

干涉仪测光波长移动所引入的相位误差*

石文江 伍陵川 杨建宝 宁雅农 黄尚廉

(重庆大学国家教育部光电技术及系统重点实验室, 重庆 400044)

摘 要 在理论分析的基础上, 对国际上目前广泛采用的干涉法测量光纤布拉格光栅(FBG)传感系统中的光波长移动所存在的相位测量原理误差进行了实验研究, 提出了双相位锁相放大器加动态补偿的测量方案。结果表明, 直接用锁相放大器测量布拉格波长移动所对应的相位变化时, 如果布拉格波长与其相关的锯齿波光程差幅值不相等, 将产生准周期性的测量原理误差。假设扫描锯齿波幅值初始偏差为 20 nm, 那么测量原理误差将大到全量程的 5%。如果使用双相位锁相放大器测量交变的被测量, 误差将减小到全量程的 0.4% 以内。进一步而言, 如果从实时测得的干涉仪输出的畸变载波信号中取出与布拉格波长相对应的周期作为数字锁相放大器的参考周期, 就可以消除锯齿波幅值初始偏差的影响, 从而将测量原理误差控制在一个可以接受的范围, 即大约在全量程的 0.1% 以内。

关键词 锁相放大器, 波长测量, 原理误差分析, 原理误差补偿。

1 引 言

由于光纤布拉格光栅^[1, 2]的本征传感、波长编码运作和易于复用等特性, 特别适合于埋入建筑物或安装在各种表面以监测应力和温度的变化, 因而引起了人们的广泛兴趣。

光纤布拉格光栅传感器的输出信号为被测量调制的光波长移动, 因而在高精度测量的应用中需要采用具有高分辨力的波长检测技术。干涉测量就是目前最灵敏的波长检测技术之一。采用一个非平衡的干涉仪, 可以将光纤中光栅反射回来的光的波长移动转换为相位变化, 然后用锁相放大器测出这一相位变化, 从而测得相应的被测量^[3, 4]。同时, 由于光学相位差的变化既与波长移动成正比, 也与非平衡干涉仪光程差和波长平方的比率成正比, 因此采用较大的光程差, 可以测到很小的波长移动。

众所周知, 当测量系统中使用锁相放大器时, 通常需要稳定的频率参考信号, 它一般由锁相放大器采用一个锁相环锁定在某一外部参考频率信号而产生, 这样, 就可以测量相对于该频率信号的相位变化。

对采用干涉法检测波长移动的光纤传感系统而言, 其载波信号可通过以锯齿波形式扫描干涉仪的光程差来产生, 并使光程差的幅值等于布拉格波长。这样, 输出的载波信号滤波后

* 国家自然科学基金重点基金(59635140)、青年基金(69607003)、国家教委留学回国人员基金(1997 年第 396 号)及国家教委优秀青年教师基金(1998 年)的资助。

收稿日期: 1998-03-30; 收到修改稿日期: 1998-12-01

就是与锯齿波同频的正弦波信号。将此正弦波信号的相位与从锯齿波驱动电路^[3]或另一参考传感器^[4]取来的参考信号的相位相比较,就可以测定调制在载波信号上的相位变化。然而在实际系统中,布拉格波长会不断发生移动,锯齿波光程差的幅值将难以一直与之保持一致,从而使输出信号产生波形失真。此时,如果锁相放大器仍工作于固定的锯齿波频率,就将产生测量原理误差。特别是在波分复用传感系统中,被复用的不同光栅间的布拉格波长相差较大,再考虑到各个光栅工作的光谱范围,锯齿波光程差的幅值和各个光栅的中心布拉格波长的差值将不可避免地显著增大,从而引入更为严重的测量原理误差。本文就上述“载波频率失配”问题进行了理论分析、实验验证和补偿,并讨论了它对测量精度的影响。

2 理论分析

通常,在波长的干涉测量方案中,如果锯齿波光程差的幅值等于布拉格波长值,锁相放大器的输出信号 S_0 可表达为

$$S_0 = (1/2) \cos [(2\pi L_0 / (\lambda_0 + \delta\lambda))], \quad (1)$$

式中 L_0 为非平衡干涉仪的光程差, λ_0 为布拉格光栅的中心波长,而 $\delta\lambda$ 是由被测量引起的布拉格中心波长的移动。也就是说,布拉格中心波长的任何移动都将导致输出信号的相应变化。

