

# 用于绝对距离测量的波长扫描干涉仪信号分析

王 勇<sup>1)</sup> 廖延彪<sup>1)</sup> 田 芊<sup>2)</sup>

1), 清华大学电子工程系, 北京 100084

2), 清华大学精密仪器系, 北京 100084

**摘 要** 提出了一种可用于绝对距离测量的波长扫描光纤干涉仪。在时域和频域上, 对其输出信号进行了研究。理论分析了法布里-珀罗腔多光束干涉所产生的干扰以及扫描过程中波长的随机漂移对输出信噪比的影响。由此提出了外腔光源结构和加工精度的要求, 并设计了相应的信号处理算法, 达到了距离测量所要求的 $0.05 \mu\text{m}$ 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, 信号分析。

## 1 引 言

位移或距离的测量在工业生产及科研领域占有重要的地位, 绝对距离的测量, 更是目前重要的发展方向而被广泛研究<sup>[1, 2]</sup>。与其它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、适宜于易燃易爆环境下使用以及便于多点多参量测量等优点<sup>[3, 4]</sup>。光纤干涉位移测量一般采用传统的单频光纤干涉仪<sup>[5]</sup>, 输出干涉信号的相位变化与物体的位移成正比, 测量采用条纹计数的方案, 精度可达 $0.01 \mu\text{m}$ , 测量范围小于 $100 \mu\text{m}$ , 但由于其致命弱点——位移必须连续, 从而使其实际应用受到极大限制。在此基础上, 近来发展起的一些干涉技术如白光干涉技术<sup>[6]</sup>, 线性调频外差干涉技术<sup>[7]</sup>、多波长干涉技术<sup>[8]</sup>等使得光纤位移传感器以其广泛的特性、高灵敏度和精度更加引人注目。白光干涉法采用宽光谱的发光二极管光源, 并用一参考干涉仪解调传感干涉仪的信号, 其输出是幅度为高斯分布的对称正弦信号。解调信号通过 CCD 扫描方式空间展开<sup>[9]</sup>或通过机械扫描方式时域展开<sup>[10]</sup>, 分辨率达到 $0.02 \mu\text{m}$ , 测量范围可达到 $20 \text{ mm}$ , 但其精度则需要高稳定性、重复性的机械移动来保证, 其信号处理的最大困难是零级条纹的定位, Ning 等采用了复杂的合成光源技术以提高定位精度<sup>[11]</sup>。调频外差技术是对半导体激光器进行线性调频, 干涉仪输出的拍信号的频谱为核函数(sinc)型分布, 利用锁相放大器探测  $n$  次谐波的相位可获得物体的相对位移<sup>[12, 13]</sup>, 测量范围达到 $20 \text{ mm}$ , 精度为 $0.1 \mu\text{m}$ , 但要求光源中心频率稳定和严格线性的调制。在单频外差的基础上又发展了双频外差干涉技术<sup>[14]</sup>, 将两个由外差方法得到的相位合成为单一波长的相位, 可以提高测量范围和精度。多波长干涉技术通过多个未受调制的光源合成相位的办法增大输出信号相位的单调区间, 扩大了测量范围。这一技术不但要求各光源波长稳定, 而且测

量范围较小<sup>[8]</sup>。如果将其应用于绝对距离测量, 必须较准作为参考尺度的光源波长。

为克服以往技术的不足, 基于双腔比较的思想<sup>[15]</sup>, 作者提出了一种新型的可用于绝对距离测量的波长扫描干涉仪<sup>[16]</sup>, 其波长扫描范围达到40 nm, 避免了使用精密的机械移动机构解调信号, 因而较其它技术更易于实用化。由于光源波长在较大范围内移动, 其输出信号不同于以往的干涉仪, 对此本文给出了详细的理论分析和实验结果。

## 2 测量原理

波长扫描干涉仪的系统结构如图1所示。采用一个波长可调谐光源同时照亮两个光纤法布里-珀罗干涉仪, 一个作为传感腔, 其长度  $l$  待测, 另一个作为参考腔, 其腔长  $l_0$  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  $\Delta\lambda$  时, 在双光束干涉近似下, 每个干涉仪输出一组干涉条纹, 条纹数分别为  $2l\Delta\lambda/\lambda^2$  和  $2l_0\Delta\lambda/\lambda^2$ , 其比值等于两个腔长的比值  $l/l_0$ , 由此获得了待测的绝对距离, 并消除了光源的影响。这一方案实际上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。采用这种方法, 不但可以获得绝对距离, 减少了系统对于光源稳定性、扫描重复性的要求, 而且避免了复杂的机械移动装置, 系统更易于实用化。

