

doi: 10.11823/j.issn.1674-5795.2026.01.08

基于电光双边带调制的激光FMCW测距方法研究

崔航¹, 邓忠文^{1*}, 张恒康², 王树震¹, 孙海峰¹,孟夏薇³, 张树威¹, 龚俊宇⁴, 李小平¹

(1. 西安电子科技大学 空间科学与技术学院, 陕西 西安 710071;

2. 北京控制工程研究所 空间光电测量与感知实验室, 北京 100190;

3. 长安大学 工程机械学院, 陕西 西安 710054; 4. 西安航天民芯科技有限公司, 陕西 西安 710076)

摘要: 传统激光调频连续波测距技术多基于可调谐激光器或双光源架构实现, 系统复杂、工程化难度高, 且动态场景下存在误差放大现象。针对上述不足, 本研究团队提出一种基于电光双边带调制的激光调频连续波测距方法, 利用稳频激光器与电光调制器生成2路反向扫频信号, 降低系统体积并减小动态误差; 设计全相位快速傅里叶变换算法, 实现高动态、高噪声条件下稳定可靠的相位解算; 引入卡尔曼滤波优化动态状态估计, 提高测距稳定性。实验结果表明: 在接入20 m光纤的条件下, 该方法的绝对距离测量误差不超过 $\pm 20 \mu\text{m}$; 在振幅 $\leq 500 \text{ nm}$ 、频率 $\leq 200 \text{ Hz}$ 的条件下, 正弦振动目标相对位移测量误差不超过 $\pm 25 \text{ nm}$, 验证了该方法的高可靠性, 为推动激光调频连续波测距技术的工程化应用提供了有力支撑。

关键词: 调频连续波; 双边带调制; 稳频激光器; 绝对距离; 相对位移; 全相位快速傅里叶变换; 卡尔曼滤波; 工程化应用

中图分类号: TB92; O43

文献标志码: A

文章编号: 1674-5795 (2026) 01-0129-11

FMCW laser ranging method based on electro-optic double-sideband modulation

CUI Hang¹, DENG Zhongwen^{1*}, ZHANG Hengkang², WANG Shuzhen¹, SUN Haifeng¹,MENG Xiawei³, ZHANG Shuwei¹, GONG Junyu⁴, LI Xiaoping¹

(1. School of Aerospace Science and Technology, Xidian University, Xi'an 710071, China; 2. Space Optoelectronic Measurement and Perception Lab., Beijing Institute of Control Engineering, Beijing 100190, China; 3. School of Construction Machinery, Chang'an University, Xi'an 710054, China; 4. Xi'an Aerospace Minxin Technology Co., Ltd., Xi'an 710076, China)

Abstract: Traditional frequency modulated continuous wave (FMCW) laser ranging techniques are mostly implemented using tunable lasers or dual-light-source architectures. These systems are complex and difficult to engineer, and they suffer from error amplification in dynamic scenarios. To address these limitations, our research team proposed an FMCW laser ranging method based on electro-optic double-sideband (DSB) modulation. A frequency-stabilized laser and an electro-optic modulator are used to generate two oppositely swept frequency signals, which reduces the system size and miti-

收稿日期: 2025-10-13; 修回日期: 2025-12-04

基金项目: 国家自然科学基金项目(52205576); 光电测量与智能感知中关村开放实验室开放基金项目(LabSOMP-2023-04); 中央高校基本科研业务费专项资金项目(ZYTS25250); State Key Laboratory for Manufacturing Systems Engineering (klms2021005); 陕西省重点研发计划项目(klms2021005); 精密微纳制造技术全国重点实验室项目(klms2021005, klms2020013)

引用格式: 崔航, 邓忠文, 张恒康, 等. 基于电光双边带调制的激光FMCW测距方法研究[J]. 计测技术, 2026, 46(1): 129-139.

Citation: CUI H, DENG Z W, ZHANG H K, et al. FMCW laser ranging method based on electro-optic double-sideband modulation[J]. Metrology & Measurement Technology, 2026, 46(1): 129-139.



gates dynamic errors. An all-phase fast Fourier transform (APFFT) algorithm was designed to achieve stable and reliable phase retrieval under highly dynamic and high-noise conditions. In addition, Kalman filtering was introduced to optimize dynamic state estimation and improve ranging stability. Experimental results show that, with a 20 m fiber link, the absolute distance measurement error of the proposed method does not exceed $\pm 20 \mu\text{m}$. For a sinusoidally vibrating target with amplitude $\leq 500 \text{ nm}$ and frequency $\leq 200 \text{ Hz}$, the relative displacement measurement error does not exceed $\pm 25 \text{ nm}$. These results verify the high reliability of the proposed method and provide strong support for promoting the engineering deployment of FMCW laser ranging technology.

Key words: frequency modulated continuous wave; double-sideband modulation; frequency-stabilized laser; absolute distance measurement; relative displacement measurement; all-phase fast Fourier transform; Kalman filtering; engineering application

0 引言

激光调频连续波(Frequency Modulated Continuous Wave, FMCW)技术通过调谐激光频率,实现非接触式绝对距离测量,兼具高精度与大测量范围优势,已成为卫星编队协同、精密工业检测等领域的重要测距手段^[1-4]。然而,传统FMCW系统存在以下问题:目标运动或环境扰动引发的光程微小变化,会因激光中心频率与扫频带宽的悬殊比例被显著放大,从而导致测距精度下降。此外,外腔半导体激光器多采用压电陶瓷驱动外腔,受迟滞、蠕变和机构耦合影响,扫频线性度下降,也会降低测距精度。为满足更高精度的应用需求,解决上述问题迫在眉睫。

LU C等人提出了基于距离谱重构(Distance Spectrum Reconstruction, DSR)的双扫频FMCW测距技术^[5],该技术采用两台可调谐激光器同步反向扫频,同时获取测量与辅助干涉信号,经波长校正后对两路测量信号进行乘法解调,以抵消目标运动引入的多普勒项。然而,应用该技术时,在乘法解调环节会引入有色噪声,并造成信噪比下降,且双扫频架构复杂、成本高昂。

为兼顾动态性能与系统简洁性,陈希伦等人提出基于电光双边带(Double Sideband, DSB)调制的FMCW测距方案^[6-8],该方案以单台稳频激光为光源,通过马赫-曾德尔调制器(Mach-Zehnder Modulator, MZM)生成频率对称的 ± 1 阶扫频边带,并利用两路边带反向扫频特性抵消目标运动引发的多普勒频移。同时,该方案属于外调制而非激光器内部腔长调谐,扫频由微波射频驱动,光学带宽较

窄,因此继承了微波扫频的线性度优势。然而实际应用中,噪声与时变扰动会降低干涉谱纯度并引发相位漂移,从而限制测距精度。

针对现有激光FMCW测距方法存在的工程化难度大、动态场景下测量误差较大的问题,本研究团队提出基于电光双边带调制的激光FMCW测距方法,通过稳频激光器与电光调制器生成2路反向扫频信号,设计时移全相位快速傅里叶变换(All-Phase Fast Fourier Transform, APFFT)算法并引入MZM偏压闭环,保障 ± 1 阶边带幅值一致性,提高相位解算稳定性。引入卡尔曼滤波补偿高噪声环境下的残余动态误差,提高测距精度。开展对距离与相对位移测量实验,验证基于电光双边带调制的激光FMCW测距方法的应用效果。

