

相位敏感光时域反射系统数字正交解调算法分析及改进研究

王旭¹, 刘珉含¹, 于淼¹, 常天英^{1,2*}, 崔洪亮¹, 罗政纯¹, 付群健¹, 白杨¹

¹吉林大学仪器科学与电气工程学院, 吉林 长春 130012;

²山东省科学院自动化研究所, 山东 济南 250014

摘要 对相位敏感光时域反射系统数字正交解调算法进行了研究。分析了正交解调算法中数字滤波器群延时对系统定位精度的影响, 提出采用重定位方法矫正定位误差; 同时, 研究了系统空间分辨率受正交解调算法中数字滤波器的影响, 并通过仿真和实验, 验证并分析了上述问题。结果表明, 重定位方法可消除正交解调算法中数字滤波器造成的定位误差, 系统空间分辨率由系统结构与数字滤波器共同决定, 且由数字滤波器决定的空间分辨率随数字滤波器阶数的增加而增加。实验中解调选择 112 阶滤波器较佳。

关键词 光纤光学; 光纤传感; 相位敏感光时域反射系统; 数字正交解调; 数字滤波器; 空间分辨率

中图分类号 TP212

文献标识码 A

doi: 10.3788/CJL201744.1210002

Analysis and Improvement for Digital Quadrature Demodulation Algorithm on Phase-Sensitive Optical Time-Domain Reflectometric System

Wang Xu¹, Liu Minhan¹, Yu Miao¹, Chang Tianying^{1,2}, Cui Hongliang¹,
Luo Zhengchun¹, Fu Qunjian¹, Bai Yang¹

¹College of Instrumentation & Electrical Engineering, Jilin University, Changchun, Jilin 130012, China;

²Institute of Automation, Shandong Academy of Sciences, Jinan, Shandong 250014, China

Abstract The digital quadrature demodulation algorithm of phase sensitive optical time domain reflectometer is investigated. The influence of the group delay of the digital filter in quadrature demodulation algorithm on the positioning accuracy is analyzed, and the relocation method is proposed to correct the positioning error. Meanwhile, the influences of the digital filter in the quadrature demodulation algorithm on the spatial resolution of the system is simulated and experimented. The results show that the relocation method can eliminate the positioning error caused by the digital filter in the quadrature demodulation algorithm. The spatial resolution of the system is determined by the system structure and the digital filter, and the spatial resolution of the digital filter improves with the increase of the order of the digital filter. In this experiment, the demodulation is appropriate to select 112 order filter.

Key words fiber optics; fiber sensor; phase sensitive optical time domain reflectometer; digital quadrature demodulation; digital filter; spatial resolution

OCIS codes 060.2370; 120.4825; 290.5870

收稿日期: 2017-06-28; 收到修改稿日期: 2017-08-02

基金项目: 海洋公益性行业科研专项(201405026-01)

作者简介: 王旭(1993—), 男, 硕士研究生, 主要从事光纤传感技术及其应用等方面的研究。

E-mail: wangxu_1_1@163.com

导师简介: 崔洪亮(1956—), 男, 博士, 教授, 主要从事光纤通信和传感、太赫兹科学与技术等方面的研究。

E-mail: hcui@jlu.edu.cn

* 通信联系人。E-mail: tchang@jlu.edu.cn

1 引 言

相位敏感光时域反射系统(φ -OTDR)作为一种新型分布式光纤传感技术,具有本征安全、抗电磁干扰、动态范围大、监测距离长、能够实时监测多点扰动事件等优点,从出现以来便得到广泛关注与研究,在周界安防、长距离油气管道防盗采、轨道交通和结构健康监测等领域具有良好的应用前景^[1-3]。

目前, φ -OTDR 具有直接探测^[4-6]和相干探测两种典型的探测结构^[7-9]。直接探测结构最早由 Taylor 等^[5]于 1993 年提出,通过测得后向瑞利散射光的强度变化实现扰动位置的定性测量。与直接探测结构不同,相干探测结构通过对后向瑞利散射光与本地光拍频后的信号进行解调,可以得到后向瑞利散射光的强度和相位,进而获得扰动的位置、强度、频率等信息,相比于直接探测结构,其动态范围和信噪比更大,探测距离更长。数字正交解调算法是一种重要的相干探测 φ -OTDR 解调方法,其解调过程在计算机上实现,因此这种解调方法所需系统结构简单、硬件要求低,且容易实现。基于以上优点,数字正交解调算法自提出便得到了广泛的研究与应用^[10-12],并实现了对外界振动信号的提取,但鲜有分析其对系统性能影响的研究,忽视了数字正交解调过程中影响系统性能的因素。

