

文章编号:1004-4213(2011)12-1888-5

高准确度多频调制激光测距算法研究

李桂英,陈磊,陈宇

(长春理工大学 电子信息工程学院,长春 130022)

摘 要:针对传统的激光测距仪测量准确度低、实时性差等问题,结合正交相位检测和坐标旋转数字式计算机角度解算方法,设计了一种多频激光测距系统.系统中采用改进的正交算法对噪音环境下的测距相位差的正切值进行计算,再通过坐标旋转数字式计算机角度解算方法计算出测距相位差,该方法有效地提高了测距准确度并大大降低了系统的运算量.在采样频率 500 MHz、计算字长 16 位、回波信噪比 14 dB 时,测量范围为 150 m,相位测量误差为 0.0264° ,距离测量准确度达到 0.11 mm.

关键词:激光测距;多频调制;正交;坐标旋转数字式计算机

中图分类号: TN249

文献标识码: A

doi: 10.3788/gzxb20114012.1888

0 引言

光电测距系统以结构简单、灵活机动、使用可靠、准确度高、作业迅速等诸多优点被广泛应用^[1].激光测距作为一种高准确度、非接触的测量手段,广泛应用于军事和航空航天等需要高准确度测距或测速的领域中^[2-3].在不同的应用领域里对测量范围和准确度有不同的要求,测量范围从几百米到几十公里,相应的准确度从数毫米至几十厘米.多频调制激光相位测距系统采用多个测距频率来扩展测距范围,频率越高,测量准确度越高;频率越低,测量范围越大,所以只要采用合理的频率组合,就能既保证系统的测距范围又保证系统的测距准确度.相位法测距系统中,相位检测通常有三种方法:过零检测法、相关分析法和频谱分析法.过零检测法由于其实现简单,应用较为广泛,但是测量准确度不高,而且理论上存在最大约为 15% 的误差^[4];频谱分析法主要采用快速傅里叶变换等来分析回波信号的频率和相位从而得到相位差^[5],虽然其检测准确度随着傅里叶变换点数的增加而提高,但是随之带来的是大量的乘加运算,降低了系统的工作效率.文献[2]研究了一种调频光纤激光器和相干测距的方法,系统测距准确度可以达到 15 cm,但是该方法只是从理论角度分析,在工程上实现还有一定的难度,文献[6]研究了一种并行 DSP 的多通道接收和发射激光测距方法,采用多片 A/D 并行采集数据,使用全相

位快速傅里叶变换方法获取相位差,系统测相准确度可以达到 0.003° ,但是该系统硬件复杂,信号处理计算量大.本文结合了正交相位检测和坐标旋转数字式计算机(Coordinate Rotation Digital Computer,CORDIC)角度解算方法,设计了一种多频激光测距系统,系统硬件结构简单,具有测距准确度高和运算量小的优点.

1 系统总体设计

高准确度多频调制实时激光测距系统的原理框图如图 1 所示,FPGA 内部 DDS 产生三路频率分别为 f_1 、 f_2 、 f_3 的正弦信号,叠加后由 DA 输出对种子光进行调制,经调制的激光信号通过光学系统发射.回波信号与种子光混频,然后通过光电转换和低噪音放大得到中频信号,此信号经过模数转换变成数字信号,再经数字带通滤波器选频后得到带有相位延时 $\Delta\varphi_1$ 、 $\Delta\varphi_2$ 、 $\Delta\varphi_3$ 的正弦信号,与本振信号做改进正交运算便可以得到三路相位延迟的正切值,再通过 CORDIC 角度解算模块得到角度值,最后通过距离解模糊模块获得被测距离.

