

文章编号: 0253-2239(2010)10-2928-07

基于全相位快速傅里叶变换谱分析的激光 动态目标实时测距系统

贾方秀^{1,2} 丁振良¹ 袁峰¹ 葛东升¹

(¹ 哈尔滨工业大学自动化测试与控制系, 黑龙江 哈尔滨 150001)
(² 南京理工大学 MEMS 惯性技术研究中心, 江苏 南京 210094)

摘要 针对传统的激光测距仪测量速度慢、抗干扰能力低以及实时性差等问题,提出了基于并行数字信号处理器(DSP)的多通道发射和接收的测距系统。在系统中实现了多个调制频率激光的同时发射和同时接收,压缩了测量时间,避免了因目标运动造成的测量数据无法正确融合的问题;根据全相位快速傅里叶变换(FFT)获得的频谱信息,提出了一种将信号幅度谱按泰勒级数展开以求取频率泄露值进行频谱校正的方法。蒙特卡罗(Monte-Carlo)仿真实验证明,该方法较双谱线(Rife)法和能量重心法有较高的精度和良好的稳定性。系统中,AD转换器采样频率为937.5 kHz、进行全相位FFT变换的点数1024时,相位测量精度为0.003°,频率测量精度为0.033 Hz。实验证明,该系统能满足相位法测距系统对实时动态目标测距的需要。

关键词 测量;多频调制;并行数字信号处理器;频谱校正

中图分类号 TB921, TB934 文献标识码 A doi: 10.3788/AOS20103010.2928

Real-Time Laser Range Finding System for Moving Target Based on All-Phase Fourier Transform Spectrum Analysis

Jia Fangxiu^{1,2} Ding Zhenliang¹ Yuan Feng¹ Ge Dongsheng¹

¹ Department of Automatic Measurement and Control, Harbin Institute of Technology,
Harbin, Heilongjiang 150001, China;

² Department of Research Center of MEMS Inertial Technology, Nanjing University of Science and Technology,
Nanjing, Jiangsu 210094, China

Abstract The traditional laser range finder cannot meet the need of real-time, high-resolution measurement because of its low anti-jamming capability and time-consuming measurement. Owing to this, multi-channel transmitting and receiving system for phase-shift laser range finder based on parallel digital signal processor (DSP) was designed. Multi-frequency modulation laser can be transmitted and received at the same time, which improves the measurement speed and avoids the wrong data fusion because of target moving. A new frequency correction method was proposed according to the amplitude spectrum acquired by all-phase FFT, amplitude spectrum is expanded into Taylor series and the correction value of frequency is calculated by relation of spectral lines. Monte-Carlo simulation results proved that the new frequency correction method had higher resolution and better stability than Rife method and centro-baric method. In experiments, the sampling frequency of AD converter is 937.5 kHz, the all-phase FFT transform point number is 1024, the phase difference resolution better than 0.003° and the frequency resolution better than 0.033 Hz are obtained. Experiments proved that the system can meet the need of high-accuracy, real-time distance measurement of moving target.

Key words measurement; multi-frequency modulation; parallel digital signal processor (DSP); spectrum correction

收稿日期: 2009-11-25; 收到修改稿日期: 2010-03-16

基金项目: 国家自然科学基金(50275040)资助课题。

作者简介: 贾方秀(1981—), 女, 博士研究生, 讲师, 主要从事激光测距、光学系统设计和温度控制等方面的研究。

E-mail: jiafangxiu@gmail.com

导师简介: 丁振良(1942—), 男, 教授, 博士生导师, 主要从事自动化测试与精密计量、传感器与传感系统和精密测量精度理论等方面的研究。E-mail: dingch@hit.edu.cn

1 引言

相位法激光测距作为一种高精度、非接触的测量手段,在军事和航空航天等需要高精度测距或测速的领域中具有广泛应用^[1,2]。相位法激光测距对相位差的测量只能介于 $0\sim 2\pi$ 之间,即整波数 N 是无法测得的。那么测尺频率对应的最大的可测距离被称为不模糊距离。不模糊距离随着测尺频率的增加而减小,在测相精度一定的情况下,测距精度随着测尺频率的增加而增加。为了保证测量范围的同时保证测量精度,系统中通常采用多个调制频率,精尺保证测量精度,粗尺保证测量范围,通过测尺的切换对同一距离进行测量,将测量结果进行数据融合得到最终的测距结果,系统的测量时间随着测尺个数的增加而延长,不利于实时测量^[3]。在相位差测量中,通常采用自动数字鉴相的方法获得测量信号和参考信号之间的相位差^[4]。由于回光信号随着被测距离的不同发生很大的变化,无法避免漂移误差、时间抖动和二次谐波对测量精度的影响。对于频率为 15 MHz 的测尺来说,由漂移引起的测相误差达到 0.72° 时对应的测距误差为 10 mm。所以采用该方法时,后续往往采用较复杂的自动增益控制电路调节接收信号的幅值以减少漂移误差,调节缓慢,不利于快速测量。目前多频调制的相位法激光测距系统

