

DOI: 10.13382/j.jemi.B2307101

基于 FPGA 的 Φ -OTDR 系统数字正交解调方法^{*}

李沛峰 刘 丽 王 宇 刘 昕 白 清 靳宝全

(太原理工大学新型传感器与智能控制教育部与山西省重点实验室 太原 030024)

摘 要:相位敏感光时域反射仪(Φ -OTDR)通常利用相干探测的方式实现长距离、分布式、高灵敏度的振动检测。为了准确获取振动信号的位置与相位信息,正交解调算法是当下广泛使用的重要技术,但该算法存在耗时过长的局限。针对此问题,提出了一种基于现场可编程门阵列(FPGA)的瑞利散射信号快速解调方案,采用流水线结构实现传感数据采集以及数据解调的同步,通过数字正交混频技术获取两路正交信号,利用有限冲激响应低通滤波去除高频分量,利用坐标旋转数字算法(CORDIC)向量模式实现振动相位硬件解调,可以较好地提升相干探测 Φ -OTDR系统整体的实时性。实验结果表明,在探测距离40 km的条件下,传感系统可成功实现振动信号的定位与相位还原。而探测距离不变,数据采集条数提升至4 000条时,FPGA解调仅耗时1.60 s,与传统的上位机CPU解调方案相比缩短了145.61 s,从而为 Φ -OTDR振动传感数据的实时解调提供了参考。

关键词: 光纤传感;相位敏感光时域反射仪;现场可编程门阵列;坐标旋转数字算法

中图分类号: TP212.1 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 580.10

Φ -OTDR system digital quadrature demodulation method based on FPGA

Li Peifeng Liu Li Wang Yu Liu Xin Bai Qing Jin Baoquan

(Key Laboratory of Advanced Transducers and Intelligent Control System of Ministry of Education and Shanxi Province,Taiyuan University of Technology, Taiyuan 030024, China)

Abstract: Phase-sensitive optical time domain reflectometer (Φ -OTDR) usually uses coherent detection to achieve long-distance, distributed and high-sensitivity vibration detection. To accurately obtain the position and phase information of the vibration signal, the quadrature demodulation algorithm is an important technology widely used at present, but the algorithm has the limitation of time-consuming. In order to solve this problem, a fast demodulation scheme of Rayleigh scattering signal based on field programmable gate array (FPGA) is proposed. The pipeline structure is used to realize the synchronization of sensor data acquisition and data demodulation. Two orthogonal signals are obtained by digital quadrature mixing technology. The finite impulse response low-pass filter is used to remove the high-frequency component, and the coordinate rotation digital algorithm (CORDIC) vector mode is used to realize the hardware demodulation of the vibration phase, which can improve the overall real-time performance of the coherent detection Φ -OTDR system. The experimental results show that the scheme can successfully realize the positioning and phase reduction of the vibration signal under the condition of a detection distance of 40 kilometer. When the detection distance unchanged and the pieces of data acquisition increased to 4 000, the FPGA demodulation scheme only takes 1.60 seconds, which is 145.61 seconds shorter than the traditional host computer CPU demodulation scheme, thus providing a reference for the real-time demodulation of Φ -OTDR vibration sensing data.

Keywords: optical fiber sensing; Φ -OTDR; FPGA; CORDIC

0 引言

分布式光纤传感器可用于测量振动^[1-2]信号,近些年受到广泛关注。相位敏感光时域反射仪(Φ -OTDR)作为一种典型的分布式光纤传感器,因其抗电磁干扰^[3]、灵敏度高^[4-5]、响应速度快^[6]、传感距离长^[7-8],已广泛用于建筑结构健康监测^[9-10]、油气管道泄漏监测^[11]、入侵监测^[12-13]、地质变化状况监测^[14]等领域,具有重要的实用价值与广阔的应用前景。 Φ -OTDR 可以通过相干探测的方法将瑞利后向散射信号功率集中在中频信号上^[15],在较低的探测光功率下获得更高的动态范围^[16]。

Φ -OTDR 系统可以通过增加采集与处理的数据条数提高其动态测量范围,但这会导致系统需要处理的数据量增加。此外传感距离的增加或空间分辨率的提升(单条数据上数据点个数增加)也会导致系统需要处理的数据量增加^[17],从而导致解调时间大幅增加。

为了提升 Φ -OTDR 系统信号解调实时性,研究人员提出了不同的硬件解调技术。2005 年,北京交通大学研究人员将现场可编程门阵列(filed programmable gate array, FPGA)用于偏振敏感光时域反射系统,该系统具有 12 位采样精度,40 MSa/s 采样速率,利用 FPGA 进行数字平均以提高系统信噪比^[18]。2019 年,杭州电子科技大学研究人员提出了基于 FPGA 异构加速的 Φ -OTDR 实时信号处理系统,通过 FPGA 进行滑动窗数据分割、FFT 等,有效减轻了上位机数据处理压力^[19]。2020 年,太原理工大学研究人员提出基于 FPGA、CPU 与 GPU 协同处理 Φ -OTDR 系统的方法,提高采集效率并利用 GPU 并行计算的优势减少系统解调时间^[20]。因此,设计适用于 FPGA 硬件平台的 Φ -OTDR 信号解调方案,并以实时性提升为目的进行算法优化具有重要意义。

本文首先简单介绍基于 FPGA 的 Φ -OTDR 数字正交解调系统信号解调流程,接下来分别介绍各子模块功能与实现方式,最后通过实验验证该系统解调效果,并对比多组不同数据量下 CPU 与 FPGA 的解调耗时。在 100 MSa/s 采样速率、2 kHz 探测脉冲重复频率、200 ns 脉冲宽度条件下,该系统在探测距离 40 km、采集并处理 4 000 条数据的情形下可将 Φ -OTDR 正交解调耗时显著缩短,具有较好的实时性。

