

激光与光电子学进展

光频扫描干涉测距信号快速采集与处理方法

王宇, 吴腾飞*, 周强, 赵晖, 郝继贵

天津大学精密测试技术及仪器国家重点实验室, 天津 300072

摘要 光频扫描干涉绝对距离测量系统需校正光频扫描非线性、细化信号距离谱,因此系统的数据采集及处理效率低,难以满足大尺度数字化制造场景中长度测量需求。本文设计的数据采集与处理系统,引入辅助干涉信号作为数字信号采集系统时钟,在信号采集过程中,同时校正等光频采样的光频扫描非线性,因此效率较高。并采用稀疏快速傅里叶变换确定距离谱细化区间,基于细化-快速傅里叶变换实现距离谱细化,有效提高距离的精密解算效率。实验结果表明:本文设计的系统,在数据处理速度方面,较使用线性调频Z变换的传统系统提高10倍以上;与商用干涉仪比对,在15.4~16.1 m等效空间距离范围内,测量结果误差保持在10 μm 以下,测量重复性优于6 μm 。

关键词 信号处理; 绝对距离测量; 光频扫描干涉; 等光频采样; 频谱细化

中图分类号 TN249

文献标志码 A

DOI: 10.3788/LOP212911

Fast Acquisition and Processing Method of Optical Frequency Scanning Interferometry Ranging Signal

Wang Yu, Wu Tengfei*, Zhou Qiang, Zhao Hui, Zhu Jigui

State Key Laboratory of Precision Measurement Technology and Instrument, Tianjin University,
Tianjin 300072, China

Abstract The optical frequency scanning interference absolute distance measurement system needs to correct the optical frequency scanning nonlinearity and refine the signal distance spectrum so that it has low data collection and processing efficiency. Therefore, it is difficult to meet the length measurement requirements in large-scale digital manufacturing scenarios. This paper designs a data collection and processing system introducing auxiliary interference signals as the digital signal acquisition system clock, and the nonlinearity of the frequency sweep is corrected meanwhile in the signal collection process, and hence the efficiency of the designed system is high. Sparse fast Fourier transform is used to determine the range of the spectrum refinement interval. Based on the zoom fast Fourier transform, the refinement of the distance spectrum is realized and the efficiency of precise distance calculation is effectively improved. The experimental results show that the data processing speed of the designed system is more than 10 times faster compared with traditional systems using the chirp Z transform. Compared with the commercial interferometer, in the equivalent space distance range of 15.4~16.1 m, the error of the measurement is kept within 10 μm , and the measurement repeatability is better than 6 μm .

Key words signal processing; absolute distance measurement; frequency scanning interference; equal optical frequency sampling; spectrum refinement

1 引言

在当前大尺寸工业数字化制造高速发展的背景下,大型构件的形貌测量及定位的精度与效率的要求越来越高^[1-4]。光频扫描干涉绝对距离测量技术(FSI)因其测量范围大、测距精度高、抗干扰能力强等优点,在当前高精度工业测量研究中受到了广泛关注^[5-8]。

在飞机、轮船、火箭等大型装备的制造现场,为保证测量的精度和可靠性,通常采取短时多次重复测量的方式。然而,为保证测量精度,FSI测距系统必须校正光频扫描非线性并对干涉信号频谱进行细分,这会导致数据的采集量 and 处理量庞大,系统需要进一步提高数据采集和处理的效率,满足工业测量现场测量效率的需求。

收稿日期: 2021-11-09; 修回日期: 2021-12-15; 录用日期: 2021-12-17; 网络首发日期: 2022-01-06

基金项目: 国家自然科学基金(52127810, 51721003)

通信作者: *wtf@tju.edu.cn

光频扫描非线性的校正方法主要分为三种:电学锁相环法^[9-11]、光频梳校正法^[12-14]和等光频采样法^[15-17]。其中,等光频采样法光路结构简单、成本较低,适合工业现场应用。该方法引入辅助干涉仪拍信号作为时钟信号,实现测量干涉信号的等光频采样。时光等^[18]在后续数据处理阶段进行等光频重采样,光频扫描非线性的校正效果较好,但该方法占用了大量的数据处理时间。Zhao等^[19]使用过零型电压比较器,在等光频采样的过程中校正光频扫描非线性,此方法效率高,但仅在辅助干涉信号上升过零时采样。张桐等^[20]也在等光频采样的过程中校正光频扫描非线性,不过使用的是窗口型电压比较器,等光频采样率翻倍。这两种方法对信噪比要求较高,且要求干涉信号的漂移波动较小。此外,在大尺寸测量中,使用等光频采样法校正光频扫描非线性时,为保证足够的测距精度和分辨率,光频扫描范围通常为 THz 量级,导致等光频采样的数据量较大。此外,由于频谱存在“栅栏效应”,需要对干涉信号频谱进一步细化,提高频率计算分辨率,进而提高测距精度。针对如何实现频谱细化,许新科^[21]采用细化-快速傅里叶变换(ZFFT)-线性调频 Z 变换(CZT)算法,实现 FSI 重采样信号细化谱的快速获取,该方法在数据量大且要求细化倍数高的情况下效果较好。潘浩^[22]采用多信号分类(MUSIC)算法进行频率估计,该方法虽能略微提高精度,但同时也会严重降低数据处理速度,不适合在大尺寸工业数字化制造测量场景下应用。

本文针对在大尺寸工业数字化制造长度测量场景下,FSI 测量系统数据获取速率不足的问题,研究 FSI 绝对测距的原理和光频扫描非线性的校正方法,搭建快速数据采集系统,分析采样信号的时频特性,引入稀疏快速傅里叶变换^[23-24](SFFT)确定距离谱细化区间,采用 ZFFT^[25]完成距离高精度快速解算,并进行大尺度绝对距离测量实验。

2 FSI 测距原理

本文所采用的 FSI 测距系统如图 1 所示,该系统包含两组干涉仪,分别为产生干涉信号的测量干涉仪和用于校正激光器光频扫描非线性的辅助干涉仪。可调谐激光器发出扫频激光,经由分束器分束后,大部分光进入测量干涉仪以保证回光强度,少部分光进入辅助干涉仪。进入测量干涉仪的光束再次经过分束器分束,分为测量光和本振光。测量光经环形器、准直器后出射到空间中,并由目标镜反射回到光纤中,再经耦合器与本振光合束,在光电探测器(PD)1 处发生干涉。进入辅助干涉仪的光束经过纯光纤的马赫-曾德尔干涉仪后在 PD2 处发生干涉。测量干涉信号和辅助干涉信号经由 PD 转化为电信号并进入后续的数据采集和处理系统,该系统内包含数据采集模块和数据处理模块。数据采集模块实现在数据采集的过程中同步校正光频扫描非线性,并输出一个单频正弦信号。数据处理模块的实现基于 SFFT 与 ZFFT 的距离快速解算算法,并输出最终的测距结果。

