变采样率全数字相位载波解调技术

蓝 天 张春熹 李立京 韩晓娟

(北京航空航天大学 仪器科学与光电工程学院，北京 100083)

摘 要：基于相位载波(PGC，Phase Generated Carrier)解调各环节的信号频率范围，提出变采样率解调方案，解决高采样频率下的实时全数字PGC解调问题. 对干涉输出信号采用高采样率进行模数转换，提高解调带宽和动态范围. 对混频相乘和低通滤波后的环节采用降低采样率处理，减少实时数字信号处理的运算量. 设计变采样率全数字PGC解调系统，采用现场可编程门阵列(FPGA，Field Programmable Gate Arrays)并行实现混频相乘和低通滤波环节，采用数字信号处理器(DSP，Digital Signal Processor)实现后续解调环节，实现采样率高达1 MHz的实时解调. 实验结果表明频率为5 kHz、幅度为1 rad的被测信号可以被有效解调.

关 键 词：干涉仪；光纤传感器；相位调制；解调；数字信号处理

中图分类号：TP 212.14

文献标识码：A **文 章 编 号**：1001-5965(2008)05-0503-04

Multirate digital phase generated carrier demodulation

Lan Tian Zhang Chunxi Li Lijing Han Xiaojuan

(School of Instrument Science and Opto-electronics Engineering, Beijing University of Aeronautics and Astronautics, Beijing 100083, China)

Abstract: Based on the signal bandwidth in each phase generated carrier (PGC) demodulation procedure, a multirate demodulation scheme was proposed to solve the real time digital PGC demodulation problem at high sampling rate. The interfered output was analog-to-digital converted at high sampling rate to improve demodulation bandwidth and dynamic range. The procedures after frequency mixing and low pass filtering were down sampled and digital PGC demodulation computation was reduced. A digital PGC demodulation system was designed and implemented. The frequency mixing and low pass filtering procedures were implemented using field programmable gate arrays (FPGA) and the following procedures were implemented using digital signal processor (DSP). Real-time demodulation experiment verified that a test signal with 5 kHz and 1 rad was successfully demodulated at 1 MHz sampling rate.

Key words: interferometers; fiber optic sensors; phase modulation; demodulation; digital signal processing

相位载波(PGC，Phase Generated Carrier)解调[1]是一种应用于干涉型光纤传感器的零差解调技术，具有灵敏度高、动态范围大、线性度好的优点，被广泛应用于光纤水听器[2-5]、光纤加速度计[6]等光纤传感器. PGC解调可以采用模拟、半模拟半数字或者全数字系统实现[4-7]. 由于数字信号处理通常具有噪声低、精度高、稳定性好的优点，全数字PGC解调已成为当前研究的重点. 为了增大解调带宽和动态范围，必须尽可能提高采样频率，然而基于数字信号处理器(DSP，Digital Signal Processor)的数字信号处理系统受到硬件性能所限，难以实现高采样频率下的实时解调[7]. 本文分析了PGC解调各环节的信号频率范围，提出变采样率全数字PGC解调方案，减少了实时数字信号处理的运算量，设计并实现了基于DSP和现场可编程门阵列(FPGA，Field Programmable

收稿日期：2007-04-20

作者简介：蓝 天(1978—)，男，河北石家庄人，博士生，lantian_buaa@eyou.com.

Gate Arrays)的全数字解调系统,实现了1 MHz采样频率下的实时解调.

1 理论分析

1.1 PGC解调原理

PGC解调[1]技术一般用于消除双臂干涉仪中由于环境因素引起的相位漂移,在干涉仪中引入相位载波信号 $C\cos\omega_0 t$,则干涉输出为

$$I_1 = A + B\cos(C\cos\omega_0 t + \phi(t)) \quad (1)$$

式中,A 为直流偏置;B 为干涉项幅值;C 为载波幅值;ω_0 为载波角频率;$\phi(t) = D\cos\omega_s t + \psi(t)$,$D\cos\omega_s t$ 为被测信号,D 为被测信号幅值,ω_s 为被测信号角频率,$\psi(t)$ 为相位漂移.

