

doi: 10.3788/gzxb20144302.0206003

基于基频混频的相位生成载波解调方法 研究与改进

张爱玲¹, 王燕¹, 宫铭举¹, 郝彬², 王恺晗¹

(1 天津理工大学 计算机与通信工程学院; 教育部通信器件与技术工程研究中心;
天津市薄膜电子与通信器件重点实验室, 天津 300384)
(2 天津光电通信技术有限公司 技术中心, 天津 300211)

摘 要:对基频混频相位生成载波解调方法的局限性进行了研究与改进. 在该方法的基础上, 通过引入直流滤波器, 滤除了直流成分的影响, 使得改进后的算法克服了基频混频相位生成载波解调方法只适用于小信号的局限性; 通过引入抗混叠滤波器, 保留了有用频谱成分, 进一步降低了采样频率. 在采样频率一定时, 最大限度地提高了系统可解调的动态范围上限, 给出了实现改进后算法的硬件实现方案, 并用 Matlab 及数字信号处理器软件开发代码调试器分别进行了仿真验证, 证明了这种改进解调方案的可行性.
关键词:相位生成载波; 抗混叠滤波; 数字信号处理器; 代码调试器
中图分类号: TN247 **文献标识码:** A **文章编号:** 1004-4213(2014)02-0206003-6

An Improved Algorithm of PGC Demodulation Method Based on Fundamental Frequency Mixing

ZHANG Ai-ling¹, WANG Yan¹, GONG Ming-ju¹, HAO Bin², WANG Kai-han¹

(1 Tianjin Key Laboratory of Film Electronics and Communication Devices; Communication Devices and
Technology Engineering Research Center; Tianjin University of Technology, Tianjin 300384, China)
(2 TOEC Technology Co., Ltd. Technology Center, Tianjin 300211, China)

Abstract: An improved fundamental frequency mixing phase generated carrier demodulation algorithm was proposed. By introducing a direct current filter, the improved algorithm could overcome the limitation that the traditional fundamental frequency mixing phase generated carrier demodulation algorithm was only suitable for small-signal. The improved algorithm retained the useful components of the interference signal and reduced the sampling frequency of the system by introducing an anti-aliasing filter. The up-limit amplitude of the demodulated signal was maximized when the sampling frequency was fixed. And the hardware implementation scheme to realize the improved algorithm was presented. Simulations were carried on the Matlab platform and the digital signal processor simulation platform code composer studio prove the feasibility of the improved algorithm.

Key words: Phase generated carrier (PGC); Anti-aliasing filter; Digital signal processor; Code composer studio

OCIS Codes: 060.2310; 120.4630; 280.4788

0 引言

相位生成载波 (Phase Generated Carrier, PGC) 调制解调技术是一种广泛应用于干涉型光纤传感器的零

差解调技术^[1-3], 具有灵敏度高、动态范围大、线性度好等优点, 可以消除相位漂移引起的干涉信号输出不稳定现象, 已被广泛应用于光纤水听器、光纤加速度计、光纤振动传感器等光纤传感器的信号解调。

基金项目: 教育部新世纪优秀人才支持计划 (No. NCET-07-0611) 资助

第一作者: 张爱玲 (1973-), 女, 教授, 博士, 主要研究方向为光纤通信技术. Email: alzhang2012@163.com

通讯作者: 王燕 (1987-), 女, 硕士研究生, 主要研究方向为光纤传感技术. Email: alzhang2012@163.com

收稿日期: 2013-05-22; 录用日期: 2013-08-09

<http://www.photon.ac.cn>

传统的 PGC 解调方法将干涉信号分别与单倍频和二倍频信号混频,经低通滤波后得到两路含有传感信号的正弦项和余弦项,再通过微分交叉相乘^[4-5]或反正切法^[5-13]得到传感信号.而基于基频混频的 PGC^[14]解调方法,干涉信号直接经过低通滤波即可得到含有传感信号的余弦项;干涉信号只需与基频混频,而无需与二倍频信号进行混频,再经过低通后即可得到正弦项.该方法减少了一路载波信号,但干涉信号直接低通滤波后信号中包含有直流项,使得该方法只适用于小信号的解调,在实际应用中具有一定的局限性.

