

## 一种双基地 MIMO 雷达三维多目标定位方法

吴跃波\* 杨景曙 王江

(解放军电子工程学院 合肥 230037)

**摘要:** 该文针对发射天线为均匀线阵、接收天线为 L 型阵列的双基地 MIMO 雷达, 提出了一种 3 维多目标定位方法。基于 ESPRIT 算法构造一个复矩阵, 对其进行特征值分解后, 根据特征值的虚部和实部估计出目标的接收角, 根据特征向量进一步获得和接收角自动配对的目标发射角。该方法无需已知噪声的方差, 且运算量较小。仿真结果表明, 与其他方法相比, 该文方法在信噪比较低时仍可有效定位目标, 估值的均方误差较接近于克拉美罗界。

**关键词:** MIMO 雷达; 双基地; 多目标 3 维定位; 复矩阵; 特征值分解

中图分类号: TN958

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2011)10-2483-06

DOI: 10.3724/SP.J.1146.2011.00231

## A Method for Multi-target 3D Localization in Bistatic MIMO Radar

Wu Yue-bo Yang Jing-shu Wang Jiang

(PLA Electronic Engineering Institute, Hefei 230037, China)

**Abstract:** An algorithm for multi-target three-dimensional (3D) localization in bistatic Multiple-Input Multiple-Output (MIMO) radar system with uniform linear transmit array and L-shape receive array is presented. After forming a complex matrix based on ESPRIT, the receive angles of each target can be calculated from the imaginary part and real part of each eigenvalue of that complex matrix. Then the transmit angles of each target can be obtained by utilizing eigenvectors of that complex matrix and signal subspace. The receive angles and transmit angle can be paired automatically. The proposed method does not need to know the variance of noise, and the computed load is low. Simulation results verify that the method is more effective in the low SNR condition, and the mean square errors of estimated angles are close to the Cramer Rao bound.

**Key words:** MIMO radar; Bistatic; Multi-target 3D localization; Complex matrix; Decomposition of eigenvalue

### 1 引言

近年来, 诸多学者对收发天线紧密配置的单(双)基地 MIMO 雷达进行了大量研究。在双基地 MIMO 雷达的定位方面, 大都是针对 2 维收发角进行估计的<sup>[1-7]</sup>。对于 3 维的空中目标, 即使获取了 2 维收发角, 仍无法确定目标的空中位置。如果收发站之间的时钟同步, 则可以再利用收发时延实现 3 维空中目标的定位。然而, 收发天线之间的时钟同步需要额外的通信链路<sup>[8]</sup>, 这将增加成本, 同时也可被敌方干扰破坏。因此, 本文研究发射天线为均匀线阵、接收天线为 L 型阵列的双基地 MIMO 雷达, 该配置可以估计出目标的 1 个发射角和 2 个接收角, 获取这 3 个角度即可对 3 维目标定位, 故无需依赖时钟同步。

文献[8, 9]都对双基地 MIMO 雷达 3 维目标定位方法进行了研究, 前者的配置为 L 型发射阵列、均匀线阵接收阵列, 后者的配置为收发均为 L 型阵列。二者的基本思想均源自文献[10], 先计算自相关矩阵

和互相关矩阵, 自相关矩阵减去噪声协方差矩阵后求伪逆, 该伪逆和互相关矩阵相乘, 对乘积进行特征值分解, 则目标的角度可以从特征值和特征向量中获得。二者均认为噪声方差已知, 在推导过程中都减去了噪声协方差矩阵。然而噪声协方差矩阵通常是未知的, 为此, 文献[11]对文献[10]的基本思想进行了改进, 针对收发阵列都是均匀线阵且发射阵元数为 3 的情况, 给出了无需已知噪声方差的 2 维角度估计方法。该方法同样适用于配置为 L 型发射阵列、均匀线阵接收阵列, L 型接收阵列、均匀线阵发射阵列, 以及收发均为 L 型阵列的情况。然而, 文献[11]的本质思想是投影矩阵法, 当信噪比不太高时, 投影矩阵法的性能远不如 MUSIC 算法<sup>[12]</sup>, 本文仿真结果也表明信噪比较低时该方法的角估计容易出错。针对已有算法的不足, 本文提出了一种新的双基地 MIMO 雷达 3 维多目标定位方法, 与文献[8, 9]相比它无需已知噪声的方差, 与文献[11]相比它在信噪比较低时不易出错, 更具可靠性。