1 传统FMCW测距方法

1.1 FMCW测距系统原理

传统FMCW测距系统如图1所示^[9],扫频激光经光纤分束器分为两路:一路入射迈克尔逊干涉仪生成干涉信号,由光电探测器接收;另一路进入Fabry-Perot(F-P)标准具,实时监测光频变化。

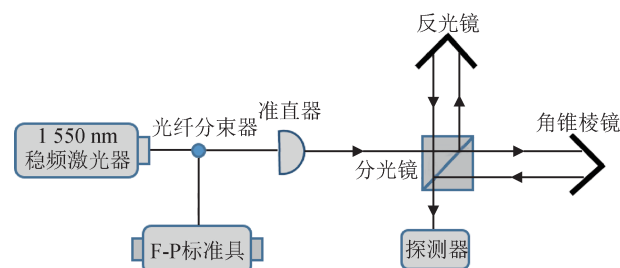


图1 传统FMCW测距系统结构

Fig.1 Structure of conventional FMCW ranging system

传统FMCW测距系统的参考光信号 $I_r(t)$ 为

$$I_r(t) = a_r \cos(2\pi f_i t + \pi K t^2) \quad (1)$$

式中： a_r 为参考光信号的幅值， f_i 为激光初始频率， t 为时间， K 为扫频速度。

测量光往返待测目标存在光程延时 $\tau = 2nL/c$ ，其中， n 为折射率， c 为光速， L 为距离，则测量光信号 $I_m(t)$ 为

$$I_m(t) = a_m \cos [2\pi f_0(t - \tau) + \pi K(t - \tau)^2] \quad (2)$$

式中： a_m 为测量光信号的幅值。

参考光与测量光发生干涉后，通过分析相位变化，可得到干涉信号的相位变化量 $\Delta\varphi$ ，公式为

$$\Delta\varphi = 4\pi\Delta\nu \frac{nL}{c} \quad (3)$$

式中： $\Delta\nu$ 为光频变化量。

最终得到 L 为

$$L = \frac{c\Delta\varphi}{4\pi n\Delta\nu} \quad (4)$$

1.2 动态误差分析

传统FMCW测距假设目标静止， τ 恒定。然而，环境中多种扰动会使 τ 随时间变化，从而造成干涉信号相位改变，增大测距误差。

设扫频起始时刻 t_s 与终止时刻 t_e 的测量光路光程分别为 L_s 与 L_e ，其对应的瞬时相位 $\varphi(t_s)$ 与 $\varphi(t_e)$ 分别为^[10]

$$\varphi(t_s) = 2\pi(Kt_s + f_0) \frac{2nL_s}{c} \quad (5)$$

$$\varphi(t_e) = 2\pi(Kt_e + f_0) \frac{2nL_e}{c} \quad (6)$$

引入距离变化量 $\Delta L = L_e - L_s$ 和扫频带宽 $\Delta\nu = K(t_e - t_s)$ ，可得到相位变化量 $\Delta\varphi_{se}$ 为

$$\Delta\varphi_{se} = 4\pi n \frac{L_s\Delta\nu + (Kt_e + f_0)\Delta L}{c} \quad (7)$$

动态场景下的测距结果 L_{se} 为

$$L_{se} = L_s + \frac{Kt_e + f_0}{\Delta\nu} \Delta L \quad (8)$$

式中： $(Kt_e + f_0)/\Delta\nu$ 为误差放大系数，由于 $f_0 \gg \Delta\nu$ ，该系数 $\gg 1$ 。当目标运动引发微小光程变化 ΔL 时， ΔL 会被该系数显著放大，此即FMCW误差放大现象。

2 基于双边带的FMCW测距方法

2.1 双边带FMCW测距系统原理

为降低动态测距误差，构建了基于MZM的双边带FMCW测距系统，如图2所示。该系统采用稳频激光入射MZM，在射频调制信号的驱动下，利用线性电光效应产生双臂相位差，使干涉端光强随相位差周期性变化，从而将相位调制转换为强度调制，最终生成频率对称、扫频方向相反的 ± 1 阶边带^[11-12]。随后设置偏压闭环控制模块实时锁定工作点，保障边带幅值一致与调制对称性，避免偏置漂移引起的失真并抑制杂散干扰。经调制的光进入迈克尔逊干涉光路，测量路回光与参考光在混频器合束，经平衡探测与数据采集得到可处理的拍频信号^[13]。

稳频激光器输出光信号 $I_L(t)$ 可表示为

$$I_L(t) = a_L \cos(2\pi f_e t) \quad (9)$$

式中： a_L 为光信号幅值， f_e 为激光中心频率。

通过MZM后，输出光信号 $I_{dsb}(t)$ 为

$$I_{dsb}(t) = a_{dsb} \cos [2\pi(f_e + f_0)t + \pi Kt^2] + a_{dsb} \cos [2\pi(f_e - f_0)t - \pi Kt^2] \quad (10)$$

式中： a_{dsb} 为调制后光信号振幅， f_0 为扫频源输出信号初始频率。

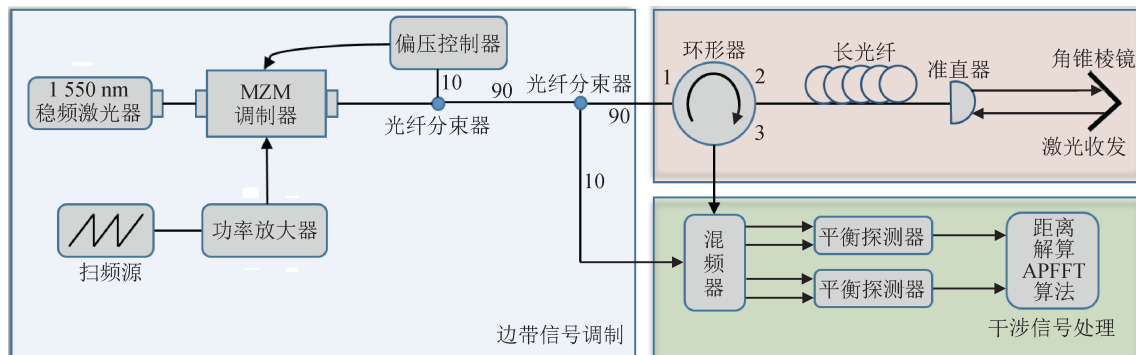


图2 基于双边带调制的FMCW测距系统

Fig.2 FMCW ranging system based on DSB modulation

光纤分束器将 $I_{\text{dsb}}(t)$ 分为2路。测量光经目标反射后,存在光程延时 $\tau(t)$ 。此时,参考光信号 $I_{\text{R}}(t)$ 与测量光信号 $I_{\text{M}}(t)$ 分别为

$$I_{\text{R}}(t) = a_{\text{R}} \cos [2\pi(f_{\text{c}} + f_0)t + \pi Kt^2] + a_{\text{R}} \cos [2\pi(f_{\text{c}} - f_0)t - \pi Kt^2] \quad (11)$$

$$I_{\text{M}}(t) = a_{\text{M}} \cos \{2\pi(f_{\text{c}} + f_0)[t - \tau(t)] + \pi K[t - \tau(t)]^2\} + a_{\text{M}} \cos \{2\pi(f_{\text{c}} - f_0) \cdot [t - \tau(t)] - \pi K[t - \tau(t)]^2\} \quad (12)$$

