

# 干涉型光纤传感器PGC解调方法的改进

杨乐鑫, 时 敏, 石开明

贵州电网有限责任公司凯里供电局, 贵州 凯里

收稿日期: 2025年9月8日; 录用日期: 2025年10月9日; 发布日期: 2025年10月16日

## 摘 要

为了克服伴生调幅对光源调频型相位生成载波(PGC)解调方法的影响, 提出一种改进的微分交叉相乘(differential cross multiply, DCM)的PGC解调方法。仿真实验结果表明, 新方法较好地消除了光源伴生调幅的影响。新方法的信纳比和稳定性均有显著的改善, 解调信号的信纳比提高15 dB以上, 解调信号幅值的长期稳定性提高23倍。

## 关键词

相位生成载波(PGC), 干涉型光纤传感, 伴生调幅

# Improvement of Demodulation Method for Interferometric Optical Fiber Sensor PGC

Lexin Yang, Min Shi, Kaiming Shi

Kaili Power Supply Bureau of Guizhou Power Grid Co., Ltd., Kaili Guizhou

Received: September 8, 2025; accepted: October 9, 2025; published: October 16, 2025

## Abstract

In order to eliminate the effect of amplitude modulation in the source with direct frequency modulation on phase generated carrier (PGC) demodulation, an improved PGC method was proposed based on differential cross multiply (DCM). The simulation results confirm that the improved scheme has eliminated the effect of the associated amplitude modulation. The stability and signal to noise and distortion (SINAD) are also enhanced significantly. The SINAD of demodulation signals is improved 15 dB, and the stability of demodulation signals is increased 23 times.

## Keywords

Phase Generated Carrier, Interferometric Optical Fiber Sensor, Associated Amplitude Modulation



## 1. 引言

干涉型光纤传感器由于其灵敏度高、响应频段宽和线性度好等优点,在水声声纳、光纤麦克风等领域有良好的应用前景[1][2]。在干涉型光纤传感器的众多解调方法中,相位生成载波解调技术(phase generated carrier, PGC)是一种无源解调技术,应用最为广泛[3]-[6]。

直接调制光源频率的 PGC 解调方法不需要引入附加物理模块,而且结构紧凑,便于实现传感器全光纤化和信号的远距离传输,减小了复用技术的复杂性,有利于组成大规模光纤水听器阵列。然而,直接调制光源的方式使稳定的光功率上叠加了一个交变的光功率,即有伴生调幅出现[6]。这种伴生调幅的影响使得解调过程变得复杂化,如果不能消除它的影响,则将使最后解调出来的信号幅值不稳定,并伴有信号失真,严重影响解调系统性能。基于扩展卡尔曼滤波(EKF)的参数估计方法是解决伴生调幅有效方法之一,这种方法将 PGC 解调系统中诸多不理想的因素视为待估计的状态变量。它利用扩展 EKF 算法,通过不断迭代和更新,实时地、最优地估计出这些参数的值。一旦准确估计出这些参数,就可以在解调算法中进行补偿和校正,从而有效抑制伴生调幅等因素的影响[7]。但是, EKF 算法涉及雅可比矩阵计算和多次迭代运算,对处理器的计算能力要求较高,可能影响实时性。基于固定相位延迟(FPD-PGC)的方法,从光学结构入手,采用  $3 \times 3$  或  $3 \times 2$  耦合器光学器件,直接产生固定的、已知的相位延迟差。利用这种固有的、稳定的相位差,结合相应的解调算法,可以绕过伴生调幅等问题,无需复杂计算即可解调出相位信号。但是这种方法需要在光路中引入额外的光学器件,增加了系统的复杂性和成本,同时解调性能在一定程度上也依赖于这些光学器件的对称性和稳定性[8]。

本文基于传统的 PGC-DCM(微分交叉相乘)解调方法,提出一种改进方法,并通过软件仿真,分析对比改进前后的解调结果,证明改进的 PGC 解调方法的可行性,该方法在不增加光学器件和复杂算法的基础上消除了伴生调幅对解调信号稳定性的影响。

