

文章编号 1004-924X(2012)04-0888-08

## 相位式激光测距谱分析鉴相的无偏改进

王选钢<sup>1,2</sup>, 缙宁祎<sup>1,2</sup>, 张珂殊<sup>1\*</sup>

(1 中国科学院 光电研究院, 北京 100094; 2 中国科学院 研究生院, 北京 100049)

**摘要:**针对相位式激光测距中的鉴相误差,建立了谱分析鉴相的误差模型,提出了在数据预处理中引入希尔伯特变换来消除相位差估计偏差的测量方法。分析了传统谱分析鉴相的偏差和方差,指出这些测量偏差受初相位的影响,在高速测距中不容忽视。提出了一种无偏改进方法,通过窗函数法设计正弦信号的简易希尔伯特变换器,将离散傅里叶变换的对象转换为解析信号,在仅增加 4 次加减法运算和 2 次移位操作的情况下,实现了近似无偏谱分析鉴相。仿真分析和实验验证结果表明,鉴相均值与真实相位差相同;当信噪比为 40 dB 时,每秒百万次高速鉴相的误差为 0.1°;当调制频率为 100 MHz 时,测距精度达到 0.4 mm。实验表明,将希尔伯特变换应用于谱分析鉴相,可实现高准确度相位差测量,并可应用于高速相位式激光测距。

**关键词:**相位式激光测距;谱分析鉴相;希尔伯特变换;估计偏差

**中图分类号:**P225.2;TN249 **文献标识码:**A **doi:**10.3788/OPE.20122004.0888

## Unbiased improvement of spectrum analysis phase discrimination for phase-shift laser range finder

WANG Xuan-gang<sup>1,2</sup>, GOU Ning-yi<sup>1,2</sup>, ZHANG Ke-shu<sup>1\*</sup>

(1. Academy of Opto-electronics, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100094, China;

2. Graduate University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049, China)

\* Corresponding author, E-mail: zhangks@aoe.ac.cn

**Abstract:** An error model of phase discrimination based on spectral analysis is deduced to reduce the phase discrimination error for a phase-shift laser range finder, and the Hilbert transform is induced to data pre-processing to eliminate the estimation bias of phase difference. The bias and deviation of conventional spectrum analysis phase discrimination are analyzed. The analysis shows that the bias is influenced by initial phases and it can not be ignored in fast and precision measurement. This paper proposes an unbiased improvement method. The method uses a window function to design a simple Hilbert transformer to convert the objective of Discrete Fourier Transform into an analytic signal. Then the nearly unbiased phase difference measurement is achieved by spectral analysis only in increasing four addition and two shift operations. Simulation and experimental results indicate that the mean phase is the same as the real phase difference. When the signal to noise ratio is 40 dB, the measurement accuracy for the high speed phase discriminaton is 0.1°. When the modulation frequency is 100

收稿日期:2012-01-18;修订日期:2012-02-15.

基金项目:国家 863 高技术研究发展计划资助项目(No. 2008AA121304)

MHz, the distance measurement accuracy is 0.4 mm. Results show that the Hilbert transform can help spectral analysis realize high accuracy phase difference measuring and the method can be applied to fast phase-shift laser range finders.

**Key words:** phase-shift laser range finder; spectrum analysis phase discrimination; Hilbert transform; estimation bias

## 1 引 言

相位式激光测距是通过相位差间接测定激光飞行时间的。假设调制频率为  $f$ , 当相位差为  $\Delta\theta$  时, 测量距离为  $d = c\Delta\theta / (4\pi f)$  (其中  $c$  表示光速), 可以看出, 鉴相精度决定测距精度<sup>[1]</sup>。目前, 科研和工程应用对测距速度和准确度的要求越来越高, 因而研究高速鉴相算法, 实现高速、准确相位差测量具有极大的现实意义。

目前, 相位式激光测距采用的数字鉴相算法主要包括时间间隔鉴相法、数字同步解调法、谱分析鉴相等。谱分析鉴相法具有测量精度高、抗噪声性能强等优点, 近年来得到了广泛关注和应用<sup>[2-7]</sup>。文献[4]通过实验指出, 谱分析鉴相法在实际系统中优于模拟的鉴相方法。文献[8-9]分析了离散傅里叶变换(DFT)计算相位的方差, 在整周期采样时, 其鉴相方差可达克拉美罗-劳(Cramer-Rao)下限<sup>[8-9]</sup>, 鉴相精度达到最优。文献[10]以复正弦信号为例, 得出 DFT 计算相位存在偏差, 发现频率校正可以纠正 DFT 计算所产生的相位偏差, 不过这种方法会将频率校正的误差引入到初相估计中。本文从相位式激光测距的实正弦信号出发, 分析传统谱分析鉴相的偏差和方差, 指出该方法存在测量偏差, 且受初始相位的影响, 在高速、精确测距中不容忽视。