然而,如果锯齿波光程差的幅值与布拉格波长值不相等,干涉仪的输出波形将发生畸变。如图 1 所示。如果用锁相放大器检测此载波信号中的相位变化,输出信号 S 可表达为^[5]:

$$S = \frac{\lambda_0 - \Delta\lambda_0}{2\lambda_0 - \Delta\lambda_0 + \delta\lambda} \operatorname{sinc} \left[\pi \left(\frac{\Delta\lambda_0 + \delta\lambda}{\lambda_0 + \delta\lambda} \right) \right] \cos \left[\frac{2\pi L_0}{\lambda_0 + \delta\lambda} - \pi \left(\frac{\Delta\lambda_0 + \delta\lambda}{\lambda_0 + \delta\lambda} \right) \right], \quad (2)$$

其中, $\Delta\lambda_0 = \lambda_0 - A$, $\Delta\lambda_0$ 为锯齿波初始偏差,即布拉格中心波长与锯齿波光程差幅值之差; A 为锯齿波光程差的幅度峰-峰值。

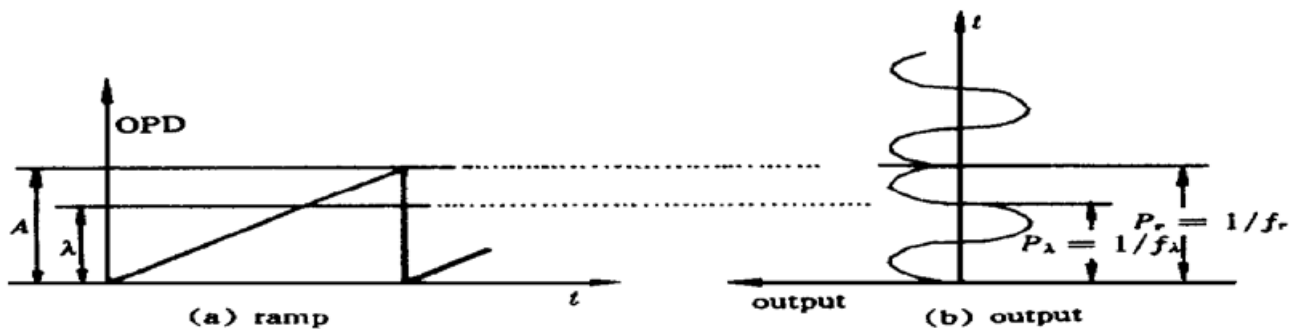


Fig. 1 Schematic of the relationship between the ramping amplitude and the distortion of the output signal of the interferometer. (A is the ramping amplitude, λ is the Bragg wavelength, $P_r = 1/f_r$ is the ramp period, and $P_\lambda = 1/f_\lambda$ is the signal period corresponding to the Bragg wavelength in the distortion carrier signal)

从(2)式可以看出, S 的值与(1)式中 S_0 的值不同,除非 $\Delta\lambda_0$ 和 $\delta\lambda$ 同时为零。所以,如果用(2)式的输出值来作为(1)式的输出值,将产生测量原理误差 E ,可表示如下

$$E \approx \frac{1}{2} \operatorname{sinc} \left[\pi \left(\frac{\Delta\lambda_0 + \delta\lambda}{\lambda_0 + \delta\lambda} \right) \right] \cos \left[\frac{2\pi L_0}{\lambda_0 + \delta\lambda} - \pi \left(\frac{\Delta\lambda_0 + \delta\lambda}{\lambda_0 + \delta\lambda} \right) \right] - \frac{1}{2} \cos \left(\frac{2\pi L_0}{\lambda_0 + \delta\lambda} \right). \quad (3)$$

从(3)式可以看出,测量原理误差取决于两个余弦函数,其周期分别为

$$\delta\lambda_{P1} \approx 2\lambda_0^2 / (2L_0 - \Delta\lambda_0 - \lambda_0), \quad \delta\lambda_{P2} \approx \lambda_0^2 / (L_0 - \lambda_0).$$

