光电技术及应用

DOI: 10.16818/j.issn1001－5868.20250724001

基于FPGA的相位噪声补偿光频域反射仪实时处理技术

刘向阳,樊昕昱*,何祖源

(上海交通大学 信息与电子工程学院 光子传输与通信全国重点实验室,上海 200240)

摘 要: 针对相位噪声补偿光频域反射仪(PNC-OFDR)测量速度慢、解调效率低,难以满足实时性要求,文章提出一种基于现场可编程门阵列(FPGA)的实时处理系统。该系统通过低通滤波与降采样简化相位噪声补偿计算,显著降低数据处理量;并采用多路信号复用的二维傅里叶变换结构,实现对长序列的高效频域分析。实验结果表明,该系统完成了11阶相位噪声补偿,在27 km测量距离内实现了2.5 cm空间分辨率,且FPGA处理延时仅为8.13 ms,低于硬件系统的10 ms的扫频周期,从而实现了PNC-OFDR的实时解调。

关键词: 光频域反射仪,相位噪声补偿光频域反射仪;可编辑门阵列;并行计算

中图分类号: TN247 **文章编号:** 1001－5868(2026)01－0164－08

Real-Time Phase-Noise-Compensated Optical Frequency-Domain Reflectometry Using Field Programmable Gate Arrays

LIU Xiangyang, FAN Xinyu, HE Zuyuan

(**State Key Laboratory of Photonics and Communication, Department of Electronic Engineering, Shanghai Jiao Tong University, Shanghai 200240, CHN**)

Abstract: In phase-noise-compensation optical frequency-domain reflectometry (PNC-OFDR), an auxiliary interferometer is implemented to reduce the influence of laser-phase noise and thus achieve a measurement range that exceeds the coherence length of the laser. However, the application of PNC-OFDR in scenarios with timeliness requirements is limited by its slow measurement speed and low demodulation efficiency. In this study, the original algorithm is improved and combined with a hardware-circuit-pipeline computing architecture to realize optical frequency domain reflectometry. In addition, a two-dimensional Fourier transform structure for multichannel signal multiplexing is proposed to complete the long-sequence frequency-domain analysis. It achieves a measurement range of 27 km, spatial resolution of 2.5 cm, and computation time (8.13 ms) shorter than the sweep-frequency period (10 ms), facilitating real-time data processing.

Key words: phase-noise-compensated optical frequency-domain reflectometry; real-time computing; field programmable gate array; parallel computing

0 引言

光频域反射仪(Optical Frequency Domain Reflectometry,OFDR)具有高空间分辨率[1]、抗电磁干扰、低成本[2]等优点,能够测量压力[3]、温度[4]、

收稿日期:2025－07－24.

基金项目:国家重点研发计划项目(2023YFB2804900).

*通信作者:樊昕昱

应变[5]、振动[6]等环境参数，在建筑检测[7]、医疗检测[8]、光纤链路检测、光模块与光芯片测试[9]等众多应用场景中发挥重要作用。为提升OFDR测量距离，研究者提出相位噪声补偿光频域反射仪（Phase-Noise-Compensated Optical Frequency Domain Reflectometry，PNC-OFDR）技术，实现了远超辅助干涉仪延时光纤长度的测量距离[10]。例如，已有研究提出一种PNC-OFDR自适应算法，在100 km光纤链路上实现了7 cm空间分辨率，远超光源相干长度[11]。然而，随着空间分辨率与探测距离等性能的不断提高，OFDR系统需要处理的数据量持续增加，导致解调过程通常依赖离线处理，耗时可达数十秒甚至数分钟，难以满足实时动态监测的需求。

为提升OFDR系统的实时性，已有工作采用图形处理器（GPU）进行加速，实现了最高800 Hz的刷新率[12]；亦有研究通过优化GPU线程分配，将处理速度提升至CPU的81倍，刷新率达到60 Hz，可用于分布式动态应变传感[13]。然而，基于GPU的方案存在功耗高、散热大、不易集成等缺点，且上述系统的测量距离仍受限于辅助干涉仪的延时光纤长度。近年来，现场可编程门阵列（FPGA）因其处理速度快、易集成与功耗低的优点，被广泛应用于实时OFDR系统[14-16]。但现有基于FPGA的实时OFDR方案，其测量距离依然受到辅助干涉仪延时光纤长度的限制。虽然有研究采用实时自适应二阶广义积分器扩频技术用于FPGA平台，在FPGA上实现了80 μm空间分辨率与300 m测量距离[17]，一定程度上突破了延时光纤长度的限制，但总测量距离仍然有限。

基于此，本文在相位噪声补偿算法基础上进行改进，通过低通滤波与降采样大幅减少运算数据量，并引入二维傅里叶变换实现长序列快速傅里叶变换（FFT）的流式运算，构建了一套基于FPGA的实时长距离PNC-OFDR处理系统，有效突破了延时光纤长度对测量范围的限制。

