

基于环境噪声的毫米波雷达动态阈值计算

孙宾宾^{1,2*}, 沈涛¹, 贾磊², 李洪鹏², 崔晓荣¹, 陈雨魁³¹火箭军工程大学核工程学院, 陕西 西安 710025;²北京遥感设备研究所 25 所, 北京 100854;³电子科技大学电子科学与工程学院, 四川 成都 611731

摘要 为了有效剔除无效目标,降低雷达虚警概率,提出一种基于雷达环境噪声统计和目标功率分布特性的动态阈值计算方法。运用直方图统计方法估计每个距离门的噪声水平并对其进行峰值搜索找到局部峰值点,同时根据不同距离门雷达信号衰减的强弱,动态分配阈值增益,得到自适应峰值检测阈值。然后将局部峰值点作为参考单元的信号,并将其输入到检测方法中求解检测门限。实验结果表明,所提方法能够有效识别雷达在实际复杂应用场景下的目标。

关键词 遥感; 毫米波雷达; 直方图统计; 动态阈值; 峰值检测

中图分类号 U463.99

文献标志码 A

doi: 10.3788/LOP202158.0328002

Dynamic Threshold Calculation for Millimeter Wave Radar Based on Environmental Noise

Sun Binbin^{1,2*}, Shen Tao¹, Jia Lei², Li Hongpeng², Cui Xiaorong¹, Chen Yukui³¹School of Nuclear Engineering, University of Rocket Science and Engineering, Xi'an, Shaanxi 710025, China;²25 Institute, Beijing Institute of Remote Sensing Equipment, Beijing 100854, China;³School of Electronic Science and Engineering, University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu, Sichuan 611731, China

Abstract To effectively eliminate invalid targets and reduce the probability of false alarms, a dynamic threshold calculation method based on radar ambient noise statistics and target power distribution characteristics is proposed. The histogram statistical method is used to estimate the noise level of each range gate and search the peak value to find the local peak point. Simultaneously, the adaptive peak detection threshold is obtained by dynamically allocating the threshold gain according to the attenuation of different range gate radar signals. The local peak point is then taken as the signal of the reference unit and input into the detection method to solve the detection threshold. The experimental results show that the proposed method can effectively identify radar targets in complex application scenarios.

Key words remote sensing; millimeter wave radar; histogram statistics; dynamic threshold; peak detection

OCIS codes 280.5600; 070.2465; 070.2025

1 引言

具有调频连续波(FMCW)体制的车载毫米波

雷达发射线性调频脉冲信号^[1],发射信号与目标回波进行混频产生拍频信号,然后对该拍频信号进行采样后,再对采样后的信号进行数字信号处理。目

收稿日期: 2020-05-06; 修回日期: 2020-05-08; 录用日期: 2020-07-03

基金项目: 国家自然科学基金(6207031005)

*E-mail: 1491967912@qq.com

前,对车载毫米波雷达数字信号进行处理的过程为,通过距离维的傅里叶变换(FFT)来计算目标距离,再经脉冲积累后进行速度维的多普勒FFT,即通过二维傅里叶变换(2D-FFT)的计算来得到距离-多普勒(R-D)图,对每个采样点计算模值后进行多接收通道的非相干合并^[2]。要确定真实目标点,就需要在R-D图中找出目标功率峰值点^[3],此时最为重要的就是确定峰值检测的阈值。文献[4]将恒虚警检测(CFAR)方法用于处理在有噪声干扰条件下的信号检测,但是在单元平均恒虚警中,检测概率常常因为参考单元中存在干扰目标而发生偏差。文献[5]提出了一种包括检测电路的GO-CFAR(greatest-of constant false alarm rate)探测器,这种改进后的探测器可以在复杂的非平稳环境中自动检测并抑制隐藏在回波信号中的干扰信号,但其中方法的复杂度高。文献[6]提出了一种基于统计特性和桥梁方法的弱小目标检测方法,该方法能够减少弱小目标虚警率过高的问题,但是会存在丢失小信号的情况。

虽然现在关于毫米波雷达的研究越来越多,但想在汽车市场上有大范围应用,需要保证雷达要低成本同时还要有更突出的可靠性和稳定性。因此,本文提出一种基于雷达环境噪声统计和目标功率分布特性的动态阈值计算方法,通过改进峰值检测的阈值来提高系统的可靠性和稳定性。大量实验结果表明,所提方法在提取雷达位置和速度信息上有较高的可靠性和稳定性。

2 FMCW 雷达模型

2.1 FMCW 雷达原理

毫米波雷达原理是通过发射信号与接收信号进行相干解调,得到一个差频信号来确定目标速度和距离。FMCW 雷达系统锯齿波工作原理^[7-8]如图1所示,其中 T 为调制周期, $\Delta\tau$ 为发射信号与接收信号的延时, B 为调制带宽, f_0 为起始频率。

