

干涉型光纤传感器相位生成载波解调方法改进与研究

柏林厚 廖廷彪 张 敏 赖淑蓉

(清华大学 电子工程系, 北京 100084)

摘 要 提出了基于干涉型光纤传感器的相位生成载波解调方法(PGC)的改进方法,通过算法上的改进和增加抗混叠滤波器,有效地改善了解调结果,并大大降低了系统的采样频率,结论对设计干涉型光纤传感器解调系统有重要的参考意义.

关键词 干涉型光纤传感器;相位生成载波(PGC);最低采样频率;抗混叠滤波器

中图分类号 TP212 **文献标识码** A

0 引言

在多种干涉型光纤传感器的解调方法中^[1~4],相位生成载波解调技术(PGC)由于是一种无源解调技术,并具有高灵敏度、大动态范围和好的线性度而得到广泛的应用^[1].在传统的 PGC 方法中,由于调制激光器频率的过程中引入了寄生调幅,使得解调结果中不仅包含了信号的频率,还包括了信号的各次谐波频率,影响了解调的输出.为了消除这种寄生调幅的影响,相关文献中大多采用了增加差分电路或者电子学的方法^[5],但这些方法实现起来都很复杂,并且存在一定的局限性.本文通过算法上的改进和增加抗混叠滤波器的方法提出了 PGC 的改进方法,并对采用此方法的解调系统进行了研究.

1 PGC 原理

直接调制光源的 PGC 解调原理框图如图 1.图中,Input 为 Michelson 光纤干涉仪加上直接调制光源后的输出,⊗为乘法器;LPF 为低通滤波器;d/dt 为微分器;DA 为差动放大器;∫为积分器;HF 为高通滤波器.

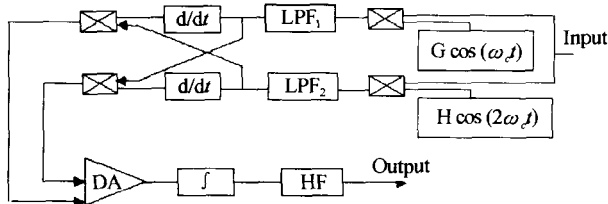


图 1 直接调制光源的 PGC 解调方案框图
Fig. 1 PGC demodulation diagram with laser modulation

若用 $i = i_0 m \cos \omega_c t$ 的调制信号来激励半导体激光器,其中 ω_c 为调制频率, m 为调制度,一般 $m \ll 1$,则 Michelson 光纤干涉仪输出信号为^[5]

$$I = A(1 + m \cos \omega_c t) + B(1 - m \cos \omega_c t) \cdot$$

$$\cos [C \cos \omega_c t + \varphi(t)] \quad (1)$$

式中 A, B 为常量,且 $B = \kappa A, \kappa < 1$ 为干涉条纹可见度, A 正比于激光器输出光功率, C 为相位调制幅度, $\varphi(t)$ 为待检测信号.干涉仪输出信号在乘法器与 $G \cos \omega_c t$ 相乘,其中 G 为常数,经低通滤波器 LPF₁ 后,输出为

$$(GAm/2) + (GBm/2)[J_0(C) - J_2(C)] \cdot \cos \varphi(t) - GBJ_1(C) \sin \varphi(t) \quad (2)$$

干涉仪输出信号在另一乘法器与 $H \cos 2\omega_c t$ 相乘,其中 H 为常量,经低通滤波器 LPF₂ 后,输出为

$$-HBJ_2(C) \cos \varphi(t) + \frac{HBm}{2} \cdot [J_3(C) - J_1(C)] \sin \varphi(t) \quad (3)$$

式中 $J_n(C)$ 为第 n 阶 Bessel 函数.问题的关键在于式(2)中出现了直流项 $GAm/2$, $m \ll 1$ 时,这一项可以忽略,假设忽略直流项 $GAm/2$ 的影响,经过微分交叉相乘再积分,可以得到图 1 中积分器的输出为

$$\{GHB^2 J_1(C) J_2(C) - \frac{GHB^2 m^2}{4} [J_0(C) - J_2(C)] [J_3(C) - J_1(C)]\} \varphi(t) \quad (4)$$

再经高通滤波消除低频漂移后就实现了信号的解调.