## 2. PGC 解调原理及伴生调幅对解调结构的影响

对于干涉型光纤传感器,干涉仪的输出可以表示为:

$$I(t) = A + B \cos[\theta(t)] \quad (1)$$

$A$  与  $B$  与光源功率和膜片的反射率有关,  $\theta(t)$  表示干涉仪的相位差,它可以表示为:

$$\theta(t) = \Phi(t) + \phi(t) + \phi_l \quad (2)$$

$\theta(t)$  是由三部分组成的,分别是声音信号所产生的相位差  $\Phi(t)$ 、光源频率调制产生的相位差  $\phi(t)$ 、外界环境变化和初始产生的相位差  $\phi_l$ 。假设输入的信号为单频信号,它可以表示为:

$$\Phi(t) = D \cos \omega_s t \quad (3)$$

其中,  $D$  表示信号的幅度,  $\omega_s$  表示信号的频率。

光源频率调制产生的相位差  $\phi(t)$  可以写为:

$$\phi(t) = C \cos \omega_c t \quad (4)$$

其中,  $C$  是载波信号所引起的相位调制幅度,  $\omega_c$  为载波信号的频率。

联合以上推导,干涉信号可以表示为:

$$I(t) = A + B \cos[C \cos \omega_c t + \Phi(t) + \phi_0 + \phi_t] \quad (5)$$

将  $\phi_0$  和  $\phi_t$  并入  $\Phi(t)$ ，得：

$$\Phi(t) = D \cos \omega_s t + \varphi(t) \quad (6)$$

式(5)可以简化为：

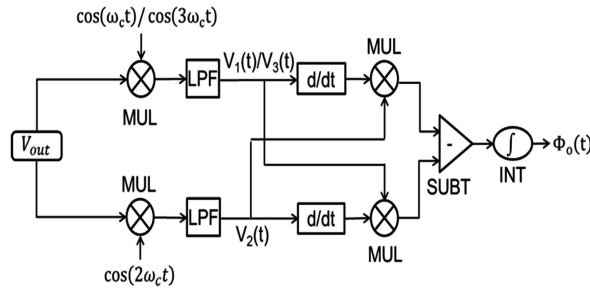
$$I(t) = A + B \cos[C \cos \omega_c t + \Phi(t)] \quad (7)$$

利用 Bessel 函数展开可得[7]：

$$I(t) = A + B \left\{ \left[ J_0(C) + 2 \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^k J_{2k}(C) \cos 2k\omega_c t \right] \cos \Phi(t) - \left[ 2 \sum_{k=0}^{\infty} (-1)^k J_{2k+1}(C) \cos(2k+1)\omega_c t \right] \sin \Phi(t) \right\} \quad (8)$$

$J_k(C)$  表示第  $k$  阶 Bessel 函数。

通过图 1 所示为 PGC-DCM 解调方法流程图[9] [10]，将式(8)分别乘以  $\cos \omega_c t$  和  $\cos 2\omega_c t$ ，再把混频所得分别通过低通滤波器滤除大于信号频率的部分。式(9)混频滤波后可得：



**Figure 1.** Flow chart of demodulation of PGC-DCM (MUL: multiplier; LPF: low-pass-filter; d/dt: divider; SUBT: subtractor; INT: integrator)

**图 1.** PGC-DCM 解调方法流程图(MUL: 乘法器; LPF: 低通滤波器; d/dt: 微分器; SUBT: 减法器; INT: 积分器)

$$V_1(t) = -BJ_1(C) \sin \Phi(t) \quad (9)$$

$$V_2(t) = -BJ_2(C) \cos \Phi(t) \quad (10)$$

两个信号一个包含  $\Phi(t)$  的正弦，一个包含  $\Phi(t)$  的余弦。利用这两个正交的信号，可以消除信号衰退对解调结果的影响，使  $\Phi(t)$  可以正确而稳定的解调出来。

根据图 1 所示的解调过程，式(9)和式(10)经微分交叉相乘后得：

$$V_3(t) = B^2 J_1(C) J_2(C) \frac{\partial \Phi(t)}{\partial t} \cos^2 \Phi(t) \quad (11)$$

$$V_4(t) = -B^2 J_1(C) J_2(C) \frac{\partial \Phi(t)}{\partial t} \sin^2 \Phi(t) \quad (12)$$

