

虚拟光纤 Sagnac 干涉仪及其数模混合解调系统

孙国鑫 周柯江

(浙江大学信息与电子工程系, 浙江 杭州 310027)

摘要 解调算法在 Sagnac 干涉仪系统中占有重要地位。目前已经提出的一些数字开环解调算法在运算过程中时常会出现某些特殊相位点互相混淆的问题,这会导致系统输出错误的解调结果。在对特殊相位点的产生原理进行理论分析的基础上,设计了一种以集成电路芯片为核心的虚拟光纤 Sagnac 干涉仪系统。该系统可以便捷地解决使用光纤 Sagnac 干涉仪难以对特殊相位点进行检测的问题,同时,可以方便地判别解调系统在这些特殊相位点是否会发生错误解调。最后,利用该虚拟 Sagnac 干涉仪对一种数模混合解调系统进行了特殊相位点测试。并通过实验测得该虚拟光纤 Sagnac 干涉仪的标度因数为 $49.9^\circ/\text{V}$;标度因数的非线性度为 0.167% ,标度因数的不对称度为 0.088062% ,零漂小 $9.5265^\circ/\text{h}$ 。

关键词 微弱信号检测;虚拟光纤 Sagnac 干涉仪;数模混合解调;特殊相位点

中图分类号 TP212.14 **文献标识码** A **doi:** 10.3788/AOS20092901.0213

Virtual Optical-Fiber Sagnac Interferometer and Analog-Digital Mixed Demodulation System

Sun Guoxin Zhou Kejiang

(Department of Information Science & Electronic Engineering, Zhejiang University, Hangzhou, Zhejiang 310027, China)

Abstract Demodulation algorithm is a very important part in the Sagnac interferometer system. In the demodulation process of some digital open-loop algorithms, some special phase points will confuse with each other and cause an error output value. Based on the theoretical analysis of special phase points, a virtual optical-fiber Sagnac interferometer system with integrated circuit chip is designed and implemented. This system can easily solve the problem of special phase point measurement in demodulation system, and judge whether the demodulation system can generate an error in these special phase points. In the experiment, special phase point test is implemented to a digital-analog mixed demodulation system by the proposed. The scale factor of the virtual optical-fiber Sagnac interferometer is $49.9^\circ/\text{V}$. The nonlinear degree of the scale factor is 0.167% , and the asymmetry degree of the scale factor is 0.088062% . The zero drift of the system is $9.5265^\circ/\text{h}$.

Key words weak-signal detection; virtual optical-fiber Sagnac interferometer; analog-digital mixed demodulation; special phase point

1 引 言

光纤 Sagnac 干涉仪^[1]是一种重要的干涉型光纤传感器,它在角速度传感、电流传感、温度传感、水听技术、定位技术和分布式光纤传感等领域都有着重要的应用。解调技术在光纤 Sagnac 系统中占有重要地位,目前已提出了阶梯波闭环解调方案、正弦波开环解调方案等许多不同的信号解调方案^[2,3]。

对于其中的开环解调方案,由于 Sagnac 干涉仪 $1+k\cos\phi$ 形式的输出信号的周期性特点,当输出的 Sagnac 相移到达不同解调周期的边界点或不同角度象限的边界点时,正确地判别 Sagnac 相移 ϕ 的周期与象限尤为重要。为此,需要对解调系统在这些点及其附近的解调输出进行反复测试,以判断解调系统是否会输出错误的解调 Sagnac 相移值。若采

收稿日期: 2008-03-06; 收到修改稿日期: 2008-06-04

作者简介: 孙国鑫(1985—),男,蒙古族,硕士研究生,主要从事干涉式光纤陀螺传感技术方面的研究。

E-mail: zju_sunguoxin@msn.com

导师简介: 周柯江(1962—),男,教授,主要从事光纤传感技术方面的研究。E-mail: ekjzou@zju.edu.cn

用真实的光纤 Sagnac 干涉仪对特殊相位点进行测试,需要反复调整隔振水平转台到达某些特定的转速并在其附近缓变以对解调系统进行测试,这种测试方法不仅水平转台的机械转速很难进行精确的控制,同时测试方案的设计与实际的工作量也是非常冗繁和庞大的。

