

## 抑制光纤检波器系统光强波动影响的解调方法

王 凯<sup>1</sup>, 田长栋<sup>2</sup>, 施清平<sup>2,3</sup>, 王利威<sup>2</sup>, 段发阶<sup>1</sup>, 张 敏<sup>2</sup>, 廖延彪<sup>2</sup>

(1. 天津大学 精密测试技术及仪器国家重点实验室, 天津 300072; 2. 清华大学 集成光电子学国家重点实验室, 北京 100084; 3. 北京宇航系统工程研究所, 北京 100076)

**摘 要:** 基于海上油藏勘探领域的光纤检波器光电复合空分阵列系统, 通过两路 PGC 干涉检波信号相除以构造非线性函数, 提出了一种采用查找表实现该非线性函数解调的新方法。相比传统的两路 PGC 干涉检波信号线性组合的反正切解调方法, 构造非线性函数解调新方案不仅可以补偿生成载波时直接调制 DFB 光源带来的高频光强波动干扰, 也可以抑制其他因素造成的光强随机波动给采用定常系统参数解调带来的影响。实验结果表明: 内调制 DFB 激光器, 采用非线性函数解调方案比线性组合方案在谐波抑制方面优势明显, 两者 HSR 平均值相差达 26.37 dB; 当系统光强降低 50%, 非线性函数解调方案的结果 HSR 平均值优于线性组合方案得到的结果, 两者相差达 17.53 dB。

**关键词:** 光纤检波器; 相位生成载波; 光强波动; 伴生调幅; 非线性函数; 查找表

**中图分类号:** TN2; TN76 **文献标志码:** A **文章编号:** 1007-2276(2013)06-1593-08

## Demodulation method to suppress the influence of laser intensity disturbance in optical fiber hydrophone system

Wang Kai<sup>1</sup>, Tian Changdong<sup>2</sup>, Shi Qingping<sup>2,3</sup>, Wang Liwei<sup>2</sup>, Duan Fajie<sup>1</sup>, Zhang Min<sup>2</sup>, Liao Yanbiao<sup>2</sup>

(1. State Key Lab of Precision Measuring Technology&Instruments, Tianjin University, Tianjin 300072, China;  
2. State Key Laboratory on Integrated Optoelectronics, Tsinghua University, Beijing 100084, China;  
3. Beijing Institute of Aerospace Systems Engineering, Beijing 100076, China)

**Abstract:** A novel demodulation method called nonlinear function scheme and realized by Lookup Table (LUT) technique was proposed in the optical fiber hydrophone array based on the spatial division multiplexing optoelectronic system for the application of oceanic oil exploration. The nonlinear function was obtained by dividing two channels of PGC interference detection signal. Compared with the traditional manner using arctangent algorithm to the linear combination of the two channels of detection signal, the nonlinear function scheme not only can compensate an effect of accompanying laser intensity modulation caused by direct alternating current injection to the DFB laser, but has the characteristic of suppressing an influence of random laser intensity disturbance on the PGC system using constant parameters to demodulate as well. Experimental results demonstrate that in the condition of directly modulating DFB laser, the nonlinear function demodulation scheme has an overwhelming superiority over the linear combination method in harmonic suppression performance and the difference of HSR mean

收稿日期: 2012-10-12; 修订日期: 2012-11-14

基金项目: 国家“863”计划(2006AA04A102-03)

作者简介: 王凯(1985-), 男, 博士生, 主要从事光纤干涉传感技术、测试计量技术研究。Email: tinyparadise@126.com

导师简介: 段发阶(1968-), 男, 教授, 博士生导师, 博士, 主要从事激光及光电测试技术、光纤传感技术研究。Email: fjduan@tju.edu.cn

value between the two demodulation schemes reaches 26.37 dB. When intensity in the system decreases by 50%, HSR mean value of the nonlinear function demodulation is larger than that of the linear combination and the difference reaches 17.53 dB.

Key words: optical fiber hydrophone; PGC; laser intensity disturbance; accompanying laser intensity modulation; nonlinear function; LUT

## 0 引言

海上油藏勘探领域中基于数字化压电检波器主动式声纳阵已经发展的较为成熟,其中包括压电检波器同步采集与数字包传输技术等<sup>[1-2]</sup>。伴随着开发海上油气资源提出的深水地层高分辨率的要求<sup>[3]</sup>,光纤检波器阵列因其高灵敏度,探测微弱信号的能力强,抗电磁干扰,易于组网复用等优点,被视为有潜力的新物探技术<sup>[4-7]</sup>。为了充分利用已有的技术装备和平台,与供压电检波器数据传输的数字包系统实现无缝的数据总线连接方式<sup>[8-9]</sup>,光纤检波器光电复合空分阵列系统所有模块都要置于湿端缆中,往往缆的直径小于60 mm,因而对器件尺寸与模块集成度的要求极高。分布反馈半导体激光器(DFB)因其尺寸小、结构紧凑、功率高、易于对激光器光频直接调制等优点,使DFB成为适用湿端光源的首选方案。但因内调制过程中高频载波交变电流注入DFB激光器造成功率的不稳定,带来的光强高频调制,称为伴生调幅效应<sup>[10-12]</sup>。

为了补偿伴生调幅效应,传统解调方法是利用两路干涉检波信号先作线性组合再相除,然后直接反正切解调。但该方法采用的解调模型中含有直流光强参数,实际使用时往往由于激光器老化,光纤弯曲损耗以及其他环境因素造成的随机扰动等,使得系统直流光强并不固定,如果解调过程不实时更新这个参数,就会造成解调非线性失真问题。为了解决上述问题,文中提出了一种新的利用两路检波信号相除得到的非线性函数解调法,该方法不仅可以补偿伴生调幅效应,而且两路检波信号直接相除时消去了直流光强参数项,使得系统在固定参数解调情况下,依然能够有效抑制直流光强变化的影响。文中详细分析了该方法的原理,并阐述基于数字查找表技术实现非线性函数新方案解调的详尽细节,实验结果证明了文中提出方法的有效性。

