

基于相位差测频的调频连续波激光测距技术

吉宁可^{1**}, 张福民^{1*}, 曲兴华¹, 张桐¹, 张铁犁², 刘晓旭², 谢阳²

¹天津大学精密测试技术及仪器国家重点实验室, 天津 300072;

²北京航天计量测试技术研究所, 北京 100076

摘要 针对调频非线性和快速傅里叶变换(FFT)精度不高的问题,基于等光频间隔重采样的调频连续波测距系统,采用相位差测频法测量了待测目标点的距离;对调频连续波激光测距原理进行分析和推导,并依靠该系统进行了测距稳定性和测距误差的分析实验。结果表明:在 8.3~9.3 m 测量范围内,相位差测频法的测距单点稳定性范围为 50~95 μm ,测得的距离与理论距离的残余误差不超过 100 μm ;所提算法比快速傅里叶变换具有更好的测距精确性和稳定性。

关键词 测量;相位差测频;等光频间隔重采样;调频连续波;测距精度

中图分类号 TH741; TN247

文献标识码 A

doi: 10.3788/CJL201845.1104002

Ranging Technology for Frequency Modulated Continuous Wave Laser Based on Phase Difference Frequency Measurement

Ji Ningke^{1**}, Zhang Fumin^{1*}, Qu Xinghua¹, Zhang Tong¹, Zhang Tieli²,
Liu Xiaoxu², Xie Yang²

¹State Key Laboratory of Precision Measurement Technology and Instrument, Tianjin University, Tianjin 300072, China;

²Beijing Aerospace Institute for Metrology and Measurement Technology, Beijing 100076, China

Abstract In view of the problems that the sampling nonlinearity and the low accuracy of the Fourier transform, a frequency estimation based on phase difference method to measure the distance of the target point is used based on the ranging system of frequency modulated continuous wave, which is based on the equispaced-phase resampling. The principle is analyzed and deduced. The stability of distance measurement and the error of distance measurement are analyzed based on the system. The research results show that the residual error of the measured distance with phase difference frequency measurement and the theoretical distance is not more than 100 μm and the stability of the single point range is between 50-95 μm in the range of 8.3-9.3 m. Compared with the fast Fourier transform, phase difference frequency measurement has better accuracy and stability in ranging.

Key words measurement; phase difference frequency measurement; equispaced-phase resampling; frequency modulated continuous wave; ranging accuracy

OCIS codes 120.5050; 120.4570; 120.5060; 120.3180

1 引 言

调频连续波(FMCW)激光测距是一种绝对式测距,其特点是测距精度高、测量范围大、测量速度快,并能用于无合作目标的测量^[1]。与传统的激光相位法和激光脉冲法相比,FMCW激光测距具有较宽的调谐带宽,能够达到更高的测距精度和测距分

辨率,因而在工业大尺寸精密测量领域有着更广阔的应用前景^[2]。如:在对飞机大部件进行精准对接时,利用FMCW测距技术可实现对大部件的精确定位,从而实现对调姿机构的实时反馈,实现位置补偿,保证装配精度;在船舶制造过程中,船体通常采取分段制造,利用FMCW测距技术实现船体的精确、高效测量,然后再进行整体装配;在电力电网行

收稿日期: 2018-05-10; 修回日期: 2018-05-30; 录用日期: 2018-06-06

基金项目: 国家自然科学基金(51675380)、航天一院高校联合创新基金

* E-mail: zhangfumin@tju.edu.cn; ** E-mail: tjulink520@tju.edu.cn

业,大型发电设备的制造装配同样也需要利用 FMCW 激光测距技术进行质量监控^[3-5]。

FMCW 激光测距通过调频激光器发出的信号与经过待测物体后反射的信号所形成的拍频信号来计算待测目标点的距离,因此测距系统对频率调制的线性度和拍频信号频率的准确估计有着很高的要求^[6]。但在实际应用中,FMCW 激光频率的变化往往并非是完全线性的,会存在一些微小的波动,进而影响测距的分辨率和频谱带宽。目前,国内外针对这一问题有 4 个热门研究方向:1)改进激光器^[7-8],设计出能够实现线性扫描的激光器,这一方向的设计难度大,造价高。2)利用辅助干涉仪将非线性问题带来的误差反馈给扫描激光器,以修正激光器的扫描速度,实现线性扫描^[9-10]。在这一方案中,反馈电路的设计极其困难,而且在较高的采样频率、扫描速度和大带宽下,反馈误差很大。3)将辅助干涉仪作为时钟信号触发采集卡去采集测量干涉信号^[11]。这种方法的不足之处在于触发点的位置精度不够高,测距精度低。4)采用基于软件的等光频间隔重采样的方法来消除激光非线性的影响,利用辅助干涉信号的波峰谷值作为插值点来重采样测量信号,然后进行后期数据处理,使测量信号从时域转到频域上,以此消除时域上的非线性问题。该方法不仅满足了奈奎斯特采样技术的要求,而且具有结构简单、对硬件的要求低、在实验上易于实现等特点,因此,在光频域反射仪(OFR)和光学相干层析(OCT)技术中经常使用。

