

doi: 10.7690/bgzdh.2015.02.001

## 高斯背景中一类新的自适应阵列检测器

周宪英<sup>1</sup>, 高成文<sup>2</sup>, 吴健华<sup>2</sup>

(1. 中国人民解放军 92941 部队 96 分队, 辽宁 葫芦岛 125001;  
2. 中国人民解放军 92853 部队 4 分队, 辽宁 兴城 125106)

**摘要:** 针对现有文献对自适应阵列检测问题的研究相对比较少的问题, 构建高斯背景中一类新的自适应阵列检测器。从新的视角理解高斯背景中自适应阵列检测器的原理, 分析了信号子空间建模目的, 以及结构化与无结构化检测器、解耦与不解耦检测器之间的性能差异, 并提出了调节因子的概念, 构造并分析了一类新的结构化检测器。仿真结果表明: 从计算负担和检测能力 2 方面考虑, Hyung Soo Kim 的解耦结构化 Kelly 检测器, Yow-Ling Gau 的降秩检测器, 以及构造的解耦结构化 Kalson 检测器都具有比其他检测器更好的综合性能。该研究可为寻找非高斯背景中自适应阵列检测器的构造方法提供参考。

**关键词:** 自适应阵列; 子空间信号; 调节因子; 降秩; 解耦

**中图分类号:** TJ85 **文献标志码:** A

## A New Adaptive Array Detector in Gaussian Background

Zhou Xianying<sup>1</sup>, Gao Chengwen<sup>2</sup>, Wu Jianhua<sup>2</sup>

(1. No. 96 Team, No. 92941 Unit of PLA, Huludao 125001, China;  
2. No. 4 Team, No. 92853 Unit of PLA, Xingcheng 125106, China)

**Abstract:** According to the researches on the adaptive array detection in the existing literatures are less, this paper designs a novel adaptive array detector in Gaussian background. This paper comprehends the principle of adaptive array detector in Gaussian background with a new point of view, analyses the modeling purposes of signal subspace, and the performance differences between the structured and unstructured detector, the decoupled and non-decoupled detector. This paper presents the concept of adjustment factors, and analyses a new type of detector structure. Simulation results show that considering both the viewpoint of computational burden and the detection capabilities, Hyung Soo Kim Kelly decoupling structured detector, Yow-Ling Gau's reduced-rank detector, and the structured decoupling detector have better performance than other detectors. This paper can provide a reference for finding adaptive array detector constructor under the non-Gaussian background.

**Keywords:** adaptive array; subspace signal; adjusting factor; reduced-rank; decoupled

### 0 引言

自适应阵列的研究始于1964年Applebaum的著作<sup>[1]</sup>, 而空时自适应处理(STAP)是Brennan等人于1973年首次提出来的。国内对STAP的研究<sup>[2-4]</sup>主要侧重于机载雷达杂波和干扰抑制、空间谱估计等领域, 对自适应阵列检测问题的研究相对比较少<sup>[5-6]</sup>。研究自适应阵列检测问题的目的是在杂波和干扰环境中, 通过同时处理天线阵接收的空域信号和相参脉冲串接收的时域信号, 自适应地抑制杂波和方向性干扰, 提高雷达对目标的检测能力。自适应阵列检测算法的发展始终与信号模型、背景模型紧密相关。尽管在大多数情况下, 高斯背景假设并不符合实际遇到的背景, 但是研究高斯背景中的检测器对于深入理解自适应阵列检测器的本质, 寻找非高斯背景中自适应阵列检测器的构造方法, 探讨检测器构造过程中的各种不确定因素带来的影响都具有非

常重要的意义。

笔者将结合调节因子的概念和新的结构化检测器, 通过 Monte-Carlo 仿真, 比较分析秩 1 空时导向矢量条件下的无结构化检验统计量, 全空间结构化检验统计量(解耦与不解耦), 以及降秩检测器这 4 种检测器的性能及其差异, 为高斯背景中自适应阵列检测器的设计提供参考。

### 1 高斯背景中自适应阵列检测器原理新解

自适应阵列检测算法将天线阵列的输出与多脉冲相参雷达波形结合起来实现目标检测, 此方法得到多普勒-方位-距离域中的三维搜索检测问题。

#### 1.1 观测模型

高斯噪声背景下, 第  $k$  次快拍时,  $N$  元均匀线阵采集的“信号+干扰/杂波+热噪声”的  $N$  维观测  $y$  可建模为空域子空间模型<sup>[7-8]</sup>

收稿日期: 2014-08-24; 修回日期: 2014-10-09

作者简介: 周宪英(1966—), 女, 天津人, 工学学士, 高级工程师, 从事飞行器试验测控技术研究。

$$x(k) = \mathbf{H}_{N \times r} \boldsymbol{\theta}(k) + \mathbf{S}_{N \times d} \boldsymbol{\phi}(k) + n_0(k), \quad k=1, \dots, K \quad (1)$$

当目标回波的  $K$  次快拍也具有子空间性质时,  $N \times K$  维观测可建模<sup>[9]</sup>为

$$\mathbf{X} = \mathbf{H}_{N \times r} \mathbf{C}_{r \times t} \mathbf{B}_{K \times t}^H + \mathbf{S}_{N \times d} \boldsymbol{\Phi}_{d \times K} + \mathbf{N}_0 \quad (2)$$