均为静态测量系统,不能获得目标的速度信息^[5,6]。目前,在越来越多的场合中,常常需要在大范围内(10~1000 m)对移动目标做快速(时间小于 1 s)、高精度(毫米量级)的测距,在获得目标距离信息的同时获得目标的速度信息^[7]。而传统的激光测距仪显然不能满足需要。

2 系统总体设计与分析

2.1 系统总体设计

设计的多频调制相位法激光测距测速构架如图 1 所示。数字信号处理器(DSP)控制直接频率合成器组 DDS1, DDS2 和 DDS3 分别产生频率为 f_1, f_2, f_3 的正弦调制信号,三个不同频率的调制信号与直流偏置信号合成,经由驱动器驱动激光器,则激光器同时发射包含频率 f_1, f_2, f_3 的调制光。发射光经靶镜发射后,经带通滤波器选频得到包含多普勒频率的正弦信号 f_{d1}, f_{d2}, f_{d3} ,与直接频率合成器组 LO-DDS1, LO-DDS2 和 LO-DDS3 产生的本振信号 f'_1, f'_2, f'_3 混频变为低频信号。六路并行模/数转换器(AD)将不同调制频率对应的参考信号和测量信号采集,送至 DSP1, DSP2, DSP3, 通过频率分析提取正弦信号的参数,以获得目标的距离信息和速度信息。

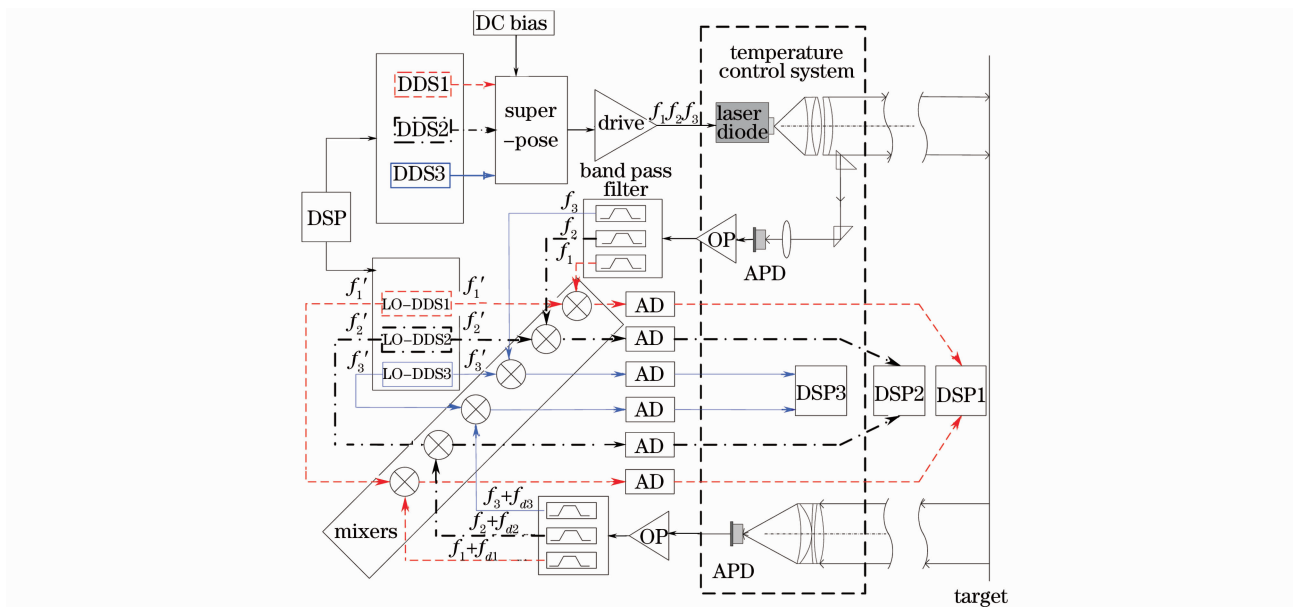


图 1 基于并行 DSP 的多频调制激光动态测距系统

Fig. 1 Multi-modulated frequency dynamic laser range finding system based on parallel DSP

2.2 与传统相位法激光测距多频调制体制对比

2.2.1 动、静态测量的对比

若系统中包含 N 把测尺,调制频率为 $f_i, i=1,$

$2, 3, \dots, N$ 。两相邻调制频率记为 f_i, f_{i-1} 且 $f_i > f_{i-1}$, f_{i-1} 对应的最大不模糊距离为 $d_{f_{i-1}}$, 对应的测距精度为 $\delta R_{f_{i-1}}$, 同样的, f_i 对应的最大不模糊距离

