

复合高斯杂波中 MIMO 雷达 DOA 估计的克拉美-罗下限

王鞠庭 江胜利 刘中
(南京理工大学电子工程系 南京 210014)

摘要: 该文研究了复合高斯杂波下 MIMO 雷达 DOA 估计的平均克拉美-罗下限(Average CRB, ACRB)。首先,给出了 MIMO 雷达信号与杂波模型;然后,推导出目标 DOA 估计 ACRB 的一般关系式,在此基础上给出当杂波 texture 分量满足反 Gamma 分布时,ACRB 的闭合表达式;接着,研究了目标 DOA 估计的中断 CRB(Outage CRB),克服了一个发射单元时 ACRB 发散的问题;最后进行计算机仿真并给出结论。结果表明 MIMO 雷达的空间分集能有效地降低其 DOA 估计 ACRB,且 ACRB 随发射单元数量的提高而减小;另外在相同条件下,MIMO 雷达在复合高斯背景下 DOA 估计的 ACRB 大于相应高斯背景下的 ACRB。

关键词: MIMO 雷达; 复合高斯杂波; DOA 估计; 平均克拉美-罗下限

中图分类号: TN957.51

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2009)04-0786-04

Cramer-Rao Bounds of DOA Estimation for MIMO Radars in Compound-Gaussian Clutter

Wang Ju-ting Jiang Sheng-li Liu Zhong

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

Abstract: This paper studies the Average Cramer-Rao Bounds (ACRB) for estimating Direction Of Arrival (DOA) in compound-Gaussian clutter using Multi-Input Multi-Output (MIMO) radars. Firstly, the MIMO radar signal and compound-Gaussian clutter models are introduced. Secondly, the general ACRB expression is derived. Then, a closed-form ACRB is given for the inverse-Gamma distributed texture component. Thirdly, the Outage CRB is introduced as a supplement to the divergence of ACRB when there is only one transmit radar element. Finally, the DOA estimation performances of MIMO radars are simulated through computer simulations under different conditions. Theoretical analyses and computer simulations show that the spatial diversity of MIMO radar can improve the performance of DOA estimation effectively. The ACRB decreases as the number of the transmit radar elements increases. It is also found that the ACRB in compound-Gaussian clutter is inferior to that in Gaussian clutter. The research conducted in this paper reveals the fundamental performances of the MIMO radars.

Key words: MIMO radar; Compound-Gaussian clutter; DOA estimation; ACRB

1 引言

近年来,随着雷达研究的深入和多输入多输出(Multi-Input Multi-Output, 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^[1-9]。目前的 MIMO 雷达研究主要集中在两种不同形式的 MIMO 系统:其一是基于相控阵体制的 MIMO 雷达,其二是基于多基地(multi-static)或多站点(multi-site)雷达的 MIMO 雷达。第1类 MIMO 雷达系统充分考虑到现有相控阵雷达的特点,其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^[1,2]。第2类 MIMO 雷达是构建在多基地或多站点雷达系统基础上,其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^[3-9]。

本文重点研究第2类 MIMO 雷达。文献[3]首次提出此类 MIMO 雷达的概念,继而人们从不同方面对这类雷达进行了研究。文献[4]在文献[3]的基础上,深入研究了高斯噪声下 MIMO 雷达的检测问题;文献[6]研究了目标模型对 MIMO 雷达检测性能的影响;文献[7]研究在复合高斯杂波下, MIMO 雷达的检测问题;文献[8]在文献[7]的基础上,进一步研究了复合高斯杂波下 MIMO 雷达的恒虚警检测器。文献[9]则研究了 MIMO 雷达在高斯白噪声下的目标 DOA 估计性能。

在业已开展的 MIMO 雷达的参数估计研究方面,目前主要考虑的是高斯噪声背景^[9],有关复合高斯杂波中 MIMO 雷达的角度估计的文章还鲜见报道。众所周知,实际工作环境下,高分辨雷达和低掠射角雷达等雷达的环境杂波一般满足复合高斯分布^[10-12],杂波能量的起伏对参数估计精度造成较大的影响,人们深入研究了普通雷达在复合高斯杂波下的各种参数估计问题^[10-12]。因此,开展复合高斯杂波下的