针对基频混频解调方法在实际应用中的局限性,本文提出了一种改进的 PGC 解调方法.该方法对干涉信号先进行滤除直流成分处理,再经过基频混频算法实现待测信号的解调.改进后的算法不仅适用于小信号,同样适用于大信号的解调.同时改进后的算法降低了系统的最低采样频率.

1 基频混频 PGC 解调方法研究与改进

1.1 基频混频 PGC 解调原理

对于干涉型光纤传感器,输出信号可以表示为

$$I = A + B \cos [C \cos \omega_0 t + \varphi(t)] \quad (1)$$

式中 A 为直流量, B 为干涉信号幅度, C 为相位调制度, ω_0 为载波角频率, $\varphi(t) = D \cos \omega_s t + \varphi_0(t)$, D 为待测信号幅值, ω_s 为待测信号角频率, $\varphi_0(t)$ 为相位漂移量.待测信号信息包含在相位 $\varphi(t)$ 中.

干涉信号 I 按贝塞尔函数展开为^[5,7]

$$I = A + B \left\{ [J_0(C) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^n J_{2n}(C) \cos 2n\omega_0 t] \cdot \cos \varphi(t) - 2 \left[\sum_{n=0}^{\infty} J_{2n+1}(C) \cos (2n+1)\omega_0 t \right] \sin \varphi(t) \right\} \quad (2)$$

式中, $J_n(C)$ 为 C 的第 n 阶贝塞尔函数.

对于基频混频解调算法,干涉信号直接通过低通滤波得到包含相位信息的余弦项为

$$A + BJ_0(C) \cos \varphi(t) \quad (3)$$

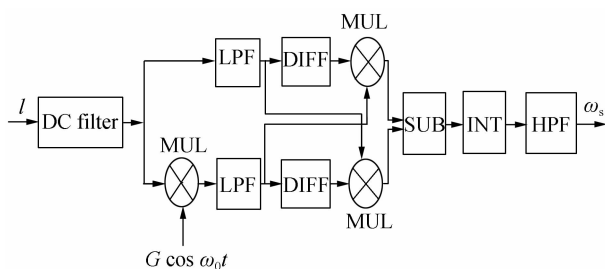
由于干涉信号中包含直流项,基频混频算法中积分^[11]后输出为

$$AGBJ_1(C) \sin \varphi(t) + GB^2 J_0(C) J_1(C) \varphi(t) \quad (4)$$

由 $\sin \varphi(t)$ 贝塞尔展开式可知,解调结果中包含的待测信号含有高次谐波成分.此时 $\sin \varphi(t)$ 仍是一个相位调制信号,并没有实现真正意义上的解调.只有待测信号幅值 $D \ll 1$ (小信号)时, $\sin \varphi(t) \approx \varphi(t)$ 基频混频解调方法才能实现信号的解调.对式(3)进行分析可知:干涉信号进行解调之前,如果将包含其中的直流分量 A 滤除,即可消除由于直流项的存在造成的最终解调结果的失真,实现待测信号的解调.

1.2 PGC 解调算法改进

图 1 为提出的一种改进的基频混频 PGC 解调方法原理图.



