

# 基于最大射频强度判别法的温度传感波长解调研究

朱雨霜<sup>1</sup>, 桂林<sup>2\*</sup>, 朱玉绚<sup>1</sup>

<sup>1</sup>上海第二工业大学环境与材料工程学院, 上海 201209;

<sup>2</sup>上海第二工业大学计算机与信息工程学院, 上海 201209

**摘要** 针对基于射频非平衡马赫-曾德尔干涉仪的光纤布拉格光栅传感器波长解调系统的特性展开研究, 实验测量了由非相干光损耗、器件插损及光纤光栅的反射谱宽引起的系统的输出功率衰减。提出选取某个特定微波频率输出强度, 针对一定量的样本观测值, 采用最大射频强度判别法进行数据处理的完整方法。实验还通过描绘各频率点输出强度最大值得到该波长解调系统频率响应, 以 119.96 MHz 作为调制频率得到 0.1692 dB/°C 的传感灵敏度。本实验对于非相干光与微波光子滤波器在光纤传感应用过程中的性能改进与可行性研究具有实际参考意义。

**关键词** 传感器; 微波光子学; 光纤布拉格光栅; 波长解调; 最大射频强度

中图分类号 O436

文献标识码 A

doi: 10.3788/AOS201939.0728003

## Temperature Sensing for Wavelength Demodulation Based on Recognition by Maximum Intensity of Radio Frequency

Zhu Yushuang<sup>1</sup>, Gui Lin<sup>2\*</sup>, Zhu Yuxuan<sup>1</sup>

<sup>1</sup>School of Environmental and Materials Engineering, Shanghai Polytechnic University, Shanghai 201209, China;

<sup>2</sup>School of Computer and Information Engineering, Shanghai Polytechnic University, Shanghai 201209, China

**Abstract** The characteristics of the radio-frequency unbalanced Mach-Zehnder interferometer (RF-UMZI) for wavelength demodulation of the fiber Bragg grating (FBG) sensors are studied. The final output power loss of this RF-UMZI due to the incoherent beam loss, insertion loss, and reflection bandwidth of FBG are measured in the experiment. For a certain amount of sample observations of the intensity with a certain microwave frequency, a complete method using the maximum RF intensity discrimination for data processing is proposed. The maximum intensity of each frequency is mapped to obtain the frequency response for notch frequency, and a sensitivity of 0.1692 dB/°C at 119.96 MHz is obtained. This experiment is of practical reference value in performance improvement and feasibility study for incoherent light and microwave photonics filter utilizing in fiber sensing.

**Key words** sensors; microwave photonics; fiber Bragg grating; wavelength demodulation; maximum intensity of radio frequency

**OCIS codes** 060.2370; 060.3735; 350.4010

## 1 引 言

光纤布拉格光栅(FBG)传感器因其具有抗电磁干扰、耐高温腐蚀、灵敏度高及其可与光纤器件兼容等独特的优势, 已经被越来越广泛地应用于桥梁建筑结构安全、隧道火灾监测、管道气体泄漏监测、安防等领域。FBG 传感器的基本工作原理是对其反射光谱峰值的微小变化进行探测, 从而获知外界温度或应力的变化量。光谱仪法作为常用的 FBG 解调方法之一, 采用衍射和色散光栅来进行波长测量, 分辨率较低, 并且光谱仪价格相对昂贵、体积庞大,

很多情况下无法满足 FBG 解调要求; 匹配光栅滤波解调法的解调精度相对较高, 信噪比指标也较好, 但要求待测 FBG 与参考 FBG 特性完全匹配, 相较于其他方法, 波长解调范围很小, 且对系统要求较高<sup>[1]</sup>; 干涉仪法及电荷耦合器件解调法的解调精度和速度均优于其他方法, 并且在高速变化的物理量检测方面也表现良好, 但是这两种方法对外界因素造成的干扰十分敏感, 需要屏蔽非检测量<sup>[2]</sup>。

