

DOI: 10.7652/xjtuxb201710019

调频连续波雷达的二维截断统计量恒虚警检测方法

王元恺, 肖泽龙, 吴礼, 许建中
(南京理工大学电子工程与光电技术学院, 210094, 南京)

摘要: 针对调频连续波(FMCW)雷达在密集多目标环境中检测能力降低的问题,提出了采用右截断瑞利分布模型的二维截断统计量恒虚警(TS-CFAR)检测方法。首先对目标回波信号进行二维快速傅里叶变换(FFT)得到二维幅度谱,接着采用二维参考窗在幅度谱上滑动以剔除二维滑窗内幅度过高的参考单元,进而采用右截断瑞利分布模型描述剩余参考单元,最后采用基于最大似然估计的查表法估计门限参量并进行目标检测。与 FMCW 雷达常用的有序统计量恒虚警(OS-CFAR)和单元平均恒虚警(CA-CFAR)方法相比,TS-CFAR 方法在密集多目标环境中检测能力更强。仿真分析表明,当参考窗内有 6 个干扰目标且检测概率为 0.9 时,TS-CFAR 方法的 CFAR 损失比 CA-CFAR 方法小 3 dB,比 OS-CFAR 方法小 0.8 dB,而且由于在运算过程中采用了查表法,TS-CFAR 方法的计算量远小于 OS-CFAR 方法。实验结果验证了 TS-CFAR 方法对 FMCW 雷达的目标检测的有效性。

关键词: 调频连续波雷达;目标检测;恒虚警;截断统计量

中图分类号: TN958.94 **文献标志码:** A **文章编号:** 0253-987X(2017)10-0113-07

Target Detection Method for Frequency-Modulated Continuous-Wave Radars Using 2D Truncated Statistic CFAR Technique

WANG Yuankai, XIAO Zelong, WU Li, XU Jianzhong
(School of Electronic and Optical Engineering, Nanjing University of Science and Technology, Nanjing 210094, China)

Abstract: A new type of detection method using the truncated statistic (TS) constant false alarm rate (CFAR) technique is proposed based on the singly right truncated Rayleigh distribution model and to solve the problem that the target detection performance of the frequency-modulated continuous-wave (FMCW) radar degrades in high-target-density situations. The first step of the method applies the two-dimensional (2D) fast Fourier transform (FFT) to transform the radar beat signal into a 2D FFT magnitude spectrum. Then a 2D window is used to slide on the 2D magnitude spectrum, and outliers in the 2D sliding window are eliminated. The singly right truncated Rayleigh distribution model is used to model the remaining background samples. Finally, the look-up table method based on the maximum-likelihood (ML) estimation is adopted to estimate the required threshold parameter, and the target detection is realized. The TS-CFAR detection method has more superior anti-interference performance than the ordered statistic (OS) CFAR and cell averaging (CA) CFAR methods, which are commonly applied in automotive FMCW radars. Simulation results show that the CFAR loss of the TS-CFAR is 3 dB and 0.8 dB

lower than the CA-CFAR method and the OS-CFAR method, respectively, when there are six interfering targets in the reference window and the target detection probability is 0.9. Moreover, the proposed method has much lower computational complexity compared with the OS-CFAR method since the look-up table approach is applied.

Keywords: frequency-modulated continuous-wave radar; target detection; constant false alarm rate; truncated statistics

调频连续波(FMCW)雷达结构简单、可集成度高,具有体积小、成本低等优点,在军用及民用领域都得到了广泛应用^[1]。然而,近年来在汽车辅助驾驶^[2]等应用领域中,调频连续波雷达技术遇到了一些新的挑战,这其中就包括如何在密集多目标环境中有效检测目标。目前,调频连续波雷达常用的一维单元平均恒虚警(CA-CFAR)^[3]和一维有序统计量恒虚警(OS-CFAR)^[4-5]检测方法在密集多目标环境中容易受到多目标干扰的影响,导致雷达的目标检测能力降低。特别是在辅助驾驶领域中,作为汽车辅助驾驶系统核心探测器的调频连续波雷达在市区道路环境中的目标检测效果不佳,主要原因就是市区道路为密集多目标环境,该环境中有汽车、行人、自行车等多种目标,目标密集度很大,此时传统目标检测方法已经无法满足要求。

