

文章编号 : 0253-2239(2002)07-0858-05

# 斩波式自适应移相干涉技术

赵伟瑞<sup>1)</sup> 曹根瑞<sup>2)</sup>

(1), 中国科学院半导体研究所, 北京 100083)  
(2), 北京理工大学光电工程系, 北京 100081)

摘要: 研究对环境振动和空气扰动所造成的两相干光束间常数项光程变化不敏感的自适应移相干涉系统。利用偏振分光技术, 采用闭环控制, 并将高频振幅调制与锁相技术相结合, 建立一斩波式自适应移相干涉系统, 可对环境振动引起的干涉条纹的抖动进行实时探测并予以光程补偿, 将干涉条纹依次锁定在与任意相位差相对应的位置。该方法不受两相干光束间光程差大小的限制且具有高信噪比。阐述了该方法的原理, 描述了所建立的系统, 并给出了实验结果。

关键词: 自适应移相干涉技术; 声光调制; 振动探测与补偿; 反馈控制

中图分类号: TH744.3 文献标识码: A

## 1 引 言

利用光干涉计量技术可对光学元件的面形误差及光学系统的波像差实现高精度非接触测量。以移相干涉技术为代表的波面相位实时检测技术具有高精度、高空间分辨力和实时性强的优点, 但其对环境的要求非常苛刻, 其中环境振动的影响尤为突出。传统的解决方法是耗巨资建造大型气垫减振地基和精密光学减振平台, 即便如此, 就长光程差而言, 其效果并不令人满意。根据测量过程中移相干涉系统所处状态的不同, 可将近年来有关这方面的研究分为两大类。

一类是系统处于开环工作状态的被动方式, 它借助各种技术措施以尽量减小干涉仪对环境振动和气流影响的敏感度, 最为典型的是 Koliopoulos<sup>[1]</sup>于 1996 年提出的基于偏振分光和移相薄膜技术的同步移相法, 但其系统复杂, 成本高(约数十万美元), 没有振动补偿功能, 需要曝光时间短的电荷耦合器件和大功率激光器。

另一类为系统处于闭环工作状态的主动方式, 它可实时探测出环境振动造成的光程变化并予以补偿, 使干涉系统稳定、不动, 同时按要求进行移相测量。较为典型的有 Yamaguchi<sup>[2]</sup>于 1996 年提出的主动移相干涉法, 用一专门设计的空间滤波器实时探测由于环境振动等因素引起的干涉条纹的抖动,

并将此抖动量作为反馈量以实现光程补偿, 但该方法对干涉条纹间隔有一定要求, 从而限制了它的发展。1995 年, Frejlich<sup>[3]</sup>提出的基于光学高频相位调制和锁相技术的抗干扰干涉法, 可将干涉条纹锁定在与任意参考相位值相对应的位置, 但其使用了机械的压电陶瓷相位调制技术, 使调制频率不易很高, 另外为减小相位调制对干涉条纹对比度的影响, 采用了小的调制深度, 使用于振动探测与补偿的信号的信噪比低, 最终影响面形误差测量的精度。1997 年, Glen Charles Cole<sup>[4]</sup>利用声光调制器对大光程差干涉仪实现了对环境振动和空气扰动所造成的常数项光程变化的自适应补偿, 但在测量过程中需实时校正一级衍射光的强度, 且调制深度随光程差的减小而降低, 仅适用于长光程差的情况, 而对光波频率的高频调制又使测量光路中的干涉条纹的对比度明显下降。

近年来, 人们尝试用半导体激光器作光源, 通过调制和改变其注入电流来达到对光波频率调制及对振动造成的影响进行补偿的目的<sup>[5-8]</sup>, 但半导体激光器的输出功率随注入电流的变化而变化, 注入电流的变化还将导致激光器的温度变化及模式跳变<sup>[9]</sup>, 为解决这些问题, 势必增加系统复杂程度, 而且这种光波频率调制同样会降低干涉条纹的对比度, 又由于半导体激光器的线宽较宽, 故仅适用于短光程差干涉测量。

