

# 线性调频连续波激光雷达测量方法研究

曾朝阳<sup>1</sup> 张晓永<sup>2</sup> 贾鑫<sup>1</sup>

(<sup>1</sup> 装备指挥技术学院光电装备系, 北京 101416; <sup>2</sup> 武汉军事代表局驻焦作地区代表室, 河南 焦作 454001)

**摘要** 线性调频连续波激光雷达在光电器件响应速度有限的条件下, 要满足较高的距离分辨率的测量要求, 就需要比同体制微波雷达成大得多的相对带宽。这就导致线性调频连续波微波雷达的距离与速度去耦合方法不能被直接应用。针对探测近距高速运动目标和实时性高的要求, 根据激光雷达目标回波的特点, 提出了一种快速线性调频信号参数估计方法, 利用均匀分成两段的中频信号的傅里叶变换来获取目标的距离与速度信息。在目标距离 50 m, 速度 1000 m/s, 中频信噪比为 0 的仿真条件下, 雷达测距误差小于 15 mm, 测速误差小于 10 m/s。仿真实验表明, 该方法具有较高的测量精度和较强的抗干扰能力。

**关键词** 测量; 激光雷达; 参数估计; 距离速度去耦合; 线性调频连续波

中图分类号 TN911

文献标识码 A

doi: 10.3788/LOP48.022802

## Measurement of Linear Frequency-Modulated Continuous-Wave Laser Radar

Zeng Zhaoyang<sup>1</sup> Zhang Xiaoyong<sup>2</sup> Jia Xin<sup>1</sup>

<sup>1</sup> Department of Optical and Electrical Equipment, Academy of Equipment Command and Technology, Beijing 101416, China  
<sup>2</sup> Resident Representative office in Jiaozuo of Wuhan Military Representative Bureau, Jiaozuo, Henan 454001, China

**Abstract** Since the corresponding rate of the photoelectric devices is limited and the laser radar needs to meet the requirements of higher distance resolution, linear frequency-modulated continuous-wave (LFMCW) laser radar's relative bandwidth has to be larger than that of the microwave radar. The measuring theory of LFMCW microwave radar's distance and velocity of moving targets cannot be applied directly to the laser radar. In order to detect the short-range high-speed moving target in real-time, a fast linear frequency modulated signal parameters estimation algorithm is proposed, according to the echo's characteristics of laser radar target. This algorithm divides the IF signal into two sections symmetrically, then carries out Fourier transform of the IF signal to get the target's distance and speed information. If the target distance is 50 m, speed is 1000 m/s, and IF signal to noise ratio (SNR) is 0, the radar's ranging error is less than 15 mm and velocity error is less than 10 m/s. Results of simulation experiment show that the algorithm has high measuring precision and strong anti-jamming capability.

**Key words** measurement; laser radar; parameter estimation; range-velocity decoupling; linear frequency-modulated continuous wave

**OCIS codes** 280.3400; 280.3640; 280.4788

## 1 引言

由于光电测量的工作频率是光频段, 而光频较微波频率高 4 个数量级以上, 使得光电测量传感器的时域、频域和空域分辨率较无线电测量大大提高, 不仅可以获得运动目标的高精度位置和速度数据, 还可以得到运动目标的实时高分辨率图象(包含运动目标的姿态信息), 弥补了无线电测量在某些应用方面显得分辨率较低,

收稿日期: 2010-07-10; 收到修改稿日期: 2010-10-26

基金项目: 国防预研重点基金(9140A05070508BQ0103)资助课题。

作者简介: 曾朝阳(1971—), 男, 副教授, 主要从事光学测量、激光雷达及光电检测等方面的研究。E-mail: cyzeng@139.com

难以高分辨率成像和抗电磁干扰能力差的不足。因此,本文选择光电测量传感器来完成近距离目标的测量。

激光凭借方向性好、亮度高、单色性好、相干性强且频率处于光波频段的显著特点,具有较高的分辨率和抗干扰能力,在测距性能上有着显著的应用优势。线性调频连续波(LFMCW)激光雷达作为光电测量传感器的一种较脉冲激光雷达具有较高的距离分辨率与抗干扰能力<sup>[1,2]</sup>,近年来备受关注。与同体制的微波雷达相比,由于 LFMCW 激光雷达无需载波,而且由于光电器件的响应速度的限制,使得其副载波频率不能过高,同时为保证足够高的距离分辨力,需要增加扫频带宽,这导致激光雷达的相对带宽(扫频带宽与副载波的比值)较大。而 LFMCW 微波雷达相对带宽(扫频带宽与载波的比值)较小,其回波的多普勒敏感项主要由载波所引起的,为一固定的且与目标的速度成正比的单频信号(目标匀速运动情况下)。这种相对带宽的变化使得匀速运动目标回波的调频斜率发生变化,从而导致原有微波雷达的测量方法在此“失灵”,因此需要研究一种针对 LFMCW 激光雷达大相对带宽条件下的测量方法来获取运动目标的距离和速度信息。

