

文章编号:1002-2082(2010)05-0757-05

频率扫描干涉中基于DFT的相位测量

王林春¹, 江月松¹, 郭泾平²

(1. 北京航空航天大学 电子信息工程学院, 北京 100191;

2. 中国空间技术研究院, 北京 100094)

摘要: 频率扫描干涉可以实现绝对距离测量, 其中相位测量至关重要, 其精度直接影响干涉测量的最终精度。从信号频域角度出发, 提出了一种利用参考信号和测量信号离散傅里叶变换的相位测量方法。在对参考信号和测量信号采样前, 分别对它们进行负向过零检测, 当信号负向过零时才开始采样。对信号离散傅里叶变换后进行频谱分析, 指出在信号采样前进行负向过零检测, 可以消除信号频率值的相对偏差。根据理论分析, 在LabVIEW中进行了建模仿真。结果表明: 该方法具有精度高和抗噪声能力强等优点, 在测量距离为10 m时, 相位测量平均值与理论值相差 2π , 相对不确定度仅为0.105%。

关键词: 绝对距离测量; 相位测量; 频率扫描; 离散傅里叶变换

中图分类号: TN247

文献标志码: A

Phase measurement in frequency-sweeping interferometry based on DFT

WANG Lin-chun¹, JIANG Yue-song¹, GUO Jing-ping²

(1. School of Electronic Information Engineering, Beihang University, Beijing 100191, China;

2. China Academy of Space Technology, Beijing 100094, China)

Abstract: Frequency-sweeping interferometry can be used to measure absolute distance and phase measurement plays an important part in it, because the precision of phase directly influences the precision of distance. The paper puts forward a new phase measurement method making use of Discrete Fourier Transform of reference signal and measurement signal. It does not start to sample until each signal crosses zero negatively. After the spectrum analysis, relative errors can be eliminated if zero-crossings can be tested before sampling signals. According to the theory, the paper has made simulations in LabVIEW, and the results show that the method has the advantages of high precision and good ability to overcome the noise. When the distance is 10 m, the difference between the average of the measured phase and ideal value is 0.2π , and relative uncertainty is 0.105%.

Key words: absolute distance measurement; phase measurement; frequency-sweeping; Discrete Fourier Transform

引言

近年来, 国内外对空间技术的研究越来越重

视, 绝对距离精密测量作为科学测量的重要组成部

分显得尤为重要。中国科学院电子学研究所科研

收稿日期: 2010-03-08; 修回日期: 2010-04-12

基金项目: 中国科学院知识创新项目(AA20090024)

作者简介: 王林春(1985-), 男, 山西晋中人, 北京航空航天大学在读硕士研究生, 主要从事光电技术、空间激光信息技术方面的研究工作。E-mail: wanglinchunbuaa@163.com

项目中的合成孔径雷达天线定位, 需要高精度地测量卫星平台和雷达副天线之间的距离。为了在较大范围实现高精度距离测量, 可以考虑双波长干涉法^[1-3]和频率扫描干涉法^[4-8], 由于双波长干涉法存在相位差模 2π 的不确定性, 因此不能实现绝对距离测量。频率扫描激光干涉法是双波长干涉法的一种特殊时分复用形式, 它通过单个可调激光器实现, 可以在频率扫描期间测得完整相位差, 实现真正的绝对距离精密测量。

文献[6-8]中阐述了频率扫描干涉测量法理论的原理和实验方案。其中, 相位测量方法采用了粗测与精测相结合的测量方法。光电探测器输出的参考信号和测量信号经过混频、滤波、比较等处理后, 送入含多个计数器的高数数据采集卡。此方法具有精度很高、实时性强等优点, 但它需要多个高速高精计数器, 要严格保证数据采集电路与频率扫描控

制电路的同步, 且成本较高。

上述相位测量方法是在时域上对信号进行处理的, 本文从信号频域角度出发, 提出一种新的相位提取方法。利用现有的DSP 开发板资源, 通过对参考信号和测量信号进行离散傅里叶变换, 求得两信号频率值^[9-10]; 通过激光器控制系统对压电信号持续时间的控制, 求得频率扫描的准确时间。利用两信号的频率值和频率扫描时间, 即可计算出完整的相位差。