## 1 传统线性组合反正切解调方案分析

DFB光源伴生调幅模型下,干涉型光纤检波器输出信号经光电转换得<sup>[11]</sup>:

$$V = kI_0(1 + m\cos\Omega_c t) \cdot [1 + \nu\cos(C \cdot \cos\Omega_c t + \varphi_s)] \quad (1)$$

式中: $k$ 为光强电压转换系数; $I_0$ 为直流光强; $m$ 为伴生调幅因子(表征电流注入激光器改变光频偏的同时带来的光强波动程度), $m = (I_{\max} - I_{\min}) / (I_{\max} + I_{\min})$ , $I_{\max}$ 为激光器最大输出光强, $I_{\min}$ 为激光器最小输出光强; $\nu$ 为干涉信号衬比度; $C$ 为相位载波调制度; $\Omega_c$ 为载波角频率; $\varphi_s$ 为光纤检波器初相以及传感输入信号共同作用结果。

干涉信号分别经过本地1倍载波与2倍载波同步相乘并经过低通滤波器滤除高频信号(这个过程称之为检波过程),将得到两路检波信号 $V_1, V_2$ ,数学表达式为<sup>[13]</sup>:

$$\begin{cases} V_1 = \frac{kI_0m}{2} - kI_0\nu J_1(C)\sin\varphi_s + \frac{kI_0\nu m}{2} [J_0(C) - J_2(C)]\cos\varphi_s \\ V_2 = -kI_0\nu J_2(C)\sin\varphi_s + \frac{kI_0\nu m}{2} [J_3(C) - J_1(C)]\cos\varphi_s \end{cases} \quad (2)$$

式中: $J_i(C)$ 是以 $C$ 为变量, $i$ 为阶数的第一类贝塞耳函数。整理公式(2),得:

$$\tan\varphi_s = \frac{-J_2(C)\left(V_1 - \frac{kI_0m}{2}\right) + \frac{m}{2}[J_2(C) - J_0(C)]V_2}{\frac{m}{2}[J_1(C) - J_3(C)]\left(V_1 - \frac{kI_0m}{2}\right) - J_1(C)V_2} \quad (3)$$

该方法利用两路检波信号线性组合结果相除,直接得到干涉仪输入信号 $\varphi_s$ 的正切值,求取反正切过程与系统无伴生调幅情况一样,比较简单,在理论上完全补偿伴生调幅效应。

公式(3)的解调模型不足在于“定常”参数依赖于直流光强 $I_0$ 。由于目前的解调是基于离线测算系统参数,再固化所有参数按照数学模型对实际信号进行解调,这样该方案就不能够克服直流光强 $I_0$ 变化的影响,造成信号解调的非线性失真。

## 2 非线性函数查表解调方案

### 2.1 非线性函数查表解调原理

整理公式(2),得:

$$\begin{cases} V_1 = -kI_0vK_1 \left\{ \sin(\varphi_s - \theta_1) - \frac{m}{v2K_1} \right\} \\ V_2 = -kI_0vK_2 \cos(\varphi_s + \theta_2) \end{cases} \quad (4)$$

其中,

$$\begin{cases} K_1 = \sqrt{\left\{ \frac{m}{2} [J_0(C) - J_2(C)] \right\}^2 + [J_1(C)]^2}; \\ K_2 = \sqrt{\left\{ \frac{m}{2} [J_3(C) - J_1(C)] \right\}^2 + [J_2(C)]^2} \\ \tan \theta_1 = \frac{m[J_0(C) - J_2(C)]}{2J_1(C)}; \tan \theta_2 = \frac{m[J_3(C) - J_1(C)]}{2J_2(C)} \end{cases} \quad (5)$$

由于  $K_1, K_2$  为定常参数, 第一路检波信号通过

$$G(\varphi) = \begin{cases} Q(\varphi) = \frac{\sin(\varphi)\cos(\theta_1 + \theta_2) - \delta_0 - \sin(\theta_1 + \theta_2)\cos(\varphi)}{\cos(\varphi)}, \left( \text{当 } \left| \frac{V_{1com}}{V_{2com}} \right| \leq 1 \right) \\ T(\varphi) = \frac{\cos(\varphi)}{\sin(\varphi)\cos(\theta_1 + \theta_2) - \delta_0 - \sin(\theta_1 + \theta_2)\cos(\varphi)}, \left( \text{当 } \left| \frac{V_{1com}}{V_{2com}} \right| > 1 \right) \end{cases} \quad (7)$$

根据实际 PGC 系统物理参数  $m, C, v$  的常用范围, 可以确定公式(7)中定常数学参数的范围。 $m$  参数往往在 0.4 以内。 $C$  为 2~2.8 rad, 采用反正切解调时  $C$  最优参数控制在 2.63 rad, 此时  $J_1(C) = J_2(C)$ 。干涉信号衬比度  $v$  为 0.8~1。将上述三个参数按照  $m$  为 0.01~0.4,  $C$  为 2~2.8 rad,  $v$  为 0.8~1; 三者步进量分别为 0.01, 0.1, 0.05 进行遍历, 得公式(7)中定常数学参数的范围:  $\theta_1 + \theta_2$  为 -0.370 2~-0.007 5;  $\delta_0$  为 0.008 7~0.580 6。

