

# 消除光强调制影响的双波长正弦相位调制干涉仪

王渤帆<sup>1,2</sup> 李中梁<sup>1</sup> 王向朝<sup>1\*</sup> 步扬<sup>1</sup>

(<sup>1</sup>中国科学院上海光学精密机械研究所信息光学与光电技术实验室, 上海 201800)  
<sup>2</sup>中国科学院研究生院, 北京 100049

**摘要** 在双波长半导体激光(LD)正弦相位调制(SPM)干涉仪中,通过注入电流调制 LD 波长的同时,光源的输出光强也被调制,影响了测量精度。提出了一种新的双波长 LD SPM 干涉仪,通过对干涉信号进行处理,得到与干涉信号相位相关的线性方程组,利用该方程组精确计算相位,消除了光源光强调制的影响,使测量误差由 6  $\mu\text{m}$  减小至 1  $\mu\text{m}$ ,并利用该干涉仪与波长扫描技术相结合实现了绝对距离的测量,当待测距离为 60~280 mm 时,测量结果的重复性为 1  $\mu\text{m}$ 。

**关键词** 测量;半导体激光器;双波长干涉仪;正弦相位调制;光强调制

中图分类号 TH744.3 文献标识码 A doi: 10.3788/CJL201138.1008001

## Two-Wavelength Sinusoidal Phase-Modulating Interferometer Insensitive to Intensity Modulation

Wang Bofan<sup>1,2</sup> Li Zhongliang<sup>1</sup> Wang Xiangzhao<sup>1</sup> Bu Yang<sup>1</sup>

(<sup>1</sup>Laboratory of Information Optics and Opto-Electronic Technology, Shanghai Institute of Optics and Fine Mechanics, Chinese Academy of Sciences, Shanghai 201800, China)  
<sup>2</sup>Graduate University of the Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049, China

**Abstract** In a two-wavelength laser-diode (LD) sinusoidal phase modulating (SPM) interferometer, wavelength of LD is modulated by variation of its injection current (IC). However, the IC modulation results in both wavelength modulation and intensity modulation, which will cause a measurement error. A novel two-wavelength LD SPM interferometer is proposed. In order to eliminate the error caused by intensity modulation, phase of interference signal is calculated accurately by solving linear equations obtained with the interference signal processing. With the proposed method, measurement error decreases from 6 to 1  $\mu\text{m}$ . Moreover, the proposed interferometer is combined with linear wavelength scanning interferometer (WSI) for absolute distance measurement. Experimental result indicates that an absolute distance measurement repeatability of 1  $\mu\text{m}$  can be achieved over a range of 60 to 280 mm.

**Key words** measurement; laser diode; two-wavelength interferometer; sinusoidal phase modulating; intensity modulation

**OCIS codes** 120.3180; 070.6020; 350.2460

## 1 引言

高精度非接触式的距离测量被广泛地应用于众多领域。目前已经有许多干涉测量方法被用于距离的测量<sup>[1~3]</sup>。正弦相位调制干涉测量技术具有精度

高、系统简易等优点,被广泛用于振动和距离测量<sup>[4,5]</sup>。单波长正弦相位调制干涉仪测量范围小,当测量范围超过一个波长时,就会导致相位模糊。为了消除相位模糊,扩大测量范围, O. Sasaki 等<sup>[6]</sup>

收稿日期: 2011-05-30; 收到修改稿日期: 2011-06-22

基金项目: 国家自然科学基金重点项目(60938003)资助课题。

作者简介: 王渤帆(1985—),男,博士研究生,主要从事高精度位移与距离测量、光电信号处理等方面的研究。

E-mail: siom\_wbf@163.com

导师简介: 王向朝(1957—),男,研究员,博士生导师,主要从事信息光电子技术方面的研究。

E-mail: wxz26267@siom.ac.cn(通信联系人)

提出了双波长正弦相位调制干涉仪,双波长  $\lambda_1, \lambda_2$  形成合成波长  $\lambda_s$ ,该干涉仪可以消除由于单波长的限制所造成的相位模糊<sup>[7]</sup>。在文献[6]中,O. Sasaki 等利用两个不同频率的正弦信号分别对两个半导体激光器(LD)的注入电流进行调制,并采用文献[4]的方法分别求得了两个干涉信号的相位,利用相位差求得待测距离。但这种方法的测量精度较低,只有约  $\lambda_s/25$ ,这是因为在注入电流调制 LD 波长的同时,LD 的输出光强也受到了调制,改变了干涉信号的频谱分布,降低了测量精度。目前已有一些消除光强调制影响的方法<sup>[8~11]</sup>,文献[8,10,11]的方法只适用于消除单波长正弦相位调制干涉仪中光强调制的影响。文献[9]通过光热调制的方法抑制了 LD 正弦相位调制干涉仪中的光强调制,但是这种方法在双波长正弦相位调制的过程中,需要用到 4 个 LD,而且只能在一定幅值范围内消除光强调制的影响。如果采用两个不同的偏振态的光使两个干涉信号分离,再采用文献[8]的方法消除光强调制的影响,则需要用到保偏光纤和偏振分光镜等额外的光学元件,这必将导致测量系统的复杂化。