其中:  $\mathbf{H}$  表示目标信号的空域模式矩阵, 秩为  $r$ , 反映了目标回波在空间传播过程中的不确定性(如多径现象)。当  $r=1$  时就是常说的导向矢量;  $\mathbf{B}$  表示目标信号的时域模式矩阵, 秩为  $t$ , 反映了目标多普勒频率的展宽、窄带脉冲序列的幅度起伏等;  $\mathbf{C}$  表示目标信号的空时系数矩阵,  $\boldsymbol{\theta}(k)$  表示第  $k$  次快拍时的空域系数;  $\mathbf{S}$  表示干扰/杂波所处的子空间, 秩为  $d$ ;  $\boldsymbol{\Phi}$  表示干扰/杂波子空间的系数矩阵,  $\boldsymbol{\phi}(k)$  表示第  $k$  次快拍时的空域系数;  $\mathbf{HCB}$ 、 $\mathbf{S}\boldsymbol{\Phi}$ 、 $\mathbf{N}_0$  分别表示阵列接收端获取的目标信号数据矩阵、干扰/杂波数据矩阵以及热噪声数据矩阵。

目标信号、干扰/杂波的上述模型称为“子空间线性模型”, 其在统计上等价于将目标信号和干扰/杂波建模为高斯模型<sup>[7]</sup>。

### 1.2 自适应阵列检测器的构造思路

在许多阵列处理模型中, 检测过程由一个自适应波束形成器, 后接一个标量检测器构成<sup>[10]</sup>。当干扰/杂波子空间结构未知或不明显时, 自适应阵列检测器的构造可分解为如下 3 步:

第 1 步: 静态空域波束形成与静态时域波束形成<sup>[11]</sup>; 这一步相当于信号子空间匹配, 其目的是通过酉变换将观测数据中的目标信号能量集中于信号子空间。

第 2 步: 利用接收的辅助数据构造噪声协方差矩阵对观测数据进行白化, 然后将白化后的观测数据向白化后的信号子空间投影。

第 3 步: 考虑由于估计协方差矩阵而带来的损失因子。

当已知干扰/杂波存在子空间结构时, 则在执行第 1 步之前, 先将观测数据向干扰/杂波补空间投影以抑制主要的干扰/杂波, 这样可以降低检验统计量的维数, 减少第 2 步的计算量。而对于全空间的结构化检测器来说, 除了这些操作以外, 还需向干扰/杂波子空间投影, 并依照上述 3 个步骤在干扰/杂波子空间中构造类似的检验统计量。

## 2 调节因子

利用不变原理和规范化数据矩阵  $\tilde{\mathbf{X}}$  构造一些新的检验统计量, 其中规范化数据矩阵  $\tilde{\mathbf{X}}$  的形

式<sup>[11-12]</sup>如下:

$$\tilde{\mathbf{X}} = \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{C}}_{11, r \times t} & \mathbf{0}_{12, r \times (K-t)} \\ \mathbf{0}_{21, (N-r) \times t} & \mathbf{0}_{22, (N-r) \times (K-t)} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{N}}_{11, r \times t} & \tilde{\mathbf{X}}_{12, r \times (K-t)} \\ \tilde{\mathbf{X}}_{21, (N-r) \times t} & \tilde{\mathbf{X}}_{22, (N-r) \times (K-t)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{X}}_{11, r \times t} & \tilde{\mathbf{X}}_{12, r \times (K-t)} \\ \tilde{\mathbf{X}}_{21, (N-r) \times t} & \tilde{\mathbf{X}}_{22, (N-r) \times (K-t)} \end{bmatrix} \quad (3)$$

这里的  $\tilde{\mathbf{X}}$  仅仅是无干扰(杂波)子空间中的观测数据矩阵。为了便于后面的讨论, 下面给出结构化协方差条件下当  $r=t=1$ , 即秩 1 信号模型时, 观测数据矩阵  $\mathbf{X}$  经过投影、旋转操作后得到的规范化数据矩阵<sup>[9,12]</sup>

$$\tilde{\mathbf{X}} = \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{X}}_A \\ \tilde{\mathbf{X}}_B \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{x}}_{A11(1 \times 1)} & \tilde{\mathbf{x}}_{A12(1 \times K)} \\ \tilde{\mathbf{x}}_{A21((d-1) \times 1)} & \tilde{\mathbf{X}}_{A22((d-1) \times (K-1))} \\ \tilde{\mathbf{x}}_{B11(1 \times 1)} & \tilde{\mathbf{x}}_{B12(1 \times K)} \\ \tilde{\mathbf{x}}_{B21((N-d-1) \times 1)} & \tilde{\mathbf{X}}_{B22((N-d-1) \times (K-1))} \end{bmatrix} \quad (4)$$

