

迟滞和蠕变补偿的 F-P 滤波器波长解调方法研究

路元刚¹ 王缘¹ 彭捷钦¹ 杨雁南¹ 赵宁² 王同光²

(1. 南京航空航天大学理学院, 南京, 211106; 2. 南京航空航天大学江苏省风力机设计高技术研究重点实验室, 南京, 210016)

摘要: 在光纤布拉格光栅(Fiber Bragg grating, FBG)的波长解调方法中,可调谐法布里-珀罗(Fabry-Perot, F-P)滤波器解调法使用较多,但 F-P 滤波器中锆钛酸铅压电陶瓷($\text{Pb}(\text{Zr}_{1-x}\text{Ti}_x)\text{O}_3$, PZT)的迟滞和蠕变使 F-P 滤波器输出波长随时间非线性变化,带来波长解调误差大、传感检测精度低的问题。本文从研究 F-P 滤波器中的 PZT 迟滞和蠕变特性入手,提出了一种基于热标准具与 PZT 迟滞和蠕变补偿控制的 F-P 滤波器解调方法。控制 PZT 的驱动电压随时间非线性改变,使宽带光源经过 F-P 滤波器输出的波长能随时间等间隔变化,获得了随时间线性变化的标准具透射谱峰值波长,作为波长标尺的“刻度线”,为解调传感光栅的波长提供精确的波长基准。利用 FBG 测温的实验结果表明,本文提出的方法与未进行迟滞和蠕变补偿控制的方法相比,温度测量精度提高约 20 倍,温度测量误差小于 $0.5\text{ }^\circ\text{C}$ 。

关键词: 光纤传感; F-P 滤波器; 波长解调方法; 迟滞蠕变补偿

中图分类号: TN253 **文献标志码:** A

Study on F-P Filter-Based Wavelength Demodulation Method with Hysteresis and Creep Compensation

Lu Yuangang¹, Wang Yuan¹, Peng Jianqin¹, Yang Yannan¹, Zhao Ning², Wang Tongguang²

(1. College of Science, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing, 211106, China; 2. Jiangsu Key Laboratory of Hi-Tech Research for Wind Turbine Design, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing, 210016, China)

Abstract: Tunable Fabry-Perot (F-P) filter-based demodulation methods are more used in the wavelength demodulation of fiber Bragg grating (FBG). However, the hysteresis and creep of the piezoelectric ceramic ($\text{Pb}(\text{Zr}_{1-x}\text{Ti}_x)\text{O}_3$, PZT) in the F-P filter make the output wavelength of the F-P filter nonlinearly change with time, resulting in the problems of large wavelength demodulation error and low sensing accuracy. In this paper, we start with the study of hysteresis and creep characteristics of PZT in F-P filters, and propose an F-P filter-based wavelength demodulation method based on thermal etalon and hysteresis and creep compensation control of the PZT. The driving voltage of PZT is controlled to change nonlinearly with time so that the wavelength of the broadband light source output through the F-P filter can be

基金项目:国家自然科学基金(61377086)资助项目;国家重点基础研究发展计划(九七三计划)(2014CB046200)资助项目;航空科学基金(2016ZD52042)资助项目;苏州市应用基础研究计划(SYG201546)资助项目;江苏省自然科学基金重点(BK20140059)资助项目;江苏省高校优势学科建设工程资助项目。

收稿日期:2017-12-20; **修订日期:**2018-01-04

changed at equal intervals with time. The peak wavelength of the etalon transmission spectrum is thus obtained and also changes linearly with time. It acts as a "tick" for the wavelength scale and provides an accurate wavelength reference for demodulating the wavelength of the sensing grating. The experimental results of the FBG temperature measurement show that, compared with the method without hysteresis and creep compensation control, the proposed method improves the temperature measurement accuracy about 20 times and the temperature measurement error is less than $0.5\text{ }^{\circ}\text{C}$.

Key words: optic-fiber sensing; F-P filter; wavelength demodulation method; hysteresis and creep compensation

引 言

光纤布拉格光栅(Fiber Bragg grating, FBG)由于其体积小、精度高、响应快、耐腐蚀及电磁绝缘等优良特性,过去几十年在各类结构的温度与应变传感领域得到了蓬勃的发展^[1-4]。FBG对温度与应变的测量,可通过探测其反射或透射中心波长的改变量来实现。对FBG反射或透射中心波长的解调方案中,可调谐法布里-珀罗(Fabry-Perot, F-P)滤波器解调法是应用较多的方法^[5]。而获得可调谐F-P滤波器的透过波长,一般是利用F-P滤波器驱动电压和透过波长之间的近似线性关系来解调。但在实际应用中,因F-P滤波器中的运动部件锆钛酸铅压电陶瓷($\text{Pb}(\text{Zr}_{1-x}\text{Ti}_x)\text{O}_3$, PZT)具有迟滞和蠕变等不良特性,导致不同时刻同一驱动电压对应的F-P滤波器输出波长不同,解调误差较大,因此需要针对PZT的迟滞和蠕变进行补偿控制。目前在一些高电压精密位移驱动领域已有PZT迟滞和蠕变补偿控制研究。Kuhnén等人使用改进Presiach控制模型将PZT驱动位移误差降低到了4%^[6], Ru等人使用开环控制的方法将PZT位移跟踪误差降低到了2%^[7], Xiao等人利用Bouc-Wen逆模型方法使低频正弦波驱动的PZT位移误差降低到了 $0.05\text{ }\mu\text{m}$ ^[8]。上述研究中,PZT上所加的驱动电压范围大、电压变化速度快,而F-P滤波器中的PZT所加驱动电压范围较小、电压变化速度较慢,其PZT的迟滞和蠕变特性有所不同。在F-P滤波器驱动电压控制研究中,刘琨等研究了F-P滤波器中的PZT迟滞补偿方法^[9],王鹏等人利用改进串联方法对F-P滤波器驱动电压和输出波长进行实时校准^[10],于效宇等人设计并联实时校正系统,对F-P滤波器迟滞特性进行控制^[11]。但目前未见从研究F-P滤波器中的PZT迟滞和蠕变特性进行补偿控制研究的报道。本文针对一般使用环境下F-P滤波器中的PZT驱动电压范围较小、电压变化速度较慢的特征,提出了一种基于热标准具与PZT迟滞和蠕变补偿控制的F-P滤波器解调方法,对F-P滤波器的迟滞和蠕变特性进行补偿,控制PZT的驱动电压随时间非线性改变,使宽带光源经过F-P滤波器输出的波长能随时间等间隔变化,以获得随时间线性变化的标准具透射谱峰值波长,作为波长标尺的“刻度线”,为解调传感光栅的波长提供精确的波长基准。