式中: a_{R} 为参考光信号幅值, a_{M} 为测量光信号幅值。

测量光与参考光在 90° 光混频器中发生干涉,生成相位各差 90° 的4路光信号。将2组相差 180° 的信号分别接入平衡探测器作差,可消除直流成分,得到2路正交干涉电信号 $I_1(t)$ 与 $I_Q(t)$,公式为

$$I_1(t) = a_i \sin \varphi_{\text{upper}}(t) + a_i \sin \varphi_{\text{lower}}(t) \quad (13)$$

$$I_Q(t) = a_q \cos \varphi_{\text{upper}}(t) + a_q \cos \varphi_{\text{lower}}(t) \quad (14)$$

式中: a_i 、 a_q 为干涉信号幅值, $\varphi_{\text{upper}}(t)$ 为干涉信号上边带相位, $\varphi_{\text{lower}}(t)$ 为干涉信号下边带相位。

由于采样点间隔极短,被测目标可视作速度为 v 的匀速运动。根据 $L(t) = L_0 + 2vt$ (L_0 为初始光程),代入 $\tau_L(t) = L(t)/c$ (其中 $\tau_L(t)$ 为待测目标距离对应的光程延时),则 $\varphi_{\text{upper}}(t)$ 和 $\varphi_{\text{lower}}(t)$ 可表示为

$$\varphi_{\text{upper}}(t) = 2\pi \left[\left(-\frac{2Kv}{c} + \frac{2Kv^2}{c^2} \right) t^2 + \left(-\frac{L_0K}{c} - \frac{2vf_{\text{c}}}{c} - \frac{2vf_0}{c} + \frac{2L_0Kv}{c^2} \right) t \right] \quad (15)$$

$$\varphi_{\text{lower}}(t) = 2\pi \left[\left(\frac{2Kv}{c} - \frac{2Kv^2}{c^2} \right) t^2 + \left(\frac{L_0K}{c} - \frac{2vf_{\text{c}}}{c} + \frac{2vf_0}{c} - \frac{2L_0Kv}{c^2} \right) t \right] \quad (16)$$

干涉信号的相位信息反映出距离动态变化对相位的调制,为后续距离的解算提供了基础。

2.2 双边带FMCW测距系统的相位估计优化算法

干涉信号的相位提取精度直接决定测距准确性。快速傅里叶变换(Fast Fourier Transform, FFT)对有限长离散序列进行整段加窗后计算,所得频谱峰值对应整个时间窗的平均相位。在截断效应的影响下,相邻频率分量混入主瓣,导致频谱泄漏和旁瓣干扰。FFT仅计算主频点的“粗相位”,非整周期的相位变化被忽略,导致频率估计产生误差,最终影响测距精度。相比之下,APFFT首先提取整数相位,然后通过信号延拓与对称折叠,

进一步获取小数周期相位,确保完整捕捉扫频过程中的所有相位变化,显著提高相位估计精度,降低测距误差^[14]。

为分离上下边带避免频谱重叠,对式(13)、式(14)构建复干涉信号 $E(t) = I_Q(t) + jI_1(t)$,其中, $I_Q(t)$ 、 $I_1(t)$ 分别为由平衡探测得到的同相与正交干涉分量, j 为虚数单位。

在每个分析窗内,取对称窗 $\omega[n]$,其中, n 为窗函数的离散采样点索引。构造零相位卷积窗 $\omega_c[n] = \omega[n] * \omega[n]$,以窗中心为对称中心,选取 $2N - 1$ 个样点并加权,得

$$x_i[m] = E(\xi_i + m)\omega_c[m], m = -(N - 1), \dots, (N - 1) \quad (17)$$

式中: $x_i[m]$ 为第 i 个分析窗内的复干涉离散序列, ξ_i 为第 i 个分析窗的中心索引, m 为相对窗中心的离散偏移量, $E(\xi_i + m)$ 为对应的复干涉信号。

将相隔 N 点的2段加权数据逐点相加,得到全相位序列 $z_i[n]$,即

$$z_i[n] = x_i[n] + x_i[n + N], n = 0, \dots, N - 1 \quad (18)$$

对 $z_i[n]$ 做 N 点离散傅里叶变换得到频谱 $Y_i[k]$,公式为

$$Y_i[k] = \sum_{n=0}^{N-1} z_i[n] e^{-j2\pi kn/N}, k = 0, \dots, N - 1 \quad (19)$$

式中: k 为离散傅里叶变换的频点索引。对所得频谱 $Y_i[k]$,在上半带、下半带分别定位主峰 $k_{\text{upper}}(i)$ 、 $k_{\text{lower}}(i)$,基于其复幅角给出该窗中心时刻 t_i 的包裹相位为

$$P_i^+ = \arg Y_i[k_{\text{upper}}(i)] \quad (20)$$

$$P_i^- = \arg Y_i[k_{\text{lower}}(i)] \quad (21)$$

式中: P_i^+ 与 P_i^- 分别为第 i 个分析窗频谱 $Y_i[k]$ 在上半频带与下半频带定位到主峰频点处的幅角。

沿时间轴对 P_i^+ 与 P_i^- 做相位展开,得到连续相位轨迹。依据APFFT的零相位等效性,谱峰相位对应分析窗中心时刻的瞬时相位,定义上、下边带的瞬时相位 $\varphi_{\text{upper}}(t_i)$ 、 $\varphi_{\text{lower}}(t_i)$ 为

$$\varphi_{\text{upper}}(t_i) = \text{unwrap}_i(P_i^+) \quad (22)$$

$$\varphi_{\text{lower}}(t_i) = \text{unwrap}_i(P_i^-) \quad (23)$$

式中: $\text{unwrap}_i(\cdot)$ 为沿窗索引 i 的相位展开运算符号。

通过以上方法,确保每个谱峰相位对应准确的瞬时相位,消除相位起始点的依赖,同时抑制

频谱泄漏和旁瓣干扰，从而提高相位估计的精度。

2.3 双边带FMCW测距系统的绝对距离计算

假设一个总长为 T 的时间区间 $[t_1, t_2]$ ，从起始时刻 t_1 到终止时刻 t_2 ，上、下边带的相位变化量 $\Delta\varphi_{\text{upper}}$ 、 $\Delta\varphi_{\text{lower}}$ 为

$$\Delta\varphi_{\text{upper}} = \varphi_{\text{upper}}(t_2) - \varphi_{\text{upper}}(t_1) \quad (24)$$

$$\Delta\varphi_{\text{lower}} = \varphi_{\text{lower}}(t_2) - \varphi_{\text{lower}}(t_1) \quad (25)$$