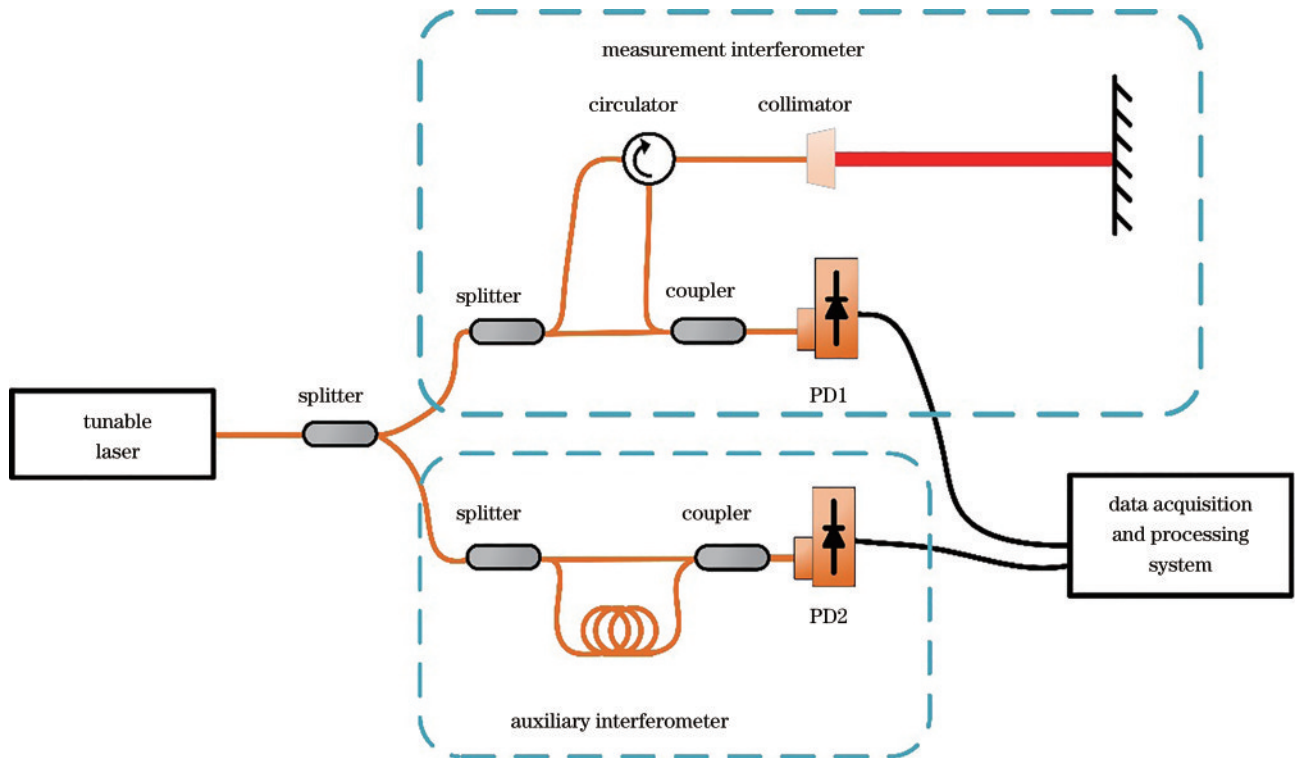


图 1 FSI 测距系统示意图

Fig. 1 Diagram of FSI ranging system

在激光器扫频过程中,PD1处的参考光电场 $E_r(t)$ 和测量光电场 $E_m(t)$ 可分别表示为

$$\begin{cases} E_r(t) = A_r \cos[\varphi(t - \tau_r)] \\ E_m(t) = A_m \cos[\varphi(t - \tau_m)] \end{cases}, \quad (1)$$

式中: A_r 和 A_m 分别为 PD1 处参考光和测量光的电场振幅; τ_r 和 τ_m 分别为参考臂与测量臂引入的光程时延。则 PD1 处干涉信号强度为

$$I(t) = \left\langle [E_r(t) + E_m(t)]^2 \right\rangle_{\tau_{PD}} = \bar{I} + \tilde{I} \cos[\varphi(t - \tau_m) - \varphi(t - \tau_r)], \quad (2)$$

式中: \bar{I} 与 \tilde{I} 分别代表干涉信号中直流分量和交流分量的强度; τ_{PD} 为光电探测器响应时间。将测量光瞬时相位 $\varphi(t - \tau_m)$ 关于 $t - \tau_r$ 进行泰勒展开, 得到 PD1 处干涉信号相位为

$$\varphi(t) = 2\pi\nu(t)\tau - 2\pi \sum_{i=2}^{\infty} \frac{(-\tau)^i}{i!} \nu^{(i-1)}(t), \quad i=1, 2, 3, \dots, \quad (3)$$

式中: $\tau = 2Ln/c$ 为测量干涉仪中两臂光程差导致的时延; L 为待测距离; n 为空气折射率; c 为真空中光速; $\nu(t)$ 表示激光器出射激光光频。忽略二阶以上项后, 测量拍信号拍频为

$$f_{\text{beat}} = \frac{1}{2\pi} \frac{d\varphi(t)}{dt} = \frac{d\nu(t)}{dt} \tau - \frac{\dot{\alpha}(t)\tau^2}{2}, \quad (4)$$

式中: $\alpha(t) = d\nu(t)/dt$ 为激光器扫描速度。从式(4)可以看出, 当激光器扫描速度 α 为定值, 即 $\dot{\alpha}(t) = 0$ 时, 可通过频谱分析提取干涉信号频率 f_{beat} , 得到距离

$$L = \frac{cf_{\text{beat}}}{2n\alpha}. \quad (5)$$

通过(4)式可知, 干涉拍信号的频率是关于延时的函数, 在实际使用过程中, 由于外部环境的干扰以及激光器自身性能的限制, 很难保证光频线性变化, 导致无法精确提取频率。因此, 需要校正光频扫描非线性。

3 数据采集与处理

针对激光器光频扫描非线性及干涉信号数据量大导致距离解算时效性差这两个问题, 本文设计了一种能够平衡效率与精度的数据采集与处理系统。该系统首先在干涉信号采集过程中同步校正光频扫描非线性, 而后对等光频采样信号进行快速频谱分析并解算出距离, 整体操作流程如图 2 所示。

首先通过高速电学器件对辅助干涉仪信号进行带通滤波与过零比较, 再将信号整波为方波信号并接入现场可编程逻辑门阵列(FPGA), 同时在 FPGA 内部利用高速时钟对该变频信号实现倍频, 获得一个频率与辅助干涉仪信号同步变化的方波信号, 最终利用此方波信号作为时钟信号驱动模数(AD)模块对测量干涉仪信号进行等光频采样, 得到一个单频的正弦采样