本文对正交解调算法执行流程进行了简要介绍,通过仿真和实验着重分析和研究了解调过程中数字低通滤波器(DLPF)对 φ -OTDR 系统的定位精度、空间分辨率的影响,依据理论分析,提出重定位方法,实验结果表明,DLPF 引入的系统定位误差得到了有效抑制,同时,明确了不同情况下,系统空间分辨率的判别依据。

2 理论分析与仿真

2.1 数字正交解调

φ -OTDR 相干检测方法如图 1 所示,将高相干、窄线宽的激光光源发出的光调制成脉冲光注入传感光纤,后向传输的瑞利散射光在脉冲宽度内产生相干效应,并与本地光发生拍频后由平衡探测器(BPD)进行光电转换,数据采集卡(DAQ)将平衡探测器输出的交流电信号转换为数字信号送入计算机进行解调。

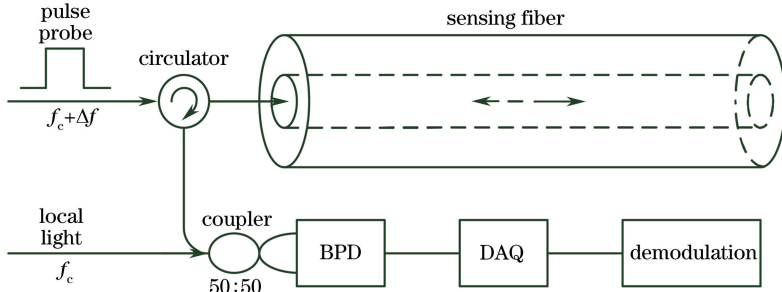


图 1 数字相干检测

Fig. 1 Digital coherent detection

从传感光纤返回的后向瑞利散光可表示为 $E_R(t)\exp\{i[2\pi(f_c + \Delta f)t + \varphi(t)]\}$,其中 $E_R(t)$ 为散射光振幅, f_c 为激光光源的中心频率, Δf 为声光调制器引入的光移频量, $\varphi(t)$ 为散射光的相位。本地光表示为 $E_L(t)\exp\{i[2\pi f_c t + \varphi_0(t)]\}$, $E_L(t)$ 为本地光的振幅, $\varphi_0(t)$ 是本地光相位。平衡探测器接收到后向瑞利散光与本地光在 3 dB 耦合器产生的拍频信号,输出功率为^[7]

$$P_{BPD} \propto 2E_R(t)E_L(t)\cos[2\pi\Delta ft + \varphi(t) - \varphi_0(t)]. \quad (1)$$

假设 DAQ 的采样率为 f_s ,则 DAQ 采集到的数字信号为

$$S(n) \propto 2E_R(n)E_L(n)\cos[\Delta\omega_n n + \varphi_s(n)], \quad n = 1, 2, 3, \dots, N, \quad (2)$$

式中数字角频率 $\Delta\omega_n = 2\pi\Delta f/f_s$,相位 $\varphi_s(n) = \varphi(n) - \varphi_0(n)$, n 为采样点序号, N 为 DAQ 每次采集的采样点总数。DAQ 将采到的数字信号 $S(n)$ 送入计算机进行数字正交解调,解调流程如图 2 所示。