1　相位噪声补偿光频域反射仪

PNC-OFDR技术在原有OFDR结构的基础上增加一路非平衡干涉仪，其常用结构如图1所示。光源经过强度调制后转换为线性扫频光，本地扫频光由耦合器1分成两束，分别进入主干涉仪与辅助干涉仪。

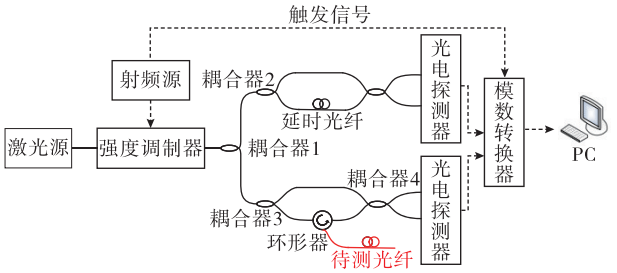


图1　相位噪声补偿光频域反射仪系统结构图

如果线性扫频光源的扫频速率为γ，平衡光电探测器1、2输出的电信号则可以分别表示为：

$$I_s(t)=\sqrt{R}\,E_0^2\cos\left[2\pi\gamma\tau_s t+\theta(t)-\theta(t-\tau_s)+C_s\right] \tag{1}$$

$$I_r(t)\propto\cos\left[2\pi\gamma\tau_r t+\theta(t)-\theta(t-\tau_r)+C_r\right] \tag{2}$$

式中，R表示待测光纤上某点背向瑞利散射光的反射率，E_0为探测光的电场强度，τ_s为待测光纤上往返于某反射点处探测光的飞行时间，τ_r为延时光纤导致的探测光飞行时间，$\theta(t)$为光源的相位噪声，C_s和C_r表示与时间无关的相位常数。由于$I_r(t)$为实窄带信号，可由正频率完整表征。因此，可通过公式（3）获得其解析信号形式：

$$\begin{aligned}I_1(t)&=I_r(t)+j\times Hilbert\left[I_r(t)\right]\propto\\&\exp\left\{j\left[2\pi\gamma\tau_r+\theta(t)-\theta(t-\tau_r)+C_r\right]\right\}\end{aligned} \tag{3}$$

式中，$Hilbert\left[I_r(t)\right]$表示$I_r(t)$的希尔伯特变换。该信号也可通过使用90°光混频器由另一台平衡光电探测器直接采集得到。设$I_1(t)$的归一化信号为$\hat{I}_1(t)$，将$\hat{I}_1(t)$与测量信号$I_s(t)$进行混频运算，可得公式（4）和（5）所示的差频项$I_d(t)$与和频项$I_a(t)$：

$$\begin{aligned}I_d(t)=&\sqrt{R}\exp\left\{2\pi j\gamma(\tau_s-\tau_r)t+\right.\\&\left.\theta(t-\tau_s)-\theta(t-\tau_r)+C_r+C_F\right\}\end{aligned} \tag{4}$$

$$\begin{aligned}I_a(t)=&\sqrt{R}\exp\left\{2\pi j\gamma(\tau_r+\tau_s)t+2\theta(t)-\right.\\&\left.\theta(t-\tau_s)-\theta(t-\tau_r)+C_r+C_F\right\}\end{aligned} \tag{5}$$

上述两式均包含反射点位置信息τ_s与反射率信息R。差频项$I_d(t)$包含相位噪声差分$\theta(t-\tau_s)-\theta(t-\tau_r)$，当$\tau_s$与$\tau_r$相等时，相位噪声可完全消除。基于上述计算，进一步分析频谱特征即可提取反射点空间位置及其反射强度信息，从而实现相位噪声的有效补偿。为突破延时光纤长度对测量距离的限制，本研究采用“结连生成相位”方法[10]构建高阶参考信号用于进一步延长测量距离。对一阶参考信号作时移与乘法运算，可推导出补偿距离提升至

原来两倍的二阶参考信号$\hat{I}_2(t)$,其数学表达式为:

$$\hat{I}_2(t)=\hat{I}_1(t)\times\hat{I}_1(t-\tau_r)= \exp\left\{j\left[2\pi\gamma\times 2\tau_r+\theta(t)-\theta(t-2\times\tau_r)+C\right]\right\} \tag{6}$$