本文提出了一种虚拟光纤 Sagnac 干涉仪系统。该系统以通用函数发生芯片为核心,可模拟光纤 Sagnac 干涉仪经光电转换后的电学输出信号。它可以简单地通过改变基准参考电压来缓慢逼近并达到各个检测特殊相位点,实现对解调系统的特殊相位点检测。利用该虚拟光纤 Sagnac 干涉仪对本实验中所设计的一种数模混合解调系统进行了特殊相位点检测,并通过实验对虚拟光纤 Sagnac 干涉仪与真实的光纤 Sagnac 干涉仪进行了对比测试,对测试结果作出了分析。

2 虚拟 Sagnac 光纤干涉仪的工作原理

各类双光束光纤干涉仪的工作都是将光束分为参考臂与测量臂,被测物理量对测量臂光程产生影响,然后两束光重新结合在光电探测器上,产生 $1+k\cos\phi$ 类型的干涉信号^[4,5]。

光纤 Sagnac 干涉仪是一种典型的双光束光纤干涉仪,其基本结构如图 1 所示。

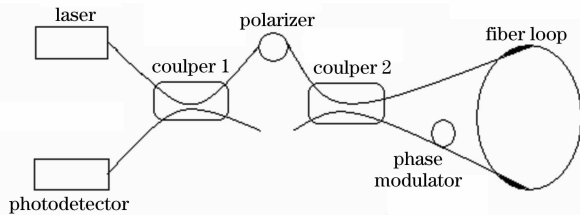


图 1 光纤 Sagnac 干涉仪的基本结构

Fig. 1 Optical configuration of optical-fiber Sagnac interferometer

此类干涉仪利用了 Sagnac 效应进行工作,根据 Sagnac 效应

$$\phi_s = \frac{4\pi RL}{\lambda_0 c} \omega, \quad (1)$$

得到了被测角速度 ω 与 Sagnac 相移 ϕ_s 之间的线性关系,(1)式中 R 为光纤环的半径, L 为环中光纤的总长度, λ_0 为光在真空传播时的波长, c 为光速。由图 1 中光纤 Sagnac 干涉仪的结构,在相位调制器加入正弦调制信号,得到的输出信号的形式为

$$S_g = \frac{1}{2} \eta I_0 \alpha [1 + \cos(\Delta\phi \sin \omega t + \phi_s)], \quad (2)$$

式中 I_0 为光的强度, α 为系统的损耗系数, η 为光电转换效率, $\Delta\phi$ 为调制深度, ϕ_s 即为待检测的 Sagnac 相移。

为了模拟如(2)式所示的光纤 Sagnac 干涉仪的输出信号,选用 AD639 芯片并以其为核心设计了虚拟光纤 Sagnac 干涉仪。AD639 是一块高精度的单片集成的函数转换器,它可以由各个引脚提供各种标准的三角函数和他们的反函数。总体精度与总体谐波失真性能超过了以前的分析成型设备所达到的水平。速度也超过了 ROM 查询方法和 DAC。在正弦模式下,带宽为 1.5 MHz。与其他函数合成电路不同,AD639 在 $-500^\circ \sim +500^\circ$ 之间,可以提供平滑连续的正弦波。一个独特的正弦生成技术使它在把三角波转化为正弦波时达到了 0.02% 和 -74 dB 的失真度。AD639 产生的基本函数为两个独立正弦信号的比率

$$W = U \frac{\sin(x_1 - x_2)}{\sin(y_1 - y_2)}. \quad (3)$$

不同的角度与输入电压 x 和 y 成比例,比例系数为 $50^\circ/\text{V}$ 。通过输入 1.8 V 电压将角度输入调整至 90° ,可以获得固定的分子或分母,或利用 $\cos\theta = \sin(90^\circ - \theta)$ 进行正余弦函数间的转换,从而得到任意三角函数。AD639 的通用运算功能函数为

$$W = A_{OL} \left[(U_1 - U_2) \frac{\sin(x_1 - x_2)}{\sin(y_1 - y_2)} - (z_1 - z_2) \right], \quad (4)$$