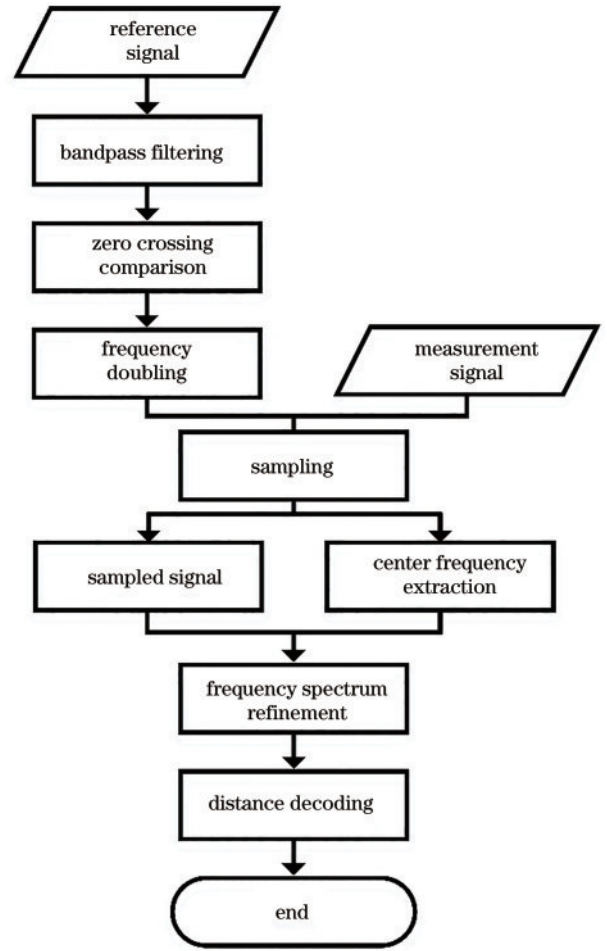


图 2 数据处理流程

Fig. 2 Data processing process

信号。该方案能在辅助干涉信号过零点时触发采样(信号上升或下降时均可触发)。上述过程消除激光器扫频非线性的理论模型如下。

结合(2)式和(3)式, 得到忽略了相位高阶项和滤除了直流分量的辅助干涉仪输出信号

$$I_A(t) = A_A \cos[2\pi\nu(t)\tau_A + \varphi_0], \quad (6)$$

式中: τ_A 为辅助干涉仪两臂光程差导致的时延; φ_0 为辅助干涉仪的初始相位。经过带通滤波、过零比较与倍频后, 时钟信号的上升沿对应 $I_A(t) = 0$ 的时刻, 即 $\cos[2\pi\nu(t)\tau_A + \varphi_0] = 0$, 此时有

$$2\pi\nu(t) = \frac{\pi}{2\tau_A} + \frac{j\pi}{\tau_A} - \frac{\varphi_0}{\tau_A}, \quad j=1, 2, 3, \dots, N, \quad (7)$$

式中: j 为采样点的标号; N 为采样点数。因为辅助干涉仪和测量干涉仪共用同一扫频激光器, 所以两个干涉仪内信号的频率变化一致。结合(2)式、(3)式和(7)式, 得到重采样后测量干涉信号

$$I(j) = A \cos\left(2\pi \frac{nL}{2R} j + \varphi_a\right), \quad (8)$$

式中: R 为辅助干涉仪的光程差; φ_a 为一个常量相位。可以看出该信号的频率 $f = nL/(2R)$ 是一个由测量干

涉仪光程差和辅助干涉仪光程差之比决定的无量纲量,其值不受激光器非线性扫频影响。通过频谱分析提取频率 f , 可得距离 L 表示为

$$L = 2fR/n. \quad (9)$$

重采样过程中相邻两次采样频率间隔为 $\Delta\nu = \nu(t_{j+1}) - \nu(t_j)$, 结合式(7)可得:

$$\Delta\nu = \frac{1}{2\tau_A}. \quad (10)$$

由于辅助干涉仪光程差恒定, 整个重采样过程为等光频采样。

本研究所设计的数据采集系统, 在等光频采样校正光频扫描非线性的过程中, 信号的变化与抓取如图 3 所示。

根据(8)式可知, FSI 干涉信号经过上述等光频采

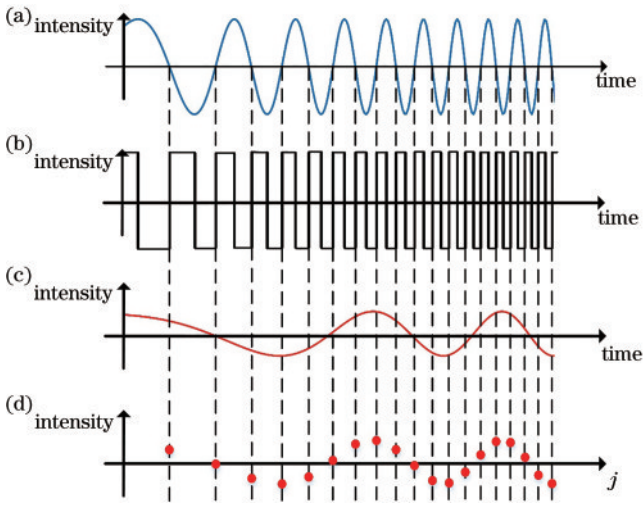


图 3 等光频重采样示意图。(a) 变频辅助干涉仪信号; (b) 整波与倍频后用于等光频重采样的时钟信号; (c) 变频测量干涉仪信号; (d) 最终等光频间隔采样信号

Fig. 3 Diagram of equal optical frequency sampling. (a) Frequency-swept auxiliary interferometer signal; (b) rectified and frequency-doubled clock signal is used to resample the signal; (c) frequency-swept measuring interferometer signal; (d) final equal optical frequency interval sampling signal

样处理后是一个单频信号, 对其进行频谱分析并提取峰值频率, 再根据式(9)即可解算出距离。但是由于频谱存在“栅栏效应”, 干涉信号频率提取误差较大, 这会对测量结果的精确度产生较大影响, 所以需要采用相应的频谱细化算法进一步提高频率的提取精度。考虑上述问题, 结合 FSI 干涉采样信号数据量大以及等光频重采样信号频域稀疏这两个特性, 本文首先采用 SFFFT 算法快速计算重采样信号的频谱, 提取频谱峰值频率 f_c , 此时真实谱峰频率出现在 $f_c \pm \Delta f$ 范围内, 其中 Δf 为 SFFFT 算法频谱计算分辨率。随后将 f_c 作为 ZFFT 细化的中心频率对等光频重采样信号做频谱细化, 在细化谱中提取峰值对应频率, 结合辅助干涉仪长度即可解算距离。

SFFFT 算法的基本思想是, 在频域中把信号的频点按照一个确定的已知规则 T 映射进 B 个“筐”中, 具体来说, 可以用一个规定通带特性的低通滤波器(即平坦窗函数滤波器)通过频域卷积来实现。长度为 N 的平坦窗函数 $f(n)$ 的定义为

$$\begin{cases} n \subseteq [-w/2, w/2] \\ F(k) \in [1 - \delta, 1 + \delta], k \in [-\epsilon'N, \epsilon'N], \\ |F(k)| < \delta, k \notin [-\epsilon N, \epsilon N] \end{cases} \quad (11)$$

式中: w 为一大于 N 的整数; δ 为振荡纹波; ϵ 为阻带截断因子; ϵ' 为通带截断因子。由于信号频域具有稀疏特性, 各大值频点将以很高概率在每个“筐”中孤立存在, 对信号频域降采样得到每个“筐”中映射进来的傅里叶系数值, 忽略掉不含大值点的“筐”, 只保留含大值频点的“筐”, 根据分筐规则设计对应的重构算法 T^{-1} , 就能恢复出信号的原始频谱。