式(11)和式(12)通过减法器可得：

$$S(t) = B^2 J_1(C) J_2(C) \frac{\partial \Phi(t)}{\partial t} \quad (13)$$

对上式进行积分后有：

$$\Phi_o(t) = B^2 J_1(C) J_2(C) \Phi(t) \quad (14)$$

解调出来的信号值是与  $\Phi(t)$ 、 $B$ 、 $J_1(C)J_2(C)$  有关，且与  $\Phi(t)$  成正比。从最终结果可以看出， $C$  值的波动会引起最终结果的不稳定。从信噪比和稳定性角度考虑  $C$  值的选择；为了追求信噪比高， $C$  取值应该满足使  $J_1(C)J_2(C)$  尽可能的大；而从稳定性的角度考虑， $C$  值应满足使  $J_1(C)J_2(C)$  的一阶导数等于零。 $J_1(C)J_2(C)$  及其一阶导数随  $C$  值变化如图 2 所示，从图中可以看出，满足要求的  $C$  值应该取得 2.37 [1]-[8]。

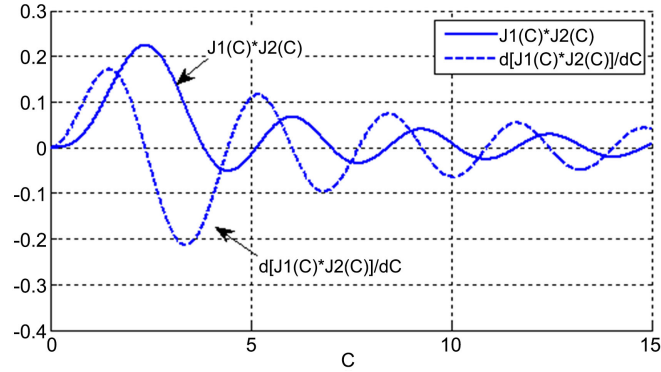


Figure 2.  $J_1(C)J_2(C)$  and derivative of  $J_1(C)J_2(C)$  with  $C$  variation

图 2.  $J_1(C)J_2(C)$  及  $J_1(C)J_2(C)$  导数随  $C$  的变化

DFB 激光器在使用调制注入电流的方法获得相同调制频率的激光频率调制时，不可避免的会引入相同频率的激光器强度调制，即伴生调幅。考虑到这个影响因素，对(7)式加以修正，可得具有伴生强度调制的干涉仪输出信号的表达式为：

$$I(t) = (1 + m \cos \omega_c t) \{ A + B \cos [C \cos \omega_c t + \Phi(t)] \} \quad (15)$$

同样利用 Bessel 函数展开可得：

$$I(t) = A(1 + m \cos \omega_c t) + B(1 + m \cos \omega_c t) \left\{ \left[ J_0(C) + 2 \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^k J_{2k}(C) \cos 2k \omega_c t \right] \cos \Phi(t) - \left[ 2 \sum_{k=0}^{\infty} (-1)^k J_{2k+1}(C) \cos (2k+1) \omega_c t \right] \sin \Phi(t) \right\} \quad (16)$$

用  $\omega_c$  的一倍频和二倍频检波，再通过低通滤波器可得：

$$V_1(t) = \frac{Am}{2} - \frac{Bm}{2} [J_2(C) - J_0(C)] \cos \Phi(t) - BJ_1(C) \sin \Phi(t) \quad (17)$$

$$V_2(t) = \frac{Bm}{2} [J_3(C) - J_1(C)] \sin \Phi(t) - BJ_2(C) \cos \Phi(t) \quad (18)$$

经微分交叉相乘在积分可得：

$$\Phi_o(t) = B^2 \left\{ J_1(C)J_2(C) + \frac{m^2}{7} [J_2(C) - J_0(C)] [J_3(C) - J_1(C)] \right\} \Phi(t) + \frac{ABm}{2} \left\{ \frac{m}{2} [J_3(C) - J_1(C)] \sin \Phi(t) - J_2(C) \cos \Phi(t) \right\} \quad (19)$$

