

光纤法布里-珀罗传感器阵列串扰抑制方法

姚琼, 刘政, 刘刚, 王付印, 夏霖, 熊水东*

国防科技大学气象海洋学院, 湖南长沙 410073

摘要 本文提出了一种基于多波长平均的五步相移解调方案, 解决非本征光纤法布里-珀罗(F-P)传感器阵列的串扰问题。以光纤 F-P 传感器的两基元并联复用系统为研究对象, 探讨了基于五步相移解调方案的基本串扰理论以及多波长解调抑制串扰的具体方法。通过数值仿真研究了串扰与传感系统的消光比、平均波长数、波长间隔以及不同传感器基元腔长的关系, 对单波长解调方案和多波长解调方案的串扰抑制效果进行了对比分析。结果表明, 相较于单波长解调方案, 多波长解调方案通过对多个连续工作点处的五步相移信号解调结果进行平均, 降低了传感阵列的串扰。同时, 该解调方案降低了对传感阵列光开关消光比和不同基元间腔长一致性的要求, 有效推进了光纤 F-P 传感器阵列大规模复用的发展。

关键词 光纤传感阵列; 光纤法布里-珀罗传感器; 串扰抑制; 相位解调

中图分类号 O436.1 文献标志码 A

DOI: 10.3788/AOS231289

1 引言

非本征光纤法布里-珀罗(F-P)传感器^[1-2]通过检测传感器腔长或腔内介质折射率变化造成的干涉光谱变化, 从而实现对外界待测物理量的测量。光纤 F-P 传感器具有灵敏度高、体积小、抗电磁干扰等优点, 在压力^[3]、温度^[4]、振动^[5]、位移^[6]和加速度^[7]等物理量的传感领域具有广泛的应用前景。

在复杂环境中, 单个传感器往往无法获得目标的详细信息, 往往需要通过集成多个传感器形成传感阵列^[8], 以获得更准确的测量结果。然而, 在光纤传感阵列中, 光信号的传输和解调中存在着光串扰问题, 即各通道信号之间的相互干扰。当复用系统的串扰高于 -40 dB 时^[9-10], 将导致系统复用能力下降, 甚至使系统的信号检测出现极大偏差。因此串扰成为困扰光纤传感阵列复用技术应用发展的问题之一。针对串扰问题, 已经提出了多种手段和解调方案来降低复用系统的串扰。陈伟民课题组^[11-12]利用傅里叶变换解调方法先后对光纤 F-P 传感器串联复用和并联复用进行信号解调, 通道间的串扰分别低于 5% 和 2.4% , 实现了较低的串扰控制, 但仍然不能满足传感阵列的串扰要求。Jiang 等^[13]采用相位生成载波(PGC)解调方案对低反射率光纤光栅传感阵列进行解调, 当光纤光栅反射率约为 5% 时, 串扰降低了 18 dB。周少玲^[14]和郭振等^[15]提出一种采用较高反射率光纤光栅的光路结构来抑制

阵列通道间串扰, 在光纤光栅反射率约为 10% 时, 实现了通道间串扰最大为 -50.5 dB, 有效降低了复用系统的串扰, 但复用能力有限, 难以实现大规模阵列复用。胡永明课题组^[16-18]对时分复用系统中通道间串扰进行了理论分析, 发现系统的串扰随消光比的增大而近似线性递减, 且串扰随着阵列复用路数的增加而增大。此外, 该课题组^[19-20]采用基于 Kaiser 窗函数的互相关解调法对两基元光纤 F-P 传感器的频分复用系统进行解调, 实现了 -48 dB@ 200 Hz 的串扰, 有效降低了复用阵列通道间的串扰。以上解调方案可以有效抑制光纤 F-P 传感器阵列串扰, 提高系统复用能力和信号解调稳定性。然而, 受限于串扰随着复用规模的增加而增大的限制, 这些解调方案仍然难以满足大规模光纤 F-P 传感器的阵列复用。

本文采用基于多波长平均五步相移算法的解调方案, 用于光纤 F-P 传感阵列的串扰抑制。在传统的基于五步相移算法的单波长解调方案的基础上, 通过利用多个不同波长的反射光强信息, 降低串扰对信号解调的影响, 从而实现传感信号的准确获取和稳定处理。本文分析了多波长平均解调方案的串扰, 通过数值仿真验证其在不同参数条件下的串扰抑制能力。结果表明, 与单波长解调方案相比, 多波长平均解调方案具有更小的通道间串扰和更高的信号解调准确性。这为光纤 F-P 传感阵列的大规模复用的应用提供了一种可行的解决方案。

收稿日期: 2023-07-20; 修回日期: 2023-08-22; 录用日期: 2023-09-06; 网络首发日期: 2023-09-22

基金项目: 国防科技基础加强计划(2019-JCJQ-ZD-026-00)

通信作者: *xiong_shuidong@nudt.edu.cn

2 基本原理

为了简化工作原理分析,本文使用两个非本征光

纤 F-P 传感器并联的复用系统模型作为研究对象,如图 1 所示。

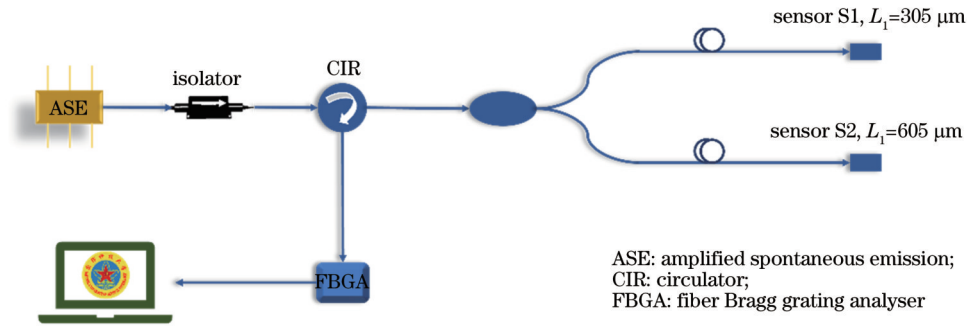


图 1 基于两个非本征光纤 F-P 传感器的两基元复用系统模型示意图

Fig. 1 Schematic diagram of two-element sensing system model based on two optical fiber extrinsic F-P sensors