斩波式自适应移相干涉系统可将干涉条纹锁定在任意选定的相位差的位置, 与上述方法相比, 对光

程差的大小无限制,具有高信噪比,且从根本上解决了由于高频调制的引入而使干涉条纹对比度降低的问题。

## 2 原理

### 2.1 调制方式

两相干光束所形成的干涉场中任意一点的光强可表示为:

$$I(x, y, t) = I_1(x, y) + I_2(x, y) + 2\sqrt{I_1(x, y)I_2(x, y)}\cos\phi(x, y, t), \quad (1)$$

其中,  $I_1(x, y)$ 、 $I_2(x, y)$  分别为检测光与参考光的强度,  $\phi(x, y, t)$  为两相干光束间的相位差, 当有环境扰动时, 该项不仅是空间位置的函数, 还是时间的函数。

在干涉测量中, 为减少自然光或杂散光的干扰, 并消除光电探测器暗电流对检测结果的影响, 常采

用对光信号进行高频调制的方法, 将所需测量的信息加载于高频信号上<sup>[10]</sup>, 再通过后续电路的处理将其解出。若用图 1 所示方波对相干光源的强度进行调制, 则其光强可表示为:

$$I(t) = \text{rec}(\omega t) \otimes \frac{1}{2} \text{comb}\left(\frac{\omega t}{2}\right), \quad (2)$$

其中,  $\omega$  为调制角频率。

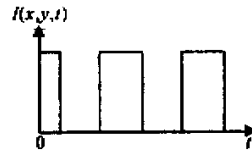


Fig.1 Square wave

对(2)式进行傅里叶级数展开得:

$$I(x, y, t) = \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \cos\omega t - \frac{2}{3\pi} \cos 3\omega t + \dots, \quad (3)$$

则(1)式变为:

$$I(x, y, t) = \left( \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \cos\omega t - \frac{2}{3\pi} \cos 3\omega t + \dots \right) [I_1(x, y) + I_2(x, y) + 2\sqrt{I_1(x, y)I_2(x, y)}\cos\phi(x, y, t)], \quad (4)$$

用光电探测器接收信号, 并将其输出信号中的直流成分滤除, 所得到的电压输出信号为:

$$V(x, y, t) = A \left( \frac{2}{\pi} \cos\omega t - \frac{2}{3\pi} \cos 3\omega t + \dots \right) [I_1(x, y) + I_2(x, y) + 2\sqrt{I_1(x, y)I_2(x, y)}\cos\phi(x, y, t)], \quad (5)$$

其中,  $A$  只与光电探测器的转换系数及电路的增益有关, 为一常量。借助乘法器, 将(5)式所示信号与  $\cos\omega t$  相乘, 所得的输出信号为:

$$V_C = V(x, y, t) \cos\omega t = \frac{A}{\pi} [I_1(x, y) + I_2(x, y) + 2\sqrt{I_1(x, y)I_2(x, y)}\cos\phi(x, y, t)] [1 + \cos 2\omega t] - \frac{2A}{3\pi} \cos 3\omega t \cos\omega t [I_1(x, y) + I_2(x, y) + 2\sqrt{I_1(x, y)I_2(x, y)}\cos\phi(x, y, t)] + \dots \quad (6)$$

再经低通滤波后, 所得的输出信号为:

$$V'_C = \frac{2A}{\pi} \sqrt{I_1(x, y)I_2(x, y)}\cos\phi(x, y, t) + \frac{A}{\pi} [I_1(x, y) + I_2(x, y)], \quad (7)$$

