

光学学报

基于频域-时域变换的高精度微波光子滤波解调技术

张修文, 郑狄*, 邹喜华, 潘炜

西南交通大学信息科学与技术学院信息光子与通信研究中心, 四川 成都 611756

摘要 针对传统基于频域-时域变换的微波光子滤波解调技术应用于多点或准分布式传感系统时解调精度受限于射频 (RF) 响应测量带宽的问题, 借助频谱细化算法选带快速傅里叶变换 (Zoom-FFT) 的思想, 推导出时域细化表达式, 有效解决了 RF 响应测量带宽、解调速率和解调精度三者之间相互制约的问题。相比于直接和补零离散傅里叶逆变换, 在相同时域分辨率下, 所提算法能大大降低对 RF 响应测量带宽的要求和频域-时域转换时的计算量, 同时可有效提升解调速率。在验证性实验中, 构建了包含 5 个光纤布拉格光栅 (FBG) 的多点传感系统, 测试结果表明: 在相同时域分辨率下, 所提算法所需的计算点数减少为补零算法的 1/200, 运算时间降低为补零算法的 10/145; 对于给定的 5 GHz 扫频带宽, 当采样点数大于 1000 点时即可实现亚皮秒级的时域分辨率, 对应的 FBG 的波长解调精度为皮米量级。

关键词 光通信; 微波光子滤波解调; 时域细化算法; 光纤光栅阵列

中图分类号 O439; TN911.7

文献标志码 A

DOI: 10.3788/AOS202242.2306003

High-Precision Microwave Photonic Filtering Interrogation Technique Based on Frequency-Time Transform

Zhang Xiuwen, Zheng Di*, Zou Xihua, Pan Wei

The School of Information Science and Technology, Southwest Jiaotong University, Chengdu 611756, Sichuan, China

Abstract The demodulation accuracy of the traditional microwave photonic filtering interrogation technique based on the frequency-time transform is limited by the radio frequency (RF) response measurement bandwidth when it is applied to multi-points or quasi-distributed sensing systems. By the idea of the zoom fast Fourier transform (Zoom-FFT) of the spectrum refinement algorithm, the expression of time-domain refinement is derived, which effectively solves the problem of mutual restriction between RF response measurement bandwidth, demodulation rate, and demodulation accuracy. Compared with the direct and zero-padding inverse discrete Fourier transforms, the proposed algorithm can greatly reduce the requirements for the RF response measurement bandwidth and the computation load of frequency-time transform under the same time-domain resolution, and the demodulation rate is effectively improved. In the verification experiment, a multi-point sensing system containing five fiber Bragg gratings (FBGs) is constructed. The test results reveal that under the same time-domain resolution, the calculated sampling points and time consumption of the proposed algorithm are reduced to 1/200 and 10/145 of the results of the zero-padding algorithm, respectively; for a given 5 GHz sweep-frequency bandwidth, the time-domain resolution in sub-picosecond level can be achieved when the number of sampling points is greater than 1000, which corresponds to the picometer-level wavelength demodulation precision of FBGs.

Key words optical communications; microwave photonic filtering interrogation; time-domain refinement algorithm; fiber grating array

收稿日期: 2022-04-14; 修回日期: 2022-05-27; 录用日期: 2022-06-13

基金项目: 国家自然科学基金(62071395)、四川省科技计划(2022JDTD0013)

通信作者: *dzheng@swjtu.edu.cn

1 引言

微波光子传感解调是一种将光域信息感知与微波域信息解调相结合的新型传感解调技术,利用先进的微波信号分析和处理方法,有望突破传统光域解调的性能瓶颈,近年来引起了科研人员的广泛关注^[1-4]。现有微波光子传感解调技术大致可分为三类,即基于微波光子滤波技术(MPF)的射频响应分析^[5-6]、基于光外差拍频的微波信号生成^[7-8]和光电振荡器(OEO)^[9-10]。相比于其他两种解调方式,基于MPF的解调技术不仅适用于多种类型的传感器(从光纤光栅型^[11-12]到干涉型^[13-15]),还可采用不同的数值分析方法对射频响应进行测量,即可实现对多种传感系统(单点^[16-17]、多点^[18-19]和准分布式^[20-22])的解调,因而具有广阔的应用前景。

