

动平台分布式雷达系统动目标低比特数据检测算法

杨诗兴 张国鑫 梁云飞 易伟* 孔令讲

(电子科技大学信息与通信工程学院 成都 611731)

摘要: 动平台分布式雷达系统可有效提升系统的生存能力和探测性能, 但运动平台之间通常采用无线传输方式, 难以配备大通信带宽以传输完整的信号数据, 给雷达系统的高性能检测带来极大挑战。由于低比特量化技术可显著降低分布式系统的通信传输代价和计算资源消耗, 该文针对低信噪比弱信号环境下提出了动平台分布式雷达系统的低比特量化运动目标检测算法。首先, 根据系统资源将各节点的多脉冲观测数据选择对应位数的低比特量化器进行量化, 推导了关于量化器和多个目标状态的似然函数。其次, 证明了低比特量化数据对应似然函数关于未知目标反射系数的凸性, 并基于该特性设计了多普勒频移和反射系数的联合估计器。然后, 针对探测区域中存在的多个状态未知目标设计了多目标检测器, 推导了其恒虚警率门限。最后, 通过推导系统的渐近性能设计了最优低比特量化器, 在保证系统鲁棒性的同时有效提升了系统的检测性能。仿真实验分析了所提算法的检测与估计性能, 结果证明了所提算法在低信噪比弱信号环境下的有效性, 同时表明低比特量化数据可在仅占用低于20%通信带宽的基础上实现接近高精度(16比特量化)数据对应的检测和估计性能, 且2比特量化策略可作为检测性能和雷达系统资源消耗的折中选择。

关键词: 分布式雷达系统; 运动平台; 目标检测; 低比特量化; 最优量化器

中图分类号: TN95

文献标识码: A

文章编号: 2095-283X(2024)03-0584-17

DOI: 10.12000/JR23240

引用格式: 杨诗兴, 张国鑫, 梁云飞, 等. 动平台分布式雷达系统动目标低比特数据检测算法[J]. 雷达学报(中英文), 2024, 13(3): 584-600. doi: 10.12000/JR23240.

Reference format: YANG Shixing, ZHANG Guoxin, LIANG Yunfei, *et al.* Moving targets detection with low-bit quantization in distributed radar on moving platforms[J]. *Journal of Radars*, 2024, 13(3): 584-600. doi: 10.12000/JR23240.

Moving Targets Detection with Low-bit Quantization in Distributed Radar on Moving Platforms

YANG Shixing ZHANG Guoxin LIANG Yunfei YI Wei* KONG Lingjiang

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

Abstract: Distributed radar with moving platforms can enhance the survivability and detection performance of a system, however, it is difficult to equip these platforms with sufficient communication bandwidth to transmit high-precision observed data, posing a great challenge to the high-performance detection of a distributed radar system. Because low-bit quantization can effectively reduce the computation cost and resource consumption of distributed radar systems, in this paper, we investigate the high-performance detection of multiple moving

收稿日期: 2023-12-19; 改回日期: 2024-02-24; 网络出版: 2024-03-13

*通信作者: 易伟 kusso@uestc.edu.cn *Corresponding Author: YI Wei, kusso@uestc.edu.cn

基金项目: 国家自然科学基金(62231008, U19B2017), 中央高校基本科研业务费专项资金(ZYGX2020ZB029)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (62231008, U19B2017), The Fundamental Research Funds for the Central Universities (ZYGX2020ZB029)

责任编辑: 李杨 Corresponding Editor: LI Yang

©The Author(s) 2024. This is an open access article under the CC-BY 4.0 License

(<https://creativecommons.org/licenses/by/4.0/>)

targets using the distributed radar system on moving platforms by adopting the low-bit quantization strategy. First, according to system resources, multipulse observed data of each node may be quantized with a low-bit quantizer and the likelihood function relative to the quantizer and states of multiple targets are derived. Subsequently, based on the convexity of the likelihood function relative to the unknown reflection coefficients, a joint estimation algorithm is designed for the Doppler shifts and reflection coefficients. Then, a generalized likelihood ratio test based multi-target detector is designed for detecting multiple targets in the surveillance area with unknown states, and deriving the constant false alarm rate detection threshold. Finally, the optimal low-bit quantizer is designed by deriving the asymptotic detection performance of the system, which effectively improves the detection performance and ensures robustness. Simulation experiments are conducted to analyze the detection and estimation performance of the proposed algorithm, thereby demonstrating the effectiveness of the proposed algorithm for weak signals, and showing that the low-bit quantized data can achieve detection and estimation performance close to that of the high-precision (16-bit quantization) data while consuming a complementary 20% of the communication bandwidth. Besides, according to the simulated results, the two-bit quantization strategy may be a trade-off between the detection performance and resource consumption of the distributed radar system.

Key words: Distributed radar systems; Moving platforms; Targets detection; Low-bit quantization; Optimal quantizer

1 引言

分布式传感系统^[1,2]凭借相对低廉的传感器节点^[3]、辽阔的覆盖范围^[4]和高分辨率能力^[5]已被广泛应用于通信系统^[6]、无线传感器网络^[7]和雷达系统^[8,9]。本文重点讨论由独立天线(节点)组成的分布式雷达系统信号检测问题,通过利用探测节点广域分布的优势,分布式雷达系统可以获得来自目标不同观测角度的反射信号,进而减少由雷达散射截面积(Radar Cross Section, RCS)闪烁引发的系统性能衰减,充分利用目标的空间分集特性提高系统的探测性能^[10,11]。针对传统算法主要针对固定节点探测单个静止目标在实际应用中的局限性,文献^[12,13]分别针对多目标和动目标展开研究,提升了实际应用中分布式雷达系统的整体性能以及可靠性。此外,为尽可能保证雷达系统在恶劣战场环境下的生

存能力,本文考虑将分布式雷达系统的各节点均部署在运动作战平台上^[14],以在瞬息万变的战场博弈中实现灵活部署,提升系统的综合性能^[15]。

动平台分布式雷达系统相较于传统固定节点雷达系统的性能得益如图1所示。系统的动平台可由飞机、舰艇或车辆等作战单位组成^[16,17],通过不断改变自身状态逃避敌方的电磁捕获以及武器锁定等手段,可在增加自身生存能力的同时大幅提升系统的威力覆盖范围。此外,为进一步提升系统的探测性能,动平台分布式雷达系统可配备无线网络将各节点与融合中心进行链接^[18],用于传输观测数据和指令。通常情况下,受限于雷达系统的硬件资源,所装备的无线通信系统难以配套大传输带宽,从而无法将所有节点的高精度观测数据完整地传至融合中心^[19]。为解决上述难题,现有研究是在将测

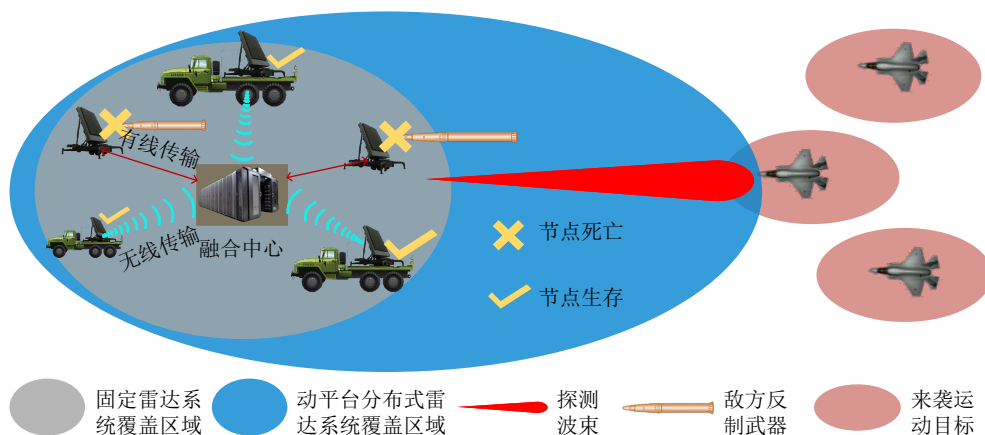


图1 动平台分布式雷达系统相较于传统固定节点的性能得益示意

Fig. 1 Illustration of the performance benefits of a distributed radar system adopting moving platforms compared to the fixed nodes

量数据传输到融合中心之前使用低比特量化器对每个节点的观测数据进行量化,这可以大幅降低无线通信系统的传输负担^[20,21]。

在无线传感网络领域,文献[22]对无线传感网络中1比特量化数据经存在误码的二进制对称信道传至融合中心后的检测问题进行了研究,对任意误码率下的接收数据基于广义似然比检测准则(Generalized Likelihood Ratio Test, GLRT)设计对应的检测器,并通过推导的近似分布证明了该检测器在任意系统设置下均具备恒虚警率(Constant False Alarm Rate, CFAR)特性。在雷达信号处理研究领域,对于参数未知的多通道1比特量化数据,文献[18,23]分别针对背景噪声为高斯分布和未知分布的情况提出了极大似然估计(Maximum Likelihood Estimation, MLE)和基于GLRT准则的检测器。此外,文献[24]针对与文献[23]相同的场景设定提出了基于Rao test准则的检测方法,由于不需要对观测信号中的未知参数(如RCS)进行估计,该方法进一步降低了系统的计算复杂度。国内研究机构也针对雷达系统1比特量化数据的波形设计^[25]、成像^[26]以及协同定位^[21]等方面展开了深入研究。值得注意的是尽管1比特量化可以大幅减轻雷达系统的通信负担,但是同样会导致大量目标信息的损失,因此相应雷达系统在信号检测或估计等任务中会产生性能衰减。文献[27]证明与未量化数据的透视检测器相比,即使是最优设计的1比特量化数据检测器也会损失 $\pi/2$ 的信噪比(Signal to Noise Ratio, SNR),而相应估计任务的克拉美罗下界(Cramér-Rao Lower Bound, CRLB)将会产生同比例的恶化^[28]。

为减缓1比特量化带来的性能衰减,文献[29]进一步对低比特(2/3比特)量化数据的检测问题进行研究。在采用GLRT准则的前提下将系统的检测性能建模为量化门限与误码率的复合函数,从而可通过对系统设置的误码率设计相应的量化器来提升系统的检测性能,并且利用粒子群优化方法(Particle Swarm Optimization Algorithm, PSOA)对此高维优化问题进行求解,在理论上证明了采用2比特量化器相对于1比特量化器可大幅提升系统检测性能,而采用3比特量化器可输出与高精度(未量化)数据相近的检测性能。由于低比特量化可在满足系统资源限制的前提下弥补1比特量化带来的不足,兼顾系统性能及其资源消耗,所以针对低比特量化数据的信号处理算法研究逐渐引发各研究机构日益浓厚的兴趣。特别地,对于信号检测问题,文献[30,31]分别针对失真传输通道下高斯或广义高斯噪声背景设计了GLRT检测器,并提出了针对量化数据的局

部最优检测策略。此外,文献[32]考虑到固定采样数目和序贯检测规则,设计了基于Rao test准则的广义低比特检测器,并且通过PSOA设计了次优量化器,实现了接近最优的检测性能。

上述方法所考虑的观测数据均为实值数据,难以适配现代雷达系统复值观测数据的处理要求。现有文献首先针对雷达系统的1比特量化数据提出了适用于复数域的方法。文献[33]设计了时变阈值的信号比较器,用于1比特量化信号中的目标参数估计。然后,文献[34,35]基于Neyman-Pearson准则,分别在假设反射率等参数已知的情况下提出了1比特似然比最优检测器和Rao检测器。由于上述所提复数据1比特量化方案引发的性能下降无法忽视,作为一种替代方案,使用低比特量化器可以提供更适合的折中方案,在满足分布式雷达资源限制的同时实现更好的性能。文献[36]针对分布式多发多收(Multiple-Input Multiple-Output, MIMO)雷达系统采用了基于低比特量化策略的检测方案,并且提出了针对低比特量化数据的最优融合准则,可根据复值数据的相应似然函数确定其中是否存在目标,相较于1比特量化策略大幅提升了系统的探测性能。

现有成果主要针对固定雷达系统观测单个静止目标的雷达任务进行设计,而实际应用中感兴趣的的目标往往是处于运动状态,且警戒区域内通常同时存在多个目标,导致上述算法难以直接适用于现有雷达体系。本文针对动平台分布式雷达系统同时监视多个运动目标的场景,提出了基于观测数据低比特量化的动目标检测算法。通过仿真结果验证了2比特或3比特量化器对应的检测和估计性能接近于使用未量化数据对应的最优性能,且2比特量化策略可作为检测性能和所消耗雷达系统资源的折中选择。本文的主要贡献如下:

(1) 针对动平台分布式雷达系统采集多个运动目标的低比特量化数据进行建模,推导了低比特量化数据关于量化器和多个目标状态的似然函数,并基于似然函数相对于未知反射系数的凸性设计了各通道的多普勒频移和反射系数联合估计器。