2 测距信号处理

2.1 多频调制激光测距原理

发射测距信号可表示为

$$s(t) = g(t) \cdot \sum_{n=1}^N \sin(2\pi f_n t + \varphi_n) \quad (1)$$

式中, N 表示测尺频率的个数, f_n 、 φ_n 表示测尺信号

第一作者:李桂英(1952—),女,副教授,本科,主要研究方向为光电信号检测、弱信号处理. Email:liguiying0929@126.com

收稿日期:2011-07-12;修回日期:2011-10-14

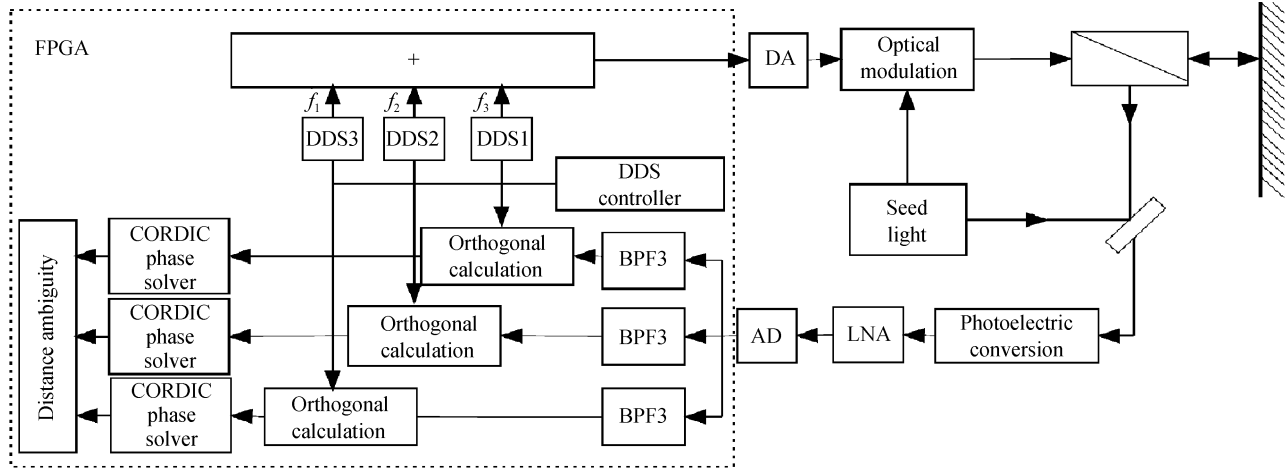


图1 高准确度多频调制实时激光测距系统
Fig.1 The high-precision multi-frequency modulation laser range finding system

的频率和初始相位,且 $f_1 > f_2 > \dots > f_N$, 此处用 $g(t)$ 表示种子光的时间函数. 因此, 回波信号可表示为

$$s'(t) = A \cdot g(t - \Delta t) \cdot \sum_{n=1}^N \sin(2\pi f_n t - 2\pi f_n \cdot 2R/c + \varphi_n - \varphi_{on} - \varphi_{in}) \quad (2)$$

Δt 为延时时间, A 为系统增益, R 为被测距离, c 为光速, φ_{on} 为测距信号产生到天线的相位延迟, φ_{in} 为输入信号由天线到信号采样电路的相位延迟. 电路对相位的延迟 $\varphi_{on} + \varphi_{in}$ 可通过校正去除, 此处假设电路对相位延迟为 0. 回波信号与本地种子光混频后经过低噪声放大后得到为

$$s''(t) = A'' \sum_{n=1}^N \sin(2\pi f_n t - 2\pi f_n \cdot 2R/c + \varphi_n) \quad (3)$$

归一化处理后的信号为

$$\bar{s}''(t) = \sum_{n=1}^N \sin(2\pi f_n t - 2\pi f_n \cdot 2R/c + \varphi_n) \quad (4)$$

此信号通过 N 个带通滤波器选频后可以得到

$$\begin{cases} s_1 = \sin(2\pi f_1 t - 2\pi f_1 \cdot 2R/c + \varphi_1) \\ \dots \\ s_N = \sin(2\pi f_N t - 2\pi f_N \cdot 2R/c + \varphi_N) \end{cases} \quad (5)$$

将式(5)中的信号分别作正交鉴相可得到各个测尺相位延迟的正切值

$$\arctan(\Delta\varphi_n) = \arctan(2\pi f_n \cdot 2R/c) \quad (6)$$

通过反正切运算, 即可得到相位延迟

$$\Delta\varphi_n = 2\pi f_n \cdot 2R/c \quad (7)$$

再经过解距离模糊计算, 就可以得到精确的距离信息. 本系统测尺频率选择分别为 100 MHz、10 MHz、1 MHz, 既保证了测量范围, 又保证了测量准确度.

