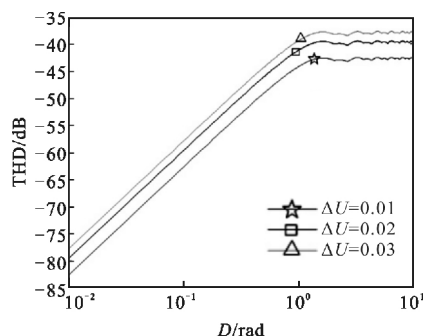


图 1 $\text{THD}_{\max}$ 与输入信号幅值 D 的关系

Fig.1 Relations of $\text{THD}_{\max}$ and D

在图 2 对数坐标系下, $\Delta U, \Delta \delta_{\theta_2} = 2\Delta \delta_{\theta_1}$, 输入信号幅值 D 分别为 0.01、0.1、1.6。

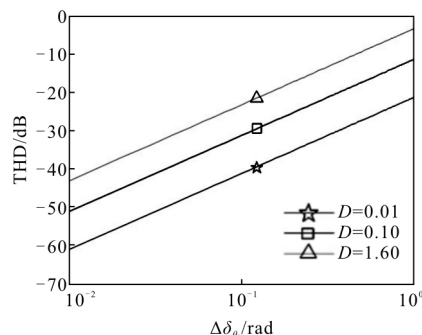


图 2 $\text{THD}_{\max}$ 与相位延迟 $\Delta \delta_{\theta}$ 的关系

Fig.2 Relations of $\text{THD}_{\max}$ and $\Delta \delta_{\theta}$

观察图 1 和图 2 可见, 输入信号幅值 D 在 0.01~1.6 rad 之间时, $\text{THD}_{\max}$ 与 D 在对数坐标系中呈正比, 在 1.6~10 rad 之间时表现出微小波动并趋于稳定; 载波相位延迟 $\Delta \delta_{\theta_1}$ 在 0.01~1 rad 区间时, 对数坐标系下总谐波失真 $\text{THD}_{\max}$ 与载波相位延迟 $\Delta \delta_{\theta_1}$ 成正比。

对总谐波失真与输入信号幅值 D 和相位延迟 $\Delta \delta_{\theta}$ 的关系进行仿真验证。假设目标物按正弦波振动, 仿真参数如下: $\varphi_s = D \sin(2\pi f t)$, $A=20$, $B=5$, $C=2.63$, $D=5 \mu\text{m}$, $f=500 \text{ Hz}$ 。

载波频率 $f_0=0.8 \text{ MHz}$, 采样频率 $f_s=2 \text{ MHz}$, 采样间隔 $t=1/f_s$ 。将两路干涉信号幅值进行归一化比较, 发现正交性较好, 如图 3 所示。反正切补偿算法解调结果如图 4 所示。

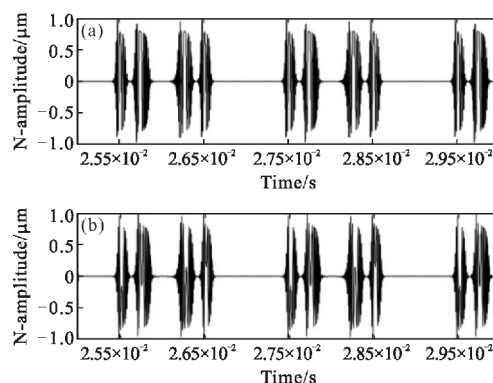


图 3 两路干涉信号

Fig.3 Two interference signals

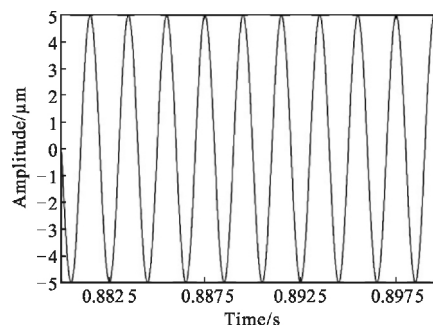


图 4 解调输出结果

Fig.4 Result of demodulation output

观察解调输出曲线可知, 反正切补偿解调算法仿真效果比较理想。

3 实验

3.1 系统对单频信号的响应

按图 5 搭建光学实验平台^[7-10], 采用信号发生器

生成单频信号,并通过扬声器输出声音信号,光电探测器接收回波信号。根据 PGC 解调原理可知,要求硬件电路的本地乘法单元产生一倍频和二倍频载波信号。激光器经过分束器产生两路信号,一路经声光调制器形成信号光,另一路经发射系统打到目标物上并按原路返回形成信号光^[11-12]。信号光和参考光同时进入光电探测器,利用 RF2713 芯片构成的正交解调电路对干涉信号进行解调。应用 12 位 ADC 对正交解调电路输出信号进行采样,在 MATLAB 环境下应用反正切补偿算法对两路解调信号进行恢复。