FMCW 雷达发射的信号经运动目标反射后,接收信号和发射信号有相同的形状,只是在时间轴上向后平移了一个时间 $\Delta\tau$ 。

当目标静止时,不会存在多普勒效应,所以锯齿波 FMCW 雷达的发射信号与回波信号的频差是常数 f_Δ ,表达式为

$$f_\Delta = kt = \frac{B}{T} \times \frac{2R}{c}, \quad (1)$$

式中: R 为目标与雷达之间的距离; c 为光速; k 为调频频率的斜率。由(1)式可知,频差包含目标的距

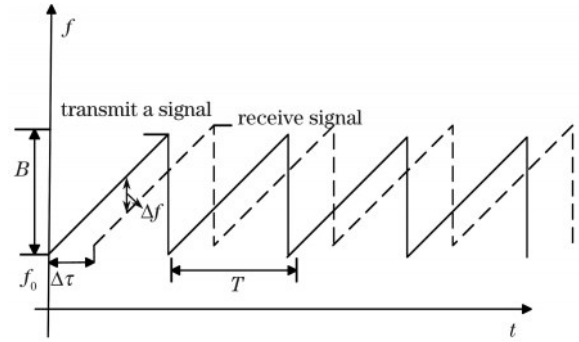


图1 FMCW 雷达系统锯齿波工作原理

Fig. 1 Sawtooth wave working principle of FMCW radar system

离信息和频率信息,所以可通过测量频差来得到目标的距离和速度等信息。

雷达检测目标时,二者是相对运动的,运动的目标之间存在着多普勒效应,差拍信号的频差也因此不断变化。从多普勒频率中能够得到目标的速度和距离信息,因此,在不断变化的差拍信号的频差中能够找到运动目标的距离和速度信息。

从数学角度分析锯齿波 FMCW 信号进行 R-D 处理的原理。

不考虑初始相位问题,假设发射信号为

$$S_T(t) = \exp\left[j\left(2\pi f_0 t + \pi k t^2\right)\right], \quad (2)$$

式中: $S_T(t)$ 为一段时间 t 内雷达的发射信号;相比发射信号,接收信号在时间上存在一个回波延时 $t_R = \frac{2(R_0 + v_r t)}{c}$, t_R 为雷达信号从雷达发射到经离雷达距离为 R 的目标反射后接收到信号的时间, v_r 为径向速度大小, R_0 为在 $t=0$ 时刻目标与雷达之间的距离。故接收信号的表达式为

$$S_R(t) = \exp\left\{j\left[2\pi f_0(t - t_R) + \pi k(t - t_R)^2\right]\right\}. \quad (3)$$

对发射信号和接收信号进行混频,可以得到中频信号 $S_M(t)$ (差拍信号),表达式为

$$S_M(t) = \exp\left\{j\left[\left(2\pi f_0 t + \pi k t^2\right) - 2\pi f_0(t - t_R) - \pi k(t - t_R)^2\right]\right\}. \quad (4)$$

将 t_R 代入(4)式中,得到

$$S_M(t) = \exp\left\{j\left[2\pi\left(\frac{2kv_r}{c} - \frac{2kv_r}{c^2}\right)t^2 + 2\pi\left(k\frac{2R_0}{c} + \frac{2f_0 v_r}{c} - \frac{4\mu R_0 v_r}{c^2}\right)t + \frac{4\pi f_0 R_0}{c} - \frac{4\pi k R_0}{c^2}\right]\right\}, \quad (5)$$

式中:由于 $v_r \ll c$, 且 $\lambda f_0 = c$, 其中 λ 为信号的波长, 对(5)式进行简化得到差拍信号频率 f_b 和多普勒频率 f_v , 表达式分别为

$$f_b = k \frac{2R_0}{c} + \frac{2v_r}{\lambda}, \quad (6)$$

$$f_v = \frac{2kv_r}{c}. \quad (7)$$

所以(5)式可化简为

$$S_M(t) = \exp\left[j\left(2\pi f_b t^2 + 2\pi f_v t + \varphi\right)\right], \quad (8)$$

式中: φ 为差拍信号的相位角。由以上分析可知, f_b, f_v 中有目标的距离和速度信息。

2.2 距离-多普勒变换

锯齿波调制的 FMCW 雷达差拍信号是一个线性调频连续波, 其关系式和距离 R 有关, 也和速度有关, 因此存在速度距离耦合现象, 故需要经 2D-FFT 之后, 得到距离速度谱, 通过峰值搜索找到对应的目标。每个峰值点对应一个坐标, 每个坐标分别对应一个频率, 频率对应速度和距离信息^[9-10]。锯齿波 FMCW 2D-FFT 的处理过程如图 2 所示, 假设发射信号是 128(采样周期) \times 512(采样点数) 的信号, 对每个周期内 512 个采样点进行 FFT, 可以得到距离信息的频率; 然后再对同一个采样点单元上的 128 点采样数据进行 2D-FFT, 能够得到相应的速度信息。

