

波长扫描干涉仪信号处理技术

王 勇¹ 廖延彪¹ 田 芊²

(清华大学¹ 电子工程系,² 精密仪器系 北京 100084)

提要 提出了一种可用于绝对距离测量的光纤扫描干涉仪。基于数字信号处理技术,设计了一种算法,从而有效地提高了相位的分辨率、滤除噪声和干扰并克服了扫描过程中波长的随机晃动,可达到距离测量所要求的 $0.05 \mu\text{m}$ 的精度和 $0.01 \mu\text{m}$ 的分辨率。

关键词 光纤干涉仪, 波长扫描, 绝对距离, 信号处理

1 引 言

与其他传统的传感器相比, 光纤传感器具有体积小、重量轻、耐腐蚀、抗电磁干扰、适用于易燃易爆环境等优点^[1,2], 而且便于联网和复用, 可实现多点、多参量及分布式测量。光学干涉技术是目前最精确的测量手段^[3], 其中绝对距离的测量是重要的发展方向而被广泛研究。近来兴起的一些干涉技术, 如白光干涉技术^[4]、线性调频外差干涉技术^[5,6]、采用小数条纹的双波长干涉技术^[7]等, 使光纤位移传感器以其广泛的特性、高灵敏度和大的动态范围更加引人注目。但是这些方法都要求稳定的中心频率或进行线性调频以及高重复性的机械移动, 这是不易实现的。而且这些方法更适用于相对位移的测量。如果应用于绝对距离测量则必须校准作为参考尺度的光源波长。为克服以上缺点, 我们提出了一种新颖的可用于绝对距离测量的波长扫描干涉仪^[8]。其测量原理不同于其他传统的干涉仪。由于干涉信号的独特性, 对其处理技术亦不同。应用传统的条纹计数方法会带来很大的误差, 其值不小于 $0.5 \mu\text{m}$ 。本文根据时域波形特点, 提出了一种精确的信号及其参数的估计方法, 不但可完成绝对距离的测量, 而且精度达到 $0.05 \mu\text{m}$ 。对算法的应用范围、精度进行了理论分析及数值模拟。

2 系统结构及测量原理

图 1 所示为波长扫描干涉仪的结构。采用一个可调谐光源同时照亮两个单模光纤 F-P 干涉仪, 一个作为传感腔, 另一个作为参考腔, 其腔长经过准确标定并通过选择合适的材料和控制其温度而保持固定。当波长扫描时, 每个干涉仪输

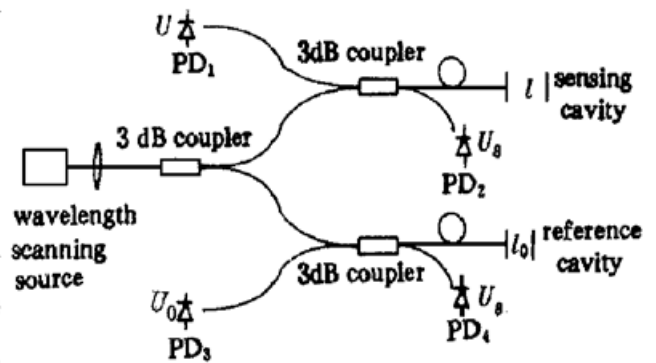


图 1 波长扫描干涉仪的系统结构
Fig. 1 The configuration of the measurement system

出一组干涉条纹,两个条纹数的比值等于两个腔长的比值。实际是把波长作为中介去比较传感腔和参考腔的长度,以获得传感腔的准绝对信息^[8]。利用这种方法,不但可获得绝对距离,而且减少了系统对光源稳定性、扫描重复性的要求。

3 干涉信号处理

波长扫描干涉仪的输出信号与传统的光学干涉仪不同^[9],其周期是非均匀的。因而采用传统的条纹计数或相位检测的方法将产生很大的误差,为此我们采用了一种新的干涉信号处理技术。这一技术的基本出发点是:首先对时域的干涉信号进行分析,寻找一个合适的估计函数进行时域波形估计。然后对信号参数,如相位、长度、扫描范围及中心波长等进行估计,从而获知待测腔长,完成绝对距离的测量。

