

文章编号: 0258-7025(2002)05-0402-05

半导体激光微小振动实时反馈式干涉测量仪

宋 松, 王向朝, 王学锋, 钱 锋, 陈高庭

(中国科学院上海光学精密机械研究所信息光学研究实验室, 上海 201800)

提要 提出了一种带有反馈系统的半导体激光正弦相位调制干涉仪。该干涉仪可以实现对微小振动的高精度实时测量。通过一个简单的信号处理系统对干涉信号进行分析, 获得实际振动的振幅和频率。由于引入反馈系统, 减低了测量误差, 排除了环境噪声的影响。给出了具体的理论分析和实验结果。

关键词 实时测量, 反馈, 干涉仪, 半导体激光器

中图分类号 TH 744.3 **文献标识码** A

A Laser Diode Interferometer with a Feedback Control System for Real-time Micro-vibration Measurements

SONG Song, WANG Xiang-zhao, WANG Xue-feng, QIAN Feng, CHEN Gao-ting

(Shanghai Institute of Optics and Fine Mechanics, The Chinese Academy of Sciences, Shanghai 201800)

Abstract A laser diode interferometer with a feedback control system for micro-vibration measurement is proposed. The interferometer can be used to measure micro-vibration of an object with high accuracy in real-time. The interference signal is processed with a simple signal processing system and the amplitude and frequency of the vibration are obtained. The measurement errors are decreased with a feedback system. The theoretical analysis and experimental results are given.

Key words real-time measurement, feedback, interferometer, laser diode

1 引 言

近年来,随着微机械技术和精细加工工艺的飞速发展及大量应用,有关物体的微小位移与微小振动精确测量的研究工作引起人们广泛的重视^[1~3]。光学干涉测量方法作为一种重要的非接触式无损探测方法,具有结构简单、精度高、易于实现等优点,得到了广泛应用^[4~7]。在光学干涉测量仪中经常使用半导体激光器(LD)作为光源,这是因为LD具有相干性和稳定性好、体积小、价格低及耗电少等优点,特别是它的波长可调谐性,大大简化了干涉仪的构造。

我们已经提出了一种半导体激光微小振动实时干涉测量仪^[8]。该干涉测量仪采用正弦相位调制

(SPM)方法,通过对LD直接注入正弦变化的交流电流信号,实现干涉信号的正弦相位调制,经过信号处理系统处理后,获得物体的振动测量曲线。然而它存在着测量误差较大、易受外界干扰影响等缺点。为了克服这些缺点,我们提出一种半导体激光微小振动实时反馈式干涉测量系统。在该系统中,信号处理系统对干涉信号进行处理后得到探测信号,再将探测信号通过反馈控制系统反馈回LD。根据理论推导,可以得出探测信号与物体实际振动曲线之间的线性关系,因此由信号处理系统输出的探测信号,就可以实时检测物体的微小振动。由于大气扰动和外界环境的振动都会引起干涉信号中的相位发生变化,进而导致测量结果产生误差。引入反馈系统,将由外界扰动引起的干涉信号相位变化反馈为LD的

收稿日期:2001-03-02; 收到修改稿日期:2001-06-18

基金项目:国家自然科学基金(编号:69978024)与上海市应用材料研究与发展基金资助项目。

作者简介:宋松(1975—),男,黑龙江大庆人,中国科学院上海光学精密机械研究所硕士,主要从事纳米精度激光实时干涉测量领域的研究。E-mail:wxz26267@online.sh.cn

输入电流,使LD的输出波长产生微小漂移,有效降低了外界干扰所造成的影响。

2 原理

图1为半导体激光微小振动实时反馈式干涉测量仪。其中光路部分由一个 Twyman-Green 干涉仪构成。LD作为光源,由半导体激光调制器(LM)驱动LD。LD出射的光经透镜L准直后,被分束器BS分为相互垂直的两束平行光,其中一束照射到参考镜M上作为参考光束,另一束照射到被测物体object上作为物光,由参考镜M和物体object反射回来的两束平行光束再经过BS后相互干涉,两束光的光程差(OPD)为 $2D_0$,干涉信号通过光阑PH后由光电二极管(PD)检测,输入到信号处理系统中。由信号处理系统输出的探测信号 $P(t)$ 经反馈控制器后,与信号发生器OSC输出的交流调制信号及直流偏置信号一起输入到LM中,控制LD的输出。

