

doi: 10.11823/j.issn.1674-5795.2025.02.07

基于电光强度相位级联调制的激光扫频干涉测距方法

邓忠文¹, 刘传锋¹, 张恒康², 孙海峰^{1*}, 张树威¹, 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)

摘要: 激光扫频干涉(Frequency Scanning Interferometry, FSI)绝对测距技术在高端装备制造和空天科技领域展现出广阔的应用前景和重要的技术潜力。针对传统FSI在高动态测量场景下测距误差显著增大的问题,提出了一种基于电光强度-相位级联调制的FSI测距方法。在对传统FSI系统中光程差变化放大效应进行理论推导的基础上,设计了一种电光强度-相位级联调制的双边带FSI测距系统。该系统通过单光电探测器对扫频干涉光进行光电检测,并采用全相位快速傅里叶变换(All-Phase Fast Fourier Transform, APFFT)高精度提取干涉信号的相位信息,实现了对待测目标绝对距离和相对位移的同步高精度测量。仿真结果表明:该方法的绝对距离测量标准差在10 μm 以下,相对位移测量标准差在10 nm以下,有效验证了所提方法的可行性和准确性。

关键词: 激光扫频干涉; 电光边带调制; 绝对测距; 全相位快速傅里叶变换; 高动态测量

中图分类号: TB96; O43

文献标志码: A

文章编号: 1674-5795 (2025) 02-0068-12

Frequency scanning interferometry method for distance measurement based on electro-optical intensity-phase cascade modulation

DENG Zhongwen¹, LIU Chuanfeng¹, ZHANG Hengkang², SUN Haifeng^{1*}, ZHANG Shuwei¹, 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)

Abstract: Frequency Scanning Interferometry (FSI) absolute distance measurement technology exhibits significant potential for applications in advanced manufacturing and aerospace technology. To address the issue of significant measurement errors in traditional FSI systems under high-dynamic conditions, this paper proposes an FSI distance measurement method based on electro-optical intensity-phase cascade modulation. Based on the theoretical derivation of the amplification effect of optical path difference variation in traditional FSI systems, a double-sideband FSI distance measurement system with electro-optical intensity-phase cascade modulation was designed. The system employs a single photodetector for photoelectric detection of the frequency-scanning interference signal, and uses all-phase fast Fourier transform (APFFT) to extract the phase information of the interference signal with high precision, enabling the simultaneous high-accuracy measurement of both absolute distance and relative displacement of the target. Simulation results show that the standard deviation of the absolute distance measurement of this method can reach below 10 μm , and the standard deviation

收稿日期: 2024-12-09; 修回日期: 2025-01-02

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)

引用格式: 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]. 计量技术, 2025, 45(2): 68-79.

Citation: 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.



tion of the relative displacement measurement can reach below 10 nm, which effectively verifies the feasibility and accuracy of the proposed method.

Key words: frequency scanning interferometry; electro-optical sideband modulation; absolute ranging; all-phase fast Fourier transform; high-dynamic measurement

0 引言

FSI测量技术因其测量精度高、范围大、结构简单、灵活性强、抗干扰能力强等优点,在自动驾驶、工业自动化、智能制造和航天探测等场景中展现出广阔的应用前景和重要的技术潜力^[1-5]。在传统FSI绝对测距方法中,被测目标在一个光频扫描周期内通常假定为处于静止状态。然而,在真实测量场景中,目标通常会受到环境温度波动和机械振动等因素的影响,导致待测光程差在光频扫描过程中发生变化,该光程差变化量会被FSI测距系统显著放大并形成测距误差,极大影响FSI的距离测量精度^[6-7]。

为了降低动态测距误差对测距结果的影响,SHANG Y等人提出一种基于外差方案的优化方法来抑制FSI中动态误差的放大效应^[8]。该方法将连续波单频激光器和波分复用器相结合用于监测光程差的变化,并通过声光调制器对扫频频率和固定光频率进行频移处理,以补偿动态误差,有效抑制了多普勒频移引起的频率偏移。但是该方法在使用波分复用(Wavelength Division Multiplexing, WDM)时,若波长间隔选择不当,可能导致干涉图样精度受损或带宽不足,限制测量分辨率。GAN Y等人提出一种动态频率扫描干涉测量方法^[9]。该方法引入超外差干涉技术对运动目标进行同步测量,测量中的相位误差被分离并补偿,以消除目标运动引起的多普勒效应的影响。但该方法检测和接收部分的公共光路是通过波分复用实现的,因此同样存在前面提到的问题。

MO D与ZHANG K S等人提出一种基于双边带频率扫描干涉法(Double Sideband-Frequency Scanning Interferometry, DSB-FSI)的绝对距离测量方法^[10-11]。该方法采用固定频率激光器和马赫-曾德尔电光强度调制器(Mach-Zehnder Modulator, MZM),产生正负一阶同步扫频边带,消除了多普勒频移引起的误差放大项。然而,该方法在光电接收端

采用了正交检测方案,导致测距系统的复杂度、装调难度显著增加;同时,正交干涉信号的幅值不等以及非理想正交,也会对测距精度产生影响。针对此问题,本文提出了基于电光强度-相位级联调制的FSI测距方法。在对传统FSI动态测距误差放大的产生机制进行理论推导的基础之上,设计了一种基于MZM和电光相位调制器级联调制的双边带FSI测距系统。通过电光强度调制生成正负同步扫频的一阶边带后,利用电光相位调制器在参考光路中对正负一阶边带进行频谱搬移,并利用单光电探测器对扫频干涉信号进行光电检测,避免了正交光电检测方案中的正交信号幅值不相等以及非严格正交问题。在对干涉信号进行混频滤波后得到两路正交分量,将其用于构建复信号,并通过APFFT对扫频干涉信号相位进行高精度提取,实现待测目标的绝对距离和相对位移的高精度同步测量。

1 FSI系统结构和动态测距误差分析

1.1 传统FSI测距系统结构

典型的FSI测距系统结构如图1所示^[12]。光源产生的扫频激光通过光纤束分器分为两路:一路进入迈克尔逊测量干涉光路形成扫频干涉光,并通过光电探测器对其进行光电检测;另一路进入Fabry-Perot标准具,对光频率的变化量进行在线测量。

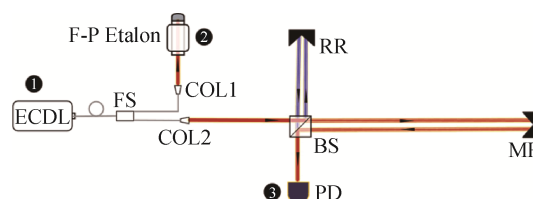


图1 传统FSI测距系统结构

Fig.1 Structure of conventional FSI ranging system

FSI测距系统的参考光信号 $S_R(t)$ 可表示为

$$S_R(t) = a_r \cos(2\pi f_c t + \pi K_c t^2) \quad (1)$$

式中： a_r 为参考光信号幅值， f_e 为可调谐激光器的起始频率， t 为时间， K_e 为可调谐外腔半导体激光器(External Cavity Diode Laser, ECDL)的扫频速度。若参考路与测量路之间存在的光程延时为 τ ，则测量光信号 $S_M(t)$ 可表示为

$$S_M(t) = a_m \cos [2\pi f_e(t - \tau) + \pi K_e(t - \tau)^2] \quad (2)$$

式中： a_m 为测量光信号幅值。

参考光和测量光信号在分束镜(Beam Splitter, BS)处形成干涉光信号 $S_I(t)$ ，可表示为

$$S_I(t) = S_R(t) \cdot S_M^*(t) + S_R^*(t) \cdot S_M(t) = a_i \cos [2\pi(K_e\tau t + f_e\tau)] = a_i \cos [\varphi(t)] \quad (3)$$