公式(7)右边的非线性函数是以  $2\pi$  为周期的周期函数, 因而在一个周期里找到该函数值与  $\varphi$  的一一对应的单调区间是解调的关键。对公式(7)分段函数  $Q(\varphi)$  求导, 得:

$$Q'(\varphi) = \frac{\cos(\theta_1 + \theta_2) - \delta_0 \cdot \sin(\varphi)}{\cos^2(\varphi)} \quad (8)$$

$$\begin{cases} \varphi_1 = \arcsin \left[ \frac{\delta_0}{\sqrt{2+2\sin(\theta_1 + \theta_2)}} \right] + \arctan \left[ \frac{1 + \sin(\theta_1 + \theta_2)}{\cos(\theta_1 + \theta_2)} \right] \\ \varphi_2 = \pi - \arcsin \left[ \frac{\delta_0}{\sqrt{2+2\sin(\theta_1 + \theta_2)}} \right] + \arctan \left[ \frac{1 + \sin(\theta_1 + \theta_2)}{\cos(\theta_1 + \theta_2)} \right] \end{cases} \quad (11)$$

按照上述物理参数范围和遍历的方法, 检验  $\varphi_1$  和  $\varphi_2$  是否在  $[-\pi, \pi]$  区间。 $\varphi_1$  取值区间为 0.787 8~1.140 0,  $\varphi_2$  取值区间为 3.202 2~3.917 1。所以这里把

乘以  $K_1/K_2$  的倒数, 两路检波信号再相除:

$$\frac{V_{1com}}{V_{2com}} = \frac{\sin(\varphi_s + \theta_2)\cos(\theta_1 + \theta_2) - \delta_0}{\cos(\varphi_s + \theta_2)} - \sin(\theta_1 + \theta_2) \quad (6)$$

式中:  $V_{1com} = V_1 \cdot K_2 / K_1; V_{2com} = V_2; \delta_0 = m / (2vK_1)$ 。

由于伴生调幅的作用, 公式(6)右边并非简单的输入信号的正切值, 所以要解调出  $\varphi_s$ , 较线性组合法复杂; 然而公式(6)用到的参数与直流光强无关, 从原理上就可以完全抑制光强波动对解调的影响, 可以离线测算系统参数并进行固化, 这是采用该方案最直接的原因, 称该方案称为非线性函数解调法。

鉴于数字系统有限字长来表示数据, 从精度要求考虑, 将公式(6)非线性函数值的绝对值变换到 1 以内, 用  $\varphi$  替换  $\varphi_s + \theta_2$ , 此时非线性函数变为分段函数:

按照上述物理参数范围和遍历的方法, 可得公式(8)定常参数,  $\cos(\theta_1 + \theta_2)$  为 0.932 3~1.000 0。

由上知:  $\cos(\theta_1 + \theta_2) > \delta_0$ , 所以公式(8)分子恒大于 0, 故:  $\varphi \in [-\pi, -\pi/2) \cup (-\pi/2, \pi/2) \cup (\pi/2, \pi)$  为  $Q(\varphi)$  单调增区间。同理可计算公式(7)分段函数  $T(\varphi)$  导数  $T'(\varphi) < 0$ , 故  $T(\varphi)$  在定义域区间上单调递减。

因为非线性函数  $G(\varphi)$  在  $(-\infty, +\infty)$  连续,  $Q(\varphi)$  和  $T(\varphi)$  在各自定义域区间上单调递增和递减, 只要求解一个  $2\pi$  周期内  $|G(\varphi)| = 1$  的根就可以得到该周期上  $G(\varphi)$  单调区间情况。

$$|G(\varphi)| = 1 \Leftrightarrow Q(\varphi) = \pm 1 \quad (9)$$

当  $Q(\varphi) = 1$  时, 有:

$$\sin(\varphi)\cos(\theta_1 + \theta_2) - \delta_0 - \cos(\varphi)[1 + \sin(\theta_1 + \theta_2)] = 0 \quad (10)$$

解得:  $\varphi = \varphi_1 + 2n\pi$  或  $\varphi = \varphi_2 + 2n\pi$ , ( $n$  为一切整数)

其中,

求得的  $\varphi_2$  减去  $2\pi$ , 知此时  $\varphi_2 - 2\pi$  取值区间为 -3.081 0~-2.366 1。知  $[-\pi, \pi]$  区间上,  $Q(\varphi) = 1$  的解为:  $\varphi = \varphi_1$  或  $\varphi = \varphi_2 - 2\pi$ 。

当  $Q(\varphi)=-1$  时,有:

$$\sin(\varphi)\cos(\theta_1+\theta_2)-\delta_0+\cos(\varphi)[1-\sin(\theta_1+\theta_2)]=0 \quad (12)$$

$$\begin{cases} \varphi_3=\arcsin\left[\frac{\delta_0}{\sqrt{2-2\sin(\theta_1+\theta_2)}}\right]-\arctan\left[\frac{1-\sin(\theta_1+\theta_2)}{\cos(\theta_1+\theta_2)}\right] \\ \varphi_4=\pi-\arcsin\left[\frac{\delta_0}{\sqrt{2-2\sin(\theta_1+\theta_2)}}\right]-\arctan\left[\frac{1-\sin(\theta_1+\theta_2)}{\cos(\theta_1+\theta_2)}\right] \end{cases} \quad (13)$$

同上检验区间,  $\varphi_3$  取值区间为  $-0.7830\sim-0.6110$ ,  $\varphi_4$  取值区间为  $1.8116\sim2.3464$ 。知  $[-\pi, \pi]$  区间上,  $Q(\varphi)=-1$  的解为:  $\varphi=\varphi_3$  或  $\varphi=\varphi_4$ 。