为 d_{f_i} , 对应的测距精度为 δR_{f_i} , 设被测距离 $R < d_{f_{i-1}}$, 即被测距离小于最大可测距离, 不会产生测距模糊。使用低频测尺 f_{i-1} 测量被测距离 R , 则被测距离 R 在 $E[R/\delta R_{f_{i-1}}] \cdot \delta R_{f_{i-1}}$ (记为 $R_{f_{i-1}}$) 和 $E[R/\delta R_{f_{i-1}}] \cdot \delta R_{f_{i-1}} + \delta R_{f_{i-1}}$ 之间 ($E[\cdot]$ 表示对其内容取整)。记低频测尺所得测量结果为 $R_{f_{i-1}}$:

$$R_{f_{i-1}} = E[R/\delta R_{f_{i-1}}] \cdot \delta R_{f_{i-1}}, \quad (1)$$

使用高频测尺 f_i 测量被测距离 R 时, 则距离 R 上由 d_{f_i} 重复了 $E[R/d_{f_i}]$ 次之后, 剩余的距离用 R_{f_i} 表示, 则高频测尺测量时, 所得测量结果为

$$R_{f_i} = E\left[\frac{R - E\left[\frac{R}{d_{f_i}}\right] \cdot d_{f_i}}{\delta R_{f_i}}\right] \cdot \delta R_{f_i}, \quad (2)$$

将两个频尺所得结果融合, 可得被测距离 R 为

$$R = E\left[\frac{R_{f_{i-1}}}{d_{f_i}}\right] \cdot d_{f_i} + R_{f_i}, \quad (3)$$

式中 $E\left[\frac{R_{f_{i-1}}}{d_{f_i}}\right] \cdot d_{f_i}$ 为频率 f_i 在被测距离 R 往返时发射信号和接收信号相位差整数周期对应的距离, R_{f_i} 为相位差不足 2π 的部分对应的距离。由 (3) 式可知, 被测距离 R 的范围由 f_{i-1} 决定而精度由 f_i 决定, 实现测距精度的逐级精化。

若在频尺更换过程中目标发生移动, 当发射频率为 f_{i-1} 时被测距离为 R , 调制频率变为 f_i 时被测距离为 R' , 根据上述分析有

$$\begin{cases} R_{f_{i-1}} = E[R/\delta R_{f_{i-1}}] \cdot \delta R_{f_{i-1}}, \\ R_{f_i} = E\left[\frac{R' - E\left[\frac{R'}{d_{f_i}}\right] \cdot d_{f_i}}{\delta R_{f_i}}\right] \cdot \delta R_{f_i}, \end{cases} \quad (4)$$

则不同频率所得的测距结果对应于不同距离, 无法由不同测尺测得的结果进行数据融合得到被测距离 R 。而该系统中, 多个调制频率的测量信号同时发射, 接收信号经由并行 DSP 同时处理, 同时发射的信号同时到达被测目标, 整个过程不需要进行测尺更换, 解决了更换测尺过程中目标运动引起的测量结果无法进行数据融合的问题。

2.2.2 测量时间的对比

每个测尺测量同一距离所需时间为 t_i , 则进行一次测量所需时间为 $T = \sum_{i=1}^N t_i$ 。在每把测尺测量时间相同均为 t_i 的情况下, 则系统完成一次所需的测量时间为 $T = N t_i$, 而系统中, 由于采取了并行发射并行接收, 多把频尺进行测量所需时间 T 仍为 t_i , 没有因为测尺的增加而增加额外的测量时间, 有利于进行实时测量。

2.2.3 幅-相误差的消除

自动数字鉴相具有测量分辨率高、线性好以及易数字化等特点, 所以目前相位法激光测距中较多的采用这一方法。但由于被测距离的远近不同, 回波幅度差别很大, 而采用自动数字鉴相时, 因回波信号幅值不同会引起相应的测相误差, 称为幅-相误差。另外, 回光信号不可避免的携带随机噪声, 随机噪声叠加于接收信号之上, 影响阈值点的判断而产生测相误差, 使得整个测距系统的抗干扰能力降低。而系统的接收系统采用并行 AD 转换将多路测量信号送至并行 DSP, 结合频谱分析的方法提取正弦信号的参数以获得被测目标距离和速度信息, 避免了传统自动数字鉴相过程和采用计数型处理器测量多普勒频率的过程, 从根本上解决了测量过程中的漂移误差、抗干扰能力低、所需后续控制系统复杂等问题, 提高了系统稳定性和测量的准确度。

3 数据采集与信号处理

系统中激光发射信号为

$$S_{T\text{-mea}}^k(t) = A_{\text{Th}} + \sum_{k=1}^3 A_{\Gamma\text{-mea-}k} \cos(2\pi f_k t + \varphi_k), \quad (5)$$

式中 A_{Th} 是发射信号平均值, f_k 为发射频率, φ_k 是不同频率对应的信号初始相位。 $k=1, 2, 3$ 且 $f_3 > f_2 > f_1$ 。经内光路取光, 经带通滤波器选频后, 则参考信号为

$$S_{\text{ref-}k}^k(t) = A_{\text{ref-}k} \cos(2\pi f_k t + \varphi_k), \quad (6)$$