数字信号 $S(n)$ 分别乘以数字角频率同为 $\Delta\omega_n$ 的正弦与余弦数字信号,再分别通过 DLPF 得到 I 、 Q 两路输出为

$$I \propto E_R(n)E_L(n)\cos\varphi_s(n), \quad (3)$$

$$Q \propto E_R(n)E_L(n)\sin\varphi_s(n). \quad (4)$$

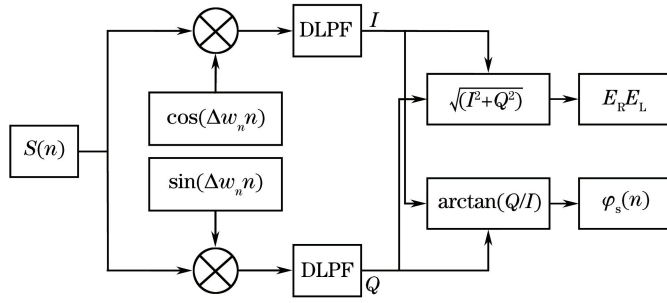


图 2 数字正交解调流程

Fig. 2 Digital quadrature demodulation process

再由 I 、 Q 两路分别计算得到 $S(n)$ 的振幅与相位：

$$E_R(n)E_L(n) \propto \sqrt{I^2 + Q^2}, \quad (5)$$

$$\varphi_s(n) = \arctan(Q/I) + 2k\pi, \quad (6)$$

式中 k 为整数。当传感光纤外部有扰动时，扰动位置的后向瑞利散射光相位会发生变化，从而引起对应位置瑞利散射光振幅的变化，因此通过解调出 $S(n)$ 振幅的变化便可对扰动位置进行定位，并且由 $\varphi_s(n)$ 的变化可知扰动强度和频率大小。

2.2 算法分析及仿真

φ -OTDR 数字正交解调算法可分为混频、滤波、幅值相位解调三个过程。混频是将 $S(n)$ 信号分别乘以同频正交量 $\cos(\Delta w_n n)$ 和 $\sin(\Delta w_n n)$ ，结果为

$$I' = S(n) \times \cos(\Delta w_n n) = E_R(n)E_L(n) \{ \cos[2\Delta w_n n + \varphi_s(n)] + \cos \varphi_s(n) \}, \quad (7)$$

$$Q' = S(n) \times \sin(\Delta w_n n) = E_R(n)E_L(n) \{ \sin[2\Delta w_n n + \varphi_s(n)] - \sin \varphi_s(n) \}, \quad (8)$$

由(7)、(8)式可知， I' 产生了与 $S(n)$ 同相的二倍频分量 $\cos[2\Delta w_n n + \varphi_s(n)]$ 和相位分量 $\cos \varphi_s(n)$ ，而 Q' 则产生了与之正交的分量 $\sin[2\Delta w_n n + \varphi_s(n)]$ 和 $\sin \varphi_s(n)$ ，要通过 DLPF 将 I' 和 Q' 的二倍频分量滤除得到相位分量，即 I 、 Q 两路输出，最后通过(5)、(6)式解调出幅值和相位。同时，由于 $S(n)$ 中噪声的存在，DLPF 还起到对 $S(n)$ 信号滤波去噪的作用，因此 DLPF 的滤波结果将直接影响最终的解调结果。

相位特性是数字滤波器的一个重要特性，它决定了信号经过滤波器后的延时大小和各谐波关系，为确保正交解调过程不出现相位失真，应选择具有线性相位的 DLPF。假设正交解调算法中 DLPF 相频响应为 $\varphi(\omega)$ ， ω 为数字角频率，则对应的群延时为

$$\tau_g = -\frac{d\varphi(\omega)}{d\omega} = \alpha, \quad (9)$$

(9)式表明 I' 、 Q' 两路信号经过滤波器会引入一个等于 α 的延时，这将导致最终的解调结果也有相应的延时。采用单位冲激响应对称的有限长单位冲击响应(FIR)滤波器，其具有线性相位，且群延时 α 与其阶数成正比，可表示为

$$\alpha = \frac{N_o}{2f_s}, \quad (10)$$

式中 N_o 为 FIR 滤波器阶数， f_s 为 DAQ 的采样率。假设传感光纤长度为 1 km、折射率为 1.5，DAQ 采样频率为 400 MHz，光移频量 $\Delta f = 80$ MHz，光脉冲重复频率为 10 kHz，传感光纤在 250 m 处存在频率为 100 Hz 的正弦扰动，造成幅值为 2 rad 的正弦相位变化。为研究不同 DLPF 对解调结果的影响，采用通带截止频率同为 1 MHz，而阶数区别较大的 56, 112, 224, 450 阶最优化低通 FIR 滤波器作为正交解调算法的 DLPF，阻带起始频率为 21, 11, 6, 3.5 MHz，阻带衰减为 -90 dB，以得到明显的定位延时对比效果，解调结果如图 3 所示。