通过公式(7)的连乘运算可以得到更高阶的参考信号$\hat{I}_N(t)$,其中N表示总的补偿阶数。通过多阶相位噪声补偿,系统的测量距离可扩展N倍。

$$I_N(t)=\prod_{n=1}^{N}I_1\left[t-(n-1)\tau_r\right] \tag{7}$$

图2展示了相位噪声补偿计算过程中的信号频谱,测量信号分别与各阶参考信号混频后实现对应距离内的相位噪声补偿。最终,可通过频谱拼接来融合各阶补偿结果,实现整条待测光纤的完整补偿。根据文献[11]中的信噪比分析,基于混频法实现的PNC-OFDR各阶补偿结果的频谱截取宽度Δf通常取相同范围,如公式(8)所示:

$$\Delta f=\frac{\Delta F}{N}=\frac{2\gamma L}{cN} \tag{8}$$

式中,ΔF为测量信号的频谱宽度,c为探测光在光纤中的传播速度。

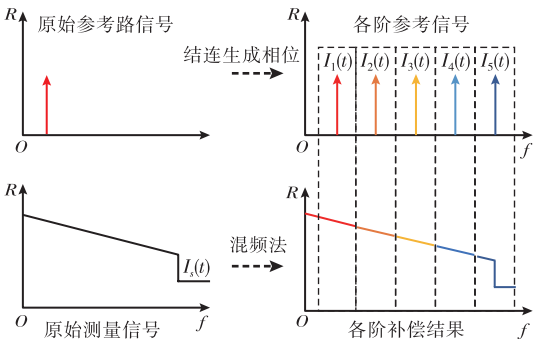


图2 相位噪声补偿算法示意图

2 PNC-OFDR系统FPGA设计

2.1 FPGA系统的基本结构

图3展示了PNC-OFDR系统的电路架构,该系统主要由高速模数转换器(Analog-to-Digital Converter,ADC)、FPGA系统、片外存储器(Double Data Rate 3 Synchronous Dynamic Random Access Memory,DDR3 SDRAM)控制单元,以及以太网接口模块组成。高速ADC将来自平衡光电探测器的测量信号,以及辅助干涉仪的参考信号转换为数字信号,并为FPGA系统提供外部参考时钟;FPGA系统由相位噪声补偿并行计算模块、二维傅里叶变换频谱计算模块、DDR3控制模块以及以太网接口模块组成。其中相位噪声补偿模块实现多阶参考信号的生成与混频的并行计算,同时对数据进行数据量压缩与数据流组合;频谱计算模块采用时分复用技术对多阶相位噪声补偿数据进行快速傅里叶变换频谱计算,具体方法是使用二维傅里叶变换拆解长序列快速傅里叶变换(Fast Fourier Transform,FFT),从而降低计算过程中兆级长度采样序列的存储需求;DDR3控制器主要负责FFT计算过程中FPGA与DDR3 SDRAM的通信;以太网接口实现FPGA与以太网物理层(PHY)芯片的数据交互,通过RJ45物理接口将数据上传至计算机处理。

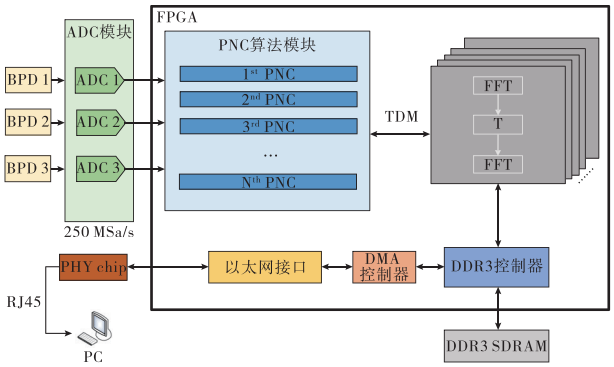


图3 PNC-OFDR系统数据处理电路架构

2.2 相位噪声补偿并行计算结构

PNC-OFDR使用“结连生成相位”技术使系统测量距离突破辅助干涉仪延时光纤长度的限制。然而,多阶相位噪声补偿运算也产生了多条并行且独立的数据流,使数据通路中的数据吞吐量成倍提升,这将显著增加FPGA系统对数据接口、存储设备的性能需求。

图4展示了改进后相位噪声补偿的计算过程,其中数据量的成倍增加成为实时PNC-OFDR技术实现的重要限制。究结合PNC-OFDR的数据特征改进了补偿算法,所提出的高存储效率的数据处理方法主要考虑了数据压缩和误差控制两方面。

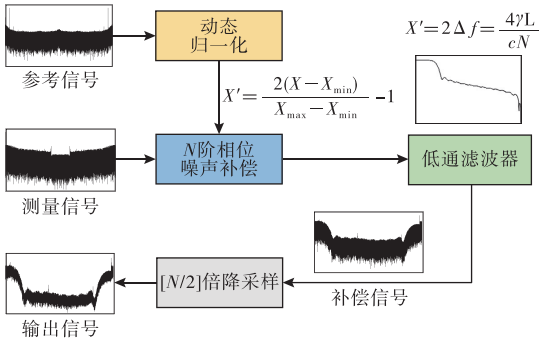


图4 相位噪声补偿算法计算流程图

由公式(4)可知，混频得到的差频项发生频移后相位噪声完全补偿点位于直流频率处，各阶运算中需要保留的相位噪声补偿数据集中在低频区域。因此，可以使用低通滤波(Low Pass Filter，LPF)与降采样运算来保留低频区间的相位噪声补偿数据，从而降低数据通路吞吐量。本研究采用在FPGA上更易实现的FIR低通滤波器对各阶补偿结果进行滤波，由于PNC-OFDR优化方法对低通滤波器通带平稳要求较高，而对过渡带宽度要求相对宽松，故选用汉宁窗作为窗函数来设计滤波器。为遵循奈奎斯特采样定律，降采样的倍数设置为总补偿阶数的一半(向下取整)，FIR滤波器截止频率f_s设置为$2\Delta f$，Δf表示各阶相位噪声补偿结果在完整补偿数据中占据的频率范围。

