

文章编号:1004-9037(2012)03-0300-04

基于圆阵双基地 MIMO 雷达多维角度联合估计

许凌云 张小飞 许宗泽

(南京航空航天大学信息学院,南京,210016)

摘要:本文提出了一种基于均匀圆阵双基地 MIMO 雷达多目标多维角度估计的新算法,对阵列接收信号进行分析,表明它具有平行因子三线性模型特征,利用该模型低秩分解的唯一性条件,从分解得到的矩阵中联合估计出多维角度。该方法无需谱峰搜索,可实现参数的同时估计与配对,与基于 ESPRIT 思想的算法相比具有更高的估计精度,而且在小样本数下也能较好地工作。仿真结果验证了该算法的有效性。

关键词:三线性分解;多维角度估计;双基地 MIMO 雷达;均匀圆阵

中图分类号: **文献标识码:**A

Joint Multi-angle Estimation in Bistatic MIMO Radar Based on Uniform Circular Array

Xu Lingyun, Zhang Xiaofei, Xu Zongze

(College of Electronic Information Engineering, Nanjing University of Aeronautics & Astronaut,
Nanjing, 210016, China)

Abstract: A new algorithm for multi-angle estimation in bistatic MIMO radar based on the uniform circular array is presented in this topic. Analyses the output signal of the array antennas show the trilinear model characteristics. The multi-angle can be estimated from the matrices via low-rank decomposition based on the uniqueness of PARAFAC decomposition. The method doesn't require searching spectral peak or pairing parameters. Compared with ESPRIT method, the proposed algorithm has high precision in parameter estimation and works well under small sizes. The simulation results verify its effectiveness.

Key words: trilinear decomposition; multi-angle estimation; bistatic radar; uniform circular array

引 言

多输入输出(Multiple input multiple output, MIMO)雷达是近几年发展起来的一种新体制雷达,与传统的雷达体制不同,MIMO 雷达采用多个发射天线同时发射正交信号波形照射目标,并使用多个接收天线接收目标反射的信号,因此 MIMO 雷达可实现灵活的发射分集设计,且具有高分辨率的空间谱估计性能,成为学术界研究的热点。针对 MIMO 雷达发射角和接收角的估计,国内外学者纷纷展开了研究,文献[1]利用 Capon 算法实现了 MIMO 双基地雷达 2 维方位角的估计,它需要 2

维谱峰搜索,计算量较大。文献[2]采用 MUSIC 算法估计目标的方位角,同样需要 2 维谱峰搜索。文献[3]采用 Root-Music 算法,避免了谱峰搜索,降低了算法的运算量。文献[4]把传统的 ESPRIT 算法应用到 MIMO 双基地雷达的目标发射角和接收角的联合估计中,利用信号子空间的旋转不变性,避免了谱峰搜索,但需要角度的配对。文献[5]提出了基于传播算子的快速测向定位方法,与文献[4]相比,计算量大大减少并实现了收发角的自动配对。文献[6]提出了一种联合 MUSIC 和 ESPRIT 的双基地 MIMO 雷达角度估计算法。以上文献的信号模型都是针对均匀线阵建模,均匀线阵只能估计目标的一维到达角,即方位角的估计,不能估计

二维 DOA 或二维 DOD。均匀圆阵是一种中心对称的平面阵列,可提供 360° 全方位无模糊的方位角及俯仰角信息。与均匀线阵相比,不存在相位模糊,在各方位都具有相同的测向性能。因此研究基于均匀圆阵列下双基地 MIMO 雷达多目标的多维角度估计不仅具有理论意义,而且具有实际价值,但目前尚未有文献报道。本文建立了均匀圆阵列配置的 MIMO 双基地雷达信号模型,提出了基于平行因子分析(PARAFAC)的非相干目标 2 维 DOA 和 2 维 DOD 的联合估计算法,该算法无需谱峰搜索和参数配对,与 ESPRIT 思想的算法相比具有更高的估计精度,与克拉美罗下限较为接近,仿真验证了该算法的有效性。