由于光波与微波之间的频率差异巨大, 参量在光域中发生的微小变化可以很明显地反映在微波频域; 同时, 对微波信号的检测可以得到相比于对光波

收稿日期: 2019-01-25; 修回日期: 2019-03-04; 录用日期: 2019-03-21

\* E-mail: guilin@sspu.edu.cn

检测更高的频率分辨率,且系统整体成本也较低。在过去的30年里,微波光子学的研究领域已经逐渐开拓<sup>[3-4]</sup>,尤其是针对微波光子滤波器的研究已经较为广泛<sup>[5-6]</sup>。有研究人员提出将微波光子滤波器(MPF)应用于FBG传感器中。在该结构中,FBG既是传感元件,也是MPF的组成部分。微波信号通过调制器加载到光载波上再进入待测网络,环境变量引起的FBG谐振波长漂移转换为MPF的频率响应变化,被同步的探测器捕捉并由频谱仪快速解调<sup>[7-9]</sup>。除了光纤光栅,微波光子滤波技术也被用于干涉型传感器。南京师范大学的研究人员<sup>[10]</sup>运用非本征法布里-珀罗干涉仪(EFPI)将宽谱光源分割,通过色散介质形成不同时延,以实现微波光子传感解调。华中科技大学夏历研究组<sup>[11]</sup>提出射频非平衡马赫-曾德尔干涉仪(RF-UMZI)以应对环境干扰,受应力变化影响的光纤光栅波长产生漂移从而引入时延,形成微波光子滤波器。

以上所述研究中的微波光子传感解调方法大部分是基于滤波器的频率响应,通过测量滤波器谐振频率漂移而对波长进行解调,每次测量时需要对频率响应进行逐点扫描,耗时较长,同时基于矢量网络分析仪的瞬时频率响应测试容易导致测试结果的精确降低。本文针对文献<sup>[11]</sup>提出的微波射频非平衡干涉仪结构在温度传感中的应用进行了实验研究。通过测量射频信号在系统中各器件尾纤节点处的输出参数,分析在实际应用中因光波经历模式选择、偏振态改变、非线性效应等复杂过程引入的射频信号损耗;通过扫描各频率点的最大输出强度,描绘出系统频率响应;针对某个特定微波频率输出强度的一定量样本观测值,提出了最大射频强度判别法。该方法在一定程度上减轻了实际输出射频强度因噪声产生的波动影响,实验最终得到了0.1692 dB/°C的传感灵敏度。该方法可用于对微波射频非平衡干涉仪结构探测数据的处理,对今后该类结构的性能改进具有一定的指导意义。

## 2 实验结构与原理

基于RF-UMZI的微波光子滤波器传感系统结构如图1(a)所示。宽谱光源(BOS)发出的放大自发辐射光(ASE)通过环形器发送到一个光纤光栅上,该光纤光栅的中心波长为1539.5 nm,反射率为95%,在本实验系统中既作为滤波器,以滤除ASE多余噪声,又作为传感元件,放置在温度可调节的水浴锅中。光波经FBG反射后进入电光调制器

(EOM),信号发生器产生的微波信号通过调制器加载到光波上,与光载波一同传输到RF-UMZI上。直流电源输出1 V的电压作为调制器的偏置电压,以提高调制效率。当FBG所处环境温度发生变化时,FBG反射光谱的中心波长会发生漂移,并且若其通过的单模光纤(SMF)距离较长,其正交偏振模式也会发生变化,此时直接通过光谱仪很难识别波长的微小变化,但将信号转换到微波域后,通过监测输出射频信号的强度就能分辨工作波长的漂移。

图1(a)中的非平衡马赫-曾德尔(MZ)干涉仪由两个3 dB耦合器组成,调制后的微波信号在第一个耦合器中被分成等功率的两路。为增加两臂间的光程差,在一臂中加入长度为2 km的单模光纤,同时引入色散产生时延;在另一臂中加入可调衰减来平衡两臂的光功率差以获得较大的陷波深度。最后,两路微波信号在第二个耦合器处形成干涉,被光电探测器(PD)接收。