全相位谱分析以其相位不变性、频谱泄漏抑制能力好等优点迅速应用到相位式激光测距中<sup>[11-12]</sup>, 但其鉴相精度不如传统谱分析鉴相法。本文根据频域数字鉴相法的误差来源, 提出一种无偏的谱分析鉴相算法。该方法通过希尔伯特变换构建原信号的解析形式, 使谱分析测量初相位的偏差相同, 从而消除鉴相偏差。希尔伯特变换器的设计方法包括窗函数法、频率取样法、等纹波逼近法、延时法、椭圆半带滤波器等<sup>[13-15]</sup>。为降低运算量, 本文通过简化的希尔伯特变换器, 将鉴

相偏差降低 6 个数量级, 使该偏差在实际应用中可忽略, 近似实现无偏估计。分析和仿真表明, 该方法的鉴相误差低于谱分析和全相位谱分析鉴相法。

## 2 相位式激光测距谱分析鉴相研究

### 2.1 谱分析鉴相的原理与偏差分析

用光电器件解调回波光束和发射光束, 分别输出测量信号和基准信号, 通过多级放大后进入鉴相单元。图 1 给出了目前最为常用的差频鉴相过程, 测量信号和基准信号与本振混频, 输出的中频信号  $s_1(t)$ 、 $s_2(t)$  仍保留了原始相位差<sup>[2,7]</sup>, 但频率却大大降低, 减轻了后端数据采集的负担。对采集的数据做 DFT 变换, 找到信号的主谱线并计算相位, 再以两者主谱线相位的差值作为相位式激光测距的相位差<sup>[5]</sup>。

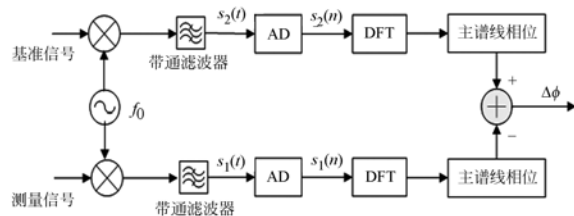


图 1 相位式激光测距谱分析鉴相过程

Fig. 1 Process of spectrum analysis phase discrimination in phase-shift laser range finder

假设  $s_1(t) = A_1 \cos(2\pi f t + \theta_1)$ 、 $s_2(t) = A_2 \cos(2\pi f t + \theta_2)$ ,  $A_1$ 、 $A_2$  为信号幅度,  $\theta_1$ 、 $\theta_2$  为初相位,  $f$  为调制频率。由于测量  $\theta_1$ 、 $\theta_2$  的过程相同, 下面主要分析  $\theta_1$  的测量。在时间长度  $T$  内均匀采集  $N$  个数据,  $s_1(t)$  对应的离散序列为:

$$s_1(n) = A_1 \cos(2\pi f T n / N + \theta_1) = \frac{A_1}{2} e^{j(2\pi f T n / N + \theta_1)} + \frac{A_1}{2} e^{-j(2\pi f T n / N + \theta_1)}, \quad (1)$$

其中  $n=0, 1, \dots, N-1$ , 上式根据欧拉公式将实信号展开为两个复正弦信号。频率分辨力为  $F_0$

$=1/T$ , 则主谱线  $k_0 = [f/F_0]$ , 括号表示四舍五入取整, 归一化频率偏移量  $\delta = fT - k_0$ ,  $|\delta| \leq 0.5$ 。正频率复正弦信号和负频率复正弦信号在  $k_0$  处的 DFT 结果分别为:

$$S_{11}(k_0) = \frac{A_1}{2} e^{j\theta_1} \sum_{n=0}^{N-1} e^{j\frac{2\pi}{N}b(fT-k_0)} = \frac{A_1}{2} \frac{\sin(\delta\pi)}{\sin(\frac{\delta\pi}{N})} e^{j(\theta_1 + \frac{N-1}{N}\delta\pi)}, \quad (2)$$

$$S_{12}(k_0) = \frac{A_1}{2} e^{-j\theta_1} \sum_{n=0}^{N-1} e^{-j\frac{2\pi}{N}b(fT+k_0)} = \frac{A_1}{2} \frac{\sin(\delta\pi)}{\sin(\frac{2k_0 + \delta}{N}\pi)} e^{-j[\theta_1 + \frac{N-1}{N}(2k_0 + \delta)\pi]}. \quad (3)$$