将 SFFFT 计算得到的重构频谱峰值频率 f_c 传递给后续的 ZFFT 算法使用, f_c 将作为细化频谱的中心频率。中心频率的提取方法如图 4 所示。相较于使用短点 FFT 算法大致计算峰值频率的方法, 长点 SFFFT 算法峰值频率计算更为准确, 因为 ZFFT 算法在选频细化时不受低通滤波器截止频率的限制, 从而可以选择更大的细化倍数。相对于同等点数的 FFT 算法, SFFFT 算法有计算速度上的显著优势。

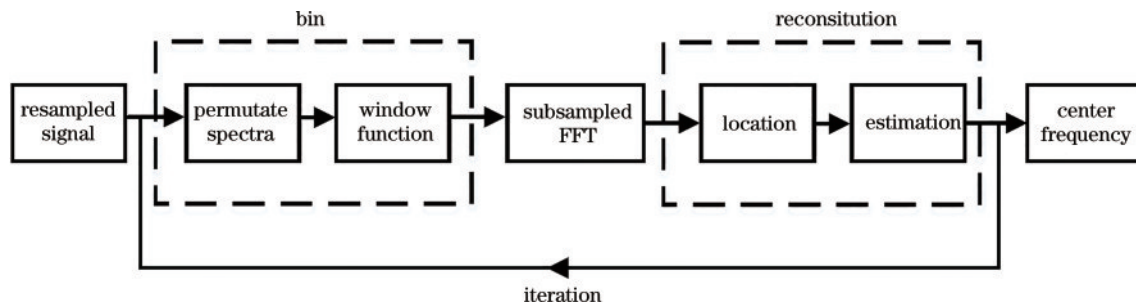


图 4 基于 SFFFT 提取细化频谱中心频率的理论框图

Fig. 4 Diagram of extracting center frequency of the refined spectrum based on SFFFT

针对频谱细化过程,本研究使用的 ZFFT 算法处理等光频采样信号过程如图 5 所示。

结合等光频重采样得到的采样序列 $I(k)$ 与 SFFT

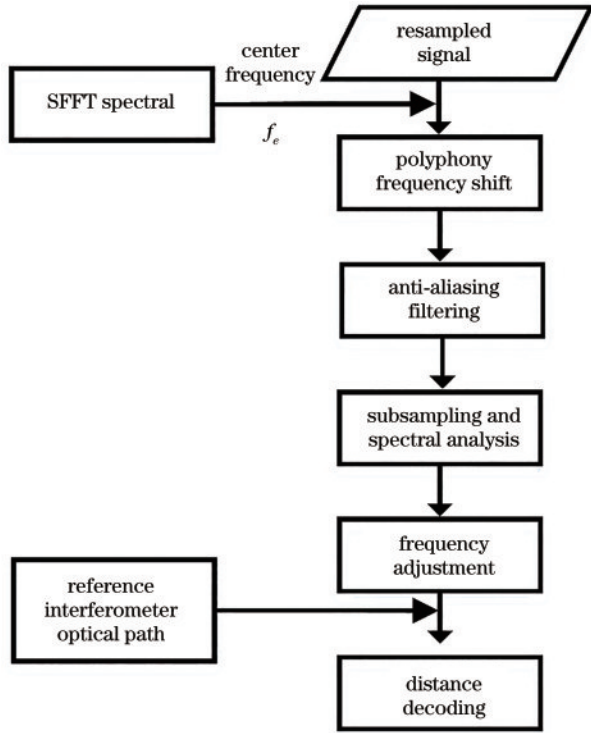


图 5 基于 ZFFT 的重采样信号的频谱细化过程示意图

Fig. 5 Process of refining spectrum of the resampled signal based on ZFFT

预处理得到的细化中心频率 f_c , 对 $I(k)$ 进行频率复调制得到

$$I'(k) = I(k) \exp(-2jk\pi f_c / f_s), \quad (12)$$

复调制之后的信号中心频率被移动到零频附近,此时可以以更低的采样频率对信号进行二次抽取而不会引起频谱混叠,因此能在降低频谱分析数据量的同时提高频谱计算的分辨率。将 ZFFT 细化频谱谱峰对应的频率作为最终的干涉拍频频率,结合已预先精确标定的辅助干涉仪长度,根据(9)式即可完成距离的解算。

4 实验与分析

为验证本研究测距的时效性与准确性,搭建如图 6 所示的实验系统。

测量干涉仪两臂光纤部分的等效空间距离差约 15 m,在测量臂末端,测量光束经准直器出射到目标镜上并被反射回来,目标镜安装于直线导轨上,距准直器约 0.3 m,目标镜背面安装雷尼绍干涉仪(XL-80)的测量反射镜。导轨、FSI 测量系统的出射光束与干涉仪的出射光束被调节至平行状态,以减少余弦误差带来的影响。测量干涉仪的干涉信号经 PD1 转化为电信号后接入后续的数据采集系统。辅助干涉仪为纯光纤式马赫-曾德尔干涉仪,其干涉信号经 PD2 转化为电信号后也接入数据采集系统。测量干涉仪信号和辅助干涉仪信号在完成等光频采样校正光频扫描非线性后进入后续的数据处理系统,使用本文提出的频谱