综上,非线性函数  $G(\varphi)$  在  $[-\pi, \pi]$  的单调性示意图如图 1 所示,这里不考虑函数的凹凸性。

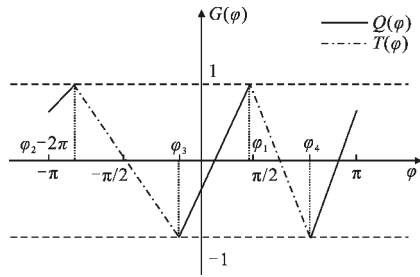


图 1  $G(\varphi)$  在  $[-\pi, \pi]$  上的单调性示意图

Fig.1 Schematic plot of monotonicity of  $G(\varphi)$  in the region of  $[-\pi, \pi]$

为了制表和查表的方便,将图 1 中稍作改动,即把  $[-\pi, \varphi_2-2\pi]$  的那段  $Q(\varphi)$  曲线右移  $2\pi$ ,如图 2 所示。

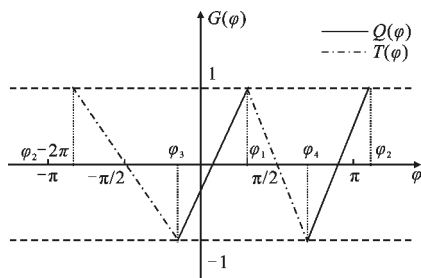


图 2 用于制表的  $G(\varphi)$  单调性图

Fig.2 Monotonicity of  $G(\varphi)$  served to generate DUT

## 2.2 非线性函数解调的查找表实现细节

采用二次制表的方法生成查找表,阐述如下(注,下文的黑体符号表示向量或矩阵符号):

首先对在  $[-\pi, \pi]$  区间上的  $\varphi$  均分  $10N$  等份,这  $10N+1$  个点的序列记为  $\varphi_{10N}$ ,并计算得到对应的  $G(\varphi)$  的值。然后建立 4 张查找表如下。

(1) 查找表 1  $\text{Tab1}=[\varphi_{\text{Tab1}};G(\psi_1)]$ ,其中  $\psi_1$  为  $\varphi_{\text{Tab1}}$  中所有的元素,  $-1\leq G(\psi_1)\leq 1$ 。  $\varphi_{\text{Tab1}}=[\varphi_3, \varphi_{Q1}, \varphi_1]$ ,对

解得:  $\varphi=\varphi_3+2n\pi$  或  $\varphi=\varphi_4+2n\pi$ , ( $n$  为一切整数)

其中,

$\varphi_{Q1}$  集合的约束为:  $\varphi\in\varphi_{Q1}, \varphi\in\varphi_{10N}$ ,且保证  $|\varphi|\leq\pi/2, |Q(\varphi)|\leq 1$ 。

(2) 查找表 2  $\text{Tab2}=[\varphi_{\text{Tab2}};G(\psi_2)]$ ,其中  $\psi_2$  为  $\varphi_{\text{Tab2}}$  中所有的元素,  $-1\leq G(\psi_2)\leq 1$ 。  $\varphi_{\text{Tab2}}=[\varphi_4, \varphi_{Q21}, \varphi_{Q22}+2\pi, \varphi_2]$ ,对  $\varphi_{Q21}, \varphi_{Q22}$  集合的约束为:  $\varphi\in\varphi_{Q21}, \varphi\in\varphi_{10N}$  且保证  $\varphi>\pi/2, |Q(\varphi)|\leq 1$ ;  $\varphi\in\varphi_{Q22}, \varphi\in\varphi_{10N}$  且保证  $\varphi<-\pi/2, |Q(\varphi)|\leq 1$ 。

(3) 查找表 3  $\text{Tab3}=[\varphi_{\text{Tab3}};G(\psi_3)]$ ,其中  $\psi_3$  为  $\varphi_{\text{Tab3}}$  中所有的元素,  $-1\leq G(\psi_3)\leq 1$ 。  $\varphi_{\text{Tab3}}=[\varphi_2-2\pi, \varphi_{T1}, \varphi_3]$ ,对  $\varphi_{T1}$  集合的约束为:  $\varphi\in\varphi_{T1}, \varphi\in\varphi_{10N}$  且保证  $\varphi<0, |T(\varphi)|\leq 1$ 。

(4) 查找表 4  $\text{Tab4}=[\varphi_{\text{Tab4}};G(\psi_4)]$ ,其中  $\psi_4$  为  $\varphi_{\text{Tab4}}$  中所有的元素,  $-1\leq G(\psi_4)\leq 1$ 。  $\varphi_{\text{Tab4}}=[\varphi_1, \varphi_{T2}, \varphi_4]$ ,对  $\varphi_{T2}$  集合的约束为:  $\varphi\in\varphi_{T2}, \varphi\in\varphi_{10N}$  且保证  $\varphi>0, |T(\varphi)|\leq 1$ 。

其次,再生成可用于查表的从  $G(\varphi)$  到  $\varphi$  的 4 张表。方法是将  $[-1, 1]$  区间均分  $N$  等份,这  $N+1$  个点的序列记为  $R_N$ 。以生成查找表 LUT1 为例,设  $r\in R_N$ ,在上述 Tab1 中可以找到最接近  $r$  的  $G_d, G_u$ ,使得:  $G_d\leq r\leq G_u, G_d, G_u\in G(\psi_1)$ ,  $G_d, G_u$  对应的  $\varphi$  分别为  $\varphi_{\text{Tab1}}$  中的  $\varphi_d, \varphi_u$ 。当  $G_d=G_u$  时,  $r$  对应的  $\varphi$ , 有  $\varphi=\varphi_d$ ; 当  $G_d\neq G_u$  时,通过线性插值得到  $r$  对应的  $\varphi$ , 有  $\varphi=\varphi_d+(\varphi_u-\varphi_d)/(G_u-G_d)\cdot(r-G_d)$ 。按照这个方法,可以得到  $R_N$  对应的角度集合,记为  $\Phi_{\text{LUT1}}$ 。于是  $\text{LUT1}=[R_N; \Phi_{\text{LUT1}}]$ ,其他 3 张查找表生成方法如法炮制,即得:  $\text{LUT2}=[R_N; \Phi_{\text{LUT2}}], \text{LUT3}=[R_N; \Phi_{\text{LUT3}}], \text{LUT4}=[R_N; \Phi_{\text{LUT4}}]$ 。这里把  $\Phi_{\text{LUT1}}, \Phi_{\text{LUT2}}, \Phi_{\text{LUT3}}, \Phi_{\text{LUT4}}$  组成的集合定义为  $\varphi$  的主值区间  $\Phi_{\text{LUT}}$ 。令  $\text{LUT}=[\text{LUT1}; \text{LUT2}; \text{LUT3}; \text{LUT4}]$ ,称 LUT 为带有伴生调幅补偿的用于反正切非线性函数解调的查找表。

