

# 基于对角加载的机载 MIMO 雷达 自适应匹配滤波检测器

江胜利, 王鞠庭, 何 劲, 刘 中

(南京理工大学电子工程系, 南京 210014)

**摘 要:** 研究了基于自适应匹配滤波(Adaptive Matched Filter, AMF)的机载 MIMO 雷达目标检测问题。针对参考单元数据不足对 MIMO-AMF 检测器性能的影响,提出了基于对角加载的 MIMO 雷达 AMF(MIMO-LAMF)检测器,并对其检测性能进行分析,给出虚警概率和检测概率的闭合表达式。该检测器利用机载 MIMO 雷达杂波子空间低秩的特点和对角加载技术,解决了因参考数据不足所引起的矩阵病态问题。为了减少 MIMO-LAMF 检测器的运算量,在分析杂波协方差矩阵块对角化特性的基础上,给出一种简化 MIMO-LAMF 检测器。理论分析和仿真结果都表明,上述两种检测器相对于杂波协方差矩阵都具有恒虚警特性,检测性能优于 MIMO-AMF 检测器。

**关键词:** MIMO 雷达; 对角加载; 自适应匹配滤波; 恒虚警

**中图分类号:** TN951 **文献标识码:** A **文章编号:** 1000-1328(2009)05-1979-06

**DOI:** 10.3873/j.issn.1000-1328.2009.05.039

## 0 引言

近年来,随着雷达研究的深入和 MIMO 通信的快速发展,雷达与 MIMO 通信交融建立起来的 MIMO 雷达受到雷达界的广泛关注。目前的 MIMO 雷达研究主要集中在两种不同形式的 MIMO 系统:一是基于相控阵体制的 MIMO 雷达<sup>[1-2]</sup>,雷达单元之间的间距足够小,采用相干处理各单元发射的信号;二是基于多基地(Multi-static)或多站点(Multi-site)的 MIMO 雷达,收发单元间距足够大,从而使得各单元信号相互独立,以此获得空间分集增益提高雷达的检测和估计性能。本文重点研究第二类 MIMO 雷达。文献[3]首次提出此类 MIMO 雷达的概念,在此基础上,人们对 MIMO 雷达的波形设计<sup>[4]</sup>、参数估计<sup>[5]</sup>以及检测<sup>[6-8]</sup>等方面进行了深入的研究,其基本思想是把传统雷达的相关成果推广到 MIMO 雷达。

在目标检测的研究中,人们在单基地雷达中已发展了许多算法,其中应用最广的有 SMI 算法、GLRT 算法以及 AMF 算法<sup>[9-10]</sup>。本文重点研究基于 AMF 的机载 MIMO 雷达目标检测问题。当将 AMF 算法应用到 MIMO 雷达时,同样面临着干扰协方差

矩阵求逆的问题。一般说来,用来估计干扰协方差矩阵的独立同分布(IID)的参考数据量应至少大于 MIMO 雷达维数的 2 倍,否则会造成协方差矩阵估计值的病态<sup>[10]</sup>。由于 MIMO 雷达维数等于各个组成雷达单元维数之和,其数值会很大,实际获得的 IID 采样单元数目往往不能满足要求。因此,有必要改善 MIMO 雷达协方差矩阵的数值状态。对角加载(Diagonal loading)作为一种常用的避免估计协方差矩阵出现病态的技术,已广泛地应用于雷达检测领域中<sup>[10-11]</sup>。这类技术是对协方差矩阵的对角分量加上一个固定的量值以改变矩阵的数值状态。理论分析和仿真结果都表明在干扰子空间低秩的情形下,对角加载能够解决因参考数据不足引起的矩阵病态问题。众所周知,机载雷达空时杂波子空间维数远远小于数据维数<sup>[12]</sup>,因此本文将对角加载方法应用于机载 MIMO 雷达中,提出基于对角加载的 MIMO 雷达 AMF 检测算法,研究了其虚警概率和检测概率等性能;并在此基础上,利用 MIMO 雷达杂波协方差矩阵的块对角特性,提出一种简化 MIMO-LAMF 检测器,降低了检测器的运算量,有利于 MIMO 雷达的实时处理,具有一定的实用价值。

