

# 基于固定相位延迟的相位生成载波检测方法

施清平<sup>1,2</sup> 张华勇<sup>2</sup> 王利威<sup>2</sup> 田长栋<sup>2</sup> 张敏<sup>2</sup> 田芊<sup>1</sup> 廖延彪<sup>2</sup>

(<sup>1</sup>清华大学精密仪器与机械学系, 清华大学精密测试技术及仪器国家重点实验室, 北京 100084)  
<sup>2</sup>清华大学电子工程系光纤传感研究中心, 北京 100084)

**摘要** 为了克服光源频率调制深度、信号相位延迟、伴生调幅等参数对基于正交项解调的相位生成载波 (OT-PGC) 解调方法的影响, 提出一种基于固定相位延迟的 PGC 检测方法 (FPD-PGC), 采用  $3 \times 2$  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。详细阐述了该方法的检测原理, 分析了关键参数的影响。当伴生调幅系数为 0.4 时, 仿真对比了 FPD-PGC 方法与 OT-PGC 方法的解调性能, 结果表明新方法谐波比提高 30 dB 以上, 系统信噪比 (SNR) 也有显著改善。对实际信号进行解调, 得到了类似结果。分析及实验表明该方法完全消除了信号相位延迟的影响, 较好地抑制了调频深度和伴生调幅的影响。

**关键词** 光纤光学; 传感器; 检测方法; 相位生成载波;  $3 \times 2$  耦合器; 调频深度; 伴生调幅; 信号相位延迟

中图分类号 TP212.14

文献标识码 A

doi: 10.3788/CJL201138.0805002

## A New Phase Generated Carrier Demodulation Method Based on Fixed Phase Delay

Shi Qingping<sup>1,2</sup> Zhang Huayong<sup>2</sup> Wang Liwei<sup>2</sup> Tian Changdong<sup>2</sup>  
Zhang Min<sup>2</sup> Tian Qian<sup>1</sup> Liao Yanbiao<sup>2</sup>

<sup>1</sup>State Key Laboratory of Precision Measurement Technology and Instruments, Department of Precision Instruments and Mechanology, Tsinghua University, Beijing 100084, China  
<sup>2</sup>Optical Fiber Sensor Laboratory, Department of Electronic Engineering, Tsinghua University, Beijing 100084, China

**Abstract** In order to eliminate the effects of frequency modulation depth, signal phase delay and intensity accompanying modulation on phase generated carrier demodulation approach using orthogonal terms (OT-PGC), a new PGC method is proposed based on fixed phase delay (FPD-PGC) introduced by  $3 \times 2$  directional coupler. The second harmonics of two interferometric signals are used for demodulation. The demodulation principle of the new method is described in detail and its performances are studied. The harmonic suppression ratio (HSR) of the new method is increased by more than 30 dB compared with OT-PGC method under the condition of intensity accompanying modulation coefficient of 0.4 according to simulation. The signal-to-noise ratio (SNR) is also improved significantly. Experimental test shows the same result. Theoretical analysis and experimental results show that the new method eliminates the effect of signal phase delay and suppresses the impacts of frequency modulation depth and intensity accompanying modulation to a great extent.

**Key words** fiber optics; sensor; demodulation method; phase generated carrier;  $3 \times 2$  directional coupler; frequency modulation depth; intensity accompanying modulation; signal phase delay

**OCIS codes** 060.2300; 060.2370; 060.3510; 280.4788; 280.4991

收稿日期: 2011-03-01; 收到修改稿日期: 2011-03-28

基金项目: 国家 863 计划(2006AA0AA102-03)资助课题。

作者简介: 施清平(1982—), 男, 博士研究生, 主要从事光纤传感技术、光电信息处理等方面的研究。

E-mail: shiqingping@gmail.com

导师简介: 田芊(1946—), 男, 教授, 博士生导师, 主要从事激光技术、光纤传感技术、近场光学和纳米光学等方面的研究。

E-mail: tianq@mail.tsinghua.edu.cn

# 1 引 言

干涉型光纤传感器由于其灵敏度高、响应频段宽、线性度好等优点在实际工程应用场合具有极好的前景。在多种干涉型光纤传感器的解调方法中,相位生成载波(PGC)解调技术由于具有大动态范围、高灵敏度等优点,应用非常广泛<sup>[1~4]</sup>。