(2) 针对警戒区域中存在多个状态未知的目标设计了多目标检测器,推导了系统的渐近性能,以此设计了CFAR检测门限以及最优低比特量化器,有效提升了系统的检测性能,并且保证了系统的鲁棒性。

2 系统模型与信号模型

2.1 系统模型

本文考虑典型分布式多雷达系统对空监视的场

景, 为保障雷达的生存能力, 假设雷达位于可移动作战平台, 所有雷达的接收信号经过预处理后将通过无线通信系统传输至融合中心, 如图2所示。为直观展示文章的分析结果, 本文不对移动平台的具体类型作要求, 且仅考虑所设计算法在二维坐标系统中的正确性, 实际应用中可将本文的结果适配后扩展到三维空间。假设该系统由 L 部雷达组成, 其中第 l 个雷达的初始位置为 $\Theta_l^r(0) = [X_l^r, Y_l^r]^T$, 其对应的运动速度为 $\mathbf{V}_l^r = [v_{lX}^r, v_{lY}^r]^T$, 其中, $l = 1, 2, \dots, L$, $(\cdot)^T$ 为转置操作。

在雷达系统资源受限的条件下, 无法保证所有节点具备一致的参考时钟, 因此本文假设该分布式雷达系统各节点工作模式为自发自收模式。同时, 对于分布式雷达系统, 为了充分利用广域分布的多节点对目标不同角度的观测数据, 往往需要将各节点的数据传输至融合中心进行集中式处理^[2,3]。本文中由于雷达所处作战平台处于运动状态, 所以需要通过链接无失真的无线通信网络将每个节点的数据传输至融合中心。此外, 由于环境的复杂性和雷达系统的资源限制, 所考虑场景中无线通信系统难以保证传输信道具备大传输带宽将各节点高精度量化的数据完整地传输至融合中心。因此, 本文对所有节点的观测数据进行低比特量化来满足无线通信系统的传输需求, 如图2所示, 其中各通道采用相同的量化策略进行观测数据的量化, 且本文仅考虑1比特、2比特以及3比特的量化数据处理。

定义 q 比特数量化器为 $\mathcal{U}_q(\cdot)$, 则其输出可表示为

$$\begin{aligned} \tilde{x}^{(q)} = \mathcal{U}_q(x) \triangleq b_i + jb_j, \quad \omega_{i-1}^{(q)} < x^R \leq \omega_i^{(q)}, \\ \omega_{j-1}^{(q)} < x^I \leq \omega_j^{(q)} \end{aligned} \quad (1)$$

其中, $i, j = 1, 2, \dots, 2^q$, $q \in \{1, 2, 3\}$, $\omega^{(q)} = [\omega_0^{(q)}, \omega_1^{(q)}, \dots, \omega_{2^q}^{(q)}]^T$ 为此量化器对应的 $(2^q + 1)$ 个量化门限, 且有 $\omega_0^{(q)} = -\infty$, $\omega_{2^q}^{(q)} = +\infty$, $x^R = \Re(x)$ 和 $x^I = \Im(x)$ 分别代表复变量 x 的实部和虚部。为了简化分析, 本文中 b_i 可表示为数值 i 的 q 位二进制。图3展示了3比特量化数据及其概率质量函数(Probability Mass Function, PMF)。

2.2 信号模型

假设所有雷达均发射线性调频(Linear Frequency Modulation, LFM)信号, 第 l 个雷达的发射信号可记为

$$x_l^t(t, n) = E \exp \left\{ j \left[2\pi \left(f_l^c t + \frac{1}{2} \mu t^2 \right) + \varphi_l \right] \right\} \quad (2)$$

其中, $pT < t \leq (p+1)T$, $p = 0, 1, \dots, P-1$, E 为发射信号的能量, 载频为 f_l^c , 斜率 $\mu = B/T$, B 和 T 分别代表其带宽和脉宽, φ_l 为发射信号的初相, 本文假设其已知且不受随机误差的干扰。由式(2)可得, 所有雷达的发射信号可通过设置不同的载频 f_l^c 来实现其频率正交, 进而可在各接收端完成不同通道信号的分离。因此本系统中的所有雷达可看作自发自收体制以适配移动平台的资源限制, 即共有 L 个彼此独立的收发通道从不同角度对监视区域中的目标进行观测。

在缺乏有效先验情报的情况下, 融合中心无法精确获得监视区域中目标的个数及位置。假设监视区域中共有 \mathcal{A} 个目标, 其中第 a 个目标的初始位置及其速度分别为: $\Theta_a^o(0) = [X_a^o, Y_a^o]^T$ 和 $\mathbf{V}_a^o = [v_{aX}^o, v_{aY}^o]^T$ 。假定所有目标的近似运动模型均为匀速直线运

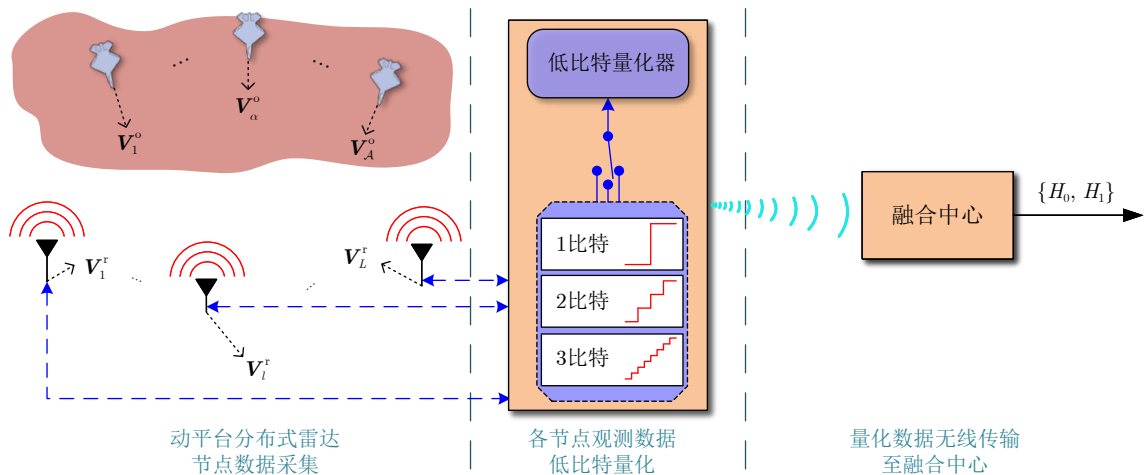


图2 分布式雷达系统低比特量化示意图

Fig. 2 Schematic of low-bit quantization for distributed radar systems

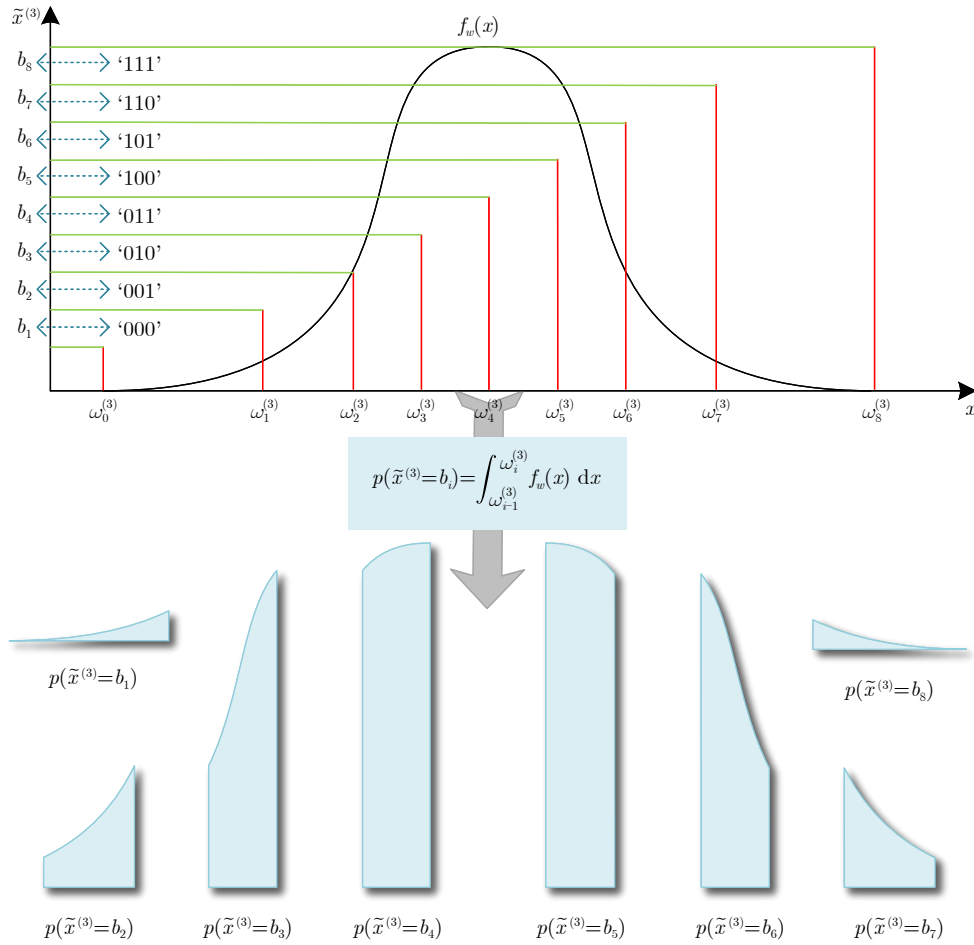


图3 观测数据3比特量化示意图

Fig. 3 Schematic of 3-bit quantization of observational data

动¹⁾, 且其运动误差 Δ_v 服从同一分布, 记为 $\Delta_v \sim \mathcal{N}(0, \sigma_{\Delta_v}^2)$, 则第 a 个目标的运动方程为

$$\Theta_a^o(p+1) = \Theta_a^o(p) + \mathbf{V}_a^o T + \Delta_v \quad (3)$$

根据雷达距离方程^[37], 对于第 p 个脉冲, 即 $pT < t \leq (p+1)T$, 第 l 个雷达接收到其自身发射并由第 a 个目标反射的信号为

$$x_{lpa}^r(t, n) = \alpha_{la} G_{la} E \exp \left\{ j \left\{ 2\pi \left[f_l^c(t - pT - \tau_{lpa}) + \frac{1}{2} \mu(t - pT - \tau_{lpa})^2 \right] + \varphi_l \right\} \right\} \quad (4)$$

其中, α_{la} 和 G_{la} 分别代表第 a 个目标被第 l 个雷达观测时的RCS和传播增益(衰减), τ_{lpa} 代表此时的信号传播时延, 在目标和雷达速度均远小于光速的情况下, 其计算方式为

$$\tau_{lpa} = \frac{2\|\Theta_l^r(p) - \Theta_a^o(p)\|_2}{c} \quad (5)$$

其中, c 代表光速。对式(4)中的接收信号进行展宽处理²⁾(stretch processing)得到如下低频信号:

$$y_{lp}(t) = \sum_{a=1}^A \alpha_{la} G_{la} E \exp \left\{ j \left[2\pi \left(-f_l^c \tau_{lpa} + \mu t \tau_{lpa} - \frac{\tau_{lpa}^2}{2} \right) + \varphi_l \right] \right\} + w_{lp}(t) \quad (6)$$

令 $d_{lpa} = \exp(-j2\pi f_{la}^d - j\pi \tau_{lpa}^2)$, 其中 f_{la}^d 为第 a 个目标在第 l 个通道中的多普勒频移, 忽略一个CPI内的目标状态变化, 其近似表达为

$$f_{la}^d = \frac{2f_l^c(\Theta_a^o(0) - \Theta_l^r(0))^T (\mathbf{V}_a^o - \mathbf{V}_l^r)}{c\|\Theta_a^o(0) - \Theta_l^r(0)\|_2} \quad (7)$$

采用采样频率 f_s 对式(6)中的展宽信号进行采样可得如下离散信号:

$$\mathbf{y}_{lp}(t) = \sum_{a=1}^A \alpha_{la} \mathbf{h}_{lpa} d_{lpa} + \mathbf{w}_{lp} \quad (8)$$

各分量的具体展开为

¹⁾ 为了文章的表达简洁直观, 此处仅考虑匀速直线运动, 其余运动方式的目标可对相应算法进行简单扩展后适配。

²⁾ 该技术同时被称为去斜处理(deramp processing)、接收去斜(deramp on receive)、解线性调频(dechirp)或单路处理(one-pass processing)。

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{y}_{lp} &= [y_{lp}[1], y_{lp}[2], \dots, y_{lp}[k], \dots, y_{lp}[K]]^T \\ \mathbf{h}_{lpa} &= [h_{lpa}[1], h_{lpa}[2], \dots, h_{lpa}[k], \dots, h_{lpa}[K]]^T \\ \mathbf{w}_{lp} &= [w_{lp}[1], w_{lp}[2], \dots, w_{lp}[k], \dots, w_{lp}[K]]^T \\ d_{lpa} &= \exp \left[-j2\pi \left(f_l^c \tau_{lpa} + \frac{\tau_{lpa}^2}{2} \right) \right] \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