MIMO雷达目标参数估计和性能分析是MIMO雷达研究的一个重要方面。本文将研究MIMO雷达目标DOA估计的CRB。

CRB是任何无偏估计方差的下限,它给出了参数估计性能的最佳极限。针对同时存在确定性参数和随机参数,人们提出了多种形式CRB来表征目标参数估计下限,如Hybrid CRB(HCRB), Average CRB(ACRB)等^[9,13]。考虑到MIMO雷达是通过空间分集来提高目标的估计性能,本文重点研究了ACRB,并分析了信噪比、发射单元数量以及复合高斯噪声Texture分量对ACRB的影响。

2 MIMO 雷达信号与杂波模型

本文研究文献[9]所给的MIMO雷达系统,如图1所示。其发射端由 M 个雷达单元构成,每个雷达单元发射相互正交的窄带信号,且所有发射信号能量和为1。接收端通过普通阵列接收回波,并且每个阵列单元都采用 M 个匹配滤波器分别处理 M 个发射波形,从而形成 M 个通道。对回波起伏满足Swerling I模型的远场静止点目标,MIMO雷达接收到第 i 个发射信号的回波经过匹配滤波器的输出为

$$\mathbf{y}_i = \alpha_i \mathbf{s}_0 / \sqrt{M} + \mathbf{e}_i, \quad i = 1, 2, \dots, M \quad (1)$$

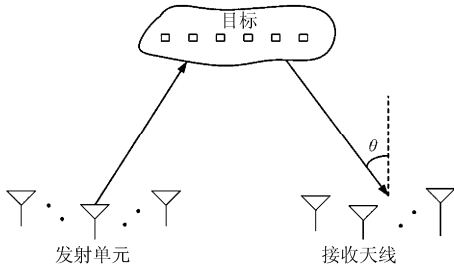


图1 MIMO雷达结构框图

其中 $\mathbf{s}_0 = \mathbf{1}_P \otimes \mathbf{a}(\theta)$, θ 为目标相对接收机的DOA, $\mathbf{a}(\theta)$ 为导向向量, $\mathbf{1}_P$ 为全1列向量, P 为一个相干处理周期(CPI)内的脉冲数; α_i 为目标对第 i 个发射波形的散射系数,服从标准正态分布,且 α_i 在一个CPI内不变; \mathbf{e}_i 为第 i 个通道中的复合高斯杂波,其数学表达式为 $\mathbf{e}_i = \sqrt{u_i} \boldsymbol{\chi}_i$,其中 $\sqrt{u_i}$ 和 $\boldsymbol{\chi}_i$ 分别为Texture分量和Speckle分量。 $\boldsymbol{\chi}_i$ 是均值为零、协方差矩阵为 \mathbf{R}_i 的复高斯变量; $\sqrt{u_i}$ 为非负实随机变量。在实际应用中,复合高斯杂波存在多种分布的Texture分量,常见的有反Gamma分布^[10,11],此时 u_i 的概率密度函数为 $p_{u_i}(u_i; v) = \frac{v^v u_i^{-v-1} e^{-v/u_i}}{\Gamma(v)}$,其中参数 v 决定 $p_{u_i}(u_i; v)$ 的形状。当 $v \rightarrow \infty$ 时, $u_i \equiv 1$,复合高斯随机变量退化为复高斯随机变量。

将 M 个通道的接收回波排成一新的数据向量 $\mathbf{y} = [\mathbf{y}_1^T, \mathbf{y}_2^T, \dots, \mathbf{y}_M^T]^T$,相应的信号向量为 $\mathbf{s} = [\alpha_1 \mathbf{s}_0^T, \alpha_2 \mathbf{s}_0^T, \dots, \alpha_M \mathbf{s}_0^T]^T$,杂波向量 $\mathbf{e} = [\mathbf{e}_1^T, \mathbf{e}_2^T, \dots, \mathbf{e}_M^T]^T$,由式(1)可得到

$$\mathbf{y} = \mathbf{s} + \mathbf{e} \quad (2)$$

假设复合高斯杂波统计特性已知,根据文献[7,8],可认为各通道的Texture分量和Speckle分量都是独立同分布的。因此,接收数据 \mathbf{y} 的条件概率密度函数为