1 理论分析

1.1 频率扫描干涉测量原理

本文中的实验方案以文献[6-8]中提出的频率扫描干涉方案为主, 实验原理框图如图1所示。系统主要由激光器及整形光路、法布里-珀罗腔(F-P腔)、PDH稳频电路、DSP控制系统、参考干涉仪、

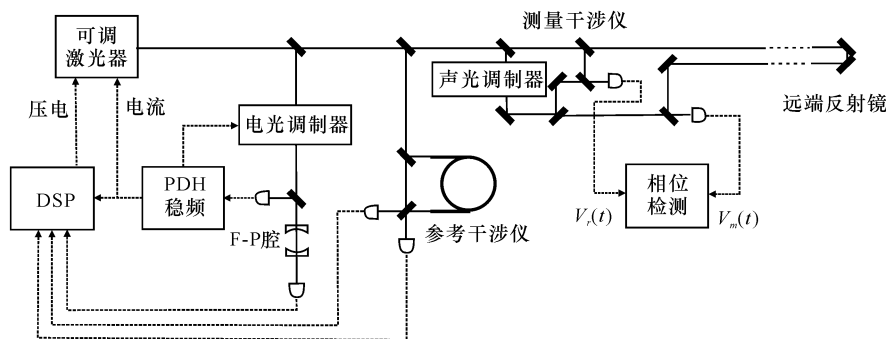


图1 频率扫描干涉测量方案

Fig. 1 Scheme of frequency-sweeping interferometry

测量干涉仪等部分组成。

可调谐激光器频率可以从 ν_1 无跳模线性扫描到 ν_2 , 如图2所示。若测量距离在测量期间固定不变, 则待测相位差表达式为

$$\Delta\varphi = \varphi(t_2) - \varphi(t_1) = 2\pi \frac{\nu_2 L}{c} - 2\pi \frac{\nu_1 L}{c} = 2\pi \frac{\Delta\nu L}{c} \quad (1)$$

式中: t_1 和 t_2 分别为频率扫描起止时间; $\varphi(t_1)$ 和 $\varphi(t_2)$ 分别为激光频率为 ν_1 和 ν_2 时对应的相位差; $\Delta\nu$ 为频率变化量; L 为测量距离; c 为光速。

图1中, 光电探测器探测到的参考信号和测量信号分别为

$$V_r(t) = \cos[2\pi f_h t] \quad (2)$$

$$V_m(t) = \cos[2\pi f_h t + \varphi(t)] \quad (3)$$

式中: f_h 为声光调制器(AOM)的调制频率。

在激光频率扫描期间, 相位差 $\varphi(t)$ 随时间变化

而变化, 因此参考信号和测量信号的瞬时频率分别为

$$f_r(t) = f_h \quad (4)$$

$$f_m(t) = f_h + \Delta f_h = f_h + \frac{1}{2\pi} \frac{d\varphi(t)}{dt} \quad (5)$$

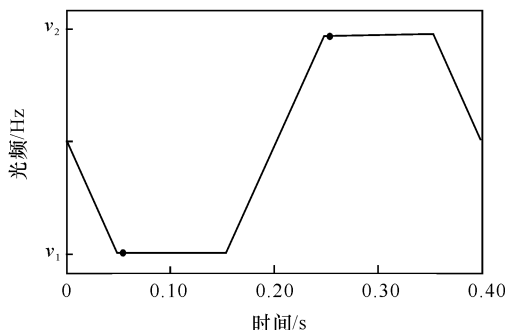


图2 频率扫描示意图

Fig. 2 Illustration of frequency-sweeping

由(4)式和(5)式可知, 待测相位差 $\Delta\varphi$ 可以表

示为

$$\Delta\varphi = \varphi(t_2) - \varphi(t_1) = 2\pi \int_{t_1}^{t_2} [f_m(t) - f_r(t)] dt \quad (6)$$

因为

$$\varphi(t) = 2\pi\nu\tau = 2\pi\nu \frac{L}{c} \quad (7)$$

式中: ν 为激光瞬时频率。因此, 频率最大偏移量 Δf_h 为

$$\Delta f_h = \frac{L}{c} \frac{d\nu}{dt} = \frac{L}{c} \frac{\Delta\nu}{\Delta t} \quad (8)$$