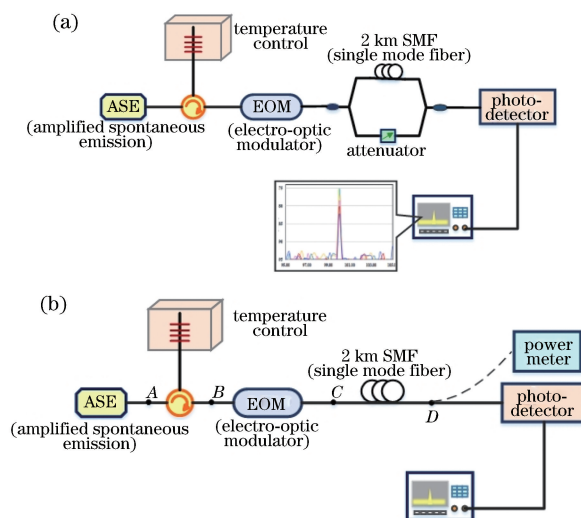


图1 实验结构示意图。(a)基于RF-UMZI的微波光子滤波器传感系统示意图;(b)2 km单模光纤损耗测量结构图

Fig. 1 Schematic of the experimental structure. (a) Schematic of the proposed MPF sensor system based on an RF-UMZI; (b) loss measurement for the 2 km SMF

两路微波信号随温度调谐前后的光载波分别通过干涉仪的两臂,产生不同时延,从而构成二抽头微波光子滤波器。滤波器的时延差由两部分组成:1)由干涉仪两臂固有的光程差决定;2)在不同温度情况下波长漂移后分别经过光纤色散而产生的可调时延。假设MZ干涉仪的两臂长度分别为 $L_1$ 、 $L_2$ , $L=(L_1+L_2)/2$ 代表干涉仪的有效长度, $\Delta L=L_2-L_1$

为两臂长度差。RF-UMZI 的透射谱幅度为  $|\hat{i}|$ , 它

可以表示为<sup>[12]</sup>

$$|\hat{i}| = \frac{m_p \cdot E_0^2}{2} \sqrt{\exp(-2\alpha_1) + 2 \cdot \exp[-(\alpha_1 + \alpha_2)] \cos\left[\beta(\lambda) \cdot \frac{n\Delta L}{c}\right] + \exp(-2\alpha_2)}, \quad (1)$$

式中:  $m_p$  为调制深度;  $E_0^2$  为进入干涉仪两臂的光信号强度;  $\exp(-\alpha_i)$  为信号传输过程中的损耗指数 [ $i=1, 2, \exp(-\alpha_i) < 1$ ];  $\beta(\lambda)$  为随光波波长变化的相位常数;  $\lambda$  为光波波长;  $n$  为光纤的折射率;  $c$  为真空中的光速。由(1)式可知, 通过调节干涉臂的衰减, 即可实现对干涉仪输出幅度的调谐。消光比 (ER) 即检偏振器相对于被检偏振器的最大透过光强与最小透过光强之比, 由于载波偏振态在光纤中经历的损耗与传播速度不同, 接收端信号的消光比也会发生变化。

在干涉仪一臂中加入一卷一定长度的光纤引入色散, 产生的时延可表示为

$$\begin{cases} \tau_1 = D_{\text{SMF}} \cdot \lambda_0 \cdot \Delta L, \\ \tau_2 = D_{\text{SMF}} \cdot \lambda_T \cdot \Delta L, \end{cases} \quad (2)$$

式中:  $D_{\text{SMF}}$  是单模光纤中存在的色散系数;  $\lambda_0, \lambda_T$  分别为温度变化前、后光纤光栅的谐振波长, 令  $\Delta\lambda = |\lambda_T - \lambda_0|$ ;  $\Delta L$  为干涉仪两臂长度差。因波长漂移而引起的两路信号的时延差  $\Delta\tau_{\Delta\lambda}$  则可表示为

$$\Delta\tau_{\Delta\lambda} = \tau_2 - \tau_1 = D_{\text{SMF}} \cdot \Delta\lambda \cdot \Delta L, \quad (3)$$