2.2 正交相位计算方法

图2 为正交相位计算模块结构.

假设通过选频滤波器后的信号为

$$u(t) = \cos(2\pi f_c t) \quad (8)$$

式中 f_c 为测尺正弦信号的频率.

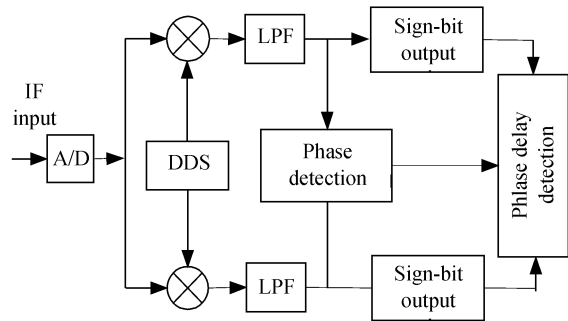


图2 正交相位计算模块结构
Fig.2 The structure of quadrature phase calculation module

本地 DDS 输出的两路正交信号分别为

$$L_1(t) = \cos(2\pi f_c t + \Delta\varphi) \quad (9)$$

$$L_Q(t) = \sin(2\pi f_c t + \Delta\varphi) \quad (10)$$

式中, $\Delta\varphi$ 为输入信号和本地 DDS 信号的相位差, 则同相、正交支路乘法器输出分别为

$$U_1(t) = K_{p_1} \cos 2\pi f_c t \cdot \cos(2\pi f_c t + \Delta\varphi) \quad (11)$$

$$U_Q(t) = K_{p_2} \cos 2\pi f_c t \cdot \sin(2\pi f_c t + \Delta\varphi) \quad (12)$$

式中, K_{p_1} 、 K_{p_2} 为乘法器的系数, 经过低通滤波器后, 可得到

$$U_{1_1} = \frac{1}{2} K_{p_1} K_{1_1} \cos \Delta\varphi \quad (13)$$

$$U_{1_2} = \frac{1}{2} K_{p_2} K_{1_2} \sin \Delta\varphi \quad (14)$$

式中, K_{1_1} 、 K_{1_2} 为低通滤波器的系数, 将 U_{1_1} 除以 U_{1_2} 得到

$$U_p = \frac{K_{p_2} K_{1_2} \sin \Delta\varphi}{K_{p_1} K_{1_1} \cos \Delta\varphi} = K_d \tan \Delta\varphi \quad (15)$$

式中, $K_d = K_{p_2} K_{1_2} / K_{p_1} K_{1_1}$ 为常量, 为鉴相增益. 归一化处理之后, 对 U_p 求反正切计算, 结合 I 和 Q 路的符号位输出, 即可计算出 $\Delta\varphi$.

2.3 CORDIC 数字反正切角度解算

CORDIC 的基本思想是: 用一系列固定角度的

不断偏摆逼近所需旋转的角,从广义上讲它是一个数值逼近的方法,由于这些固定的角度与计算基数有关,运算只有移位和加/减^[7]. 本文主要利用CORDIC 算法做反正切计算,得到相位延迟. CORDIC 算法的基本原理如图 3^[8].

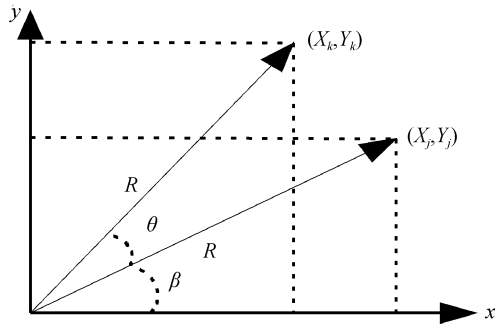


图 3 向量旋转坐标图
Fig. 3 Vector rotation coordinate

向量 (X_k, Y_k) 经过旋转 θ 角后得到 (X_j, Y_j) , 则

$$X_k = R \cos(\beta + \theta) = R \cos \beta \cdot \cos \theta - R \sin \beta \cdot \sin \theta = X_j \cos \theta - Y_j \sin \theta$$
 (16)