直接调制光源频率(FM)的 PGC 检测方法不需要引入附加物理模块,而且结构紧凑,其检测原理是采用不平衡干涉仪,通过对光源频率进行高频调制。目前通常采用正交项解调型方法(OT-PGC)进行解调。OT-PGC 检测方法主要有:基于求导交叉相乘再积分检测法<sup>[1]</sup>和乘载波相除反正切检测法<sup>[3]</sup>。OT-PGC 方法限制系统性能的因素较多。首先,通过乘以载波来获取待检测信号的正余弦项,这就要求干涉信号的信号与载波能够完全对齐,但是在实际系统中,基频和倍频信号经过光路以及电路传递后往往具有非固定的相位延迟,且二者不是理想的二倍关系。如果不设法消除延迟的影响,可能导致解调信号信噪比严重恶化<sup>[3]</sup>。其次,提取的正余弦项幅度正比于调制深度的一阶和二阶贝塞尔函数值,幅度受调制深度的影响<sup>[5]</sup>。最后,在调制光源频率过程中,不可避免地会对光强进行伴生调制,本文称为伴生调幅。如果不加以消除,必定给后续信号处理带来误差<sup>[6~8]</sup>,增加解调结果的噪声本底。

综合上述分析,采用 OT-PGC 解调方法,为了保证解调结果性能,必须严格控制 FM 深度、伴生调幅、基频和倍频信号相位延迟等参量。为了克服 OT-PGC 检测方法的上述不足,本文提出一种基于固定相位延迟的 PGC 检测方法(FPD-PGC)。通过  $3 \times 2$  耦合器产生固定相位延迟,采用两路干涉信号进行解调。该方法融合了  $3 \times 2$  耦合器法<sup>[9~11]</sup>和 OT-PGC 检测法<sup>[1,6]</sup>的基本思想,能较好地克服 OT-PGC 检测方法的缺陷。

## 2 FPD-PGC 检测方法原理

### 2.1 固定相位延迟的实现

方法的关键是产生一个固定的相位延迟。Priest<sup>[9]</sup>在 1982 年得出,对称型的  $3 \times 3$  耦合器,不同端口间存在固定的相位延迟。基于这种思想衍生出很多干涉信号处理方法,得到了较好的解调效果<sup>[10,11]</sup>。从频谱上看,在这些方法中,信号仍处在低频段,比较容易受到外界环境的干扰。而在现代电子系统中,低频噪声往往较大,也较难抑制。考虑

$3 \times 3$  耦合器法和 OT-PGC 检测方法的思想,提出基于  $3 \times 2$  耦合器来实现固定相位延迟的 PGC 检测方法。引入的固定相位延迟成为影响系统稳定性的一个关键点,具体相位延迟值取决于耦合器的相位特征。对于理想的耦合器<sup>[9]</sup>,3 路分光比相等、无损耗、与偏振态无关,这时 3 路信号之间的相位差为  $120^\circ$ 。本系统即采用这种对称型耦合器,但由于制造过程中会引入一定的非对称,导致端口间相位差不严格等于  $120^\circ$ 。因此,在 PGC 解调之前,需要测量耦合器的相位延迟,之后进行修正。在实验室条件下,测试了  $3 \times 2$  耦合器的相位延迟,如图 1 所示。图中  $\psi_{mn}$  表示  $3 \times 2$  耦合器端口  $m$  与端口  $n$  之间的相位延迟。三者平均值分别为  $118.34^\circ, 120.20^\circ$  和  $121.46^\circ$ 。可见耦合器相位延迟在  $120^\circ$  附近波动,但偏差并不大,最大波动为  $\pm 2^\circ$ 。后续将对此波动带来的影响进行分析。

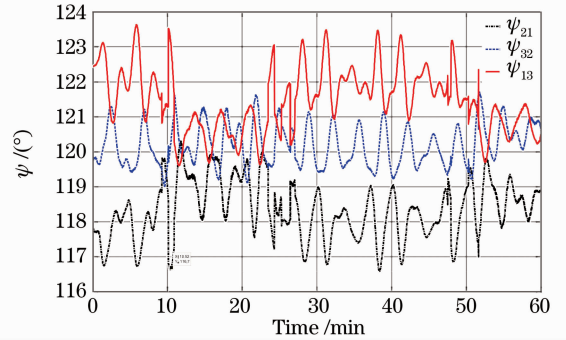


图 1  $3 \times 2$  耦合器 3 端口之间的相位延迟

Fig. 1 Phase delay among different ports of  $3 \times 2$  coupler

### 2.2 FPD-PGC 检测方法

图 2 给出了基于  $3 \times 2$  耦合器的 FPD-PGC 检测方法示意图。采用直接调制光源频率的方式产生相位载波, $3 \times 2$  耦合器的两臂构成迈克耳孙型干涉仪,法拉第旋镜消除偏振态变化对干涉信号可见度的影响<sup>[12]</sup>。探测器分别探测  $3 \times 2$  耦合器的两个输出,干涉信号表达式为

