

外差干涉相位测量中信号串扰误差与补偿方法研究

杨伟雷^{1,2}, 刘洋^{2*}, 赫明钊², 缪东晶², 陈本永¹, 谢志奇^{2,3}, 李建双²¹浙江理工大学纳米测量技术实验室, 浙江 杭州 310018;²中国计量科学研究院, 北京 100029;³中国计量大学计量测试工程学院, 浙江 杭州 310018

摘要 为了解决外差干涉相位测量中多通道采样信号间的串扰误差对相位测量精度的影响,提出了一种基于采样信号频谱分析的预补偿方法来实现信号串扰误差的补偿和消除。首先建立基于锁相放大的正交鉴相法的信号串扰误差理论模型,阐明了串扰系数、输入信号幅值比和串扰信号相位偏移对相位测量误差的影响;设计仿真实验验证了该误差模型和补偿方法的有效性;然后基于紧凑型FPGA开发平台设计了相位测量实验,结果表明该补偿方法能够有效消除信号串扰误差的影响,补偿后相位测量的最大误差从 0.34° 下降到 0.01° ;最后搭建了外差干涉仪并与高精度的压电位移平台进行比对,实验结果表明补偿后的信号处理系统能够满足外差干涉测量的应用需求。

关键词 测量; 外差干涉; 正交鉴相; 信号串扰; 频谱分析; 位移测量

中图分类号 TH741 文献标志码 A

DOI: 10.3788/CJL220742

1 引言

激光干涉测量技术以其测量范围广、测量精度高和可溯源至“米”基准等优点,被广泛应用于精密测量领域^[1-3]。激光干涉测量技术按照光路设计形式可以分为零差干涉技术和外差干涉技术两类。其中,与零差干涉测量相比,外差干涉测量具有较强的抗环境和噪声干扰的能力,在复杂环境中进行大范围的位移测量时更具优势^[4-6]。外差干涉测量精度的影响因素有很多,如光源性能、光路结构、信号处理精度和测量环境等^[7-11]。高精尖科学技术的发展对仪器的测量精度提出了更高的要求。在超精密加工制造领域,超精密加工机床的加工精度可达纳米量级^[12],而光刻机要求位置测量装置具备亚纳米级分辨率和纳米级测量精度^[13];对于引力波探测装置,为了在数千至百万千米的等效臂长下实现对不同频段引力波的探测,需要能够精确识别出皮米量级的位移^[14]。因此,面临日益增长的测量精度需求,需要进一步提升外差干涉技术的测量精度。研究人员从新型光源结构、光路设计和信号处理算法等方面开展了广泛的研究,并取得了诸多成果。

干涉信号的相位测量精度是决定外差干涉测量精度的重要因素。目前外差干涉信号的相位测量方法主要有两种:脉冲计数的过零鉴相法和基于锁相放大的

正交鉴相法^[15-16]。其中,基于锁相放大的正交鉴相法是目前常用的高精度外差信号相位测量方法,与传统的脉冲计数的过零鉴相法相比,具有测量分辨率高和抗干扰能力强的优点,能够获得较高的鉴相精度,被广泛应用于高精度外差干涉测量的信号处理中^[17-18]。除高精度鉴相方法本身,信号采集过程也会影响相位测量精度,间接影响到外差干涉测量精度。如采样通道的采集速率和采样位数将限制相位测量能够达到的最高精度,在实际应用中需要根据信号频率和鉴相精度要求进一步合理选择^[19]。此外,信号处理过程中参考信号与测量信号需要分别通过不同通道进行采集,多通道采样信号间的串扰误差也是信号处理系统的常见误差源之一^[20]。

针对外差干涉相位测量中存在的采样信号串扰问题,本文分析了基于锁相放大的正交鉴相法中由采样信号串扰而产生的相位测量误差,提出了一种通过分析采样信号的频谱来计算得到串扰系数的预补偿方法,在原始采样信号中直接分离串扰分量以消除串扰误差;进一步通过数值仿真测试和基于现场可编程门阵列(FPGA)的相位测量实验,验证了补偿方法的有效性;最后搭建了外差干涉仪并与高精度的压电位移平台进行了比对实验,对所实现的信号处理系统的应用性能进行了测试。

收稿日期: 2022-04-08; 修回日期: 2022-06-14; 录用日期: 2022-06-30

基金项目: 国家重点研发计划(2019YFB2006103)、中国计量科学研究院基本科研业务费项目(AKY1902, AKYZZ2103, AKYZD2212)

通信作者: liuyangl@nim.ac.cn

2 外差干涉测量原理

2.1 外差干涉测量的光路结构

外差干涉测量的光路结构如图 1 所示,主要由双频激光器、分光镜、偏振分光镜、角锥棱镜、偏振片和光电探测器组成。双频激光器输出两路频率分别为 f_1 和 f_2 的正交线偏振光,被分光镜(BS)分为两路,反射光经过偏振片 P1 后产生干涉,被光电探测器 PD1 接收

接收作为参考信号。偏振分光镜(PBS)将透射光中不同偏振态的光束分开,S偏振光反射作为参考光束进入固定不动的参考角锥棱镜 CCR1 中,P偏振光透射作为测量光束进入可移动的测量角锥棱镜 CCR2 中,经 CCR1 和 CCR2 反射后的参考光束和测量光束在偏振分光棱镜中重新合束。合束光经过偏振片 P2 后产生干涉,被光电探测器 PD2 接收作为测量信号。

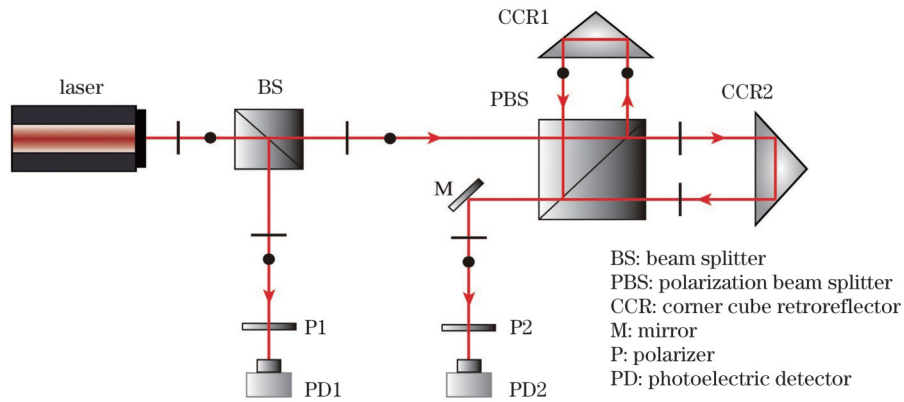


图 1 外差干涉测量原理图

Fig. 1 Schematic of heterodyne interferometry

由于多普勒效应的影响,当测量镜 CCR2 移动时,测量光束会产生频移,测量信号的频率发生改变,因此参考信号和测量信号间存在一个频差。频差的大小 $\Delta f(t)$ 正比于测量镜的移动速度,两者之间的关系为

$$\Delta f(t) = \frac{2nv(t)}{\lambda}, \quad (1)$$

式中: n 为介质的折射率; λ 为激光在真空中的波长; $v(t)$ 为测量镜的运动速度; t 为时间。

式(1)两边同时对时间积分可得

$$\Delta\varphi(t) = \frac{4\pi nL(t)}{\lambda}, \quad (2)$$

式中: $\Delta\varphi(t)$ 为参考信号和测量信号之间的相位差; $L(t)$ 为运动物体的位移。由式(2)知,位移测量可转变

为两路干涉信号间的相位差测量,其精度主要取决于信号处理中干涉信号的相位测量精度。

2.2 外差干涉相位测量方法

如图 2 所示,干涉信号经预处理后,直流分量被消除,利用模数转换器(ADC)采样并进行后续的信号处理,理想情况下采样通道 1(CH1)采集的参考信号(f_r)和采样通道 2(CH2)采集的测量信号(f_m)表示为

$$\begin{cases} f_r = R \sin(\omega_r t + \varphi_r) \\ f_m = M \sin(\omega_m t + \varphi_m) \end{cases}, \quad (3)$$