本文的结构安排如下: 第 2 节给出 L 型接收阵列、均匀线阵发射阵列的双基地 MIMO 雷达信号模

型;第3节推导3维目标的定位方法;第4节通过仿真和文献[11]进行比较,同时也和克拉美罗界做了比较,表明本文算法的优势;第5节为结束语。

## 2 信号模型

如图1所示,双基地MIMO雷达的发射阵为均匀线阵,阵元数为 $M$ ,阵元间距为 $d_t$ ;接收阵为L型阵列,它由两个阵元数为 $N$ 、间距为 $d_r$ 的均匀线阵共用一端垂直相接而成,共有 $2N-1$ 个接收阵元。空域内有一目标,令其发射角为 $\gamma$ ,即去波方向和发射阵列的法线方向的夹角;接收角有两个,为 $\theta$ 和 $\varphi$ ,分别表示来波方向和L型阵列的两个分支的夹角。获取 $(\gamma, \theta, \varphi)$ 后,再根据收发站的坐标位置即可计算出目标的3维坐标,本文研究的定位只考虑如何计算 $(\gamma, \theta, \varphi)$ 。由定义可知,  $-\pi/2 \leq \gamma \leq \pi/2$ ,  $0 \leq \theta, \varphi \leq \pi$ 。

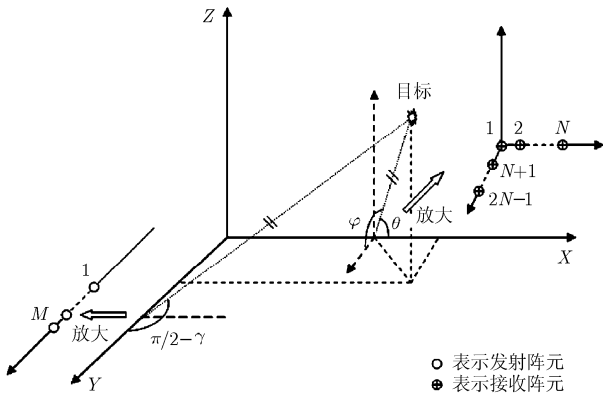


图1 双基地MIMO示意图

各发射阵元同时发射相互正交的脉冲串信号,第 $m$ 个发射阵元发射的第 $l$ 个脉冲为

$$s_{m,l}(t) = s_m(t' + lT), \quad -T/2 \leq t' \leq T/2, \quad m = 1, \dots, M \quad (1)$$

式中 $t$ 和 $t'$ 分别对应慢时间和快时间, $T$ 表示脉冲重复周期。假设在同一距离分辨单元上存在 $P$ 个目标,即这 $P$ 个目标的回波同时到达接收阵列。第 $p$ 个目标的发射角、接收角及多普勒频率分别记为 $\gamma_p$ ,  $(\theta_p, \varphi_p)$ ,  $\tilde{f}_{dp}$ 。考虑半波长间距,即 $d_t = d_r = \lambda/2$ ,则接收阵接收到的第 $l$ 个脉冲信号可表示为

$$\mathbf{y}_l(t) = \sum_{p=1}^P \alpha_p \mathbf{a}(\theta_p, \varphi_p) \mathbf{b}^T(\gamma_p) e^{j2\pi\tilde{f}_{dp}t} \mathbf{s}_l(t) + \mathbf{w}_l(t) \quad (2)$$

其中

$$\mathbf{a}(\theta, \varphi) = \left[ 1, e^{j\pi \cos \theta}, \dots, e^{j(N-1)\pi \cos \theta}, e^{j\pi \cos \varphi}, \dots, e^{j(N-1)\pi \cos \varphi} \right]^T$$

$$\mathbf{b}(\gamma) = \left[ 1, e^{j\pi \sin \gamma}, \dots, e^{j\pi(M-1)\sin \gamma} \right]^T$$

$$\mathbf{s}_l(t) = [s_{1,l}(t), \dots, s_{M,l}(t)]^T$$

$\mathbf{w}_l(t)$ 表示噪声。对接收端进行匹配滤波的结果记为

$$\mathbf{Z}_l = \int_{-T/2}^{T/2} \mathbf{y}_l(t) \mathbf{s}_l^H(t) dt' = \sum_{p=1}^P \alpha_p \mathbf{a}(\theta_p, \varphi_p) \mathbf{b}^T(\gamma_p) \cdot e^{j2\pi\tilde{f}_{dp}lT} \int_{-T/2}^{T/2} e^{j2\pi\tilde{f}_{dp}t'} \mathbf{s}_l(t) \mathbf{s}_l^H(t) dt' + \mathbf{N}_l \quad (3)$$

假设信号的正交性对多普勒不敏感,即

$$\int_{-T/2}^{T/2} e^{j2\pi\tilde{f}_{dp}t'} \mathbf{s}_l(t) \mathbf{s}_l^H(t) dt' \approx \mathbf{I} \quad (4)$$