考虑到 $L_0 \gg \lambda_0$ 和 $L_0 \gg \Delta\lambda_0$, 所以 $\delta\lambda_{P1} \approx \delta\lambda_{P2} \approx \lambda_0^2 / L_0$, 即两个余弦函数具有同样的周期。这表明测量误差 E 也是具有同样周期的准周期函数,其周期为 $\delta\lambda_P \approx \lambda_0^2 / L_0$ 。

显然, 测量原理误差的周期与传感系统的自由光谱量程 (λ_0/L_0)^[6] 的周期相同。因此, 在全自由光谱量程内, 测量原理误差的值是循环变化的。这个结论意味着光波长移动的值不同时, 产生的测量误差不同, 因而无法采用相对测量法完全消除。

3 计算机仿真

为了定量地分析这一测量原理误差, 可用简单的计算机程序算出 E 的值。在计算时, L_0 和 λ_0 的值分别取 $1300 \mu\text{m}$ 和 $1.3 \mu\text{m}$ 。这样, 该传感系统的自由光谱量程值为 1.3 nm 。

第一种情况, 如果研究的传感系统中所用的是一个光纤光栅传感器, 或者是一些时分复用或空分复用的具有同样栅距的光纤光栅传感器, 那么, 在设置锯齿波幅值与初始布拉格中心波长相等时, 锯齿波的初始偏差 $\Delta\lambda_0$ 为零。由于被测量引起的布拉格中心波长的移动仍会打破这种相等关系, 从而引入测量原理误差。图 2 所示即为这种情况计算所得的测量原理误差, 布拉格波长从 1300 nm 变化到 1301.3 nm , 也就是说波长的移动值大约为一个自由光谱量程 (1.3 nm)。由图 2 可见, 当中心波长增大时, 测量原理误差将发生变化。对应不同波长, 产生的误差不同。因此, 这种误差无法用前面提到的相对测量法来消除。从另一个角度而言, 这种由波长移动引入的测量原理误差的最大值约为全量程 (1.3 nm) 的 0.25% , 即约 3.25 pm 。在实际应用中, 这一误差可以忽略。

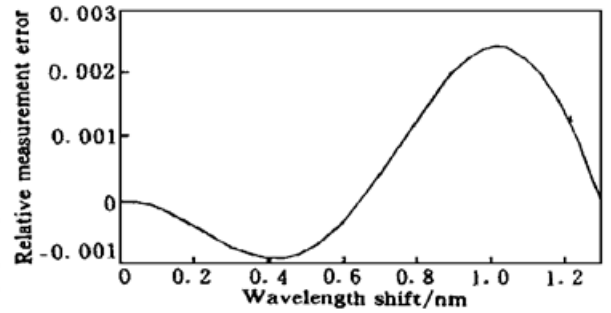


Fig. 2 Relative measurement error without the initial ramp deviation as a function of wavelength shift

第二种情况, 如果测量系统所用的是一些波分复用的光纤光栅。由于不同光栅的布拉格中心波长不同, 因而锯齿波光程差的幅值和每个布拉格中心波长值之间存在较大的差异, 其结果是测量原理误差也较大。当选择总的波长移动值 ($\Delta\lambda = \Delta\lambda_0 + \delta\lambda$) 在 0 到 20 nm 之间时, 通过(3)式可以计算出测量原理误差, 计算结果参见图 3。很明显, 测量原理误差是一个关于总的波长移动的准周期函数, 当波长移动约一个自由光谱量程时, 测量原理误差变化一个周期。同时, 测量原理误差的峰-峰值随总的波长移动值的增大而增大, 所以可用它估计相对不同的总波长移动可能存在的最大测量原理误差。例如, 当锯齿波初始偏差约 4 nm 而波长移动为 1.3 nm 时, 最大测量原理误差在全自由光谱量程上约为 1% 。而当锯齿波初始偏差增至 20 nm (如 4 个光纤光栅波分复用时^[3]) 时, 最大测量原理误差大约增大到全自由光谱量程的 5% , 即最大误差约为 65 pm 。也就是说, 当一个微应变对应 1.15 pm 的波长移动时^[6], 测量原理误差约为 56.5 个微应变。因此, 在精密测量中, 这一误差是不可忽略的。