假设 R_0 为目标初始时刻的距离, 被测目标径向运动速度为 v_r , 由此引起的多普勒频移为

$$f_{\text{dk}} = 2v_r f_k / c, \quad (7)$$

则返回光信号为

$$S_{\text{R-mea}}^k(t) = A_{\text{R-mea-}k} \times \cos[2\pi(f_k + f_{\text{dk}})t - 2\pi f_k \cdot 2r_0/c + \varphi_k], \quad (8)$$

设 LO-DDS1, LO-DDS2, LO-DDS3 产生的三组本振信号为

$$S_{\text{LO-}k}^k(t) = A_{\text{LO-}k} \cos(2\pi f'_k + \varphi_{\text{LO-}k}), \quad (9)$$

$A_{\text{LO-}k}$ 和 $\varphi_{\text{LO-}k}$ 分别为本振信号的幅值、频率和相位, $k=1, 2, 3$ 且 $f'_3 > f'_2 > f'_1$ 。本振信号和参考信号混频后, 经低通滤波滤除高频分量后, 可得参考信号 $S_{\text{ref-}k}$ 与测量信号 $S_{\text{mea-}k}$:

$$\begin{cases} S_{\text{ref-}k}(t) = a \cos(2\pi f_0 t + \theta_0), \\ S_{\text{mea-}k}(t) = b \cos(2\pi f_1 t + \varphi_0), \end{cases} \quad (10)$$

式中 $a = A_{\Gamma\text{-ref-}k} A_{\text{LO-}k} / 2$, $f_0 = f_k - f'_k$, $\theta_0 = \varphi_k - \varphi_{\text{LO-}k}$ 为信

号 $S_{\text{ref-}k}(t)$ 的幅度、频率和初相; $b = A_{\text{R-meas-}k} A_{\text{LO-}k} / 2$, $f_1 = f_k - f'_k + f_{\text{dk}}$, $\varphi_0 = \varphi_k - \varphi_{\text{LO-}k} - 2\pi f_k \cdot 2R_0 / c$ 为信号 $S_{\text{meas-}k}(t)$ 的幅度、频率和初相。

(10)式中两列信号的相位差中包含了被测距离信息,而两列信号的频率差中包含了被测目标的速度信息。在此通过频谱分析的方法精确提取两列信号的频率和相位,即可得到被测目标的距离信息和速度信息。

3.1 全相位快速傅里叶变换(FFT)“相位不变性”

相位差和频率差的测量精度直接决定了距离和目标运动速度的测量精度,如何实现相位差和频率差的高精度、快速测量是激光测距关键问题之一。在使用 FFT 进行频谱分析时,其主要特点是可避免谐波干扰,进行信号相位测量时,无“幅-相”误差。但受“栅栏效应”和频谱泄露的影响而产生信号参数估计误差,最大相位估计误差可达 90° ,最大频率估计误差可达 $f_s/2N$, f_s 为采样率, N 为 FFT 变换点数,必须对频谱进行校正以提高其检测精度。为了减小 FFT 谱分析过程中频谱泄露的影响,天津大学王兆华等^[8,9]于 2004 年提出新概念“全相位 FFT 谱分析”,指出了其具有良好的抑制频谱泄露的性能,在此,利用全相位 FFT 谱分析的“相位不变性”进行两列信号的相位差测量。

信号 $S_{\text{ref-}k}(t)$ 以采样率 f_s 进行采样,得到长度为 $2N-1$ 的离散信号:

$$s(n) = \frac{1}{2} a \exp[j(2\pi f_0 n / f_s + \theta_0)] \quad (11)$$

$$n \in [-N+1, N+1].$$

全相位 FFT 的实现过程如下:

1)数据分割:首先要列出所有包含 $s(0)$ 的长度为 N 的样本段 s_m , $m \in [0, N-1]$, s_m 的内部元素 $s_m(n)$ 的表达式为

$$s_m(n) = \frac{1}{2} a \exp\{j[2\pi f_0(n-m)/f_s + \theta_0]\} \quad (12)$$

$$m, n \in [0, N-1],$$

2)循环移位:对各样本段进行 m 位的循环左移,得到样本段 s'_m ,则由离散傅里叶变换(DFT)的循环性质, s_m 的离散傅里叶变换 $S_m(k)$ 和 s'_m 的离散傅里叶变换 $S'_m(k)$ 之间满足:

$$S'_m(k) = S_m(k) \exp(j2\pi mk / N) \quad (13)$$

$$k, m \in [0, N-1],$$

3)加权叠加:用窗 ω_1 的元素对各 $S'_m(k)$ 进行

加权叠加后得到全相位 FFT 的结果 $Y_s(k)$:

$$Y_s(k) = \sum_{m=1}^{N-1} \omega_1(m) \cdot S'_m(k) = \sum_{m=1}^{N-1} \omega_1(m) \cdot S_m(k) \cdot \exp(j2\pi mk / N), \quad (14)$$