$s_1(n)$  在  $k_0$  处的 DFT 结果为  $S_{11}(k_0) + S_{12}(k_0)$ 。在相位式激光测距中,  $N \gg 1$ , 同步采样时  $|\delta| \ll 1$ , 当  $1 \leq k_0 \leq N/2 - 1$  时满足  $|S_{11}(k_0)| \gg |S_{12}(k_0)|$ , 通过矢量信号叠加,  $\theta_1$  的估计值  $\theta_1'$  近似为<sup>[10]</sup>:

$$\theta_1' \approx \theta_1 + \frac{N-1}{N} \delta\pi - \frac{\sin(\frac{\delta\pi}{N})}{\sin(\frac{2k_0\pi}{N})} \sin(2\theta_1 + \frac{N-1}{N} 2\delta\pi - \frac{2k_0}{N} \pi). \quad (4)$$

同理测得  $s_2(t)$  的相位为  $\theta_2'$ , 则鉴相结果为  $\Delta\theta = \theta_2' - \theta_1' = \theta_2 - \theta_1 + \theta_b$ , 其中  $\theta_b$  为鉴相偏差:

$$\theta_b = \theta_{\max} \times \sin(\theta_1 - \theta_2) \times \cos(\theta_1 + \theta_2 + \frac{N-1}{N} 2\delta\pi - \frac{2k_0}{N} \pi), \quad (5)$$

$\theta_{\max}$  为最大鉴相偏差:

$$\theta_{\max} = 2 \frac{\sin(\frac{\delta\pi}{N})}{\sin(\frac{2k_0\pi}{N})}. \quad (6)$$

由此可见, 传统的谱分析鉴相属于有偏估计。偏差值是信号频率、采样频率、数据长度的函数, 并受初始相位的影响。仿真时让信号频率与设计频率存在一定偏移, 当  $\delta = 0.01$ , 32 点进行 DFT 变换时, 鉴相偏差随相位的变化如图 2 所示, 最大偏差为  $0.11^\circ$ 。

设定信号频率使  $\delta$  从 0 增加到 0.01, DFT 数据长度从 32 增加到 256, 最大偏差随  $N$  和  $\delta$  的变化规律如图 3 所示。

从图 3 可知, DFT 的数据长度越大, 鉴相的偏差越小。当归一化频率偏移量为 0.01 时, 32

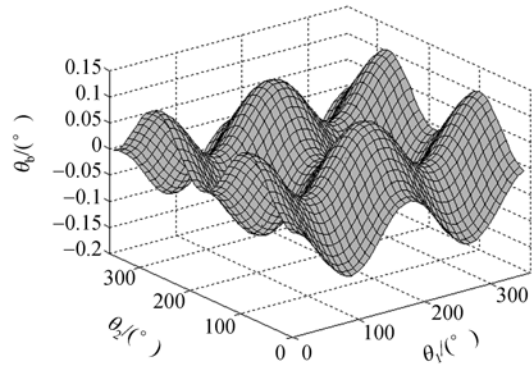


图 2 谱分析鉴相的偏差

Fig. 2 Bias of spectrum analysis phase discrimination

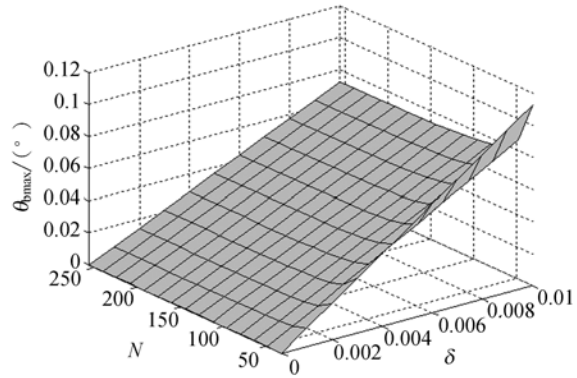


图 3 谱分析鉴相的最大偏差

Fig. 3 Maximum bias of spectrum analysis phase discrimination

点 DFT 的相差偏差为  $0.11^\circ$ , 如果数据长度增加到 256 点, 则相差偏差降至约  $0.07^\circ$ 。在相位式激光测距速度较慢时, DFT 的数据长度可以较大, 这种偏差不太明显, 但在高速高精度测距中, 这种偏差已不容忽视。为实现每秒百万次、亚毫米级精度测距, 必须纠正该鉴相偏差。