将MPF解调技术用于多点或准分布式光纤传感系统中时,通常是对传感系统的射频响应曲线进行离散傅里叶逆变换(IDFT)以实现射频域到时域的变换,通过分析时域曲线峰值点的幅值或位移变化可实现传感解调。2013年,Ricchiuti等^[23]将MPF解调技术应用于10 cm长光纤布拉格光栅(FBG)上的热点定位,通过对测量的射频响应进行IDFT,验证了基于频域-时域变换方法对多个热点进行定位的可行性。随后,Ricchiuti等^[24]将该技术应用于包含500个弱光栅阵列的传感系统中,在500 MHz射频响应测量带宽下,最小可探测热源的长度为26.5 cm。Huang等^[25]将基于频域-时域变换的MPF解调技术应用于包含三个级联Fabry-Perot干涉仪型传感器的系统中,通过光源波长扫频的方式重构传感器的反射谱,实现了波长解调。Xia等^[26]采用相同的MPF解调技术,并将其与匹配滤波器相结合来解调光纤光栅阵列,通过测量时域冲击响应的幅值变化来实现对FBG波长的解调。需要指出的是,传统基于频域-时域变换的MPF解调技术受射频响应测量带宽和直接IDFT算法的限制,进而难以实现对传感器的高精度空间定位和波长解调。为解决该问题,文献[27-28]通过对所测频谱响应序列补零的方式提升时域冲击响应的分辨率,进而提高对FBG的峰值定位和反射谱形状重构的精度。然而,补零方法会大大增加IDFT的计算量,进而限制了解调速率。此外,文献[29]提出了一种结合卡-洛变换(KLT)的MPF解调方法。相比于补零IDFT,在相同解调精度下,结合KLT的MPF解调方法所需射频响应测量带宽减小了三个数量级,但该方法受到了特征值周期的限制,故仅能实现小温度波动范围内的FBG波长解调。

为解决传统基于频域-时域变换的微波光子滤波解调技术所面临的射频响应测量带宽、解调速率和解调精度三者之间的相互制约问题,本文借助频谱细化算法的思想^[30],推导出时域响应细化表达式,并将其应用于光纤光栅阵列的解调中。本文进行了在给定射频带宽下,为达到相同的时域分辨率,所提算法与采用补零的IDFT算法在计算点数、运算时间和解调精度三

方面的性能对比。在此基础上,分析了当扫频带宽一定时,采样点数对时域分辨率、解调精度和运算时间等参数的影响。

2 基于频域-时域变换的MPF解调原理

基于频域-时域变换的MPF解调原理图如图1所示。光源输出信号首先经电光调制器(EOM)被矢量网络分析仪(VNA)输出的微波信号调制,然后调制光信号进入到传感单元中,传感阵列反射的信号通过色散延迟介质后由光电探测器(PD)将光信号转化为电信号。整个系统的射频响应通过VNA扫频获得,可表示为

$$H(\omega) = \sum_{i=0}^{Q-1} a_i(\lambda_i) \exp(-j\omega\tau_i), \quad (1)$$

式中: Q 为传感单元中传感器的数量; ω 为微波调制信号的角频率; a_i 为第 i 个传感器在波长 λ_i 处的反射功率; τ_i 是光信号从调制器经第 i 个传感器到达PD的传播时间。 τ_i 由两部分组成:一部分是与光纤物理长度相关的固定延迟时间;另一部分来自于波长变化引起的延迟量改变,延迟量与色散介质的色散量成正比。VNA通过扫描微波频率来获得系统的射频响应。如果扫频带宽为 B ,采样点数为 N ,则系统的时域冲击响应 $h_B(t)$ 可以通过对射频响应进行IDFT运算得到,即

$$h_B(t) = B \sum_{i=0}^{Q-1} a_i \exp[j\pi B(t - \tau_i)] \text{sinc}[B(t - \tau_i)], \quad (2)$$

式中: t 为时间。

由式(2)可以看出,与各传感器相关的反射信号在时域上表现为一系列离散的sinc脉冲。传感器的波长变化会改变sinc脉冲在时域上的位置。因此,通过跟踪sinc脉冲在时间轴上的变化量 $\Delta\tau_i$,可确定第 i 个传感器的波长偏移量 $\Delta\lambda_i$ 。 $\Delta\lambda_i$ 的表达式为

$$\Delta\lambda_i = \frac{\Delta\tau_i}{D}, \quad (3)$$

式中: D 是色散介质的色散量。

实际上,VNA获得的频率响应 $H(k)$ 是一系列离散信号。因此,经过IDFT运算后得到的时域冲击响应 $h_B(t)$ 也是离散的。 $h_B(t)$ 的两个离散分量之间的时间间隔对应的时域分辨率为 Δt ,其与VNA的扫频带宽 B 成反比,即 $\Delta t = 1/B$ 。由以上分析可知,在基于频域-时域变换的MPF解调技术中,为提高解调精度,增加时域响应的分辨率是关键。然而,受设备器件(EOM、PD和VNA)工作带宽的限制(通常小于40 GHz),时域分辨率难以达到皮秒级。虽然在对射频响应信号进行IDFT前执行补零操作可以降低对测量带宽的要求,但是数值运算量会大大增加。此时,解调精度的提升是以解调速率下降为代价。为解决现有解调技术中存在的难题,本文提出了一种时域细化算法,在不增加测量射频带宽的前提下,实现了解调精度和解调速率的同步提升。