式中： a_i 为干涉光信号幅值， $\varphi(t)$ 为干涉信号相位。干涉信号在 Δt 时间内的相位变化量为 $\Delta\varphi$ ，具体计算公式为

$$\begin{aligned} \Delta\varphi &= \varphi(t + \Delta t) - \varphi(t) = \\ &= 2\pi K_e\tau(t + \Delta t) - 2\pi K_e\tau t = \\ &= 2\pi\Delta\nu\tau = 4\pi\Delta\nu \frac{nL}{c} \end{aligned} \quad (4)$$

式中： $\Delta\nu$ 为光频变化量， L 为待测距离， n 为传播介质的折射率， c 为光速。

对式(4)进行变换后，可求出待测距离 L 为

$$L = \frac{c\Delta\varphi}{4\pi n\Delta\nu} \quad (5)$$

1.2 动态测距误差分析

传统的FSI绝对测距系统假定在扫频周期内被测目标静止，光程延时为定值，不会对扫频干涉相位产生影响。然而，温度变化、环境振动等因素引起的光程延时波动，会引起干涉信号的相位变化，其对应的测距误差将最终计入距离测量结果中。

设 t_s 为扫频的起始时刻， t_e 为扫频的终点时刻，根据干涉相位表达式 $\varphi(t) = 2\pi(K_e t + f_e)\tau$ 可知， t_s 和 t_e 时刻对应的干涉信号瞬时相位 $\varphi(t_s)$ 和 $\varphi(t_e)$ 分别为

$$\varphi(t_s) = 2\pi(K_e t_s + f_e) \frac{2nL_s}{c} \quad (6)$$

$$\varphi(t_e) = 2\pi(K_e t_e + f_e) \frac{2nL_e}{c} \quad (7)$$

式中： L_s 为扫频的起始时刻测量光路光程， L_e 为扫频的终点时刻测量光路光程。将式(6)与式(7)联立，得到干涉信号从 t_s 时刻到 t_e 时刻的相位变化量为

$$\Delta\varphi_{se} = \varphi(t_e) - \varphi(t_s) = \frac{4\pi n(K_e t_e + f_e)L_e - (K_e t_s + f_e)L_s}{c} \quad (8)$$

t_s 时刻到 t_e 时刻的光频变化量 $\Delta\nu$ 和测量光路光程变化量 ΔL 分别为

$$\Delta\nu = K_e(t_e - t_s) \quad (9)$$

$$\Delta L = L_e - L_s \quad (10)$$

将式(8)~式(10)联立，可以将干涉信号从 t_s 时刻到 t_e 时刻的相位变化量 $\Delta\varphi_{se}$ 进一步表示为

$$\Delta\varphi_{se} = 4\pi n \left[\frac{L_s \Delta\nu}{c} + \frac{\Delta L (K_e t_e + f_e)}{c} \right] \quad (11)$$

将式(11)代入式(5)，得到目标的绝对距离 L_{se} 为

$$L_{se} = \frac{c\Delta\varphi_{se}}{4\pi n\Delta\nu} = L_s + \frac{K_e t_e + f_e}{\Delta\nu} \Delta L \quad (12)$$

动态误差的放大效应本质上源于多普勒效应引起的光学频率或相位的变化，该变化在相位解调过程中被转化为距离变化 ΔL 。根据式(12)可知，激光中心频率 f_e 远大于干涉信号从 t_s 时刻到 t_e 时刻的光频变化量，所以当 ΔL 发生微小变化时，该变化量会被数千倍甚至数万倍地放大，并以误差的形式反映到测距结果中。

2 基于电光强度-相位级联的FSI测距方法

2.1 FSI测距系统结构

为了消除动态测距误差对绝对距离测量的影响，采用MZM与相位调制器级联调制的方式，建立双边带FSI测距系统。该系统光源使用固定频率激光器，采用马赫曾德尔电光强度调制器产生正负一阶扫频边带，在干涉光路的参考臂中加入相位调制器对边带进行频谱迁移。测距系统结构如图2所示。

稳频激光器用于产生光信号，并输出至马赫曾德尔调制器MZM，MZM对通过的光束进行强度调制并将其输出至光纤分束器(Fiber Splitter, FS)由该分束器进行分光，得到分解后的第一路光束和第二路光束；再将分解后的两路光束分别输出至相位调制器(Phase-Modulator, PM)和掺铒光纤放大器(Erbium Doped Fiber Amplifier, EDFA)，其中PM对通过的光束进行相位调制后输出至光纤合束器(Fiber Combiner, FC)，EDFA对通过的光信号进行功率放大后输出至环形器(Circulator)，由环形器

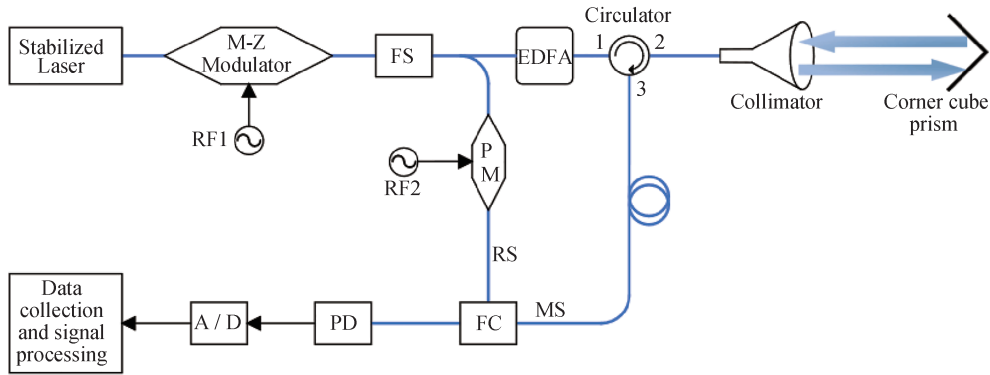


图2 基于电光强度-相位级联调制的FSI测距系统示意图

Fig.2 Schematic diagram of an FSI distance measurement system based on electro-optical intensity-phase cascade modulation

输出至准直器(Collimator, COL)射出到达角锥棱镜后反射,并被COL接收后传输回环形器,环形器将激光回波输出至FC;在FC中两路光束重新汇聚干涉并输出至光电探测器(Photodetector, PD),由PD探测和数据采集装置转换得到干涉信号。

稳频激光器输出的光信号 $S_L(t)$ 为

$$S_L(t) = a_1 \cos(2\pi f_L t) \quad (13)$$

式中: a_1 为光信号 $S_L(t)$ 的交流振幅, f_L 为稳频激光器发出激光的中心频率。稳频激光器的出射光进入MZM进行调制,MZM接收的射频信号RF1是由扫频信号源发出的扫频信号 $V_1(t)$,即

$$V_1(t) = a_{v1} \cos(2\pi f_0 t + \pi K t^2) \quad (14)$$

式中: a_{v1} 为扫频信号幅值, f_0 为扫频信号源的初始频率, K 为扫频信号源的扫频速率。

MZM内部将输入的扫频信号相移 π 弧度,得到 $V_2(t)$,即

$$V_2(t) = a_{v1} \cos(2\pi f_0 t + \pi K t^2 + \pi) - V_{\pi 1} \quad (15)$$

式中: $V_{\pi 1}$ 为MZM半波电压,表示产生 π 相移所需的电压。

当MZM工作在最小工作点时,MZM输出含有上下两个边带的光信号 $S_{dsb}(t)$ ^[13],即

$$S_{dsb}(t) = a_{dsb} \left[\cos(2\pi(f_L + f_0)t + \pi K t^2) + \cos(2\pi(f_L - f_0)t - \pi K t^2) \right] \quad (16)$$