这里设计可用于数字系统(如 FPGA、DSP 等)实现的查找算法。查找算法中最重要的一环是如何根据输入的两路检波信号  $(V_1, V_2)$  确定出对应的  $\varphi_r$ , 其中  $\varphi_r\in\Phi_{\text{LUT}}$ 。首先判断  $\varphi_r$  落在哪张表里,再利用上面介绍的插值算法原理根据相应表中内容得到  $\varphi_r$ 。

定义  $\text{signflag}$  向量,  $\text{signflag}=[\text{signflag2}, \text{signflag1}, \text{signflag0}]$ , 用  $\text{signflag}$  向量对查找区间进行编码。其中,  $\text{signflag2}$  标识  $V_1$  符号: 当  $V_1 \geq 0$  时,  $\text{signflag2}=0$ , 当  $V_1 < 0$  时,  $\text{signflag2}=1$ ;  $\text{signflag1}$  标识  $V_2$  符号: 当  $V_2 \geq 0$  时,  $\text{signflag1}=0$ , 当  $V_2 < 0$  时,  $\text{signflag1}=1$ ;  $\text{signflag0}$  标识  $|V_1/V_2|$  与 1 大小关系的符号: 当  $|V_1/V_2| \leq 1$  时,  $\text{signflag0}=1$ , 当  $|V_1/V_2| > 1$  时,  $\text{signflag0}=0$ 。

对图 2 中的查找区间用竖虚线隔开, 两两竖虚线间都用引号进行  $\text{signflag}$  向量标识, 如图 3 所示。

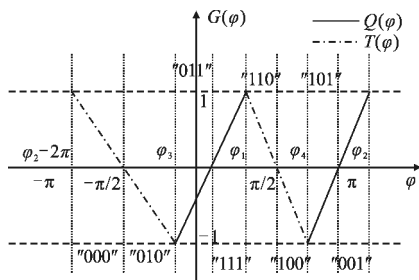


图 3 对查找区间进行编码  
Fig.3 Coding the DUT region

对输入的两路检波信号数据点  $(V_1, V_2)$ , 容易得到其  $\text{signflag}$  向量以及  $G_r (G_r=|V_1/V_2| \text{ 或者 } |V_1/V_2|)$ , 保证  $|G_r| \leq 1$ ,  $G_r$  对应的主值区间角度记为  $\varphi_r$ , 根据图 3 的编码原则可对照判断  $(\varphi_r, G_r)$  落在第  $j$  张查找表上 ( $j=1, 2, 3, 4$ )。在已生成的表  $\text{LUT}_j$  中可以找到最接近  $G_r$  的  $G_{dj}, G_{uj}$ , 使得:  $G_{dj} \leq G_r \leq G_{uj}, G_{dj}, G_{uj} \in G(\psi_j), G_{dj}, G_{uj}$  对应的  $\varphi$  分别为  $\varphi_{\text{Tab}j}$  中的  $\varphi_{dj}, \varphi_{uj}$ 。当  $G_{dj}=G_{uj}$  时,  $G_r$  对应的  $\varphi$ , 有  $\varphi=\varphi_{dj}$ ; 当  $G_{dj} \neq G_{uj}$  时, 通过线性插值得到  $G_r$  对应的  $\varphi$ , 有  $\varphi=\varphi_{dj}+(\varphi_{uj}-\varphi_{dj})/(G_{uj}-G_{dj}) \cdot (G_r-G_{dj})$ 。

得到两路检波信号  $(V_1, V_2)$  确定出对应的  $\varphi_r$  后, 通过周期扩展技术即可以实现相位的解卷绕问题。周期扩展技术, 基本思想是设计一个周期计数器  $\text{count}$ , 初值为 0。比较数字信号序列  $(V_1(n), V_2(n))$  经上述解调后得到的主值  $\varphi_r(n)$  序列。当  $\varphi_r(n)-\varphi_r(n-1) > \pi$ ,  $\text{count}=\text{count}-1$ ; 当  $\varphi_r(n)-\varphi_r(n-1) < -\pi$ ,  $\text{count}=\text{count}+1$ , 最终  $(V_1(n), V_2(n))$  输入的检波信号对应的解调结果  $\varphi(n)=\varphi_r(n)+\text{count} \cdot 2\pi$ 。