同理

$$Y_k = X_j \sin \theta + Y_j \cos \theta$$
 (17)

写成矩阵形式为

$$\begin{bmatrix} X_k \\ Y_k \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} X_j \\ Y_j \end{bmatrix} = \cos \theta \begin{bmatrix} 1 & -\tan \theta \\ \tan \theta & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} X_j \\ Y_j \end{bmatrix}$$
 (18)

式中,假设 $\theta = \sum_{n=0}^N a_n \theta_n$, 其中 a_n 为旋转因子,顺时针旋转时 $a_n = 1$,逆时针旋转时 $a_n = -1$,令 $\theta_n = \arctan(2^{-i})$, 则 $\tan \theta_n = 2^{-i}$, $\cos \theta_n = \frac{1}{\sqrt{1+2^{-2i}}}$, 则

$$\begin{bmatrix} X_k \\ Y_k \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{1+2^{-2i}}} \begin{bmatrix} 1 & -a_k 2^{-i} \\ a_k 2^{-i} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_{k-1} \\ Y_{k-1} \end{bmatrix}$$
 (19)

不考虑乘法因子,引入 Z , 表示 i 次旋转后相位累加的部分和,式(19)可写成

$$\begin{cases} X_{i+1} = X_i - a_{i+1} 2^{-i} Y_i \\ Y_{i+1} = Y_i + a_{i+1} 2^i X_i \\ Z_{i+1} = Z_i - a_{i+1} \arctan 2^{-i} \end{cases}$$
 (20)

式中,当 $Y_i < 0$ 时, $a_i = +1$, $Y_i > 0$ 时, $a_i = -1$.

通过 n 次迭代之后可以得到

$$\begin{cases} X_n = A_n \sqrt{X_0^2 + Y_0^2} \\ Y_n = 0 \\ Z_n = Z_0 + \tan^{-1}(Y_0/X_0) \end{cases}$$
 (21)

式中

$$A_n = \prod_{i=0}^{n-1} (1/\sqrt{1+2^{-2i}})$$
 (22)

假设相位累加器初始值为 0, 则 $Z_n = \tan^{-1}(Y_0/X_0)$ 为输出 X_0 和 Y_0 的反正切值.

3 测量误差分析

3.1 回波信噪比对测量误差的影响

假设系统信道为宽带白噪声信道, 则回波信号可表示为

$$U(t) = \cos(\omega_c t + \Delta\varphi) + n(t)$$
 (23)

则 I 路低通滤波器输出为

$$U_I(t) = \frac{1}{2} K_{p_1} K_{l_1} \cos \Delta\varphi + K_{p_1} [n(t) \cdot \sin \omega_c t] * h(t)$$
 (24)

Q 路乘法器输出为

$$U_Q(t) = \frac{1}{2} K_{p_2} K_{l_2} \sin \Delta\varphi + K_{p_2} [n(t) \cdot \cos \omega_c t] * h(t)$$
 (25)

按照式(15)计算得到

$$U'_p = \frac{1/2 \cdot K_{p_2} K_{l_2} \sin \Delta\varphi + K_{p_2} d_2(t)}{1/2 \cdot K_{p_1} K_{l_1} \cos \Delta\varphi + K_{p_1} d_1(t)}$$
 (26)

式中 $d_1(t) = (n(t) \sin \omega_c t) * h(t)$, $d_2(t) = (n(t) \cdot \cos \omega_c t) * h(t)$, $h(t)$ 为低通滤波器系统函数. 根据式(15)和(26)可得到在噪声环境中相位反正切计算误差为

$$e = U'_p - U_p = \frac{1/2 \cdot K_{p_2} K_{l_2} \sin \Delta\varphi + K_{p_2} d_2(t)}{1/2 \cdot K_{p_1} K_{l_1} \cos \Delta\varphi + K_{p_1} d_1(t)} - K_d \frac{\sin \Delta\varphi}{\cos \Delta\varphi}$$
 (27)

3.2 回波信噪比引起测量误差的处理方法

假设 $n(t)$ 是均值为 0, 功率谱密度 $S(\omega) = N_0/2$ 的高斯噪声. 则式(24)和(25)中的噪声项 $d_1(t)$ 和 $d_2(t)$ 的物理解释如图 4 所示.