图 3(a)~(d)分别为采用 56, 112, 224, 450 阶 DLPF 做正交解调得到的相位随距离和时间变化的曲线，图 3(e)是对解调出的 200 条振幅曲线差分求和的结果，用来表征信号振幅的变化，对扰动进行定位，图 3(f)是重定位后的振幅曲线差分求和结果。图 3(a)~(d)中相位从 0 rad 变为随时间正弦变化，且频率为 100 Hz、幅值为 2 rad，与扰动造成的相位变化趋势相符，但是相位变化位置却不同，且都在 250 m 之后，明显

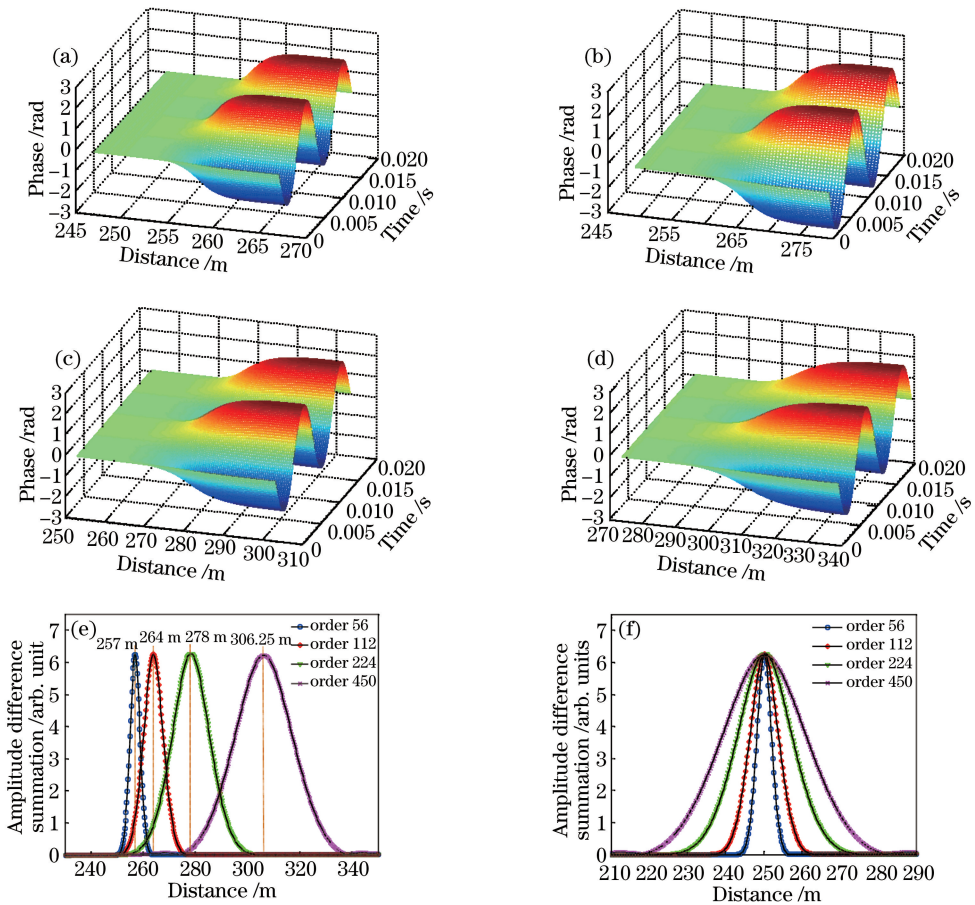


图 3 正交解调结果。(a)~(d)选用 56,112,224,450 阶滤波器做正交解调的相位距离-时间曲线；
(e) 200 条振幅曲线差分求和结果；(f)重定位后的振幅差分求和结果

Fig. 3 Results of quadrature demodulation. Curves of phase distance versus time of quadrature demodulation using (a)-(d) 56,112, 224,450 order filters, respectively; (e) summation of difference for 200 amplitude curves; (f) summation of difference after relocation