式中: a_{dsb} 为调制后光信号的功率,表达式如式(17)所示。

$$a_{dsb}(t) = \frac{a_1}{2} \left[1 + \cos\left(\frac{\pi}{V_{\pi}}(V_{bias} + a_{v1})\right) \right] \quad (17)$$

$$S_{MS}(t) = A \left\{ \cos \left[2\pi(f_L + f_0)(t - \tau(t)) + \pi K(t - \tau(t))^2 \right] + \cos \left[2\pi(f_L - f_0)(t - \tau(t)) - \pi K(t - \tau(t))^2 \right] \right\} \quad (22)$$

式中: V_{bias} 为MZM的直流偏置电压。光信号 $S_{dsb}(t)$ 经FS分为两路,一路作为参考光信号指向PM进行相位调制,向PM施加的射频信号RF2为高频载波信号 $V_{PM}(t)$,即

$$V_{PM}(t) = \alpha \cdot V_{\omega_c}(t) = \alpha \cdot V_0 \cos(\omega_c t) \quad (18)$$

式中: α 为高压放大器的放大系数, $V_{\omega_c}(t)$ 为调制信号, V_0 和 ω_c 分别为 $V_{\omega_c}(t)$ 的幅值和角频率。

相位调制器对通过的光信号进行相位上的调制,使光信号发生偏移量为 $\varphi_{PM}(t)$ 的相位偏移,即

$$\varphi_{PM}(t) = \frac{\pi}{V_{\pi 2}} V_{PM}(t) = m \cdot \cos(\omega_c t) \quad (19)$$

式中: $V_{\pi 2}$ 为相位调制器的半波电压, m 为相位调制深度。

调制后的参考光信号 $S_{RS}(t)$ ^[14]为

$$S_{RS}(t) = A \left[\cos(2\pi(f_L + f_0)t + \pi K t^2 + \varphi_{PM}(t)) + \cos(2\pi(f_L - f_0)t - \pi K t^2 + \varphi_{PM}(t)) \right] \quad (20)$$

式中: A 为光信号交流振幅。

将式(20)展开可得^[15]

$$S_{RS}(t) = (A \cos \varphi_{M Z M}^+(t) + \cos \varphi_{M Z M}^-(t)) \cdot \left[J_0(m) + 2 \sum_{i=1}^{\infty} (-1)^i J_{2i}(m) \cos(2i\omega_c t) \right] + A (\sin \varphi_{M Z M}^+(t) + \sin \varphi_{M Z M}^-(t)) \cdot \left[2 \sum_{i=1}^{\infty} (-1)^i J_{2i-1}(m) \cos((2i-1)\omega_c t) \right] \quad (21)$$

式中: $J_i(m)$ 为参数 m 的第一类 i 阶贝塞尔函数。另一路作为测量光信号经EDFA进入环形器,指向环形器的部分用于距离测量,得到含有距离测量信息的激光回波信号 $S_{MS}(t)$ 为

式中： $\tau(t)$ 为参考光信号 $S_{RS}(t)$ 和测量光信号 $S_{MS}(t)$ 的光程差所对应的时间延迟， $\tau(t) = L(t)n/c$ ； $L(t)$ 为待测目标距离光学天线的光程。因为采样时间足够小，可以将一个采样时间间隔内的目标运动状态

看作速度为 ν 的匀速运动，即 $\tau(t) = 2(L + \nu t)n/c$ 。

相位调制器输出的参考光信号 $S_{RS}(t)$ 和环形器输出的测量光信号 $S_{MS}(t)$ 在FC处形成干涉光，最后经光电探测器探测得到的干涉信号 $I_M(t)$ 为

$$I_M(t) = D + A \left\{ \cos[\varphi_{upper}(t) + \varphi_{PM}(t)] + \cos[\varphi_{lower}(t) + \varphi_{PM}(t)] \right\} = D + A \left\{ \cos[2\pi(f_L + f_0)\tau(t) + \pi K(2t\tau(t) - \tau^2(t)) + \varphi_{PM}(t)] + \cos[2\pi(f_L - f_0)\tau(t) - \pi K(2t\tau(t) - \tau^2(t)) + \varphi_{PM}(t)] \right\} \quad (23)$$

$$\varphi_{upper}(t) = 2\pi \left[\left(-\frac{2K\nu}{c} + \frac{2K\nu^2}{c^2} \right) t^2 + \left(-\frac{LK}{c} - \frac{2\nu f_L}{c} - \frac{2\nu f_0}{c} + \frac{2LK\nu}{c^2} \right) t + \left(-\frac{f_L L}{c} - \frac{f_0 L}{c} + \frac{L^2 K}{2c^2} \right) \right] \quad (24)$$

$$\varphi_{lower}(t) = 2\pi \left[\left(\frac{2K\nu}{c} - \frac{2K\nu^2}{c^2} \right) t^2 + \left(\frac{LK}{c} - \frac{2\nu f_L}{c} + \frac{2\nu f_0}{c} - \frac{2LK\nu}{c^2} \right) t + \left(-\frac{f_L L}{c} + \frac{f_0 L}{c} - \frac{L^2 K}{2c^2} \right) \right] \quad (25)$$

式中： D 为干涉信号 $I_M(t)$ 的直流偏移， $\varphi_{upper}(t)$ 为参考光信号 $S_{RS}(t)$ 的上边带和测量光信号 $S_{MS}(t)$ 的上边带干涉而获得的干涉信号 $I_M(t)$ 的上边带相位， $\varphi_{lower}(t)$ 为参考光信号 $S_{RS}(t)$ 的下边带和测量光信号 $S_{MS}(t)$ 的下边带干涉而获得的干涉信号 $I_M(t)$ 的下边带相位。

的绝对距离和相对位移测量方案如图3所示。利用干涉信号与载波和二倍频载波得到一组正交分量，在距离测量中将其用于构建复信号，并通过APFFT得到包含绝对距离信息的干涉信号相位，通过求解固定光频变化范围下的两个不同时刻连续变化的干涉信号的相位差得到距离测量结果^[16]。在位移测量中将其相除，并反正切得到包含相对位移信息的干涉信号相位，利用相位变化量计算相对位移。

2.2 绝对距离和相对位移测量方案

基于电光强度-相位级联调制的FSI测距系统

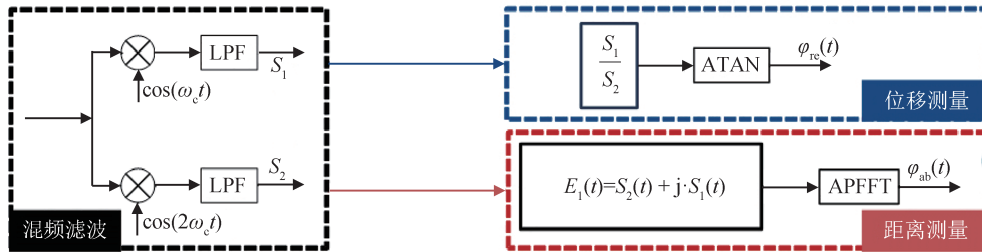


图3 绝对距离和相对位移测量原理示意图

Fig.3 Absolute distance and relative displacement measurement scheme

首先，干涉信号 $I_M(t)$ 分别与载波信号的基波 $\cos(\omega_c t)$ 和二次谐波 $\cos(2\omega_c t)$ 混频并进行低通滤波后，得到的正交分量 $S_1(t)$ 和同相分量 $S_2(t)$ 为

$$\begin{cases} S_1(t) = -AJ_1(m) \left[\sin(\varphi_{upper}(t)) + \sin(\varphi_{lower}(t)) \right] \\ S_2(t) = -AJ_2(m) \left[\cos(\varphi_{upper}(t)) + \cos(\varphi_{lower}(t)) \right] \end{cases} \quad (26)$$