3.1 干涉信号波形估计

从传感干涉仪输出的双光束干涉信号可表示为

$$U(t) = A \int_{\delta\lambda} \left[1 + m \cos \left[\frac{4\pi l}{\lambda} \right] \right] \cdot S(\lambda, \lambda_0) \cdot D(\lambda) d\lambda \quad (1)$$

这里 A 为常数; m 为条纹对比度; $S(\lambda, \lambda_0)$ 为光源光谱分布, λ_0 为其中心波长, $\delta\lambda$ 为其带宽, 扫描时 λ_0 随时间 t 从 λ_1 到 λ_2 线性变化; $D(\lambda)$ 为探测器的光谱响应函数; l 为传感 F-P 干涉仪的腔长。光源的波动可通过除以 U , 消去。于是传感腔输出的归一化干涉信号为

$$V(t) = \int_{\delta\lambda} \cos \left[\frac{4\pi l}{\lambda} \right] \cdot S(\lambda, \lambda_0) \cdot D(\lambda) d\lambda \Big/ \int_{\delta\lambda} S(\lambda, \lambda_0) \cdot D(\lambda) d\lambda \quad (2)$$

同时,以 $V_0(t)$ 表示参考干涉仪的输出信号,其长度固定为 l_0 。设 $\lambda_0 = \lambda_c + \eta$, λ_c 为扫描范围 $\lambda_1 \sim \lambda_2$ 的中心, η 为光源中心波长 λ_0 与 λ_c 的偏离。引入估计函数 V'

$$V'(t) = \cos[4\pi l / (\lambda_c + \eta)] \quad (3)$$

用 $V(t)$, $V_0(t)$ 和 l_0 来估计待测腔长 l , 要求尽可能高的估计精度和尽可能短的时间。对比 (3) 式和 (2) 式可知,若用 $V'(t)$ 来估计 l , 计算将十分简便,但可能引入误差。下面将看到, $V(t)$ 和 $V'(t)$ 之间的误差与测量距离 l 及扫描范围均有关系,并且可以通过选择合适的光源来减少这一误差。在实际系统中^[8], 波长扫描从 1290~1330 nm, 此范围的随机变化约为 2 nm。

假设光源光谱是高斯分布的,其宽度(对应峰值的 $1/e$ 处)为 $\delta\lambda$, 对于 $\delta\lambda = 0.1$ nm 和 $\delta\lambda = 0.001$ nm, 应用数值计算的方法可得 $V(t)$ 和 $V'(t)$ 之差,如图 2 所示。其中波长 λ 从 1290~1330 nm 扫描,长度 l 从 0.1~0.9 mm 变化。可见在波长扫描过程中,其误差周期性变化,并且测量距离越大,误差越大。光源的谱宽越窄, $V'(t)$ 与 $V(t)$ 的误差越小。特别是,当 $\delta\lambda = 0.001$ nm 时误差小于 10^{-6} , 远低于噪声水平,完全可以忽略。此时在频域内对应的光源带宽约为 100 MHz。

在此限制下,我们设计制作了一个可调谐的外腔半导体激光器,马达驱动凸轮带动光栅转动,实现波长扫描。马达的转速为 3000~4800 r/min,因而测量频率为 100~160 Hz。波长扫描范围超过 40 nm,其中心波长为 1310 ± 2 nm,谱宽小于 10 MHz。

3.2 信号参数估计

进行参数估计的基本方法是:从两组输出条纹及参考腔长出发,利用长度与相位的对应关系,求出传感腔长的一个估计;然后再将其作为初值进行更精确的估计。首先采用相位估计的方法求传感腔长的初值。这一方法亦可用于其他非均匀、带噪干涉条纹的计数。