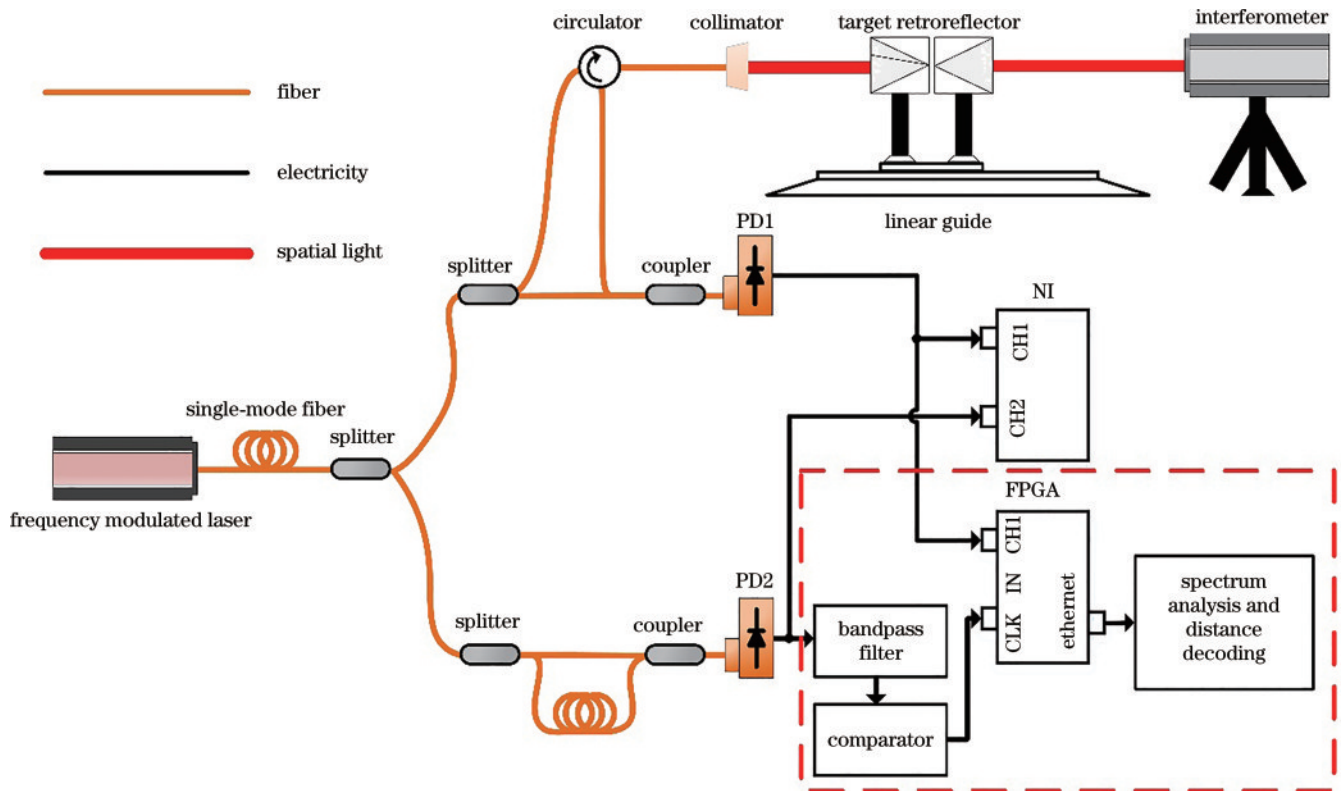


图 6 实验装置示意图

Fig. 6 Schematic diagram of the experimental device

分析算法完成最终的距离解算。为了对比不同处理方式的光频扫描非线性的校正效果,实验中使用NI数据采集处理系统(PXIe-1082)对测量干涉仪信号和辅助

干涉仪信号进行同步采集,并对后续数据使用重采样方式以校正光频扫描非线性,实验装置图如图 7 所示。

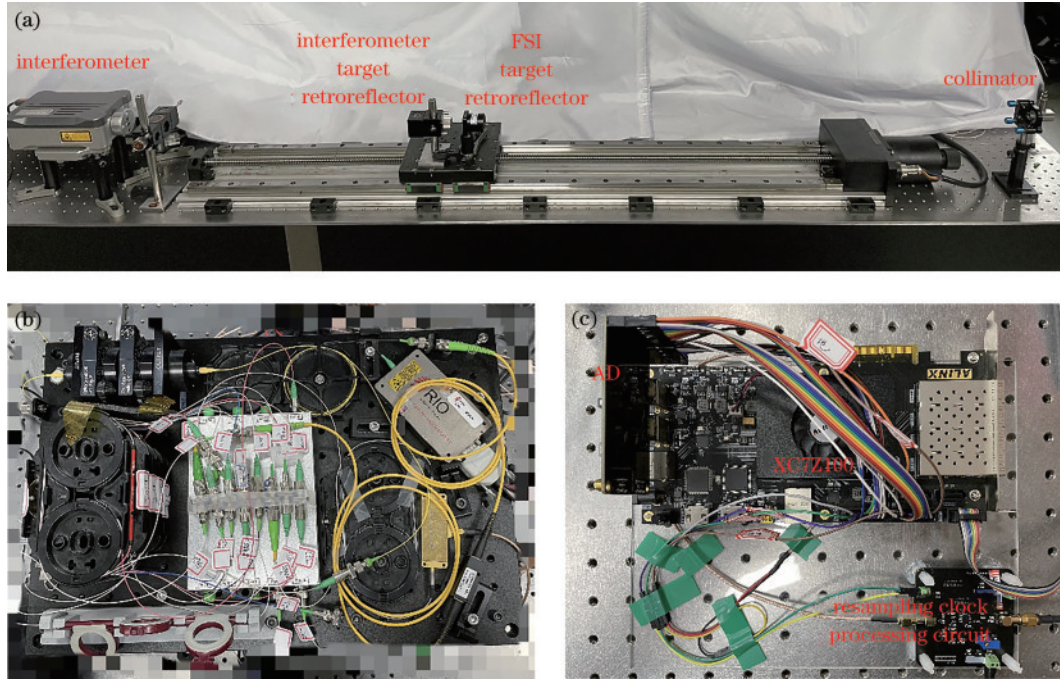


图 7 实验装置图。(a)长度对比装置;(b)实验光路;(c)硬件重采样装置

Fig. 7 Experimental device. (a) Device for comparing the distance; (b) experimental optical beam path; (c) device for hardware resampling

实验中激光器的波长调制范围设置为 1530~1545 nm,调制方式为三角波形式,波长调制速度设置为 20 nm/s。基于赛灵思 XC7Z100 芯片与亚德诺 AD9238 芯片实现校正光频扫描非线性过程。辅助干涉仪长度事先已精确标定,长度为 162.182608 m。实验中产生的辅助干涉信号的频率为测量干涉信号的 6~8 倍,与工程中常用的采样频率比相一致。由上述实验光源的波长调制范围和辅助干涉仪的长度确定下来的重采样后的数据量最终约为 2 M。对实验数据进行频谱分析与距离解算所使用的计算机,其中央处理器的型号为 Intel i5-7400,主频为 3 GHz。实验中导轨每次步进 100 mm,步进 8 次,每个位置测量 10 次,得到 80 组硬件重采样后的实验数据,对每组数据再分别通过 FFT+CZT 算法和 SFFT+ZFFT 算法进行处理。

对实验中所使用的 NI 数据采集处理系统与本文设计的数据采集系统同步采集到的某组实验数据进行处理,得到的光频扫描非线性的校正效果如图 8 所示。

从图 8 可以看出,未经双光路干涉消除扫频非线性的测量干涉信号,其频谱展宽严重,无法精确计算距离。而经过光频扫描非线性校正的干涉信号,其频谱展宽得到有效抑制,是一个高信噪比的单频信号,通过后续的频谱细化算法能够较精确地进行距离解算。同时,使用高斯函数对信号谱峰进行拟合,比较上文所提两种采样方式得到的实验数据的频谱。

$$f(x) = a \exp[-(x-b)^2/(2c^2)], \quad (13)$$

式中: a 代表得到的拟合曲线的高度; $x=b$ 为高斯函数的对称轴; c 代表谱峰宽度。通过计算发现,本文设计的数据采集系统得到的等光频采样信号的频谱半峰全宽更小,即该数据采集系统对频谱展宽的抑制效果更好。此外,本文的数据采集系统在等光频处直接对测量干涉信号进行采集,并改进了在后续数据处理的过程中,需先进行数据采集再进行数据处理的耗时机制,因此该系统的测量效率得到了很大提升。

等光频采样后的信号,需要计算其频谱并提取最大值频率作为细化中心频率参数,以便用于后续的频谱细化算法。为了比较 FFT 算法和 SFFT 算法对频谱计算的差异,选取采样后的实验数据,分别绘制 FFT 算法频谱图与不同预设稀疏度的 SFFT 算法频谱图,结果如图 9 所示。在 SFFT 算法中,稀疏度 k 表示 SFFT 算法将计算出 k 个最大值频点的位置和幅值。