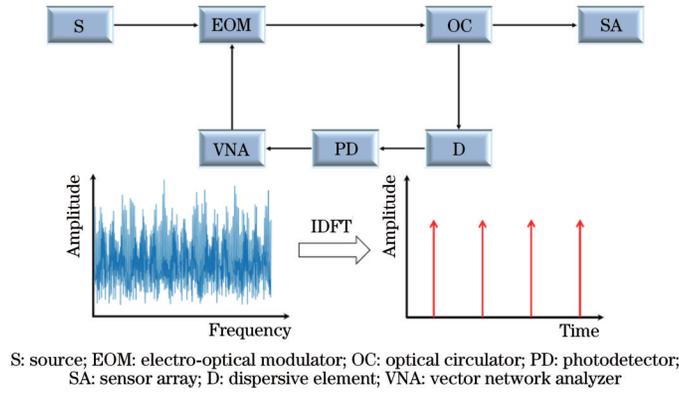


图 1 基于频域-时域变换的 MPF 解调原理图

Fig. 1 Schematic diagram of MPF demodulation based on frequency-time transform

3 时域细化算法

在通信和信息领域中,当信号的采样点数有限时,为实现对信号的局部频谱进行细化分析,通常先利用 DFT 得到信号的粗略频谱,再对某一频谱区间采用频域细化算法进行细化分析。常见的频谱细化算法有选带快速傅里叶变换(Zoom-FFT)、Chirp-Z 变换和 Yip-Zoom 变换等。相比于其他频谱细化算法,Zoom-FFT 因其算法简便、硬件资源消耗少等优点,得到了广泛的应用。本文借助 Zoom-FFT 的频谱细化算法思想,推导出时域冲击响应细化分析表达式,并将其应用于基于频域-时域变换的 MPF 解调技术中,以提升该技术

的解调性能。时域细化算法包含了时域搬移、时域截断、频域重采样和快速傅里叶逆变换(IFFT)4 个环节,算法流程如图 2 所示。

设有 N 点长等间隔离散频谱序列 $H(k)$,谱线间隔为 Δf ,对其进行离散傅里叶逆变换,可表示为

$$h(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} H(k) W_N^{-nk} = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} H(k) \exp\left(j \frac{2\pi}{N} nk\right), \quad (4)$$

式中: $k=0, 1, 2, \dots, N-1$; $h(n)$ 的时域宽度为 $T=1/\Delta f$ 。利用式(4)可得到频谱序列 $H(k)$ 所对应的粗略时域响应曲线,进而确定拟细化的时域区间。时域细化算法的具体环节如下。

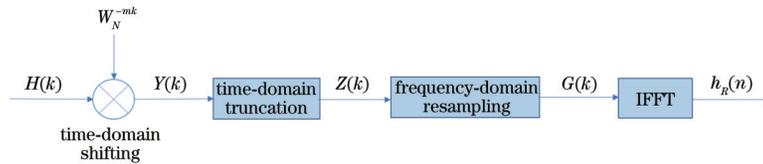


图 2 时域细化算法原理图

Fig. 2 Schematic diagram of time-domain refinement algorithm

1) 时域搬移

设待细化分析的时域中心点为 t_c , 区间长度为 T_0 。根据 DFT 的时移特性,对频谱序列 $H(k)$ 乘以因子 W_N^{-mk} ,即可将待细化时域区间移动到零点附近处,即

$$Y(k) = H(k) W_N^{-mk} = H(k) \exp\left(j \frac{2\pi}{N} mk\right), \quad (5)$$

式中: $m = \lfloor t_c / \Delta t \rfloor$, 其中 Δt 为 $h(n)$ 的时域间隔。对 $Y(k)$ 进行 N 点 IDFT 可证明时域曲线的搬移,相应的表达式为

$$y(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} H(k) \exp\left(j \frac{2\pi}{N} mk\right) \exp\left(j \frac{2\pi}{N} nk\right) = h(n+m). \quad (6)$$

2) 时域截断

利用门函数对信号 $Y(k)$ 进行时域截断,滤除待细化时域区间范围外的时间分量得到输出信号 $Z(k)$ 。时域门函数的表达式为

$$g(n) = \begin{cases} 1, & |n| \leq \left\lfloor \frac{T_0}{2\Delta t} \right\rfloor \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (7)$$