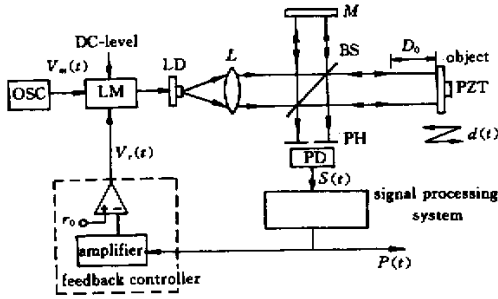


图1 半导体激光微小振动实时反馈式干涉测量仪

Fig.1 LD interferometer with a feedback system for real-time micro-vibration measurement

信号发生器输出的交流调制信号为: $V_m(t) = A\cos\omega_c t$, 经过LM后,得到正弦交流调制电流: $I_m(t) = a\cos\omega_c t$, 其中 $a = K_{LM}A$, K_{LM} 为LM的转换系数。直流偏置信号经LM后得到直流偏置电流 I_0 。

未加反馈时,LD通过调制电流 $I_m(t)$ 和直流电流 I_0 驱动,它的波长变化量为 $\beta I_m(t)$, β 为LD的波长调制系数。由PD检测到的干涉信号 $S(t)$ 为

$$S(t) = S_1 + S_0 \cos[z \cos\omega_c t + \alpha(t) + \delta(t)] \quad (1)$$

其中 S_1 为信号的直流分量, S_0 为信号交流分量的振幅, $z = -4\pi a \beta D_0 / \lambda_0^2$ 为正弦相位调制深度, λ_0 为

LD输出光的中心波长,由 I_0 决定, $\delta(t)$ 为由外界干扰引起的相位扰动。下面分析中暂时先不考虑 $\delta(t)$ 。

(1) 式中

$$\alpha(t) = \alpha_0 + \alpha_d(t) \quad (2)$$

其中 $\alpha_0 = (4\pi/\lambda_0)D_0$, 是初始相位,由光程差 $2D_0$ 决定, $\alpha_d(t) = (4\pi/\lambda_0)d(t)$, 是由object振动 $d(t)$ 引进的相位变化。定义 $K_d = 4\pi/\lambda_0$ 。

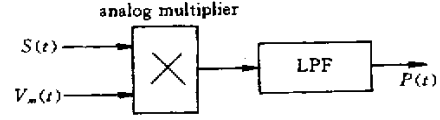


图2 信号处理系统框图

Fig.2 Schematic diagram of the signal processing system

信号处理系统如图2所示,由模拟乘法器和低通滤波器LPF组成,其中LPF的截止频率 $< \omega_c/10$ 。将干涉信号 $S(t)$ 和调制信号 $V_m(t)$ 相乘后再通过LPF,可得到探测信号 $P(t)$ ^[8]

$$P(t) = K_s \sin\alpha(t) = K_s \sin[\alpha_0 + \alpha_d(t)] \quad (3)$$

其中信号处理系统的增益 $K_s = K_m K_L S_0 A J_1(z)$, K_m 为模拟乘法器的系数, K_L 为LPF的增益, $J_1(z)$ 为一阶Bessel函数。由式(3)可以看出,当相位 $\alpha(t)$ 在 $2n\pi$ ($n = 0, 1, 2, \dots$) 附近时,忽略其中的直流部分,可以得到 $P(t)$ 与振动 $d(t)$ 之间存在着近似线性关系

$$P(t) \approx K_s K_d d(t) \quad (4)$$

显然,当object振动振幅较小时,探测信号 $P(t)$ 与 $d(t)$ 振动很好地满足上面的关系式。然而,随着object振动振幅的增大, $\alpha(t)$ 与 $\sin\alpha(t)$ 之间的差值逐渐增大,使测量值偏离真实值,引起较大的测量误差,此时式(4)就不再适用。为了解决这个问题,引入了反馈控制系统。图1中虚线框内的部分为反馈控制器。它由一个比例放大器和一个反相器组成,放大器增益为 K_f , r_0 为参考电压,实验中可以使 $r_0 = 0$ 。