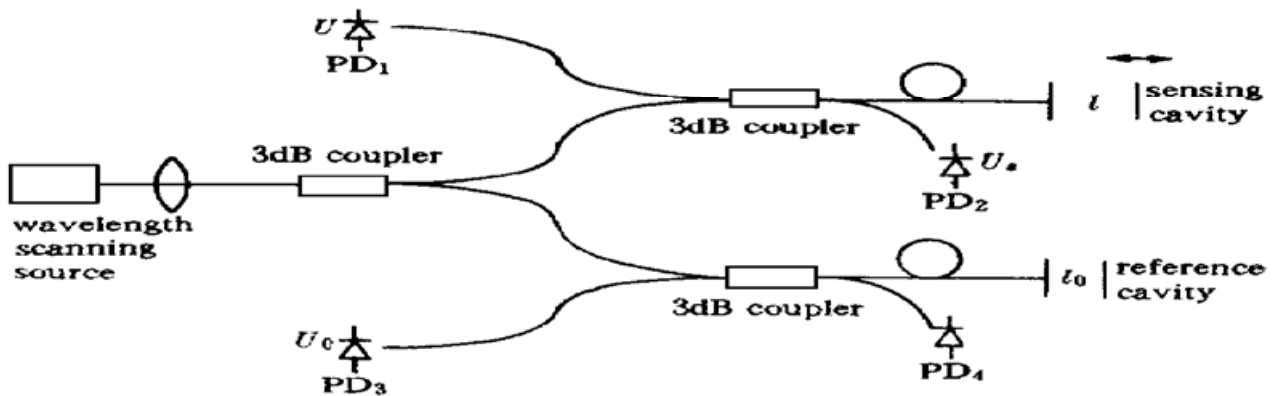


Fig. 1 The configuration of the wavelength scanning interferometer

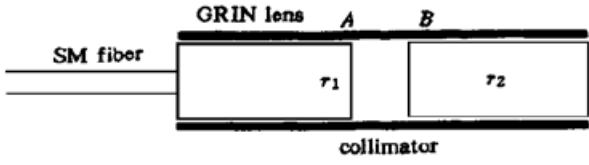
## 3 干涉信号分析

信号是信息的载体。当波长扫描时, 两个法布里-珀罗干涉仪分别输出一组干涉条纹。此信号不同于一般的单频光纤干涉仪输出的正弦信号, 在下面的分析中可知, 在理想情况下, 它们可近似看作是经过线性调频的正弦波。而实际上, 波长扫描干涉仪的输出信号中既有被测距离的信息, 又有干扰和噪声。干扰来自于法布里-珀罗干涉仪的多光束干涉以及外界环境对系统的扰动, 如温度变化、机械振动等。噪声则来自于扫描过程中波长的随机漂移以及信号转换与处理电路等。因此, 按上述原理直接从干涉输出信号中提取待测的距离信息时, 干扰和噪声将引入较大的误差, 使得这一测量方法达不到所要求的精度, 也无法体现波长扫描测量技术的优越性。因此必须对信号进行分析, 研究输出信号中被测量、干扰及噪声的特征, 并以此为基础采用相应的信号处理方法, 建立信号参量的精确估计算法, 有效地消除干扰和噪声, 同时鉴别出被测距离。

### 3.1 多光束干涉的影响

由于法布里-珀罗干涉仪的输出信号中除了所需要的双光束干涉信号外还包括多光束干

涉信号。如图2所示为参考法布里-珀罗腔的结构，腔的A、B两端面平行，其反射率分别为  $r_1$  和  $r_2$ 。传感法布里-珀罗干涉仪的B端面粘于被测物体上或直接利用其表面，因而不能保证A、B两端面平行。参考法布里-珀罗腔的规一化输出为：



$$V(t) = \int_{\delta\lambda} [\cos \delta + \sqrt{r_1 r_2} \cos 2\delta + \dots] \times S[\lambda, \lambda_0(t)] D(\lambda) d\lambda / \int_{\delta\lambda} S[\lambda, \lambda_0(t)] D(\lambda) d\lambda \quad (1)$$