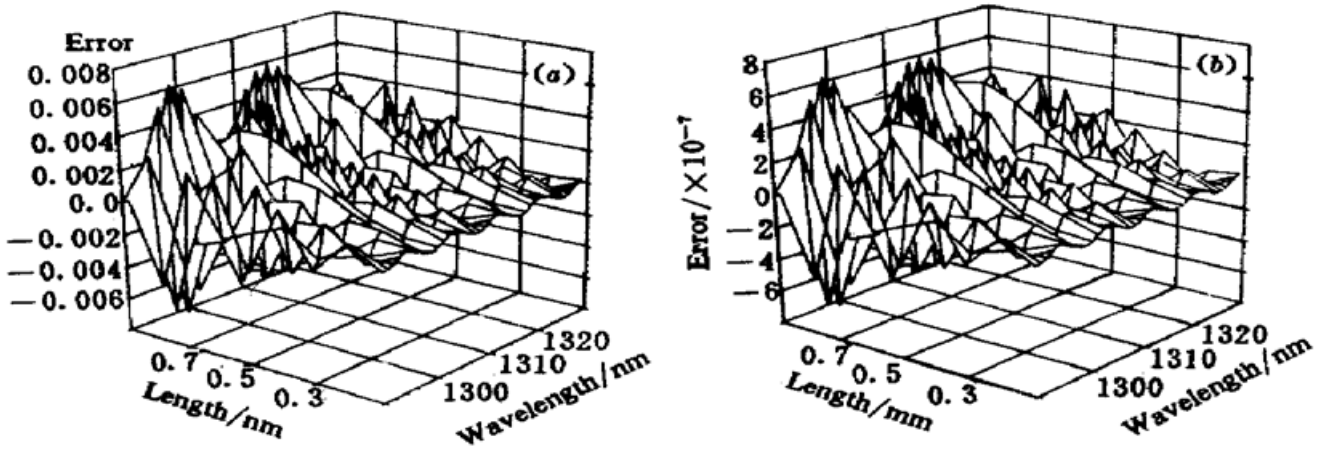


图 2 光源带宽 $\delta\lambda$ 不同时 $V(t)$ 和 $V'(t)$ 的差

Fig. 2 Difference between $V(t)$ and $V'(t)$ under two different bandwidths $\delta\lambda$
(a) $\delta\lambda = 0.1 \text{ nm}$; (b) $\delta\lambda = 0.001 \text{ nm}$

将一组归一化的带噪干涉信号按下式进行零均值化处理, 替代原值并存贮

$$V_i \leftarrow V_i - \frac{\sum_{j=0}^{K-1} V_j}{K} \quad (4)$$

再对 V_i 按如下规则进行滤波: 首先紧邻的符号相同的点分为一组, 则它们对应于半个干涉条纹和噪声峰, 考虑每个峰的宽度 w_j 。对 V_i 进行 FFT 处理, 获得信号的中心频率 ω_0 , 则信号的平均周期 $T_0 = 2\pi/\omega_0$ 。干涉条纹的平均峰宽 w_0 在 $T_0/2$ 附近, 而噪声峰宽则是随机的。根据干涉信号的实际情况, 选择一常数 a , 当满足 $w_j > w_0 + a$ 或 $w_j < w_0 - a$ 时, 认为这是一个噪声峰, 将所有点都设置为零。经过滤波, 可以消除部分干扰和噪声, 减小相位估计的误差。

如图 3 所示, 干涉条纹的总数可表示为

$$m = n + r_1 + r_2 \quad (5)$$

这里 r_1 和 r_2 表示条纹数的小数部分, n 表示整数条纹部分。每个干涉峰的中心位置可由下式求出^[10]