其中  $\mathbf{A}$  表示干扰/杂波子空间,  $\mathbf{B}$  表示无干扰/杂波子空间, 文献[11]得出“高斯背景无结构化协方差条件下, 最大不变统计量是二维的”, 并指出此二维分量等价于 AMF 检测器和 Kelly 检测器。文中将以这 2 个检测器作为研究对象。对于秩 1 信号模型, 这 2 个检测器<sup>[9,12-15]</sup>为:

$$T_{\text{AMF}}(\tilde{\mathbf{X}}) = \frac{\left| \tilde{\mathbf{x}}_{11} - \tilde{\mathbf{x}}_{12} \tilde{\mathbf{X}}_{22}^H (\tilde{\mathbf{X}}_{22} \tilde{\mathbf{X}}_{22}^H)^{-1} \tilde{\mathbf{x}}_{21} \right|^2}{\tilde{\mathbf{x}}_{12} \left( \mathbf{I} - \tilde{\mathbf{X}}_{22}^H (\tilde{\mathbf{X}}_{22} \tilde{\mathbf{X}}_{22}^H)^{-1} \tilde{\mathbf{X}}_{22} \right) \tilde{\mathbf{x}}_{12}^H} = \frac{\left| \tilde{\mathbf{s}}^H \mathbf{M}^{-1} \tilde{\mathbf{x}}_1 \right|^2}{\tilde{\mathbf{s}}^H \mathbf{M}^{-1} \tilde{\mathbf{s}}} \quad (5)$$

$$T_{\text{Kelly}}(\tilde{\mathbf{X}}) = \frac{\left| \tilde{\mathbf{x}}_{11} - \tilde{\mathbf{x}}_{12} \tilde{\mathbf{X}}_{22}^H (\tilde{\mathbf{X}}_{22} \tilde{\mathbf{X}}_{22}^H)^{-1} \tilde{\mathbf{x}}_{21} \right|^2}{\tilde{\mathbf{x}}_{12} \left( \mathbf{I} - \tilde{\mathbf{X}}_{22}^H (\tilde{\mathbf{X}}_{22} \tilde{\mathbf{X}}_{22}^H)^{-1} \tilde{\mathbf{X}}_{22} \right) \tilde{\mathbf{x}}_{12}^H \left( \mathbf{I} + \tilde{\mathbf{x}}_1^H (\tilde{\mathbf{X}}_2 \tilde{\mathbf{X}}_2^H)^{-1} \tilde{\mathbf{x}}_1 \right)} = \frac{\left| \tilde{\mathbf{s}}^H \mathbf{M}^{-1} \tilde{\mathbf{x}}_1 \right|^2}{\tilde{\mathbf{s}}^H \mathbf{M}^{-1} \tilde{\mathbf{s}} \left( \mathbf{I} + \tilde{\mathbf{x}}_1^H \mathbf{M}^{-1} \tilde{\mathbf{x}}_1 \right)} \quad (6)$$

其中:  $\tilde{\mathbf{x}}_1$  表示目标快拍数据, 对应于  $t=1$  的情况;  $\tilde{\mathbf{s}}$  表示  $\tilde{\mathbf{x}}_1$  中的信号成分;  $\mathbf{M} = \tilde{\mathbf{X}}_2 \tilde{\mathbf{X}}_2^H$  由辅助快拍构成。  $T_{\text{AMF}}(\tilde{\mathbf{X}})$  和  $T_{\text{Kelly}}(\tilde{\mathbf{X}})$  即是最大不变统计量, 其本身也是检测器。需要指出的是, 对于多秩信号(即  $t > 1$ )来说, 由不变原理得到的检验统计量是  $t \times t$  维矩阵, 此时通常取此矩阵的迹或最大奇异值作为检测器。

对于秩 1 信号模型,  $T_{\text{AMF}}(\tilde{\mathbf{X}})$  与  $T_{\text{Kelly}}(\tilde{\mathbf{X}})$  在形式上的区别是, 后者的分母多了一项  $(\mathbf{I} + \tilde{\mathbf{x}}_1^H \mathbf{M}^{-1} \tilde{\mathbf{x}}_1)$ 。令  $q = \mathbf{I} + \tilde{\mathbf{x}}_1^H \mathbf{M}^{-1} \tilde{\mathbf{x}}_1$ , 代入式 (6) 可得

$$T_{\text{Kelly}}(\tilde{\mathbf{X}}) = \frac{\left| \tilde{\mathbf{s}}^H (q\mathbf{M})^{-1} \tilde{\mathbf{x}}_1 \right|^2}{\tilde{\mathbf{s}}^H (q\mathbf{M})^{-1} \tilde{\mathbf{s}}} \quad (7)$$

对比式 (7) 与式 (5) 可知, 对  $T_{\text{AMF}}(\tilde{\mathbf{X}})$  中的  $M$  做一尺度调整, 就可得到  $T_{\text{Kelly}}(\tilde{\mathbf{X}})$ , 故文中称  $q$  为调节因子。Kelly 推导  $H_0$  和  $H_1$  条件下的协方差矩阵  $\mathbf{T}_0$  和  $\mathbf{T}_1$  时有 2 个式子, 以文中的符号重写如下:

$$\begin{cases} (K+1)^N \|\mathbf{T}_0\| = \|M\| \left(1 + \tilde{\mathbf{x}}_1^H M^{-1} \tilde{\mathbf{x}}_1\right) \\ (K+1)^N \|\mathbf{T}_1\| = \|M\| \left(1 + (\tilde{\mathbf{x}}_1 - \mathbf{b}\tilde{s})^H M^{-1} (\tilde{\mathbf{x}}_1 - \mathbf{b}\tilde{s})\right) \end{cases} \quad (8)$$

