

引用格式: WEI Cong, ZHOU Ci-ming, CHEN Xi, *et al.* FBG Demodulation Method Based on Frequency Shift Interference Digital Mixing Algorithm[J]. *Acta Photonica Sinica*, 2020, 49(12):1206001

魏聪,周次明,陈希,等.基于频移干涉数字混频法的FBG解调方法[J].光子学报,2020,49(12):1206001

## 基于频移干涉数字混频法的FBG解调方法

魏聪<sup>1,2</sup>,周次明<sup>1</sup>,陈希<sup>1,2</sup>,李宇潇<sup>1,2</sup>,刘涵洁<sup>1,2</sup>,范典<sup>1</sup>

(1 武汉理工大学 光纤传感技术国家工程实验室,武汉 430070)

(2 武汉理工大学 信息工程学院,武汉 430070)

**摘要:**针对复合频移干涉系统可以通过相位来求解波长的特点,提出了基于频移干涉的数字混频FBG解调方法,并通过理论和实验进行了验证.该算法在解调过程中结合了频移干涉技术光栅准确定位的优势,提高了信号混频阶段本振信号与原始干涉信号频率的一致性,实现了干涉信号相位高精度解调.搭建了基于复合频移干涉结构的FBG传感系统,在仿真和实验测试中通过数字混频法准确解调出了干涉信号初始相位中包含的波长信息,对1.5 nm波长改变量的信号解调误差小于0.26%.同时进行了准动态信号的温度传感实验,具有较好的波长解调效果,在传感监测中具有一定的应用前景.

**关键词:**光纤光学;数字混频法;频移干涉;波长解调;光纤布拉格光栅

中图分类号:TP212

文献标识码:A

doi:10.3788/gzxb20204912.1206001

### FBG Demodulation Method Based on Frequency Shift Interference Digital Mixing Algorithm

WEI Cong<sup>1,2</sup>, ZHOU Ci-ming<sup>1</sup>, CHEN Xi<sup>1,2</sup>, LI Yu-xiao<sup>1,2</sup>, LIU Han-jie<sup>1,2</sup>, FAN Dian<sup>1</sup>

(1 National Engineering Laboratory for Fiber Optic Sensor Technology, Wuhan University of Technology, Wuhan 430070, China)

(2 School of Information Engineering, Wuhan University of Technology, Wuhan 430070, China)

**Abstract:** According to the characteristics of the system that the wavelength of the optical signal is calculated by the phase of the modified frequency shift interference system, a digital mixing method based on the modified frequency-shift interference system was proposed, and the FBG wavelength demodulation was experimented. In the demodulation process, the algorithm combines the advantages of the frequency shift interferometric technology to accurately locate the grating, improves the frequency consistency between the local oscillator signal and the original interference signal in the signal mixing stage, and realizes the high-precision phase demodulation of the interference signal. A FBG sensor system was built based on the modified frequency-shift interference structure. In the simulation and experimental test, the wavelength information contained in the initial phase of the interference signal is accurately obtained by digital mixing method. The demodulation error of the 1.5 nm wavelength change signal is less than 0.26%. At the same time, the temperature sensing experiment of quasi dynamic signal is carried out, which has a good effect of wavelength demodulation, and has a certain application prospect in sensor monitoring.

**Key words:** Optical fiber optics; Digital mixing method; Frequency-shifted interferometry; Wavelength demodulation; Fiber Bragg gratings

**OCIS Codes:** 060.2370; 060.3735; 120.5060

基金项目:国家自然科学基金(No.61775173)

第一作者:魏聪(1994—),男,硕士研究生,主要研究方向为光纤传感技术.Email:lizehao\_412986586@163.com

通讯作者:范典(1979—),女,副教授,博士,主要研究方向为光纤传感.Email:fandian@whut.edu.cn

收稿日期:2020-06-23;录用日期:2020-07-29

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

## 0 引言

频移干涉<sup>[1-2]</sup>(Frequency-Shifted Interferometry, FSI)技术具备干涉法探测精度高的优势,采用差分探测技术消除了信号中的直流分量,大大提高了信号的信噪比,同时简化了系统结构,在多个领域中已经得到了广泛的应用<sup>[3-7]</sup>.但是传统FSI系统采集的光谱中不包含信号波长,在求解波长信息时便需要可调谐激光器来扫描光波长,降低了解调速度,因而限制了其在FBG分布式测量中的应用.