### 1 MIMO-AMF 检测器

为方便讨论起见,本文研究如图 1 所示的 MIMO 雷达系统<sup>[6]</sup>,它由一个发射雷达单元和位于不同位置的  $M$  个接收雷达单元构成。假设发射单元在一个相干处理周期发射  $N_i$  个脉冲;第  $m$  个接收单元采用阵元数为  $N_m$  的阵列天线接收回波,其接收到待测距离单元和第  $k$  个参考距离单元的空时回波分别为  $\mathbf{z}_{mp}$  和  $\mathbf{z}_{mk}$  ( $m = 1, 2, \dots, M; k = 1, 2, \dots, K$ ),相应的干扰分量分别为  $\mathbf{n}_{mp}$  和  $\mathbf{n}_{mk}$ ,它由杂波和接收机热噪声构成;目标归一化空间频率和多普勒频率分别为  $f_{sm}$  和  $f_{dm}$ ,回波强度为  $a_m$ 。令  $\mathbf{n}_k = [\mathbf{n}_{1k}^T, \mathbf{n}_{2k}^T, \dots, \mathbf{n}_{Mk}^T]^T, \mathbf{z}_k = [\mathbf{z}_{1k}^T, \mathbf{z}_{2k}^T, \dots, \mathbf{z}_{Mk}^T]^T, \mathbf{n} = [\mathbf{n}_{1p}^T, \mathbf{n}_{2p}^T, \dots, \mathbf{n}_{Mp}^T]^T, \mathbf{z} = [\mathbf{z}_{1p}^T, \mathbf{z}_{2p}^T, \dots, \mathbf{z}_{Mp}^T]^T$ ,则 MIMO 雷达对目标的检测可表示以下二元假设检验问题:

$$\begin{aligned}
 H_0: & \begin{cases} \mathbf{z} = \mathbf{n} \\ \mathbf{z}_k = \mathbf{n}_k \quad k = 1, \dots, K \end{cases} \\
 H_1: & \begin{cases} \mathbf{z} = \mathbf{S}\mathbf{a} + \mathbf{n} \\ \mathbf{z}_k = \mathbf{n}_k \quad k = 1, \dots, K \end{cases}
 \end{aligned} \tag{1}$$

其中  $H_1$  和  $H_0$  分别表示有无目标两种情形,  $\mathbf{s}_m = [1, e^{j2\pi f_{dm}}, \dots, e^{j2\pi f_{dm}(N_i-1)}]^T [1, e^{j2\pi f_{sm}}, \dots, e^{j2\pi f_{sm}(N_m-1)}]^T$  为空时导向向量,  $\mathbf{a} = [a_1, a_2, \dots, a_M]^T, \mathbf{S} = \text{diag}(\mathbf{s}_1, \mathbf{s}_2, \dots, \mathbf{s}_M)$ ,  $T$  表示转置,  $\otimes$  表示 Kronecker 积。

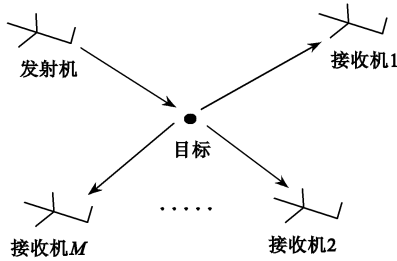


图 1 机载 MIMO 雷达结构框图  
Fig. 1 Configuration of airborne MIMO radar

假设各距离单元杂波是独立同分布的复高斯随机变量,则  $\mathbf{z}$  的协方差矩阵  $\mathbf{R}$  等于  $\mathbf{z}_k$  的协方差矩阵  $\mathbf{R}_k$ , 即

$$\mathbf{R} = \mathbf{R}_k = \begin{bmatrix} \mathbf{R}_{11} & \mathbf{R}_{12} & \dots & \mathbf{R}_{1M} \\ \mathbf{R}_{21} & \mathbf{R}_{22} & \dots & \mathbf{R}_{2M} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{R}_{M1} & \mathbf{R}_{M2} & \dots & \mathbf{R}_{MM} \end{bmatrix} \tag{2}$$

其中  $\mathbf{R}_{ij}$  ( $i, j = 1, 2, \dots, M$ ) 表示第  $i$  个和第  $j$  个接收

雷达单元回波间的互协方差矩阵。令  $\mathbf{T}_0 = \frac{1}{K+1} \{ \mathbf{z}\mathbf{z}^H + \sum_{k=1}^K \mathbf{z}_k \mathbf{z}_k^H \}, \mathbf{T}_1 = \frac{1}{K+1} \{ (\mathbf{z} - \mathbf{S}\mathbf{a})(\mathbf{z} - \mathbf{S}\mathbf{a})^H + \sum_{k=1}^K \mathbf{z}_k \mathbf{z}_k^H \}$ ,则在二元假设下,  $\mathbf{z}$  和  $\mathbf{z}_k$  ( $k = 1, 2, \dots, K$ ) 的联合概率密度函数分别为:

$$\begin{aligned}
 f_0(\mathbf{z}, \mathbf{z}_k | \mathbf{R}, H_0) &= \left\{ \frac{1}{|\pi \mathbf{R}|} \exp[-\text{tr}(\mathbf{R}^{-1} \mathbf{T}_0)] \right\}^{K+1} \\
 f_1(\mathbf{z}, \mathbf{z}_k | \mathbf{a}, \mathbf{R}, H_1) &= \left\{ \frac{1}{|\pi \mathbf{R}|} \exp[-\text{tr}(\mathbf{R}^{-1} \mathbf{T}_1)] \right\}^{K+1}
 \end{aligned} \tag{3}$$