推导得到

$$\Delta\varphi_{\text{upper}} = 2\pi \left[\left(\frac{2Kv}{c} - \frac{2Kv^2}{c^2} \right) T^2 + \left(\frac{L_0K}{c} + \frac{2vf_e}{c} + \frac{2vf_0}{c} - \frac{2L_0Kv}{c^2} \right) T \right] \quad (26)$$

$$\Delta\varphi_{\text{lower}} = 2\pi \left[\left(\frac{2Kv}{c} - \frac{2Kv^2}{c^2} \right) T^2 + \left(\frac{L_0K}{c} - \frac{2vf_e}{c} + \frac{2vf_0}{c} - \frac{2L_0Kv}{c^2} \right) T \right] \quad (27)$$

将 $\Delta\varphi_{\text{upper}}$ 与 $\Delta\varphi_{\text{lower}}$ 相加、相减，得到2个关键组合量 $\Delta\varphi_a$ 和 $\Delta\varphi_r$ ，即

$$\Delta\varphi_a \triangleq \Delta\varphi_{\text{upper}} + \Delta\varphi_{\text{lower}} = 4\pi \left[\left(\frac{2Kv}{c} - \frac{2Kv^2}{c^2} \right) T^2 + \left(\frac{L_0K}{c} + \frac{2vf_0}{c} - \frac{2L_0Kv}{c^2} \right) T \right] \quad (28)$$

$$\Delta\varphi_r \triangleq \Delta\varphi_{\text{upper}} - \Delta\varphi_{\text{lower}} = \frac{8\pi vf_e}{c} T \quad (29)$$

$\Delta\varphi_a$ 主要刻画了扫描带宽 $\Delta v = KT$ 在往返时延 $\tau = 2L/c$ 上积累的相位，消除了误差项 $\Delta\varphi_r$ 。

联立式(28)、式(29)，即可求出 L ，公式为

$$L = \frac{c[\Delta\varphi_a + (f_0 + KT)\Delta\varphi_r/f_e + K\Delta\varphi_r^2/8\pi f_e^2]}{4\pi KT + K\Delta\varphi_r/f_e} \quad (30)$$

2.4 双边带FMCW测距系统的相对位移计算

假设 ΔL_1 为 t 时刻目标的相对位移，可得上、下边带信号在时间 T 内的相位变化量^[15]，即

$$\Delta\varphi_{\text{upper}} = 2\pi \left[\frac{K}{c}(L_0 + \Delta L_1)T + \frac{K}{2c^2}\Delta L_1^2 + \left(\frac{L_0K}{c^2} + \frac{f_e - f_0}{c} \right) \Delta L_1 \right] \quad (31)$$

$$\Delta\varphi_{\text{lower}} = 2\pi \left[\frac{K}{c}(L_0 + \Delta L_1)T + \frac{K}{2c^2}\Delta L_1^2 + \left(\frac{L_0K}{c^2} - \frac{f_e + f_0}{c} \right) \Delta L_1 \right] \quad (32)$$

动态误差 $\Delta\varphi_r$ 为

$$\Delta\varphi_r = 4\pi f_e \Delta L_1 / c \quad (33)$$

相对位移 ΔL_1 为

$$\Delta L_1 = \frac{c}{4\pi f_e} (\Delta\varphi_{\text{upper}} - \Delta\varphi_{\text{lower}}) \quad (34)$$

2.5 双边带FMCW测距系统的卡尔曼滤波

实际测量中，环境扰动使得距离读数产生抖动与缓慢漂移。为提升稳定性，采用卡尔曼滤波对距离序列进行实时去噪与扰动补偿。其状态-观测模型^[16]如下：

定义状态向量 $\mathbf{x}_k = [L_k, s_k, a_k]^T$ ，其中， L_k 、 s_k 、 a_k 分别为目标在时刻 t_k 的距离、沿测距方向的速度和加速度。状态转移方程为

$$\mathbf{x}_{k+1} = \mathbf{F}\mathbf{x}_k + \boldsymbol{\omega}_k \quad (35)$$

式中： $\boldsymbol{\omega}_k$ 为过程噪声； \mathbf{F} 为状态转移矩阵， $\mathbf{F} =$

$$\begin{bmatrix} 1 & \Delta T & \Delta T^2/2 \\ 0 & 1 & \Delta T \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}。$$

观测模型为

$$\mathbf{z}_k = \mathbf{H}\mathbf{x}_k + \boldsymbol{\nu}_k \quad (36)$$

式中： \mathbf{H} 为观测矩阵， $\mathbf{H} = \left[1, \frac{v_{\text{mid}}}{|\Delta v|} \Delta t, \frac{v_{\text{mid}}}{|\Delta v|} \frac{\Delta t^2}{2} \right]$ ， v_{mid} 为中心频率； $\boldsymbol{\nu}_k$ 为测量噪声。

设定初始矩阵 $\hat{\mathbf{x}}_0 = [L(1), 0, 0]^T$ ，初始协方差矩阵 $\mathbf{P}_0 = \text{diag}(r^2, 2(r/\Delta T)^2, q^2)$ ，其中， r 为观测噪声标准差， q 为加速度噪声的标准差。过程噪声

协方差矩阵 $\mathbf{Q} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & q^2/\Delta T \end{bmatrix}$ ，单位矩阵为 \mathbf{I} ，

测量噪声协方差矩阵 $\mathbf{R} = r^2 \cdot \mathbf{I}$ 。

通过卡尔曼递推可得

$$\begin{cases} \hat{\mathbf{x}}_{k+1}^- = \mathbf{F}\hat{\mathbf{x}}_k \\ \mathbf{P}_{k+1}^- = \mathbf{F}\mathbf{P}_k\mathbf{F}^T + \mathbf{Q} \\ \mathbf{K}_{k+1} = \mathbf{P}_{k+1}^- \mathbf{H}^T (\mathbf{H}\mathbf{P}_{k+1}^- \mathbf{H}^T + \mathbf{R})^{-1} \\ \hat{\mathbf{x}}_{k+1} = \hat{\mathbf{x}}_{k+1}^- + \mathbf{K}_{k+1} (\mathbf{z}_{k+1} - \mathbf{H}\hat{\mathbf{x}}_{k+1}^-) \\ \mathbf{P}_{k+1} = (\mathbf{I} - \mathbf{K}_{k+1} \mathbf{H}) \mathbf{P}_{k+1}^- \end{cases} \quad (37)$$

式中： $\hat{\mathbf{x}}_{k+1}^-$ 、 \mathbf{P}_{k+1}^- 分别为下一时刻预测的状态向量和协方差矩阵， \mathbf{P}_{k+1} 、 \mathbf{z}_{k+1} 、 \mathbf{K}_{k+1} 分别为下一时刻更新后的协方差矩阵、观测向量和卡尔曼增益。

2.6 温度对不同光纤长度下测距精度的影响

若要在室内环境下验证系统的长距离测量能力，通常需要在测量光路中串联不同长度的光纤。与自由空间测距不同，光纤属于折射介质，其传输光程不仅与几何长度有关，还会随环境温度缓慢变化。