式中 $U_1, U_2, x_1, x_2, y_1, y_2, z_1, z_2$ 皆为 AD639 的输入管脚, W 为输出管脚。为了产生(2)式中 Sagnac 干涉仪的输出信号形式,将 AD639 的 W 与 z_1 脚连接,正弦调制信号加上相移信号 ϕ_s 后送入 x_2, x_1 输入 1.8 V 电压,并设置输入电压使分母为 1。同时 z_2 输入正的参考电压作为干涉仪输出信号的直流偏置部分, $U_1 - U_2$ 为信号提供适当的比例系数。这样就得到了形如(2)式所示的虚拟光纤 Sagnac 干涉仪的输出信号

$$S_g = z_2 + (U_1 - U_2) \frac{\sin[\pi/2 - (\Delta\phi \sin \omega t + \phi_s)]}{\sin(\pi/2 - 0)} = z_2 + (U_1 - U_2) \cos(\Delta\phi \sin \omega t + \phi_s). \quad (5)$$

当加入一个正的参考电压信号作为 ϕ_s 时,其输出信号波形如图 2 所示。

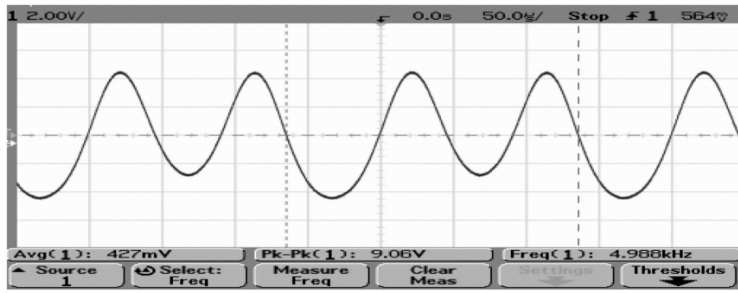


图 2 实验测得的虚拟光纤 Sagnac 干涉仪输出波形

Fig. 2 Experimental output waveform of virtual optical-fiber Sagnac interferometer

3 数模混合解调系统研究

3.1 解调算法原理

将(2)式重写于下

$$S_g = \frac{1}{2} \eta I_0 \alpha [1 + \cos(\Delta\phi \sin \omega t + \phi_s)], \quad (6)$$

对(6)式进行傅里叶展开得到

$$S_g = \frac{1}{2} \eta I_0 \alpha \left\{ 1 + \cos \phi_s \left[J_0(\Delta\phi) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^n J_{2n}(\Delta\phi) \cos(2n\omega t) \right] - \sin \phi_s \left[2 \sum_{n=0}^{\infty} (-1)^n J_{2n+1}(\Delta\phi) \sin[(2n+1)\omega t] \right] \right\}, \quad (7)$$

式中 J_n 为一类贝塞尔函数的 n 阶系数。观察(7)式，可以发现所有的奇次 Fourier 谐波都含有系数 $\sin \phi_s$ ；而所有的偶次 Fourier 谐波都含有系数 $\cos \phi_s$ [6,7]。其一次谐波分量为

$$S_{g1} = 2 \cdot \frac{1}{2} \eta I_0 \alpha J_1(\Delta\phi) \sin \phi_s \sin \omega t, \quad (8)$$

对其乘一个同频同相的正弦信号，有

$$S'_{g1} = 2 \cdot \frac{1}{2} \eta I_0 \alpha J_1(\Delta\phi) \sin \phi_s \sin \omega t \sin \omega t = 2 \cdot \frac{1}{2} \eta I_0 \alpha J_1(\Delta\phi) \sin \phi_s \frac{1}{2} [1 - \cos(2\omega t)], \quad (9)$$