滞后于假设的扰动位置,滞后的距离越来越大。更明显地,在图 3(e)中采用不同阶数 DLPF 的正交解调结果中可看到,扰动形成的振幅差分求和曲线的扰动峰中心位置分别在 257,264,278,306.25 m 处,较扰动位置滞后的距离随正交解调算法中 DLPF 阶数成正比。(10)式中的滤波器延时对应的光纤长度可由下式计算:

$$L_{\tau} = \frac{N_o c}{4 f_s n_f}, \quad (11)$$

式中 c 为真空中光速, n_f 为光纤折射率。图 3(e)中扰动峰滞后距离与(11)式所得光纤长度一致,说明 DLPF 延时导致解调结果出现了相应的滞后,扰动定位出现了误差。为消除定位误差,可将解调结果起始部分截去,所截去长度与正交解调造成的滞后距离 L_{τ} 相同,再对剩余部分进行重定位,即可得到扰动的准确位置。重定位后的结果如图 3(f)所示,可以看到,扰动峰出现在扰动位置,滞后现象消失,定位误差得以消除。

图 3(a)~(d)中可以看到,相位由 0 rad 变为随时间正弦变化,在此过程中存在明显过渡带,而且振幅差分求和曲线中的扰动峰具有相应谱宽,这是由正交解调算法中 DLPF 时域特性产生的。由于数字滤波器不具有理想阶跃响应,当经过滤波器的信号特性发生变化时,滤波器响应会有一定过渡时间。250 m 处发生的扰动造成了信号相位和振幅变化,混频后经 DLPF 滤波产生的 I' 、 Q' 两路信号便会产生与 DLPF 过渡时间相应的过渡带,导致最后解调出的相位及幅值产生过渡带,且过渡带长度随 DLPF 的过渡时间增加而增加。阶数越高,DLPF 过渡时间越长,由图 3(e)、(f)可以看出,正交解调算法中 DLPF 阶数越高,扰动位置的过渡带越长。过渡带的产生将直接影响 φ -OTDR 系统的空间分辨率,当过渡带长度大于由系统结构决定的空间分辨率时,系统的空间分辨率将由过渡带的长度决定。

3 实验结果与分析

3.1 实验装置

实验装置如图 4 所示,光源为一外腔半导体激光器(ECL),线宽为 1.8 kHz,出射光功率为 20 mW,中心波长为 1550.12 nm,通过 1:9 的光纤耦合器分为探测光和本地光两部分。探测光经声光调制器(AOM)调制为脉宽为 100 ns、重复频率为 10 kHz 的脉冲光,AOM 对探测光的移频量为 80 MHz。脉冲光经掺铒光纤放大器(EDFA)放大后,经环形器进入到传感光纤中,返回的瑞利散射光与本地光在 3 dB 耦合器中产生拍频,并由 BPD 接收产生的电信号,BPD 频率响应范围为 400 MHz,再由采样率为 400 MHz 的 DAQ 采集,最后由计算机进行数据处理。实验中传感光纤长度为 5600 m,在 5000 m 处加载一个压电陶瓷(PZT)作为扰动源,并采用 200 Hz 的正弦电压作为驱动。