第三种情况, 当用双相锁相放大器检测相位时, 测量误差也同样存在。此种情况的仿真结果参见图 4。从图中可以看出, 测量误差不仅是其峰-峰值与总波长移动成正比的准周期函数, 同时还包含缓慢增大的线性直流成分。然而在交变的应变测量场合, 测量误差中的直流成分可以被消除。由于测量原理误差中的直流成分的值比交流成分的峰-峰值大, 测量原理误差的大部分都可以被消除。在这种情形下, 相对单相锁相放大器中的测量原理误差而言, 双相锁相放大器的误差更小 (为全自由光谱量程的 0.4%)。另外, 从图中还可看出, 当波长移动约一个自由光谱量程时, 双相锁相放大器的测量原理误差将发生两个周期的变化。也就是双相锁相放大器测量原理误差的周期为相应的单相锁相放大器的两倍。

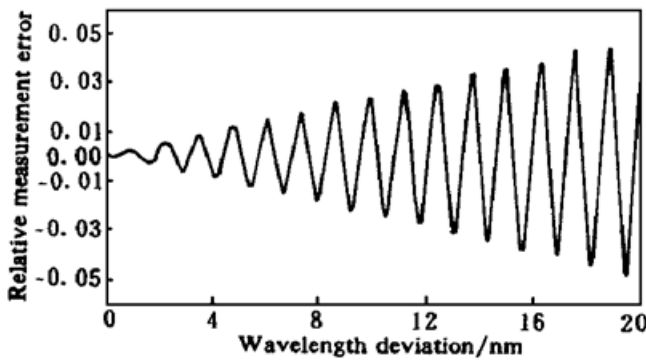


Fig. 3 Relative measurement error of the single-phase lock-in amplifier as a function of wavelength deviation

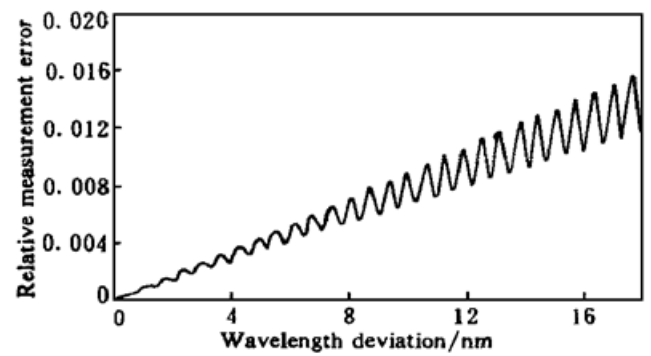


Fig. 4 Relative measurement error of the double-phase lock-in amplifier as a function of wavelength deviation

4 补偿原理

以上分析表明,当锯齿波光程差的幅值与布拉格波长值不等时,干涉仪输出的强度信号将发生畸变,并在载波信号中引入高阶谐波成分,如图1所示。在这种情形下,如果用锁相放大器来检测载波信号的相变,放大器的输出仅反映出载波信号的一阶谐波的相位变化,其值一般都不等于布拉格波长移动引起的相位变化。其差异,导致了测量原理误差的产生。

在实际传感系统特别是波分复用传感系统中,由于扫描锯齿波的初始偏差总是无法避免的,因而必然引入相位测量原理误差。为消除这一误差,参考信号的频率必须实时加以调整,以使参考信号的频率始终与布拉格波长所产生的正弦波的频率保持一致。这样,布拉格波长移动所引起的相位变化值就可以准确测得。在这种情况下,波形的任何变形都可以用这种暂且称之为“主动补偿”的信号处理方法加以消除。具体实现方法可以在系统工作时,采样载波信号并送入微机。如果锯齿波的幅值比布拉格波长的幅值大,波形将发生畸变,如图1所示。值得注意的是,载波信号的每个周期中都内含一个完整周期的余弦波。该余弦波的周期($P_\lambda = 1/f_\lambda$)直接与布拉格波长相对应,并可在每个载波周期内测得。因此,可在相位参考点开始,只截取一个完整余弦周期内的采样数据。并以这些保留的数据作为输入信号,同时在微机内自动生成具有周期 P_λ 的余弦信号作为参考信号,在微机中进行类似锁相放大的软件数据处理,计算获得布拉格波长移动所引起的相移。

一般来讲,这种方法基本上可以避免锯齿波幅值初始偏差的影响,从而把相位测量原理误差限制在一个较低的水平上。例如,在本仿真系统中,对应双相位锁相放大器和单相位锁相放大器的测量原理误差分别被限制于测量范围的0.1%和0.3%。