反馈环路的框图如图3所示,探测信号 $P(t)$ 经过反馈控制器后,变为控制电压 $V_c(t) = -K_f P(t)$, 经过LM后,得到控制电流 $I_c(t) = -K_{LM} K_f P(t)$ 。当控制电流 $I_c(t)$ 注入到LD后,使LD的输出波长发生变化,波长变化量为 $\lambda_c(t) = \beta I_c(t)$, 因此,干涉信号中的相位 $\alpha(t)$ 也变为

$$\alpha(t) = 4\pi \frac{D_0 + d(t)}{\lambda_0 + \lambda_c(t)} \approx \alpha_0 + [\alpha_d(t) - \alpha_c(t)] \quad (5)$$

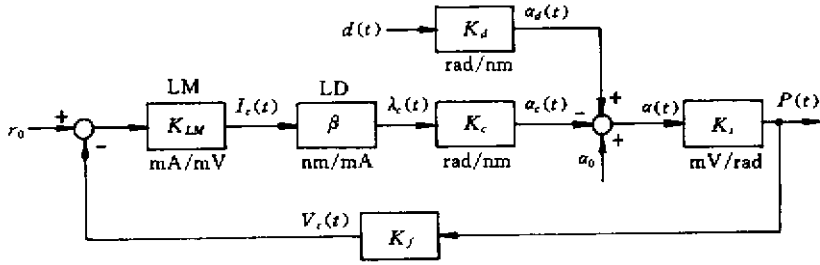


图 3 反馈环路框图

Fig. 3 Block diagram of the feedback loop

其中, $\alpha_c(t) = (4\pi D_0/\lambda_0^2)\lambda_c(t)$, 定义 $K_c = 4\pi D_0/\lambda_0^2$, 综合上述各式, 可以得出

$$\alpha_c(t) = -K_c\beta K_{LM}K_f P(t) \quad (6)$$

此时式(3)变为

$$P(t) = K_s \sin[\alpha_0 + \alpha_d(t) - \alpha_c(t)] \quad (7)$$

通过调节 LD 的直流偏置电流 I_0 , 可以使 $\alpha_0 = 2n\pi$. 将式(7)代入式(6)中, 定义反馈环增益 $G_0 = K_c\beta K_{LM}K_f K_s$, 得到

$$\alpha_c(t) = -G_0 \sin[\alpha_d(t) - \alpha_c(t)] \quad (8)$$

利用简单的数学运算和近似, 有

$$\frac{G_0}{5!}[\alpha_d(t) - \alpha_c(t)]^5 - \frac{G_0}{3!}[\alpha_d(t) - \alpha_c(t)]^3 + (G_0 - 1)[\alpha_d(t) - \alpha_c(t)] + \alpha_d(t) = 0 \quad (9)$$

由式(9)可知, $\alpha_d(t) - \alpha_c(t)$ 的值与反馈环增益 G_0 和相位 $\alpha_d(t)$ 有关. 针对不同的 G_0 和 $\alpha_d(t)$ 值, $\alpha_d(t) - \alpha_c(t)$ 的值如图 4 所示. 图中 α_d, α_c 分别为 $\alpha_d(t), \alpha_c(t)$ 的振幅. 从图中可以看出, 随着 G_0 的增大, 对应于相同的 $\alpha_d, \alpha_d - \alpha_c$ 的值逐渐减小, 只需适当地选取 G_0 值, 在 α_d 的取值范围内, 都可以使 $\alpha_d - \alpha_c$ 在 0 附近, 所以式(7)可以近似为