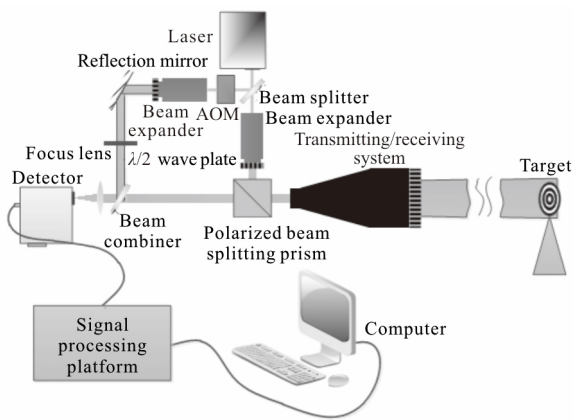


图 5 系统结构

Fig.5 Structure of the system

扬声器放在激光器正前方 35 m 处,观察激光语音检测系统的频率响应,并按公式(17)计算其 THD 大小,结果如图 6 所示。

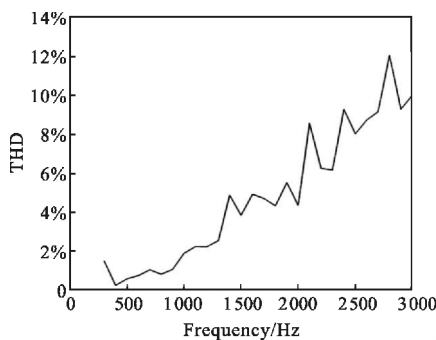


图 6 单频信号的总谐波失真

Fig.6 THD of single frequency signal

用 SFDR 表征解调系统的好坏, SFDR 指的是信号的均方根值与最差杂散信号(无论它位于频谱中何处)的均方根值之比。文中规定 SFDR 相对于实际信号幅度(dB),定义 SFDR 如下:

$$SFDR = 10 \cdot \log \frac{U}{N_{\max}} \quad (22)$$

式中: U 表示输入信号电压值的均方根; $N_{\max}$ 表示最大噪声成分或最大失真成分的电压值。图 7 表示输入单频信号时激光语音侦听系统的无杂散动态范围。

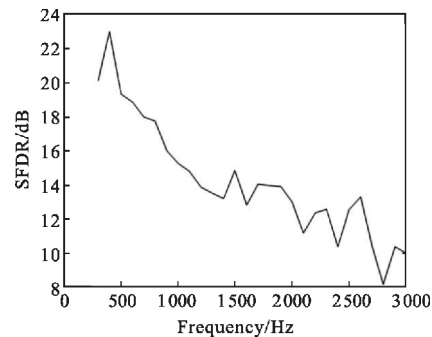


图 7 单频信号的无杂散动态范围

Fig.7 SFDR of single frequency signal

综合图 6、图 7 和表 1 可知:系统对 300~3 000 Hz 频率范围内的音频振动信号均可响应。对 300~1 500 Hz 范围内的单频振动信号解调效果良好,总谐波失真 THD 均在 5% 以下;对 1 500~3 000 Hz 范围内的单频振动信号解调效果较好,总谐波失真 THD 绝大部分在 10% 以下;无杂散动态范围 SFDR 绝大部分大于 10 dB,低频范围内可达 20 dB 以上。表 1 显示了不同距离下 THD 和 SFDR 的大小(@500 Hz),随着距离的增加,THD 越大而 SFDR 越小。

表 1 不同距离的总谐波失真和无杂散动态范围

Tab.1 THD and SFDR of different distance

Distance /m	15	20	25	30	35	40	45
THD	0.042%	0.13%	0.25%	0.42%	0.58%	1.07%	1.48%
SFDR /dB	29.3	27.51	24.57	21.50	18.89	16.84	15.57

