

以慢变化近似为基础的新型正弦相位 调制半导体激光干涉仪

吴义芳

(北京大学电子学系, 北京 100871)

摘 要 提出并在实验上实现了一种以慢变化近似为基础的新型正弦相位调制半导体激光(SPM-LD)干涉仪。原理上它不要求相位解调一次和二次谐波分量振幅在实验中必须保持相等,从而将动态范围提高了 3~4 个数量级且不损失精度。用压电陶瓷和微电机驱动位移。当压电陶瓷驱动位移大于半波长时,均方根误差为 5 nm。测量所得到的最大位移为 1 mm。系统能在噪声环境中进行自动实时位移测量。

关键词 正弦相位调制, 慢变化近似, 干涉仪。

1 引 言

在精密机械加工和机器人技术等领域,有许多应用要求进行无接触、高精度和大动态范围位移测量,并要求测量系统能适应现场噪声环境。干涉仪是常使用的一种仪器。虽然理论上干涉仪有能力进行高分辨、高精度和大动态范围测量,但在技术上同时实现这些指标是十分困难的。近年来提出的正弦相位调制半导体激光干涉仪^[1~4],采用多谐波相位解调方法,通过调整低通滤波器(LPF_i)增益,保持谐波相位解调信号振幅彼此相等,进行相位 $\theta = 2\pi N + 2\pi/2^n$ (无 2π 任意性)精密测量。在参考文献[4]中,实验获得的 $N \approx 2^1$ (其理论值是 $N = 2^4$),与之相应的位移为 600 nm,相位分辨率为 $(2\pi/2^8)$ rad。可是,由于低通滤波器增益范围有限,以及调整增益会引入附加相移(在高精密测量中这是不允许的),这些因素限制着正弦相位调制半导体激光干涉仪动态范围的进一步增大。为此,本文从基本原理上研究谐波相位解调信号振幅的自身的变化对干涉信号相位测量的影响,将慢变化近似(SVA)引入正弦相位调制干涉仪,给出计算干涉相位新公式,并从实验上实现了这种以慢变化近似为基础的正弦相位调制(SVA-SPM)干涉仪。在不损失精度条件下实验测量到的 N 数量级为 3×10^3 ,相位分辨率为 $(2\pi/2^{12})$ rad。这就是说,其动态范围比普通的正弦相位调制干涉仪提高了 3~4 个数量级。在实验系统中还通过反馈控制消除外部干扰和激光波长抖动,以及以微机为基础的数据采集、数据分析、数据显示技术融为一体,使系统可在普通实验室噪声环境中获得纳米分辨率和大动态范围位移实时测量。

2 慢变化近似正弦相位调制干涉仪基本原理

正弦相位调制半导体激光干涉仪和多谐波相位解调基本原理如图 1 所示, 在直流偏置基础上叠加一注入电流

$$I_m(t) = a \cos \omega_m t \quad (1)$$

由 PD 检测到的拍信号为

$$S(t) = S_0 \cos [Z \cos \omega_m t + \theta_0 + \theta(t)] \quad (2)$$

式中 S_0 为干涉信号交流分量振幅, $Z = 4\pi a \beta d / \lambda_0^2$, β 为激光器电流调制系数, θ_0 为初始相位。为讨论方便取 $\theta_0 = 0$, $\theta = 4\pi d / \lambda = 2kd$, $k = 2\pi / \lambda$, $2d$ 为干涉仪两臂光程差。对(2)式作贝塞尔函数展开, 用调制信号的基波和二倍频信号分别与 $S(t)$ 相乘, 再通过低通滤波器 LPF_i , 得到干涉信号相位 θ 的正弦和余弦分量为:

$$Y_1 = A_1 \sin \theta, \quad Y_2 = A_2 \cos \theta \quad (3)$$

式中 $A_1 = -2k_1 S_0 a J_1(Z)$, $A_2 = -k_2 S_0 a^2 J_2(Z)$, k_1, k_2 分别为 LPF_1 和 LPF_2 的增益, $J_1(Z)$ 、 $J_2(Z)$ 分别为一阶、二阶贝塞尔函数。由(3)式和(4)式得到

$$\theta = \tan^{-1} [(Y_1/A_1)/(Y_2/A_2)] \quad (4)$$

在文献[4]中通过调整 LPF_i 增益使之满足 $A_1 =$

$A_2 = A$ 后, 将(5)式简化成 $\theta = \tan^{-1}(Y_1/Y_2)$, 并按此关系式计算相位。作大动态范围测量时, 参考文献[4]的局限性在于: 1) LPF_i 的增益范围有限; 2) 由于相位解调电路的不平衡性和电子学元件不完善性是不可避免的, 调整增益会引进附加相移; 3) 调整增益还会给实时测量带来不便。如若使用自动调整增益技术无疑会增加电路复杂性。用作者提出的原理可以解决上述问题。