其中 $\mathbf{I}$ 为单位阵。令归一化的多普勒频率为 $f_{dp} = \tilde{f}_{dp}T$ ,则式(3)可写为

$$\mathbf{Z}_l = \sum_{p=1}^P \alpha_p \mathbf{a}(\theta_p, \varphi_p) \mathbf{b}^T(\gamma_p) e^{j2\pi f_{dp}l} + \mathbf{N}_l \quad (5)$$

矩阵 $\mathbf{Z}_l$ 的维数为 $(2N-1) \times M$ ,将其各列连接起来构成一个 $(2N-1)M \times 1$ 维的列向量 $\mathbf{z}_l$ ,可得

$$\mathbf{z}_l = \mathbf{A} \mathbf{x}_l + \mathbf{n}_l \quad (6)$$

其中

$$\mathbf{A} = [\mathbf{b}(\gamma_1) \otimes \mathbf{a}(\theta_1, \varphi_1), \dots, \mathbf{b}(\gamma_P) \otimes \mathbf{a}(\theta_P, \varphi_P)]$$

$$\mathbf{x}_l = [\alpha_1 e^{j2\pi f_{d1}l}, \dots, \alpha_P e^{j2\pi f_{dPl}l}]^T$$

$\otimes$ 表示Kronecker积; $\mathbf{n}_l$ 为 $\mathbf{N}_l$ 各列连接起来的噪声向量,均值为零,协方差矩阵为 $\Sigma$ 。式(6)为本文以下推导的信号模型。

## 3 多目标定位方法

首先对于 $L$ 个脉冲,定义自相关矩阵为

$$\mathbf{R} = \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L \mathbf{z}_l \mathbf{z}_l^H \quad (7)$$

当脉冲数 $L$ 较大时,

$$\mathbf{R} \approx \mathbf{A} \mathbf{R}_x \mathbf{A}^H + \Sigma \quad (8)$$

其中

$$\mathbf{R}_x = \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L \mathbf{x}_l \mathbf{x}_l^H$$

考虑目标的多普勒频率各不相同的情形,此时 $\mathbf{R}_x$ 是满秩矩阵。因此,对 $\mathbf{R}$ 进行特征值分解, $P$ 个大特征值对应的特征向量可构成信号子空间 $\mathbf{U}_s$ ,即存在一个可逆阵 $\mathbf{G}$ ,满足:

$$\mathbf{U}_s = \mathbf{A} \mathbf{G} \quad (9)$$

下面将基于ESPRIT方法求解各目标的接收角和发射角。

### 3.1 接收角的求解

令 $\mathbf{A}_i = [\mathbf{b}(\gamma_1) \otimes \mathbf{a}_i(\theta_1, \varphi_1), \dots, \mathbf{b}(\gamma_P) \otimes \mathbf{a}_i(\theta_P, \varphi_P)]$ ,  $i = 1, 2, 3, 4$ ,其中 $\mathbf{a}_1(\theta, \varphi)$ 由 $\mathbf{a}(\theta, \varphi)$ 的前 $N-1$ 行构成; $\mathbf{a}_2(\theta, \varphi)$ 由 $\mathbf{a}(\theta, \varphi)$ 的第2行至第 $N$ 行构成; $\mathbf{a}_3(\theta, \varphi)$ 由 $\mathbf{a}(\theta, \varphi)$ 的第1行、第 $N+1$ 行至第 $2N-2$ 行构成; $\mathbf{a}_4(\theta, \varphi)$ 由 $\mathbf{a}(\theta, \varphi)$ 的后 $N-1$ 行构成。则

$$\mathbf{A}_{r2} = \mathbf{A}_{r1} \Phi_\theta \quad (10)$$

$$\mathbf{A}_{r4} = \mathbf{A}_{r3} \Phi_\varphi \quad (11)$$

其中

$$\Phi_\theta = \text{diag}([e^{j\pi \cos \theta_1}, \dots, e^{j\pi \cos \theta_P}]) \quad (12)$$

$$\Phi_\varphi = \text{diag}([e^{j\pi \cos \varphi_1}, \dots, e^{j\pi \cos \varphi_P}]) \quad (13)$$

$\text{diag}(\cdot)$  表示将向量的各元素组成对角矩阵。

$\mathbf{A}_{r1}, \mathbf{A}_{r2}, \mathbf{A}_{r3}, \mathbf{A}_{r4}$  都是由矩阵  $\mathbf{A}$  的部分行组成, 按同样的组成方式提取  $\mathbf{U}_s$  的部分行可获得  $\mathbf{U}_{sr1}, \mathbf{U}_{sr2}, \mathbf{U}_{sr3}, \mathbf{U}_{sr4}$ 。根据式(9)有