实验中通过 FPGA 控制 12 bits ADC 时序以 0.1 MHz 采样率采集干涉信号,一共采集 300~3 000 Hz 频率范围内的 28 组实验数据,每组采 10 s 数据。其中 500 Hz 单频正弦信号应用补偿算法前解调输出结果如图 8 所示,应用补偿算法后输出结果如图 9 所示。

经过长时间的、不同振动频率的单频微振动信号解调效果观测,实验表明:反正切补偿算法对单频信号幅值补偿解调效果良好,以下将利用该补偿算法对语音频段的振动信号进行解调。

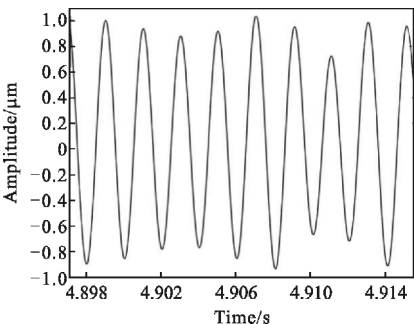


图 8 补偿前输出信号

Fig.8 Output signal before compensation

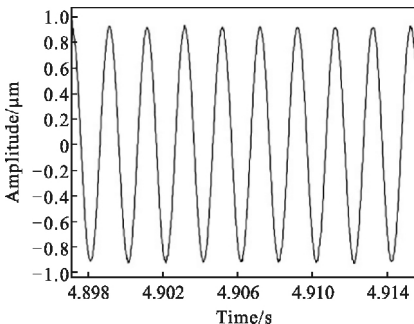


图 9 补偿后输出信号

Fig.9 Output signal after compensation

3.2 系统对音频信号的响应

为验证激光语音侦听系统反正切补偿算法对复杂频率的解调效果,采用搭建好的光学实验平台,利用人声(女高音)驱动单张 A4 白纸振动,激光直接打在白纸上。实验中依旧通过 FPGA 控制 12 bitsADC 时序以 0.1 MHz 采样率采集不同距离的多组两路干涉信号,然后对硬件平台采集到的数据在 MATLAB 环境下利用反正切补偿算法进行语音恢复。

恢复之后的语音信号频谱如图 10 所示。

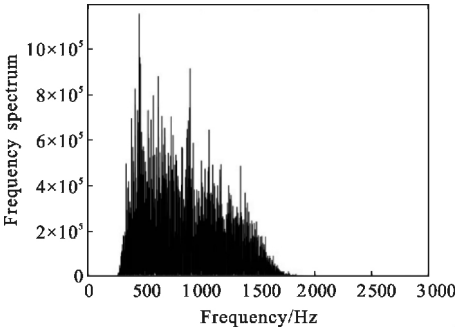


图 10 原始语音信号的频谱图

Fig.10 Frequency spectrum of original acoustic signal

语音清晰度与人的主观意见直接相关,且不能用信噪比表示(实际应用中很难获得纯净语音信号),文中采用国际常见的语音质量评价标准——平均意见得分(MOS)。它是一种主观测试方法,将用户接听和感知语音质量的行为进行调研和量化。主观评价方法的优点是符合人类听话时对语音质量的感受,目前得到了广泛的应用,见表 2。

表 2 MOS 分值对照表

Tab.2 MOS comparison table

Grade	Scores of MOS	Customer satisfaction
Excellent	5.0	Very clear listening, no sense of distortion, no delay
Good	4.0	Clear listening, small delay, a little of noisy
Medium	3.0	Can't listen clear, large delay, speech distortion
Inferior	2.0	Can't listen clear, much of noisy, serious distortion
Bad	1.0	Can't listen clearly or silence, large noisy

实验中找出 20 名不同年龄、不同性别的试听人员,对激光语音侦听系统使用反正切补偿算法前后解调出的语音分别打分。得分情况如表 3 所示。

表 3 不同距离下语音的平均意见得分

Tab.3 MOS of speech with different distance

Distance /m	15	20	25	30	35	40	45
Mean scores of MOS	4.65	4.40	4.20	3.95	3.65	2.85	2.20
Proportion of 3 scores or more	100%	95%	85%	80%	70%	50%	15%

由以上结果可知:激光语音侦听系统在 35 m 时解调效果比较理想,当距离大于 35 m 时,解调恢复的语音信号若没有先验知识,分辨较为困难。基于反正切补偿算法的激光语音侦听系统在 35 m 范围内可以很好地恢复人声引起的微振动信号。