为提高调频连续波雷达的检测性能,文献[6]采用了二维检测方法。二维检测方法是在二维快速傅里叶变换(FFT)处理^[7-10]的基础上,采用二维滑窗在二维能量谱或幅度谱上进行恒虚警检测。与传统的一维检测方法相比,二维检测方法不仅能利用目标与噪声、干扰在两个维度上的特性差别,而且能增加有效参考单元数量,因此可以提升雷达在多目标环境中的检测效果^[11-12]。虽然文献[6]采用了二维检测方式,但其在恒虚警检测时仍然沿用了传统的CA-CFAR和OS-CFAR方法,因此在密集多目标环境中的检测能力依然有限。

为此,本文引入新型截断统计量恒虚警检测(TS-CFAR)^[13-14]思想,结合调频连续波雷达的信号模型特点,提出了基于右截断瑞利分布模型的二维TS-CFAR检测方法。该方法在密集多目标环境中的目标检测性能优于有序统计量恒虚警方法和单元平均恒虚警方法,而且由于在运算过程中采用了查表法,因此计算量适中,很适合调频连续波雷达在各种复杂场景中的应用。

1 调频连续波雷达的二维 FFT 处理方法

采用二维 FFT 信号处理方法时,FMCW 雷达

需发射线性调频序列波形。线性调频序列波形由 L 个线性调频信号组成,线性调频信号的扫频起始频率为 f_0 ,扫频带宽为 B ,扫频时长为 T_c ,重复周期为 T_r 。

FMCW 雷达接收到目标反射的回波信号后,将回波信号与发射信号直接混频得到差频信号。对每个线性调频信号对应的差频信号进行采样,则第 l + 1 个线性调频信号对应的差频信号可表示为

$$s(n, l) = A \exp \left(j 2 \pi \left(f_B \frac{T_c}{N} n - f_D T_r l + \frac{2 f_0 R_0}{c} \right) \right) + z(n, l) \quad (1)$$

式中: A 为信号幅度; R_0 为第一个线性调频信号的扫频起始时刻对应的目标距离; N 为一个线性调频信号周期内的采样点数; c 为光速; $z(n, l)$ 为噪声采样; f_B 为差频频率; f_D 为多普勒频率,分别表示为

$$f_B = \frac{2 B R_0}{c T_c} + \frac{2 f_0 v}{c} \quad (2)$$

$$f_D = -\frac{2 f_0 v}{c} \quad (3)$$

其中 v 为目标速度。

采用二维 FFT 对差频信号进行处理的过程如图 1 所示。

二维 FFT 处理后,可得到差频信号的二维幅度

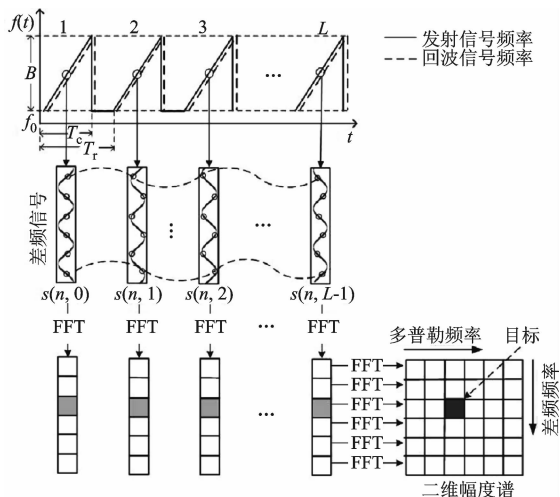


图 1 二维 FFT 处理示意图

谱,如下所示

$$\begin{aligned} |S(k, d)| = & \left| \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{n=0}^{N-1} s(n, l) \exp\left(-j2\pi\left(\frac{nk}{N} + \frac{ld}{L}\right)\right) \right| = \\ & \alpha \text{sinc}(k - f_B T_c) \text{sinc}(d + f_D T_r L) + |Z(k, d)| \end{aligned} \quad (4)$$

式中: $\alpha = ANL$; $|Z(k, d)|$ 表示噪声采样 $z(n, l)$ 经过二维 FFT 处理后得到的幅度谱噪声。可见,二维幅度谱在 $k = f_B T_c$ 、 $d = -f_D T_r L$ 位置上会出现与目标对应的峰值,因此在二维幅度谱上可实现 FMCW 雷达的恒虚警目标检测。