1 数据模型

设一均匀圆阵双基地 MIMO 雷达系统发射阵元有 M 个,接收阵元 N 个,两个圆阵水平放置,半径均为 R ,假设在远场同一双基地距离单元内存在 K 个目标,这 K 个目标具有相同载波波长 λ ,其相对于发射阵的仰角和方位角分别为 $(\theta_{ik}, \varphi_{ik})$,相对于接收阵的仰角和方位角分别为 $(\theta_{rk}, \varphi_{rk})$, $k=1, 2, \dots, K$ 。那么接收端匹配滤波器的输出可以表示如下^[4]

$$\mathbf{x}(t) = [\mathbf{a}_r(\theta_{r1}, \varphi_{r1}) \otimes \mathbf{a}_t(\theta_{t1}, \varphi_{t1}), \dots, \mathbf{a}_r(\theta_{rK}, \varphi_{rK}) \otimes \mathbf{a}_t(\theta_{tK}, \varphi_{tK})] \mathbf{b}(t) + \mathbf{w}(t) \quad (1)$$

式中: $\mathbf{a}_r(\theta_{rk}, \varphi_{rk}) \otimes \mathbf{a}_t(\theta_{tk}, \varphi_{tk})$ 是第 k 个目标发射和接收向量的 Kronecker 算子, $\mathbf{a}_t(\theta_{tk}, \varphi_{tk}) = [e^{j\xi_k \cos(\varphi_{tk} - \gamma_0)}, e^{j\xi_k \cos(\varphi_{tk} - \gamma_1)}, \dots, e^{j\xi_k \cos(\varphi_{tk} - \gamma_{M-1})}]^T$ 。 $\xi_k = (2\pi R/\lambda) \sin\theta_{tk}$, $\gamma_m = 2\pi m/M$, $m=0, 1, \dots, M-1$ 。 $\mathbf{a}_r(\theta_{rk}, \varphi_{rk}) = [e^{j\xi'_k \cos(\varphi_{rk} - \gamma'_0)}, \dots, e^{j\xi'_k \cos(\varphi_{rk} - \gamma'_{N-1})}]^T$, $\xi'_k = (2\pi R/\lambda) \sin\theta_{rk}$, $\gamma'_n = 2\pi n/N$, $n=0, 1, \dots, N-1$ 。 $\mathbf{b}(t) = [b_1(t), b_2(t), \dots, b_K(t)]^T$, 其中 $b_k(t) = \beta_k e^{j2\pi f_k t}$, f_k, β_k 表示第 k 个目标的多普勒频率和幅度。 $\mathbf{w}(t)$ 为加性高斯白噪声。定义 $\mathbf{A} = [\mathbf{a}_r(\theta_{r1}, \varphi_{r1}) \otimes \mathbf{a}_t(\theta_{t1}, \varphi_{t1}), \dots, \mathbf{a}_r(\theta_{rK}, \varphi_{rK}) \otimes \mathbf{a}_t(\theta_{tK}, \varphi_{tK})]$, 取快拍数为 L , 假定 $\mathbf{a}_t(\varphi_{tk}, \theta_{tk})$ 和 $\mathbf{a}_r(\varphi_{rk}, \theta_{rk})$ 在 L 次快拍下恒定。定义 $\mathbf{X} = [\mathbf{x}(1), \mathbf{x}(2), \dots, \mathbf{x}(L)]$, \mathbf{X} 可表示为

$$\mathbf{X} = \mathbf{A}\mathbf{B}^T + \mathbf{W} \quad (2)$$

其中 $\mathbf{B} = [\mathbf{B}(1), \mathbf{B}(2), \dots, \mathbf{B}(L)]^T \in \mathbf{C}^{L \times K}$, \mathbf{W} 是噪声矩阵, 定义 $\mathbf{A}_T = [\mathbf{a}_t(\theta_{t1}, \varphi_{t1}), \mathbf{a}_t(\theta_{t2}, \varphi_{t2}), \dots, \mathbf{a}_t(\theta_{tK}, \varphi_{tK})] \in \mathbf{C}^{M \times K}$