## 2 LFMCW 激光雷达工作原理

### 2.1 LFMCW 激光雷达总体结构

LFMCW 激光雷达的工作原理与同体制的微波雷达基本相同,其原理框图如图 1 所示。在图 1 中,Chirp 信号生成模块产生线性调频信号,一路作为半导体激光器的强度调制信号,一路作为本振信号。激光器发出的光信号经发射光学系统准直整形与扩束后照射目标。接收光学系统接收目标反射回来的光信号后将其聚焦到光电探测器上转换为电信号。光电探测器输出的电信号经混频、滤波、放大、模/数转换处理后送入信号处理系统进行频谱分析得到目标的距离与速度信息。

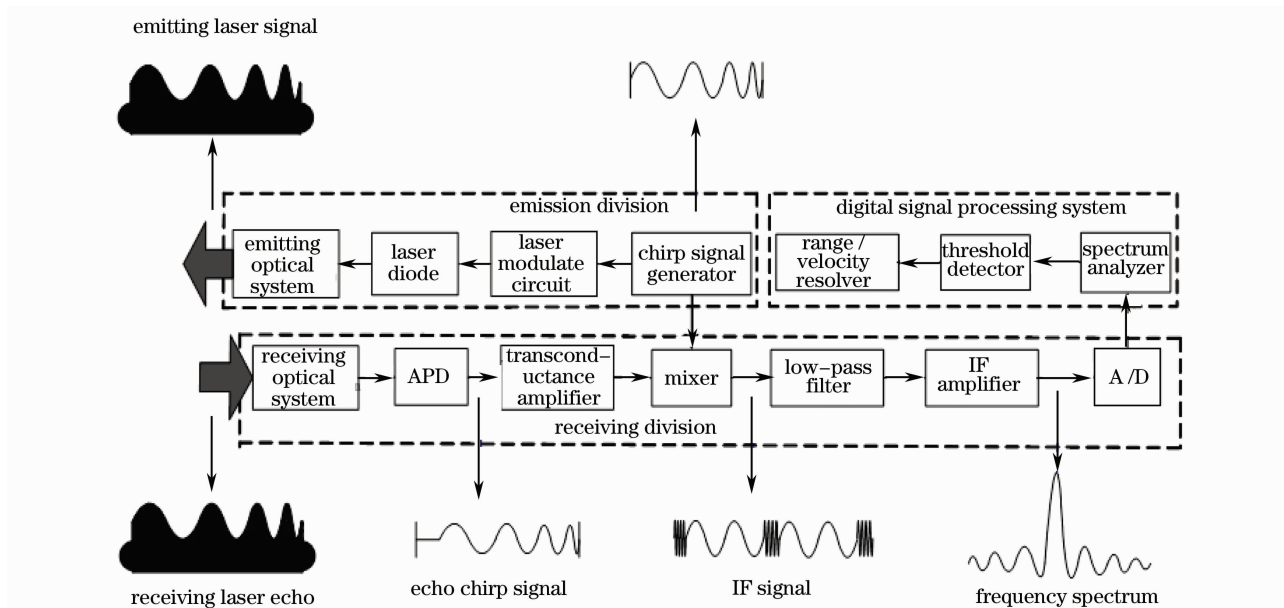


图 1 LFMCW 激光雷达总体结构框图

Fig. 1 Overall structure diagram of LFMCW laser radar

### 2.2 目标距离与速度信息提取原理

锯齿形线性调频测距原理是目前比较常用的,其波形图及时间-频率曲线如图 2,3 所示。图 3 中实线为发射信号,虚线为回波信号,线性调频信号的初始频率为  $f_0$ ,扫频带宽为  $\Delta F$ ,扫频时间为  $T$ ,回波信号因传输距离  $R$  引起的时延为  $\tau$ 。

线性调频发射信号的时域表达式为

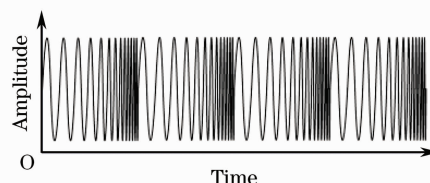


图 2 锯齿形线性调频(LFM)信号波形

Fig. 2 Sawtooth-shaped LFM signal

$$s_r(t) = A_0 \cos(2\pi f_0 t + \pi k t^2 + \varphi_0), \quad 0 \leq t \leq T, \quad (1)$$