在FSI结构上加入一个M-Z(Mach-Zehnder)干涉结构组成复合FSI结构可以将波长信息引入到干涉信号的初始相位中<sup>[8]</sup>,因此采用一种适用于本系统并且能够准确解调出此初始相位的解调算法,是实现复合频移干涉系统解调波长的关键.对于此类标准正弦数字信号,在无线通信领域中比较常见,往往用正交调制解调法来解调其瞬时相位.常用的解调法有希尔伯特(Hilbert)变换法<sup>[9]</sup>、数字内插法<sup>[10]</sup>和数字混频法<sup>[11-14]</sup>等.其中希尔伯特变换法虽然运算简单,但是由于信号非整周期采样常常会引入端点效应<sup>[15-16]</sup>,导致相位跳变,影响系统波长解调结果.数字内插法不同于希尔伯特变换采用傅里叶变换原理,因此不会因为非整周期采样而出现频谱泄漏,避免了端点对解调精度的影响.数字混频法作为一种应用成熟的相位解调算法在求解相位时关键是构造一组频率与原始信号相同的本振信号,在信号未知的情况下求得准确的信号频率对于解调精度尤为重要<sup>[14]</sup>.

FSI技术优势之一在于FBG位置的精准定位<sup>[10]</sup>,而FBG的位置信息在复合FSI系统中决定了信号频率,因此FSI系统能够构造与原始信号频率一致性较高的本振信号,使得数字混频法在此系统中理论上解调精度较高,特别是能避免希尔伯特变换中端点效应,以及数字内插法中延时器时间设置等对波长解调精度的负面影响.因此,本文将数字混频法用于复合FSI系统中FBG波长的解调,并通过仿真和实验测试得到了较好的波长解调结果,提高了解调精度,具有较好的应用前景.

## 1 数字混频法解调原理

复合FSI系统结构如图1所示,当不考虑光色散情况时,最终得到的差分干涉信号为

$$\Delta I = kE_0^2 \sin \left[ \frac{2\pi n}{c} f(L_0 + 2L_z) - \frac{2\pi n}{\lambda} \Delta L \right] \quad (1)$$

式中, $k$ 是光信号在系统中的损耗系数,与耦合器、反射镜和光纤损耗等有关; $f$ 为AOM频移量, $L_0 = (L_a + L_c + L_d + L_e - L_f)$ , $\Delta L = L_b - L_c$ , $\lambda$ 为光波长, $c$ 为光在真空中传播速度.其中干涉信号频率为 $n(L_0 + 2L_z)/c$ ,由光栅位置决定,同时在初始相位 $-2\pi n\Delta L/\lambda$ 中引入了光波长 $\lambda$ .

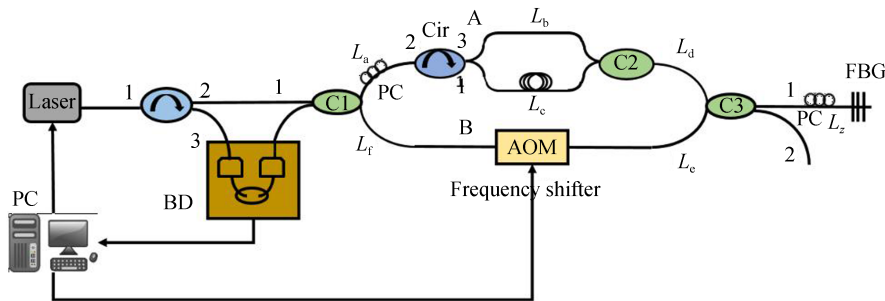


图1 复合频移干涉结构

Fig.1 Modified frequency shift interference structure

其中采集到的干涉信号需要求解的波长信息 $\lambda$ 包含在此正弦信号的初始相位 $\varphi(f)$ 中,即 $-2\pi n\Delta L/\lambda$ .由数字混频法原理需要首先构造一组本振信号对原始信号进行调制,而复合FSI系统中干涉信号的频率为 $n(L_0 + 2L_z)/c$ ,所以构造的两个正交的本振信号为