使用载波基频 $G\cos\omega_0 t$ 和2倍频 $H\cos 2\omega_0 t$ 分别对干涉输出进行混频相乘和低通滤波,得到

$$I_2 = -BGJ_1(C)\sin\phi(t) \quad (2)$$

$$I_3 = -BHJ_2(C)\cos\phi(t) \quad (3)$$

式中,G 为载波基频幅值;H 为2倍频幅值;J_1 和 J_2 分别为第1阶、第2阶Bessel函数.

对 I_2 和 I_3 分别进行微分,得到

$$I_4 = -BGJ_1(C)\dot{\phi}(t)\cos\phi(t) \quad (4)$$

$$I_5 = BHJ_2(C)\dot{\phi}(t)\sin\phi(t) \quad (5)$$

进行 $I_3\times I_4$ 和 $I_2\times I_5$ 的交叉相乘,得到

$$I_6 = B^2GHJ_1(C)J_2(C)\dot{\phi}(t)\cos^2\phi(t) \quad (6)$$

$$I_7 = -B^2GHJ_1(C)J_2(C)\dot{\phi}(t)\sin^2\phi(t) \quad (7)$$

I_6 减去 I_7,得到

$$I_8 = B^2GHJ_1(C)J_2(C)\dot{\phi}(t) \quad (8)$$

对 I_8 进行积分,得到

$$I_9 = B^2GHJ_1(C)J_2(C)\dot{\phi}(t) \quad (9)$$

对 I_9 进行高通滤波,得到

$$I_{10} = B^2GHJ_1(C)J_2(C)D\cos\omega_s t \quad (10)$$

即被测信号 $D\cos\omega_s t$ 被完整解调出来,同时消除了 $\psi(t)$ 的影响.

1.2 各环节的信号频率

I_1 可以采用Bessel函数展开形式表示,其频率成分中包括相位载波的基频和高次谐波,以及作为其边瓣存在的被测信号基频和高次谐波,见图1[4].其中 k 是所保留的 $\cos\phi(t)$ 和 $\sin\phi(t)$ 的Bessel函数展开式阶次,与被测信号幅值有关.

$\cos\phi(t)$ 和 $\sin\phi(t)$ 的Bessel函数展开式,理论上包含无穷多项,但是高阶Bessel函数的系数递减,在容许的失真范围内,仅保留了有限项[4].以下对PGC解调各环节信号频率范围进行的分析,只考虑了 $\cos\phi(t)$ 和 $\sin\phi(t)$ 展开式中的低 k 次项.

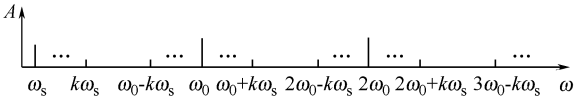


图1 干涉输出信号的频率范围

在 I_1 的多种频率成分中,PGC解调利用的是载波基频和2倍频的边瓣信号,在解调前进行低通滤波[8],可以消除其余频率成分的干扰,则 I_1 经过低通滤波后的最高频率是 $2\omega_0 + k\omega_s$.

I_2 和 I_3 中除固定系数项以外仅包含 $\sin\phi(t)$ 或 $\cos\phi(t)$ 项,其最高频率是 $k\omega_s$.

I_4 和 I_5 中除固定系数项以外包含 $\dot{\phi}(t)$ 与 $\cos\phi(t)$ 或 $\sin\phi(t)$ 的乘积项.将缓慢变化的 $\psi(t)$ 项近似为常值 ψ,得到 $\dot{\phi}(t) = -\omega_s D\cdot\sin(\omega_s t + \psi)$,与 $\cos\phi(t)$ 或 $\sin\phi(t)$ 相乘后,其最高频率是 $(k+1)\omega_s$.

I_6 和 I_7 中除固定系数项以外包含 $\dot{\phi}(t)$ 与 $\cos^2\phi(t)$ 或 $\sin^2\phi(t)$ 乘积项.考虑到 $\cos^2\phi(t) = 1/2\times(1+\cos 2\phi(t))$,$\sin^2\phi(t) = 1/2\times(1-\cos 2\phi(t))$,与 $\dot{\phi}(t)$ 相乘后,最高频率是 $(k+1)\omega_s$.

I_8,I_9 和 I_{10} 中的最高频率都是 ω_s.