式中: R 和 M 分别表示参考信号和测量信号的幅值; ω_r 和 ω_m 分别表示参考信号和测量信号的频率; φ_r 和 φ_m 分别表示参考信号和测量信号的初始相位。

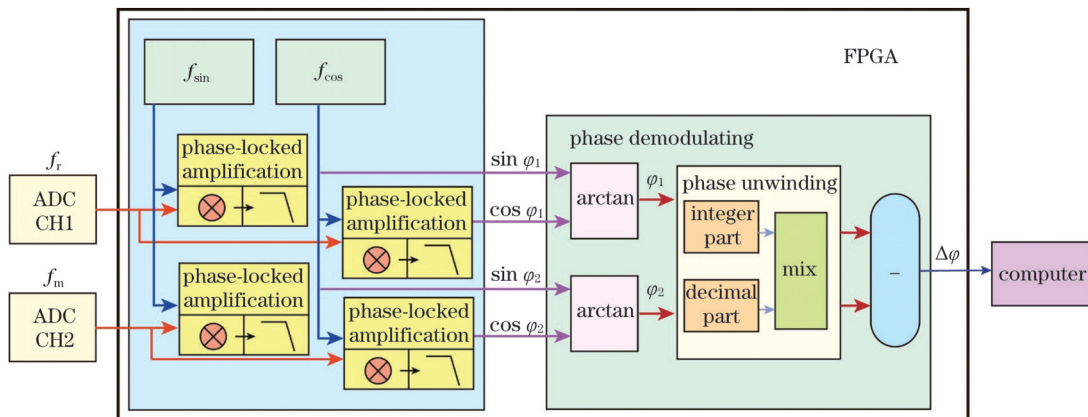


图 2 基于锁相放大的正交鉴相原理图

Fig. 2 Schematic of quadrature phase detection based on phase-locked amplification

在信号处理系统内部,生成的一对用于混频的正交信号表示为

$$\begin{cases} f_{\sin} = \sin(\omega_0 t) \\ f_{\cos} = \cos(\omega_0 t) \end{cases}, \quad (4)$$

式中: ω_0 为正交信号的频率。参考信号和测量信号与该正交信号进行混频,经低通滤波器后,高频部分被滤除,得到两对正交的低频信号:

$$\begin{cases} \cos \varphi_1 = \frac{1}{2} R \cos(\omega_r t - \omega_0 t + \varphi_r) \\ \sin \varphi_1 = \frac{1}{2} R \sin(\omega_r t - \omega_0 t + \varphi_r) \\ \cos \varphi_2 = \frac{1}{2} M \cos(\omega_m t - \omega_0 t + \varphi_m) \\ \sin \varphi_2 = \frac{1}{2} M \sin(\omega_m t - \omega_0 t + \varphi_m) \end{cases}, \quad (5)$$

式中: φ_1 为参考信号的相位; φ_2 为测量信号的相位。对两对低频正交信号分别进行反正切计算,有

$$\begin{cases} \varphi_1 = \arctan\left(\frac{\sin \varphi_1}{\cos \varphi_1}\right) = \omega_r t - \omega_0 t + \varphi_r \\ \varphi_2 = \arctan\left(\frac{\sin \varphi_2}{\cos \varphi_2}\right) = \omega_m t - \omega_0 t + \varphi_m \end{cases}. \quad (6)$$

φ_1 和 φ_2 是一一对应的,相减即可得到相位差:

$$\Delta\varphi = \varphi_2 - \varphi_1 = (\omega_m - \omega_r)t + \varphi_m - \varphi_r. \quad (7)$$

在相位测量过程中,信号的采样率、采样位数、信噪比和采样信号间存在的串扰等因素均会对测量结果

造成影响。文献[19]已对采样率和采样位数等影响因素进行了分析,本文则主要对采样信号的串扰误差进行重点分析。

3 采样信号串扰误差的分析及补偿

由于信号线间的电磁耦合、逻辑信号翻转时产生的浪涌电流及电路中的电容和电感等因素的影响,多通道采集系统中相邻采样通道的采样信号往往会存在串扰现象^[21]。尤其是信号处理板卡结构较为紧凑时,完成数据采样的电学器件和布线排列紧密,更容易加剧信号串扰现象,对外差干涉信号的相位测量造成影响。

3.1 采样信号的串扰误差分析

当采样信号存在串扰时,采集到的参考信号和测量信号将偏离理想状态,相位测量结果产生误差。非理想情况下的参考信号 f'_r 与测量信号 f'_m 表示为

$$\begin{cases} f'_r = R \sin(\omega_r t + \varphi_r) + m \sin(\omega_m t + \varphi_m + \varphi_{\text{offset}_m}) \\ f'_m = M \sin(\omega_m t + \varphi_m) + r \sin(\omega_r t + \varphi_r + \varphi_{\text{offset}_r}) \end{cases}, \quad (8)$$

式中: m 和 r 分别是测量信号和参考信号的串扰幅值; $\varphi_{\text{offset}_m}$ 和 $\varphi_{\text{offset}_r}$ 是串扰信号相对于原信号的相位偏移。 $\Gamma_1=r/R$ 和 $\Gamma_2=m/M$ 为串扰系数, $P=R/M$ 为信号幅值比。

当被测物体的运动速度较低时,参考信号和测量信号的频率接近,难以直接通过低通滤波消除串扰分量。在上述相位测量中,经混频滤波后低频信号表示为

$$\begin{cases} \cos \varphi'_1 = \frac{1}{2} A \cos\left(\frac{\omega_r + \omega_m - 2\omega_0}{2} t + \frac{\varphi_r + \varphi_m + \varphi_{\text{offset}_m}}{2} + \phi\right) \\ \sin \varphi'_1 = \frac{1}{2} A \sin\left(\frac{\omega_r + \omega_m - 2\omega_0}{2} t + \frac{\varphi_r + \varphi_m + \varphi_{\text{offset}_m}}{2} + \phi\right) \\ \cos \varphi'_2 = \frac{1}{2} A' \cos\left(\frac{\omega_m + \omega_r - 2\omega_0}{2} t + \frac{\varphi_m + \varphi_r + \varphi_{\text{offset}_r}}{2} + \phi'\right) \\ \sin \varphi'_2 = \frac{1}{2} A' \sin\left(\frac{\omega_m + \omega_r - 2\omega_0}{2} t + \frac{\varphi_m + \varphi_r + \varphi_{\text{offset}_r}}{2} + \phi'\right) \end{cases}, \quad (9)$$

式中:

$$A = \sqrt{R^2 + m^2 + 2Rm \cos[(\omega_r - \omega_m)t + (\varphi_r - \varphi_m - \varphi_{\text{offset}_m})]}, \quad (10)$$

$$\phi = \arctan\left[\frac{P - \Gamma_1}{P + \Gamma_1} \tan\left(\frac{\omega_r - \omega_m}{2} t + \frac{\varphi_r - \varphi_m - \varphi_{\text{offset}_m}}{2}\right)\right], \quad (11)$$

$$A' = \sqrt{M^2 + r^2 + 2Mr \cos[(\omega_m - \omega_r)t + (\varphi_m - \varphi_r - \varphi_{\text{offset}_r})]}, \quad (12)$$

$$\phi' = \arctan\left[\frac{1 - \Gamma_2 P}{1 + \Gamma_2 P} \tan\left(\frac{\omega_m - \omega_r}{2} t + \frac{\varphi_m - \varphi_r - \varphi_{\text{offset}_r}}{2}\right)\right], \quad (13)$$

通过反正切计算,得到的参考信号和测量信号的相位表示为

$$\begin{cases} \varphi'_1 = \frac{\omega_r + \omega_m - 2\omega_0}{2} t + \frac{\varphi_r + \varphi_m + \varphi_{\text{offset}_m}}{2} + \phi \\ \varphi'_2 = \frac{\omega_m + \omega_r - 2\omega_0}{2} t + \frac{\varphi_m + \varphi_r + \varphi_{\text{offset}_r}}{2} + \phi' \end{cases}. \quad (14)$$