2 二维幅度谱噪声单元的概率分布模型

2.1 模型分析

在二维幅度谱上进行参量恒虚警检测,首要条件是确知二维幅度谱上噪声单元的概率分布模型。用 $z_I(n, l)$ 、 $z_Q(n, l)$ 分别表示 FMCW 雷达的 I 路和 Q 路输出噪声的采样,则 $z(n, l)$ 可表示为

$$z(n, l) = z_I(n, l) + jz_Q(n, l) \quad (5)$$

由于接收机热噪声、均匀地杂波引起的输出噪声服从高斯分布,所以 $z_I(n, l)$ 与 $z_Q(n, l)$ 都是服从 $N(0, \sigma_z^2)$ 的随机变量。分别用 z_Q 、 z_I 表示随机变量 $z_Q(n, l)$ 、 $z_I(n, l)$ 构成的矩阵,则 z_Q 中的随机变量与 z_I 中的随机变量相互独立, z_Q 内部不同随机变量之间相互独立, z_I 内部不同随机变量之间也相互独立。

时域噪声采样 $z(n, l)$ 经过二维 FFT 处理后得到 $Z(k, d)$, 如下所示

$$\begin{aligned} Z(k, d) = & \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{n=0}^{N-1} z(n, l) \exp\left(-j2\pi\left(\frac{nk}{N} + \frac{ld}{L}\right)\right) = \\ & Z_r(k, d) + jZ_i(k, d) \end{aligned} \quad (6)$$

易证, $Z_r(k, d)$ 与 $Z_i(k, d)$ 都是服从高斯分布 $N(0, NL\sigma_z^2)$ 的随机变量。分别用 $\mathbf{Z}_r$ 、 $\mathbf{Z}_i$ 表示随机变量 $Z_r(k, d)$ 、 $Z_i(k, d)$ 构成的矩阵,则 $\mathbf{Z}_r$ 中的随机变量与 $\mathbf{Z}_i$ 中的随机变量相互独立, $\mathbf{Z}_r$ 内部不同随机变量之间相互独立, $\mathbf{Z}_i$ 内部不同随机变量之间也相互独立。

根据以上结论,由概率理论可知,二维幅度谱噪声单元 $|Z(k, d)|$ 是服从瑞利分布的随机变量,且不同噪声单元互相独立,其概率密度函数可表示为

$$p(x) = \begin{cases} \frac{x}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right), & x > 0 \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (7)$$

式中: $\sigma^2 = NL\sigma_z^2$ 为瑞利分布的方差。因此,二维幅

度谱噪声单元的概率分布函数可表示为

$$F(x) = \begin{cases} 1 - \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right), & x > 0 \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (8)$$

2.2 恒虚警检测门限与模型参数的关系

虚警率是指噪声单元的幅度超过检测门限的概率,因为二维幅度谱上噪声单元服从瑞利分布,所以当检测门限为 H 时,虚警率可表示为

$$P_{FA} = 1 - F(H) = \exp\left(-\frac{H^2}{2\sigma^2}\right) \quad (9)$$

因此,检测门限 H 与模型参数 σ 的关系可表示为

$$H = (-2\ln P_{FA})^{1/2} \sigma \quad (10)$$

可见,要使虚警率 P_{FA} 保持恒定,检测门限 H 需随瑞利分布的方差 σ 的变化进行自适应浮动。

3 基于右截断瑞利分布模型的 TS-CFAR 检测

3.1 TS-CFAR 检测原理

TS-CFAR 检测的目的在于利用检测单元附近的参考单元对概率分布模型的参数进行估计,从而求得自适应门限值。在多目标环境中,参考窗中极有可能包含多个干扰目标,干扰目标的存在会使参数估计出现偏差,从而抬高检测门限,造成目标检测性能下降。

为了减少参考窗内的干扰目标对检测性能的影响,TS-CFAR 检测方法首先设置一个截断门限 h , 将参考窗内幅度大于截断门限的单元(离群值单元)剔除。该过程在剔除干扰目标的同时,也剔除了幅值高于 h 的噪声单元。因此,在剩余的噪声单元中,幅值高于 h 的单元的出现概率为 0,幅值小于等于 h 的单元的出现概率为 $p(x)/F(h)$, 其中 $p(x)$ 、 $F(x)$ 分别为剔除过程前所有噪声单元服从的概率分布模型的概率密度函数和概率分布函数。可见,在剔除离群值单元后,剩余的噪声单元服从右截断概率分布模型

$$\tilde{p}(x) = \begin{cases} \frac{p(x)}{F(h)}, & 0 < x \leq h \\ 0, & x > h \end{cases} \quad (11)$$