从上式可以看出，解调的结果不仅包含  $\Phi(t)$  的线性项，而且包含  $\Phi(t)$  的非线性项。(19)式中的两个

非线性项  $\sin \Phi(t)$  和  $\cos \Phi(t)$  不仅增大的输出信号的非线性失真, 而且还会导致解调结果的不稳定。下面将分析带来解调结果不稳定的原因。

将(6)式带入  $\sin \Phi(t)$  和  $\cos \Phi(t)$  中, 并对它们进行贝塞尔展开可得:

$$\sin \Phi(t) = \left[ 2 \sum_{k=0}^{\infty} (-1)^k J_{2k+1}(D) \cos(2k+1)\omega_s t \right] \cos \varphi(t) + \left[ J_0(D) + 2 \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^k J_{2k}(D) \cos 2k\omega_s t \right] \sin \varphi(t) \quad (20)$$

$$\cos \Phi(t) = \left[ J_0(D) + 2 \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^k J_{2k}(D) \cos 2k\omega_s t \right] \cos \varphi(t) + \left[ 2 \sum_{k=0}^{\infty} (-1)^k J_{2k+1}(D) \cos(2k+1)\omega_s t \right] \sin \varphi(t) \quad (21)$$

从上两式可以看出, 以上两式中包含信号  $2J_1(D)\cos\varphi(t) \cdot \cos\omega_s t$  和  $2J_1(D)\sin\varphi(t) \cdot \cos\omega_s t$  以及  $\omega_s$  的各次谐波项。说明解调出来的声音信号中包含这两项所贡献的值, 但是由于这两项所贡献的声音信号的幅度是  $2J_1(D)\cos\varphi(t)$  和  $2J_1(D)\sin\varphi(t)$ , 而  $\varphi(t)$  是受环境影响而变化的相位, 所以, 也就导致了解调出的声音信号幅值也会受环境的影响而发生变化。

### 3. 改进的 PGC 解调方法

查找(19)式中非线性项产生的原因, 可知是由于(17)中的存在直流项  $\frac{Am}{2}$  所带来的结果。此直流项是由于干涉信号中的伴随调幅与一倍频  $\cos\omega_c t$  混频产生的, 为了消除这个直流项, 可以采用三倍频  $\cos 3\omega_c t$  与干涉信号混频, 这样混频所得到的结果为:

$$V_3(t) = \frac{Bm}{2} [J_4(C) - J_2(C)] \cos \Phi(t) - BJ_3(C) \sin \Phi(t) \quad (22)$$

从(22)式中可以看出, 其与(17)式中包含的待测信号  $\Phi(t)$  形式完全相同, 区别在于不包含直流项, 这样用(22)式代替(17)式重复上面的解调过程, 就可以得到只包含声音信号的解调结果:

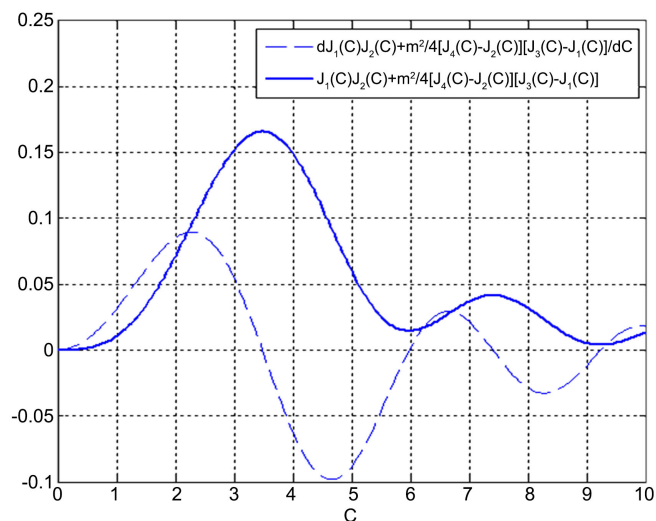
$$\Phi_o(t) = B^2 \left\{ J_3(C)J_2(C) + \frac{m^2}{4} [J_4(C) - J_2(C)] [J_3(C) - J_1(C)] \right\} \Phi(t) \quad (23)$$