$$y_1(f) = \sin \left[ \frac{2\pi n}{c} f(L_0 + 2L_z) \right] \quad (2)$$

$$y_2(f) = \cos\left[\frac{2\pi n}{c} f(L_0 + 2L_z)\right] \quad (3)$$

将本振信号与原始差分干涉信号进行载波调制得到一组正交的倍频信号,表示为

$$I(f) = kE_0^2 \sin\left[\frac{2\pi n}{c} f(L_0 + 2L_z) - \frac{2\pi n}{\lambda} \Delta L\right] \times \sin\left[\frac{2\pi n}{c} f(L_0 + 2L_z)\right] = \frac{1}{2} kE_0^2 \left\{ \cos\left[\frac{4\pi n}{c} f(L_0 + 2L_z) - \frac{2\pi n}{\lambda} \Delta L\right] - \cos\left(-\frac{2\pi n}{\lambda} \Delta L\right) \right\} \quad (4)$$

$$Q(f) = kE_0^2 \sin\left[\frac{2\pi n}{c} f(L_0 + 2L_z) - \frac{2\pi n}{\lambda} \Delta L\right] \times \cos\left[\frac{2\pi n}{c} f(L_0 + 2L_z)\right] = \frac{1}{2} kE_0^2 \left\{ \sin\left[\frac{4\pi n}{c} f(L_0 + 2L_z) - \frac{2\pi n}{\lambda} \Delta L\right] + \sin\left(-\frac{2\pi n}{\lambda} \Delta L\right) \right\} \quad (5)$$

由正交倍频信号  $I(f)$  和  $Q(f)$  可以看到,  $\cos(-2\pi n\Delta L/\lambda)$  和  $\sin(-2\pi n\Delta L/\lambda)$  为需要求解的包含波长信息的量. 由于干涉信号中的参数都是固定值, 因此在  $I(f)$  和  $Q(f)$  信号中这两个分量表现为倍频信号中的直流分量, 只需要通过低通滤波滤除调制后的倍频信号得到包含波长信息的直流分量, 再采用反正切运算便可以解调出  $2\pi n\Delta L/\lambda$  的值  $\varphi(f)$ , 运算结果不会受到干涉信号采样周期的影响产生端点效应. 求  $\varphi(f)$  的公式表示为

$$\varphi(f) = \arctan \frac{\sin\left(-\frac{2\pi n}{\lambda} \Delta L\right)}{-\cos\left(-\frac{2\pi n}{\lambda} \Delta L\right)} \quad (6)$$

基于复合FSI系统的数字混频法解调原理如图2所示. 由于FSI技术通过差分探测技术提高了系统的信噪比, 对干涉信号进行FFT可得反射点准确的位置信息. 通过此位置信息结合式(1)可以得到差分干涉信号的频率并构造一组与其频率相同的正交本振信号, 将这组正交本振信号与原始差分干涉信号相乘得到一组调制后的正交倍频信号, 需要求解的波长信息便包含在正交倍频信号的初始相位中, 再进行低通滤波和反正切运算即可通过初始相位值.

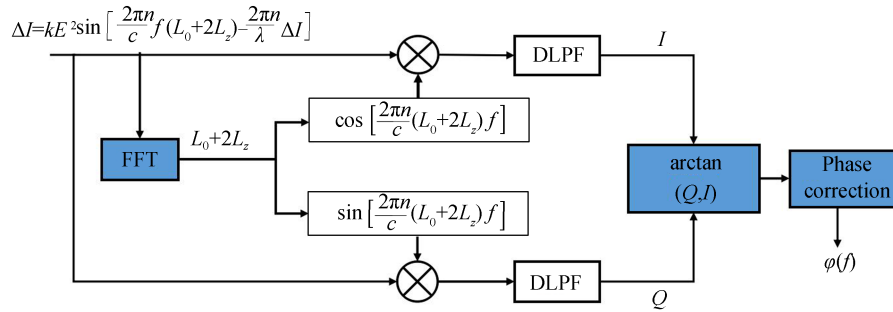


图2 复合FSI系统数字混频法解调原理

Fig.2 Demodulating principle diagram of digital mixing method in modified FSI system

根据上述方法求得干涉信号的相位值  $\varphi(f)$  后, 由波长与相位的对应关系, 即当波长发生变化时, 可以通过相位变化解调出波长变换量, 表示为

$$\varphi_1(f) - \varphi_2(f) = -2\pi n \Delta L \left( \frac{1}{\lambda_1} - \frac{1}{\lambda_2} \right) \quad (7)$$