$$I_1(t) = [1 + m_1 \cos(\omega_c t)] \times \{A_1 + B_1 \cos[C \cos \omega_c t + \phi(t) + \phi_0]\}, \quad (1)$$

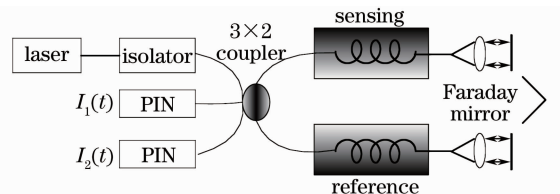


图 2 基于  $3 \times 2$  耦合器的 FPD-PGC 检测方法示意图

Fig. 2 Architecture of FPD-PGC method based on  $3 \times 2$  coupler

$$I_2(t) = [1 + m_1 \cos(\omega_c t)] \times$$

$$\{A_2 + B_2 \cos[C \cos \omega_c t + \phi(t) + \phi_0 + \psi_c]\}, \quad (2)$$

式中  $m_1$  为伴生调幅基频波的幅度,在后续分析中,忽略高次项; $\omega_c$  为载波角频率; $A_1, A_2$  是干涉光强的直流项; $B_1, B_2$  是干涉光强的交流项; $\phi(t)$  为待检测信号与外界干扰信号的综合作用效果; $\phi_0$  为干涉仪初始相位差; $C$  为直接调制光源频率的调制深度; $\psi_c$  为  $3 \times 2$  耦合器产生的固定相位延迟。由于采用同一个光源,两路信号的伴生调幅和初始相位相同,在(1),(2)式中用相同的变量替代。

由于两路信号载波频率一致,采用相同的处理电路,倍频相位延迟  $\varphi_2$  近似相等。具体解调过程如图3所示。分别乘  $\cos(2\omega_c t + \varphi_2)$ , 过低通滤波器(LPF)后得到

$$S_1(t) = -B_1 G M \cos[\phi(t) + \phi_0 - \theta], \quad (3)$$

$$S_2(t) = -B_2 H M \cos[\phi(t) + \phi_0 - \theta + \psi_c], \quad (4)$$

式中

$$M = \cos \varphi_2 \sqrt{[J_2(C)]^2 + \left\{ \frac{m_1}{2} [J_1(C) - J_3(C)] \right\}^2}, \quad (5)$$

$$\theta = \arctan \left\{ \frac{m_1}{2} [J_1(C) - J_3(C)] / J_2(C) \right\}, \quad (6)$$

$J_n(C)$  为  $n$  阶贝塞尔函数, $G$  和  $H$  为电路系统的增益。调制深度  $C$ 、伴生调幅  $m_1$ 、信号延迟  $\varphi_2$  只对  $M$  和  $\theta$  产生影响。

将(3)式与(4)式二者相除,得到

$$\Phi(t) = \frac{S_2(t)}{S_1(t)} = \frac{B_2 H \cos[\phi(t) + \phi_0 - \theta + \psi_c]}{B_1 G \cos[\phi(t) + \phi_0 - \theta]}. \quad (7)$$

对于给定的系统,令  $P = B_2 H / B_1 G$ , 得到

$$\Phi(t) = P \cos \psi_c - P \sin \psi_c \tan[\phi(t) + \phi_0 - \theta]. \quad (8)$$

进一步求反正切就能得到待检测信号  $\phi(t)$  为

$$\phi(t) = \arctan \left[ \frac{P \cos \psi_c - \Phi(t)}{P \sin \psi_c} \right] - \phi_0 + \theta, \quad (9)$$

式中系数  $P \sin \psi_c, P \cos \psi_c$  为常数,可提前测量得到; $\phi_0$  为干涉仪的初始相位,也是常数。合理选择频率调制深度  $C$ , 使  $J_1(C) = J_3(C)$ , 即  $C = 3.05$ , 此时  $\theta = 0$ 。反正切之后的高通滤波器(HPF)能有效消除  $\phi_0$  和  $\theta$  的低频影响。从(9)式可见,此时解调结果与相位延迟完全无关。