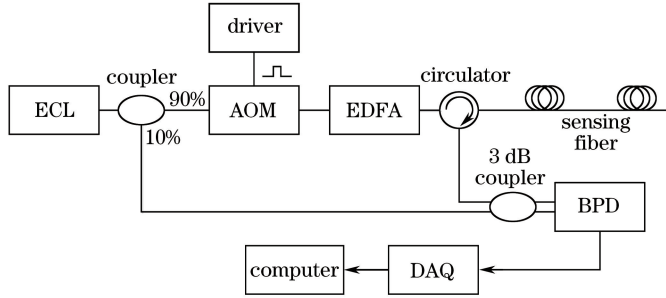


图 4 实验装置

Fig. 4 Experiment setup

3.2 扰动定位

采用正交解调算法对 DAQ 采集到的数据进行后向瑞利散射光的幅值和相位解调,正交解调算法中滤波器选用通带截止频率为 1MHz 的 112 阶低通 FIR 滤波器,图 5(a)为解调出的 200 条幅值曲线。从图中可以看出,扰动会造成振幅剧烈波动,而没有扰动的位置振幅基本保持不变。以 9 为间隔移动差分幅值曲线,即每条曲线与其后第 9 条曲线相减,得到差分曲线的绝对值累加求和,结果如图 5(b)所示。其中虚线部分为未重定位的解调结果,可看出解调出的扰动位置滞后于实际扰动位置,扰动峰中心位置约在 5014 m 处,按(11)式对解调结果进行截断并重定位后,扰动峰位置与 PZT 扰动位置相对应,消除了正交解调造成的扰动定位误差,定位信号的信噪比(RSN)可达 23.5 dB(RSN 由扰动峰的峰值与背景噪声的均方根强度比值得到^[6])。

采用仿真中所用的不同阶数 DLPF 做正交解调,其振幅差分求和曲线如图 5(c)所示,看到随着滤波器阶数的升高,扰动峰出现不同程度滞后,56,112,224,450 阶滤波器分别对应的扰动峰中心滞后距离约为 7,14,27,58 m,而由(11)式得到的滞后距离分别为 7,14,28,56 m,与实验结果相符,按(11)式的结果对解调结果进行截断,并重新定位后的结果如图 5(d)所示,扰动峰中心位置均处于实际扰动位置(5 km),滞后现象消失。

3.3 空间分辨率

φ -OTDR 系统结构决定的空间分辨率主要受光脉冲宽度、DAQ 的采样频率和 BPD 的频率响应范围影响,可由下式得到:

$$R = \max\{R_{\text{Pulse}}, R_{\text{DAQ}}, R_{\text{BPD}}\}, \quad (12)$$

式中 R_{Pulse} 、 R_{DAQ} 、 R_{BPD} 分别为光脉冲宽度、DAQ 采样频率和 BPD 频率响应范围限制的空间分辨率,实验结构中, $R_{\text{Pulse}} > R_{\text{DAQ}} = R_{\text{BPD}}$,所以空间分辨率由光脉冲宽度决定,约为 10 m。

图 6(a)为 112 阶 DLPF 重定位后的相位差曲线。其中扰动位置处有明显过渡带,长度约为 15 m,过渡带之后相位差随时间呈 200 Hz 的正弦变化,与 PZT 驱动信号相吻合,解调出了扰动信号。图 5(c)和(d)中可看到随着正交解调算法中所用滤波器阶数增加,扰动峰谱宽变大。以扰动峰 3 dB 带宽的二倍表征 φ -OTDR 系统空间分辨率^[2],可得 56,112,224,450 阶 DLPF 对应的实验系统空间分辨率,分别约为 10,16,36,62 m。另取 168,280,336,400 阶 DLPF 进行正交解调,得到空间分辨率随滤波器阶数的变化曲线如图 6(b)所示。当 DLPF 为 56 阶时,系统空间分辨率与系统结构决定的空间分辨率一致,均为 10 m,而 DLPF 阶