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{U}_{sr1} &= \mathbf{A}_{r1} \mathbf{G} \\ \mathbf{U}_{sr2} &= \mathbf{A}_{r2} \mathbf{G} \\ \mathbf{U}_{sr3} &= \mathbf{A}_{r3} \mathbf{G} \\ \mathbf{U}_{sr4} &= \mathbf{A}_{r4} \mathbf{G} \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

由式(10), 式(11)和式(14), 可得

$$\mathbf{U}_{sr2} = \mathbf{U}_{sr1} \Psi_\theta \quad (15)$$

$$\mathbf{U}_{sr4} = \mathbf{U}_{sr3} \Psi_\varphi \quad (16)$$

其中

$$\Psi_\theta = \mathbf{G}^{-1} \Phi_\theta \mathbf{G} \quad (17)$$

$$\Psi_\varphi = \mathbf{G}^{-1} \Phi_\varphi \mathbf{G} \quad (18)$$

由式(15), 式(16)可获得  $\Psi_\theta$  和  $\Psi_\varphi$ ,  $\Psi_\theta = (\mathbf{U}_{sr1}^H \mathbf{U}_{sr1})^{-1} \mathbf{U}_{sr1}^H \mathbf{U}_{sr2}$ ,  $\Psi_\varphi = (\mathbf{U}_{sr3}^H \mathbf{U}_{sr3})^{-1} \mathbf{U}_{sr3}^H \mathbf{U}_{sr4}$ 。分别对  $\Psi_\theta$  和  $\Psi_\varphi$  进行特征值分解, 可获得  $\Phi_\theta$  和  $\Phi_\varphi$ , 从而获得目标的接收角  $(\theta, \varphi)$ , 但是这样获取的接收角是不配对的, 还需额外的配对算法。为了避免额外的配对算法, 本文采用如下可自动配对的方法估计目标的接收角。

由式(15), 式(16)获得  $\Psi_\theta$  和  $\Psi_\varphi$  后, 构造复矩阵:

$$\Psi_r = (\Psi_\theta - \mathbf{I})^{-1}(\Psi_\theta + \mathbf{I}) + j(\Psi_\varphi - \mathbf{I})^{-1}(\Psi_\varphi + \mathbf{I}) \quad (19)$$

将式(17), 式(18)代入式(19)可得

$$\Psi_r = \mathbf{G}^{-1} \Phi_r \mathbf{G} \quad (20)$$

其中

$$\Phi_r = (\Phi_\theta - \mathbf{I})^{-1}(\Phi_\theta + \mathbf{I}) + j(\Phi_\varphi - \mathbf{I})^{-1}(\Phi_\varphi + \mathbf{I}) \quad (21)$$

将式(12), 式(13)代入式(21)可知  $\Phi_r$  是一个对角阵, 其对角元素为  $\cot \frac{\pi \cos \varphi_p}{2} - j \cot \frac{\pi \cos \theta_p}{2}$ ,  $p = 1, 2, \dots, P$ 。可见接收角  $(\theta_p, \varphi_p)$  可由  $\Phi_r$  对角元素的实部和虚部自动配对。

因此, 对  $\Psi_r$  特征值分解后得到特征值, 从每个特征值的实部可以提取  $\varphi_p$ , 从虚部可以提取  $\theta_p$ , 且它们可以配对到同一个目标。

### 3.2 发射角的求解

假设对  $\Psi_r$  特征值分解的结果为

$$\Psi_r = \hat{\mathbf{Q}} \hat{\Phi}_r \hat{\mathbf{Q}}^{-1} \quad (22)$$

对比式(20),  $\hat{\mathbf{Q}}$  和  $\mathbf{G}^{-1}$  都是由  $\Psi_r$  的特征向量构成, 只是位置顺序可能不一样, 因此存在一个有限次列

交换矩阵  $\mathbf{F}$ , 使得

$$\hat{\mathbf{Q}} = \mathbf{G}^{-1} \mathbf{F} \quad (23)$$

同样地,  $\Phi_r$  和  $\Phi_r$  都是由  $\Psi_r$  的特征值构成的对角阵, 也是位置顺序不一样, 对应地有

$$\hat{\Phi}_r = \mathbf{F}^{-1} \Phi_r \mathbf{F} \quad (24)$$

令  $\mathbf{A}_{i1} = [\mathbf{b}_i(\gamma_1) \otimes \mathbf{a}(\theta_1, \varphi_1), \dots, \mathbf{b}_i(\gamma_P) \otimes \mathbf{a}(\theta_P, \varphi_P)]$ ,  $i = 1, 2$ , 其中  $\mathbf{b}_1(\gamma)$  由  $\mathbf{b}(\gamma)$  的前  $M-1$  行构成;  $\mathbf{b}_2(\gamma)$  由  $\mathbf{b}(\gamma)$  的后  $M-1$  行构成。则

$$\mathbf{A}_{i2} = \mathbf{A}_{i1} \Phi_t \quad (25)$$

其中

$$\Phi_t = \text{diag}[e^{j\pi \sin \gamma_1}, \dots, e^{j\pi \sin \gamma_P}] \quad (26)$$