显然, 解调结果中只包含声音的线性项。按照前文的方法, 优化  $C$  值, 声音信号的系数

$J_3(C)J_2(C) + \frac{m^2}{4} [J_4(C) - J_2(C)] [J_3(C) - J_1(C)]$  随  $C$  值变化的曲线和其对  $C$  值导数随  $C$  变化的曲线如图 3 所示。从图 3 中可以看出, 当  $C = 3.48$  时, 系数  $J_3(C)J_2(C) + \frac{m^2}{4} [J_4(C) - J_2(C)] [J_3(C) - J_1(C)]$  取得最大值, 且其对  $C$  的导数为 0。

### 4. 改进后的仿真实验

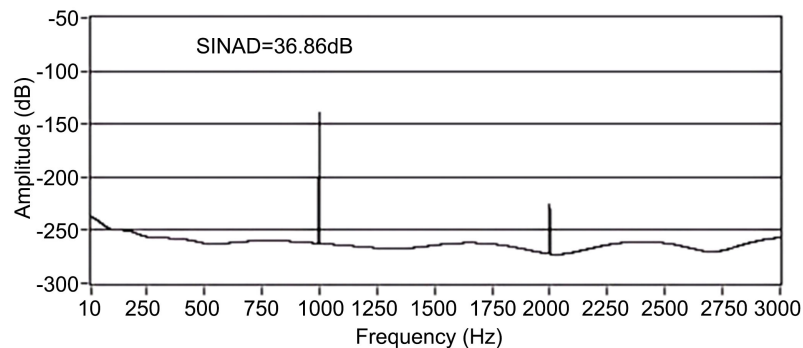
利用 LabView 软件编写仿真程序, 令式(15)中  $A = 0.54$ ,  $B = 0.48$ ,  $m = 0.87$ ,  $C = 2.37/3.48$ ,  $D = 0.4$  mV, 信号频率  $f_s = 1$  KHz, 载波频率  $f_c = 10$  KHz, 采样频率  $F = 200$  KHz。采样传统解调方法时, 仿真所得到的结果如图 4(a)所示, 可见所得到的解调信号的频谱图中不仅含有信号项  $f_s = 1$  KHz, 还含有信号的高次谐波项, 信号失真严重; 而采样改进的解调方案如图 4(b)所示, 所得的解调结果中只含有信号项。在固定信号幅度情况下, 采用声频检查系统常用的评价指标信纳比(SINAD, 即等于信号功率与谐波总功率加带宽内噪声总功率的比值)来表征解调方法性能, 从结果可以看出改进方法的信纳比有明显提高。



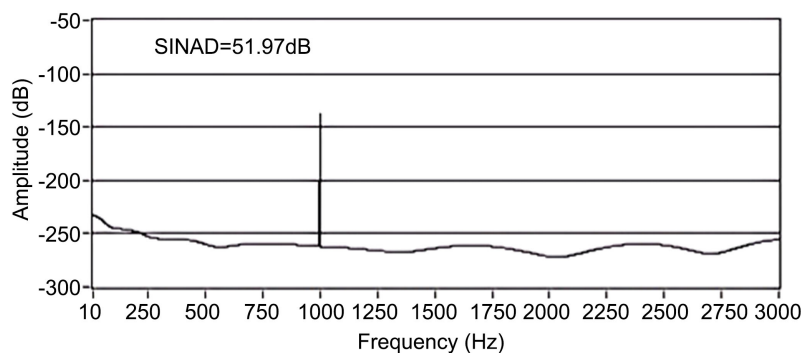
**Figure 3.**  $J_3(C)J_2(C) + \frac{m^2}{4}[J_4(C) - J_2(C)][J_3(C) - J_1(C)]$  and derivative of

$J_3(C)J_2(C) + \frac{m^2}{4}[J_4(C) - J_2(C)][J_3(C) - J_1(C)]$  with  $C$  variation

**图 3.**  $J_3(C)J_2(C) + \frac{m^2}{4}[J_4(C) - J_2(C)][J_3(C) - J_1(C)]$  及  $J_3(C)J_2(C) + \frac{m^2}{4}[J_4(C) - J_2(C)][J_3(C) - J_1(C)]$  的导数随  $C$  值的变化



(a)