从图 9 可以看出,预设不同的稀疏度,SFFT 算法均能得到与 FFT 算法相同的频谱峰值位置,即两种算法能解算出相同的距离,并且拥有同等频谱计算分辨率。不同的是,SFFT 算法利用频谱稀疏特性计算信号的离散傅里叶变换(DFT)频谱,其运算速度和信号长度呈亚线性关系。在计算长点数频域稀疏信号频谱时,相对于 FFT 算法,SFFT 算法能够在保证计算准确性的同时拥有速度上的优势。由于 SFFT 算法利用频谱稀疏特性计算信号的频谱,其运算时间与预设的信号稀疏度有关。针对长度均为 2 M,不同稀疏度的

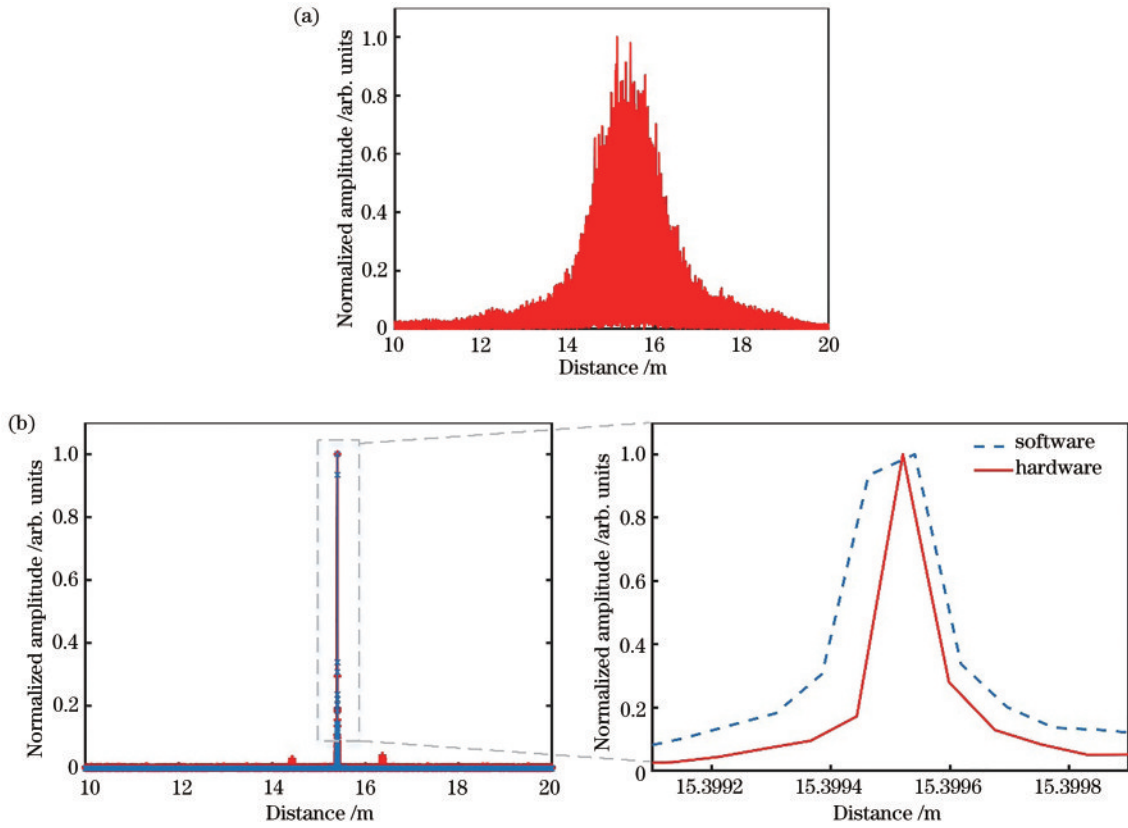


图 8 等光频采样效果。(a)未重采样信号频谱;(b)软件重采样和硬件重采样以及它们的局部放大图

Fig. 8 Effect of equal optical frequency sampling. (a) Spectrum of the signal without resampling; (b) software resampling and hardware resampling as well as their zoom-in spectra

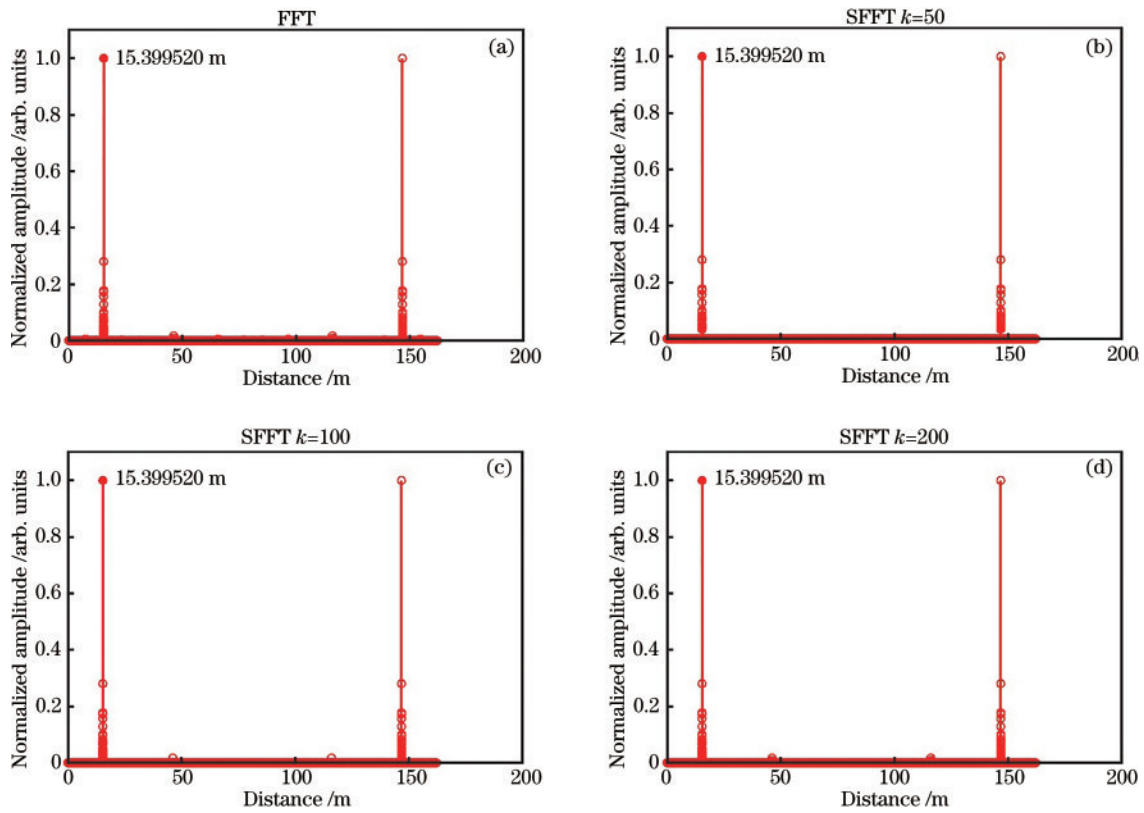


图 9 FFT 频谱与不同稀疏度的 SFFT 频谱对比。(a)FFT 频谱;(b) $k = 50$, (c) $k = 100$, (d) $k = 200$ 的 SFFT 频谱