Fig.2 The structure of the reference F-P interferometer

式中  $S(\lambda, \lambda_0)$  为光源的光谱分布， $\lambda_0(t)$  为其中心波长，扫描时在时间间隔  $t$  内从  $\lambda_1$  线性变化到  $\lambda_2$ ， $\delta\lambda$  为其谱宽； $D(\lambda)$  是探测器的光谱响应函数； $\delta$  为法布里-珀罗干涉仪相邻的反射光的相位差， $\delta = 4\pi l/\lambda$ 。在一次扫描过程中， $\lambda_1$ 、 $\lambda_2$ 、 $l$  看作是信号的未知参数。提取法布里-珀罗腔相位差为  $\delta$  的双光束干涉项作为测量信号，其余多次反射所形成的干涉项则作为干扰。

对于由(1)式产生的理想的输出干涉信号，作1024点快速傅里叶变换，结果如图3所示，对应腔长为0.5 mm，波长扫描40 nm。本文中频谱图的横坐标均采用归一化频率，若求实际频率，则需乘以  $2\pi/NT$  (rad./s)，这里  $N$  为总采样点数， $T$  为采样周期。分析输出信号频谱可知，其基频对应双光束干涉项，高次谐波构成干扰项。对于参考法布里-珀罗干涉仪，一方面可通过选择合适的法布里-珀罗端面反射率提高信噪比，最佳的端面反射率取值范围是0.10~ 0.15；另一方面可通过数字信号处理技术消除高次谐波。对于传感法布里-珀罗干涉仪，由于法布里-珀罗腔轴偏离及倾斜等原因，多次反射的影响可以忽略。一组传感腔输出的实际干涉信号的频谱分布如图4所示，其对应腔长约0.5 mm。可见，信号中带有干扰和噪声。

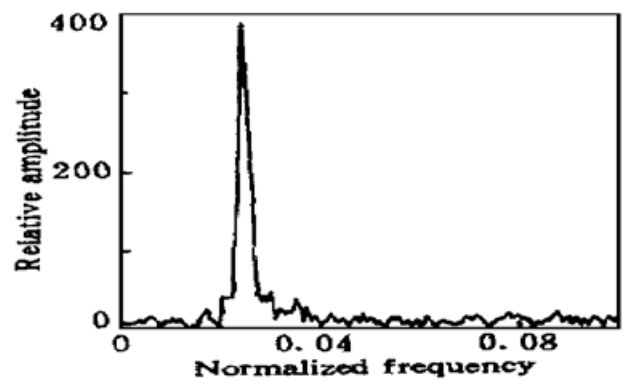
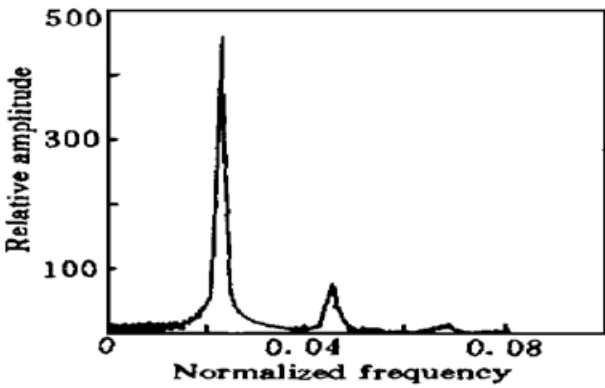


Fig.3 Frequency spectrum of an ideal simulated signal

Fig.4 Frequency spectrum of a practical signal

### 3.2 信号波形估计

对于本系统，求解待测距离就是从输出信号出发进行信号参数估计。对于窄带光源，归一化的双光束干涉输出可用下式近似，

$$V'(t) = \cos [4\pi l / (\lambda_c + \eta)] \quad (2)$$

式中  $\lambda_c$  为扫描范围  $\lambda_1 \sim \lambda_2$  的中心， $\eta$  为扫描时光源中心波长  $\lambda_0$  与  $\lambda_c$  的偏离。对于腔长不超过 1 mm 的法布里-珀罗干涉仪，当采用谱宽小于 0.001 nm 的外腔激光器时， $V'$  与  $V$  的误差小于  $10^{-6}$ ，因此可利用(2)式分析干涉信号的特性。

### 3.3 信号频谱分析

利用级数展开，忽略  $\eta^2$  以上的高次项，则信号  $V'$  的瞬时相位可表示为：

$$\Phi(\eta) = \frac{4\pi l}{\lambda_c} \left( 1 - \frac{\eta}{\lambda_c} + \frac{\eta^2}{\lambda_c^2} \right) \quad (3)$$