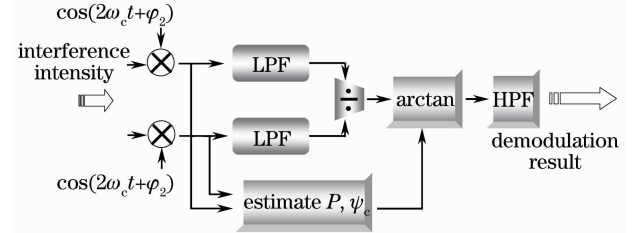


图3 基于  $3 \times 2$  耦合器的 PGC 检测方法解调过程  
Fig. 3 Schematic of PGC demodulation method based on  $3 \times 2$  coupler

### 3 FPD-PGC 检测方法的误差分析

FPD-PGC 检测方法产生误差的可能因素有频率调制深度  $C$ 、伴生调幅  $m_1$  和耦合器相位延迟  $\psi_c$ 。(6)式表明  $\theta$  只受  $C$  和  $m_1$  的影响。在实际系统中,这种影响往往都是低频的,可以通过高通滤波器进行有效抑制。因此, $C$  和  $m_1$  对解调结果的影响非常小。下面分析  $C$  和  $m_1$  剧烈波动对解调结果的影响。为分析方便,定义误差传递系数(ETF)为解调结果误差与影响因素波动量的比值。

#### 3.1 频率调制深度的影响分析

只考虑频率调制深度  $C$  的影响,忽略其他影响因素,此时误差传递系数为

$$\frac{\Delta \phi(t)}{\Delta C} \approx \frac{\partial \theta}{\partial C} = \frac{m_1 \{ [J_0(C) - 2J_2(C) + J_4(C)] J_2(C) - [J_1(C) - J_3(C)]^2 \}}{4[J_2(C)]^2 + m_1^2 [J_1(C) - J_3(C)]^2}. \quad (10)$$

图4给出了频率调制深度与误差传递系数的关系曲线。可以看出, $C$  值取(1,4)区间内数据时,ETF 整体较小,表明频率调制深度波动对解调结果影响较小。当  $C$  位于 3.05 附近时,ETF 达到极小值,即此时  $C$  波动的影响达到极小。因此,从频率调制深度的影响规律来看,最优值为  $C = 3.05$ 。当  $C$  偏离最优值时,解调误差对  $C$  的变化变得越来越敏感。

#### 3.2 伴生调幅的影响分析

只考虑伴生调幅的影响,误差传递系数为

$$\frac{\Delta \phi(t)}{\Delta m_1} \approx \frac{\partial \theta}{\partial m_1} = \frac{2J_2(C) [J_1(C) - J_3(C)]}{4[J_2(C)]^2 + [J_1(C) - J_3(C)]^2 m_1^2}. \quad (11)$$

光源伴生调幅与 ETF 的关系如图5所示,对于固定的频率调制深度  $C$ ,误差传递系数较小,表明伴

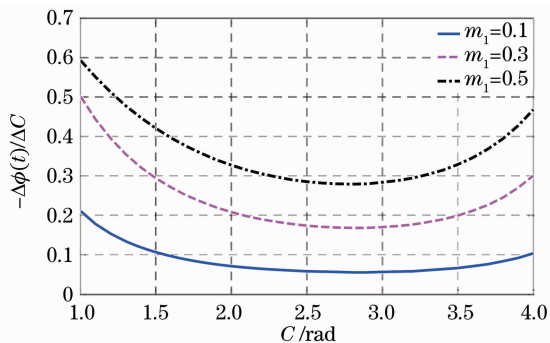


图 4 频率调制深度  $C$  与 ETF 的关系

Fig. 4 Relation between frequency modulation depth and ETF

生调幅波动对解调结果影响较小,并且随着  $C$  值的增大,这种影响趋于极小化。在整个伴生调幅变化区间内,误差传递系数值维持稳定,表明解调误差与伴生调幅的波动量成近似线性关系。频率调制深度  $C$  在最优值附近时,伴生调幅的影响达到极小值。

