

零训练样本的集中式 MIMO 雷达斜对称检测器

杨海峰^{*①} 蒋国喜^② 刘维建^① 谢文冲^① 王永良^①

^①(空军预警学院 武汉 430019)

^②(94535 部队 徐州 221005)

摘要: 传统集中式多输入多输出(MIMO)雷达自适应检测器虽然不需要训练样本即可实现目标检测,但在波形采样数较少时检测性能下降明显。该文利用集中式 MIMO 雷达噪声协方差矩阵的斜对称结构,基于广义似然比(Generalized Likelihood Ratio Test, GLRT)准则和 Wald 准则,提出了相应的斜对称检测器,并给出了统计分布特性及检测概率和虚警概率的解析表达式。仿真结果表明所提检测器在波形采样数较少时仍可获得较好的检测性能,同时证明了理论分析的正确性。

关键词: 多输入多输出雷达; 统计性能; 斜对称结构

中图分类号: TN957.51

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2018)02-0479-07

DOI: 10.11999/JEIT170295

Persymmetric Detectors Without Training Data for Colocated MIMO Radar

YANG Haifeng^① JIANG Guoxi^② LIU Weijian^① XIE Wenchong^① WANG Yongliang^①

^①(Air Force Early Warning Academy, Wuhan 430019, China)

^②(The Unit 94535 of PLA, Xuzhou 221005, China)

Abstract: The traditional detectors of colocated MIMO radar can detect a target without training data. However, the detection performance is poor with low number of waveform sampling. In this paper, two detectors, based on the Generalized Likelihood Ratio Test (GLRT) and Wald test criteria, are given by utilizing the persymmetric structure of the noise covariance matrix of colocated MIMO radar. In addition, the statistical distributions of the proposed detectors are analyzed and the analytical expressions of the probabilities of false alarm and detection are given. Simulation results show that the proposed detectors achieve good performance when the number of waveform sampling is low, and verify the theoretical results.

Key words: MIMO radar; Statistical performance; Persymmetric structure

1 引言

多输入多输出(MIMO)雷达是近年来雷达领域的一个研究热点。相对于传统的相控阵雷达, MIMO 雷达通过发射不相关或正交的波形获得了波形分集性能,提高了系统自由度,因此可获得更优异的性能,如更好的参数估计性能和更加灵活的波束形成性能等^[1]。根据天线布置形式的不同, MIMO 雷达可分成两类:一类是集中式 MIMO 雷达^[2],其特点是将发射和接收天线的阵元集中放置;另一个类是

分布式 MIMO 雷达也称为统计 MIMO 雷达^[3],该雷达将发射和接收天线分置于不同的空间位置。

目标检测是雷达最主要的功能之一^[4-6]。目前对于分布式 MIMO 雷达的目标检测已有较为深入的研究,如文献[7-9]研究了分布式 MIMO 在高斯和复合高斯背景下的自适应检测问题。对于针对集中式 MIMO 雷达,文献[10-12]提出了高斯背景下的 GLRT 检测器。文献[13,14]指出集中式 MIMO 雷达不需要训练样本即可实现目标的检测和估计,并利用 GLRT 检测器进一步降低了虚警率。文献[15]在此基础上给出了不需要训练样本的 Rao 检测器和 Wald 检测器,并给出了 GLRT, Rao 和 Wald 检测器检测概率和虚警概率的解析表达式。需要注意的是,文献[13-15]中不需要训练样本的自适应检测器实质是利用脉冲压缩后的距离单元数据来估计协方差矩阵,因此需要这些距离单元数据保持独立同分

收稿日期: 2017-04-05; 改回日期: 2017-11-15; 网络出版: 2017-12-11

*通信作者: 杨海峰 18672954451@163.com

基金项目: 国家自然科学基金青年基金(61501505, 61501506), 湖北省自然科学基金(2015CFB607)

Foundation Items: The National Natoural Science Foundation of China (61501505, 61501506), The Hubei Provincial Natural Science Foundation (2015CFB607)

布特性。而该检测器的优势在于将脉冲压缩和自适应检测联合在一起,降低了系统复杂度。

集中式 MIMO 雷达可通过对波形进行压缩获得等效训练样本,但当波形采样数较少时自适应检测器性能下降明显^[14,15]。当雷达采用对称阵列或对称脉冲串时,噪声的协方差矩阵具有斜对称结构,利用此特性可有效降低自适应检测器对独立同分布训练样本数的要求^[9,16,17]。为提高集中式 MIMO 雷达在波形采样数较少时的目标检测性能,本文利用噪声协方差矩阵的斜对称结构,推导了斜对称结构的 GLRT 和 Wald 检测器,然后分析了 GLRT 和 Wald 检测器的统计特性,得到了 GLRT 和 Wald 检测器检测概率和虚警概率的解析表达式。为简化书写,下面将集中式 MIMO 雷达简称为 MIMO 雷达。

文中 \mathbf{I}_p 表示 p 维单位矩阵, $\mathbf{0}_p$ 表示 p 维零矩阵。 $E(\cdot)$ 表示统计期望, $\det(\cdot)$ 和 $\text{tr}(\cdot)$ 分别表示矩阵的行列式和矩阵的迹, j 表示虚数单位, $\text{Re}(\cdot)$ 和 $\text{Im}(\cdot)$ 分别表示取实部和取虚部操作。 $\mathcal{C}^{p \times q}$ 表示 $p \times q$ 维的复矩阵集合。

2 信号模型

假设 MIMO 雷达发射天线阵元数为 M , 目标相对 MIMO 雷达发射天线的角度为 φ , 令 $\mathbf{t}(\varphi) \in \mathcal{C}^{M \times 1}$ 表示发射导向矢量, $\mathbf{S} = [\mathbf{s}_1 \ \mathbf{s}_2 \ \cdots \ \mathbf{s}_M]^T \in \mathcal{C}^{M \times L}$ 为离散基带采样波形, 其中 \mathbf{s}_m 为第 m 个发射阵元发射的信号。接收天线采用阵元数为 N 的对称等距均匀线阵(Uniform Linear Array, ULA), 根据 N 为奇数和偶数, 可将接收天线的导向矢量分别写为

$$\mathbf{r}(\theta) = \left[e^{(-j2\pi d \sin \theta / \lambda)(N-1)/2}, \dots, e^{-j2\pi d \sin \theta / \lambda}, 1, \right. \\ \left. e^{j2\pi d \sin \theta / \lambda}, \dots, e^{(j2\pi d \sin \theta / \lambda)(N-1)/2} \right]^T \quad (1)$$

和

$$\mathbf{r}(\theta) = \left[e^{(-j2\pi d \sin \theta / \lambda)N/2}, \dots, e^{(-j2\pi d \sin \theta / \lambda)/2}, \right. \\ \left. e^{(j2\pi d \sin \theta / \lambda)/2}, \dots, e^{(j2\pi d \sin \theta / \lambda)N/2} \right]^T \quad (2)$$