其相位差表示为

$$\Delta\varphi' = \varphi'_2 - \varphi'_1 = \frac{\varphi_{\text{offset},r} - \varphi_{\text{offset},m}}{2} + \arctan\left[\frac{1 - \Gamma_2 P}{1 + \Gamma_2 P} \tan\left(\frac{\omega_m - \omega_r}{2} t + \frac{\varphi_m - \varphi_r - \varphi_{\text{offset},r}}{2}\right)\right] - \arctan\left[\frac{P - \Gamma_1}{P + \Gamma_1} \tan\left(\frac{\omega_r - \omega_m}{2} t + \frac{\varphi_r - \varphi_m - \varphi_{\text{offset},m}}{2}\right)\right] \quad (15)$$

式(15)为存在采样信号串扰时基于锁相放大的正交鉴相法测得的相位结果,其与式(7)间的差值即为信号串扰误差。

3.2 采样信号串扰误差的补偿

为了消除采样信号的串扰误差,需要明确串扰信号的串扰系数和相位偏移。由于串扰信号幅值较小,从时域角度分析信号的串扰系数较为困难,在此通过傅里叶变换(FFT)分析信号的频谱以获取串扰系数。当两个采样信号的频率不同时,通过计算频谱中对应频率分量的幅值比,可得到串扰系数。假设采样通道1输入信号频率为 f_1 ,采样通道2输入信号频率为 f_2 ,存在信号串扰时,两通道的采样信号将都存在 f_1 和 f_2 的频率分量。

在采样通道1的采样信号中,两个频率分量的幅值 A_1 和 a_1 为

$$\begin{cases} A_1 = \text{abs}[\text{FFT}(f_1)] \\ a_1 = \text{abs}[\text{FFT}(f_2)] \end{cases} \quad (16)$$

在采样通道2的采样信号中,两个频率分量的幅值 A_2 和 a_2 为

$$\begin{cases} a_2 = \text{abs}[\text{FFT}(f_1)] \\ A_2 = \text{abs}[\text{FFT}(f_2)] \end{cases} \quad (17)$$

采样通道1对采样通道2的串扰系数 Γ_1 为

$$\Gamma_1 = \frac{a_2}{A_1} \quad (18)$$

采样通道2对采样通道1的串扰系数 Γ_2 为

$$\Gamma_2 = \frac{a_1}{A_2} \quad (19)$$

在通过频谱分析计算得到串扰系数后,直接获取串扰信号的相位偏移较为困难。在此通过引入一系列已知的相位偏移,将实际测量值与理论计算值进行对比,当二者基本吻合时,引入的相位偏移即为实际串扰信号的相位偏移。

在串扰信号补偿过程中,将原始采样信号延迟一定的时钟周期以等效于相位偏移后的信号。假如采样信号频率为 f_{signal} ,采样频率为 f_{ADC} ,延迟 n' 个时钟周期后相对于原始采样信号的相位偏移为

$$\varphi_{\text{offset}} = \frac{n' f_{\text{signal}}}{f_{\text{ADC}}} \times 360^\circ \quad (20)$$

若串扰信号的相位偏移不等于延迟 n' 个时钟周期后等效的相位偏移,可以通过线性插值法计算对应该相位偏移的信号幅值。延迟一定相位后的两个原始采样信号分别表示为 $f_{\text{offset},m}$ 和 $f_{\text{offset},r}$,补偿后的采样信号表示为

$$\begin{cases} f_r'' = f_r' - \Gamma_2 f_{\text{offset},m} = R \sin(\omega_r t + \varphi_r) - \Gamma_2 r \sin(\omega_r t + \varphi_r + \varphi_{\text{offset},r} + \varphi_{\text{offset},m}) \\ f_m'' = f_m' - \Gamma_1 f_{\text{offset},r} = M \sin(\omega_m t + \varphi_m) - \Gamma_1 m \sin(\omega_m t + \varphi_m + \varphi_{\text{offset},m} + \varphi_{\text{offset},r}) \end{cases} \quad (21)$$

由于 $\Gamma_2 r \ll R, \Gamma_1 m \ll M$,对应项的影响可以忽略不计,补偿后的采样信号表示为

$$\begin{cases} f_r'' = R \sin(\omega_r t + \varphi_r) \\ f_m'' = M \sin(\omega_m t + \varphi_m) \end{cases} \quad (22)$$

该补偿方法为一种预补偿方法,旨在从采样信号中去除串扰分量,从而消除串扰误差。该方法通过加法和乘法运算即可实现,无需滤波等复杂操作,对硬件资源占用少,不影响后续相位计算过程。

4 采样信号串扰误差参数的仿真

根据上述推导可知,串扰系数、输入信号幅值比和串扰信号的相位偏移会影响采样信号串扰引起的相位

测量误差。在控制变量的情况下,分别仿真三种因素对信号串扰误差的影响情况。

4.1 串扰系数对信号串扰误差的影响

为探究串扰系数对信号串扰误差的影响,令参考信号和测量信号的幅值比为1,串扰信号的相位偏移为0,串扰系数 $\Gamma_1 = \Gamma_2$,从0.001以0.001为间隔变化到0.1,两路信号间的相位差从 0° 变化到 360° ,不同串扰系数引起的误差如图3所示。结果表明,当串扰系数增大时,信号串扰误差会显著增加,误差在两路信号相位差为 90° 和 270° 时达到最大。不同串扰系数下的最大相位测量误差及在测距激光波长为532 nm时对应的位移测量误差如表1所示。

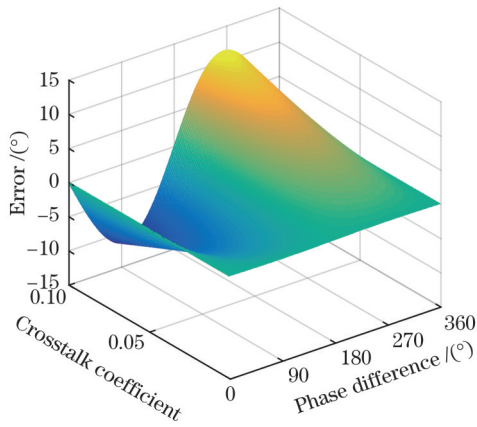


图 3 串扰系数对信号串扰误差的影响

Fig. 3 Influence of crosstalk coefficient on signal crosstalk error

表 1 不同串扰系数对应的最大测量误差

Table 1 Maximum measurement errors corresponding to different crosstalk coefficients

Crosstalk coefficient	Maximum phase error / (°)	Measurement error / nm
0.001	0.11	0.08
0.005	0.57	0.42
0.010	1.15	0.85
0.050	5.73	4.23
0.100	11.44	8.45

4.2 信号幅值比对信号串扰误差的影响

为探究参考信号与测量信号幅值比对信号串扰误差的影响,令串扰系数 $\Gamma_1 = \Gamma_2 = 0.01$, 串扰信号的相位偏移为 0° , 幅值比从 1 以 0.1 为间隔变化到 10, 两路信号间的相位差从 0° 变化到 360° , 仿真结果如图 4 所示。结果表明, 信号串扰误差随参考信号与测量信号的幅值比的增大而增加, 误差在相位差为 90° 和 270° 时达到最大。不同信号幅值比下的最大相位测量误差及在测距激光波长为 532 nm 时对应的位移测量误差如表 2 所示。

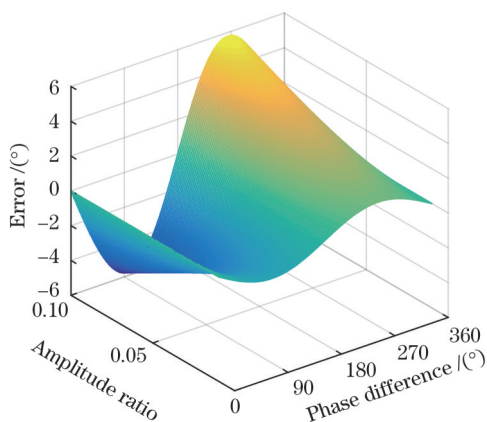


图 4 信号幅值比对信号串扰误差的影响

Fig. 4 Influence of signal amplitude ratio on signal crosstalk error

表 2 不同幅值比对应的最大测量误差

Table 2 Maximum measurement errors corresponding to different amplitude ratios

Amplitude ratio	Maximum phase error / (°)	Measurement error / nm
1	1.15	0.85
3	1.91	1.41
5	2.98	2.20
8	4.65	3.44
10	5.78	4.27