$$c = \frac{\sum(i \times |V_i|)}{\sum|V_i|} \quad (6)$$

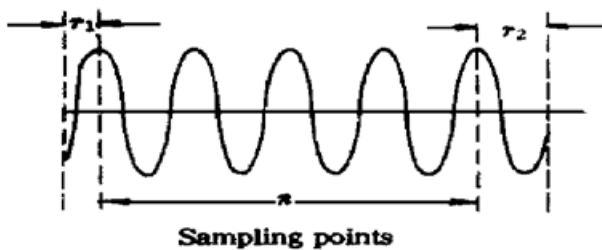


图 3 条纹计数方法示意

Fig. 3 Fringe number counting

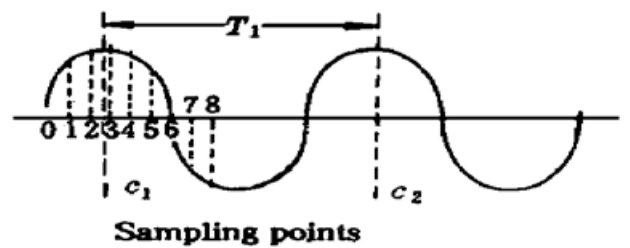


图 4 条纹初相位及周期的表示

Fig. 4 Illustration of the original phase and period

如图 4 所示, 由第一个峰中心位置 c_1 与第二个峰中心位置 c_2 之差求出初始周期 $T_1 = c_2 - c_1$ 。定义初相位 $\Phi_1(2\pi r_1)$ 表示起始点与 c_1 之间的相位差, 末相位 $\Phi_2(2\pi r_2)$ 表示终止点与最后一个干涉峰之间的相位差, 总相位 $\Phi = \Phi_1 + 2\pi n + \Phi_2$ 。采用本方案估计相位时, 至少要扫过两个条纹, 由此限制了最小可探测的距离为 $40 \mu\text{m}$ (对于波长为 $1.3 \mu\text{m}$ 的光源)。求初相位 Φ_1 可采用

信号参数估计中最小均方误差估计的方法。定义以 Φ_1 为自变量的均方误差函数

$$f(\Phi_1) = \frac{1}{[T_1]} \sum_{i=0}^{[T_1]-1} [\cos(\omega_1 i + \Phi_1) - V_i]^2 \tag{7}$$

其中 $\omega_1 = 2\pi/T_1$, $[T_1]$ 表示周期 T_1 的整数部分。当 $f(\Phi_1)$ 取得最小值时对应的 $\hat{\Phi}_1$ 即为最佳的初相位估计。进而可求出传感腔输出条纹的末相位及总相位的最佳估计分别为 $\hat{\Phi}_2$ 和 $\hat{\Phi}$ 。同理, 可求出参考腔输出条纹的总相位的最佳估计为 $\hat{\Phi}_0$, 于是有

$$\hat{l} = l_0 \hat{\Phi} / \hat{\Phi}_0 \tag{8}$$

从(8) 式得到了待测长度 l 的一个较准确的估计值 \hat{l} 。进一步得到扫描范围 $\Delta\lambda$ 的估计为

$$\Delta\lambda \hat{=} \lambda^2 \hat{\Phi}_0 / (4\pi l_0) \tag{9}$$

理论分析及实验模拟^[9] 证明了 l 的估计值 \hat{l} 与其真值之差小于 $0.5 \mu\text{m}$, 干扰和噪声的影响在很大程度上已被消除。而传统的条纹计数方法精度不及上述最佳相位估计法, 因而对于距离的测量精度达不到 $0.5 \mu\text{m}$ 。

3.3 l 的精确估计算法

再利用全部采样点 ($V_0 \sim V_{K-1}$) 对 l 进行更精确的估计。参照(7) 式, 定义均方误差函数

$$f(\lambda, l) = \frac{1}{K} \sum_{i=0}^{K-1} \left| \cos \left[\frac{4\pi l}{\lambda + \eta_i} \right] - V_i \right|^2 \tag{10}$$

这里 η_i 的取值范围为 $-\Delta\lambda/2 \sim \Delta\lambda/2$, λ_c 的取值范围为 $1308 \sim 1312 \text{ nm}$, l 的变化范围从 $\hat{l} - 1 \mu\text{m}$ 到 $\hat{l} + 1 \mu\text{m}$ 。使得(10) 式达到最小值的 l 称为最佳估计 l_M 。

