

文章编号:1004-9037(2014)03-0372-06

MIMO 阵列中基于 PM 和降维变换的高效 DOA 估计算法

张小飞 张立岑 陈未央 徐大专

(南京航空航天大学电子信息工程学院,南京,210016)

摘要:研究了多输入多输出(Multiple-input multiple-output, MIMO)阵列中高效的到达角(Direction-of-arrival, DOA)估计方法。传播算子(Propagator method, PM)算法是一种低复杂度的算法,因为它不需要对互相关矩阵进行特征值分解,也无需要对接收数据进行奇异值分解。因此本文提出了MIMO阵列中一种基于PM和降维变换的DOA估计方法。该算法在无需谱峰搜索的情况下获得了较好的估计性能。相比于传统的PM算法,本文提出的算法复杂度更低,并且估计性能更好。此外,本文推导了该算法的估计误差以及克拉美罗界,仿真结果验证了该算法的有效性。

关键词:DOA估计;阵列信号处理;传播算子算法

中图分类号:TN911.7

文献标志码:A

Computationally Efficient DOA Estimation for MIMO Array Using Propagator Method and Reduced-Dimension Transformation

Zhang Xiaofei, Zhang Licen, Chen Weiyang, Xu Dazhuan

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

Abstract: A computationally efficient direction of arrival (DOA) estimation for monistatic multiple-input multiple-output (MIMO) array is considered. The computational loads of the propagator method (PM) can be significantly smaller since PM does not require any eigen-value decomposition of the cross correlation matrix and singular value decomposition of the received data. DOA estimation for the MIMO array using PM and reduced-dimension transformation is proposed. The proposed algorithm works well without spectrum peak searching. Compared with conventional PM algorithm, the proposed algorithm has less computational complexity and better DOA estimation performance. Furthermore, the estimation error and Cramér-Rao bound (CRB) of DOA estimation are derived. Simulation results verify the effectiveness of the proposed algorithm.

Key words: direction of arrival; array signal processing; propagator method

引 言

多输入多输出(Multiple-input multiple-output, MIMO)阵列利用多根天线同时发射信号来探测目标,并同时用多根天线接收相应的目标反射信号^[1-5],已被广泛应用于雷达和通信系统。相比单根天线的传输系统,MIMO阵列系统拥有更多

自由度,这些额外的自由度能使之克服衰落效应,增强参数的可识别性并提高目标探测性能^[5-9]。目前,已经有很多关于MIMO阵列的角度估计算法^[10-21]。包括最大似然方法^[10],Capon算法^[11-13],多重信号分类(Multiple signal classification, MUSIC)算法^[14-16],求根MUSIC算法^[17],借助旋转不变性估计信号参数(Estimation of signal parameters via rotational invariance techniques, ES-

基金项目:国家自然科学基金(61371169)资助项目;江苏省博士后科研资助计划(1201039C)资助项目;中国博士后基金(2012M521099)资助项目;江苏高校优势学科建设工程资助项目;中央高校基本科研业务费专项资金(NS2013024)资助项目。

收稿日期:2014-01-05;**修订日期:**2014-04-17

PRIT) 算法^[18-19], 平行因子 (Parallel factor, PARAFAC) 方法^[20] 以及自适应 PARAFAC 算法等^[21-22]。然而, 最大似然算法需要全局极值的多维搜索, 这会导致更高的计算复杂度; Capon 算法和 MUSIC 算法需要高复杂度的谱峰搜索; ESPRIT 算法和求根 MUSIC 算法需要对互相关矩阵进行特征值分解来获得信号子空间或噪声子空间; PARAFAC 算法和自适应 PARAFAC 算法是迭代算法, 这通常比子空间算法需要更高的复杂度。