1 工作原理

1.1 基于标准具的FBG传感系统工作原理

基于标准具的FBG传感系统,是通过控制F-P滤波器使宽带光源输出的波长随时间线性改变,将标准具输出的光谱各峰值波长作为波长标尺上的刻度线,通过确定FBG传感器反射波长在波长标尺上的位置解调出FBG反射峰波长实现温度与应变的传感。

基于标准具的FBG传感系统如图1所示,C波段宽带光源输出的连续光经光隔离器进入F-P光纤可调谐滤波器,在电压信号的驱动下可调谐滤波器在不同时刻输出不同波长的光信号。光信号经

耦合器分光:一路作为探测信号经环行器和 FBG 传感器,当光信号的波长与某个 FBG 传感器的中心波长相等时,光信号被反射,经环行器被光电探测器 PD₂ 探测,该时刻探测到电脉冲的峰值位置对应 FBG 的中心波长;另一路信号进入标准具,标准具为光梳状滤波器,输出信号被光电探测器 PD₁ 探测,其在不同时刻输出的光谱各峰值波长作为波长标尺上的刻度线。由于 FBG 通道和标准具通道的光信号在时间上可视为同步,可比较光栅反射峰与标准具峰值的采样点相对关系来解调光栅波长。两路电信号经过两通道同步的采集卡进行 A/D 转换,在计算机中进行滤波、寻峰和计算,可获得温度和应变的测量结果。

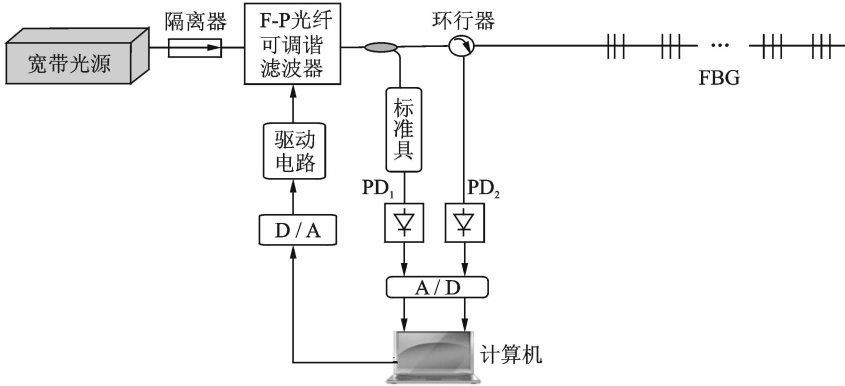


图 1 基于标准具的 FBG 传感系统

Fig. 1 FBG sensing system based on etalon

该实验系统中采用热稳定标准具作为解调 FBG 传感器波长的波长标准器件,与传统的参考光栅相比,标准具具有参考峰多、波长漂移小等优势。本文系统是以 FBG 反射峰和标准具的多个峰之间的采样点差距为基础,通过波长与时间(采样点)的线性关系来解调 FBG 波长。如图 1 所示,因标准具的透射波长与可调谐 F-P 滤波器的波长相同,会因 F-P 滤波器中 PZT 的迟滞和蠕变出现标准具峰值波长间隔与时间变化不成线性的情况,导致作为“波长标尺上刻度线”的标准具峰值波长间隔不按照线性变化,给后继对传感光栅波长的解调带来误差。因此,非常有必要对 F-P 滤波器中 PZT 的迟滞和蠕变进行补偿控制,使 F-P 滤波器的透射波长随时间线性变化。

1.2 F-P 滤波器工作原理及波长解调方法^[12]

F-P 滤波器内有一 F-P 谐振腔,谐振腔由两面反射镜组成,两面反射镜平行放置且镀有高反膜,其中一面反射镜固定,另外一面反射镜贴在 PZT 上,只有满足 F-P 腔谐振加强条件波长的光才能出射,F-P 滤波器的出射光波长和 F-P 谐振腔腔长之间的关系为

$$2nd = k\lambda \quad (1)$$

式中: k 为正整数; d 为谐振腔腔长; n 为谐振腔介质折射率; λ 为 F-P 滤波器输出波长。控制 PZT 的伸长量以调节 F-P 腔的腔长,可以改变 F-P 滤波器输出波长。由式(1)可以得到腔长改变量 Δd 与波长改变量 $\Delta\lambda$ 之间的关系为

$$\Delta d = \frac{k}{2n} \Delta\lambda \quad (2)$$

从式(2)可知,F-P 腔的腔长改变量和 F-P 腔输出波长改变量成线性关系,所以研究 F-P 滤波器的输出波长改变量与研究 F-P 腔的腔长改变量等效。在 PZT 不存在迟滞和蠕变的理想情况下,PZT 的伸长量