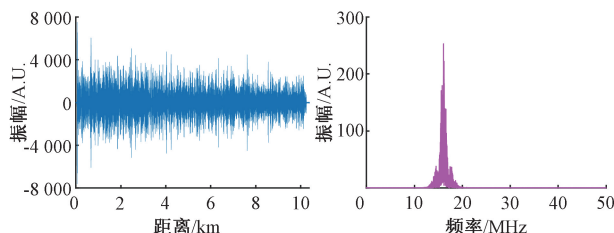
1 基于 FPGA 的 Φ -OTDR 数字正交解调系统

1.1 系统信号解调流程

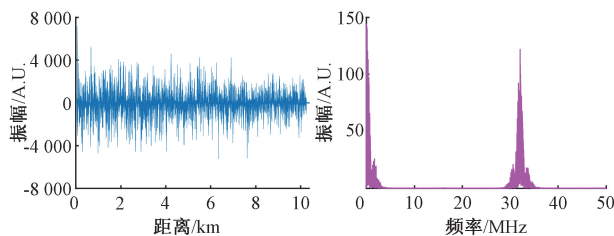
本系统使用由 FPGA 主控的数据采集卡,该采集卡

板载高速模数转换器 AD9218 (10 位采样精度、100 MSa/s 采样速率)进行数据采集,通过 USB3.0 接口与上位机通信。

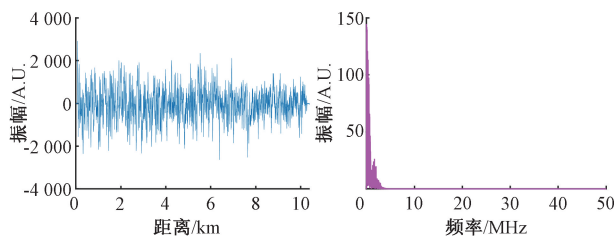
图 1 所示为系统解调过程中各步骤输出的信号波形。如图 1(a)所示的原始拍频信号输入 FPGA,数字正交混频模块可将该拍频信号转换为图 1(b)、(d)所示的两个正交分量 $I(T)$ 与 $Q(T)$ 。但混频后输出的信号包含和频项与差频项,其中只有差频项(即 0 频量)包含由振动引起的相位变化信息,因此需要设计低通滤波模块将 $I(T)$ 、 $Q(T)$ 信号中的和频项(高频分量)滤除,得到图 1(c)、(e)所示的 $I_{fir}(T)$ 与 $Q_{fir}(T)$ 信号。利用幅值、相位解调模块对每一条输入数据处理得到的 $I_{fir}(T)$ 、 $Q_{fir}(T)$ 信号进行计算,最终即可得到图 1(e)所示的定位曲线与相位曲线,实现振动定位与相位还原。系统采用图 2(a)所示流水线结构。



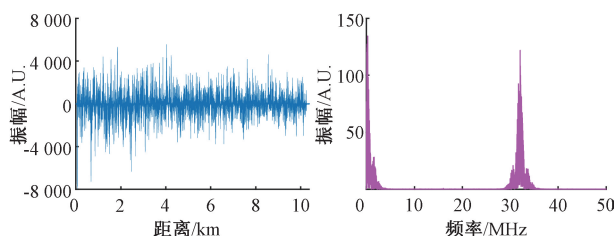
(a) 拍频信号时频图
(a) Time and frequency domain diagram of beating signal



(b) $I(T)$ 信号时频图
(b) Time and frequency domain diagram of $I(T)$



(c) $I_{fir}(T)$ 信号时频图
(c) Time and frequency domain diagram of $I_{fir}(T)$



(d) $Q(T)$ 信号时频图
(d) Time and frequency domain diagram of $Q(T)$

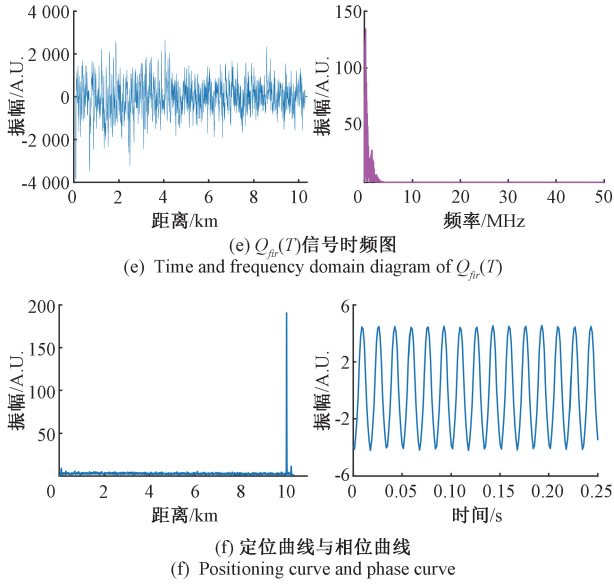
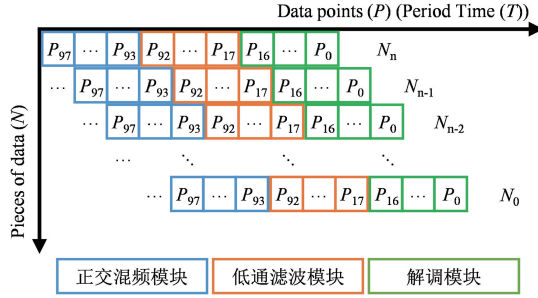
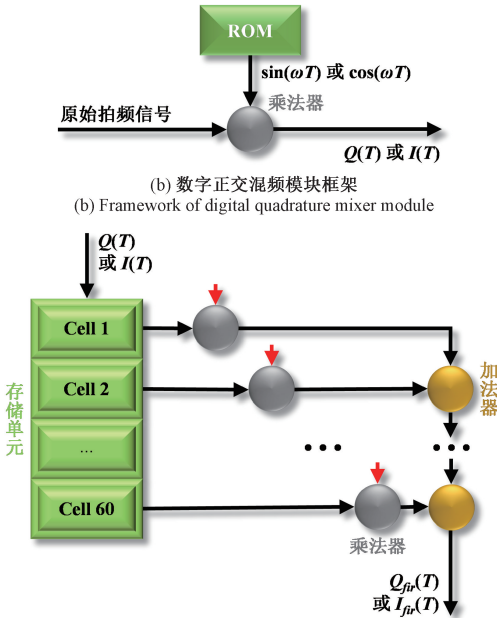


图1 系统信号波形

Fig. 1 System signal waveform

(a) 系统流水线结构
(a) System pipeline structure(c) FIR低通滤波模块框架
(c) Framework of finite impulse response low-pass filter module

1.2 数字正交混频模块设计

利用数字正交混频可以将拍频信号转换为两个正交分量,进而对拍频信号强度与相位信息进行处理,实现振动信号的检测、定位与相位还原。本系统设计的数字正交混频模块框架如图2(b)所示,其输入信号为AD9218采样输入的拍频信号,本振信号为:

$$\begin{cases} Q_{\sin} = \sin(\omega T) = \sin(2\pi f_{AOM} \frac{P}{f_s}) \\ I_{\cos} = \cos(\omega T) = \cos(2\pi f_{AOM} \frac{P}{f_s}) \end{cases} \quad (1)$$

显然 $Q_{\sin}$ 与 $I_{\cos}$ 正交。式(1)中 f_{AOM} 为声光调制器移频频率, f_s 为AD9218采样速率, P 为 T 时刻对应的采样点序号 ($0 \leq P \leq P_{\max}$, 其中 $P_{\max}$ 为单条数据总点数,该值取决于传感光纤长度)。由于系统 $f_{AOM} = 40$ MHz, $f_s = 100$ MHz,代入式(1)可发现随着 P 的变化, $Q_{\sin}$ 与 $I_{\cos}$ 是周期性变化的5个固定值。为简化设计,将 $Q_{\sin}$ 与 $I_{\cos}$ 各自的5个值提前计算得出,分别存入两个ROM中。加入