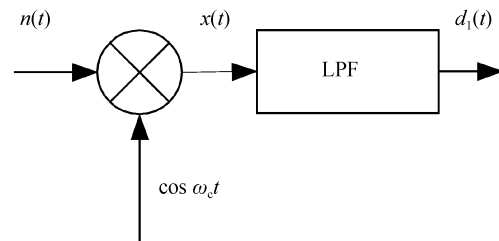


图 4 $d_1(t), d_2(t)$ 物理解释

Fig. 4 $d_1(t), d_2(t)$ physical explanation

令 $x(t) = n(t) \cdot \cos \omega_c t$, 由于 $n(t)$ 与 $\cos \omega_c t$ 相互独立, 所以 $x(t)$ 均值为

$$\mu_x = E[x(t)] = E[n(t) \cdot \cos \omega_c t] = 0$$
 (28)

$h(t)$ 为低通滤波器, 设其频率响应函数为

$$H(j\omega) = \frac{1}{1+j\omega RC}$$
 (29)

则

$$|H(\omega)|^2 = \frac{1}{1+(\omega RC)^2}$$
 (30)

$d_1(t)$ 的均值为

$$\begin{aligned}\mu_d &= E[d(t)] = E\left[\int_{-\infty}^{\infty} h(t-\tau)x(\tau)d\tau\right] = \\ &\mu_x H(0) = 0\end{aligned}\quad (31)$$

可见 $d_1(t)$ 均值为 0, 则对式(24)、(25)求数学期望可得

$$\begin{aligned}\mu_i &= E(U_1(t)) = E[K_{p_1} K_{l_1} \cos \Delta\varphi + K_{p_1} d_1(t)] = \\ &E\left(\frac{1}{2} K_{p_1} K_{l_1} \cos \Delta\varphi\right) + K_{p_1} \cdot E(d_1(t)) = \\ &\frac{1}{2} K_{p_1} K_{l_1} \cos \Delta\varphi\end{aligned}\quad (32)$$

同理

$$\mu_q = \frac{1}{2} K_{p_1} K_{l_1} \sin \Delta\varphi\quad (33)$$

则

$$U_p' = \frac{\mu_i}{\mu_q} = K_d \tan \Delta\varphi'\quad (34)$$

$$\Delta\varphi' = \arctan \frac{\mu_i}{K_d \mu_q}\quad (35)$$

通过上述分析,对 I、Q 路低通滤波器输出的信号求平均后即可滤除信号中的噪音项,假设相位延迟为 $\pi/4$, 在不同信噪比条件下,此方法得到的角度误差如图 5 所示。

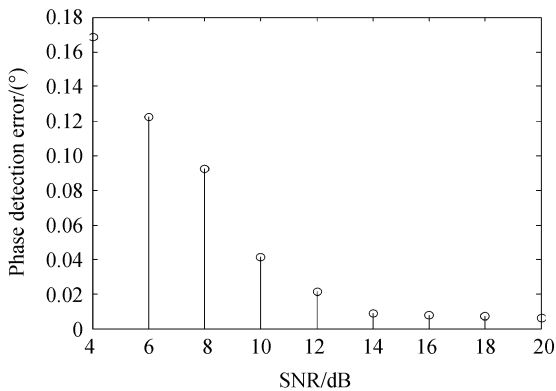


图 5 不同信噪比条件下计算得到的相位误差

Fig. 5 Phase delay calcula error under different SNR

3.3 CORDIC 角度解算误差

在 CORDIC 算法中,计算字长和截断误差会影响角度解算的准确度^[10],在旋转迭代过程中,令

$$\|P(i)\| = A_n(i) = \prod_n (1/\sqrt{1+2^{-2i}})\quad (36)$$

定义 $Q[\cdot]$ 为量化操作,则

$$Q[V(i)] = V(i) + e(i)\quad (37)$$

式中 $e(i) = [e_x(i) \ e_y(i)]$, $e_x(i)$ 、 $e_y(i)$ 表示 X、Y 通道的量化误差,假设 X、Y 数据位数为 b ,则有 $e_x(i) \leq \sigma$, $e_y(i) \leq \sigma$, $\sigma = 2^{-b-1}$,由此可得

$$|e(i)| \triangleq [e_x^2 + e_y^2]^{1/2} \leq 2^{1/2} \cdot 2^{-b-1}\quad (38)$$