4.3 相位偏移对信号串扰误差的影响

为探究串扰信号的相位偏移对信号串扰误差的影响,令串扰系数 $\Gamma_1 = \Gamma_2 = 0.01$, 参考信号和测量信号的幅值比为 2, 相位偏移 $\varphi_{\text{offset}, m} = \varphi_{\text{offset}, r}$, 从 0° 以 1° 为间隔变化到 180° , 两路信号间的相位差从 0° 变化到 360° , 仿真结果如图 5 所示。结果表明, 串扰信号的相位偏移会影响信号串扰误差极值的位置和大小。随着相位偏移的改变, 串扰误差的极值不再固定在相位差为 90° 和 270° 的位置处, 而是随之发生改变。当相位偏移为 90° 时, 串扰误差的极值最小。

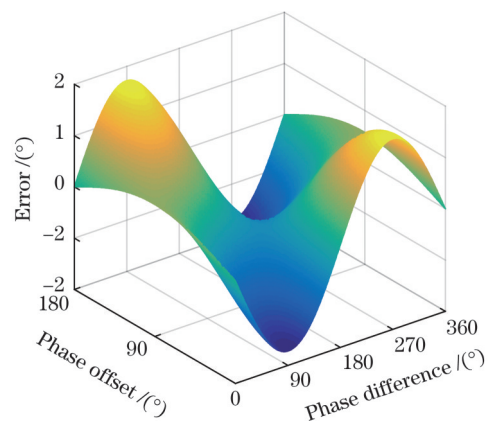


图 5 相位偏移对信号串扰误差的影响

Fig. 5 Influence of phase offset on signal crosstalk error

根据上述仿真结果可知, 信号串扰误差随相位差的变化曲线是正弦曲线。串扰系数和信号幅值比对信号串扰误差的大小有显著的影响, 而串扰信号的相位偏移在影响信号串扰误差大小的同时, 也影响其极值的出现位置。三个因素的综合影响决定了误差曲线的极值大小和极值位置。信号串扰导致的鉴相误差可达数度, 对应的位移测量误差可达数纳米。如当串扰系数 $\Gamma_1 = \Gamma_2 = 0.01$, 信号幅值比为 10, 串扰信号的相位偏移为 0° 时, 信号串扰导致的位移测量误差可达 4.27 nm, 这在精密测量中是不可忽视的, 需对其进行有效补偿。

4.4 串扰误差的补偿效果

为验证所提出的串扰误差模型及其补偿方法的有效性, 对采样信号存在串扰时的信号处理流程进行仿真, 观察补偿后的相位测量结果。相关仿真参数设置

如下:测量信号的幅值为 1 V,频率为 6 MHz,参考信号的幅值为 1 V,频率为 5 MHz,串扰系数 $\Gamma_1=\Gamma_2=0.01$,串扰信号相位偏移为 0° ,并添加 0.1 mV 的高斯

噪声。图 6 为存在信号串扰时的测量误差及测量信号和参考信号的频谱图,频谱中不同频率分量对应的幅值大小如表 3 所示。

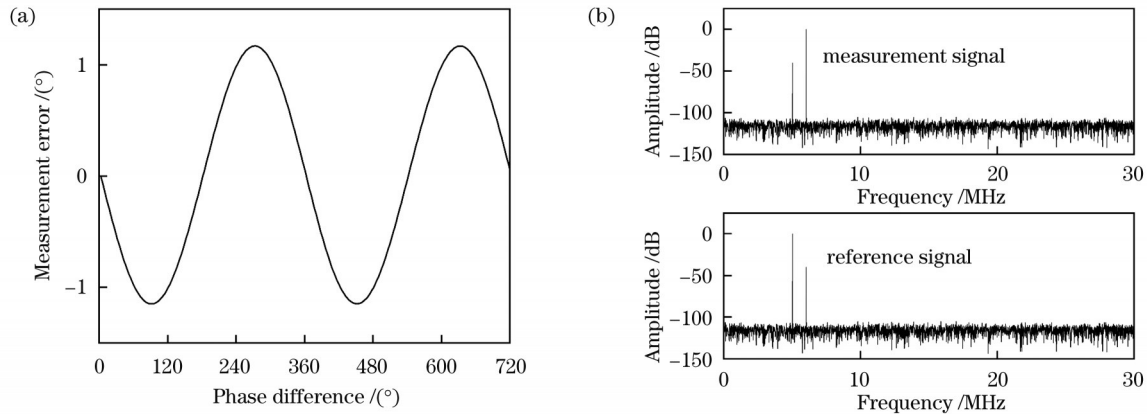


图 6 存在信号串扰时的测量误差及频谱。(a)测量误差;(b)频谱

Fig.6 Measurement error and spectra with crosstalk of signal. (a) Measurement error; (b) spectra

表 3 不同频率分量对应的幅值

Table 3 Amplitudes corresponding to different frequency components

Sampling channel	5 MHz signal component amplitude /dB	6 MHz signal component amplitude /dB
Sampling channel 1	-39.998	0
Sampling channel 2	0	-39.999

由表 3 中数据,计算得到的串扰系数 Γ_1 和 Γ_2 皆为 0.01。根据式 (21) 对信号进行补偿,得到的补偿后的

误差曲线和频谱如图 7 所示。

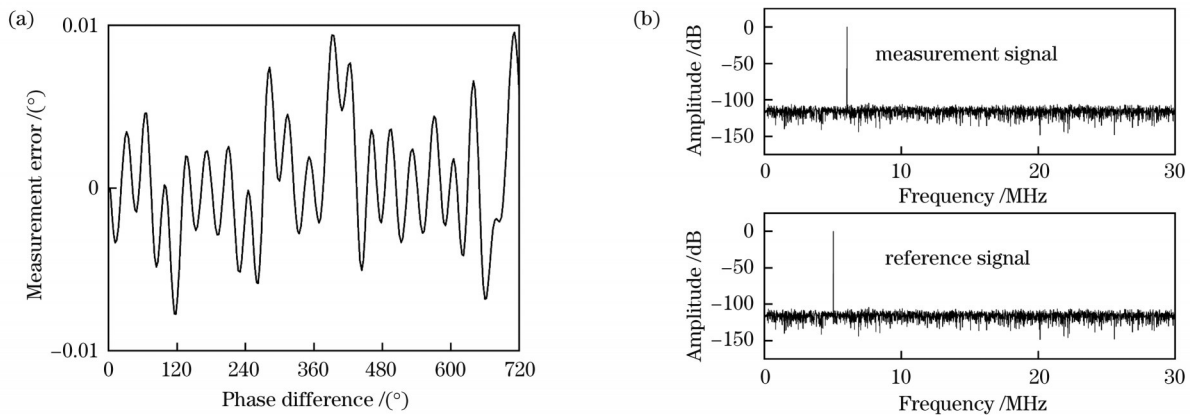


图 7 信号串扰补偿后的测量误差及频谱。(a)测量误差;(b)频谱

Fig.7 Measurement error and spectra after signal crosstalk compensation. (a) Measurement error; (b) spectra

在该仿真参数设置下,当存在采样信号串扰时,相位测量误差最大达 1.17° 。根据信号频谱计算得到串扰系数,并按上述方法进行补偿后,相位测量误差降到 0.01° 以内,证明所提补偿方法是有效的。

5 实验验证

5.1 模拟干涉信号相位测量的实验

在紧凑型 FPGA 开发平台上实现鉴相算法后,开展模拟干涉信号相位测量的实验,进一步验证所提出的补偿方法。如图 8 所示,该实验平台主要由信号发生器、Red Pitaya 板卡 and 上位机组成。信号发

生器的分辨率为 14 bit,采样率为 500 MSa/s,用于生成两路模拟的干涉信号。两路模拟干涉信号经 Red Pitaya 板卡采样后,实现了相位测量。相位测量结果被实时传输到上位机,并在上位机的软件界面显示。

信号的采样率和采样位数是信号处理中的重要参数,需根据测量精度要求,选择合适的硬件。Red Pitaya 板卡含有采样率达 125 MSa/s 的 14 位模数转换器,能够满足 5 MHz 信号的高精度相位测量需求,其结构如图 9 所示^[22],其中 RAM 为随机存取存储器,USB 为通用串行总线。