图 1 中,两个光纤 F-P 传感器分别记为 S1 和 S2,分析基元 S2 的泄漏光对基元 S1 信号解调时产生的串扰。采用白光干涉技术获取反射光谱,采样波长间隔为 $\Delta\lambda$,采样长度为 N ,系统消光比为 ϵ ,则两基元通道内的干涉光谱叠加信号可表示为

$$I = A_1 + B_1 \cos(\varphi_1) + \epsilon \cdot A_2 + \epsilon \cdot B_2 \cos(\varphi_2), \quad (1)$$

式中: $\varphi_i = 4\pi L_i/\lambda (i=1, 2)$; A_1, A_2, B_1 和 B_2 分别为 S1 和 S2 的干涉信号的直流和交流幅值; L_1 和 L_2 分别为基元 S1 和 S2 的初始腔长。提取五步相移信号,每组五步相移信号包含五个初相位不同的干涉光强信号,可表示为

$$I_m = A_1 + B_1 \cos[\varphi_1 + (m-3)\theta_1] + \epsilon \cdot A_2 + \epsilon \cdot B_2 \cos[\varphi_2 + (m-3)\theta_2], \quad m = 1 \sim 5, \quad (2)$$

式中: $\theta_i = -4\pi L_i \cdot \Delta\lambda_m \Delta\lambda/\lambda^2$, 是五步相移解调方案中的解调参数,其值的大小代表了五步相移信号 ($I_1 \sim I_5$) 之间的相位差,后续计算中通常采用椭圆拟合的方式求解获得; $\Delta\lambda_m$ 为波长间隔,表示五步相移信号 ($I_1 \sim I_5$)

所对应的波长之间相差的采样波长间隔 $\Delta\lambda$ 的数目。假设 n_φ 为基元 S2 对基元 S1 的串扰引起的解调相位误差,则 $\delta\varphi_n$ 可以表示为

$$\begin{cases} \delta\varphi_n \approx \cos \varphi_1 \delta n_{SR} - \sin \varphi_1 \delta n_{CR} \\ n_{SR} = \frac{I_2 - I_4}{2 \sin \theta_1} = \sin \varphi_1 \\ n_{CR} = \frac{2I_3 - I_1 - I_5}{4 \sin^2 \theta_1} = \cos \varphi_1 \end{cases} \quad (3)$$

为简化问题分析,假设 S1 上没有加载信号,在 S2 上加载了一个单频信号 φ_s ,则 S1、S2 通道的相位信号分别为

$$\begin{cases} \varphi_1 = \varphi_{01} \\ \varphi_2 = \varphi_{02} + \varphi_s \end{cases} \quad (4)$$

式中, $\varphi_{01}, \varphi_{02}$ 分别为 S1、S2 的初相位。设被测相位信号 φ_s 的频率为 ω_s ,幅度为 A_s 。将 $\cos \varphi_s$ 和 $\sin \varphi_s$ 用贝塞尔函数表示,则解调相位误差 $\delta\varphi_n$ 可以表示为

$$\delta\varphi_n = A_{DC} + A_{FFC} \cos \omega_s t + \sum_{j=1}^{\infty} (-1)^j A_{THC-o} \cos(2j+1)\omega_s t + \sum_{j=1}^{\infty} (-1)^j A_{THC-e} \cos 2j\omega_s t. \quad (5)$$

根据式 (5) 可知, S2 基元的信号在解调干涉信号中引入了直流串扰 A_{DC} 、基频串扰 (FFC) 和总的谐波串扰 (THC)。引入的直流串扰可以通过去直流的方式去除,因此重点分析 FFC 和 THC 对信号解调的影响。THC 可以分为奇次谐波串扰和偶次谐波串扰,则 FFC、奇次谐波串扰和偶次谐波串扰的幅值大小分别为

$$\begin{cases} A_{FFC} = -2 \frac{\epsilon \cdot B_2}{B_1} \left(\frac{\sin \theta_2}{\sin \theta_1} \cos \varphi_{01} \cos \varphi_{02} + \frac{\sin^2 \theta_2}{\sin^2 \theta_1} \sin \varphi_{01} \sin \varphi_{02} \right) J_1(A_s) \\ A_{THC-o} = -2 \frac{\epsilon \cdot B_2}{B_1} \left(\frac{\sin \theta_2}{\sin \theta_1} \cos \varphi_{01} \cos \varphi_{02} + \frac{\sin^2 \theta_2}{\sin^2 \theta_1} \sin \varphi_{01} \sin \varphi_{02} \right) J_{2j+1}(A_s) \\ A_{THC-e} = 2 \frac{\epsilon \cdot B_2}{B_1} \left(\frac{\sin \theta_2}{\sin \theta_1} \cos \varphi_{01} \sin \varphi_{02} + \frac{\sin^2 \theta_2}{\sin^2 \theta_1} \sin \varphi_{01} \cos \varphi_{02} \right) J_{2j}(A_s) \end{cases} \quad (6)$$

对于光纤 F-P 传感器,其干涉信号交流幅值 $B = 2\sqrt{I_1 I_2} = 2\sqrt{R_{r1} R_{r2} I_0^2}$, 其中 R_{r1} 与 R_{r2} 分别为 F-P 腔

两个端面的反射率, I_0 为入射光强。以常见的微结构 F-P 腔传感器为例,其一端采用光纤端面作为反射面,

一端利用微机电系统(MEMS)膜片作为反射面,其反射率都是固定的。因此为简化分析,假设反射光谱的交流幅值 B_1 和 B_2 为常数。从式(6)中可以看出,串扰幅值大小与消光比、 $\sin \theta_2/\sin \theta_1$ 以及两基元的初相位有关。由 $\theta_i = -4\pi L_i \cdot \Delta\lambda_m \Delta\lambda/\lambda^2$ 可知, $\sin \theta_2/\sin \theta_1$ 的大