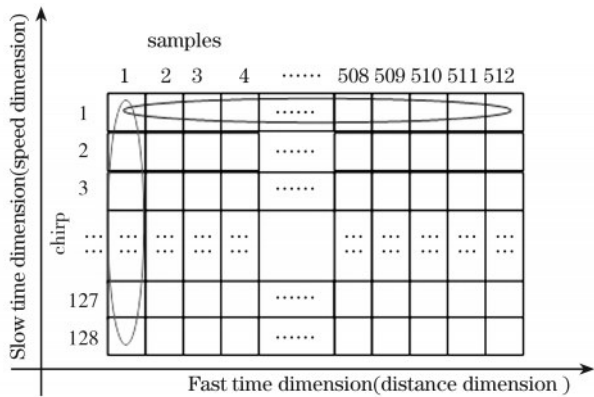


图 2 R-D 变换

Fig. 2 R-D transform

从图 2 可以看出, 不同速度维的频谱峰值是一单元信号, 通过(7)式得到目标的多普勒频率 f_v 。然后通过对差拍信号频率 f_b 和目标的多普勒频率 f_v 进行计算, 得到目标的距离 r 和速度 v 信息, 表达式分别为

$$r = \frac{f_b + f_v}{2\mu} c, \quad (9)$$

$$v = \frac{f_v}{2f_0}. \quad (10)$$

3 雷达信号处理

3.1 雷达回波基带信号处理流程

FMCW 车载毫米波雷达主要分为两个模块, 即射频前端模块和信号处理模块。射频前端模块的主要功能: 首先发射 FMCW 信号, 信号遇到物体反射形成的回波信号被天线接收, 然后回波信号经滤波后, 与原信号一起经过混频器混频得到中频信号 (IF), 将得到的中频信号输入到 A/D 模块中进行模数转换, 将转换后的数字信号传到数字信号处理 (DSP) 模块中, 得到目标的距离和速度信息。所以射频前端模块的好坏直接决定雷达的性能。信号处理模块也是雷达重要的组成部分, 通过嵌入不同的信号处理方法, 提取从射频前端采集的中频信号, 获得特定类型的目标信息。信号处理系统一般以数字信号处理为核心实现复杂的处理方法, 满足雷达的实时性需求^[11]。系统框图如图 3 所示。

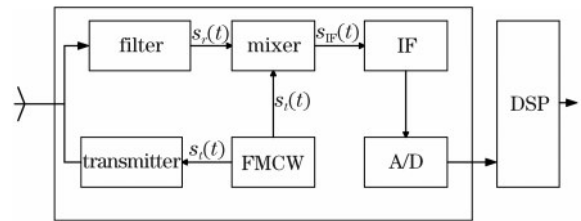


图 3 FMCW 毫米波雷达系统框图

Fig. 3 Block diagram of FMCW millimeter waveradar system

根据前面的研究, 距离不同的目标的回波信号会产生大小不同的回波差频信号, 速度不同的目标的回波也会有不同的多普勒频移。因此, 通过分析锯齿波回波的差频信号, 再对时频结果进行分析配对, 可以得出运动目标的速度和距离等参数信息。

3.2 CFAR 检测方法

在实际使用雷达的过程中, 目标周围的环境会反射雷达信号的同时产生噪声和杂波。这些噪声和杂波与目标反射的雷达信号夹杂在一起返回接收系统, 同时雷达本身的电子器件在运行过程中也会产生干扰。由于背景噪声、杂波和电子器件这些信号的影响, 很难找到一个合适的阈值来提取峰值频率, 因此需要一种能够自适应调整检测门限的方法。在 FMCW 雷达中, 最常见的是单元平均恒虚警率检测方法 (CA-CFAR)^[12-13], 其原理如图 4 所示。

图 4 中, A 为待检测单元的幅值, 在 A 的两侧分别

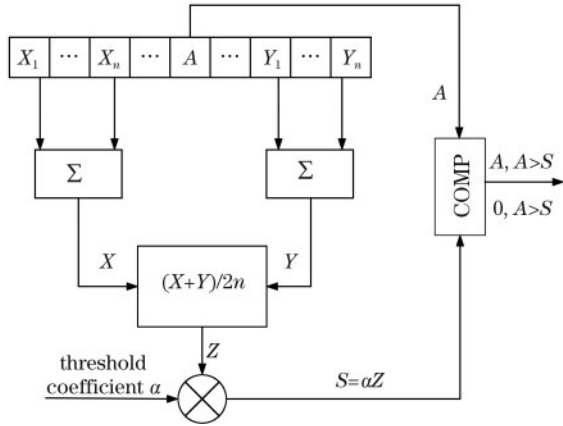


图 4 CA-CFAR 检测原理

Fig. 4 CA-CFAR detection principle

取 i_p 个保护单元,为了降低保护单元带来的影响,在计算背景功率时通常不包括保护单元。在 A 的前后两侧各取 n 个参考单元 $X_{i_p} (i_p=1, \dots, n)$ 和 $Y_{i_p} (i_p=1, \dots, n)$ 并求出其平均值 X 和 Y , 从而估计待检测单元 A 的背景杂波功率 Z 。将背景杂波功率 Z 乘以阈值系数 α 后的结果作为该检测单元的检测门限 S , 将其输入到比较器 $COMP$ 中与该检测单元 A 的功率进行对比。若检测单元 A 大于检测门限 S , 则判定为目标, 输出 A 的值; 如果检测单元 A 小于检测门限 S , 则不是目标, 输出结果为 0 。