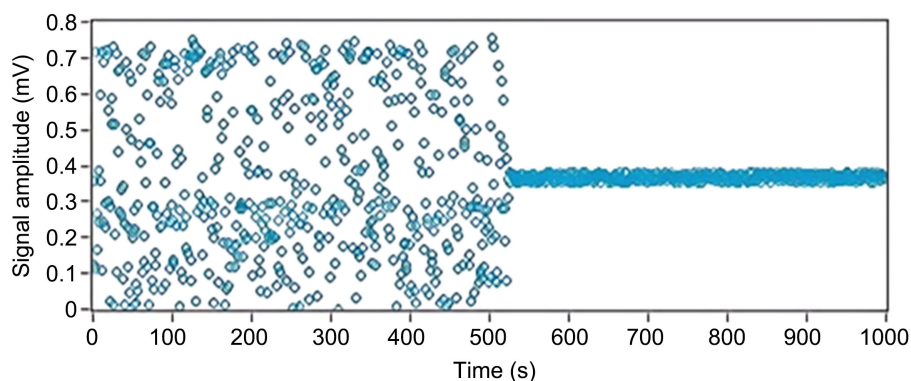
(b)

**Figure 4.** PGC demodulation simulation spectrum diagram. (a) Traditional method; (b) Improved method

**图 4.** PGC 解调仿真频谱图。(a) 传统方法；(b) 改进后的方法



对解调信号的幅值进行长时间的记录,如图5所示,500 s之前为采样传统解调方法得到的信号幅值的标准差为 0.23 mV;而 500 s之后是采用改进的解调方法获得的信号幅值的标准差为 0.01 mV。改进后解调信号的稳定性提高了 23 倍。



**Figure 5.** Comparison of signal stability between two demodulation methods (The period before 500 seconds is the traditional method, and the period after 500 seconds is the improved method)

**图 5.** 两种解调方法信号稳定性对比(500 s 前为传统方法, 500 s 后为改进后的方法)

## 5. 结束语

本文通过 PGC 解调方法的理论分析,得出由于伴生条幅引起的信号失真和不稳定的原因。针对这个问题,提出了解决方法,在理论上证明了改进方法的可行性,并通过软件进行仿真测试,对比传统方法和改进方面解调结果。从解调结果可以看出,改进后的解调方法极大地提高了信号解调结果的稳定性,也减小了因伴生条幅带来的信号失真。

## 参考文献

- [1] 闫旭, 傅海威. 光纤 Michelson 干涉仪型折射率和温度同时测量传感器[J]. 压电与声光, 2016, 38(6): 970-973.
- [2] 吴学兵, 刘英明, 高侃. 干涉型光纤地震检波器研发及效果分析[J]. 石油物探, 2016, 55(2): 303-308.
- [3] 罗志会, 陈池. 大量程分布式光纤传感器的研究与应用[J]. 光电子激光, 2010, 21(6): 851-855.
- [4] 朱俊, 王强, 翟永军, 等. 基于 PGC 光纤传感器的全数字化解调设计与分析[J]. 传感器与微系统, 2017, 36(7): 116-119.
- [5] 王影, 刘麒. 光纤管道泄漏检测系统 PGC 解调电路设计及实验测试[J]. 电子器件, 2016, 39(5): 1161-1165.
- [6] Dandridge, A., Tveten, A. and Giallorenzi, T. (1982) Homodyne Demodulation Scheme for Fiber Optic Sensors Using Phase Generated Carrier. *IEEE Journal of Quantum Electronics*, **18**, 1647-1653. <https://doi.org/10.1109/jqe.1982.1071416>
- [7] 畅楠琪, 黄晓砥, 王海斌. 基于 EKF 参数估计的光纤水听器 PGC 解调方法研究[J]. 中国激光, 2022, 49(17): 118-129.
- [8] 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): 144-149.
- [9] 曹家年, 张立昆, 李绪友, 等. 干涉型光纤水听器相位载波, 调制及解调方案研究[J]. 光学学报, 1999, 19(11): 1536-1540.
- [10] Zhang, W.T., Liu, Y.L., Li, F. and Xiao, H. (2008) Fiber Laser Hydrophone Based on Double Diaphragms: Theory and Experiment. *Journal of Lightwave Technology*, **26**, 1349-1352. <https://doi.org/10.1109/jlt.2008.917761>