通过调节电路零点, 可得输出信号:

$$V_O = \frac{2A}{\pi} \sqrt{I_1(x, y)I_2(x, y)}\cos\phi(x, y, t), \quad (8)$$

由上式看出,  $V_O$  的幅值仅与  $I_1(x, y)$ 、 $I_2(x, y)$  及各级电路增益有关, 与文献[3, 4]方法相比, 调制深度不受两相干光束间光程差大小的限制, 信号的信噪比也得以很大提高, 且干涉条纹的对比度不因高频调制的引入而降低。

由(8)式可知, 当  $I_1(x, y)$ 、 $I_2(x, y)$  及  $A$  确定后,  $V_O$  随  $\phi(x, y, t)$  的变化而变化, 即  $V_O$  是环境振

动和空气扰动所造成的常数项光程差变化的反映。通过计算可求出与  $V_O$  相对应的  $\phi(x, y, t)$  值, 与参考相位  $\phi_0(x, y, t)$  相比, 将二者的差值作为反馈控制信号输出给压电传感器驱动器, 控制压电传感器的伸缩以带动参考反射镜进行光程补偿, 使干涉条纹稳定在与  $\phi_0(x, y, t)$  相对应的位置。按移相算法的要求依次改变  $\phi_0(x, y, t)$  ( $i = 1, 2, 3, \dots$ ) 即可将干涉条纹分别锁定在与其相对应的各个位置上, 采集各帧干涉图, 进而实现对被检元件面形误差的测量。

### 2.2 光路设计

通过合理的光路设计, 可从根本上解决文献[3, 4]中的由于对光信号的高频调制而降低用于波面测量的干涉条纹的对比度的问题, 在此利用偏振分光技术先将光路分为波面测量光路和振动探测与补偿光路, 而后再将二者重合在同一干涉光路中, 其原理

如图 2 所示。激光器射出的光由偏振分光棱镜  $PBS_1$  分为两路,一路是偏振方向平行于入射面的透射光( $p$ 光),另一路是偏振方向垂直于入射面的反射光( $s$ 光)。  $s$ 光被反射镜  $M_1$  反射后进入调制器,受调制的光再由反射镜  $M_2$  和  $PBS_2$  反射进入干涉系统,所形成的干涉条纹由  $PBS_3$  反射,并由光电点探测器接收,用于测量振动造成的影响;  $p$ 光则经扩束器及  $PBS_2$  后进入干涉系统,所形成的干涉条纹由  $PBS_3$  透射,并由面阵电荷耦合器件接收,用于移相波面测量。由于仅对振动探测与补偿光路中的光进行高频调制且不对扩束,从而保证了不降低该光路所形成的干涉场的能量密度,若再对该光路的光强进行如 2.1 所述的方波调制,则可大大提高光电点探测器的信噪比,有益于提高锁相精度和获得

好的振动补偿效果,进而提高移相测量精度;由于未对波面测量光路中的光信号进行高频调制,因而保证了该光路所形成的干涉条纹的对比度,保证了电荷耦合器件的信噪比,进而提高波面测量精度。

### 3 系统描述

根据上述原理建立的斩波式自适应移相干涉系统的原理框图如图 3 所示。在该系统中采用声光调制器(AOM)对进入 Shack 干涉仪的  $s$  光的光强实现如原理中所述的高频方波调制。所用声光调制器的驱动器有一频率控制端口,在该端口输入不同的电压即可改变加在声光晶体上的射频频率,使一级衍射光发生不同的频移。在此将角频率为  $\omega$  的方波输入给声光调制器驱动器,使驱动器以角频率  $\omega$  交替地产生  $f_1$  和  $f_2$  两种射频成分并输出给声光调制器。当  $s$  光以布拉格角入射到声光晶体时,将发生布拉格衍射,其一级衍射光的频率将以角频率  $\omega$  交替地产生  $f_1$  和  $f_2$  的频移,且不同频率的一级衍射光对应不同的衍射角。通过改变方波的幅度可改变这两种频率成分的一级衍射光之间的夹角,以保证只有一种频率成分的一级衍射光进入 Shack 干涉仪的针孔,从而对进入干涉仪的  $s$  光的强度实现斩波式的高频方波调制。