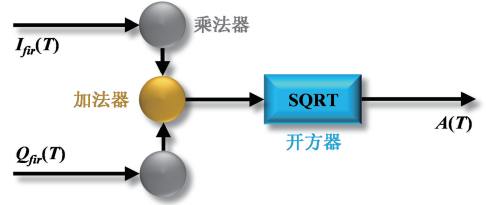
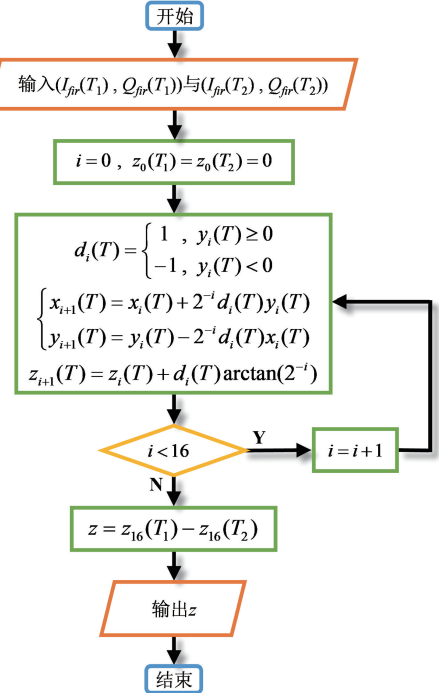
(d) 幅值解调模块框架
(d) Framework of amplitude demodulating module(e) 相位解调流程
(e) Flowchart of phase demodulating

图2 系统流水线结构及各子模块框架图

Fig. 2 Diagram of system structure and sub-modules

一个计数器,将其计数值作为 ROM 的地址信号,确保本振信号对应的 5 个值依照次序不断地与输入的拍频信号值循环相乘,即可得到两路正交输出信号 $I(T)$ 、 $Q(T)$ 。

1.3 低通滤波模块设计

有限冲激响应(finite impulse response, FIR)数字滤波器单位响应 $h(n)$ 是一个有限长度序列,输出 $y(n)$ 可表示为输入序列 $x(n)$ 与单位取样响应 $h(n)$ 的线性卷积:

$$y(n) = \sum_{k=0}^{N-1} x(k)h(n-k) = x(n) * h(n) \quad (2)$$

本系统使用的是偶对称 FIR 低通滤波器,即:

$$h(k) = h(M-k) \quad (3)$$

其中, $0 \leq k \leq M$ 。此时单位取样响应有 $M+1$ 个点不为 0,其系统函数为:

$$H(z) = \sum_{k=0}^M h(k)z^{-k} = \sum_{k=0}^M h(M-k)z^{-k} \quad (4)$$

令 $n=M-k$,代入式(4)可得:

$$H(z) = \sum_{n=0}^M h(n)z^{-(M-n)} = z^{-M} \sum_{n=0}^M h(n)z^n = z^{-M}H(z^{-1}) \quad (5)$$

对式(5)进行式(6)所示的变换:

$$H(z) = \frac{1}{2} [H(z) + z^{-M}H(z^{-1})] = \frac{1}{2} \sum_{n=0}^M h(n) [z^{-n} + z^{-M}z^n] = z^{-\frac{M}{2}} \sum_{n=0}^M h(n) \left[\frac{z^{-(n-\frac{M}{2})} + z^{(n-\frac{M}{2})}}{2} \right] \quad (6)$$

可得该 FIR 滤波器的频率响应为:

$$H(e^{j\omega}) = H(z) \Big|_{z=e^{j\omega}} = e^{-j\omega\frac{M}{2}} \sum_{n=0}^M h(n) \cos\left[\omega\left(\frac{M}{2} - n\right)\right] = A_e(e^{j\omega}) e^{-j\omega\frac{M}{2}} \quad (7)$$

令 $H(e^{j\omega}) = |H(e^{j\omega})| e^{j\varphi(\omega)}$, 则:

$$|H(e^{j\omega})| = A_e(e^{j\omega}) = \sum_{n=0}^M h(n) \cos\left[\omega\left(\frac{M}{2} - n\right)\right] \quad (8)$$

显然 $A_e(e^{j\omega})$ 是实的偶对称函数,其周期为 ω ,相位 $\varphi(\omega) = -M\omega/2$ 具有严格的线性特性。这一特性可以保证输入信号与输出信号中各频率成分之间相对相位固定,从而确保系统实现正确的数据解调。

在 FPGA 上,对卷积进行处理的方式为滑动乘加,即当滤波器阶数为 n 时,每一时刻对应的 $n+1$ 个输入数据分别与滤波器的 $n+1$ 个抽头系数相乘,得到的 $n+1$ 个结果全部相加,相加结果即为该时刻滤波器的输出数据。完成一次乘加运算后,下一时刻数据在存储器中向前滑动一个地址,这样得到的新的 $n+1$ 个数据再次重复上述乘加的步骤,不断循环。对于对称式 FIR 滤波器,只需要使用 $(n+1)/2$ 个抽头系数即可完成设计;相应地,在数据

输入 FIR 滤波模块的乘法器之前,就需要对输入的 $n+1$ 个数据进行对称的首尾相加,从而匹配滤波器抽头系数。

FIR 滤波器的滤波效果与其阶数密切相关,一般 FIR 滤波器阶数越高,低通滤波效果越好,但随着阶数的增加,滤波器消耗的资源数量也会增加。本系统所使用的 FPGA 芯片,其片上有 124 个 18×18 bit 嵌入式专用乘法器,而数字混频模块使用了 2 个乘法器,幅值解调模块使用了 2 个乘法器,因此分配给 2 个低通滤波模块使用的乘法器数量为 120 个,设计 2 个 119 阶对称 FIR 低通滤波器可以在最大程度利用硬件资源的同时实现较好的滤波效果。该滤波器的截止频率为 20 MHz,框架如图 2(c)所示,图中短箭头代表各阶抽头系数。其在 FPGA 上的实现方式:配置一个具有 60 个存储单元的存储器,每个存储单元可以存储同一时刻 120 个输入值首尾两两相加得到的结果。将连续 120 个时钟周期的 $I(T)$ 或 $Q(T)$ 信号值首尾相加得到的结果依次滑入存储单元,并在每个时钟周期将每个存储单元的数据分别输入 60 个乘法器,与滤波器抽头系数相乘,所有乘法器的输出结果再进行累加。为实现 60 个乘法器的正确累加,仍令 60 个乘法器的输出结果两两相加,最终在 7 个时钟周期后输出该时刻的低通滤波结果。