在 CORDIC 运算中,截断误差包含两部分:当前计算单元的截断误差和之前计算单元的截断误差的积累,定义 $f(n)$ 为角度解算过程中所产生的全部截断误差,则有

$$\begin{aligned}f(n) &\triangleq Q[\hat{V}(n)] - V(n) = e(n) + \\ &\sum_{j=1}^{n-1} (\prod_{i=j}^{n-1} P_m(i)) e(i)\end{aligned}\quad (39)$$

则根据式(38)、(39)可得

$$\begin{aligned}|f(n)| &\leq |e(n)| + |e(n)| \cdot \left| \sum_{j=1}^{n-1} \prod_{i=j}^{n-1} P_m(i) \right| \leq \\ &2^{1/2} \cdot 2^{-b-1} + 2^{1/2} \cdot 2^{-b-1} \cdot \left| \sum_{j=1}^{n-1} \prod_{i=j}^{n-1} P_m(i) \right| \leq \\ &2^{-b-1/2} \cdot D\end{aligned}\quad (40)$$

式中 $D = 1 + \left| \sum_{j=1}^{n-1} \prod_{i=j}^{n-1} P_m(i) \right|$, 收敛于常量 C 。

由式(40)可知,截断误差的大小与 X、Y 数据位数 b 有关,数据位数越大,输出误差越小,并成 2 的负指数幂减小,所以,在本设计中,X、Y 和输出 Z 的位数均取 16 位。

同时,用 CORDIC 算法解算出的弧度的准确度还与旋转级数有关,旋转级数越高,解算出弧度的准确度就越高^[11]。本文采用 18 级流水线结构实现 CORDIC 角度解算模块。

4 实验结果

系统工作时测距信号经过光学系统到达目标上返回,经过光混频、光电转换、低噪放大后由 AD 采样至 FPGA,在 FPGA 内采用数字带通滤波器、数字正交相位计算、CORDIC 相位解算、电路相位延迟修正等获取相位差。为了满足系统测距范围和测距准确度两个参量,采用数字 DDS 产生频率为 100 MHz、10 MHz、1 MHz 三个正弦测尺信号,通过计算可以得到,最大测量范围为 150 m。本系统采用 NS 公司的 ADC08D500 对回波信号进行采样,采样频率为 500 MHz。设定相位差为 45° ,计算字长 16 位、回波信噪比 14 dB,经过多次测量平均后得到测量结果为 45.0264° ,测量误差为 0.0264° ,可见该系统可达到很高的相位测量准确度。在 FPGA 内,三路测尺的相位延时计算是并行进行的,在采样频率为 500 MHz 时,采用 1 000 个数据点进行正交计算,计算时间为 $2 \mu\text{s}$,采用 CORDIC IP 核进行相位解算的时钟延迟为 10 个时钟周期,可见,进行一次相位计算所需要的时间小于 $3 \mu\text{s}$,完全满足实时测量的需要。

5 结论

针对传统的激光测距仪测量准确度低、实时性差等问题,结合正交相位检测和 CORDIC 角度解算方法,设计了一种多频激光测距系统。系统采用单路 AD 进行采样,采用数字带通滤波器将回波信号中的各个测尺信号分离。同时,系统采用了数字 DDS

技术,降低了系统硬件电路的复杂程度,并且数字滤波器 and 数字 DDS 技术已经非常成熟,可以保证系统工作的各项参量要求.文中利用改进的正交相位计算方法和CORDIC角度解算方法来获取相位差,在提高系统距离测量准确度的同时大大降低了硬件电路的复杂程度.同时,文章还分析了在不同信噪比条件下,该系统的相位测量误差,当回波信噪比为14 dB,相位测量误差可以降低到 0.0264° ,则距离测量误差为0.11 mm.当回波信噪比提高时,系统的测量误差会进一步降低,通过测试计算,在回波信噪比达到20 dB时,角度测量误差可以达到 0.01° ,为高精度激光测距提供了技术基础.