MUL: multiply, LPF: low pass filter, DIFF: differential, SUB: subtract, INT: integral, HPF: high pass filter

图 1 改进后的 PGC 解调框图

Fig. 1 Diagram of the improved PGC demodulation algorithm

图 1 中将经过 DC 滤波器滤除直流项后的干涉信号,一路直接通过低通滤波后输出为

$$BJ_0(C) \cos \varphi(t) \quad (5)$$

一路与基频混频再通过低通滤波后输出为

$$-GBJ_1(C) \sin \varphi(t) \quad (6)$$

经微分交叉相乘再相减积分后得到

$$GB^2 J_0(C) J_1(C) \varphi(t) \quad (7)$$

对比式(5)和式(4)可知,改进算法积分结果中消除了由于直流项的存在引入的待测信号的高次谐波成分. $\varphi(t)$ 包含了待测信号以及环境噪音等造成的相位变化,后者通常情况下是缓慢信号,通过高通滤波器后得到

$$GB^2 DJ_0(C) J_1(C) \cos \omega_s t \quad (8)$$

实现待测信号的解调.

在图 1 改进的解调原理基础上,给出了在数字解调系统中与改进算法相对应的数据处理流程框图,如图 2.

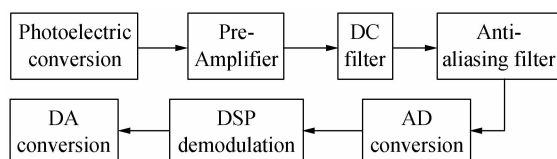


图 2 数据处理流程框图

Fig. 2 Data processing flow chart

在数字解调系统中,必须将模拟信号经过 AD 转换成数字信号,才能实现对信号的后续处理.而动态信号测试分析中,必须在模拟域-AD 信号采样之前进行抗混叠滤波处理.算法中直流滤波器通过硬件实现,即在前置放大与抗混叠滤波两级之间增加耦合电容来实现.信号进行前置放大之前,通过光电探测器将光信号转化成电信号后对信号进行后续的处理.

受光源输出功率的影响,光电探测器将干涉信号转换成电压或电流信号一般为几十毫安或毫伏,需对其进行放大才能进行 AD 采样.但放大后的信号不能超过 AD 模块的限幅电压,否则会造成信号的削顶或截止失真.

光电探测器探测到的干涉信号经过前置放大后,通过一个耦合电容作为直流滤波器来滤除其中的直流成分.在数字解调系统中,利用耦合电容进行滤除直流处理既不会增加系统的复杂度,同时也起到了放大电路与抗混叠电路两级电路之间的交流信号传递作用,且不影响每级电路各自的静态工作点.

为避免高频混叠的影响,在数字采样之前必须对干涉信号进行抗混叠滤波^[15-16]处理.一方面防止由于采样频率不足引起的高频混叠失真;另一方面只保留干涉信号解调中有用的频谱成分,降低系统采样频率,最大限度地增加系统可解调的动态范围.

改进后的解调算法在系统最佳相位调制度、最低采样频率的选取上都有较大的变化.

2 相关参量的选取

2.1 相位调制度的选取

根据解调输出结果可知,解调信号幅值是与 $J_0(C)J_1(C)$ 相关. C 选取的原则是 C 取得尽可能小的值使得 $J_0(C)J_1(C)$ 取得最大值,同时 $J_0(C)J_1(C)$ 变化趋势为 0,即 $J_0(C)J_1(C)/dC$ 为 0.由图 3 可知,当 C 为 1.1 时, $J_0(C)J_1(C)$ 取得极大值,其导数 $J_0(C)J_1(C)/dC$ 为 0.因此,对于改进后的算法,最佳的相位调制度 C 应选取 1.1.

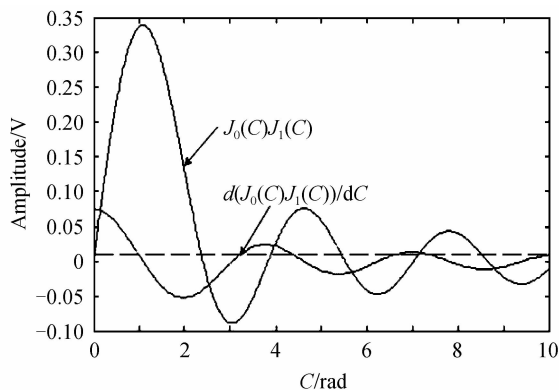


图 3 $J_0(C)J_1(C)$ 及其导数随 C 的变化曲线

Fig. 3 The change curve of $J_0(C)J_1(C)$ & its derivative vs. C

2.2 采样频率的确定

在数字解调系统中,必须对信号进行 AD 转换.根据时域采样定理:信号在时域被采样后,频谱的形状是以采样频率为间隔周期地重复而得到.所以有必要分析干涉信号频谱宽度来确定采样频率的值以防止采样后信号频谱发生混叠.