根据以上分析,绘制PGC解调各环节中信号的频率范围如图2所示.

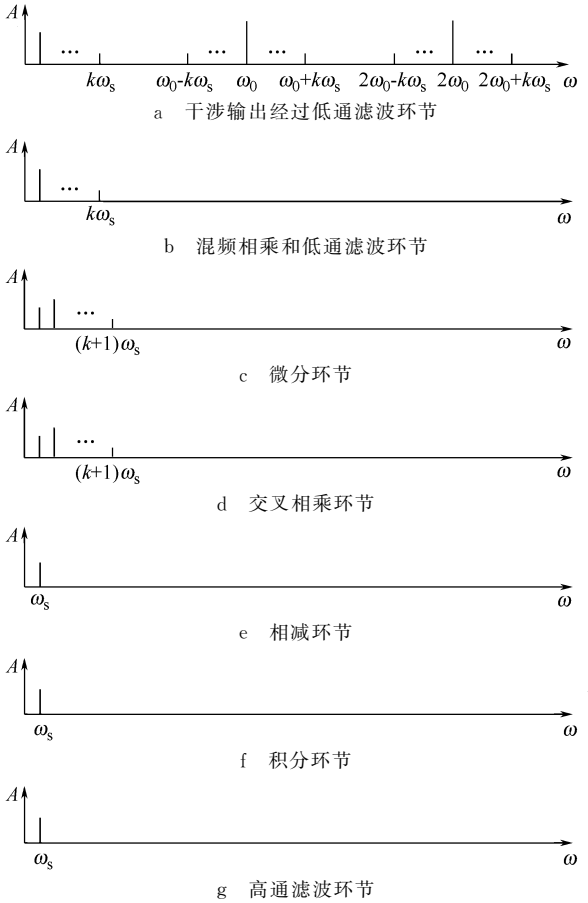


图2 PGC解调各环节输出信号的频率范围

I_1 经过低通滤波后的最高频率是 $2\omega_0+k\omega_s$,而混频相乘和低通滤波后各环节的最高频率为$(k+1)\omega_s$,已经大幅度降低.

1.3　变采样率 PGC 解调方案

在全数字 PGC 解调中,首先必须对低通滤波后的 I_1 进行 A/D 采样,采样频率受多个条件制约.在给定解调带宽和动态范围的情况下,为避免解调失真,D,k,ω_s 和 ω_0 必须满足一定关系[4].根据奈奎斯特采样定理,为了避免发生混叠,采样频率至少为原始带限信号最高频率的 2 倍.在工程实际中,为了保证信号采样可靠,采样频率一般选取为原始带限信号最高频率的 8～10 倍.当采样率大于 1 MHz 时,若数字解调各环节都采用同样的采样频率,运算量巨大,会造成实时解调困难.

根据对解调各环节信号频率范围的分析,由于混频相乘和低通滤波后信号频率已经大幅度降低.在全数字 PGC 解调中,可以对混频相乘和低通滤波后的各环节进行降低采样率处理,减少实时解调的运算量.

当被测信号最高频率是 5 kHz 时,考虑到 $k=4$ 和过渡带宽度,相位载波频率 f_0 取为 62.5 kHz,则 I_1 经过低通滤波后信号的最高频率是 $2f_0+kf_s=145$ kHz,采样频率 f_{saml} 实际取为 1 MHz.由于混频相乘和低通滤波后信号的最高频率是$(k+1)f_s=25$ kHz,则其后续 PGC 解调环节的采样频率 f_{sam2} 可以降低为62.5 kHz,而不会造成有用频率成份损失.由于 f_{sam2} 是 f_{saml} 的 1/16,采用降采样率技术后,在单位时间内后续解调环节的运算量仅为不采用降采样率技术情况下运算量的 6.3%.在以上分析中,分别采用了各信号的频率 f 代替其角频率 ω 进行讨论.

2　系统实现

根据以上分析,设计基于 FPGA 和 DSP 的变采样率全数字 PGC 解调系统如图 3 所示.采用 FPGA 实现采样频率最高、运算量最大的混频相乘和低通滤波环节,其输出经过数据抽取降低采样率后,由 DSP 实现 PGC 后续解调环节.其中,FPGA 选用 Virtex2 系列内置硬件乘法器的 XC2V250 型,DSP 选用 TMS320F2812 型.