再将此信号通过低通滤波器后，得到相关解调后的信号

$$S_1 = \frac{1}{2} \eta I_0 \alpha J_1(\Delta\phi) \sin \phi_s. \quad (10)$$

同理，可获得 2,4 次谐波分量的相关信号，并通过(10)式~(14)式的推导，可以成功地求解 Sagnac 相移 ϕ_s 并完成对调制深度 $\Delta\phi$ 的反馈补偿。

$$S_2 = \frac{1}{2} \eta I_0 \alpha J_2(\Delta\phi) \cos \phi_s, \quad (11)$$

$$S_4 = \frac{1}{2} \eta I_0 \alpha J_4(\Delta\phi) \cos \phi_s, \quad (12)$$

$$\phi_s = \arctan \left[\frac{J_2(\Delta\phi) S_1}{J_1(\Delta\phi) S_2} \right], \quad (13)$$

$$y = \frac{S_4}{S_2} = \frac{J_4(\Delta\phi)}{J_2(\Delta\phi)}, \quad (14)$$

式中 S_1, S_2, S_4 为光纤 Sagnac 干涉仪输出信号的 1,2,4 次谐波分量经相关解调后的结果；通过计算(14)式中的 y 为陀螺系统提供调制深度 $\Delta\phi$ 的反馈补偿。最后利用(1)式计算出角速度 ω ，完成解调。

3.2 解调中的特殊相位点

假设干涉仪的输入从 0 逐渐增加为一个很大的转速，使 ϕ_s 从 0 趋向于 $\pi/2$ 。(13)式中反正切运算的分子会有

$$\lim_{\phi_s \rightarrow \pi/2} J_2(\Delta\phi) S_1 = \lim_{\phi_s \rightarrow \pi/2} \frac{1}{2} \eta I_0 \alpha J_1(\Delta\phi) J_2(\Delta\phi) \sin \phi_s = \frac{1}{2} \eta I_0 \alpha J_1(\Delta\phi) J_2(\Delta\phi). \quad (15)$$

同理，反正切运算的分母会有

$$\lim_{\phi_s \rightarrow \pi/2} J_2(\Delta\phi) S_2 = \lim_{\phi_s \rightarrow \pi/2} \frac{1}{2} \eta I_0 \alpha J_1(\Delta\phi) J_2(\Delta\phi) \cos \phi_s = 0, \quad (16)$$

于是

$$\phi_s = \arctan \left[\frac{J_2(\Delta\phi) S_1}{J_1(\Delta\phi) S_2} \right] = \arctan(+\infty) = \frac{\pi}{2}.$$

但是如果解调的算法设计不够完善,那么很可能会出现以下问题:由于余弦函数 ϕ_s 在的第二象限,既 $\pi/2 < \phi_s < \pi$, 有 $\cos \phi_s < 0$, 而正弦函数在第二象限 $\sin \phi_s > 0$, 这样当 ϕ_s 继续增大进入第二象限, 并且仍在 $\pi/2$ 点附近时, 就会有

$$\phi_s = \arctan\left[\frac{J_2(\Delta\phi)}{J_1(\Delta\phi)} \frac{S_1}{S_2}\right] = \arctan(-\infty). \quad (17)$$

这样就会出现解调判别上的问题, 由于对于 $\phi_s = -\pi/2$, 也同有 $\arctan(-\infty) = -\pi/2$, 如果不能对其作出正确判断, 就会错误地解调出 $\phi_s = -\pi/2$ 并的 Sagnac 相移, 从而造成特殊相位点 $\pm\pi/2$ 的混淆。同样, 还存在着 $\pm\pi$ 等周期性的特殊相位点。