其中  $H$  表示共轭转置,  $\|\cdot\|$  和  $\text{tr}(\cdot)$  表示矩阵的行列式和迹。

MIMO-AMF 检测器的基本思想如下<sup>[9]</sup>:首先假定杂波协方差已知,基于 MIMO 雷达待测单元的数据推导出 GLRT 检测器,然后根据参考单元数据得出的协方差矩阵最大似然估计值,再将其代入上述 GLRT 检测器中。

由式(3)可得未知目标回波强度  $\mathbf{a}$  时, MIMO 雷达的广义似然比为:

$$\frac{\max_{\mathbf{a}} f_1(\mathbf{z} | \mathbf{a}, H_1)}{f_0(\mathbf{z} | H_0)} \underset{H_0}{\overset{H_1}{\gtrless}} \gamma \tag{4}$$

联立式(3)和式(4)可得基于待测单元数据的 MIMO 雷达 GLRT 检测器为:

$$\mathbf{z}^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{S} (\mathbf{S}^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{S})^{-1} \mathbf{S}^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{z} \underset{H_0}{\overset{H_1}{\gtrless}} \gamma \tag{5}$$

将  $\mathbf{R}$  的最大似然估计值  $\hat{\mathbf{R}} = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \mathbf{z}_k \mathbf{z}_k^H$  代入式(5),令  $\hat{\mathbf{M}} = K \hat{\mathbf{R}}$ ,则可得 MIMO-AMF 检测器为:

$$\mathbf{z}^H \hat{\mathbf{M}}^{-1} \mathbf{S} (\mathbf{S}^H \hat{\mathbf{M}}^{-1} \mathbf{S})^{-1} \mathbf{S}^H \hat{\mathbf{M}}^{-1} \mathbf{z} \underset{H_0}{\overset{H_1}{\gtrless}} \gamma_0 \tag{6}$$

由式(6)可以看出 MIMO-AMF 检测器需要对  $\hat{\mathbf{M}}$  求逆,  $\hat{\mathbf{M}}$  的维数等于 MIMO 雷达各接收单元空时数据维数之和。在雷达的实际工作环境下,有限的 IID 采样单元会造成  $\hat{\mathbf{M}}$  的病态,从而导致检测性能严重下降。因此,本文提出了基于对角加载的 MIMO 雷达 AMF 检测器,解决了因参考单元数据不足引起的协方差矩阵病态问题。

### 2 基于对角加载的 MIMO 雷达 AMF 检测器

本节首先给出一种具有恒虚警特性的 MIMO-LAMF 检测器;然后,根据 MIMO 雷达杂波协方差矩

阵的块对角特性,提出了一种简化 MIMO-LAMF 检测器。

### 2.1 MIMO-LAMF 检测器

对角加载的基本思想是对干扰协方差矩阵估计值  $\hat{\mathbf{R}}$  的对角分量加上一个固定的量值  $\alpha$  以改变其数值状态,即用  $\hat{\mathbf{R}}_d = \hat{\mathbf{R}} + \alpha \mathbf{I}_N$  代替  $\hat{\mathbf{R}}$ , 由此可得 MIMO-LAMF 检测器为:

$$\mathbf{z}^H \hat{\mathbf{M}}_d^{-1} \mathbf{S} (\mathbf{S}^H \hat{\mathbf{M}}_d^{-1} \mathbf{S})^{-1} \mathbf{S}^H \hat{\mathbf{M}}_d^{-1} \mathbf{z} \underset{H_0}{\underset{H_1}{>}} \gamma_0 \quad (7)$$

其中  $\hat{\mathbf{M}}_d = K \hat{\mathbf{R}}_d = \hat{\mathbf{M}} + K \alpha \mathbf{I}_N$ ,  $\mathbf{I}_N$  表示  $N \times N$  维的单位矩阵,  $N = \sum_{m=1}^M N_t N_m$ 。

以下类似于文献[10]的研究思路,通过分析式(7)所给检测量在  $H_0$  和  $H_1$  两种假设条件下的统计特性,进而研究 MIMO-LAMF 检测器的检测性能。

对干扰协方差矩阵  $\mathbf{R}$  作特征分解:

$$\mathbf{R} = \mathbf{Q}_c \mathbf{\Lambda}_c \mathbf{Q}_c^H + \sigma^2 \mathbf{Q}_n \mathbf{Q}_n^H \quad (8)$$