由于“结连相位生成”技术采用连乘运算，计算过程中数据位宽将会不断增加。而计算设备的计算位宽有限，因此量化误差会不断累积。计算机软件程序执行精密运算的数据类型通常为单精度浮点数(32位)或双精度浮点数(64位)，因FPGA资源较为受限，本研究采用的计算数据类型选定为32位定点数。与单、双精度浮点数相比，定点数在计算时不需要作数据类型转换，计算单元结构更为简单，电路复杂度和延时也更低。基于混频实现的相位噪声补偿计算并不关注辅助干涉仪信号的真实幅值，因而参考信号正交两路在输入时可作动态归一化，以确保数据幅值在[－1，1]区间内。当每次连乘运算时，因乘数小于1，量化误差会得到一定程度的遏制。除此之外，参考路数据的归一化还可以在一定程度上消除不同补偿阶数下信号强度的不均匀性。

图5展示了相位噪声补偿模块的FPGA数据流图，主要计算包括延时(Time Delay，TD)、复数乘法与加法。为方便数据在FPGA各模块及单元间的传输，各级补偿数据在进入频谱计算模块之前，需将位宽截断至16位。相邻两阶补偿数据的正交信号采用位宽分割的方式组合成一条数据通路，N阶补偿数据经低通滤波、降采样和位宽分割后，与原始数据共同组成$N/2$路信号。在$N/2$倍降采样的前提下，$N/2$路信号通过时分复用的方式缓存至DDR3 SDRAM。经过低通滤波及降采样后，数据总量由原数据N倍降至与原数据基本相同，且不占用额外的数据通路，从而解决了多阶相位噪声补偿计算导致数据量激增的问题。

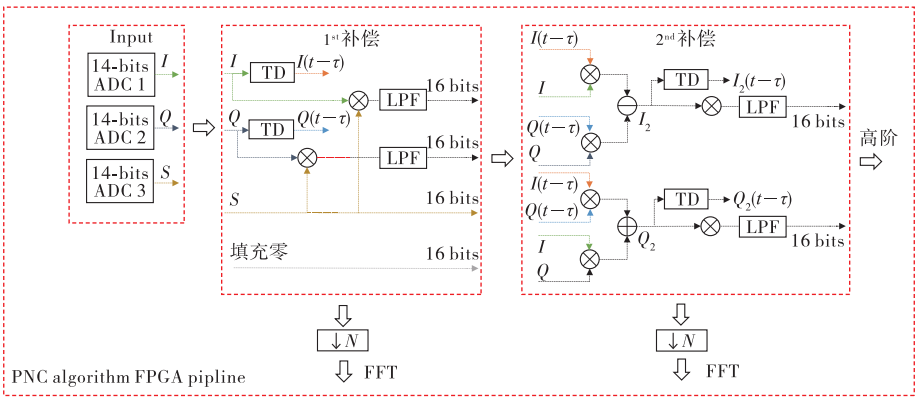


图5　相位噪声补偿算法数据流图

2.3　二维傅里叶变换并行计算结构

频谱计算是实现实时OFDR系统的另一个关键步骤，其实现难点在于OFDR采样序列较长导致计算模块对FPGA存储资源存在极高要求。本研究中OFDR采样序列长度为2.5 M，经过5倍降采样处理后，仍需实现0.5 M长度的FFT计算。Xilinx FPGA的FFT IP核通常仅支持最大64 K长度的FFT计算，而在长序列FFT计算中，FPGA消耗资源数目与FFT长度成倍数关系。经估算，0.5 M长度的FFT实现需要110 Mbits规模的BRAM，这一需求远高于常规FPGA性能。为降低算法对FPGA存储资源的需求，使用二维快速傅里叶变换(2D-FFT)完成0.5 M点数采样序列的频谱计算，其计算原理如下：

$$X[k]=\sum_{n=0}^{N-1}x[n]e^{\frac{-j2\pi nk}{N}}=\sum_{n=0}^{N-1}x[n]W_N^{kn} \quad (9)$$