其中, θ 为目标相对接收天线的角度, 且 $\mathbf{r}(\theta)$ 满足

$$\mathbf{r}(\theta) = \mathbf{J}\mathbf{r}^*(\theta) \quad (3)$$

其中, \mathbf{J} 为 N 维变换矩阵, 其表达式为

$$\mathbf{J} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \cdots & 0 & 1 \\ 0 & 0 & \cdots & 1 & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 1 & 0 & \cdots & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (4)$$

MIMO 雷达接收信号可表示为

$$\mathbf{X} = \alpha \mathbf{r}(\theta) \mathbf{t}^H(\varphi) \mathbf{S} + \mathbf{N} \quad (5)$$

其中, α 表示目标的复散射系数, \mathbf{N} 表示噪声矩阵,

其每一列相互独立且服从均值为零、方差为 \mathbf{R} 的复高斯分布^[15]。此外, 由于 MIMO 雷达采用对称 ULA 的接收天线, 因此其噪声矩阵每一列的协方差矩阵均满足 $\mathbf{R} = \mathbf{J}\mathbf{R}^*\mathbf{J}$ ^[18-21]。为记叙简洁, 后面省略发射导向矢量 $\mathbf{t}(\varphi)$ 和接收导向矢量 $\mathbf{r}(\theta)$ 对角度 φ, θ 的依赖。

根据式(4)的形式可知, 斜对称结构指的是接收数据的协方差矩阵具有双重对称性, 即协方差矩阵不仅关于主对角线对称, 同时也关于副对角线对称。即接收数据式(5)满足式(6)条件

$$\mathbf{J} \left[E(\mathbf{X}\mathbf{X}^H) \right]^* \mathbf{J} = \mathbf{J} \left\{ \alpha \mathbf{r}^H \mathbf{S} \left[\alpha \mathbf{r}^H \mathbf{S} \right]^H + \mathbf{R} \right\}^* \mathbf{J} \\ = |\alpha|^2 \mathbf{r}^H \mathbf{S} \mathbf{S}^H \mathbf{r} + \mathbf{R} \quad (6)$$

3 基于斜对称结构的检测器设计

检测问题可等效为二元假设检验, 即在有目标假设 (H_1) 和没有目标假设 (H_0) 中进行判断。式(5)信号模型下的检测问题可表示为

$$\left. \begin{aligned} H_0 : \mathbf{X} &= \mathbf{N} \\ H_1 : \mathbf{X} &= \alpha \mathbf{r}^H \mathbf{S} + \mathbf{N} \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

两种假设下的概率密度函数(Probability Density Function, PDF)可表示为

$$f(\mathbf{X} | \alpha, \mathbf{R}, H_b) \\ = \frac{1}{\pi^{NK} \det^K(\mathbf{R})} \\ \cdot \exp \left\{ -\text{tr} \left[\mathbf{R}^{-1} (\mathbf{X} - b \alpha \mathbf{r}^H \mathbf{S}) (\mathbf{X} - b \alpha \mathbf{r}^H \mathbf{S})^H \right] \right\} \quad (8)$$

其中, $b = 0, 1$ 。

利用式(3)和 $\mathbf{R} = \mathbf{J}\mathbf{R}^*\mathbf{J}$, 可将式(8)改写为

$$f(\mathbf{X} | \alpha, \mathbf{R}, H_b) \\ = \frac{1}{\pi^{NK} \det^K(\mathbf{R})} \exp \left\{ -\text{tr} \left[\mathbf{R}^{-1} (\mathbf{X} - b \alpha \mathbf{r}^H \mathbf{S}) \right. \right. \\ \left. \left. \cdot (\mathbf{X} - b \alpha \mathbf{r}^H \mathbf{S})^H / 2 \right. \right. \\ \left. \left. + \mathbf{R}^{-1} \mathbf{J} \left[(\mathbf{X} - b \alpha \mathbf{r}^H \mathbf{S}) (\mathbf{X} - b \alpha \mathbf{r}^H \mathbf{S})^H \right]^* \mathbf{J} / 2 \right] \right\}, \\ b = 0, 1 \quad (9)$$

定义 $\tilde{\mathbf{X}} = [\mathbf{X}_e \ \mathbf{X}_o]$, $\mathbf{a} = [\text{Re}(\alpha) \ \text{Im}(\alpha)]^T$,

$$\tilde{\mathbf{S}} = \begin{bmatrix} \text{Re}[\mathbf{t}^H \mathbf{S}] & j \text{Im}[\mathbf{t}^H \mathbf{S}] \\ -\text{Im}[\mathbf{t}^H \mathbf{S}] & j \text{Re}[\mathbf{t}^H \mathbf{S}] \end{bmatrix} \quad (10)$$

其中, $\mathbf{X}_e = (\mathbf{X} + \mathbf{J}\mathbf{X}^*)/2$, $\mathbf{X}_o = (\mathbf{X} - \mathbf{J}\mathbf{X}^*)/2$, 可将式(9)改写为

$$f(\tilde{\mathbf{X}}|\mathbf{a}, \mathbf{R}, H_b) = \frac{1}{\pi^{NK} \det^K(\mathbf{R})} \cdot \exp\left\{-\text{tr}\left[\mathbf{R}^{-1}(\tilde{\mathbf{X}} - \text{bra}^T \tilde{\mathbf{S}})(\tilde{\mathbf{X}} - \text{bra}^T \tilde{\mathbf{S}})^H\right]\right\},$$

$$b = 0, 1 \quad (11)$$

3.1 斜对称 GLRT 检测器

根据式(11)可得该模型下的 GLRT 检测器为

$$\Lambda = \frac{\max_{\mathbf{a}, \mathbf{R}} f(\tilde{\mathbf{X}}|\mathbf{a}, \mathbf{R}, H_1)}{\max_{\mathbf{R}} f(\tilde{\mathbf{X}}|\mathbf{R}, H_0)} \quad (12)$$

令 $b = 1$, 取式(11)的自然对数后求 \mathbf{R} 的导数并令结果等于零可得 H_1 假设下 \mathbf{R} 的 MLE 为

$$\hat{\mathbf{R}}_1 = (\tilde{\mathbf{X}} - \text{ra}^T \tilde{\mathbf{S}})(\tilde{\mathbf{X}} - \text{ra}^T \tilde{\mathbf{S}})^H \quad (13)$$

则求 \mathbf{a} 的 MLE 等效于最小化 $\det(\tilde{\mathbf{X}} - \text{ra}^T \tilde{\mathbf{S}}) \cdot (\tilde{\mathbf{X}} - \text{ra}^T \tilde{\mathbf{S}})^H$, 采用和文献[14]类似的方法可得 H_1 假设下 \mathbf{a} 的 MLE 为

$$\hat{\mathbf{a}}^T = (\mathbf{r}^H \mathbf{Q}^{-1} \mathbf{r})^{-1} \mathbf{r}^H \mathbf{Q}^{-1} \tilde{\mathbf{X}} \tilde{\mathbf{S}}^H (\tilde{\mathbf{S}} \tilde{\mathbf{S}}^H)^{-1} \quad (14)$$

其中, $\mathbf{Q} = \tilde{\mathbf{X}} \tilde{\mathbf{X}}^H - \tilde{\mathbf{X}} \tilde{\mathbf{S}}^H (\tilde{\mathbf{S}} \tilde{\mathbf{S}}^H)^{-1} \tilde{\mathbf{S}} \tilde{\mathbf{X}}^H$.