小与波长间隔 $\Delta\lambda_m$ 和两基元的腔长有关。假设干涉光谱的起始波长为 λ_0 , 第 k 个波长为 $\lambda_k = \lambda_0 + k\Delta\lambda$, 将 $\varphi_i = 4\pi L_i/\lambda_k$ 代入式(6)中的 $\cos \varphi_{01} \cos \varphi_{02}$ 、 $\sin \varphi_{01} \sin \varphi_{02}$ 、 $\cos \varphi_{01} \sin \varphi_{02}$ 和 $\sin \varphi_{01} \cos \varphi_{02}$ 可以得到

$$\begin{cases} \cos \varphi_{01} \cos \varphi_{02} \approx \frac{1}{2} \left\{ \cos \left(\frac{4\pi}{\lambda_0} \Delta L - \frac{4\pi \Delta\lambda}{\lambda_0^2} k \Delta L \right) + \cos \left[\frac{4\pi}{\lambda_0} (L_1 + L_2) - \frac{4\pi \Delta\lambda}{\lambda_0^2} k (L_1 + L_2) \right] \right\} \\ \sin \varphi_{01} \sin \varphi_{02} \approx \frac{1}{2} \left\{ \cos \left(\frac{4\pi}{\lambda_0} \Delta L - \frac{4\pi \Delta\lambda}{\lambda_0^2} k \Delta L \right) - \cos \left[\frac{4\pi}{\lambda_0} (L_1 + L_2) - \frac{4\pi \Delta\lambda}{\lambda_0^2} k (L_1 + L_2) \right] \right\} \\ \cos \varphi_{01} \sin \varphi_{02} \approx \frac{1}{2} \left\{ -\sin \left(\frac{4\pi}{\lambda_0} \Delta L - \frac{4\pi \Delta\lambda}{\lambda_0^2} k \Delta L \right) + \sin \left[\frac{4\pi}{\lambda_0} (L_1 + L_2) - \frac{4\pi \Delta\lambda}{\lambda_0^2} k (L_1 + L_2) \right] \right\} \\ \sin \varphi_{01} \cos \varphi_{02} \approx \frac{1}{2} \left\{ \sin \left(\frac{4\pi}{\lambda_0} \Delta L - \frac{4\pi \Delta\lambda}{\lambda_0^2} k \Delta L \right) + \sin \left[\frac{4\pi}{\lambda_0} (L_1 + L_2) - \frac{4\pi \Delta\lambda}{\lambda_0^2} k (L_1 + L_2) \right] \right\} \end{cases}, \quad (7)$$

式中: ΔL 为 S1 和 S2 的腔长差。对于任意周期为 T 的正余弦函数 $f(t)$, 其整个周期之和为 0, 即 $\int_0^T f(t) dt = 0$ 。因此, 当 λ_0 到 λ_k 之间的采样波长数目满足正余弦函数整周期的要求时, 对两者之间五步相移信号解调结果进行平均, 多波长解调方案的串扰会远低于单波长解调方案, 从而更有效地抑制传感器阵列的串扰。为满足正余弦函数整周期的要求, 由式(7)可得到相应的平均波长数 N_s 为

$$\begin{cases} \frac{4\pi \Delta\lambda}{\lambda_0^2} N_s \Delta L = n \cdot 2\pi \Rightarrow N_s = \left[\frac{n \cdot \lambda_0^2}{2\Delta\lambda \cdot \Delta L} \right]_{\text{int}} \\ \frac{4\pi \Delta\lambda}{\lambda_0^2} N_s (L_1 + L_2) = n \cdot 2\pi \Rightarrow N_s = \left[\frac{n \cdot \lambda_0^2}{2\Delta\lambda \cdot (L_1 + L_2)} \right]_{\text{int}} \end{cases} \quad n = 1, 2, 3, \dots \quad (8)$$

根据式(6)~(8)可以得到, 采用多波长解调方案后, 两基元并联复用系统的串扰大小与消光比、波长间隔 $\Delta\lambda_m$ 、平均波长数 N_s 以及两基元的腔长密切相关。多波长解调方案利用多组连续工作点处的五步相移解调结果, 有效降低串扰对信号解调的干扰, 提高传感系统的鲁棒性和可靠性。

3 仿真结果与讨论

为了验证多波长平均五步相移解调方案在抑制串扰方面的可行性, 进行了相应的数值仿真分析。利用基于非本征 F-P 传感器的两基元复用系统模型建立了基于多波长解调方案的串扰模型, 针对不同基元间的强度叠加产生的串扰进行分析。当增大传感器阵列数目时, 不考虑不同基元间的干涉串扰, 仍然可以按照两基元复用系统进行仿真分析, 不影响解调算法串扰抑制能力。在基于该解调方案的两基元光纤 F-P 传感器系统中, 去除直流成分后, 串扰主要包括 FFC 和 THC 两部分。假设输入到基元 S2 的单频信号表示为 $\varphi_s(t) = A_s \cos(\omega_s t)$, 其中 A_s 为单频信号幅值, $\omega_s = 63 \text{ Hz}$ 为信号频率。考虑到单波长解调方案和多波长解调方案的串扰都满足阵列复用的要求以此消除消光

比的影响, 同时避免单一参数对解调算法的串扰抑制能力过强, 导致其他参数仿真过程中串扰抑制效果被遮掩。根据前期的一些初步仿真论证, 其他不同仿真实验的参数选择如表 1 所示, 利用控制变量法完成不同参数对串扰影响的仿真实验。其中考虑到非本征光纤 F-P 传感器腔长范围主要在 $600 \mu\text{m}$ 以内, 在进行串扰随基元 S1 的腔长变化仿真中将基元 S2 的腔长设置为 $305 \mu\text{m}$, 以便分析两基元腔长差 $\Delta L = 0$ 前后的串扰变化情况, 如表 1 中 Simulation 4 所示。通过数值仿真研究了基元 S2 对基元 S1 的串扰与消光比、波长间隔 $\Delta\lambda_m$ 、平均波长数 N_s 以及两基元腔长之间的关系。同时, 对比分析了单波长解调方案和多波长解调方案在串扰方面的效果, 以进一步分析多波长解调方案对串扰的抑制能力。在表 1 的最后, 根据仿真分析结果, 给出了解调算法抑制串扰的最优参数计算方式, 为后续传感阵列的串扰抑制提供依据, 增加解调算法用于 F-P 腔传感器阵列的可行性。