式中  $A_0$  为发射信号的幅度,  $k = \Delta F/T$  为扫频斜率,  $\varphi_0$  为初始相位。

假设目标相对雷达接收器在很短时间内做匀速运动, 目标与接收器之间的距离为

$$R(t) = R_0 - vt, \quad (2)$$

由于目标与接收器之间的相对速度  $v$  相对于光速  $c$  很小, 所以近似认为

$$\tau = \frac{2R(t)}{c}, \quad (3)$$

探测器得到的运动目标回波信号的表达式为

$$S_{dr}(t) = \eta A_0 \cos \left\{ 2\pi f_0 \left[ t - \frac{2(R_0 - vt)}{c} \right] + \pi k \left[ t - \frac{2(R_0 - vt)}{c} \right]^2 + \varphi_0 \right\}, \quad (4)$$

此时回波信号的瞬时频率表达式为

$$f_{dr}(t) = f_0 + \frac{2v}{c}f_0 - \frac{2k}{c}R_0 - \frac{4R_0 v}{c^2} + \left(1 + \frac{4v}{c}\right)kt + \frac{4v^2}{c^2}kt, \quad (5)$$

忽略高阶项, 得回波的瞬时频率为

$$f_{dr}(t) = f_0 + \frac{2v}{c}f_0 - \frac{2k}{c}R_0 + \left(1 + \frac{4v}{c}\right)kt, \quad \tau < t \leq T + \tau \quad (6)$$

混频后得到的中频信号的瞬时频率为

$$f_{IF}(t) = \frac{2k}{c}R_0 - \frac{2v}{c}f_0 - \frac{4v}{c}kt, \quad \tau < t \leq T + \tau \quad (7)$$

式中  $\frac{2v}{c}f_0$  是由初始频率  $f_0$  所产生的多普勒频率;  $\frac{2k}{c}R_0$  是由激光传输路程所引起的频率差值;  $\frac{4v}{c}kt$  是发射信号调频项所引起的多普勒调频项。通常 LFM CW 微波雷达的扫频带宽较初始频率小许多数量级, 故回波中的频率徙动项  $\frac{4v}{c}kt$  可以忽略, 直接采用三角波调制即可完成距离与速度信息的提取。对于 LFM CW 激光雷达, 由于器件的限制, 光电探测器最大响应速率也只能达到吉赫兹量级, 并且具有一定的滞后延迟。另外, 为改善距离分辨率  $\delta R = \frac{c}{2\Delta F}$ , 须提高扫频带宽, 而扫频带宽的设置极限值为激光器的调制上限频率与扫频信号的初始频率的差值, 因此为获得较大的扫频带宽, LFM CW 激光雷达的初始频率通常设置相对较低。这就使得该激光雷达的扫频带宽与初始频率在同一量级甚至大许多量级, 此时该激光雷达的分数带宽<sup>[3,4]</sup>

(扫频带宽与中心频率的比值)非常大, 因此(7)式中的频率徙动项  $\frac{4v}{c}kt$  必须加以考虑, 否则会带来较大测量误差。从(7)式还可以看出, 含有距离信息的瞬时频率项为  $\frac{2k}{c}R_0$ , 含有速度信息的瞬时频率项为  $\frac{2v}{c}f_0$  与  $\frac{4v}{c}kt$ 。只需将上述三项精确地估计出来即可完成目标的距离与速度信息的提取。为使得运算量尽可能小, 可以将初始频率设置得足够低, 以致在最近的距离  $R_{\min}$  范围内使得  $\frac{2v}{c}f_0$  较  $\frac{2k}{c}R_{\min}$  可以忽略, (7)式可以简化为下式

$$f_{IF}(t) = \frac{2k}{c}R_0 - \frac{4v}{c}kt, \quad \tau < t \leq T + \tau \quad (8)$$

从而, 目标的距离与速度信息的提取就转换成对中频信号一线性调频信号的参数估计。该信号的初始频率的估计值  $\hat{f}_{IF0}$  含有距离信息, 调频斜率的估计值  $\hat{k}_{IF}$  含有速度信息, 如下式

$$\begin{cases} \hat{R}_0 = \frac{c\hat{f}_{IF0}}{2k} \\ \hat{v} = -\frac{c\hat{k}_{IF}}{4k} \end{cases} \quad (9)$$