本文提出了一种新的双波长 LD 正弦相位调制

干涉仪,利用干涉信号得到了与相位正余弦相关的线性方程组,并通过数据处理精确计算干涉信号的相位,消除了光源光强调制的影响,提高了测量精度。将所提出的双波长正弦相位调制 LD 干涉仪与线性调频波长扫描技术<sup>[12]</sup>结合实现了大范围的绝对距离测量。

## 2 原 理

图 1 为双波长正弦相位调制 LD 干涉仪示意图。该干涉仪采用两个带有温度控制器(TC)的 LD 作为光源。两个 LD 发出的光经过耦合器 1、隔离器和耦合器 2 后进入全光纤菲索干涉仪(如图 1 虚线框内所示)。由耦合器 3 出射的光经过准直器 1 后入射到待测物体表面。其中由准直器 1 端面反射的光为参考光,由物体表面反射的光为物光。参考光与物光产生的干涉信号经过耦合器 3 后,由光电探测器 1(PD1)检测,其中准直器上固定有压电陶瓷(PZT),用于测定相关参数。此外,光路加入了由耦合器 4、准直器 2、参考反射镜和光电探测器 2(PD2)组成的参考干涉仪,用于补偿由光源的波长漂移引起的测量误差。

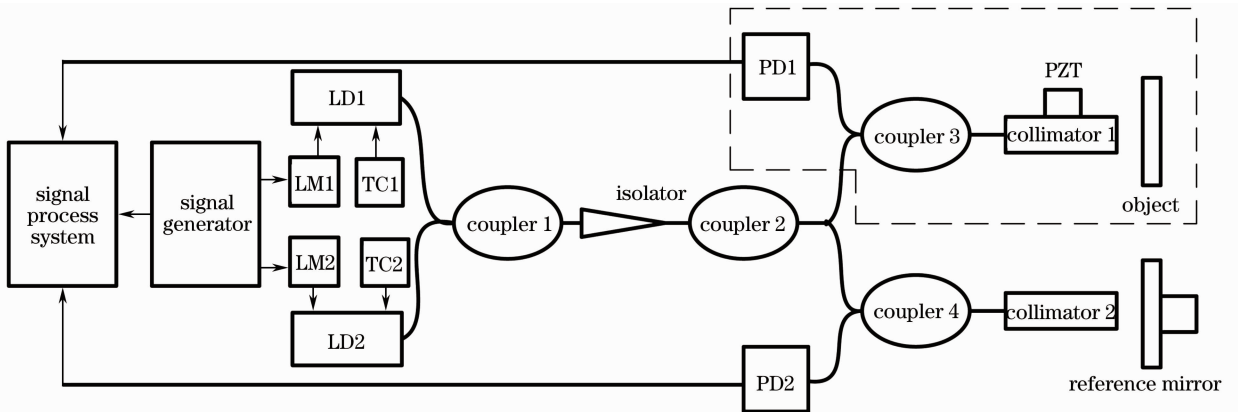


图 1 双波长正弦相位调制 LD 干涉仪示意图

Fig. 1 Schematic diagram of two-wavelength LD sinusoidal phase-modulating interferometer

用三角波对 LD1 的注入电流进行调制以实现波长扫描,设定 LD2 的注入电流为直流。此时,光电探测器只能探测到一个时变的干涉信号,这个干涉信号是由 LD1 出射的光引起的。利用采集到的线性调频干涉信号可以确定待测距离的粗测值<sup>[12]</sup>。这一粗测值将被用于下一步的测量过程。

利用正弦波调制两个 LD 的注入电流,半导体激光器的直流偏置为  $I_{0i}$ ,正弦调制电流为  $I_{mi}(t) = a_i \cos \omega_i t (i = 1, 2)$ ,其中  $\omega_i$  为调制电流频率, $I_{mi}(t)$  由半导体激光调制器(LM)的信号发生器产生。该

调制器可以将注入电压转换为 LD 的调制电流。由光电探测器探测到的干涉信号  $S(t)$  和 LD 注入电流的调制信号  $V_i(t) = A_i \cos \omega_i t$  被一起送入信号处理系统计算待测相位。

在通过注入电流调制 LD 波长的同时,光源的输出光强也被调制,这两种调制可以表达为

$$\begin{aligned} \lambda_i(t) &= \lambda_{0i} + \beta_{0i} I_{mi}(t), \\ g_i(t) &= \beta'_i [I_{0i} + I_{mi}(t)], \quad i = 1, 2 \end{aligned} \quad (1)$$

式中  $\lambda_{0i} (i = 1, 2)$  分别为两个 LD 的中心波长, $\beta_{0i}$  为 LD 的波长调制系数, $\beta'_i$  为 LD 的光强调制系数,由