$\Phi_t$  中包含了目标的发射角, 下面开始求解发射角, 并且让它可以和接收角自动配对。

$\mathbf{A}_{i1}, \mathbf{A}_{i2}$  都是由矩阵  $\mathbf{A}$  的部分行组成, 按同样的组成方式提取  $\mathbf{U}_s$  的部分行可获得  $\mathbf{U}_{st1}, \mathbf{U}_{st2}$ , 根据式(9)有

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{U}_{st1} &= \mathbf{A}_{i1} \mathbf{G} \\ \mathbf{U}_{st2} &= \mathbf{A}_{i2} \mathbf{G} \end{aligned} \right\} \quad (27)$$

令:

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{U}'_{st1} &= \mathbf{U}_{st1} \hat{\mathbf{Q}} \\ \mathbf{U}'_{st2} &= \mathbf{U}_{st2} \hat{\mathbf{Q}} \end{aligned} \right\} \quad (28)$$

由式(23), 式(25)和式(27)可得

$$\mathbf{U}'_{st2} = \mathbf{U}'_{st1} \hat{\Phi}_t \quad (29)$$

其中

$$\hat{\Phi}_t = \mathbf{F}^{-1} \Phi_t \mathbf{F} \quad (30)$$

对比式(24)和式(30)可知,  $\hat{\Phi}_t$  也是对角矩阵, 其对角元素和  $\Phi_t$  的对角元素相同, 只是位置顺序不一样。并且  $\hat{\Phi}_r, \hat{\Phi}_t$  是  $\Phi_r, \Phi_t$  经过相同的行列交换后得到的, 因此它们的对角元素可自动配对到同一目标。

$\hat{\Phi}_t$  可由式(29)计算。令  $\mathbf{U}'_{st1,p}, \mathbf{U}'_{st2,p}$  分别表示  $\mathbf{U}'_{st1}, \mathbf{U}'_{st2}$  的第  $p$  列;  $\mathbf{U}'_{st1,p}, \mathbf{U}'_{st2,p}$  的第  $k$  个元素分别记为  $\mathbf{U}'_{st1,p}^{(k)}, \mathbf{U}'_{st2,p}^{(k)}$ 。则  $\hat{\Phi}_t$  的第  $p$  个对角元素  $\hat{\Phi}_t(p, p)$  可写为

$$\hat{\Phi}_t(p, p) = \frac{1}{(2N-1)(M-1)} \sum_{k=1}^{(2N-1)(M-1)} \mathbf{U}'_{st2,p}^{(k)} / \mathbf{U}'_{st1,p}^{(k)} \quad (31)$$

### 3.3 算法流程

前面两小节介绍了接收角和发射角的求解过程, 现将整个求解步骤总结如下:

步骤 1 由式(7)计算自相关矩阵  $\mathbf{R}$ , 对其进行特征值分解,  $P$  个大特征值对应的特征向量构成信号子空间  $\mathbf{U}_s$ 。

步骤 2 从  $\mathbf{U}_s$  中获得  $\mathbf{U}_{sr1}, \mathbf{U}_{sr2}, \mathbf{U}_{sr3}, \mathbf{U}_{sr4}$ , 由式(15), 式(16)获得  $\Psi_\theta$  和  $\Psi_\varphi$ 。

步骤 3 由式(19)计算  $\Psi_r$ , 对其进行特征值分

解, 获得  $\hat{\Phi}_r$  和  $\hat{Q}$ 。

步骤 4 从  $U_s$  中获得  $U_{st1}, U_{st2}$ , 由式(28)获得  $U'_{st1}, U'_{st2}$ , 进而由式(31)获得  $\hat{\Phi}_t$ 。

步骤 5 根据  $\hat{\Phi}_r$  计算接收角  $(\theta_p, \varphi_p)$ , 记  $\hat{\Phi}_r$  的第  $p$  个对角元素为  $\hat{\Phi}_r(p, p)$ , 计算公式如下:

$$\theta_p = \arccos\left(\frac{2}{\pi} \operatorname{arccot}(-\operatorname{Im}(\hat{\Phi}_r(p, p)))\right)$$

$$\varphi_p = \arccos\left(\frac{2}{\pi} \operatorname{arccot}(\operatorname{Re}(\hat{\Phi}_r(p, p)))\right)$$