## 2 实验与分析

### 2.1 仿真实验

为了验证数字混频法在FSI系统差分干涉信号波长解调中的效果, 首先进行了仿真与实际干涉信号的

波长解调实验.根据在设计系统时利用光学后向散射反射计(OBR,LUNA OBR4600)对 $\Delta L$ 进行的测量值,得到相位变化 $2\pi$ 对应波长变换6 nm左右.由于 $\Delta L$ 会受到光纤姿态和温度等影响发生微小变化,只能在某一个固定状态时保持稳定,因此在实验时需要对其进行标定.仿真过程中光源波长范围设初始波长为1 548.000 nm时,每次增加1.000 nm至1 554.000 nm时满足干涉信号相位改变一个整周期 $2\pi$ 的对应关系.结合式(1)中差分干涉信号,并且不考虑色散情况时,干涉信号变化一个整周期时有关系

$$\frac{1}{n\Delta L} = \frac{1}{\lambda_1} - \frac{1}{\lambda_2} \quad (8)$$

由式(8)得到此时 $\Delta L$ 的值为0.273 1 mm,设置此值并据激光器实际波长范围将仿真波段设置在1 548.000 nm到1 554.000 nm之间,输出干涉信号光谱信息如图3所示.

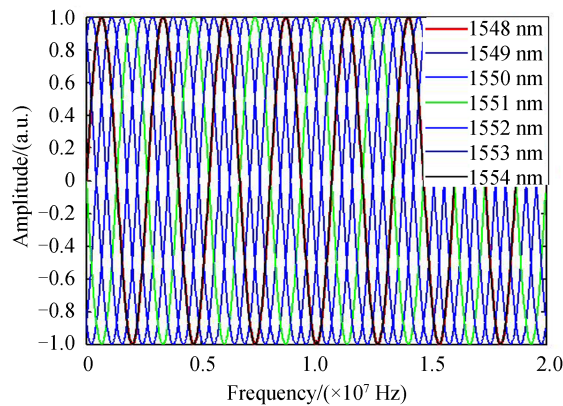


图3 仿真输出干涉光谱

Fig.3 Simulation output interference spectrum

根据图3可以看到波长为1 548.000 nm和1 554.000 nm的干涉光谱发生重叠,即在设定的 $\Delta L$ 下,波长和相位对应关系符合式(8)的推导;同时根据式(8)也可以知道当 $\Delta L$ 越小时,可以测量的波长范围越大,在后期实际实验时也通过此种方法对相位和波长的对应关系进行标定.波长改变6 nm对应干涉信号一个整周期 $2\pi$ 的相位改变量,据此对应关系可以得到当波长变化1.500 nm时,干涉信号的相位理论变化值为 $\pi/2$ .将各个波长的干涉信号通过数字混频法解调得到相邻波长解调结果的差值和希尔伯特变换得到的波长解调值对比如表1所示.

表1 Hilbert变换法仿真结果

Table 1 Simulation results of Hilbert transformation

Wavelength shift $\Delta\lambda/\text{nm}$	Standard phase difference/rad	Phase demodulation difference/rad	Wavelength demodulation difference $\Delta\lambda'/\text{nm}$	$ \Delta\lambda - \Delta\lambda' /\text{nm}$
1 549.500~1 548.000	1.571	4.711	4.499	2.999
1 551.000~1 549.500	1.571	1.575	1.504	0.004
1 552.500~1 551.000	1.571	2.716	2.594	1.094
1 554.000~1 552.500	1.571	1.569	1.498	0.002

由表1~2可以看到,第一列表示在仿真中将相邻干涉信号依次改变1.500 nm,第二列为信号波长变化1.500 nm时初始相位理论变化值.第三、第四列分别为采用Hilbert变换法和数字混频法对上述相邻信号解调得到的初始相位差值和波长差值.表1中由Hilbert变换法解调出相邻信号之间的波长差值由于端点效应的存在使得实际值与标准值1.5 nm误差较大,而表2中通过数字混频法解调相邻信号的波长差值在1.496 nm到1.504 nm之间,其中1 549.500 nm和1 548.000 nm,1 554.000 nm和1 552.500 nm两组干涉信号解调的相邻波长的差值较大,与标准值1.500 nm相差4 pm,误差仅为0.26%,其余相邻波长的解调误差均在1.0 pm之内.由式(8)可以看到影响波长解调结果的变量为 $\Delta L$ ,因此当 $\Delta L$ 测量越精确时,理论可以得到的波长差的值也会更准确,同时在标定实验时提高相位和波长的对应关系对后期结果也是十分关键的.因此选择数字



混频法解调复合频移干涉系统的干涉信号能够快速得到精度较高的波长解调结果,并且整体误差波动范围较小.