因为 $A_1 \propto J_1(Z)$, $A_2 \propto J_2(Z)$, 即 A_1, A_2 是位移 d 的函数(为书写方便暂令 $x = d$) 或位移 x 的函数。当物体移动时, A_i 和 θ 的变化都会引起 Y_i 的变化, 为了能从相位解调信号 Y_1, Y_2 计算出相位 θ , 必须将 $A_i(x)$ 、 $A_2(x)$ 自身变化对 Y_1, Y_2 的影响分离并表示出来。为此采用慢变化近似原理。对于 GaAlAs 激光二极管, 调制系数 $\beta \sim 6 \times 10^{-3} \text{ nm/mA}$ 。正弦相位调制又是小调制, 因此 $A_i(x)$ 的变化相对 $\theta = 2kx$ 说来是慢变化, 即 $dA_1(x)/dx \approx 0$, $dA_2(x)/dx \approx 0$ 。对(3)式微商

$$dY_1/dx = 2kA_1 \cos(2kx), \quad dY_2/dx = -2kA_2 \sin(2kx) \quad (5)$$

联合(3)式(5)式, 得出 θ 表示式为

$$\theta = \tan^{-1} \left[- \frac{Y_1 (dY_2/dx)}{Y_2 (dY_1/dx)} \right]^{1/2} \quad (6)$$

考虑到 $Y_1, Y_2, dY_1/dx, dY_2/dx$ 在四个象限中的符号, 不难理解(6)式右边平方根中的负号是合理的。以(6)式为基础研究一种新型慢变化近似正弦相位调制干涉仪, 它的最突出的特性是测量期间不要求 $A_1 = A_2$, 因而不需要对电子学电路增加任何附加要求, 也不会降低系统分辨率, 就能进行大动态范围测量。

3 系统描述

3.1 实时相位检测和计算机数据处理设计

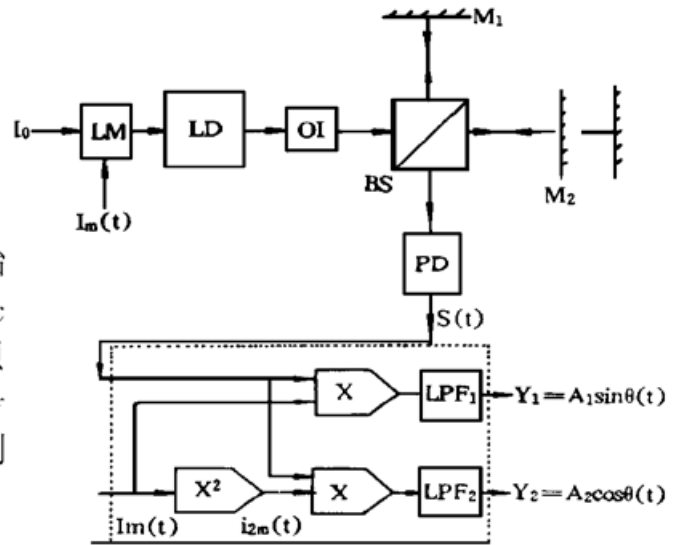


Fig. 1 SPM-LD interferometry and harmonic demodulating detector. LD-laser diode, OI-optical isolator, LM-laser diode modulator, PD-photodetector, LPF-low pass filter, BS-beam splitter

为从图 1 所示的相位解调信号 Y_1 和 Y_2 中获取实时相位 θ ，一个数据采集板和按上述原理编制的计算机软件用来进行数据处理。信号 Y_1 、 Y_2 首先经 A/D 变换成 12 bit 数字信号。A/D 变换采样时钟是用调制信号 $I_m(t)$ 的过零电压产生的，即采样频率为 $\omega_m/2\pi$ 。数据采集板电压输入范围和阈值分别为 $\pm 2.5 V_{p-p}$ 和 1.2 mV。由于 θ 的定义域是 $0 \sim 2\pi$ ，当光程差变化超过半波长时，必须计算出相位所增加或所减少的 2π 的整数倍 N ，然后将 $(2\pi N + \theta)$ 作为最后的相位输出。为此，编制计算 2π 整数倍的程序，该程序由 LabVIEW 软件包提供的比较器、逻辑器和向上/向下翻转计数器组成。一旦数据采集板采集到 Y_1 和 Y_2 ，编制的软件将瞬时位移、位移轨迹及一次测量结束后的数据拟合、平均平方误差等一并由计算机计算并在屏幕上显示。