以上研究方向在拍频信号频率的估计时都是先通过快速傅里叶变换(FFT)的频谱信息得到峰值点位置,以求出频率估计值,进而计算出待测点的距离。然而,由于傅里叶频谱是有限且不连续的离散点,当实际信号的频率并不是正好落在频率点上时,只能看到频谱的一部分,很可能会漏掉一部分有用的频率成分,产生频谱泄漏和栅栏效应,很难精确定位峰值点的位置,也很难精确估计信号的频率,故而无法达到较高的测距精度。

为了弥补上述不足,同时消除激光扫描的非线性,提高测量精度,本文在深入研究 FMCW 激光测距原理的基础上搭建了双光路干涉测距系统,采用一种基于等光频间隔重采样的相位差频率估计算法,在利用 FFT 进行频率估计的基础上进一步细分频谱,提取出等光频间隔重采样后的信号序列中的两帧信号,利用相位谱对两者的相位进行一系列的时延处理运算,来估计真实频率与 FFT 最大峰值的

偏差频率,进而实现对待测目标点距离的精确测量,并从仿真和实验的角度验证了该方法的测距精度和稳定性。

2 FMCW 激光测距原理及提高测距精度的方案

可调谐激光器为 FMCW 激光测距系统提供光源。在实验中,采用美国 Luna 公司生产的 PHOENIX 1400 激光器作为扫频源,其调谐范围为 1515~1565 nm,扫描速度为 1~100 nm/s。在实验中设置调谐范围为 1515~1565 nm,扫描速度为 100 nm/s。经线性调制的出射信号与经目标点反射的回波信号在光纤出射处相遇,产生拍频信号,这一拍频信号的频率与激光在空中的飞行时长有关,即与待测距离有关,故该方法是通过频率和距离的对应关系来实现测距的。

拍频信号经过 FFT 后,主瓣的半峰全宽(FWHM)代表了测距的分辨率。激光调制线性度、振动、温度变化等都会影响 FWHM。其中,激光调制线性度对 FWHM 的影响最为严重,如图 1(a)所示。在图 1(a)中, f_0 为频率调制的初始值, τ 为时延, T_m 为时间。若激光的调制线性度不理想,得到的拍频信号频率就会不稳定,故 FWHM 会变宽,从而会降低测距分辨率;而且,FFT 后的频谱信号会出现严重的展宽,如图 1(b)所示,影响测距精度^[12-14]。为了解决这一问题,采用等光频间隔重采样技术来消除系统的非线性^[11]。双光路 FMCW 测距系统的结构如图 2 所示,包括一个测量干涉系统和一个辅助干涉系统,这两个系统均由光纤马赫-曾德尔干涉仪构成。其中,DAQ 为数据采集模块,CH 表示通道。

激光由可调谐激光器发出,通过分光比为 8:2 的耦合器 1 后分为两路,80% 的光进入测量干涉系统后再被 5:5 的耦合器 2 分为两路。其中的一路通过两组镜头组合变焦式透镜发出,经两轴转台反射后打到放置在干涉仪导轨上的目标镜上返回;另一路经过延时光纤 1。这两路光束经耦合器 3 合成一束,在光电探测器 PD1 处相干叠加,形成待测的拍频信号,其表达式为

$$S_{b,m}[\varphi(t),\tau_m] = X \exp\left\{i2\pi\left[f_0 - \frac{\alpha_0}{2}\tau_m + \alpha_0\varphi(t)\right]\tau_m\right\}, \quad (1)$$

式中: $\varphi(t)$ 为相位, $\varphi(t) = t + \sum_{i=2}^M \frac{\alpha_i t^i}{\alpha_0}$, α_i 为调频非线性