具体而言, 式(9)中 $K = \lceil T f_s \rceil$ 为采样总数, $\lceil \cdot \rceil$ 为向上取整函数, 第 k 个采样的定义为

$$\left. \begin{aligned} y_{lp}[k] &= y_{lp}(k/f_s) \\ h_{lpa}[k] &= E \exp [j(2\pi\mu\tau_{lpa}k/f_s + \varphi_l)] \\ w_{lp}[k] &= w_{lp}(k/f_s) \end{aligned} \right\}$$

其中, $k = 1, 2, \dots, K$ 。在不考虑目标出现跨距离单元的情况下, 对于窄带信号, 式(10)成立^[38]:

$$h_{lpa}[k] \approx E \exp [j(2\pi\mu\tau_{lpa}k/f_s + \varphi_l)] \quad (10)$$

将式(8)所示的数据按照 P 个脉冲对应的顺序进行堆叠, 可得此时第 l 个雷达的采样数据为

$$\mathbf{Y}_l = \sum_{a=1}^A \alpha_{la} \mathbf{H}_{la} \mathbf{D}_{la} + \mathbf{W}_l \quad (11)$$

其中, $\mathbf{Y}_l = [\mathbf{y}_{l1}, \mathbf{y}_{l2}, \dots, \mathbf{y}_{lp}, \dots, \mathbf{y}_{lP}]$, $\mathbf{H}_{la} = [h_{l1a}, h_{l2a}, \dots, h_{lpa}, \dots, h_{lPa}]$, $\mathbf{W}_l = [w_{l1}, w_{l2}, \dots, w_{lp}, w_{2p}, \dots, w_{lP}]$, $\mathbf{D}_{la} = \text{diag}([d_{l1a}, d_{l2a}, \dots, d_{lpa}, \dots, d_{lPa}]^T)$ 。各分量的详细表达如式(9)所示。式(11)中数据维度为 $K \times P$, 可表征各通道中 A 个目标所有反射信号与加性噪声的矢量和。

不失一般性, 本文假设所有的加性噪声 \mathbf{W}_l 是独立同分布的, 且均来自均匀环境中的白噪声和雷达自身的热噪声, 即可假设其服从均值为0、方差为 $\mathbf{R} = 2\sigma_w^2 \mathbf{I}$ 的圆对称复高斯分布:

$$w_{lp} \sim \mathcal{CN}(0, \mathbf{R}) \quad (12)$$

此外, 由于所有目标均建模为点目标, 每个目标的电磁反射特性均当作各向均匀的。同时, 对于所发射的同频段LFM信号, 所有目标有一致的电磁反射特性。因此本文假设目标的RCS是独立同分布的, 但是具体的数值未知。值得注意的是在资源受限雷达系统的实际应用中, 需将式(11)所示的采样数据按式(1)中的量化规则进行低比特量化, 即:

$$\tilde{\mathbf{Y}}_l^{(q)} = \mathcal{U}_q(\mathbf{Y}_l) \quad (13)$$

其中, $\tilde{\cdot}$ 代表量化数据, (q) 表示量化位数为 q 。

3 多目标检测与状态估计算法设计

由于本文需要利用多脉冲的观测数据估计各目

标在对应通道的多普勒频移, 须将对应的原始回波进行低比特量化后传输至融合中心。此外, 为提升系统的检测性能, 根据文献[36], 针对融合中心收集的低比特量化的数据, 可利用这些数据的似然函数进行融合处理。本文接下来将介绍动平台分布式雷达系统动目标量化数据的GLRT检测器设计、未知参数与多普勒频移联合估计器设计。

3.1 多目标GLRT检测器设计

对于某输入复数据 $x \in \mathbb{C}$, 假定其服从复高斯分布, 即 $x \sim \mathcal{CN}(u, 2\sigma_w^2)$, 对应的均值为 $u = u^R + ju^I$, 则 x 对应的量化器输出 $\tilde{x}^{(q)}$ 的PMF可表示为

$$\begin{aligned} P(\tilde{x}^{(q)} = b_i + jb_j; u) &= \iint_{\substack{\omega_{i-1}^{(q)} < x^R \leq \omega_i^{(q)} \\ \omega_{j-1}^{(q)} < x^I \leq \omega_j^{(q)}}} \frac{1}{2\pi\sigma_w^2} \exp \left[-\frac{(x-u)^H(x-u)}{2\sigma_w^2} \right] dx^R dx^I \\ &= F_i(u^R) F_j(u^I) \end{aligned} \quad (14)$$

其中, $(\cdot)^H$ 为共轭转置操作, 函数 $F_i(u^R)$ 定义如下:

$$F_i(u^R) = \int_{\omega_{i-1}^{(q)}}^{\omega_i^{(q)}} \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_w^2}} \exp \left[-\frac{(t-u^R)^2}{2\sigma_w^2} \right] dt \quad (15)$$

在不考虑目标遮挡以及干扰抑制等特殊应用场景的前提下, 对于任一状态目标的检测问题可转化为 L 个通道中对应信号有无的二元假设检验。因此, 对于第 a 个目标, 其检测问题可转化为如下二元假设的检验:

$$\begin{cases} H_0: \tilde{\mathbf{Y}}_l^{(q)} = \mathcal{U}_q(\Re(\mathbf{W}_l)) + j\mathcal{U}_q(\Im(\mathbf{W}_l)) \\ H_1: \tilde{\mathbf{Y}}_l^{(q)} = \mathcal{U}_q[\Re(\alpha_{la}\mathbf{H}_{la}\mathbf{D}_{la} + \mathbf{W}_l)] \\ \quad \quad \quad + j\mathcal{U}_q[\Im(\alpha_{la}\mathbf{H}_{la}\mathbf{D}_{la} + \mathbf{W}_l)] \end{cases} \quad (16)$$

其中, $l = 1, 2, \dots, L$ 。对于第 a 个目标, $\tilde{\mathbf{Y}}_l^{(q)}$ 在二元假设下的PMF可分别表示为

$$\begin{aligned} P(\tilde{\mathbf{Y}}_l^{(q)} | H_1; \alpha_{la}) &= \prod_{p=1}^P \prod_{k=1}^K \prod_{i=1}^{2^q} F_i(\theta_{lpa}^R[k]) \mathcal{I}_i(\Re(\tilde{y}_{lp}^{(q)}[k])) \\ &\quad \cdot F_i(\theta_{lpa}^I[k]) \mathcal{I}_i(\Im(\tilde{y}_{lp}^{(q)}[k])) \end{aligned} \quad (17)$$

$$\begin{aligned} P(\tilde{\mathbf{Y}}_l^{(q)} | H_0) &= \prod_{p=1}^P \prod_{k=1}^K \prod_{i=1}^{2^q} F_i(0) \mathcal{I}_i(\Re(\tilde{y}_{lp}^{(q)}[k])) \\ &\quad \cdot F_i(0) \mathcal{I}_i(\Im(\tilde{y}_{lp}^{(q)}[k])) \end{aligned} \quad (18)$$

其中, $\mathcal{I}_i(\cdot)$ 为指示函数, 本文中其具体表达为

$$\mathcal{I}_i(x) = \begin{cases} 1, & \omega_{i-1} < x \leq \omega_i \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (19)$$

对于式(17)中的 $P(\tilde{\mathbf{Y}}_l^{(q)} | H_1; \alpha_{la})$, 其对应的目标分量为

$$\left. \begin{aligned} \theta_{lpa}^R[k] &= \Re(\alpha_{la} h_{lpa}[k] d_{lpa}) \\ &= \alpha_{la}^R \bar{h} \cos \phi_{lpa}[k] - \alpha_{la}^I \bar{h} \sin \phi_{lpa}[k] \\ \theta_{lpa}^I[k] &= \Im(\alpha_{la} h_{lpa}[k] d_{lpa}) \\ &= \alpha_{la}^R \bar{h} \sin \phi_{lpa}[k] + \alpha_{la}^I \bar{h} \cos \phi_{lpa}[k] \end{aligned} \right\} \quad (20)$$

其中, $\phi_{lpa}[k] = 2\pi\mu\tau_{l0a}k/f_s + \varphi_l - 2\pi f_{la}^d$, 此时有 $\bar{h} = E$ 成立。因此, 根据量化的量测数据 $\tilde{\mathbf{Y}}_l^{(q)}$, 第 a 个目标对应的对数PMF分别为

$$\begin{aligned} \frac{\partial \ell_1(\tilde{\mathbf{Y}}_l^{(q)} | \alpha_{la})}{\partial \alpha_{la}^R} &= \sum_{p=1}^P \sum_{k=1}^K \sum_{i=1}^{2^q} \mathcal{I}_i(\tilde{y}_{lp}^{(q)}[k]) \frac{\varphi_i(\theta_{lpa}^R[k]) \bar{h} \cos \phi_{lpa}[k]}{F_i(\theta_{lpa}^R[k])} \\ &\quad + \mathcal{I}_i(\tilde{y}_{lp}^{(q)}[k]) \frac{\varphi_i(\theta_{lpa}^I[k]) \bar{h} \sin \phi_{lpa}[k]}{F_i(\theta_{lpa}^I[k])} \end{aligned} \quad (23)$$

$$\begin{aligned} \frac{\partial \ell_1(\tilde{\mathbf{Y}}_l^{(q)} | \alpha_{la})}{\partial \alpha_{la}^I} &= \sum_{p=1}^P \sum_{k=1}^K \sum_{i=1}^{2^q} \mathcal{I}_i(\tilde{y}_{lp}^{(q)}[k]) \frac{\varphi_i(\theta_{lpa}^I[k]) \bar{h} \cos \phi_{lpa}[k]}{F_i(\theta_{lpa}^I[k])} \\ &\quad - \mathcal{I}_i(\tilde{y}_{lp}^{(q)}[k]) \frac{\varphi_i(\theta_{lpa}^R[k]) \bar{h} \sin \phi_{lpa}[k]}{F_i(\theta_{lpa}^R[k])} \end{aligned} \quad (24)$$

其中, 对于 $x \in \mathbb{R}$, 函数 $\varphi_i(x)$ 的定义为

$$\varphi_i(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_w^2}} \left[\exp\left(-\frac{(\omega_{i-1} - x)^2}{2\sigma_w^2}\right) - \exp\left(-\frac{(\omega_i - x)^2}{2\sigma_w^2}\right) \right]$$

需要注意的是为了保证式(23)与式(24)中偏导的存在, 不等式(25)须成立:

$$F_i(\theta_{lpa}^I[k]) \neq 0, F_i(\theta_{lpa}^R[k]) \neq 0 \quad (25)$$

该不等式的等价形式为

$$|\theta_{lpa}^I[k]| \ll J, |\theta_{lpa}^R[k]| \ll J \quad (26)$$

其中, $J \gg \max\{|\omega_1|, |\omega_{2^q-1}|\}$ 为一个较大的数值。因此, 本文所考虑的低比特量化数据的检测仅适用于低信噪比的弱信号环境。

根据文献[40], 当量化位数 $q > 1$ 时未知变量 α_{la} 的MLE此时无法由式(23)给出解析或闭合表达式, 但是 $\ell_1(\tilde{\mathbf{Y}}_l^{(q)} | \alpha_{la})$ 为未知变量 α_{la}^R 和 α_{la}^I 的二维凸函数。因此, 可利用批量最速下降优化方法(Batch Gradient Descent Algorithm, BGDA)对其快速求

$$\begin{aligned} \ell_1(\tilde{\mathbf{Y}}_l^{(q)} | \alpha_{la}) &= \sum_{p=1}^P \sum_{k=1}^K \sum_{i=1}^{2^q} \mathcal{I}_i(\Re(\tilde{y}_{lp}^{(q)}[k])) \\ &\quad \cdot \ln F_i(\theta_{lpa}^R[k]) \\ &\quad + \mathcal{I}_i(\Im(\tilde{y}_{lp}^{(q)}[k])) \ln F_i(\theta_{lpa}^I[k]) \end{aligned} \quad (21)$$

和

$$\begin{aligned} \ell_0(\tilde{\mathbf{Y}}_l^{(q)}) &= \sum_{p=1}^P \sum_{k=1}^K \sum_{i=1}^{2^q} \mathcal{I}_i(\Re(\tilde{y}_{lp}^{(q)}[k])) \ln F_i(0) \\ &\quad + \mathcal{I}_i(\Im(\tilde{y}_{lp}^{(q)}[k])) \ln F_i(0) \end{aligned} \quad (22)$$

$\ell_1(\tilde{\mathbf{Y}}_l^{(q)} | \alpha_{la})$ 对未知参数 α_{la} 的一阶偏导可分别表示为对其实部 α_{la}^R 和虚部 α_{la}^I 的偏导^[39], 具体如下:

解。假设 α_{la} 的MLE估计为 $\hat{\alpha}_{la}$, 对于融合中心所有的量化观测数据 $\tilde{\mathbf{Y}}^{(q)} = [\tilde{\mathbf{Y}}_1^{(q)}, \tilde{\mathbf{Y}}_2^{(q)}, \dots, \tilde{\mathbf{Y}}_L^{(q)}]$, 将式(21)减去式(22)即可构建其对应第 a 个目标的GLRT检测器:

$$\begin{aligned} \Lambda_a(\tilde{\mathbf{Y}}^{(q)}) &= \sum_{l=1}^L \sum_{p=1}^P \sum_{k=1}^K \sum_{i=1}^{2^q} \Lambda_a^R(\tilde{\mathbf{Y}}^{(q)}) \\ &\quad + \Lambda_a^I(\tilde{\mathbf{Y}}^{(q)}) \stackrel{H_1}{\geq} \gamma_{\Lambda} \end{aligned} \quad (27)$$

其中, 检测统计量各分量的具体组成分别为

$$\Lambda_a^R(\tilde{\mathbf{Y}}^{(q)}) = \mathcal{I}_i(\Re(\tilde{y}_{lp}^{(q)}[k])) \ln \frac{F_i(\hat{\theta}_{lpa}^R[k])}{F_i(0)} \quad (28)$$

$$\Lambda_a^I(\tilde{\mathbf{Y}}^{(q)}) = \mathcal{I}_i(\Im(\tilde{y}_{lp}^{(q)}[k])) \ln \frac{F_i(\hat{\theta}_{lpa}^I[k])}{F_i(0)} \quad (29)$$

与式(20)类似, 此时对应目标分量的估计值为

$$\left. \begin{aligned} \hat{\theta}_{lpa}^R[k] &= \hat{\alpha}_{la}^R \bar{h} \cos \hat{\phi}_{lpa}[k] - \hat{\alpha}_{la}^I \bar{h} \sin \hat{\phi}_{lpa}[k] \\ \hat{\theta}_{lpa}^I[k] &= \hat{\alpha}_{la}^R \bar{h} \sin \hat{\phi}_{lpa}[k] + \hat{\alpha}_{la}^I \bar{h} \cos \hat{\phi}_{lpa}[k] \end{aligned} \right\} \quad (30)$$

其中, $\hat{\alpha}_{la}$ 为 α_{la} 的MLE, 具体求解方式将在本文3.2节给出。

值得注意的是式(17)一式(30)所示检测器的推导仅针对某一已知位置和速度的目标成立, 即其对应的多通道时延以及多普勒频移已知。实际情况下, 融合中心仅根据量化的观测数据无法直接获得上述所需信息, 因此需要对空间中所有目标可能的状态(目标位置及其对应的速度)进行检验。对于分布式雷达系统, 文献[41,42]中所提采用遍历离散状态空间的方式可实现分布式雷达系统在空间中的多通道数据对齐, 进而实现任一感兴趣目标状态的高维信息匹配。具体而言, 该方法将警戒区域划分为 G 个尺寸一致且紧密相连的矩形栅格, 并对所有栅格依次遍历全部通道中所有可能的目标多普勒频移构建相应的检测统计量进行检验。

与式(27)类似, 为了分析的直观性, 对于第 G 个栅格, 令给定多普勒频移 \tilde{f}_l^d 和系数 $\tilde{\alpha}_{lG}$ 对应的备选检测统计量为如下二维函数:

$$\tilde{\ell}_1(\tilde{\mathbf{Y}}_l^{(q)}; \tilde{f}_l^d, \tilde{\alpha}_{lG}) = \sum_{p=1}^P \sum_{k=1}^K \sum_{i=1}^{2^q} \tilde{\Lambda}_G^R(\tilde{\mathbf{Y}}_l^{(q)}; \tilde{f}_l^d, \tilde{\alpha}_{lG}) + \tilde{\Lambda}_G^I(\tilde{\mathbf{Y}}_l^{(q)}; \tilde{f}_l^d, \tilde{\alpha}_{lG}) \quad (31)$$

其中,

$$\tilde{\Lambda}_G^R(\tilde{\mathbf{Y}}_l^{(q)}; \tilde{f}_l^d, \tilde{\alpha}_{lG}) = \mathcal{I}_i(\Re(\tilde{y}_{lp}^{(q)}[k])) \ln \frac{F_i(\tilde{\theta}_{lpG}^R[k])}{F_i(0)},$$

$$\tilde{\Lambda}_G^I(\tilde{\mathbf{Y}}_l^{(q)}; \tilde{f}_l^d, \tilde{\alpha}_{lG}) = \mathcal{I}_i(\Im(\tilde{y}_{lp}^{(q)}[k])) \ln \frac{F_i(\tilde{\theta}_{lpG}^I[k])}{F_i(0)} \quad (32)$$

与式(30)类似, 此时的潜在目标分量定义为

$$\left. \begin{aligned} \tilde{\theta}_{lpG}^R[k] &= \tilde{\alpha}_{lG}^R h \cos \tilde{\phi}_{lpG}[k] - \tilde{\alpha}_{lG}^I h \sin \tilde{\phi}_{lpG}[k] \\ \tilde{\theta}_{lpG}^I[k] &= \tilde{\alpha}_{lG}^R h \sin \tilde{\phi}_{lpG}[k] + \tilde{\alpha}_{lG}^I h \cos \tilde{\phi}_{lpG}[k] \end{aligned} \right\} \quad (33)$$

$$\nabla \tilde{\ell}_1(\tilde{\mathbf{Y}}_l^{(q)}; \tilde{f}_l^d, \tilde{\alpha}_{lG}) =; \left[\frac{\partial \tilde{\ell}_1(\tilde{\mathbf{Y}}_l^{(q)}; \tilde{f}_l^d, \boldsymbol{\alpha}_{lG})}{\partial \boldsymbol{\alpha}_{lG}^R}, \frac{\partial \tilde{\ell}_1(\tilde{\mathbf{Y}}_l^{(q)}; \tilde{f}_l^d, \boldsymbol{\alpha}_{lG})}{\partial \boldsymbol{\alpha}_{lG}^I} \right]^T \Big|_{\boldsymbol{\alpha}_{lG} = \tilde{\boldsymbol{\alpha}}_{lG}} \quad (36)$$

其中,

$$\begin{aligned} \frac{\partial \tilde{\ell}_1(\tilde{\mathbf{Y}}_l^{(q)}; \tilde{f}_l^d, \boldsymbol{\alpha}_{lG})}{\partial \boldsymbol{\alpha}_{lG}^R} &= \sum_{p=1}^P \sum_{k=1}^K \sum_{i=1}^{2^q} \mathcal{I}_i(\Re(\tilde{y}_{lp}^{(q)}[k])) \frac{\varphi_i(\tilde{\theta}_{lpG}^R[k]) h \cos \tilde{\phi}_{lpG}[k]}{F_i(\tilde{\theta}_{lpG}^R[k])} \\ &\quad + \mathcal{I}_i(\Im(\tilde{y}_{lp}^{(q)}[k])) \frac{\varphi_i(\tilde{\theta}_{lpG}^I[k]) h \sin \tilde{\phi}_{lpG}[k]}{F_i(\tilde{\theta}_{lpG}^I[k])} \\ \frac{\partial \tilde{\ell}_1(\tilde{\mathbf{Y}}_l^{(q)}; \tilde{f}_l^d, \boldsymbol{\alpha}_{lG})}{\partial \boldsymbol{\alpha}_{lG}^I} &= \sum_{p=1}^P \sum_{k=1}^K \sum_{i=1}^{2^q} \mathcal{I}_i(\Im(\tilde{y}_{lp}^{(q)}[k])) \frac{\varphi_i(\tilde{\theta}_{lpG}^I[k]) h \cos \tilde{\phi}_{lpG}[k]}{F_i(\tilde{\theta}_{lpG}^I[k])} \\ &\quad - \mathcal{I}_i(\Re(\tilde{y}_{lp}^{(q)}[k])) \frac{\varphi_i(\tilde{\theta}_{lpG}^R[k]) h \sin \tilde{\phi}_{lpG}[k]}{F_i(\tilde{\theta}_{lpG}^R[k])} \end{aligned}$$

其中, $\tilde{\phi}_{lpG}[k] = 2\pi\mu\tau_{l0G}k/f_s + \varphi_l - 2\pi\tilde{f}_l^d$, τ_{l0G} 为此栅格与第 l 个雷达之间的信号传播时延。因此, 第 G 个栅格对应的检测器可设计为

$$\Lambda_G(\tilde{\mathbf{Y}}^{(q)}) = \sum_{l=1}^L \max_{\{\tilde{\alpha}_{lG}, \tilde{f}_l^d\}} \left\{ \tilde{\ell}_1(\tilde{\mathbf{Y}}_l^{(q)}; \tilde{f}_l^d, \tilde{\alpha}_{lG}) \right\} \stackrel{H_1}{\geq} \gamma_\Lambda \stackrel{H_0}{\leq} \quad (34)$$

3.2 联合估计器设计

需要注意的是式(34)中对于任一给定的 \tilde{f}_l^d , 似然函数 $\tilde{\ell}_1(\tilde{\mathbf{Y}}_l^{(q)}; \tilde{f}_l^d, \tilde{\alpha}_{lG})$ 仍然是未知参数 $\tilde{\alpha}_{lG}$ 的凸函数, 但根据式(33)所示的非线性变化, $\tilde{\ell}_1(\tilde{\mathbf{Y}}_l^{(q)}; \tilde{f}_l^d, \tilde{\alpha}_{lG})$ 往往不是多普勒频移 \tilde{f}_l^d 的凸函数。因此, 为了保证算法的检测性能, 本文需要遍历 \tilde{f}_l^d 所有可能的取值, 并利用BGDA方法计算每个备选 \tilde{f}_l^d 对应 $\tilde{\alpha}_{lG}$ 的估计值, 最后选择最大化 $\tilde{\ell}_1(\tilde{\mathbf{Y}}_l^{(q)}; \tilde{f}_l^d, \tilde{\alpha}_{lG})$ 对应的待估参数对 $(\tilde{f}_l^d, \tilde{\alpha}_{lG})$ 当作第 l 个通道在量化观测数据 $\tilde{\mathbf{Y}}_l^{(q)}$ 下的估计值, 记为

$$(\hat{\alpha}_{lG}, \hat{f}_l^d) = \arg \max_{\{\tilde{\alpha}_{lG}, \tilde{f}_l^d\}} \left\{ \tilde{\ell}_1(\tilde{\mathbf{Y}}_l^{(q)}; \tilde{f}_l^d, \tilde{\alpha}_{lG}) \right\} \quad (35)$$

式(35)所示第 G 个栅格对应的 α_{lG} 和多普勒频移的联合估计方法详见算法1, 其中具体参数设置为 $f_{\min}^d = -c/(2Tf_l^c)$, $f_{\max}^d = c/(2Tf_l^c)$, 搜索步长可设置为 $c/(PTf_l^c)$ 。由于要对每个通道中的 P 个搜索备选多普勒频移估计其对应的反射系数, 且需计算 2^q 个量化门限对应的函数偏导, 所以该算法的计算量约为 $\mathcal{O}(2^q PL)$ 。

为了数学表达的简洁, 将未知参数按其实部和虚部使用向量表示为 $\boldsymbol{\alpha}_{lG} = [\alpha_{lG}^R, \alpha_{lG}^I]^T$, 令此时的梯度向量为

算法1 基于BGDA的联合估计器设计
Alg. 1 BGDA-based joint estimator design

输入: 量化数据 $\tilde{\mathbf{Y}}_l^{(q)}$, 初始状态 $\tilde{\boldsymbol{\alpha}}_{lG}(0) = [\tilde{\alpha}_{lG}^R, \tilde{\alpha}_{lG}^I]^T$, 学习率 β_l , 容忍精度 η_l 。

输出: 第 l 个通道的检测统计量 $A_{lG}(\tilde{\mathbf{Y}}_l^{(q)})$, 未知参数的估计 $(\hat{f}_l^d, \hat{\boldsymbol{\alpha}}_{lG})$ 。

```

for  $\tilde{f}_l^d \in [f_{\min}^d, f_{\max}^d]$ 
  初始赋值:  $\tilde{\boldsymbol{\alpha}}_{lG}(\tilde{f}_l^d) \leftarrow \tilde{\boldsymbol{\alpha}}_{lG}(0)$ 
  while  $\|\nabla \tilde{\ell}_1(\tilde{\mathbf{Y}}_l^{(q)}; \tilde{f}_l^d, \tilde{\boldsymbol{\alpha}}_{lG}(\tilde{f}_l^d))\|_2 > \eta_l$ 
     $\tilde{\boldsymbol{\alpha}}_{lG}(\tilde{f}_l^d) \leftarrow \tilde{\boldsymbol{\alpha}}_{lG}(\tilde{f}_l^d) + \beta_l^T \nabla \tilde{\ell}_1(\tilde{\mathbf{Y}}_l^{(q)}; \tilde{f}_l^d, \tilde{\boldsymbol{\alpha}}_{lG}(\tilde{f}_l^d))$ 
  end
   $A_{lG}(\tilde{\mathbf{Y}}_l^{(q)}; \tilde{f}_l^d, \tilde{\boldsymbol{\alpha}}_{lG}(\tilde{f}_l^d)) = \tilde{\ell}_1(\tilde{\mathbf{Y}}_l^{(q)}; \tilde{f}_l^d, \tilde{\boldsymbol{\alpha}}_{lG}(\tilde{f}_l^d))$ 
end
 $\left\{ \begin{aligned} (\hat{f}_l^d, \hat{\boldsymbol{\alpha}}_{lG}) &= \arg \max_{\{\tilde{f}_l^d, \tilde{\boldsymbol{\alpha}}_{lG}(\tilde{f}_l^d)\}} \{A_{lG}(\tilde{\mathbf{Y}}_l^{(q)}; \tilde{f}_l^d, \tilde{\boldsymbol{\alpha}}_{lG}(\tilde{f}_l^d))\} \\ A_{lG}(\mathbf{Y}_l) &= \max \{A_{lG}(\tilde{\mathbf{Y}}_l^{(q)}; \tilde{f}_l^d, \tilde{\boldsymbol{\alpha}}_{lG}(\tilde{f}_l^d))\} \end{aligned} \right.$ 