CA-CFAR 方法的主要问题是在强干扰附近容易漏检小目标。由于目标和干扰靠得很近, 对小目标进行检测时, 强干扰会进入到邻近单元, 从而提高检测门限, 最终无法探测出小目标, 出现漏检现象。

具有 CA-CFAR 结构的系统主要是从检测目标两侧的参考单元来估计功率的, 并按照得到的功率来设置门限, 但由于背景噪声和杂波无法准确估计, 门限值无法准确估计, 从而造成虚警。为此, 本文提出了一种改进的基于直方图统计模型的方法估计每个距离门的噪声水平^[14]。该方法根据不同距离门雷达信号衰减的强弱, 动态分配阈值增益, 得到自适应峰值检测阈值。相比 CA-CFAR 方法, 所提方法从估计的噪声水平和检测目标的阈值上进行改进, 使得其在小信号条件下仍能检测到目标, 从而减小虚警率, 提高检测性能。

4 改进的 FMCW 目标检测

4.1 方法流程

图 5 为所提方法的流程示意图。第一层, 对每一帧雷达回波数据进行 2D-FFT, 得到 R-D 图, 并提

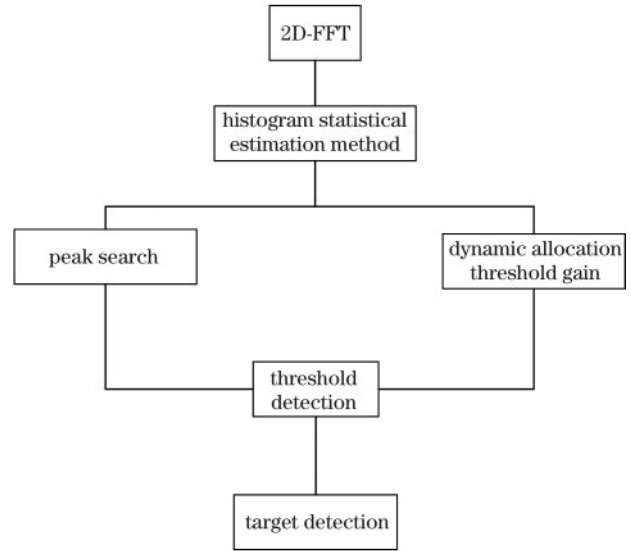


图 5 所提方法的流程

Fig. 5 Flow chart of the proposed method

取速度和距离信息; 第二层, 用直方图统计方法来估计每个距离门噪声水平; 第三层, 对得到的噪声水平估计进行峰值搜索, 找到局部峰值点, 并根据不同距离门雷达信号衰减的强弱, 动态分配阈值增益, 从而得到自适应峰值检测阈值。最后通过得到的局部峰值点来估算检测门限, 比较门限值和动态分配的阈值, 从而确定是否为目标。

4.2 2D-FFT

假设每一个脉冲采样点为 N , M 为每帧积累的回波数, 接收天线通道数为 K 。分别对每一个脉冲进行 FFT, 得到距离向 FFT 结果, 然后对一帧内的多个脉冲进行多普勒 FFT, 非相干合并后得到 R-D 图, 表达式为

$$M_{R-D}(x, y) = \sum_{k=1}^K |k_{R-D}(x, y)|, \quad (11)$$

式中: $k_{R-D}(x, y)$ 为第 k 个接收天线通道的第 (x, y) 个 R-D 单元; $|\cdot|$ 为取模值。合并后的 R-D 图为 $N \times M$ 维实数矩阵。

4.3 直方图统计估计

保留 2D-FFT 计算的幅度值中除符号位外高于有效 S_1 位的数值, 并剔除低于 S_2 位的数值, 分成 $L (L = 2^{S_1})$ 个等级, 并进行直方图分布统计。

$$L_i(l) = H_{\text{ist}}[M_{R-D}(i)], \quad (12)$$

式中: $H_{\text{ist}}(\cdot)$ 为直方图统计计算; $H_{\text{ist}}[M_{R-D}(i)]$ 为对第 i 个距离门内的 R-D 图幅度值进行直方图计算; $L_i(l)$ 为第 i 个距离门内落入第 l 个统计间隔的多普勒单元的个数, $l = 0, 1, \dots, L - 1$ 表示将 R-D 图幅

度范围划分为 L 个等距离间隔。

第 i 个距离门内的噪声水平的估计表达式为

$$l_i = A_{\text{rg}} \left\{ \max_{0 \leq l \leq L-1} [L_i(l)] \right\}, \quad (13)$$