光电探测器探测到的干涉信号可以表示为

$$\begin{aligned}
 S(t) &= S_1(t) + S_2(t) = \\
 &g_1(t)[S_{01} + S_{11} \cos(z_1 \cos \omega_1 t + \alpha_1)] + \\
 &g_2(t)[S_{02} + S_{12} \cos(z_2 \cos \omega_2 t + \alpha_2)] = \\
 &\beta'_1 [I_{01} + I_{m1}(t)][S_{01} + S_{11} \cos(z_1 \cos \omega_1 t + \alpha_1)] + \\
 &\beta'_2 [I_{02} + I_{m2}(t)][S_{02} + S_{12} \cos(z_2 \cos \omega_2 t + \alpha_2)] = \\
 &S_1(1 + \beta_1 \cos \omega_1 t)[S_{01} + S_{11} \cos(z_1 \cos \omega_1 t + \alpha_1)] + \\
 &S_2(1 + \beta_2 \cos \omega_2 t)[S_{02} + S_{12} \cos(z_2 \cos \omega_2 t + \alpha_2)], \quad (2)
 \end{aligned}$$

式中  $S_i = \beta'_i I_{0i}$  ( $i = 1, 2$ ) 是 LD<sub>*i*</sub> 输出光强的直流部分;  $\beta_i = a_i / I_{0i}$  为注入电流交流成分  $I_{mi}(t)$  的幅值与直流成分  $I_{0i}$  的比值;  $S_i(1 + \beta_i \cos \omega_i t)$  代表了 LD<sub>*i*</sub> 的光强调制部分;  $S_{0i}$  和  $S_{1i}$  分别为不考虑光强调制时干涉信号项  $S_i(t)$  的直流成分和交流成分;  $z_i = 4\pi a_i \beta_{0i} l / \lambda_{0i}^2$  为正弦相位调制深度;  $\alpha_i = (4\pi / \lambda_{0i}) l$  为由光程差  $2l$  所决定的相位。

将(2)式展开可以得到

$$\begin{aligned}
 S(t) &= \sum_{i=1}^2 S_i(1 + \beta_i \cos \omega_i t)[S_{0i} + S_{1i} \times \\
 &\cos(z_i \cos \omega_i t + \alpha_i)] = \sum_{i=1}^2 S_i(1 + \beta_i \cos \omega_i t) \times \\
 &\{S_{0i} + S_{1i} \cos \alpha_i [J_0(z_i) - 2J_2(z_i) \cos 2\omega_i t + \dots] - \\
 &S_{1i} \sin \alpha_i [2J_1(z_i) \cos \omega_i t - 2J_3(z_i) \cos 3\omega_i t + \dots]\}, \quad (3)
 \end{aligned}$$

式中  $J_n(z_i)$  为  $n$  阶贝塞尔函数。

图 2 为信号处理系统示意图。干涉信号  $S(t)$ 、由信号发生器产生的归一化的调制电流信号  $\cos \omega_1 t$  及其二倍频(2FT)信号  $\cos 2\omega_1 t$  被送入由乘法器(MUL)和低通滤波器(LPF)所组成的分析电路中,其中低通滤波器的截止频率为调制频率的 1/10。从低通滤波器输出的信号  $P_{1i}$  和  $P_{2i}$  ( $i=1, 2$ ) 分别为

$$\begin{aligned}
 P_{1i} &= \text{DC}[S(t) \cos \omega_i t] = \frac{1}{2} \beta_i \{S_i S_{0i} + S_i S_{1i} \times \\
 &[J_0(z_i) - J_2(z_i)] \cos \alpha_i\} - S_i S_{1i} J_1(z_i) \sin \alpha_i, \quad (4)
 \end{aligned}$$

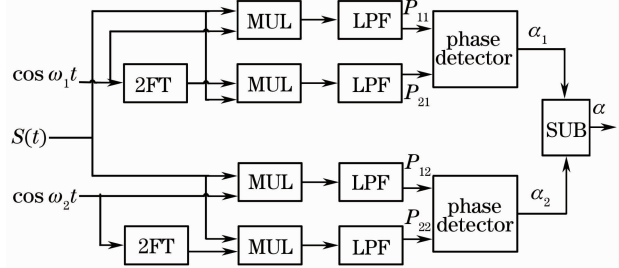


图 2 信号处理系统示意图

Fig. 2 Schematic diagram of signal process system

$$\begin{aligned}
 P_{2i} &= \text{DC}[S(t) \cos 2\omega_i t] = -\frac{1}{2} \beta_i S_i S_{1i} \times \\
 &[J_1(z_i) - J_3(z_i)] \sin \alpha_i - S_i S_{1i} J_2(z_i) \cos \alpha_i. \quad (5)
 \end{aligned}$$

为了使从低通滤波器输出的信号满足(4)和(5)式,必须合理地选择调制电流的频率,以保证两个干涉信号频谱的基频与二倍频分量之间不发生重叠。

理论上两个调制频率必须满足:  $\omega_2 > \omega_1$ ,  $\omega_2 \neq \frac{n}{2} \omega_1$ 。

(4)和(5)式可以看作是关于  $\cos \alpha_i$  和  $\sin \alpha_i$  的线性方程组,对方程组中的参数进行变换,令

$$\begin{cases} A_{1i} = \frac{1}{S_i S_{1i}} \left( P_{1i} - \frac{1}{2} \beta_i S_i S_{0i} \right) \\ A_{2i} = \frac{1}{S_i S_{1i}} P_{2i} \end{cases}, \quad (6)$$

$$\begin{cases} K_{1i} = \frac{1}{2} \beta_i [J_0(z_i) - J_2(z_i)] \\ K_{2i} = -J_1(z_i) \\ K_{3i} = -J_2(z_i) \\ K_{4i} = -\frac{1}{2} \beta_i [J_1(z_i) - J_3(z_i)] \end{cases}, \quad (7)$$