式中，$k=0，1，\cdots，N-1$。首先，将长度为N的序列划分为N_2段长度为N_1的序列，则公式(9)可以转换为公式(10)：

$$X[k]=X[k_1+N_1k_2]=\sum_{n_2=0}^{N_2-1}\sum_{n_1=0}^{N_1-1}x[N_2n_1+n_2]W_N^{(N_2n_1+n_2)}W_N^{(k_1+N_1k_2)} \quad (10)$$

其中n_1,n_2,k_1,k_2满足公式(11)和(12)所示的约束关系：

$$k=k_1+N_1k_2,0\leqslant k_1\leqslant N_1-1,0\leqslant k_2\leqslant N_2-1 \quad (11)$$

$$n=N_2n_1+n_2,0\leqslant n_1\leqslant N_1-1,0\leqslant n_2\leqslant N_2-1 \quad (12)$$

对公式(10)中的旋转因子进行化简，可以得到公式(13)，至此长度为N的FFT被分解为长度分别为N_1和N_2的两个FFT，其中长度为N_1的FFT需要乘以一个旋转因子$W_N^{k_1n_2}$，再作为长度为N_2的FFT的计算序列。

$$X[k]=X[k_1+N_1k_2]=\sum_{n_2=0}^{N_2-1}\left\{W_N^{k_1n_2}\left[\sum_{n_1=0}^{N_1-1}x(N_2n_1+n_2)W_{N_1}^{k_1n_1}\right]W_{N_2}^{k_2n_2}\right\} \quad (13)$$

根据公式(13)，可以得到如图6所示的2D-FFT FPGA结构图。该图展示了长度为0.5 M(1 024×512)的FFT。采样点首先需要以1 024的行长度作转置，这一过程需要等待采样点样本足够才能进行1 024点FFT，使用外部大容量存储器DDR3 SDRAM进行数据缓存。计算的具体步骤为：从矩阵中读取1 024列数据，利用FFT IP核执行1 024点FFT计算；计算生成的数据乘以旋转因子并逐列存储于DDR3 SDRAM，作为第二次FFT运算数据；对所有行计算第二次FFT并保存，按列读出变换后的数据，得到0.5 M点数据FFT计算结果。

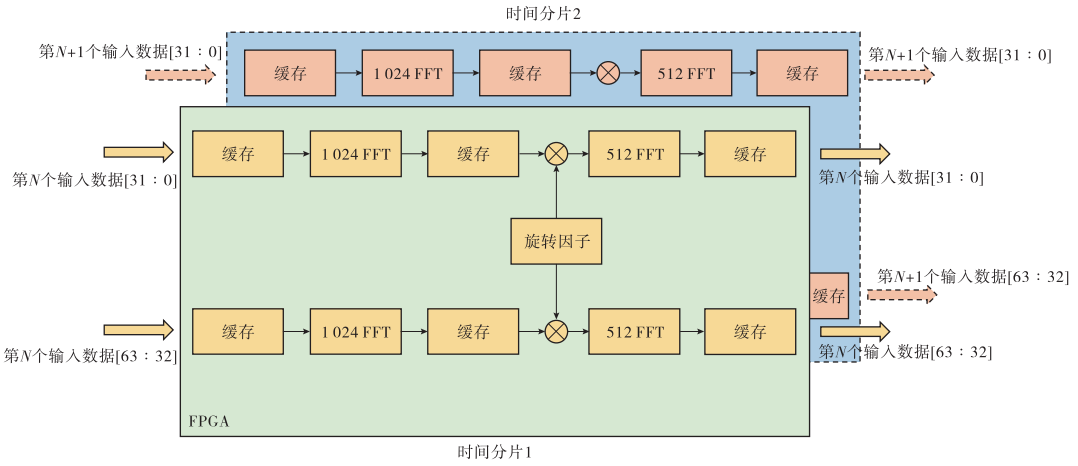


图6 多路数据二维傅里叶变换结构

如图6所示，将相邻两阶相位噪声补偿数据的正交两路组合为一路64 bits的数据流，该数据流进入2D-FFT模块后被分成两路数据流以进行2D-FFT计算，计算完成后再重新合并为一路64 bits数据流。FFT使用Xilinx FFT IP核实现，计算数据类型为定点数。在适当延时控制下，各阶相位噪声补偿数据作FFT运算时，其旋转因子在同一时刻完全相同。因此，相邻两路数据作FFT计算时可共用一个旋转因子生成单元，并在FPGA与DDR3 SDRAM存储器通信过程中合成一路数据流，实现DDR3控制器的共用，从而大幅降低多路数据作FFT计算时的资源消耗。得益于采用降采样技术，2D-FFT计算模块在全局时钟下通过时分复用机制，依次计算不同阶次的相位噪声补偿结果的频谱，从而最大化硬件资源的利用效率。图6展示了同一个FFT计算单元在时间片1和时间片2分别对不同输入数据进行频域分析计算。这一复用方案在一定程度上解决了存储和接口资源受限的问题，同时维持了系统处理能力的优化平衡，为高精度相位噪声补偿系统的频域分析提供了一种可行的硬件架构解决方案。