### 3 实验结果和讨论

#### 3.1 两种方案对比

为检验直接调制 DFB 激光器的光纤检波器系统解调新方案的有效性; 并通过改变系统直流光功

率对比两种方案解调效果。实验原理如图 4 所示。

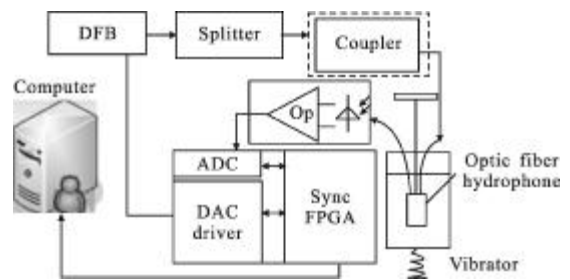


图 4 实验原理图

Fig.4 Experimental schematic diagram

实验中, DFB 激光器选用古河电工集团的 FITEL 激光器, 型号 FRL15DCWD-A81-19340-C, 1550 nm 中心波长, 线宽  $< 1$  MHz, 输出光功率调至约 10 mW。分束器采用  $1 \times 4$  分束器。采用接不同分光比耦合器改变解调系统的直流输入光强。光纤耦合器有分光比 99:1, 95:5, 90:10, 80:20, 50:50 几种。光电探测器为 In/GaAs/Inp 型带尾纤的同轴封装, 1550 nm 处响应度约 0.6 A/W, 跨阻放大器选用 MAX4477, 跨阻  $3 \text{ k}\Omega$ , 前置放大器选用 MAX4477, 放大 2 倍。FPGA 选用 Altera 的 EP3C25F324, ADC 选用 16 bits 精度的 AD7655, 参考电压 2.5 V。DAC 选用 16 bits 精度的 DAC8830, 参考电压 2.5 V。通过 FPGA 控制 DAC 产生单频周期信号, 经过预处理电路直接调制驱动 DFB 激光器, 载波频率设置为 40.96 kHz, 相位调制深度调至 2.6 rad 附近。光纤检波器由约 3 cm 臂差的迈克尔逊光纤干涉仪构成, 参考光纤和传感光纤尾端熔有法拉第旋镜以消除偏振态衰落影响, 光纤检波器灵敏度约 -151 dB(ref:rad/ $\mu\text{Pa}$ ), 频带 20 Hz~1 kHz, 频带内声压灵敏度波动小于  $\pm 1$  dB。光纤检波器由支架固定悬于水筒中(水筒机械机构按照 GB/T4130-2000 声学水听器低频校准方法标准设计), 水筒固定在振动台上, 通过功放驱动振动台在水筒中形成声场信号, 功率放大器和振动台均由中国航天科技集团第 702 研究所制造, 型号分别为 7101 和 2101 A。输入给功放的信号为 100 Hz 单频信号, 由 Agilent 33120A 信号发生器产生。该驻波声场作用于光纤检波器产生相移幅值约  $2\pi$  rad。不经分光耦合器光纤检波器干涉信号经光电转换进 ADC 的峰峰值约 2.7 V。通过 FPGA 控制 ADC 时序以 327.68 kHz 采样率采集干涉信号。采集了 80 组数据, 每组数据

32 768 个点。每组数据都可以通过最小二乘拟合方法(Least Square Method, LSM)和基于奇异值分解的椭圆拟合方法估计<sup>[14]</sup>出非线性函数解调方法用到的所有系统参数以及线性组合用到的参数。80 组数据参数估计结果如表 1 所示。

表 1 80 组数据系统参数估计结果

Tab.1 Parameters estimation result obtained by 80 group data

Parameter	Mean value	Sample standard deviation	Sample standard deviation
$K_1/K_2$	0.944 8	0.002 3	0.25%
$\delta\theta_0$	0.170 3	0.002 7	1.61%
$\theta_1 + \theta_2$	0.138 7	0.002 9	2.11%
$kl_m/2$	0.073 9	0.001 1	1.54%
C	2.700 9	0.002 8	0.10%

利用上述参数生成的可用于解调非线性函数的 4 张查找表共 1 024 个数据绘图如图 5 所示。

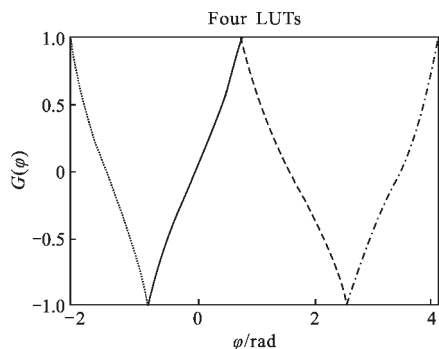


图 5 根据实际系统参数制成的表

Fig.5 LUTs obtained by real system parameters

为测得  $m$ , 在实验中不接光纤检波器, 经调制的 DFB 输出光直接接光电转换电路, 用 YOKOGAWA 公司的 DL9140 数字示波器 12.5 MHz 采样率测得该信号波形幅值  $V_{pp}=1.147\text{ V}$ , 均值  $V_{\text{mean}}=3.661\text{ V}$ , 可得  $m=V_{pp}/2/V_{\text{mean}}=0.1567$ 。

根据上述得到的参数均值, 利用非线性函数查找表法以及线性组合方法解调采集到的 80 组数据。评价解调结果的非线性失真度, 往往采用谐波抑制比(Harmonic Suppression Ratio, HSR)定义, 即基波功率与其他高次谐波功率和之比取对数<sup>[11]</sup>, 谐波抑制比越高, 谐波失真程度越小。这里, 最高谐波频率成分计算到 20 倍基波频率处。两种方案解调的谐波抑制比 HSR 结果对比如图 6 所示。