根据式(1)、(2)及 $\cos \varphi(t)$ 、 $\sin \varphi(t)$ 的贝塞尔展开式及图 4 可知:干涉信号频谱中含有载波 ω_0 的基频及其谐波成分,在每一个谐波频率 $n\omega_0$ 的两侧均携带有边频信号 ω_d .干涉信号的频谱理论上为无限带宽,但是根据贝塞尔函数的衰减特性,信号的频谱主要成分

集中在一定范围内,边频信号频谱的主要成分集中在一定范围内.对于调相信号,其有效频谱宽度为幅度大于或等于未调制载波幅度的 10% 的所有边频分量的宽度. $J_k(C)$ 的值随着 k 的增大而减小, $C=1.1$ 时, $J_3(1.1)=0.0257$ 已小于 0.1.因此干涉信号频谱主要集中在 $3\omega_0 + \omega_d$ 内.

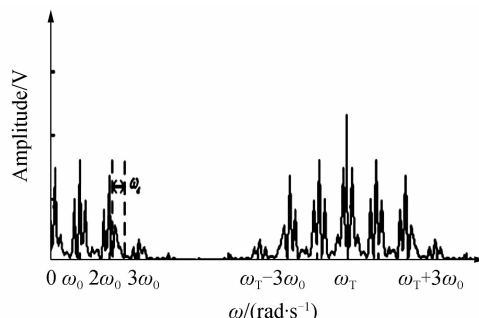


图 4 时域采样对频谱的搬移示意图

Fig. 4 Diagram of shift of frequency spectrum by time-domain sampling

对于所提出的改进算法,解调用到的最高频谱为基频 ω_0 及其携带的边频 ω_d ,故采样频率 ω_T 只要满足使 $\omega_0 + \omega_d$ 以内的频谱不产生频率混叠即可.由图 4 可知,要想让 $\omega_0 + \omega_d$ 以内的频谱不产生频率混叠,采样频率 ω_T 应该满足 $\omega_T - (3\omega_0 + \omega_d) > \omega_0 + \omega_d$,即 $\omega_T > 4\omega_0 + 2\omega_d$.考虑实际应用中防止混叠留有一定的裕量 $\Delta\omega$,采样频率修正为

$$\omega_T > 4\omega_0 + 2\omega_d + \Delta\omega \quad (9)$$

与传统 PGC 解调方法的最低采样频率 $6\omega_0 + 2\omega_d + \Delta\omega$ ^[15-16] 相比,算法改进后,在未加抗混叠滤波器的情况下,系统的最低采样频率减少了 1/3.

增加抗混叠滤波后,只需保留干涉信号中解调所需的频谱 $\omega_0 + \omega_d$,根据采样定理,此时系统采样频率满足

$$\omega_T \geq 2(\omega_0 + \omega_d) \quad (10)$$

这样进一步地降低了系统的采样频率.与未加抗混叠滤波器时系统的最低采样频率相比,降低了 1/2.换言之,在系统采样频率由于硬件条件限制为一定值的情况下,载波的频率的上限提高了两倍.