## 2.2 噪声对谱分析鉴相精度的影响

相位式激光测距的噪声包括背景噪声、热噪声、散弹噪声、放大器前级噪声等<sup>[16]</sup>, 主要噪声符合高斯白噪声分布。设  $g_1(n)$  为零均值、方差  $\sigma_{g_1}^2$  的高斯白噪声。在加性噪声的干扰下, 测量信号离散序列可表示为:

$$s_1'(n) = s_1(n) + g_1(n). \quad (7)$$

白噪声的 DFT 可视为若干随机变量的线性组合, 所以噪声序列的 DFT 系数仍为随机序列<sup>[10]</sup>。

$$G_1(k_0) = \sum_{n=0}^{N-1} g_1(n) e^{-j\frac{2\pi}{N}nk_0} = A_{g_1} e^{j\phi_{g_1}}, \quad (8)$$

$A_{g1}$ 、 $\phi_{g1}$  分别为  $G_1(k_0)$  的幅度和相位。 $G_1(k_0)$  为  $g_1(n)$  的线性变换,所以  $G_1(k_0)$  也是高斯分布的随机变量,其均值为 0,方差为:

$$\sigma_{G1}^2 = N\sigma_{g1}^2, \quad (9)$$

通过  $S_1(k_0) + G_1(k_0)$ ,得到信号在加性高斯白噪声干扰下的主谱线信息。采用与 2.1 类似的分析过程, $S_1(k_0) + G_1(k_0)$  的相位为:

$$\theta_{g1} = \theta_1' + \frac{2A_{g1} \sin(\pi\delta/N) \sin(\phi_{g1} - \theta_1')}{A_1 \sin(\pi\delta)}, \quad (10)$$

$A_{g1} \sin(\phi_{g1} - \theta_1')$  的方差等于  $\sigma_{G1}^2/2^{[10]}$ ,所以测相方差为:

$$\sigma_{\theta_{g1}}^2 = \frac{1}{N \text{sinc}^2(\delta) \text{SNR}_1}, \quad (11)$$

其中  $\text{sinc}(\delta) = \sin(\pi\delta)/(\pi\delta)$ ,信噪比  $\text{SNR}_1 = A_1^2/(2\sigma_{g1}^2)$ 。当整周期采样时, $\delta=0$ ,DFT 鉴相方差达到 Cramer-Rao 下限。设  $s_2(t)$  的信噪比为  $\text{SNR}_2$ , $s_1(t)$  和  $s_2(t)$  的白噪声相互独立,谱分析鉴相的方差为:

$$\sigma_{\Delta\theta}^2 = \frac{1}{N \text{sinc}^2(\delta)} \left( \frac{1}{\text{SNR}_1} + \frac{1}{\text{SNR}_2} \right), \quad (12)$$

为简化分析,以  $\phi_{\text{bmax}}$  作为鉴相的偏差,谱分析鉴相的误差为:

$$\phi_e = \sqrt{\phi_{\text{bmax}}^2 + \sigma_{\Delta\theta}^2} = \sqrt{4 \frac{\sin^2(\frac{\pi\delta}{N})}{\sin^2(\frac{2k_0\pi}{N})} + \frac{2}{N \text{sinc}^2(\delta)} \left( \frac{1}{\text{SNR}_1} + \frac{1}{\text{SNR}_2} \right)}. \quad (13)$$

### 3 基于希尔伯特变换的谱分析鉴相

#### 3.1 鉴相过程

谱分析鉴相时,如果 DFT 变换的信号为复正弦信号,从前面的分析可知,当数据长度和频率相同时,其测初相的偏差相同,进而测量相位差无偏。相位式激光测距的测量信号频率和基准信号频率均等于调制频率,鉴相的数据长度相同,所以如果将输入 DFT 的信号转换为复正弦信号,则相位差测量无偏,且保持高精度鉴相的优势。

改进后的谱分析鉴相过程如图 4 所示,采用希尔伯特变换构建解析信号,解析信号的相位差等于实信号的相位差。由于 DFT 的对象为复信号,所以 DFT 测得的初相偏差相同,从而实现无偏相差测量。

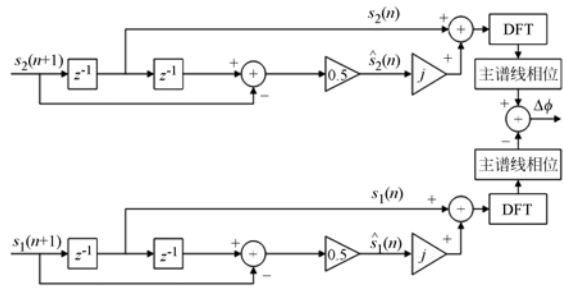


图 4 改进后的谱分析鉴相示意图

Fig. 4 Sketch map of improved spectrum analysis phase discrimination

相位式激光测距的调制信号为正弦波,信号的带宽很窄,所以在带宽内实现信号  $90^\circ$  变换即可,可采用低阶的窗函数法或延时法<sup>[13]</sup>。当采样频率满足式(14)时,离散序列相邻点相位差为  $90^\circ$ ,变换系数取  $h(-1) = -0.5$ 、 $h(0) = 0$ 、 $h(1) = 0.5$  即实现移相  $90^\circ$ 。