利用(2) 式得到一组模拟的数据 V_i 代入(10) 式, 并以 λ 和 l 为自变量绘出 $f(\lambda, l)$ 如图 5 所示。求解空间曲面 $f(\lambda, l)$ 的最小值有多种方法, 如牛顿法、共轭梯度法等, 但是从图 5 可知曲面上有大量的极小值, 以至于这些方法无法在此使用。最简单的办法就是在 λ - l 平面 ($4 \text{ nm} \times 2 \mu\text{m}$) 内按所要求的分辨率为步进、逐点进行搜索。但计算量极大, 无法进行实时数据处理。通过大量模拟, 对极小值点的分布特性, 如图 6 所示, 有如下的结论: (1) 对于给定的 λ_c , f 极小值点沿 l 轴周期分布, 周期与 λ_c 无关; (2) 对于固定的 l , f 极小值点沿 λ_c 轴周期分布, 周期与 l 成反比; (3) f 极小值点分布于图 6 中一组平行的粗线内。线条的宽度由系统的性能所决定, 如信噪比、扫描平稳性等, 反映了测量的精度。实际情况下, 可先选择一个相对宽的范围, 例如沿 l 轴方向的宽度取 $0.1 \mu\text{m}$ 。

沿这些平行线进行搜索, 容易求得平面区域中 $f(\lambda, l)$ 的最小值。下面给出求解 l 的具体算法:

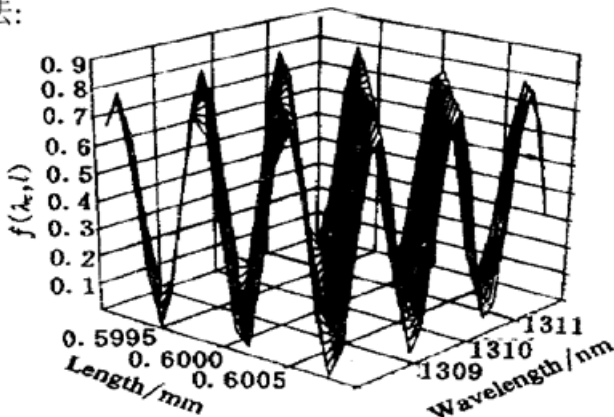


图 5 均方误差 $f(\lambda, l)$ 作为 λ 和 l 的函数
Fig. 5 The plot of $f(\lambda, l)$ versus λ and l

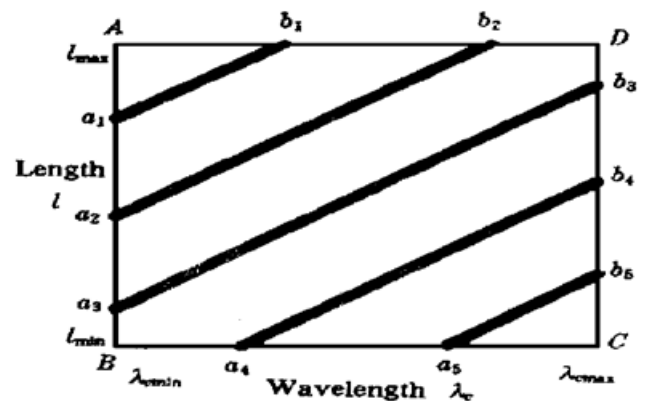


图 6 均方误差函数 $f(\lambda, l)$ 的极小值分布
Fig. 6 The distribution of $f(\lambda, l)$ minimum points

(1) 由(5)式~(9)式得到 \hat{l} 和 $\Delta\hat{\lambda}$; (2) 在图6中确定搜索范围, $\lambda_c \in [\lambda_{\min}, \lambda_{\max}]$, $l \in [l_{\min} \sim l_{\max}]$; (3) 确定 λ_c 及 l 的搜索步长,分别为0.05 nm和0.01 μm (决定测量的分辨率); (4) 确定边界上 $f(\lambda, l)$ 的极小点,沿ABC方向标记为 a_1, a_2, a_3, \dots ,沿ADC方向标记为 b_1, b_2, b_3, \dots ; (5) 沿线段 a_i-b_i 进行搜索,确定出 f 的最小点,对应 λ_c 及 l 的最佳估计为 $\hat{\lambda}_c$ 和 \hat{l}_M ; (6) 将 $\hat{\lambda}_c$ 代入(9)式得到 $\Delta\lambda$ 更准确的估计,然后再按步骤(1)~(5)进行操作,可进一步提高 \hat{l}_M 的准确性。对于实际的测量系统,三至五次操作后,由于估计的偏差及噪声的存在, \hat{l}_M 的精度不会再提高。