3.3 数模混合解调系统的设计

根据 3.1 节解调原理, 设计了数模混合的解调系统, 其框图如图 3 所示。

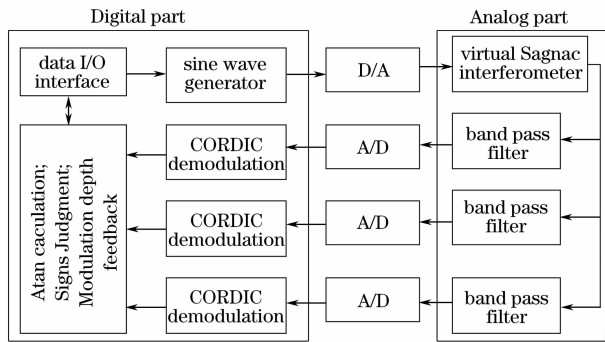


图 3 数模混合解调系统框图

Fig. 3 Model of analog-digital mixed demodulation system

在该解调系统中, 正弦载波的产生, 调幅波的相关解调, 以及反正切的相关运算由数字部分完成; 而虚拟光纤 Sagnac 干涉仪产生干涉输出信号, 对信号通过带通滤波提取 1, 2, 4 次谐波由模拟部分完成; 数字和模拟部分的接口由 A/D, D/A 芯片实现。在该系统中, 利用 CORDIC 算法^[8] 在数字系统中产生了正弦载波, 通过 14 位 D/A 转化为模拟电压信号后用以作为虚拟光纤 Sagnac 干涉仪的输入信号, 并与直流参考电压信号一起产生了光纤 Sagnac 干涉仪的输出信号, 将该信号经由 8 阶模拟带通滤波模块提取出 1, 2, 4 次谐波分量, 并将这些调幅波经 12 位高速 A/D 采样至数字系统进行相关解调与最后的各种运算, 将最后的运算结果经数据接口输出。本文所采用的数字系统部分利用了 Altera 公司生产的 StratixII 系列 FPGA 芯片与 Ti 公司生产的 TMS320C54X 系列 DSP 芯片, 本系统使用 VerilogHDL 硬件设计语言对 FPGA 芯片进行设计, 利用 C 与汇编语言的混合编程对 DSP 进行设计。

4 实验测试结果及其分析

4.1 特殊相位点测试结果

特殊相位点检测是测试解调系统稳定性的重要指标, 也是虚拟光纤 Sagnac 干涉仪的重要应用之一。实验中, 利用该虚拟光纤 Sagnac 干涉仪对数模混合解调系统进行了测试。改变虚拟光纤 Sagnac 干涉仪的直流参考电压输入, 使其到达检测特殊相位点并在其附近缓变, 当虚拟光纤 Sagnac 干涉仪输入偏置为 404 mV 时, 对应角度为 90° ; 当偏置为 -402.8 mV 时, 对应角度为 -90° ; 输入 806.7 mV 对应 180° 。当输入为 -805 mV 时, 对应角度为 -180° 。从而证明了该数模混合解调系统在 $\pm\pi/2$, $\pm\pi$ 等特殊相位点不会错误解调。

4.2 线性度测试

将虚拟光纤 Sagnac 干涉仪与解调系统连接, 改变虚拟光纤 Sagnac 干涉仪的直流参考输入电压值, 进行测试, 共测得 30 组数据, 将其进行最小二乘法拟合, 结果为

$$\theta = 0.04997V + 0.1115, \quad (18)$$

这里输入电压参考信号 V 的单位为 mV, 输出 Sagnac 相移 θ 的单位为度。那么可以得到该虚拟 Sagnac 干涉仪的标度因数为 $0.0499^\circ/\text{mV}$, 对应 $49.9^\circ/\text{V}$ 。这与 AD639 芯片的电压角度转换比例 $50^\circ/\text{V}$ 相一致。

如图 4 所示。标度因数非线性度为 0.167% 。标度因数的不对称度为 $0.880.62\%$ 。这说明解调系统输出的 Sagnac 相移值是虚拟光纤 Sagnac 干涉仪输入参考电压的线性函数, 与理论分析完全一致。