在  $T_{\text{AMF}}(\tilde{\mathbf{X}})$  中假定  $\mathbf{T}_0$  和  $\mathbf{T}_1$  是相等的, 都用  $R = \frac{1}{K}M$  来表示。即在  $H_0$  和  $H_1$  条件下, 都只利用辅助快拍(对应“参考单元”)的数据来估计目标快拍(对应“检验单元”)的背景协方差矩阵。而  $T_{\text{Kelly}}(\tilde{\mathbf{X}})$  则是利用目标快拍和辅助快拍的数据共同估计目标快拍的背景协方差矩阵, 但前提条件是目标快拍的背景与辅助快拍的背景一致。从式 (8) 可以看到,  $H_0$  条件下, 在协方差矩阵的估计式上乘以因子  $q$  即可保证由 AMF 检测器变成 Kelly 检测器时能满足前提条件。但是在  $H_1$  条件下, 在协方差矩阵的估计式上乘以因子  $q$  会抬高背景功率水平的估计, 且 SNR 越高, 抬高的程度就越大, 这就限制了 Kelly 检测器在高 SNR 条件下的性能, 这一结论与 Kelly 从空间投影的角度得出的结论<sup>[13]</sup>是相同的, 因而也反映出文中提出的调节因子概念是合理的。

将  $q$  表示成  $R$  的函数, 则  $q = 1 + \tilde{\mathbf{x}}_1^H R^{-1} \tilde{\mathbf{x}}_1 / K$ 。

对  $q$  取不同的形式则可以得到多个检测器, 这些检测器不但包含了 Kalson 给出的 AMF 检测器和 Kelly 检测器的一般形式, 即 Kalson 检测器<sup>[16]</sup>, 还能将余弦检测器<sup>[17]</sup>包括进来, 因而更具一般性。在估计目标快拍背景协方差矩阵时, 适当地考虑目标快拍中的数据是应该的, 从而在利用辅助快拍估计背景协方差矩阵的基础上引入了调节因子  $q$ 。但是因为不能同时兼顾  $H_0$  假设和  $H_1$  假设, 所以  $q$  的引入会带来一些问题, 例如, 高 SNR 时检测性能会有所下降; Kelly 检测器、余弦检测器对失配信号具有较强的抑制能力。但是也会带来一些好的性质, 例如, Kelly 检测器是完全意义上的 GLRT; 余弦检测器在目标快拍与辅助快拍背景功率水平不一致的环境下仍具有恒虚警性质。

### 3 新检测器构造及其性能分析

#### 3.1 新检测器

文献[9]指出, 当采用多秩信号模型时, 一般不采用结构化协方差模型, 这是因为多秩信号模型通

常是由阵列流形或传播效应中的不确定性导致的, 很难证明结构化协方差假设的合理性。因此, 本节将采用秩 1 信号模型, 因为需要考虑结构化协方差。

观测模型为  $\mathbf{X} = \mu \mathbf{a} \mathbf{b}^H + \mathbf{S}\Phi + \mathbf{N}_0$ , 其中,  $\mu \mathbf{a} \mathbf{b}^H$  表示秩 1 信号模型,  $\mu$  未知,  $\mathbf{a}$ 、 $\mathbf{b}$  分别表示信号的空域和时域导向矢量; 噪声  $\mathbf{N}$  表示低秩干扰与热噪声之和  $\mathbf{S}\Phi + \mathbf{N}_0$ , 并假设快拍间噪声是相互独立的, 并根据干扰信息的已知程度, 其协方差可建模为无结构化协方差和结构化协方差 2 种。无结构协方差表示假设噪声协方差完全未知。而当能获得干扰源的方位信息、且 ICNR 较大时, 则可以赋予噪声协方差一个结构, 将其建模为结构化协方差, 即“局限于子空间的低秩主要项”与“传感器热噪声协方差”之和,  $R = \mathbf{S}\Sigma\mathbf{S}^H + \sigma^2 R_0$ 。其中,  $\Sigma = \Phi\Phi^H / K$  未知,  $R_0$  已知, 噪声功率  $\sigma^2$  未知。这种做法能显著的减少自由未知参数的个数, 降低计算量。

受 Bose 给出的不解耦结构化 Kelly 检测器<sup>[9]</sup>以及 Hyung Soo Kim 给出的 2 个解耦结构化检测器<sup>[12]</sup>的启发, 根据第 2 节对调节因子  $q$  的阐述, 构造了一些新的检测器(表 1 中)。

#### 3.2 解耦与不解耦检测器比较

比较结构化协方差条件下的解耦与不解耦检测器。表 2 给出了在阵元数 8 个、干扰来向  $[-35, 0, 35, 55]$  度条件下的 6 种仿真条件。图 1~图 6 则给出了这 6 种仿真条件下的检测概率-信噪比关系曲线, 其中, 实线表示快拍数较多 ( $L=500$ ), 虚线表示快拍数较少 ( $L=20$ )。表 3 总结了  $100/P_{fa} = 10^4$  次 Monte-Carlo 仿真<sup>[18]</sup>得到的检测性能比较结果及其分析。