$$f_s = \frac{4}{4L+1} f, L=0,1,2,\dots \quad (14)$$

$s_1(n)$  和  $h(n)$  卷积产生复信号的虚部,输入到 DFT 模块的信号为  $z_1(n) = s_1(n) + j[s(n-1) - s(n+1)]/2$ ,其主谱线频谱的实部和虚部分别为:

$$\text{Re}[Z_1(k_0)] = [s_1(0) - s_2(N)]/2 + \sum_{n=0}^{N/4-1} s_2(4n) - \sum_{n=0}^{N/4-1} s_1(4n+2), \quad (15)$$

$$\text{Im}[Z_1(k_0)] = [s_1(-1) - s_1(N-1)]/2 + \sum_{n=0}^{N/4-1} s_1(4n+3) - \sum_{n=0}^{N/4-1} s_1(4n+1). \quad (16)$$

从上面两式可知,鉴相包括  $N+2$  次加法运算、4 次减法运算和 2 次移位操作。与传统的谱分析相比,仅增加 4 次加减法运算和 2 次移位操作。

#### 3.2 鉴相误差分析

由于信号和采样时钟有不确定性,所以不可能完全做到如式(14)所示的频率关系,下面分析这种误差对鉴相的影响。希尔伯特变换的传递函数为:

$$H(\omega) = -j \sin \omega, \quad (17)$$

当频率完全满足式(14)时,信号频率  $\omega = \pi/2$ ,实现了理想的希尔伯特变换。 $H(\omega)$  的幅度、相

位分别为  $\sin \omega$  和  $-90^\circ$ , 正弦信号经过该网络, 幅度增加到  $\sin \omega$  倍, 相位滞后  $90^\circ$ , 所以  $z_1(n)$  亦可表示为:

$$z_1(n) = A_1 \cos(\omega n + \theta_1) + j A_1 \sin \omega \sin(\omega n + \theta_1), \quad (18)$$

其中  $\omega = 2\pi fT/N$ . 主谱线  $K_0 = N/4$ , 主谱线的频谱为:

$$Z_1(k_0) = \sum_{n=0}^{N-1} z_1(n) (-j)^n. \quad (19)$$

对测量信号  $z_1(n)$  和基准信号  $z_2(n)$  进行 DFT, 分别计算主谱线处的相位信息  $\theta_2''$ 、 $\theta_1''$ . 测相的分析过程与 2.1 类似, 测得相位差  $\theta_2'' - \theta_1''$ , 该值与真实相差  $\theta_2 - \theta_1$  相比, 鉴相误差为:

$$\phi_0' = \phi'_{\text{bmax}} \sin(\theta_2 - \theta_1) \sin(\theta_1 + \theta_2 + \frac{N-1}{N} 2\pi\delta), \quad (20)$$

最大偏差:

$$\phi'_{\text{bmax}} = \left[ 1 - \cos\left(\frac{2\pi\delta}{N}\right) \right] \sin\left(\frac{\pi\delta}{N}\right), \quad (21)$$

与式(6)的比值为:

$$\eta = \frac{\phi'_{\text{bmax}}}{\phi_{\text{bmax}}} = \left[ 1 - \cos\left(\frac{2\pi\delta}{N}\right) \right] / 2 \approx \left(\frac{\pi\delta}{N}\right)^2. \quad (22)$$

仍采用 2.1 的仿真条件, 鉴相偏差降低了 6 个数量级, 改善效果非常明显。

采用窗函数法时, 加性复高斯白噪声  $y_1(n) = g_1(n) + j[g_1(n-1) - g_1(n+1)]/2$ . 根据傅里叶变换的线性性质和时移性质, 噪声 DFT 结果为  $Y_1(k) = G_1(k)[1 + \sin(2(k/N))]$ , 主谱线处的噪声为  $Y_1(k_0) = 2G_1(k_0)$ . 复噪声的幅度增加一倍。根据前面的分析, 复信号在主谱线处的幅度也近似增加一倍, 所以信噪比未变, 鉴相的方差仍满足式(12), 该方法在消除鉴相方差时并未降低其鉴相精度。基于希尔伯特变换的谱分析鉴相误差为:

$$\phi_e' = \sqrt{4\left(\frac{\pi\delta}{N}\right)^6 + \frac{1}{N\text{sinc}^2(\delta)}\left(\frac{1}{\text{SNR}_1} + \frac{1}{\text{SNR}_2}\right)}. \quad (23)$$