表2 数字混频法仿真结果

Table 2 Simulation results of digital mixing method

Wavelength shift $\Delta\lambda/\text{nm}$	Standard phase difference/rad	Phase demodulation difference/rad	Wavelength demodulation difference $\Delta\lambda'/\text{nm}$	$ \Delta\lambda - \Delta\lambda' /\text{nm}$
1 549.500~1 548.000	1.571	1.575	1.504	0.004
1 551.000~1 549.500	1.571	1.572	1.501	0.001
1 552.500~1 551.000	1.571	1.570	1.499	0.001
1 554.000~1 552.500	1.571	1.567	1.496	0.001

## 2.2 验证实验

在实际信号解调实验中,利用 TSL 固定输出上述波段的光信号,由于在封装过程中  $\Delta L$  发生了微小改变,利用光学后向散射反射计(OBR, LUNA OBR4600)测量和光谱变化情况得到实际的  $\Delta L$  为 0.274 4 mm. 由式(8)结合 FSI 系统干涉光谱重新标定了波长变化关系,即波长变化 5.970 nm 时干涉信号相位改变一个周期  $2\pi$ . 通过 TSL 输出了从 1 548 nm 依次间隔 1.475 nm 的五束光信号,通过对计算机采集到的差分干涉信号进行波长解调得到的结果如表 3 所示.

表3 数字混频法解调相邻相位差

Table 3 Demodulation of adjacent phase difference by digital mixing method

Wavelength shift $\Delta\lambda/\text{nm}$	Standard phase difference/rad	Phase demodulation difference/rad	Wavelength demodulation difference $\Delta\lambda'/\text{nm}$	$ \Delta\lambda - \Delta\lambda' /\text{nm}$
1 549.475~1 548.000	1.552	1.536	1.459	0.016
1 550.950~1 549.475	1.552	1.558	1.480	0.005
1 552.425~1 550.950	1.552	1.558	1.480	0.005
1 553.900~1 552.425	1.552	1.538	1.461	0.014

由表 3 可以看到对于相邻波长差为 1.475 nm 的干涉信号,通过数字混频法得到的结果与理论值最大误差不超过 0.97%,即波长解调结果最大误差小于 14.0 pm,考虑到系统噪声的影响和光源稳定性的影响,可以认为数字混频法在实际干涉信号的解调中仍具有较好的解调效果.

为了得到连续波长变化情况下的数字混频法解调波长结果,通过 TSL 设置输出光信号波长从 1 548.000 nm 开始每次改变 0.497 5 nm,即解调波长理论上变化对应于周期的 1/12,每段波长解调的阶段保持 3 min 左右,通过数字混频法解调的连续波长变化情况如图 4~5 所示.