```

因此, 第 G 个栅格对应的检测器可设计为

$$A_G(\tilde{\mathbf{Y}}_l^{(q)}) = \sum_{l=1}^L \left\{ A_{lG}(\tilde{\mathbf{Y}}_l^{(q)}; \hat{f}_{lG}^d, \hat{\boldsymbol{\alpha}}_{lG}) \right\} \stackrel{H_1}{\underset{H_0}{\geq}} \gamma_\Lambda \quad (37)$$

其中, \hat{f}_{lG}^d 与 $\hat{\boldsymbol{\alpha}}_{lG}$ 分别为第 l 个通道采用算法1所示输出的多普勒频移与反射系数联合估计结果。对应潜在目标速度可估计为

$$\hat{V}_G^d = (\hat{\mathbf{Y}}_G^T \hat{\mathbf{Y}}_G)^{-1} \hat{\mathbf{Y}}_G^T (\hat{\mathbf{F}}_G^d + \Delta \mathbf{F}_G^d) \quad (38)$$

其中, $\hat{\mathbf{F}}_G^d = [\hat{f}_{1G}^d, \hat{f}_{2G}^d, \dots, \hat{f}_{lG}^d, \dots, \hat{f}_{LG}^d]^T$,

$$\hat{\mathbf{Y}}_G = \begin{bmatrix} \frac{c}{f_1^c} \frac{2(\boldsymbol{\Theta}_G - \boldsymbol{\Theta}_1^r(0))^T}{\|(\boldsymbol{\Theta}_G - \boldsymbol{\Theta}_1^r(0))^T\|_2} \\ \frac{c}{f_2^c} \frac{2(\boldsymbol{\Theta}_G - \boldsymbol{\Theta}_2^r(0))^T}{\|(\boldsymbol{\Theta}_G - \boldsymbol{\Theta}_2^r(0))^T\|_2} \\ \vdots \\ \frac{c}{f_L^c} \frac{2(\boldsymbol{\Theta}_G - \boldsymbol{\Theta}_L^r(0))^T}{\|(\boldsymbol{\Theta}_G - \boldsymbol{\Theta}_L^r(0))^T\|_2} \end{bmatrix} \quad (39)$$

$\Delta \mathbf{F}_G^d$ 为动平台自身运动产生的多普勒频移, 其定义如下:

$$\Delta \mathbf{F}_G^d = \begin{bmatrix} \frac{cV_l^r}{f_1^c} \frac{2(\boldsymbol{\Theta}_G - \boldsymbol{\Theta}_1^r(0))^T}{\|(\boldsymbol{\Theta}_G - \boldsymbol{\Theta}_1^r(0))^T\|_2} \\ \frac{cV_2^r}{f_2^c} \frac{2(\boldsymbol{\Theta}_G - \boldsymbol{\Theta}_2^r(0))^T}{\|(\boldsymbol{\Theta}_G - \boldsymbol{\Theta}_2^r(0))^T\|_2} \\ \vdots \\ \frac{cV_L^r}{f_L^c} \frac{2(\boldsymbol{\Theta}_G - \boldsymbol{\Theta}_L^r(0))^T}{\|(\boldsymbol{\Theta}_G - \boldsymbol{\Theta}_L^r(0))^T\|_2} \end{bmatrix} \quad (40)$$

4 性能分析

由于本文假设未知系数是独立同分布的, 则式(34)中的检测统计量可当作 L 个独立同分布的变量之和, 即

$$A_G(\tilde{\mathbf{Y}}^{(q)}) = \sum_{l=1}^L A_{lG}(\tilde{\mathbf{Y}}_l^{(q)}) \quad (41)$$

其中, $A_{lG}(\tilde{\mathbf{Y}}_l^{(q)})$ 由算法1给出计算方法, 可当作第 l 个通道对应的检测统计量。根据文献[29], 在采样数据总量足够大的情况下, $A_{lG}(\tilde{\mathbf{Y}}_l^{(q)})$ 的渐近统计分布为

$$A_{lG}(\tilde{\mathbf{Y}}_l^{(q)}) \stackrel{\sim}{\sim} \begin{cases} \chi_2^2, & H_0 \\ \chi_2'^2[\lambda_{lG}(\boldsymbol{\omega}^{(q)})], & H_1 \end{cases} \quad (42)$$

其中, $\stackrel{\sim}{\sim}$ 表示某随机变量的渐近分布, χ_2^2 代表自由度为2的卡方分布, 而 $\chi_2'^2[\lambda_{lG}(\boldsymbol{\omega}^{(q)})]$ 代表自由度为2的非中心化卡方分布, 且由于在 H_0 假设下 $\boldsymbol{\alpha}_{lG} = \mathbf{0}$, 其非中心化参数为

$$\lambda_{lG}(\boldsymbol{\omega}^{(q)}) = \boldsymbol{\alpha}_{lG}^T \boldsymbol{\Xi}(0) \boldsymbol{\alpha}_{lG} \quad (43)$$

其中, $\boldsymbol{\alpha}_{lG} = [\alpha_{lG}^R, \alpha_{lG}^I]^T$ 为未知反射系数在 H_1 假设下的真值, $\boldsymbol{\Xi}(\cdot)$ 为某一变量对应的费舍尔信息矩阵, 对于本文所考虑的复值未知参数, 其具体定义如下:

$$\boldsymbol{\Xi}(\tilde{\boldsymbol{\alpha}}_{lG}) = -\mathbb{E} \left[\begin{bmatrix} \frac{\partial^2 \ell_1(\tilde{\mathbf{Y}}_l^{(q)} | \boldsymbol{\alpha}_{lG})}{\partial (\alpha_{lG}^R)^2} & \frac{\partial^2 \ell_1(\tilde{\mathbf{Y}}_l^{(q)} | \boldsymbol{\alpha}_{lG})}{\partial \alpha_{lG}^R \partial \alpha_{lG}^I} \\ \frac{\partial^2 \ell_1(\tilde{\mathbf{Y}}_l^{(q)} | \boldsymbol{\alpha}_{lG})}{\partial \alpha_{lG}^I \partial \alpha_{lG}^R} & \frac{\partial^2 \ell_1(\tilde{\mathbf{Y}}_l^{(q)} | \boldsymbol{\alpha}_{lG})}{\partial (\alpha_{lG}^I)^2} \end{bmatrix} \Bigg|_{\boldsymbol{\alpha}_{lG} = \tilde{\boldsymbol{\alpha}}_{lG}} \right] \quad (44)$$

在本文中, 由于假设未知参数的实部和虚部是独立同分布的, 所以可得如下结论:

$$\mathbb{E} \left[\frac{\partial^2 \ell_1(\tilde{\mathbf{Y}}_l^{(q)} | \boldsymbol{\alpha}_{lG})}{\partial \boldsymbol{\alpha}_{lG}^I \partial \boldsymbol{\alpha}_{lG}^R} \right] = \mathbb{E} \left[\frac{\partial^2 \ell_1(\tilde{\mathbf{Y}}_l^{(q)} | \boldsymbol{\alpha}_{lG})}{\partial \boldsymbol{\alpha}_{lG}^R \partial \boldsymbol{\alpha}_{lG}^I} \right] = 0 \quad (45)$$

$\ell_1(\tilde{\mathbf{Y}}_l^{(q)} | \boldsymbol{\alpha}_{lG})$ 对 $\boldsymbol{\alpha}_{lG}^R$ 和 $\boldsymbol{\alpha}_{lG}^I$ 的二阶偏导分别为

$$\begin{aligned} \frac{\partial^2 \ell_1(\tilde{\mathbf{Y}}_l^{(q)} | \boldsymbol{\alpha}_{lG})}{\partial (\boldsymbol{\alpha}_{lG}^R)^2} &= \sum_{p=1}^P \sum_{k=1}^K \sum_{i=1}^{2^q} \mathcal{I}_i(\Re(\tilde{y}_{lp}^{(q)}[k])) \\ &\quad \cdot \Upsilon_{lpiG}^{\cos}(\theta_{lpG}^R[k]) \\ &\quad + \mathcal{I}_i(\Im(\tilde{y}_{lp}^{(q)}[k])) \\ &\quad \cdot \Upsilon_{lpiG}^{\sin}(\theta_{lpG}^I[k]) \end{aligned} \quad (46)$$

$$\begin{aligned} \frac{\partial^2 \ell_1(\tilde{\mathbf{Y}}_l^{(q)} | \boldsymbol{\alpha}_{lG})}{\partial (\boldsymbol{\alpha}_{lG}^I)^2} &= \sum_{p=1}^P \sum_{k=1}^K \sum_{i=1}^{2^q} \mathcal{I}_i(\Im(\tilde{y}_{lp}^{(q)}[k])) \\ &\quad \cdot \Upsilon_{lpiG}^{\cos}(\theta_{lpG}^I[k]) \\ &\quad + \mathcal{I}_i(\Re(\tilde{y}_{lp}^{(q)}[k])) \\ &\quad \cdot \Upsilon_{lpiG}^{\sin}(\theta_{lpG}^R[k]) \end{aligned} \quad (47)$$

式中各分量分别为

$$\begin{aligned} \Upsilon_{lpiG}^{\cos}(x) &= \left\{ \frac{\Phi_i(x) h^2 \cos^2 \phi_{lpG}[k]}{F_i(x)} \right. \\ &\quad \left. - \frac{[\varphi_i(x) h \cos \phi_{lpG}[k]]^2}{F_i^2(x)} \right\}, \\ \Upsilon_{lpiG}^{\sin}(z) &= \left\{ \frac{\Phi_i(z) h^2 \sin^2 \phi_{lpG}[k]}{F_i(z)} \right. \\ &\quad \left. - \frac{[\varphi_i(z) h \sin \phi_{lpG}[k]]^2}{F_i^2(z)} \right\} \end{aligned} \quad (48)$$

其中,

$$\begin{aligned} \Phi_i(x) &= \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_w^2}} \left[\omega_{i-1} \exp\left(-\frac{(\omega_{i-1}-x)^2}{2\sigma_w^2}\right) \right. \\ &\quad \left. - \omega_i \exp\left(-\frac{(\omega_i-x)^2}{2\sigma_w^2}\right) \right] \end{aligned} \quad (49)$$

因为 $\omega_0 = -\infty$, $\omega_{2^q} = \infty$, 对于式(49)、式(50)成立:

$$\begin{aligned} \sum_{i=1}^{2^q} \Phi_i(x) &= \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_w^2}} \left[\omega_0 \exp\left(-\frac{(\omega_0-x)^2}{2\sigma_w^2}\right) \right. \\ &\quad \left. - \omega_{2^q} \exp\left(-\frac{(\omega_{2^q}-x)^2}{2\sigma_w^2}\right) \right] = 0 \end{aligned} \quad (50)$$

即:

$$\begin{aligned} &\mathbb{E} \left[\frac{\partial^2 \ell_1(\tilde{\mathbf{Y}}_l^{(q)} | \boldsymbol{\alpha}_{lG})}{\partial (\boldsymbol{\alpha}_{lG}^R)^2} \right] \\ &= \mathbb{E} \left[\frac{\partial^2 \ell_1(\tilde{\mathbf{Y}}_l^{(q)} | \boldsymbol{\alpha}_{lG})}{\partial (\boldsymbol{\alpha}_{lG}^I)^2} \right] \\ &= \sum_{p=1}^P \sum_{k=1}^K \sum_{i=1}^{2^q} \frac{\varphi_i^2(\theta_{lpa}^R[k]) h^2 \cos^2 \phi_{lpa}[k]}{F_i(\theta_{lpa}^R[k])} \\ &\quad + \frac{\varphi_i^2(\theta_{lpa}^I[k]) h^2 \sin^2 \phi_{lpa}[k]}{F_i^2(\theta_{lpa}^I[k])} \end{aligned} \quad (51)$$