#### 3.3 三型检测器检测性能比较

3.2 节的比较结果表明: 结构化协方差条件下, 文中给出的检测器 8 的检测性能在 6 种仿真条件下都是比较好的, 本节将其与无结构化协方差条件下的检测器 13~16 和无干扰子空间中的降秩检测器 12 进行比较, 以分析解耦结构化检测器、降秩检测器以及无结构化检测器之间的性能差异。仿真条件与 3.2 节一致, 表 4 为解耦结构化检测器 8、降秩检测器 12 以及无结构化检测器之间的性能比较结果。

从表 4 可以看出:

1) 干扰子空间完全已知时, 结构化检测器的性能优于无结构化检测器; 干扰子空间未知时, 无结构化检测器优于结构化检测器。

表 1 各个检测器的名称、检验统计量形式及参数说明

序号	名称	统计量形式	参数说明
检测器 T <sub>1</sub>	Bose 的不解耦结构化 Kelly 检测器	$Z_1(\tilde{X})$	$M_1$
检测器 T <sub>2</sub>	Hyung Soo Kim 的解耦结构化 Kelly 检测器		$M_2; q_A = 1 + \tilde{x}_{A1}^H (\tilde{X}_{A2} \tilde{X}_{A2}^H)^{-1} \tilde{x}_{A1};$ $q_B = \frac{\ \tilde{x}_{B11}\ ^2 + \ \tilde{x}_{B12}\ ^2 + \ \tilde{x}_{B21}\ ^2 + \ \tilde{X}_{B22}\ _F^2}{(N-d)}$
检测器 T <sub>3</sub>	Hyung Soo Kim 的解耦结构化 Kelly 检测器		$M_3; q_A = 1 + \tilde{x}_{A1}^H (\tilde{X}_{A2} \tilde{X}_{A2}^H)^{-1} \tilde{x}_{A1};$ $q_B = 1 + \tilde{x}_{B1}^H (\tilde{X}_{B2} \tilde{X}_{B2}^H)^{-1} \tilde{x}_{B1}$
检测器 T <sub>4</sub>	结构化 AMF 检测器		$M_1$
检测器 T <sub>5</sub>	Hyung Soo Kim 的解耦结构化 AMF 检测器	$Z_2(\tilde{X})$	$M_2; q_A = \frac{1}{(K-d) \left( 1 + \tilde{x}_{A21}^H (\tilde{X}_{A22} \tilde{X}_{A22}^H)^{-1} \tilde{x}_{A21} \right)};$ $q_B = \frac{\ \tilde{x}_{B12}\ ^2 + \ \tilde{x}_{B21}\ ^2 + \ \tilde{X}_{B22}\ _F^2}{(N-d)K-1}$
(笔者提出)检测器 T <sub>6</sub>	解耦结构化 AMF 检测器		$M_2; q_A = \frac{1}{(K-1) \left( 1 + \tilde{x}_{A21}^H (\tilde{X}_{A22} \tilde{X}_{A22}^H)^{-1} \tilde{x}_{A21} \right)};$ $q_B = \frac{\ \tilde{x}_{B12}\ ^2 + \ \tilde{x}_{B21}\ ^2 + \ \tilde{X}_{B22}\ _F^2}{(N-d)K-1}$
(笔者提出)检测器 T <sub>7</sub>	不解耦结构化 Kalson 检测器	$Z_3(\tilde{X})$	$M_1$
(笔者提出)检测器 T <sub>8</sub>	解耦结构化 Kalson 检测器	$Z_2(\tilde{X})$	$M_3; q_A = 1 + \alpha \cdot \tilde{x}_{A1}^H (\tilde{X}_{A2} \tilde{X}_{A2}^H)^{-1} \tilde{x}_{A1};$ $q_B = 1 + \alpha \cdot \tilde{x}_{B1}^H (\tilde{X}_{B2} \tilde{X}_{B2}^H)^{-1} \tilde{x}_{B1}$
(笔者提出)检测器 T <sub>9</sub>	不解耦结构化余弦检测器	$Z_4(\tilde{X})$	$M_1$
(笔者提出)检测器 T <sub>10</sub>	解耦结构化余弦检测器	$Z_2(\tilde{X})$	$M_3; q_A = \tilde{x}_{A1}^H (\tilde{X}_{A2} \tilde{X}_{A2}^H)^{-1} \tilde{x}_{A1};$ $q_B = \tilde{x}_{B1}^H (\tilde{X}_{B2} \tilde{X}_{B2}^H)^{-1} \tilde{x}_{B1}$
(笔者提出)检测器 T <sub>11</sub>	只考虑干扰子空间的 Kelly 检测器	$Z_5(\tilde{X})$	$M_4$
检测器 T <sub>12</sub>	只考虑无干扰子空间的 Kelly 检测器	$Z_6(\tilde{X})$	$M_5$
检测器 T <sub>13</sub>	无结构 Kelly 检测器	$Z_1(\tilde{X})$	$M_6$
检测器 T <sub>14</sub>	无结构 AMF 检测器	$Z_2(\tilde{X})$	$M_6$
检测器 T <sub>15</sub>	无结构 Kalson 检测器	$Z_3(\tilde{X})$	$M_6$
检测器 T <sub>16</sub>	无结构余弦检测器	$Z_4(\tilde{X})$	$M_6$