$\mathbf{A}_R = [\mathbf{a}_r(\theta_{r1}, \varphi_{r1}), \mathbf{a}_r(\theta_{r2}, \varphi_{r2}), \dots, \mathbf{a}_r(\theta_{rK}, \varphi_{rK})] \in \mathbf{C}^{N \times K}$ 是发射方向矩阵和接收方向矩阵, 则方向矩阵 \mathbf{A} 也可以表示如下: $\mathbf{A} = \mathbf{A}_R \circ \mathbf{A}_T$, \circ 表示 Khatri-

Rao 积, 则式(2)可表示为

$$\mathbf{X} = (\mathbf{A}_R \circ \mathbf{A}_T) \mathbf{B}^T + \mathbf{W}, \quad n = 1, 2, \dots, N \quad (3)$$

从以上可知双基地 MIMO 雷达均匀圆阵列中多维角度的估计可转化为对方向矩阵 $\mathbf{A}_R, \mathbf{A}_T$ 矩阵的估计。

2 基于 PARAFAC 多维角度联合估计算法

2.1 MIMO 雷达平行因子模型的形成

将 N 个切片累积成 $M \times N \times L$ 的三维数据集 \mathbf{X} , 则式(3)有以下三线性模型形式^[7]

$$x_{m,n,l} = \sum_{k=1}^K A_l(m,k) A_r(n,k) B(l,k) + \omega_{m,n,l} \\ m = 1, \dots, M, n = 1, \dots, N, l = 1, \dots, L \quad (4)$$

其中 $A_r(n,k)$ 是矩阵 \mathbf{A}_R 的第 (n,k) 个元素, $A_l(m,k)$ 是矩阵 \mathbf{A}_T 的第 (m,k) 个元素, $B(l,k)$ 是矩阵 \mathbf{B} 的第 (l,k) 个元素。 $\omega_{m,n,l}$ 形成了 3 维噪声数据集 \mathbf{W} 。根据其对称性, 可写成 3 种切片形式

$$\mathbf{X}_n = \mathbf{A}_T D_n(\mathbf{A}_R) \mathbf{B}^T + \mathbf{W}_n, \quad n = 1, 2, \dots, N \quad (5)$$

$$\mathbf{Y}_m = \mathbf{B} D_m(\mathbf{A}_T) \mathbf{A}_R^T + \mathbf{W}_m, \quad m = 1, 2, \dots, M \quad (6)$$

$$\mathbf{Z}_l = \mathbf{A}_R D_l(\mathbf{B}) \mathbf{A}_T^T + \mathbf{W}_l, \quad l = 1, 2, \dots, L \quad (7)$$

如果将式(5)所有的矩阵切片 $\mathbf{X}_n, n=1, 2, \dots, N$ 平铺连接成 $MN \times L$ 的矩阵, 可得到紧凑的形式如式(3)所示, 同理式(6)和式(7)也可以表示成 $ML \times N$ 的矩阵 \mathbf{Y} 和 $NL \times M$ 的矩阵 \mathbf{Z} 如式(8)和式(9)所示

$$\mathbf{Y} = [\mathbf{A}_T \circ \mathbf{B}] \mathbf{A}_R^T + \mathbf{W}_y \quad (8)$$

$$\mathbf{Z} = [\mathbf{B} \circ \mathbf{A}_R] \mathbf{A}_T^T + \mathbf{W}_z \quad (9)$$

下面说明其分解的唯一性^[7]。

考虑 $\mathbf{A}_T \in \mathbf{C}^{M \times K}$, $\mathbf{A}_R \in \mathbf{C}^{N \times K}$, $\mathbf{A} \in \mathbf{C}^{L \times K}$, 如果 $\mathbf{A}_T, \mathbf{A}_R$ 和 \mathbf{B} 的 k 秩满足下面条件