令 $b = 0$, 采用和式(13)相同的方法可得 H_0 假设下 \mathbf{R} 的 MLE 为

$$\hat{\mathbf{R}}_0 = \tilde{\mathbf{X}} \tilde{\mathbf{X}}^H \quad (15)$$

将式(13), 式(14)和式(15)代入到式(12)中可得斜对称 GLRT(Persymmetric GLRT, PGLRT)检测器的具体形式为

$$A_{\text{PGLRT}} = \frac{\mathbf{r}^H \mathbf{Q}^{-1} \mathbf{r}}{\mathbf{r}^H (\tilde{\mathbf{X}} \tilde{\mathbf{X}}^H)^{-1} \mathbf{r}} \quad (16)$$

3.2 斜对称 Wald 检测器

Wald 准则可表示为^[22]

$$A_{\text{Wald}} = \bar{\mathbf{a}}^H \left\{ \left[\mathbf{I}^{-1}(\hat{\boldsymbol{\Theta}}_1) \right]_{\mathbf{a}, \mathbf{a}} \right\}^{-1} \bar{\mathbf{a}} \quad (17)$$

其中, $\bar{\mathbf{a}} = \hat{\mathbf{a}}_1 - \mathbf{a}_0$, $\hat{\mathbf{a}}_1$ 表示 \mathbf{a} 在 H_1 假设下的 MLE 估计, \mathbf{a}_0 表示 \mathbf{a} 在 H_0 假设下的值. $\mathbf{I}(\boldsymbol{\Theta})$ 表示费歇尔信息矩阵, $\boldsymbol{\Theta}$ 表示所有未知参数, $\hat{\boldsymbol{\Theta}}_1$ 表示所有未知参数在 H_1 假设下的 MLE, 其中 $\mathbf{I}_{\mathbf{a}, \mathbf{a}}(\boldsymbol{\Theta})$ 的数学表达式为

$$\mathbf{I}_{\mathbf{a}, \mathbf{a}}(\boldsymbol{\Theta}) = \frac{\partial^2 \ln f(\tilde{\mathbf{X}}|\mathbf{a}, \mathbf{R}, H_1)}{\partial \mathbf{a} \partial \mathbf{a}^H} \quad (18)$$

令式(11)中 $b = 1$ 并取其其自然对数后对 \mathbf{a}^T 求导, 并令其等于零可得 H_1 假设下 \mathbf{a}^T 的 MLE 为

$$\hat{\mathbf{a}}^T = (\mathbf{r}^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{r})^{-1} \mathbf{r}^H \mathbf{R}^{-1} \tilde{\mathbf{X}} \tilde{\mathbf{S}} (\tilde{\mathbf{S}} \tilde{\mathbf{S}}^H)^{-1} \quad (19)$$

根据文献[23]可得

$$\mathbf{I}_{\mathbf{a}, \mathbf{a}}(\boldsymbol{\Theta}) = \frac{\partial^2 \ln f(\tilde{\mathbf{X}}|\mathbf{a}, \mathbf{R}, H_1)}{\partial \mathbf{a} \partial \mathbf{a}^H} = \mathbf{r}^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{r} \tilde{\mathbf{S}} \tilde{\mathbf{S}}^H \quad (20)$$

将式(19)代入到式(11)后取自然对数并求 \mathbf{R} 的导数, 可得 \mathbf{R} 的 MLE 为

$$\hat{\mathbf{R}} = \mathbf{Q} = \tilde{\mathbf{X}} \tilde{\mathbf{X}}^H - \tilde{\mathbf{X}} \tilde{\mathbf{S}}^H (\tilde{\mathbf{S}} \tilde{\mathbf{S}}^H)^{-1} \tilde{\mathbf{S}} \tilde{\mathbf{X}}^H \quad (21)$$

将式(19), 式(20)和式(21)代入式(17)可得斜对称 Wald(Persymmetric Wald, PWald)检测器为

$$A_{\text{PWald}} = (\mathbf{r}^H \mathbf{Q}^{-1} \mathbf{r})^{-1} \mathbf{r}^H \mathbf{Q}^{-1} \tilde{\mathbf{X}} \tilde{\mathbf{S}}^H (\tilde{\mathbf{S}} \tilde{\mathbf{S}}^H)^{-1} \cdot \tilde{\mathbf{S}} \tilde{\mathbf{X}}^H \mathbf{Q}^{-1} \mathbf{r} \quad (22)$$

4 检测器性能分析

检测概率和虚警概率是衡量检测器性能的重要指标. 本节首先分析第3节中 PGLRT 和 PWald 检测器的统计特性, 然后分别给出这两种检测器检测概率和虚警概率的解析表达式.

4.1 PGLRT 检测器

式(16)可改写为

$$A_{\text{PGLRT}} = \frac{\mathbf{r}^H \mathbf{Q}^{-1} \mathbf{r}}{\mathbf{r}^H (\tilde{\mathbf{X}} \tilde{\mathbf{X}}^H)^{-1} \mathbf{r}} = \frac{\mathbf{r}^H \mathbf{Q}^{-1} \mathbf{r}}{\mathbf{r}^H \mathbf{Q}^{-1} \mathbf{r} - \mathbf{r}^H \mathbf{Q}^{-1} \mathbf{X}_1 (\mathbf{I} + \mathbf{X}_1^H \mathbf{Q}^{-1} \mathbf{X}_1)^{-1} \mathbf{X}_1^H \mathbf{Q}^{-1} \mathbf{r}} \quad (23)$$

其中, $\mathbf{X}_1 = \tilde{\mathbf{X}} \tilde{\mathbf{S}}^H (\tilde{\mathbf{S}} \tilde{\mathbf{S}}^H)^{-1/2}$, 令

$$\tilde{\Lambda}_{\text{PGLRT}} = \frac{\mathbf{r}^H \mathbf{Q}^{-1} \mathbf{X}_1 (\mathbf{I} + \mathbf{X}_1^H \mathbf{Q}^{-1} \mathbf{X}_1)^{-1} \mathbf{X}_1^H \mathbf{Q}^{-1} \mathbf{r}}{\mathbf{r}^H \mathbf{Q}^{-1} \mathbf{r}} \quad (24)$$

则 A_{PGLRT} 与 $\tilde{\Lambda}_{\text{PGLRT}}$ 等效.