2.3 动态范围上限的分析

在 PGC 解调方案中,系统的动态范围的上限是指能解调出的待测信号幅度的最大值.根据干涉信号的频谱,要避免因频谱混叠而造成信号失真,载波的频率应满足 $\omega_0 - \omega_d > \omega_d$,于是有 $\frac{1}{2}\omega_0 > \omega_d$.则动态范围上限公式可表示为^[17]

$$D < \frac{\omega_0}{2\omega_s} - 1 (D \leq 10), D < \frac{\omega_0}{2\omega_s} (D > 10) \quad (11)$$

显然,能解调出的待测信号幅度的最大值受载波频率和信号频率的限制.在被测信号频率一定时,载波频率越高,容许的 D 值越大;反之,载波频率越低,容

许的 D 值越小。

由 2.2 节的分析可知,在系统采样频率为一定值时,算法中系统载波频率得到相应的提高,根据式 (11),则系统可解调的动态范围上限得到最大限度的增加。

3 改进后 PGC 算法的系统仿真

分析可知,改进后的解调算法,增加了抗混叠滤波,降低了系统最低采样频率,不仅适用于小信号,且适用于大信号的解调。实验中分别在 Matlab 仿真平台和数字信号处理器(Digital Signal Processor, DSP)仿真平台代码调试器(Code Composer Studio, CCS)上进行验证。假设系统可解调频率范围为(0~2.5 kHz),取载波频率 20 kHz。

3.1 Matlab 仿真

首先,将改进算法与基频混频算法解调结果进行对比,如图 5。此时传感信号频率 f_s 为 100 Hz,幅度 D 为 5(大信号),采样频率为 80 kHz,图 5(a)中 $A=0$, (b) $A=4 \neq 0$ 。比较图 5 的解调结果可知:改进算法通过

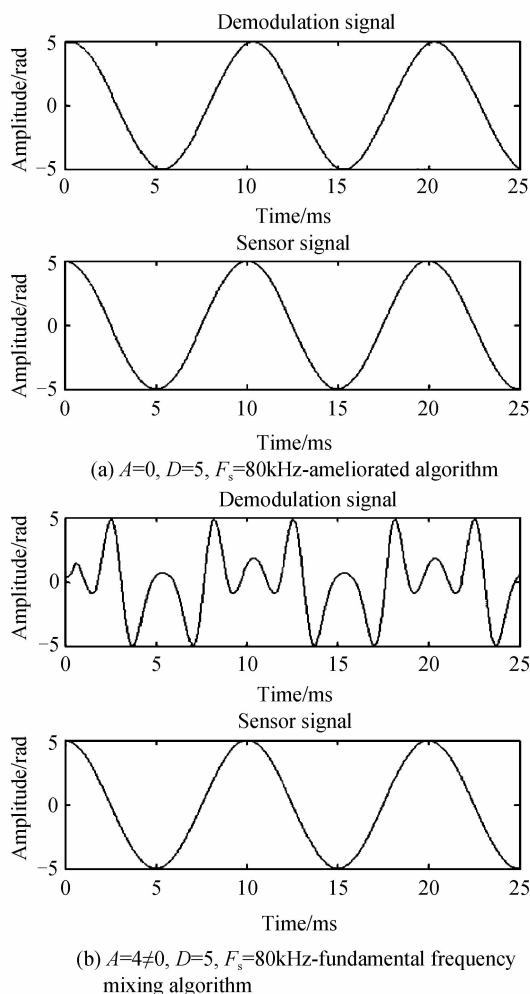


图 5 改进算法与基频混频算法解调结果比较
Fig. 5 Ameliorated algorithm vs. Fundamental frequency mixing algorithm demodulation result

滤除直流量的影响后,信号幅值较大时仍可以很好实现信号的解调;而基频混频算法,当干涉信号包含直流量的影响,且信号幅值较大时,解调结果中不仅包含待测(传感)信号,而且包含了待测信号的高次谐波分量,不能实现信号的正确解调。