与加在其上驱动电压的改变量成线性关系, F-P 滤波器输出波长改变量也随驱动电压改变线性变化。但因 PZT 一般都会存在迟滞和蠕变, 导致了驱动电压随时间线性变化、而对应的 F-P 滤波器输出波长不随时间线性变化的情况。因此, 为了提供随时间线性变化的波长标尺(标准具透射谱峰值波长), 必须对 F-P 滤波器的迟滞和蠕变特性进行补偿, 控制 PZT 的驱动电压随时间非线性改变, 使 F-P 滤波器输出波长随时间线性变化。

在获得随时间线性变化的波长标尺后, FBG 传感器的波长可通过比较 FBG 反射峰与标准具透射谱峰值的相对位置来解调。如图 2 所示, 因 FBG 通道和标准具通道的光信号在时间上同步, FBG 反射谱与标准具透射谱的采样信号时间上同步, 可画在同一张图上以相同的时间基准进行对比。假设标准具透射峰值波长之间的采样点为 K_1 , 波长间隔为 $\Delta\lambda_c$, 若标准具的第 i 个反射峰峰值波长为 λ_{ei} , 标准具的第 i 个峰 p_i 和 FBG 反射峰 p_{FBG} 之间的采样数据点为 Δg_i , 则可以解调出某一 FBG 的波长。标准具共有 N 个峰, 则可以获得该 FBG 波长的 N 个解。为了消除标准具峰寻峰带来的误差, 将这些波长取平均, 则 FBG 波长 λ_{FBG} 为

$$\lambda_{\text{FBG}} = \left[\sum_{i=1}^N (\Delta g_i \cdot \frac{\Delta\lambda_c}{K_1} + \lambda_{ei}) \right] / N \quad (3)$$

在 FBG 反射谱与标准具透射谱上确定 FBG 反射谱中心波长与标准具透射谱峰值波长时, 本文使用高斯拟合寻峰的方法确定峰值位置, 利用最小二乘法逼近最佳模型^[13]。

1.3 PZT 的迟滞和蠕变补偿控制

F-P 滤波器中 PZT 所加驱动电压随时间的变化, 一般如图 3 所示。

在一个电压加载内, 驱动电压从 0 瞬时升到初始电压 V_0 , 在 τ_1 时间内随时间线性增加到 V_1 , 然后降到 0, 在 τ_2 时间段电压保持为 0 以使 PZT 恢复到初始状态。这种类锯齿波的周期电压加载方式, 其 PZT 蠕变的不利影响小于传统三角波的周期电压加载方式。尽管如此, 这种电压加载方式还是会引起 PZT 的蠕变和迟滞, 需要研究迟滞和蠕变的特性, 并进行相应的补偿控制。

1.3.1 PZT 的蠕变补偿

PZT 的蠕变特性主要是指 PZT 所加电压改变时, PZT 伸长到一定长度后会继续伸长, 经过一段时间之后达到稳定。一般 F-P 滤波器中 PZT 的驱动电压范围比较小(几伏至十余伏), 且所加电压值在不断变化。所以本文只需考察在驱动电压范围内若干电压值处蠕变量的变化值, 根据蠕变量的变化值对

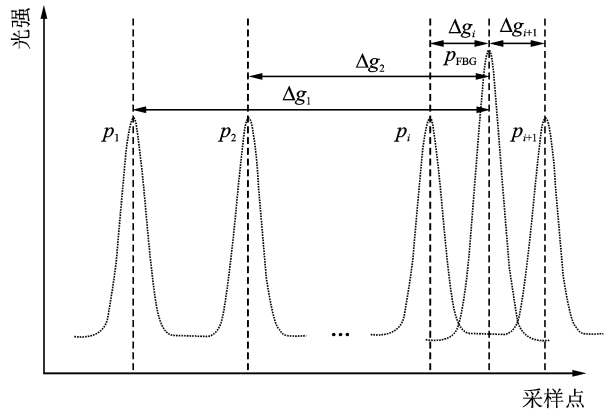


图 2 FBG 波长解调方法

Fig. 2 Wavelength demodulation method for FBG

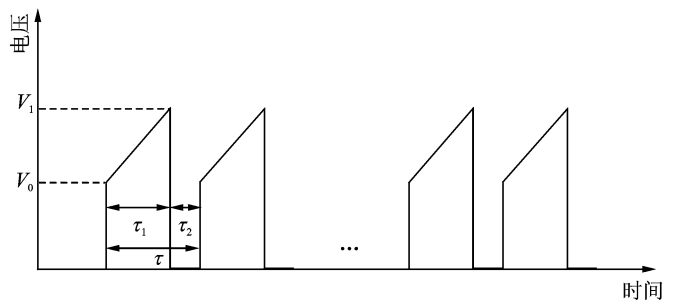


图 3 F-P 滤波器中 PZT 所加驱动电压随时间的变化

Fig. 3 Change of driving voltage of PZT in F-P filter with time

驱动电压进行相应的补偿。

在一个较小(1~2 V)的电压范围 u_j 和 u_{j+1} 之内,一般用对数模型^[14]描述 PZT 的蠕变

$$L(i\Delta t) = L_0 \left[1 + \gamma \cdot \log_{10} \left(\frac{i\Delta t + t_0}{t_0} \right) \right] \quad (4)$$