令 \mathbf{U} 为酉矩阵, 具体形式为 $\mathbf{U} = \left[\tilde{\mathbf{S}}^H (\tilde{\mathbf{S}} \tilde{\mathbf{S}}^H)^{-1/2}, \mathbf{U}_2 \right]$, 且满足 $\mathbf{U}_2 \mathbf{U}_2^H = \mathbf{I} - \tilde{\mathbf{S}}^H (\tilde{\mathbf{S}} \tilde{\mathbf{S}}^H)^{-1} \tilde{\mathbf{S}}$, $\mathbf{U}_2^H \tilde{\mathbf{S}}^H (\tilde{\mathbf{S}} \tilde{\mathbf{S}}^H)^{-1/2} = \mathbf{0}_{(2L-2) \times 2}$, 则有

$$\mathbf{X} \mathbf{U} \mathbf{U}^H = \mathbf{X}_1 (\tilde{\mathbf{S}} \tilde{\mathbf{S}}^H)^{-1/2} \tilde{\mathbf{S}} + \mathbf{X}_2 \mathbf{U}_2^H \quad (25)$$

其中, $\mathbf{X}_2 = \mathbf{X} \mathbf{U}_2$. 由于 $\mathbf{Q} = \tilde{\mathbf{X}} \mathbf{U}_2 \mathbf{U}_2^H \tilde{\mathbf{X}}^H = \mathbf{X}_2 \mathbf{X}_2^H$, $\mathbf{U}_2^H \tilde{\mathbf{S}}^H (\tilde{\mathbf{S}} \tilde{\mathbf{S}}^H)^{-1/2} = \mathbf{0}_{(2L-2) \times 2}$, 则 \mathbf{X}_1 与 \mathbf{X}_2 相互独立.

对式(24)进行白化处理可得

$$\tilde{\Lambda}_{\text{PGLRT}} = \frac{\tilde{\mathbf{r}}^H \tilde{\mathbf{Q}}^{-1} \tilde{\mathbf{X}}_1 (\mathbf{I} + \tilde{\mathbf{X}}_1^H \tilde{\mathbf{Q}}^{-1} \tilde{\mathbf{X}}_1)^{-1} \tilde{\mathbf{X}}_1^H \tilde{\mathbf{Q}}^{-1} \tilde{\mathbf{r}}}{\tilde{\mathbf{r}}^H \tilde{\mathbf{Q}}^{-1} \tilde{\mathbf{r}}} \quad (26)$$

其中, $\tilde{\mathbf{r}} = \mathbf{R}^{-1/2} \mathbf{r}$, $\tilde{\mathbf{Q}}^{-1} = \mathbf{R}^{1/2} \mathbf{Q}^{-1} \mathbf{R}^{1/2}$, $\tilde{\mathbf{X}}_1 = \mathbf{R}^{-1/2} \mathbf{X}_1$.

令酉矩阵 $\mathbf{F} = \left[\tilde{\mathbf{r}} (\tilde{\mathbf{r}}^H \tilde{\mathbf{r}})^{-1/2}, \tilde{\mathbf{r}}_{\perp} \right]$, 其中

$\tilde{\mathbf{r}}_{\perp}^{\text{H}} \tilde{\mathbf{r}} (\tilde{\mathbf{r}}^{\text{H}} \tilde{\mathbf{r}})^{-1/2} = \mathbf{0}_{(N-1) \times 1}$, 式(26)可改写为

$$\tilde{\Lambda}_{\text{PGLRT}} = \frac{e^{\text{H}} \bar{\mathbf{Q}}^{-1} \bar{\mathbf{X}} (\mathbf{I} + \bar{\mathbf{X}}^{\text{H}} \bar{\mathbf{Q}}^{-1} \bar{\mathbf{X}})^{-1} \bar{\mathbf{X}}^{\text{H}} \bar{\mathbf{Q}}^{-1} e}{e^{\text{H}} \bar{\mathbf{Q}}^{-1} e} \quad (27)$$

其中, $e = \mathbf{F}^{\text{H}} \tilde{\mathbf{r}}, \bar{\mathbf{Q}}^{-1} = \mathbf{F} \tilde{\mathbf{Q}}^{-1} \mathbf{F}^{\text{H}}, \bar{\mathbf{X}} = \mathbf{F}^{\text{H}} \tilde{\mathbf{X}}_1$.

令 $\bar{\mathbf{X}} = [\mathbf{x}_A, \mathbf{X}_B^{\text{T}}]^{\text{T}}$, 其中 $\mathbf{x}_A \in \mathbb{C}^{2 \times 1}$, $\mathbf{X}_B \in \mathbb{C}^{(N-1) \times 2}$. 令

$$\bar{\mathbf{Q}}^{-1} = \begin{bmatrix} q_{AA} & \mathbf{Q}_{AB} \\ \mathbf{Q}_{BA} & \mathbf{Q}_{BB} \end{bmatrix}, \quad \bar{\mathbf{Q}} = \begin{bmatrix} r_{AA} & \mathbf{R}_{AB} \\ \mathbf{R}_{BA} & \mathbf{R}_{BB} \end{bmatrix} \quad (28)$$

其中, $q_{AA} = (r_{AA} - \mathbf{R}_{AB} \mathbf{R}_{BB}^{-1} \mathbf{R}_{BA})^{-1}$, $\mathbf{Q}_{AB} = -q_{AA} \mathbf{R}_{AB} \mathbf{R}_{BB}^{-1}$, $\mathbf{Q}_{BA} = -q_{AA} \mathbf{R}_{BB}^{-1} \mathbf{R}_{BA}$, $\mathbf{Q}_{BB} = (\mathbf{R}_{BB}^{-1} - \mathbf{R}_{BA} q_{AA}^{-1} \mathbf{R}_{AB})^{-1}$. 则有

$$\begin{aligned} & \frac{e^{\text{H}} \bar{\mathbf{Q}}^{-1} \bar{\mathbf{X}} (\mathbf{I} + \bar{\mathbf{X}}^{\text{H}} \bar{\mathbf{Q}}^{-1} \bar{\mathbf{X}})^{-1} \bar{\mathbf{X}}^{\text{H}} \bar{\mathbf{Q}}^{-1} e}{e^{\text{H}} \bar{\mathbf{Q}}^{-1} e} \\ &= q_{AA} \mathbf{W} [\mathbf{I} + q_{AA} \mathbf{W}^{\text{H}} \mathbf{W} + \mathbf{X}_B^{\text{H}} \mathbf{Q}_{BB}^{-1} \mathbf{X}_B]^{-1} \mathbf{W}^{\text{H}} \quad (29) \end{aligned}$$

其中, $\mathbf{W} = \mathbf{x}_A^{\text{T}} - \mathbf{R}_{AB} \mathbf{R}_{BB}^{-1} \mathbf{X}_B$, 令 $\Sigma_B = \mathbf{X}_B^{\text{H}} \mathbf{R}_{BB}^{-1} \mathbf{X}_B$, 采用矩阵求逆引理可得

$$\begin{aligned} & q_{AA} \mathbf{W} [\mathbf{I} + q_{AA} \mathbf{W}^{\text{H}} \mathbf{W} + \mathbf{X}_B^{\text{H}} \mathbf{Q}_{BB}^{-1} \mathbf{X}_B]^{-1} \mathbf{W}^{\text{H}} \\ &= \frac{q_{AA} \mathbf{W} (\mathbf{I} + \Sigma_B)^{-1} \mathbf{W}^{\text{H}}}{1 + q_{AA} \mathbf{W} (\mathbf{I} + \Sigma_B)^{-1} \mathbf{W}^{\text{H}}} \quad (30) \end{aligned}$$