其中  $\mathbf{Q}_c$  是由杂波协方差矩阵  $r$  个特征向量构成的  $N \times r$  维矩阵,  $\mathbf{\Lambda}_c$  是由杂波协方差矩阵  $r$  个特征值构成的  $r \times r$  维的对角矩阵,  $\mathbf{Q}_n$  是由噪声协方差矩阵  $N - r$  个特征向量构成的  $N \times (N - r)$  维矩阵,  $\sigma^2$  为噪声方差。

由式(8)可得  $\mathbf{R}$  的逆矩阵为:

$$\mathbf{R}^{-1} = \mathbf{Q}_c \mathbf{\Lambda}_c^{-1} \mathbf{Q}_c^H + \sigma^{-2} \mathbf{Q}_n \mathbf{Q}_n^H \quad (9)$$

通常情况下机载雷达的杂波功率远远大于噪声功率,即杂波的最小特征值  $\frac{1}{\gamma_{\min}} \ll \sigma^{-2}$ , 则  $\mathbf{R}^{-1}$  可近似表示为:

$$\mathbf{R}^{-1} = \sigma^{-2} \mathbf{Q}_n \mathbf{Q}_n^H + o\left(\frac{1}{\gamma_{\min}}\right) \quad (10)$$

其中  $o(\cdot)$  表示无穷小。

为表达简洁起见,下文推导时假设  $\sigma^2 = 1$ , 故  $\mathbf{R}^{-1}$  和  $\mathbf{R}^{-1/2}$  可以分别表示为:

$$\mathbf{R}^{-1} = \mathbf{Q}_n \mathbf{Q}_n^H, \mathbf{R}^{-1/2} = \mathbf{Q}_n \mathbf{Q}_n^H \quad (11)$$

令  $\mathbf{Z} = [\mathbf{z}_1, \mathbf{z}_2, \dots, \mathbf{z}_K]$ ,  $\mathbf{Z} = \mathbf{R}^{-1/2} \mathbf{Z}$ , 则  $\hat{\mathbf{M}}_d$  的逆矩阵可表示为:

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{M}}_d^{-1} &= (\mathbf{Z} \mathbf{Z}^H + K \alpha \mathbf{I}_N)^{-1} \\ &= \mathbf{R}^{-1/2} (\mathbf{Z} \mathbf{Z}^H + K \alpha \mathbf{R}^{-1})^{-1} \mathbf{R}^{-1/2} \\ &= \frac{1}{K \alpha} \mathbf{Q}_n \mathbf{Q}_n^H \mathbf{C} \mathbf{Q}_n \mathbf{Q}_n^H \end{aligned} \quad (12)$$

其中  $\mathbf{C} = (\mathbf{Q}_n^H \mathbf{Q}_n + \frac{1}{K \alpha} \mathbf{Z} \mathbf{Z}^H)^{-1}$ 。当  $K \alpha \gg 1$  时,

$\mathbf{Q}_n^H \mathbf{C} \mathbf{Q}_n \cong \mathbf{I}_{N-r}$ , 因此

$$\hat{\mathbf{M}}_d^{-1} \cong \frac{1}{K \alpha} \mathbf{Q}_n \mathbf{Q}_n^H \quad (13)$$

将式(13)代入式(7)得:

$$\mathbf{z}^H \mathbf{Q}_n \mathbf{Q}_n^H \mathbf{S} (\mathbf{S}^H \mathbf{Q}_n \mathbf{Q}_n^H \mathbf{S})^{-1} \mathbf{S}^H \mathbf{Q}_n \mathbf{Q}_n^H \mathbf{z} \underset{H_0}{\underset{H_1}{>}} \gamma_0 \quad (14)$$

令  $\mathbf{T} \triangleq (\mathbf{Q}_n \mathbf{Q}_n^H)^{1/2} \mathbf{S} (\mathbf{S}^H \mathbf{Q}_n \mathbf{Q}_n^H \mathbf{S})^{-1/2}$ , 酉矩阵  $\mathbf{U}$  和向量  $\mathbf{x}$  分别定义为:

$$\tilde{\mathbf{T}} = \mathbf{U} \mathbf{T} = [\mathbf{I}_M \mathbf{0}]^T, \mathbf{x} = \mathbf{U} (\mathbf{Q}_n \mathbf{Q}_n^H)^{1/2} \mathbf{z} = [\mathbf{x}_A^T \mathbf{x}_B^T]^T \quad (15)$$