3.1 消光比

在光纤传感阵列中, 理想情况下, 系统的每个信号光对应一个通道, 在任何时刻只有一个通道是开启的, 其余通道完全关闭。然而, 在实际情况中, 由于光开关

表 1 仿真参数设置
Table 1 Simulation parameter settings

Simulation parameter	Extinction ratio ϵ / dB	Number of average wavelengths N_s	Wavelength interval $\Delta\lambda_m$	Cavity length of S1 / μm	Cavity length of S2 / μm
Simulation 1	—	128	5	305	605
Simulation 2	40	—	5	305	605
Simulation 3	40	128	—	305	605
Simulation 4	40	128	5	—	305
Simulation 5	40	128	5	305	—
Optimal parameter	—	$\left\lceil \frac{n\lambda_0^2}{2\Delta\lambda\Delta L} \right\rceil_{\text{int}}$	$\left\lceil \frac{\lambda^2}{8L_1\Delta\lambda} \right\rceil_{\text{int}}$	$\Delta L \neq 0$	

的消光比是有限的,存在一定程度的光泄漏。这些泄漏光会将某个或多个通道的传感信息带入其他通道中,导致对该通道的信号产生串扰。为了研究所提出的解调方案在不同消光比下对串扰的抑制效果,改变两基元系统的消光比,其他仿真参数如表 1 中 Simulation 1 所示,图 2 展示了基元 S2 对基元 S1 的串扰随消光比的变化。随着消光比的增加,FFC 和 THC 呈现近似线性递减的趋势。同时,多波长解调方案的 FFC 和 THC 明显低于单波长解调方案。当消光比达

到 25 dB 时,多波长解调方案的 FFC 可以降至 -50 dB 以下,而单波长解调方案需要消光比达到 45 dB 以上才能达到同样的串扰水平。同样地,在消光比为 25 dB 时,多波长解调方案的 THC 低至 -65 dB,而单波长解调方案需要消光比达到 45 dB 以上。这充分显示了多波长解调方案在抑制串扰方面的优势,它可以用更低的消光比满足阵列的串扰要求。考虑到系统的串扰会随着阵列复用路数的增加而增大,多波长解调方案可以实现更大规模的光纤 F-P 传感器阵列组成。

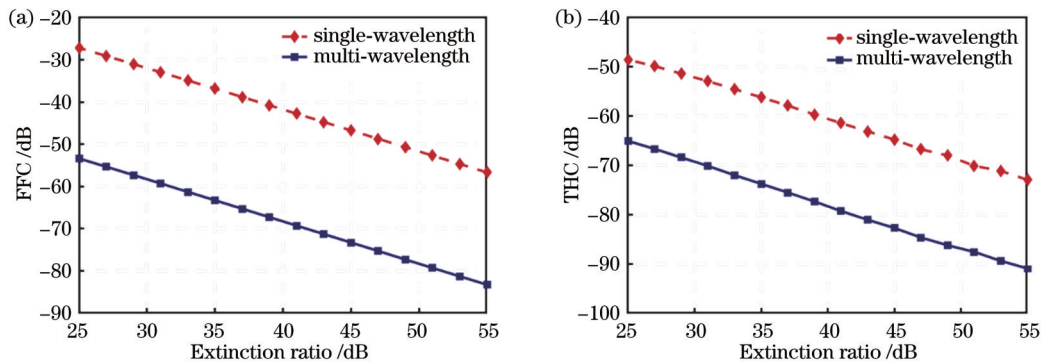


图 2 FFC 和 THC 随消光比的变化。(a)FFC;(b)THC
Fig. 2 Variations of FFC and THC with extinction ratio. (a) FFC; (b) THC

3.2 平均波长数

根据式(8),可以得到满足式(7)正余弦函数整周期之和为零的平均波长数有两种计算方式,分别为 $N_s = \left\lceil n\lambda_0^2 / 2\Delta\lambda\Delta L \right\rceil_{\text{int}}$ 和 $N_s = \left\lceil n\lambda_0^2 / 2\Delta\lambda(L_1 + L_2) \right\rceil_{\text{int}}$ 。为分析这两种不同计算方式得到的平均波长数 N_s 对串扰抑制效果的影响,在 1~128 波长范围内改变平均波长数。设置初始波长 $\lambda_0 = 1550 \text{ nm}$, 采样波长间隔 $\Delta\lambda = 0.1 \text{ nm}$, 其他仿真参数如表 1 中 Simulation 2 所示,仿真得到多波长平均解调算法在不同平均波长数 N_s 时,基元 S2 对基元 S1 的串扰,结果如图 3 所示。根据两基元传感系统的腔长仿真参数 $L_1 = 305 \mu\text{m}$, $L_2 = 605 \mu\text{m}$, 可以确定在所选定的波长数目范围内两种计算方式得到的平均波长数分别为 $N_s = 40, 80, 120$ 和 $N_s = 14, 26, 40, 53, 66, 79, 92, 106, 119$ 。从图 3 中不难

发现,第一种计算方式 $N_s = \left\lceil n\lambda_0^2 / 2\Delta\lambda\Delta L \right\rceil_{\text{int}}$ 计算得到的平均波长数在串扰抑制方面表现出良好的效果。然而,第二种计算方式 $N_s = \left\lceil n\lambda_0^2 / 2\Delta\lambda(L_1 + L_2) \right\rceil_{\text{int}}$ 得到的部分平均波长数(例如:26、66 和 106)的串扰抑制作用并没有得到体现,原因在于 $\cos(4\pi \cdot \Delta L / \lambda_k)$ 和 $\sin(4\pi \cdot \Delta L / \lambda_k)$ 所带来的串扰在这几个平均波长数处没能得到有效抑制。同时,当 $N_s < 14$ 时,多波长解调方案的 THC 大于单波长解调方案。这是由于平均波长数较小时,正余弦函数对应的值均为正值,平均后串扰叠加造成谐波串扰增加。因此,在实际应用中,应注意避免平均波长数较小所带来的谐波串扰抑制能力下降的问题。综合考虑,选择 $N_s = \left\lceil n\lambda_0^2 / 2\Delta\lambda\Delta L \right\rceil_{\text{int}}$ 作为多波长解调方案抑制不同基元间串扰的平均波长数是更合适的选择,可以有效避免抑制效果相抵消。