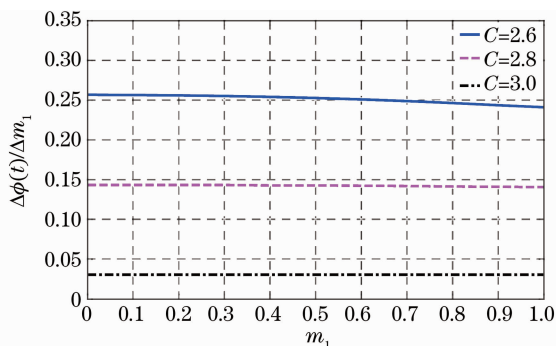


图 5 伴生调幅系数与 ETF 的关系

Fig. 5 Relation between intensity accompanying modulation coefficient and ETF

### 3.3 耦合器固定相位延迟的影响分析

由(9)式可见,解调结果与  $3 \times 2$  耦合器端口间的固定相位延迟  $\psi_c$  有关。由于  $\psi_c$  的影响出现在正切值里,因此在解调系统性能上, $\psi_c$  主要影响谐波抑制比。此时,ETF 可写成

$$\frac{\Delta\phi(t)}{\Delta\psi_c} \approx \frac{\partial\phi(t)}{\partial\psi_c} = -\frac{P[P - \Phi(t)\cos\psi_c]}{P^2 + [\Phi(t)]^2 - 2P\Phi(t)\cos\psi_c}. \quad (12)$$

调整两路信号的增益系数,使得  $P \approx 1$ 。耦合器固定相位延迟与 ETF 的变化曲线如图 6 所示。随着  $\Phi(t)$  的增大,ETF 呈减小趋势。当  $\Phi(t) \approx 1$  rad 时,解调误差与  $\psi_c$  的波动量近似成线性关系。当  $\Phi(t) > 1$  rad 时,解调误差受  $\psi_c$  的影响随着  $\psi_c$  的增大而变得越来越明显。当  $\Phi(t) < 1$  rad 时,解调误差受  $\psi_c$  的影响随着  $\psi_c$  的增大而变得越来越小。整体来看  $\Delta\phi(t)/\Delta\psi_c$  较小,表明固定相位延迟波动对

解调结果影响较小。实验测得系统采用的  $3 \times 2$  耦合器的相位延迟在  $120^\circ$  附近有  $\pm 2^\circ$  的波动,从图中可见,当  $\Phi(t) \approx 1$  rad 时,测试导致的结果相对误差小于 2%。此外,相位延迟波动均为缓慢变化,高通滤波器同样可以有效抑制其对解调结果的影响。

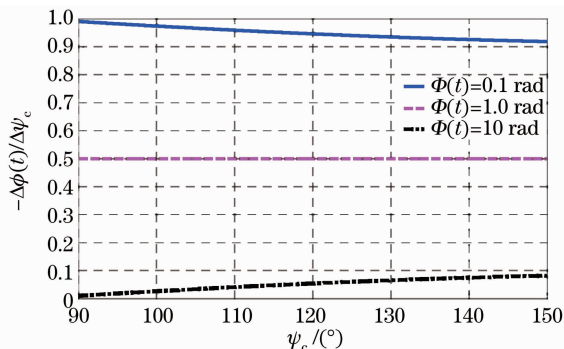


图 6 耦合器固定相位延迟与 ETF 的关系

Fig. 6 Relation between coupler's fixed phase delay and ETF

### 3.4 增益系数的影响分析

在解调时需要提前估算出两路信号的增益系数  $P$ ,此时 ETF 为

$$\frac{\Delta\phi(t)}{\Delta P} \approx \frac{d\phi(t)}{dP} = \frac{\Phi(t)\sin\psi_c}{P^2 + [\Phi(t)]^2 - 2P\Phi(t)\cos\psi_c}. \quad (13)$$

取  $\psi_c = 120^\circ$ ,ETF 曲线如图 7 所示。整体来看,随着增益的增大或者待解调信号幅值的增大,增益波动对解调结果的影响变得越来越小。这可以从信噪比(SNR)的角度来解释,增益小或者信号幅值小意味着信号的信噪比低,因此解调结果误差较大。在通常电路系统中  $P \approx 1$ ,此时  $\Delta\phi(t)/\Delta P < 0.2$ 。