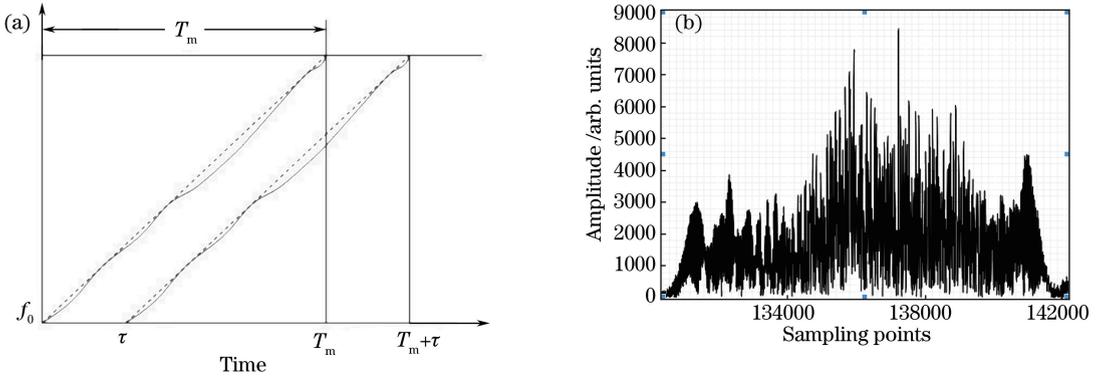


图 1 (a) 调制频率随时间的变化; (b) 严重展宽的频谱信号

Fig. 1 (a) Curves of modulated frequency versus time; (b) a serious broadened spectrum signal

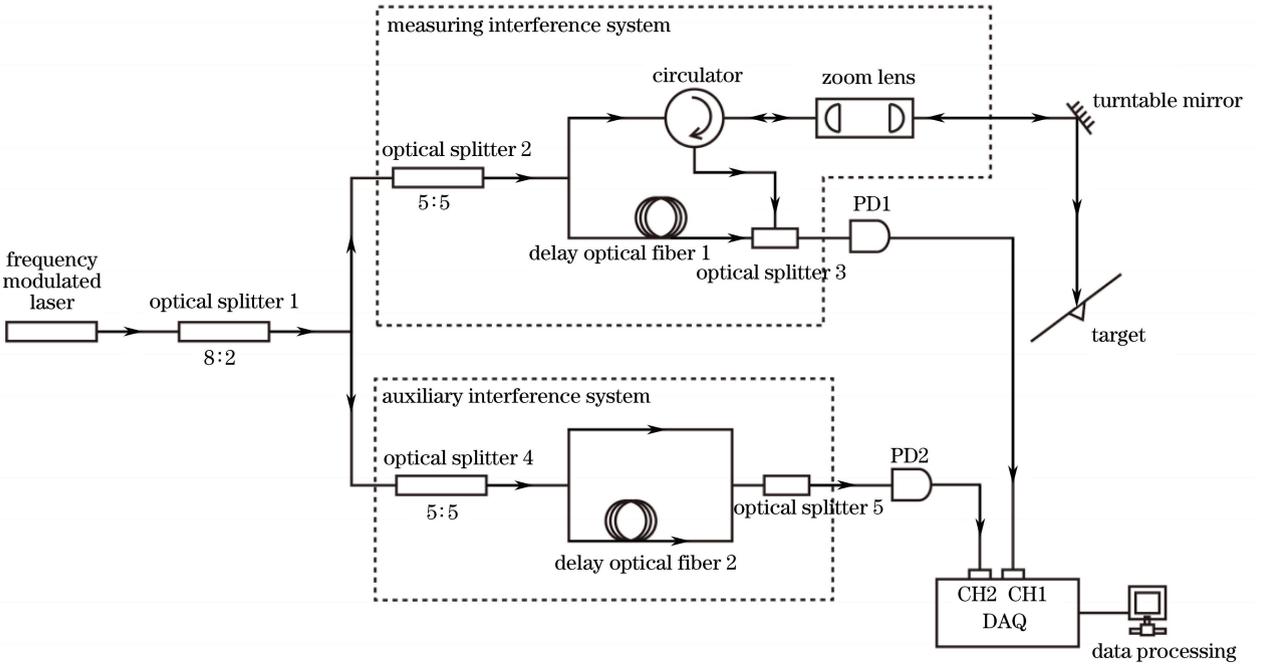


图 2 双光路 FMCW 测距系统结构图

Fig. 2 Schematic of FMCW ranging system with double optical path

性系数, M 为调频非线性中高阶项系数; τ_m 为测量光路的回波延时; t 为时间; X 为幅度; α_0 为频率调制的斜率。

20% 的光经耦合器 4 后分为两束, 这两束光在耦合器 5 处合成一束, 并在探测器 PD2 处相干叠加, 形成辅助拍频信号, 其表达式为

$$S_{b,r}[\varphi(t), \tau_r] = X \exp\left\{i2\pi\left[f_0 - \frac{\alpha_0}{2}\tau_r + \alpha_0\varphi(t)\right]\tau_r\right\}, \quad (2)$$