1.4 解调模块设计

1) 幅值解调模块设计

T 时刻 $I_{fir}(T)$ 、 $Q_{fir}(T)$ 信号值的平方和再开方得到的值,与该点处的幅值成正比,即:

$$A(T) \propto \sqrt{I_{fir}^2(T) + Q_{fir}^2(T)} \quad (9)$$

其中, $A(T)$ 为对应传感光纤采样点处的幅值。在 FPGA 上,通过实例化两个乘法器,配置其工作模式为输入自乘,即可得到输入信号值 $I_{fir}(T)$ 、 $Q_{fir}(T)$ 的平方。将两个乘法器的输出相加后输入开方器,即可得到向量 $(I_{fir}(T), Q_{fir}(T))$ 的模长。依次求解出每个输入向量的模长,即可得到一条幅值序列 $A(T)$ 。求解向量模长的框架如图 2(d)所示,图 3 展示了一条幅值序列 $A(T)$ 的波形。

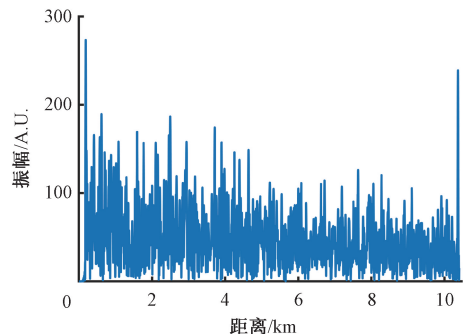


图 3 单条幅值序列 $A(T)$

Fig. 3 Waveform of single amplitude sequence $A(T)$

一般情况下,振动位置的幅值是随时间变化的,此外由图3可见,得到的单条振动幅值曲线在所有位置都存在噪声,因此仅用单条振动幅值曲线无法进行准确的振动定位。通常通过对若干条幅值曲线进行差分来减小噪声的影响,再通过对差分结果进行累加平均提高信噪比,从而得到定位曲线。

可以通过设置若干计数器、配置2个深度与幅值序列长度相同的RAM、2个加法器以及若干寄存器,设计一套流水线结构的框架来实现多条幅值序列的差分 and 累加。该框架结构如图4所示。

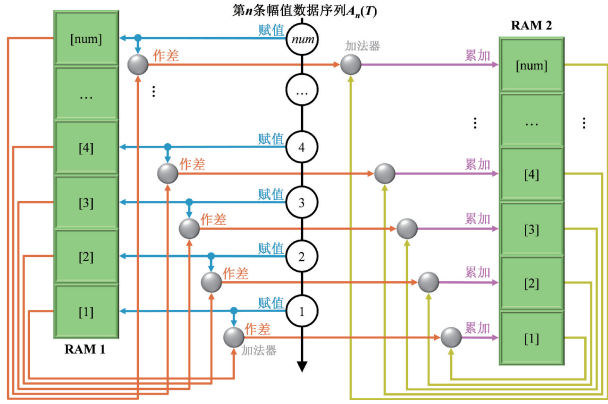


图4 差分与累加框架示意图

Fig. 4 Structure diagram of difference and accumulation

当差分间隔设置为0时,多条幅值数据序列进行差分 and 累加的步骤如下:RAM 1、RAM 2中所有存储单元初值为0,将得到的第1条幅值序列顺序写入RAM 1中;从输入第2条幅值序列开始,序列中第*i*个元素与RAM 1中第*i*个存储单元(对应存储着前一条幅值序列的第*i*个元素)取出的值作差,作差的同时将该元素写入RAM 1第*i*个存储单元,作差得到的结果与RAM 2中第*i*个存储单元(对应存储着所有幅值序列第*i*个元素差分结果的累加值)取出的值相加后再次存入第*i*个存储单元中;每输入一条幅值序列,该框架就实现一次差分 and 累加。当累加次数达到设定值后,舍去RAM 2所有存储单元的低位,取高位输出,即可实现平均,输出的序列即为定位曲线。

在得到了最终的定位曲线后,定位曲线中幅值最大的横坐标即对应振动点位置。为了对最大值点进行定位,需要进行寻峰。在输出定位曲线时逐点进行比较,当序列输出完毕时就可以得到峰值及其对应的序号,根据系统空间分辨率即可确定实际振动发生的位置。

在振动定位应用中定义的信噪比如式(10)所示:

$$SNR = 20 \lg \frac{V_s}{V_N} \quad (10)$$

其中, V_s 代表定位曲线中代表振动位置的最大值;

V_N 代表系统本底噪声,等同于定位曲线中无振动区域的最大值。

设置不同的累加次数*m*,得到的定位曲线如图5所示。由图可见,随着累加次数的增加,完成平均后的定位曲线幅值整体会缩小;根据式(10)对4条定位曲线的信噪比进行计算,由计算结果可见,随着累加次数的增加,信噪比并未降低,振动定位曲线定位效果依然明显。

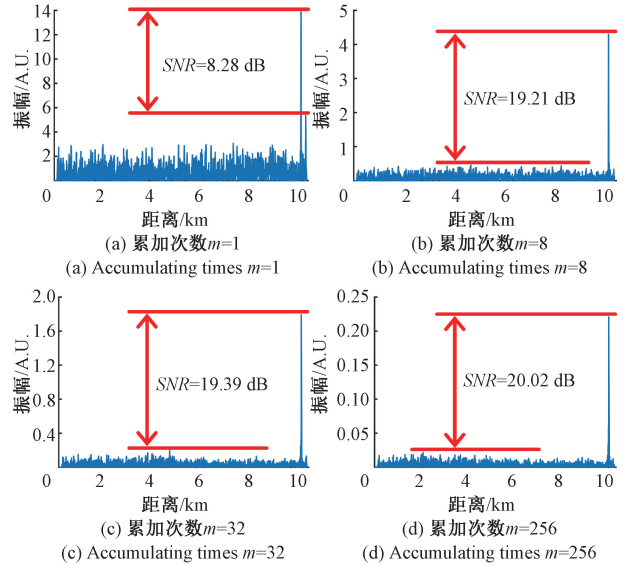


图5 不同累加次数得到的定位曲线及其信噪比

Fig. 5 Positioning curves and signal-noise ratio obtained with different accumulating times

2) 相位解调模块设计

为了实现振动相位硬件解调,系统使用坐标旋转数字算法(coordinate rotation digital computer,CORDIC)来逼近需要求解的角度值,其计算原理如下。