3 实验设置

图7为PNC-OFDR测试实验平台。在实验系统中，任意波形发生器(AWG)生成6～10 GHz的射频信号用于光源强度调制，同时产生触发信号用于信号同步。光源采用NKT Photonics窄线宽激光器，经过强度调制后产生扫频周期为10 ms、扫频范围为4 GHz的线性扫频，对应理论空间分辨率为2.5 cm。探测光经过耦合器1(70∶30)分为两路分

别进入主干涉仪与辅助干涉仪。在主干涉仪内，光束经耦合器3(90∶10)分别注入两臂，探测光由环形器进入待测光纤，背向瑞利散射光通过耦合器4(50∶50)与另一束扫频光干涉，并经过光电探测器转换为电信号；在辅助干涉仪内，90°光混频器将非平衡干涉仪的两路光混合并生成正交两路电信号。ADC为NI 5761模数转换模组，具有14 bits采样位宽与250 MSa/s采样率，提供250 MHz时钟源。待测光纤长度为27 km(由长度为23 km和4 km的两段光纤连接而成)，参考路延时光纤长度为4.8 km。因此，单次采集的采样序列长度为2.5 M，共需要实现11阶相位噪声补偿以补偿整条待测光纤的测量信号。FPGA设备为NI 7931R，包含2 GB DDR3 SDRAM与Xilinx Kintex-7 xc325t FPGA评估板，该评估板包含2 038 000 LUTs，840 DSPs以及16 020 kbits BRAM，时钟频率为250 MHz。

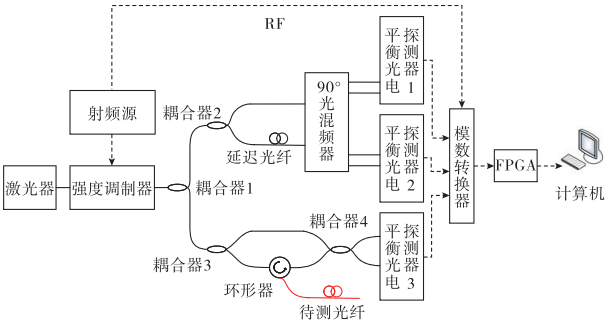


图7　相位噪声补偿光频域反射仪实验平台结构图

经LabVIEW平台联合Vivado 2018.3 Verilog语言编译工具编译后，FPGA资源利用率如图8所示。该图展示了相位噪声补偿算法模块与二维傅里叶变换模块在FPGA开发板上的资源利用率，其中蓝色柱状图表示相位噪声补偿算法模块的资源利用率，而绿色柱状图表示二维傅里叶变换模块的资源利用率。得益于相位噪声补偿算法的简化，相位噪声补偿算法模块在整个计算过程中仅涉及加法、乘法以及延时等简单运算，消耗计算单元仅为6.6%。经过低通滤波与降采样后，消耗BRAM资源大幅下降，仅占23.8%，用于算法的延时单元与数据缓存。二维傅里叶变换模块将0.5 M长度的采样序列转置为1 024×512矩阵作二维傅里叶变换。在多路数据时分复用的设计下，该模块用于采样数据缓冲、存储和FFT计算过程数据存储的BRAM资源消耗为54.8%，用于实现复数计算的DSP单元消耗占比达42.0%，用于CORDIC算法实现的LUTs消耗占比为34.2%。

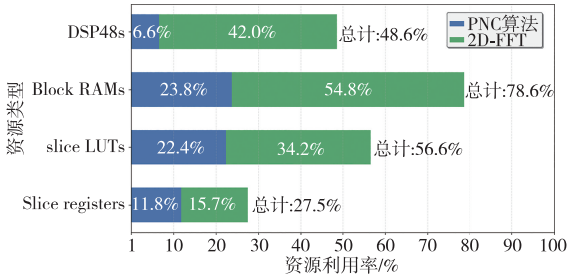


图8　FPGA评估板资源利用率

4　实验结果与分析

4.1　系统性能

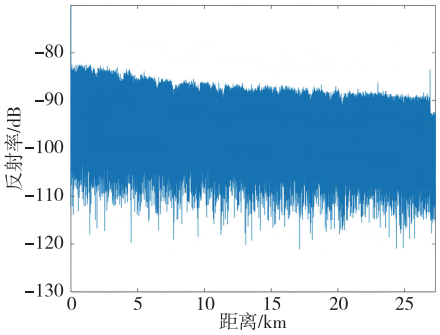
实验系统测得的瑞利散射强度曲线如图9所示。辅助干涉仪延时光纤长度为4.8 km，第9阶与第10阶补偿信号的最佳补偿距离分别为21.6 km与24 km，这表明23 km处为理论值较差的测量距离。如图9(c)显示，23 km光纤接头处的空间分辨率为2.5 cm达到了系统的理论性能。