式中: i 为非负整数; γ 为电压范围 $[u_j, u_{j+1}]$ 内表示 PZT 伸长快慢的无量纲常数; Δt 为实验测量时的数据采样间隔; $L(i\Delta t)$ 为 PZT 在 t 时刻($t = i\Delta t$)的伸长量; L_0 为 $t = 0$ 时的 PZT 伸长量。PZT 开始蠕变时长度为 L_0 , 此时 F-P 腔腔长为最大值 d_{\max} , PZT 长度 $L(i\Delta t)$ 与 F-P 腔长 d 之和为定值 D , 即 $L(i\Delta t) + d = D$, 结合式(1)可得到 F-P 滤波器的输出波长 λ 与 $i\Delta t$ 之间的关系为

$$\lambda = \frac{2n}{k} \cdot \{D - L_0[1 - \gamma \log_{10}(t_0)]\} - \frac{2n}{k} L_0 \gamma \log_{10}(i\Delta t + t_0) \quad (5)$$

为了描述方便,令 $\frac{2n}{k} \cdot \{D - L_0[1 - \gamma \log_{10}(t_0)]\} = c_0$, $-\frac{2n}{k} L_0 \gamma = c_1$, $t_0 = c_2$, 则与 F-P 滤波器输出波长相关的蠕变特性函数为

$$\lambda = c_0 + c_1 \cdot \log_{10}(t + c_2) \quad (6)$$

对蠕变的补偿,首先在驱动电压范围内均匀选取 M 个电压值 $u_0, u_1, u_2, \dots, u_{M-1}$, 测量它们的蠕变速度。以最小电压值 u_0 在该电压保持时间内的蠕变量 v_0 为基准,将其他电压值 u_j ($j = 0, 1, \dots, M-1$) 对应的蠕变量 v_j 和 v_0 相减得到 Δv_j , 根据该差值对电压进行补偿。假定 $u_j \sim u_{j+1}$ 共 q 个步进电压值,每个步进电压 PZT 的蠕变时间都相等,则 $u_j \sim u_{j+1}$ 由于蠕变改变量导致的波长误差为 $\Delta v_j \cdot q$ 。补偿这个波长误差需要的电压值 Δu_j 为

$$\Delta u_j = -K_2 \cdot \Delta v_j \cdot q \quad (7)$$

式中 K_2 为 F-P 滤波器的驱动电压与波长线性拟合得到电压-波长系数。将这个电压值 Δu_j 均分到 $u_j \sim u_{j+1}$ 之间的步进电压上,则 $u_j \sim u_{j+1}$ 电压范围内的所有电压值都需要加上 U_C 来补偿蠕变, U_C 的大小为

$$U_C = \frac{\Delta u_j}{q} = -K_2 \cdot \Delta v_j \quad u_j < u \leq u_{j+1} \quad (8)$$

1.3.2 PZT 的迟滞补偿

PZT 的迟滞特性是指 PZT 的伸长量不仅与驱动电压有关,还与所加驱动电压的历史过程有关。在以往对 PZT 的研究中,对 PZT 的迟滞特性描述常用的数学模型有 Presiach 模型^[15]、KP 模型^[16]和 Du-hem 模型^[17],但这些模型中 PZT 驱动电压由步进的上升电压和下降电压共同组成,不适合描述 F-P 滤波器中的 PZT 迟滞特性。对于如图 3 所示的 PZT 驱动电压方式,多项式拟合方法是一种比较有效的迟滞特性描述模型。Jung 等人^[18]和 Sun 等人^[19]提出了基于三阶多项式拟合的迟滞模型,对 PZT 进行补偿控制都取得了一定的效果。但是他们的驱动电压范围较大(0~120 V),并且电压变化较快(整个电压变化周期为 0.5 s),与 F-P 滤波器使用时的驱动电压情况明显不同。在他们的方案中,由于电压范围大,迟滞比较明显,所以仅需三阶多项式拟合就可以比较准确地描述迟滞特性。但是一般 F-P 滤波器驱动电压范围仅有 10 V 左右,所以描述这样小电压范围对应的迟滞,需要更高阶(四阶或四阶以上)的多项式拟合才能比较准确反应其中的细节。

本文采用的方法首先是给 F-P 滤波器施加步进一致并且保持时间相同的电压。对标准具的 N 个峰值波长点进行考察,因这 N 个点的波长已知,可得到这些峰值对应的驱动电压值。对波长与电压的关系用四阶多项式拟合,来确定 F-P 滤波器中 PZT 的迟滞特性(由于波长与 F-P 滤波器腔长成线性关系,本文直接用波长描述 PZT 的迟滞特性)。波长与电压的关系应为

$$\lambda(t) = \sum_{s=0}^4 a_s \cdot u_0^s(t) \quad (9)$$

式中 a_s 为波长-电压拟合系数。对于迟滞的补偿,由于本文目标是让波长随时间线性变化,取标准具的前两个峰之间的波长与采样点数的比值 K_3 作为基准,控制其他峰值波长与采样点之间的比值等于 K_3 。若假定 $t=0$ 时第一个峰值波长为 e ,则波长随时间线性变化的目标函数为