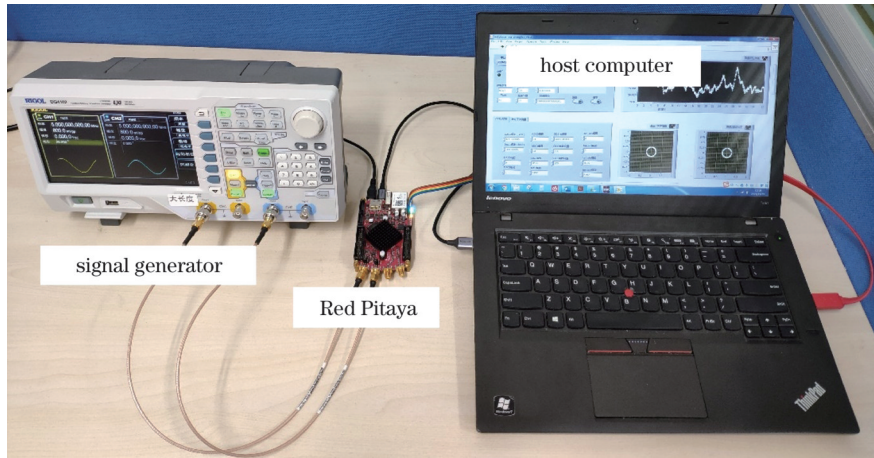


图 8 模拟干涉信号相位测量的实验装置

Fig. 8 Experimental device for measuring phase of analog interference signal

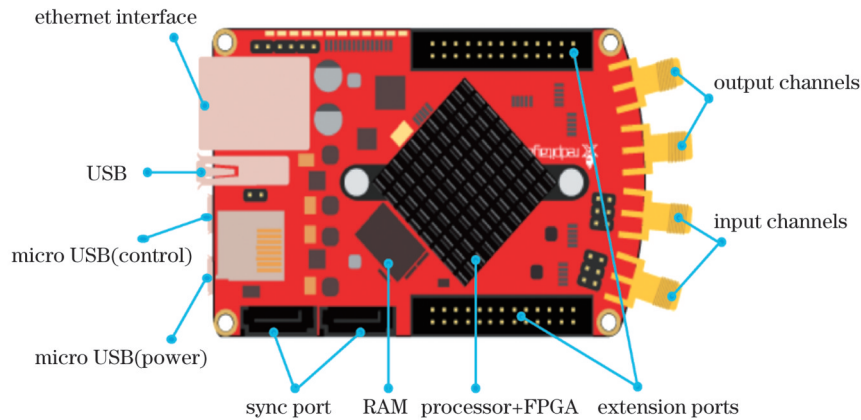


图 9 Red Pitaya 板卡示意图

Fig. 9 Schematic of Red Pitaya board

根据文献[23]的研究,反正切计算寄存器的长度和信号采样位数会影响相位测量精度。当反正切计算寄存器长度为 24 位,信号采样位数为 14 位,仿真得到的相位测量误差在 $\pm 0.004^\circ$ 左右。在理论分析后,对算法的实际测量能力进行测试。设置信号发生器输出初始相位为 0° 、频率为 5 MHz、幅值为 $0.5V_{pp}$ (V_{pp} 为电压峰峰值) 两路正弦信号,将其分别作为参考信号和测量信号,然后以 0.01° 为间隔改变测量信号的初始相位,在每次相位改变后取 20 个采样点,测量结果如图 10 所示。测量结果表明,信号处理算法能够分辨 0.01° 的相位变化。

为确定采样信号是否存在串扰及串扰系数的大小,首先对采样信号的频谱进行分析。设置信号发生器输出两路信号的频率分别为 4 MHz 和 5 MHz,幅值皆为 $0.5V_{pp}$,两个通道的采样率为 125 MSa/s,共采集 1024 个数据进行分析,采样信号的部分功率谱如图 11 所示。通过分析频谱可知,通道 1 采样信号中存在 5 MHz 的频率分量,通道 2 采样信号中存在 4 MHz 的频率分量,说明两个通道的采样信号存在串扰现象。除了串扰分量,采样频谱中也存在一些高频谐波分量,但是这些高频谐波分量会在信号处理的低通滤波环节

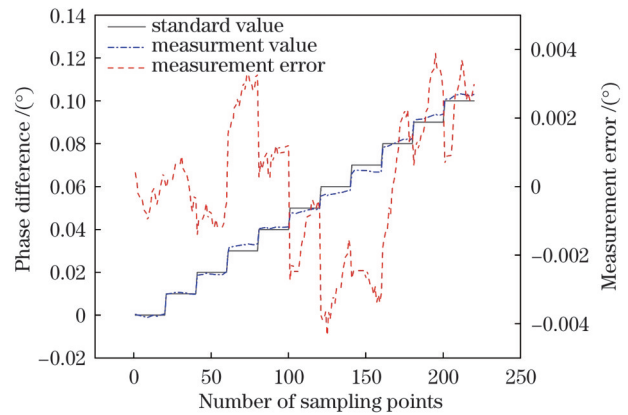


图 10 相位分辨率测试结果

Fig. 10 Results of phase resolution test

被滤除,不会对最终的鉴相结果造成显著影响。分析图 11 所示的频谱,得到计算串扰系数所需的相关参数,如表 4 所示。

由表 4 可得,通道 1 中 4 MHz 和 5 MHz 信号的功率分别为 0.259 mW 和 8.22×10^{-7} mW,通道 2 中 4 MHz 和 5 MHz 信号的功率分别为 7.77×10^{-7} mW 和 0.246 mW,则串扰系数 Γ_1 和 Γ_2 分别为

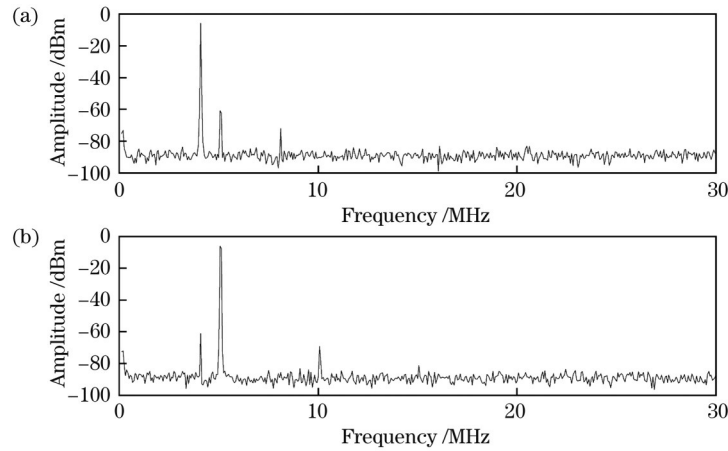


图 11 采样信号的频谱。(a)通道 1;(b)通道 2

Fig. 11 Spectra of sampled signals. (a) Channel 1; (b) channel 2

表 4 采样信号中不同频率分量的幅值

Table 4 Amplitudes of different frequency components in sampled signals

Sampling channel	4 MHz signal component amplitude /dBm	5 MHz signal component amplitude /dBm
Sampling channel 1	-5.863	-60.849
Sampling channel 2	-61.096	-6.091

$$\begin{cases} \Gamma_1 = \sqrt{\frac{7.77 \times 10^{-7}}{0.259}} = 0.0017 \\ \Gamma_2 = \sqrt{\frac{8.22 \times 10^{-7}}{0.246}} = 0.0018 \end{cases} \quad (23)$$

在相位测量实验中,设置信号发生器输出两路信号分别作为参考信号和测量信号,两路信号的频率皆为 5 MHz,通过改变测量信号的初始相位来改变两路信号间的相位差,并以此作为标准值,判断相位测量精度。为验证信号幅值比对串扰误差的影响,实验中设置测量信号的幅值为 $0.5V_{pp}$,参考信号的幅值分别为 $0.5V_{pp}$ 、 $1.0V_{pp}$ 和 $1.5V_{pp}$,即幅值比 P 分别为 1、2 和 3。由于串扰信号的相位偏移难以直接获取,假设相位偏移为 0° ,此时实际测量误差和理论计算误差如图 12 所示。