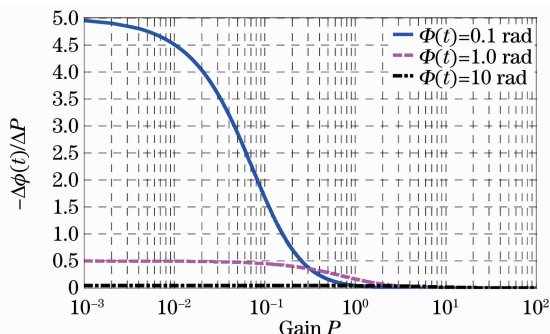


图 7 增益系数波动与 ETF 的关系

Fig. 7 Relation between gain coefficient and ETF

## 4 实验结果及分析

在上述分析的基础上,从仿真和实验出发,比较了 FPD-PGC 检测方法与基于反正切的 OT-PGC 检测方法。采用以下指标来表征解调方法性能:信纳

比(SINAD)等于信号功率与谐波总功率加带宽内噪声总功率的比值,表征解调系统的整体性能;信噪比等于信号功率与噪声功率的比值,表征解调系统噪声水平;谐波抑制比(HSR)是信号功率与总谐波功率的比值,是评价解调系统失真度的重要指标;功率谱密度(PSD)等于每单位频率的功率,描述在频率中一个时间序列的功率分布情况。此外解调结果幅值也是一个重要的衡量指标。

#### 4.1 系统仿真结果

取信号频率为 400 Hz,幅度为 10 rad,伴生调幅系数为 0.4,原始待解调信号信噪比 50 dB。用基于反正切的 OT-PGC 和新方法分别进行解调,均不对伴生调幅进行修正,仿真结果如图 8、9 所示。由于伴生调幅的存在,OT-PGC 检测方法解调结果谐波较多,HSR 较低,只有 32 dB。相同条件下,FPD-PGC 检测方法对谐波的抑制能力更强,HSR 达到 67 dB。FPD-PGC 检测方法的优点还体现在 SNR 和 SINAD 两个性能指标上。

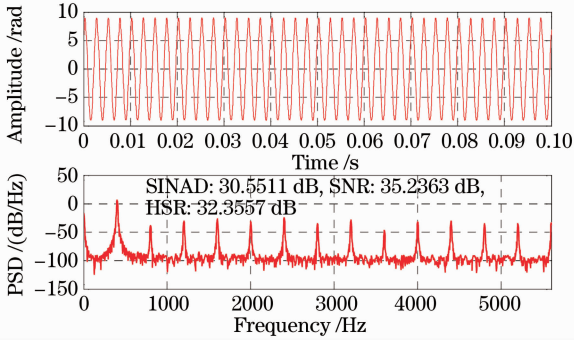


图 8 OT-PGC 算法仿真结果

Fig. 8 Demodulation result of OT-PGC method

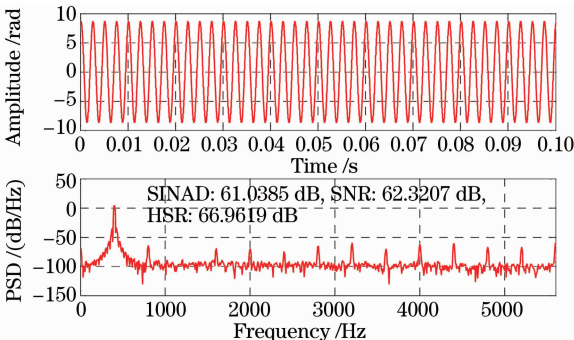


图 9 FPD-PGC 算法仿真结果

Fig. 9 Demodulation result of FPD-PGC method

伴生调幅对两种算法的影响如图 10、11 所示,原始信号信噪比为 20 dB。从图 10 可见,随着伴生调幅的增大,OT-PGC 解调结果 HSR 急剧下降,当伴生调幅系数达到 0.7 时,几乎不能正确解调。FPD-PGC 检测方法解调结果不随伴生调幅改变,一

直能保持 61 dB 以上的谐波抑制比,波动小于 1 dB。伴生调幅对两种算法解调结果幅度的影响如图 11 所示,伴生调幅对 FPD-PGC 解调结果幅度几乎无影响,波动小于 0.008 rad。OT-PGC 解调结果幅度随着伴生调幅增大而增大,当伴生调幅达到 0.75 时,解调结果急剧增大,发生解调错误。

