

• 通信与信息工程 •



LFMCW 车载雷达解速度模糊测角新方法

邹 林, 黄述康*, 钱 璐, 汪学刚, 田晋川

(电子科技大学信息与通信工程学院 成都 611731)

【摘要】 LFMCW 车载雷达采用 MIMO 虚拟孔径方法提高角度估计性能, 通常将 MIMO 雷达虚拟孔径角度估计和解速度模糊分成两帧信号处理, 这样会降低雷达数据率。该文提出一种解速度模糊测角新方法, 采用 TDM 方式发射不同时宽、带宽相同的锯齿波信号。在一帧信号内先解速度模糊, 再进行相位补偿, 最后进行 MIMO 雷达虚拟孔径角度估计。通过仿真和理论分析, 该方法能进行高精度角度估计, 减少了信号处理时间, 提高了雷达数据率。

关键词 角度估计; 多输入多输出; 时分复用技术; 解速度模糊

中图分类号 TN95 文献标志码 A doi:10.12178/1001-0548.2019166

A New Method for Velocity Ambiguity Resolution and Angle Estimation of LFMCW Vehicle Radar

ZOU Lin, HUANG Shu-kang*, QIAN Lu, WANG Xue-gang, and TIAN Jin-chuan

(School of Information and Communication Engineering, University of Electronic Science and Technology of China Chengdu 611731)

Abstract Linear frequency modulated continuous wave (LFMCW) vehicle radars usually adopts multiple input multiple output (MIMO) virtual aperture angle measurement method. Traditional methods split velocity ambiguity resolution and angle estimation in two frames for further processing, causing the reduction of radar data rate. In this paper, a new method is proposed to solve this problem. This method uses the Time division multiplexing (TDM) approach to transmit and process sawtooth signals with different slope. Only one frame signal is needed for the velocity ambiguity resolution and angle estimation by using phase compensation. Simulation and theoretical analysis show that the proposed method can reduce signal processing time and improve radar data rate, with high angle measurement accuracy obtained simultaneously.

Key words angle estimation; MIMO; TDM; velocity ambiguity resolution

近年来, 由于自动驾驶技术的快速发展, 77 GHz 毫米波雷达因为其带宽大、检测精度高、尺寸小等优点被越来越多地应用于汽车辅助驾驶系统中^[1-3]。为提高角度分辨率, 77 GHz 毫米波雷达广泛使用了多输入多输出 (MIMO)^[4] 技术。文献 [4] 运用实际测试证明了 MIMO 雷达具有高信噪比、高角度分辨率等优点。

MIMO 雷达的发射方式分为时分复用技术 (TDM)、频分复用技术、码分复用技术 3 种^[5]。TDM 因为其简单、易实现等优点被广泛使用, 它的实现方式表现为多个发射天线交替发射信号^[5]。在相应的信号处理过程中, 通常先使用二维傅里叶变换 (2D-FFT)^[6] 方法得到目标的距离、速度信息,

然后进行 MIMO 雷达虚拟孔径角度估计^[7] 得到目标的方位角信息。文献 [8] 详细描述了基于 TDM 的 MIMO 雷达信号处理流程。文献 [9] 进行了 MIMO 雷达信号处理的仿真验证, 得到了高分辨率角度估计结果。

由于射频硬件参数等因素的限制, 测得的目标速度值通常会模糊^[10]。文献 [11] 讨论了适用于车载雷达解速度模糊的几种方法, 一种是发射快慢斜坡 (Fast-slow chirp) 调频信号, 再应用中国剩余定理来解速度模糊; 另一种是在数据处理环节解速度模糊, 这会导致目标跟踪的复杂度变高。目前在信号处理过程中解速度模糊通常是在先后两帧内进行虚拟孔径角度估计和解速度模糊处理, 这增加了

收稿日期: 2019-07-17; 修回日期: 2019-11-29

基金项目: 国家自然科学基金青年基金 (61806046); 中央高校基本业务费 (A03017023701103)