5 实验与结果

5.1 实验系统

实验系统如图5所示。该系统用于验证相位测量原理误差和误差动态补偿方法。为了减小环境干扰的影响(如温度波动和机械振动等),对实验系统中所用的干涉仪采取了稳定措施^[7]。实验系统中的主要设备是迈克耳孙干涉仪。干涉仪一个臂上的反射镜粘贴在压电陶瓷上,其位置可由微机通过D/A转换卡驱动压电陶瓷加以控制,使反射镜在光程差位置左右振

动, 其频率为 287 Hz, 主要受 A/D 和 D/A 卡速度的限制。信号源是中心波长 786 nm 的多模激光二极管(MLD)。改变二极管的驱动电流, 可以产生波长移动并用以仿真布拉格波长移动。系统中还使用一个波长为 632.8 nm 的 He-Ne 激光器作参考光源来稳定干涉仪。信号光和参考光在分光器处合二为一并同时射入光程差为 4.4 mm(处于 MLD 的第二个干涉带^[8])的迈克耳孙干涉仪。干涉仪的输出用波长选择滤波器将信号光和参考光分开。用两个光电探测器分别将这两路光信号转换为电信号, 并通过 A/D 卡输入微机。实验的基本操作可分为以下步骤:

1) 微机产生三角波信号并通过 D/A 卡送给压电陶瓷; 2) 两个光电探测器的输出由 A/D 卡同时采样后送入微机; 3) 信号强度输出的相位值通过软件型数字锁相放大器测得。

由于计算机送出控制信号驱动压电陶瓷和采样光电探测器测得的相应光信号的工作都是在一个程序循环内完成, 所以可以认为这三个信号(一个驱动波形信号和两个强度输出信号)是同步的。这样, 参考强度输出信号的最小值可用于将干涉仪锁定在一个固定的光程差上, 这可由调整控制信号的平均直流值来实现^[7]。

实验中所用的三角波主要用于稳定干涉仪。正如前文对相位测量原理误差所作的分析那样, 锯齿波可以看成是忽略下半周期而只保留上半周期的三角波。在实验时, 三角波形的光程差幅值选择为常量, 并且比最大的布拉格波长大一点。这样, 变形载波信号的每个周期内含的余弦波形均会超过一个完整的周期, 如图 1 所示。实际上, 由于实验系统的仿真波长为 786 nm, 所以锯齿波的初始偏差约选为 170 nm, 也就是三角波形的光程差幅值大约为 950 nm。这里, 将锯齿波初始偏差选得较大, 是为了相位测量原理误差容易被观测到。所产生的变形载波信号由 A/D 卡转换成数字形式送入微机。在微机中, 软件型数字锁相放大器进行数据处理以测得相位变化。软件型数字锁相放大器是这样工作的, 首先生成初始相位为零且周期与参考周期相同的数字余弦波, 将该信号作为参考信号与输入载波信号相乘, 相乘结果的直流成分通过一个数字低通滤波器获得。该直流成分即为锁相放大器的输出。

获得软件型数字锁相放大器的参考周期和输入的相位载波信号的方法有两种。对应传统锁相放大器的方法是将与整个锯齿波周期等价的三角波的整个上半周期用作软件型数字锁相放大器的参考周期, 而变形载波信号用作相位载波信号。对应本文提出的补偿原理的方法是用微机分析畸变的载波信号, 从而获得与布拉格波长对应的周期($P_{\lambda} = 1/f_{\lambda}$)。该周期用作软件数字型锁相放大器的参考周期。而在锯齿波起始点处, 带有布拉格波长产生的相位信息载波信号的一部分, 也可以从畸变的载波信号中截取出来。该部分仅包含一个完整的周期 P_{λ} , 这里将其用作输入软件数字锁相放大器的相位载波信号。

5.2 实验结果及讨论

采用前述的两种信号输入方法所测得的相位值如图 6 所示。当激光二极管的驱动电流从 53 mA 变到 63 mA 时, 相位变化约为 300° , 亦即波长移动约 0.12 nm, 与实验系统的自由光谱量程 0.14 nm 大致相等。