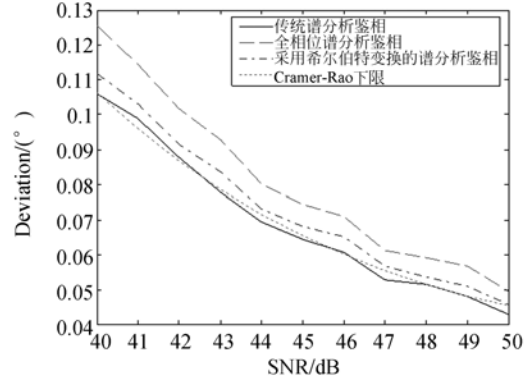
根据相位式激光测距的特点, 改进后的鉴相偏差远小于鉴相标准差, 所以鉴相误差近似为:

$$\phi_e' \approx \frac{1}{\sqrt{N}\text{sinc}(\delta)} \sqrt{\frac{1}{\text{SNR}_1} + \frac{1}{\text{SNR}_2}}. \quad (24)$$

### 3.3 计算机仿真分析

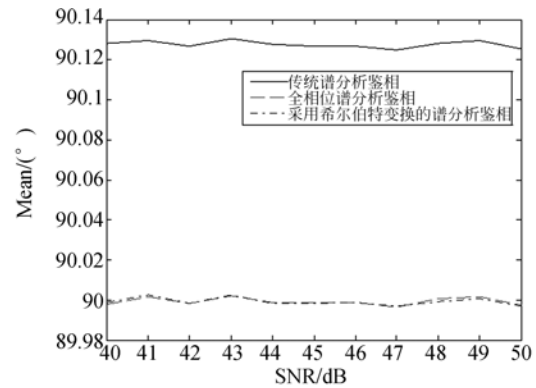
在相位式激光测距中, 鉴相之前采用高品质的滤波器抑制带外噪声, 提高信号的信噪比。设

滤波器输出端信噪比  $\text{SNR}_1 \in [40 \text{ dB}, 50 \text{ dB}]$ ,  $\text{SNR}_2 = 50 \text{ dB}$ ,  $\theta_1 = 90^\circ$ 、 $\theta_2 = 180^\circ$ , 每次谱分析的数据长度为 32。当  $\delta = 0.01$  时, 经过 1 000 次蒙特卡罗仿真, 3 种谱分析鉴相的结果如图 5 所示。



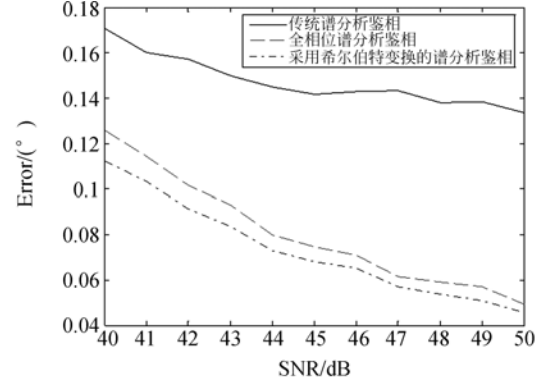
(a) 鉴相标准差

(a) Standard deviation of spectrum analysis phase discrimination



(b) 鉴相均值

(b) Mean of spectrum analysis phase discrimination



(c) 鉴相误差

(c) Error of spectrum analysis phase discrimination

图 5 3 种谱分析鉴相性能比较

Fig. 5 Performance comparison between three kinds of spectrum analysis phase discrimination

从图 5(a)可知,传统谱分析鉴相的标准差曲线几乎与 Cramer-Rao 下限重合,在 3 种方法中鉴相精度最好,全相位谱分析鉴相标准差最大。采用希尔伯特变换的谱分析鉴相的理论精度与传统谱分析鉴相相同,但由于希尔伯特变换属于非因果系统,系统实现该变换时需延时一个采样周期,为了保证分析整周期数据,将 DFT 变换的数据减少了 4 个,即精度降低是由于数据减少造成的。从图 5(b)可知,采用希尔伯特变换和全相位的谱分析鉴相均值等于真实值,而传统的谱分析鉴相偏离了  $0.13^\circ$ 。图 5(c)显示了 3 种方法的鉴相误差,采用希尔伯特变换的谱分析鉴相性能最好,全相位谱分析鉴次之,传统谱分析鉴相最差。