式中: τ_r 为参考光路的回波延时, 由于参考光路中延时光纤的长度是固定且已知的, 故 τ_r 是一个确定值。

在(2)式的峰谷值点处的时刻为

$$\varphi(t_k) = \frac{\frac{1}{4\tau_r} + \frac{K}{2\tau_r} - f_0 + \frac{\alpha_0\tau_r}{2}}{\alpha_0}, \quad k = 0, 1, 2, \dots, \quad (3)$$

而且

$$\Delta\varphi = \varphi(t_{k+1}) - \varphi(t_k) = \frac{1}{2\alpha_0\tau_r}. \quad (4)$$

由于(3)式中各参数均为已知参数, 辅助光纤延时 τ_r 也是固定的, 由此可以看出该采样是对 φ 进行的等间隔采样。

设采集卡的采样频率为 f_s , 那么

$$f_s = \frac{1}{\Delta\varphi} = 2\alpha_0\tau_r. \quad (5)$$

设 f_{φ_m} 为待测信号频率。由于

$$f_{\varphi_{-m}} = \alpha_0 \tau_m, \quad (6)$$

所以待测距离 D 为

$$D = \frac{c \cdot \tau_m}{2} = \frac{c}{2\alpha_0} f_{\varphi_{-m}}, \quad (7)$$

式中: c 为光速。

待测信号频率可以表示为

$$f_{\varphi_{-m}} = (f_s / N_{\text{FFT}}) \cdot (M' + m) = f_0 + \delta(f), \quad (8)$$

式中: N_{FFT} 为对信号进行 FFT 的变换点数; M' 为 FFT 频谱中整数峰值的位置; m 为谱线中的小数部分; $\delta(f)$ 为信号频率真值 $f_{\varphi_{-m}}$ 与 FFT 得到的频率值 f_0 的偏差值。

信号频率估计的精度取决于 m 的估计精度, 但是目前通过离散的 FFT 只能得到其整数部分 M' , 不能直接得到 m , 故利用相位的偏差关系来表征频率偏差的关系, 以得到 m 的值。

将 $\delta(f)$ 表征的频率偏差转换到相位偏差上可以得到

$$\varphi_{\delta(f)}(t) = 2\pi \cdot \delta(f) \cdot t =$$

$$2\pi(f_{\varphi_{-m}} - f_0)t = \varphi_{f_{\varphi_{-m}}}(t) - \varphi_{f_0}(t), \quad (9)$$

式中: $\varphi_{f_{\varphi_{-m}}}(t)$ 为 $f_{\varphi_{-m}}$ 处的相位; $\varphi_{f_0}(t)$ 为 f_0 处的相位。经过时延 τ 后的相位偏差为

$$\Delta\varphi_{\delta(f)}(\tau) = 2\pi \cdot \delta(f) \cdot \tau =$$

$$2\pi(f_{\varphi_{-m}} - f_0)\tau = \Delta\varphi_{f_{\varphi_{-m}}}(\tau) - \Delta\varphi_{f_0}(\tau), \quad (10)$$

式中: $\Delta\varphi_{f_{\varphi_{-m}}}(\tau)$ 为 $f_{\varphi_{-m}}$ 处的相位偏差; $\Delta\varphi_{f_0}(\tau)$ 为 f_0 处的相位偏差。

在(10)式中通过选定延 τ 可以得出

$$\Delta\varphi_{f_0}(\tau) = 2\pi f_0 \tau =$$

$$2\pi M' \frac{f_s}{N_{\text{FFT}}} N_\tau T_s = 2\pi M \frac{N_\tau}{N_{\text{FFT}}}, \quad (11)$$

式中: N_τ 为相邻信号间隔的时延序列点数; T_s 为采样周期; 时延 $\tau = N_\tau T_s$ 。

$\Delta\varphi_{f_{\varphi_{-m}}}(\tau)$ 可以根据相邻两段信号 $S_{b,k}(t)$ 和 $S_{b,k}(t+\tau)$ 的相位谱计算出 $S_{b,k}(t+\tau)$ 与 $S_{b,k}(t)$ 对应于 f_0 的相位差来求出。两段信号及时延的选取如图 3 所示。