传播算子方法 (Propagator method, PM) 是一种低复杂度的算法^[22-24], 它无需谱峰搜索, 也无需对互相关矩阵进行特征值分解, 也无需对接收数据进行奇异值分解。本文提出了一种 MIMO 阵列下基于 PM 算法和降维变换的低复杂度的波达方向 (Direction of arrival, DOA) 估计算法。该算法在无需谱峰搜索的情况下获得了较好的估计性能。相比于传统的 PM 算法, 本文提出的算法复杂度更低, 并且估计性能更好。此外, 本文推导了该算法的估计误差以及克拉美罗界。仿真实验说明了该算法在各种情况下的准确性和有效性, 特别是当目标间隔很近的时候。

1 数据模型

考虑一个包含 M 个发射天线和 N 个接收天线的单基地 MIMO 阵列系统, 并且发射和接收阵列都是均匀线阵, 天线间隔均为半波长。假设有 K 个不相关的目标, 接收端匹配滤波器的输出可以表示为

$$\mathbf{x}(t) = [\mathbf{a}_r(\theta_1) \otimes \mathbf{a}_t(\theta_1), \mathbf{a}_r(\theta_2) \otimes \mathbf{a}_t(\theta_2), \dots, \mathbf{a}_r(\theta_K) \otimes \mathbf{a}_t(\theta_K)] \mathbf{s}(t) + \mathbf{n}(t) \quad (1)$$

式中: θ_k 是第 k 个目标的到达角; $\mathbf{s}(t) = [s_1(t), s_2(t), \dots, s_K(t)]^T \in \mathbf{C}^{K \times 1}$ 且 $s_k(t) = \beta_k e^{j2\pi f_k t}$, f_k 是多普勒频率, β_k 是幅度; $\mathbf{a}_r(\theta_k)$ 和 $\mathbf{a}_t(\theta_k)$ 分别是第 k 个目标的接收方向矢量和发射方向矢量; $\mathbf{a}_r(\theta_k) \otimes \mathbf{a}_t(\theta_k)$ 是它们的 Kronecker 积; $\mathbf{n}(t)$ 是一个零均值协方差矩阵为 $\sigma^2 \mathbf{I}_{MN}$ 的 $MN \times 1$ 高斯白噪声向量。定义 $\mathbf{A} = [\mathbf{a}_r(\theta_1) \otimes \mathbf{a}_t(\theta_1), \mathbf{a}_r(\theta_2) \otimes \mathbf{a}_t(\theta_2), \dots, \mathbf{a}_r(\theta_K) \otimes \mathbf{a}_t(\theta_K)]$ 。进行 L 次采样, 同时定义 $\mathbf{X} = [\mathbf{x}(1), \mathbf{x}(2), \dots, \mathbf{x}(L)]$, 可表示为

$$\mathbf{X} = \mathbf{A} \mathbf{S}^T + \mathbf{N} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_T \\ \mathbf{A}_T \Phi \\ \vdots \\ \mathbf{A}_T \Phi^{N-1} \end{bmatrix} \mathbf{S}^T + \mathbf{N} \quad (2)$$

式中: $\mathbf{A}_T = [\mathbf{a}_t(\theta_1), \mathbf{a}_t(\theta_2), \dots, \mathbf{a}_t(\theta_K)] \in \mathbf{C}^{M \times K}$ 是发射方向矩阵; $\mathbf{N} \in \mathbf{C}^{MN \times L}$ 是噪声矩阵; $\mathbf{S} = [\mathbf{s}(1), \mathbf{s}(2), \dots, \mathbf{s}(L)]^T \in \mathbf{C}^{L \times K}$, $\Phi = \text{diag}(\exp(-j\pi \sin \theta_1), \exp(-j\pi \sin \theta_2), \dots, \exp(-j\pi \sin \theta_K))$ 。

2 MIMO 阵列中的 DOA 估计

2.1 MIMO 阵列中的 PM 估计算法

对矩阵 \mathbf{A}_T 分块如下

$$\mathbf{A}_T = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_1 \\ \mathbf{A}_{T2} \end{bmatrix} \quad (3)$$