图10展示了27 km菲涅尔反射峰处相位噪声补偿前后的空间分辨率对比，补偿前空间分辨率为1.6 m，补偿后为2.5 cm，获得了64倍的大幅提升。在系统计算时间方面，相位噪声补偿计算模块计算复杂度为$O(N)$，实现了流水线式运算，计算时间远小于扫频周期。FFT模块完成11阶补偿数据的频谱计算需要2 032 070个时钟周期，在250 MHz的时钟频率下为8.13 ms，小于扫频周期10 ms，因此整个系统可实现实时处理。

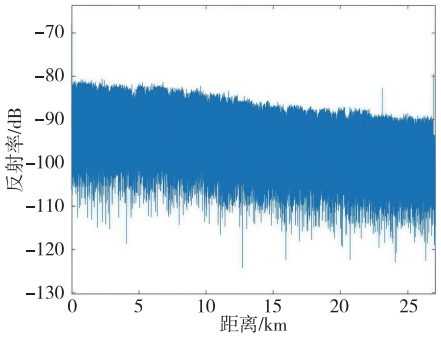
4.2　误差分析

NI 5761模数转换模块的采样位宽为14 bits，其最大量程处于－3.25～3.25 V范围内。基于此，FPGA相位噪声补偿并行计算模块的定点数数据规格被设定为4位整数位与28位小数位(Q4.28)，最终截断为4位整数位与12位小数位(Q4.12)。FFT模块的输入数据宽度为32位定点数，实部与虚部数据的定点数类型均为Q4.12。

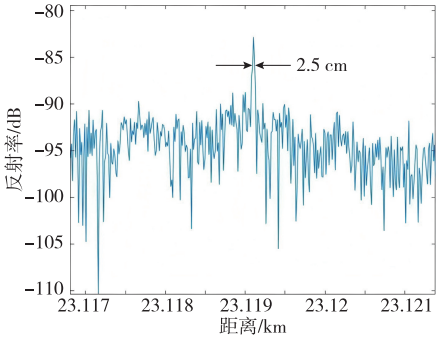
将MATLAB程序(双精度浮点数计算)处理的数据与FPGA的相位噪声补偿模块计算结果转换为分贝(dB)单位后进行对比，对比结果如图11所示。图11(a)显示频谱计算误差在0.001 dB范围内；图11(b)显示随着补偿阶数的增加，由计算位宽限制所导致的量化误差呈现出逐渐扩大的趋势。需要指出的是，第一级相位噪声补偿误差主要由位宽截断引起(32位计算结果截断至16位)，不存在量化误差，其误差显著小于高阶运算所产生的误差。



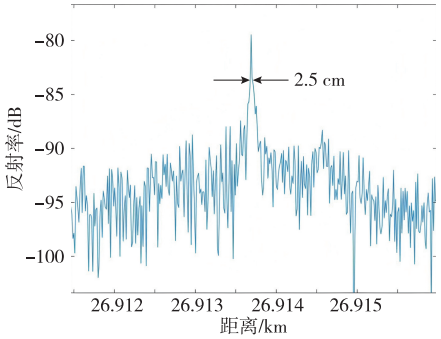
（a）补偿前整体图



（b）补偿后整体图



（c）补偿后23 km光纤连接处附近的瑞利强度曲线



（d）补偿后光纤尾端菲涅尔反射峰附近的瑞利强度曲线

图9 瑞利强度曲线

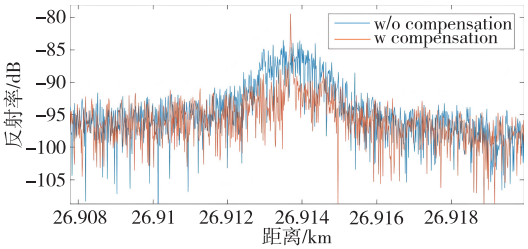
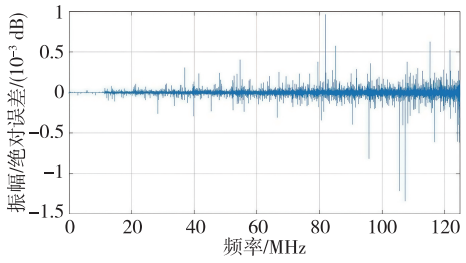
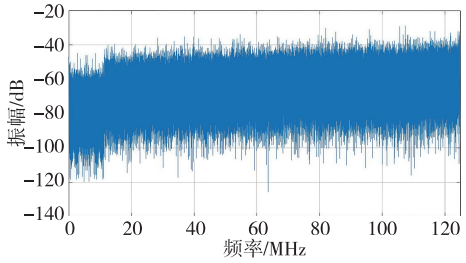