信号的调制和解调过程中，关键信号的频谱变化如图4所示。

稳频激光器发出中心频率为 f_L 的光信号并进入MZM进行调制，产生以扫频信号源初始频率 f_0 为基准的上扫频和下扫频两条边带。光信号经分束

器分为两路：一路进入参考臂，经过相位调制器附加了载波频率 f_c ；另一路进入测量臂，附加了包含光程延时的频率 f_r 。两路光信号在合束器中重新汇聚并干涉，经光电转换得到干涉信号 $I_M(t)$ ， $I_M(t)$ 中含有上下边带相位的频率成分及各阶次载波频率，在对干涉信号进行混频滤波后，得到的一对正交分量均仅含有上下边带相位的频率成分。

利用 $S_1(t)$ 和 $S_2(t)$ ，通过APFFT实现绝对距离 L_{ab} 的测量。设定调制深度 m 使 $J_1(m)/J_2(m)$ 的值变化最小，即令 $J_1(m)/J_2(m) = 1$ ^[17-18]。构建复信号 $E_1(t)$ 为

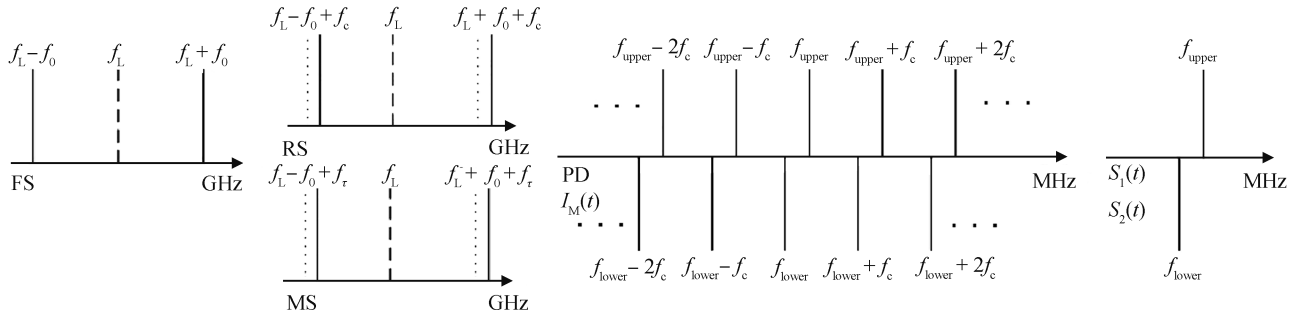


图4 调制和解调过程中信号的频谱变化示意图

Fig.4 Schematic diagram of the spectral changes of the signal during modulation and demodulation processes

$$E_1(t) = S_2(t) + j \cdot S_1(t) = -AJ_2(m)(\cos \varphi_{upper}(t) + \cos \varphi_{lower}(t)) - AJ_1(m)(\sin \varphi_{upper}(t) + \sin \varphi_{lower}(t)) \cdot j = -AJ_1(m) [(\cos \varphi_{upper}(t) + j \cdot \sin \varphi_{upper}(t)) + (\cos \varphi_{lower}(t) + j \cdot \sin \varphi_{lower}(t))] = -AJ_1(m)(e^{j\varphi_{upper}(t)} + e^{j\varphi_{lower}(t)}) \quad (27)$$

式中： j 为复数中的虚数单位。将长为 $2N - 1$ 的卷积窗 W_{conv} 对复信号 $E_1(t)$ 的第 $(N - 1) \cdot i + 1$ 个样点以及其前 $N - 1$ 个样点和后 $N - 1$ 个样点，共 $2N - 1$ 个样点构成的复数信号进行加权，得到加权后的信号 $E_{1w}(i)$ ，如式(28)所示。

$$E_{1w}(i) = W_{conv} \cdot [E_1((N - 1) \cdot (i - 1) + 1), \dots, E_1((N - 1) \cdot (i + 1) + 1)] \quad (28)$$

式中： N 为APFFT算法的采样点数； $i = 1, 2, \dots, T \cdot F_s / (N - 1)$ ， T 为一个扫频周期， F_s 为模数转换器的采样率。在加权后的信号 $E_{1w}(i)$ 中，将间隔为

$$P_1^+(i) = \begin{cases} P_1^+(i - 1) + P_1^-(i) - P_1^-(i - 1), & |P_1^-(i) - P_1^-(i - 1)| < \pi \\ P_1^+(i - 1) + P_1^-(i) - P_1^-(i - 1) + 2\pi, & P_1^-(i) - P_1^-(i - 1) < \pi \\ P_1^+(i - 1) + P_1^-(i) - P_1^-(i - 1) - 2\pi, & P_1^-(i) - P_1^-(i - 1) > \pi \end{cases} \quad (30)$$

瞬时相位 $\varphi_{upper}(i)$ 和 $\varphi_{lower}(i)$ 表示为

$$\begin{aligned} \varphi_{upper}(i) &= P_1^+(i) \\ \varphi_{lower}(i) &= P_1^-(i) \end{aligned} \quad (31)$$

根据 $\varphi_{upper}(i)$ 和 $\varphi_{lower}(i)$ 在时间 T 内的起始时刻 t_1 和终止时刻 t_2 所对应的瞬时相位值 $\varphi_{upper}(t_1)$ 、 $\varphi_{upper}(t_2)$ 和 $\varphi_{lower}(t_1)$ 、 $\varphi_{lower}(t_2)$ ，计算得到相位变化量 $\Delta\varphi_{upper}$ 和 $\Delta\varphi_{lower}$ 为

$$\begin{aligned} \Delta\varphi_{upper} &= \varphi_{upper}(t_2) - \varphi_{upper}(t_1) = P_1^+(t_2) - P_1^+(t_1) = \\ &2\pi \left[\left(\frac{2K\nu}{c} - \frac{2K\nu^2}{c^2} \right) T^2 + \left(\frac{LK}{c} + \frac{2\nu f_L}{c} + \frac{2\nu f_0}{c} - \frac{2LK\nu}{c^2} \right) T \right] \\ \Delta\varphi_{lower} &= \varphi_{lower}(t_2) - \varphi_{lower}(t_1) = P_1^-(t_2) - P_1^-(t_1) = \\ &2\pi \left[\left(\frac{2K\nu}{c} - \frac{2K\nu^2}{c^2} \right) T^2 + \left(\frac{LK}{c} - \frac{2\nu f_L}{c} + \frac{2\nu f_0}{c} - \frac{2LK\nu}{c^2} \right) T \right] \end{aligned} \quad (32)$$

N 的采样点两两相加，得到预处理后的复数信号 $E_1(i)$ ，即

$$E_1(i) = E_{1w}(i) + E_{1w}(i + N) \quad (29)$$

将复数信号 $E_1(i)$ 进行快速傅里叶变换，得到其全相位频谱，然后从 $E_1(i)$ 的全相位频谱中得到2个谱峰对应的上下边带离散相位信息 $P_1^+(i)$ 和 $P_1^-(i)$ 。以离散相位信息 $P_1^+(i)$ 为例，进行相位解包，获得从初始采样点相位值开始的各采样点绝对相位序列 $P_1^+(i)$ ，如式(30)所示。获得 $P_1^-(i)$ 的方法同理。