设输入的一点 (x_0, y_0) 与平面坐标系中另一点 (x_n, y_n) 位于同一个圆*r*上,即有:

$$x_0^2 + y_0^2 = x_n^2 + y_n^2 = r^2 \quad (11)$$

点 (x_0, y_0) 沿该圆周旋转一定角度后一定可以到达点 (x_n, y_n) 的位置。设 (x_0, y_0) 旋转至 (x_n, y_n) 所需旋转的角度为 θ ,从原点到 (x_0, y_0) 的线段与*x*轴正向的夹角为 α ,则有:

$$\begin{cases} x_0 = r \cos \alpha \\ y_0 = r \sin \alpha \end{cases} \quad (12)$$

$$\begin{cases} x_n = r \cos(\alpha - \theta) = x_0 \cos \theta + y_0 \sin \theta \\ y_n = r \sin(\alpha - \theta) = -x_0 \sin \theta + y_0 \cos \theta \end{cases} \quad (13)$$

可通过式(14)所示矩阵乘法的形式表示从 (x_0, y_0) 到 (x_n, y_n) 的旋转:

$$\begin{bmatrix} x_n \\ y_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_0 \\ y_0 \end{bmatrix} =$$

$$\begin{bmatrix} 1 & \tan\theta \\ -\tan\theta & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_0 \\ y_0 \end{bmatrix} \cos\theta \quad (14)$$

令:

$$\begin{cases} \theta = \theta_0 + \theta_1 + \theta_2 + \cdots + \theta_n \\ \tan\theta_i = 2^{-i} \end{cases} \quad (15)$$

其中, $i = 0, 1, 2, \cdots, n$, 可得:

$$\begin{bmatrix} x_n \\ y_n \end{bmatrix} = \prod_{i=0}^n \begin{bmatrix} 1 & 2^{-i} \\ -2^{-i} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_0 \\ y_0 \end{bmatrix} \cos\theta_i \quad (16)$$

将式(15)、(16)表示的从 (x_0, y_0) 到 (x_n, y_n) 的旋转分解为若干次旋转, 每次旋转后均乘以系数 $\cos\theta_i$, 最终即可到达 (x_n, y_n) 。在解调系统中仅需求解输入点旋转至 x 轴正向 (即 0°) 所需旋转的角度, 因此可以忽略 $\cos\theta_i$ 这一系数, 此时点 (x_0, y_0) 的旋转如图 6(a) 所示。算法的流程如图 2(a) 所示。由于每次旋转的角度值是固定的 (均为 $\arctan(2^{-i})$), 因此提前计算出每一次旋转对应的角度的变化量并存储在计算机中, 在完成旋转的过程中将每一次的角度变化量累加, 即可逼近所求的角度 z :

$$z_{i+1} = z_i + d_i \theta_i = z_i + d_i \arctan(2^{-i}) \quad (17)$$

其中, $i = 0, 1, 2, \cdots, n-1$, d_i 为旋转方向, 其取值为:

$$d_i = \begin{cases} 1, y_i \geq 0 \\ -1, y_i < 0 \end{cases} \quad (18)$$

可以写出对应的迭代方程:

$$\begin{cases} x_{i+1} = x_i + 2^{-i} d_i y_i \\ y_{i+1} = y_i - 2^{-i} d_i x_i \end{cases} \quad (19)$$

当旋转次数设置为 16 时, CORDIC 向量模式可以求解出 $[-99.88^\circ, 99.88^\circ]$ 范围内的角度。对于超出求解范围的点, 可以利用对称将其变换至求解范围内, 计算得到的结果取反后根据所在象限分别加减 180° 即可得到实际的角度值。

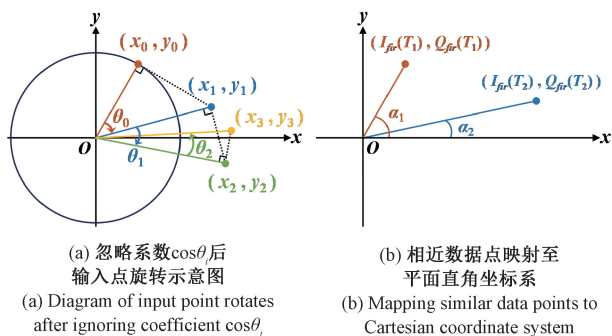


图 6 相位解调原理示意图

Fig. 6 Schematic diagram of phase demodulation principle

如图 6(b) 所示, T_1, T_2 两个相近时刻低通滤波模块

输出的 $I_{fir}(T), Q_{fir}(T)$ 两路数字信号值分别映射至 $(I_{fir}(T_1), Q_{fir}(T_1))$ 与 $((I_{fir}(T_2), Q_{fir}(T_2)))$ 两点。利用 CORDIC 算法向量模式分别得到 α_1, α_2 , 以角度差 $\alpha_1 - \alpha_2$ 作为这两点的相位差。依次解出每一条数据振动点与相近点的相位差, 解卷绕后即可得到振动点处连续变化的相位曲线。

2 系统解调实验结果分析

2.1 相干探测 Φ -OTDR 系统结构

相干探测相位敏感光时域反射系统实验结构如图 7 所示, 窄线宽激光器 (narrow linewidth laser, NLL) 发射的连续光通过一个 99:1 的耦合器 (optical coupler, OC) OC1 分为探测光 (99%) 和本地光 (1%)。声光调制器 (acousto-optic modulator, AOM) 将输入的探测光调制为固定频移的脉冲光。该脉冲光经掺铒光纤放大器 (erbium-doped fiber amplifier, EDFA) 放大以后输入环形器 (circulator, CIR), 最终进入待测光纤 (fiber under test, FUT) FUT1。FUT1 末端连接压电陶瓷振荡器 (piezoelectric transducer, PZT), PZT 根据输入的电压信号产生对应的振动信号, 可以模拟该处发生振动的情形。PZT 后部再连接一盘待测光纤 FUT2。为了避免菲涅尔反射, 在 FUT2 末端连接一个光隔离器 (optical isolator, ISO)。探测脉冲光进入待测光纤产生的后向瑞利散射光经 CIR 到达 2×2 耦合器 OC2, 在该处与本地光拍频, 拍频信号经平衡光电探测器 (balanced photodetector, BPD) 转换为模拟电压信号, 由 FPGA 主控的数据采集卡 (Data Acquisition Card, DAQ) 采集并解调, 解调得到数据通过 USB3.0 接口传输至上位机保存并显示。AOM 调制信号、PZT 振动信号以及采集卡的采集触发信号均由任意信号发生器 (arbitrary waveform generator, AWG) 产生。