$$\lambda(t) = K_3 \cdot t + e \quad (10)$$

为便于计算,将式(9)中波长与电压位置互换,直接拟合得到电压与波长关系

$$u(t) = \sum_{s=0}^4 b_s \cdot \lambda^s(t) \quad (11)$$

式中 b_s 为电压-波长拟合系数。将式(10)代入式(11),可得到对迟滞补偿之后电压与时间的关系为

$$u(t) = \sum_{s=0}^4 b_s \cdot (K_3 \cdot t + e)^s \quad (12)$$

若每个电压保持时间为 τ_u ,则可以得到补偿迟滞的驱动电压值为

$$U_H = u(i \cdot \tau_u) = \sum_{s=0}^4 b_s \cdot (K_3 \cdot \tau_u \cdot i + e)^s \quad i=1,2,3,\dots \quad (13)$$

将迟滞和蠕变补偿的电压值相加,即可得到电压控制方案的所有输出电压值 U 。具体方法为将式(13)计算出来的迟滞补偿电压值按蠕变测量时的 M 个电压值 $u_0, u_1, u_2, \dots, u_{M-1}$ 分段,在每段加上相应的蠕变补偿电压值 U_c ,即

$$U = U_c + U_H = -K_2 \cdot \Delta v_j + U_H \quad u_j < U_H \leq u_{j+1} \quad (14)$$

2 PZT 蠕变和迟滞特性测量及其补偿控制

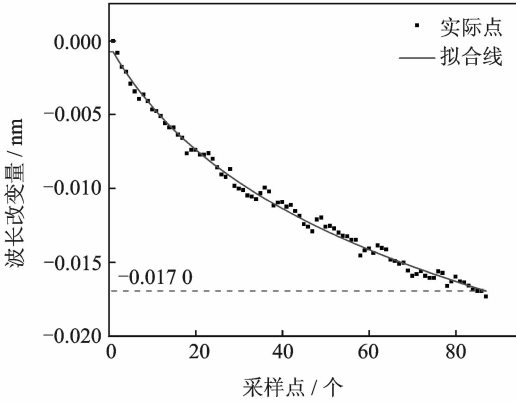
2.1 F-P 滤波器中 PZT 蠕变特性测量及补偿

考察 F-P 滤波器中 PZT 在不同电压时的蠕变量,取 13,14,15,16,17 V 共 5 个电压处进行测量。选择标准具输出光强与波长成线性关系的采样数据区域,将标准具的输出光强进行归一化处理,根据标准具的光强变化可以解调出波长变化。利用式(6)对蠕变时的标准具光强输出进行拟合。以 13 V 时的蠕变量为基准,将其他驱动电压对应的蠕变量与其相减,根据蠕变量的改变值对各个电压作补偿。

如图 4 所示,拟合 13,14,15,16,17 V 时蠕变引起的标准具输出波长变化量,分别为 -1.70×10^{-2} , -1.72×10^{-2} , -1.56×10^{-2} , -1.54×10^{-2} 和 -1.53×10^{-2} nm。根据式(8)得到 14,15,16,17 V 需要补偿的蠕变改变量对应的电压值,分别为 3.31×10^{-5} , -2.63×10^{-4} , -3.02×10^{-4} 和 -3.37×10^{-4} V。这些电压值较小,本文实验中使用的电压源精度只有 1 mV,无法实现对 PZT 蠕变变化量进行补偿,所以将其放在迟滞中一起补偿。若使用 0.01 mV 高精度的电压源,可按本文方法对 F-P 滤波器中 PZT 蠕变有效补偿。

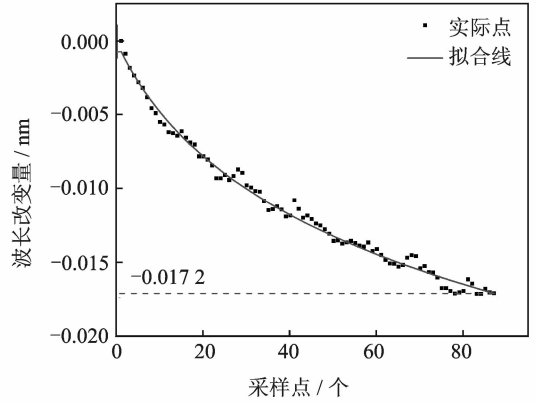
2.2 F-P 滤波器中 PZT 迟滞特性测量及补偿

实验中使用的标准具在 ASE 光源波长范围内共有 47 个峰,在这些峰之间有一个缺峰标记点,通过标记点可以准确地推断出这 47 个峰的波长。F-P 滤波器的迟滞特性,会导致扫描出来的标准具的峰值波长间隔与时间(采样点)的比值不一致,后续使用采样点解调 FBG 波长,其精度会受到影响。首先对 F-P 滤波器的迟滞特性进行测量,将 F-P 滤波器在标准具 47 个峰值波长处的电压与波长进行四阶多项式拟合,得到 F-P 滤波器电压升高段的迟滞特性,如图 5 所示。对 F-P 滤波器的驱动电压与输出波长进行线性拟合和三阶多项式拟合的结果也在图 5 中给出。