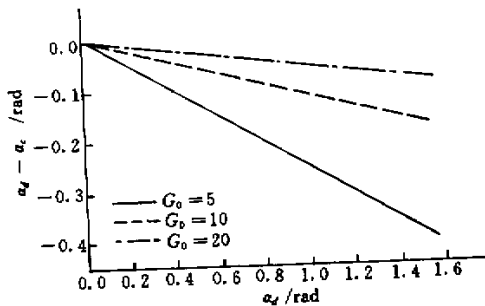


图 4 $\alpha_d(t) - \alpha_c(t)$ 的值与 $G_0, \alpha_d(t)$ 值之间的关系

Fig. 4 Relationship between $\alpha_d(t) - \alpha_c(t)$ and $G_0, \alpha_d(t)$

$$P(t) = K_s[\alpha_d(t) - \alpha_c(t)] \quad (10)$$

由式(8)和式(10), 最终可以得到

$$\alpha_c(t) = \frac{G_0}{G_0 - 1}\alpha_d(t) \quad (11)$$

代入式(10)中, 得到

$$d(t) = \frac{1 - G_0}{K_s K_d} P(t) \quad (12)$$

当 $G_0 \gg 1$ 时, 得到振动 $d(t)$ 与探测信号 $P(t)$ 之间的关系式

$$d(t) = -\frac{K_c\beta K_{LM}K_f}{K_d} P(t) \quad (13)$$

由上式可知, 振动 $d(t)$ 与探测信号 $P(t)$ 之间成正比关系, 由 $P(t)$ 可以直接得到 $d(t)$. 由上面的分析可以看出, 当 object 的振动振幅增大时, 仍然可以通过式(13)求出 $d(t)$, 而测量误差却不会增大.

然后考虑反馈对相位扰动 $\delta(t)$ 的影响. PZT 不振动时, 在反馈环处于工作状态下, 信号处理系统输出信号

$$P'(t) = K_s \sin\{\alpha_0 + [\delta(t) - \delta_f(t)]\} \quad (14)$$

其中 $\delta_f(t)$ 是由反馈环产生的补偿相位, 与前面式(11)的推导相似, 可以得出

$$\delta_f(t) = \frac{G_0}{G_0 - 1}\delta(t) \quad (15)$$

当相位 α_0 在 π 的整数倍附近时, 相位 $\delta(t) - \delta_f(t)$ 也非常接近零, 虽然在探测信号 $P(t)$ 中包含了被补偿后相位扰动, 但是它的值已经是大大减小, 在测量结果中所产生的误差也就很小了. 因此反馈控制回路能有效降低外界干扰的影响.

3 实验与结果

实验装置如图 1 和图 2 所示. 光源 LD 为本室自制, 其中心波长 λ_0 , 输出功率和波长调制系数 β 分别为 814 nm, 9 mW 和 8.28×10^{-3} nm/mA. 实验

中,调制信号的频率为 5 kHz。LM 的转换系数 K_{LM} 为 0.01 mA/mV。模拟乘法器的系数 K_m 为 3.96。选用一个截止频率为 400 Hz 的二阶 LPF,增益 K_L 为 1.56。由振动 $d(t)$ 到相位 $\alpha_d(t)$ 的转换系数 K_d 为 1.54×10^{-2} rad/nm。两光臂之间的光程差 $2D_0$ 约为 19 cm。反馈控制器中的增益 K_f 为 0.34。在实验中,把一个反射镜粘在压电陶瓷(PZT)上作为被测振动物体 object。PZT 由一个低频信号发生器输出正弦交流信号来驱动,object 的振动频率需要小于 LPF 的截止频率。实验中,PZT 的振动频率约为 200 Hz,object 沿光轴方向做正弦振动。由于参数 K_s, K_c 与光程差 $2D_0$ 有关,在现有条件下还不能精确测量 D_0 。为了准确求出系数 K_s 和 K_c ,我们先采用参考文

献[3]中的方法校准 PZT 的振动。在不加反馈和加反馈两种情况下,利用分别测得的探测信号 $P(t)$,与 PZT 的振动 $d(t)$ 相对应,根据式(3)和式(12)可以求出 K_s 和 G_0 的值,然后求出 K_c 的值。计算出的 G_0, K_s 和 K_x 的值分别为 7.78, 1.59×10^2 mV/rad 和 1.75×10^3 rad/nm。