$$k_{A_T} + k_{A_R} + k_B \geq 2K + 2 \quad (10)$$

则接收端匹配滤波器的输出 \mathbf{X} 的 k 秩分解具有唯一性。

2.2 估计算法实施步骤

根据 \mathbf{X}, \mathbf{Y} 和 \mathbf{Z} 估计矩阵 $\hat{\mathbf{A}}_R, \hat{\mathbf{A}}_T$ 和 $\hat{\mathbf{B}}$ 通常采用三线交替最小二乘(TALS)算法完成, TALS 算法的基本思想很简单, 就是每一步更新一个矩阵, 更新的办法是: 对余下的矩阵, 依据前一次估计的结果, 利用最小二乘(LS)来更新; 继续对其他矩阵进行更新; 重复以上步骤直到算法收敛。文献[8]证明了 TALS 算法是全局单调收敛。尽管 TALS 算法在加性高斯白噪声的条件下是最优的, 但它显著

的缺点是收敛速度较慢。本文使用算法(Complex parallel factor analysis, COMFAC)来处理三线性模型。COMFAC 算法本质上是快速的 TALS 算法,可以加快最小二乘拟合的速度。用上述算法估计出的 $\hat{\mathbf{A}}_T = \mathbf{A}_T \mathbf{\Pi} \Delta_1 + \mathbf{N}_1$, $\hat{\mathbf{A}}_R = \mathbf{A}_R \mathbf{\Pi} \Delta_2 + \mathbf{N}_2$, $\hat{\mathbf{B}} = \mathbf{B} \mathbf{\Pi} \Delta_3 + \mathbf{N}_3$, 其中 $\mathbf{\Pi}$ 是交换矩阵, Δ 为尺度模糊矩阵, 满足 $\Delta_1 \Delta_2 \Delta_3 = \mathbf{I}$, $\mathbf{N}_1, \mathbf{N}_2, \mathbf{N}_3$ 指所估计的误差矩阵, 它们含有目标的角度信息。根据 PARAFAC 模型的唯一性定理可知, $\mathbf{A}_T, \mathbf{A}_R, \mathbf{B}$ 矩阵的估计值均有相同的列交换矩阵, 这意味着 $\hat{\mathbf{A}}_T$ 第 i 列估计的角度和矩阵 $\hat{\mathbf{A}}_R$ 的第 i 列估计的角度相对应, 自动实现了角度的配对, 这是传统的算法所不具备的。

用三线性分解法获得信号的接收阵列和发射阵列 $\hat{\mathbf{A}}_T$ 和 $\hat{\mathbf{A}}_R, \mathbf{B}$ 后, 再利用均匀圆阵方向矩阵结构特点和基于最小二乘方法进行二维角度估计。

设 $\hat{\mathbf{A}}_T$ 的第 k 列为 $\hat{\mathbf{a}}_k(\theta_{ik}, \varphi_{ik})$, 在无噪声的情况下, $\hat{\mathbf{a}}_k(\theta_{ik}, \varphi_{ik}) = [e^{j\xi_k \cos(\varphi_{ik} - \gamma_0)}, e^{j\xi_k \cos(\varphi_{ik} - \gamma_1)}, \dots, e^{j\xi_k \cos(\varphi_{ik} - \gamma_{M-1})}]^T$, 一般 $\gamma_0 = 0$, 每一项都除以第一项。去除第一个元素后得到一个新向量 \mathbf{a}_1 , 再取 \mathbf{a}_1 对数的虚部得到

$$\begin{bmatrix} \xi \sin \theta_{ik} \cos \varphi_{ik} (\cos \gamma_1 - 1) + \xi \sin \theta_{ik} \sin \varphi_{ik} \sin \gamma_1 \\ \xi \sin \theta_{ik} \cos \varphi_{ik} (\cos \gamma_2 - 1) + \xi \sin \theta_{ik} \sin \varphi_{ik} \sin \gamma_2 \\ \vdots \\ \xi \sin \theta_{ik} \cos \varphi_{ik} (\cos \gamma_{M-1} - 1) + \xi \sin \theta_{ik} \sin \varphi_{ik} \sin \gamma_{M-1} \end{bmatrix} \quad (11)$$