根据文献 [15,19,21] 可得 $1/q_{AA}$ 服从自由度为 $(2L - N - 1)/2$ 的中心复卡方分布, 即 $1/q_{AA} \sim \mathcal{C}\chi_{(2L-N-1)/2}^2$. 给定 \mathbf{X}_B 的条件下, $\mathbf{W} (\mathbf{I} + \Sigma_B)^{-1} \mathbf{W}^{\text{H}}$ 在 H_0 假设下服从自由度为 1 的中心复卡方分布, 记为 $\mathbf{W} (\mathbf{I} + \Sigma_B)^{-1} \mathbf{W}^{\text{H}} \sim \mathcal{C}\chi_1^2$; 在 H_1 假设下服从自由度为 1 的非中心复卡方分布, 其非中心参数可表示为

$$\begin{aligned} & \mathbb{E} [\mathbf{W} (\mathbf{I} + \Sigma_B)^{-1/2}] \mathbb{E}^{\text{H}} [\mathbf{W} (\mathbf{I} + \Sigma_B)^{-1/2}] \\ &= \mathbb{E} \left[(\mathbf{x}_A^{\text{T}} - \mathbf{R}_{AB} \mathbf{R}_{BB}^{-1} \mathbf{X}_B) (\mathbf{I} + \Sigma_B)^{-1/2} \right] \\ & \cdot \mathbb{E}^{\text{H}} \left[(\mathbf{x}_A^{\text{T}} - \mathbf{R}_{AB} \mathbf{R}_{BB}^{-1} \mathbf{X}_B) (\mathbf{I} + \Sigma_B)^{-1/2} \right] \quad (31) \end{aligned}$$

由于 $\mathbf{x}_A^{\text{T}} = (\tilde{\mathbf{r}}^{\text{H}} \tilde{\mathbf{r}})^{-1/2} \tilde{\mathbf{r}}^{\text{H}} \mathbf{R}^{-1/2} \mathbf{X}_1 = (\mathbf{r}^{\text{H}} \mathbf{R}^{-1} \mathbf{r})^{-1/2}$

$\cdot \mathbf{r}^{\text{H}} \mathbf{R}^{-1} \tilde{\mathbf{X}} \tilde{\mathbf{S}}^{\text{H}} (\tilde{\mathbf{S}} \tilde{\mathbf{S}}^{\text{H}})^{-1/2}$, 则有

$$\begin{aligned} & \mathbf{r}^{\text{H}} \mathbf{R}^{-1} \tilde{\mathbf{X}} \tilde{\mathbf{S}}^{\text{H}} (\tilde{\mathbf{S}} \tilde{\mathbf{S}}^{\text{H}})^{-1/2} \\ &= \mathbf{r}^{\text{H}} \mathbf{R}^{-1} \left[(\mathbf{X} + \mathbf{J} \mathbf{X}^*) / 2 \quad (\mathbf{X} - \mathbf{J} \mathbf{X}^*) / 2 \right] \\ & \cdot \tilde{\mathbf{S}}^{\text{H}} (\tilde{\mathbf{S}} \tilde{\mathbf{S}}^{\text{H}})^{-1/2} = \mathbf{r}^{\text{H}} \mathbf{R}^{-1} \frac{\mathbf{r}}{2} \left[\alpha \mathbf{t}^{\text{H}} \mathbf{S} + \alpha^* (\mathbf{t}^{\text{H}} \mathbf{S})^* \right] \\ & \alpha \mathbf{t}^{\text{H}} \mathbf{S} - \alpha^* (\mathbf{t}^{\text{H}} \mathbf{S})^* \tilde{\mathbf{S}}^{\text{H}} (\tilde{\mathbf{S}} \tilde{\mathbf{S}}^{\text{H}})^{-1/2} \quad (32) \end{aligned}$$

令 $\text{Re}[\mathbf{t}^{\text{H}} \mathbf{S}] = \mathbf{g}^{\text{T}}$, $\text{Im}[\mathbf{t}^{\text{H}} \mathbf{S}] = \mathbf{h}^{\text{T}}$, $\text{Re}(\alpha) = c$,

$\text{Im}(\alpha) = d$, 式(32)可进一步改写为

$$\begin{aligned} & \mathbf{r}^{\text{H}} \mathbf{R}^{-1} \frac{\mathbf{r}}{2} \left[\alpha \mathbf{t}^{\text{H}} \mathbf{S} + \alpha^* (\mathbf{t}^{\text{H}} \mathbf{S})^* \right] \\ & \alpha \mathbf{t}^{\text{H}} \mathbf{S} - \alpha^* (\mathbf{t}^{\text{H}} \mathbf{S})^* \tilde{\mathbf{S}}^{\text{H}} (\tilde{\mathbf{S}} \tilde{\mathbf{S}}^{\text{H}})^{-1/2} \\ &= \mathbf{r}^{\text{H}} \mathbf{R}^{-1} \mathbf{r} \left[(c \mathbf{g}^{\text{T}} - d \mathbf{h}^{\text{T}}) \quad \text{j} (d \mathbf{g}^{\text{T}} + c \mathbf{h}^{\text{T}}) \right] \\ & \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{g} & -\mathbf{h} \\ -\text{j} \mathbf{h} & -\text{j} \mathbf{g} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{g}^{\text{T}} \mathbf{g} + \mathbf{h}^{\text{T}} \mathbf{h} & 0 \\ 0 & \mathbf{g}^{\text{T}} \mathbf{g} + \mathbf{h}^{\text{T}} \mathbf{h} \end{bmatrix}^{-1/2} \\ &= \mathbf{r}^{\text{H}} \mathbf{R}^{-1} \mathbf{r} \left[c (\mathbf{t}^{\text{H}} \mathbf{S} \mathbf{S}^{\text{H}} \mathbf{t})^{1/2} \quad d (\mathbf{t}^{\text{H}} \mathbf{S} \mathbf{S}^{\text{H}} \mathbf{t})^{1/2} \right] \quad (33) \end{aligned}$$

将式(33)代入到式(31)可得

$$\begin{aligned} & \mathbb{E} \left[(\mathbf{x}_A^{\text{T}} - \mathbf{R}_{AB} \mathbf{R}_{BB}^{-1} \mathbf{X}_B) (\mathbf{I} + \Sigma_B)^{-1/2} \right] = (\mathbf{r}^{\text{H}} \mathbf{R}^{-1} \mathbf{r})^{1/2} \\ & \cdot \mathbb{E} \left\{ \left[c (\mathbf{t}^{\text{H}} \mathbf{S} \mathbf{S}^{\text{H}} \mathbf{t})^{1/2}, d (\mathbf{t}^{\text{H}} \mathbf{S} \mathbf{S}^{\text{H}} \mathbf{t})^{1/2} \right] (\mathbf{I} + \Sigma_B)^{-1/2} \right\} \quad (34) \end{aligned}$$