将(12),(13)式代入(14)式,整理可得

$$Y_s(k) = \frac{2}{a} \exp(j\theta_0) \cdot |S_N(k)|^2, \quad (15)$$

正弦信号加窗,经全相位 FFT 处理后,在谱线 k 处,其幅值

$$A_{\text{apFFT-}k} = \frac{2}{a} |S_N(k)|^2 = \frac{2}{a} |A_{\text{FFT-}k}|^2, \quad (16)$$

相位

$$\varphi_{\text{apFFT-}k} = \theta_0, \quad (17)$$

对信号 $S_{\text{meas-}k}(t)$ 进行全相位 FFT 谱分析时,与上述过程相同。

可见经过全相位 FFT 变换后,理论上谱线 k 处所对应的相位为 θ_0 ,相位误差为 0,即全相位 FFT 存在“相位不变性”,不需要进行频谱校正即可得到准确的初相位值。得到两列信号的初相位后,即可得到两列信号的相位差。

3.2 基于全相位 FFT 的频谱校正新方法

由上述分析可知,在相位法激光测距系统中,由于测量信号和参考信号同步采样,将二者经全相位 FFT 处理所得的相位做差,由该相位差即可解算出被测距离。为了得到返回光信号的频率,文献[10, 11]提出的时移相位差法可精确提取测量信号的频率,该方法虽然能达到很高的精度,但为了得到信号的频率信息,需要在原来的基础上对测量信号进行 L 点采样,然后进行一次全相位 FFT 变换。该过程不但增加了采样时间不利于系统的实时测量,而且增加了计算量, L 点的个数对频率估计精度有较大影响。在求取测量信号和参考信号初相位时所进行的全相位 FFT 可得到测量信号和参考信号的幅度谱信息,可充分利用该幅度谱信息,达到信号实际频率的精细估计。

将经加窗后的正弦波信号 FFT 变换所得到的信号幅值谱按泰勒级数展开,利用搜索到的峰值谱线和其左右两条谱线的幅值与频谱泄露值之间的解析关系计算频谱泄露值,然后对频率进行补偿。

下面以矩形窗为例阐述该思想。正弦波经 FFT 变化后,所得频谱是频率 f_0 为中心的轴对称图形(图 2)。

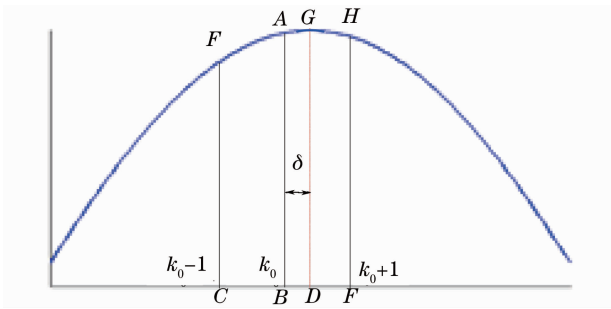


图2 信号幅度谱泰勒级数展开法的频谱校正原理
Fig. 2 Frequency correction based on Taylor series expansion of amplitude spectrum

设频率泄露值为 δ , 在加矩形窗的条件下, 进行 N 点 FFT 变换在谱线 k 处对应的幅值为 A_k , 那么

$$A_k = \frac{a}{2} \frac{\sin[\pi(k - f_0 T)]}{\sin\left[\frac{\pi}{N}(k - f_0 T)\right]}, \quad (18)$$

对于 N 较大, 在所得频谱的主瓣附近, A_k 可近似为

$$A_k = \frac{Na}{2} \frac{\sin[\pi(k - f_0 T)]}{\pi(k - f_0 T)}, \quad (19)$$

将(19)式进行泰勒展开可得

$$A_k = \frac{Na}{2} \cdot \left\{ 1 - \frac{[\pi(k - f_0 T)]^2}{3!} + \frac{[\pi(k - f_0 T)]^4}{5!} - \frac{[\pi(k - f_0 T)]^6}{7!} + \dots \right\}. \quad (20)$$

设经 FFT 变换后峰值谱线与其左右各谱线按照图 2 分布。设峰值谱线号为 k_0 , 对应峰值谱线幅值为 $A(k_0)$, 谱线 $k_0 - 1$ 对应的谱线幅值为 $A(k_0 - 1)$, 谱线 $k_0 + 1$ 对应的谱线幅值为 $A(k_0 + 1)$, 将上述信息代入(20)式, 取至 δ^2 时, 上式化简为(D 为高阶舍入量), 可得

$$\begin{cases} A(k_0) = \frac{Na}{2} \left(1 - \frac{[\pi\delta]^2}{3!} + D \right) \\ A(k_0 + 1) = \frac{Na}{2} \left(1 - \frac{[\pi(1 - \delta)]^2}{3!} + D \right) \\ A(k_0 - 1) = \frac{Na}{2} \left(1 - \frac{[\pi(1 + \delta)]^2}{3!} + D \right) \end{cases}, \quad (21)$$