由此可以得到, 微波光子滤波器两支路的时延差  $\Delta\tau_d$  为

$$\Delta\tau_d = \tau_0 + \Delta\tau_{\Delta\lambda} = \tau_0 + D_{\text{SMF}} \cdot \Delta L \cdot \Delta\lambda, \quad (4)$$

式中:  $\tau_0 = n\Delta L/c$ 。则微波光子滤波器的频率响应  $H(f)$  为

$$H(f) = a_0 + a_1 \exp(-j2\pi f \cdot \Delta\tau_d), \quad (5)$$

式中:  $a_0, a_1$  分别为微波光子滤波器的两个抽头的系数;  $f$  为微波频率。温度变化后反射谱的谐振波长发生漂移, 将宽谱光源分割, 在光电探测器接收端进行非相干探测, 则光电探测器的输出电流  $I_{\text{PD}}$  可以表示为

$$I_{\text{PD}}(\Delta\lambda) = I_{\text{DC}} + I_{\text{AC}} \cos[2\pi f \cdot \Delta\tau_d(\Delta\lambda) + \varphi_r], \quad (6)$$

式中:  $I_{\text{DC}}$  和  $I_{\text{AC}}$  分别为光电流的直流和交流分量;  $\varphi_r$  为考虑非相干光噪声影响导致的微波相位随机改变量。在光接收机中, 经过后端电路处理, 可以滤除直流分量  $I_{\text{DC}}$ , 则  $I_{\text{PD}}(\Delta\lambda) \propto I_{\text{AC}} \cos[2\pi f \cdot \Delta\tau_d(\Delta\lambda) + \varphi_r]$ 。为检测与波长漂移相关的电流, 引入传递函数  $H(\Delta\lambda)$ , 它可表示为

$$H(\Delta\lambda) = I_{\text{PD}}(\Delta\lambda)/I_{\text{AC}} \propto \cos[2\pi f \cdot \Delta\tau_d(\Delta\lambda) + \varphi_r], \quad (7)$$

由于  $\varphi_r$  的存在, 真实的  $H(\Delta\lambda)$  是一个随机量。同时非相干光的光波噪声较难确定,  $\varphi_r$  的影响需要通过实验来证实。

按照传统的微波光子学理论, 当  $\varphi_r = 0$  时, 可以实现微波光子陷波滤波器, 陷波频率  $f_{\text{notch}}$  为

$$f_{\text{notch}} = \left(k + \frac{1}{2}\right) \frac{1}{\Delta\tau_d} = \left(k + \frac{1}{2}\right) \cdot F, \quad k = 0, 1, 2, \dots, \quad (8)$$

式中:  $F$  为滤波器的自由频谱范围 (FSR), 将其定义为时延的倒数;  $k$  代表从频率为 0 处开始的第  $k$  个陷波。由此可见, 改变两次微波信号之间的时延, 陷波频率也会随之改变, 而时延差的变化又取决于波长的漂移量, 因此, 当某一频率射频信号在光路中传播时, 由波长漂移引起的时延差变化最终会转换为射频信号强度的改变。

通过扫描不同应力 (温度) 条件下的  $H(\Delta\lambda)$ , 得到  $f_{\text{notch}}$  随应力 (温度) 的变化关系是很多已有文献中使用的方法。但是由 (6)、(7) 式可知, 在考虑  $\varphi_r$  的影响时, 实验中单次扫描得到的  $H(\Delta\lambda)$  与真实的  $H(\Delta\lambda)$  将会有一定偏差, 由此会影响  $f_{\text{notch}}$  的大小。因此, 本研究通过选取恰当的射频信号频率, 测量该频率输出射频信号在一段时间内的强度变化, 并采用最大值法和平均值法处理这些数据, 进而得到温度与信号强度的关系, 利用该关系可以对该解调系统进行标定。