Fig. 2 Principle scheme of optical path

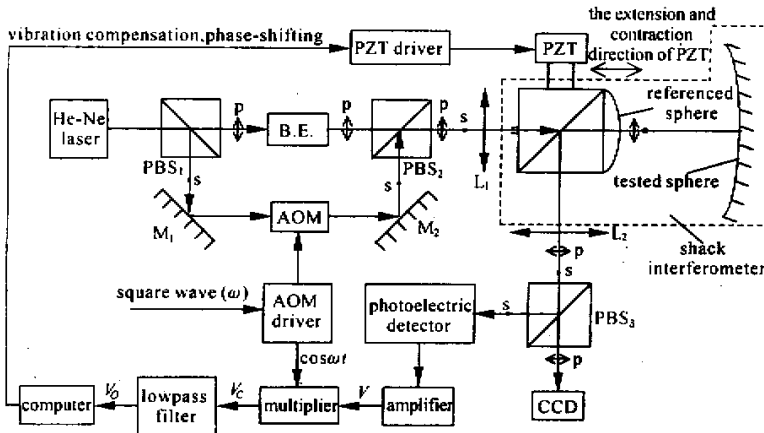
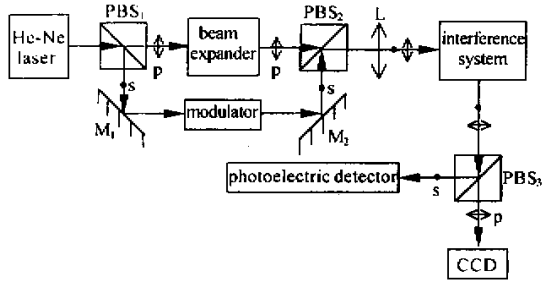


Fig. 3 Scheme of the chopping adaptive interferometer system

### 4 实验结果

用图 3 所示系统进行了一系列实验。实验中,被检光学元件的曲率半径为 1200 mm,用频率为 4 kHz 的方波作为声光调制器驱动器的输入,低通滤

波器的截止频率为 1 kHz,移动一个干涉条纹时,低通滤波器的输出信号的峰-峰值为 3.4 V。

图 4 为干涉系统开环和闭环时干涉条纹的稳定情况,纵坐标代表低通滤波器的输出。其中,0~0.2 s 为系统开环时的输出,它也是实验环境中振动的反映;0.2 s~1.7 s 为系统闭环时的输出, A、B、C、

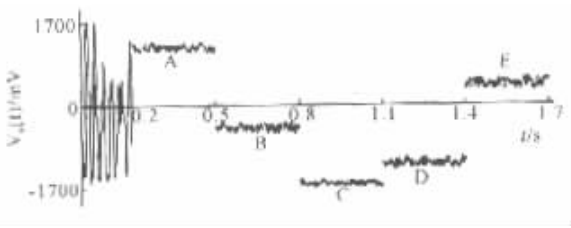


Fig. 4 Stabilized evolutions of the lowpass filter output for open-loop and closed-loop

D、E 分别对应于干涉条纹锁定在  $\phi_i$  为  $45^\circ$ 、 $105^\circ$ 、 $165^\circ$ 、 $225^\circ$ 、 $285^\circ$  的位置。由图 4 看出,系统闭环后的输出信号仍有一较小的残余波动,说明振动引起的相位变化未得到 100% 的补偿。这种波动范围的大小与环境振动的频率和幅度以及闭环控制系统的动态特性有关,在如图 4 左侧所示的振动环境下,若以对应的光学相位量表示,该残余波动幅度的均方根值为  $2.65^\circ$ 。