然后将式(34)代入到式(31)中可得

$$\begin{aligned} & \mathbb{E} \left[\mathbf{W} (\mathbf{I} + \Sigma_B)^{-1/2} \right] \mathbb{E}^{\text{H}} \left[\mathbf{W} (\mathbf{I} + \Sigma_B)^{-1/2} \right] \\ &= \mathbf{r}^{\text{H}} \mathbf{R}^{-1} \mathbf{r} \mathbb{E} \left\{ \left[c (\mathbf{t}^{\text{H}} \mathbf{S} \mathbf{S}^{\text{H}} \mathbf{t})^{1/2}, d (\mathbf{t}^{\text{H}} \mathbf{S} \mathbf{S}^{\text{H}} \mathbf{t})^{1/2} \right] \right. \\ & \left. \cdot (\mathbf{I} + \Sigma_B)^{-1} \left[c (\mathbf{t}^{\text{H}} \mathbf{S} \mathbf{S}^{\text{H}} \mathbf{t})^{1/2}, d (\mathbf{t}^{\text{H}} \mathbf{S} \mathbf{S}^{\text{H}} \mathbf{t})^{1/2} \right]^{\text{T}} \right\} \quad (35) \end{aligned}$$

由于复散射系数 α 实部和虚部不相关且 $(\mathbf{I} + \Sigma_B)^{-1}$ 服从多元贝塔分布^[9], 因此可得

$$\begin{aligned} & \mathbb{E} \left[\mathbf{W} (\mathbf{I} + \Sigma_B)^{-1/2} \right] \mathbb{E}^{\text{H}} \left[\mathbf{W} (\mathbf{I} + \Sigma_B)^{-1/2} \right] \\ &= |\alpha|^2 \beta \mathbf{r}^{\text{H}} \mathbf{R}^{-1} \mathbf{r} \mathbf{t}^{\text{H}} \mathbf{S} \mathbf{S}^{\text{H}} \mathbf{t} \quad (36) \end{aligned}$$

其中, β 服从自由度为 $(2L - N)/2$ 和 $(N - 1)/2$ 的贝塔分布。

因此对于给定 \mathbf{X}_B 时, $q_{AA} \mathbf{W} (\mathbf{I} + \Sigma_B)^{-1} \mathbf{W}^{\text{H}}$ 在 H_0 假设下服从自由度为 1, $(2L - N - 1)/2$ 的复中心 F 分布; $q_{AA} \mathbf{W} (\mathbf{I} + \Sigma_B)^{-1} \mathbf{W}^{\text{H}}$ 在 H_1 假设下服从自由度为 1, $(2L - N - 1)/2$ 的非中心参数为 $|\alpha|^2 \beta \mathbf{r}^{\text{H}} \mathbf{R}^{-1} \mathbf{r} \mathbf{t}^{\text{H}} \mathbf{S} \mathbf{S}^{\text{H}} \mathbf{t}$ 的非中心复 F 分布。中心贝塔分布的 PDF 可表示为^[24]

$$f_{\beta}(\beta, n, m) = \frac{\beta^{n-1} (1 - \beta)^{m-1}}{B(n, m)} \quad (37)$$

其中 $B(n, m)$ 为贝塔函数, 其表达式为

$$B(n, m) = \int_0^1 t^{n-1} (1 - t)^{m-1} dt \quad (38)$$

非中心复 F 分布的累计分布函数 (Cumulative Distribution Function, CDF) 可表示为^[23]

$$\begin{aligned} & f_F(x, n, m, c) = \frac{x^n}{(1 + x)^{n+m-1}} \\ & \cdot \sum_{k=0}^{m-1} C_{n+m-1}^{k+n} x^k G_{k+1} \left(\frac{c}{1+x} \right) \quad (39) \end{aligned}$$

其中， $G_{k+1}(x) = e^{-x} \sum_{m=0}^k x^m / m!$ ， $C_{n+m-1}^{k+n} = (n+m-1)! / [(m-k-1)!(k+n)!]$ 。

根据 $q_{AA} \mathbf{W}(\mathbf{I} + \boldsymbol{\Sigma}_B)^{-1} \mathbf{W}^H$ 的分布特性，PGLRT 检测器的虚警概率可表示为

$$\text{PFA}_{\text{PGLRT}} = 1 - f_F[\eta_{\text{PGLRT}} - 1, 1, (2L - N - 1)/2, 0] \quad (40)$$

其中， η_{PGLRT} 表示 PGLRT 检测器的门限，检测概率可表示为

$$\text{PD}_{\text{PGLRT}} = 1 - \int_0^1 f_F[\eta_{\text{PGLRT}} - 1, 1, (2L - N - 1)/2, \delta^2] \cdot f_\beta[\beta, (2L - N)/2, (N - 1)/2] d\beta \quad (41)$$

其中， $\delta^2 = |\alpha|^2 \beta \mathbf{r}^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{r} \mathbf{t}^H \mathbf{S} \mathbf{S}^H \mathbf{t}$ 。

4.2 PWald 检测器

式(22)可改写为

$$A_{\text{PWald}} = \frac{\mathbf{r}^H \mathbf{Q}^{-1} \mathbf{X}_1 \mathbf{X}_1^H \mathbf{Q}^{-1} \mathbf{r}}{\mathbf{r}^H \mathbf{Q}^{-1} \mathbf{r}} \quad (42)$$

采用和 4.1 节相同的方法可将式(42)改写为

$$A_{\text{PWald}} = \frac{e^H \bar{\mathbf{Q}}^{-1} \bar{\mathbf{X}} \bar{\mathbf{X}}^H \bar{\mathbf{Q}}^{-1} e}{e^H \bar{\mathbf{Q}}^{-1} e} = q_{AA} \mathbf{W} \mathbf{W}^H \quad (43)$$

根据 $q_{AA} \mathbf{W}(\mathbf{I} + \boldsymbol{\Sigma}_B)^{-1} \mathbf{W}^H$ 的分布特性，可得 PWald 检测器的检测概率和虚警概率分别为

$$\text{PFA}_{\text{PWald}} = 1 - \int_0^1 f_F[\beta \eta_{\text{PWald}}, 1, (2L - N - 1)/2, 0] \cdot f_\beta[\beta, (2L - N)/2, (N - 1)/2] d\beta \quad (44)$$

$$\text{PD}_{\text{PWald}} = 1 - \int_0^1 f_F[\beta \eta_{\text{PWald}}, 1, (2L - N - 1)/2, \delta^2] \cdot f_\beta[\beta, (2L - N)/2, (N - 1)/2] d\beta \quad (45)$$

其中， η_{PWald} 表示 PWald 检测器的检测门限。

5 仿真实验

本节通过蒙特卡洛方法来验证本文理论分析的正确性。检测器的虚警率设置为 10^{-3} ，检测门限和检测概率均采用 10^5 次实验得到。

为验证斜对称检测器在天线阵元数分别为奇数和偶数情况下的检测性能，令发射天线和接收天线的阵元数分别为 $M=N=16$ 和 $M=N=17$ 。此外目标相对发射天线和接收天线的角度分别为 30° 和 60° ，