由循环卷积定理可知,频域的循环卷积对应于其时域的乘积,故经时域截断后的信号 $Z(k)$ 可表示为

$$Z(k) = Y(k) \otimes F(k), \quad (8)$$

式中: $F(k)$ 为 $g(n)$ 对应的频域表达式; \otimes 为卷积。

3) 频域重采样

在对时域截断信号 $Z(k)$ 进行频域重采样时,为避免重采样信号在时域发生混叠,重采样间隔应满足 $\Delta f_s \leq R\Delta f$, 其中 $R = T/T_0$ 为重采样倍数。重采样信号 $G(k)$ 可表示为

$$G(k) = Z(Rk), \quad k=0, 1, \dots, M-1, \quad (9)$$

式中: $M = N/R$ 为经重采样后信号 $G(k)$ 的总点数。

对于重采样信号 $G(k)$, 其对应的时域分辨率 Δt_s 为

$$\Delta t_s = \frac{T_0}{M} = \frac{T/R}{N/R} = \Delta t, \quad (10)$$

由式(10)可知,对 M 点重采样信号 $G(k)$ 进行 IFFT 的时域分辨率和对 N 点 $H(k)$ 进行 IFFT 的时域分辨率一致。

4) 快速傅里叶逆变换运算

当对 $G(k)$ 进行 N 点 IFFT 运算时,由于 $G(k)$ 的等效带宽增加了 R 倍,故细化后的时域信号 $h_R(n)$ 所对应的时域分辨率为

$$\Delta t_R = \frac{T_0}{N} = \frac{T/R}{N} = \frac{\Delta t}{R}, \quad (11)$$

由式(11)可知,当对 $G(k)$ 进行 N 点 IFFT 变换时,其时域响应曲线的分辨率相比于对 N 点 $H(k)$ 进行 IFFT 的时域分辨率提高了 R 倍,故重采样倍数也被称为时域细化倍数。

最后,将细化后的窄带信号进行时域调整,重新调整回到时移前的时域范围内,可获取最终的细化时域信号。

4 实验测量与结果分析

为验证所提时域细化算法的正确性,构建了如图 3 所示的验证性实验系统。BBS 为放大自发辐射 (ASE) 宽带光源,其光谱范围为 1545~1570 nm,输出功率波动范围小于 1 dBm。EOM 为工作带宽为 20 GHz 的电光强度调制器。PD (Agilent 11982A) 的工作频率范围为 0~15 GHz,转换增益为 300 V/W。VNA (Anritsu MS4645B) 的扫频范围限定为 10 MHz~5 GHz,中频带宽设定为 1 kHz,输出微波信

号功率为 0 dBm。在实验中,VNA 的扫频范围保持不变,通过设定不同的采样点数来调节测量响应的频率间隔。传感单元由 5 个具有不同 Bragg 中心波长的 FBG 构成,FBG 1~FBG 5 的反射波长分别为 1550.0、1552.5、1555.0、1557.5、1560.0 nm,反射率均约为 85%,相邻 FBG 间的距离约为 2 m。色散元件采用 10 km 的单模光纤 (SMF),其色散量为 170 ps/nm。为更精确地测量光纤光栅阵列在微波光子解调系统下的射频响应特性,测试前对 VNA 进行了校准,消除了 EOM、PD 等器件因频率响应不均匀而对测量精度造成的影响。

图 4(a) 为所构造微波光子滤波解调系统的射频响应测量曲线。可以看出,对于非等间隔的光纤光栅传感阵列,其射频响应曲线具有非周期性振荡的特点,进而通过分析射频响应曲线的幅值或频率变化的传统方式难以实现对光纤光栅阵列中某一 FBG 的精确解调。图 4(b) 为图 4(a) 所示射频响应曲线进行 IDFT 运算后得到的时域冲击响应曲线,图中的 5 个峰值分别对应 5 个 FBG。利用频域-时域变换,可以准确地区分光纤光栅阵列中的每一个传感 FBG,通过测量 FBG 所对应峰值在时间轴上的变化,可实现对任意 FBG 的解调。需要指出的是,由于 VNA 的扫频范围被限制在 10 MHz~5 GHz,故当采用直接 IDFT 进行频域-时域变换时,其时域冲击响应的时域分辨率仅为 200 ps,其较低的时域分辨率难以精确重构 5 个 FBG 在时域上所对应的峰值,这是造成时域响应曲线中各峰值点幅值差异的原因。此外,较低的时域分辨率还会严重影响对 FBG 的解调精度,如图 5 所示。

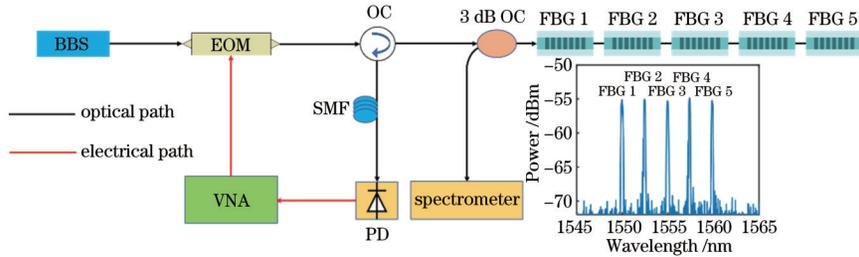


图 3 面向光纤光栅阵列的 MPF 解调系统的实验装置图

Fig. 3 Experimental setup of MPF based interrogation system for fiber Bragg grating array