基于式(11)右截断概率分布模型,TS-CFAR 检测采用最大似然估计法,利用剩余单元的信息估计概率分布模型的参数,从而求得自适应检测门限^[13]。

3.2 基于右截断瑞利分布模型的最大似然参数估计

将式(7)、(8)代入式(11)可知,若利用截断门限 h 对 FMCW 雷达幅度谱上的离群值单元进行剔除,则剩余的噪声单元服从右截断瑞利分布,其概率密

度函数为

$$\tilde{p}(x)=\begin{cases}\frac{x}{\sigma^2}\frac{\exp(-x^2/(2\sigma^2))}{1-\exp(-h^2/(2\sigma^2))}, & 0 < x \leq h \\ 0, & x > h\end{cases}\quad (12)$$

由式(10)可知,在 FMCW 雷达 CFAR 检测中,要估计的未知参数是瑞利分布的方差 σ 。根据 TS-CFAR 的原理,需要基于右截断瑞利分布模型(式(12)),采用最大似然估计法,利用剩余单元的幅度值估计 σ 的值。

用 $\{\tilde{x}\}_{i=1}^I$ 表示参考窗内剔除离群值单元后剩余的 I 个单元的幅度值,则 σ 的最大似然估计所基于的似然函数可表示为^[15]

$$L=\prod_{i=1}^I\tilde{p}(\tilde{x}_i)=\frac{\exp(-\sum_{i=1}^I\tilde{x}_i^2/(2\sigma^2))}{\sigma^{2I}(1-\exp(-h^2/(2\sigma^2)))^I}\prod_{i=1}^I\tilde{x}_i\quad (13)$$

对似然函数求对数可得

$$\ln L=-2I\ln\sigma+\sum_{i=1}^I\ln\tilde{x}_i-\frac{1}{2\sigma^2}\sum_{i=1}^I\tilde{x}_i^2-I\ln F(h)\quad (14)$$

令

$$\xi=h/\hat{\sigma}\quad (15)$$

式中 $\hat{\sigma}$ 为最大似然估计,则最大似然估计方程可表示为

$$\frac{\partial \ln L}{\partial \hat{\sigma}}=-\frac{2I}{\hat{\sigma}}+\frac{1}{\hat{\sigma}^3}\sum_{i=1}^I\tilde{x}_i^2+\frac{I\xi}{\hat{\sigma}}\frac{g(\xi)}{G(\xi)}=0\quad (16)$$

式中: $g(\xi)=\xi\exp(-\xi^2/2)$; $G(\xi)=1-\exp(-\xi^2/2)$ 。令

$$J(\xi)=\frac{1}{\xi}\left[\frac{2}{\xi}-\frac{g(\xi)}{G(\xi)}\right]\quad (17)$$

由式(16)、(17)可得

$$J(\xi)=\frac{1}{Ih^2}\sum_{i=1}^I\tilde{x}_i^2\quad (18)$$

可见,要得到 σ 的最大似然估计 $\hat{\sigma}$,首先需要利用剩余单元的幅度值求得 $J(\xi)$,然后根据式(17)解出 ξ ,最终根据式(15)求得 σ 的估计 $\hat{\sigma}$ 。

由式(17)可知, ξ 只能通过数值解法求出。因为 FMCW 汽车雷达对信号处理实时性要求较高,而数值计算耗时较长,所以必须提前将 $J(\xi)$ 与 ξ 的对应关系制表,存入 FPGA 或 DSP 中,在实际工作时通过查表的方式找到与 $J(\xi)$ 对应的 ξ 值。 $J(\xi)$ 与 ξ 的对应表已在文献[15]中给出。

求得 σ 的最大似然估计值后,将其代入式(10)

即可求得自适应门限值,若检测单元的幅度大于门限则判定为有目标,若幅度小于门限则判定为无目标。综上,采用 TS-CFAR 检测的 FMCW 雷达目标检测原理如图 2 所示。该方法中,为提高目标检测的抗多目标干扰能力,滑窗采用二维结构,由于 TS-CFAR 能剔除幅度过大的离群值单元,因此可以不设置保护区域。