式中  $\eta = \eta_0 + at$ ,  $\eta \in [-\Delta\lambda/2, \Delta\lambda/2]$ ,  $\Delta\lambda = \lambda_2 - \lambda_1$ ,  $t \in [0, T]$ ,  $a$  为波长扫描速率。可见, 由于  $\eta^2$  项的出现, (2) 式偏离余弦波型。 $V'$  的瞬时频率为:

$$\omega(\eta) = \frac{4\pi a}{\lambda_c^2} \left( 1 - \frac{2\eta}{\lambda_c} \right) \eta \quad (4)$$

可见, 瞬时信号频率随时间线性变化。一次扫描过程中频率的相对变化为:

$$|\omega_1 - \omega_2|/\omega_0 = 2\Delta\lambda/\lambda_c \quad (5)$$

式中  $\omega_1 = \omega(-\Delta\lambda/2)$ ,  $\omega_0 = \omega(0)$ ,  $\omega_2 = \omega(\Delta\lambda/2)$ , 代入实际参数,  $\Delta\lambda = 40 \text{ nm}$ ,  $\lambda_c = 1.31 \mu\text{m}$ , 可知频率的相对变化为6%。为说明上述分析, 对一组归一化的采样信号进行分段快速傅里叶变换(16段), 频谱如图5所示。图中曲线1~3分别对应扫描过程的第一段、中间段和最末段。采用抛物线拟合的方法求出每条谱线的中心频率分别为  $\omega_1$ 、 $\omega_0$ 、 $\omega_2$ , 如图6所示。这里选择谱峰上最大的五点进行拟合。计算得到  $(\omega_1 - \omega_2)/\omega_0 = 7.8\%$ , 与以上分析较好地吻合, 其误差主要来自于简化的模型及抛物线拟合的精度。

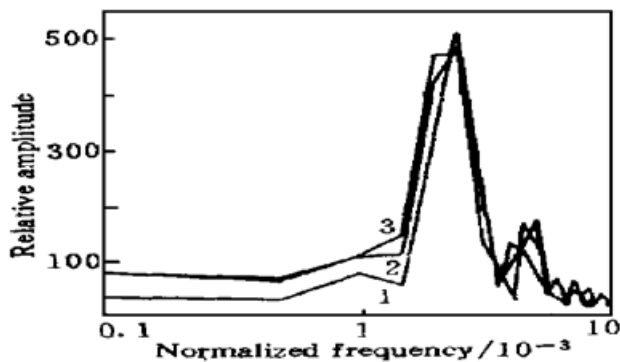


Fig. 5 Sectioned FFT results, curve 1~3 correspond to the first, middle and final sections

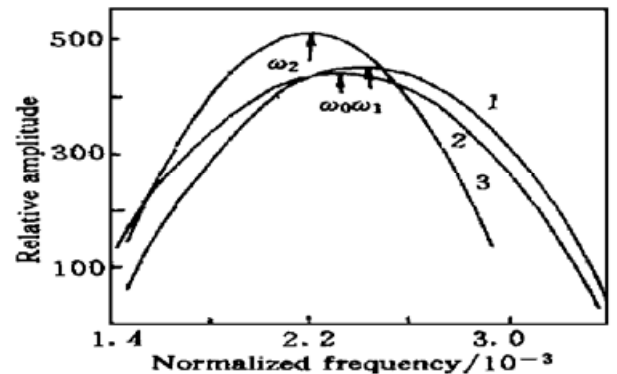


Fig. 6 The centers of corresponding curves in Fig. 5, with parabolic regression method

由(3)式可知, 6% 频率的变化将产生相位估计误差0.45%, 对应1 mm 腔长的测量误差为  $0.45 \mu\text{m}$ , 因此用传统的条纹计数方法处理扫描干涉仪的输出信号, 测量精度低于  $0.45 \mu\text{m}$ 。因而必须对频率的线性调制进行修正。经过修正, 由  $\eta^3$  项引起的频率相对变化小于2.7%, 此时对应1 mm 腔长的测量误差为13.5 nm, 满足要求。