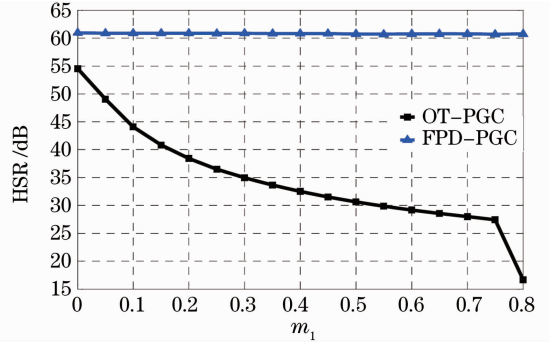


图 10 伴生调幅对 HSR 的影响比较

Fig. 10 Comparison of the impact of intensity accompanying modulation coefficient on HSR

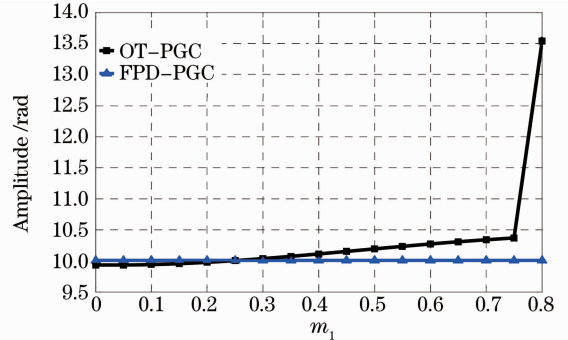


图 11 伴生调幅对幅度的影响比较

Fig. 11 Comparison of the impact of intensity accompanying modulation coefficient on amplitude

#### 4.2 实际系统实验结果

为进一步验证该方法的性能,搭建了实验系统进行测试。光源选用分布反馈(DFB)激光器,中心波长为 1550 nm,线宽为 1 MHz,输出功率为 10 mW。调制激光器的载波由现场可编程门阵列(FPGA)产生,频率为 11.2 kHz,干涉仪两臂臂长差为 20 cm。探测器为 InGaAs/InP 型带尾纤的同轴封装光电探测器,1550 nm 处响应度为 0.9 A/W。光电探测器输出依次经光电放大、抗混叠滤、A/D 采集和 FPGA 实现实时解调。

实测光源伴生调幅为 0.16。分别用基于反正切的 OT-PGC 方法和 FPD-PGC 方法解调,解调结果如图 12、13 所示。OT-PGC 方法解调过程包括了补偿基频、倍频相位延迟操作。从图中可知,尽管补偿了相位延迟,但 OT-PGC 方法解调结果 HSR 也

只有 44 dB,远低于不需要相位补偿的 FPD-PGC 方法的 57 dB。随着伴生调幅的增大,OT-PGC 解调方法性能进一步恶化,FPD-PGC 解调方法的性能不受影响,仍能保持较好的信噪比和谐波抑制比。

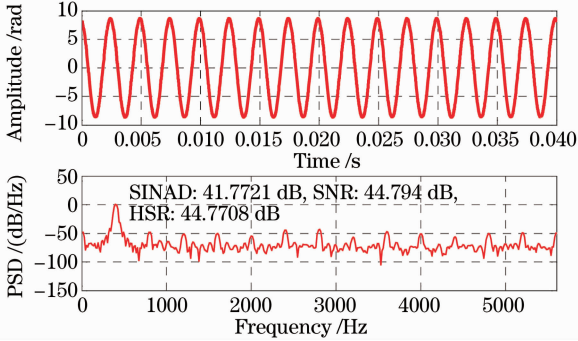


图 12 OT-PGC 方法实验结果

Fig. 12 Demodulation result using OT-PGC method

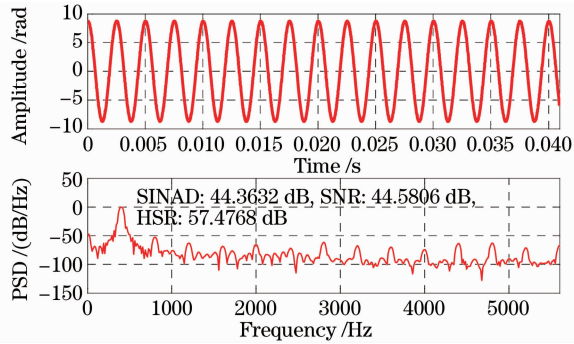


图 13 FPD-PGC 方法实验结果

Fig. 13 Demodulation result using FPD-PGC method

## 5 结 论

从克服 OT-PGC 方法的不足出发,提出一种基于固定相位延迟的 FPD-PGC 检测方法。在系统中引入  $3 \times 2$  耦合器来产生固定相位延迟,采用双探测器检测干涉信号,分别利用两路信号的倍频信号进行解调。详细分析了关键参数对解调误差的影响。理论和实验结果表明 FPD-PGC 方法融合了  $3 \times 3$  耦合器法和 OT-PGC 检测方法的主要优势,完全消除了信号相位延迟的影响,较好抑制了频率调制深度、伴生调幅等参数对解调结果的影响。该方法为实现高性能 PGC 解调提供了一种新的思路。