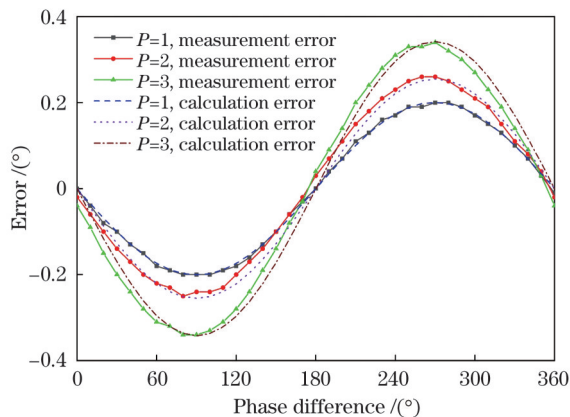


图 12 实际测量误差与理论误差对比 ($\varphi_{\text{offset}_m} = \varphi_{\text{offset}_r} = 0^\circ$)
Fig. 12 Comparison between actual measurement errors and theoretical errors ($\varphi_{\text{offset}_m} = \varphi_{\text{offset}_r} = 0^\circ$)

从图 12 可以看出,当两路信号幅值比越大时,实际测量误差越大,且在 $P=3$ 时有最大误差,为 0.34° 。但是测量误差曲线与计算误差曲线未完全吻合,两者间存在一定的偏移,说明串扰信号存在相位偏移。从 0° 开始逐步增大引入的相位偏移值,计算不同相位偏移下的理论误差,并与实际测量误差比较。当串扰信号的相位偏移为 $\varphi_{\text{offset}_m} = \varphi_{\text{offset}_r} = 7^\circ$ 时,测量误差曲线与理论计算误差曲线基本吻合,如图 13 所示。

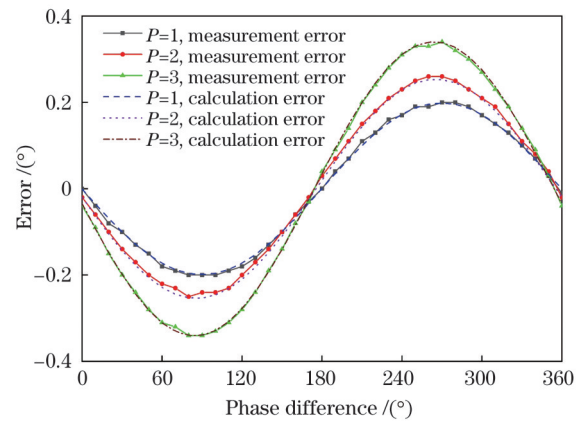


图 13 实际测量误差与理论误差对比 ($\varphi_{\text{offset}_m} = \varphi_{\text{offset}_r} = 7^\circ$)
Fig. 13 Comparison between actual measurement errors and theoretical errors ($\varphi_{\text{offset}_m} = \varphi_{\text{offset}_r} = 7^\circ$)

在实际补偿过程中,采样信号频率为 5 MHz,信号采样率为 125 MHz,则延迟一个时钟周期对应的相位偏移为 14.4° ,该时钟周期前后两个采样点的平均值对应的相位偏移约为 7.2° ,取该平均值代入式 (21) 进行补偿。串扰分量补偿后的测量误差如图 14 所示。补偿后的测量误差从最大 0.34° 下降到 0.01° ,

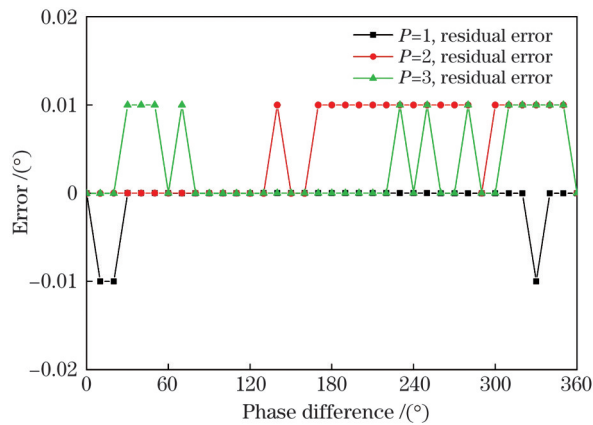


图 14 信号串扰补偿后的误差

Fig. 14 Errors after signal crosstalk compensation

信号串扰误差基本被消除,证明提出的补偿方法有效。

5.2 外差干涉测量比对实验

为验证上述信号串扰补偿后外差干涉信号处理系统的实际测量能力,本文基于窄线宽 Nd:YAG 激光器搭建了 532 nm 外差激光干涉仪进行位移比对实验,如图 15 所示,该系统包含外差激光输出部分和干涉测量

部分。在外差激光输出部分中,采用的 Nd:YAG 激光器能够同时输出 1064 nm 的基频光和 532 nm 的倍频光,本文仅采用 532 nm 激光进行测量,输出功率最大为 20 mW。光束输出后,首先通过透镜组进行缩束以满足声光调制器通光孔径的要求,最大化利用测量光强;然后,该光束被分束器(BS1)分为两部分,分别入射到两个移频频率分别为 95 MHz 和 100 MHz 的声光调制器中对激光进行移频,再通过光束耦合器耦合入保偏光纤中进行传输。

在干涉测量部分中,通过光束准直器对两束激光进行准直输出后,采用二分之一波片(HWP)和偏振片(P)对激光的偏振态进行调节,使其分别为 p 偏振光和 s 偏振光。然后两束激光通过分束器 BS2 进行合束并被分成两部分:一部分直接入射到光电探测器 PD1 中作为参考信号;另一部分入射到偏振光路中进行干涉测量。对于偏振分束器 PBS 分光后的两束激光,采用四分之一波片(QWP)调整偏振态,光束经固定位置的参考镜 M7 和固定在压电导轨上的测量镜 M8 反射后在偏振分束器处重新合束,经过偏振片 P4 后产生干涉信号,该信号包含位移信息,作为测量信号被光电探测器 PD2 探测。

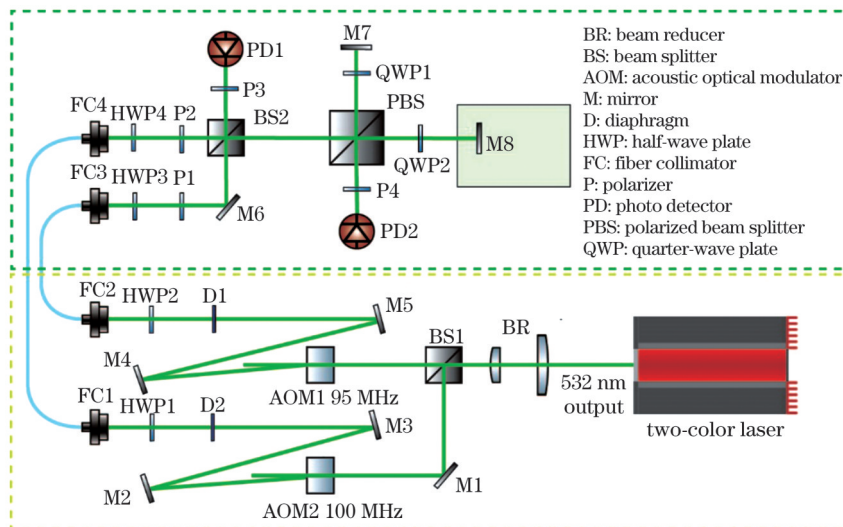


图 15 外差干涉测量系统的光路图

Fig. 15 Optical path diagram of heterodyne interferometry system

系统实物图如图 16 所示,使用的压电导轨行程为 250 μm ,闭环精度为 $\pm 1 \text{ nm}$;使用的光电探测器的波长响应范围为 200~1100 nm,带宽为 0~150 MHz。实验过程中对环境参数进行测量以计算空气折射率,对测量结果进行补偿。使用的环境采集装置中的传感器的温度测量精度为 $\pm 0.1 \text{ }^\circ\text{C}$,湿度测量精度为 $\pm 3\%$,气压测量精度为 20 Pa。温度、湿度和气压的测量值分别为 20.43 $^\circ\text{C}$ 、51.81% 和 1015.06 hPa。信号处理系统的采样率为 125 MSa/s,测量镜静止时采样信号频率为 5 MHz。为提高采样信号的质量,