2 PGC 方法改进

2.1 PGC 算法的改进

在上面 PGC 原理的推导过程中,忽略了直流项 $GAm/2$ 的影响,实际中如果简单地直接忽略该直流项的影响,最后难以把待测信号正确地解调出来.当考虑此直流项的影响后,可以得到系统的解调结果为

$$\{GHB^2 J_1(C) J_2(C) - \frac{GHB^2 m^2}{4} [J_0(C) - J_2(C)] \cdot [J_3(C) - J_1(C)]\} \varphi(t) + \frac{ABGHm}{2} \left\{ \frac{m}{2} [J_3(C) - J_1(C)] \sin \varphi(t) - J_2(C) \cos \varphi(t) \right\} \quad (5)$$

可以看出,如果 $\varphi(t) = D \cos \omega_s t$,则解调出的信号中不仅包含 ω_s 频率项,还包括 $2\omega_s, 3\omega_s$ 等 ω_s 的高次谐

波项. 如果 $\varphi(t)$ 为多频率成分信号, 则解调结果频率失真将更加严重, 从而导致信号无法正确解调. 考察直流项出现的原因, 主要是寄生调幅中的 ω_c 项与一倍频载波 $G\cos \omega_c t$ 相乘得到. 因此, 如果干涉仪输出信号在第一个乘法器与 $G\cos 3\omega_c t$ 相乘, 则避免了此直流项的产生. 此时可得图 1 中积分器输出为

$$\{GHB^2 J_2(C)J_3(C) + \frac{GHB^2 m^2}{4} [J_4(C) - J_2(C)] \cdot [J_3(C) - J_1(C)]\} \varphi(t) \quad (6)$$

可见, 实现了信号的正确解调.

虽然上述对 PGC 解调算法的改进仅仅只体现在与载波相乘这一点, 但改进后的解调系统在系统参量的选取、系统最低采样频率的分析上都有很大变化, 下面分别对这些进行讨论, 以便能进一步优化解调系统.

这里的系统参量主要是指 C 的选取. 为使系统输出随 C 变化而变化的幅度最小, 应有

$$d\{GHB^2 J_2(C)J_3(C) + \frac{GHB^2 m^2}{4} [J_4(C) - J_2(C)] [J_3(C) - J_1(C)]\} / dt = 0 \quad (7)$$

考虑到一般情况 $m \ll 1$, 上式简化为

$$d\{J_2(C)J_3(C)\} / dt = 0 \quad (8)$$

从而得到

$$C = 3.55$$

2.2 改进算法后系统最低采样频率分析

传感器阵列复用技术是传感器研究的重要内容之一. 在 PGC 解调系统中, 采样频率直接关系到时分复用的阵列系统中复用的路数. 在系统时钟频率的提高受到限制的情况下, 由于系统时钟频率是与采样频率和复用路数的乘积成比例的, 因此, 把采样频率降低到允许的最低限度, 便可以提高系统的复用路数.

对于由式(1)所表示的信号, 可用贝塞尔函数展开如下

$$I = A(1 + m\cos \omega_c t) + B(1 + m\cos \omega_c t) \times \{ [J_0(C) + 2 \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^k J_{2k}(C) \cos 2k\omega_c t] \cos \varphi(t) - 2 [\sum_{k=0}^{\infty} (-1)^k J_{2k+1}(C) \cos (2k+1)\omega_c t] \sin \varphi(t) \} \quad (9)$$

设 $\varphi(t) = D\cos \omega_s t + \varphi_0(t)$, 则式(9)中的 $\cos \varphi(t)$, $\sin \varphi(t)$ 同样可用贝塞尔函数展开如下

$$\cos \varphi(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} J_k(D) \cos (k\omega_s t + \varphi_0(t) + \frac{1}{2} k\pi) \quad (10)$$

$$\sin \varphi(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} J_k(D) \sin (k\omega_s t + \varphi_0(t) + \frac{1}{2} k\pi) \quad (11)$$