式中: $\mathbf{A}_1 \in \mathbf{C}^{K \times K}$; $\mathbf{A}_{T2} \in \mathbf{C}^{(M-K) \times K}$ 。 \mathbf{A}_1 是满秩矩阵。矩阵 \mathbf{A} 可以表示为

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_1 \\ \mathbf{A}_2 \end{bmatrix} \quad (4)$$

式中: $\mathbf{A}_1 \in \mathbf{C}^{K \times K}$, $\mathbf{A}_2 \in \mathbf{C}^{(MN-K) \times K}$ 。 \mathbf{A}_2 可以表示为写为 \mathbf{A}_1 的线性变换, 写为 $\mathbf{A}_2 = \mathbf{P}_c \mathbf{A}_1$, 其中 \mathbf{P}_c 是传播算子矩阵。对矩阵 \mathbf{P}_c 分块如下

$$\mathbf{P}_c = \begin{bmatrix} \mathbf{P}_{c,1} \\ \mathbf{P}_{c,2} \\ \vdots \\ \mathbf{P}_{c,N} \end{bmatrix} \quad (5)$$

式中: $\mathbf{P}_{c,1} \in \mathbf{C}^{(M-K) \times K}$, $\mathbf{P}_{c,n} \in \mathbf{C}^{M \times K}$, $n=2, \dots, N$ 。矩阵 \mathbf{A}_2 也可以如上所述进行分块, 可以得到

$$\mathbf{A}_2 = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{T2} \\ \mathbf{A}_T \Phi \\ \vdots \\ \mathbf{A}_T \Phi^{N-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{P}_{c,1} \\ \mathbf{P}_{c,2} \\ \vdots \\ \mathbf{P}_{c,N} \end{bmatrix} \mathbf{A}_1 \quad (6)$$

根据式 (6)

$$\begin{bmatrix} \mathbf{P}_{c,3} \\ \mathbf{P}_{c,4} \\ \vdots \\ \mathbf{P}_{c,N} \end{bmatrix} \mathbf{A}_1 = \begin{bmatrix} \mathbf{P}_{c,2} \\ \mathbf{P}_{c,3} \\ \vdots \\ \mathbf{P}_{c,N-1} \end{bmatrix} \mathbf{A}_1 \Phi \quad (7)$$

定义 $\mathbf{P}_{c,b} \triangleq [\mathbf{P}_{c,3}^T, \mathbf{P}_{c,4}^T, \dots, \mathbf{P}_{c,N}^T]^T$, $\mathbf{P}_{c,a} \triangleq [\mathbf{P}_{c,2}^T, \mathbf{P}_{c,3}^T, \dots, \mathbf{P}_{c,N-1}^T]^T$, 进而有 $\mathbf{P}_{c,a}^+ \mathbf{P}_{c,b} = \mathbf{A}_1 \Phi \mathbf{A}_1^{-1}$ 。定义 $\Psi_c = \mathbf{P}_{c,a}^+ \mathbf{P}_{c,b}$, 因为 Ψ_c 和 Φ 有同样的特征值, 通过对 Ψ_c 特征值分解来得到 Φ , 进而获得 DOA 估计。

对矩阵 \mathbf{X} 分块得到 $\mathbf{X} = [\mathbf{X}_1^T, \mathbf{X}_2^T]^T$, 其中 $\mathbf{X}_1 \in \mathbf{C}^{K \times L}$, $\mathbf{X}_2 \in \mathbf{C}^{(MN-K) \times L}$ 。通过式 (8) 可以得到矩阵 \mathbf{P}_c 的估计

$$\mathbf{P}_c = \mathbf{X}_2 \mathbf{X}_1^+ \quad (8)$$

将 MIMO 阵列下的 PM 估计算法的主要步骤总结如下

(1) 由接收信号对传播算子 \mathbf{P}_c 估计, 用 $\hat{\mathbf{P}}_c$ 表示。

(2) 构建 $\hat{\mathbf{P}}_{c,a}$ 和 $\hat{\mathbf{P}}_{c,b}$ 。

(3) 对 $\hat{\Psi}_c$ 进行特征值分解来估计 Φ , 其中 $\Psi_c = \mathbf{P}_{c,a}^+ \mathbf{P}_{c,b}$, 最终对 DOA 进行估计。