首先,我们观察了反馈对排除外界干扰影响的作用。图 5 为 object 的振动 $d(t) = 0$ 时 PD 检测的干涉信号 $S(t)$,由于受到外界干扰的影响,可以看到图 5(a)中 $S(t)$ 有明显的变化。而图 5(b)中的干涉信号 $S(t)$ 则比较稳定,说明反馈系统有效地排除了外界干扰的影响。

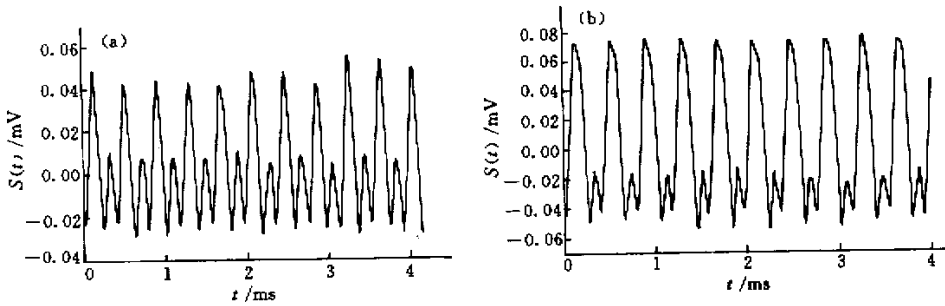


图 5 在(a)未加反馈控制和(b)加反馈控制时由 PD 检测的干涉信号

Fig. 5 Interference signals detected by the PD (a) when the feedback control did not operated and (b) when the feedback control operated

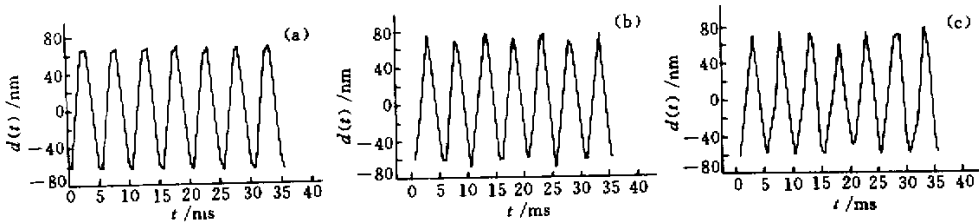


图 6 (a) 物体微小振动的实际曲线,(b) 实验测得的物体微小振动,(c) 相隔几分钟后的测量结果

Fig. 6 (a) Micro-vibration of object; (b) Measured object's micro-vibration; (c) Measured result after an interval of a few minutes

然后,调节 PZT 的正弦驱动电压信号,使 object 的振动振幅为 70 nm。测量结果如图 6 所示。图 6(a)为 PZT 振动的理想曲线,(b)为测量得到的 object 振动曲线,测量振幅均方根(rms)误差为 3.70 nm,(c)为相隔几分钟后的测量结果,(b)和(c)之间的峰-峰值重复误差为 2.11 nm。此时实验中的误差主要来源有两点:一是外界干扰过大,反馈系统不能完全消除;二是电路噪声的影响。

最后,我们比较在未加反馈和加反馈两种情况下,不同振动振幅的测量结果之间的差别。如图 7 所示,(a)为 PZT 的振动曲线,(b)为未加反馈时的测量结果,(c)为反馈打开后的测量结果。从图中可以看出,未加反馈时,object 的测量曲线与理想曲线在振幅较小时符合得很好,当振幅较大时,两条曲线之间出现了偏差。而加上反馈后,无论 object 振动振幅的大小,测量值与真实值均很好地相符。