其次,考虑改进算法后,增加抗混叠滤波对系统最低采样频率及最终解调结果的影响,如图 6。此时 $A=0, B=1, C=1.1$, 传感信号频率 f_s 为 100 Hz,幅度 D 为 0.1(小信号),初始相位为 $\pi/4$ 。图 6(a)为未增加抗混叠滤波时,根据系统解调信号频带范围确定的系统理论上的最低采样频率,选取采样频率 $F_s=120$ kHz。图 6(b)为增加抗混叠滤波后,根据其对最低采样频率的要求,选取采样频率 $F_s=80$ kHz。由图 6 的最终解调结果可知:120 kHz, 80 kHz 的采样频率都能实现对信号的解调,但是增加抗混叠滤波后可以将系统的采样频率降的更低。将采样频率降低到最低程度能够提高传感器阵列复用系统的复用路数,对于实际的应用具有很大的意义。

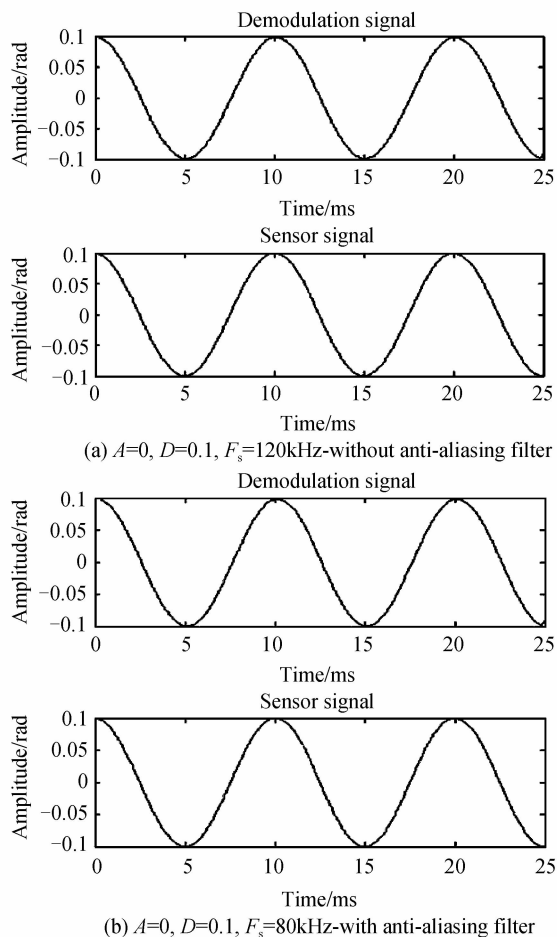


图 6 改进算法-未增加抗混叠滤波与增加抗混叠滤波解调结果
Fig. 6 Ameliorated algorithm-without vs. with anti-aliasing filter demodulation result

最后对比图 5 (a)、图 6 (b)、可知,改进算法不仅适用于小信号,且适用于大信号的解调。

3.2 CCS 仿真实验

基于 DSP TMS320C5509a 开发板进行 CCS 仿真实验验证. 由于板上 ADC 采样频率(8~96 kHz)的限制,且考虑查表法产生载波等因素影响,取采样频率 $F_s=80$ kHz. 传感信号频率 f_s 为 1 kHz,幅度 D 为 1,采样点数为 256 个. 改进算法后只需产生一路载波信号,减少了 DSP 中内存占用,DSP 解调结果如图 7. 图中上方的波形为解调输出波形,下方的波形为传感信号波形. 图中横轴表示的是时间,时间为 256/80 000 s,即 3.2 ms. 纵轴为信号幅值,由于 5509a 为定点 DSP,在数据处理中必须对数据进行定标,本文采用的是 Q14 定标.