对光束的重合程度和偏振片角度等进行仔细调节,以增强干涉信号强度,并滤除干涉信号中的直流分量。

实验中压电导轨的位移分别为 50、100、150、200、250 μm ,不同位移距离下的测量误差如图 17 所示。不同位移距离下的测量误差分别为 2.4、1.0、-4.5、-3.3、4.4 nm,测量标准差为 3.4 nm。由于实际测量中存在非线性误差,其幅值可达几个纳米^[24],该测量误差在理论预期内,验证了该外差干涉信号处理系统能够满足实际应用场合的测量要求。

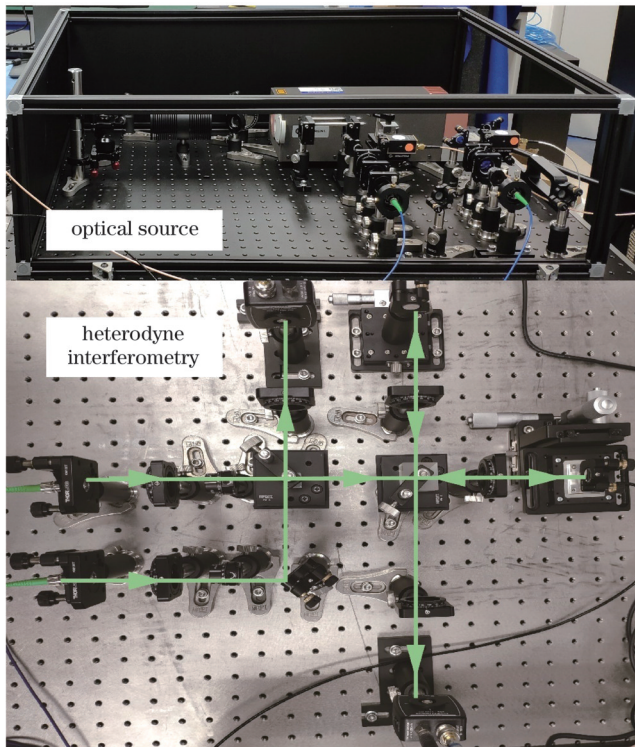


图 16 外差干涉测量系统的实物图

Fig. 16 Physical map of heterodyne interferometry system

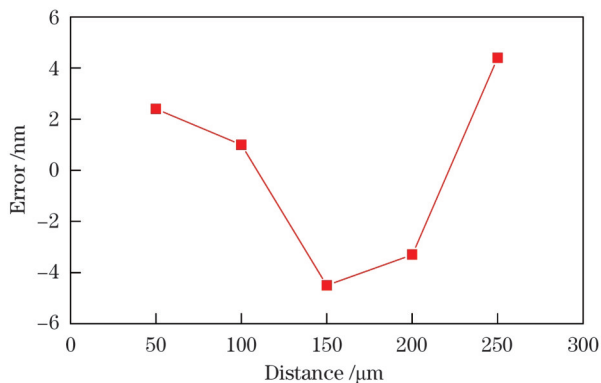


图 17 位移测量误差

Fig. 17 Errors of displacement measurement

6 结 论

外差干涉仪是精密测量领域中广泛使用的高精度仪器,采样信号串扰现象对其测量精度有不可忽视的影响。推导了采样信号串扰现象对外差干涉相位测量中基于锁相放大的正交鉴相法的测量精度的影响,提出了一种简单易行的补偿方法。通过仿真分析了不同参数下的串扰误差大小,并验证了补偿方法的有效性。最后开展了模拟干涉信号相位测量实验和实际的外差干涉位移测量实验,实验结果表明:针对不同幅值比的输入信号,未进行串扰补偿时的串扰误差与理论计算结果吻合,补偿后的相位测量误差在 0.01° 以内,验证了所提出的补偿方法有效;250 μm 位移范围内测量的误差在 $\pm 5 \text{ nm}$ 以内,标准差为 3.4 nm,证明了信号处

理系统能够满足实际应用场合中的外差干涉测量需求。所提出的补偿方法不仅适用于外差干涉仪的信号处理补偿,对于其他存在采样信号串扰的应用场景也具有积极的参考价值。

参 考 文 献

- [1] 谈宜东, 徐欣, 张书练. 激光干涉精密测量与应用[J]. 中国激光, 2021, 48(15): 1504001.
Tan Y D, Xu X, Zhang S L. Precision measurement and applications of laser interferometry[J]. Chinese Journal of Lasers, 2021, 48(15): 1504001.
- [2] 王越, 胡鹏程, 付海金, 等. 外差激光干涉仪周期非线性误差形成机理与补偿方法[J]. 哈尔滨工业大学学报, 2020, 52(6): 126-133.
Wang Y, Hu P C, Fu H J, et al. Periodic nonlinear error and its compensation method in heterodyne laser interferometer[J]. Journal of Harbin Institute of Technology, 2020, 52(6): 126-133.
- [3] 侯文玫, 张运波, 乐燕芬, 等. 外差激光干涉测长非线性误差的消除[J]. 中国激光, 2012, 39(9): 0908006.
Hou W M, Zhang Y B, Le Y F, et al. Elimination of the nonlinearity of heterodyne displacement interferometers[J]. Chinese Journal of Lasers, 2012, 39(9): 0908006.
- [4] 王冬, 崔建军, 张福民, 等. 用于微位移测量的迈克尔逊激光干涉仪综述[J]. 计量学报, 2021, 42(1): 1-8.
Wang D, Cui J J, Zhang F M, et al. Review of Michelson laser interferometer for micro displacement measurement[J]. Acta Metrologica Sinica, 2021, 42(1): 1-8.
- [5] 所睿, 范志军, 李岩, 等. 双频激光干涉仪技术现状与发展[J]. 激光与红外, 2004, 34(4): 251-253.
Suo R, Fan Z J, Li Y, et al. Dual-frequency laser interferometer present state and development[J]. Laser & Infrared, 2004, 34(4): 251-253.
- [6] Manske E, Füßl R, Mastlyo R, et al. Ongoing trends in precision metrology, particularly in nanopositioning and nanomeasuring technology[J]. Tm-Technisches Messen, 2015, 82(7/8): 359-366.
- [7] 贺寅竹, 赵世杰, 尉昊赞, 等. 跨尺度亚纳米分辨的可溯源外差干涉仪[J]. 物理学报, 2017, 66(6): 060601.
He Y Z, Zhao S J, Wei H Y, et al. Traceable trans-scale heterodyne interferometer with subnanometer resolution[J]. Acta Physica Sinica, 2017, 66(6): 060601.
- [8] Fu H J, Wu G L, Hu P C, et al. Highly thermal-stable heterodyne interferometer with minimized periodic nonlinearity[J]. Applied Optics, 2018, 57(6): 1463-1467.
- [9] Joo K N, Ellis J D, Spronck J W, et al. Simple heterodyne laser interferometer with subnanometer periodic errors[J]. Optics Letters, 2009, 34(3): 386-388.
- [10] 张博, 严利平, 刁晓飞. 波片阵列对准误差对激光干涉非线性误差的影响[J]. 中国激光, 2022(9): 0904003.
Zhang B, Yan L P, Diao X F. Effect of alignment error of wave plate array on nonlinear error of laser interference[J]. Chinese Journal of Lasers, 2022(9): 0904003.
- [11] 池峰, 朱煜, 张志平, 等. 双频激光干涉测量中的环境补偿技术[J]. 中国激光, 2014, 41(4): 0408004.
Chi F, Zhu Y, Zhang Z P, et al. Environment compensation technologies in dual-frequency laser interferometer measurement system[J]. Chinese Journal of Lasers, 2014, 41(4): 0408004.
- [12] Shore P, Morantz P. Ultra-precision: enabling our future[J]. Philosophical Transactions. Series A, Mathematical, Physical, and Engineering Sciences, 2012, 370(1973): 3993-4014.
- [13] 张志平, 杨晓峰. 激光外差干涉技术在光刻机中的应用[J]. 激光与光电子学进展, 2022, 59(9): 0922017.
Zhang Z P, Yang X F. Application of laser heterodyne interference technology in lithography[J]. Laser & Optoelectronics Progress, 2022, 59(9): 0922017.
- [14] Schuldt T, Gohlke M, Weise D, et al. Picometer and nanoradian optical heterodyne interferometry for translation and tilt metrology