(4)和(5)式可改写为

$$\begin{cases} A_{1i} = K_{1i} \cos \alpha_i + K_{2i} \sin \alpha_i \\ A_{2i} = K_{3i} \cos \alpha_i + K_{4i} \sin \alpha_i \end{cases}, \quad (8)$$

则  $\cos \alpha_i$  和  $\sin \alpha_i$  的表达式为

$$\begin{cases} \cos \alpha_i = \frac{K_{2i} A_{2i} - K_{4i} A_{1i}}{K_{3i} K_{2i} - K_{1i} K_{4i}} \\ \sin \alpha_i = \frac{K_{3i} A_{1i} - K_{1i} A_{2i}}{K_{3i} K_{2i} - K_{1i} K_{4i}} \end{cases}, \quad (9)$$

根据(9)式,可以求得干涉信号的相位  $\alpha_i$  以及相位差  $\alpha$ 。

(9)式中的参数  $K_{1i}$ ,  $K_{2i}$ ,  $K_{3i}$  和  $K_{4i}$  为与正弦相位调制深度  $z_i$  有关的参数,它们可以通过(7)式计算得到。根据公式  $z_i = 4\pi a_i \beta_{0i} l / \lambda_{0i}^2$  可以计算出干涉信号的正弦相位调制深度,其中激光器的调制电流幅值  $a_i$  为设定值,距离  $l$ ,则可利用粗测模块运行得到的距离粗测值  $l_c$  近似。

### 3 实验参数的确定

由(7)和(8)式可知,计算  $\sin \alpha_i$  和  $\cos \alpha_i$  的值需要确定  $\beta_i$ ,  $S_i S_{0i}$  和  $S_i S_{1i}$  的值。

LD<sub>*i*</sub> 输出光强交流分量幅值与直流分量的比值可以从准直器端面反射回来的光强信号中得出。在实验过程中,使其中一个激光器工作,用正弦信号调制 LD 的注入电流。在准直器与物体之间插入一个遮挡屏。此时由光电探测器探测到的信号是由 LD<sub>*i*</sub>

发射出并经过准直器端面反射后的光强信号。该光强信号可以表示为

$$I_{ri}(t) = \gamma S_i (1 + \beta_i \cos \omega_i t), \quad (10)$$

式中的  $\gamma$  为准直器端面的反射率, 利用  $I_{ri}(t)$  可以确定  $\gamma S_i$  和  $\beta_i$  的值。

$S_{0i}$  和  $S_{1i}$  分别为不考虑光强调制时, 干涉信号项  $S_i(t)$  的直流成分和交流成分, 它们的值与光纤准直器端面的透射率和待测物体表面的反射率有关, 而这些参数难以直接获得。

如图 1 所示, 将 PZT 固定在准直器上并使其振动, 打开其中一个 LD, 使注入电流保持为直流。此时, 由光电探测器探测到的干涉信号可以表示为

$$P'_i(t) = S_i S_{0i} + S_i S_{1i} \cos[\alpha_i(t) + \alpha_{0i}], \quad (11)$$

式中  $\alpha_{0i}$  是由初始光程差决定的相位,  $\alpha_i(t)$  是由 PZT 振动引起的相位变化。

通过调节加在 PZT 两端的正弦信号幅值, 可以使 PZT 的振动幅度固定在一个大于  $\lambda_{0i}/8$  而小于  $\lambda_{0i}/4$  的数值上。这个振动幅度的范围可以保证  $\alpha_i(t)$  的值达到  $\pm \pi/2$ , 因此表达式  $S_i S_{1i} J_1(z_i) \cos[\alpha_{0i} + \alpha_i(t)]$  可以达到峰峰值  $2S_i S_{1i} J_1(z_i)^{[13]}$ 。通过微调 PZT 驱动电压的直流偏置使得  $\alpha_{0i} = n\pi + \frac{1}{2}\pi$ , 此时, 由 PD 探测到的信号可以表示为

$$\begin{aligned} \tilde{P}'_i(t) &= S_i S_{0i} + S_i S_{1i} \cos\left[\alpha_i(t) + n\pi + \frac{1}{2}\pi\right] = \\ &= S_i S_{0i} + (-1)^{n-1} S_i S_{1i} \sin \alpha_i(t), \end{aligned} \quad (12)$$

式中, 信号的直流分量即为  $S_i S_{0i}$ , 信号交流分量的幅值即为  $S_i S_{1i}$ 。

## 4 计算机模拟

光源设定为中心波长分别为 1309 和 1311 nm 的两个 LD, 输出功率均为 10 mW。正弦相位调制深度与待测距离之间的比值为  $z/l = 4\pi\beta\alpha/\lambda^2 = 1/100 \text{ mm}^{-1}$ 。根据波长扫描干涉测量的实验结果, 三角波调制注入电流时所得的粗测值的误差  $\Delta l_c$  小于  $200 \mu\text{m}$ 。