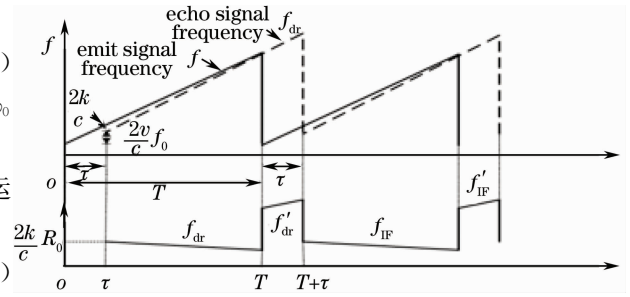


图3 锯齿形线性调频测距原理图(运动目标)

Fig. 3 Schematic of chirp ranging (moving target)

### 3 LFMW 信号参数估计方法

(8)式中的调频斜率较发射信号的调频斜率要小近 5 个数量级,因此对此中频信号小调频斜率的估计要采用具有一定针对性的方法。目前对线性调频信号参数估计的方法很多,基本上可以分成两类:基于时频分析参数估计<sup>[5~12]</sup>和基于时延参数估计<sup>[13,14]</sup>。

基于时频分析思想是首先对信号进行时频变换,得到信号的时频图像,然后对时频图像进行直线检测,通常情况下这种方法精度较高,但运算量较大。基于时延相关解线调的估计方法的主要思想来源于去调频体制的 LFM 雷达,其思想可以概括为:将两个具有一定时间间隔的同源 LFM 信号进行混频,滤除高频信号,得到低频信号,低频信号的频率与回波的调频斜率成正比,这样就完成了调频斜率的估计。这种方法的关键是如何准确估计出低频正弦波的频率,在许多文献中都提到了正弦频率的快速估计算法,并且实现起来并不复杂。

本文所研究的 LFMW 激光雷达主要应用于近距高速场合(通常相对的径向速度可达到 1000 m/s,作用距离为 3~50 m),因此首先要求算法具有极高的实时性,然后再优化精度。通过对 5 种常用 LFM 信号参数估计方法的性能进行比较分析,总结其性能如表 1 所示。

表 1 常用的 5 种 LFM 信号参数估计方法性能比较

Table 1 Comparison of five kinds of LFM signal parameter estimation method's performance

Parameter estimation	Real-time	Accuracy	System complexity	Initial frequency estimation capability
STFT-radon	good	normal	simple	yes
Wavelet-radon	bad	high	normal	yes
Wigner-hough	bad	high	complex	no
FRFT	bad	high	complex	yes
Delay-related dechirp	good	normal	simple	no

由表 1 可以看出,STFT-radon 较为适合作为本文的 LFM 信号参数估计方法,但其运算量仍很大,受其思想启发,针对 LFMW 激光雷达中频信号扫频带宽小、调频斜率小的特点,提出一种快速的类似于短时傅里叶变换的参数估计算法,其主要思想是:将采样得到的中频信号均匀分成两段,分别对其进行傅里叶变换,由于该信号的时宽带宽积  $T_{BP}$  较小,因此每一段信号在中心频率处会出现一个峰值,利用这两个峰值所对应的频率与(8)式的初始频率、调频斜率的关系建立二元一次方程组,即可完成目标距离与速度信息的提取。

不妨考虑具有(1)式形式的 LFM 信号的傅里叶变换,其变换式为

$$S(f) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t) \exp(-j2\pi ft) dt = A_0 \int_0^T \cos(2\pi f_0 t + \pi kt^2 + \varphi_0) [\cos(2\pi ft) - j\sin(2\pi ft)] dt = A_0 \int_0^T \cos(2\pi f_0 t + \pi kt^2 + \varphi_0) \cos(2\pi ft) dt - jA_0 \int_0^T \cos(2\pi f_0 t + \pi kt^2 + \varphi_0) \sin(2\pi ft) dt, \quad (10)$$