可以用一个等效温度系数来描述光纤的温度敏感性。记 L_f 为光纤的几何长度， $\Delta T_{\text{温度}}$ 为相对于参考温度的温度变化，则光纤传输光程随温度的变化量 $\Delta L_{\text{opt}}^{[17]}$ 近似为

$$\Delta L_{\text{opt}} \approx k_T L_f \Delta T_{\text{温度}} \quad (38)$$

式中： k_T 为光纤的等效温度系数，综合反映了光纤材料热膨胀和折射率随温度变化对光程的共同影响。对于常用石英单模光纤， k_T 的典型数量级约为

$$k_T \approx (7 \sim 9) \text{ mm}/(\text{km} \cdot ^\circ\text{C}) \quad (39)$$

当接入光纤的几何长度为200 m时，计算可得 $\Delta L_{\text{opt}} \approx (1.4 \sim 1.8) \text{ mm}/^\circ\text{C}$ 。假设在实验室环境中，单次测量过程内温度波动不超过 0.2°C ，则对应的光程变化约为 0.3 mm 量级。而在数十分钟至数小时的长期稳定性测试中，温度的缓慢变化会累积毫米级以上的光程漂移，并且该漂移近似与光纤长度成正比，因此，在不同光纤长度的绝对距离实验中，光纤越长，对测距稳定性的影响越突出。

3 绝对距离和相对位移测量实验验证

3.1 绝对距离测量实验

采用波长为1550 nm的稳频激光器开展实验，验证双边带FMCW在绝对距离与相对位移测量中的有效性与稳定性。MZM加载锯齿波扫频信号，扫频范围为8~16 GHz，单次扫频时间为0.008 s。2路正交干涉信号经平衡探测后输入采集卡中。采集卡采样率为250 MHz，采样时长为0.5 s，采集到的干涉信号时域波形如图3所示。

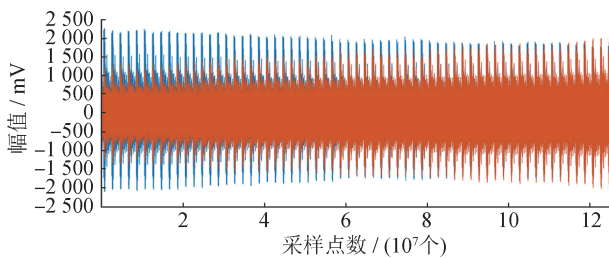


图3 干涉信号时域波形

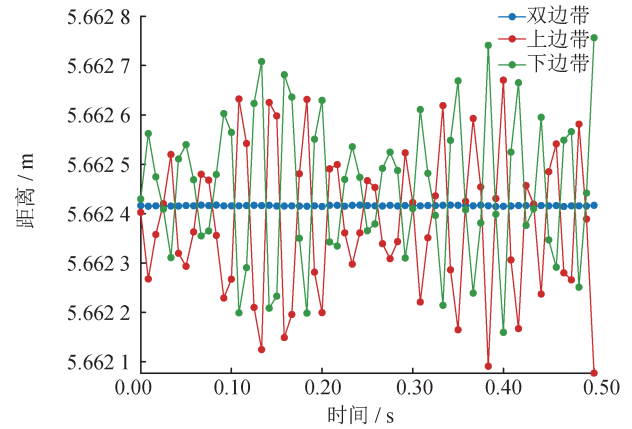
Fig.3 Time domain waveform of interference signal

3.1.1 双边带系统重复精度验证

为验证双边带扫频测距系统在静态目标绝对距离测量中的重复精度，在实验环境保持不变的条件下，仅通过更换测量光纤长度（光纤折射率

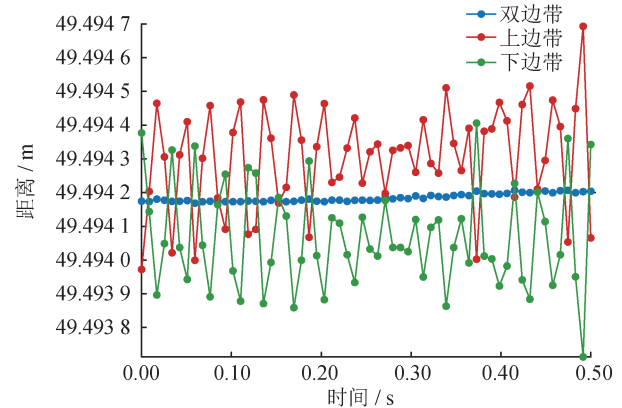
约为1.47）以改变往返光程，构造多组距离，分别对角锥棱镜进行多次测量。

在光纤长度0、30、200 m条件下，分别采用双边带、上边带、下边带3种独立解算方式计算绝对距离，结果如图4所示。



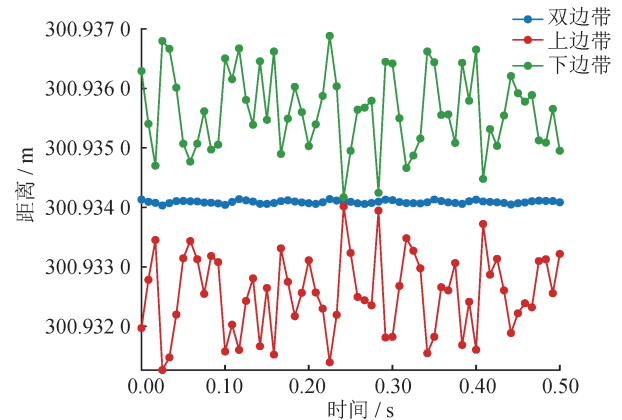
(a) 光纤长度为0 m时的距离测量结果

(a) Distance measurement results at the fiber length of 0 m



(b) 光纤长度为30 m时的距离测量结果

(b) Distance measurement results at the fiber length of 30 m



(c) 光纤长度为200 m时的距离测量结果

(c) Distance measurement results at the fiber length of 200 m

图4 不同光纤长度下的绝对距离测量结果

Fig.4 Absolute distance measurement results

at different fiber lengths

在光纤长度为0、5、10、15、20、25、30、35、50、200 m的条件下, 对角锥棱镜的绝对距离进行测量。不同距离下绝对距离测量的标准差如表1所示。

表1 不同光纤长度下绝对距离测量的标准差

Tab.1 Standard deviation of absolute distance measurement at different fiber lengths

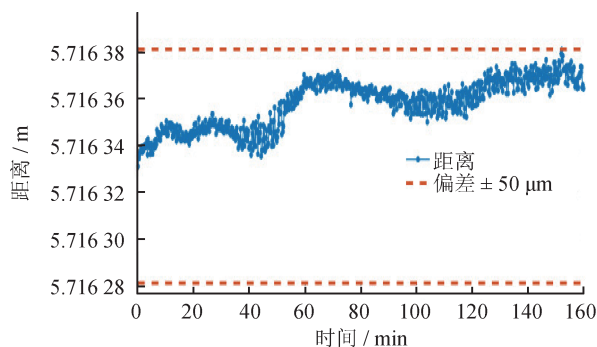
光纤长度 / m	距离测量标准差 / μm		
	双边带	上边带	下边带
0	0.1	147.7	147.7
5	0.5	197.1	198.9
10	0.4	131.9	129.5
15	3.0	137.4	135.1
20	4.1	116.6	110.3
25	12.6	158.1	167.2
30	7.0	154.1	152.8
35	15.5	165.2	180.7
50	16.7	153.7	159.4
200	7.8	673.1	676.2