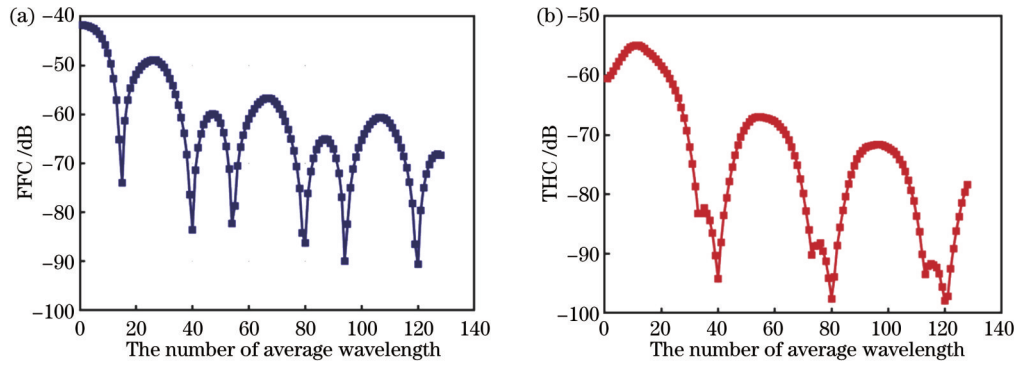


图 3 FFC 和 THC 随平均波长数的变化。(a)FFC;(b)THC

Fig. 3 Variations of FFC and THC with number of average wavelengths. (a) FFC; (b) THC

3.3 波长间隔

根据式(6)可以发现,串扰大小与 $\sin \theta_2 / \sin \theta_1$ 有关,其中 $\theta_i = -4\pi L_i \cdot \Delta \lambda_m \Delta \lambda / \lambda^2$ 。令 $\sin \theta_2 / \sin \theta_1 = x$, 则式(6)中 FFC、奇次谐波串扰之和以及偶次谐波之和都可以简化为关于 x 的一元二次方程,以 FFC 为例。

$$A_{\text{FFC}} = -2 \frac{\epsilon \cdot B_2}{B_1} \left(\frac{\sin \theta_2}{\sin \theta_1} \cos \varphi_{01} \cos \varphi_{02} + \frac{\sin^2 \theta_2}{\sin^2 \theta_1} \sin \varphi_{01} \sin \varphi_{02} \right) J_1(A_s) \Rightarrow A_{\text{FFC}} = ax + bx^2, \quad (9)$$

式中: $a = -2\epsilon B_2 J_1(A_s) \cos \varphi_{01} \cos \varphi_{02} / B_1$; $b = -2\epsilon B_2 J_1(A_s) \sin \varphi_{01} \sin \varphi_{02} / B_1$ 。为保证信号解调的精度和准确性,采用解包裹算法将解调参数控制在 $0 \sim \pi$ rad 范围内,则 x 随 θ_1, θ_2 的变化如图 4 所示。每一个 θ_2 对应的 $\sin \theta_2 / \sin \theta_1$ 曲线的极小值都在 $\theta_1 = \pi/2$ rad 时,此时相应的串扰也会取到极小值。因此在实际使用过程中选择 $\theta_1 = \pi/2$ rad 可以有效地抑制 FFC。类似地,对于谐波串扰问题,可以按照同样的方法进行逐步分析,得到相同的结论。

为验证上述结论,在 1~16 的范围内改变波长间隔 $\Delta \lambda_m$,其他仿真参数如表 1 中 Simulation 3 所示,根据

仿真结果,单个波长间隔对应基元 S1 的解调参数 $\theta_1 = 0.167$ rad。基元 S2 对基元 S1 的串扰仿真结果如图 5 所示。波长间隔越接近 $\Delta \lambda_m = 10$ (即解调参数 θ_1 接近 $\pi/2$ rad),单波长解调方案和多波长解调方案的 FFC 和 THC 越小。并且多波长解调方案的 FFC 比单波长解调方案低 20 dB,在解调参数 θ_1 接近 $\pi/2$ rad 时,两者之间的差值会达到 30 dB。多波长解调方案展示出了良好的串扰抑制能力,尤其是在解调参数 θ_1 接近 $\pi/2$ rad 时,其串扰抑制能力更为出色。

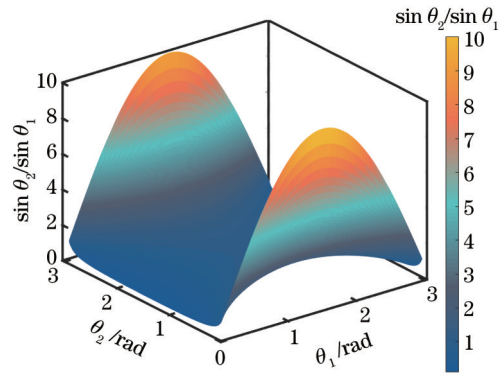


图 4 $\sin \theta_2 / \sin \theta_1$ 随 θ_1 和 θ_2 的变化

Fig. 4 Variation of $\sin \theta_2 / \sin \theta_1$ with θ_1 and θ_2

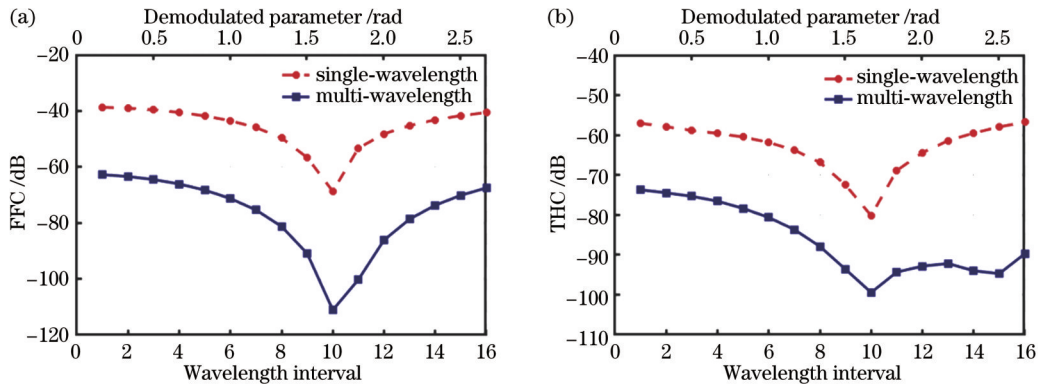


图 5 FFC 和 THC 随波长间隔的变化。(a)FFC;(b)THC

Fig. 5 Variations of FFC and THC with wavelength interval. (a) FFC; (b) THC

3.4 两基元传感系统腔长

作为阵列应用中的光纤 F-P 传感器,控制其腔长颇具挑战性。许多解调算法都需要准确知道传感器的腔长,这不仅增加了制造难度,还给传感测量带来了不便。根据式(6)和式(7)的分析,在使用所提出的解调方案对两基元传感系统进行解调时,串扰大小与两基