则有

$$\begin{aligned} \text{Re}[S(f)] &= A_0 \int_0^T \cos(2\pi f_0 t + \pi kt^2 + \varphi_0) \cos(2\pi ft) dt = \frac{A_0}{4} \sqrt{\frac{2}{k}} \cos\left[\frac{\pi(f_0 - f)^2}{k} - \varphi_0\right] \times \\ &\left\{ \text{Fresnelc}\left[\sqrt{\frac{2}{k}}(kT + f_0 - f)\right] - \text{Fresnelc}\left[\sqrt{\frac{2}{k}}(f_0 - f)\right] \right\} + \\ &\frac{A_0}{4} \sqrt{\frac{2}{k}} \sin\left[\frac{\pi(f_0 - f)^2}{k} - \varphi_0\right] \left\{ \text{Fresnels}\left[\sqrt{\frac{2}{k}}(kT + f_0 - f)\right] - \text{Fresnels}\left[\sqrt{\frac{2}{k}}(f_0 - f)\right] \right\} + \\ &\frac{A_0}{4} \sqrt{\frac{2}{k}} \cos\left[\frac{\pi(f_0 + f)^2}{k} - \varphi_0\right] \left\{ \text{Fresnelc}\left[\sqrt{\frac{2}{k}}(kT + f_0 + f)\right] - \text{Fresnelc}\left[\sqrt{\frac{2}{k}}(f_0 + f)\right] \right\} + \\ &\frac{A_0}{4} \sqrt{\frac{2}{k}} \sin\left[\frac{\pi(f_0 + f)^2}{k} - \varphi_0\right] \left\{ \text{Fresnels}\left[\sqrt{\frac{2}{k}}(kT + f_0 + f)\right] - \text{Fresnels}\left[\sqrt{\frac{2}{k}}(f_0 + f)\right] \right\}, \quad (11) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
\text{Im}[S(f)] &= A_0 \int_0^T \cos(2\pi f_0 t + \pi k t^2 + \varphi_0) \sin(2\pi f t) dt = \frac{A_0}{4} \sqrt{\frac{2}{k}} \cos\left[\frac{\pi(f_0 - f)^2}{k} - \varphi_0\right] \times \\
&\quad \left\{ \text{Fresnels}\left[\sqrt{\frac{2}{k}}(kT + f_0 - f)\right] - \text{Fresnels}\left[\sqrt{\frac{2}{k}}(f_0 - f)\right] \right\} - \\
&\quad \frac{A_0}{4} \sqrt{\frac{2}{k}} \sin\left[\frac{\pi(f_0 - f)^2}{k} - \varphi_0\right] \left\{ \text{Fresnelc}\left[\sqrt{\frac{2}{k}}(kT + f_0 - f)\right] - \text{Fresnelc}\left[\sqrt{\frac{2}{k}}(f_0 - f)\right] \right\} + \\
&\quad \frac{A_0}{4} \sqrt{\frac{2}{k}} \cos\left[\frac{\pi(f_0 + f)^2}{k} - \varphi_0\right] \left\{ \text{Fresnels}\left[\sqrt{\frac{2}{k}}(kT + f_0 + f)\right] - \text{Fresnels}\left[\sqrt{\frac{2}{k}}(f_0 + f)\right] \right\} - \\
&\quad \frac{A_0}{4} \sqrt{\frac{2}{k}} \sin\left[\frac{\pi(f_0 + f)^2}{k} - \varphi_0\right] \left\{ \text{Fresnelc}\left[\sqrt{\frac{2}{k}}(kT + f_0 + f)\right] - \text{Fresnelc}\left[\sqrt{\frac{2}{k}}(f_0 + f)\right] \right\}. \quad (12)
\end{aligned}$$

式中 Fresnelc[] 和 Fresnels[] 分别为菲涅耳余弦积分函数和菲涅耳正弦积分函数。在频域中, 通常情况下信号的正负半轴的相应成分不会发生混叠(或影响很小), 并且为对称分布。因此, 只需分析信号的正频率部分(或负频率部分)。作如下处理:

$$\begin{aligned}
\text{Re}[S^+(f)] &= \frac{A_0}{4} \sqrt{\frac{2}{k}} \cos\left[\frac{\pi(f_0 - f)^2}{k} - \varphi_0\right] \left\{ \text{Fresnelc}\left[\sqrt{\frac{2}{k}}(kT + f_0 - f)\right] - \text{Fresnelc}\left[\sqrt{\frac{2}{k}}(f_0 - f)\right] \right\} + \\
&\quad \frac{A_0}{4} \sqrt{\frac{2}{k}} \sin\left[\frac{\pi(f_0 - f)^2}{k} - \varphi_0\right] \left\{ \text{Fresnels}\left[\sqrt{\frac{2}{k}}(kT + f_0 - f)\right] - \text{Fresnels}\left[\sqrt{\frac{2}{k}}(f_0 - f)\right] \right\}, \quad (13)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
\text{Im}[S^+(f)] &= \frac{A_0}{4} \sqrt{\frac{2}{k}} \cos\left[\frac{\pi(f_0 - f)^2}{k} - \varphi_0\right] \left\{ \text{Fresnels}\left[\sqrt{\frac{2}{k}}(kT + f_0 - f)\right] - \text{Fresnels}\left[\sqrt{\frac{2}{k}}(f_0 - f)\right] \right\} - \\
&\quad \frac{A_0}{4} \sqrt{\frac{2}{k}} \sin\left[\frac{\pi(f_0 - f)^2}{k} - \varphi_0\right] \left\{ \text{Fresnelc}\left[\sqrt{\frac{2}{k}}(kT + f_0 - f)\right] - \text{Fresnelc}\left[\sqrt{\frac{2}{k}}(f_0 - f)\right] \right\}, \quad (14)
\end{aligned}$$