从式(32)可以看出，将上边带和下边带信号在时间 T 内的相位变化量相加，即可消除多普勒频移引起的误差放大项 $\Delta\varphi_{add}$ ，即

$$\begin{aligned} \Delta\varphi_{add} &= \Delta\varphi_{upper} + \Delta\varphi_{lower} = \\ &4\pi \left[\left(\frac{2K\nu}{c} - \frac{2K\nu^2}{c^2} \right) T^2 + \left(\frac{LK}{c} + \frac{2\nu f_0}{c} - \frac{2LK\nu}{c^2} \right) T \right] \end{aligned} \quad (33)$$

将上边带和下边带信号在时间 T 内的相位变化量相减，得到多普勒频移引起的误差放大项 $\Delta\varphi_{sub}$ ，即

$$\Delta\varphi_{sub} = \Delta\varphi_{upper} - \Delta\varphi_{lower} = \frac{8\pi\nu f_0 T}{c} \quad (34)$$

求得绝对距离 L_{ab} 为

$$L_{ab} = \frac{c [\Delta\varphi_{add} + (f_0 + KT)\Delta\varphi_{sub} / f_L + K\Delta\varphi_{sub}^2 / (8\pi f_L^2)]}{4\pi KT + K\Delta\varphi_{sub} / f_L} \quad (35)$$

APFFT在无噪声且阶数足够大时,其频率和相位估计精度可达 10^{-12} 分辨力级。在理想情况下,该方法可以实现从微米到百米的绝对距离测量范围,但在实际测量中,受光功率和环境因素等影响,测量范围会有所限制。

本文所提出的FSI测距系统,在实现绝对距离测量中降低动态测距误差的同时,也能实现相对位移的测量。由于系统结构设计上并无任何变化,该系统得到的参考光信号仍为 $S_{RS}(t)$,即

$$S_{RS}(t) = A \left\{ \cos \left[2\pi (f_L + f_0)t + \pi Kt + \varphi_{PM}(t) \right] + \cos \left[2\pi (f_L - f_0)t - \pi Kt^2 + \varphi_{PM}(t) \right] \right\} \quad (36)$$

$$I_M(t) = D + A \left\{ \cos \left[\varphi_{upper}(t) + \varphi_{PM}(t) \right] + \cos \left[\varphi_{lower}(t) + \varphi_{PM}(t) \right] \right\} =$$

$$D + A \left\{ \cos \left[2\pi (f_L + f_0)\tau(t) + \pi K(2t\tau(t) - \tau^2(t)) + \varphi_{PM}(t) \right] + \cos \left[2\pi (f_L - f_0)\tau(t) - \pi K(2t\tau(t) - \tau^2(t)) + \varphi_{PM}(t) \right] \right\} \quad (38)$$

同样地,利用干涉信号 $I_M(t)$ 分别与载波信号的基波 $\cos(\omega_c t)$ 和二次谐波 $\cos(2\omega_c t)$ 混频并进行低通滤波后,得到的正交分量 $S_1(t)$ 和同相分量 $S_2(t)$ 为

$$\left\{ \begin{array}{l} S_1(t) = -AJ_1(m) \left[\sin \varphi_{upper}(t) + \sin \varphi_{lower}(t) \right] = \\ -AJ_1(m) \left[2\sin \left(\frac{\varphi_{upper}(t) + \varphi_{lower}(t)}{2} \right) \cdot \right. \\ \left. \cos \left(\frac{\varphi_{upper}(t) - \varphi_{lower}(t)}{2} \right) \right] \\ S_2(t) = -AJ_2(m) \left[\cos \varphi_{upper}(t) + \cos \varphi_{lower}(t) \right] = \\ -AJ_2(m) \left[2\cos \left(\frac{\varphi_{upper}(t) + \varphi_{lower}(t)}{2} \right) \cdot \right. \\ \left. \cos \left(\frac{\varphi_{upper}(t) - \varphi_{lower}(t)}{2} \right) \right] \end{array} \right. \quad (39)$$

设定调制深度 m ,使 $J_1(m)/J_2(m)$ 的值变化最小,即令 $J_1(m)/J_2(m) = 1$,得到的解调结果如式(40)所示。

$$\begin{aligned} \varphi_{out}(t) &= \arctan \left(\frac{S_1(t)}{S_2(t)} \right) = \\ \arctan \left\{ \frac{J_1(m)}{J_2(m)} \tan \left[\frac{\varphi_{upper}(t) + \varphi_{lower}(t)}{2} \right] \right\} &= \\ \arctan \left\{ 1 \cdot \tan \left[\frac{\varphi_{upper}(t) + \varphi_{lower}(t)}{2} \right] \right\} &= \\ \frac{\varphi_{upper}(t) + \varphi_{lower}(t)}{2} \end{aligned} \quad (40)$$

得到的测量光信号 $S_{MS}(t)$ 的具体计算公式如式(37)所示。

$$S_{MS}(t) = A \left\{ \cos \left[2\pi (f_L + f_0)(t - \tau(t)) + \pi K(t - \tau(t))^2 \right] + \cos \left[2\pi (f_L - f_0)(t - \tau(t)) - \pi K(t - \tau(t))^2 \right] \right\} \quad (37)$$

式中: $\tau(t)$ 为参考光信号 $S_{RS}(t)$ 和测量光信号 $S_{MS}(t)$ 的光程差所对应的时间延迟, $\tau(t) = (L + 2\Delta L(t))n/c$; L 为截取时刻目标初始光程, $\Delta L(t)$ 为 t 时刻目标的相对位移。参考光信号 $S_{RS}(t)$ 和测量光信号 $S_{MS}(t)$ 依次通过光纤合束器和光电探测器得到干涉信号 $I_M(t)$,即

对 $\varphi_{out}(t)$ 在时刻 t_2 和 t_1 所对应的瞬时相位值 $\varphi_{out}(t_2)$ 和 $\varphi_{out}(t_1)$ 做差,得到相位变化量 $\Delta\varphi_{re}$ 为

$$\begin{aligned} \Delta\varphi_{re} &= \varphi_{out}(t_2) - \varphi_{out}(t_1) = \\ \frac{1}{2} \left\{ \left[\varphi_{upper}(t_2) - \varphi_{upper}(t_1) \right] - \right. \\ &\left. \left[\varphi_{lower}(t_1) - \varphi_{lower}(t_2) \right] \right\} = \\ \frac{1}{2} (\Delta\varphi_{upper} - \Delta\varphi_{lower}) \end{aligned} \quad (41)$$

式中: $\Delta\varphi_{upper}$ 和 $\Delta\varphi_{lower}$ 分别为时刻 t_1 和 t_2 内上下边带的相位变化量,公式为

$$\begin{aligned} \Delta\varphi_{upper} &= 2\pi \left[\frac{K}{c}(L + \Delta L)T + \frac{K}{2c^2}\Delta L^2 + \left(\frac{LK}{c^2} + \frac{f_L - f_0}{c} \right) \Delta L \right] \\ \Delta\varphi_{lower} &= 2\pi \left[\frac{K}{c}(L + \Delta L)T + \frac{K}{2c^2}\Delta L^2 + \left(\frac{LK}{c^2} - \frac{f_L + f_0}{c} \right) \Delta L \right] \end{aligned} \quad (42)$$

上文提到,将上边带和下边带信号的在时间 T 内的相位变化量相减,即可得到多普勒频移引起的误差放大项,即该项中包含了多普勒频移量,进而可用于测量目标的相对位移。多普勒频移引起的误差放大项表达式为

$$\Delta\varphi_{upper} - \Delta\varphi_{lower} = \frac{4\pi f_L \Delta L}{c} \quad (43)$$