式中: $A_{\text{rg}}(\cdot)$ 为取宗量计算。如果 R-D 图幅度值落入第 l 个统计间隔的单元数最多, 则 l 为估计的噪声水平。利用直方图统计方法估计每个距离门的噪声水平, 依据噪声水平计算峰值检测门限。图 6 为实测雷达噪声与目标功率分布特性。图 7 为峰值点统计图。将图 6 中所有峰值点的幅度分成 64 个等级, 统计落在不同等级的峰值点个数, 取最多的等级作为噪声水平。

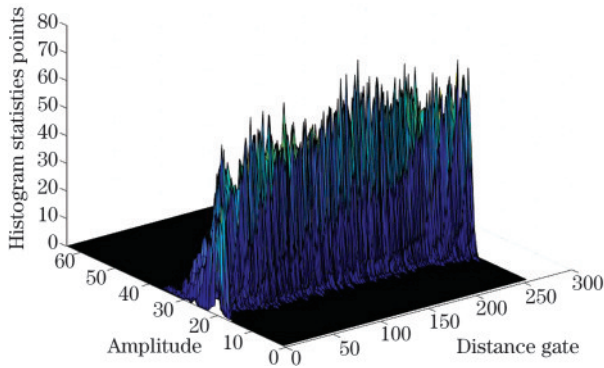


图 6 雷达噪声与目标功率分布特性

Fig. 6 Distribution characteristics of radar noise and target power

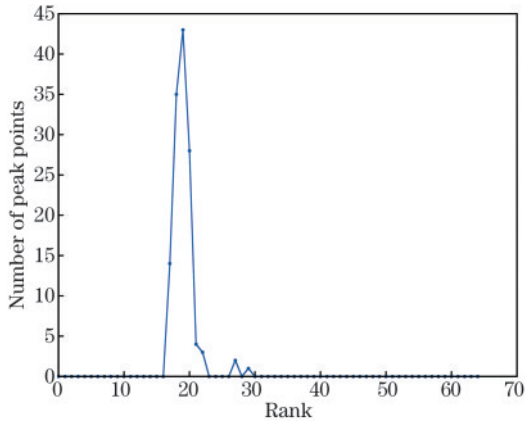


图 7 峰值点统计

Fig. 7 Peak point statistics

4.4 峰值搜索

对每一个距离门进行局部峰值检测, 并且和峰值检测门限 (噪声水平) 进行比较, 大于检测门限的值被判定为局部极值。峰值搜索过程为

$$M_{\text{R-D}}(i-1) < M_{\text{R-D}}(i) \leq M_{\text{R-D}}(i+1), \quad (14)$$

$$M_{\text{R-D}}(i) > l_i. \quad (15)$$

则局部峰值为

$$P_i(g) = A_{\text{rg}} \left[M_{\text{R-D}}(i) \right], \quad (16)$$

式中: $P_i(g)$ 为在第 i 个距离门搜索到的第 g 个局部峰值点。

4.5 动态阈值增益分配

对于雷达发射的电磁波信号来说, 能量随着距离增大而衰减, 因此对于具有相同雷达散射截面积 (RCS) 的目标, 距离越远, 功率幅度值越小, 因此需要不同距离门分配不同的阈值增益。假设阈值为 $h_{\text{res}}[i]$, 增益为 $g_{\text{ain}}[i]$ 。

$$g_{\text{ain}}[i] = \log_{10}(N/(i+1)) / \log_{10} N \cdot \left(\left| \sqrt{L} / 2 \right| \right) \cdot N + 2^{\lfloor \sqrt{L} + 2 \rfloor}, \quad (17)$$

$$h_{\text{res}}[i] = l_i \ll S_2 + g_{\text{ain}}[i], \quad (18)$$

式中: \ll 为向左移位符号。

4.6 阈值检测

只对距离维峰值搜索得到的峰值点进行检测。在峰值点两侧各取 N_{gud} 点数据作为保护单元, 在保护单元外取 N_{ref} 点数据作为参考单元, 计算参考单元的均值, 乘以检测系数 α 后, 将结果作为检测门限^[15]。

在每个速度门内进行 CFAR 检测, 只对局部峰值 $P(i)$ 进行检测。检测门限计算方程为

$$T_h(i) = \alpha \frac{1}{2N_{\text{ref}}} \left[\sum_{i-N_{\text{ref}}-N_{\text{gud}}}^{i-N_{\text{gud}}-1} P(i) + \sum_{i+N_{\text{ref}}+1}^{i+N_{\text{gud}}+N_{\text{ref}}} P(i) \right], \quad (19)$$

式中: $T_h(i)$ 为对应局部峰值点 $P(i)$ 的检测门限。根据不同距离门雷达信号衰减的强弱, 动态分配阈值增益, 得到自适应峰值检测阈值。当 $h_{\text{res}}(i) > T_h(i)$ 时, 判定为目标, 否则判定为噪声。

5 外场实验

为了进一步测试雷达信号处理整体方法的有效性和性能, 进行外场实验。通过静态实验和动态实验来验证所提方法。

5.1 静态测试

以雷达为原点, 在距雷达 38 m 处放置一个三角形反射器进行距离测量实验, 结果如图 8 所示。在距雷达 48 m 处, 通过两人向左右两边行走来进行角度测量, 结果如图 9 所示。