信噪比表示为单个阵元发射信号和噪声的功率之比，其表达式为 $\text{SNR} = P / (M\sigma^2)$ ，其中 P 表示天线发射总能量， σ^2 表示单个接收阵元的噪声功率。仿真结果中给出了不利用斜对称结构的 GLRT 检测器^[14]和 Wald 检测器^[15]，分别用“GLRT”和“Wald”表示。此外，“PGLRT-TH”和“PWald-TH”表示本文的 PGLRT 检测器和 PWald 检测器的理论计算结果，“PGLRT-MC”和“PWald-MC”表示蒙特卡洛仿真结果。

实验 1 未知确定目标检测

从图 1(a)和图 2(a)中可以看出，当波形采样数较少时，本文检测器性能优于常规的 GLRT 和 Wald 检测器。当波形采样数较多时，如图 1(b)和图 2(b)，4 种检测器性能都有一定提升，但本文提出检测器性能仍优于常规的 GLRT 和 Wald 检测器。此外，从图 1 和图 2 中可看出，理论性能曲线和蒙特卡洛仿真比较吻合，这证明了本文理论分析的正确性。需要注意的是，图 2(a)中 GLRT 和 Wald 检测器的性能较图 1(a)中下降较大，这是由于接收导向矢量维数变大而波形采样数较少导致噪声协方差矩阵估计不够准确，从而导致目标检测性能下降。

实验 2 未知慢起伏目标检测

在实际战场环境中，目标的雷达横截面积 (Radar Cross Section, RCS) 是起伏的^[25]。根据目标 RCS 起伏快慢，可将目标分为慢起伏目标和快起伏目标。其中慢起伏目标指的是目标复散射系数在脉冲间为确定值但在多次扫描中为随机值，如 Swerling 1 和 Swerling 3 两种目标模型。而快起伏目标的复散射系数在脉冲间是随机值，如 Swerling 2 和 Swerling 4 型。

为验证本文第 4 节中理论分析经过推广后也能应用于慢起伏目标的情况，下面假设目标的复散射系数 α 为复高斯分布，然后对分别给出这种情况下目标检测概率和虚警率的解析表达式。若 α 为复高斯分布，则式(36)中 $\rho = |\alpha|^2 \mathbf{r}^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{r} \mathbf{t}^H \mathbf{S} \mathbf{S}^H \mathbf{t}$ 服从指数分布^[26]，即

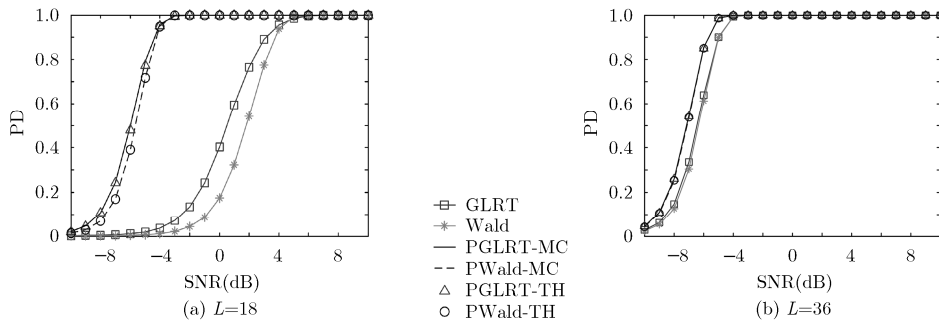
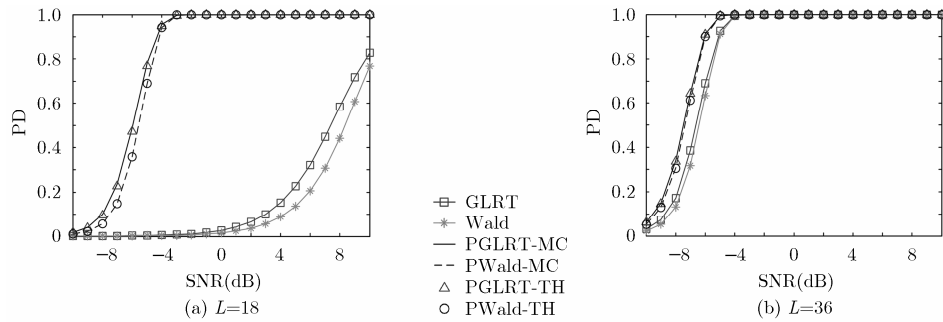


图 1 不同波形采样数条件下的未知确定目标的检测性能曲线， $M=N=16$

图2 不同波形采样数条件下的未知确定目标的检测性能曲线, $M=N=17$

$$f(\rho) = e^{-\rho/\rho_0} / \rho_0 \quad (46)$$

其中, ρ_0 为 ρ 的均值。

由于 α 与 H_0 无关, 因此检测器的虚警概率不受 α 的影响, 即 PGLRT 和 PWald 检测器的虚警概率仍分别为式(40)和式(44)。

根据式(41), 式(45)和式(46)可得未知慢起伏目标的检测概率为

$$PD = 1 - \int_0^1 \int_0^\infty f_F[\eta, 1, (2L - N - 1)/2, \beta\rho] \cdot f_\beta[\beta, (2L - N)/2, (N - 1)/2] f(\rho) d\rho d\beta \quad (47)$$

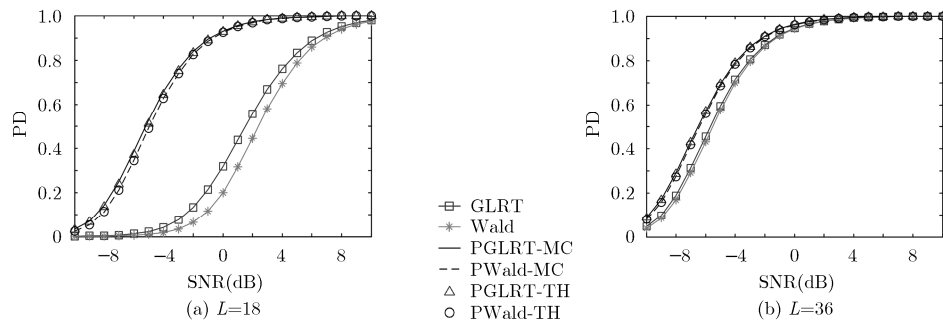
其中, $\eta = \eta_{\text{PGLRT}} - 1$ 为 PGLRT 检测器的检测概率, $\eta = \beta\eta_{\text{PWald}}$ 为 PWald 检测器的检测概率。

对比图 1、图 2 和图 3, 当目标模型为未知慢起伏目标时, 检测器检测性能均存在一定程度的下降, 但 PGLRT 和 PWald 检测器性能仍优于 GLRT 和

Wald 检测器。此外, 未知慢起伏目标情况下的理论性能曲线和蒙特卡洛仿真曲线也是一致的, 这也验证了本文理论分析的正确性。

6 结束语

本文给出了噪声协方差矩阵具有斜对称结构条件下 MIMO 雷达的 PGLRT 和 PWald 检测器, 分析了这两种检测器的统计分布特性, 最后给出两种检测器检测概率和虚警概率的解析表达式。研究结果表明利用噪声协方差矩阵斜对称结构可有效提高检测器在波形采样数较少时的检测性能。需要指出的是, 本文主要讨论了不存在信号失配时的 PGLRT 和 PWald 检测器的统计分布特性, 当存在信号失配时, PGLRT 和 PWald 检测器的统计分布特性还需要进一步研究。