4 结 论

理论分析了参数误差对激光语音侦听系统解调失真指标的影响,并建立了基于参数误差的反正切

补偿算法模型, 仿真结果验证了反正切补偿算法的可行性与优越性。总谐波失真 THD 在相位延迟 $\Delta\delta_\theta$ 一定时会随着输入信号幅值的变大而趋于某个稳定值; 在输入信号幅值一定时对数坐标系下与相位延迟 $\Delta\delta_\theta$ 成线性正相关。实验结果进一步表明: 基于反正切补偿算法的激光语音侦听系统对音频范围内微振动信号响应良好, 在保证解调精度的同时有效地提高了微振动信号检测距离, 35 m 范围内解调输出的语音清晰可辨。

参考文献:

- [1] 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.
- [2] Peng F, Hou L, Yuan Y, et al. An improved fixed phased demodulation method combined with phase generated carrier (PGC) and ellipse fitting algorithm [C]//SPIE, 2015, 9620: 96200S.
- [3] Totems J, Jolivet V, Ovarlez J P, et al. Advanced signal processing methods for pulsed laser vibrometry [J]. *Applied Optics*, 2010, 49(20): 3967–3979.
- [4] Gu Xiaobin, Feng Guoying, Liu Jian. Application of adaptive filtering algorithm in the weak vibration measurement [J]. *Infrared and Laser Engineering*, 2016, 45(4): 0417003. (in Chinese)
谷晓彬, 冯国英, 刘建. 自适应滤波算法在微弱振动测量中的应用[J]. *红外与激光工程*, 2016, 45(4): 0417003.
- [5] Zhang Qin, Zhang Jianyong, Zeng Hualin, et al. Acoustic signal detection system using PGC demodulation algorithm and laser Doppler effect[J]. *Infrared and Laser Engineering*, 2011, 40(6): 1115–1118. (in Chinese)
张勤, 张建勇, 曾华林, 等. 基于 PGC 解调的激光多普勒语音检测系统[J]. *红外与激光工程*, 2011, 40(6): 1115–1118.
- [6] Bauer M, Ritter F, Siegmund G. High-precision laser vibrometers based on digital Doppler signal processing [C]//SPIE, 2002, 4827: 50–61.
- [7] Li Xiuming, Huang Zhanhua, Li Xiangyu, et al. Two-dimensional point laser Doppler velocimeter for velocity measurement [J]. *Optics and Precision Engineering*, 2014, 22(10): 2627–2632. (in Chinese)
李秀明, 黄战华, 李翔宇, 等. 二维点列式激光多普勒法测量物体速度[J]. *光学精密工程*, 2014, 22(10): 2627–2632.
- [8] Shang Jianhua, Zhao Shuguang, He Yan, et al. Experimental study on minimum resolvable velocity for heterodyne laser Doppler vibrometry [J]. *Chinese Optics Letters*, 2011, 9(8): 081201.
- [9] Li Liyan, Zeng Hualin, Zhou Yan. Optical system of nano-level vibration measurement by laser Doppler [C]//SPIE, 2009, 7382: 1–7.
- [10] Liu Lisheng, Zhang Heyong, Wang Tingfeng, et al. Doppler spectrum imaging of vibrating target using laser heterodyne detection [J]. *Optics and Precision Engineering*, 2015, 23(6): 1508–1515. (in Chinese)
刘立生, 张合勇, 王挺峰, 等. 激光外差探测对振动目标多普勒频谱成像[J]. *光学精密工程*, 2015, 23(6): 1508–1515.
- [11] Guo Liren, Hu Yihua, Li Zheng, et al. Influence of local oscillate power on micro-motion balanced heterodyne detection for Lidar [J]. *Infrared and Laser Engineering*, 2015, 44(10): 2933–2937. (in Chinese)
郭力仁, 胡以华, 李政, 等. 本振功率对目标微动激光平衡外差探测的影响研究 [J]. *红外与激光工程*, 2015, 44(10): 2933–2937.
- [12] Luo Haiyan, Li Shuang, Shi Hailiang, et al. Optical design of imaging system based on spatial heterodyne spectrometer [J]. *Infrared and Laser Engineering*, 2016, 45(8): 0818005. (in Chinese)
罗海燕, 李双, 施海亮, 等. 空间外差光谱仪成像光学系统设计[J]. *红外与激光工程*, 2016, 45(8): 0818005.