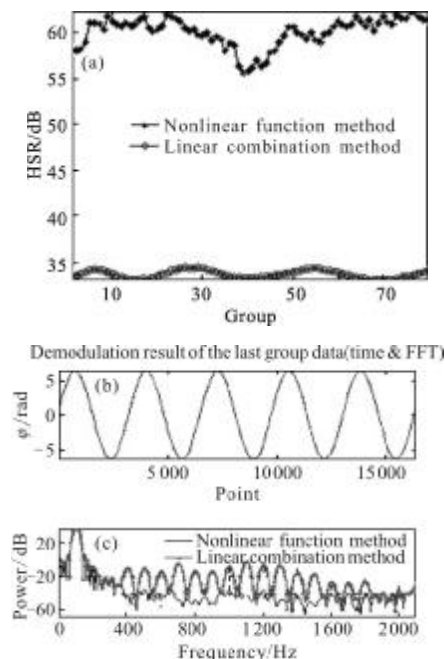


图 6 两种解调方案针对相同数据解调的性能比较

Fig.6 Comparison between two schemes when demodulating the same data

由图 6, 非线性函数解调方案比线性组合方案在谐波抑制方面优势明显, HSR 平均值相差达 26.37 dB。

通过选用不同分光比的光纤耦合器连接至 DFB 光源输出端来改变系统直流光功率, 实验用到了分光比 99%、95%、90%、80%、50% 五种耦合器, 每种耦合器得到的干涉信号均采集 80 组数据, 每组数据 32 768 个点。对比两种方案在之前系统参数不更新的情况下的解调效果。解调的谐波抑制比 HSR 结果对比如表 2 所示。

表 2 不同直流光强下两种方案解调 80 组数据的 HSR 性能比较

Tab.2 HSR Comparison between two schemes when demodulating 80 group data in the condition of different laser intensity

Intensity/%	HSR mean value of nonlinear function demodulation/dB	HSR mean value of linear combination demodulation/dB
100	60.06	33.69
99	50.06	33.33
95	52.08	33.49
90	51.21	33.36
80	55.24	32.37
50	47.00	29.47

从表 2 比较两种方案 HSR 均值可见,不同情况下非线性函数解调方案在谐波抑制方面均优于线性组合解调方案。不过随着直流光强的降低,非线性函数解调的谐波抑制性能也下降,降幅接近 13 dB。此外,线性组合方法在没有接耦合器即 100%光强情况下,采集到的数据进行参数测算,反过来利用这些估计的参数的均值,再解调这 80 组数据得到的 HSR 均值仅有 33.69 dB,对这个结果还未能得到合理的解释:线性组合法解调用到了  $kI_0m/2$  参数,从表 1 知  $kI_0m/2$  参数样本标准差相对其均值有 1.54% 的波动,假设单方向偏离 5%,仿真其对 HSR 的影响,此时最差也应有 54 dB 的谐波抑制比,好于实验得到的 HSR 平均结果。随着光强减弱影响非线性函数解调谐波抑制效果以及利用线性组合解调光强参数变化不大情况,谐波抑制能力比较低的问题有待进一步深入研究。

### 3.2 基于查找表方案的解调系统性能测试

基于查找表补偿伴生调幅效应的解调方法由 FPGA 实现,非线性函数查找表算法核心是一阶线性插值算法,可以在 10 个时钟周期内(采用状态机)计算出结果,而 FPGA 主频经内部自带的数字 PLL 倍频至少可以达到 100 MHz,也就是说解调 1 路信号可以达到 10 MHz,满足实时性要求。对 FPGA 实时解调的结果进行系统相位噪声本底、解调线性度、动态范围的测试。

#### 3.2.1 系统相位分辨率

将光纤检波器置于隔音箱中,以屏蔽环境噪声干扰。解调信号最终降采样率为 4 kHz 上传至计算机,每组数据 6 138 个数据,作功率谱估计,采用汉宁窗(窗长为 8 192),对 130 组数据 PSD 估计的结果作平均,噪声本底如图 7 所示。

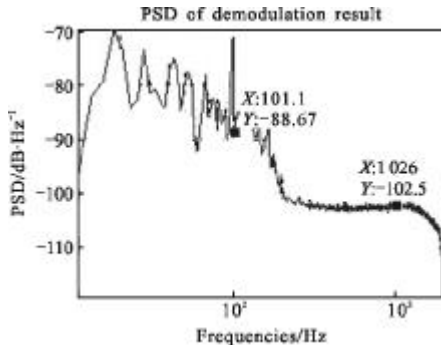


图 7 解调结果功率谱估计

Fig.7 Power spectrum density of demodulation result

#### 3.2.2 系统噪声本底

-102.5 dB (ref:rad<sup>2</sup>/Hz)@1 kHz, 即解调系统相位分辨率在 1 kHz 有效值为 7.5 μrad; 在 100 Hz, 系统噪声本底约为 -80 dB(ref:rad<sup>2</sup>/Hz)@100 Hz, 即解调系统相位分辨率在 100 Hz 有效值为 100 μrad。

#### 3.2.3 线性度

采用比对法,将被测光纤检波器和标准压电检波器由支架固定悬于水筒中,使其声中心位于同一高度。标准压电检波器型号为 RAS-2,由 715 所研制,频响在 3 Hz~1 kHz 范围内平坦,灵敏度约为 -178.8 dB(ref:V/μPa),起伏 <0.6 dB。标准压电检波器输出值与声压成线性关系,通过最小二乘拟合光纤检波器相位输出与压电检波器输出的关系,再由线性度计算公式<sup>[15]</sup>,得到非线性误差:检测 1 kHz 声信号解调系统非线性误差为 0.32%,检测 100 Hz 声信号解调系统非线性误差为 0.64%;测试数据点和拟合直线如图 8、图 9 所示。