则相对位移 ΔL 计算公式为

$$\Delta L = \frac{c}{4\pi f_L} (\Delta\varphi_{upper} - \Delta\varphi_{lower}) \quad (44)$$

3 仿真验证

3.1 绝对距离测量仿真

为了验证基于电光强度相位级联调制的激光扫频干涉测距方法在绝对距离测量中的有效性, 对该方法在不同距离下的绝对距离测量精度进行了仿真分析。在40 dB信噪比条件下, 设置扫频信号源扫频起始点和扫频带宽均为5 GHz, 扫频周期为1 ms, 扫频形式为三角波。采样频率设置为30 MHz, 输入到相位调制器中的调制信号频率为3 MHz, 调制深度 m 设为2.63。设定仿真时长为0.40 s, 绝对距离为100 m, 得到的绝对距离测量仿真结果如图5所示。该方法的100 m距离解算的测量误差在15 μm 以内, 标准差小于10 μm 。

为了验证该绝对距离测量方法在不同距离下的稳定性, 分别对绝对距离为10、50、200、300、400、500 m时进行仿真分析, 其他仿真条件同样保持不变, 计算出的所有绝对距离标准差如表1所示。

表1 不同距离下的绝对距离仿真测量标准差
Tab.1 Standard deviation of absolute distance simulation measurements at different distances

距离/m	距离解算标准差/ μm
10	3.79
50	4.14
100	3.59
200	4.76
300	5.09
400	3.76
500	4.57

从表1可看出, 该绝对距离测量方法在不同距离下的距离解算标准差均能保持在10 μm 以下, 具有较高的测量精度, 并且在其他条件相同情况下, 绝对距离的测量精度与距离无关。

为了验证该绝对距离测量方法在目标存在漂移或振动导致光程差变化情况下的有效性和测量精度, 设置仿真时长为0.50 s, 绝对距离200 m, 分别对目标以1 mm/s的匀速运动和10 Hz振动频

率及10 μm 振动幅值的正弦形式振动进行仿真, 其余仿真条件保持不变, 结果如图6所示。

为了统一分析光源强度噪声、相位噪声以及环境温漂等因素的影响, 可将这些因素归结为对干涉信号质量的综合作用。分别对该绝对距离测量方法在信噪比为20、30、40、50、60 dB时的性能进行仿真分析, 其他仿真条件同样保持不变, 计算出的所有绝对距离标准差如表2所示。

表2 不同信噪比下的绝对距离仿真测量标准差
Tab.2 Standard deviation of absolute distance simulation measurements at different signal-to-noise ratios

信噪比/dB	距离解算标准差/ μm
20	34.32
30	11.76
40	3.59
50	1.21
60	0.39

3.2 相对位移测量仿真

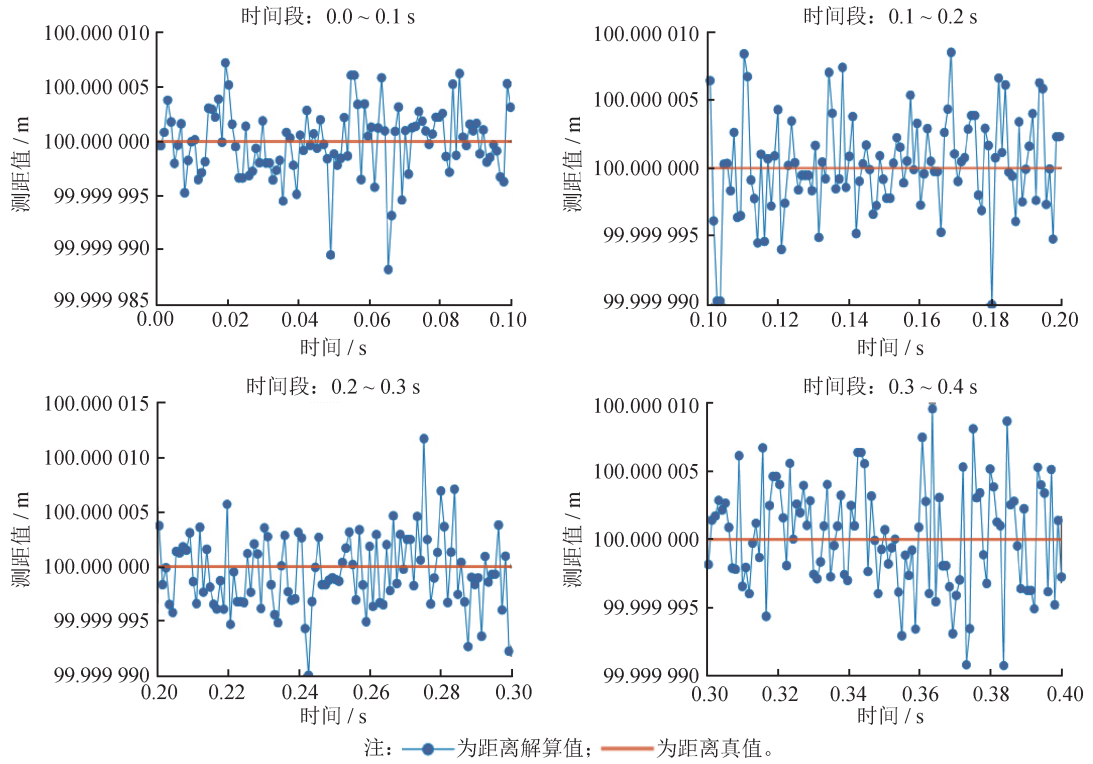
为了验证该方法在相对位移测量中的有效性和稳定性, 先对目标在匀速和匀加速状态下的相对位移测量进行仿真分析。整个模型的基本仿真条件与前述保持一致, 设置仿真时长为0.10 s, 目标以10 $\mu\text{m}/\text{s}$ 的速度匀速运动, 相对位移测量仿真结果如图7所示。

通过解算得到的相对位移与真值基本一致, 符合预期结果。为了验证该相对位移测量方法在不同速度下的稳定性, 分别对速度为0.5、1、10、50、100、200 $\mu\text{m}/\text{s}$ 时进行仿真分析, 其他仿真条件同样保持不变, 计算出的所有标准差如表3所示。