根据  $\hat{\Phi}_r$  计算发射角  $\gamma_p$ , 计算公式如下:

$$\gamma_p = \arcsin\left(\frac{1}{\pi} \angle \hat{\Phi}_r(p, p)\right)$$

其中  $\angle$  表示取相位。

纵观本文算法的全过程, 可知它的思想和 MUSIC 一致, 采用了 ESPRIT 实现。它无需已知噪声的方差, 且收发角可自动配对。在计算量上它只在步骤 1 和步骤 3 中各进行了一次特征值分解, 算法的计算量较少。下面将通过实验仿真表明本文算法的优势。

### 4 实验仿真

本节将进行两次实验, 实验 1 将本文算法和文献[11]算法进行比较, 实验 2 将本文算法和克拉美罗界进行比较。

**实验 1** 文献[11]算法是在发射阵元数为 3 的情况下给出的, 因此为了和它进行比较, 本实验配置的发射阵元数设为  $M = 3$ ; 接收阵元数设为 7(即  $N = 4$ ); 在同一距离单元上有 3 个目标, 所处的位置  $(\theta, \varphi, \gamma)$  分别为  $(33^\circ, 10^\circ, -19^\circ)$ ,  $(28^\circ, 57^\circ, 39^\circ)$ ,  $(104^\circ, 128^\circ, 56^\circ)$ , 对应的散射系数为  $(\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3) = (1, 1, 1)$ , 归一化多普勒频率为  $(f_{d1}, f_{d2}, f_{d3}) = (0.22, 0.19, 0.31)$ 。需要指出的是, 只要给定合适的发射阵和接收阵位置, 上述 3 个目标是可以落在同一距离单元的, 在此已假设它们落在同一距离单元。脉冲个数  $L = 512$ 。式(6)中的噪声由高斯随机数产生, 均值为 0, 噪声协方差矩阵设为  $\Sigma = \sigma^2 I$ 。

以下各图显示了本文算法和文献[11]算法在不

同  $\sigma^2$  下的定位结果, 每个图都给出了 100 次 Monte Carlo 仿真。

由图 2-图 7 可见, 文献[11]算法在  $\sigma^2 = 1$  时定位效果较差, 部分 Monte Carlo 仿真的定位结果严重偏离真实目标, 在  $\sigma^2 = 0.25$  时仍有小部分 Monte Carlo 仿真的定位结果严重偏离真实目标, 当  $\sigma^2 = 0.09$  时才达到理想的定位效果。而本文算法一直都十分稳定, 定位精度较好, 没有出现严重偏离真实目标的情况, 随着噪声方差的减小定位结果愈加精确。可见本文算法和文献[11]算法相比具有更好的性能。这是因为文献[11]采用投影矩阵法思想, 本文采用 MUSIC 思想, 而当信噪比不太高时, 投影矩阵法的性能不如 MUSIC [12]。

**实验 2** 本次实验中雷达配置为: 发射阵元数为  $M = 4$ , 接收阵元数为 9(即  $N = 5$ ); 在同一距离单元上有 3 个目标, 所处的位置  $(\theta, \varphi, \gamma)$  分别为  $(20^\circ, 10^\circ, -11^\circ)$ ,  $(45^\circ, 117^\circ, 23^\circ)$ ,  $(129^\circ, 68^\circ, 76^\circ)$ , 对应的散射系数为  $(\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3) = (1, 1, 1)$ , 归一化多普勒频率为  $(f_{d1}, f_{d2}, f_{d3}) = (0.12, 0.27, 0.41)$ ; 脉冲个数为  $L = 1000$ ; 式(6)中的噪声由高斯随机数产生, 均值为 0, 噪声协方差矩阵设为  $\Sigma = \sigma^2 I$ 。

定义估值的均方根误差(RMSE)为  $\operatorname{RMSE}(\hat{\theta}) = \sqrt{\operatorname{E}(\theta - \hat{\theta})^2}$ ,  $\operatorname{RMSE}(\hat{\varphi}) = \sqrt{\operatorname{E}(\varphi - \hat{\varphi})^2}$ ,  $\operatorname{RMSE}(\hat{\gamma}) = \sqrt{\operatorname{E}(\gamma - \hat{\gamma})^2}$ 。图 8 显示了各目标角度估值的 RMSE 和根克拉美罗界(RCRB, 即克拉美罗界开根号)同信噪比的关系。其中, 计算 RMSE 时 Monte Carlo 仿真次数设为 200; 计算 RCRB 的方法和文献[11]的计算过程类似, 此处不详表; 信噪比的定义基于式(6), 为

$$\operatorname{SNR} = \frac{1}{M(2N-1)\sigma^2 L} \sum_{i=1}^L \|\mathbf{A}x_i\|^2$$