图 3 为当距离粗测误差  $\Delta l_c$  小于  $200 \mu\text{m}$  时, 不同调制深度下干涉信号对应的单波长相位测量均方根(RMS)误差  $S_{\text{rms}}$ , 可知, 粗测误差  $\Delta l_c$  越大, 相位测量误差越大, 此外, 当调制深度  $z < 0.6$  或  $z > 3.2$ , 即待测距离的测量范围小于 60 mm 或大于 320 mm 时, 由粗测距离误差  $\Delta l_c$  引起的贝塞尔函数值的误差将无法忽略。另一方面, 如果待测距离太大, 整个测量装置将容易受到外界因素如空气扰动

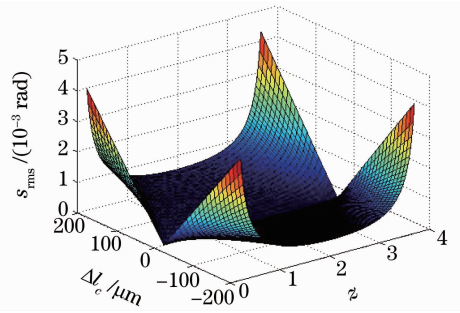


图 3 距离粗测误差  $\Delta l_c$  小于  $200 \mu\text{m}$  时, 不同正弦相位调制深度  $z$  下的相位测量  $S_{\text{rms}}$

Fig. 3  $S_{\text{rms}}$  of measured phase  $\Delta l_c$  with different SPM depth  $z$ , error of the estimate of measured distance is less than  $200 \mu\text{m}$

等影响而变得不稳定。在用三角波调制注入电流进行粗测的过程中, 粗测值的误差将变大, 引起调制深度误差变大, 从而影响最终的测量结果。

如图 4 所示, (a)~(d)分别为粗测距离误差  $\Delta l_c$  为 200, 100, -100 和 -200  $\mu\text{m}$  时, 干涉信号对应的单波长相位误差  $\Delta\varphi$  与调制深度  $z$  和实际待测相位之间的关系分布。正弦相位调制深度  $z \in (0.6, 3.2)$ , 对应的待测距离的测量范围为 60~320 mm。当距离粗测误差小于  $200 \mu\text{m}$  时, 干涉信号相位测量值的系统误差  $\Delta\varphi$  小于  $2.5 \times 10^{-3} \text{ rad}$ , 与合成波长对应的相位误差  $\Delta\varphi_c$  小于  $5.0 \times 10^{-3} \text{ rad}$ , 这一相位测量误差可以忽略。

## 5 实 验

图 1 所示的干涉仪的光源为两个带有温度控制器的 LD, 最大输出功率均为 10 mW。激光器的中心波长分别为 1311.722 和 1309.805 nm。干涉仪的合成波长  $\lambda_s$  为 896.244  $\mu\text{m}$ 。

### 5.1 参数测定

调整注入电流的幅值  $a_i$  以满足条件:  $4\pi\beta\alpha/\lambda^2 = 1/100 \text{ mm}^{-1}$ , 并利用遮挡屏测量此时的光强交流与直流比值  $\beta$ 。

将 PZT 固定在准直器上, 准直器可以随着 PZT 振动。利用信号发生器产生正弦电压驱动 PZT 产生正弦振动。由信号发生器产生的正弦电压幅值为 100 mV, 在此状态下, 正弦振动的幅值将在  $\lambda_{0i}/8$  和  $\lambda_{0i}/4$  之间, 通过微调 PZT 驱动电压的直流偏置确定参数  $S_i S_{0i}$  和  $S_i S_{1i}$  的值。