4 模拟与实验

对算法进行检验时,利用(2)式产生模拟的干涉信号,并控制其信噪比不低于8 dB。对测量距离为0.05~1.0 mm之间的多个被测距离进行模拟,按上述算法的操作次数,分别统计输出的均方误差 σ ,选择 $-3\sigma \sim 3\sigma$ 作为测量误差 Δl 的范围。图7所示为测量误差 Δl 的范围与算法操作次数的关系的模拟结果。图中第0次操作的结果由(8)式得到,精度低于0.5 μm 。显见,算法执行3~5次后,测量的精度不再提高。测量精度的极限值取决于系统输出的信噪比,受限于光源和干涉仪的性能^[9]。

在实验系统中,我们采用的是分辨率为12位,采样率为40 kHz的A/D芯片,电机转速约为3000 r/min。参考腔长选择为950 μm 。图8所示为对应传感腔和固定腔的一组归一化干涉条纹,光源的波动已被消除,整个条纹的采样时间约为10 ms,其信噪比大于10 dB。参考腔长实际校准值为 $949.97 \pm 0.01 \mu\text{m}$,按本算法得到待测腔长为 $510.02 \pm 0.02 \mu\text{m}$,测量误差不超过0.05 μm 。对0.05~1.0 mm之间的多个被测距离进行了测量和校准,实验结果如图9所示,可见测量的误

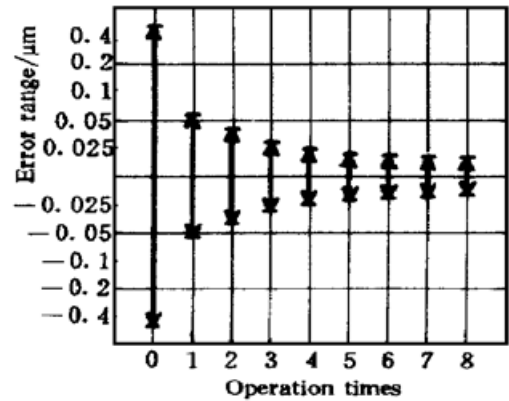


图7 测量误差 Δl 的范围与算法操作次数的关系的模拟结果

Fig. 7 The simulation results of the relation between the measuring error range Δl and the operation times

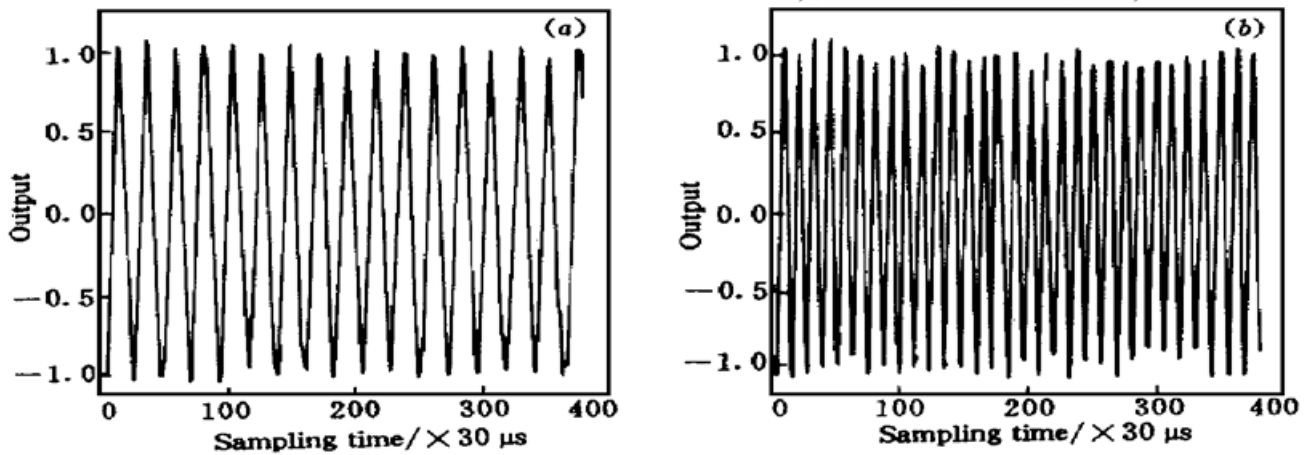


图8 两个干涉仪的归一化输出条纹
(a) 传感腔; (b) 参考腔

Fig. 8 Normalized fringes from two interferometers
(a) sensing cavity; (b) reference cavity