PM 算法可以用于 MIMO 阵列的 DOA 估计, 并且它的复杂度可以被进一步减少。在接下来的部分, 提出了 MIMO 阵列下一种基于 PM 和降维变换的低复杂度 DOA 估计算法, 该算法比 PM 算法复杂度更低。

2.2 MIMO 阵列中的降维 PM 估计算法

$\mathbf{a}_r(\theta_k) \otimes \mathbf{a}_t(\theta_k)$ 可以用下式表示

$$\mathbf{a}_r(\theta_k) \otimes \mathbf{a}_t(\theta_k) = \mathbf{G} \mathbf{b}(\theta_k) \quad (9)$$

式中: $\mathbf{b}(\theta_k) = [1, \exp(-j\pi \sin \theta_k), \dots, \exp(-j\pi(M+N-2)\sin \theta_k)]^T$, M, N 分别为发射天线数和接收天线数, 并且矩阵 \mathbf{G} 为

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} \left. \begin{array}{cccccc} 1 & 0 & \cdots & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 1 & \cdots & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & \cdots & 1 & 0 & \cdots & 0 \end{array} \right\} M \\ \left. \begin{array}{cccccc} 0 & 1 & \cdots & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & & & \ddots & & \\ 0 & \cdots & 0 & 1 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & \cdots & 0 & 1 & \cdots & 0 \end{array} \right\} M \\ \left. \begin{array}{cccccc} 0 & \cdots & 0 & 1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & 0 & 1 & \cdots & 0 \\ 0 & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & 0 & 0 & 0 & \cdots & 1 \end{array} \right\} M \end{bmatrix} \in \mathbb{C}^{MN \times (M+N-1)} \quad (10)$$

根据式(10), 定义 $\mathbf{W} \triangleq \mathbf{G}^H \mathbf{G}$, 如式(11)所示

$$\mathbf{W} = \text{diag}(1, 2, \dots, \underbrace{\min(M, N), \dots, \min(M, N)}_{|M-N|+1}, \dots, 2, 1) \quad (11)$$

对接收信号 $\mathbf{x}(t)$ 使用降维变换 $\mathbf{W}^{-1} \mathbf{G}^H$, 得到

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{W}^{-1} \mathbf{G}^H \mathbf{x}(t) = \mathbf{W}^{-1} \mathbf{W} [\mathbf{b}(\theta_1), \mathbf{b}(\theta_2), \dots, \mathbf{b}(\theta_K)] \mathbf{s}(t) + \mathbf{W}^{-1} \mathbf{G}^H \mathbf{n}(t) = \mathbf{B} \mathbf{s}(t) + \mathbf{W}^{-1} \mathbf{G}^H \mathbf{n}(t) \quad (12)$$

式中: $\mathbf{B} = [\mathbf{b}(\theta_1), \mathbf{b}(\theta_2), \dots, \mathbf{b}(\theta_K)] \in \mathbb{C}^{(M+N-1) \times K}$ 是范德蒙矩阵。由于降维变换矩阵是稀疏的, 它的转换仅增加了很小的计算量。矩阵 \mathbf{B} 可以被表示为

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} \mathbf{B}_1 \\ \mathbf{B}_2 \end{bmatrix} \quad (13)$$