其中  $\mathbf{x}_A$  和  $\mathbf{x}_B$  分别是  $M$  和  $N - r - M$  维的列向量。令  $\zeta = \mathbf{x}_A^H \mathbf{x}_A$ , 则式(14)可表示为:

$$\zeta \underset{H_0}{\underset{H_1}{>}} \gamma_1 \quad (16)$$

令符号  $\text{CN}(\mathbf{m}, \mathbf{R})$  表示均值为  $\mathbf{m}$ 、协方差矩阵为  $\mathbf{R}$  的高斯随机变量。则在  $H_0$  条件下,  $\mathbf{x}_A$  的分布为  $\text{CN}(0, \mathbf{I}_M)$ , 因此  $2\zeta$  为自由度等于  $2M$  的中心卡方分布,  $\zeta$  的概率密度函数为:

$$f(\zeta | H_0) = \frac{\zeta^{M-1}}{\gamma(M)} e^{-\zeta} \quad (17)$$

其中  $\Gamma(\cdot)$  为伽马函数。

在  $H_1$  条件下,  $\mathbf{x}_A$  的分布为  $\text{CN}((\mathbf{S}^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{S})^{1/2} \mathbf{a}, \mathbf{I}_M)$ , 因此  $2\zeta$  自由度等于  $2M$ 、非中心参数  $2\mu$  等于  $2\mathbf{a}^H \mathbf{S}^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{S} \mathbf{a}$  的非中心卡方分布, 则  $\zeta$  的概率密度函数为:

$$f(\zeta | H_1) = \left(\frac{\zeta}{\mu}\right)^{(M-1)/2} e^{-(\zeta+\mu)} I_{M-1}(2\sqrt{\mu\zeta}) \quad (18)$$

其中  $I_\nu(\cdot)$  为  $\nu$  阶第一类修正贝塞尔函数。

由式(16)~(18)可得 MIMO-LAMF 检测器的虚警概率和检测概率分别为:

$$P_{fa} = e^{-\gamma_1} \sum_{m=0}^{M-1} \frac{\gamma_1^m}{m!}, \quad (19)$$

$$P_d = \int_{\gamma_1}^{\infty} \left(\frac{x}{\mu}\right)^{(M-1)/2} e^{-(x+\mu)} I_{M-1}(2\sqrt{\mu x}) dx$$

由式(19)可以看出, MIMO-LAMF 检测器的虚警概率仅和接收雷达单元数  $M$  以及门限  $\gamma$  有关, 因此相对于杂波协方差矩阵具有恒虚警特性。

### 2.2 简化 MIMO-LAMF 检测器

由式(7)可以看出 MIMO-LAMF 检测器需要对矩阵  $\hat{\mathbf{M}}_d$  求逆, 而  $\hat{\mathbf{M}}_d$  的维数等于 MIMO 雷达各接收单元的空时维数之和, 当单元数  $M$  很大时, 将无法实时对  $\hat{\mathbf{M}}_d$  求逆。为此, 本小节利用协方差矩阵  $\mathbf{R}$

的块对角特性,给出一种简化 MIMO-LAMF 检测器,减小矩阵求逆运算量。

由于 MIMO 雷达各接收单元数据互不相关<sup>[13]</sup>,因此  $\mathbf{R}$  为块对角阵。当杂波协方差矩阵  $\mathbf{R}$  已知时广义最大似然比为:

$$\prod_{i=1}^M \max_{a_i} \left\{ \frac{1}{|\pi \mathbf{R}_{ii}|} \exp[-\text{tr}(\mathbf{R}_{ii}^{-1} \mathbf{T}_{1i})]}{\frac{1}{|\pi \mathbf{R}_{ii}|} \exp[-\text{tr}(\mathbf{R}_{ii}^{-1} \mathbf{T}_{0i})]} \right\} \underset{H_0}{\overset{H_1}{>}} \gamma \quad (20)$$

其中  $\mathbf{T}_{1i} = \frac{1}{K+1} \left\{ (\mathbf{z}_i - a_i \mathbf{s}_i)(\mathbf{z}_i - a_i \mathbf{s}_i)^H \right\}$ ,  $\mathbf{T}_{0i} = \frac{1}{K+1} \left\{ \mathbf{z}_i \mathbf{z}_i^H \right\}$ , 由式(20)可得简化 MIMO-AMF 检测器为:

$$\sum_{i=1}^M \mathbf{z}_i^H \hat{\mathbf{M}}_{ii}^{-1} \mathbf{s}_i (\mathbf{s}_i^H \hat{\mathbf{M}}_{ii}^{-1} \mathbf{s}_i)^{-1} \mathbf{s}_i^H \hat{\mathbf{M}}_{ii}^{-1} \mathbf{z}_i \underset{H_0}{\overset{H_1}{>}} \gamma_0 \quad (21)$$