因此, 可得出信号的正频率或负频率部分的幅频特性函数  $|S(f)|^2$  为

$$\begin{aligned}
|S(f)|^2 &= \{\text{Re}[S^+(f)]\}^2 + \{\text{Im}[S^+(f)]\}^2 = \frac{A_0^2}{8k} \left\{ \text{Fresnelc}\left[\sqrt{\frac{2}{k}}(kT + f_0 - f)\right] - \right. \\
&\quad \left. \text{Fresnelc}\left[\sqrt{\frac{2}{k}}(f_0 - f)\right] \right\}^2 + \frac{A_0^2}{8k} \left\{ \text{Fresnels}\left[\sqrt{\frac{2}{k}}(kT + f_0 - f)\right] - \text{Fresnels}\left[\sqrt{\frac{2}{k}}(f_0 - f)\right] \right\}^2, \quad (15)
\end{aligned}$$

令  $\mu_1 = \sqrt{\frac{2}{k}}(kT + f_0 - f)$ ,  $\mu_2 = \sqrt{\frac{2}{k}}(f_0 - f) = \mu_1 - \sqrt{2kT}$ , 则

$$|S(f)|^2 = \frac{A_0^2}{8k} \left\{ \text{Fresnelc}[\mu_1] - \text{Fresnelc}[\mu_1 - \sqrt{2kT}] \right\}^2 + \frac{A_0^2}{8k} \left\{ \text{Fresnels}[\mu_1] - \text{Fresnels}[\mu_1 - \sqrt{2kT}] \right\}^2. \quad (16)$$

由上式可知,  $|S(f)|^2$  的基本形状只与  $\sqrt{2kT}$  有关。即某一时间段的线性调频连续波的基本形状决定于截短信号的时宽带宽积  $T_{\text{BP}} = kT^2$ 。经仿真实验测得: 当  $T_{\text{BP}} < 4.6$  时, 其频谱图出现一个峰值, 第一旁瓣随着  $T_{\text{BP}}$  增加而迅速上升, 当  $T_{\text{BP}} = 2$  时, 第一旁瓣比主瓣低约为 9 dB。如图 4 所示为不同  $T_{\text{BP}}$  下的 LFM 信号的频谱图。

#### 4 仿真实验及结果分析

根据上述分析, 设定仿真参数如下: 初始频率  $f_0 = 0.5$  MHz, 调频斜率  $k = 10^{12}$  Hz/s, 扫频带宽  $\Delta F = 1$  GHz, 目标初始距离  $R_0 = 50$  m, 目标相对运动速度  $v = 1000$  m/s, 扫频时间  $T = 1$  ms, 此时 0.5 ms 中频信号的  $T_{\text{BP}} = 10/3 \leq 4.6$ , 满足快速参数估计测量方法的要求。按照以上参数分别在信噪比为 0, -3 和 -6 dB 情况下利用计算机对目标的距离与速度信息的提取进行仿真实验, 结果如表 2 所示。

从仿真可以看出, 对于距离测量, 最差情况下的测距误差为 27 mm, 平均测距误差小于 10 mm; 对于速度测量, 最差情况下的测速误差为 62 m/s, 平均测速误差小于 11 m/s。显然, 该方法测距精度较测速精度高。另外, 随着信噪比的降低, 目标的距离与速度信息的测量精度逐渐变差, 但从仿真结果看, 即使是最差的

情况下( $R_{SN} = -6$  dB)得到的最坏结果仍能满足测量要求。仿真结果表明,该测量方法能够满足 LFM CW 激光雷达对近距高速运动目标的实时测量。