$$p_{\mathbf{y}|\tau}(\mathbf{y} | \tau; \mathbf{R}_0, \boldsymbol{\alpha}) = \frac{1}{\pi^{\text{MNP}} \left(\prod_{i=1}^M u_i \right)^{\text{NP}} |\mathbf{R}_0|} \exp[-\mathbf{u}^H (\mathbf{Y} - \boldsymbol{\Sigma} \mathbf{A})^H \mathbf{R}_0^{-1} (\mathbf{Y} - \boldsymbol{\Sigma} \mathbf{A}) \mathbf{u}] \quad (3)$$

其中 $\mathbf{u} = \left[\frac{1}{\sqrt{u_1}}, \frac{1}{\sqrt{u_2}}, \dots, \frac{1}{\sqrt{u_M}} \right]$, $\mathbf{A} = \text{diag}\{\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_M\}$,

$\mathbf{Y} = \text{diag}\{\mathbf{y}_1, \mathbf{y}_2, \dots, \mathbf{y}_M\}$, $\boldsymbol{\Sigma} = \mathbf{I}_M \otimes \mathbf{s}_0$, $\mathbf{R}_0 = \text{diag}(\mathbf{R}_1, \mathbf{R}_2, \dots, \mathbf{R}_M)$, $\boldsymbol{\alpha} = [\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_M]^T$ 。

3 平均克拉美-罗下限(ACRB)

本节给出基于式(2)的目标DOA估计ACRB。首先,给出ACRB的关系式;然后,在此基础上给出当杂波Texture分量满足反Gamma分布时,ACRB的闭合表达式;接着针对ACRB在只有一个发射单元时发散的缺点,研究了目标DOA估计的中断CRB。为阐述简洁,本节只给出结果,有关推导参见附录。

3.1 ACRB的关系式

定理1 根据式(2)假设的信号和杂波模型,MIMO雷达对目标DOA估计的ACRB表示为

$$\text{ACRB}(\theta) = \frac{\text{NP}}{2\text{E} \left[\left(\frac{g_1(\|\mathbf{z}_i(\theta)\|^2, v)}{g(\|\mathbf{z}_i(\theta)\|^2, v)} \right)^2 \|\mathbf{z}_i\|^2 \right]} \frac{M}{\left(\dot{\mathbf{s}}_0^H \mathbf{R}_i^{-1} \dot{\mathbf{s}}_0 \right) M^{-1}}, \quad M \geq 2 \quad (4)$$

其中 $\text{E}(\bullet)$ 表示数学期望, $\|\bullet\|$ 表示矩阵的F范数, $g(s, v) = \int_0^\infty \exp\left(-\frac{s}{u}\right) u^{-\text{NP}} p_u(u; v) du$, $\mathbf{z}_i(\theta) = \mathbf{R}_i^{-1/2} [\mathbf{y}_i - \alpha_i \mathbf{s}_0]$, $g_1(s, v) = \partial g(s, v) / \partial s = -\int_0^\infty \exp\left(-\frac{s}{u}\right) u^{-\text{NP}-1} p_u(u; v) du$, $\dot{\mathbf{s}}_0 = \mathbf{1}_P \otimes \dot{\mathbf{a}}(\theta)$, $\dot{\mathbf{a}}(\theta) = \frac{\partial \mathbf{a}(\theta)}{\partial \theta}$ 。定理1的证明见附录1。

式(4)表明目标DOA估计的ACRB随着发射雷达单元数目的增大而减小。此外,ACRB还与发射脉冲个数、杂波统计特性、接收阵列单元数以及阵列流形有关系。然而,对于大多数复合高斯杂波而言,由于很难得到闭式,因此无法获得ACRB与上述参数之间的直接关系,只能通过数值仿真研究。为此,本文在定理2中给出了当Texture分量为反Gamma分布时的DOA估计ACRB的闭合表达式,并分析了ACRB与各参数之间的关系。