3.2 微位移器设计

干涉仪的动镜 M_2 安装在由电压控制的微位移器上。由于至今尚没有一种微位移器既有高分辨又有大的动态范围，不得不采用两种不同模式的微位移器。第一种模式使用压电陶瓷 (Burleigh PZ-80)，用来作高分辨率、高精度但小范围位移测量。压电陶瓷的最大位移是 $6 \mu m$ 。因压电陶瓷有固有的滞后效应，在其动态范围内显示出 5% 的非线性响应，所以测量时在经过采样、A/D 变换和计算出位移后，采用多项式拟合方法计算测量的平均平方误差。这种模式还用来测量电子学电路噪声或单点测量在有、无反馈控制时系统性能的定量分析，但这时是采用线性拟合方法来计算平均平方误差。第二种模式用作大动态范围测量。 M_2 由微电机 (New Focus Inc.) 所驱动。微电机实际上是用压电效应转动螺距以实现位移的。从测量中可以看出微电机的移动有明显且不规则的非线性，这时也是采用线性拟合计算测量平均平方误差。在系统进行自动位移测量时，每个测量点的延时可在计算机屏幕上设定，典型延时多为 0.1 s 或 1 s。

3.3 反馈控制环路设计

任何类型的干涉仪进行高分辨、高精密度位移实时测量时，必须采取措施减少或消除外部环境干扰。本文采用一种反馈控制方法^[2]，

即再构造一个参考干涉仪 SYS_2 (如图 2 所示)，它与测量系统 SYS_1 共用一个光源但两臂长度固定不变。参考干涉仪两臂光程差 $2d_r$ 应这样选择，即使其相位差 θ 为 π 的整数倍。这时可用一反馈信号控制相位差 θ 的变化 $\delta_r(t)$ 趋于零。反馈控制过程如下：在 SYS_2 中，由外部振动或光源波长不稳定引起的光程差变化 $\Delta d_r(t)$ ，经反馈信号发生器 (FBSG) 变换成相位变化 $\delta_r(t)$ ，选取 $Y_f = A_f \sin \delta_r(t)$ 为反馈信号， Y_f 经增益为 K_f 的放大器放大产生一反馈控制电流 $I_c(t)$ ，将 $I_c(t)$ 馈送给激光二极管的注入电流，这部分反馈控制电流引起激光器波长变化 $\beta I_c(t)$ ，它补偿了外部干扰或激光

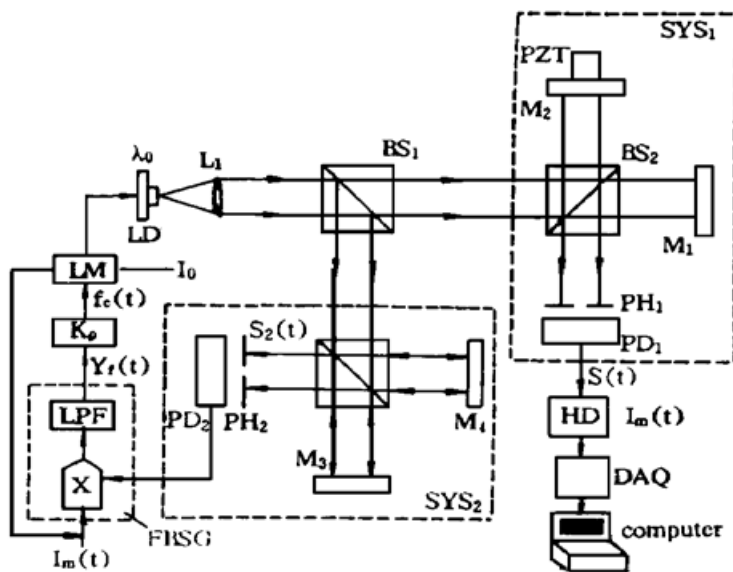


Fig. 2 Experimental setup used for SV A-SPM-LD interferometry with feedback control and data processing by computer. FBSG-feedback control signal generator, LPF-low pass filter, HD-harmonic demodulator, DAQ-data acquisition quantizer