与图 4 对应的低通滤波器输出信号的功率谱密度分布如图 5 所示,图中细实线和粗实线分别对应开环和闭环状态,与细实线对应的纵坐标位于左侧,与粗实线对应的纵坐标位于右侧。由图 5 看出,系统闭环后对开环时存在的各种频率成分的振动都有较好的抑制效果,其中对 13 Hz 附近的振动抑制达 26 dB。

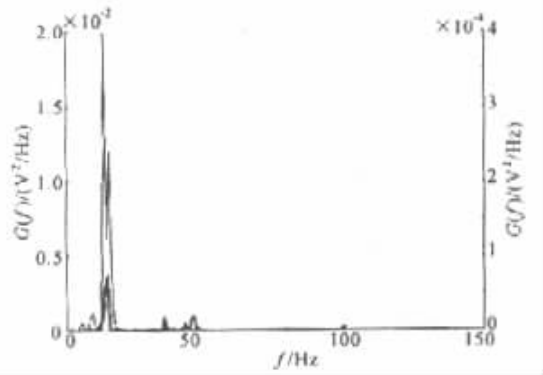


Fig. 5 Comparison of vibration power spectrum density for open-loop and closed-loop

用所建立的系统对同一光学元件的面形进行了移相干涉测量。在此采用五步移相法<sup>[11]</sup>,移相间隔为  $90^\circ$ ,起始相位差为  $45^\circ$ 。对在移相过程中所采集的各帧干涉图进行处理得到如图 6 所示的被检元件的面形误差分布,对该元件多次重复测量,所得到的面形误差分布的峰谷值  $\Delta_{PV}$  及其均方根值  $\Delta_{RMS}$  分别为:

$$\Delta_{PV} = (0.188 \pm 0.005) \lambda,$$

$$\Delta_{RMS} = (0.034 \pm 8 \times 10^{-4}) \lambda.$$

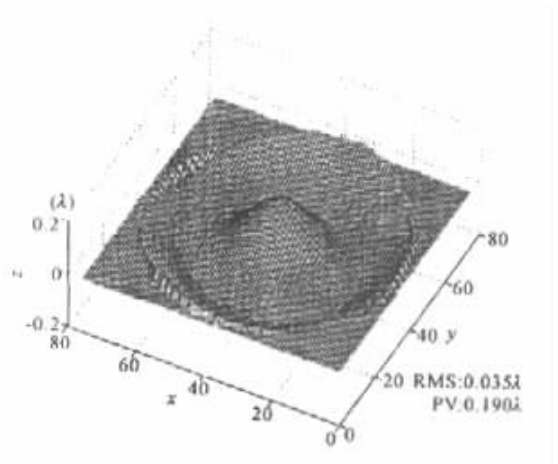


Fig. 6 Surface error of a tested optical element ( $x$  and  $y$  stand for sample points)

又用 ZYGO 干涉仪在光学减振平台上对同一光学元件的面形进行五步移相干涉测量,经多次重复测量得:

$$\Delta_{PV} = (0.200 \pm 0.005) \lambda,$$

$$\Delta_{RMS} = (0.034 \pm 0.001) \lambda.$$

结论 建立了一个斩波式自适应移相干涉系统,可实时探测环境振动及空气扰动造成的两相干光束间常数项光程差的变化,并予以光学补偿,将干涉条纹锁定在与任意相位差相对应的位置,可依所选算法对光学元件进行移相干涉测量,其测量结果与使用光学减振平台的 ZYGO 干涉仪测量的结果一致,且重复性优于 ZYGO 干涉仪。该系统的独到之处在于:

1) 利用偏振分光技术先将光路分为振动探测与补偿光路和移相面形测量光路,对前一光路中的光信号进行高频调制,然后再将这两个光路重合于同一干涉光路中,使前一光路中的光调制不再影响后一光路中干涉条纹的对比度,保证了移相干涉测量信号的高信噪比和测量精度;