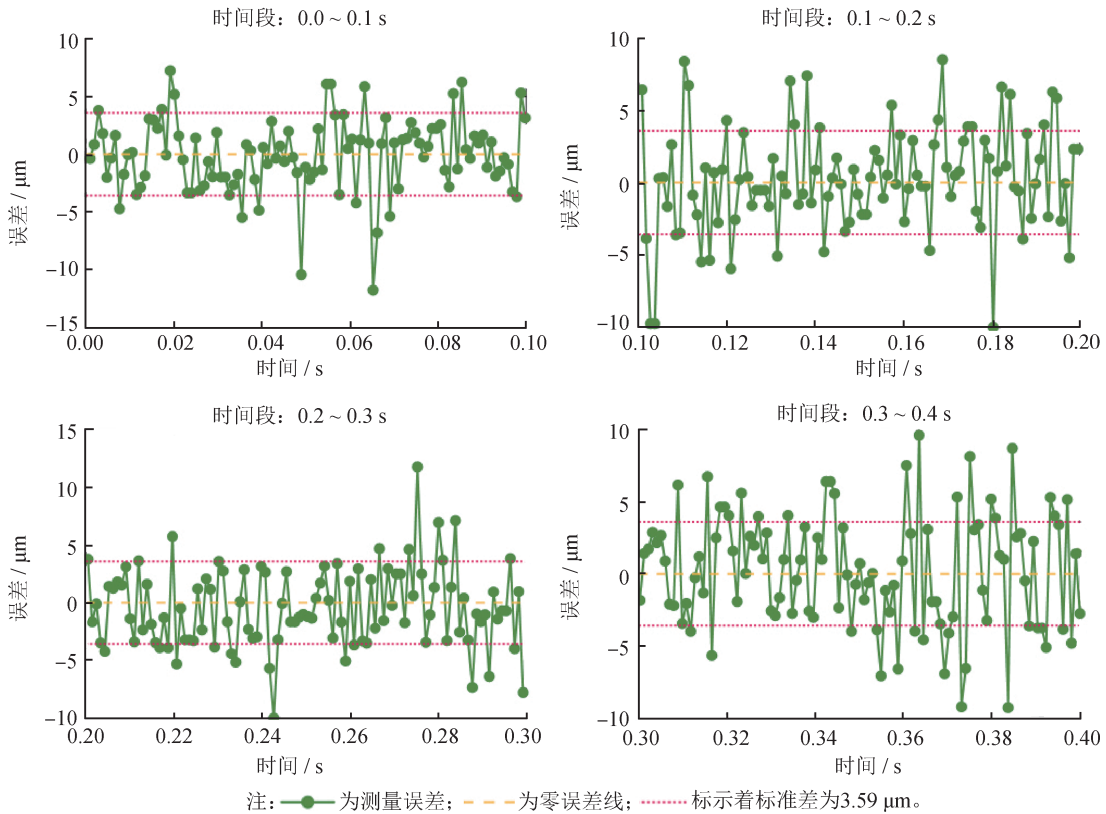
设置仿真时长为0.10 s, 目标以1 $\mu\text{m}/\text{s}$ 的初速度、50 $\mu\text{m}/\text{s}^2$ 的加速度运动, 相对位移测量仿真结果如图8所示。

为验证该相对位移测量方法在不同速度下的稳定性, 分别对速度为0.5、1、10、100、500 $\mu\text{m}/\text{s}^2$ 时进行仿真分析, 其他仿真条件同样保持不变, 不同加速度条件下的相对位移仿真测量标准差数据如表4所示。

对目标在不同振动频率和幅值下的相对位移测量进行仿真分析。仿真条件保持不变, 仿真时



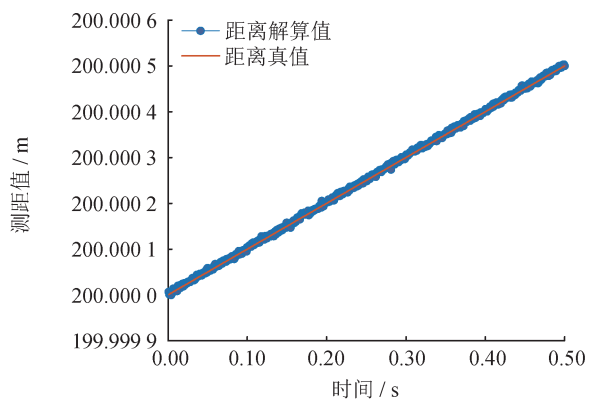
(a) 100 m绝对距离测量值
(a) 100 m absolute distance measurement value



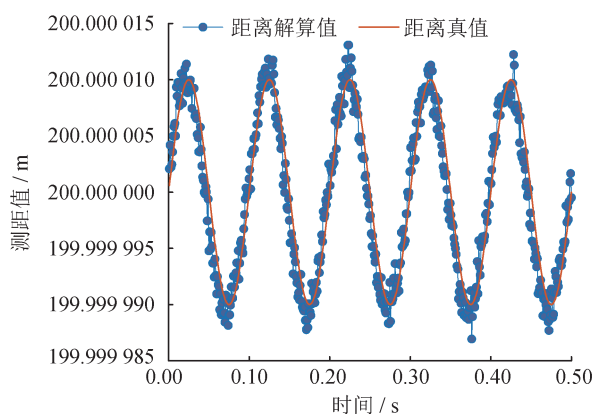
(b) 100 m绝对距离测量误差
(b) 100 m absolute distance measurement error

图5 距离100 m时的绝对距离测量仿真结果

Fig.5 Simulation results of absolute distance measurement at a distance of 100 m



(a) 1 mm / s 匀速运动
(a) 1 mm / s uniform motion



(b) 10 Hz 振动频率和 10 μm 振动幅值的正弦形式振动
(b) Sinusoidal vibration with a frequency of 10 Hz and an amplitude of 10 μm

图6 距离 200 m 时的绝对距离动态测量仿真结果

Fig.6 Simulation results of dynamic measurement of absolute distance at a distance of 200 m

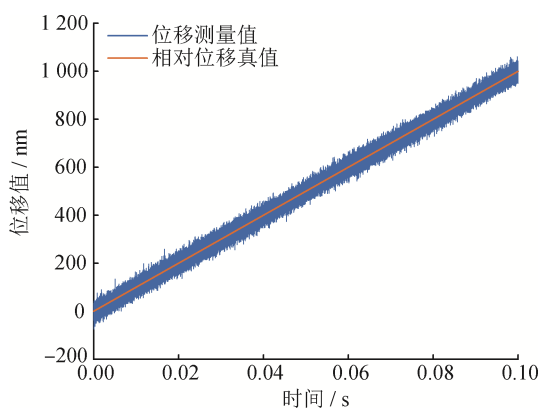


图7 10 μm/s 匀速运动的相对位移测量仿真结果

Fig.7 Simulation results of relative displacement measurement for 10 μm/s uniform motion

长为 0.05 s, 目标以振动频率为 200 Hz、振动幅值为 500 nm 的正弦形式振动, 得到的相对位移结果如图 9 所示。图 9(a) 为解算结果图, 可以看出计算

表3 不同速度下的相对位移仿真测量标准差
Tab.3 Standard deviation of relative displacement simulation measurements at different speeds

速度 / (μm/s)	标准差 / nm
0.5	10.05
1	6.47
10	9.39
50	8.41
100	5.33
200	9.85

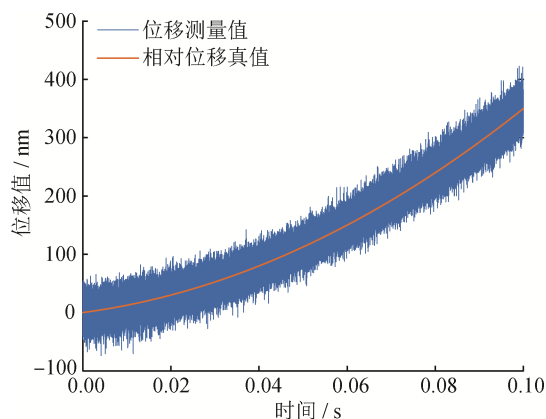


图8 50 μm/s² 加速度运动的相对位移测量仿真结果

Fig.8 Simulation results of relative displacement measurement for 50 μm/s² accelerated motion

表4 不同加速度条件下的相对位移仿真测量标准差数据

Tab.4 Standard deviation of relative displacement simulation measurements at different accelerations