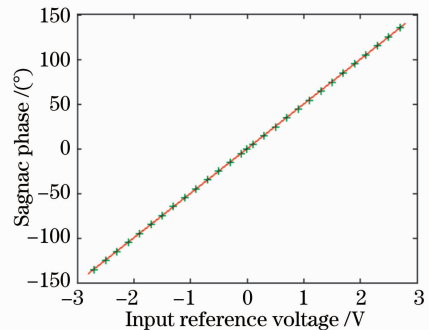


图 4 系统输出线性度测试结果

Fig. 4 Input-output characteristics of the system

4.3 虚拟干涉仪系统与实际光纤 Sagnac 干涉仪系统的对比测试

将数模混合解调系统分别和虚拟光纤干涉仪, 真实的光纤 Sagnac 干涉仪相连接并分别进行了测试。

首先对数模混合解调系统本身进行测试, 在解调

系统 0 输入时,经过预热后,由数据接口从系统中将数据读至计算机,共采集 1000 个数据,采样时间持续 1000s。测试结果如图 5 所示,误差分布如图 6 所示。数据均值为 0.0104° ,标准差为 $(1.5526 \times 10^{-4})^\circ$ 。可以认为该数模混合解调系统的零漂为 $(1.5526 \times 10^{-4})^\circ$ 。

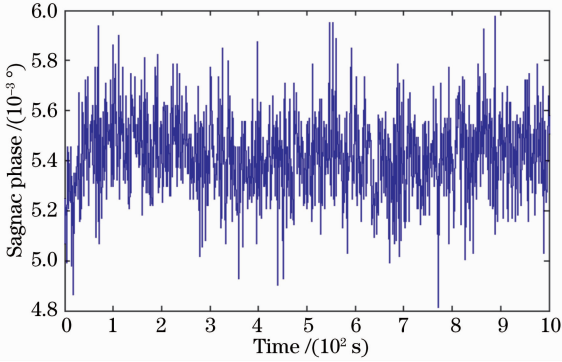


图 5 解调系统输出稳定性测试结果

Fig. 5 Stability test result of the demodulation system

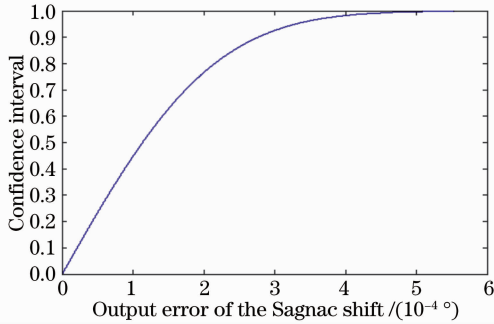


图 6 解调系统输出误差分布

Fig. 6 Output error distribution of the demodulation system

将解调系统与虚拟光纤 Sagnac 干涉仪相连进行测试,当虚拟光纤 Sagnac 干涉仪的直流参考电压输入为 0 时,经过预热后,共采集了 1000 个数据,采样时间持续了 1000 s。测试结果如图 7 所示,误差

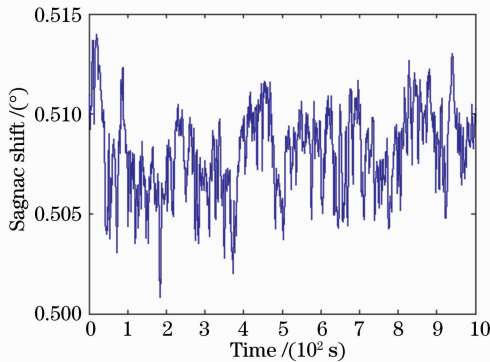


图 7 虚拟光纤 Sagnac 干涉仪输出稳定性测试结果

Fig. 7 Stability test result of the virtual optical-fiber Sagnac interferometer

分布如图 8 所示。数据均值为 0.5081° ,标准差为 0.0022° 。由于解调系统的漂移 $(1.5526 \times 10^{-4})^\circ$ 要比此漂移小一个数量级,所以可以认为虚拟光纤 Sagnac 干涉仪的零漂即为 0.0022° ,等效的旋转角速度为 $9.5265^\circ/\text{h}$ 。在一个检测周期内,虚拟光纤 Sagnac 干涉仪及其解调系统达到了 1.64×10^5 的检测范围。