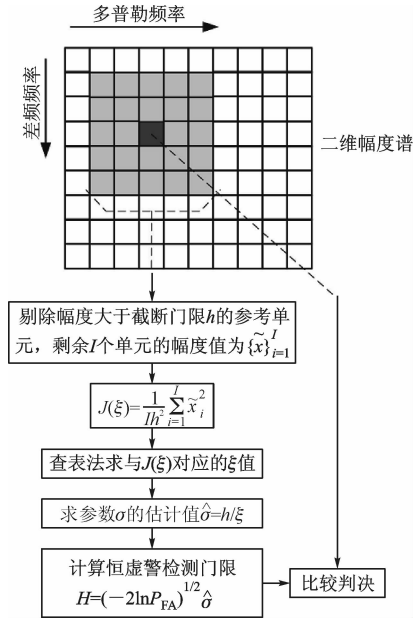


图 2 FMCW 雷达的二维 TS-CFAR 检测原理

3.3 截断门限设置

TS-CFAR 方法对离群值单元的剔除会降低样本数量,损失一部分有用信息,因此当截断门限过低时,参数估计的准确度会变差^[13]。为更具体地说明,表 1 给出了一组蒙特卡罗仿真实验结果,列出了采用不同截断门限时 $\hat{\sigma}$ 的均方根误差。仿真中, σ 的真实值为 12.8,此外,实验采用了包含 9×9 个参考单元的二维滑窗。

表 1 截断门限取不同值时参数 σ 估计的均方根误差比较

截断门限 h	32.0	38.4	44.8	51.2
$\hat{\sigma}$ 的均方根误差	1.03	0.84	0.76	0.70

由表 1 可见,截断门限越高, $\hat{\sigma}$ 的均方根误差越小,估计的准确度就越好。但是,当截断门限过高时,幅度较小的干扰将不能被剔除,TS-CFAR 检测方法的抗多目标干扰能力将变差,因此在实际应用中,需要合理选取截断门限值。

4 仿真结果

4.1 计算量分析

TS-CFAR 方法的计算量主要来自剔除离群值单元过程中的 W (W 为参考单元总数) 次比较运算, 以及求解式(17)时的 I 次乘法和 $I-1$ 次加法 ($I \leq W$), 查表过程几乎不需要计算量。

与 CA-CFAR、OS-CFAR 检测方法相比较, CA-CFAR 方法的计算量主要来自求平均值时的 $W-1$ 次加法; OS-CFAR 方法的计算量主要来自对参考单元的排序, 即便是快速排序算法的计算量也高达 $O(W \log W)$, 而且 OS-CFAR 方法在计算阈值因子时也需要很大的计算量^[16]。因此, TS-CFAR 方法的计算量虽然大于 CA-CFAR 方法, 但是远小于 OS-CFAR 方法, 计算量适中, 不会影响信号处理的实时性。

4.2 检测性能分析

为验证 TS-CFAR 方法的检测性能, 本节对其在不同时域信噪比、不同干扰目标数目情况下的检测性能进行了仿真分析, 并且与 CA-CFAR 方法、OS-CFAR 方法做了比较。

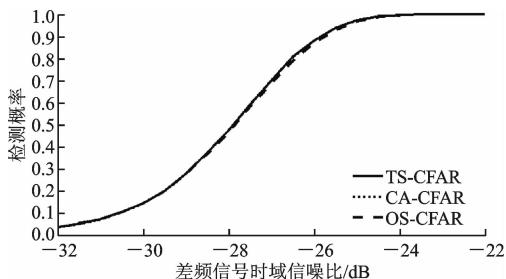
仿真设置的 FMCW 雷达系统参数 $f_0 = 24$ GHz, $B = 250$ MHz, $T_c = 1$ ms, $T_r = 1.2$ ms, $L = 64$, $N = 256$ 。其中, 雷达发射信号的载频 f_0 与带宽 B 选取了目前近距离 FMCW 汽车雷达的常用参数; 在设置扫频时长 T_c 时, 综合考虑了测量周期长度, 以及 T_c 对差频频率的影响 (见式(2)), 将 T_c 设置为 1 ms, 既不会使测量周期过长, 也不会使差频信号采样模块的负担过大; 设置调频信号总数 L 时, 综合考虑了测量周期和速度分辨力, 当 $L = 64$ 时, 测量周期为 $LT_r = 76.8$ ms, 速度分辨力为 $\Delta v = c/(2f_0 LT_r) = 0.08$ m/s, 符合实际应用场合要求; 在设置采样点数 N 时, 考虑了对差频信号的采样率, 根据近距离 FMCW 汽车雷达的功能要求, 设最大探测距离为 70 m, 最大探测速度为 40 m/s, 由式(2)可得最大差频频率为 123 kHz, 采样点数 $N = 256$ 可保证对差频信号的采样率达到 256 kHz, 可实现对差频信号的有效采样。