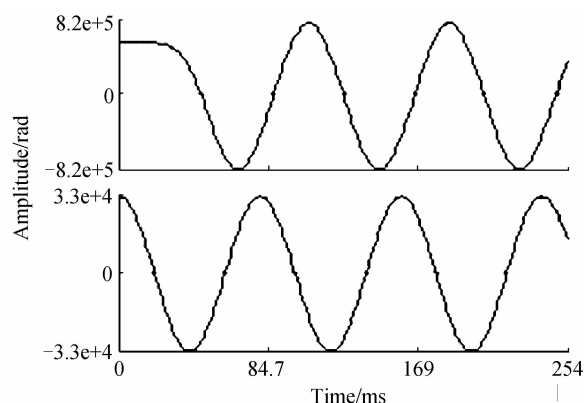


图 7 $f_s=1$ kHz, $D=1$, $F_s=80$ kHz, CCS 改进算法解调结果

Fig. 7 $f_s=1$ kHz, $D=1$, $F_s=80$ kHz, CCS ameliorated algorithm demodulation result

图 8 为解调动态范围上限在不同载波频率下与待测信号频率的关系曲线. 由图 8 可知,载波频率越大,可解调的动态范围上限即待测信号的幅值越大.

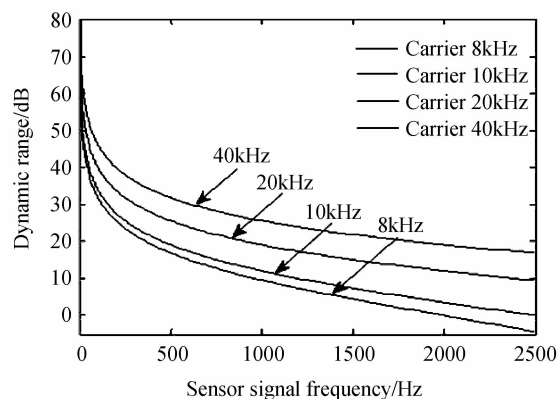


图 8 解调动态范围上限与待测信号的关系曲线

Fig. 8 Curve of relationship between dynamic range of demodulation and sensor signal

4 结论

研究表明:改进的 PGC 解调方法与基频混频解调算法相比,不仅适用小信号,且适用于大信号的解调. 改进后的算法,通过滤除干涉信号中的直流成分,简化

了运算,减少一路混频信号的产生,减少了数字解调中内存的占用,降低了系统采样频率. 增加了抗混叠滤波,可防止系统动态测量时高频混叠造成的失真,同时只保留了干涉信号中解调用到的频谱成分,进一步降低了系统的最低采样频率. 在系统采样频率为一定值时,在满足系统采样频率与载波频率关系式前提下,相对提高系统载波频率,从而系统可解调的动态范围上限得到最大限度的增加.