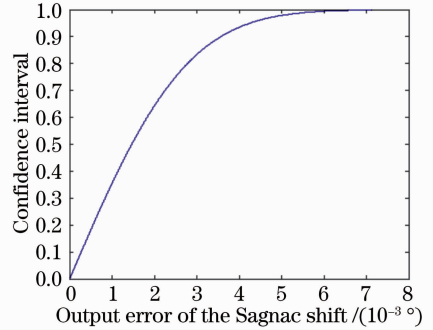


图 8 虚拟 Sagnac 干涉仪输出误差分布

Fig. 8 Output error distribution of the virtual optical-fiber Sagnac interferometer

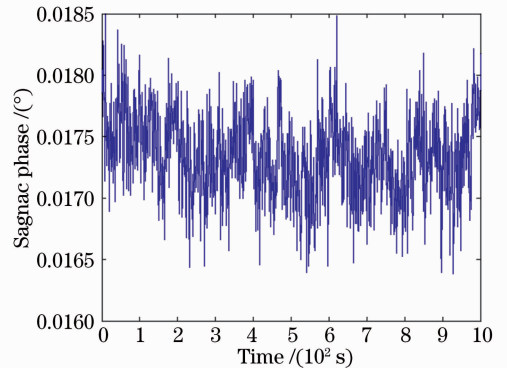


图 9 真实光纤 Sagnac 干涉仪输出稳定性测试结果

Fig. 9 Stability test result of the real optical-fiber Sagnac interferometer

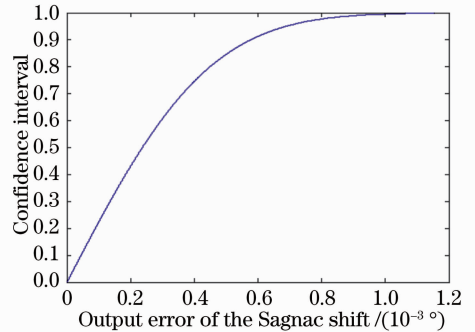


图 10 真实光纤 Sagnac 干涉仪输出误差分布

Fig. 10 Output error distribution of the real optical-fiber Sagnac interferometer

将解调系统与真实的光纤 Sagnac 干涉仪相连

进行测试,当光纤 Sagnac 干涉仪的输入稳定时,经过预热后,共采集了 1000 个数据,采样时间持续了 1000 s。测试结果如图 9 所示,误差分布如图 10 所示。数据均值为 0.0173° ,标准差为 $(3.5081 \times 10^{-4})^\circ$ 。那么认为该 Sagnac 光纤干涉仪与解调系统的零漂为 $(3.5081 \times 10^{-4})^\circ$,对应的旋转角速度为 $1.5197^\circ/\text{h}$ 。

5 结 论

实验表明,虚拟光纤 Sagnac 干涉仪可以很好地模拟光纤 Sagnac 干涉仪的输出信号;且输入输出具有良好的线性度;可非常便捷地用于对解调系统的特殊相位点检测,从而解决了使用真实光纤 Sagnac 干涉仪难以对特殊相位点进行反复检测的问题。在利用虚拟光纤 Sagnac 干涉仪对本实验中采用的数模混合解调系统进行特殊相位点检测时,当输入偏置为 404 mV 时,对应 Sagnac 相移为 90° ;当偏置为 -402.8 mV 时,对应 Sagnac 相移为 -90° ,输入 806.7 mV 对应 Sagnac 相移为 180° 。当输入为 -805 mV 时,对应 Sagnac 相移为 -180° ,从而验证了解调算法的正确性。数模混合解调系统的零漂为 $(1.5526 \times 10^{-4})^\circ$;虚拟光纤 Sagnac 干涉仪的标度因数非线性度为 0.167%,标度因数的不对称度为 0.88062%;解调系统与虚拟 Sagnac 干涉仪连接后,零漂为 0.0022° ,等效旋转角速度为 $9.5265^\circ/\text{h}$ 。解调系统与真实的光纤 Sagnac 干涉仪连接后,零漂为 $(3.5081 \times 10^{-4})^\circ$,对应的旋转角速度为 $1.5197^\circ/\text{h}$;虚拟光纤 Sagnac 干涉仪及其解调系统在一个解调周期内达到了 1.64×10^5 的检测范围。