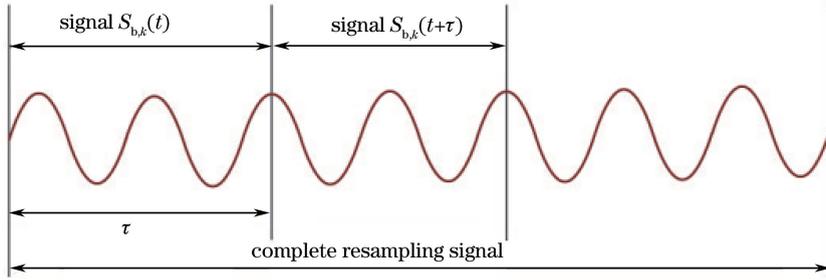


图 3 相位差信号时延示意图

Fig. 3 Schematic of phase difference signal delay

对相邻两段信号 $S_{b,k}(t)$ 和 $S_{b,k}(t+\tau)$ 分别进行 FFT 得到 $S_{b,k1}(f)$ 和 $S_{b,k2}(f)$, 其表达式分别为

$$S_{b,k1}(f) = S(f), \quad (12)$$

$$S_{b,k2}(f) = S(f) \exp(i2\pi f\tau), \quad (13)$$

式中: f 为频率。因为这两段信号的幅度信息是相同的, 故只需要求出这两段信号最大谱线位置处的相位 φ_1 和 φ_2 , 这两者的差值即为相位差 $\Delta\varphi_{f_{\varphi_{-m}}}(\tau)$ 。从而可以得出

$$m = \frac{\Delta\varphi_{f_{\varphi_{-m}}}(\tau) - \Delta\varphi_{f_0}(\tau)}{2\pi N_\tau} N_{\text{FFT}}, \quad (14)$$

$$\delta(f) = \frac{\Delta\varphi_{f_{\varphi_{-m}}}(\tau) - \Delta\varphi_{f_0}(\tau)}{2\pi\tau}. \quad (15)$$

由此可以得到所求信号频率的估计值为

$$f_{\varphi_{-m}} = \frac{M' + m}{N_{\text{FFT}}} f_s = f_0 + \delta(f) = (f_s \cdot M / N_{\text{FFT}}) + \frac{\Delta\varphi_{f_{\varphi_{-m}}}(\tau) - \Delta\varphi_{f_0}(\tau)}{2\pi N_\tau} f_s. \quad (16)$$

将(16)式代入(7)式中可求出待测目标点的距离 D 为

$$D = \left[f_s \cdot M' / N_{\text{FFT}} + \frac{\Delta\varphi_{f_{\varphi_{-m}}}(\tau) - \Delta\varphi_{f_0}(\tau)}{2\pi N_\tau} f_s \right] L_\tau. \quad (17)$$

3 算法测距仿真分析

为了验证算法的正确性, 对算法进行计算机仿真分析。从重采样出发, 生成两个含有噪声的信号序列, 分别模拟测量干涉信号和辅助干涉信号, 并在辅助干涉信号峰谷位置处对测量干涉信号进行采样, 得到一段重采样后的信号, 对该信号进行相位差测频, 得到频率估计值, 将估计值代入(17)式中就可以得到测距结果。将测距结果与最初设置的距离值进行对比。

在仿真过程中, 通过改变生成信号的频率来设

置距离,对 0~10 m 范围内的 20 个位置进行仿真, 置处相位差测频算法与 FFT 得到的距离,如表 1 在每个位置处测量 20 次并取平均值,得到了不同位 所示。

表 1 不同位置处的理论距离以及相位差测频算法和 FFT 得到的距离

Table 1 Theoretical distance and distances obtained from phase difference frequency measurement algorithm and FFT at different positions

Position	M value	Decimal part value m	Theoretical distance /mm	Phase difference algorithm (average) /mm	Fourier transform (average) /mm
1	69929	-0.269675	10258.430	10258.438	10258.398
2	63237	0.081393	9276.725	9276.721	9276.733
3	60560	0.422002	8884.020	8884.005	8884.067
4	57215	-0.402322	8393.270	8393.294	8393.235
5	53869	-0.227133	7902.425	7902.435	7902.402
6	50523	-0.051419	7411.574	7411.577	7411.570
7	47177	0.124223	6920.725	6920.719	6920.737
8	43831	0.299933	6429.880	6429.861	6429.905
9	40419	-0.441353	5929.298	5929.321	5929.256
10	37073	-0.265601	5438.449	5438.462	5438.423
11	33727	-0.089856	4947.598	4947.604	4947.591
12	30381	0.085581	4456.751	4456.746	4456.759
13	27035	0.261268	3965.898	3965.888	3965.926
14	23689	0.436770	3475.052	3475.030	3475.094
15	20344	-0.387905	2984.296	2984.318	2984.261
16	16998	-0.212128	2493.446	2493.460	2493.429
17	13652	-0.036508	2002.600	2002.602	2002.596
18	10306	0.139116	1511.752	1511.744	1511.764
19	6960	0.314861	1020.905	1020.895	1020.921
20	2678	-0.340664	392.694	392.702	392.681