作者简介: 邹林 (1977-), 男, 博士, 副教授, 主要从事雷达系统技术、雷达回波模拟技术以及高速实时信号处理技术等方面的研究。

通信作者: 黄述康, E-mail: huang_skang@163.com

信号处理时间,降低了雷达数据率。为解决该问题,可采用基于时分复用的随机传输信号方法^[12],但是其发射信号方式相对复杂,实际应用难度较大。

本文针对一帧信号内完成 MIMO 雷达虚拟孔径角度估计和解速度模糊的问题,提出 LFM CW 车载雷达解速度模糊测角新方法。以两发四收 77 GHz 车载雷达为应用背景,只需要通过简单的相位补偿就可以解决所针对的问题,不需要发射特殊波形或增加运算量,具有良好的工程应用价值。

1 理论模型

1.1 快速斜坡 LFM CW 差拍基带信号模型

77 GHz 毫米波雷达通常使用锯齿波调频信号作为发射信号,可以表示为:

$$S_{TR}(t) = A \cos \left[2\pi \left(f_0 t + \frac{kt^2}{2} \right) + \varphi_0 \right] \quad (1)$$

式中, A 为发射信号振幅; f_0 为发射载频; φ_0 为初相; k 为调制斜率:

$$k = \frac{B}{T_r} \quad (2)$$

式中, B 为发射信号带宽; T_r 为单斜坡周期。

经过回波信号建模和化简^[8],得到差拍基带信号为:

$$S_D(t) = \frac{1}{2} K_r A^2 \cos \left\{ 2\pi \left[\left(f_D t + f_d n T_r - f_0 \tau_0 + \frac{k \tau_0^2}{2} \right) + \varphi_0 \right] \right\} \quad (3)$$

式中, K_r 为目标反射系数; n 为斜坡总周期数; τ_0 为 $t=0$ 时刻的回波时延; f_D 为差拍频率:

$$f_D = f_d - k \frac{2R}{c} \quad (4)$$

式中, R 为目标距离; c 为电磁波速度; f_d 为目标多普勒频移:

$$f_d = \frac{2v}{\lambda} \quad (5)$$

式中, v 为目标速度; λ 为电磁波波长。对时间 t 轴方向进行快速傅里叶变换 (FFT) 可得 f_D , 计算出目标距离; 对 n 轴进行 FFT 可得 f_d , 能计算出目标速度。由于是对多个周期信号进行处理,通过 2D-FFT 即可得到目标的距离与速度,不存在回波信号与发射信号匹配问题,即不存在多目标匹配问题。

1.2 MIMO 雷达虚拟孔径角度估计模型

采用 MIMO 天线技术的虚拟孔径角度估计利

用阵元之间相位等效^[7],如一发八收雷达等效于两发四收雷达,分别如图 1a、图 1b 所示,即在原有接收天线 Rx1、Rx2、Rx3、Rx4 的基础上虚拟出 4 个接收天线 Rx5、Rx6、Rx7、Rx8。

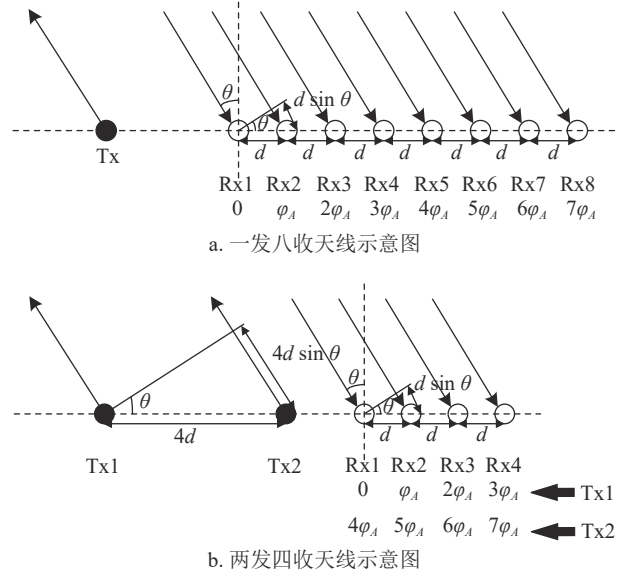


图 1 MIMO 雷达天线等效图

接收天线 Rx1~Rx8 对应的差拍基带信号为:

$$S_D(t) = \frac{1}{2} K_r A^2 \cos \left\{ 2\pi \left[\left(f_D t + f_d n T_r - f_0 \tau_0 + \frac{k \tau_0^2}{2} \right) + \varphi_0 + (N-1)\varphi_A \right] \right\} \quad (6)$$