定理2 当杂波Texture分量为反Gamma分布时,MIMO雷达对目标DOA估计的ACRB可表示为

$$\text{ACRB}(\theta) = \frac{1}{2\dot{\mathbf{s}}_0^H \mathbf{R}_i^{-1} \dot{\mathbf{s}}_0} \frac{M}{M-1} \frac{(v + \text{NP} + 1)}{v + \text{NP}}, \quad M \geq 2 \quad (5)$$

特别地,当 $\mathbf{R}_i = \sigma^2 \mathbf{I}$,且接收阵列为间距等于半个波长的

均匀线阵时, 式(5)可进一步简化为

$$\text{ACRB}(\theta) = \frac{M}{M-1} \frac{(v+NP+1)}{v+NP} \cdot \frac{3\sigma^2}{\pi^2 \cos^2(\theta)(N-1)(2N-1)NP}, M \geq 2 \quad (6)$$

当 $v \rightarrow \infty$ 时, 复合高斯杂波退化为复高斯杂波模型, 式(6)简化为

$$\text{ACRB}(\theta) = \frac{M}{M-1} \frac{3\sigma^2}{\pi^2 \cos^2(\theta)(N-1)(2N-1)NP}, M \geq 2 \quad (7)$$

由式(5)可以看出目标 DOA 估计的 ACRB 随着发射单元数量、接收天线数量以及脉冲数的增大而减小; 由附录 2 可知, 当 $v \rightarrow \infty, M=1$ 时, Fisher 信息矩阵退化为 $\mathbf{I}(\theta|\alpha) = 2 \|\alpha\|^2 \hat{\mathbf{s}}_0^H \mathbf{R}_i^{-1} \hat{\mathbf{s}}_0$, 这与文献[14]所给复高斯情况下的 Fisher 信息矩阵一致。

3.2 中断 CRB

式(5)还表明当只有一个发射单元时, DOA 估计的 ACRB 是发散的。下面我们研究中断 CRB^[9]用以揭示复合高斯杂波下 DOA 估计的性能。

目标 DOA 估计的中断 CRB, 记作 $\text{CRB}_{\text{out}=p}(\theta)$, 其意义是: 它以概率 p 大于 $\text{CRB}(\theta \|\|\alpha\|^2)$, 即 $\Pr\{\text{CRB}(\theta \|\|\alpha\|^2) \geq \text{CRB}_{\text{out}=p}(\theta)\} = p$, 其中 $\Pr\{\bullet\}$ 表示概率。这可理解为随机变量 $\|\alpha\|^2$ 以 $1-p$ 的概率得到某种实现, 使得在这种实现下 $\text{CRB}(\theta \|\|\alpha\|^2)$ 小于 $\text{CRB}_{\text{out}=p}(\theta)$ 。因此, $\text{CRB}_{\text{out}=p}(\theta)$ 实质上反映了 $\text{CRB}(\theta \|\|\alpha\|^2)$ 的分布情况。

由附录 1 的式(A6)可以看出, $\text{CRB}(\theta \|\|\alpha\|^2)$ 的值与 $\|\alpha\|^2$ 呈单调递减关系; 同时由于 α_i 是独立同分布的标准正态分布, 所以 $\|\alpha\|^2$ 满足 χ_{2M}^2 分布。令 $F_{\chi_{2M}^2}^{-1}$ 表示 χ_{2M}^2 分布的逆累积分布函数, 则 $\|\alpha\|_{\text{out}}^2 = F_{\chi_{2M}^2}^{-1}(p)$, 因此

$$\text{CRB}_{\text{out}=p}(\theta) = \frac{MNP}{2 \|\alpha\|_{\text{out}}^2 \text{E} \left[\left(\frac{g_1(\|\mathbf{z}_i(\theta)\|^2, v)}{g(\|\mathbf{z}_i(\theta)\|^2, v)} \right)^2 \|\mathbf{z}_i\|^2 \right] (\hat{\mathbf{s}}_0^H \mathbf{R}_i^{-1} \hat{\mathbf{s}}_0)} \quad (8)$$

4 数值仿真分析

在理论推导的基础上, 本节通过计算机仿真模拟 MIMO 雷达的目标估计 ACRB, 重点研究了其与发射单元数量 M , 以及复合高斯杂波 Texture 分量参数 v 以及信噪比 SNR 之间的关系, 其中信噪比定义为 $\text{SNR} = \frac{\text{E}(\|\alpha\|^2/M)}{\sum_{i=1}^M \text{E}(\mu_i) \text{tr}(\mathbf{R}_i)}$ 。