器波长漂移引起的相位变化 $\delta_r(t)$, 并最终使 $\delta_r(t)$ 减少为一小量 $\Delta\delta$, 即 $\delta_r(t) = \Delta\delta$, 由于 SYS_1 与 SYS_2 共用同一光源, 可以证明, 外部干扰在 SYS_1 中产生的相位变化为:

$$\delta_1(t) = \frac{4\pi}{\lambda_0} (\Delta d_1 - \frac{d_1}{d_r} \Delta d_r) + \frac{d_1}{d_r} \Delta\delta \quad (7)$$

参考文献[2]是用(7)式估算反馈控制剩余偏差的。值得注意的是由于 SYS_1 和 SYS_2 不但共用同一光源还处于相同的环境中, 故有关系式:

$$\Delta d_1 - (d_1/d_r) \Delta d_r = 0 \quad (8)$$

因此, (7)式进一步简化为

$$\delta_1(t) = (d_1/d_r) \Delta\delta \quad (9)$$

本文用(9)式估算反馈控制剩余偏差并指导 SYS_1 和 SYS_2 初始程差的选择。

4 实验和实验结果

实验装置如图2所示。系统包括两个迈克尔逊干涉仪, SYS_1 用作位移测量, SYS_2 用来提供反馈控制信号。 SYS_2 干涉仪两臂光程差固定, 取 $2d_r = 60$ mm。而在 SYS_1 中与前述两种模式对应的初始 $2d_1$ 分别为 60 mm 和 150 mm, 也即相应的初始 Z 值分别为 0.8 和 1.8。光源是中心波长 785 nm 的 GaAlAs (sharp LTO24MD) 半导体激光器, 输出功率~ 5mW。相位调制频率 $\omega_m/2\pi$ 为 10 kHz, 调制电流振幅~ 0.1 mA。LPF_i 低通滤波器的截止频率为 1 kHz。

图3给出的是压电陶瓷驱动电压在 0~ 250 V 范围内变化而位移变化 1600 nm 的一组典型测量曲线。如前所述, 由于压电陶瓷有固有的非线性响应, 用曲线拟合(6阶)然后计算平均平方误差, 测量给出的平均平方误差为 23.37, 即由压电陶瓷驱动位移测量到的均方根误差小于 5 nm。

图4所示为用第二种模式进行的位移远远大于半波长的一组典型测量, 该次测量给出的最大位移是 -19130 nm, 负号表示此次测量两臂间的距离差相对测量起始时刻在减少。图4(a)给出的是目标每次移动后的瞬时位移值以及目标移动轨迹, 而图4(b)是该次测量结束后对测量数据进行线性拟合

和数据分析。由显示出的平均平方误差为 2002 得到均方根误差为 44.7 nm, 从图4(a)可以看出微电机移动时有明显的非线性。很有意思的是, 由于 New Focus Inc. 没有直接测量手段精细测定其产品移动距离远大于半波长时的性能, 在他们提供的技术报告中是用分析环路