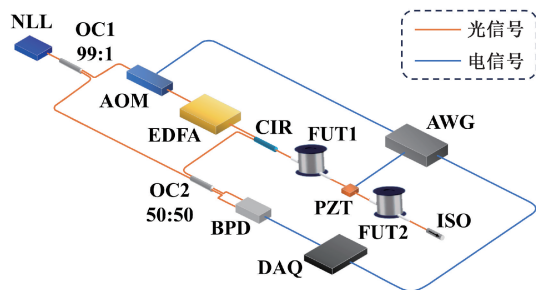


图 7 相干探测 Φ -OTDR 系统实验结构

Fig. 7 Experiment structure of coherent detection Φ -OTDR system

2.2 FPGA 解调结果分析

在 10 与 40 km 振动定位实验中, 系统采样速率为 100 MSa/s, 脉冲重复频率 2 kHz, 脉冲宽度 200 ns, FUT1

分别使用长度为 10.1 和 41 km 的光纤, FUT2 使用一盘长度为 200 m 的光纤, PZT 均接于 FUT1 尾端, PZT 输入电压幅值为 5 V、频率为 25 Hz 的正弦信号。两组实验均采集并处理 500 条数据。图 8、9 所示分别为两组实验中解调得到的振动定位曲线、相位曲线以及对应的时空瀑布图。

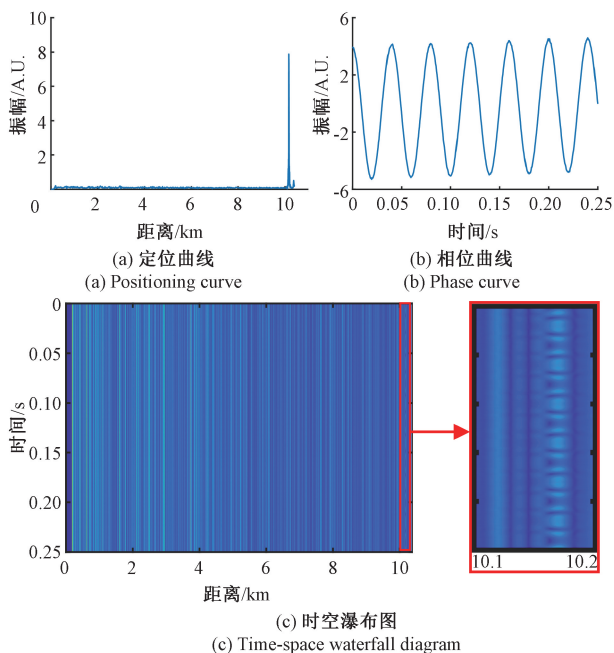


图 8 10 km 振动定位实验结果

Fig. 8 Results of vibration positioning experiment with 10 km sensing distance

10 km 振动定位实验中,由图 8(a)可见在 10.16 km 处探测到振动信号,由图 8(b)推断该振动信号频率为 25 Hz。40 km 定位实验中,由图 9(a)可见在 41.05 km 处探测到振动信号,由图 9(b)推断该振动信号频率为 25 Hz。以上两组实验中,振动信号在图 8(c)、图 9(c)所示时空瀑布图中表现为规律分布的横向条纹。实验结果证明本系统可以较好地实现 40 km 范围内光纤沿线低频振动信号的定位与相位还原。图 9(a)中所示的定位曲线在 15 km 附近存在较大的噪声,这是由于后向瑞利散射信号出现波动造成的,该现象在物理层面无法避免,且在严重时可能会造成误判。但图 9(a)仅展示了处理这 500 条数据得到的定位曲线;一般地,在振动定位应用中,将幅值未超过峰值 50% 的尖峰均视为噪声;此外,在判断是否存在振动时,一般不会只依赖于单独的一条定位曲线,而是会差分、累加平均处理多条幅值数据,从而得到多条振动定位曲线,在这些定位曲线中噪声峰并不会一直存在;对于得到的多条定位曲线,在通过寻峰算法得到峰值后,还需要判断这些峰值是否都出现在同一位置及其附近。综合以上方法基本可以避免误判情况

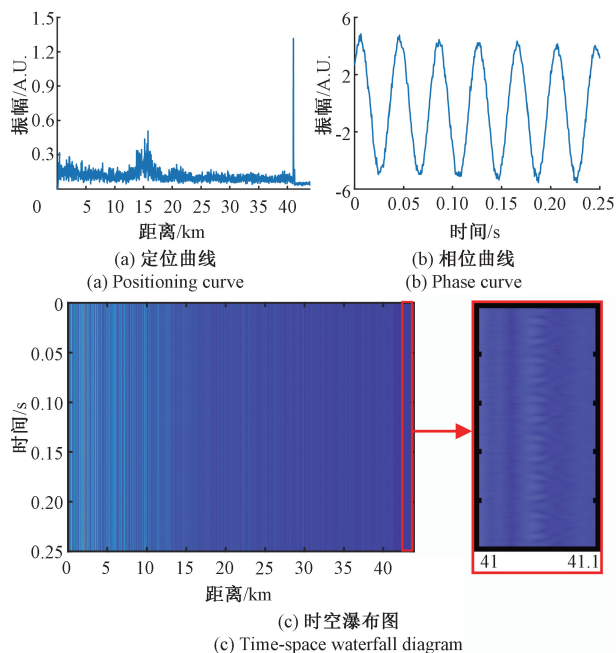


图 9 40 km 振动定位实验结果

Fig. 9 Results of vibration positioning experiment with 40 km sensing distance

发生。

FUT1 使用 10 km 光纤时,对 PZT 施加电压幅值为 5 V,频率分别为 50、75、100、125 Hz 的正弦信号,系统相位解调结果良好,得到的相位还原曲线如图 10 所示。图中相位波形的漂移现象主要是由激光器频率漂移引起的,用于作相位差的两传感点之间间距的存在会将其放大。本团队提出的多尺度 VMD 算法可以有效抑制相位漂移^[21]。在 FPGA 上可以进行针对性设计以实现该算法,但这样对解调速度会有较大影响;由于本文聚焦 Φ -OTDR 系统实时性提升,考虑到相位漂移不影响对图 10 所示频率范围内的振动信号频率与相位进行分析,因此本文设计的解调系统未对相位漂移进行处理。对于多尺度 VMD 算法原理及其实现,本文不再展开论述。

2.3 CPU 与 FPGA 解调耗时对比分析

解调时间与系统需要处理的数据量息息相关。可以通过以下两种方法改变数据量:一种方法是不改变数据采集与处理条数,只改变传感距离(即改变单条数据上数据点的个数);另一种方法是不改变传感距离,只改变系统采集与处理条数。

在相同采样率(100 MSa/s)、脉冲重复频率(2 kHz)与脉冲宽度(200 ns)下,本次实验取 8 组采样处理条数(500~4 000 条,每组之间的间隔为 500 条)与 8 组传感距离(5000~40 000 个数据点,每组之间的间隔为 5 000 个数据点,对应传感距离为 5~40 km,每组之间间隔为 5 km),得到如图 11(a)所示数据量不同的 64 种情