联立求解得到

$$\delta = \frac{A(k_0 - 1) - A(k_0 + 1)}{2[A(k_0 - 1) + A(k_0 + 1) - 2A(k_0)]}, \quad (22)$$

可见根据(22)式求解所得 δ 值仅与峰值谱线处幅值 $A(k_0)$ 及其左右相邻谱线幅值 $A(k_0 - 1)$, $A(k_0 + 1)$ 的大小有关。而与所加窗函数类型无关, 即在加其他对称窗的情况下, 仍然可以按照(22)式

求解得到频谱泄露值 δ 的大小。

在对信号进行全相位 FFT 时, 设经全相位 FFT 变换后, $k_0, k_0 - 1, k_0 + 1$ 对应的谱线幅值为 $Y(k_0), Y(k_0 - 1), Y(k_0 + 1)$ 。在相同主谱线处, 全相位 FFT 变换后所得信号幅度谱为普通 FFT 变换后幅度谱的平方。则式(22)变为

$$\delta = \frac{\sqrt{Y(k_0 - 1)} - \sqrt{Y(k_0 + 1)}}{2[\sqrt{Y(k_0 - 1)} + \sqrt{Y(k_0 + 1)} - 2\sqrt{Y(k_0)}]}, \quad (23)$$

由于 δ 取值范围为 $|\delta| \leq 0.5$, 则经校正后的信号频率 f 按下式取值:

$$f = \begin{cases} (k_0 + \delta) \times (f_s/N) & |\delta| < 0.5 \\ (k_0 + 0.5) \times (f_s/N) & \delta > 0.5 \\ (k_0 - 0.5) \times (f_s/N) & \delta < -0.5 \end{cases}, \quad (24)$$

文献[9]中提到的 Rife 法进行离散频谱校正, 文献[12]中提到用能量中心法 (centra-baric method) 进行离散频谱校正, 二者与本文方法类似, 均是利用经全相位 FFT 变换后所得的离散谱线信息进行精细

频率估计, 现在将这三种方法加以对比。当输入信号信噪比为 0 dB, 采样点数为 2047 点即最终进行傅里叶变换的点数为 1024 点, 采样频率 $f_s = 1024$, 信号频率泄露值在 0~0.5 之间间隔 0.01 变化, 每变化一次做 1000 次 Monte-Carlo 仿真实验, 加 Hanning 窗和 Blackman 窗条件下, 上述三种方法对应的频率估计误差均方根如图 3(a)、(b) 所示。

加 Hanning 与 Blackman 窗时, Rife 法所得频率估计误差均方根值当在整个频率泄露范围变化幅度最大; 加 Hanning 窗时, 频率估计误差均方根值

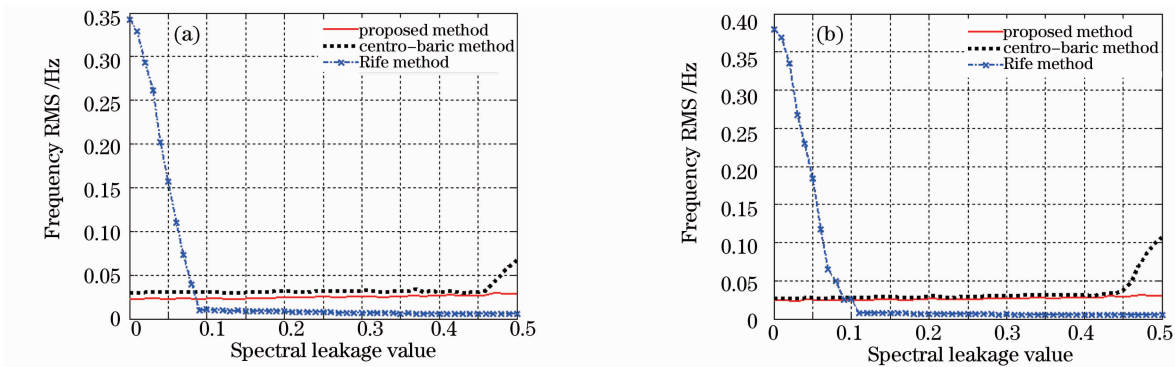


图 3 加不同窗函数蒙特卡罗仿真结果(SNR:0 dB):(a)Hanning 窗,(b)Blackman 窗

Fig. 3 Monte-Carlo simulation results when signal windowed by (a) by Hanning and (b) by Blackman(SNR:0 dB)