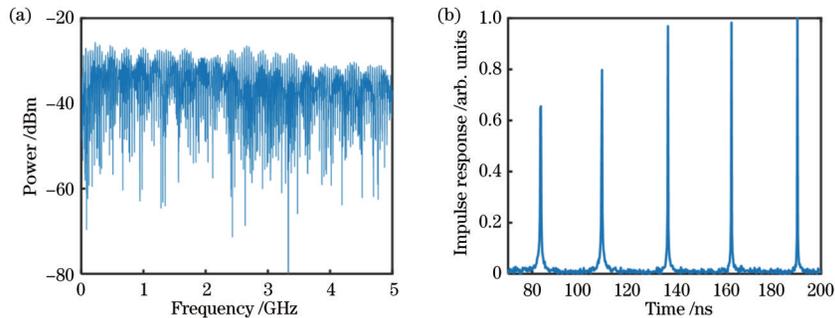


图 4 系统的频谱图和时域图。(a) 光纤光栅阵列的射频响应曲线; (b) 经 IDFT 运算得到的时域冲击响应

Fig. 4 Spectrogram and time-domain diagram of system. (a) Radio frequency response curves of fiber Bragg grating array; (b) time-domain impulse response obtained by IDFT

实验中将 FBG 3 的两端用 AB 胶固定在两个高精度三轴位移平台 (THORLABS, RBL13D) 上, 两固定点的间距为 10 cm。调节两位移平台的间距对 FBG 3 施加轴向应变, 此时 FBG 3 的反射峰将发生改变。图 5 为采用直接 IDFT 得到的时域冲击响应的局部放大图, 对应于图 4(b) 中的第 3 个脉冲响应信号。可以看出, 在粗时域分辨率 (200 ps) 下, FBG 3 所对应的时域 sinc 脉冲仅有三个采样点, 难以精确重构所对应的时域脉冲波形。当 FBG 所受应变的变化量较小时, 其所对应的时域冲击响应峰值在时间轴上的位置保持不变, 仅有幅值上的略微变化。由式 (3) 可知, 对于给定的色散量 (170 ps/nm), 当时域分辨率为 200 ps 时, 对应的 FBG 波长解调分辨率为 1.176 nm。因此, 当 FBG 所受应变变化量较小时, 传统基于直接 IDFT 的频域-时域转换难以实现对 FBG 波长的精确解调。

为提高时域分辨率, 从而改善对 FBG 的波长解调精度, 将传统补零算法和所提时域细化算法分别用于频域到时域的变换中, 两种频域-时域变换算法下的 FBG 波长解调性能如图 6 和图 7 所示。为实现对 FBG 的高精度波长解调, 两种时域细化算法的时域分辨率均设定为 1 ps。对于给定的色散量 (170 ps/nm), 时域分辨率为 1 ps 时对应的波长分辨率为 5.882 pm。需要指出的是, 当射频响应测量带宽为 5 GHz 时, 为将时域分辨率提高到 1 ps, 所提时域细化算法需设定时域细化倍数为 $R = 200$, 而对于传统补零算法, 其频谱序列的补零点需大于 2×10^5 。图 6(a) 和图 6(b) 为不同应变下分别经过两种频域-时域变换算法得到的时域冲击响应。可以看出, 当时域分辨率达到 1 ps 时, 两种

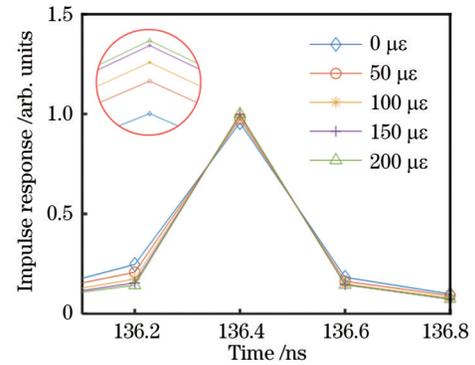


图 5 不同应变值下 FBG 3 对应的时域响应曲线

Fig. 5 Time-domain response curves of FBG 3 under different strain values

算法均可清晰地展示时域冲击响应脉冲波形。与图 5 相比, 在相同应变值下, 频域-时域变换后的冲击响应位置可准确地反映 FBG 波长的变化, 因此通过测量时域冲击响应的峰值位置可实现对 FBG 的波长解调。图 7(a) 和图 7(b) 将基于两种频域-时域变换算法的 FBG 波长解调值与直接光谱测量值进行了对比分析, 这里光谱测量值由便携式光谱仪 (I-MON512-USB, Ibsen Photonics) 获得, 其波长测量误差小于 1 pm。实验结果表明, 两种时域解调方法获得的 FBG 波长变化量与直接光谱测量值基本一致, 时域细化算法和补零算法所对应的波长解调均方根误差 (RMSE) 分别为 2.974 pm 和 4.301 pm。解调误差与 SMF 色散量的测量精度有关, 提高色散量的测量精度和时域分辨率, 可以进一步降低波长解调误差。