FMCW 汽车雷达的发射功率、天线增益较低, 而且应用场合中存在人和自行车等雷达截面积较小的目标, 将汽车雷达的典型参数代入雷达方程估算, 当目标的雷达截面积小于 10 m^2 且雷达与目标间的距离大于 50 m 时, 雷达接收到的回波信号的信噪比会降到 -20 dB 以下, 因此将仿真中主目标信号

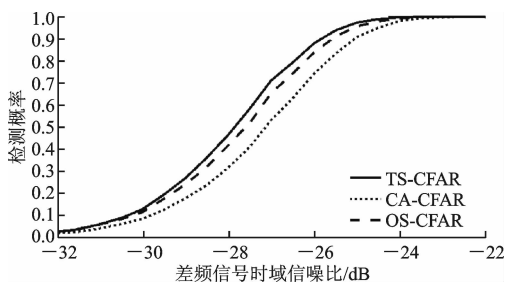
对应的时域信噪比设置在 -32 dB ~ -22 dB 之间, 虚警概率设为汽车雷达常用参数 $P_{FA} = 10^{-6}$ 。各 CFAR 检测方法都采用包含 9×9 个参考单元的二维滑窗, 其覆盖的距离范围为 5.4 m, 速度范围为 0.72 m/s, 该覆盖范围对于汽车雷达的探测目标比较合适。CA-CFAR 和 OS-CFAR 检测方法设置了包含 3×3 个参考单元的保护区域, TS-CFAR 不需要设置保护区域。根据 3.3 节, TS-CFAR 的截断门限 h 取实际参数值 σ 的 3.5 倍。

仿真中设置了无干扰目标、有 2 和 6 个干扰目标 3 种情况, 干扰目标与主目标信号的功率比为 0 dB, 在每个特定的信噪比处进行 10 000 次蒙特卡罗仿真实验。

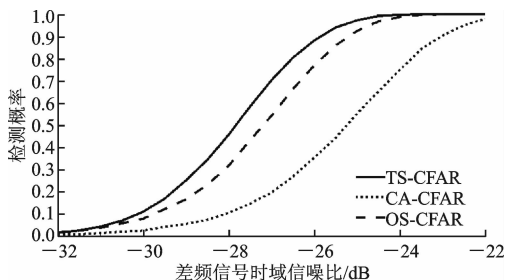
由图 3a 可见, 无干扰目标时, TS-CFAR 检测的性能与 CA-CFAR 检测几乎相同, 略优于 OS-CFAR 检测的性能。由图 3b、图 3c 可见, 当有干扰目标出



(a) 无干扰目标



(b) 有 2 个干扰目标



(c) 有 6 个干扰目标

图 3 不同干扰目标情况下 3 种检测方法的检测性能曲线

现时,TS-CFAR 检测的性能要明显优于其他 2 种方法,而且干扰目标越多,优势越明显。当参考窗内有 6 个干扰目标,且检测概率为 0.9 时,TS-CFAR 方法的 CFAR 损失比 CA-CFAR 方法小 3 dB,比 OS-CFAR 方法小 0.8 dB。

5 实验结果

为验证 TS-CFAR 方法对实际 FMCW 雷达的目标检测的有效性,采用实验室的 24 GHz FMCW 雷达系统进行了实验。FMCW 雷达系统组成如图 4 所示,系统包括天线与射频前端模块、信号调理与采样模块、FPGA 板、上位机、电源 5 个部分。其中,天线与射频前端采用德国 InnoSent 公司生产的 RFE-3004 模块。FPGA 控制天线与前端模块发射线性调频序列信号,同时控制信号调理与采样模块对 I 、 Q 两路差频信号进行同步采样,最后将采样信号传输到上位机进行处理。FMCW 雷达系统的参数 $f_0=24$ GHz, $B=250$ MHz, $T_c=1$ ms, $T_r=1.2$ ms, $L=64$, $N=64$ 。