式中, N 为接收天线编号数,这里, $N=1,2,\dots,8$; φ_A 为波程差引起的相位差:

$$\varphi_A = \frac{2\pi d \sin \theta}{\lambda} \quad (7)$$

式中, d 为接收天线间的距离; θ 为目标方位角。在天线编号数 N 轴方向进行 FFT 可以得到相位差 φ_A , 从而计算出目标方位角 θ 。

2 解速度模糊测角新方法

2.1 发射方式与接收处理

传统方法一般是将 MIMO 雷达虚拟孔径角度估计和解速度模糊分成两帧信号进行处理,如图 2 所示。通过处理两帧信号得到目标准确的距离、速度和方位角信息。这样会增加信号处理时间和降低雷达数据率,本文基于原有信号处理流程提出一种新方法。

该方法采用时分复用方式工作,在 Tx1 区间和 Tx2 区间分别发射斜坡时长为 T_{r1} 和 T_{r2} 的锯齿波

调频信号 chirp1、chirp2。具体时频曲线如图 3 所示。因为要保持两个天线发射总时长一致, 所以 Tx1 发射的斜坡周期数 n_1 和 Tx2 发射的斜坡周期数 n_2 需满足:

$$T_{r1}n_1 = T_{r2}n_2 \quad (8)$$

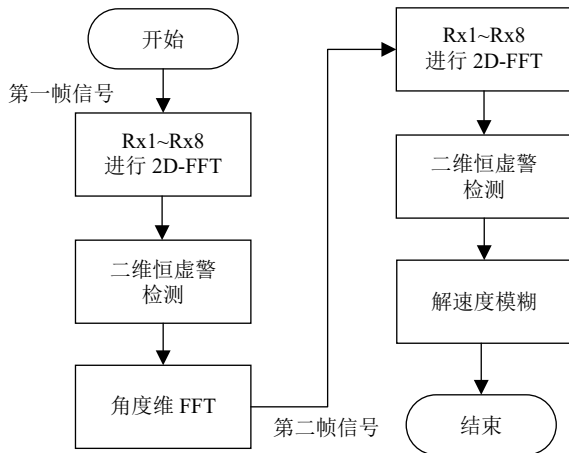


图 2 传统的 MIMO 雷达信号处理流程图

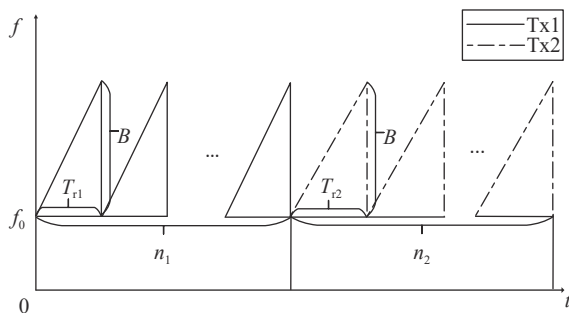


图 3 TDM 模式发射一帧信号时频图

在接收端, Rx1~Rx4 的差拍基带信号和 Rx5~Rx8 的差拍基带信号分别为:

$$S_{Df}(t) = \frac{1}{2} K_r A^2 \cos \left\{ 2\pi \left[\left(f_{D1} t + f_d n_1 T_{r1} - f_0 \tau_0 + \frac{k_1 \tau_0^2}{2} \right) + \varphi_0 + (N_1 - 1) \varphi_A \right] \right\} \quad (9)$$

$$S_{Db}(t) = \frac{1}{2} K_r A^2 \cos \left\{ 2\pi \left[\left(f_{D2} t + f_d n_2 T_{r2} - f_0 \tau_0 + \frac{k_2 \tau_0^2}{2} \right) + \varphi_0 + (N_2 - 1) \varphi_A \right] \right\} \quad (10)$$

式中, f_{D1} 对应 chirp1 的差拍频率; k_1 对应 chirp1 的斜率; N_1 为 1~4 虚拟接收天线的序号; f_{D2} 对应 chirp2 的差拍频率; k_2 对应 chirp2 的斜率; N_2 为 5~8 虚拟接收天线的序号。