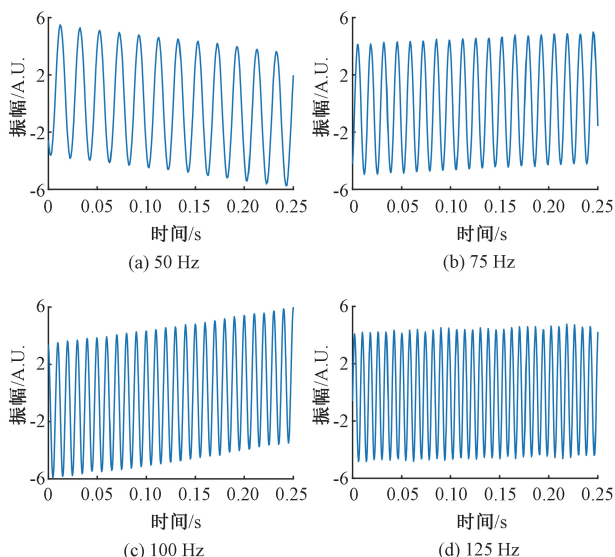


图 10 10 km 处不同频率振动相位解调结果

Fig. 10 Vibration phase demodulating results with different frequencies at 10 km

况下,CPU 解调与 FPGA 解调的耗时对比。为尽可能消除误差,不同数据量情形下 CPU 解调均在一台计算机上完成,每组数据解调 3 次,取平均值作为这组数据的解调时间。使用的 CPU 型号为 AMD 锐龙 7735HS。

FPGA 解调时数据依次滑动经过解调流水线。正交混频模块中乘法器输出有 5 个时钟周期的延迟;低通滤波模块中,数据输入存储单元前首尾相加需要 1 个时钟周期,输入数据在存储单元中滑动需要 60 个时钟周期,乘法器输出有 5 个时钟周期的延迟,乘法器输出结果累加需要 7 个时钟周期;幅值解调模块中,差分与累加存在 4 个时钟周期的延迟,寻峰存在 2 个时钟周期的延迟;相位解调模块中,CORDIC 算法求解角度需要 16 个时钟周期,求两点相位差需要 1 个时钟周期。综上所述,该流水线长度为 101 个系统时钟周期。由于系统仅在进行数据采集的同时解调,因此单条数据解调耗时为数据采集耗时与单条流水线长度之和,系统解调总耗时 t 为:

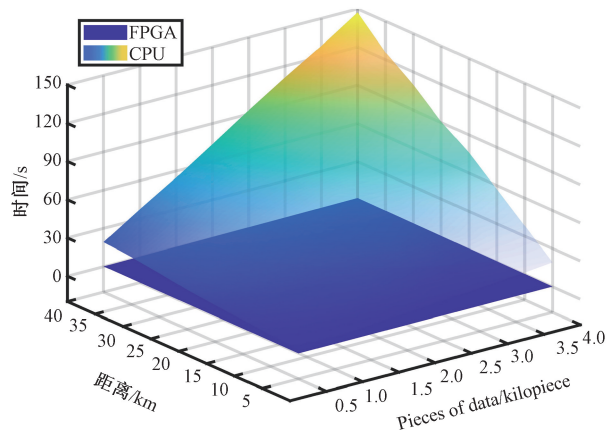
$$t = (P + 101)NT_{clk} \quad (20)$$

其中 P 为单条数据上的数据点个数, N 为系统数据采集条数, T_{clk} 为 FPGA 系统时钟周期。本系统所有模块统一使用 100 MHz 时钟,因此 $T_{clk} = 10$ ns。

图 11(a) 中位于下方的深色曲面代表不同数据量下 FPGA 解调耗时,位于上方的渐变透明曲面代表 CPU 解调耗时。当数据量逐级增大时,CPU 解调耗时巨幅增加,相比之下 FPGA 解调耗时变化较小。

如图 11(b) 所示,系统采集与处理条数 $N=500$,当单条数据点 $P=5\,000$ (传感距离 5 km) 时,CPU 解调耗时 2.82 s,FPGA 解调耗时 0.03 s;当单条数据点 $P=40\,000$

(传感距离 40 km) 时,CPU 解调耗时 19.18 s,FPGA 解调耗时 0.20 s。这一情形下系统需要处理的数据量增加 7 倍,CPU 解调耗时增加 16.37 s,而 FPGA 解调耗时仅增加 0.17 s。又如如图 11(c) 所示,单条数据点 $P=40\,000$ (传感距离 40 km),当采集和处理条数 $N=1\,000$ 时,CPU 解调耗时 38.26 s,FPGA 解调耗时 0.40 s;当采集和处理条数 $N=4\,000$ 时,CPU 解调耗时 147.21 s,FPGA 解调耗时 1.60 s。这一情形下系统需要处理的数据量增加 3 倍,CPU 解调的时间增加了 108.95 s,而 FPGA 解调时间仅增加 1.20 s。结果证明使用 FPGA 进行数字正交解调可以较好地提升 Φ -OTDR 系统实时性。



(a) 不同方案下系统数据量与解调耗时关系图

(a) Relationship between system data amounts and demodulation time with different scheme

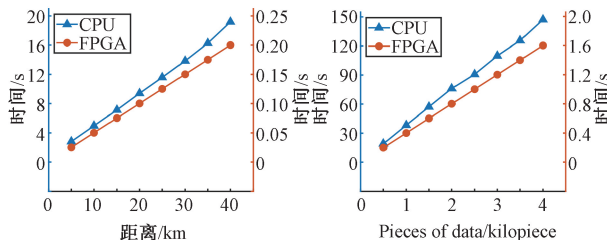
(b) $N=500$, P 不同时 CPU 与 FPGA 解调耗时对比
(b) CPU and FPGA demodulation time comparison with different P parameter while $N=500$ (c) $P=40\,000$, N 不同时 CPU 与 FPGA 解调耗时对比
(c) CPU and FPGA demodulation time comparison with different N parameter while $P=40\,000$

图 11 不同数据量下 CPU 与 FPGA 解调耗时对比

Fig. 11 Demodulation time comparison of CPU and FPGA under different data amounts

3 结 论

为了解决当前主流 Φ -OTDR 系统上位机 CPU 解调方案实时性较差的问题,本文提出了一套基于 FPGA 的数字正交解调系统,依次介绍了该系统整体框架及各模块实现方式。通过实验验证系统在 100 MSa/s 采样率、2 kHz 脉冲重复频率、200 ns 脉冲宽度的情形下可以进行

40 km 范围内的振动定位及其相位还原;在传感距离40 km、系统采集并处理4 000条数据的情形下,CPU解调耗时147.21 s,相比之下FPGA解调仅耗时1.60 s,较CPU缩短145.61 s。结果证明该解调系统可以较好地提升 Φ -OTDR系统实时性。

参考文献

[1] 郑来芳,张俊生,梁海坚,等.基于时频混合特征提取算法的光纤传感信号识别研究[J].电子测量与仪器学报,2020,34(9):153-159.
ZHENG L F, ZHANG J SH, LIANG H J, et al. Time frequency domain based hybrid feature extraction algorithm for fiber optic sensing events recognition[J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2020, 34(9): 153-159.