在仿真中, 目标反射系数 α_i 为零均值, 方差为 1 的复高斯变量。接收天线为间距等于半波长且阵列单元数 $N=6$ 的均匀线阵, 信号入射角 $\theta = 0^\circ$ 。复合高斯杂波 Texture 分量服从反 Gamma 分布, Speckle 分量 $\mathbf{R}_i(p, q) = \sigma^2 \cdot 0.9^{p-q} \cdot \exp[j(\pi/2)(p-q)]$ 。

仿真 1 ACRB(θ) 在不同信噪比下与发射单元数 M 之

间的关系。

在仿真中一个 CPI 内相干脉冲数 $P=6, v=2$, 结果如图 2 所示。由图可以看出, 随着 M 的增大, ACRB(θ) 变小, 即估计精度得到改善。这是因为随着 M 的增大, 即角度分集数量的增大, 目标散射系数都小的概率很小, 因此对回波起伏的平均效果变好, 估计精度得到提高。上述仿真结果与定理 1 的分析一致。

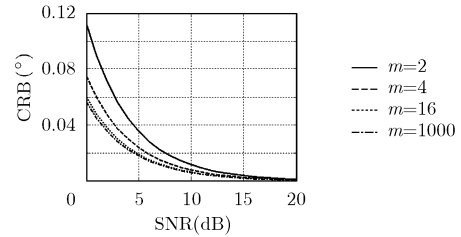


图 2 不同信噪比下 ACRB(θ) 随 M 的变化曲线

仿真 2 ACRB(θ) 在不同信噪比下与 v 的关系

图 3 给出 $M=4, P=1$ 时, ACRB(θ) 在不同信噪比下与 v 的关系。从图中可以看出, 随着 v 的增大, MIMO 雷达 DOA 估计 ACRB(θ) 变小, 复合高斯杂波背景 MIMO 雷达 DOA 估计精度比高斯背景下的性能差, 复合高斯杂波能量的起伏对估计精度带来一定的恶化。该仿真结果与定理 2 所述的结论一致。

仿真 3 中断 CRB 与 MIMO 雷达发射单元数量关系

图 4 给出 $P=6, v=2$ 时, 中断 CRB 在不同信噪比下与 M 的关系。从图中可以看出, $M=4$ 和 $M=16$ 时, $\text{CRB}_{\text{out}=0.01}(\theta)$ 明显比 $M=1$ 时小, 即 MIMO 雷达的空间分集可以明显提高角闪烁雷达目标 DOA 估计精度。

比较仿真 1 和仿真 3, 还可以发现: 发射分集在对小中断概率情况下中断 CRB 的影响要大于对 ACRB 的影响。这是因为中断 CRB 与概率分布的拖尾效应有关, 而 ACRB 与均值有关。

5 结束语

本文讨论了复合高斯背景下的 MIMO 雷达 DOA 估计的 ACRB 和中断 CRB, 特别给出当 Texture 分量满足反 Gamma 时 ACRB 的闭合表达式。结果表明同普通阵列雷达相比, MIMO 雷达利用空间分集有效克服了目标 RCS 闪烁效应, 从而提高了 DOA 估计精度, 并且 DOA 估计的 ACRB

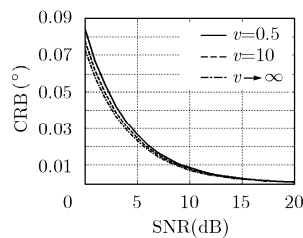


图 3 不同信噪比下 ACRB(θ) 随 v 的变化曲线

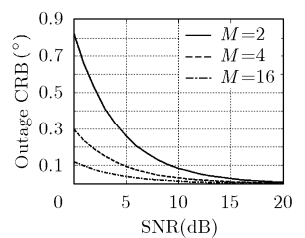


图 4 不同信噪比下中断 CRB 随 M 的变化曲线

随着发射雷达单元的增大而提高; 复合高斯杂波能量的起伏使得 DOA 估计精度劣于其在高斯背景下的值。

附录 1 定理 1 证明

首先推导出给定 α 时的 $\text{CRB}(\theta | \alpha)$, 然后给出目标 DOA 估计的 ACRB。

由式(3)可表示为

$$p(\mathbf{y}; \theta | \alpha) = \frac{1}{|\pi \mathbf{R}_0|} \prod_{i=1}^M g(\|z_i(\theta)\|^2, v) \quad (\text{A1})$$