其中:  $Z_1(\tilde{X}) = \frac{|\tilde{s}^H M^{-1} \tilde{x}_1|^2}{(\tilde{s}^H M^{-1} \tilde{s}) \cdot (1 + \tilde{x}_1^H M^{-1} \tilde{x}_1)}$ ,  $Z_2(\tilde{X}) = \frac{|\tilde{s}^H M^{-1} \tilde{x}_1|^2}{\tilde{s}^H M^{-1} \tilde{s}}$ ,  $Z_3(\tilde{X}) = \frac{|\tilde{s}^H M^{-1} \tilde{x}_1|^2}{(\tilde{s}^H M^{-1} \tilde{s}) \cdot (1 + \alpha \cdot \tilde{x}_1^H M^{-1} \tilde{x}_1)}$ ,  
 $Z_4(\tilde{X}) = \frac{|\tilde{s}^H M^{-1} \tilde{x}_1|^2}{(\tilde{s}^H M^{-1} \tilde{s}) \cdot (\tilde{x}_1^H M^{-1} \tilde{x}_1)}$ ,  $Z_5(\tilde{X}) = \frac{|\tilde{s}_A^H M^{-1} \tilde{x}_{A1}|^2}{(\tilde{s}_A^H M^{-1} \tilde{s}_A) \cdot (1 + \tilde{x}_{A1}^H M^{-1} \tilde{x}_{A1})}$ ,  $Z_6(\tilde{X}) = \frac{|\tilde{s}_B^H M^{-1} \tilde{x}_{B1}|^2}{(\tilde{s}_B^H M^{-1} \tilde{s}_B) \cdot (1 + \tilde{x}_{B1}^H M^{-1} \tilde{x}_{B1})}$ ,  
 $M_1 = \begin{bmatrix} \tilde{X}_{A2} \tilde{X}_{A2}^H & 0 \\ 0 & \tilde{X}_{B2} \tilde{X}_{B2}^H \end{bmatrix}$ ,  $M_2 = \begin{bmatrix} q_A \tilde{X}_{A2} \tilde{X}_{A2}^H & 0 \\ 0 & q_B I \end{bmatrix}$ ,  $M_3 = \begin{bmatrix} q_A \tilde{X}_{A2} \tilde{X}_{A2}^H & 0 \\ 0 & q_B \tilde{X}_{B2} \tilde{X}_{B2}^H \end{bmatrix}$ ,  $M_4 = \tilde{X}_{A2} \tilde{X}_{A2}^H$ ,  
 $M_5 = \tilde{X}_{B2} \tilde{X}_{B2}^H$ ,  $M_6 = \tilde{X}_2 \tilde{X}_2^H$

表 2 6 种仿真条件

仿真条件	仿真内容
条件 1	干扰子空间已知, INR=5 dB; 目标子空间匹配, 目标来向 20°;
条件 2	干扰子空间已知, INR=40 dB; 目标子空间匹配, 目标来向 20°;
条件 3	干扰子空间未知, INR=5 dB; 目标子空间匹配, 目标来向 20°;
条件 4	干扰子空间未知, INR=40 dB; 目标子空间匹配, 目标来向 20°;
条件 5	干扰子空间未知, INR=5 dB; 目标子空间失配, 目标来向 28°;
条件 6	干扰子空间未知, INR=40 dB; 目标子空间失配, 目标来向 28°.