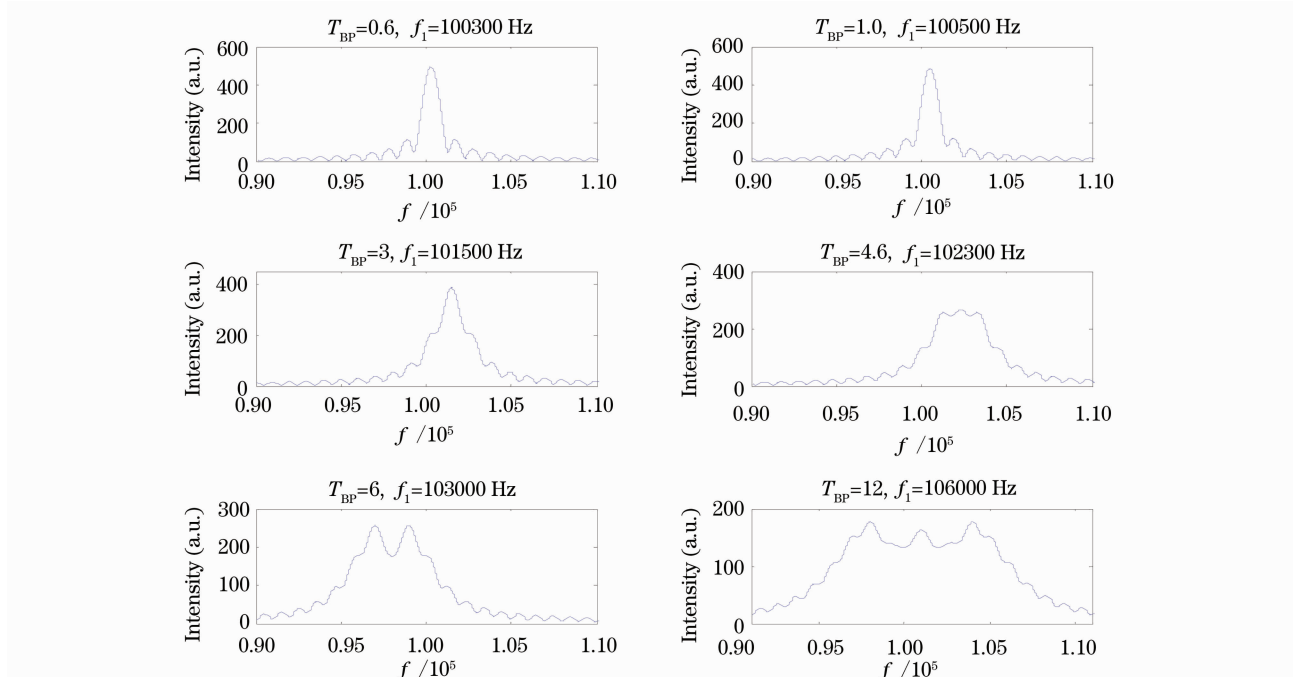


图 4 不同  $T_{BP}$  下的 LFM 信号的频谱图 ( $f_0 = 10^5$  Hz)

Fig. 4 Spectrogram of LFM signal under different  $T_{BP}$  ( $f_0 = 10^5$  Hz)

表 2 不同信噪比条件下的仿真实验结果

Table 2 Simulation results under different SNR

$R_{SN}/\text{dB}$		1	2	3	4	5	6	Mean square error	Mean
0	$\hat{v}/(\text{m/s})$	992.5035	1001.5	998.5005	1010.5	992.5035	1010.5	7.4684	999.1015
	$\hat{R}_0/\text{m}$	49.9925	49.997	50.0015	50.0135	49.9955	50.0105	0.00851	50.0017
-3	$\hat{v}/(\text{m/s})$	992.5035	968.5155	1016.5	992.5035	995.502	1001.5	15.602	994.5041
	$\hat{R}_0/\text{m}$	49.9985	49.9745	50.0135	50.0135	49.976	49.997	0.0172	49.9955
-6	$\hat{v}/(\text{m/s})$	959.5200	938.5305	980.5095	1028.5	1019.5	1007.5	35.556	989.01
	$\hat{R}_0/\text{m}$	49.9730	49.9385	49.9925	50.0405	49.997	50.003	0.0332	49.9907

## 5 结 论

通过分析调频连续波激光雷达的回波信号的特点,从其具有小时宽带宽积的中频信号出发,利用较为成熟的快速傅里叶变换的方法,对具有 LFM 特点的中频信号进行参数估计,从而完成目标的距离与速度信息的提取,该算法的计算量相对较小且具有较高的精度,并且具有较高的实时性与较强的抗噪声能力,比较适合对目标距离测量精度要求较高的场合。