#### 4 鉴相实验与结果分析

根据系统设计,要求鉴相算法的速度为 1 MHz,误差优于  $0.2^\circ$ 时满足亚毫米精度测距。鉴相速度主要取决于嵌入式处理器的性能,经实测已满足需求。为检验改进后的算法在高速鉴相时是否满足准确度指标,通过信号源产生 8.01 M 的中频信号到 AD 前端,其相位分辨率为  $0.01^\circ$ ,固定基准信号的初相为  $180^\circ$ ,测量信号的初相从  $45^\circ$ 变化到  $180^\circ$ ,分别模拟不同的测量距离。在测量信号中加入噪声使其信噪比为 40 dB,基准信号不加噪声。采样频率为 32 M,每个相位差根据 100 次鉴相结果统计,其均值、误差如表 1 所示。

由于信号在传输电路上的细微差别会造成固定的相位误差,消除该系统误差后,测量均值与真实相位差相同,表明通过希尔伯特变换预处理数据后,谱分析鉴相在工程上实现了相位差无偏测量。同时,在信噪比为 40 dB 时,鉴相精度达到了

$0.1^\circ$ ,统计时精确到  $0.1^\circ$ 时该值与 Cramer-Rao 下限相同,当调制频率为 100 MHz 时,测距精度为 0.4 mm。

表 1 改进后的谱分析鉴相结果

Tab. 1 Results of improved spectrum analysis phase discrimination ( $^\circ$ )

$\theta_1$	鉴相均值	鉴相误差
30.00	150.00	0.12
60.00	120.00	0.12
90.00	90.00	0.08
120.00	60.00	0.11
150.00	30.00	0.13

#### 5 结 论

本文从高速相位式激光测距的实际情况出发,以实正弦信号为对象分析谱分析鉴相技术,发现该方法的鉴相方差可达 Cramer-Rao 下限,但在高速测距时具有不可忽略的鉴相偏差,并提出了一种无偏改进方法。该方法通过希尔伯特变换预处理数据,使谱分析鉴相的对象为复正弦信号,消除鉴相偏差。为降低运算量,通过合理的采样频率使信号的数字频率约等于  $\pi/2$ ,此时采用窗函数法实现正弦信号的简易希尔伯特变换器,将鉴相偏差降低 6 个数量级。鉴相实验设定归一化频率偏移量为 0.01,结果表明鉴相均值等于真实值,实际应用中可认为该方法无偏。在 40 dB 噪声的干扰下,实现每秒百万次、误差  $0.1^\circ$ 鉴相,达到系统的设计要求,该方法可在高速、高精度相位式激光测距中应用。

#### 参考文献:

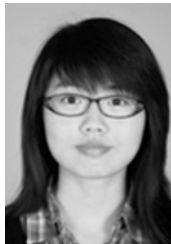
- [1] 贾方秀,丁振良,袁锋. 相位法激光测距接收系统[J]. 光学精密工程, 2009,17(10):2377-2384.  
JIA F X, DING Z L, YUAN F. Phase-shift laser range finder receiver system [J]. *Opt. Precision Eng.*, 2009,17(10):2377-2384. (in Chinese)
- [2] 张婷,张珂殊. 基于 Matlab 的相位式激光测距研究[J]. 激光与红外, 2010,40(1):22-27.  
ZHANG T, ZHANG K S. Study of phase-shift laser measuring based on Matlab [J]. *Laser & Infrared*, 2010,40(1):22-27. (in Chinese)
- [3] 冯志辉,刘恩海. 用于激光测距的高精度时间数字转换电路[J]. 光学精密工程, 2010,18(12):2665-