式(11)中第 i 项除以 $(\cos \gamma_i - 1)$, $i = 1, 2, \dots, M-1$, 则得到 β

$$\beta = \begin{bmatrix} c_0 + c_1 \sin \gamma_1 / (\cos \gamma_1 - 1) \\ c_0 + c_1 \sin \gamma_2 / (\cos \gamma_2 - 1) \\ \vdots \\ c_0 + c_1 \sin \gamma_{M-1} / (\cos \gamma_{M-1} - 1) \end{bmatrix} \quad (12)$$

式中, $c_0 = \xi \sin \theta_{ik} \cos \varphi_{ik}$; $c_1 = \xi \sin \theta_{ik} \sin \varphi_{ik}$, 根据

$$\mathbf{U} \begin{bmatrix} c_0 \\ c_1 \end{bmatrix} = \beta \quad (13)$$

其中

$$\mathbf{U} = \begin{bmatrix} 1 & \sin \gamma_1 / (\cos \gamma_1 - 1) \\ 1 & \sin \gamma_2 / (\cos \gamma_2 - 1) \\ \vdots & \vdots \\ 1 & \sin \gamma_{M-1} / (\cos \gamma_{M-1} - 1) \end{bmatrix}$$

这是一个标准的线性参数估计问题, 可以用最小二乘估计 $\begin{bmatrix} \hat{c}_0 \\ \hat{c}_1 \end{bmatrix} = (\mathbf{U}^T \mathbf{U})^{-1} \mathbf{U}^T \beta$, 角度估计可以表示为

$$\hat{\theta}_{ik} = \sin^{-1}(\sqrt{\hat{c}_0^2 + \hat{c}_1^2} / \xi) \quad (14)$$

$$\hat{\varphi}_{ik} = \tan^{-1}(\hat{c}_1 / \hat{c}_0) \quad (15)$$

其中 $\xi = 2\pi R / \lambda$, 同理可得到目标相对于接收阵的 $\hat{\theta}_{rk}$ 和 $\hat{\varphi}_{rk}$ 。

2.3 算法复杂度分析及 CRB

本文算法的运算量主要集中在三线性最小二乘迭代的计算上, 计算的复杂度(次复乘)为 $O(K^3 + MNLK)$, 本文采用 COMFAC 算法加快收敛, 平均需 11 次迭代可以完成。基于 ESPRIT 思想的算法通过计算协方差、特征值的分解得到信号子空间, 利用信号子空间求得方向矩阵, 再利用圆阵方向矩阵的特点求得对应角度。算法运算总量为 $O(LM^2N^2 + M^3N^3 + 2MND^2 + MK^2 + 3K^3)$ 。根据文献[9], 给出了双基地雷达 MIMO 角度估计 CRB

$$\text{CRB} = \frac{\sigma^2}{2L} \{\text{Re}[\mathbf{D}^H \mathbf{\Pi}_A^+ \mathbf{D} \odot \hat{\mathbf{P}}^T]\}^{-1} \quad (16)$$

式中: $\mathbf{D} = [\mathbf{d}_1, \mathbf{d}_2, \dots, \mathbf{d}_K, \mathbf{f}_1, \mathbf{f}_2, \dots, \mathbf{f}_K, \mathbf{g}_1, \mathbf{g}_2, \dots, \mathbf{g}_K, \mathbf{e}_1, \mathbf{e}_2, \dots, \mathbf{e}_K]$ 为求导矩阵, $\mathbf{d}_k = \frac{\partial \mathbf{a}_k}{\partial \theta_{rk}}, \mathbf{f}_k = \frac{\partial \mathbf{a}_k}{\partial \varphi_{rk}}, \mathbf{g}_k = \frac{\partial \mathbf{a}_k}{\partial \theta_{rk}}, \mathbf{e}_k = \frac{\partial \mathbf{a}_k}{\partial \varphi_{rk}}$, \mathbf{a}_k 为方向矩阵 \mathbf{A} 的第 k 列, σ^2 表示噪声功率, \odot 表示 Hadamard 积。