从表 1 中提取出理论距离、相位差测频算法测得的距离和 FFT 得到的距离,绘制出图 4(a)所示的折线图。由图 4(a)可以看出,由于三条折线接近重合,已经无法分辨,故在图 4(a)中提取出一部分

折线进行局部放大,得到图 4(b)所示的局部放大的折线图。

由图 4 可知,相位差测频法所得的距离比 FFT 所得的距离更接近理论距离值。

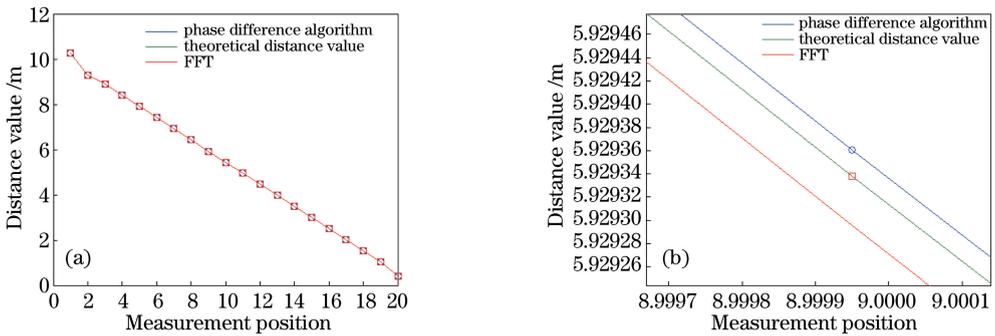


图 4 理论距离以及相位差测频算法和 FFT 得到的距离。(a)整体;(b)局部放大图

Fig. 4 Theoretical distance and distances obtained from phase difference frequency measurement algorithm and FFT.

(a) Whole curves; (b) partial enlarged figure

根据表 1 中的数据可以求出相位差测频法所得距离与理论距离的残余误差,以及 FFT 所得距离与理论距离的残余误差,如图 5 所示。可以看出,前者

不超过 25 μm ,而后者在每个位置皆高于前者,故通过重采样的相位差测频算法得到的距离与理论距离更接近,即其测距精度要高于 FFT 的精度,从而在

仿真的角度验证了所提方法的正确性。

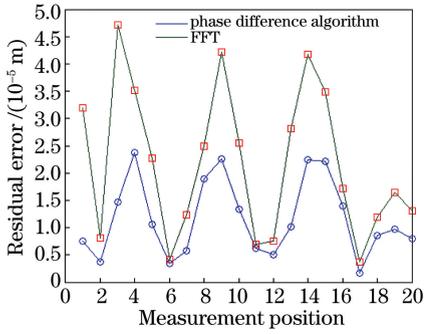


图 5 相位差测频法、FFT 所得距离与理论距离的残余误差
Fig. 5 Residual errors between theoretical distance and distance from phase difference frequency measurement or FFT

4 实 验

设计了在室内激光干涉仪导轨上进行距离测量精度对比的实验。搭建的测距系统主要包括 PHOENIX 1400 可调谐激光器、自主设计的双光路干涉系统、分辨率为 0.1" 的高精密两轴转台、带有 1 m 长导轨的激光干涉仪 (XL-80 型)、波长范围为 800~1700 nm 的光电探测器 (PDB450C 型)。测量实物图如图 6 所示。

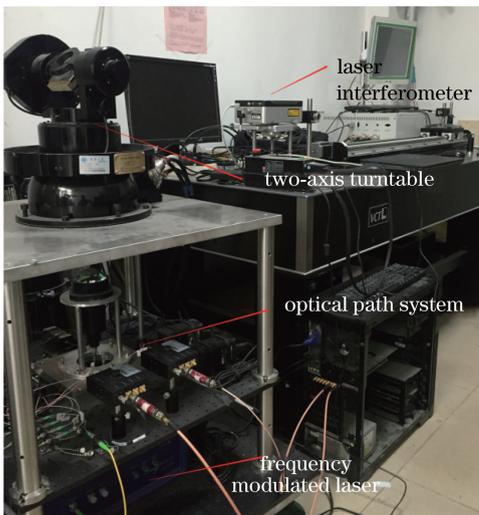


图 6 测量系统实物图

Fig. 6 Physical photo of the measurement system

在实验过程中,为了保证实验测得的待测距离和激光干涉仪测得的距离无相对误差,首先将目标反射镜置于导轨上,通过调节转台水平轴和垂直轴的角度使激光打到目标镜上,并不断调节变焦系统来改变聚焦位置,使系统的发射光路与干涉仪的导轨标准干涉光路相互平行。实验设定参考光路的延