Rx1、Rx5 接收得到的差拍基带信号完成 2D-FFT 处理和二维恒虚警检测^[13]后即可得到目标的

距离与速度值。由于这两路差拍基带信号的调制周期不同, 对应的重复频率不一样, 带来不同的最大不模糊速度, 可以应用中国剩余定理^[11]进行解速度模糊处理。

2.2 通道间相位补偿处理

因为两次发射接收过程中, Rx1~Rx4、Rx5~Rx8 输出差拍基带信号的调频斜率不一样, 如果在解速度模糊后对各通道信号直接做 FFT 运算, 目标回波由不同天线接收引入的相位差, 会与目标的距离和速度值估计过程中调频斜率不同引入的相位差产生耦合, 从而增大角度估计误差。因此需要先补偿 Rx5~Rx8 接收的差拍基带信号相位后再做角度维 FFT 操作, 相位补偿权值如下:

$$X(t) = \cos \left\{ 2\pi \left[\frac{(f_{D1} - f_{D2})n_s}{f_s} + \frac{\tau_0^2}{2} (k_1 - k_2) \right] \right\} \quad (11)$$

式中, n_s 为采样点数; f_s 为采样率。将 Rx5~Rx8 中输出 4 路差拍基带信号的相位差进行补偿后, 随后经过 FFT 处理得到准确的目标方位角。采用该方法能够利用一帧信号解速度模糊和估计目标角度, 详细信号处理流程如图 4 所示。

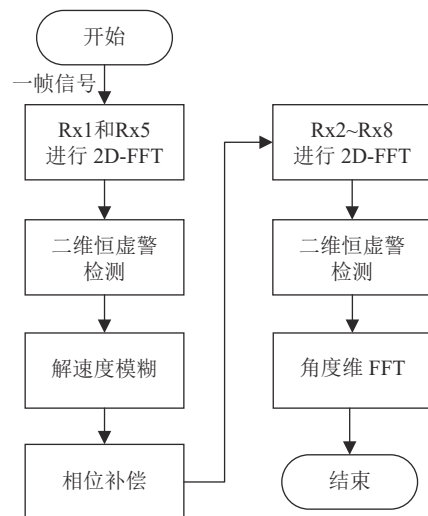


图 4 解速度模糊测角新方法处理流程图

3 仿真实验

采用计算机仿真来验证所提方法的性能, 信号参数设置如表 1 所示, 模拟目标参数如表 2 所示。选取中心频率 $f_0 = 77$ GHz, 基带信号采样率 $f_s = 25.1$ MHz, 回波信噪比为 -20 dB。

仿真图 5a~图 5c 分别给出了单目标距离、速度和方位角的测试结果。单目标的距离绝对误差小于 1 m, 速度绝对误差小于 0.1 m/s, 方位角的绝对

误差小于 0.1°，符合预期性能指标要求。

表 1 仿真信号参数表

| 参数 | Tx1内发射信号 | Tx2内发射信号 |
|----------------------|----------|----------|
| 单周期时长/ μs | 40 | 50 |
| 调制周期数 | 320 | 256 |
| 调制带宽/MHz | 500 | 500 |

表 2 模拟目标参数列表

| 参数 | 单个目标 | 多个目标 | |
|----------------------------------|------|------|------|
| | | 1号目标 | 2号目标 |
| 距离/m | 40 | 80 | 60 |
| 速度/ $\text{m}\cdot\text{s}^{-1}$ | 10 | 30 | 15 |
| 角度/ $^{\circ}$ | 20 | 14 | 29 |