另外从距离和角度两方面对静态测试的结果进行分析, 实验数据如表 1、2 所示。

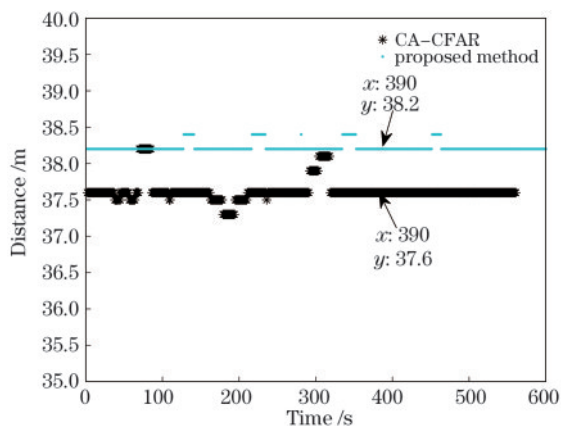


图 8 距离测量

Fig. 8 Distance measurement

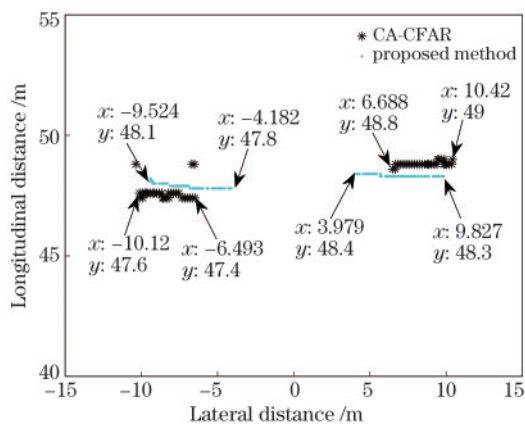


图 9 角度测量

Fig. 9 Angle measurement

表 1 静态测试距离测量结果

Table 1 Measurement results of static test distance

Method	Actual distance /m	Detection average distance /m	Distance error /%
CA-CFAR	38	37.6195	1.00
Proposed method	38	38.1473	0.39

表 2 静态测试角度测量结果

Table 2 Measurement results of static test angle

Method	Measuring range on the left /($^{\circ}$)	Measuring range on the right /($^{\circ}$)
CA-CFAR	-9.944-6.493	6.685-10.420
Proposed method	-9.524-4.098	3.979-9.827

5.2 动态测试

仍假设雷达处于原点处,通过行人接近雷达(实验 1)、行人远离雷达(实验 2)、汽车以 30 km/h 接近雷达(实验 3)、汽车以 30 km/h 远离雷达(实验 4)、汽车以 60 km/h 接近雷达(实验 5)、汽车以 60 km/h 远