在解调系统中,FPGA 控制 A/D 对 I_1 进行采样,$f_{saml}=1$ MHz,得到的数据与 FPGA 生成的载波基频和 2 倍频进行混频相乘和低通滤波,经过数据抽取后,f_{sam2} 取为 62.5 kHz,然后输出给 DSP 完成后续 PGC 解调,解调结果通过数字 I/O 和 D/A 输出,用于计算机采集和示波器观察.在 FPGA 中,载波基频和 2 倍频信号生成、混频相乘、低通滤波分别利用相关 IP 核实现.在 DSP 中,微分、积分和高通滤波分别采用差分、累加和 IIR 滤波器实现.解调系统采用统一的全局时钟,通过倍频和分频获取所需的时钟频率,保证了各信号之间满足准确的频率和相位关系.

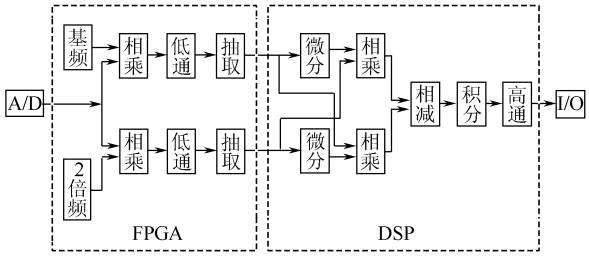


图 3　全数字 PGC 解调系统结构简图

3　实验结果

采用如图 4 所示的实验装置,对变采样率全数字 PGC 解调方案进行实验验证.

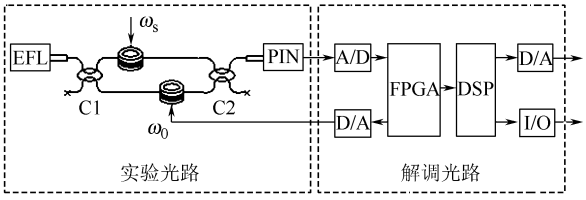


图 4　实验装置结构简图

实验光路采用全光纤 M-Z 干涉仪.光源采用超窄线宽光纤激光器 EFL,线宽为 50 kHz,出纤功率为 100 μW,经过衰减后注入干涉仪;探测器采用 PIN/FET 组件,跨阻抗 1 200 kΩ;C1 和 C2 是单模 3 dB 耦合器;ω_0 和 ω_s 通过压电陶瓷相位调制器分别施加给干涉仪的传感臂和参考臂.数字I/O输出的解调结果由计算机进行保存和分析.

当 $f_s=500$ Hz,$D=1$ rad 时,解调输出的时域波形如图 5 所示,其功率谱如图 6 所示,解调输出良好,谐波失真小于 3%.

当 $f_s=5$ kHz,$D=1$ rad 时,解调输出的时域波形如图 7 所示,其功率谱如图 8 所示,谐波失真小于 2%.