元的腔长差 ΔL 以及腔长之和 $L_1 + L_2$ 密切相关。为了研究串扰大小与两基元腔长之间的关系,在仿真时分别选择表 1 中 Simulation 4 和 Simulation 5 的仿真参数,改变基元 S1 和基元 S2 的腔长,基元 S2 对基元 S1 的串扰结果如图 6 和图 7 所示。

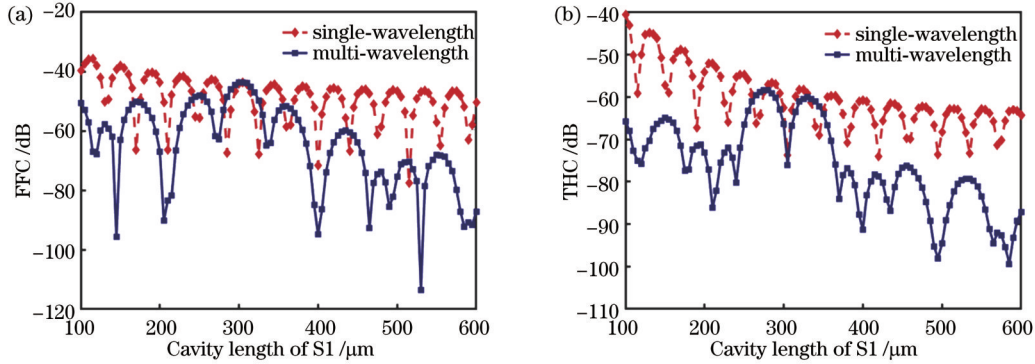


图 6 FFC 和 THC 随基元 S1 腔长的变化。(a)FFC;(b)THC

Fig. 6 Variations of FFC and THC with cavity length of S1. (a) FFC; (b) THC

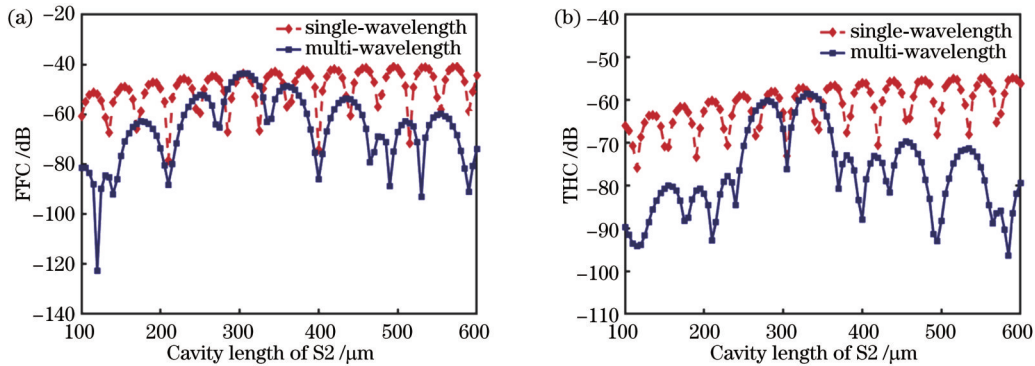


图 7 FFC 和 THC 随基元 S2 腔长的变化。(a)FFC;(b)THC

Fig. 7 Variations of FFC and THC with cavity length of S2. (a) FFC; (b) THC

根据图 6 和图 7 的结果,当 $L_1 = L_2$ 时,单波长解调方案和多波长解调方案的 FFC 都会达到一个极大值,并且两者的极大值基本一致。这是由于当 $\Delta L = 0$ 时,FFC 和各阶次谐波串扰的幅值可以表示为

$$\begin{cases} A_{\text{FFC}} = -2 \frac{\epsilon \cdot B_2}{B_1} J_1(A_s) \\ A_{\text{THD-}\circ} = -2 \frac{\epsilon \cdot B_2}{B_1} J_{2j+1}(A_s) \\ A_{\text{THD-}\epsilon} = 2 \frac{\epsilon \cdot B_2}{B_1} J_{2j}(A_s) \sin 2\varphi_0 \end{cases} \quad (10)$$

根据式(10),当 $\Delta L = 0$,改变平均波长数 N_s 不会对 FFC 和奇次谐波串扰项产生影响,此时 FFC 和奇次谐波串扰取到了最大值,多波长解调方案和单波长解调方案的 FFC 相同,而 THC 之间的差异则是由于偶次谐波串扰受到初相位的影响引起的。由于串扰从谐波串扰向 FFC 扩展,两种解调方案的 THC 会达到一个极小值。同时从图 6 和图 7 中可以看出,随着腔长差的

增大,FFC 和 THC 逐渐出现波动,在 $\Delta L = 100 \mu\text{m}$ 附近,FFC 和 THC 都出现了极小值,这意味着当基元 S1 和 S2 的腔长存在一定差异时,多波长解调方案对串扰的抑制能力可以更好地得到体现。因此,在实际应用中,应该尽量避免基元间腔长相等的情况,并尽量保证不同基元的腔长差异在串扰抑制效果的极小值附近,以确保系统的串扰抑制能力和稳定性。