离雷达(实验 6)6 个实验的距离和速度对所提方法进行验证,结果如图 10~15 所示。

并对动态测试的距离测量结果和速度测量结果进行分析对比,结果如表 3、4 所示。

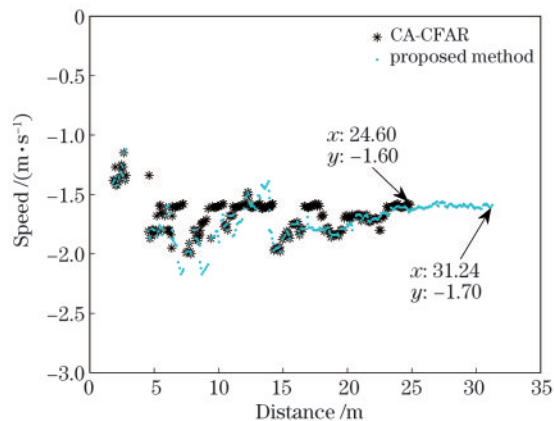


图 10 实验 1

Fig. 10 Experiment 1

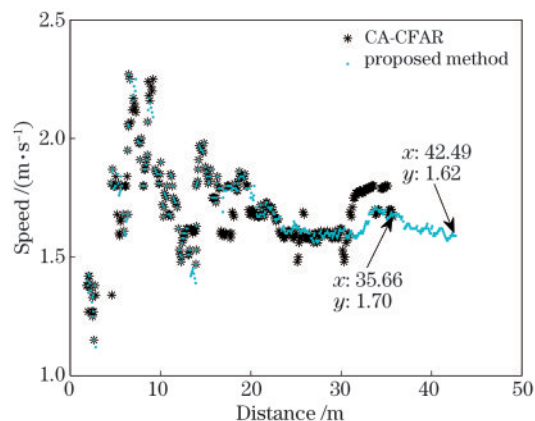


图 11 实验 2

Fig. 11 Experiment 2

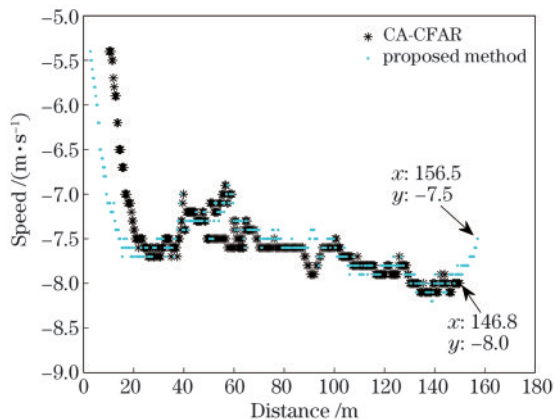


图 12 实验 3

Fig. 12 Experiment 3

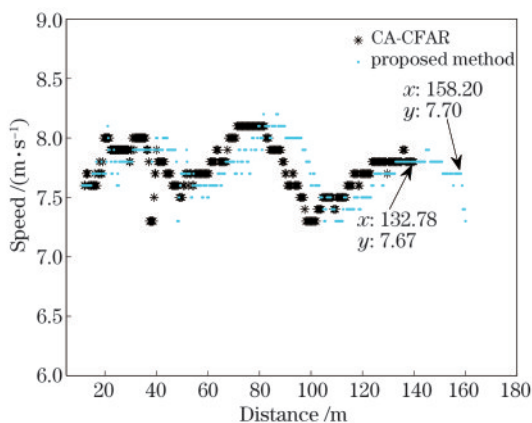


图 13 实验 4

Fig. 13 Experiment 4

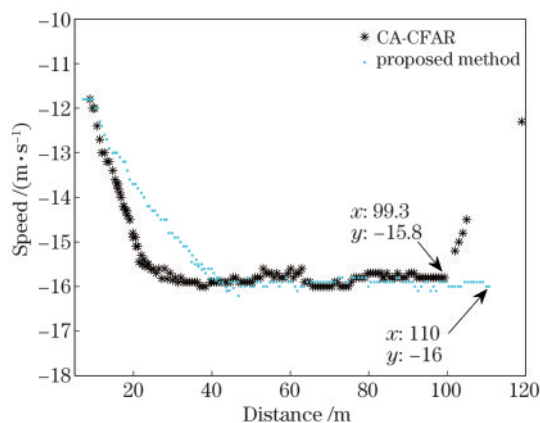


图 14 实验 5

Fig. 14 Experiment 5

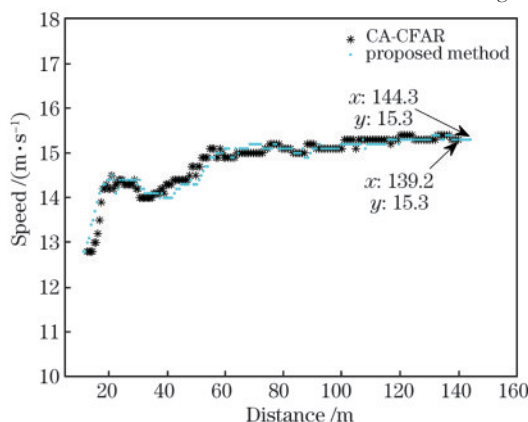


图 15 实验 6

Fig. 15 Experiment 6

表 3 动态测试距离测量结果

Table 3 Measurement results of dynamic test distance

unit: m

Experiment No.	1	2	3	4	5	6
CA-CFAR	24.87	35.66	146.8	132.78	99.3	132.9
Proposed method	31.24	42.49	156.5	158.20	110.7	158.2
Distance error	6.37	6.83	9.7	25.42	11.4	25.3

表 4 动态测试速度测量结果

Table 4 Measurement results of dynamic test speed

unit: m

Experiment No.	Mean value		Variance value	
	CA-CFAR	Proposed method	CA-CFAR	Proposed method
1	-1.6721	-1.7014	0.0211	0.0283
2	1.7001	1.7268	0.0236	0.0305
3	-7.5541	-7.6244	0.2665	0.2531
4	7.6762	7.7399	0.0402	0.0387
5	-15.5537	-15.5269	1.5527	1.5352
6	14.7056	14.7394	1.5867	1.5268

5.3 结果分析

由表 1 数据可知, CA-CFAR 方法在距离测量上的平均误差为 1.00%, 所提方法的平均误差为

0.39%。表 2 中, CA-CFAR 方法的测角范围为 $-9.944^{\circ} \sim -6.493^{\circ}$, $6.685^{\circ} \sim 10.420^{\circ}$, 所提方法的测角范围为 $-9.524^{\circ} \sim -4.098^{\circ}$, $3.979^{\circ} \sim 9.827^{\circ}$ 。可以

看出,所提方法在角度范围测量方面有了较大的提升。从动态目标测试结果来看,所提方法在加入动态阈值增益后在检测距离方面较 CA-CFAR 有 6~15 m 的增加。另外关于动态测试速度方面,发现所提方法对低速目标测速的准确性较 CA-CFAR 好一些。所提方法只是在距离维进行了改进,对多普勒维并未进行速度方面的优化处理,在未来,会在所提方法中加入多普勒维的优化。