其中  $\hat{\mathbf{M}}_{ii}^{-1} = K \hat{\mathbf{R}}_{ii}^{-1} = \sum_{k=1}^K \mathbf{z}_{ik} \mathbf{z}_{ik}^H$ ,  $\hat{\mathbf{R}}_{ii}$  表示第  $i$  个雷达单元干扰协方差矩阵的估计值。

类似于 2.1 节的处理,对  $\hat{\mathbf{R}}_{ii}$  进行对角加载,令  $\hat{\mathbf{M}}_{d,ii} = K \hat{\mathbf{R}}_{ii} + K \alpha_i \mathbf{I}$ , 则简化 MIMO-LAMF 检测器为:

$$\sum_{i=1}^M \mathbf{z}_i^H \hat{\mathbf{M}}_{d,ii}^{-1} \mathbf{s}_i (\mathbf{s}_i^H \hat{\mathbf{M}}_{d,ii}^{-1} \mathbf{s}_i)^{-1} \mathbf{s}_i^H \hat{\mathbf{M}}_{d,ii}^{-1} \mathbf{z}_i \underset{H_0}{\overset{H_1}{>}} \gamma_0 \quad (22)$$

由式(22)和式(7)可以看出,同 MIMO-LAMF 相比,简化 MIMO-LAMF 只需对协方差矩阵  $\hat{\mathbf{M}}_d$  主对角线上的各个子块  $\hat{\mathbf{M}}_{d,ii}$  进行操作,其运算量由  $o(N^3)$  减小到  $o\left(\sum_{m=1}^M (N_i N_m)^3\right)$ , 因此有利于 MIMO 雷达的实时处理。

类似于 MIMO-LAMF 检测量统计特性分析,可将式(22)表示为:

$$\sum_{i=1}^M (K \alpha_i)^2 \zeta_i \underset{H_0}{\overset{H_1}{>}} \gamma_1 \quad (23)$$

其中随机变量  $\zeta_i$  在  $H_0$  和  $H_1$  假设条件下的概率密度函数分别为:

$$f_{\zeta_i}(\zeta_i | H_0) = e^{-\zeta_i} \quad (24)$$

$$f_{\zeta_i}(\zeta_i | H_1) = e^{-(\zeta_i + \mu_i)} I_0(2\sqrt{\mu_i \zeta_i})$$

其中  $\mu_i = a_i^* \mathbf{s}_i^H \mathbf{R}_{ii}^{-1} \mathbf{s}_i a_i$ 。由式(23)和(24)可以看出, MIMO-LAMF 检测器统计量仅和接收雷达单元数  $M$ , 加载量  $\alpha_i$  以及门限  $\gamma_1$  有关,因此相对于杂波协方差矩阵也具有恒虚警特性。然而,一般情况下很难给出式(23)虚警概率和检测概率的闭合表达

式,只有通过蒙特卡罗仿真的方法进行分析。当加载量  $\alpha_i$  ( $i = 1, 2, \dots, M$ ) 相等时,由卡方分布的可加性,式(23)退化到式(16)所给 MIMO-LAMF,即简化 MIMO-LAMF 的检测性能与 MIMO-LAMF 一致。

### 3 计算机仿真

在数值仿真中, MIMO 雷达的目标回波采用文献[3]所给模型,其起伏特性满足第一类起伏模型,即  $\mathbf{a} \sim \text{CN}(0, \sigma_a^2 \mathbf{I})$ 。空时杂波采用文献[14]所给模型,即杂波的协方差矩阵元素为:

$$r(\Delta n_t, \Delta n_m) = \sum_{l=1}^L \sigma_{cl}^2 \exp\{-2[\pi \sigma_{cm}(\Delta n_m + m_0 \Delta n_t)]^2 - j2\pi(\Delta n_m + m_0 \Delta n_t) f_{cml}\} \exp\{-2(\pi \sigma_{cl} \Delta n_t)^2\} \quad (25)$$

其中  $m_0 = \frac{2v_a}{df_{PRF}}$ ,  $\Delta n_m = n_m - n'_m$ ,  $\Delta n_t = n_t - n'_t$ ,  $v_a$  表示雷达平台运动速度,  $d$  表示接收线阵阵元间距,  $f_{PRF}$  表示发射脉冲重复频率,  $L$  表示杂波在角度-多普勒平面中的峰值数,  $\sigma_{cm}$  和  $\sigma_{cl}$  表示杂波峰的宽度,  $\sigma_{cl}^2$  表示各杂波峰的功率。