- 2671.
- FENG Z H, LIU E H. High-accuracy TDC for laser range finder [J]. *Opt. Precision Eng.*, 2010, 18(12):2665-2671. (in Chinese)
- [4] BAUD C, TAP-BETEILLE H, LESCURE M, *et al.*. Analog and digital implementation of an accurate phasemeter for laser range finding [J]. *Sensors and Actuators A: Physical*, 2006, 132(1): 258-264.
- [5] 谢蕾, 李季, 陈结祥, 等. 基于 fft 的激光测距数字相位计的实现 [J]. *量子电子学报*, 2003, 20(1): 85-89.
- XIE L, LI J, CHEN J X, *et al.*. Realization of digital phase detector based on fft algorithm in laser distance measurement system [J]. *Chinese Journal of Quantum Electronics*, 2003, 20(1): 85-89.
- [6] POUJOULY S, JOURNET B. A twofold modulation frequency laser range finder [J]. *Journal of Optics A: Pure and Applied Optics*, 2002, 4(6): 356-363.
- [7] 孙懋珩, 赵雯. 应用欠采样原理提高相位式激光测距精度 [J]. *红外与激光工程*, 2009, 38(1):70-73.
- SUN M H, ZHAO W. Precision improvement of undersampling theory using phasic laser rangefinder [J]. *Infrared and Laser Engineering*, 2009, 38(1):70-73. (in Chinese)
- [8] 李春宇, 张晓林, 张展, 等. 基于 DFT 的正弦波初相估计算法及误差分析 [J]. *北京航空航天大学学报*, 2007, 33(5):580-584.
- LI C Y, ZHANG X L, ZHANG Z, *et al.*. Phase estimation of sinusoid signal based on DFT and error analysis [J]. *Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics*, 2007, 33(5): 580-584. (in Chinese)
- [9] 齐国清. 离散实正弦信号参数估计的 Cramer Rao 方差下限 [J]. *数据采集与处理*, 2003, 18(2):151-154.
- QI G Q. Cramer rao bounds of real sinusoid parameter estimation from discrete-time observations [J]. *Journal of Data Acquisition & Processing*, 2003, 18(2):151-154. (in Chinese)
- [10] 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 G Q. 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)
- [11] 王兆华, 黄翔东. 基于全相位谱分析的相位差频谱矫正法 [J]. *电子与信息学报*, 2008, 30(2):293-297.
- WANG Z H, HUANG X D. Phase difference correcting spectrum method based on all-phase spectrum analysis [J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2008, 30(2):293-297. (in Chinese)
- [12] 王兆华, 黄翔东, 杨尉. 全相位 FFT 相位测量法 [J]. *世界科技研究与发展*, 2007, 29(4):28-32.
- WANG ZH H, HUANG X D, YANG W. The measuring phase method of all-phase FFT [J]. *WORD SCI-TECH R&D*, 2007, 29(4): 28-32. (in Chinese)
- [13] CHEN Z Y, YUAN H M, CHEN W H. The research on phase-shift method of reactive power [C]. *Proceedings of the Industrial Electronics and Applications (ICIEA)*, 2010 the 5th IEEE Conference, 2010:1911-1915.
- [14] MILIC L, CERTIC J, LUTPVAC M. A class of FRM-based all-pass digital filters with applications in half-band filters and Hilbert transformers [C]. *Proceedings of the Green Circuits and Systems (ICGCS)*, 2010 International Conference, 2010: 273-278.
- [15] KIM K J, KIM J H, JUNG T H, *et al.*. Closed-form design of sharp FIR half-band filters, Hilbert transformer, and differentiator [C]. *Proceedings of the New Circuits and Systems Conference (NEWCAS)*, 2011 IEEE 9th International, 2011:181-184.
- [16] 付有余. 激光测距与跟踪系统低噪声电子设计方法 [J]. *光学 精密工程*, 2000, 8(3):250-253.
- FU Y Y. Low noise electronic design method for laser range finding and tracking system [J]. *Opt. Precision Eng.*, 2000, 8(3): 250-253. (in Chinese)

## 作者简介:



王选钢(1983—),男,四川泸州人,博士研究生,2006年于西南交通大学获得学士学位,2009年于东南大学获得硕士学位,主要从事激光雷达信号处理、相位式激光测距信号处理技术方面的研究。E-mail: wangxuanguang@gmail.com



缙宁祎(1987—),女,甘肃兰州人,硕士研究生,2009年于北京邮电大学获得学士学位,主要从事激光雷达嵌入式软件设计、相位式激光测量鉴相处理技术研究。E-mail: gouny@aoe.ac.cn

## 导师简介:



张珂殊(1972—),男,黑龙江齐齐哈尔人,研究员,1993年于合肥工业大学获得学士学位,1996年于北京航空航天大学获得硕士学位,主要从事激光探测技术、激光雷达设备等方面的研究。E-mail: zhangks@aoe.ac.cn

## ●下期预告

## GNSS 接收机正交二分频器的设计

尹喜珍<sup>1</sup>,于云丰<sup>1</sup>,马成炎<sup>1,2</sup>,叶甜春<sup>1</sup>

(1. 中国科学院微电子研究所,北京 100029;2. 杭州中科微电子有限公司,浙江 杭州 310053)

为了使 GNSS 接收机应用于手持移动设备,必须降低正交二分频器等大功耗模块的功耗。本文提出了工作于 1 V 电压以下的正交二分频器,使电路在各工艺角下高速稳定的工作,并大大降低了模块的功耗。首先,对已有的高速二分频器进行介绍,接着,计算了所提出结构的直流静态偏置。然后,对提出的锁存器进行小信号建模和分析,最后,根据小信号模型分析得到的条件和 GNSS 接收机的应用要求,设计了提出的低功耗结构。实验结果表明:提出的二分频器最高工作频率为 6.55 GHz,最低可工作到 0.25 GHz,消耗电流为 0.8 mA,占用面积为 0.014 4 mm<sup>2</sup>。提出的电路结构在 0.13 μm CMOS 工艺上实现,可稳定工作于 1 V 电压下,已成功应用于低功耗的移动 GNSS 接收机中。