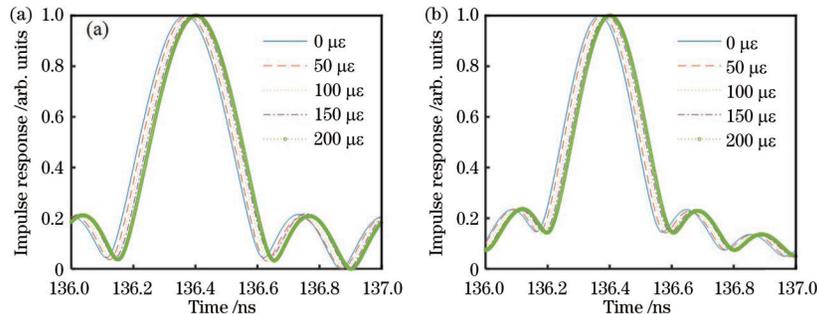


图 6 不同应变值下两种频域-时域变换算法得到的时域冲击响应。(a) 时域细化算法; (b) 补零算法

Fig. 6 Time-domain impulse responses obtained by two frequency-time transform algorithms under different strain values. (a) Time-domain refinement algorithm; (b) zero-padding algorithm

为更直观地对比所提时域细化算法与补零算法在解调性能上的差异, 在设定时域分辨率均为 1 ps 的前提下, 从计算点数、算法解调时间与 RMSE 三个方面进行分析, 如表 1 所示。可以看出, 时域细化算法所需的计算点数为补零算法的 1/200, 运算时间为补零算法的 10/145, 且解调峰值波长的 RMSE 更低。与传统时域-频域变换方法相比, 所提时域细化算法有效解决了射频响应测量带宽、解调速率和解调精度三者之间的相互制约问题。在相同时域分辨率下, 所提算法能大大降低对射频响应测量带宽的要求和频域-时域转

换时的计算量, 进而有效提升解调速率。

由式 (11) 可知, 时域细化算法可以通过增大细化倍数 R 来提高时域分辨率 Δt_r , 从而提高波长解调精度, 而 R 的提升可以在重采样点数 M 不变的情况下通过增大采样点数 N 来实现。下面分析射频响应测量带宽一定时, 所提时域细化算法中采样点数对时域分辨率、解调精度和解调时间等参数的影响。在实验中, VNA 的扫频带宽保持不变 (10 MHz ~ 5 GHz), 且重采样信号点数设置为 5。需要说明的是, 重采样信号点数设置为 5 的原因是在保证时域细化信号不发生波

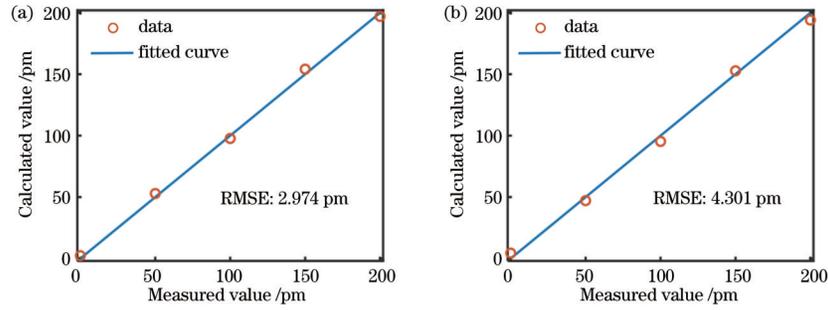


图 7 不同应变值下两种频域-时域变换算法的波长解调值与光谱测量值的比较。(a)时域细化算法;(b)补零算法

Fig. 7 Comparison of wavelength demodulation values obtained by two frequency-time transform algorithms and measured ones under different strain values. (a) Time-domain refinement algorithm; (b) zero-padding algorithm

表 1 不同算法的性能对比

Table 1 Performance comparison of different algorithms

Algorithm	Number of calculating points	Demodulation time / ms	RMSE / pm
Time-domain refinement algorithm	1000	4.81	2.974
Zero-padding algorithm	200000	69.86	4.301

形失真的情况下尽可能获得更大的时域细化倍数 R 。当 VNA 的采样点数分别设置为 1000、2000、5000 和 10000 时,对应的时域细化倍数 R 分别为 200、400、1000 和 2000。仍以 FBG 3 为研究对象,所施加的应变范围为 $0 \sim 200 \mu\epsilon$,步长为 $10 \mu\epsilon$ 。图 8 给出了当采样点数分别设置为 1000 和 10000 时,时域细化算法的波长解调值与光谱直接测量值的比较。可以看出,FBG 峰

值的解调值与光谱测量值满足良好的线性关系,增大采样点数可以有效提高 FBG 的峰值解调精度,采样点数为 10000 时的 RMSE 仅为 1.153 pm 。需要指出的是,虽然图 8 中仅展示了应变范围为 $0 \sim 200 \mu\epsilon$ 下的波长解调结果,但是所提解调算法可实现更大的应变范围解调,这解决了 KLT 算法中解调范围受限于特征值周期的难题。