[2] 李培鸿,王宇,张建国,等.萨格奈克光纤振动传感系统的FPGA实现[J].电子测量与仪器学报,2018,32(11):125-131.
LI P H, WANG Y, ZHANG J G, et al. Sagnac optical fiber vibration sensing system using FPGA technology[J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2018, 32(11): 125-131.

[3] 王文博,初善福.基于COTDR原理的分布式振动光纤管道预警系统在油气管道的应用研究[J].自动化应用,2020(5):151-152.
WANG W B, CHU SH F. Application research of distributed vibration optical fiber pipeline early warning system based on COTDR principle in oil and gas pipeline[J]. Automation Application, 2020(5): 151-152.

[4] WANG Y, YUAN H Y, LIU X, et al. A comprehensive study of optical fiber acoustic sensing[J]. IEEE Access, 2019(7): 85821-85837.

[5] DORIZE C, AWWAD E, RENAUDIER J. High sensitivity Φ -OTDR over long distance with polarization multiplexed codes[J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2019, 31(20): 1654-1657.

[6] LIU X, WANG Y, WU R D, et al. Real-time phase-sensitive OTDR based on data matrix matching method[J]. Sensors, 2018, 18(6): 1883-1883.

[7] 赵丽娟,张旭哲,徐志钮,等.分布式声波传感系统中IQ解调方法的影响因素[J].光学学报,2023,43(14):284-299.
ZHAO L J, ZHANG X ZH, XU ZH N, et al. Influencing factors of IQ demodulation method in distributed acoustic sensors[J]. Acta Optica Sinica, 2023, 43(14): 284-299.

[8] 张旭苹,张益昕,王峰,等.基于瑞利散射的超长距离

分布式光纤传感技术[J].中国激光,2016,43(7):14-27.

ZHANG X P, ZHANG Y X, WANG F, et al. Ultra-long fully distributed optical fiber sensor based on Rayleigh scattering effect[J]. Chinese Journal of Lasers, 2016, 43(7): 14-27.

[9] BARRIAS A, CASAS R, VILLALBA S. A review of distributed optical fiber sensors for civil engineering applications[J]. Sensors, 2016, 16(5): 748.

[10] KOWARIK S, HUSSELS T, CHRUSCICKI S, et al. Fiber optic train monitoring with distributed acoustic sensing: Conventional and neural network data analysis[J]. Sensors, 2020, 20(2): 450.

[11] YAN Q, YANG Y, ZHANG Z, et al. Distributed vibration sensing system for oil and gas pipelines based on COTDR and BP neural network[C]. Optical Fiber Sensors, 2018.

[12] CAO C, FAN X Y, LIU Q W, et al. Practical pattern recognition system for distributed optical fiber intrusion monitoring system based on phase-sensitive coherent OTDR[C]. Asia Communications and Photonics Conference, 2015.

[13] 胡泽,崔源,葛亮,等.分布式光纤的沙漠埋地油气管道入侵信号识别[J].电子测量技术,2021,44(17):93-100.

HU Z, CUI Y, GE L, et al. Distributed fiber optics for intrusion signal identification of desert buried oil and gas pipelines[J]. Electronic Measurement Technology, 2021, 44(17): 93-100.

[14] PHILIPPE J, GILDA C, BENJAMIN S, et al. Fibre optic distributed acoustic sensing of volcanic events[J]. Nature Communications, 2022, 13(1): 1753.

[15] 王宇,王俊虹,梁斌,等.基于光纤移频延时环的 Φ -OTDR信号衰落抑制方法[J].仪器仪表学报,2022,43(11):23-30.

WANG Y, WANG J H, LIANG B, et al. Fading suppression method of Φ -OTDR signal based on optical fiber frequency-shifted delay loop[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2022, 43(11): 23-30.

[16] 张昕,申雅峰,薛景峰.基于瑞利散射的分布式光纤传感器的研究现状[J].光学仪器,2015,37(2):184-188.

ZHANG X, SHEN Y F, XUE J F. Current status of distributed optical fiber sensor based on Rayleigh scattering[J]. Optical Instruments, 2015, 37(2): 184-188.

- [17] YU F H, LIU S Q, SHAO L Y, et al. Ultra-low sampling resolution technique for heterodyne phase-OTDR based distributed acoustic sensing [J]. Optical Letters, 2022, 47(14): 3379-3382.
- [18] 倪东, 吴重庆, 付松年. 基于 FPGA 的偏振敏感时域反射信号采集处理系统 [J]. 光子技术, 2005 (3): 131-133, 137.
NI D, WU CH Q, FU S N. Polarization sensitive time domain reflection signal acquisition and processing system based on FPGA [J]. Photon Technology, 2005 (3): 131-133, 137.
- [19] 盛庆华, 俞钊, 卢斌, 等. 基于异构加速的 Φ -OTDR 实时信号处理系统 [J]. 中国激光, 2020, 47 (1): 144-154.
SHENG Q H, YU ZH, LU B, et al. Real-time phase-sensitive optical time-domain reflectometry signal processing system based on heterogeneous accelerated computing [J]. Chinese Journal of Lasers, 2020, 47(1): 144-154.
- [20] WANG Y, LV Y J, JIN B Q, et al. Co-processing parallel computation for distributed optical fiber vibration sensing [J]. Applied Science, 2020, 10(5): 1747.
- [21] WANG Y, YIN S Y, ZHAO J X, et al. Ultralow-frequency vibration sensing in phase-sensitive OTDR using multiscale VMD [J]. IEEE Sensors Journal, 2023, 23(24): 30451-30462.

作者简介



李沛峰, 2020 年于河海大学获得学士学位, 现为太原理工大学硕士研究生, 主要研究方向为光纤传感。

E-mail: 752529998@qq.com

Li Peifeng received his B. Sc. degree from Hohai University in 2020. Now he is a M. Sc. candidate in Taiyuan University of Technology. His main research interest includes fiber optic sensing.



刘丽, 2011 年于北京航空航天大学获得博士学位, 现为太原理工大学副教授, 主要研究方向为信号处理。

E-mail: liuli01@tyut.edu.cn

Liu Li received her Ph. D. degree from Beijing University of Aeronautics and Astronautics in 2011. Now she is an associate professor in Taiyuan University of Technology. Her main research interest includes signal processing.



靳宝全 (通信作者), 2010 年于太原理工大学获得博士学位, 现为太原理工大学教授, 主要研究方向为光纤传感。

E-mail: jinbaoquan@tyut.edu.cn

Jin Baoquan (Corresponding author) received his Ph. D. degree from Taiyuan University of Technology in 2010. Now he is a professor in Taiyuan University of Technology. His main research interest includes fiber optic sensing.