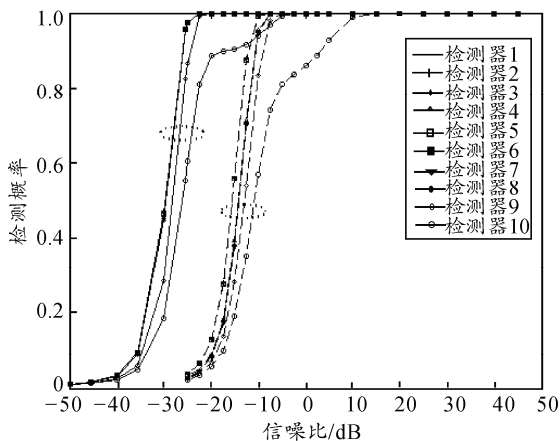


图 1 仿真条件 1

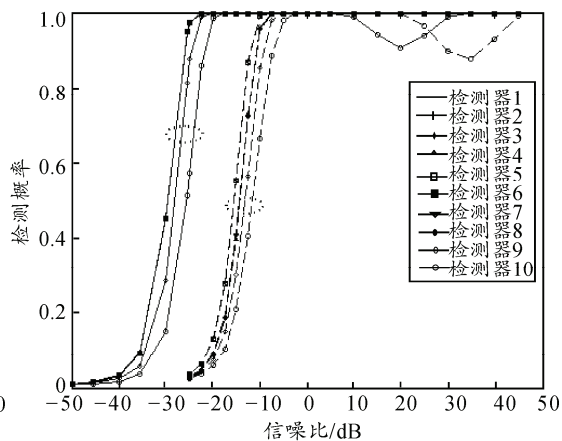


图 2 仿真条件 2

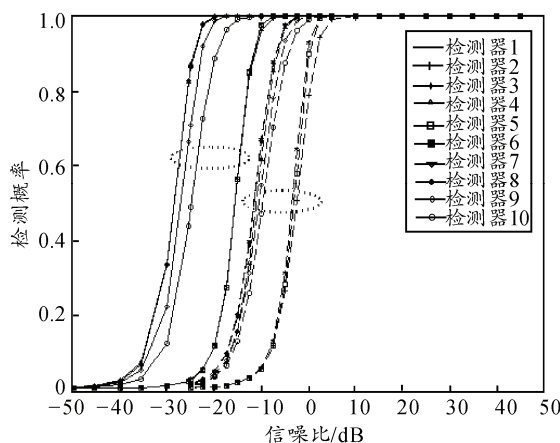


图 3 仿真条件 3

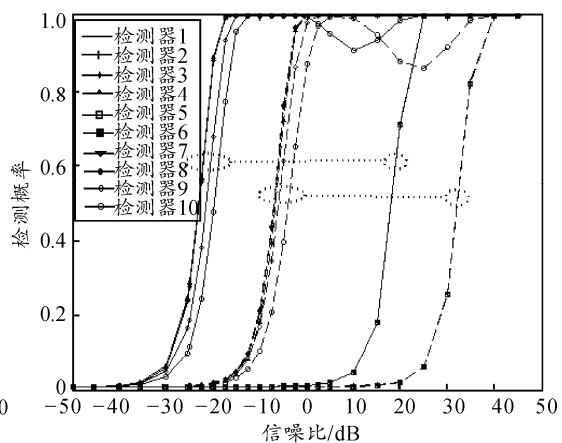


图 4 仿真条件 4

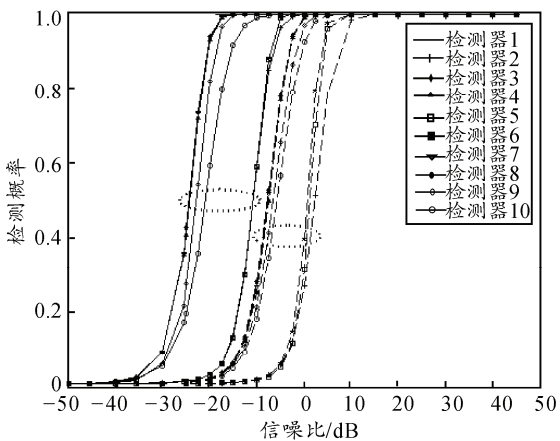


图 5 仿真条件 5

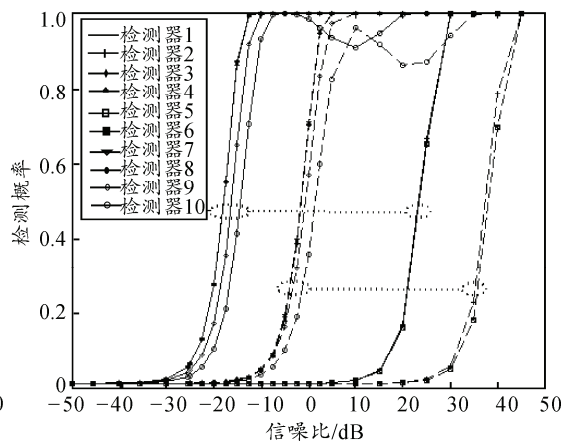


图 6 仿真条件 6

表 3 结构化协方差条件下的解耦检测器与不解耦检测器的比较结果及分析

仿真条件	比较结果	性能说明(不包含“余弦检测器”)	总体评价(不包含“余弦检测器”)
条件 1	$T_2 > T_1 \approx T_3; T_5 \approx T_6 > T_4; T_8 \approx T_7; T_9 > T_{10}$	“解耦检测器”稍优于“不解耦检测器”，这种优势不是很明显。	1) 当已知干扰子空间，且目标子空间匹配时，各个检测器的解耦与不解耦之间的性能差别是很小的； 2) 在条件 1 或 2 的情况下设计检测器时，建议采用解耦检测器。
条件 2	$L=500:$ $T_1 \approx T_3 \approx T_2; T_4 \approx T_5 \approx T_6; T_8 \approx T_7; T_9 > T_{10}$ $L=20:$ $T_2 > T_1 \approx T_3; T_5 \approx T_6 > T_4; T_8 \approx T_7; T_9 > T_{10}$	1) 快拍数较多时：各检测器之间性能差异很小； 2) 快拍数较少时：结论跟条件 1 完全相同。	
条件 3	$L=500:$ $T_3 \approx T_1 > T_2; T_4 > T_6 \approx T_5; T_8 \approx T_7; T_9 > T_{10}$ $L=20:$ $T_1 \approx T_3 > T_2; T_4 > T_6 \approx T_5; T_7 \approx T_8; T_9 > T_{10}$	1) 大体而言，不解耦检测器优于解耦检测器； 2) 具体来说，解耦检测器 2, 5, 6 的性能与其他检测器相比差很多；而解耦检测器 3, 8 与其相应的不解耦检测器的性能相差很小。	1) 检测器 2, 5, 6 的性能下降较大，因为它们对结构的要求较严格； 2) 高 INR 时的各个检测器性能较之低 INR 时有所降低。高 INR 条件一方面有利于干扰子空间与热噪声子空间的划分，从而有利于检测，但另一方面会使得干扰子空间中的信号能量完全失去作用，从而造成检测损失；文中的仿真中，后者稍占优势； 3) 条件 3, 4 情况下检测器的性能较之条件 1, 2 时都有所下降； 4) 当干扰子空间未知，信号子空间匹配时，尽量选择不解耦检测器，或对噪声子空间划分不敏感的解耦检测器 3, 8。
条件 4	$L=500:$ $T_1 \approx T_3 > T_2; T_4 > T_5 \approx T_6; T_7 \approx T_8; T_9 > T_{10}$ $L=20:$ $T_3 \approx T_1 > T_2; T_4 > T_6 \approx T_5; T_8 \approx T_7; T_9 > T_{10}$		
条件 5	$L=500:$ $T_1 \approx T_3 > T_2; T_4 > T_6 \approx T_5; T_8 \approx T_7; T_9 > T_{10}$ $L=20:$ $T_3 \approx T_1 > T_2; T_4 > T_6 \approx T_5; T_8 \approx T_7; T_9 > T_{10}$	1) 干扰子空间未知带来的影响跟条件 3, 4 情况下的结果是类似的； 2) 由于信号子空间的失配，AMF 检测器和不解耦 Kalson 检测器的性能优于不解耦 Kelly 检测器。	1) 解耦检测器对干扰子空间与热噪声子空间的划分具有一定的敏感性，但对于信号子空间的失配不太敏感； 2) 检测器类型对信号子空间的失配较为敏感，AMF 检测器和 Kalson 检测器对失配信号的检测能力优于 Kelly 检测器，这跟 Kelly 等人的研究结果是一致的。
条件 6	$L=500:$ $T_3 \approx T_1 > T_2; T_4 > T_5 \approx T_6; T_8 \approx T_7; T_9 > T_{10}$ $L=20:$ $T_1 \approx T_3 > T_2; T_4 > T_6 \approx T_5; T_7 \approx T_8; T_9 > T_{10}$		