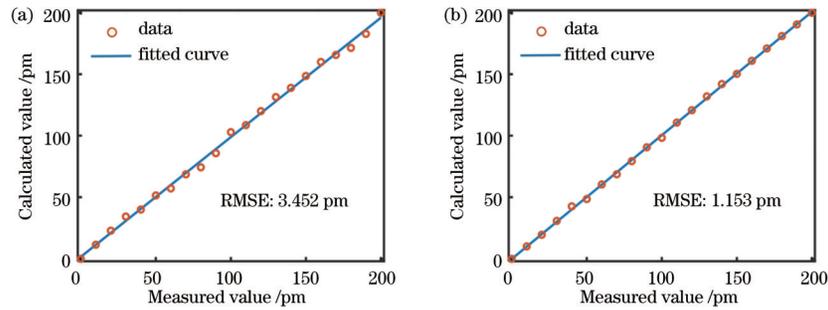


图 8 不同采样点数下基于时域细化算法的波长解调值与光谱测量值的比较。(a) $N=1000$;(b) $N=10000$

Fig. 8 Comparison of wavelength interrogation values obtained by time-domain refinement algorithm and measured ones under different sampling points. (a) $N=1000$; (b) $N=10000$

表 2 详细列出了 VNA 采样点数分别设置为 1000、2000、5000 和 10000 时,时域分辨率、波长分辨率、测量时间、算法解调时间和均方根误差性能对比。结果表明,在相同的射频测量带宽下,时域分辨率、波长分辨率、测量时间和算法解调时间与采样点数成正比。当采样点数从 1000 增大到 10000 时,波长解调的分辨率提高了 10 倍, RMSE 变为了 1000 点情况下的 $1/3$ 。当采样点数为 5000 时,即可实现 pm 级的波长分辨率,对应 $1 \mu\epsilon$ 的解调精度。随着 VNA 采样点数的增加,数据测量时间、算法解调时间进一步增加,故在实际应用时需选择在一个折中的方法。

5 结 论

在频谱细化思想的基础上,对 Zoom-FFT 算法进行等效频-时变化,提出了一种时域细化分析方法以提高基于频域-时域变换的微波光子滤波解调技术的性能。通过将所提方法应用于光纤光栅阵列中,实现了对任意 FBG 波长的高精度解调。所提时域细化算法有效降低了传统基于时域-频域变换的微波光子滤波解调系统对射频响应测量带宽的需求,在提高解调精度的同时提升了解调速率。实验结果表明:在相同的射频测量带宽下,所提时域细化算法相比于补零算法在达到相同波长分辨率时所需运算量减少两个量级;在给定的射频测量带宽下,时域细化算法的精度与采样

表 2 不同采样点数下时域细化算法的性能对比

Table 2 Performance comparison of time-domain refinement algorithm under different sampling points

Number of sampling points	Time-domain resolution / ps	Wavelength resolution / pm	Measuring time / s	Demodulation time / ms	RMSE / pm
1000	1.0	5.882	1.0	4.81	3.452
2000	0.5	2.941	2.1	7.02	2.435
5000	0.2	1.177	5.2	13.47	1.683
10000	0.1	0.589	10.3	23.53	1.153