所以条件对数似然函数为

$$\mathcal{L} = \ln p(\mathbf{y}; \theta | \alpha) = -\ln |\pi \mathbf{R}_0| + \sum_{i=1}^M \ln(g(\|z_i(\theta)\|^2, v)) \quad (\text{A2})$$

则

$$\frac{\partial \mathcal{L}}{\partial \theta} = -\sum_{i=1}^M \frac{g_1(\|z_i(\theta)\|^2, v)}{g(\|z_i(\theta)\|^2, v)} [z_i^H \mathbf{R}_i^{-1/2} \alpha_i \dot{\mathbf{s}}_0 + \dot{\mathbf{s}}_0^H \alpha_i^H \mathbf{R}_i^{-1/2} z_i] \quad (\text{A3})$$

因此条件 Fisher 信息矩阵

$$\mathbf{I}(\theta | \alpha) = \text{E} \left\{ \sum_{i=1}^M \frac{g_1(\|z_i(\theta)\|^2, v)}{g(\|z_i(\theta)\|^2, v)} [z_i^H \mathbf{R}_i^{-1/2} \alpha_i \dot{\mathbf{s}}_0 + \dot{\mathbf{s}}_0^H \alpha_i^H \mathbf{R}_i^{-1/2} z_i] \cdot \sum_{i=1}^M \frac{g_1(\|z_i(\theta)\|^2, v)}{g(\|z_i(\theta)\|^2, v)} [z_i^H \mathbf{R}_i^{-1/2} \alpha_i \dot{\mathbf{s}}_0 + \dot{\mathbf{s}}_0^H \alpha_i^H \mathbf{R}_i^{-1/2} z_i] \right\} \quad (\text{A4})$$

由均匀分布球变量的性质^[10]可将 $\mathbf{I}(\theta | \alpha)$ 简化为

$$\mathbf{I}(\theta | \alpha) = \frac{2 \|\alpha\|^2}{MNP} \text{E} \left[\left(\frac{g_1(\|z_i(\theta)\|^2, v)}{g(\|z_i(\theta)\|^2, v)} \right)^2 \|z_i\|^2 \right] (\dot{\mathbf{s}}_0^H \mathbf{R}_i^{-1} \dot{\mathbf{s}}_0) \quad (\text{A5})$$

因此

$$\text{CRB}(\theta | \alpha) = \frac{MNP}{2 \|\alpha\|^2 \text{E} \left[\left(\frac{g_1(\|z_i(\theta)\|^2, v)}{g(\|z_i(\theta)\|^2, v)} \right)^2 \|z_i\|^2 \right] (\dot{\mathbf{s}}_0^H \mathbf{R}_i^{-1} \dot{\mathbf{s}}_0)} \quad (\text{A6})$$

又 α_i 是独立同分布的标准正态分布, 所以 $\|\alpha\|^2$ 满足 χ_{2M}^2 分布, 因此 $E_{\alpha} \left(\frac{1}{\|\alpha\|^2} \right) = \frac{1}{M-1}$, 则式(4)成立。

附录 2 定理 2 证明

当 u_i 为反 Gamma 分布时, $g(s, v)$ 和 $g_1(s, v)$ 可化简为

$$g(s, v) = \frac{\Gamma(v+NP)}{\Gamma(v)v^{NP}} \left(1 + \frac{s}{v}\right)^{-NP-v}, \quad g_1(s, v) = -\frac{\Gamma(v+NP+1)}{\Gamma(v)v^{NP+1}} \left(1 + \frac{s}{v}\right)^{-NP-v-1}, \quad \text{则} \quad \text{E} \left[\left(\frac{g_1(\|z_i(\rho)\|^2, v)}{g(\|z_i(\rho)\|^2, v)} \right)^2 \|z_i\|^2 \right] =$$