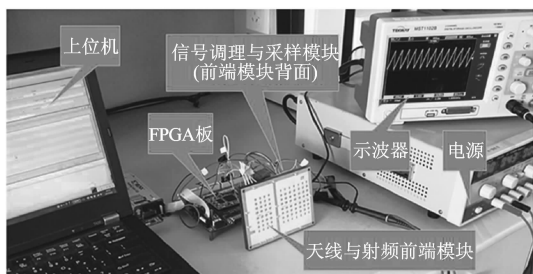


图 4 实验用 24 GHz FMCW 雷达系统

实验采用该 FMCW 雷达系统对实际道路上的 2 个距离、速度相近的电动自行车目标进行探测,如图 5 所示。实测数据经过二维 FFT 处理后得到的幅度谱如图 6 所示,为了方便观察,图中滤除了静止目标。

处理实测数据时所采用的 TS-CFAR 方法的虚



图 5 实验场景图

警概率设为 $P_{FA}=10^{-6}$,滑窗包含 9×9 个参考单元,截断门限 h 设为 100。采用 TS-CFAR 方法在二维幅度谱上进行目标检测后的结果如图 7 所示。由图 7 可见,TS-CFAR 方法成功地检测出了 2 个目标,并且没有发生虚警。由于实际目标一般会在距离维或多普勒维扩展,因此一个目标会对应多个检测点,在后续信号处理中可采用聚类分析结合局部峰值搜索法提取目标的参数信息,最终测得目标 1 的距离为 18.75 m,速度为 -1.95 m/s,目标 2 的距离为 22.5 m,速度为 -1.66 m/s。

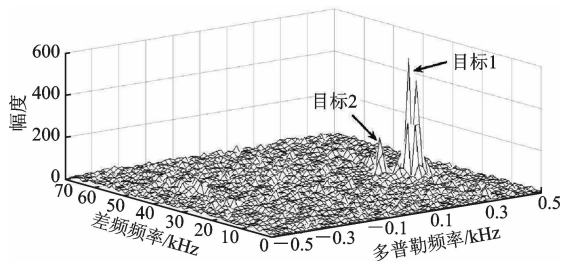


图 6 实测数据二维 FFT 幅度谱

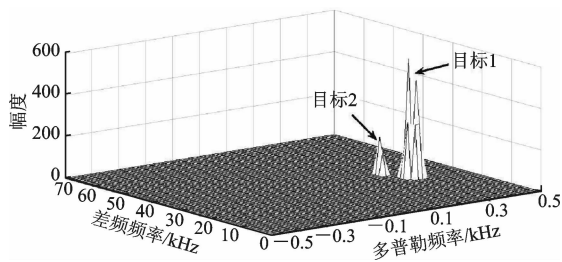


图 7 对实测数据进行 TS-CFAR 检测后的结果

6 结 语

本文针对调频连续波雷达在密集多目标环境中检测能力降低的问题,在分析二维 FFT 处理原理及二维幅度谱噪声单元概率分布模型的基础上,提出了基于右截断瑞利分布模型的 TS-CFAR 检测方法。该方法在多目标干扰情况下的检测性能优越,尤其在干扰目标较多时,检测性能明显优于 OS-CFAR 检测和 CA-CFAR 检测。此外,由于采用查表法进行参数估计,该方法的计算量较小,具有良好的实时性。

参考文献:

- [1] STOVE A. Linear FMCW radar techniques [J]. IEE Proceedings: F, 1992, 139(5): 343-350.
- [2] HASCH J, TOPAK E, SCHNABEL R, et al. Millimeter-wave technology for automotive radar sensors in the 77 GHz frequency band [J]. IEEE Transactions on