2) INR 较低时，只考虑无干扰子空间的降秩检测器 12 明显比解耦结构化检测器 8 差一些；而当 INR 较高时，检测器 12 的性能接近检测器 8。

3) 无结构化检测器中，余弦检测器的性能相对差一些。这表明：余弦检测器虽然能在检验单与参考单元背景功率水平不一致的情况下提供恒虚警特性，但其检测性能将会有所降低。

表 4 三型检测器性能比较结果

仿真条件	检测性能比较	
	$L=500$	$L=20$
条件 1	$T_{12} > T_8 > T_{13} \approx T_{15} \approx T_{16}$	$T_8 \approx T_{13} \approx T_{15} \approx T_{16} > T_{12}$
条件 2	$T_8 > T_{12} > T_{15} \approx T_{13} \approx T_{16}$	$T_{12} \approx T_8 \approx T_{13} \approx T_{15} \approx T_{16}$
条件 3	$T_{13} \approx T_{15} \approx T_{16} > T_8 > T_{12}$	$T_{13} \approx T_{15} \approx T_{16} > T_8 > T_{12}$
条件 4	$T_{13} \approx T_{15} \approx T_{16} > T_8 \approx T_{12}$	$T_{15} \approx T_{13} \approx T_{16} > T_8 \approx T_{12}$
条件 5	$T_{15} \approx T_{13} \approx T_{16} > T_8 > T_{12}$	$T_{15} \approx T_{13} \approx T_{16} > T_8 > T_{12}$
条件 6	$T_{13} \approx T_{15} \approx T_{16} > T_8 \approx T_{12}$	$T_{13} \approx T_{15} \approx T_{16} > T_8 \approx T_{12}$

### 4 总结

从新的角度理解了高斯背景中自适应阵列检测器的原理，指出了信号子空间建模目的。提出了调节因子的概念，并根据这个概念构造了结构化协方差背景中的多个新检测器。分析比较了新检测器与现有检测器的检测性能，得出了如下结论：

1) 解耦余弦检测器是无效的，而在干扰子空间未知的情况下，Bose 和 Hyung Soo Kim 构造的解耦

结构化 Kelly 检测器 2 和解耦结构化 AMF 检测器 5 以及文中构造的解耦结构化 AMF 检测器 6 的检测性能也很差。

2) 从计算负担和检测性能 2 方面来考虑，当干扰子空间已知时，降秩检测器 12 是最好的选择；当干扰子空间未知时，对于低 INR，最好是设计解耦结构化 Kelly 检测器 3 或解耦结构化 Kalson 检测器 8，而对于高 INR，设计降秩检测器 12 是首选。

### 参考文献：

- [1] Applebaum S P. Adaptive arrays[R]. Syracuse University Research Corporation department SPL-769. 1964.
- [2] 王永良, 彭应宁. 空时自适应信号处理[M]. 北京: 清华大学出版社, 2000: 46-50.
- [3] 王永良, 陈辉, 彭应宁, 等. 空间谱估计理论与算法[M]. 北京: 清华大学出版社, 2004: 82-211.
- [4] 文小琴, 韩崇昭. 实测数据的降秩空时自适应处理方法[J]. 系统工程与电子技术, 2006, 28(2): 224-227.
- [5] 陈建文, 王永良, 皇甫堪, 等. 基于非均匀检测的机载雷达空时自适应处理方法[J]. 数据采集与处理, 2000, 15(1): 44-47.
- [6] 关键. 恒虚警率(CFAR)检测算法研究[R]. 北京: 清华大学博士后研究报告, 2002: 3-32.