### 5.2 距离测量

利用波长扫描干涉测量技术确定准直器和待测表面之间的距离粗测值  $l_c$ , 测量结果表明距离粗测

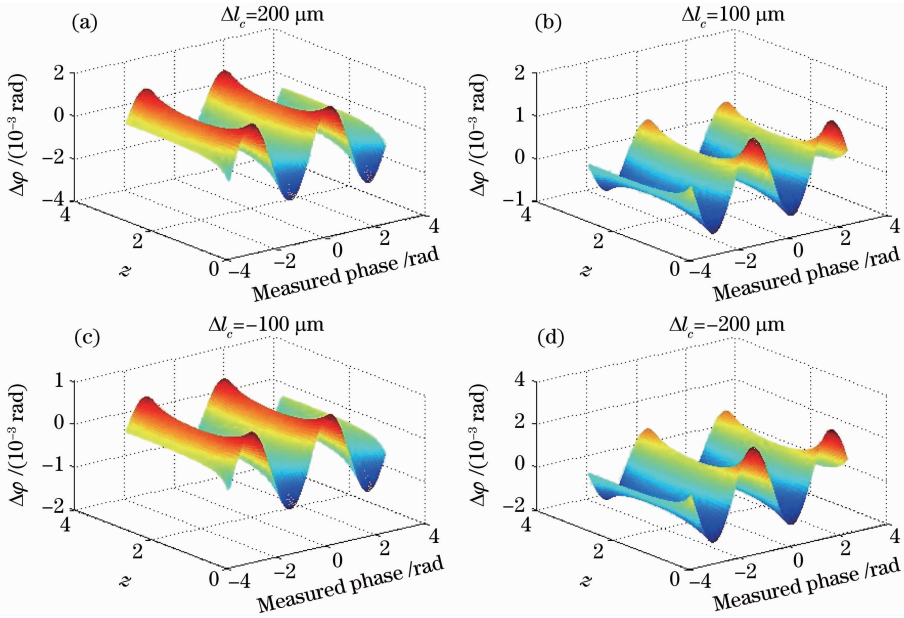


图 4 不同距离粗测误差  $\Delta l_c$  下的测量相位误差  $\Delta\varphi$  分布

Fig. 4 Distribution of phase measurement error  $\Delta\varphi$  with different errors of estimate of measured distance  $\Delta l_c$

值  $l_c$  的误差小于 0.2 mm。这一因素引起的测量相位的系统误差在双波长正弦相位调制干涉测量中可以忽略。

用正弦波对两个激光器的注入电流进行调制,此时系统的工作模式为合成波长干涉仪。设定两个激光器调制电流的幅度,使正弦相位调制深度与待测距离之间的比值  $z/l$  满足  $z/l = 4\pi\beta\alpha/\lambda^2 = 1/100 \text{ mm}^{-1}$ , 调制电流的频率分别为 5.6 和 9.0 kHz。在此条件下,两个干涉信号的一阶频谱分量和二阶频谱分量不会互相重叠。正弦相位调制深度可以通过距离粗测值  $l_c$  确定,利用从干涉信号提取出的频谱分量求解线性方程组,可以精确计算出干涉信号的相位,进而求得合成波长对应的相位,并利用合成波长算法结合距离粗测值  $l_c$  确定待测距离。

由于温度等变化将引起 LD 波长产生漂移,对测量产生影响。在实验过程中,通过参考干涉仪消除激光器波长漂移产生的影响<sup>[6]</sup>。

由实验结果可知利用波长扫描干涉测量技术确定的距离粗测值的测量误差小于 0.2 mm,这一误差小于  $1/4\lambda_s$ ,该误差所引起的合成波长的相位变化范围小于一个周期  $2\pi$ ,因此在利用合成波长算法确定待测距离时不会造成  $2\pi$  的相位模糊<sup>[7]</sup>。在实验中,双波长正弦相位调制干涉仪的测量范围可以与波长扫描干涉测量技术的精度相匹配。将这两种方法相结合可以实现大范围高精度的绝对距离测量。

在测量过程中,待测的物体被固定在微位移平台上。通过调节微位移平台等间隔地改变待测距离

并进行测量。

图 5 为对待测反射镜在某一固定位置的距离测量 1000 次的结果,待测距离的粗测值为 104.018 mm。距离测量平均值为 104.040 mm,距离测量值的重复性小于  $1 \mu\text{m}$ 。

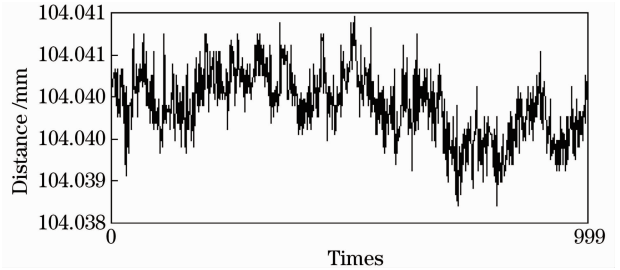


图 5 物体在某一位置进行 1000 次距离测量的结果

Fig. 5 1000 times distance measurement result in a fixed position

图 6 中,以  $10 \mu\text{m}$  为步距移动微位移平台,并对各待测点的距离进行测量,图 6(a)为在等间隔的不同位置下的距离测量值,(b)为距离测量误差,结果显示距离测量误差小于  $1 \mu\text{m}$ 。图 7 为采用文献<sup>[6]</sup>的方法得到的实验结果,由于没有消除光强调制的影响,距离测量的最大误差达到  $6 \mu\text{m}$ 。

图 8 和图 9 为分段的绝对距离测量结果,其中图 8 的测量范围为  $60 \sim 75 \text{ mm}$ ,图 9 的测量范围为  $268 \sim 280 \text{ mm}$ 。以  $1 \text{ mm}$  为步距等间隔地移动微位移平台,并在各位置进行测量。图 8(a)和图 9(a)显示的是每个点 30 次测量的绝对距离平均值,当平台线性移动时,各点的绝对距离平均值也保持线性关