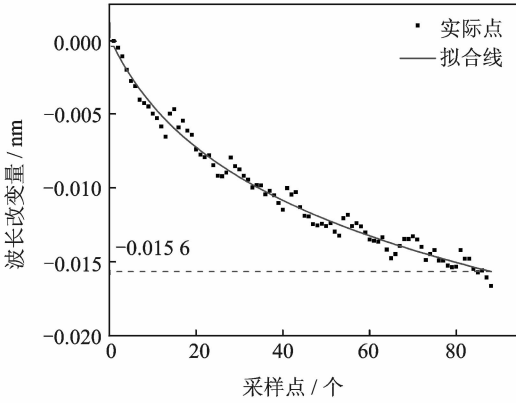
(a) 电压13 V时蠕变引起的波长改变量

(a) Wavelength change caused by creep at 13 V



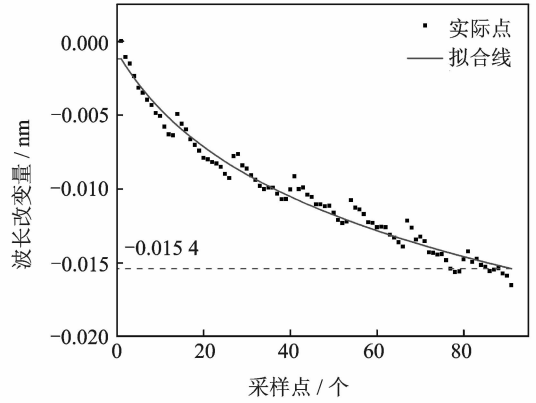
(b) 电压14 V时蠕变引起的波长改变量

(b) Wavelength change caused by creep at 14 V



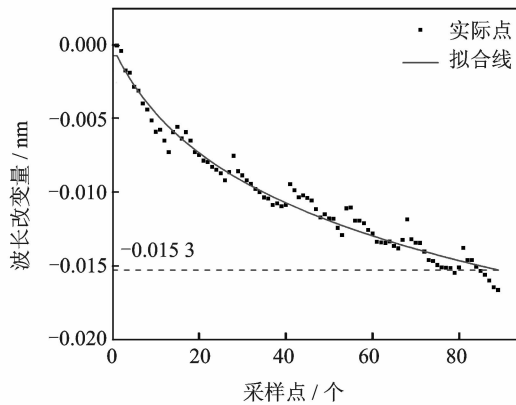
(c) 电压15 V时蠕变引起的波长改变量

(c) Wavelength change caused by creep at 15 V



(d) 电压16 V时蠕变引起的波长改变量

(d) Wavelength change caused by creep at 16 V



(e) 电压17 V时蠕变引起的波长改变量

(e) Wavelength change caused by creep at 17 V

图4 F-P滤波器在不同驱动电压时蠕变引起的标准具输出波长改变量

Fig. 4 Output wavelength change of etalon caused by creep with different driving voltages of F-P filter

F-P 滤波器驱动电压与输出波长进行线性拟合、三阶多项式拟合和四阶多项式拟合的标准差(RMSE)分别为 2.43×10^{-2} , 1.46×10^{-2} 和 1.35×10^{-2} V。由此可知,线性拟合误差最大,四阶多项式拟合相较三阶多项式拟合效果更好。按照式(11),四阶多项式拟合得到的参数 b_4, b_3, b_2, b_1, b_0 分别为 -5.46×10^{-7} , 3.37×10^{-3} , $-7.82, 8.053$ 和 -3.11×10^6 。将这些拟合结果代入式(12),可以得到用于补偿控制的驱动电压随时间变化的公式为

$$U(t) = -2.25 \times 10^{-20} \times t^4 + 3.87 \times 10^{-15} \times t^3 - 2.50 \times 10^{-10} \times t^2 + 9.46 \times 10^{-5} \times t - 12.37 \quad (15)$$

式中: $t = i\Delta t_{\text{out}}$, 单位为 ms; i 为非负整数; Δt_{out} 为不同电压输出的时间间隔, 在本文实验中为 110 ms。在该电压控制方案中, 每个电压输出的保持时间为 110 ms。

3 实验结果

3.1 补偿前后标准具透射谱峰值波长与时间的线性度对比

使用式(15)确定的驱动电压控制方案控制 F-P 滤波器输出。在补偿控制前后分别用线性拟合标准具输出波长与采样点(时间), 并用实际波长与直线拟合得到的波长相减, 得到的未控制与控制后的波长偏差, 如图 6 所示。从图 6 可以看到, 补偿控制前, 47 个波长的偏差整体呈 V 型, 严重偏离水平零线, 表明标准具输出波长与时间成非线性。而补偿控制后 47 个波长的偏差整体上与水平零线重合, 意味着标准具输出波长与时间成线性。

控制前后标准具输出波长误差如表 1 所示, 最大误差由未控制的 0.227 2 nm 减小到控制后的 0.013 8 nm, 标准差由未控制的 0.127 4 nm 减小到控制后的 0.007 0 nm。因此可以明显看到经过补偿控制, 标准具输出波长与时间的线性度大为改善。

表 1 补偿控制前后标准具输出波长误差比较

Tab. 1 Comparison of output wavelength error of etalon before and after compensation control

| 状态 | 最大误差/nm | SSE(和方差)/nm ² | RMSE(标准差)/nm |
|-----|---------|--------------------------|--------------|
| 未控制 | 0.227 2 | 0.730 1 | 0.127 4 |
| 控制后 | 0.013 8 | 0.002 2 | 0.007 0 |