$$\hat{\mathbf{P}} = \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{P}}_s & \hat{\mathbf{P}}_s & \hat{\mathbf{P}}_s & \hat{\mathbf{P}}_s \\ \hat{\mathbf{P}}_s & \hat{\mathbf{P}}_s & \hat{\mathbf{P}}_s & \hat{\mathbf{P}}_s \\ \hat{\mathbf{P}}_s & \hat{\mathbf{P}}_s & \hat{\mathbf{P}}_s & \hat{\mathbf{P}}_s \\ \hat{\mathbf{P}}_s & \hat{\mathbf{P}}_s & \hat{\mathbf{P}}_s & \hat{\mathbf{P}}_s \end{bmatrix}$$

$$\hat{\mathbf{P}}_s = \frac{1}{K} \sum_{t=1}^L \mathbf{b}(t) \mathbf{b}^H(t), \mathbf{\Pi}_A^+ = \mathbf{I} - \mathbf{A}(\mathbf{A}^H \mathbf{A})^{-1} \mathbf{A}^H$$

3 仿真实验和分析

本文采用 Monte Carlo 仿真来评估算法的多维角度估计性能。Monte Carlo 试验次数为 500。仿真中 M 为发射阵列天线数, N 为接收阵列天线数; L 为快拍数, K 为目标数;

仿真 1: 为了验证本文算法多目标的多参数联合估计性能, 设发射阵元数和接收阵元数 $M = N = 8$, 远场存在 3 个目标, 相对发射阵和接收阵的到达角和接收角分别为 $(\varphi_1, \theta_{r1}, \varphi_2, \theta_{r2}) = (10^\circ, 15^\circ, 20^\circ, 25^\circ)$, $(\varphi_2, \theta_{i2}, \varphi_2, \theta_{r2}) = (20^\circ, 25^\circ, 25^\circ, 35^\circ)$, $(\varphi_3, \theta_{i3}, \varphi_3, \theta_{r3})$, 对应的多普勒频率分别为 1 200 Hz, 1 500 Hz, 1 800 Hz。图 1 给出了在信噪比 28 dB 时, 3 个空间目标角度估计 50 次 Monte-carlo 仿真的实验结果。仿真表明该算法可准确地估计出多个目标的二维 DOA 和二维 DOD, 且能实现参数自动配对。

仿真 2: 为了说明本文算法在不同信噪比下角度估计的性能, 仿真参数同仿真 1, 定义 R_{MSE} 如下

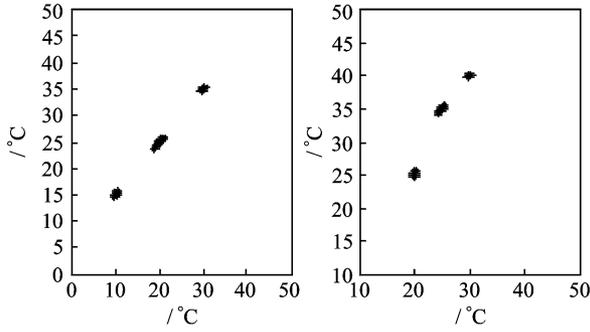
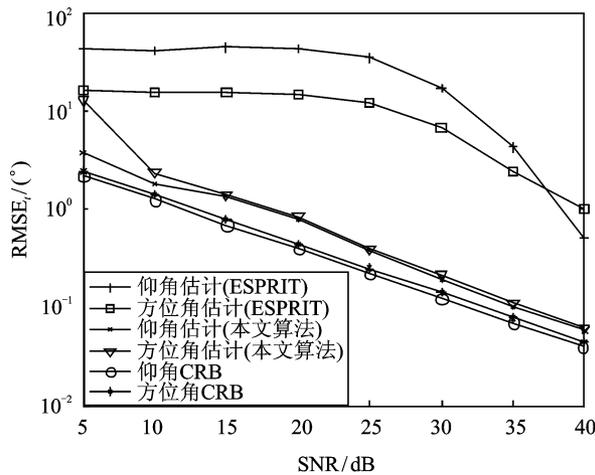