### 3 实验结果分析

在图 1(b) 中, 首先将一卷 2 km 长的 SMF 作为色散元件连入电光调制器与探测器之间。在 A 点测得光源输出功率为 17.5 dBm, 经光纤光栅反射后 B 点功率计示数为 -9.97 dBm, 经过调制器 C 点处功率为 -17.5 dBm, 最后在进入 PD 前输出光功率为 -18.24 dBm, 可知所用单模光纤损耗为 0.37 dB/km。通过六合一示波器 (MDO3052, Tektronix, 中国) 中的频谱仪模块的最大值光迹保持功能, 得到该结构的频率响应, 如图 2 所示, 无陷波产生, 不构成微波光子滤波器结构。

用两个耦合器组成的 MZ 干涉仪替换 SMF, 此时  $D$  点的输出功率为  $-25.14$  dBm, 已测得宽谱光源直接经过一个耦合器的损耗为  $-16.2$  dB, 由此可以看出, 非相干光经过器件所产生的损耗并非线性叠加。传感系统中信号频率太高会给探测端增加不必要的负担, 调节可调衰减器以使 MPF 的频率响

应在  $0 \sim 120$  MHz 频率范围内获得较优的消光比。图 3 是通过手动扫频, 得到不同臂差产生时延下的传输频谱, 频率扫描范围为  $103 \sim 104$  MHz, 总采样点数为 751, 信号源 (TFG3916A, Suin, 中国) 调频间隔为  $10$  kHz, 每改变一次频率保留该频率处的最大峰值, 最后得微波干涉产生的频谱。