## 参 考 文 献

- 1 A. Dandridge, A. B. Tveten, T. G. Giallorenzi. Homodyne demodulation schemes for fiber optic sensors using phase generated carrier [J]. *IEEE J. Quantum Electron.*, 1982, **QE-18**(10): 1647~1653
- 2 Clay K. Kirkendall, Anthony Dandridge. Overview of high performance fibre optic sensing[J]. *J. Phys. D: Appl. Phys.*, 2004, **37**(18): 197~216
- 3 Timothy R. Christian, Philip A. Frank, Brian H. Houston. Real-time analog and digital demodulator for inter-ferometric fiber optic sensors[C]. *SPIE*, 1992, **2191**: 324~336
- 4 Wang Zefeng, Hu Yongming, Meng Zhou *et al.*. New measurement method for dynamic phase changes in fiber interferometer and its applications[J]. *Chinese J. Lasers*, 2009, **36**(8): 2121~2125  
王泽锋, 胡永明, 孟 洲 等. 光纤干涉仪动态相移测量的新方法及应用[J]. *中国激光*, 2009, **36**(8): 2121~2125
- 5 Qingping Shi, Liwei Wang, Huayong Zhang *et al.*. The stability and consistency analysis of optical seismometer system using phase generated carrier in field application[C]. *SPIE*, 2009, **7508**: 75081M
- 6 Qingping Shi, Qian Tian, Liwei Wang *et al.*. Performance improvement of phase-generated carrier method by eliminating laser-intensity modulation for optical seismometer [J]. *Opt. Engng.*, 2010, **49**(2): 024402
- 7 Changdong Tian, Liwei Wang, Min Zhang *et al.*. Performance improvement of PGC method by using lookup table for optical seismometer[C]. *SPIE*, 2009, **7503**: 750348
- 8 Bo Linhou, Liao Yanbiao, Zhang Min *et al.*. The improvement on PGC demodulation method based on optical fiber interferometer sensors[J]. *Acta Photonica Sinica*, 2005, **34**(9): 1324~1327  
柏林厚, 廖延彪, 张 敏 等. 干涉型光纤传感器相位生成载波解调方法改进与研究[J]. *光子学报*, 2005, **34**(9): 1324~1327
- 9 Richard G. Priest. Analysis of fiber interferometer utilizing  $3 \times 3$  fiber coupler [J]. *IEEE J. Quantum Electron.*, 1982, **QE-18**(10): 1601~1603
- 10 Jiang Yi, Lou Yingming, Wang Huiwen. Software demodulation for  $3 \times 3$  coupler based fiber optic interferometer [J]. *Acta Photonica Sinica*, 1998, **27**(2): 152~155  
江 毅, 娄英明, 王惠文. 基于对称  $3 \times 3$  耦合器的光纤干涉信号的软件解调技术[J]. *光子学报*, 1998, **27**(2): 152~155
- 11 He Jun, Xiao Hao, Feng Lei *et al.*. Analysis of phase characteristics of fiber Michelson interferometer based on a  $3 \times 3$  coupler[J]. *Acta Optica Sinica*, 2008, **28**(10): 1867~1873  
何 俊, 肖 浩, 冯 磊 等. 基于  $3 \times 3$  耦合器的迈克耳孙干涉仪相位特性分析[J]. *光学学报*, 2008, **28**(10): 1867~1873
- 12 Wang Jianfei, Wang Xiao, Luo Hong *et al.*. Influence of rotation angle and working wavelengths of Faraday rotation mirror on single-mode fiber optics Michelson interferometer[J]. *Chinese J. Lasers*, 2010, **37**(4): 1042~1046  
王建飞, 王 潇, 罗 洪 等. 法拉第旋光镜旋转角和工作波长对单模光纤迈克耳孙干涉仪性能的影响[J]. *中国激光*, 2010, **37**(4): 1042~1046