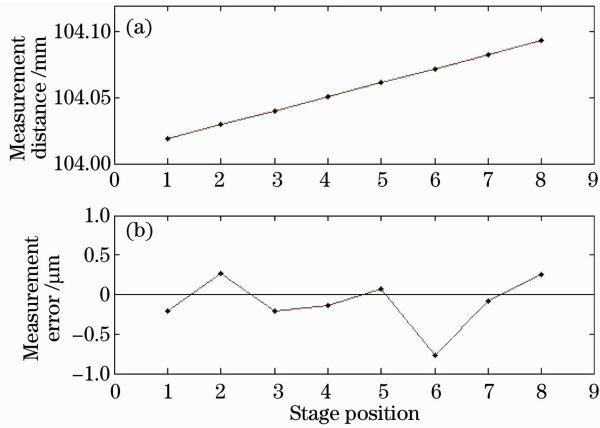


图 6 对不同位置的距离进行测量的结果,相邻待测点的间隔为  $10\ \mu\text{m}$ 。(a)在不同位置的距离测量值;(b)距离测量误差

Fig. 6 Distance measurement result in different positions, the interval is  $10\ \mu\text{m}$ . (a) Measured distance in different positions; (b) distance measurement error

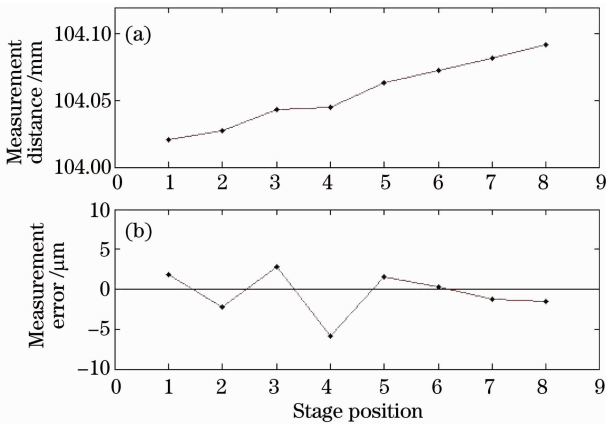


图 7 未消除光强调制影响时的实验结果。(a)在不同位置的距离测量值;(b)距离测量误差

Fig. 7 Experimental result without elimination of intensity modulation. (a) Measured distance in different positions; (b) distance measurement error

系。图 8(b)和图 9(b)为各点 30 次距离测量的重复性,可知测量结果的重复性为  $1\ \mu\text{m}$ 。当待测距离大于  $280\ \text{mm}$  时,测量结果的重复性将下降,这是由于距离增大时,外界环境引起的噪声将增大;另一方面,LD 的调制电流波动将引起干涉信号调制深度的波动,当调制电流幅值为定值时,调制深度的波动幅度与待测距离成正比,当待测距离较大时,该波动会引入较大的测量误差,使得测量系统的稳定性下降。图 10 是测量范围为  $60\sim 280\ \text{mm}$  时的测量重复性,可知,测量重复性为  $1\ \mu\text{m}$ 。

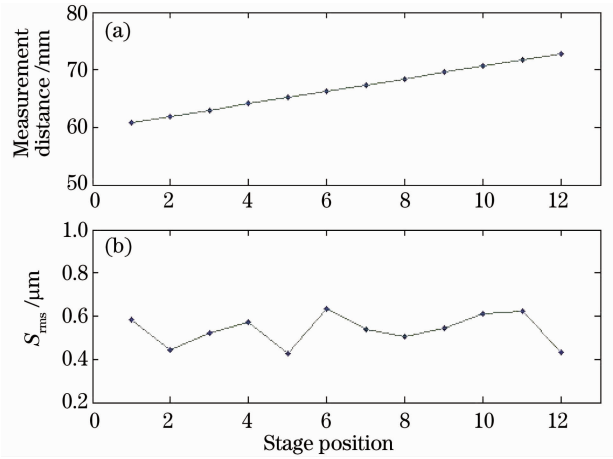


图 8 对不同位置的距离进行测量的结果,测量范围为  $60\sim 75\ \text{mm}$ 。(a)在不同位置的距离测量值;(b)测量重复性

Fig. 8 Distance measurement result in different positions, the range of measurement is  $60\sim 75\ \text{mm}$ . (a) Measured distance in different positions; (b) measurement repeatability

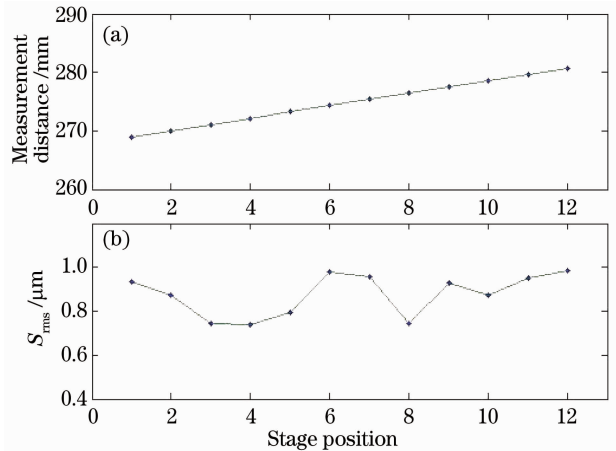


图 9 对不同位置的距离进行测量的结果,测量范围为  $268\sim 280\ \text{mm}$ 。(a)在不同位置的距离测量值;(b)测量重复性

Fig. 9 Distance measurement result in different positions, the range of measurement is  $268\sim 280\ \text{mm}$ . (a) Measured distance in different positions; (b) measurement repeatability