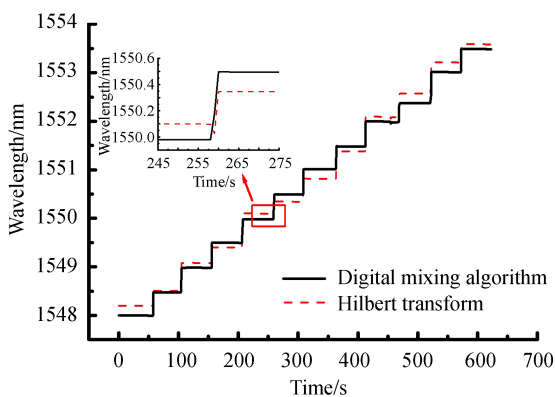


图4 连续波长解调结果

Fig.4 Continuous wavelength demodulation result

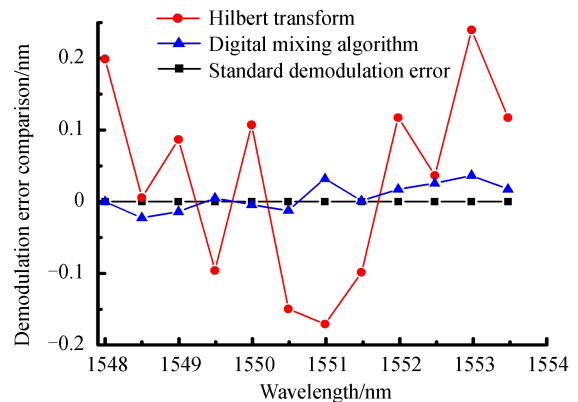


图5 连续波长解调误差对比

Fig.5 Continuous wavelength demodulation result

由图4和5中解调波长变化的结果可以看到,通过TSL实时输出稳定波长的光信号得到的波长解调结果与理论值推导结果基本一致,数字混频法在构造本振信号时充分利用了频移干涉技术光栅精准定位的优势,提高了构造本振信号的准确性,使得数字混频法在复合FSI系统实际信号波长解调中具有比Hilbert变换更理想的解调结果.图5中,Hilbert变换由于端点效应,使得波长解调结果与实际改变值误差较大,12组数据的波长解调结果与实际波长改变量最大相差239.6 pm,平均误差为118.7 pm.而通过数字混频法的复合FSI系统理论上12组波长解调与实际波长改变量最大相差30.6 pm,平均小于15.6 pm,稳定性明显优于前一种方法,同时避免了Hilbert变换法的端点效应,考虑到光的色散和激光稳定性的因素,可以认为数字混频法仍具有较好的稳定性并为复合频移干涉系统在FBG分布式测量中的应用提供了理论基础.

### 2.3 温度传感实验

按照图1所示,本系统中的光路是可逆的,为了通过传感实验对本文算法进行验证,将激光器换成宽带光源,在耦合器 $C_3$ 后接上恒温水箱,搭建了温度传感测量系统,如图6所示.该实验系统由放大自发辐射宽带光源(ASE,C&L-20)、3 dB耦合器、传感单元、环形器、偏振控制器(PC)、声光调制器(AOM,工作波长在 $1550 \pm 50$  nm,扫描范围在90 MHz~110 MHz,最小扫描间隔为1 Hz)、平衡探测器(BD,Model 2117,New Focus,美国)、数据采集卡DAQ(USB-6361,NI,美国)、恒温水箱(HH-W420,中国)及用作温度传感器的光纤布拉格光栅(FBG)构成,该FBG中心波长由光谱仪(AQ6370C,波长解调精度 $\pm 0.01$  nm)测得为1547.980 nm.



图6 复合频移干涉温度传感系统  
Fig.6 MFSI temperature sensing system

为了验证数字混频法在复合FSI系统进行实时波长解调的可行性,将FBG温度传感器固定在水浴恒温箱底部,保证FBG受热均匀并且与水温箱温度显示最为接近.从室温开始连续加热到75℃,每隔5℃保持五分钟,记录温度数据和光谱信息.设置ASE光源输出功率8 mW,根据显示界面光干涉谱的变化情况可以得到复合FSI系统是否处于稳定状态,调整传感系统线路连接,保证本次实验中干涉光谱的波长变化只受温度影响.在利用复合FSI系统测量波长变化的同时,将FBG接入到光谱仪中测量其反射谱,通过光谱仪自带的寻峰功能记录FBG温度传感器的中心波长随温度变化情况,将得到的数据进行拟合,由拟合曲线可知封装好的FBG温度传感器中心波长随温度变化公式为 $y = 0.02644x + 1545.3614$ ,即当外界温度变化1℃时,FBG温度传感器中心波长改变26.44 pm.根据式(8)和实际光谱数据标定的值得到波长改变5.970 nm对应干涉光谱改变一个周期的对应关系.

恒温水箱由20.4℃开始每隔150 s左右将温度增加5℃,测量不同温度保持阶段的波长数据,通过数字混频法得到的波长随时间变化如图7所示.

将图7中数据导出进行分段处理,得到当恒温水箱的温度每增加5℃左右时由数字混频法解调出的相邻温度之间两种算法解调波长随温度的变化情况与光谱仪测得的波长随温度变化情况对比分别如表4和图8.