式中: $\Delta t = t_2 - t_1$ 为频率扫描时间。因为频率扫描为无模跳线性扫描, 所以频率最大偏移量 Δf_h 在频率扫描期间大小恒定, 因此(6)式可化简为

$$\Delta\varphi = 2\pi [f_m(t) - f_r(t)] \cdot \Delta t, \quad t_1 \leq t \leq t_2 \quad (9)$$

1.2 通过DFT求解正弦信号频率的算法

设一个单一频率的正弦信号为

$$x(t) = a \cos(2\pi f_0 t + \theta_0) \quad (10)$$

在 $0 \sim T$ 区间按采样率 f_s 采样 n 个点, 得到长度为 N 的采样序列为

$$\begin{aligned} x(n) &= a \cos(2\pi f_0 T_s n + \theta_0), \\ n &= 0, 1, 2, \dots, N-1 \end{aligned} \quad (11)$$

式中 $x(n)$ 的 n 点离散傅里叶变换(DFT)可以表示为

$$X(k) = A_k e^{j\varphi_k}, \quad k = 0, 1, 2, \dots, N-1 \quad (12)$$

若只考虑频率正半轴, 即离散频谱的前 $N/2$ 点, 则有:

$$\begin{aligned} X(k) &= \frac{a \sin[\pi(k - f_0 N T_s)]}{2 \sin[\frac{\pi}{N}(k - f_0 N T_s)]} \times \\ &\quad \exp \left\{ j \left[\theta_0 - \frac{N-1}{N} (k - f_0 N T_s) \pi \right] \right\} \\ k &= 0, 1, 2, \dots, N-1 \end{aligned} \quad (13)$$

对于较大的 N 来说, 在 $X(k)$ 主瓣附近其幅度 A_k 可近似为

$$A_k = \frac{N a \sin[\pi(k - f_0 N T_s)]}{2\pi(k - f_0 N T_s)} \quad (14)$$

令 $X(k)$ 最大谱线处对应的 k 记为 \hat{k} , $\hat{k} = \text{int}[f_0 N T_s], \text{int}[x]$ 表示取最接近的整数。设

$$\delta = \hat{k} - f_0 N T_s \quad (15)$$

式中 δ 表示信号实际频率与最大谱线处对应的频率的相对偏差, 其大小满足 $-0.5 \leq \delta \leq 0.5$ 。最大谱线处对应的频率, 即通过DFT求得的正弦信号频率为 $\hat{k} \Delta f$, 其中 $\Delta f = 1/T = 1/N T_s$ 为DFT的频率分辨率。 $X(k)$ 在幅度最大值处的相位 φ_k 为

$$\varphi_k = \theta_0 - (1 - 1/N) \delta \pi \quad (16)$$

1.3 基于DFT的相位提取方法

根据(9)式可知, 要得到待测相位差 $\Delta\varphi$, 只需要知道频率扫描期间参考信号和测量信号的频率 f_r 与 f_m 和频率扫描时间 Δt , 无需知道两信号的初始相位。由(15)式分析可知, 因为测量信号的频率 $f_m(t)$ 未知, 无法准确地使采样时间为测量信号周期的整数倍, 因而相对偏差 δ 不可消除。如果直接对 $V_r(t)$ 和 $V_m(t)$ 进行DFT, 求得的频率 f_r 和 f_m 偏差可能很大, 对本实验中的待测相位差来说, 不可接受。

因为本文提出的相位提取方法无需知道两信号的初始相位, 因此无需对两信号从频率扫描开始时立即采样。若对(10)式中信号 $x(t)$ 采样之前, 先对其进行负向过零检测, 当检测到负向过零, 即此时相位 $\theta_0 = \pi/2$ 时, 开始对 $x(t)$ 采样, 得到含 N 个采样值的序列 $x(n)$, 其中 $n = 0, 1, 2, \dots, N-1$ 。然后对 $x(n)$ 作DFT运算, 求得 $X(k)$ 最大谱线处对应的 k , 记为 \hat{k} , 并求得此处的相位 φ_k 。由(16)式即可求出

$$\delta = \frac{\theta_0 - \varphi_k}{(1 - 1/N)\pi} = \frac{\pi/2 - \varphi_k}{(1 - 1/N)\pi} \quad (17)$$