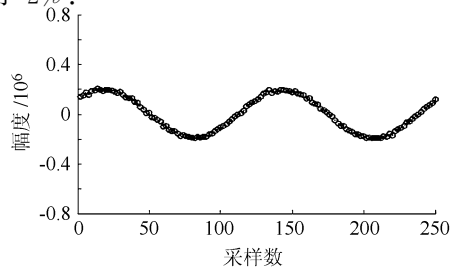


图 5　$f_s=500$ Hz 的输出波形

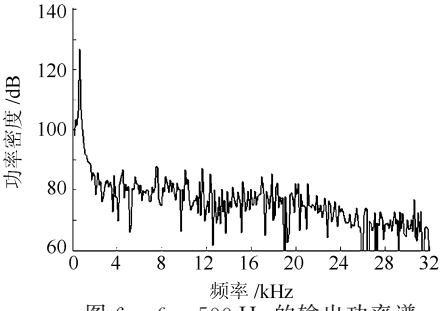


图6 $f_s=500$ Hz的输出功率谱

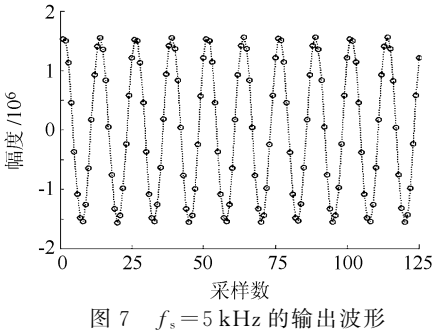


图7 $f_s=5$ kHz的输出波形

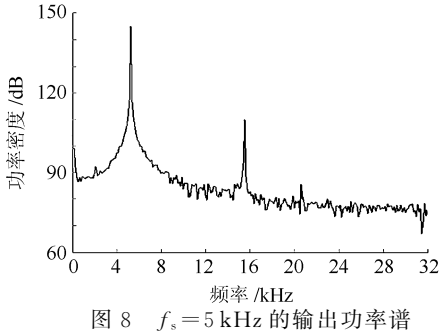


图8 $f_s=5$ kHz的输出功率谱

实验结果表明,变采样率全数字PGC解调系统可以有效解调频率最高为5 kHz、幅值最大为1 rad的被测信号.

4 结束语

对PGC解调各环节的信号频率范围进行分析,表明混频相乘和低通滤波之后的信号频率远低于干涉输出的信号频率.在此基础上提出变采样率全数字PGC解调方案,减少了信号处理运算量.研制变采样率全数字解调系统,采用FPGA器件并行实现运算量最大的混频相乘和低通滤波环节,进行降采样率处理后,采用DSP处理器实现后续处理环节.实验结果表明对频率为5 kHz、幅度为1 rad的被测信号,可以实现采样频率为1 MHz的实时全数字PGC解调,有效增大了解调带宽和动态范围,为全数字PGC解调系统的实现提供了新的途径.

参考文献(References)

[1] Dandridge A, Tveten A B, Giallorenzi T G. Homodyne demodulation scheme for fiber optic sensors using phase generated carrier[J]. IEEE Journal of Quantum Electronics, 1982, QE-18(10):1647-1653

[2] Cranch G A, Nash P J, Kirkendall C K. Large-scale remotely interrogated arrays of fiber-optic interferometric sensors for underwater acoustic applications[J]. IEEE Sensors Journal, 2003,3(1):19-30

[3] Waagaard O H, Havsgard G B, Wang G. An investigation of the pressure-to-acceleration responsivity ratio of fiber-optic mandrel hydrophones[J]. IEEE Journal of Lightwave Technology,2001,19(7): 994-1003

[4] 曹家年,李绪友,张立昆,等.采用PGC零差检测方案的Mach-Zehnder光纤干涉仪动态范围分析[J].哈尔滨工程大学学报, 1998, 19(5): 78-84
Cao Jianian, Li Xuyou, Zhang Likun, et al. Dynamic range analysis of Mach-Zehnder fiber optic interferometer using PGC homodyne detection scheme[J]. Journal of Harbin Engineering University, 1998,19(5): 78-84 (in Chinese)

[5] 熊水东,罗洪,胡永明,等.基于加速度传感的三维光纤矢量水听器实验研究[J].压电与声光, 2005, 27(5): 483-489
Xiong Shuidong, Luo Hong, Hu Yongming, et al. Experimental research on three-dimensional fiber optic vector hydrophone based on acceleration sensing[J]. Piezoelectrics & Acoustooptics, 2005, 27(5): 483-489 (in Chinese)

[6] 罗洪,熊水东,胡永明,等.三分量全保偏光纤加速度传感器的研究[J].中国激光, 2005, 32(10):1382-1386
Luo Hong, Xiong Shuidong, Hu Yongming, et al. Research on three-component all polarization-maintaining fiber optic accelerometer [J]. Chinese Journal of Lasers, 2005, 32(10): 1382-1386 (in Chinese)

[7] 陈宇,李平.基于FPGA的光纤水听器PGC解调算法实现[J].应用声学, 2006, 25(1): 48-54
Chen Yu, Li Ping. FPGA-based implementation of PGC demodulation algorithm for fiber optic hydrophone[J]. Applied Acoustics, 2006, 25(1):48-54 (in Chinese)

[8] 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
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 (in Chinese)

(责任编辑:赵海容)