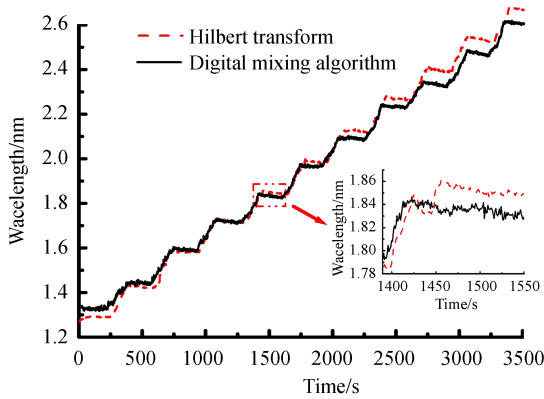


图7 数字混频法解调结果

Fig.7 Demodulation result of digital mixing method

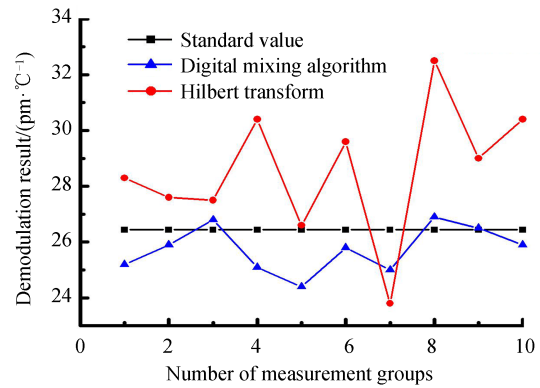


图8 温度实验解调结果

Fig.8 Temperature experimental demodulation results

表4 数字混频法解调温度变化量

Table 4 Logic circuit characteristics of one-hot FSM phase compensation

Number of measurement groups	Adjacent temperature difference/°C	Fitting FBG wavelength with temperature using spectrometer data/( $\text{pm}\cdot\text{C}^{-1}$ )	Hilbert transform demodulation Wavelength variation with temperature/( $\text{pm}\cdot\text{C}^{-1}$ )	Demodulating wavelength with temperature by digital mixing/( $\text{pm}\cdot\text{C}^{-1}$ )
1	20.4~25.0°C(4.6°C)	26.4	28.3	25.2
2	25.0~30.5°C(5.5°C)	26.4	27.6	25.9
3	30.5~35.7°C(5.2°C)	26.4	27.5	26.8
4	35.7~40.2°C(4.5°C)	26.4	30.4	25.1
5	40.2~45.5°C(5.3°C)	26.4	26.6	24.4
6	45.5~50.5°C(5.0°C)	26.4	29.6	25.8
7	50.5~56.0°C(5.5°C)	26.4	23.8	25.0
8	56.0~60.0°C(4.0°C)	26.4	32.5	26.9
9	60.0~65.0°C(5.0°C)	26.4	29.0	26.5
10	65.0~70.0°C(5.0°C)	26.4	30.4	25.9

由表4和图8可得到数字混频法在FSI系统干涉信号相位解调结果在40.2~45.5°C和50.5~56°C时与光谱仪测量值26.4 pm/°C最大相差2.0 pm/°C和1.4 pm/°C。考虑水温箱温度显示的误差和系统噪声等因素影响,可以认为此误差在可接受程度之内。希尔伯特变换法在50.5~56°C和56.0~60.0°C时与标准值最大相差2.64 pm/°C和6.06 pm/°C,整体误差也大于数字混频法。在各温度保持过程中,数字混频法解调波长的波动范围在15.0 pm以内,由波长和温度的对应关系来看该温度探测系统具有较好的稳定性。因此当系统稳定时,理论可以探测到最小0.6°C温度变化,结合复合频移干涉系统优势,此解调系统在FBG分布式温度探测中具有一定的研究和应用价值。

### 3 结论

针对复合FSI系统信号特点和其在FBG波长解调中具有的优势,本文研究了一种基于复合FSI系统的数字混频法,将常用于通信信号瞬时相位解调的正交数字混频法用于光学系统的波长解调,避免了复合FSI系统采用Hilbert变换端点效应现象,解决了波长解调精度不稳定的问题,并从理论和实验两方面验证了其可行性。该方法解调FBG波长过程中充分利用了FSI技术在光栅位置解调中的优势,提高了解调灵敏度和精确度。研究表明,基于复合FSI系统的数字混频法对干涉信号的波长解调最大误差小于0.97%。在温度测量验证实验中,根据温度保持阶段解调结果变换范围,理论可以测到最小0.6°C的温度变化,对于复合FSI系统传感探测有积极意义。