## 参 考 文 献

- 1 Dai Yongjiang. Principles of Laser Radar[M]. Beijing: National Defense Industry Press, 2002. 135~139  
戴永江. 激光雷达原理[M]. 北京:国防工业出版社,2002. 135~139
- 2 Jiang Xingshan, Chen Jianxin. Laser radar and its applications[J]. *J. Jiamusi University(Natural Science Edition)*, 2000, **18**(1): 93~96  
姜兴山, 陈建新. 激光雷达及其应用[J]. 佳木斯大学学报(自然科学版), 2000, **18**(1): 93~96
- 3 Zhang Xianda. Modern Signal Process[M]. Beijing: Tsinghua University Press, 2003. 247~255

- 张贤达. 现代信号处理[M]. 北京:清华大学出版社, 2003. 247~255
- 4 Ming Wenhua, Liu Zhixue. Analysis of pulse compression of dechirp for UWB LFM signal[J]. *Aerospace Electronic Warfare*, 2007, **25**(5): 58~64
- 明文华, 刘志学. 超宽带 LFM 信号去斜率脉压分析[J]. 航天电子对抗, 2007, **25**(5): 58~64
- 5 Zhao Xinghao, Tao Ran, Zhou Siyong *et al.*. Chirp signal detection and multiple parameter estimation using radon-ambiguity and fractional Fourier transform[J]. *Transactions of Beijing Institute of Technology*, 2003, **23**(3): 371~377
- 赵兴浩, 陶然, 周思永等. 基于 Radon-Ambiguity 变换和分数阶傅里叶变换的 chirp 信号检测及参数估计[J]. 北京理工大学学报, 2003, **23**(3): 371~377
- 6 Huang Huihui, Liu Yu, Deng Zhenmiao. Multi-component signal processing against continue-wave background[J]. *J. Data Acquisition and Processing*, 2006, **21**(3): 281~285
- 黄慧慧, 刘渝, 邓振森. 连续波背景下多信号处理方法[J]. 数据采集与处理, 2006, **21**(3): 281~285
- 7 Qian Yunxiang, Liu Yu. Algorithm for identifying modulated modes of FMCW radar signals[J]. *J. Data Acquisition & Processing*, 2005, **20**(3): 272~276
- 钱云襄, 刘渝. 调频连续波雷达信号调制方式识别算法研究[J]. 数据采集与处理, 2005, **20**(3): 272~276
- 8 Qian Yunxiang, Liu Yu, Huang Huihui. Parameters estimation of LFM signals[J]. *Modern Radar*, 2006, **28**(3): 40~43
- 钱云襄, 刘渝, 黄慧慧. 线性调频连续波信号参数估计算法[J]. 现代雷达, 2006, **28**(3): 40~43
- 9 Liu Jiancheng, Wang Xuesong, Liu Zhong *et al.*. Detection performance of linear frequency modulated signals based on Wigner-Hough transform[J]. *Acta Electronica Sinica*, 2007, **35**(6): 1212~1217
- 刘建成, 王雪松, 刘忠等. 基于 Wigner-Hough 变换的 LFM 信号检测性能分析[J]. 电子学报, 2007, **35**(6): 1212~1217
- 10 Feng Xiaoping, Li Chenyang. Fast estimation of linear frequency modulated signal parameters[J]. *Systems Engineering and Electronics*, 2005, **27**(2): 7~10
- 冯小平, 李晨阳. 线性调频信号参数快速估计[J]. 系统工程与电子技术, 2005, **27**(2): 7~10
- 11 Zhou Gangyi, Ye Zhongfu. An approach to estimating the chirp constant of LFM[J]. *J. University of Science and Technology of China*, 2003, **33**(1): 34~38
- 周刚毅, 叶中付. 线性调频信号的调频斜率估计方法[J]. 中国科学技术大学学报, 2003, **33**(1): 34~38
- 12 Li Qiang, Wang Qishen. LFM signal detection and parameter estimation based on WT-radon transform[J]. *Information and Electronic Engineering*, 2005, **3**(3): 192~196
- 李强, 王其申. 基于小波-Radon 变换的线性调频信号检测与参数估计[J]. 信息与电子工程, 2005, **3**(3): 192~196
- 13 J. Tsao, B. D. Steinberg. Reduction of sidelobe and speckle artifacts in microwave imaging: the CLEAN technique[J]. *IEEE Trans. Antennas Propag.*, 1998, **36**(4): 543~556
- 14 Deng Zhenmiao, Liu Yu, Wang Zhizhong. Modified rife algorithm for frequency estimation of sinusoid wave[J]. *J. Data Acquisition & Processing*, 2006, **21**(4): 473~477
- 邓振森, 刘渝, 王志忠. 正弦波频率估计的修正 Rife 算法[J]. 数据采集与处理, 2006, **21**(4): 473~477