将式(51)代入式(44)可得 $\Xi(0)$ 的化简形式:

$$\Xi(0) = \begin{bmatrix} KP \sum_{i=1}^{2^q} \frac{\varphi_i^2(0) h^2}{F_i(0)} & 0 \\ 0 & KP \sum_{i=1}^{2^q} \frac{\varphi_i^2(0) h^2}{F_i(0)} \end{bmatrix} \quad (52)$$

因此, 式(43)中的非中心化参数可进一步化简为

$$\lambda_{lG}(\boldsymbol{\omega}^{(q)}) = [(\boldsymbol{\alpha}_{lG}^R)^2 + (\boldsymbol{\alpha}_{lG}^I)^2] KP h^2 \sum_{i=1}^{2^q} \frac{\varphi_i^2(0)}{F_i(0)} \quad (53)$$

因此, 根据非中心卡方分布的可加性, GLRT 检测器检测统计量的近似分布为

$$A_G(\tilde{\mathbf{Y}}^{(q)}) \stackrel{\alpha}{\sim} \begin{cases} \chi_{2L}^2, & H_0 \\ \chi_{2L}^{\prime 2}[\lambda_G(\boldsymbol{\omega}^{(q)})], & H_1 \end{cases} \quad (54)$$

其中, $\lambda_G(\boldsymbol{\omega}^{(q)}) = \sum_{l=1}^L \lambda_{lG}(\boldsymbol{\omega}^{(q)})$ 。式(54)表明此时检测门限仅与通道数量 L 和虚警概率 P_{fa} 有关, 确保了所设计检测器的CFAR特性。因此, 对于期望的 \hat{P}_{fa} , 可得对应的检测门限为

$$\gamma_A = \mathcal{Q}_{\chi_{2L}^2}^{-1}(1 - \hat{P}_{fa}) \quad (55)$$

其中, $\mathcal{Q}_{\chi_{2L}^2}(\cdot)$ 为卡方分布 χ_{2L}^2 的累积函数, $\mathcal{Q}_{\chi_{2L}^2}^{-1}(\cdot)$ 表示其逆函数。此时, 分布式雷达系统的渐近检测性能定义如下:

$$\hat{P}_d = 1 - \mathcal{Q}_{\chi_{2L}^{\prime 2}(\lambda(\boldsymbol{\omega}^{(q)}))}(\mathcal{Q}_{\chi_{2L}^2}^{-1}(1 - \hat{P}_{fa})) \quad (56)$$

其中, $\mathcal{Q}_{\chi_{2L}^{\prime 2}(\lambda(\boldsymbol{\omega}^{(q)}))}(\cdot)$ 为非中心卡方分布 $\chi_{2L}^{\prime 2}[\lambda_G(\boldsymbol{\omega}^{(q)})]$ 的累积函数。

式(56)表明当样本数量足够大时, 检测器的检测性能与通道数以及回波信噪比正相关, 同时与量化器的设置紧密相关。根据文献[43], 以单位噪声功率 $\sigma_w^2 = 1$ 为例(实际应用中可通过预白化的方式

实现噪声功率的归一化^[44]),为了最大化系统的检测概率,不同量化比特下最优量化器的量化门限设置如图4所示。此外,由式(47)和式(48)可得,此时量化器的推导与目标状态无关,保证了系统的鲁棒

性。因此,对于广义的复值发射波形(实际应用中不严格限制为采用LFM波形),仅需满足回波信号各采样点之间的能量恒定便可适配本文相应的推导结果。

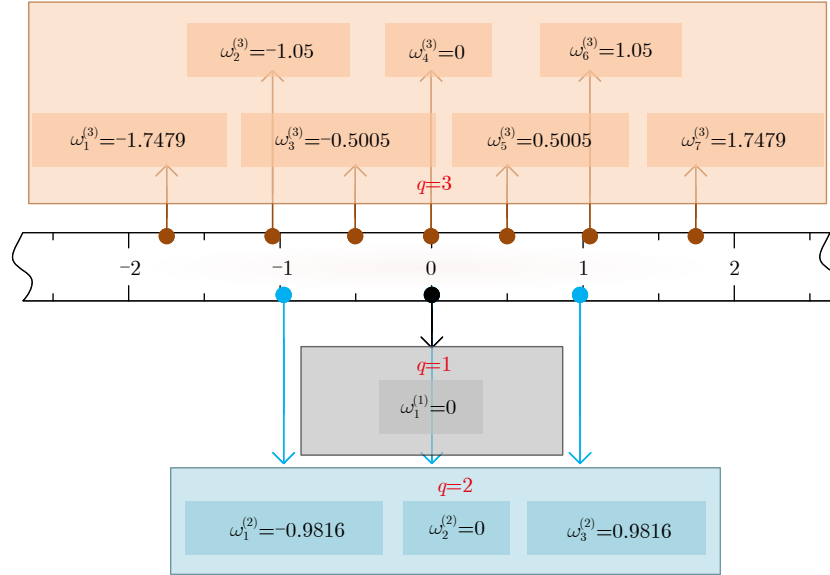


图4 1比特、2比特和3比特量化器对应的最优量化门限

Fig. 4 Optimal quantization levels for the 1-bit, 2-bit and 3-bit quantizers

5 仿真论证

本节通过数值仿真的计算结果对本文所提算法及其理论分析进行论证。假设一个分布式MIMO雷达系统的点数目为 $L=8$ 。不失一般性,各节点的绝对速度均设置为15 m/s,但是速度方向及其位置在本节实验中均是随机的。此外,假设警戒区域内共存在 $\mathcal{A}=3$ 个运动的目标,其初始位置分别为 $\Theta_1^o(0)=[15, 12]^T$ km, $\Theta_2^o(0)=[10, 10]^T$ km和 $\Theta_3^o(0)=[5, 15]^T$ km,对应的速度分别为 $\mathbf{V}_1^o=[40, -35]^T$ m/s, $\mathbf{V}_2^o=[-40, 25]^T$ m/s和 $\mathbf{V}_3^o=[45, 15]^T$ m/s。各节点和目标位置的仿真场景如图5所示,其中对应的箭头分别为其矢量速度。

将各通道的观测数据按实部和虚部分别进行1比特、2比特和3比特量化,如图6所示,1比特、2比特和3比特量化结果相较于原始观测数据(典型条件下采用16比特量化)的数据量分别下降93.75%, 87.50%和81.25%,可有效降低无线通信系统的传输负担。将低比特量化数据传至融合中心进行集中式处理,在 $\text{SNR}=-20$ dB时采用式(37)所示的检测器进行计算可得图7所示的检测统计量平面。由图7可得,低比特量化数据的检测统计量与式(54)所示的分析一致,即采用越高位数的量化器,相同数据情况下所获得的检测统计量就越大,检测性能也就越高。而在目标反射回波强度较大时,量化数据表

现出和未量化数据一致的结果,在目标所在的距离单元,检测器均能对相应通道中的目标能量实现积累,证明了检测器在此类量化数据处理中的有效性。

接下来通过检测性能曲线和估计均方根误差(Root Mean Square Error, RMSE)曲线验证所提算法的统计性能,将1比特、2比特和3比特量化数据对应的检测和估计结果与透视检测器对应的结果进行比较,其中速度RMSE的计算方式为 $\text{RMSE}_a = \|\hat{\mathbf{V}}_a^o - \mathbf{V}_a^o\|_2$ 。具体结果如图8所示,其中透视检测器(clairvoyant detector)为文献[45]式(15)所示使用未量化数据的GLRT检测器,并假设目标状态以及其在各通道的多普勒频移已知,本节中将其作为理

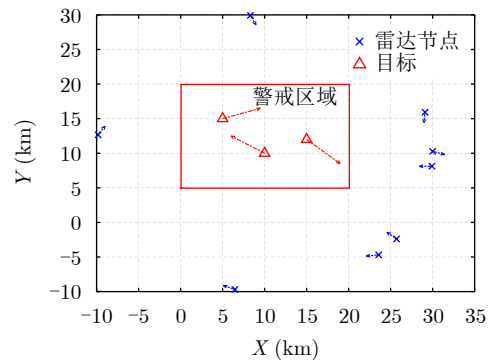


图5 仿真场景示意(箭头表征雷达节点或者目标运动速度)

Fig. 5 An illustration of the simulation scenario (arrows represent the velocities of nodes or targets)

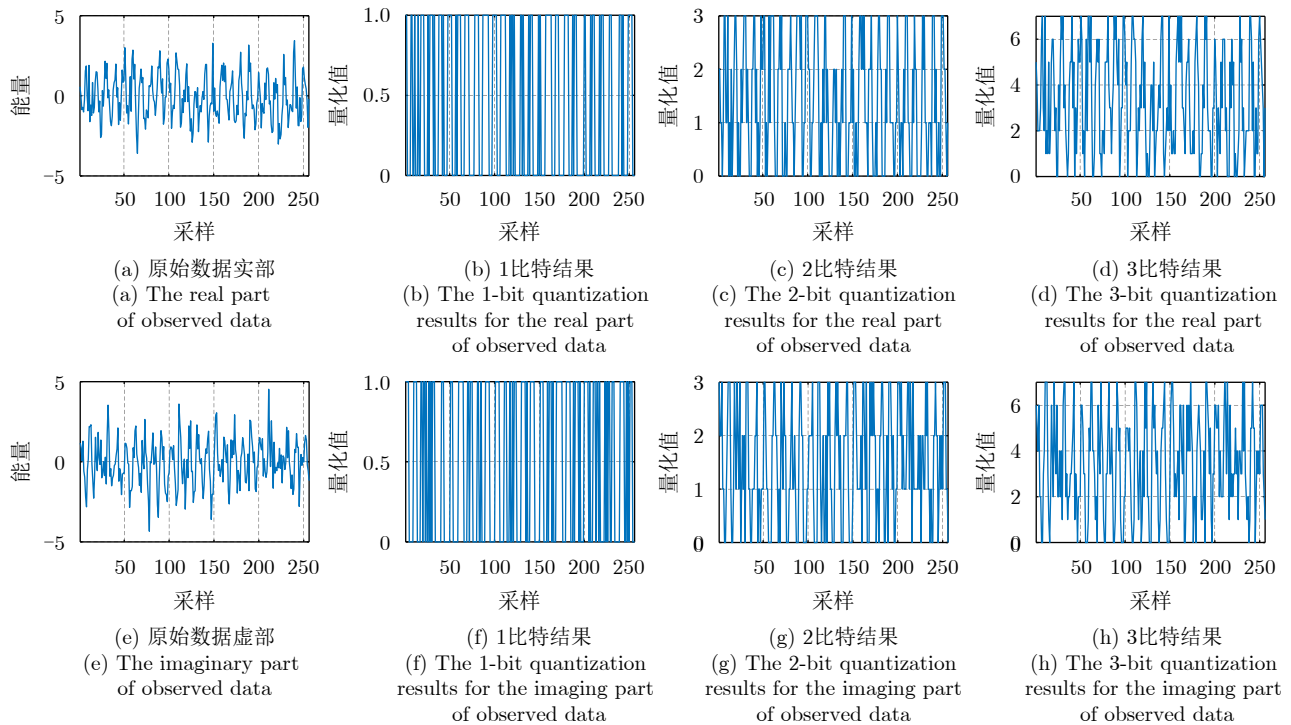


图6 观测数据量化示意

Fig. 6 The quantization of the observation data

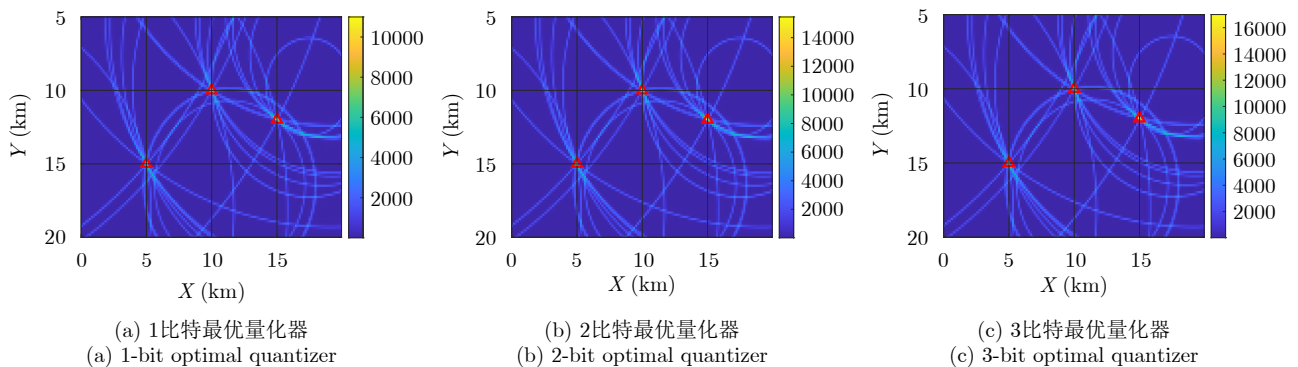


图7 不同量化位数对应各栅格的检测统计量

Fig. 7 The test statistic for each grid cell with different quantization bits

论的检测性能上界。本实验中检测概率的计算规则为取多个目标的平均检测概率，且速度估计的RMSE也采用类似的计算方式。由图8可得，针对同一批数据，采用越高的量化位数所获得的检测性能和估计性能就越好，且3比特量化的对应性能逼近未量化数据所对应的性能上界。此外，所有量化器及透视检测器的性能均会随着信噪比的提升而得以改善，而2比特量化相对于其余量化策略可作为检测性能和资源消耗的折中，验证了所提检测器与量化器的有效性。结合图6所示结果，即1比特、2比特和3比特量化结果相较于原始观测数据的数据量分别下降93.75%，87.50%和81.25%，本文所提低比特量化数据检测算法在大幅降低数据量的情况下