由式(9)、(10)、(11)可以看出, 干涉仪输出信号的频谱如图 2, 包含 ω_s 到 $k\omega_s$ 的无限多条谱线和以 ω_c 的 1 至 n 倍频为载频的载有 $\pm \omega_s$ 到 $\pm k\omega_s$ 边频成分的无限多条谱线, 其中 k, n 均为整数. 可见, PGC 输入信号具有无限宽的频谱. 因此从理论上来说, 为了实现无混叠采样, 需要的采样频率为无穷大, 但是依据贝塞尔函数的性质, 频谱的主要成分集中在有限的范围内^[6], 当指定了系统指标之后, 可以根据需要的准确度来滤除不必要的高次载波倍频及其边带信号, 因此系统可以在较低的采样频率下工作. 由式(9)可知, 载波各次谐波 $k\omega_c$ 处的频谱幅度正比于 $J_k(C)$, $C = 3.55$ 时, $J_k(C)$ 的值随着 k 的增大而减小, $J_2(3.55) = 0.4521$, $J_3(3.55) = 0.3929$, $J_4(3.55) = 0.2121$, $J_5(3.55) = 0.085$, $J_6(3.55) = 0.0273$, $J_7(3.55) = 0.0074$, $J_8(3.55) = 0.0017$. 由改进的 PGC 方法还可以看出, 在整个解调的过程中只用到了信号频谱的 2 次和 3 次载波项附近的频谱, 其它部分的频谱在乘载波后均被低通滤波器滤除, 在算法中不起作用. 因此, 在采样时应控制信号频谱的 2 次和 3 次载波项附近的频谱的混叠, 由于 $J_2(3.55) / J_8(3.55) = 265.9$, $J_3(3.55) / J_7(3.55) = 53.1$, 如果允许的混叠小于 2%, 则可以允许采样后 $8\omega_c$ 和 $7\omega_c$ 处的频谱分别与 $2\omega_c$ 和 $3\omega_c$ 处的频谱混叠.

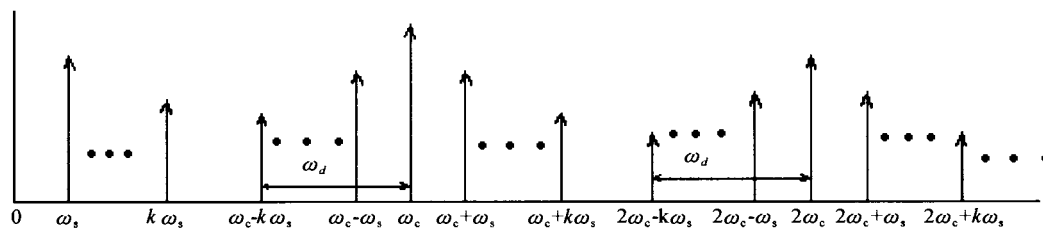


图 2 干涉仪输出频谱
Fig. 2 The signal spectrum of the interferometer

以上的分析是针对载波各次谐波频率处的混叠, 对于载波各次谐波频率两旁信号的各次谐波频率同样适合, 因为由式(10)、(11)可知, 信号谐波 $k\omega_s$ 的频谱幅度与携有该信号谐波的载波谐波的频

谱幅度之比均为 $J_k(D)$, 其中 D 为信号幅度. 由以上分析可知, 系统的最低采样频率大约为 $10\omega_c$, 与一般 PGC 方法相比最低采样频率^[7]增加了约 60%, 这样就限制了系统时分复用的路数, 因此, 仅

仅对 PGC 方法进行算法上的改进并不能体现在系统复用上的优势. 通过增加抗混叠滤波器可以进一步降低系统采样频率.

2.3 增加抗混叠滤波器

由于在算法的实现过程中,理论上最多只用到干涉仪输出信号频谱的 3 次载波谐波项附近的频谱,所以根据采样定理系统最低采样频率为 $F_{smin} = 2 * (3f_c + f_d)$, f_d 为每一个 $k\omega_c$ 的两侧携带的上边频或下边频信号的谱宽. 如图 2, $f_d = (T+1) * f_s$, 其中 T 为不小于且最接近 D 的整数^[7], D 为待测信号幅度. 但实际上,限制系统最小采样频率的因素主要是考虑到信号频谱的混叠,因此如果在干涉仪输出后加一低通滤波器作为抗混叠滤波器,则系统最低采样频率可以接近理论上的 F_{smin} . 不失一般性,设系统采样频率为 $F_{sample} = mf_c (m \geq 7)$. 从图 2 可知, $2\omega_c$ 及其边带信号被 $(m-2)\omega_c$ 及其相应的边带信号混叠, $3\omega_c$ 及其边带信号被 $(m-3)\omega_c$ 及其相应的边带信号混叠(更高次谐波因为幅度递减可以不予考虑). 由于 PGC 频谱中,有用信息包含在载波的二倍频和三倍频中,为了满足 PGC 方法中频谱搬移的要求,在 $2\omega_c$ 和 $3\omega_c$ 附近,对混叠度必须有严格的限制.