由图 8 可见, 本文算法对各角度的估值误差接近于克拉美罗界。综合实验 1 和实验 2, 可见本文算法具有更优的性能和良好的精度。

### 5 结论

针对发射天线为均匀线阵、接收天线为 L 型阵

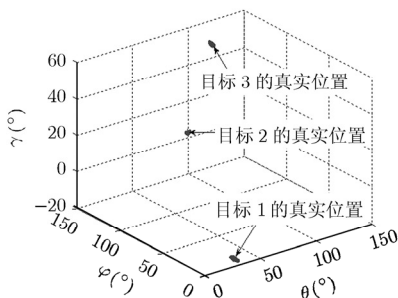


图 2  $\sigma^2 = 1$  时本文算法定位结果

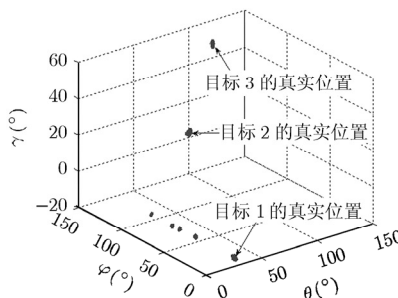


图 3  $\sigma^2 = 1$  时文献[11]算法定位结果

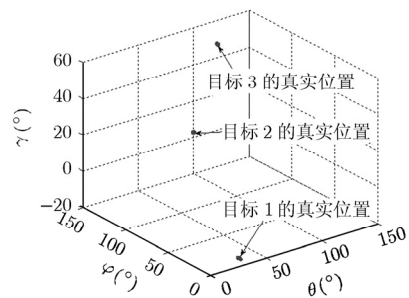


图 4  $\sigma^2 = 0.25$  时本文算法定位结果

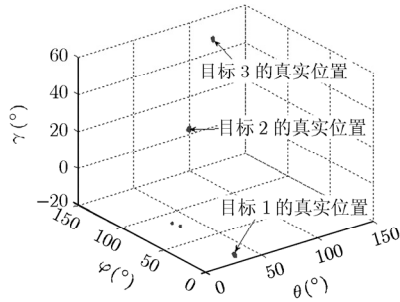


图 5  $\sigma^2 = 0.25$  时文献[11]算法定位结果

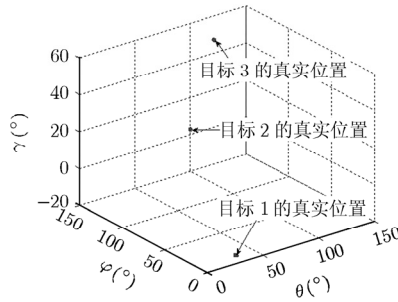


图 6  $\sigma^2 = 0.09$  时本文算法定位结果

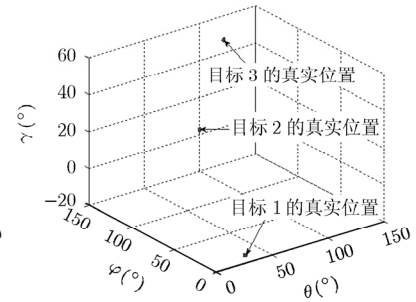
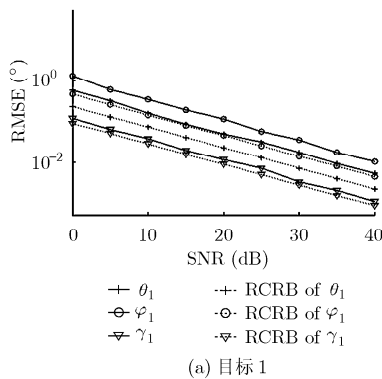
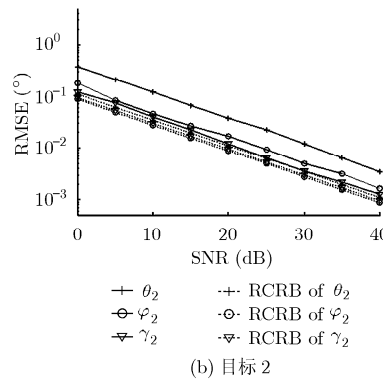