### 3.4 波长随机漂移的影响

在上面的分析中, 认为波长均匀扫描, 无随机漂移, 即  $\eta$  随时间  $t$  线性变化。但实际上由于机械加工的偏差以及光栅运动时的晃动, 造成  $\eta$  偏离直线, 如图7所示。由于  $\eta$  的随机漂移, 形成输出信号中的随机噪声, 降低了输出的信噪比。本文通过建立波长扫描过程的数学模型, 研究其随机漂移特性对输出干涉信号信噪比的影响。这里假设波长扫描过程连续、稳定,  $A/D$  采样均匀。

如图7所示, 设每次扫描过程的周期为  $KT$ ,  $K$  为采样点数,  $T$  为采样周期。理想情况下输出波长  $\eta_i = \eta_0 + aiT$ , 而实际输出波长  $\eta_i = \eta_0 + at_i$ , 这里  $a$  为波长扫描速率,  $t_i$  为等效采样时间,  $0 \leq i \leq K - 1$ ,  $\eta \in [-\Delta\lambda/2, \Delta\lambda/2]$ 。于是将波长的随机漂移  $(\eta_i - \eta_i')$  转化为采样时间的随机偏离  $(iT - t_i)$ , 两者相差  $a$  倍。

设波长均匀扫描时输出模拟信号  $V(t)$  的频谱为  $F(\omega)$ , 则其非均匀扫描时采样序列  $\{V_i\}$  的频谱为<sup>[17]</sup>:

$$\overline{F(\omega)} = \frac{1}{KT} \sum_{i=0}^{K-1} \left[ \sum_{m=-\infty}^{\infty} F(\omega - \frac{2\pi m}{KT}) \exp [j(\omega - \frac{2\pi m}{KT}) t_i] \right] \exp (-j\omega T) \quad (6)$$

定义扫描时波长的相对漂移为  $e_i = (\eta - \eta')/aT$ , 则  $t_i = iT - e_iT$ , 代入上式, 有

$$\overline{F(\omega)} = \frac{1}{T} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \left[ \frac{1}{K} \sum_{i=0}^{K-1} \exp [j(\omega - \frac{2\pi i}{KT}) T e_i - j \frac{2\pi m i}{K}] \right] F(\omega - \frac{2\pi m}{KT}) \quad (7)$$

(7) 式即为非均匀扫描输出信号的频谱。为研究波长非均匀扫描对测量的影响, 在下面的分析中, 忽略系统中其它噪声的影响, 并对输出信号加窗处理滤除其高次谐波。

首先假设  $V(t)$  可近似为频率  $f_0$  的理想余弦波, 其频谱为:

$$F(\omega) = 2\pi\delta(\omega - \omega_0) \quad (8)$$

将其代入(7)式, 有

$$\overline{F(\omega)} = \frac{2\pi}{T} \sum_{m=-\infty}^{\infty} A(m) \delta(\omega - \omega_0 - \frac{2\pi m}{KT}) \quad (9)$$

$A(m)$  表示各频率分量的幅度, 其表达式为:

$$A(m) = \frac{1}{K} \sum_{i=0}^{K-1} \exp (-j2\pi e_i f_0 / f - j2\pi i m / K) \quad (10)$$

由于扫描过程中波长的随机摆动, 输出信号的频谱以  $f_r/K$  为间隔在频域上展开, 如图 8 所示, 每个周期内有  $K$  条谱线,  $f_r$  为采样频率,  $f_r = 1/T$ 。信号的主频位于  $f_0$  处, 幅度为  $|A(0)|$ 。按 Parseval 定理知,  $A(m)$  满足如下关系:

$$\sum_{m=0}^{K-1} |A(m)|^2 = 1 \quad (11)$$

于是输出的信噪比  $S/N$  为:

$$S/N = 10 \lg \frac{|A(0)|^2}{1 - |A(0)|^2} \quad (\text{dB}) \quad (12)$$

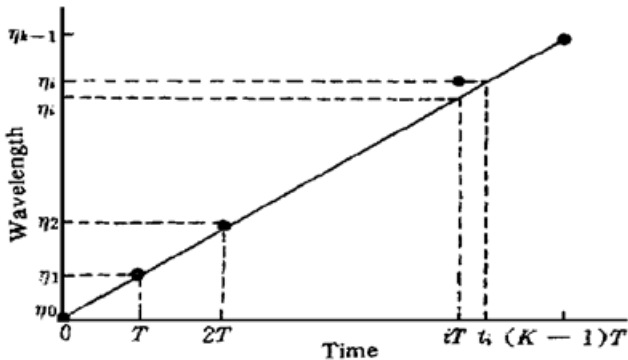


Fig. 7 Deviation between practical scanning wavelengths and theoretical values

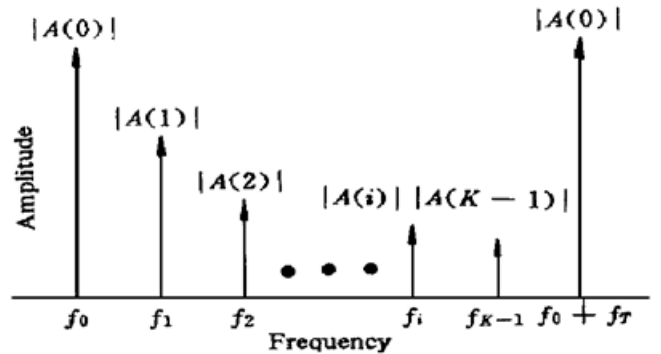


Fig. 8 The frequency spectrum of sampling cosine signal

下面通过对实际系统的分析, 求解  $|A(0)|$ , 进而获得输出信噪比。

假设波长扫描过程为随机过程, 将波长的相对漂移  $[e_0, e_1, \dots, e_{K-1}]$  看作  $K$  维独立同分布的随机变量。定义  $x_i = e_i f_0 / f_r$ , 则  $[x_0, x_1, \dots, x_{K-1}]$  亦为  $K$  维的独立同分布的随机变量。设其概率密度函数为  $p(x)$ , 特征函数为  $P(x)$ 。则信号能量为

$$E[|A(0)|^2] = |P(2\pi)|^2 + [1 - |P(2\pi)|^2]/K \quad (13)$$

$E[\cdot]$  为数学期望, 将式(13)代入式(12), 则有

$$S/N = 10 \lg \frac{(K-1)|P(2\pi)|^2 + 1}{(K-1)(1 - |P(2\pi)|^2)}, \quad (\text{dB}) \quad (14)$$

对于实际采用的可连续调谐的外腔激光器,  $x$  的概率分布可用高斯分布来近似。设  $[x_0, x_1, \dots, x_{K-1}]$  为  $K$  维、独立的随机变量, 服从均值为零、方差为  $\sigma$  的高斯分布, 分布函数为

$$p(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma}} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right) \quad (15)$$

这里,  $x \in (-\infty, \infty)$ , 且有  $|P(2\pi)| = \exp(2\pi^2\sigma^2)$ , 代入(14)式, 则有

$$S/N = -10 \lg \frac{1 - \exp(-2\pi^2\sigma^2)}{1/(K-1) + \exp(-2\pi^2\sigma^2)}, \quad (\text{dB}) \quad (16)$$

当  $x$  为高斯分布时, 输出的信噪比  $S/N$  与方差  $\sigma$  的关系如图 9 所示, 曲线 1 和 2 分别对应每周期的采样点数  $K = 100$  和  $K = 1000$ 。可见, 当  $\sigma$  较小时, 采样点数  $K$  对信噪比  $S/N$  的影响很小。同时可知要保证信噪比不低于 10 dB, 必须有  $\sigma < 0.05$ 。根据这一限制, 可对光源的结构设计与机械加工精度提出要求。

以上分析中假设了波长均匀扫描时输出信号  $V(t)$  为理想的余弦波。实际上, 只要信号频谱宽度与谱线间隔  $f_T/K$  相比足够窄, 就可以这样处理。对于实际系统, 则当波长扫描范围  $\Delta\lambda$  较窄或测量距离  $l$  较短时才能满足此要求。经过分析可知(9)式成立的条件为:

$$l\Delta\lambda^2 < \lambda^3/4 \quad (17)$$

例如, 对于波长为  $1.3 \mu\text{m}$  的系统, 扫描范围为 30 nm 时, 按(17)式要求测量距离必须小于 0.6 mm; 而当扫描范围为 40 nm 时, 则测量距离必须小于 0.3 mm。

当(17)式不能满足时, 则必须在(7)式中代入图2中的频谱分布, 而不能使用冲击函数近似。此时输出信号的频谱不再是间隔为  $f_T/K$  的分立谱线, 而是在频域上连续分布。对比图3和图4可知, 实际扫描输出信号的中心谱峰将展宽, 并且有较长的拖尾。对于扫描范围为 40 nm、测量距离为 1.0 mm, 采用数值计算的方法获得输出信噪比  $S/N$  与分布参数  $\sigma$  的关系如图10所示。对比图9可见, 当(17)式不满足时, 输出信噪比将减小。若要求不低于 10 dB 的信噪比,  $\sigma$  不能大于 0.04, 对于 40 KHz 的采样率, 则波长扫描时的相对波动小于 1.0, 对应扫描过程的非线性不应超过 2.5%。当要求至少 3 dB 的信噪比, 则扫描的非线性不应超过 5.0%。这里, 扫描非线性的定义为:  $|\eta_i - \eta_{i-1}|_{\max} / |\eta_{K-1} - \eta_0|$ 。