从图 6 中很容易看出, 对应两种信号输入法测得的结果是不同的。对与传统锁相放大器

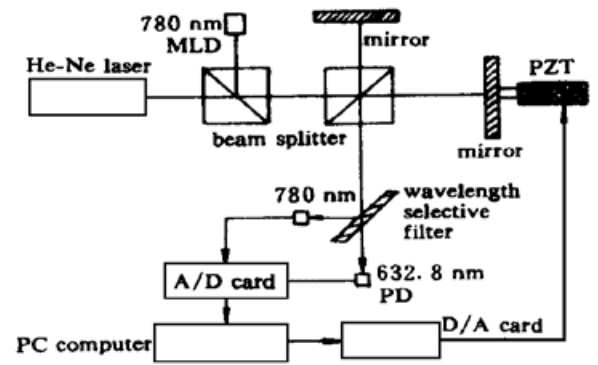


Fig. 5 Experimental arrangement. MLD: multi-mode laser diode; PZT: piezoelectric transduction driver; PD: photodiode

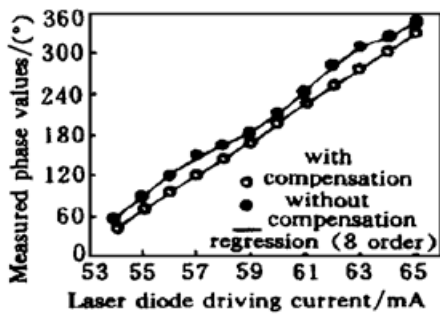


Fig. 6 Measured phase values with the use of the software digital double-phase lock-in amplifier as a function of the laser diode driving current

对应的使用方法而言, 由于一直存在锯齿波的初始偏差, 因而会引入相位测量原理误差。正是由于这一相位测量原理误差导致了图 6 中结果的不同, 其差异如图 7 所示。该差异正好是双相位锁相放大器的输出结果。对单相位锁相放大器而言, 对应两种信号输入方法的测得值的差异如图 8 所示。

根据理论分析, 当系统使用双相位锁相放大器, 并且其锯齿波的初始偏差为 170 nm 时, 测量原理误差的直流成分大约为 10%, 峰-峰值大约为 4%, 亦即其绝对值分别为 36°和 14°。当波长移动约一个自由光谱量程, 则测量原理误差大约变化两个周期。另一方面, 对单相位锁相放大器而言, 当波长移动约一个自由光谱量程, 测量原理误差只改变一个周期, 其峰-峰值大约为 40%, 也就是说测量原理误差的强度将在 -0.2 到 +0.2 之间变化。从图 7 和图 8 中可以看出, 测量原理误差的实验测量结果与理论分析的结果大致吻合。

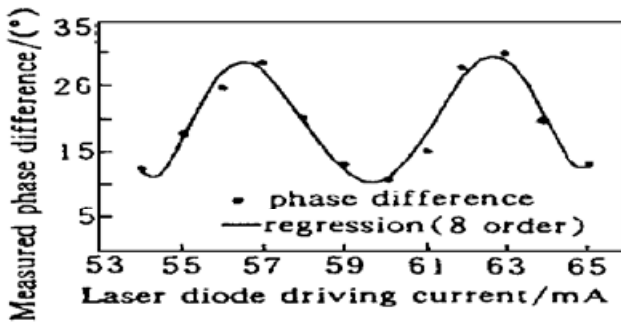


Fig. 7 Measured results of the phase difference with the principle of the double-phase lock-in amplifier as a function of the laser diode driving current

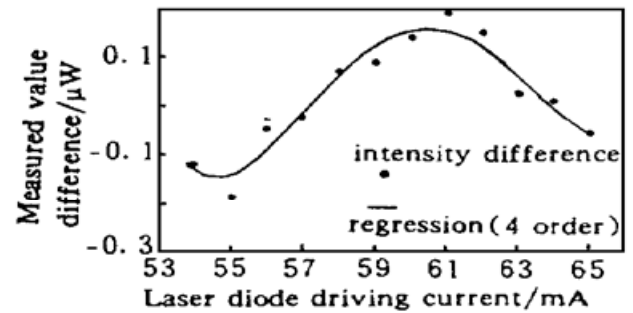


Fig. 8 Measured results of the measured value difference with the principle of the single-phase lock-in amplifier as a function of the laser diode driving current