由于角锥棱镜难以完全静止, 微小运动会被放大, 影响测距结果。由图4与表1可知: 双边带解算方法对该类误差具有有效的抑制作用, 其距离重复精度显著优于上、下单边带解算方法。

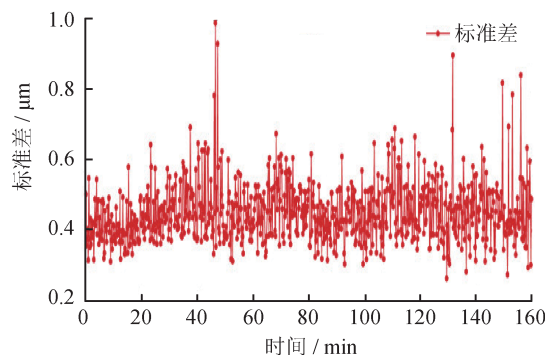
为了评估系统的长期稳定性, 在0、10 m光纤2种条件下开展实验并进行160 min连续监测。不同光纤长度下双边带FMCW的长时间监测结果如图5所示, 其中, 橙色上、下参考线表示相对初值 $\pm 50 \mu\text{m}$ 的偏差区间。由图5可知: 随光纤长度增加, 受温度扰动影响, 相对初值的偏差增大; 各时段标准差基本恒定, 未出现显著漂移, 表明系统短时重复性良好, 但整体稳定性仍受温度变化影响。

3.1.2 双边带系统测量精度验证

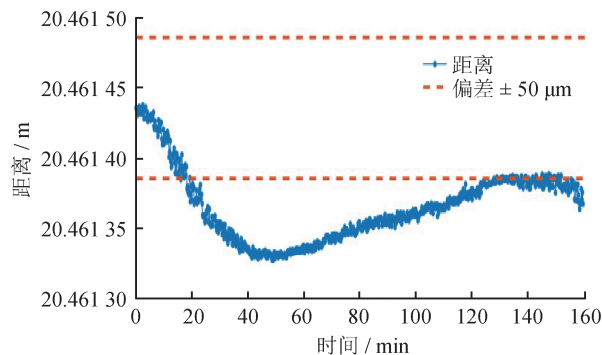
为验证系统的绝对距离测量精度, 采用电控导轨对角锥棱镜进行等步进平移, 该导轨定位误差不超过 $\pm 0.5 \mu\text{m}$ 。在光纤长度为0、10、20 m条件下进行实验, 每种条件下将角锥棱镜沿导轨依次平移10次、步距为20 mm, 获得11个停靠位置,



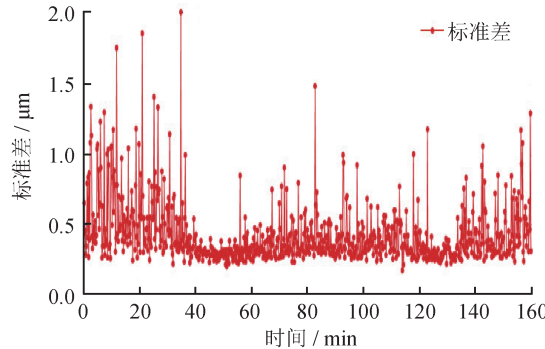
(a) 光纤长度为0 m时的距离测量结果
(a) Distance measurement results at the fiber length of 0 m



(b) 光纤长度为0 m时的标准差结果
(b) Standard deviation results at the fiber length of 0 m



(c) 光纤长度为10 m时的距离测量结果
(c) Distance measurement results at the fiber length of 10 m



(d) 光纤长度为10 m时的标准差结果
(d) Standard deviation results at the fiber length of 10 m

图5 不同光纤长度下双边带FMCW长时间监测结果
Fig.5 Long time monitoring results of DSB FMCW at different fiber lengths

记为p1~p11,分别解算各位置的绝对距离,然后以p1为基准,计算其余10个位置相对p1的距离差,并与导轨实际位移逐一对比,得到10组位移偏差。导轨位移测量结果见表2。

由表2可知:随着接入光纤长度增加,平均偏差有所增大,但均不超过20 μm;系统在接入20 m光纤的长距离实验条件下仍具有良好的绝对距离测量精度。

表2 导轨位移测量结果

Tab.2 Linear-stage displacement measurement results

位移参考值/m	0 m 光纤		10 m 光纤		20 m 光纤	
	位移测量值/m	偏差/μm	位移测量值/m	偏差/μm	位移测量值/m	偏差/μm
0.00	5.662 252	0.0	20.362 284	0.0	34.794 348	0.0
0.02	5.682 249	-3.0	20.382 281	-3.3	34.814 333	-15.2
0.04	5.702 252	-0.3	20.402 295	10.9	34.834 356	8.5
0.06	5.722 247	-5.5	20.422 273	-11.4	34.854 339	-8.7
0.08	5.742 243	-9.4	20.442 276	-8.1	34.874 347	-1.2
0.10	5.762 248	-3.9	20.462 282	-2.4	34.894 360	12.7
0.12	5.782 255	2.9	20.482 278	-6.5	34.914 350	10.7
0.14	5.802 250	-2.6	20.502 296	11.2	34.934 360	11.6
0.16	5.822 254	1.5	20.522 287	3.0	34.954 344	-3.7
0.18	5.842 256	3.7	20.542 300	15.2	34.974 335	-12.6
0.20	5.862 251	-0.9	20.562 292	7.6	34.994 349	0.7
偏差绝对值的平均值		3.38		7.96		8.55

3.1.3 双边带系统匀速目标测量

为了检验系统在匀速运动场景下的绝对距离测量能力,采用电控导轨作为基准,将角锥棱镜固定于滑块并以恒定速度运行。设置速度5 mm/s与10 mm/s分别开展实验,以双边带方法解算得到随时间变化的绝对距离序列,并与导轨轨迹对比。5 mm/s条件下,双边带FMCW提取的运动曲线对比结果如图6所示,其中,黑色曲线为双边带解算

的角锥棱镜运动轨迹,红色曲线为导轨运动轨迹,两者均近似为斜率恒定的直线,斜率与设定速度一致;黑色曲线围绕红色曲线窄幅起伏。

双边带FMCW绝对距离测量误差如图7所示,误差随时间小幅波动且无明显漂移。综上所述,在匀速运动场景下,双边带解算轨迹能够紧密跟随基准直线,误差随时间变化基本稳定,验证了系统对匀速目标绝对距离测量的准确性。