## 6 结 论

提出了一种消除光源光强调制影响的双波长 LD 正弦相位调制干涉仪。通过求解利用干涉信号得到的线性方程组,消除了光源光强调制的影响,提高了双波长 LD 正弦相位调制干涉仪的测量精度,使测量误差由  $6\ \mu\text{m}$  减小至  $1\ \mu\text{m}$ ,并利用该方法与

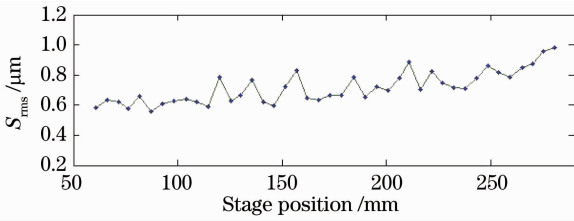


图 10 绝对距离测量重复性,测量范围为 60~280 mm, 测量重复性为 1  $\mu\text{m}$

Fig. 10 Absolute distance measurement repeatability precision, the range of measurement is 60 ~ 280 mm, measurement repeatability precision is 1  $\mu\text{m}$

波长扫描技术相结合,实现了大范围高精度的绝对距离测量,当待测距离为 60~280 mm 时,测量结果的重复性小于 1  $\mu\text{m}$ 。

### 参 考 文 献

- 1 Peter de Groot, John Mc Garvey. Chirped synthetic-wavelength interferometry[J]. *Opt. Lett.*, 1992, **17**(22): 1626~1628
- 2 F. Bien, M. Camac, H. J. Caulfield *et al.*. Absolute distance measurements by variable wavelength interferometry[J]. *Appl. Opt.*, 1981, **20**(3): 400~403
- 3 Th. Kinder, K.-D. Salewski. Absolute distance interferometer with grating-stabilized tunable diode laser at 633 nm[J]. *J. Opt. A.*, 2002, **4**: 364~368
- 4 O. Sasaki, K. Takahashi. Sinusoidal phase modulating interferometer using optical fibers for displacement measurement [J]. *Appl. Opt.*, 1988, **27**(19): 4139~4142
- 5 Li Zhongliang, Wang Xiangzhao, Liu Yingming *et al.*. A method to reduce influence of multi-beam interference in sinusoidal phase modulation Fizeau interferometer[J]. *Chinese J. Lasers*, 2009, **36**(8): 2115~2120

- 李中梁, 王向朝, 刘英明等. 减小正弦相位调制菲索干涉仪多光束干涉影响的方法[J]. *中国激光*, 2009, **36**(8): 2115~2120
- 6 O. Sasaki, H. Sasazaki, T. Suzuki. Two-wavelength sinusoidal phase modulating laser-diode interferometer insensitive to external disturbances[J]. *Appl. Opt.*, 1991, **30**(28): 4040~4045
- 7 T. Suzuki, K. Kobayashi, O. Sasaki. Real-time displacement measurement with a two-wavelength sinusoidal phase-modulating laser diode interferometer [J]. *Appl. Opt.*, 2000, **39**(16): 2646~2652
- 8 Xuefeng Wang, Xiangzhao Wang, Yingming Liu *et al.*. A sinusoidal phase-modulating fiber-optic interferometer insensitive to the intensity change of the light source [J]. *Opt. Laser Technol.*, 2003, **35**(3): 219~222
- 9 T. Suzuki, M. Matsuda, O. Sasaki *et al.*. Laser diode interferometer with a photothermal modulation[J]. *Appl. Opt.*, 1999, **38**(34): 7069~7075
- 10 Zhongliang Li, Xiangzhao Wang, Peng Bu *et al.*. Sinusoidal phase-modulating laser diode interferometer insensitive to the intensity modulation of light source[J]. *Optik*, 2009, **121**(16): 799~803
- 11 Li Zhongliang, Wang Xiangzhao, Liu Yingming *et al.*. All fiber-optic sinusoidal phase-modulating interferometer insensitive to intensity modulation of light source[J]. *Chinese J. Lasers*, 2007, **34**(9): 1267~1270
- 李中梁, 王向朝, 刘英明等. 消除正弦相位调制干涉仪中光强调制影响的全光纤干涉仪 [J]. *中国激光*, 2007, **34**(9): 1267~1270
- 12 Sun Xiaoming. Theory and Application of Interferometry Using Laser Diode [M]. Beijing: National Defence Industry Press, 1998. 70~73
- 孙晓明. 半导体激光干涉理论及应用[M]. 北京: 国防工业出版社, 1988. 70~73
- 13 Song Song, Wang Xiangzhao, Wang Xuefeng *et al.*. A laser diode interferometer with a feedback control system for real-time micro-vibration measurements [J]. *Chinese J. Lasers*, 2002, **A29**(5): 402~406
- 宋松, 王向朝, 王学峰等. 半导体激光微小振动实时反馈式干涉测量仪[J]. *中国激光*, 2002, **A29**(5): 402~406