3.2 不同温度时光纤光栅波长解调结果

为了验证本文提出方法的效果, 本文测试了在 $-20, -10, 0, 10, 20, 30, 40$ 和 50 °C 时温度敏感光栅的波长, 并将结果和光栅出厂测试报告进行了比较。实验时将光栅置于温度箱中, 为了消除温度箱的温

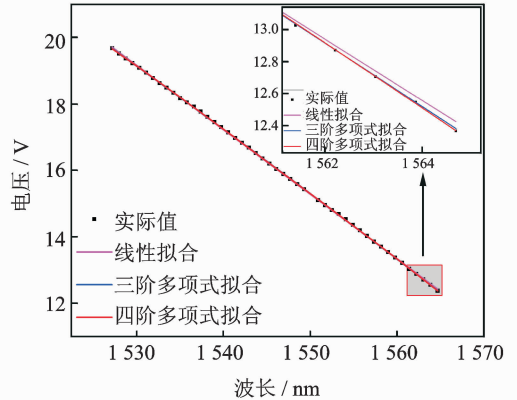


图 5 F-P 滤波器的驱动电压-输出波长拟合
Fig. 5 Fitting of driving voltage and output wavelength of F-P filter

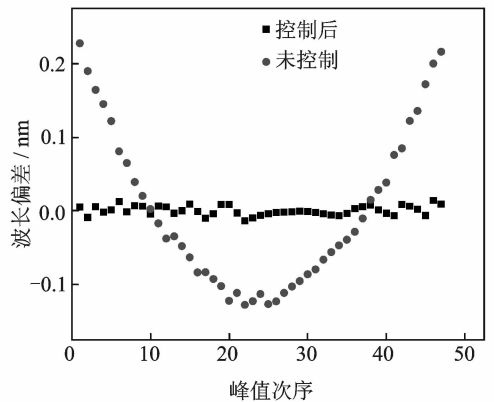


图 6 控制前后拟合波长与实际差值
Fig. 6 Fitting and actual wavelength differences before and after control

度漂移对系统测试的影响,在每个温度下测量 10 次取均值。

本文以 FBG 出厂测试值作为标准参考值,由图 7 可见,补偿控制解调出的温度敏感光栅波长与测试报告值非常吻合,波长最大差值为 4.00×10^{-3} nm,对应的温度差为 0.46 °C。而驱动电压未进行控制时,解调出的光栅波长与标准参考值之差最大为 8.00×10^{-2} nm,相应的温度差为 8.89 °C。

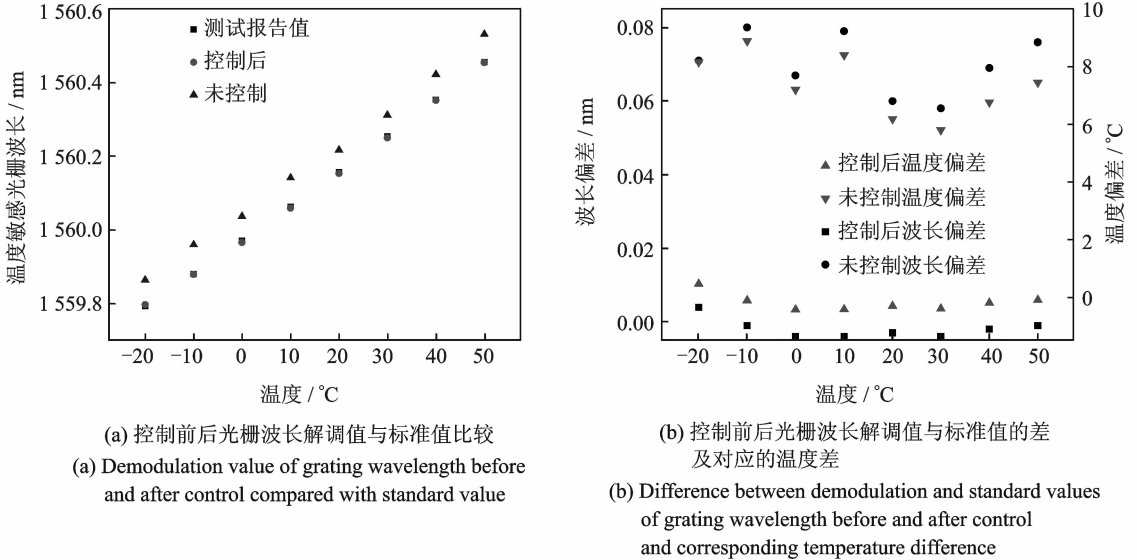


图 7 控制前后解调效果对比

Fig. 7 Demodulation performance before and after control

本文使用的热标准具在 $-5 \sim 75$ °C 波长最大漂移量为 6.63×10^{-3} nm,所以标准具温度漂移大约是 8.29×10^{-5} nm/°C,这可能是引起上述测量误差的一个因素。

4 结束语

本文针对 FBG 光纤传感中 F-P 滤波器中的 PZT 驱动电压范围较小、电压变化速度较慢的特征,提出了一种基于热标准具与 PZT 迟滞和蠕变补偿控制的 F-P 滤波器解调方法,研究了 F-P 滤波器中 PZT 的迟滞和蠕变特性,并据此进行补偿,控制 PZT 的驱动电压随时间非线性改变,使宽带光源经过 F-P 滤波器输出的波长能随时间等间隔变化。由此获得了随时间线性变化的标准具透射谱峰值波长,作为波长标尺的“刻度线”,为解调传感光栅的波长提供了精确的波长基准。实验结果表明,本文提出的方法与未进行迟滞和蠕变补偿控制的方法相比,温度测量精度提高约 20 倍,温度测量误差小于 0.5 °C。