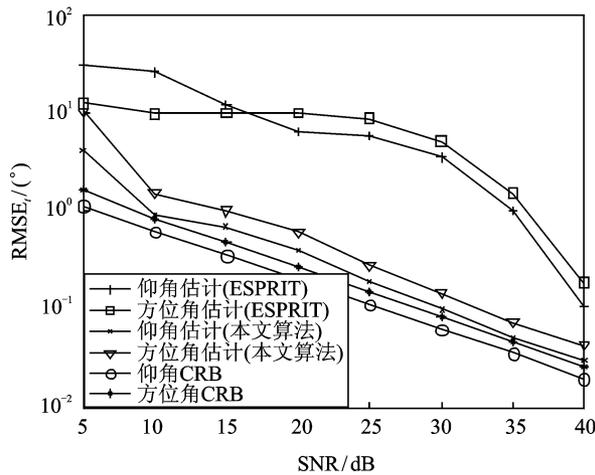
图 1 目标估计的散布图

$$R_{MSE} = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \sqrt{\frac{1}{500} \sum_{m=1}^{500} (\alpha_{mk} - \alpha_{ok})^2}$$

式中, α_{mk} 为第 k 个目标的第 m 次 Monte Carlo 仿真相对发射阵/接收阵仰角和方位角度的估计值, α_{ok} 为第 k 个目标相对发射阵/接收阵仰角和方位角度的真实值。图 2 给出了角度估计的均方误差随 SNR 变化的对比图以及相应的 CRB。从图中可以看出, 本



(a) 目标相对于发射阵



(b) 目标相对于接收阵

图 2 目标估计的性能比较

文算法性能远优于 ESPRIT 算法, 接近于 CRB。

4 结束语

本文将基于均匀圆阵的双基地 MIMO 雷达多维参数估计与平行因子三线模型联合起来, 提出一种新的多维参数联合估计算法。该算法利用圆阵本身的结构特点和最小二乘方法进行多维角度估计, 优点是参数自动配对, 估计精度较高, 接近于 CRB, 在小样本数下也能较好地工作, 在工程实际中有一定的参考价值。

参考文献:

- [1] Yan Haidong, Li Jun, Liao Guisheng. Multitarget identification and localization using bistatic MIMO radar systems[J]. *Eurasip Journal on Advances in Signal Processing*, 2008, 8(2):1-8.
- [2] Li Ji, Conan J, Pierre S. Joint estimation of channel parameters for MIMO communication systems[C]// *The 2nd International Symposium on Wireless Communication Systems*, Siena, Italy, 2005:22-26.
- [3] Bencheikh M L, Wang Y, He. Polynomial root finding technique for joint DOA DOD estimation in bistatic MIMO radar[J]. *Signal Processing*, 2010, 90(9):2723-2730.
- [4] Duofang C, Baixiao C, Guodong Q. Angle estimation using ESPRIT in MIMO radar [J]. *Electron Lett*, 2008, 44(12):770-771.
- [5] 陈金立, 顾红, 苏卫民. 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.
- [6] 刘晓莉, 廖桂生. 基于 MUSIC 和 ESPRIT 的双基地 MIMO 雷达角度估计算法[J]. *电子与信息学报*, 2010, 32(9):2179-2182.
- [7] Sidiropoulos N D, Bro R. On the uniqueness of multilinear decomposition of N-way arrays[J]. *Journal of Chemometrics*, 2000, 14(3):229-239.
- [8] BRO R. Parafac: tutorial and applications [J]. *Chemometrics and Intelligent Laboratory Systems*, 1997, 38(2):149-171.
- [9] Stoica P, Nehorai A. Performance study of conditional and unconditional direction of arrival estimation [J]. *IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing*, 1990, 38(10):1783-1795.

作者简介:许凌云(1971-),女,博士研究生,研究方向:阵列信号处理, E-mail:xl_yun@163.com;张小飞(1977-),男,教授,硕士生导师,研究方向:阵列信号处理;许宗泽(1940-),男,教授,博士生导师,研究方向:数字通信技术。