结 论 理论分析表明, 当锯齿波光程差的幅值与布拉格波长值不相等时, 干涉仪输出的强度信号将发生畸变, 并且在载波信号中引入高阶谐波成分。在这种情形下, 如果用锁相放大器来检测载波信号的相位变化, 放大器的输出仅反映出载波信号中的一阶谐波的相位变化, 其值一般都不等于布拉格波长移动引起的相位变化。其差异, 导致了测量原理误差的产生。

本文从实验的角度证明了这个测量原理误差。该误差是一个准周期变化的系统误差, 其幅值是整个波长移动的函数。如果锯齿波初始偏差为 20 nm, 那么测量原理误差将达到整个测量范围的 5%。当采用双相位锁相放大器并仅用于测量交变的被测量, 则测量原理误差可减小到整个测量范围的 0.4%。

为消除这一测量原理误差, 我们提出了一种称之为“主动补偿”的信号处理方法, 并阐述了其工作原理及初步实验结果。采用这一方法, 可将测量原理误差控制在一个可以接受的范围, 即大约在全量程的 0.1% 以内。

参 考 文 献

- [1] Meltz G, Morey W W, Glenn W H. Formation of Bragg gratings in optical fiber by a transverse holographic method. *Opt. Lett.*, 1989, **14**(15) : 823~ 825
- [2] Morey W W, Dunphy J R, Meltz G. Multiplexing fiber grating sensors. *Proc. SPIE*, 1991, **1586** : 216~ 223
- [3] Kalli K, Brady G P, Webb D J *et al.*. Wavelength-division and spatial multiplexing using tandem interferometers for Bragg grating sensor networks. *Opt. Lett.*, 1995, **20**(24) : 2544~ 2546
- [4] Kersey A D, Berkoff T A, Morey W W. Fiber-optic Bragg grating strain sensor with drift-compensated high-resolution interferometric wavelength-shift detection. *Opt. Lett.*, 1993, **18**(1) : 72~ 74
- [5] Shi W J, Ning Y N, Grattan K T V *et al.*. Analysis of the measurement error in wavelength shift measurement systems for optical sensor applications. *Proc. Appl. Opt. & Optoelectron.*, Reading UK, 1996, **9** : 440~ 444
- [6] Weis S, Kersey A D, Berkoff T A. A four-element fiber grating strain sensor array with phase-sensitive detection. *IEEE Photon. Technol. Lett.*, 1995, **6**(12) : 1469~ 1472
- [7] Shi W J, Ning Y N, Grattan K T V *et al.*. A novel wavelength measurement scheme using a stabilized interferometric system. *Proc. SPIE*, 1996, **2895** : 64~ 67
- [8] Ning Y N, Grattan K T V, Meggitt B T *et al.*. Characteristics of laser diodes for interferometric use. *Appl. Opt.*, 1989, **28**(17) : 3657~ 3661

Phase Measurement Error in an Interferometric Wavelength Shift Measurement System

Shi Wenjiang Wu Lingchuan Yang Jianbao

Ning Yanong Huang Shanglian

(Key Laboratory of Optoelectronic Technology and Systems of State Education Ministry of China,
Chongqing University, Chongqing 400044)

(Received 30 March 1998; revised 1 December 1998)

Abstract The phase measurement error in an interferometric wavelength shift measurement scheme, such as that used in in-fiber Bragg grating sensors, has been investigated experimentally, with appropriate underpinning analytical theory. It has been shown that when a lock-in amplifier is employed to detect the phase shift generated by the Bragg wavelength shift, a pseudo-periodical measurement error can be introduced due to the difference between the amplitude of the optical path difference ramp and value of Bragg wavelength. If the initial ramp deviation equals 20 nm, the measurement error may be as large as 5% of the total measurement range. By using a double-phase lock-in amplifier to measure the AC strain, the measurement error can be decreased to 0.4% of the total measurement range. By using the real-time measured period which corresponds to the Bragg wavelength with the distorted carrier signal of the interferometer as the reference period of a digital lock-in amplifier, the effect of the initial ramp deviation can be principally avoided, and the measurement error can be kept to an acceptably low level, about 0.1% of the total measurement range.

Key words lock-in amplifier, wavelength measurement, measurement error analysis, error compensation.