图10 相位噪声补偿前后菲涅尔反射峰附近的空间分辨率



（a）绝对误差



（b）误差

图11 MATLAB与FPGA计算结果误差

5 结论

本文针对长距离PNC-OFDR技术处理数据量大、实时性差的缺点，提出一种基于FPGA的并行计算方案。该方案采用低通滤波与降采样降低OFDR数据量、位宽分割技术整合多阶补偿数据流与二维傅里叶变换实现长序列FFT等方法。在验证实验中，PNC-OFDR系统实现了27 km测量距离与2.5 cm空间分辨率，单次采集数据的计算时长为8.13 ms，实现了PNC-OFDR的实时处理。此外，将FPGA相位噪声计算模块处理结果与计算机程序处理数据进行对比作误差分析，得到由计算位宽引起的量化误差与补偿阶数的基本关系。基于以上研究，相位噪声补偿光频域反射仪技术有望应用于具有实时性或快速计算需求的场景。

参考文献：

[1] Fang Z, Liang C, Xu S, et al. Spatial resolution enhancement of OFDR sensing system using phase-domain-interpolation resampling method[J]. IEEE Sensors Journal, 2022, 22(4): 3202-3210.

[2] Badar M, Lu P, Buric M, et al. Integrated auxiliary interferometer for self-correction of nonlinear tuning in optical frequency domain reflectometry [J]. Journal of Lightwave Technology, 2020, 38(21): 6097-6103.

[3] Fu C, Sui R, Peng Z, et al. Wide-range OFDR strain sensor based on the femtosecond-laser-inscribed weak fiber Bragg grating array[J]. Optics Letters, 2023, 48(21): 5819-5822.

[4] Zhang T, Ding Z, Liu K, et al. Distributed high-temperature sensing based on non-local haar transform in OFDR [J]. Journal of Lightwave Technology, 2023, 41(16): 5485-5492.

[5] Gao L, Qian J, Han C, et al. Experimental study of deformation measurement of bored pile using OFDR and BOTDR joint optical fiber sensing technology [J]. Sustainability, 2022, 14(24): 16557.

[6] Volikova A M, Lobach I A, Kablukov S I. Laser vibrometer-rangefinder based on self-sweeping fiber laser [J]. Optics Express, 2022, 30(12): 22025-22039.

[7] Meng Y, Fu C, Du C, et al. Shape sensing using two outer cores of multicore fiber and optical frequency domain reflectometer[J]. Journal of Lightwave Technology, 2021, 39(20): 6624-6630.

[8] Wada D, Igawa H, Tamayama M, et al. Flight demonstration of aircraft fuselage and bulkhead monitoring using optical fiber distributed sensing system[J]. Smart Materials and Structures, 2018, 27(2): 025014.

[9] Kamata M, Baba T. OFDR analysis of Si photonics FMCW LiDAR chip [J]. Optics Express, 2023, 31(15): 25245-25252.

[10] Fan X, Koshikiya Y, Ito F. Phase-noise-compensated optical frequency domain reflectometry with measurement range beyond laser coherence length realized using concatenative reference method[J]. Optics Letters, 2007, 32(22): 3227-3229.

[11] Zhang Z, Fan X, Wu M, et al. Phase-noise-compensated OFDR realized using hardware-adaptive algorithm for real-time processing[J]. Journal of Lightwave Technology, 2019, 37(11): 2634-2640.

[12] Zhao S, Cui J, Suo L, et al. Performance investigation of OFDR sensing system with a wide strain measurement range [J]. Journal of Lightwave Technology, 2019, 37(15): 3721-3727.

[13] Wang C, Liu K, Ding Z, et al. GPU-based real-time distributed dynamic strain sensing in optical frequency domain reflectometry [J]. IEEE Sensors Journal, 2021, 21(21): 24166-24176.

[14] Wang H, Zhai T, Wang Y, et al. Real-time sensing approach for optical frequency domain reflectometry using an FPGA-based high-speed demodulation algorithm [J]. Optics Express, 2024, 32(19): 33247-33261.

[15] Liang W, Fu C, Meng Y, et al. Real-time distributed strain sensing using FPGA-based optical frequency domain reflectometry[J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2024, 74: 7000608.

[16] 帅禄玮, 张柳欣, 叶　蕾, 等. 基于低误差并行计算加速的OFDR实时处理技术[J]. 中国激光, 2024, 51(14): 1406006.
Shuai Luwei, Zhang Liuxin, Ye Lei, et al. Real-time OFDR processing technology based on low error parallel computing acceleration[J]. Chinese Journal of Lasers, 2024, 51(14): 1406006.

[17] Shuai L, Ye L, Ye Q. A real-time adaptive SOGI frequency multiplying technology for OFDR[J]. Proc. of SPIE, 2024, 13418: 134181H.

作者简介：

刘向阳(2000—)，男，硕士研究生，主要从事分布式光纤传感等方面的技术研究；

樊昕昱(1978—)，男，博士，教授，主要研究方向为光纤传感及光精密测量技术。