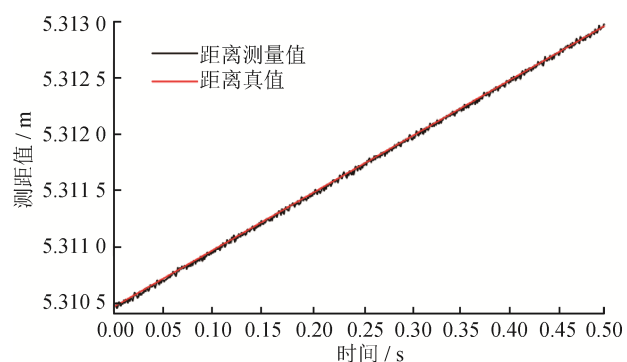
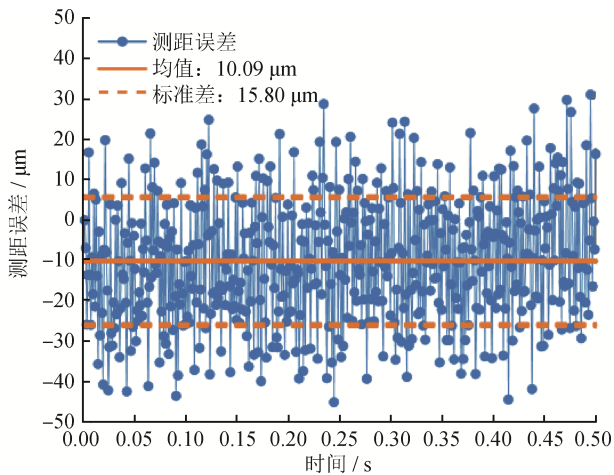


图6 双边带FMCW提取的运动曲线对比
Fig.6 Comparison of motion trajectories extracted by DSB-FMCW

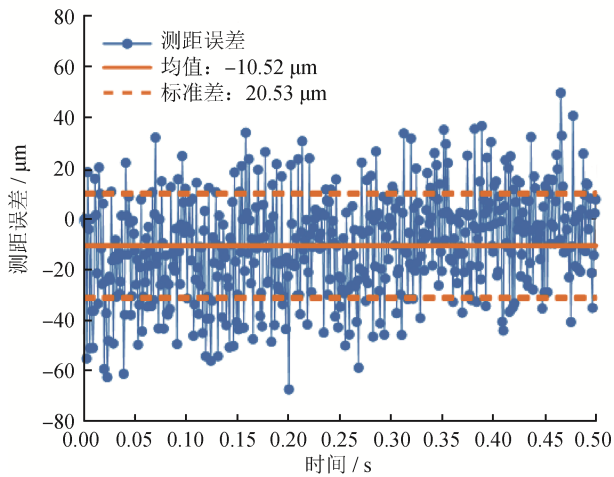
3.2 相对位移测量实验

为验证系统在高频小幅振动下的相对位移提取能力,将角锥棱镜固定于微位移平台,由信号发生器驱动微位移平台做正弦振动。鉴于平台真实轨迹难以直接获取,本实验以相对位移测量结果的1阶标准正弦拟合曲线作为参考轨迹,并以测量曲线与该参考轨迹之差评估系统性能。

在振动幅值为500 nm、频率为200 Hz的条件下,角锥棱镜的相对位移曲线如图8所示,位移误差曲线如图9所示。可以看出:系统在该振动条件下仍保持较高的测量精度和稳定性。



(a) 导轨5 mm / s速度运行时的绝对距离测量误差
(a) Absolute distance measurement error (at 5 mm / s rail running speed)



(b) 导轨10 mm / s速度运行时的绝对距离测量误差
(b) Absolute distance measurement error (at 10 mm / s rail running speed)

图7 双边带FMCW绝对距离测量误差

Fig.7 Absolute distance measurement errors of DSB FMCW

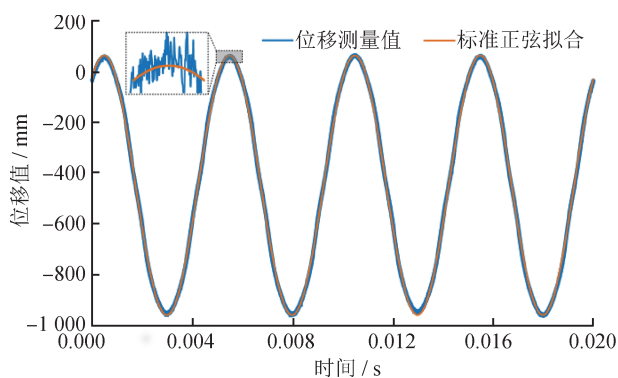


图8 振动幅值为500 nm、频率为200 Hz时的位移曲线

Fig.8 Displacement trajectory (at amplitude of 500 nm, frequency of 200 Hz)

在17组不同频率与振幅条件下开展实验，将提取曲线与1阶标准正弦拟合结果逐一对比，统计位移误差的标准差。不同振动下的相对位移测量结果如表3所示。由表3可知：随振幅/频率增大，位移误差标准差略有上升，但最大误差标准差仍不超过15 nm，验证了该方法在振动场景下的有效性。

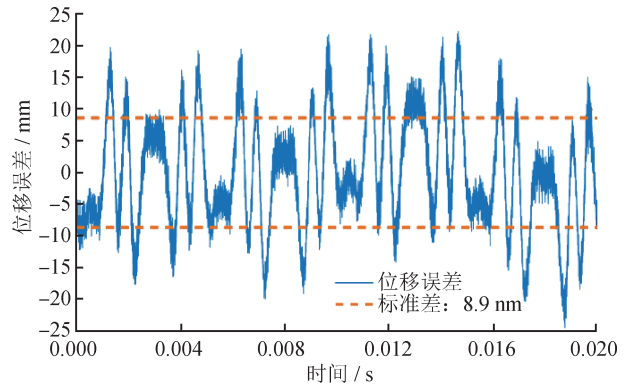


图9 振动幅值为500 nm、频率为200 Hz时的位移误差

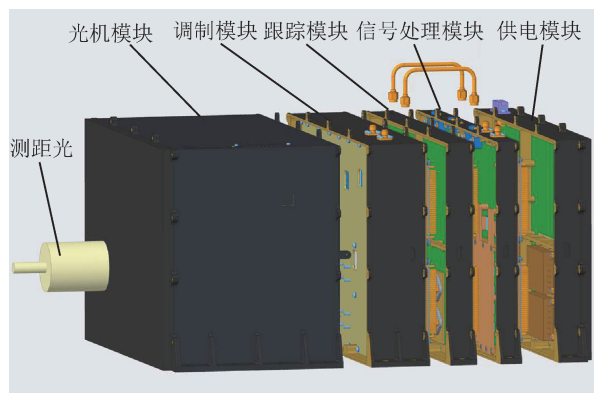
Fig.9 Displacement errors (at amplitude of 500 nm, frequency of 200 Hz)

表3 不同振动下的相对位移测量结果

Tab.3 Relative displacement measurement results under different vibration conditions