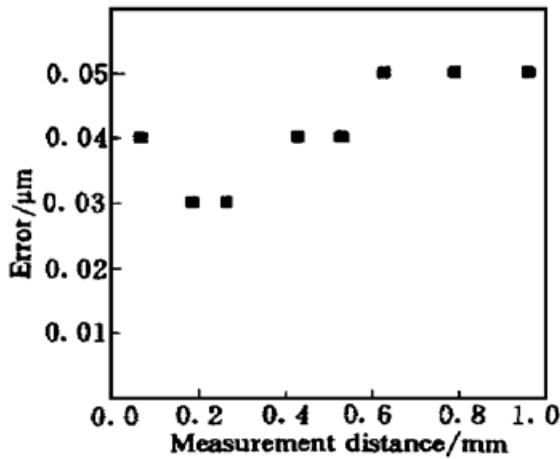


图 9 距离测量的实验结果

Fig. 9 The experimental results of the distance measurement errors

差不超过 $0.05 \mu\text{m}$ 。

参 考 文 献

- 1 T. G. Giallorenzi, J. A. Bucaro, A. Dandridge *et al.*. Optical fiber sensor technology. *IEEE J. Quantum Electron.*, 1982, **QE-18**(4): 626~ 665
- 2 T. S. J. Lammerink, J. H. J. Fluitman. Measuring method for optical fibre sensors. *J. Phys. E: Sci. Instrum.*, 1984, **17**(12): 1127~ 1129
- 3 P. Hariharan. *Optical Interferometry*. Sydney: Academic Press Australia, 1985. 151~ 163
- 4 Y. J. Rao, Y. N. Ning, D. A. Jackson. Synthesized source for white-light sensing systems. *Opt. Lett.*, 1993, **18**(6): 462~ 464
- 5 Tian Qian, Li Dacheng, Zhang Enyao. Study on optical fiber displacement gauge using with frequency-modulated diode laser. *Chinese J. Laser* (中国激光), 1992, **19**(9): 668~ 670 (in Chinese)
- 6 Tian Qian, Zhang Enyao, Zheng Gang *et al.*. Multiplexing technique of optical fiber displacement sensor based on heterodyne interference with frequency-modulated semiconductor laser. *Acta Optica Sinica* (光学学报), 1995, **15**(6): 771~ 777 (in Chinese)
- 7 R. Onodera, Y. Ishii. Two-wavelength laser-diode interferometer with fractional fringe techniques. *Appl. Opt.*, 1995, **34**(22): 4740~ 4746
- 8 Wang Yong, Liao Yanbiao, Tian Qian. A novel wavelength scanning fiber optic interferometer for absolute distance measurement. *Proc. SPIE*, 1996, **2895**: 361~ 366
- 9 Y. Wang, Y. B. Liao, Q. Tian. Signal analysis of wavelength scanning interferometer for absolute distance measurement. *Acta Optica Sinica* (光学学报), to appear
- 10 S. Chen, A. W. Palmer, K. T. V. Grattan *et al.*. Digital signal-processing techniques for electronically scanned optical-fiber white-light interferometry. *Appl. Opt.*, 1992, **31**(28): 6003~ 6010

Signal Processing Techniques for Wavelength Scanning Interferometry

Wang Yong¹ Liao Yanbiao¹ Tian Qian²

(¹Electronic Engineering Department, ²Precision Instruments Department, Tsinghua University, Beijing 100084)

Abstract A novel wavelength scanning fiber-optic interferometer for absolute distance measurement has been proposed. Based on the digital signal processing techniques, an algorithm to effectively discriminate phase information, eliminate perturbations and overcome the random drifts of the scanning wavelength, is established. So, the practical demands of a precision $0.05 \mu\text{m}$ and a resolution $0.01 \mu\text{m}$ are met.

Key words fiber-optic interferometer, wavelength scanning, absolute distance, signal processing