通过信号DFT求得信号的准确频率为

$$\hat{f}_0 = \frac{\hat{k} - \delta}{N T_s} \quad (18)$$

对参考信号 $V_r(t)$ 和测量信号 $V_m(t)$ 分别用上述方法处理, 即可分别求得两者频率值 f_r 和 f_m , 且消除了相对偏差。

本实验采用的是New Focus公司的TLB-6904可调谐激光器, 其频率扫描范围及时间由压电(PIEZO)信号控制, 而压电信号由DSP控制电路产生。因此, 频率扫描时间 Δt 可由DSP控制电路得到, 典型值为100 ms。

2 实验结果及分析

本实验采用的激光中心波长为632.8 nm, 频率扫描时间 $\Delta t = (100 \pm 0.1)$ ms, 频率变化量 $\Delta\nu = 20$ GHz, 假设待测距离不变, 且距离 $L = 10$ m。由(8)式和(9)式可知, 频率最大偏移量 $\Delta f_h = 6.7$ kHz, 待测相位差 $\Delta\varphi$ 的理论值为 $1\ 340\pi$ 。在LabVIEW中仿真时, 取 $f_h = 10$ kHz。为了减小频率泄露误差, 取采样频率 $f_s = 160$ kHz, 采样点数 $N = 1\ 024$ 。在参考信号 $V_r(t)$ 和测量信号 $V_m(t)$ 中均加入高斯白噪声。

对参考信号 $V_r(t)$ 和测量信号 $V_m(t)$ 进行离散傅里叶变换, 得到的频谱图如图3和图4所示。

多次仿真得到参考信号频率 f_r 和测量信号频率 f_m , 数值如表 1 所示。

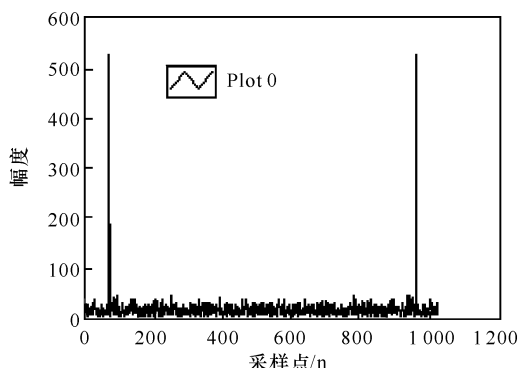


图 3 参考信号频谱图

Fig. 3 Spectrum of reference signal

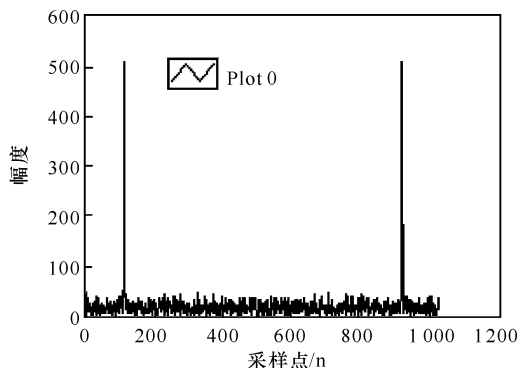


图 4 测量信号频谱图

Fig. 4 Spectrum of measurement signal

表 1 参考信号和测量信号的频率仿真结果

Table 1 Simulated frequencies of reference signal and measurement signal

	参考信号频率值 f_r /Hz	测量信号频率值 f_m /Hz
第 1 组	10 000.9	16 699.6
第 2 组	10 000.5	16 698.5
第 3 组	9 999.6	16 699.4
第 4 组	10 000.4	16 702.0
第 5 组	10 000.9	16 698.2