图3 不同波形采样数条件下的未知随机目标的检测性能曲线, $M=N=16$

参考文献

- [1] LI J and STOICA P. MIMO Radar Signal Processing [M]. New Jersey: John Wiley & Sons, 2008: 65-122. doi: 10.1002/9780470391488.
- [2] LI J and STOICA P. MIMO radar with colocated antennas [J]. *IEEE Signal Processing Magazine*, 2007, 24(5): 106-114. doi: 10.1109/MSP.2007.904812.
- [3] 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.
- [4] 刘明, 水鹏朗. 海杂波背景下的组合自适应 GLRT-LTD[J]. *电子与信息学报*, 2015, 37(12): 2984-2990. doi: 10.11999/JEIT150588.
- [5] LIU M and SHUI P. Combined adaptive GLRT-LTD against sea clutter[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2015, 37(12): 2984-2990. doi: 10.11999/JEIT150588.
- [5] 刘维建, 简涛, 杨海峰, 等. 适用于子空间信号失配的参数可

- 调多通道自适应检测器[J]. 电子与信息学报, 2016, 38(12): 3011-3017. doi: 10.11999/JEIT161072.
- LIU W, JIAN T, YANG H, *et al.* Tunable multichannel adaptive detector for mismatched subspace signals[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2016, 38(12): 3011-3017. doi: 10.11999/JEIT161072.
- [6] 许述文, 薛健, 水鹏朗. 基于知识的海杂波背景下距离扩展目标检测[J]. 电子与信息学报. 2016, 38(12): 3004-3010. doi: 10.11999/JEIT160905.
- XU S, XUE J, and SHUI P. Adaptive detection of range-spread targets based on knowledge in sea clutter background [J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2016, 38(12): 3004-3010. doi: 10.11999/JEIT160905.
- [7] WANG P, LI H, and HIMED B. Moving target detection using distributed MIMO radar in clutter with nonhomogeneous power[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2011, 59(10): 4809-4820. doi: 10.1109/TSP.2011.2160861.
- [8] LIU J, ZHANG Z J, CAO Y, *et al.* A closed-form expression for false alarm rate of adaptive MIMO-GLRT detector with distributed MIMO radar[J]. *Signal Processing*, 2013, 93(9): 2771-2776. doi: 10.1016/j.sigpro.2013.03.001.
- [9] LIU J, LI H, and HIMED B. Persymmetric adaptive target detection with distributed MIMO radar[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2015, 51(1): 372-382. doi: 10.1109/TAES.2014.130652.
- [10] BEKKERMAN I and TABRIKIAN J. Target detection and localization using MIMO radars and sonars[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2006, 54(10): 3873-3883. doi: 10.1109/TSP.2006.879267.
- [11] CUI G, KONG L, and YANG X. Performance analysis of colocated MIMO radars with randomly distributed arrays in compound-Gaussian clutter[J]. *Circuits, Systems, and Signal Processing*, 2012, 31(4): 1407-1422. doi: 10.1007/s00034-011-9381-y.
- [12] HATAM M, SHEIKHI A, and MASNADI M A. Target detection in pulse-train MIMO radars applying ICA algorithms[J]. *Progress in Electromagnetics Research*, 2012, 122: 413-435. doi: 10.2528/PIER11101206.
- [13] LI J, XU L, STOICA P, *et al.* Range compression and waveform optimization for MIMO radar: A cramer-Rao bound based study[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2008, 56(1): 218-232. doi: 10.1109/TSP.2007.901653.
- [14] XU L, LI J, 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.
- [15] LIU W, WANG Y, LIU J, *et al.* Adaptive detection without training data in colocated MIMO radar[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2015, 51(3): 2469-2479. doi: 10.1109/TAES.2015.130754.
- [16] HAO C, GAZOR S, FOGLIA G, *et al.* Persymmetric adaptive detection and range estimation of a small target[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2015, 51(4): 2590-2604. doi: 10.1109/TAES.2015.140517.
- [17] GAO Y, LIAO G, ZHU S, *et al.* A Persymmetric GLRT for adaptive detection in compound-Gaussian clutter with random texture[J]. *IEEE Signal Processing Letters*, 2013, 20(6): 615-618. doi: 10.1109/LSP.2013.2259232.
- [18] WANG P, SAHINOGLU Z, PUN M O, *et al.* Persymmetric parametric adaptive matched filter for multichannel adaptive signal detection[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2012, 60(6): 3322-3328. doi: 10.1109/TSP.2012.2190411.
- [19] CAI L and WANG H. A persymmetric multiband GLR algorithm[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 1992, 28(3): 806-816. doi: 10.1109/7.256301.
- [20] HAO C, ORLANDO D, MA X, *et al.* Persymmetric detectors with enhanced rejection capabilities[J]. *IET Radar, Sonar and Navigation*, 2014, 8(5): 557-563. doi: 10.1049/iet-rsn.2013.0115.
- [21] GAO Y, LIAO G, ZHU S, *et al.* Persymmetric adaptive detectors in homogeneous and partially homogeneous environments[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2014, 62(2): 331-342. doi: 10.1109/TSP.2013.2288087.
- [22] LIU W, WANG Y, and XIE W. Fisher information matrix, Rao test, and Wald test for complex-valued signals and their applications[J]. *Signal Processing*, 2014, 94: 1-5. doi: 10.1016/j.sigpro.2013.06.032.
- [23] LIU W, XIE W, LIU J, *et al.* Adaptive double subspace signal detection in Gaussian background—part I: Homogeneous environments[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2014, 62(9): 2345-2357. doi: 10.1109/TSP.2014.2309556.
- [24] RICHMOND C D. Performance of the adaptive sidelobe blanker detection algorithm in homogeneous environments[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2000, 48(5): 1235-1247. doi: 10.1109/78.839972.
- [25] 理查兹. 雷达信号处理基础[M]. 北京: 电子工业出版社, 2008: 59-62.
- RICHARDS M A. Fundamentals of Radar Signal Processing [M]. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2008: 59-62.
- [26] RAGHAVAN R S, QIU H F, and MCLAUGHLIN D J. CFAR detection in clutter with unknown correlation properties[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 1995, 31(2): 647-657. doi: 10.1109/7.381913.
- 杨海峰: 男, 1986年生, 博士生, 研究方向为空时自适应检测、阵列信号处理。
- 蒋国喜: 男, 1974年生, 工程师, 主要研究方向为雷达系统与软件化雷达。
- 刘维建: 男, 1982年生, 博士, 讲师, 主要研究方向为空时自适应检测、阵列信号处理、抗干扰技术。
- 谢文冲: 男, 1978年生, 博士, 副教授, 主要研究方向为机载雷达信号处理、阵列信号处理。
- 王永良: 男, 1965年生, 博士, 中国科学院院士, 主要研究方向为机载雷达信号处理、阵列信号处理、雷达系统设计。