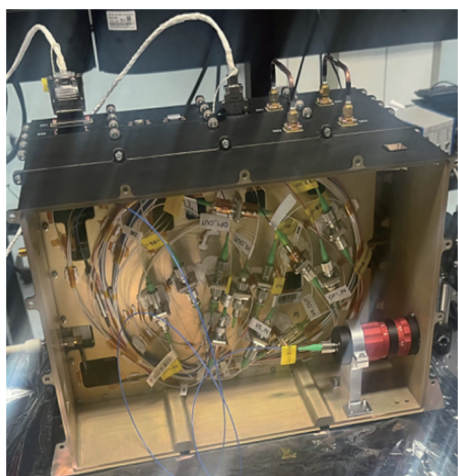
振动频率/Hz	振动范围/nm	位移误差标准差/nm
50	60	3.5
	120	3.1
	200	8.3
100	60	2.8
	120	5.6
	150	9.1
150	60	3.7
	120	4.3
	250	8.4
180	60	3.5
	120	5.3
	250	8.2
200	500	10.6
	60	4.2
	120	4.7
200	250	8.1
	500	8.9

为实现工程化,将上述实验平台封装为一体化样机,如图10所示。整机机箱化集成,总体体积紧凑、布线规整、开机即用,便于携带与快速部署。



(a) 测距仪样机功能模块

(a) Rangefinder prototype functional modules



(b) 测距仪样机结构图

(b) Rangefinder prototype structure diagram

图10 测距仪样机

Fig.10 Rangefinder prototype

4 结论

提出了基于电光双边带调制的FMCW测距方法,采用APFFT对干涉信号上、下边带构造全相位序列,实现整数相位与小数相位的联合估计;配合对称窗与零相位卷积窗抑制频谱泄漏和旁瓣干扰,显著提高相位估计精度并降低测距误差;引入基于常加速度模型的卡尔曼滤波抑制残余误差。实验结果表明:基于电光双边带调制的FMCW测距方法在静态与动态场景下均具有良好的测量重复性与稳定性。实验样机的成功研制,

显示出该方法在工程应用中的可行性与推广潜力。后续将面向非合作目标开展测距与位移测量研究,重点提升弱回波条件下的信噪比与鲁棒性,并结合外场长距离验证与环境扰动补偿,进一步拓展其在更多应用场景中的适用性。

参考文献

- [1] 姜朔. 基于光频调制的高精度激光雷达测距技术研究[D]. 成都: 中国科学院大学(中国科学院光电技术研究所), 2021.
JIANG S. Research on high precision lidar ranging technology based on optical frequency modulation [D]. Chengdu: Institute of Optics and Electronics, Chinese Academy of Sciences, 2021. (in Chinese)
- [2] 闫语畅, 陈潇洒, 薛茜洋, 等. 一种扫频干涉激光测距系统设计[J]. 光学学报, 2024, 44(18): 1800011.
YAN Y C, CHEN X S, XUE L Y, et al. Design of frequency scanning interferometry laser ranging system [J]. Acta Optica Sinica, 2024, 44(18): 1800011. (in Chinese)
- [3] ZHANG X S. Laser chirp linearization and phase noise compensation for frequency-modulated continuous-wave LiDAR[J]. Technical Report, 2021.
- [4] LIN C X, WANG Y F, XU X, et al. Hybrid frequency modulation LiDAR: multi-functional measurement of absolute distance, velocity, vibration and imaging[J]. Journal of Lightwave Technology, 2025, 43(14): 6662-6670.
- [5] LU C, LIU J Y. Dual-sweep high-precision FMCW ranging based on distance spectrum reconstruction[J]. Optics Express, 2024, 32(25): 44536.
- [6] 陈希伦. 基于双边带调制的频率扫描干涉型激光测距技术研究[D]. 南京: 南京航空航天大学, 2017.
CHEN X L. Research on frequency scanning interferometry based on double-sideband modulation[D]. Nanjing: Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, 2017. (in Chinese)
- [7] CHEN X L, WANG X C, PAN S L. Accuracy enhanced distance measurement system using double-sideband modulated frequency scanning interferometry[J]. Optical Engineering, 2017, 56(3): 036114.
- [8] XU Z Y, TANG L Z, ZHANG H X, et al. Simultaneous real-time ranging and velocimetry via a dual-sideband chirped Lidar [J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2017, 29(24): 2254-2257.

- [9] 邓忠文. 基于外腔半导体激光器的光频扫描干涉绝对测距方法研究[D]. 西安: 西安交通大学, 2020.
DENG Z W. Research on the absolute distance measurement based on the frequency scanning interferometry using an external cavity diode laser[D]. Xi'an: Xi'an Jiaotong University, 2020. (in Chinese)
- [10] 王树震. 基于电光调制的双扫频动态测距技术研究[D]. 西安: 西安电子科技大学, 2024.
WANG S Z. Research on double sweep frequency dynamic ranging technology based on electro-optic modulation[D]. Xi'an: Xidian University, 2024. (in Chinese)
- [11] ZHANG K S, LV T, MO D, et al. Double sideband frequency scanning interferometry for distance measurement in the outdoor environment[J]. Optics Communications, 2018, 425: 176-179.
- [12] MO D, WANG R, LI G Z, et al. Double-sideband frequency scanning interferometry for long-distance dynamic absolute measurement[J]. Applied Physics B, 2017, 123(11): 272.
- [13] ZHANG S W, LI X P, SUN H F, et al. Laser heterodyne interferometry nano-displacement measurement based on an electro-optic modulation double sideband[J]. Optics Letters, 2025, 50(13): 4274-4277.
- [14] 王兆华, 黄翔东, 杨尉. 全相位FFT相位测量法[J]. 世界科技研究与发展, 2007, 29(4): 28-32.
WANG Z H, HUANG X D, YANG W. The measuring phase method of all-phase FFT[J]. World Sci-Tech R & D, 2007, 29(4): 28-32. (in Chinese)
- [15] 邓忠文, 刘传锋, 张恒康, 等. 基于电光强度相位级联调制的激光扫频干涉测距方法[J]. 计测技术, 2025, 45(2): 68-79.
DENG Z W, LIU C F, ZHANG H K, et al. Frequency scanning interferometry method for distance measurement based on electro-optical intensity-phase cascade modulation[J]. Metrology & Measurement Technology, 2025, 45(2): 68-79. (in Chinese)
- [16] TAO L, LIU Z G, ZHANG W B, et al. Frequency-scanning interferometry for dynamic absolute distance measurement using Kalman filter[J]. Optics Letters, 2014, 39(24): 6997-7000.
- [17] 郑祥亮, 孙权社, 赵发财, 等. 温度对光纤长度测量精度影响的研究[J]. 中国激光, 2015, 42(增刊1): 177-181.
ZHENG X L, SUN Q S, ZHAO F C, et al. Study on the effect of temperature on the measured accuracy of the fiber length[J]. Chinese Journal of Lasers, 2015, 42(supplement 1): 177-181. (in Chinese)

(本文编辑: 刘圣晨 李成成)



第一作者: 崔航(1994—), 男, 硕士研究生, 主要研究方向为激光扫频测距、调频连续波激光雷达。



通信作者: 邓忠文(1987—), 男, 讲师, 长期从事大尺寸激光绝对测距、星间基线高精度测量、FMCW激光雷达等研究。主持国家自然科学基金青年项目、陕西省重点研发计划项目、陕西省自然科学基金基础研究计划青年项目等。发表高水平期刊论文16篇, 申请国家发明专利24项, 担任中国微米纳米技术学会特种微纳器件与系统分会理事等职务。