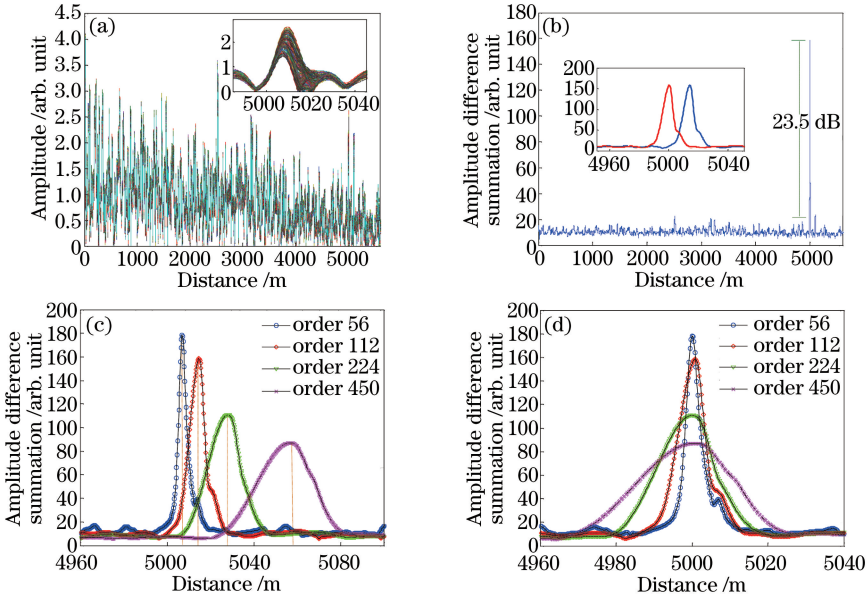


图 5 正交解调结果。(a) 200 条振幅曲线；(b) 振幅差分求和曲线；(c) 采用不同阶数滤波器正交解调后振幅差分求和曲线；(d) 重定位后的振幅差分求和曲线

Fig. 5 Results of quadrature demodulation. (a) 200 amplitude traces; (b) curve of amplitude difference summation; (c) curves of amplitude difference summation using different order filters in quadrature demodulation; (d) curves of amplitude difference summation after relocation

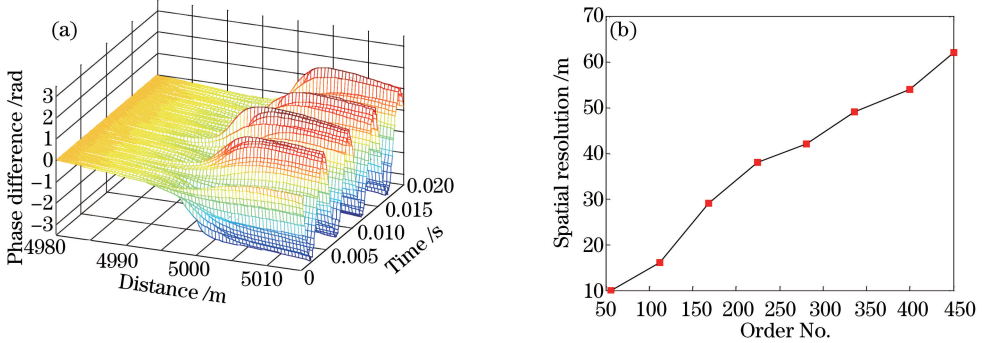


图 6 (a) 相位差距离-时间曲线；(b) 空间分辨率随滤波器阶数变化曲线

Fig. 6 (a) Curve of phase difference versus time; (b) spatial resolution variation curve with different filter orders

数大于 56 时,系统空间分辨率明显大于 10 m,且随 DLPF 阶数增加逐渐增加,与仿真结果相符,说明此时系统空间分辨率受正交解调算法影响,不再由系统结构决定。所以在确定 φ -OTDR 系统空间分辨率时,要综合考虑系统结构和解调算法的影响,假设算法中 DLPF 产生的过渡带为 R_{DLPF} ,则系统空间分辨率为

$$R = \max\{R_{DLPF}, R_{Pulse}, R_{DAQ}, R_{BPD}\}, \quad (13)$$

式中 R_{DLPF} 是由 DLPF 不理想的阶跃响应产生的,其值可根据 DLPF 阶跃响应过渡时间估计,DLPF 阶跃响应可表示为

$$y(n) = \sum_{m=0}^n h(m), \quad (14)$$

式中 $h(m)$ 为滤波器系数, $0 \leq m \leq N$ 。时系数不为 0,其他情况下为 0。从(14)式可以看出,DLPF 阶跃响应为滤波器系数的累加和结果, $y(n)$ 随 n 值的增加而逐渐增大,当 n 大于滤波器阶数 N 。后 $y(n)$ 保持不变,因此阶跃响应过渡时间即可由滤波器阶数得到, R_{DLPF} 的估计值为

$$R_e = \frac{N_0 c}{2 f_s n_t}. \quad (15)$$

由(15)式可知, R_e 与 N_0 呈正比关系,但考虑到滤波器系数序列在开始和结束阶段相对变化较小,对解调结

果影响不明显,所以 R_e 较 R_{DLPF} 要大,估计值 R_e 实为 R_{DLPF} 的上限,实际的 R_{DLPF} 需要对正交解调算法中所用的 DLPF 阶跃响应进行分析和实验研究得到。