4 结 论

提出了一种基于多波长平均的五步相移解调方案对光纤 F-P 传感器阵列串扰进行抑制。建立了基于光纤 F-P 传感器的两基元并联复用系统,对该系统的串扰进行了理论分析和数值仿真。结果表明,传感阵列不同通道间串扰大小与消光比 ϵ 、平均波长数 N_s 、波长间隔 $\Delta\lambda_m$ 以及不同基元的腔长有关。通过控制变量法对上述参数进行数值仿真,多波长解调方案的 FFC 和 THC 明显低于单波长解调方案。在消光比达到

-25 dB 时,多波长解调方案的 FFC 就能保持在 -50 dB 以下,体现出了多波长解调算法优越的串扰抑制性能。此外,多波长平均解调方案在平均波长数 $N_s = \lceil n\lambda_0^2 / 2\Delta\lambda\Delta L \rceil_{\text{int}}$ 时,展现出最佳的串扰抑制能力。同时,FFC 和 THC 都会在解调参数 θ 接近 $\pi/2$ rad 时达到最小值,为多波长解调方案用于光纤 F-P 传感阵列提供了良好的理论基础。同时,多波长解调方案可以用更低的消光比满足阵列的串扰要求,实现更大规模的光纤 F-P 传感器阵列组成。此外,多波长解调算法对不同腔长的基元间串扰有更好的抑制作用,有效解决了光纤 F-P 传感器阵列不同基元间腔长一致性的问题,极大地降低了传感器的制作难度和提高了传感器的复用规模。

参 考 文 献

- [1] Wang S, Lu P, Liu L, et al. An infrasound sensor based on extrinsic fiber-optic Fabry-Perot interferometer structure[J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2016, 28(11): 1264-1267.
- [2] Gong Z F, Chen K, Zhou X L, et al. High-sensitivity Fabry-Perot interferometric acoustic sensor for low-frequency acoustic pressure detections[J]. Journal of Lightwave Technology, 2017, 35(24): 5276-5279.
- [3] Liu Y Y, Jing Z G, Li R, et al. Miniature fiber-optic tip pressure sensor assembled by hydroxide catalysis bonding technology[J]. Optics Express, 2020, 28(2): 948-958.
- [4] Liu T G, Yin J D, Jiang J F, et al. Differential-pressure-based fiber-optic temperature sensor using Fabry-Perot interferometry [J]. Optics Letters, 2015, 40(6): 1049-1052.
- [5] Cipullo A, Gruca G, Heeck K, et al. Numerical study of a ferrule-top cantilever optical fiber sensor for wind-tunnel applications and comparison with experimental results[J]. Sensors and Actuators A: Physical, 2012, 178: 17-25.
- [6] Chang C P, Tung P C, Shyu L H, et al. Multi-interferometric displacement measurement system with variable measurement mirrors[J]. Applied Optics, 2013, 52(17): 3902-3909.
- [7] Taghavi M, Latifi H, Parsanasab G M, et al. Simulation, fabrication, and characterization of a sensitive SU-8-based Fabry-Perot MOEMS accelerometer[J]. Journal of Lightwave Technology, 2019, 37(9): 1893-1902.
- [8] Liu Q, Jing Z G, Liu Y Y, et al. Multiplexing fiber-optic Fabry-Perot acoustic sensors using self-calibrating wavelength shifting interferometry[J]. Optics Express, 2019, 27(26): 38191-38203.
- [9] Cranch G A, Nash P J. Large-scale multiplexing of interferometric fiber-optic sensors using TDM and DWDM[J]. Journal of Lightwave Technology, 2001, 19(5): 687-699.
- [10] 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.
- [11] 陈伟民, 朱永, 唐晓初, 等. 光纤法布里-珀罗传感器串连复用的傅里叶变换解调方法初探[J]. 光学学报, 2004, 24(11): 1481-1486.
Chen W M, Zhu Y, Tang X C, et al. Study on the serial multiplex of optical fiber Fabry-Perot strain sensors with Fourier transform[J]. Acta Optica Sinica, 2004, 24(11): 1481-1486.
- [12] 佟艳群, 符欲梅, 陈伟民, 等. 光纤法珀应变传感器并联复用实验研究[J]. 光子学报, 2005, 34(10): 1506-1509.
Tong Y Q, Fu Y M, Chen W M, et al. Experimental research of the parallel multiplexing of Fabry-Perot strain sensor in the Fourier demodulation[J]. Acta Photonica Sinica, 2005, 34(10): 1506-1509.
- [13] Jiang P, Ma L N, Wang W, et al. Crosstalk reduction and demodulation stability promotion in inline fiber Fabry - Perot sensor array using phase generated carrier scheme[J]. Journal of Lightwave Technology, 2016, 34(3): 1006-1014.
- [14] 周少玲. 光纤光栅水听器阵列串扰抑制技术[J]. 光纤与电缆及其应用技术, 2016(3): 26-31.
Zhou S L. Crosstalk suppression technology in optical fiber grating hydrophone arrays[J]. Optical Fiber & Electric Cable and Their Applications, 2016(3): 26-31.
- [15] 郭振, 高侃, 周少玲, 等. 光栅法布里-珀罗腔干涉型水听器阵列中的时域串扰[J]. 光学学报, 2016, 36(7): 35-40.
Guo Z, Gao K, Zhou S L, et al. Time domain crosstalk in fiber Bragg grating Fabry-Perot interferometric hydrophone array system[J]. Acta Optica Sinica, 2016, 36(7): 35-40.
- [16] 曹春燕, 熊水东, 倪明, 等. 光纤水听器时分复用阵列串扰分析[J]. 光电工程, 2005, 32(7): 45-47.
Cao C Y, Xiong S D, Ni M, et al. Cross-talk analysis of fiber-optic hydrophone TDM arrays[J]. Opto-Electronic Engineering, 2005, 32(7): 45-47.
- [17] 李舰艇, 曹春燕, 倪明, 等. 光纤水听器时分复用系统串扰的理论分析与仿真研究[J]. 半导体光电, 2005, 26(3): 256-260.
Li J T, Cao C Y, Ni M, et al. Theoretic analysis and simulation of crosstalks in time division multiplexing of fiber-optic hydrophones[J]. Semiconductor Optoelectronics, 2005, 26(3): 256-260.
- [18] 曹春燕, 胡正良, 熊水东, 等. 光纤水听器远程传输中相干瑞利噪声的抑制[J]. 中国激光, 2012, 39(10): 106-111.
Cao C Y, Hu Z L, Xiong S D, et al. Suppression of Rayleigh scattering induced coherent noise in remotely interrogated fiber-optic hydrophones[J]. Chinese Journal of Lasers, 2012, 39(10): 1606005.
- [19] 谢杰辉. 光纤法珀传感器波长解调及复用技术研究[D]. 长沙: 国防科技大学, 2014: 48-51.
Xie J H. Research on wavelength demodulation and multiplexing technology of optical fiber Fabry-Perot sensor[D]. Changsha: National University of Defense Technology, 2014: 48-51.
- [20] Xie J H, Wang F Y, Pan Y, et al. Optical fiber acoustic sensing multiplexing system based on TDM/SFDM[J]. Chinese Optics Letters, 2015, 13(1): 010401.