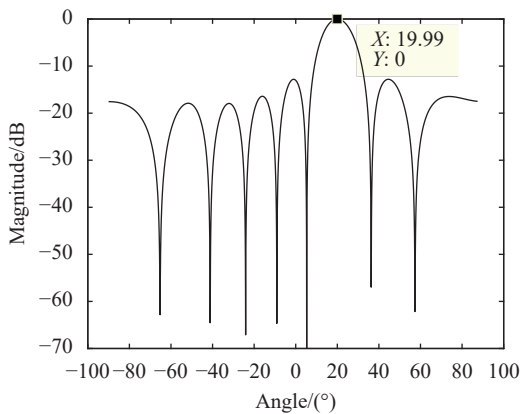
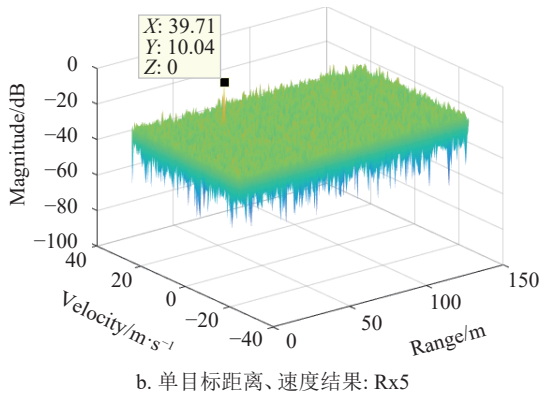
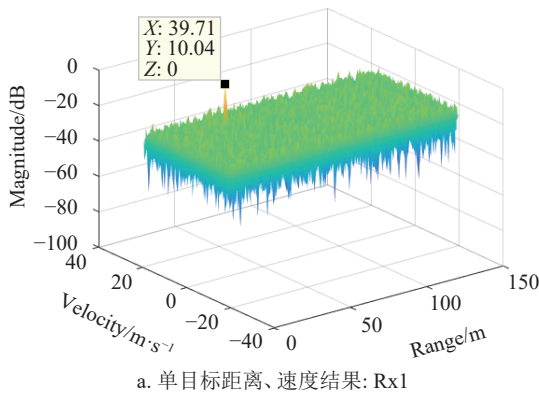


图 5 单目标仿真结果

仿真图 6a~图 6c 给出了多目标的模拟测试结果。其中，目标距离测量绝对误差均小于 1 m；目标 1 速度测量不模糊，绝对误差小于 0.1 m/s，采用如前所述方式，对目标 2 的速度测量结果解模糊后测量值为 29.98 m/s，绝对误差亦小于 0.1 m/s；目标方位角测量的绝对误差均小于 0.1°，符合预期性能指标要求。

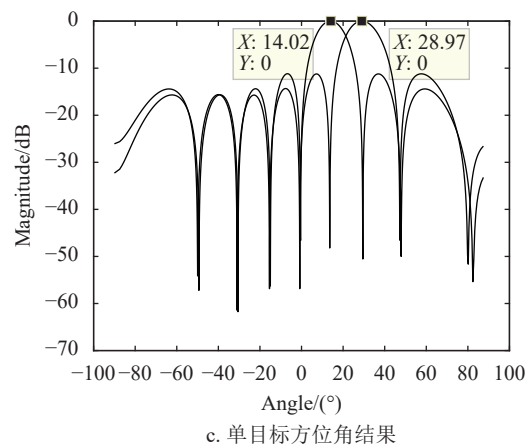
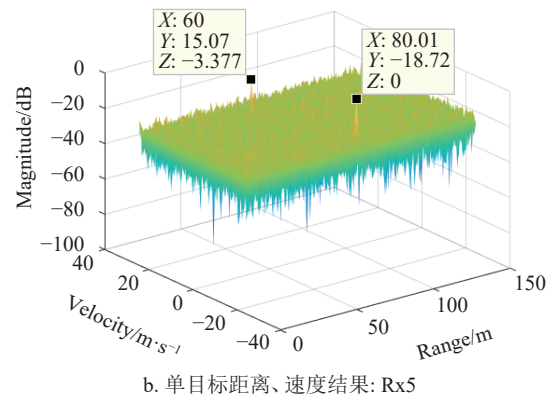
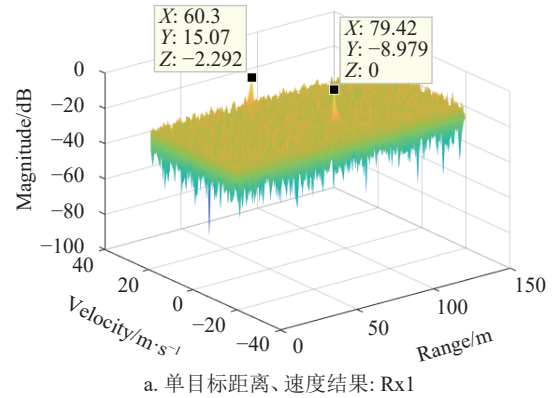


图 6 多目标仿真结果

单目标与多目标的测试结果验证了本文提出方法的正确性，计算复杂度和计算步骤在不同目标个数条件下均相同。对于密集目标的情况，也通过仿真验证了该方法的有效性，在此不再赘述。本文方

法与传统方法的性能对比如表3所示,在测角性能一样的情况下,本方法采用的相位补偿运算操作耗时时间可忽略不计,信号处理时间减少一半,提高了雷达数据率,从而满足车载雷达实时性和低复杂度的要求。