保持着优异的检测性能，可将低比特量化作为降低分布式无线通信系统传输代价与减缓探测性能衰退的折中选择。

在SNR=-50 dB以及SNR=-46 dB时所提检测器的接收机工作特性(Receiver Operating Characteristic, ROC)曲线如图9(a)和图9(b)所示。从图中可以看出，蒙特卡罗仿真计算的结果收敛到理论的预测值，即式(56)导出的渐近理论检测性能，验证了推导的检测器闭合检测性能表达式的有效性。此外，可以看出，使用3比特量化数据的检测器接近理论性能上界，这一点与图8所示结果保持一致，验证了所提量化器的鲁棒性及其在实际应用中的可行性。

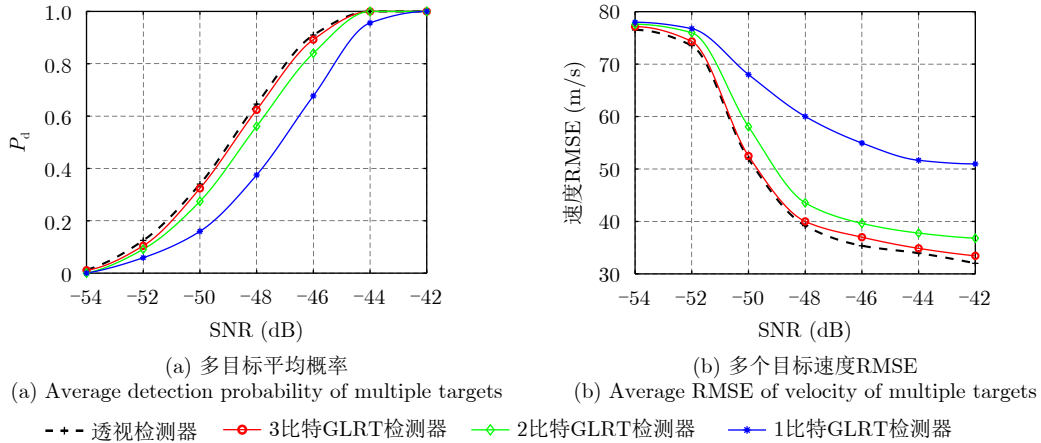


图8 不同量化位数对应的系统性能

Fig. 8 System performance corresponding to different quantization bits

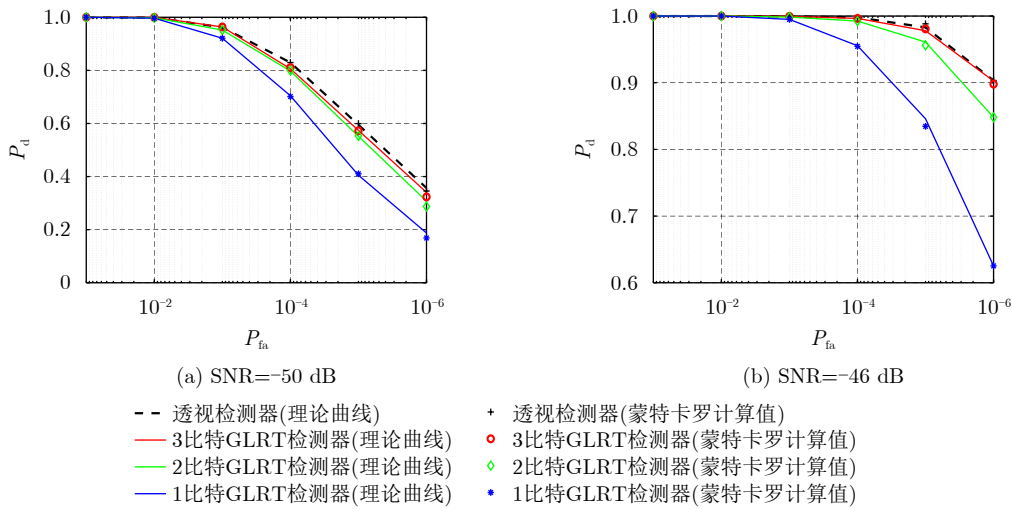


图9 不同SNR下的ROC曲线

Fig. 9 ROC curves for different SNRs

为进一步论证本文所设计检测器的鲁棒性，接下来的仿真中设置不同的目标反射强度。具体而言，在噪声统计特性相同的情况下，目标2的反射强度比目标1低1 dB，而比目标3高1 dB，对应的检测概率和估计RMSE如图10所示。从图中所示结果可以看出，检测器的输出与仿真设置基本保持一致，即信噪比越高，系统的性能表现越好，且不同目标相互不会产生干扰，其性能差距基本符合预期。需要注意的是由于雷达节点位置和速度是随机的，且不同的雷达拓扑结构会直接影响系统的性能表现，因此在性能合理波动范围内，可认为图10所示结果很好地验证了本文所设计检测器的有效性和鲁棒性。

6 结语

本文针对分布式雷达系统各节点处于运动平台时节点硬件资源和数据通信带宽受限场景下的运动

目标检测问题进行了分析，采用回波数据低比特量化并传至融合中心进行信号级协同检测的策略，基于MLE准则同时对未知参数和多普勒频移进行估计，并设计了GLRT检测器对目标状态进行检验。所设计检测器的有效性和鲁棒性经过数值仿真数据进行了检验，结果表明2比特或3比特量化对应的检测和估计性能接近于使用未量化数据对应的最优性能，而2比特量化可作为检测性能和所用雷达系统资源消耗的折中选择。此外，由于单比特可最大限度地降低系统的通信负担，且对应的检测和估计问题可进一步得到简化，所以针对动目标单比特量化数据的检测与估计将在后续工作中深入研究。

利益冲突 所有作者均声明不存在利益冲突

Conflict of Interests The authors declare that there is no conflict of interests

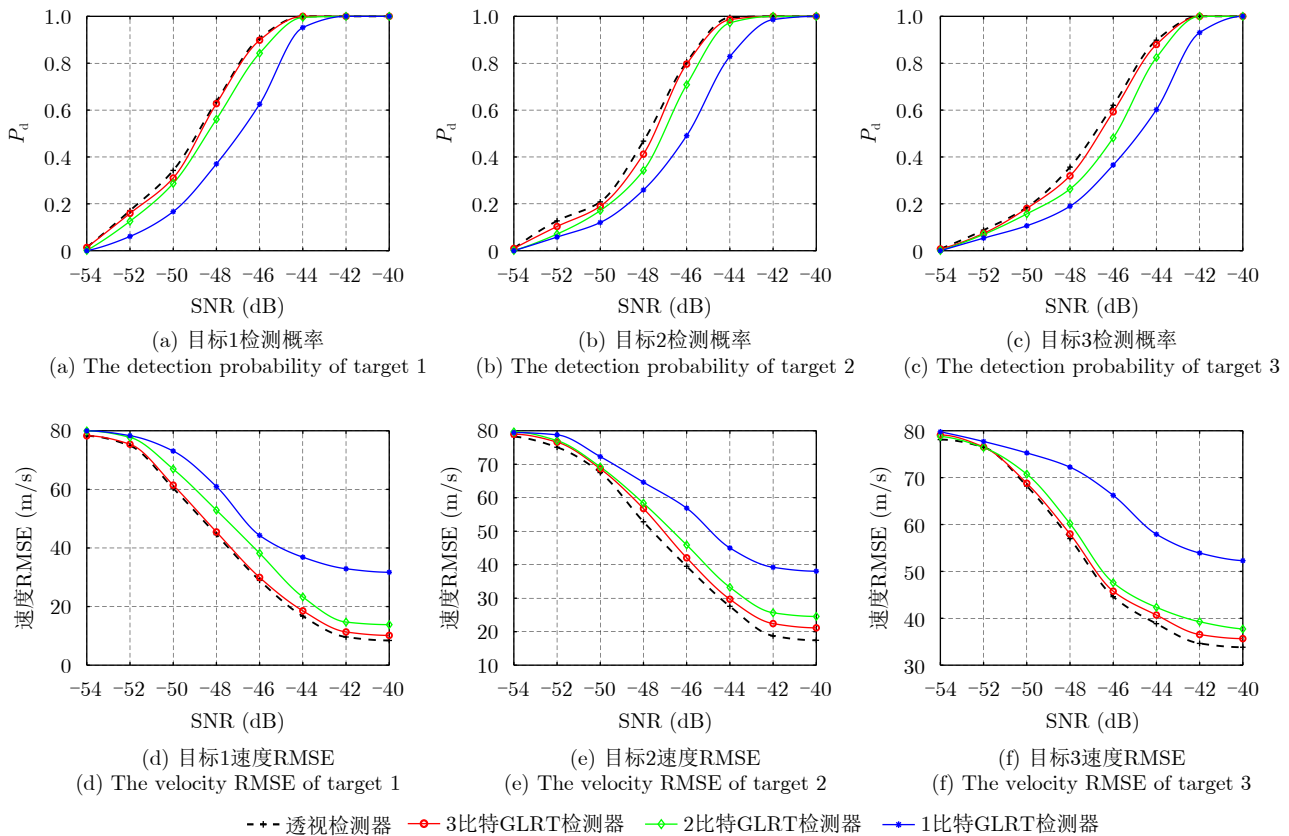


图 10 系统针对不同反射强度目标的检测和估计性能

Fig. 10 Detection and estimation performance of the system for the targets with different power

参考文献

- [1] VISWANATHAN R and VARSHNEY P K. Distributed detection with multiple sensors Part I. Fundamentals[J]. *Proceedings of the IEEE*, 1997, 85(1): 54–63. doi: [10.1109/5.554208](https://doi.org/10.1109/5.554208).
- [2] CHONG C Y and KUMAR S P. Sensor networks: Evolution, opportunities, and challenges[J]. *Proceedings of the IEEE*, 2003, 91(8): 1247–1256. doi: [10.1109/JPROC.2003.814918](https://doi.org/10.1109/JPROC.2003.814918).
- [3] REIBMAN A R and NOLTE L W. Optimal detection and performance of distributed sensor systems[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 1987, AES-23(1): 24–30. doi: [10.1109/TAES.1987.313355](https://doi.org/10.1109/TAES.1987.313355).
- [4] CHAKRABARTY K, IYENGAR S S, QI Hairong, *et al.* Grid coverage for surveillance and target location in distributed sensor networks[J]. *IEEE Transactions on Computers*, 2002, 51(12): 1448–1453. doi: [10.1109/TC.2002.1146711](https://doi.org/10.1109/TC.2002.1146711).
- [5] KAPLAN L M. Global node selection for localization in a distributed sensor network[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2006, 42(1): 113–135. doi: [10.1109/TAES.2006.1603409](https://doi.org/10.1109/TAES.2006.1603409).
- [6] ZHOU Shidong, ZHAO Ming, XU Xibin, *et al.* Distributed wireless communication system: A new architecture for future public wireless access[J]. *IEEE Communications Magazine*, 2003, 41(3): 108–113. doi: [10.1109/MCOM.2003.1186553](https://doi.org/10.1109/MCOM.2003.1186553).
- [7] SHI Qingjiang, HE Chen, CHEN Hongyang, *et al.* Distributed wireless sensor network localization via sequential greedy optimization algorithm[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2010, 58(6): 3328–3340. doi: [10.1109/TSP.2010.2045416](https://doi.org/10.1109/TSP.2010.2045416).
- [8] 时晨光, 唐志诚, 周建江, 等. 非理想检测下多雷达网络节点选择与辐射资源联合优化分配算法[J]. *雷达学报*, 2024, 13(3): 565–583. doi: [10.12000/JR23081](https://doi.org/10.12000/JR23081).
SHI Chenguang, TANG Zhicheng, ZHOU Jianjiang, *et al.* Joint collaborative radar selection and transmit resource allocation in multiple distributed radar networks with imperfect detection performance[J]. *Journal of Radars*, 2024, 13(3): 565–583. doi: [10.12000/JR23081](https://doi.org/10.12000/JR23081).
- [9] 易伟, 袁野, 刘光宏, 等. 多雷达协同探测技术研究进展: 认知跟踪与资源调度算法[J]. *雷达学报*, 2023, 12(3): 471–499. doi: [10.12000/JR23036](https://doi.org/10.12000/JR23036).
YI Wei, YUAN Ye, LIU Guanghong, *et al.* Recent advances