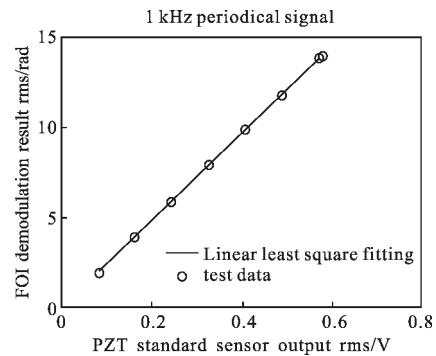


图 8 1 kHz 信号解调线性度测试结果

Fig.8 Test result of demodulation linearity with 1 kHz

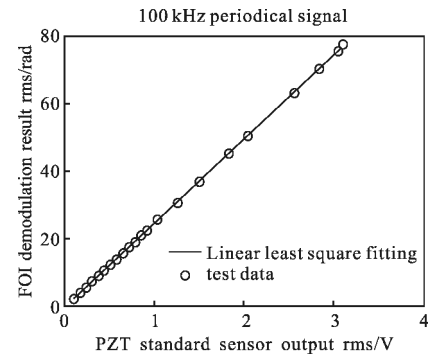


图 9 100 kHz 解调线性度测试结果

Fig.9 Test result of demodulation linearity with 100 kHz

#### 3.2.4 动态范围

动态范围的计算即解调上限与下限的比值,在

信号 1 kHz 时, 实验测得解调信号幅值上限有效值为 14 rad, 下限即在该频点的系统噪声本底为  $7.5 \mu\text{rad}$ 。所以 40.96 kHz 载波情况下, 采用非线性函数查表法以及周期扩展技术, 解调系统动态范围至少为  $20\lg 10[14/(7.5 \times 10^{-6})]=125.4 \text{ dB}@1 \text{ kHz}$ 。在测试 100 Hz 声信号的线性度时, 光纤检波器输出信号有效值 77.29 rad, 标准压电输出 3.100 V 时, 声桶水面有明显波纹, 且标准压电检波器输出接近饱和, 为确保振动台安全工作, 没有再往上加信号幅度, 即便这样, 信号 100 Hz 检测动态范围仍然  $20\lg [77.29/(100 \times 10^{-6})]=117.8 \text{ dB}@100 \text{ Hz}$ 。

#### 4 结 论

文中提出了一种可以补偿直接调制 DFB 激光器产生伴生调幅效应的新方案, 该方法利用两路检波信号相除同时消除了直流光强波动影响。通过对非线性函数模型进行分析, 提出了构造查找表的数值解法, 详细阐述了制表的原理与技术细节, 利用存储的数据, 结合简单的查找表算法就可以实现对伴生调幅的补偿解调。实验结果看出, 进入解调系统的直流光强约 0.375 mW 时, 采用非线性函数解调方案 HSR 平均值 60.06 dB, 而传统线性组合方法解调结果仅有 33.69 dB, 相差达 26.37 dB; 当系统光强降低 50%, 非线性函数解调方案的结果 HSR 平均值为 47 dB, 而传统线性组合方法解调结果仅有 29.47 dB, 两者相差达 17.53。

#### 参考文献:

- [1] Zhang Sifeng, Cao Ping, Zhang Keli, et al. Design and implementation of a high precision data acquisition system for marine engineering seismic exploration based on distributed architecture [J]. *Journal of University of Science and Technology of China*, 2011, 41(1): 76-81. (in Chinese)
- [2] Zhang Sifeng, Cao Ping, Song Kezhu, et al. Design and realization of real-time processing system for seismic exploration [J]. *Nuclear Electronics&Detection Technology*, 2010, 30(12): 1545-1549. (in Chinese)
- [3] Mosher D C, Simpkin P G. Status and trends of marine high-resolution seismic profiling: data acquisition[J]. *Geoscience Canada*, 1999, 26(4): 1-21.
- [4] Cranch G A, Nash P J. Large-scale multiplexing of interferometric fiber-optic sensors using TDM and DWDM [J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2001, 19(5): 687-699.
- [5] Li Fang, He Jun, Xu Tuanwei, et al. Fiber laser sensing technology and its applications [J]. *Infrared and Laser Engineering*, 2009, 38(6): 1025-1032. (in Chinese)
- [6] Song Xiaoyan, Zhang Wentao, He Jun, et al. Experiment on the phase congruency of distributed feedback optical fiber laser hydrophones[J]. *Infrared and Laser Engineering*, 2011, 40(2): 310-314. (in Chinese)
- [7] Li Xiaolei, Sun Qizhen, Sun zhifeng, et al. Fiber vibration sensor system of digital network [J]. *Infrared and Laser Engineering*, 2011, 40(6): 1160-1163. (in Chinese)
- [8] Zhang Min, Ma Xiaohong, Wang Liwei, et al. Progress of optical fiber sensors and its application in harsh environment [J]. *Photonic Sensors*, 2011, 1(1): 84-89.
- [9] Wang Kai, Shi Qingping, Changdong Tian, et al. The design of integrated demodulation system of optical fiber hydrophone array for oceanic oil exploration[C]//SPIE, 2011, 8199: 81990R, 1-9.
- [10] Huang Shihchu, Huang Yuhfung, Wu Zhenzhang, et al. Sensitivity normalization technique of PGC demodulation with low harmonic distortion and high stability using laser modulation to generate carrier signal [J]. *Sensors and Actuators A: Physical*, 2012, 174: 198-206.
- [11] Tian Changdong, Wang Liwei, Zhang Min, et al. Performance improvement of PGC method by using lookup table for optical seismometer[C]//SPIE, 2009, 7503: 750348, 1-4.
- [12] Shi Qingping, Tian Qian, Wang Liwei, et al. Performance improvement of phase-generated carrier method by eliminating laser-intensity modulation for optical seismometer [J]. *Optical Engineering*, 2010, 49(2): 024402.
- [13] Shi Qingping, Wang Liwei, Zhang Min, et al. Frequency-modulated phase generated carrier demodulation for eliminating companion amplitude modulation [J]. *Optoelectronics·Laser*, 2011, 22(2): 180-184. (in Chinese)
- [14] Shi Qingping, Wang Kai, Wang Liwei, et al. Optical fiber hydrophone demodulation system based on parameter estimation method [J]. *Chinese Journal of Scientific Instrument*, 2011, 32(8): 1864-1870. (in Chinese)
- [15] Qiang Xifu. *Sensor*[M]. Beijing: China Machine Press, 2005: 13-15. (in Chinese)