表3 传统方法^[11]与新方法对比表

| 参数 | 传统方法 | 新方法 |
|--------------|------|------|
| 角度测量绝对误差/(°) | ±0.1 | ±0.1 |
| 所需信号处理时间/ms | 51.2 | 25.6 |

4 结束语

目前主流LFMCW车载雷达多采用MIMO体制和多周期锯齿波调频信号来获取目标二维坐标和速度信息,通常需要两帧信号来实现角度测量和距离速度测量。本文提出了一种LFMCW车载雷达解速度模糊测角新方法,在虚拟孔径的不同时间区间内发射不同调频斜率LFMCW波形,经过相位补偿,可以在一帧信号处理时间内获取目标真实速度、距离和角度信息,减少了一半的信号处理时间,有效地提高了雷达数据率。计算机仿真实验验证了该方法的正确性。该方法实现步骤简单,不需要进行复杂运算,适用于车载雷达实时信号处理领域。

参 考 文 献

- [1] FORSTNER H P. A 77 GHz 4-channel automotive radar transceiver in SiGe[C]//2008 IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium. Atlanta, GA: IEEE, 2008: 233-236.
- [2] ROHLING H, LISSEL E. 77 GHz radar sensor for car application[C]//Radar Conference, Record of the IEEE 1995 International. [S.l.]: IEEE, 1995, DOI: 10.1109/RADAR.1995.522575.
- [3] KHALID F B, NUGRAHA D T, ROGER A, et al. Distributed signal processing of high-resolution fmcw MIMO radar for automotive applications[C]//2018 48th European Microwave Conference (EuMC). Madrid: [s.n.], 2018: 1533-1536.
- [4] ROBEY F C, COUTTS S, WEIKLE D, et al. MIMO radar theory and experimental results[C]//Conference Record of the Thirty-Eighth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers. Pacific Grove, CA, USA: [s.n.], 2004: 300-304.
- [5] SUN H, BRIGUI F, LESTURGIE M. Analysis and comparison of MIMO radar waveforms[C]//2014 International Radar Conference. Lille: [s.n.], 2014: 1-6.
- [6] 王月鹏,赵国庆.二维FFT算法在LFMCW雷达信号处理中的应用及其性能分析[J].电子科技,2005(5):25-28,32.
WANG Yue-peng, ZHAO Guo-qing. Application of 2D FFT algorithm in LFMCW radar signal processing and its performance analysis[J]. Chinese Electronic Technology, 2005(5): 25-28, 32.
- [7] SANDEEP Rao. MIMO radar[DB/OL]. [2018-07-26]. <http://www.ti.com.cn/cn/lit/an/swra554a/swra554a.pdf>.
- [8] ZWANETSKI A, ROHLING H. Continuous wave MIMO radar based on time division multiplexing[C]//2012 13th International Radar Symposium. Warsaw: [s.n.], 2012: 119-121.
- [9] 姜海涛,白杰.数字波束成形在车载毫米波雷达中的应用[J].佳木斯大学学报(自然科学版),2018,36(1):111-113,130.
JIANG Hai-tao, BAI Jie. Application of digital beamforming in vehicle millimeter wave radar[J]. Chinese Journal of Jiamusi University (Natural Science Edition), 2018, 36(1): 111-113, 130.
- [10] 丁鸷飞,耿富录.雷达原理[M].第3版.西安:西安电子科技大学出版社,2014.
DING Lu-fei, GENG Fu-lu. Radar theory[M]. 3rd ed. Xi'an: Xi'an University of Electronic Science and Technology Press, 2014.
- [11] ADAM Y. Research on speed expansion algorithm based on AWR1642 automotive radar[DB/OL]. (2019-03-11). <http://www.ti.com.cn/cn/lit/an/zhca901/zhca901.pdf>.
- [12] HU X, LI Y, LU M, et al. A multi-carrier-frequency random-transmission chirp sequence for TDM MIMO automotive radar[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2019, 68(4): 3672-3685.
- [13] ACOSTA G G, VILLAR S A. Accumulated CA-CFAR process in 2-d for online object detection from sidescan sonar data[J]. IEEE Journal of Oceanic Engineering, 2015, 40(3): 558-569.

编辑 税红