式中: $\mathbf{B}_1 \in \mathbb{C}^{K \times K}$, $\mathbf{B}_2 \in \mathbb{C}^{(M+N-1-K) \times K}$ 。 \mathbf{B}_1 是满秩矩阵。定义 $\mathbf{B}_2 = \mathbf{P} \mathbf{B}_1$, 其中矩阵 \mathbf{P} 是传播算子。式(13)中的矩阵 \mathbf{B}_2 可以被重新写为

$$\mathbf{B}_2 = \begin{bmatrix} \mathbf{b}_{2,1} \\ \mathbf{B}_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{B}_{21} \\ \mathbf{b}_{2,\text{end}} \end{bmatrix} \quad (14)$$

式中: $\mathbf{b}_{2,1} \in \mathbb{C}^{1 \times K}$ 和 $\mathbf{b}_{2,\text{end}} \in \mathbb{C}^{1 \times K}$ 分别是 \mathbf{B}_2 的第一行和最后一行。 $\mathbf{B}_{22} = \mathbf{B}_{21} \Phi$, 其中 $\Phi = \text{diag}(\exp(-j\pi \sin \theta_1), \exp(-j\pi \sin \theta_2), \dots, \exp(-j\pi \sin \theta_K))$ 。传播算子矩阵可由式(15)表示

$$\mathbf{P} = \begin{bmatrix} \mathbf{p}_1 \\ \mathbf{P}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{P}_1 \\ \mathbf{p}_{\text{end}} \end{bmatrix} \quad (15)$$

式中: $\mathbf{p}_1 \in \mathbb{C}^{1 \times K}$ 和 $\mathbf{p}_{\text{end}} \in \mathbb{C}^{1 \times K}$ 分别是 \mathbf{P} 的第一行和最后一行。根据式(14,15), 有

$$\mathbf{B}_{21} = \mathbf{P}_1 \mathbf{B}_1, \mathbf{B}_{22} = \mathbf{P}_2 \mathbf{B}_1 \quad (16)$$

根据式(16), $\mathbf{P}_2 = \mathbf{P}_1 \mathbf{B}_1 \Phi \mathbf{B}_1^{-1}$, 那么 $\mathbf{P}_1^+ \mathbf{P}_2 = \mathbf{B}_1 \Phi \mathbf{B}_1^{-1}$ 。定义 $\Psi \triangleq \mathbf{P}_1^+ \mathbf{P}_2$, 因为 Ψ 和 Φ 有相同的特征值, 通过对 Ψ 进行特征值分解来得到 Φ , 进而获得 DOA 估计。

对降维信号进行 L 次采样并定义 $\mathbf{Y} = [\mathbf{y}(1), \mathbf{y}(2), \dots, \mathbf{y}(L)]$, 它可由 $\mathbf{Y} = [\mathbf{Y}_1^T, \mathbf{Y}_2^T]^T$ 表示, 其中 $\mathbf{Y}_1 \in \mathbb{C}^{K \times L}$, $\mathbf{Y}_2 \in \mathbb{C}^{(M+N-1-K) \times L}$ 。进而可以得到 \mathbf{P} 的最小二乘估计

$$\hat{\mathbf{P}} = \mathbf{Y}_2 \mathbf{Y}_1^+ \quad (17)$$

到目前为止, 已经完成了单基地 MIMO 阵列下基于 PM 和降维变换的 DOA 估计算法。将该算法的主要步骤总结如下:

(1) 对接收信号进行降维变换:

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{W}^{-1} \mathbf{G}^H \mathbf{x}(t)$$

(2) 由 $\mathbf{y}(t)$ 对传播算子 \mathbf{P} 进行估计, 用 $\hat{\mathbf{P}}$ 表示。

(3) 构建 $\hat{\mathbf{P}}_1$ 和 $\hat{\mathbf{P}}_2$ 。

(4) 对 $\hat{\Psi}$ 进行特征值分解来估计 Φ , 其中 $\hat{\Psi} = \hat{\mathbf{P}}_1^+ \hat{\mathbf{P}}_2$, 并最终对 DOA 进行估计。