从式(9)、(10)、(11)可知,对于 $2\omega_c, (m-2)\omega_c, 3\omega_c, (m-3)\omega_c$ 载波谐波两旁的信号谐波 $k\omega_s$ 幅度分别为

$$\begin{aligned} & 2BJ_2(C)J_k(D), 2BJ_{m-2}(C)J_k(D), \\ & 2BJ_3(C)J_k(D), 2BJ_{m-3}(C)J_k(D) \end{aligned} \quad (12)$$

仿真可以得到,当混叠小于 2% 时,混叠影响可以忽略,加入抗混叠滤波器,设在 $2\omega_c, 3\omega_c$ 处衰减为: $\alpha_2\alpha_3, (m-2)\omega_c$ 和 $(m-3)\omega_c$ 处衰减分别为: $\alpha_{m-2}, \alpha_{m-3}$ 则应有

$$\frac{A_{m-2}}{A_2} = \frac{2BJ_{m-2}(C)J_k(D)\alpha_{m-2}}{2BJ_2(C)J_k(D)\alpha_2} < 2\% \quad (13)$$

$$\frac{A_{m-3}}{A_3} = \frac{2BJ_{m-3}(C)J_k(D)\alpha_{m-3}}{2BJ_3(C)J_k(D)\alpha_3} < 2\% \quad (14)$$

式(13)、(14)给出了抗混叠滤波器需要满足的参量. 例如当 $m=7$ 时,应有

$$\max \left[\frac{J_5(3.55)\alpha_5}{J_2(3.55)\alpha_2}, \frac{J_4(3.55)\alpha_4}{J_3(3.55)\alpha_3} \right] < 2\% \quad (15)$$

可得

$$\frac{\alpha_5}{\alpha_2} < -19.5 \text{ dB} \quad (16)$$

$$\frac{\alpha_4}{\alpha_3} < -28.6 \text{ dB} \quad (17)$$

这样的滤波器实现起来是很简单的,而且此时系统采样频率为 $F_{sample} = 7f_c$,接近于理论上的最低采样率,并且接近采用一般 PGC 方法解调系统的最低采样频率.

低采样频率.

3 改进后的系统仿真试验

在式(1)中取 $A=1, B=0.5, m=0.05, C=3.55, D=2, f_c=5 \text{ kHz}, f_s=200 \text{ Hz}, F_{sample}=7f_c$,按照式(16)、(17)设计抗混叠滤波器,采用改进后的 PGC 算法进行解调,仿真所得解调结果如图 3,可见所得结果频谱只含 $f_s=200 \text{ Hz}$ 项,信号正确解调. 对比采用一般的 PGC 方法,仿真结果如图 4,可见所得结果频谱中不仅包括信号频率项,还包含信号高次谐波频率项,信号波形失真严重.