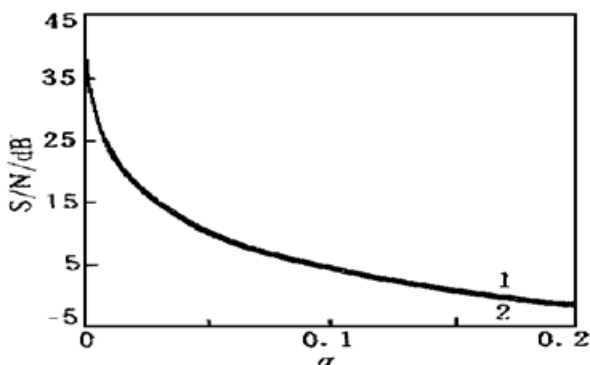


Fig. 9 Calculated plot of  $S/N - \sigma$  of an ideal cosine signal. Curve 1 and 2 correspond to  $K = 100$  and 1000, respectively

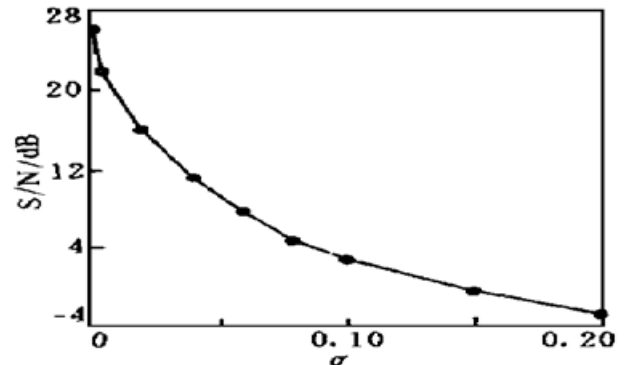


Fig. 10 Calculated plot of  $S/N - \sigma$ , with  $\Delta\lambda = 40 \text{ nm}$ ,  $l = 1.0 \text{ mm}$

为保证所需的信噪比, 可采用两种办法: 一是通过精密加工手段减小扫描时波长随机漂移的幅度; 二是放慢扫描速度即降低信号频率。前者要增加机械设计与加工的难度, 后者将影响测量的速度。因此必须根据实际情况综合考虑。

## 4 实验结果

在实验系统中,采用了三个输入、输出光纤长度均大于2 m 的普通单模光纤耦合器,参考法布里-珀罗腔的长度选择约0.95 mm,探测器选用 InGaAs 材料的 PIN 二极管。探测器响应率随波长的变化以及扫描时光源输出功率的变化,可通过对输出信号归一化处理而消除。设计的可连续调谐的外腔激光器的带宽小于10 MHz,扫描范围可达40 nm,扫描频率为50~80 Hz。所用 A/D 芯片的采样率为40 KHz,每个扫描过程中采样800~500点,输出信号的最高频率为4 KHz。计算得到输出的信噪比优于8 dB。在此基础上,应用数字信号处理的有关技术,设计了一个算法<sup>[18]</sup>,有效地提高了相位的分辨率,滤除了干扰和噪声,并且克服了扫描过程中波长的随机漂移。在0~1 mm 的距离测量范围内,达到了0.05  $\mu\text{m}$  的测量精度和0.01  $\mu\text{m}$  的分辨率,可满足实用要求。

**结 论** 为克服以往光纤干涉仪的不足,提出了一种新型的可用于绝对距离测量的波长扫描干涉仪。本文对其输出干涉信号的波形、信号频率分布以及信号中的干扰和噪声等特性进行了详细的讨论。法布里-珀罗腔多光束干涉所产生的干扰可通过其端面反射率最佳设计和窗函数的方法加以消除。系统噪声主要来自于扫描过程中波长的随机漂移。通过理论分析及数值计算得到了波长随机漂移特性与输出信噪比的关系。由此提出了对系统设计及机械加工精度的要求,可保证实际干涉仪的输出信噪比不低于8 dB。在此基础上,应用数字信号处理的有关技术,提出了一个信号及其参数精确估计的算法,在0~1 mm 的距离范围内,达到0.05  $\mu\text{m}$  的测量精度和0.01  $\mu\text{m}$  的分辨率。