虚拟光纤 Sagnac 干涉仪可以方便地模拟真实光纤 Sagnac 干涉仪系统的前端输出,对后端的解调系统进行方便地测试与改进,同时可以针对解调中存在的特殊相位点对各种解调系统进行检测。与计算机产生模拟信号的技术相比,该虚拟光纤 Sagnac 干涉仪还具有不需要 D/A、不引入高频数字量化噪声、结构简单等特点。利用模拟集成电路芯片技术设计虚拟光纤干涉仪,不仅可以应用在光纤 Sagnac

干涉仪领域,在光纤 Michelson 干涉仪、Mach-Zehnder 干涉仪^[9]等其他双光束光纤干涉仪应用领域也具有很广泛的应用前景。

参 考 文 献

- 1 Hang Lijun, He Cunfu, Wu Bin. A new pipeline leakage detection system based on linear optical fiber Sagnac interferometer and its location technology[J]. *Chin. J. Lasers*, 2007, **34**(6): 820~824
杭利军,何存富,吴斌.一种新的直线型 Sagnac 光纤干涉仪管道泄漏检测系统及其定位技术[J]. *中国激光*, 2007, **34**(6): 820~824
- 2 Wang Zefeng, Hu Yongming, Meng Zhou *et al.*. Physical mechanism and solution of aliasing in phase generated carrier modulation-demodulation of interferometric fiber-optic hydrophone[J]. *Acta Optica Sinica*, 2008, **28**(1): 92~98
王泽锋,胡永明,孟洲等.干涉型光纤水听器相位载波调制解调中信号混叠产生的机理及解决方案[J]. *光学学报*, 2008, **28**(1): 92~98
- 3 Ye Wei, Ni Yongfeng, Zhao Weidang *et al.*. Research on digital signadetection method in closed loop fiber gyros [J]. *Acta Photonica Sinica*, 1998, **27**(4): 334~337
叶炜,倪永锋,赵为党等.闭环光纤陀螺全数字式信号检测方法研究[J]. *光子学报*, 1998, **27**(4): 334~337
- 4 Sivano Donati. *Electro-Optical Instrumentation Sensing and Measuring with Lasers* [M]. Pearson Education, Inc., 2004
- 5 Wang Zefeng, Luo Hong, Xiong Shuidong *et al.*. A $J_0 - J_1$ method for measurement of dynamic phase changes in an interferometric fiber sensor[J]. *Chin. J. Lasers*, 2007, **34**(1): 105~108
王泽锋,罗洪,熊水东等.一种用于干涉型光纤传感器动态相移测量的 $J_0 - J_1$ 法[J]. *中国激光*, 2007, **34**(1): 105~108
- 6 Shigeru Oho, Masatoshi Hoshino, Members, Hisao Sonobe. Nonmember and Hiroshi Kajioka, member. A down sampling technique for open-loop fiber optic gyroscopes and its implementation with a single-chip digital signal processor[J]. *IEICE Trans. Fundamentals*, 1995, **E78-A**(8): 971~977
- 7 Bai 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
- 8 Shen Zhidong, Liu Futai. Direct digital frequency synthesis based on CORDIC algorithm[J]. *J. Naval Aeronautical Engineering Institute*, 2005, **20**(5): 575~577
沈志东,刘福太.一种基于 CORDIC 算法的直接数字频率合成器[J]. *海军航空工程学院学报*, 2005, **20**(5): 575~577
- 9 Guohui Lü, Hong'an Ye, Junqing Li *et al.*. Optical bistability in tunable fiber laser using fiber Mach-Zehnder interferometer[J]. *Chin. Opt. Lett.*, 2005, **3**(1): 18~20