4 结 论

对 φ -OTDR 正交解调原理和过程进行了深入研究,通过仿真分析和实验,验证了正交解调算法执行过程中 DLPF 对 φ -OTDR 系统定位精度和空间分辨率的影响,结果表明,DLPF 的群延时会引起 φ -OTDR 系统产生定位滞后,滞后距离正比于滤波器阶数,因此提出了重定位方法,有效消除了这种误差。同时,分析了正交解调算法中 DLPF 阶数对 φ -OTDR 系统空间分辨率的影响,当正交解调算法限制的空间分辨率低于系统结构决定的空间分辨率时,系统空间分辨率由正交解调算法决定,且随算法中 DLPF 阶数升高而增大。因此在保证正交解调算法中 DLPF 滤波效果的前提下,选用较低阶的 DLPF 更利于提高系统空间分辨率,且数据处理时间更短,系统响应速度快,综合考虑解调效果和处理效率,实际解调中最佳的滤波器阶数为 112 阶。由于数字滤波器普遍应用于 φ -OTDR 解调方案中,所以本文的研究工作对 φ -OTDR 系统性能提升具有实际应用意义。

参 考 文 献

- [1] Lü Yuelan, Xing Yongwei. Investigation on rayleigh scattering waveform in phase optical time domain reflectometer [J]. Acta Optica Sinica, 2011, 31(8): 0819001.
吕月兰, 行永伟. 相位光时域反射计瑞利散射波形特性研究[J]. 光学学报, 2011, 31(8): 0819001.
- [2] He H J, Shao L Y, Li Z L, *et al.* Self-mixing demodulation for coherent phase-sensitive OTDR system[J]. Sensors, 2016, 16(5): 681-691.
- [3] Wang Z N, Zhang L, Wang S, *et al.* Coherent φ -OTDR based on I/Q demodulation and homodyne detection[J]. Optics Express, 2016, 24(2): 853-858.
- [4] Martins H F, Martin-Lopez S, Corredera P, *et al.* Phase-sensitive optical time domain reflectometer assisted by first-order Raman amplification for distributed vibration sensing over >100 km[J]. Journal of Lightwave Technology, 2014, 32(8): 1510-1518.
- [5] Tayler H F, Lee C E. Apparatus and method for fiber optic intrusion sensing: 5194847[P]. 1993-3-16.
- [6] Li Y, Zhou Y, Zhang L, *et al.* Phase-sensitive optical time-domain reflectometry amplified by gated Raman pump[J]. Photonic Sensors, 2015, 5(4): 345-450.
- [7] Zhou Jun, Pan Zhengqing, Ye Qing, *et al.* Phase demodulation technology using a multi-frequency source for discrimination of interference-fading induced false alarms in a φ -OTDR system[J]. Chinese J Lasers, 2013, 40(9): 0905003.
周俊, 潘政清, 叶青, 等. 基于多频率综合鉴别 φ -OTDR 系统中干涉衰落假信号的相位解调技术[J]. 中国激光, 2013, 40(9): 0905003.
- [8] Wang Z Y, Pan Z Q, Fang Z J, *et al.* Ultra-broadband phase-sensitive optical time-domain reflectometry with a temporally sequenced multi-frequency source[J]. Optics Letters, 2015, 40(22): 5192-5195.
- [9] Zhang M, Wang S, Zheng Y W, *et al.* Enhancement for φ -OTDR performance by using narrow linewidth light source and signal processing[J]. Photonic Sensors, 2016, 6(1): 58-62.
- [10] Liang Kezhen, Pan Zhengqing, Zhou Jun, *et al.* Multi-parameter vibration detection system based on phase sensitive optical time domain reflectometer[J]. Chinese J Lasers, 2012, 39(8): 0805004.
梁可桢, 潘政清, 周俊, 等. 一种基于相位敏感光时域反射计的多参量振动传感器[J]. 中国激光, 2012, 39(8): 0805004.
- [11] Pan Z Q, Liang K Z, Ye Q, *et al.* Phase-sensitive OTDR system based on digital coherent detection[C]. SPIE, 2011, 8311: 83110S.
- [12] Pang F F, He M T, Liu H H, *et al.* A fading-discrimination method for distributed vibration sensor using coherent detection of φ -OTDR[J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2016, 28(23): 2752-2755.