$$\text{信杂比定义为 } \text{SCR} = \frac{\sigma_a^2}{\sum_{l=1}^L \sigma_l^2}$$

仿真参数设置如下:虚警概率  $P_{fa} = 10^{-3}$ ; 发射单元一个 CPI 内的脉冲数为 5; 接收单元数为 3, 各接收雷达单元都采用阵元数等于 4、阵元间距等于半个波长的均匀线阵接收回波,  $L = 3$ ,  $\sigma_{cm} = 0.025$ ,  $\sigma_{cl} = 0.01$ ,  $m_0 = 1$ , 因此杂波的峰值分别位于  $(-0.3, -0.3)$ 、 $(0, 0)$  以及  $(0.3, 0.3)$ ; 接收雷达 1~3 接收到的目标归一化多普勒频率和空间频率分别为  $(-0.4, 0)$ 、 $(0.1, 0)$  以及  $(0.3, 0.1)$ 。

图 2 和图 3 分别给出  $K = 70$  和  $K = 80$ , 加载量  $\alpha$  取不同值时, MIMO-LAMF、简化 MIMO-LAMF 以及 MIMO-AMF 在不同信杂比下的检测性能比较。

由图可以看出:(1) 在参考单元数据受限时,由于 MIMO-LAMF 和简化 MIMO-LAMF 采用了对角加载,从而改善 MIMO 雷达协方差矩阵的数值状态,因此检测性能明显优于 MIMO-AMF。(2) 在同样的虚警条件下,简化 MIMO-LAMF 具有 MIMO-LAMF 相同的检测性能,这与第 2.2 节结尾所给的理论结果

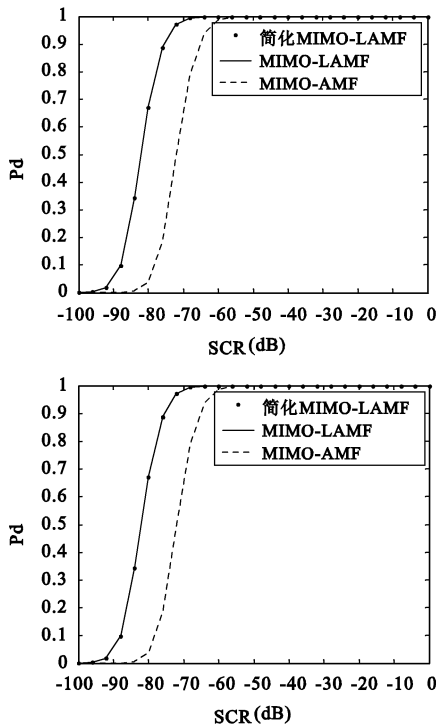


图 2  $K = 70$  时不同加载量下三种 AMF 检测器的性能比较  
Fig.2 Probability of detection curves for AMF detectors for different  $\alpha$  with  $K = 70$

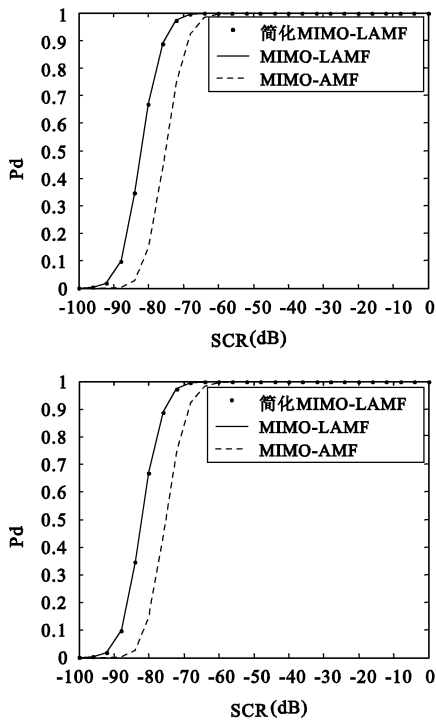


图 3  $K = 80$  时不同加载量下三种 AMF 检测器的性能比较  
Fig.3 Probability of detection curves for AMF detectors for different  $\alpha$  with  $K = 80$

一致,因此简化 MIMO-LAMF 更适用于对实时处理要求比较高的应用背景。

#### 4 结论

本文利用 MIMO 雷达杂波子空间低秩的特点,提出两种基于对角加载的 MIMO 雷达 AMF 检测器,解决了因参考数据不足所引起的矩阵病态问题。理论分析和仿真结果都表明,本文所提出的两种检测器相对于杂波协方差矩阵都具有恒虚警特性,检测性能优于 MIMO-AMF 检测器。简化 MIMO-LAMF 具有 MIMO-LAMF 相同的检测性能,同时运算量小,因此更适用于对实时处理要求比较高的应用背景。