参考文献

- [1] XIAO Xiang-guo, WANG Zhong-huo, BAI Jia-guang. A high accuracy electro-optical range measurement system at approaching distance[J]. *Acta Photonica Sinica*, 2009, **38**(4): 923-927.
肖相国,王忠厚,白加光. 近距离高精度光电测距技术的研究[J]. 光子学报, 2009, **38**(4): 923-927.
- [2] YANG Fu, HE Yan, CHEN Wei-biao. Parameter design of space-borne 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.
- [3] JIA Zhe-xin, GONG Ke, HE Shu-fang, et al. High-speed flyer velocity measurement system based on laser scattering[J]. *Chinese Journal of 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.
- [4] QIU Li-cun, WANG Ru-lin. Research of ultrasonic doppler flowmeter with spectrum analysis technique[J]. *Control & Automation*, 2006, **22**(5-1): 181-182.
邱立存,王汝琳. 采用频谱分析技术的多普勒超声波流量计研究[J]. 微计算机信息, 2006, **22**(5-1): 181-182.
- [5] ENGLISH C, DESLAURIERS A, CHRISTIE I. The complementary nature of triangulation and lidar technologies[C]. *SPIE*, 2005, **5791**: 29-41.
- [6] JIA Fang-xiu, DING Zhen-liang, YUAN Feng, et al. Real-time laser range finding system for moving target based on all-phase fourier transform spectrum analysis[J]. *Acta Optica Sinica*, 2010, **30**(10): 2928-2934.
贾方秀,丁振良,袁峰,等. 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[J]. 光学学报, 2010, **30**(10): 2928-2934.
- [7] SUNG T Y, HSIN H C. Design and simulation of reusable IP CORDIC core for special-purpose processors[J]. *Computers & Digital Techniques, IET*, 2007, **1**(5): 581-589.
- [8] JUANG Tso-Bing, HSIAO Shen-Fu, TSAI ming-yu. para-CORDIC: parallel CORDIC rotation algorithm[J]. *Circuits and Systems I: Regular Papers, IEEE Transactions on*, 2004, **51**(8): 1515-1524.
- [9] 高晋占. 弱信号检测[M]. 北京:清华大学出版社, 2004: 28-29.
- [10] MEHER P, VALLS J, JUANG T B, et al. 50 years of CORDIC: algorithms, architectures, and applications[J]. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, 2009, **56**(9): 1893-1907.
- [11] HU Xiao-dong, PENG Lang, LEI Ming, et al. Realization of a subdividing method for grating signal based on FPGA[J]. *Acta Photonica Sinica*, 2011, **40**(3): 407-412.
胡晓东,彭琅,雷明,等. 一种光栅信号细分算法的FPGA实现[J]. 光子学报, 2011, **40**(3): 407-412.

High-precision Multi-frequency Modulation Laser Range Finding Algorithm

LI Gui-ying, CHEN Lei, CHEN Yu

(College of Electronic Information and Engineering, Changchun University of Science and Technology, Changchun 130022, China)

Abstract: The traditional laser range finder cannot meet the need of real-time and the measurement accuracy. Owing to this, a multi-frequency modulation laser range finder system was designed based on orthogonal calculation and CORDIC phase solver. An improved orthogonal algorithm was used to calculate the tangent of the ranging phase for noisy environments, and the angle was calculated by CORDIC angle solver algorithm. The proposed algorithm effectively improved the range accuracy and greatly reduced the computational. In experiments, the sampling frequency of AD converter is 500 MHz, the SNR is 14 dB, the word length is 16-bits, the measurement range is 150m, the phase difference resolution is better than 0.0264° and the distance accuracy is better than 0.11 mm.

Key words: Laser ranging; Multi-frequency modulation; Orthogonal; CORDIC