由表格 1 中数据可得,参考信号频率的平均值 $\bar{f}_r = 10\ 000.46$ Hz,测量信号频率的平均值 $\bar{f}_m = 16\ 699.54$ Hz。因为测量次数为 5 次,查表可知置信参数为 1.204,再利用贝塞尔公式计算标准差,可得参考信号频率的不确定度 $u_{f_r} = 0.64$ Hz,测量信号频率的不确定度 $u_{f_m} = 1.8$ Hz。由(9)式可知,待测相位差的不确定度为

$$u_{\Delta\varphi} = \sqrt{\left(\frac{\partial\Delta\varphi}{\partial f_m}\right)^2 (u_{f_m})^2 + \left(\frac{\partial\Delta\varphi}{\partial f_r}\right)^2 (u_{f_r})^2 + \left(\frac{\partial\Delta\varphi}{\partial \Delta t}\right)^2 (u_{\Delta t})^2} \quad (19)$$

代入数据可得, $\Delta\bar{\varphi} = 1339.8\pi$, $u_{\Delta\varphi} = 1.4\pi$, 相对不确定度为 0.105%。

3 结论

本文利用参考信号和测量信号的离散傅里叶变换,计算了频率扫描干涉测量中的完整相位。通过在信号采样前进行负向过零检测,大大提高了信号频率的精度。在 LabVIEW 中对本相位提取方法进行了建模仿真。结果表明:测得的参考信号频率与理论值相差 0.46 Hz,不确定度为 0.64 Hz;测得的测量信号频率与理论值相差 0.46 Hz,不确定度为 1.8 Hz;测得的相位差与理论值相差 0.2π ,相对不确定度仅为 0.105%。本文中提出的相位提取方法精度较高,抗噪声能力强,成本低,是频率扫描干涉测量中相位提取方法的重要选择。

参考文献:

[1] 江桂荣. 双频相位测量轮廓术及其误差分析[J]. 应用光学, 2003, 24(6): 38-40.
JIANG Gui-rong. Two-frequency method of absolute phase determination in profilometry and error analysis[J]. Journal of Applied Optics, 2003, 24(6): 38-40. (in Chinese with an English abstract)

[2] 苏俊宏. 用激光干涉法测量长度的智能化处理技术研究[J]. 应用光学, 2002, 23(5): 11-13.
SU Jun-hong. Research on intelligentized technology for measurement of length of by laser interferometry[J]. Journal of Applied Optics, 2002, 23(5): 11-13. (in Chinese with an English abstract)

[3] 王建华, 范开果, 刘志锋, 等. 激光干涉法测量硅高温环境下的线膨胀系数的实验研究[J]. 应用光学, 2007, 28(5): 645-648.
WANG Jian-hua, FAN Kai-guo, LIU Zhi-feng, et al. Measurement of linear expansion coefficient of silicon in high temperature with laser interferometric dilatometer [J]. Journal of Applied Optics, 2007, 28(5): 645-648. (in Chinese with an English abstract)

[4] DAI XIAOLI, SETA KATUO. High-accuracy absolute distance measurement by means of wavelength scanning heterodyne interferometry [J]. Measurement Science and Technology, 1998, 9: 1031-1035.

[5] ALEXANDRE C, JOSE R. Absolute distance metrology with frequency sweeping interferometry[J]. SPIE, 2005, 5879: 1-10.

[6] SWINKELS B L, WENDRICH T J, BHATTACH-

- ARYA N, et al. Absolute distance metrology for space interferometers [J]. SPIE, 2004, 5495: 314-318.
- [7] BAS L SWINKELS, ABDELHALIM LATOUI, NANDINI BHATTACHARYA, et al. Absolute distance metrology for space interferometers [J]. SPIE, 2005, 5879: 1-7.
- [8] BAS L SWINKELS, NANDINI BHATTACHARYA, ARNO A. WIELDERS, et al. Absolute distance metrology for space interferometers [J]. SPIE, 2004, 5856: 312-317.
- [9] 齐国清. 利用FFT相位差校正信号频率和初相估计的误差分析[J]. 数据采集与处理, 2003, 18(1): 7-11.
- QI Guo-qing. Error analysis of frequency and phase estimations based on phase difference of segmented FFTs [J]. Journal of Data Acquisition & Processing, 2003, 18(1): 7-11. (in Chinese with an English abstract)
- [10] 吴俊清. 相位差的数字化测量研究[J]. 应用基础与工程科学学报, 2005, 13(1): 99-104.
- WU Jun-qing. Research of digital measurement for phase difference [J]. Journal of Basic Science and Engineering, 2005, 13(1): 99-104. (in Chinese with an English abstract)