加速度 / (μm/s²)	标准差 / nm
0.5	8.94
1	8.02
10	9.66
100	9.08
500	8.91

得到的相对位移与真值接近, 证明了预期的正确性。图 9(b) 为解算误差图, 相对位移解算误差的标准差在 10 nm 以下。

进一步对不同振动频率和振动幅值的相对位

移进行仿真分析,其他仿真条件同样保持不变,计算出的所有测量标准差如表5所示。

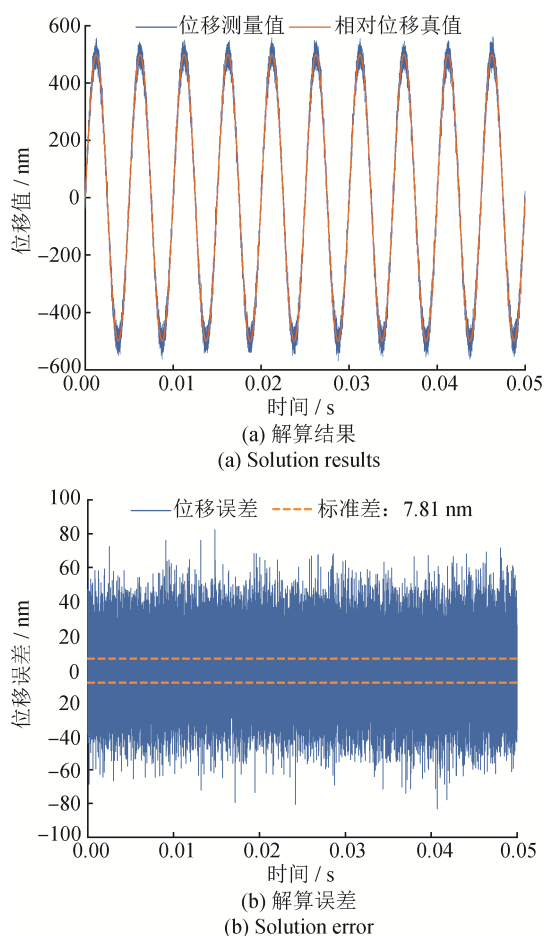


图9 振动频率200 Hz、振动幅值500 nm的相对位移测量仿真
Fig.9 Simulation results of relative displacement measurement with vibration frequency of 200 Hz and vibration amplitude of 500 nm

表5 不同振动频率和振动幅值的
振动仿真测量标准差

Tab.5 Standard deviation of vibration simulation measurements for different vibration frequencies and vibration amplitudes

振动频率/Hz	振动幅值/nm	标准差/nm
50	500	8.20
50	1 000	9.11
200	500	7.81
200	1 000	6.58
500	500	8.48
500	1 000	7.60

4 结论

提出了一种基于电光强度-相位级联调制的激光扫频干涉测距方法。在对传统FSI动态误差放大效应理论推导的基础上,设计了一种MZM与相位调制器级联调制的双边带FSI测距系统,该系统通过单光电探测器对扫频干涉光进行光电检测,并通过APFFT提取干涉信号的相位信息,实现了绝对距离的精确测量。此外,通过反正切运算提取相对位移信息,实现了相对位移的高精度测量。仿真结果表明:所提出的方法能够有效提高绝对距离测量的精度,并在不同振动频率和幅值条件下保持较高的稳定性。该方法对静态目标的绝对距离测量标准差在10 μm 以下,对振动目标的相对位移测量标准差在10 nm以下,证明了其在动态测量环境中的可行性和潜力。综上所述,所提出的方法有效解决了传统FSI测距系统中的动态测距误差问题,实现了运动目标的相对位移高精度测量。此外,由于测距系统光路结构复杂度低、光电接收方案简单、核心器件成熟度高等特点,该方法具有广阔的应用前景和较大的技术潜力。

参考文献

- [1] LI C L, ZHANG F M, QU X H. High-resolution frequency-modulated continuous-wave LiDAR using multiple laser sources simultaneously scanning [J]. Journal of Lightwave Technology, 41(1): 367-373.
- [2] TANG L W, JIA H X, SHAO S, et al. Hybrid integrated low-noise linear chirp frequency-modulated continuous-wave laser source based on self-injection to an external cavity [J]. Photonics Research, 2021, 9(10): 1948-1957.
- [3] LIEHR S, MÜNZENBERGER S, KREBBER K. Wavelength-scanning coherent OTDR for dynamic high strain resolution sensing [J]. Optics Express, 2018, 26(8): 10573-10588.
- [4] 宋鲁明,张福民,孙栋,等.基于可调谐激光器扫频干涉绝对距离测量方法研究进展[J].红外与激光工程,2022,51(5):316-330.
SONG L M, ZHANG F M, SUN D, et al. Research progress of absolute distance measurement methods based on tunable laser frequency sweeping interference [J]. Infrared and Laser Engineering, 2022, 51(5): 316-330. (in

- Chinese)
- [5] MARCON L, GALTAROSSA A, PALMIERI L. High-frequency high-resolution distributed acoustic sensing by optical frequency domain reflectometry[J]. Optics Express, 2019, 27(10): 13923–13933.
- [6] SCHNEIDER R, THUERMEL P, STOCKMANN M. Distance measurement of moving objects by frequency modulated laser radar[J]. Optical Engineering, 2001, 40: 33–37.
- [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). DOI: 10.1117/1.OE.56.3.036114.
- [8] SHANG Y, LIN J R, YANG L H, et al. Precision improvement in frequency scanning interferometry based on suppression of the magnification effect[J]. Optics Express, 2020, 28(4): 5822–5834.
- [9] GAN Y, DUAN C H, LIU G D, et al. Dynamic frequency scanning interferometry measurement based on optical frequency synchronous motion measurement and error compensation[J]. Optics Communications, 2021, 488. DOI: 10.1016/j.optcom.2021.126753.
- [10] 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). DOI: 10.1007/s00340-017-6849-x272.
- [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] WANG Z A, LIU Z G, TIAN K, et al. Frequency-scanning interferometry for dynamic measurement using adaptive sage-husa kalman filter[J]. Optics and Lasers in Engineering, 2023, 165. DOI: 10.1016/j.optlaseng.2023.107545.
- [13] 杨建良, 查开德. 光纤 AM-CATV 外调制传输系统中双频调相抑制 SBS 的理论分析[J]. 中国激光, 2000, 27(8): 724–728.
- YANG J L, ZHA K D. Two signal phase modulation for SBS suppression in optical fiber CATV transmission system[J]. Chinese Journal of Lasers, 2000, 27(8): 724–728. (in Chinese)
- [14] 许蒙蒙, 周煜, 孙建锋, 等. 基于相位调制器的宽带窄线宽的线性调频激光源的产生[J]. 红外与激光工程, 2020, 49(2). DOI: 10.3788/irla202049.0205004.
- XU M M, ZHOU Y, SUN J F, et al. Generation of linear frequency modulation laser source with broadband narrow linewidth using optical phase modulator[J]. Infrared and Laser Engineering, 2020, 49(2). DOI: 10.3788/irla202049.0205004. (in Chinese)
- [15] 赵盟盟. 基于级联外部调制器产生宽光梳系统的研究[D]. 天津: 河北工业大学, 2021.
- ZHAO M M. Research on wide optical comb system based on cascaded external modulators[D]. Tianjin: Hebei University of Technology, 2021. (in Chinese)
- [16] 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)
- [17] NIKITENKO A N, PLOTNIKOV M Y, VOLKOV A V, et al. PGC-atan demodulation scheme with the carrier phase delay compensation for fiber-optic interferometric sensors[J]. IEEE Sensors Journal, 2018, 18(5): 1985–1992.
- [18] ZHANG S H, YAN L P, CHEN B Y, et al. Real-time phase delay compensation of PGC demodulation in sinusoidal phase - modulation interferometer for nanometer displacement measurement[J]. Optics Express, 2017, 25(1): 472–485.

(本文编辑: 刘圣晨)



第一作者: 邓忠文(1987—), 男, 讲师, 工学博士, 主要研究方向为空间大尺寸精密测量与定位、星间高速高精度激光测距、调频连续波激光雷达。



通信作者: 孙海峰(1986—), 男, 副教授, 工学博士, 主要研究方向为脉冲星计时导航、先进信号处理。