最大值为0.3428 Hz,最小值为 0.0055 Hz;加 Blackman 窗时,频率估计误差均方根最大值为0.3799 Hz,最小值为 0.0051。能量法次之:加 Hanning 窗时,频率估计误差均方根最大值为 0.0672 Hz,最小值为 0.0295 Hz;加 Blackman 窗时,频率估计误差均方根最大值为 0.1075 Hz,最小值为 0.0260。本文所提方法则较为平稳:加 Hanning 窗时,频率估计误差均方根最大值为 0.0287 Hz,最小值为 0.0230 Hz;加 Blackman 窗时,频率估计误差均方根最大值为 0.0314 Hz,最小值为 0.0236 Hz。当频率泄露值 δ 略小于 0.1 时,本文方法与能量重心法较 Rife 法估计精度高;而 $\delta > 0.1$ 范围内,Rife 法估计精度则高于能量重心法和本文方法。在激光测距中,由于目标是运动的,目标运动速度不同产生的多普勒频率也不相同,在固定采样频率和采样点数的情况下,频率泄露 $\delta \in [0, 0.5]$,为了使得系统在整个测量范围内达到较平稳的测速精度,系统中倾向于采用本文方法。

4 实验结果

系统中,激光信号经发射系统发射到达靶镜返回,至接收系统,接收系统分为参考通道和测量通道,

参考信号和测量信号分别经过放大、带通滤波、混频和低通滤波等中间环节,再经 AD 采样至 DSP 后,采用数字方法获得两通道的相位差和频率差。为了保证系统的相位和频率测量精度,系统使用 DSP 控制 DDS 芯片直接产生测量信号和本振信号,设定测量信号频率 15 MHz,本振信号频率为 14.996 MHz,则经混频滤波后所得信号频率为 4 kHz。使用 AD 公司的 AD7677 对各路信号进行采样,采样频率为 937.5 kHz,对两列信号加 Hanning 双窗,最终进行 FFT 变换的点数为 1024,进行 50 次测量。当设定相差分别为 60° 和 150° 时,测量均值分别为 60.741° 和 150.741° ,标准差均为 0.003° 。由于接收通道和参考通道电路参数不匹配造成的测相误差为 0.741° ,可作为系统误差消除,测量结果如图 4(a),(b)所示;在进行频率测量时,所得信号频率均值为 4 kHz,标准差为 0.033 Hz,测量结果如图 5 所示。可见该系统可达到很高的相位和频率测量精度,为高精度动态激光测距奠定了基础。在采样频率为 937.5 kHz、最终进行 FFT 变换点数为 1024 点的情况下,系统所需采样时间仅为 2.183 ms,在 DSP 时钟周期为 300 MHz 时,进行一次相位和频率计算所需要的时间约为 1 ms,可满足快速测量的需要。

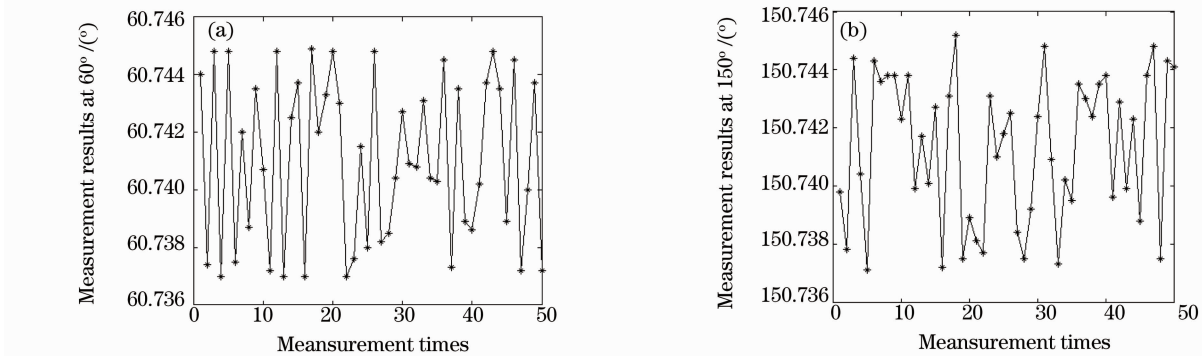


图 4 相差固定为(a)60°和(b)150°的测量结果

Fig. 4 Measurement results while phase difference is fixed (a) at 60° and (b) at 150°