迟光纤的光路长度为 30.26195 m,激光器的调制速度为 99.94 nm/s,调制范围设置为 1515~1565 nm。从起始位置开始每隔 100 mm 记录导轨上干涉仪位置和两路信号,直至导轨末端,每个位置处均取 30 组信号数据,共记录 10 个位置。

将在每个位置上得到的数据进行等光频间隔重采样,然后分别以重采样相位差测频算法测距和 FFT 的方式进行数据处理。将每个位置得到的 30 组数据进行粗大误差剔除后取均值,所得结果如表 2 所示。

两种测距方法所得到的单点位置处的稳定性如图 7 所示。可以看出:受光纤振动、温度、湿度以及压强对折射率的影响,相位具有随机性;在所测量的 0~900 mm 范围内,相位差测频算法测距所得的单点稳定性在 50~95 μm 之间随机波动,而 FFT 所得的单点稳定性在 95~170 μm 之间随机波动;在每个位置处,FFT 的稳定性均不如相位差测频法测距的稳定性高。

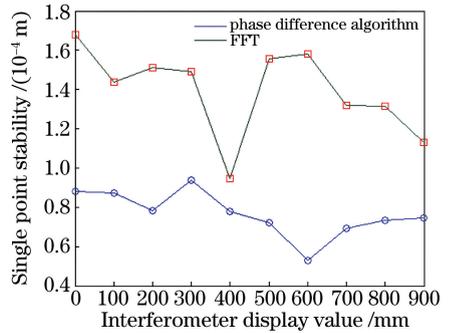


图 7 不同位置处的测量稳定性

Fig. 7 Measurement stability at different positions

激光干涉仪的测距精度极高,重复性好,故将其作为测距系统的标定仪器。利用所搭建的系统与激光干涉仪测量靶镜在同一导轨上移动的距离,结果如图 8(a)所示。可以看出:测距系统的测量读数与激光干涉仪基本一致,具有较高的线性度。为了对比 FFT 与相位差测频法的测量精度,将测得的绝对距离转变为相对距离,采用这两种方法同时处理靶镜的测量结果。图 8(b)所示为两种方法相对于激光干涉仪读数的测距残余误差。可以看出:在相对距离为 0~900 mm 的范围内,相位差测频算法所得的距离与激光干涉仪理论距离的残余误差不超过 100 μm,而 FFT 所得距离与激光干涉仪理论距离的测距残余误差不超过 250 μm,且后者在每一个位置上的残余误差都大于前者,进而从实验的角度验证了相位差测频算法的测距精度高于 FFT 的测距精度。

表 2 不同位置处的测距结果

Table 2 Measured distances at different positions

Interferometer display value /mm	Decimal part value (mean absolute value)	Resampling phase difference ranging value /mm	Fourier transform ranging value /mm
0.0001	0.208303	8342.943	8342.577
100.0691	0.179204	8443.000	8442.478
200.0330	0.273615	8542.931	8542.672
300.0244	0.266152	8643.008	8642.534
400.0045	0.221166	8742.940	8742.404
499.9771	0.195801	8842.856	8842.521
599.9241	0.207518	8942.923	8942.303
699.9296	0.155557	9043.002	9042.451
799.9435	0.141623	9142.928	9142.587
899.9652	0.199511	9243.023	9242.753

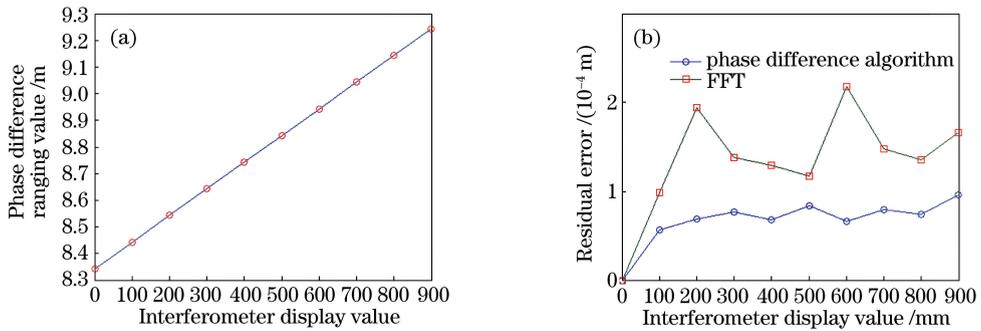


图 8 (a)相位差测频算法测得的距离;(b)两种方法测距残余误差的对比

Fig. 8 (a) Measured distance with the phase difference frequency measurement algorithm; (b) measuring range residual error with two methods