参考文献

- [1] XIAO Hao, LI Fang, LIU Yu-liang, *et al.* Crosstalk analysis of a fiber laser sensor array system based on digital phase-generated carrier scheme [J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2008, **26**(10): 1249-1255.
- [2] WANG Lin, HE Jun, LI Fang, *et al.* Ultra low frequency phase generated carrier demodulation technique for fiber sensors[J]. *Chinese Journal of Lasers*, 2011, **38**(4): 1-7. 王林, 何俊, 李芳, 等. 用于探测极低频信号的光纤传感器相位生成载波解调方法[J]. *中国激光*, 2011, **38**(4): 1-7.
- [3] WANG Ze-feng, HUANG Lei, LUO Hong, *et al.* Pseudo working-point control detection scheme for interferometric fiber-optic hydro-phone [J]. *Acta Photonica Sinica*, 2008, **37**(1): 39-41. 王泽锋, 黄磊, 罗洪, 等. 干涉型光纤水听器伪工作点控制检测检测方法[J]. *光子学报*, 2008, **37**(1): 39-41.
- [4] CRANCH G A, NASH P J, KIRKENDALL C K, *et al.* Large scale remotely interrogated arrays interferometric sensors for underwater acoustic applications [J]. *Sensors Journal*, 2003, **3**(1): 19-29.
- [5] WANG Li-wei, LIU Yang, ZHANG Min, *et al.* Analysis and improvement of the phase generator carrier method in fiber interferometer sensors[J]. *Acta Photonica Sinica*, 2009, **38**(4): 766-769. 王利威, 刘阳, 张敏, 等. 干涉型光纤传感器相位生成载波技术研究及改进[J]. *光子学报*, 2009, **38**(4): 766-769.
- [6] PANG Meng, ZHANG Min, WANG Li-wei, *et al.* Phase mode-matching demodulation scheme for interferometric fiber-optic sensors[J]. *Photonics Technology Letters*, 2007, **19**(1): 39-41.
- [7] BO Lin-hou, LIAO Yan-biao, ZHANG Min, *et al.* The improvement on PGC demodulation method based on optical fiber interferometer sensors[J]. *Acta Photonica Sinica*, 2005, **9**(34): 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, **9**(34): 1324-1327.
- [8] HE Jun, WANG Lin, LI Fang, *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.
- [9] MA Lin, LIU Yan, LI Yang, *et al.* Analysis of frequency drift effects in the phase-generated carrier method [J]. *Acta Photonica Sinica*, 2013, **42**(1): 34-37. 马林, 刘艳, 李阳, 等. 载波频率漂移对相位生成载波解调结果的影响分析[J]. *光子学报*, 2013, **42**(1): 34-37.
- [10] LIN Hui-zu, MA Li-na, HU Zheng-liang, *et al.* Multiple reflections induced crosstalk in inline TDM fiber Fabry-Perot sensor system utilizing phase generated carrier scheme [J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2013, **31**(16): 1-7.
- [11] HE Jun, LI Fang, ZHANG Wen-tao, *et al.* High

- performance wavelength demodulator for DFB fiber laser sensor using novel PGC algorithm and reference compensation method [A]. SPIE [C]. United States (Bellingham), Proceedings of SPIE, 2011, **775333**: 1-4.
- [12] WANG Guo-qing, XU Tuan-wei, LI Fang. PGC demodulation technique with high stability and low harmonic distortion[J]. *Photonics Technology Letters*, 2012, **24**(23): 2093-2096.
- [13] HUANG Shih-Chu, HUANG Yuh-Fung, HWANG Fuh-Hsin, An improved sensitivity normalization technique of PGC demodulation with low minimum phase detection sensitivity using laser modulation to generate carrier signal [J]. *Sensors and Actuators*, 2012, **191**(1): 1-10.
- [14] LI Yang, SU Xiao-xing, LIU Yan, *et al.* A PGC demodulation method based on the fundamental frequency mixing [J]. *Journal of Optoelectronic · Laser*, 2012, **5**(23): 933-936.
李阳, 苏晓星, 刘艳, 等. 基于基频混频的相位生成载波调制解调方法研究[J]. *光电子·激光*, 2012, **5**(23): 933-936.
- [15] KUANG Wu, ZHANG Min, LIAO Yan-biao, *et al.* Data acquisition method for digital phase generated carrier demodulation system of optical fiber interferometers [J]. *Chinese Journal of Lasers*, 2005, **8**(32): 1086-1090.
匡武, 张敏, 廖延彪, 等. 光纤干涉仪数字相位生成载波解调系统数据采集单元设计[J]. *中国激光*, 2005, **8**(32): 1086-1090.
- [16] ZHANG Ya-bin, DOU Zheng, WANG Yong, *et al.* The lowest sample frequency of PGC demodulation method for interferential fiber-optic sensor [A]. SOPO [C]. United States (Piscataway): IEEE Computer Society, 2010, **5504367**: 1-3.
- [17] ZHANG Nan, MENG Zhou, RAO Wei, *et al.* Analysis on upper limit of dynamic range of fiber optic interferometric hydrophone using digital heterodyne detection scheme [J]. *Acta Optica Sinica*, 2011, **8**(31): 1-7.
张楠, 梦洲, 饶伟, 等. 干涉型光纤水听器数字化外差检测方法动态范围上限研究[J]. *光学学报*, 2011, **8**(31): 1-7.