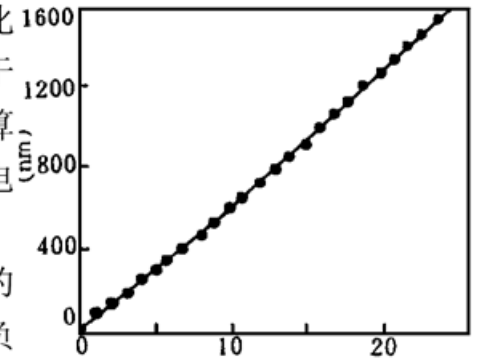


Fig. 3 Plot of PZT movement between 0 and 250 volts

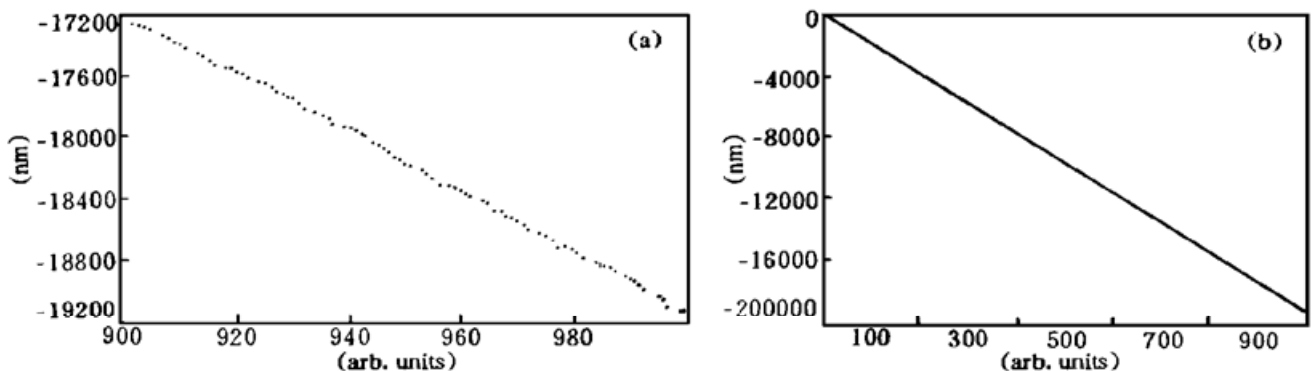


Fig. 4 Plot of the displacement driving with picomotor about 0.2 mm. (a) instantaneous displacement, (b) linear fit after finishing measurement

电压值的间接测量方法来评估其性能的。而作者给出了微电机这种微位移器大范围精确的直接测量。在进行的多次测量中,最大位移是 -1265876 nm ,比普通的正弦位相调制半导体激光干涉仪大3~4个数量级。由于所使用的相位解调电路十分简单,如果精心设计相位解调电路并选择合适的初始 Z 值,在实验上把动态范围扩大到厘米级是不困难的。

结 论 本文将慢变化近似引入正弦位相调制半导体激光干涉仪,给出新的干涉相位计算公式(8)式,该公式包括并能计算多谐波相位解调信号振幅 A_i 自身随位移的变化对干涉相位 θ 的影响,从而用相对说来十分简单的电子学电路,在不损失测量分辨率条件下,使相位 $\theta = N2\pi + 2\pi/2^n$ 测量中 N 的数量级在实验上达 3×10^3 ,其动态范围较普通的正弦位相调制半导体激光干涉仪($N \approx 2^1$)提高了3个数量级,相位分辨率达 $(2\pi/2^{12})\text{ rad}$ 。由于使用了反馈控制,测量系统对光源波长的抖动、外部环境振动不敏感。在普通实验室噪声环境中由压电陶瓷驱动位移 1600 nm 时,测得的均方根误差为 5 nm ,使用微电机驱动位移,最大位移超过 1 mm 。由于使用计算机控制,系统可进行实时自动位移测量,测量过程中物体移动的轨迹、瞬时位移值和测量误差等皆在屏幕上显示出来。因此这种噪声环境中纳米分辨率和毫米动态范围位移实时自动测量有重要应用价值。

本文实验部分工作是在美国新墨西哥州立大学激光通信实验室中进行的。实验中得到Dr. Tom Shay和其他同行的支持和帮助,特此致谢。

参 考 文 献

- [1] T. Suzuki, O. Sasaki, T. Higuchi *et al.*, Real time displacement measurement in sinusoidal phase modulating interferometry. *Appl. Opt.*, 1989, **28**(24): 5270~ 5274
- [2] O. Sasaki, T. Takahashi, T. Suzuki, Sinusoidal phase modulating laser diode interferometer with a feedback control system to eliminate external disturbance. *Opt. Engng.*, 1990, **29**(12): 1511~ 1515
- [3] O. Sasaki, T. Yoshida, T. Suzuki, Double sinusoidal phase-modulating laser diode interferometer for distance measurement. *Appl. Opt.*, 1991, **30**(25): 3612~ 3617
- [4] T. Suzuki, O. Sasaki, S. Takayama *et al.*, Real-time displacement measurement using synchronous detection in a sinusoidal phase modulating interferometer. *Opt. Engng.*, 1993, **32**(5): 1033~ 1037

A Novel Sinusoidal Phase-Modulating Laser Diode Interferometer Based on Slowly-Varying Approximation

Wu Yifang

(*Electronics Department, Peking University, Beijing 100871*)

(Received 26 October 1996; revised 24 January 1997)

Abstract A novel sinusoidal phase-modulating laser diode interferometer based on slowly-varying approximation is proposed and demonstrated. It is not necessary in principle to keep amplitudes of the first and second harmonic components equal in experiment, and dynamic range has been increased 3~4-order. A PZT and Picomotor are used as displacement actuator to detect the resolution (or accuracy) and dynamic range. The accuracy is 5 nm when the displacement driven by PZT exceeds a half wavelength of the light. The maximum displacement measured is more than 1 mm . This system can complete real-time and auto-measurement under noise circumstance.

Key words sinusoidal phase modulating, slowly-varying approximation, interferometry.