2) 利用声光调制器对振动探测与补偿光路中的光信号的强度进行斩波式的高频方波调制,使调制深度不受两相干光束间光程差大小的限制,既可用于不等光程干涉计量,又可用于等光程干涉计量,该调制方式不影响干涉条纹的对比度,且调制信号具有高的信噪比。

## 参 考 文 献

- [1] Koliopoulos C L. Simultaneous phase shift interferometer. *Proc. SPIE*, 1991, 1531: 119~127

- [ 2 ] Ichirou Yamaguchi , Ji-yuan Liu , Jun-ichi Kato. Active phase-shifting interferometers for shape and deformation measurement. *Opt. Engng.* ,1996 ,**35**( 10 ) 2930~2937
- [ 3 ] Freschi A A , Frejlich J. Adjustable phase control in stabilized interferometry. *Opt. Lett.* ,1995 ,**20**( 6 ) :635~637
- [ 4 ] Glen Charles Cole. Vibration compensation for a phase-shifting interferometer. [ Master thesis ] , The University of Arizona ,1997.23~33
- [ 5 ] Osami Sasaki , Kazuhide Takahashi , Takamasa Suzuki. Sinusoidal phase modulating laser diode interferometer with a feedback control system to eliminate external disturbance. *Opt. Engng.* ,1990 ,**29**( 12 ) :1511~1515
- [ 6 ] Osami Sasaki , Hiroyuki Sasazaki , Takamasa Suzuki. Two-wavelength sinusoidal phase/modulating laser-diode interferometer insensitive to external disturbances. *Appl. Opt.* ,1991 ,**30**( 28 ) 4040~4045
- [ 7 ] Takamasa Suzuki , Takao Okada , Osami Sasaki *et al.* . Real-time vibration measurement using a feedback type of laser diode interferometer with an optical fiber. *Opt. Engng.* ,1997 ,**36**( 9 ) 2496~2502
- [ 8 ] Wu Yifang. A novel sinusoidal phase-modulating laser diode interferometer based on slowly-varying approximation. *Acta Optica Sinica*( 光学学报 ) ,1997 ,**17**( 11 ) :1528~1532( in Chinese )
- [ 9 ] Hariharan P. Phase-stepping interferometry with laser diode. 2 : Effects of laser wavelength modulation. *Appl. Opt.* ,1989 ,**28**( 10 ) :1749~1750
- [ 10 ] Gao Zhiyun , Gao Yue. *Photoelectricity Detecting Technology*( 光电检测技术 ). Beijing : National Defence Industry Press ,1995. 308~309( in Chinese )
- [ 11 ] Daniel Maracala. *Optical Shop Testing*. 2nd Ed. , New York : Wiley ,1992. 527~529

## Chopping Adaptive Phase-Shifting Interferometry

Zhao Weirui<sup>1)</sup> Cao Genrui<sup>2)</sup>

( 1 ) , *Institute of Semiconductors , The Chinese Academy of Sciences , Beijing 100083*  
 ( 2 ) , *Department of Optical Engineering , Beijing Institute of Technology , Beijing 100081* )

( Received 11 July 2001 ; revised 7 August 2001 )

**Abstract :** An adaptive phase-shifting interferometry , insensitive to the disturbance of constant term of phase perturbations induced by environmental vibration and air turbulence is discussed. where the polarization characteristic and high frequency intensity modulation of laser beam and phase lock-in as well as the closed loop control techniques are used , and a chopping adaptive phase-shifting interferenece system was set up. The wobble of interference fringes can be compensated , and sequentially be locked at arbitrarily chosen phase for phase-shifting testing. Comparing with other similar techniques , here the depth of signal modulation is not limited by the magnitude of optical path difference and the fringe contrast is not reduced by the modulation , hence a high signal-to-noise ratio can be obtained. The principle and structure of the chopping adaptive phase-shifting interferometer are described. The experimental results and conclusions are presented.

**Key words :** adaptive interferometry ; acousto-optic modulation ; vibration detection and compensation ; closed feedback control