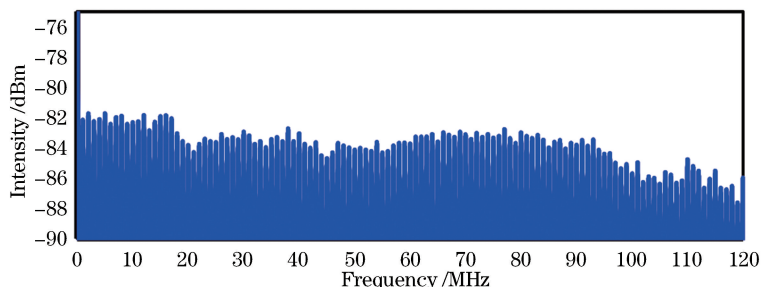


图 2 基于单模光纤的频率响应

Fig. 2 Frequency response of SMF in the configuration

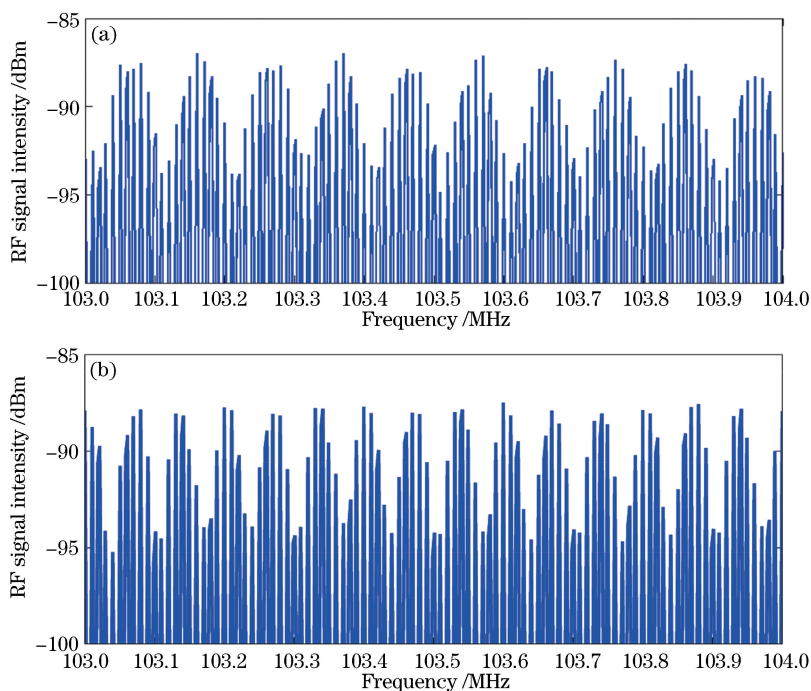


图 3 不同固有时延差下测得的 RF-UMZI 频率响应。(a)  $\Delta L = 2$  km; (b)  $\Delta L = 3$  km

Fig. 3 Measured frequency response of the RF-UMZI for different fixed time delay differences.

(a)  $\Delta L = 2$  km; (b)  $\Delta L = 3$  km

从图 3 可以看出, 当干涉仪两臂臂差  $\Delta L$  引起的固有时延差不同时, 陷波点频率间隔也随之变化, 且与时延差成反比关系, 基于 RF-UMZI 的 FBG 传感解调系统由此产生。本实验选择较靠近陷波频率的  $119.96$  MHz 作为调制频率, 调制信号幅度的峰峰值为  $5$  V, 以免经过后端衰减之后输出强度太低。实验过程中, 为更精确地测量输出频谱, 整个实验过程中设置扫描跨度为  $60$  kHz, 分辨带宽为  $500$  Hz。

水浴锅的温度从  $20$  °C 逐渐升至  $70$  °C, 每隔  $5$  °C 截取一段实时频谱, 各温度每隔  $0.4$  s 读取一次输出射频信号强度, 结果如图 4 所示。

各温度点的不同时刻射频信号强度测量结果如表 1 所示。

在温度保持稳定的情况下, 每个温度分别读取 11 个射频信号强度, 通过导出的数据表格得到输出峰值。图 5 分别给出各温度状态下, 11 组输出射频

信号强度中的最大值与平均值和温度的变化关系。在 20 ~70 °C 范围内,取每个温度下输出信号强度的最大值作为该温度下的最终信号强度,其值随温度升高而增大,且斜率有减小的趋势,此时系统传感灵敏度为 0.1692 dB/°C,变化趋势符合三角函数特性。

在实验过程中,由于非相干光中固有的相位噪声与非线性效应影响,输出射频信号强度衰减

越多,产生波动也会越大。图 6 为计算得到的样本数据的标准差,从图 6 可以看出,探测得到的射频信号浮动较大,在数据标准差相对较大的温度范围内,信号受噪声影响较大,图 5(b)中平均值存在的误差也越大。所以在数据采集过程中,采用最大值判别的方法,取每个温度下输出信号的最大射频强度。同时,在实际应用过程中需要优化信号的稳定性。