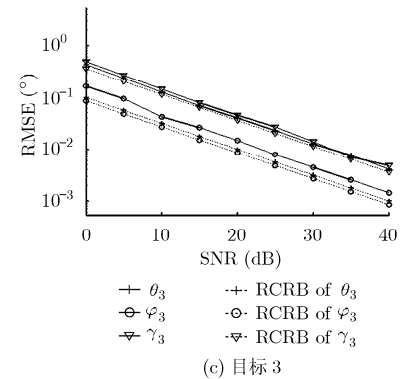
图 7  $\sigma^2 = 0.09$  时文献[11]算法定位结果



(a) 目标 1



(b) 目标 2



(c) 目标 3

图 8 各目标角度估值的 RMSE 和 RCRB 同信噪比的关系

列的双基地 MIMO 雷达, 本文提出了一种 3 维目标定位方法。方法先求解信号子空间, 而后基于 ESPRT 算法构造一个复矩阵, 对其进行特征值分解后, 根据特征值的实部和虚部估计出目标的接收角, 根据特征向量进一步获得和接收角自动配对的目标发射角。方法无需已知噪声的方差, 且运算量主要为两次特征值分解, 运算量较小。仿真结果表明本文方法具有优越的性能。

参 考 文 献

[1] Duofang C, Baixiao C, and Guodong Q. Angle estimation using ESPRIT in MIMO radar[J]. *Electronics Letters*, 2008, 44(12): 770-771.

[2] Zhang X and Xu D. Angle estimation in MIMO radar using reduced-dimension Capon[J]. *Electronics Letters*, 2010, 46(12): 860-861.

[3] Bencheikh M L and Wang Y. Joint DOD-DOA estimation using combined ESPRIT-MUSIC approach in MIMO radar[J]. *Electronics Letters*, 2010, 46(15): 1081-1083.

[4] 陈金立, 顾红, 苏为民. 一种双基地 MIMO 雷达快速多目标定位方法[J]. 电子与信息学报, 2009, 31(7): 1664-1668.  
Chen Jin-li, Gu Hong, and Su Wei-min. A method for fast multi-target localization in bistatic MIMO radar system[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2009, 31(7): 1664-1668.

[5] 谢荣, 刘峥. 基于多项式求根的双基地 MIMO 雷达多目标定

位方法[J]. 电子与信息学报, 2010, 32(9): 2197-2200.

Xie Rong and Liu Zheng. Multi-target localization based on polynomial rooting for bistatic MIMO radar[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2010, 32(9): 2197-2200.

[6] 吕晖, 冯大政, 和洁, 等. 一种新的双基地 MIMO 雷达目标定位和多普勒频率估计方法[J]. 电子与信息学报, 2010, 32(9): 2167-2171.  
Lü Hui, Feng Da-zheng, He Jie, et al. A novel method for target localization and Doppler frequency estimation in bistatic MIMO Radar[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2010, 32(9): 2167-2171.

[7] 张剑云, 郑志东, 李小波. 双基地 MIMO 雷达收发角及多普勒频率的联合估计算法[J]. 电子与信息学报, 2010, 32(8): 1843-1848.  
Zhang Jian-yun, Zheng Zhi-dong, Li Xiao-bo. An algorithm for DOD-DOA and Doppler frequency jointly estimating of bistatic MIMO radar[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2010, 32(8): 1843-1848.

[8] 金明, 李军, 廖桂生, 等. 测量目标高度的双基地 MIMO 雷达虚拟阵元技术[J]. 西安电子科技大学学报, 2010, 37(4): 671-675.  
Jin Ming, Li Jun, Liao Gui-sheng, et al. Target altitude measurement of bistatic MIMO radar using the virtual elements technique[J]. *Journal of Xidian University*, 2010, 37(4): 671-675.

- [9] 张永顺, 郭艺夺, 赵国庆, 等. MIMO 双基地雷达空间多目标定位方法[J]. 电子与信息学报, 2010, 32(12): 2820-2824.  
Zhang Yong-shun, Guo Yi-duo, Zhao Guo-qing, *et al.*. Multitarget localization in three dimensions for MIMO bistatic radar[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2010, 32(12): 2820-2824.
- [10] Yin Q Y, Newcomb R W, and Zou L H. Estimating 2-D angle of arrival via two parallel linear array[C]. International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing, ICASSP-89, May 23-26, 1989, Vol.4: 2803-2806.
- [11] Jin Ming, Liao Gui-sheng, and Li Jun. Joint DOD and DOA estimation for bistatic MIMO radar[J]. *Signal Processing*, 2009, 89(2): 244-251.
- [12] 罗景青. 阵列信号处理基本理论与应用[M]. 北京: 解放军出版社, 2007: 54.  
Luo Jing-qing. *Array Signal Processing Fundamental Theory with Applications*[M]. Beijing: Publishing House of PLA, 2007: 54.
- 吴跃波: 男, 1984 年生, 博士生, 研究方向为 MIMO 雷达信号处理、目标跟踪技术等.
- 杨景曙: 男, 1950 年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为雷达信号处理、通信信号处理与智能计算等.
- 王 江: 男, 1975 年生, 讲师, 研究领域为时差定位、测向、信号检测等.