## 参考文献

- [1] ABEDIN K S, HYODOM, ONODERA N. Application of Sagnac interferometer for measuring chromatic dispersion of installed single-mode fibres[J]. *Electronics Letters*, 2000, **36**(5): 413-414.
- [2] QI B, QIAN L, TAUSZ A, *et al.* Frequency-shifted Mach-Zehnder interferometer for locating multiple weak reflections along a fiber link[J]. *Photonics Technology Letters*, 2006, **18**(1): 295-297.
- [3] YE F, QIAN L, LIU Y, *et al.* Using frequency-shifted interferometry for multiplexing a fiber Bragg grating array [J]. *Photonics Technology Letters*, 2008, **20**(17): 1488-1490.
- [4] GUO H, GNANAPANDITHAN A, LIU Y, *et al.* Single-arm frequency shifted interferometry using a bidirectional electro-optic modulator[J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2019:1310-1316.
- [5] YE F, QIAN L, QI B. Multipoint chemical gas sensing using frequency-shifted interferometry[J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2009, **27** (23): 5356-5364.
- [6] YE F, CHEN T, XU D, *et al.* Cryogenic fluid level sensors multiplexed by frequency-shifted interferometry[J]. *Applied Optics*, 2010, **49**(26): 4898-4905.
- [7] OU Y, ZHOU C, ZHENG A, *et al.* Method of hybrid multiplexing for fiber-optic Fabry-Perot sensors utilizing frequency-shifted interferometry[J]. *Applied Optics*, 2014, **53**(35): 8358.
- [8] WEI Cong. Research on the algorithm of fiber frequency shift interference phase quadrature demodulation [D]. Wuhan: Wuhan University of Technology, 2020.  
魏聪. 光纤频移干涉相位正交解调算法研究[D]. 武汉: 武汉理工大学, 2020.
- [9] XIONG Liu-dong, JIA Shu-hai, DU Yan-fang. A new phase demodulation algorithm for interference fringes based on Hilbert transform[J]. *Acta Photonica Sinica*, 2010, **39**(9): 148-151.  
熊六东, 贾书海, 杜艳芬. 基于希尔伯特变换的干涉条纹相位解调新算法[J]. 光子学报, 2010, **39**(9): 148-151.
- [10] LIN Mao-liu, YIN Bao-zhi, LIU Zhi-yu. Research on digital interpolation theory and sinusoidal interpolation algorithm of high speed sampled signal[J]. *Acta Electronica Sinica*, 2000, **28**(12): 8-10.  
林茂六, 尹宝智, 刘治宇. 高速采样信号数字内插理论与正弦内插算法研究[J]. 电子学报, 2000, **28**(12): 8-10.
- [11] LIU Min-han, YU Miao, FU Qun-jian, *et al.* Clock homologous I/Q demodulation method for phase sensitive photosensitive time domain reflection system[J]. *Acta Photonica Sinica*, 2018, **47**(8): 219-226.  
刘珉含, 王旭, 于淼, 等. 相位敏感光时域反射系统的时钟同源 I/Q 解调方法[J]. 光子学报, 2018, **47**(8): 219-226.
- [12] HE Ning, FENG Tai-qing, LIAO Xin. Orthogonal demodulation method for laser detection based on acousto optic frequency shift[J]. *Acta Photonica Sinica*, 2015, **44**(12): 17-23.  
何宁, 冯太琴, 廖欣. 基于声光移频的激光探测正交解调方法[J]. 光子学报, 2015, **44**(12): 17-23.
- [13] WANG C, QU Y, PANG Y. IQ quadrature demodulation algorithm used in heterodyne detection[J]. *Infrared Physics and Technology*, 2015, **72**: 191-194.
- [14] SU Juan, JIAO Ming-xing, MA Yuan-yuan, *et al.* Design of orthogonal demodulation Pound-Drever-Hall laser frequency stabilization system[J]. *Chinese Journal of Lasers*, 2016, **43**(3): 250-255.  
苏娟, 焦明星, 马源源, 等. 正交解调 Pound-Drever-Hall 激光稳频系统设计[J]. 中国激光, 2016, **43**(3): 250-255.
- [15] LI Fang-xi, CHEN Gui-ming, LIU Xi-liang, *et al.* Adaptive phase extraction method based on Hilbert-Huang transform [J]. *Journal of Shanghai Jiaotong University*, 2013(4): 94-101.  
李方溪, 陈桂明, 刘希亮, 等. 希尔伯特-黄变换端点效应的自适应端点相位正弦延拓方法[J]. 上海交通大学学报, 2013(4): 94-101.
- [16] CHENG J, YU D, YANG Y. Application of support vector regression machines to the processing of end effects of Hilbert-Huang transform[J]. *Mechanical Systems and Signal Processing*, 2007, **21**(3): 1197-1211.