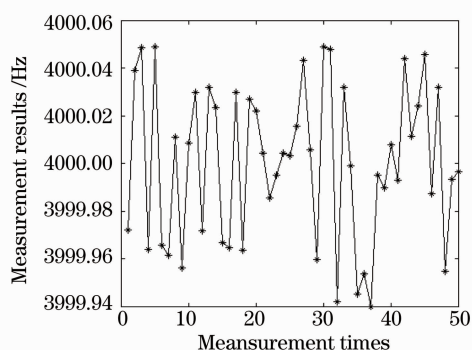


图 5 4000 Hz 频率测量结果

Fig. 5 Measurement results when the frequency is fixed at 4000 Hz

5 结 论

针对传统激光测距仪测量时间长、易受干扰以及多频测距无法实现动态测量等问题,设计了基于并行 DSP 的多通道接收和发射激光测距系统。实现了多个激光调制信号同时发射和接收,大大提高了测量速度。系统利用多通道的并行 AD 对信号进行采集,采用频谱分析的方法高精度的提取信号的相位信息和频率信息,以实现被测距离和被测目标速度的测量,避免了传统的数字鉴相环节,提高了系统的测量精度和抗干扰能力。利用全相位 FFT 的相位不变性特性直接得到测量信号和参考信号之间的相差而无需进行相位校正;在全相位 FFT 获得信号幅度谱的基础上,提出了一种新的频谱校正的方法,利用谱线之间的解析关系进行频率泄露值的求解,可实现信号频率的高精度估计,仿真实验证明该方法的精度和稳定性优于 Rife 法和能量重心法。在采样频率为 937.5 kHz,信号频率为 4 kHz,对两列信号加 Hanning 双窗,进行全相位 FFT 变换点数为 1024 的条件下进行实验,实验结果证明,系统测相精度优于 0.003° ,测频精度优于 0.033 Hz,为高精度快速的激光测距提供了技术支持。

参 考 文 献

- 1 Yang Fu, He Yan, Chen Weibiao. Parameter design of spaceborne laser altimeter[J]. *Acta Optica Sinica*, 2008, **28**(3): 573~577
- 杨 馥, 贺 岩, 陈卫标. 星载激光相干测高计的参量设计[J]. *光学学报*, 2008, **28**(3): 573~577
- 2 Jia Zhixin, Gong Ke, He Shufang, et al.. High-speed Flyer Velocity measurement system based on laser scattering [J]. *Chinese J. Lasers*, 2008, **35**(7): 1050~1054
- 贾哲新, 巩 轲, 何淑芳等. 基于激光散射的高速微粒测速系统[J]. *中国激光*, 2008, **35**(7): 1050~1054
- 3 Mang Ou-Yang, Chen-Yi Huang, Junewen Chen. High-dynamic-range laser range finders based on a novel multimodulated frequency[J]. *Opt. Engng.*, 2006, **45**(2): 123603-1
- 4 Lei Linjun, Yang Yan, Chen Weibiao. High accuracy time-interval-unit for spaceborne laser range finder[J]. *Chinese J. Lasers*, 2007, **34**(10): 1422~1426
- 雷琳君, 杨 燕, 陈卫标. 星载激光测距仪的高精度时间间隔测量单元[J]. *中国激光*, 2007, **34**(10): 1422~1426
- 5 C. Baud, H. Tap-Béteille, M. Lesure et al.. Analog and digital implementation of an accurate phasemeter for laser range finding [J]. *Sensor. Actuat. A*, 2006, **132**(1): 258~264
- 6 Heesun Yoon, Jinpyo Hong, Seonggu Kang et al.. A multiple phase demodulation method for high resolution of the laser range finder[C]. *SPIE*, 2008, **7266**: 72660N1~72660N8
- 7 Francois Blais. Review of 20 years of range sensor development [J]. *J. Electr. imaging*, 2004, **13**(1): 231~240
- 8 Wu Guoqiao, Wang Zhaohua, Huang Xiaohong. All phase correction method for discrete spectrum[J]. *J. Data Acquisition & Processing*, 2005, **20**(3): 287~290
- 吴国乔, 王兆华, 黄晓红. 离散谱的全相位校正法[J]. *数据采集与处理*, 2005, **20**(3): 287~290
- 9 Huang Xiangdong, Wang Zhaohua. Principle of all-phase DFT restraining spectral leakage and the application in correcting spectrum[J]. *J. Tianjin University*, 2007, **40**(7): 882~886
- 黄翔东, 王兆华. 全相位 DFT 抑制谱泄露原理及其在频谱校正中的应用[J]. *天津大学学报*, 2007, **40**(7): 882~886
- 10 K. Ding, J. K. Luo, M. Xie Time-shifting correcting method of phase difference on discrete spectrum[J]. *Applied Mathematics and Mechanics (English Edition)*, 2002, **23**(7): 819~827
- 11 Yang Zhijian, Ding Kang. Accuracy analysis of frequency estimated by applying time-shifting correcting method of phase difference in presence of Gaussian white noise[J]. *J. Vibration Engng.*, 2007, **20**(3): 274~279
- 杨志坚, 丁 康. 高斯白噪声背景下时移相位差校正法的频率估计精度分析[J]. *振动工程学报*, 2007, **20**(3): 274~279
- 12 Yao Jinjie, Han Yan. Doppler velocity measurement based on Welch power spectral estimation and energy centro-baric method [J]. *J. Projectiles, Rockets, Missiles and Guidance*, 2008, **28**(2): 291~296
- 姚金杰, 韩 焱. 基于 Welch 谱估计和能量重心法的多普勒速度测量[J]. *导弹与制导学报*, 2008, **28**(2): 291~296