Fig. 9 Comparison of spectra of FFT and SFFT with different sparsity degrees. (a) FFT spectrum; SFFT spectra with (b) $k = 50$, (c) $k = 100$, and (d) $k = 200$

信号,分别统计FFT算法和SFFT算法计算频谱时的运行时间,结果如图10所示。

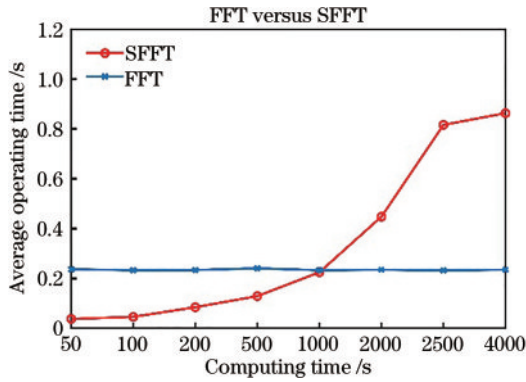


图 10 不同稀疏度的FFT与SFFT的运算时间

Fig. 10 Computing time of FFT and SFFT with different sparsity degrees

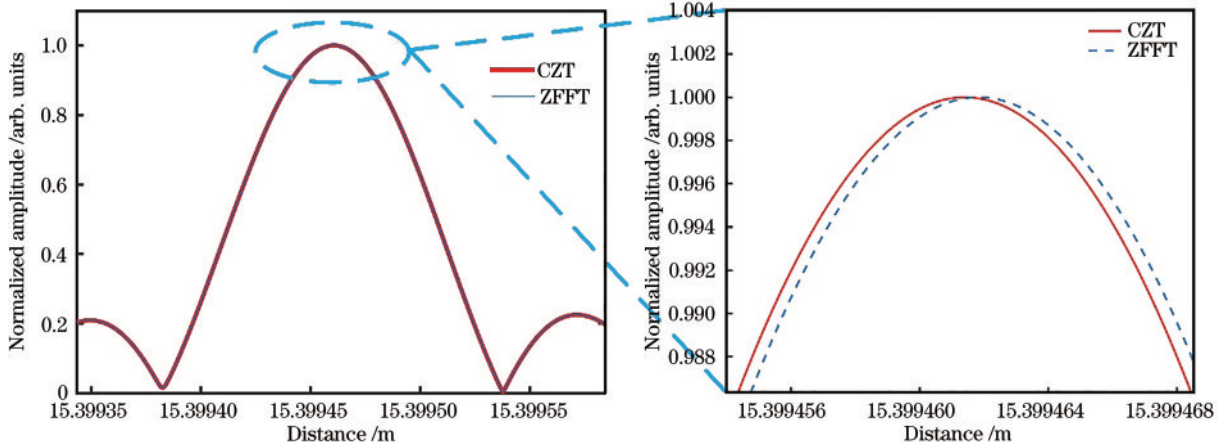


图 11 CZT 频谱和 ZFFT 频谱以及它们的局部放大图

Fig. 11 CZT spectrum and ZFFT spectrum as well as their zoom-in spectra

从图11可以看出,经过CZT算法和ZFFT算法细化后的等光频采样信号的频谱拥有相同的包络,并且具有相同的峰值位置。

为比较算法的时效性,在细化后有相同的距离分辨力(0.155 μm)的条件下,考虑8个位置(共80次)的距离解算,各算法的平均运算时间如表1所示。

表 1 各算法的运行时间

Tabel 1 Running time of different algorithms

Algorithm	Pretreatment time /s	Spectrum refinement time /s	Total time /s
FFT+CZT	0.2361	3.0211	3.2572
SFFT+ZFFT	0.0365	0.1298	0.1663

从表1可以得出,相对于FFT+CZT算法,SFFT+ZFFT算法能够将整体运算效率显著提升。

为比较最终测距的准确性,针对实验中8个不同位置共80组数据,使用本研究提出的测距方法解算每个位置的绝对距离,并与商用干涉仪得到的结果比较,

可以看出,当信号长度固定时,稀疏度越小,SFFT算法运算时间越短。因为FSI在等光频采样后的信号是极度稀疏的,并考虑到在分筐时使用的窗函数滤波器的参数设计,本研究设置稀疏度为50,以便SFFT算法能够在较完整地还原峰值附近频谱的同时,保证运算效率。

由式(8)可知,等光频重采样后的信号,其峰值频率代表辅助干涉仪和测量干涉仪的光程比值,因为DFT存在“栅栏效应”,所以在本文实验中,若直接使用FFT或SFFT计算,则距离分辨力约为155.489 μm。显然,对于高精度测距来说,这个误差是不能接受的,因此需要对频谱进一步细化,以提高距离分辨力。分别使用CZT算法和ZFFT算法对等光频重采样后的实验数据进行细化,对应的频谱细化图如图11所示。

得到如图12所示的距离残差图。

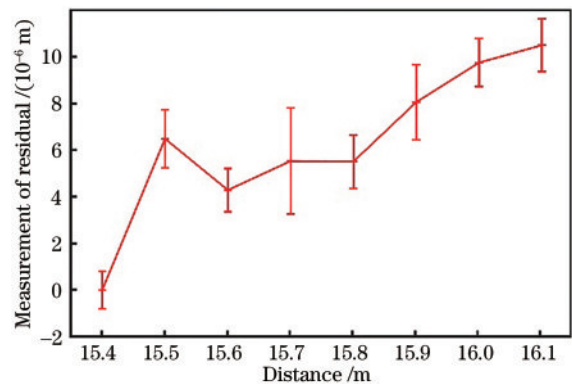


图 12 测距残差

Fig. 12 Ranging residuals

从图12可以看出,本文所搭建的数据采集与处理系统,其最终的距离解算结果与雷尼绍商用干涉仪的测量结果相比,误差低于10 μm,测距重复性优于6 μm。

5 结 论

本文针对 FSI 绝对测距技术在大尺寸工业数字化制造的长度测量中,数据获取速率不足的问题,设计并实现了一套快速数据采集与处理系统。引入辅助干涉信号作为数字信号采集的系统时钟,提高光频扫描非线性的校正速度和精度。为解决采样数据较长导致距离解算效率不足的问题,基于采样信号频域稀疏的特性,采用 SFFT 确定距离谱细化区间,再利用 ZFFT 完成距离的高精度快速解算。实验结果表明:本文设计的系统能在数据采集时同步完成光频扫描非线性的校正,距离解算时间从 3.2572 s 减少到 0.1663 s;在 15~16 m 等效空间内,距离测量结果与商用干涉仪相比误差小于 10 μm ,测量重复性优于 6 μm ,可以满足大尺寸工业数字化制造的长度测量的应用需求。