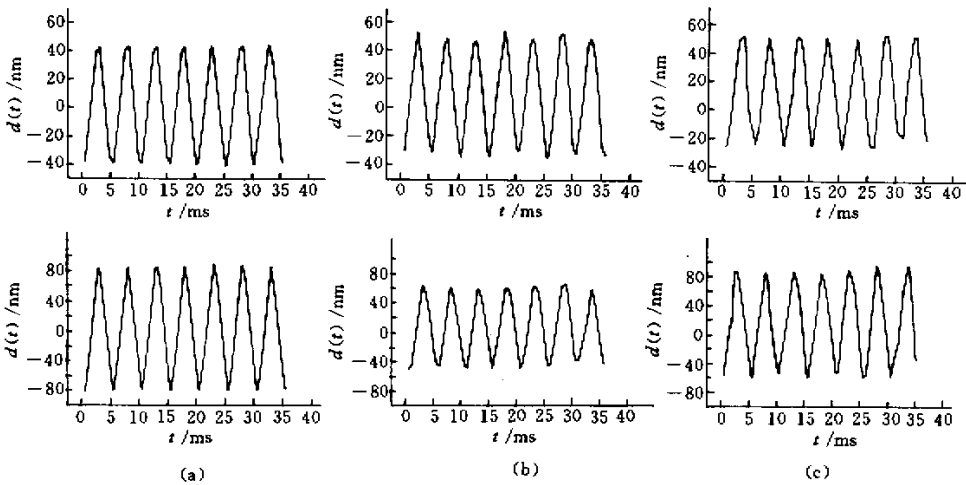


图 7 不同振幅大小时的测量结果

(a) PZT 的实际振动曲线; (b) 反馈环开环时测量得到的曲线; (c) 反馈环开环时测量得到的曲线

Fig. 7 Measurement of different vibration amplitude

(a) micro-vibration of PZT; (b) feedback off; (c) feedback on

4 结 论

本文提出了一种可以实时测量物体微小振动的反馈式半导体激光干涉仪。利用简单的信号处理电路,通过对干涉信号的分析可以得到物体的振动曲线。引入反馈系统,大大地提高了测量精度,并且能够自动消除外界环境干扰的影响。实验结果证实了该装置可以实现物体微小振动的高精度实时测量。

参 考 文 献

- 1 T. Suzuki, O. Sasaki, K. Higuchi *et al.*. Real time displacement measurement in sinusoidal phase modulating interferometry [J]. *Appl. Opt.*, 1989, **28**(24):5270~5274
- 2 Song Song, Wang Xiangzhao, Wang Xuefeng *et al.*. Real-time micro-vibration measurement using synchronous phase detection [J]. *Chinese J. Lasers* (中国激光), 2001, **A28**(8):753~756 (in Chinese)
- 3 Wang Xuefeng, Wang Xiangzhao, Qian Feng *et al.*. Photothermal modulation of laser diode wavelength: application to sinusoidal phase-modulating interferometer for displacement measurements [J]. *Optics & Laser Technology*, 1999, **31**(8):559~564
- 4 Wang Xuefeng, Wang Xiangzhao, Qian Feng *et al.*. Photo-thermal wavelength modulation of a laser diode for decreasing interferometric error [J]. *Opto-Electronic Engineering* (光电工程), 1999, **26**(5):1~3 (in Chinese)
- 5 Lu Hongbin, Wang Xiangzhao, Wang Xuefeng *et al.*. Study on photothermal intensity-modulation characteristics of laser-diode [J]. *Chinese J. Lasers* (中国激光), 2000, **A27**(11):969~972 (in Chinese)
- 6 X. Z. Wang, O. Sasaki, T. Suzuki *et al.*. Measurement of small vibration amplitudes of a rough surface by an interferometer with a self-pumped phase-conjugate mirror [J]. *Appl. Opt.*, 2000, **39**(25):4593~4597
- 7 O. Sasaki, Y. Takebayashi, X. Wang *et al.*. Exact measurement of flat surface profiles by object shifts in a phase-conjugate Fizeau interferometer [J]. *Opt. Eng.*, 1995, **34**(10):2957~2963
- 8 Song Song, Wang Xiangzhao, Wang Xuefeng *et al.*. Real-time micro-vibration measurement with a laser diode interferometer [J]. *Acta Optica Sinica* (光学学报), 2001, **21**(5):578~580 (in Chinese)