#### 参考文献:

- [ 1 ] Bekkerman I, Tabrikian J. Target detection and localization using MIMO radars and sonars[J]. IEEE Trans. on Signal Processing, 2006, 54(10): 3873 - 3883.
- [ 2 ] Stoica P, Li J, Xie Y. On probing signal design for MIMO radar [J]. IEEE Trans. on Signal Processing, 2007, 55(8): 4151 - 4161.
- [ 3 ] Fishler E, Haimovich A, Blum R, et al. Spatial diversity in radars-Models and detection performance[J]. IEEE Trans. on Signal Processing, 2006, 54(3): 823 - 838.
- [ 4 ] Maio A D, Lops M. Design principles of MIMO radar detectors [J]. IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems, 2007, 43(3): 886 - 898.
- [ 5 ] Lehmann N H, Fishler E, Haimovich A M, et al. Evaluation of transmit diversity in MIMO-radar direction finding [J]. IEEE Trans. on Signal Processing, 2007, 55(5): 2215 - 2225.
- [ 6 ] Haimovich A M, Blum R S, Cimini L J. MIMO radar with widely separated antennas [J]. IEEE Signal Processing Magazine, 2008, 25(1): 116 - 129.
- [ 7 ] Sheikhi A, Zamani A, Norouzi Y. Model-based adaptive target detection in clutter using MIMO radar[C]. In proc. CIE, 2006, 1: 57 - 60.
- [ 8 ] Goodman N A, Bruyere D. Optimum and decentralized detection for multistatic airborne radar[J]. IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems, 2007, 43(2): 806 - 813.
- [ 9 ] Robey F C, Fuhrmann D R, Kelly E J, et al. A CFAR adaptive matched filter detector[J]. IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems, 1992, 28(1): 208 - 216.
- [ 10 ] Ayoub T F. Modified GLRT signal detection algorithm [J]. IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems, 2000, 36(3): 810 - 818.
- [ 11 ] Ayoub T F. Space-time reduced rank methods and CFAR signal detection algorithms with applications to HPRF radar[D]. New Jersey Institute of Technology, Newark, 1998.

- [12] Ward J. Space-Time Adaptive Processing for Airborne Radar [R]. Lincoln Laboratory, MIT., 1994, Technical Report.
- [13] Sammartino P F, Baker C J, Griffiths H D. MIMO radar performance in clutter environment [C]. CIE Radar, Shanghai, 2006; 16 - 19.
- [14] Park H, Li J, Wang H. Polarization-space-time domain generalized likelihood ratio detection of radar targets [J]. Signal Process-

ing, 1995, 41 (2): 153 - 164.

作者简介:江胜利(1979 -),男,博士研究生,主要研究方向为雷达波形设计与信号处理。

通信地址:南京理工大学电光学院雷达楼(210014)

电话:(025)84315156

E-mail:jsl2006\_hz@163.com

## Adaptive Matched Filter Detectors with Diagonal Loading for MIMO Radars

JIANG Sheng-li, WANG Ju-ting, HE Jin, LIU Zhong

(Department of Electronic Engineering, Nanjing University of Science and Technology, Nanjing 210014, China)

**Abstract:** This paper studies the adaptive matched filter detectors (AMFD) for airborne MIMO radars. It is well-known that the AMFD performs poorly in the case of limited secondary data. To settle this problem, we propose a AMFD with diagonal loading (LAMFD) by exploiting the low rank property of MIMO radar clutter subspace and the diagonal loading techniques. The closed-form detection probability and false alarm probability are derived. To reduce the computational load of the proposed detector, a simplified detector is introduced by considering the block-diagonal property of the clutter covariance matrix. Theoretical and simulation results show that the proposed detectors have CFAR with respect to the covariance matrix of clutter, and are superior to the MIMO-AMF detectors.

**Key words:** MIMO radar; Diagonal loading; AMF; CFAR

(上接第 1946 页)

## Study of Weights Performance and Combining Loss of SUMPLE Algorithm for Non-uniform Antenna Arraying

KONG De-qing<sup>1</sup>, SHI Hu-li<sup>1,2</sup>

(1. National Astronomical Observatory, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100012, China;

2. Graduate School, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100039, China)

**Abstract:** SUMPLE is one of the most important array coherence techniques in deep space network. The estimation of weights SNR and combining loss of SUMPLE algorithm is generalized to non-uniform antenna arraying in this paper. Theoretical analysis and simulation results show that the amplitude of SUMPLE weights of non-uniform antenna arraying should be corrected in order to meet the optimum conditions. Making full use of the existing large radio telescopes and arraying with a large number of small antennas nearby, the better combining performance and stronger ability to adapt to weak signal can be obtained, compared with the uniform array which all composed with small antennas.

**Key words:** Antenna arraying; SUMPLE algorithm; Signal combining; Non-uniform antenna arraying