- Microwave Theory and Techniques, 2012, 60(3): 845-860.
- [3] DILLARD G. Mean-level detection of nonfluctuating signals [J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 1974, 10(6): 795-799.
- [4] ROHLING H. Radar CFAR thresholding in clutter and multiple target situations [J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 1983, 19(4): 608-621.
- [5] ROHLING H. Ordered statistic CFAR technique: an overview [C] // Proceedings of International Radar Symposium. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2011: 631-638.
- [6] KRONAUGE M, ROHLING H. Fast two-dimensional CFAR procedure [J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2013, 49(3): 1817-1823.
- [7] WINKLER V. Range Doppler detection for automotive FMCW radars [C] // Proceedings of the 4th European Radar Conference. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2007: 166-169.
- [8] KRONAUGE M, ROHLING H. New chirp sequence radar waveform [J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2014, 50(4): 2870-2877.
- [9] HYUN E, JIN Y, LEE J. A pedestrian detection scheme using a coherent phase difference method based on 2D range-Doppler FMCW radar [J]. Sensors, 2016, 16(1): 124-137.
- [10] HYUN E, LEE J. Waveform design with dual ramp-sequence for high-resolution range-velocity FMCW radar [J]. Elektronika IR Elektrotehnika, 2016, 22(4): 46-51.
- [11] 杜鹏飞, 王永良, 孙文峰. 机载监视雷达地杂波背景中的 CFAR 检测方法 [J]. 系统工程与电子技术, 2004, 26(3): 321-324.
- DU Pengfei, WANG Yongliang, SUN Wenfeng. Study of CFAR detection for airborne surveillance radar in ground clutters [J]. Systems Engineering and Electronics, 2004, 26(3): 321-324.
- [12] 侯志, 缪晨, 张金栋, 等. 复杂探测背景下的 LFM CW 雷达动目标二维检测方法 [J]. 西安电子科技大学学报, 2011, 38(4): 167-172.
- HOU Zhi, MIAO Chen, ZHANG Jindong, et al. Moving target detection and processing method of LFM CW radar under complex background [J]. Journal of Xidian University, 2011, 38(4): 167-172.
- [13] TAO D, ANFINSEN S, BREKKE C. Robust CFAR detector based on truncated statistics in multiple-target situations [J]. IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, 2016, 54(1): 117-134.
- [14] TAO D, DOULGERIS A, BREKKE C. A segmentation-based CFAR detection algorithm using truncated statistics [J]. IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, 2016, 54(5): 2887-2898.
- [15] COHEN A. Truncated and censored samples: theory and applications [M]. Boca Raton, FL, USA: CRC Press, 1991: 155-157.
- [16] 刘盼芝, 韩崇昭, 介婧. 一种精确估计恒虚警检测器阈值因子的方法 [J]. 西安交通大学学报, 2009, 43(2): 67-71.
- LIU Panzhi, HAN Chongzhao, JIE Jing. A method to accurately estimate threshold factors for radar constant false alarm ratio detectors [J]. Journal of Xi'an Jiaotong University, 2009, 43(2): 67-71.

[本刊相关文献链接]

- 邓亚琦, 王俊, 武勇, 等. 一种机载外辐射源雷达微弱目标检测方法. 2017, 51(2): 72-78. [doi:10.7652/xjtuxb201702012]
- 张威, 杨明磊, 陈伯孝. 抗距离遮挡的雷达相位编码信号设计方法. 2017, 51(2): 84-90. [doi:10.7652/xjtuxb201702014]
- 杨少奇, 田波, 周瑞钊. 应用双谱分析和分形维数的雷达欺骗干扰识别. 2016, 50(12): 128-135. [doi:10.7652/xjtuxb201612020]
- 张欣, 黄普明, 文璐, 等. 一种适用于中高轨合成孔径雷达卫星的分辨率分析方法. 2016, 50(8): 70-76. [doi:10.7652/xjtuxb201608012]
- 翟惠惠, 吴江, 王鼎. 采用时延估计的外辐射源雷达杂波抑制算法. 2015, 49(12): 47-52. [doi:10.7652/xjtuxb201512008]
- 吴健平, 王国宏, 孙殿星, 等. 集中式雷达网鉴别虚假航迹的假设检验方法. 2015, 49(2): 80-85. [doi:10.7652/xjtuxb201502014]
- 杜晓林, 苏涛, 朱文涛, 等. 一种多输入多输出雷达相位编码信号的设计方法. 2014, 48(12): 93-99. [doi:10.7652/xjtuxb201412015]
- 陈倩倩, 张磊, 徐刚, 等. 利用多通道联合稀疏重建的干涉逆合成孔径雷达三维成像算法. 2014, 48(12): 100-106. [doi:10.7652/xjtuxb201412016]
- 董祺, 张磊, 徐刚, 等. 采用子孔径分割的逆合成孔径雷达成像包络对齐方法. 2014, 48(12): 107-112. [doi:10.7652/xjtuxb201412017]
- 孟自强, 李亚超, 李浩林, 等. 双/多基地合成孔径雷达前视三维分辨力研究及运动参数设计. 2014, 48(8): 29-35. [doi:10.7652/xjtuxb201408006]

(编辑 刘杨)