- in multi-radar collaborative surveillance: Cognitive tracking and resource scheduling algorithms[J]. *Journal of Radars*, 2023, 12(3): 471–499. doi: [10.12000/JR23036](https://doi.org/10.12000/JR23036).
- [10] FISHLER E, HAIMOVICH A, BLUM R S, *et al.* Spatial diversity in radars-models and detection performance[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2006, 54(3): 823–838. doi: [10.1109/TSP.2005.862813](https://doi.org/10.1109/TSP.2005.862813).
- [11] HAIMOVICH A M, BLUM R S, and CIMINI L J. MIMO radar with widely separated antennas[J]. *IEEE Signal Processing Magazine*, 2008, 25(1): 116–129. doi: [10.1109/MSP.2008.4408448](https://doi.org/10.1109/MSP.2008.4408448).
- [12] 闵涛, 王象, 肖顺平. 基于复数指示角差异的多基地雷达密集多目标存在性检测[J]. 雷达学报, 2014, 3(4): 456–464. doi: [10.3724/SP.J.1300.2014.13116](https://doi.org/10.3724/SP.J.1300.2014.13116).
MIN Tao, WANG Xiang, and XIAO Shuning. Detection of multiple unresolved targets based on complex indicated angle difference using multistatic radar[J]. *Journal of Radars*, 2014, 3(4): 456–464. doi: [10.3724/SP.J.1300.2014.13116](https://doi.org/10.3724/SP.J.1300.2014.13116).
- [13] ZHANG Shiyu, ZHOU Yu, SHA Minghui, *et al.* Moving multitarget detection using a multisite radar system with widely separated stations[J]. *Remote Sensing*, 2022, 14(11): 2660. doi: [10.3390/rs14112660](https://doi.org/10.3390/rs14112660).
- [14] LI Hongbin, WANG Zhe, LIU Jun, *et al.* Moving target detection in distributed MIMO radar on moving platforms[J]. *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, 2015, 9(8): 1524–1535. doi: [10.1109/JSTSP.2015.2467355](https://doi.org/10.1109/JSTSP.2015.2467355).
- [15] 严俊坤, 白舸, 黄佳沁, 等. 多机雷达协同区域动态覆盖航迹优化方法[J]. 雷达学报, 2023, 12(3): 541–549. doi: [10.12000/JR22196](https://doi.org/10.12000/JR22196).
YAN Junkun, BAI Ge, HUANG Jiaqin, *et al.* Flight path optimization method for dynamic area coverage based on multi-aircraft radars[J]. *Journal of Radars*, 2023, 12(3): 541–549. doi: [10.12000/JR22196](https://doi.org/10.12000/JR22196).
- [16] CHEN Peng, ZHENG Le, WANG Xiaodong, *et al.* Moving target detection using colocated MIMO radar on multiple distributed moving platforms[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2017, 65(17): 4670–4683. doi: [10.1109/TSP.2017.2714999](https://doi.org/10.1109/TSP.2017.2714999).
- [17] 邢孟道, 林浩, 陈溅来, 等. 多平台合成孔径雷达成像算法综述[J]. 雷达学报, 2019, 8(6): 732–757. doi: [10.12000/JR19102](https://doi.org/10.12000/JR19102).
XING Mengdao, LIN Hao, CHEN Jianlai, *et al.* A review of imaging algorithms in multi-platform-borne synthetic aperture radar[J]. *Journal of Radars*, 2019, 8(6): 732–757. doi: [10.12000/JR19102](https://doi.org/10.12000/JR19102).
- [18] HE Shaoming, SHIN H S, XU Shuoyuan, *et al.* Distributed estimation over a low-cost sensor network: A review of state-of-the-art[J]. *Information Fusion*, 2020, 54: 21–43. doi: [10.1016/j.inffus.2019.06.026](https://doi.org/10.1016/j.inffus.2019.06.026).
- [19] RIBEIRO A and GIANNAKIS G B. Bandwidth-constrained distributed estimation for wireless sensor networks-part I: Gaussian case[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2006, 54(3): 1131–1143. doi: [10.1109/TSP.2005.863009](https://doi.org/10.1109/TSP.2005.863009).
- [20] CIUONZO D, JAVADI S H, MOHAMMADI A, *et al.* Bandwidth-constrained decentralized detection of an unknown vector signal via multisensor fusion[J]. *IEEE Transactions on Signal and Information Processing over Networks*, 2020, 6: 744–758. doi: [10.1109/TSIPN.2020.3037832](https://doi.org/10.1109/TSIPN.2020.3037832).
- [21] 张国鑫, 易伟, 孔令讲. 基于1比特量化的大规模MIMO雷达系统直接定位算法[J]. 雷达学报, 2021, 10(6): 970–981. doi: [10.12000/JR21062](https://doi.org/10.12000/JR21062).
ZHANG Guoxin, YI Wei, and KONG Lingjiang. Direct position determination for massive MIMO system with one-bit quantization[J]. *Journal of Radars*, 2021, 10(6): 970–981. doi: [10.12000/JR21062](https://doi.org/10.12000/JR21062).
- [22] FANG Jun, LIU Yumeng, LI Hongbin, *et al.* One-bit quantizer design for multisensor GLRT fusion[J]. *IEEE Signal Processing Letters*, 2013, 20(3): 257–260. doi: [10.1109/LSP.2013.2243144](https://doi.org/10.1109/LSP.2013.2243144).
- [23] RIBEIRO A and GIANNAKIS G B. Bandwidth-constrained distributed estimation for wireless sensor networks-part II: Unknown probability density function[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2006, 54(7): 2784–2796. doi: [10.1109/TSP.2006.874366](https://doi.org/10.1109/TSP.2006.874366).
- [24] CIUONZO D, ROSSI P S, and WILLET P. Generalized Rao test for decentralized detection of an uncooperative target[J]. *IEEE Signal Processing Letters*, 2017, 24(5): 678–682. doi: [10.1109/LSP.2017.2686377](https://doi.org/10.1109/LSP.2017.2686377).
- [25] 万环, 余显祥, 全智, 等. 基于交替方向惩罚法的低精度量化MIMO雷达恒模波形设计方法[J]. 雷达学报, 2022, 11(4): 557–569. doi: [10.12000/JR22072](https://doi.org/10.12000/JR22072).
WAN Huan, YU Xianxiang, QUAN Zhi, *et al.* Constant modulus waveform design for low-resolution quantization MIMO radar based on an alternating direction penalty method[J]. *Journal of Radars*, 2022, 11(4): 557–569. doi: [10.12000/JR22072](https://doi.org/10.12000/JR22072).
- [26] 赵博, 黄磊, 周汉飞, 等. 基于单频时变阈值的1-bit SAR成像方法研究[J]. 雷达学报, 2018, 7(4): 446–454. doi: [10.12000/JR18036](https://doi.org/10.12000/JR18036).
ZHAO Bo, HUANG Lei, ZHOU Hanfei, *et al.* 1-bit SAR

- imaging method based on single-frequency time-varying threshold[J]. *Journal of Radars*, 2018, 7(4): 446–454. doi: [10.12000/JR18036](https://doi.org/10.12000/JR18036).
- [27] PAPADOPOULOS H C, WORNELL G W, and OPPENHEIM A V. Sequential signal encoding from noisy measurements using quantizers with dynamic bias control[J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 2001, 47(3): 978–1002. doi: [10.1109/18.915654](https://doi.org/10.1109/18.915654).
- [28] STOICA P, SHANG Xiaolei, and CHENG Yuanbo. The Cramér-Rao bound for signal parameter estimation from quantized data [lecture notes][J]. *IEEE Signal Processing Magazine*, 2022, 39(1): 118–125. doi: [10.1109/MSP.2021.3116532](https://doi.org/10.1109/MSP.2021.3116532).
- [29] GAO Fei, GUO Lili, LI Hongbin, *et al.* Quantizer design for distributed GLRT detection of weak signal in wireless sensor networks[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2015, 14(14): 2032–2042. doi: [10.1109/TWC.2014.2379279](https://doi.org/10.1109/TWC.2014.2379279).
- [30] WANG Xueqian, LI Gang, and VARSHNEY P K. Detection of sparse stochastic signals with quantized measurements in sensor networks[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2019, 67(8): 2210–2220. doi: [10.1109/TSP.2019.2903034](https://doi.org/10.1109/TSP.2019.2903034).
- [31] WANG Xueqian, LI Gang, QUAN Chen, *et al.* Distributed detection of sparse stochastic signals with quantized measurements: The generalized Gaussian case[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2019, 67(18): 4886–4898. doi: [10.1109/TSP.2019.2932884](https://doi.org/10.1109/TSP.2019.2932884).
- [32] CHENG Xu, CIUNZO D, ROSSI P S, *et al.* Multi-bit & sequential decentralized detection of a noncooperative moving target through a generalized Rao test[J]. *IEEE Transactions on Signal and Information Processing over Networks*, 2021, 7: 740–753. doi: [10.1109/TSIPN.2021.3126930](https://doi.org/10.1109/TSIPN.2021.3126930).
- [33] AMERI A, BOSE A, LI Jian, *et al.* One-bit radar processing with time-varying sampling thresholds[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2019, 67(20): 5297–5308. doi: [10.1109/TSP.2019.2939086](https://doi.org/10.1109/TSP.2019.2939086).
- [34] CHENG Ziyang, HE Zishu, and LIAO Bin. Target detection performance of colocated MIMO radar with one-bit ADCs[J]. *IEEE Signal Processing Letters*, 2019, 26(12): 1832–1836. doi: [10.1109/LSP.2019.2951496](https://doi.org/10.1109/LSP.2019.2951496).
- [35] XIAO Yuhang, RAMÍREZ D, SCHREIER P J, *et al.* One-bit target detection in colocated MIMO radar and performance degradation analysis[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2022, 71(9): 9363–9374. doi: [10.1109/TVT.2022.3178285](https://doi.org/10.1109/TVT.2022.3178285).
- [36] WANG Zhen, HE Qian, and BLUM R S. Target detection using quantized cloud MIMO radar measurements[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2022, 70: 1–16. doi: [10.1109/TSP.2021.3129364](https://doi.org/10.1109/TSP.2021.3129364).
- [37] RICHARDS M A. *Fundamentals of Radar Signal Processing*[M]. 2nd ed. New York: McGraw-Hill Education, 2014.
- [38] XU Luzhou, LI Jian, and STOICA P. Target detection and parameter estimation for MIMO radar systems[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2008, 44(3): 927–939. doi: [10.1109/TAES.2008.4655353](https://doi.org/10.1109/TAES.2008.4655353).
- [39] KAY S and ZHU Zhenghan. The complex parameter Rao test[J]. *IEEE Trans. Signal Process.*, 2016, 64(24): 6580–6588. doi: [10.1109/TSP.2016.2613071](https://doi.org/10.1109/TSP.2016.2613071).
- [40] YANG Shixing, YI Wei, JAKOBSSON A, *et al.* Weak signal detection with low-bit quantization in colocated MIMO radar[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2023, 71: 447–460. doi: [10.1109/TSP.2023.3246233](https://doi.org/10.1109/TSP.2023.3246233).
- [41] YANG Shixing, YI Wei, and JAKOBSSON A. Multitarget detection strategy for distributed MIMO radar with widely separated antennas[J]. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 2022, 60: 5113516. doi: [10.1109/TGRS.2022.3175046](https://doi.org/10.1109/TGRS.2022.3175046).
- [42] CHAO Shuyuan, CHEN Baixiao, and LI Caicai. Grid cell based detection strategy for MIMO radar with widely separated subarrays[J]. *AEU - International Journal of Electronics and Communications*, 2012, 66(9): 741–751. doi: [10.1016/j.aeue.2012.01.006](https://doi.org/10.1016/j.aeue.2012.01.006).
- [43] YANG Shixing, LAI Yangming, JAKOBSSON A, *et al.* Hybrid quantized signal detection with a bandwidth-constrained distributed radar system[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2023, 59(6): 7835–7850. doi: [10.1109/TAES.2023.3296344](https://doi.org/10.1109/TAES.2023.3296344).
- [44] WERNER K and JANSSON M. DOA estimation and detection in colored noise using additional noise-only data[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2007, 55(11): 5309–5322. doi: [10.1109/TSP.2007.898758](https://doi.org/10.1109/TSP.2007.898758).
- [45] HE Qian, LEHMANN N H, BLUM R S, *et al.* MIMO radar moving target detection in homogeneous clutter[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2010, 46(3): 1290–1301. doi: [10.1109/TAES.2010.5545189](https://doi.org/10.1109/TAES.2010.5545189).

作者简介

杨诗兴, 博士, 研究方向为统计信号处理、多雷达协同探测与参数估计等。

张国鑫, 博士生, 研究方向为目标定位与雷达信号处理等。

梁云飞, 硕士生, 研究方向为复杂环境目标定位与雷达信号处理等。

易伟, 博士, 教授, 研究方向为低可观测目标检测跟踪、多雷达协同探测等。

孔令讲, 博士, 教授, 研究方向为雷达信号处理、新体制雷达、统计信号处理等。

(责任编辑: 于青)