$\frac{NP(v+NP)}{v+NP+1}$, 故 $\mathbf{I}(\theta | \alpha) = \frac{2 \|\alpha\|^2}{M} \frac{(v+NP)}{v+NP+1} (\dot{\mathbf{s}}_0^H \mathbf{R}_i^{-1} \dot{\mathbf{s}}_0)$, 所以式(5)成立; 当 $\mathbf{R}_i = \sigma^2 \mathbf{I}$, 且接收阵列为间距等于半个波长的均匀线阵时, 可得 $\dot{\mathbf{s}}_0^H \mathbf{R}_i^{-1} \dot{\mathbf{s}}_0 = \frac{\pi^2 \cos^2(\theta)(N-1)(2N-1)NP}{6\sigma^2}$, 所以式(6)成立; 当 $v \rightarrow \infty$

时, $\frac{(v+NP+1)}{v+NP} \rightarrow 1$, 所以式(7)成立。

参考文献

- [1] Bekkerman I and Tabrikian J. Target detection and localization using MIMO radars and sonars [J]. *IEEE Trans. on SP*, 2006, 54(10): 3873-3883.
 - [2] Li J and Stoica P. MIMO radar with colocated antennas *IEEE SP Mag.* [J]. 2007, 25(1): 106-114.
 - [3] Fishler E, Haimovich A, and Blum R, *et al.* MIMO radar: An idea whose time has come[C]. Proc. IEEE Radar Conf., Philadelphia, United States, Apr. 2004: 71-78.
 - [4] Fishler E, Haimovich A, and Blum R, *et al.* Spatial diversity in radars-Models and detection performance[J]. *IEEE Trans. on SP*, 2006, 54(3): 823-838.
 - [5] Haimovich A M, Blum R S, and Cimini L J. MIMO radar with widely separated antennas[J]. *IEEE SP Mag.*, 2008, 25(1): 116-129.
 - [6] Sammartino P F, Baker C J, and Griffiths H D. Target model effects on MIMO radar performance[C]. Conference records of ICASSP 2006, Toulouse, France, May 2006: 14-19.
 - [7] Sammartino P F, Baker C J, and Griffiths H D. MIMO radar performance in clutter environment[C]. Proc. IEEE Radar Conf., Shanghai, China, Oct. 2006: 16-19.
 - [8] Sammartino P F, Baker C J, and Griffiths. H D. Adaptive MIMO radar system in clutter [C]. Proc. IEEE Radar Conf., Waltham, United States, Apr. 2007: 276-281.
 - [9] Lehmann N H, Fishler E, and Haimovich A M, *et al.* Evaluation of transmit diversity in MIMO-radar direction finding [J]. *IEEE Trans. on SP*, 2007, 55(5): 2215-2225.
 - [10] Wang J, Dogandzic A, and Nehorai A. Maximum likelihood estimation of compound-gaussian clutter and target parameters [J]. *IEEE Trans. on SP*, 2006, 54(10): 3884-3898.
 - [11] Balleri A, Nehorai A, and Wang J. Maximum likelihood estimation for compound-gaussian clutter with inverse gamma texture [J]. *IEEE Trans. on AES*, 2007, 43(2): 775-779.
 - [12] Gini F, Montanari M, and Verrazzani L. Estimation of chirp radar signals in compound-gaussian clutter: A cyclostationary approach [J]. *IEEE Trans. on SP*, 2000, 48(4): 1029-1039.
 - [13] Gini F and Reggiannini R. On the use of cramer-rao-like bounds in the presence of random nuisance parameters[J]. *IEEE Trans. on Comm*, 2000, 48(12): 2120-2126.
 - [14] Kay S M. Fundamentals of Statistical Signal Processing: Estimation Theory. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1993, Chapter 15.
- 王鞠庭: 男, 1983年生, 博士生, 研究方向为雷达波形设计与信号处理。
江胜利: 男, 1979年生, 博士生, 研究方向为雷达波形设计与信号处理。
刘中: 男, 1963年生, 教授, 博士生导师, 主要研究方向为现代信号处理、雷达信号处理、混沌与信息动力学。