- of the LISA gravitational reference sensor[J]. *Classical and Quantum Gravity*, 2009, 26(8): 085008.
- [15] 张恩政, 郝群, 杨晔, 等. 基于脉冲计数的零相位差跳变补偿外差干涉信号处理方法[J]. *光学学报*, 2015, 35(5): 0512004.
- Zhang E Z, Hao Q, Yang Y, et al. Laser heterodyne interferometric signal processing method with compensation at unstable zero phase difference based on pulse counting[J]. *Acta Optica Sinica*, 2015, 35(5): 0512004.
- [16] McRae T G, Hsu M T L, Freund C H, et al. Linearization and minimization of cyclic error with heterodyne laser interferometry[J]. *Optics Letters*, 2012, 37(13): 2448-2450.
- [17] Köchert P, Flügge J, Weichert C, et al. Phase measurement of various commercial heterodyne He-Ne-laser interferometers with stability in the picometer regime[J]. *Measurement Science and Technology*, 2012, 23(7): 074005.
- [18] Yokoyama S, Hori Y, Yokoyama T, et al. A heterodyne interferometer constructed in an integrated optics and its metrological evaluation of a picometre-order periodic error[J]. *Precision Engineering*, 2018, 54: 206-211.
- [19] 蔡海蛟. 皮米分辨率双频激光干涉仪相位细分技术研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2015.
- Cai H J. Research on picometer resolution phase subdivision for heterodyne laser interference signals[D]. Harbin: Harbin Institute of Technology, 2015.
- [20] 甄国涌, 王晓丽, 李辉景. 提高多通道数据采集系统采集精度的新方法[J]. *电子器件*, 2017, 40(6): 1478-1482.
- Zhen G Y, Wang X L, Li H J. An original method to improve the acquisition precision of multi-channel data acquisition system[J]. *Chinese Journal of Electron Devices*, 2017, 40(6): 1478-1482.
- [21] 金革. 多通道系统中的信号串扰现象[J]. *电子测量技术*, 1999, 22(1): 1-3.
- Jim G. The crosstalk in multi-channel system[J]. *Electronic Measurement Technology*, 1999, 22(1): 1-3.
- [22] 李英祥, 胡志恒, 任德昊. 火龙果实战指南: 搭建基于 Zynq 处理器的测量仪器与创新实践平台[M]. 北京: 清华大学出版社, 2019.
- Li Y X, Hu Z H, Ren D H. Red pitaya practical guide: the design of measuring instrument and innovative practice platform based on Zynq processor[M]. Beijing: Tsinghua University Press, 2019.
- [23] Hausotte T, Perle B, Gerhardt U, et al. Interference signal demodulation for nanopositioning and nanomeasuring machines[J]. *Measurement Science and Technology*, 2012, 23(7): 074004.
- [24] 乐燕芬, 句爱松. 外差激光干涉仪非线性误差分析及测量[J]. *激光与光电子学进展*, 2016, 53(5): 051203.
- Le Y F, Ju A S. Analysis and measurement of the nonlinear errors in heterodyne interferometers[J]. *Laser & Optoelectronics Progress*, 2016, 53(5): 051203.

Study on Signal Crosstalk Error and its Compensation Method in Phase Measurement for Heterodyne Interferometry

Yang Weilei^{1,2}, Liu Yang^{2*}, He Mingzhao², Miao Dongjing², Chen Benyong¹, Xie Zhiqi^{2,3},
Li Jianshuang²

¹Laboratory of Nanometer Measurement Technology, Zhejiang Sci-Tech University, Hangzhou 310018, Zhejiang, China;

²National Institute of Metrology, Beijing 100029, China;

³College of Metrology & Measurement Engineering, China Jiliang University, Hangzhou 310018, Zhejiang, China

Abstract

Objective Heterodyne laser interferometers have been widely utilized in the field of precision measurement owing to their wide measurement range, high measurement accuracy, and robust measurement ability. With the development of high-precision science and technology, higher requirements have been proposed for the measurement accuracy of heterodyne laser interferometers, which is significantly affected by the phase measurement accuracy of the interference signal. In multichannel signal acquisition and processing, the crosstalk error between sampled signals is a familiar error source. In this study, the problem of signal crosstalk in interference signal processing is investigated, and a signal crosstalk error model is established. Accordingly, a pre-compensation method based on spectrum analysis is proposed to eliminate signal crosstalk errors and improve the phase measurement accuracy of the interference signal.

Methods The signal crosstalk error was systematically examined through theoretical derivation, simulation analysis, and experimental verification to solve the problem of crosstalk between two sampled signals in heterodyne interferometry. First, a mathematical model of the signal crosstalk error was deduced, and a pre-compensation method based on spectrum analysis was proposed. Then, the influence of the crosstalk coefficient, signal amplitude ratio, and crosstalk signal phase offset on the signal crosstalk error was analyzed via simulation, and the crosstalk compensation method was verified. After the initial verification of the error model and compensation method through simulation, the signal processing algorithm was implemented based on the Red Pitaya FPGA board, and further verification was performed through a phase measurement experiment. The experimental results show that the actual measurement error is consistent with the theoretical calculation error and that the crosstalk compensation method can effectively eliminate the signal crosstalk error. Finally, a heterodyne interferometric measurement system was built to verify that the proposed signal processing system can meet the measurement requirements of practical applications.

Results and Discussions This study deduces a mathematical model of the signal crosstalk error and proposes a pre-compensation method based on spectrum analysis. Then, the analysis and verification are conducted through simulations and experiments. According to the derived mathematical model of the signal crosstalk error, the crosstalk coefficient, signal amplitude ratio, and crosstalk signal phase offset affect the magnitude of the crosstalk error. The influence of these three factors on the signal crosstalk error is analyzed via simulation. The crosstalk coefficient and signal amplitude ratio significantly impact the size of the signal crosstalk error (Figs. 3 and 4), and the phase offset of the crosstalk signal affects the size of the crosstalk signal error and the location of the extreme value distribution simultaneously (Fig. 5). After the simulation analysis, the signal processing algorithm is implemented based on the Red Pitaya board, and a phase measurement experiment is performed (Fig. 8). When the amplitude ratios of the two input signals are 1, 2, and 3, the actual measurement and theoretical calculation errors are consistent (Fig. 13). After compensating for the signal crosstalk error, the maximum measurement error drops from 0.34° to 0.01° (Fig. 14). A phase measurement experiment verifies the correctness and effectiveness of the signal crosstalk error model and compensation method. Finally, a heterodyne interferometric measurement system is built to test the performance of the algorithm (Fig. 16). In the range of $250\ \mu\text{m}$, the measurement error is less than 5 nm (Fig. 17), indicating that the signal processing algorithm can meet the needs of actual measurements.

Conclusions Phase measurement accuracy is essential for accurate heterodyne laser interferometer measurements, and the signal crosstalk error is a common source in multichannel signal sampling processing. This study deduces the signal crosstalk error model and proposes a pre-compensation method based on spectrum analysis to solve the problem of crosstalk between the reference signal and measurement signal in heterodyne interferometry. The influence of the crosstalk coefficient, signal amplitude ratio, and crosstalk signal phase offset on the signal crosstalk error is analyzed via simulation. When both crosstalk coefficients are 0.01, the signal amplitude ratio is 10, and the phase offset of the crosstalk signal is 0, the maximum crosstalk error of the signal can reach 5.78° , which needs to be effectively compensated. In the phase measurement experiment, when the amplitude ratios of the two signals are 1, 2, and 3, the actual measurement error is the same as the theoretical calculation error, proving that the signal crosstalk error model is correct. After the signal crosstalk error compensation, the measurement error drops from the maximum of 0.34° to 0.01° , proving that the crosstalk error compensation method is effective. In summary, this study systematically analyzes the signal crosstalk error. The proposed compensation method can effectively eliminate the signal crosstalk error and improve the phase-measurement accuracy of the heterodyne interference signal.

Key words measurement; heterodyne interference; quadrature phase detection; signal crosstalk; spectrum analysis; displacement measurement