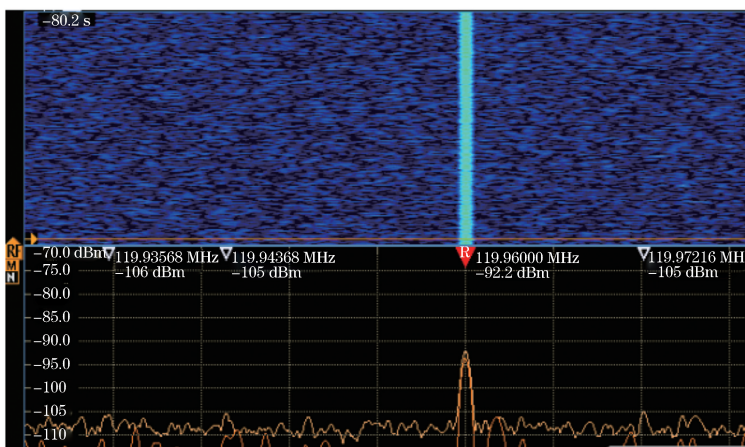


图 4 119.96 MHz 频率处的实时射频信号输出强度

Fig. 4 Real-time RF intensity for the modulation frequency of 119.96 MHz

表 1 各温度下读取的等时间间隔的射频信号强度

Table 1 RF signal intensity with equal time intervals at different temperatures

Sample No.	RF signal intensity /dBm									
	24.7 °C	30 °C	34.4 °C	39.6 °C	44.9 °C	49.8 °C	55.6 °C	59.7 °C	64.8 °C	70.3 °C
I1	-102.24	-97.19	-106.95	-94.78	-94.41	-96.49	-93.18	-104.54	-92.96	-98.74
I2	-101.32	-100.19	-108.03	-99.16	-98.30	-92.48	-92.13	-92.18	-91.61	-92.70
I3	-102.36	-97.42	-95.79	-93.20	-93.07	-93.02	-98.18	-91.68	-104.04	-91.24
I4	-104.58	-100.12	-96.58	-93.33	-94.52	-96.43	-95.80	-99.53	-95.56	-100.77
I5	-100.69	-98.84	-108.65	-99.12	-96.52	-97.08	-92.21	-101.84	-91.86	-105.73
I6	-100.92	-98.69	-97.47	-98.32	-93.71	-92.09	-93.69	-102.08	-93.61	-106.30
I7	-104.68	-98.13	-95.85	-93.69	-94.41	-93.11	-97.62	-95.57	-102.90	-92.10
I8	-101.89	-96.83	-106.62	-93.38	-94.55	-97.44	-93.97	-103.34	-91.90	-92.13
I9	-107.97	-98.99	-108.61	-98.63	-93.51	-93.81	-92.59	-105.78	-92.78	-92.74
I10	-103.13	-101.78	-94.83	-95.01	-97.35	-91.79	-99.33	-92.62	-102.76	-101.88
I11	-101.59	-99.69	-106.03	-93.20	-92.65	-97.12	-92.98	-92.65	-96.78	-106.02

## 4 结 论

基于微波光子滤波器的 FR-UMZI 传感系统的部分特性虽然优于传统解调法,如高信号质量、对光波导类型的低依赖性,以及对偏振变化的不敏感性,

但由于其光源的特殊性,仍存在许多问题需要解决。本研究运用最大射频强度判别法,取每个温度下相同时间间隔内的最大输出幅度,得到了 0.1692 dB/°C 的传感灵敏度。另外,对实际应用中各个器件对非相干光的偏振损耗及光纤光栅的反射谱宽对于系统的

最终输出功率影响进行了测量,若接收端的响应度较低,将导致输出信号较弱,无法探测,或是输出信号伴随噪声起伏较大。

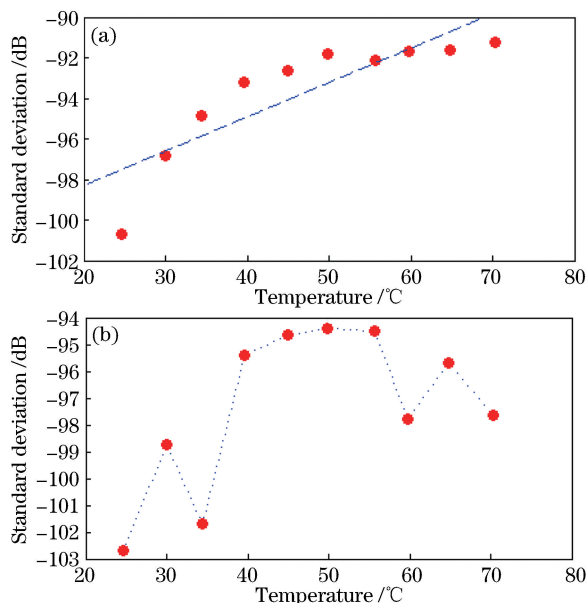


图5 射频信号强度随温度的变化曲线。

(a)最大值;(b)平均值

Fig. 5 Intensity changed as a function of temperature in the experiment. (a) Maximum value; (b) average value