实验中测量精度误差主要源于两个方面:1)光纤色散影响了扫描带宽,导致傅里叶频谱展宽和漂移;2)温度的变化影响了光线折射率和光纤长度,重采样时峰谷值前后移动引入了相位误差,产生了相位噪声。

5 结 论

提出了一种基于 FMCW 重采样方法的相位差精确测频算法,该算法结合了等光频间隔重采样可以消除非线性以及相位差测频算法可以提高测距精度的优势。对调频连续波激光测距原理进行推导分析,并搭建了双光路干涉测距系统,通过等光频间隔重采样后的相位作差算法,提高了测距的精度和稳定性,减小了系统的测距误差。

研究表明,所提算法的测距精度优于直接采用 FFT 方法的精度。多个位置上的重复测距实验结果表明,所提算法具有较高的单点稳定性,在精密制造方面具有较高的实用价值。

参 考 文 献

[1] Meng X S, Zhang F M, Qu X H. High precision and fast method for absolute distance measurement based on resampling technique used in FM continuous wave laser ranging [J]. Acta Physica Sinica, 2015, 64 (23): 230501.
孟祥松, 张福民, 曲兴华. 基于重采样技术的调频连续波激光绝对测距高精度及快速测量方法研究 [J]. 物理学报, 2015, 64(23): 230501.

[2] Tan S, Guo W. Research of microwave short-distance target range detection system [J]. Ship Electronic Engineering, 2007, 27(4): 95-99.
谭朔, 郭伟. 调频连续波近程测距系统研究 [J]. 舰船电子工程, 2007, 27(4): 95-99.

[3] Liu Z X, Zhu J G, Yang L H, et al. A single-station multi-tasking 3D coordinate measurement method for large-scale metrology based on rotary-laser scanning [J]. Measurement Science and Technology, 2013, 24 (10): 105004.

[4] Swinkels B L, Bhattacharya N, Braat J J. Correcting movement errors in frequency-sweeping interferometry [J]. Optics Letters, 2005, 30 (17):

- 2242-2244.
- [5] Cabral A, Rebordão J M. Accuracy of frequency-sweeping interferometry for absolute distance metrology[J]. *Optical Engineering*, 2007, 46(7): 073602.
- [6] Brennan P V, Huang Y, Ash M, *et al.* Determination of sweep linearity requirements in FMCW radar systems based on simple voltage-controlled oscillator sources[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2011, 47(3): 1594-1604.
- [7] Tsuji K, Shimizu K, Horiguchi T, *et al.* Spatial-resolution improvement in long-range coherent optical frequency domain reflectometry by frequency-sweep linearisation[J]. *Electronics Letters*, 1997, 33(5): 408-410.
- [8] 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.
- [9] Crozatier V, Gorju G, Bretenaker F, *et al.* Phase locking of a frequency agile laser[J]. *Applied Physics Letters*, 2006, 89(26): 261115.
- [10] 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.
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.
- [11] Yao Y N, Zhang F M, Qu X H. Hardware-based equispaced-phase resampling nonlinearity correction algorithm and spectral analysis method[J]. *Acta Optica Sinica*, 2016, 36(12): 1212003.
姚艳南, 张福民, 曲兴华. 基于硬件的等光频间隔采样及频谱分析方法[J]. *光学学报*, 2016, 36(12): 1212003.
- [12] Song J W. Effect of the linearity on range resolution of linear frequency-modulated radar[J]. *Journal of University of Electronic Science and Technology of China*, 1992(2): 121-126.
宋景唯. 线性度对线性调频雷达距离分辨力的影响[J]. *电子科技大学学报*, 1992(2): 121-126.
- [13] Anghel A, Vasile G, Cacoveanu R, *et al.* Nonlinearity correction algorithm for wideband FMCW radars[C]. 21st European Signal Processing Conference, 2013: 1-5.
- [14] Zhang Y Y, Guo Y, Ren Y J, *et al.* Study of drift error and its compensation method in absolute distance measurement by optical frequency scanning interferometry[J]. *Acta Optica Sinica*, 2017, 37(12): 1212001.
张雅雅, 郭寅, 任永杰, 等. 光频扫描干涉绝对测距漂移误差与补偿方法研究[J]. *光学学报*, 2017, 37(12): 1212001.