Crosstalk Suppression Method in Optical Fiber Fabry-Perot Sensor Array

Yao Qiong, Liu Zheng, Liu Gang, Wang Fuyin, Xia Ji, Xiong Shuidong*

College of Meteorology and Oceanography, National University of Defense Technology, Changsha 410073, Hunan, China

Abstract

Objective Optical fiber extrinsic Fabry-Perot interferometer (EFPI) sensing technology measures external physical quantities by detecting interference spectrum changes caused by variations in the sensor cavity length or refractive index of the medium inside the cavity. Compared to traditional sensing techniques, the EFPI sensor features high sensitivity, small size, and immunity to electromagnetic interference, and has extensive applications in measuring physical quantities such as pressure, temperature, vibration, displacement, and acceleration. Optical fiber EFPI sensors have been widely applied to aerospace, energy exploration, underwater acoustics, and defense industries, playing an increasingly important role. In complex environments, a single sensor often fails to provide detailed information about the target, which necessitates the integration of multiple sensors into an array for more accurate measurement. However, in optical fiber sensor arrays, crosstalk occurs during the transmission and demodulation of optical signals, and it is the interference among different channel signals. When the crosstalk in a multiplexing system exceeds -40 dB, the multiplexing capacity will be decreased with significant signal detection bias. Therefore, crosstalk has become a challenging problem hindering the development and applications of multiplexing technology in optical fiber sensor arrays. We propose a five-step phase shift demodulation scheme based on multi-wavelength demodulation. Compared to a single-wavelength demodulation scheme, the multi-wavelength demodulation scheme averages the demodulation results of the five-step phase shift signals at multiple consecutive operating points, reducing crosstalk in the sensor array and improving the interference resistance and reliability of the sensing system. Moreover, this demodulation scheme lowers the requirements for the extinction ratio of the optical switches in the sensor array and the cavity length consistency among different elements, thus promoting the development of large-scale multiplexing in optical fiber F-P sensor arrays.

Methods The interference spectrum of the F-P sensor is obtained by utilizing white light interference (WLI) technology. The spectrum is sampled at regular intervals in terms of wavelength, and preliminary spectral data processing is performed by eliminating the envelope and fitting an ellipse. When the reflection spectrum has N wavelengths, N_s groups of five-step phase shift interference signals can be obtained. The phase relationship between each group of five-step phase shift interference signals is adopted to yield two orthogonal signals, and the changes in the beginning phase are derived by an arctangent algorithm. According to the relationship between phase and cavity length, averaging N_s groups of phase changes can be utilized to determine the dynamic cavity length changes of the F-P sensor. The feasibility of the proposed scheme is validated via numerical simulations. Compared to single-wavelength demodulation schemes, the multi-wavelength demodulation scheme reduces the impact of fundamental frequency crosstalk (FFC) and total harmonic crosstalk (THC). This scheme employs spectral information from multiple different wavelength sources and thus reduces crosstalk at different wavelengths, which allows the sensing signal to be transmitted and processed more accurately and stably.

Results and Discussions As the extinction ratio increases, both FFC and THC exhibit an approximately linear decreasing trend. Meanwhile, the FFC and THC of the multi-wavelength demodulation scheme are significantly lower than those of the single-wavelength demodulation scheme. When the extinction ratio reaches 25 dB, the FFC of the multi-wavelength demodulation scheme can be reduced to below -50 dB, while the single-wavelength demodulation scheme requires an extinction ratio of over 45 dB to achieve the same crosstalk level (Fig. 2). Furthermore, when the number of average wavelengths $N_s = \lceil n\lambda_0^2 / 2\Delta\lambda\Delta L \rceil_{\text{int}}$, the multi-wavelength demodulation scheme shows the best crosstalk suppression capability (Fig. 3). Additionally, both FFC and THC reach their minimum values when the demodulation parameter is close to $\pi/2$ radians, providing solid theoretical basis for the applications of the proposed scheme in optical fiber F-P sensor arrays (Fig. 5). As the cavity length differences increase, FFC and THC gradually exhibit fluctuations. This indicates that the multi-wavelength demodulation scheme can better suppress crosstalk under certain differences in the cavity lengths of elements S1 and S2 (Figs. 6 and 7).

Conclusions A five-step phase-shift demodulation scheme based on multi-wavelength averaging is proposed to suppress crosstalk in optical fiber F-P sensor arrays. A parallel multiplexing system based on fiber F-P sensors with two elements is established, and the crosstalk in the system is subjected to theoretical analysis and numerical simulations. The results indicate

that the crosstalk magnitude among different channels in the sensor array is related to the extinction ratio ϵ , the average wavelength number N_s , the wavelength interval $\Delta\lambda_m$, and the cavity length variation among different elements. Numerical simulations conducted with controlled variables show that the FFC and THC of the multi-wavelength demodulation scheme are significantly lower than those of the single-wavelength demodulation scheme. Furthermore, the proposed scheme can meet the crosstalk requirements of the array with a lower extinction ratio, enabling the composition of larger-scale fiber F-P sensor arrays. Additionally, it exhibits better crosstalk suppression among elements with different cavity lengths, addressing the issue of cavity length consistency among different elements in the optical fiber F-P sensor array. This greatly reduces the fabrication complexity of the sensors and improves the scalability of the multiplexing system.

Key words optical fiber sensing array; optical fiber Fabry-Perot sensor; crosstalk suppression; phase demodulation