## 参 考 文 献

- [1] Danielson B L, Boisrobert C Y. Absolute optical ranging using low coherence interferometry. *Appl. Opt.*, 1991, **30**(21) :2975~ 2979
- [2] Kikuta H. Distance measurement by the wavelength shift of laser diode light. *Appl. Opt.*, 1986, **25**(21) :2976~ 2980
- [3] Giallorenzi T G, Bucaro J A, Dandridge A *et al.*. Optical fiber sensor technology. *IEEE J. Quant. Electr.*, 1982, **QE-18**(4) :626~ 665
- [4] Lammerink T S J, Fluitman J H J. Measuring method for optical fiber sensors. *J. Phys. (E): Sci. Instrum.*, 1984, **17**(5) :1127~ 1129
- [5] 王文生. 干涉测试技术. 北京: 兵器工业出版社, 1992.
- [6] Wang D N, Ning Y N, Palmer A W *et al.*. An alternative to white light interferometric sensing. *J. Lightwave Tech.*, 1995, **13**(5) :961~ 966
- [7] 田 芊, 章恩耀, 郑 刚等. 半导体激光线性调频光纤位移测量仪的研究. 中国激光, 1992, **19**(9) :668~ 672
- [8] de Groot P. Three-color laser-diode interferometer. *Appl. Opt.*, 1991, **30**(25) :3612~ 3616
- [9] Chen S, Meggit B T, Rogers A J. A novel electronic scanner for coherence multiplexing. *Electron. Lett.*, 1990, **26**(17) :1367~ 1369
- [10] Koch A, Ulrich R. Fiber-optic displacement sensor with 0.02  $\mu\text{m}$  resolution by white-light interferometry. *Sensors and Actuators A*, 1991, **25~ 27** :201~ 207
- [11] Rao Y J, Ning Y N, Jackson D A. Synthesized source for white-light sensing systems. *Opt. Lett.*, 1993, **18**(6) :462~ 464
- [12] den Boef A J. Two-wavelength scanning spot interferometer using single-frequency diode lasers. *Appl. Opt.*, 1988, **27**(2) :306~ 311

- [13] 田 芊, 章思耀, 郑 刚等. 激光调频光纤位移传感器多路复用技术的研究. 光学学报, 1995, **15**(6) ·771~ 777
- [14] Onodera R, Ishii Y. Two-wavelength laser-diode interferometer with fractional fringe techniques. *Appl. Opt.*, 1995, **34**(22) ·4740~ 4746
- [15] Li T C, May R G, Wang A B *et al.*. An optical scanning fiber dual-interferometer system for measuring small distance. *Proc. SPIE*, 1996, **2895** ·58~ 63
- [16] 王 勇, 廖延彪, 田 芊等. 可调谐外腔激光器的绝对距离测量. 激光与红外, 1998, **28**(1) ·30~ 33
- [17] 沈兰荪. 高速数据采集系统的原理与应用. 北京: 人民邮电出版社, 1996.
- [18] Wang Y, Yang T, Liao Y B. Signal processing techniques for a novel wavelength scanning fiber-optic interferometer. *Proc. SPIE*, 1997, **3201** ·166~ 172

## Signal Analysis of Wavelength Scanning Interferometry for Absolute Distance Measurement

Wang Yong<sup>1)</sup>      Liao Yanbiao<sup>1)</sup>      Tian Qian<sup>2)</sup>

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

(Received 3 November 1997; revised 16 March 1998)

**Abstract** A novel wavelength scanning fiber-optic interferometer for absolute distance measurement has been proposed. The output signals from two interferometers are analyzed in time and frequency domains. The influence of multi-beam interferences, and the relation between the signal to noise ratio and the random drifts of the scanning wavelength are deduced. From those deductions, some demands upon the design and production of the tunable external-cavity semiconductor laser are posed. Based on the conclusions in this paper and the digital signal processing techniques, an effective algorithm is established. So that the precision of  $0.05 \mu\text{m}$  and resolution of  $0.01 \mu\text{m}$  can be satisfied.

**Key words** fiber-optic interferometer, wavelength scanning, absolute distance, signal analysis.