参考文献:

- [1] Hafizi Z M, Epaarachchi J, Lau K T. Impact location determination on thin laminated composite plates using an NIR-FBG sensor system[J]. *Measurement*, 2015,61:51-57.
- [2] Zhang Q, Zhu T, Zhang J, et al. Micro-fiber-based FBG sensor for simultaneous measurement of vibration and temperature [J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2013,25(18):1751-1753.
- [3] Shen W, Yan R, Xu L, et al. Application study on FBG sensor applied to hull structural health monitoring[J]. *Optik-International Journal for Light and Electron Optics*, 2015,126(17):1499-1504.
- [4] Kim H S, Yoo S H, Chang S H. In situ monitoring of the strain evolution and curing reaction of composite laminates to reduce the thermal residual stress using FBG sensor and dielectrometry[J]. *Composites Part B: Engineering*, 2013,44(1):446-452.

- [5] 贾振安,刘静,乔学光,等. FBG 传感信号数字化可调谐 F-P 滤波器解调技术研究[J]. 光电子·激光,2011,22(5):649-651.
Jia Zhenan, Liu Jing, Qiao Xueguang. A demodulation technology based on digital tunable F-P filter for fiber Bragg grating sensing signals[J]. Journal of Optoelectronics · Laser, 2011,22(5):649-651.
- [6] Kuhnen K, Krejci P. Compensation of complex hysteresis and creep effects in piezoelectrically actuated systems—A new Preisach modeling approach[J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 2009,54(3):537-550.
- [7] Ru C H, Sun L N. Hysteresis and creep compensation for piezoelectric actuator in open-loop operation[J]. Sensors and Actuators A: Physical, 2005,122(1):124-130.
- [8] Xiao S, Li Y. Dynamic compensation and H_{∞} control for piezoelectric actuators based on the inverse Bouc-Wen model[J]. Robotics and Computer-Integrated Manufacturing, 2014,30(1):47-54.
- [9] 刘琨,井文才,刘铁根,等. F-P 可调谐光滤波器的非线性校正动态应变传感中的应用[J]. 传感技术学报,2008,21(7):1264-1268.
Liu Kun, Jing Wencai, Liu Tiegen, et al. Application of Fabry-Perot tunable filter nonlinearity rectification in dynamic strain sensing system[J]. Chinese Journal of Sensors and Actuators, 2008,21(7):1264-1268.
- [10] 王鹏,赵洪,刘杰,等. 基于可调谐 F-P 滤波器的 FBG 波长解调系统的动态实时校准方法[J]. 光学学报,2015,35(8):77-84.
Wang Peng, Zhao Hong, Liu Jie, et al. Dynamic real-time calibration method for fiber Bragg grating wavelength demodulation system based on tunable Fabry-Perot filter[J]. Acta Optica Sinica, 2015,35(8):77-84.
- [11] 于效宇,刘艳. FBG 解调实时校正技术研究[J]. 半导体光电,2012,33(1):117-120.
Yu Xiaoyu, Liu Yan. Research on real-time correction technique of FBG demodulation[J]. Semiconductor Optoelectronics, 2012,33(1):117-120.
- [12] 姚启钧. 光学教程第五版[M]. 北京:高等教育出版社,2014:45-50.
- [13] 鲁铁定,周世健,王乐洋. 混合总体最小二乘的迭代解算算法[J]. 数据采集与处理,2015,30(4):802-809.
Lu Tieding, Zhou Shijian, Wang Leyang. Iterative algorithm for mixed LS-TLS estimation[J]. Journal of Data Acquisition and Processing, 2015,30(4):802-809.
- [14] Vieira S. The behavior and calibration of some piezoelectric ceramics used in the STM[J]. IBM Journal of Research and Development, 1986,30(5):553-556.
- [15] Krasnoselskiĭ M A, Pokrovskiĭ A V. Systems with hysteresis[M]. Berlin: Springer Science & Business Media, 2012:285-293.
- [16] Hassani V, Tjahjowidodo T, Do T N. A survey on hysteresis modeling, identification and control[J]. Mechanical Systems & Signal Processing, 2014,49(1/2):209-233.
- [17] Charalampakis A E, Dimou C K. Identification of Bouc-Wen hysteretic systems using particle swarm optimization[J]. Computers & Structures, 2010,88(21):1197-1205.
- [18] Jung S B, Kim S W. Improvement of scanning accuracy of PZT piezoelectric actuators by feed-forward model-reference control[J]. Precision Engineering, 1994,16(1):49-55.
- [19] Sun L N, Ru C H, Rong W B, et al. Tracking control of piezoelectric actuator based on a new mathematical model[J]. Journal of Micromechanics and Microengineering, 2004,14(11):1439-1444.

作者简介:



路元刚(1977-),男,教授,博士生导师,研究方向:光纤传感,E-mail: luyg@nu-aa.edu.cn。



王缘(1993-),男,硕士研究生,研究方向:光纤布拉格光栅传感。



彭槌钦(1994-),男,硕士研究生,研究方向:光纤传感。



杨雁南(1963-),女,教授,硕士生导师,研究方向:激光与物质相互作用。



赵宁(1963-),男,教授,博士生导师,研究方向:空气动力学。



王同光(1962-),男,研究员,博士生导师,研究方向:计算流体力学。