参 考 文 献

- [1] 叶声华, 郝继贵, 张滋黎, 等. 大空间坐标尺寸测量研究的现状与发展[J]. 计量学报, 2008, 29(z1): 1-6.
Ye S H, Zhu J G, Zhang Z L, et al. Status and development of large-scale coordinate measurement research[J]. Acta Metrologica Sinica, 2008, 29(z1): 1-6.
- [2] 吴冠豪, 周思宇, 杨越棠, 等. 双光梳测距及其应用[J]. 中国激光, 2021, 48(15): 1504002.
Wu G H, Zhou S Y, Yang Y T, et al. Dual-comb ranging and its applications[J]. Chinese Journal of Lasers, 2021, 48(15): 1504002.
- [3] Schmitt R H, Peterek M, Morse E, et al. Advances in large-scale metrology-review and future trends[J]. CIRP Annals, 2016, 65(2): 643-665.
- [4] 赵子越, 魏亚飞, 李泷杲, 等. 一种面向大型结构件的激光雷达测量规划方法[J]. 激光与光电子学进展, 2021, 58(21): 2112002.
Zhao Z Y, Wei Y F, Li S G, et al. Measurement planning for large structural parts using laser radar[J]. Laser & Optoelectronics Progress, 2021, 58(21): 2112002.
- [5] 吴腾飞, 周强, 林嘉睿, 等. 光频扫描干涉绝对距离测量[J]. 中国激光, 2021, 48(19): 1918002.
Wu T F, Zhou Q, Lin J R, et al. Frequency scanning interferometry absolute distance measurement[J]. Chinese Journal of Lasers, 2021, 48(19): 1918002.
- [6] Shi G, Zhang F M, Qu X H, et al. High-resolution frequency-modulated continuous-wave laser ranging for precision distance metrology applications[J]. Optical Engineering, 2014, 53(12): 122402.
- [7] Deng Z W, Liu Z G, Jia X Y, et al. Dynamic cascade-model-based frequency-scanning interferometry for real-time and rapid absolute optical ranging[J]. Optics Express, 2019, 27(15): 21929-21945.
- [8] 柴晓博, 吴腾飞, 殷璞芙. 基于激光自混合测振的 FSI 测距误差补偿方法[J]. 激光与光电子学进展, 2021, 58(11): 1112005.
Chai X B, Wu T F, Yin P F. FSI ranging error compensation method based on laser self-mixing vibration measurement[J]. Laser & Optoelectronics Progress, 2021, 58(11): 1112005.
- [9] Iiyama K, Wang L T, Hayashi K I. Linearizing optical frequency-sweep of a laser diode for FMCW reflectometry[J]. Journal of Lightwave Technology, 1996, 14(2): 173-178.
- [10] Greiner C, Boggs B, Wang T, et al. Laser frequency stabilization by means of optical self-heterodyne beat-frequency control[J]. Optics Letters, 1998, 23(16): 1280-1282.
- [11] Gorju G, Jucha A, Jain A, et al. Active stabilization of a rapidly chirped laser by an optoelectronic digital servo-loop control[J]. Optics Letters, 2007, 32(5): 484-486.
- [12] Baumann E, Giorgetta F R, Coddington I, et al. Comb-calibrated frequency-modulated continuous-wave lidar for absolute distance measurements[J]. Optics Letters, 2013, 38(12): 2026-2028.
- [13] Yang G, Shi H S, Yao Y, et al. Long-term frequency-stabilized optical frequency comb based on a turnkey Ti:sapphire mode-locked laser[J]. Chinese Optics Letters, 2021, 19(12): 121405.
- [14] Barber Z W, Giorgetta F R, Roos P A, et al. Characterization of an actively linearized ultrabroadband chirped laser with a fiber-laser optical frequency comb[J]. Optics Letters, 2011, 36(7): 1152-1154.
- [15] Glombitza U, Brinkmeyer E. Coherent frequency-domain reflectometry for characterization of single-mode integrated-optical waveguides[J]. Journal of Lightwave Technology, 1993, 11(8): 1377-1384.
- [16] Moore E D, McLeod R R. Correction of sampling errors due to laser tuning rate fluctuations in swept-wavelength interferometry[J]. Optics Express, 2008, 16(17): 13139-13149.
- [17] Yuksel K, Wuilpart M, Mégret P. Analysis and suppression of nonlinear frequency modulation in an optical frequency-domain reflectometer[J]. Optics Express, 2009, 17(7): 5845-5851.
- [18] 时光, 张福民, 曲兴华, 等. 高分辨率调频连续波激光绝对测距研究[J]. 物理学报, 2014, 63(18): 184209.
Shi G, Zhang F M, Qu X H, et al. Absolute distance measurement by high resolution frequency modulated continuous wave laser[J]. Acta Physica Sinica, 2014, 63(18): 184209.
- [19] Zhao H, Liu B G, Liu G D, et al. Nonlinearity correction and dispersion analysis in FMCW laser radar[J]. Proceedings of SPIE, 2014, 9297: 929729.
- [20] 张桐, 曲兴华, 张福民. 基于外部时钟信号触发重采样的激光频率调制测距方法[J]. 光学学报, 2019, 39(4): 0428003.
Zhang T, Qu X H, Zhang F M. Laser frequency modulated ranging method based on triggering resample from outside clock signal[J]. Acta Optica Sinica, 2019, 39(4): 0428003.
- [21] 许新科. 激光扫频干涉绝对距离测量关键技术研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2017: 86-89.
Xu X K. Research on key technologies of laser frequency

- scanning interference absolute distance measurement[D]. Harbin: Harbin Institute of Technology, 2017: 86-89.
- [22] 潘浩. 激光扫频干涉测距的关键技术及精密度评价方法研究[D]. 天津: 天津大学, 2019.
- Pan H. Research on some key issues and precision evaluation method of frequency scanning interferometry [D]. Tianjin: Tianjin University, 2019.
- [23] Hassanieh H, Indyk P, Katabi D, et al. Simple and practical algorithm for sparse Fourier transform[C]// Proceedings of the Twenty-Third Annual ACM-SIAM Symposium on Discrete Algorithms, January 17-19, 2012, Kyoto, Japan. Philadelphia: Society for Industrial and Applied Mathematics, 2012: 1183-1194.
- [24] 陶珺, 陈杨黎, 卢景琦. 基于稀疏快速傅里叶变换的光纤 F-P 传感器腔长解调方法[J]. 中国激光, 2018, 45(5): 0510001.
- Tao J, Chen Y L, Lu J Q. Method of the cavity length demodulation for optical fiber F-P sensors based on sparse fast Fourier transform[J]. Chinese Journal of Lasers, 2018, 45(5): 0510001.
- [25] 丁康, 潘成灏, 李巍华. ZFFT 与 Chirp-Z 变换细化选带的频谱分析对比[J]. 振动与冲击, 2006, 25(6): 9-12, 174.
- Ding K, Pan C H, Li W H. Spectrum analysis comparison between ZFFT and chirp-Z transform[J]. Journal of Vibration and Shock, 2006, 25(6): 9-12, 174.