6 结 论

提出了一种基于环境噪声与目标功率统计的车载毫米波雷达动态阈值计算方法。目标峰值功率检测首先对 R-D 图全部点的幅度值进行直方图统计;然后对直方图统计得到的峰值进行峰值搜索,找出局部峰值,并在距离向进行动态增益分配,进而将得到的自适应阈值作为雷达目标峰值检测的依据;最后运用峰值搜索的局部峰值来估计判决门限,将结果作为判决目标的标准。通过实验证明,所提动态阈值计算方法有效提高了车载毫米波雷达在实际复杂车道应用场景下的目标检测能力。

参 考 文 献

- [1] Ding L F, Geng F L, Chen J C. Radar principles [M]. 5th ed. Beijing: Electronic Industry Press, 2013: 45-64.
丁鹭飞, 耿富录, 陈建春. 雷达原理[M]. 5 版. 北京: 电子工业出版社, 2013: 45-64.
- [2] Winkler V. Range Doppler detection for automotive FMCW radars[C]//2007 European Radar Conference, October 10-12, 2007, Munich, Germany. New York: IEEE Press, 2007: 166-169.
- [3] Schwartz R. Minimax CFAR detection in additive Gaussian noise of unknown covariance (Corresp.) [J]. IEEE Transactions on Information Theory, 1969, 15(6): 722-725.
- [4] Scharf L, Lytle D. Signal detection in Gaussian noise of unknown level: an invariance application [J]. IEEE Transactions on Information Theory, 1971, 17(4): 404-411.
- [5] Kim J H, Bell M R. A computationally efficient CFAR algorithm based on a goodness-of-fit test for piecewise homogeneous environments [J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2013, 49(3): 1519-1535.
- [6] Yu B, Ma S H, Li H Y, et al. Real-time pedestrian detection for far-infrared vehicle images and adaptive instance segmentation [J]. Laser & Optoelectronics Progress, 2020, 57(2): 021507.
于博, 马书浩, 李红艳, 等. 远红外车载图像实时行人检测与自适应实例分割[J]. 激光与光电子学进展, 2020, 57(2): 021507.
- [7] Yan X. Multi-target detection and parameter estimation algorithm for millimeter wave radar [D]. Nanjing: Southeast University, 2017: 18-22.
严鑫. 毫米波雷达多目标检测与参数估计方法研究 [D]. 南京: 东南大学, 2017: 18-22.
- [8] Xin H T. Research on the signal processing system of sawtooth wave FMCW automobile collision avoidance radar [D]. Xi'an: Xi'an University of Electronic Technology, 2011: 6-8.
辛海涛. 锯齿波 FMCW 汽车防撞雷达信号处理系统研究[D]. 西安: 西安电子科技大学, 2011: 6-8.
- [9] Zheng S L. Key technology of vehicle millimeter wave [D]. Harbin: Harbin Institute of Technology, 2017: 6-10.
郑世良. 车载毫米波雷达关键技术研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2017: 6-10.
- [10] Jiang L B, Song Z L, Che L. Research on sawtooth wave multi-target collision avoidance radar system [J]. Computer Simulation, 2020, 8: 67-72, 152.
蒋留兵, 宋占龙, 车俐. 锯齿波多目标防撞雷达系统研究[J]. 计算机仿真, 2020, 8: 67-72, 152.
- [11] GavinChen G G. Millimeter wave radar (一). [2020-05-05]. <https://blog.csdn.net/ChenGuiGan/article/details/88079503>.
GavinChen G G. 毫米波雷达 (一). [2020-05-05]. <https://blog.csdn.net/ChenGuiGan/article/details/88079503>.
- [12] Zhang H R. Design of obstacle detection system for vehicle-mounted millimeter-wave radar [D]. Jinan: Shandong University, 2019: 23-26.
张浩然. 车载毫米波雷达障碍物检测系统设计[D]. 济南: 山东大学, 2019: 23-26.
- [13] Li L K, Lu C H, Zou B. Research on target detection and feasible region segmentation based on deep learning [J]. Laser & Optoelectronics Progress, 2020, 57(12): 121013.
李立凯, 卢焯华, 邹斌. 基于深度学习的目标检测与可行域分割研究[J]. 激光与光电子学进展, 2020, 57(12): 121013.
- [14] Zhao Q, Li B Q, Li T W. Target detection algorithm based on improved YOLO v3 [J]. Laser & Optoelectronics Progress, 2020, 57(12): 121502.
赵琼, 李宝清, 李唐薇. 基于改进 YOLO v3 的目标检测

- 方法[J]. 激光与光电子学进展, 2020, 57(12): 121502.
- [15] Sun Y, Sun W Y, Wei J J, et al. CFAR based signals processing of millimeter-wave radar for automotive anti-collision[J]. Ordnance Industry Automation, 2017, 36(9): 45-49.
- 孙元, 孙梧雨, 韦家军, 等. 基于恒虚警检测的汽车主动防撞毫米波雷达信号处理方法[J]. 兵工自动化, 2017, 36(9): 45-49.