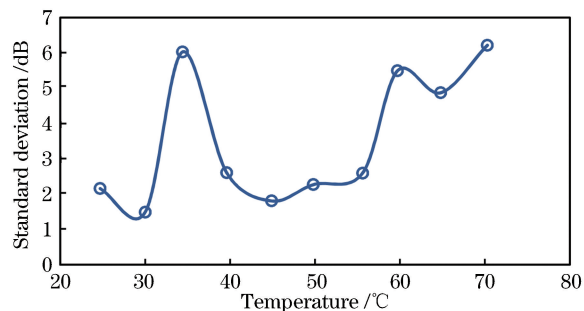


图6 输出射频信号采样标准差

Fig. 6 Standard deviation of the RF signal intensity for every temperature

### 参 考 文 献

- [1] Hua J. Technology of signal interrogation of long period fiber grating [D]. Hangzhou: China Jiliang University, 2012: 10-13.  
华静. 长周期光纤光栅的信号解调技术[D]. 杭州: 中国计量学院, 2012: 10-13.
- [2] Johnson G A, Todd M D, Althouse B L, *et al.* Fiber Bragg grating interrogation and multiplexing with a  $3 \times 3$  coupler and a scanning filter [J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2000, 18(8): 1101-1105.
- [3] Xu E M, Yao J P. Frequency- and notch-depth-tunable single-notch microwave photonic filter [J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2015, 27(19): 2063-2066.
- [4] Yao J P. Microwave photonics [J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2009, 27(3): 314-335.
- [5] Xu E M, Li F, Zhang Z X, *et al.* Microwave photonic filter with switched single and dual passbands [J]. *Acta Optica Sinica*, 2019, 39(5): 0506003.  
徐恩明, 李凡, 张祖兴, 等. 单双通带可切换的微波光子滤波器 [J]. *光学学报*, 2019, 39(5): 0506003.
- [6] Wang W X, Tao J, Huang L. Narrowband tunable microwave photonic filter based on Fabry-Perot laser with optical injection [J]. *Chinese Journal of Lasers*, 2017, 44(10): 1006002.  
王文轩, 陶继, 黄龙. 基于光注入法布里-珀罗激光器的窄带可调谐微波光子滤波器 [J]. *中国激光*, 2017, 44(10): 1006002.
- [7] Fu H Y, Zhang W, Mou C B, *et al.* High-frequency fiber Bragg grating sensing interrogation system using Sagnac-loop-based microwave photonic filtering [J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2009, 21(8): 519-521.
- [8] Ricchiuti A L, Barrera D, Sales S, *et al.* Long fiber Bragg grating sensor interrogation using discrete-time microwave photonic filtering techniques [J]. *Optics Express*, 2013, 21(23): 28175-28181.
- [9] Cui Y F, Wang Y P, Shi Q Y, *et al.* High-resolution transverse load fiber sensor based on microwave photonic filter [J]. *Acta Optica Sinica*, 2018, 38(12): 1206004.  
崔益峰, 汪弋平, 施青云, 等. 基于微波光子滤波器的高分辨率光纤横向负载传感器 [J]. *光学学报*, 2018, 38(12): 1206004.
- [10] Wang Y P, Ni X Q, Wang M, *et al.* Demodulation of an optical fiber MEMS pressure sensor based on single bandpass microwave photonic filter [J]. *Optics Express*, 2017, 25(2): 644-653.
- [11] Zhou J A, Xia L, Cheng R, *et al.* Radio-frequency unbalanced M-Z interferometer for wavelength interrogation of fiber Bragg grating sensors [J]. *Optics Letters*, 2016, 41(2): 313-316.
- [12] Zou Z X, Liu J M, Zhang L, *et al.* Temporal manipulation of light propagation via cross-intensity modulation in unbalanced fiber Mach-Zehnder interferometers [J]. *Optics Express*, 2015, 23(23): 29584-29591.