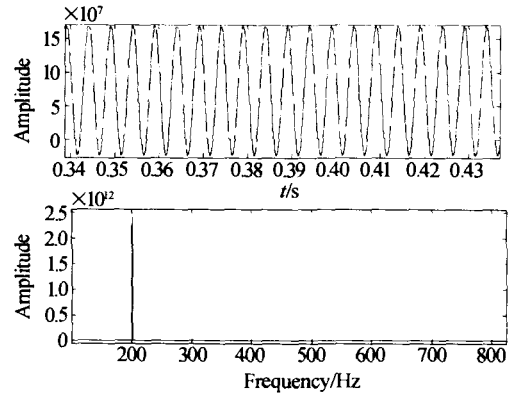


图 3 改进后 PGC 方法仿真

Fig. 3 Simulation result using improved PGC method

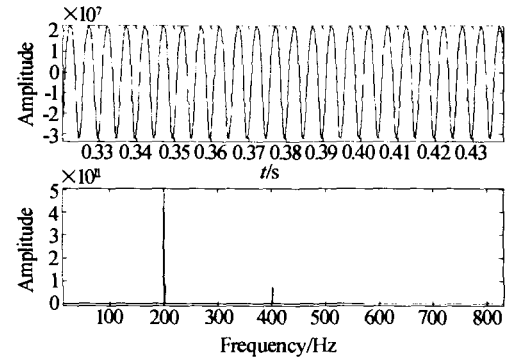


图 4 一般 PGC 方法仿真

Fig. 4 Simulation result using general PGC method

4 结论

本文在一般 PGC 算法的基础之上,通过改变算法中某些参量和增加抗混叠滤波器的方法,提出了改进的 PGC 算法,应用改进的 PGC 算法,可以在保持系统最低采样率不变的前提下,充分改善解调后信号的质量.

参考文献

- 1 Dandridge A, Tveten A B, Giallorenzi T G. Homodyne demodulation scheme for fiber optic sensors using phase generated carrier. *IEEE Journal of Quantum Electronics*, 1982, 18(10): 1647~1653
- 2 江毅,刘莉. 光纤 Fabry-Perot 腔振动传感器. *光子学报*,

- 2003, **32**(9):1059~1062
 Jiang Y, Liu L. *Acta Photonica Sinica*, 2003, **32**(9):1059~1062
- 3 赵洪霞, 余有龙, 刘盛春. 基于寄生干涉结构的光纤光栅传感解调装置. 光子学报, 2004, **33**(6):669~671
 Zhao H X, Yu Y L, Liu S C. *Acta Photonica Sinica* 2004, **33**(6):669~671
- 4 章鹏, 朱永, 陈伟民. 光纤法布里-珀罗传感器腔长的傅立叶变换解调原理研究. 光子学报, 2004, **33**(12):1449~1452
 Zhang P, Zhu Y, Chen W M. *Acta Photonica Sinica* 2004, **33**(12):1449~1452
- 5 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. 光学学报, 1999, **19**(11):1536~1540
 Cao J N, Zhang L K, Li X Y. *et al. Acta Optica Sinica*, 1999, **19**(11):1536~1540
- 6 曹志刚, 钱亚生. 现代通信原理. 北京: 清华大学出版社, 1992
 Cao Z G, Qian Y S. *Modern Communication Principle*. Beijing: Publishing House of Tsinghua University, 1992
- 7 刘云涛, 曹家年, 李丁山, 等. 基于 PGC 解调方案的时分复用光纤传感器阵列采样频率的研究. 哈尔滨工程大学学报, 2001, **22**(6):36~40
 Liu Y T, Cao J N, Li D S, *et al. Journal of Harbin Engineering University*, 2001, **22**(6):36~40

The Improvement on PGC Demodulation Method Based on Optical Fiber Interferometer Sensors

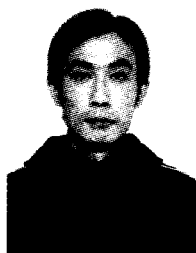
Bo Linhou, Liao Yanbiao, Zhang Min, Lai Shurong

Department of Electronic Engineering, Tsinghua university, Beijing 100084

Received date: 2005-04-19

Abstract An improved phase generated carrier (PGC) demodulation method based on optical fiber interferometer sensors was brought forward. Through improvement on the PGC algorithm and adding frequency overlapped-resistable filter to the system, the result of the demodulation system has been great improved. At the same time, the sample rate of the system has get great reduced. The conclusion is very useful in designing the demodulation systems based on optical fiber interferometer sensors.

Keywords Optical fiber interferometer sensor; PGC; Minimum sample rate; Frequency overlapped-resistable filter



Bo Linhou was born in 1980 in Henan Province. He received his Bachelor's Degree in 2002 from Northwestern Polytechnical University. Now he is a master graduate of Department of Electronic Engineering, Tsinghua University, Beijing. His major research focuses on the demodulation method in the optical fiber sensor system.