点数成正比,增大采样点数可实现亚皮米级的波长解调精度。

参 考 文 献

- [1] Yao J P. Microwave photonic sensors[J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2021, 39(12): 3626-3637.
- [2] Zou X H, Bai W L, Chen W, et al. Microwave photonics for featured applications in high-speed railways: communications, detection, and sensing[J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2018, 36(19): 4337-4346.
- [3] 张梓平, 牛晓晨, 黄杰, 等. 基于光纤环谐振腔的高性能微波光子滤波器[J]. *光学学报*, 2020, 40(21): 2106001.
Zhang Z P, Niu X C, Huang J, et al. High-performance microwave photonic filter based on fiber ring resonator[J]. *Acta Optica Sinica*, 2020, 40(21): 2106001.
- [4] 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.
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.
- [5] Zheng D, Madrigal J, Barrera D, et al. Microwave photonic filtering for interrogating FBG-based multicore fiber curvature sensor[J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2017, 29(20): 1707-1710.
- [6] Liu J X, Deng H, Zhang W F, et al. On-chip sensor for simultaneous temperature and refractive index measurements based on a dual-passband microwave photonic filter[J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2018, 36(18): 4099-4105.
- [7] Wang Y P, Zhang J J, Coutinho O, et al. Interrogation of a linearly chirped fiber Bragg grating sensor with high resolution using a linearly chirped optical waveform[J]. *Optics Letters*, 2015, 40(21): 4923-4926.
- [8] Zhou L, Li Z Y, Xiang N, et al. High-speed demodulation of weak fiber Bragg gratings based on microwave photonics and chromatic dispersion[J]. *Optics Letters*, 2018, 43(11): 2430-2433.
- [9] Zou X H, Liu X K, Li W Z, et al. Optoelectronic oscillators (OEOs) to sensing, measurement, and detection[J]. *IEEE Journal of Quantum Electronics*, 2016, 52(1): 0601116.
- [10] Yang Y G, Wang M G, Shen Y, et al. Refractive index and temperature sensing based on an optoelectronic oscillator incorporating a Fabry-Perot fiber Bragg grating [J]. *IEEE Photonics Journal*, 2018, 10(1): 6800309.
- [11] Luo C M, Zheng D, Zou X H, et al. Performance upgradation of microwave photonic filtering interrogation using Gaussian process regression[J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2021, 39(24): 7682-7688.
- [12] Shi X L, Zheng S L, Chi H, et al. Refractive index sensor based on tilted fiber Bragg grating and stimulated Brillouin scattering[J]. *Optics Express*, 2012, 20(10): 10853-10858.
- [13] Chen H, Zhang S W, Fu H Y, et al. Sensing interrogation technique for fiber-optic interferometer type of sensors based on a single-passband RF filter[J]. *Optics Express*, 2016, 24(3): 2765-2773.
- [14] Zhang X W, Zheng D, Luo C M, et al. Machine learning assisted microwave photonic filtering interrogation for displacement sensing[C]//*Asia Communications and Photonics Conference 2021*, October 24-27, 2021, Shanghai, China. Washington, D.C.: OPTICA, 2021: T4A.234.
- [15] Chen X Y, Yang S W, Yun J, et al. A sensing interrogation system for Sagnac interferometer with polarization maintaining fiber utilizing microwave photonic filtering technique[J]. *IEEE Sensors Journal*, 2020, 20(3): 1202-1207.
- [16] Dong X Y, Shao L Y, Fu H Y, et al. Intensity-modulated fiber Bragg grating sensor system based on radio-frequency signal measurement[J]. *Optics Letters*, 2008, 33(5): 482-484.
- [17] Wang Y P, Wang M, Xia W, et al. High-resolution fiber Bragg grating based transverse load sensor using microwave photonics filtering technique[J]. *Optics Express*, 2016, 24(16): 17960-17967.
- [18] Liu W S, Fu H Y, Zhang A P, et al. Fiber Bragg grating based wireless sensor module with modulated radio-frequency signal[J]. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 2010, 20(6): 358-360.
- [19] Comanici M I, Chen L R, Kung P. Microwave photonic filter-based interrogation system for multiple fiber Bragg grating sensors[J]. *Applied Optics*, 2017, 56(32): 9074-9078.
- [20] Bellido J C, Peralta J H, Madrigal J M, et al. Fast incoherent OFDR interrogation of FBG arrays using sparse radio frequency responses[J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2018, 36(19): 4393-4400.
- [21] Hervás J, Barrera D, Madrigal J, et al. Microwave photonics filtering interrogation technique under coherent regime for hot spot detection on a weak FBGs array[J].

- Journal of Lightwave Technology, 2018, 36(4): 1039-1045.
- [22] Wu N S, Xia L, Song Y M, et al. Simultaneous differential interrogation for multiple FBGs based on crossed Sagnac loops and microwave network[J]. Journal of Lightwave Technology, 2019, 37(23): 5953-5960.
- [23] 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.
- [24] Ricchiuti A L, Hervás J, Barrera D, et al. Microwave photonics filtering technique for interrogating a very-weak fiber Bragg grating cascade sensor[J]. IEEE Photonics Journal, 2014, 6(6): 5501410.
- [25] Huang J, Lan X W, Luo M, et al. Spatially continuous distributed fiber optic sensing using optical carrier based microwave interferometry[J]. Optics Express, 2014, 22(15): 18757-18769.
- [26] Xia L, Cheng R, Li W, et al. Identical FBG-based quasi-distributed sensing by monitoring the microwave responses[J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2015, 27(3): 323-325.
- [27] Hervás J, Fernández-Pousa C R, Barrera D, et al. An interrogation technique of FBG cascade sensors using wavelength to radio-frequency delay mapping[J]. Journal of Lightwave Technology, 2015, 33(11): 2222-2227.
- [28] Werzinger S, Bergdolt S, Engelbrecht R, et al. Quasi-distributed fiber Bragg grating sensing using stepped incoherent optical frequency domain reflectometry[J]. Journal of Lightwave Technology, 2016, 34(22): 5270-5277.
- [29] Hervás J, Tosi D, García-Miquel H, et al. KLT-based interrogation technique for FBG multiplexed sensor tracking[J]. Journal of Lightwave Technology, 2017, 35(16): 3387-3392.
- [30] Hoyer E, Stork R. The zoom FFT using complex modulation[C]//ICASSP '77 IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing, May 9-11, 1977, Hartford, CT, USA. New York: IEEE Press, 1977: 78-81.