2.3 复杂度分析和算法优点

与传统 PM 相比, 本文所提出算法具有低复杂度。令 L, K 分别为快拍数和目标数, 则本文所提出算法的复杂度为 $O(LK^2 + 5K^3 + (M+N-1-K)K^2 + 2(M+N-2-K)K^2)$, 而 PM 和 ESPRIT 算法复杂度分别为 $O(LK^2 + 5K^3 + (MN-K)K^2 + 2(MN-2M)K^2)$, $O(M^2 N^2 L + M^3 N^3 + 2M(N-1)K^2 + 3K^3)$ 。图 1 给出了 $M=8, N=8, K=3$ 情况下的复杂度对比, 从图 1 可以看出本文所提出算法复杂度低于传统 PM 算法, 并远低于 ES-

PRIT 算法。

本文提出算法具有如下优点:

- (1) 所提出算法的复杂度低于 PM;
- (2) 所提出算法的角度估计性能略好于 PM。

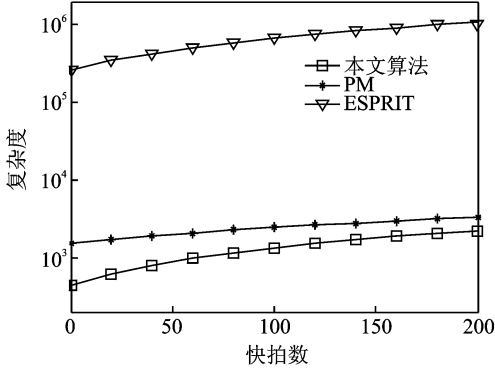


图 1 复杂度对比

Fig. 1 Complexity comparison

3 性能分析

假设 $\bar{\mathbf{P}} = \mathbf{P} + \partial\mathbf{P}$, 其中 $\partial\mathbf{P}$ 为误差估计矩阵。则根据式(14, 15), 有

$$\mathbf{B}_2 = \begin{bmatrix} \mathbf{p}_1 + \partial\mathbf{p}_1 \\ \mathbf{p}_2 + \partial\mathbf{p}_2 \end{bmatrix} \mathbf{B}_1 = \begin{bmatrix} \mathbf{P}_1 + \partial\mathbf{P}_1 \\ \mathbf{p}_{\text{end}} + \partial\mathbf{p}_{\text{end}} \end{bmatrix} \mathbf{B}_1 \quad (18)$$

式中: $\partial\mathbf{p}_1$ 和 $\partial\mathbf{p}_{\text{end}}$ 分别为 $\partial\mathbf{P}$ 的第一行和最后一行。根据 $[\mathbf{P}_1 + \partial\mathbf{P}_1]^+$ 的一阶近似, 得到

$$\hat{\Psi} = \mathbf{B}_1^{-1} (\mathbf{I} + \mathbf{P}_1^+ (\partial\mathbf{P}_2 - \partial\mathbf{P}_1)) \Phi \mathbf{B}_1 \quad (19)$$

$\hat{\Psi}$ 的第 k 个特征值为 $\hat{\lambda}_k = \lambda_k + \partial\lambda_k$, 其中 $\partial\lambda_k = \lambda_k \mathbf{e}_k^T \mathbf{P}_1^+ (\partial\mathbf{P}_2 - \partial\mathbf{P}_1) \mathbf{e}_k$, \mathbf{e}_k 为单位矢量, 且该矢量中第 k 元素为 1, 其他为 0。进而可推导出 DOA 估计误差方差为

$$E[\partial\theta_k^2] = \frac{1}{2} \left[\frac{1}{\pi \cos\theta_k} \right]^2 [E\{|\partial\lambda_k|^2\} - \text{real}\{E[(\partial\lambda_k)^2 (\lambda_k^*)^2]\}] \quad (20)$$

式中 $E[\cdot]$ 为期望。

根据文献[25], 推导出 MIMO 阵列 DOA 估计的克拉美罗界(Cramér-rao bound, CRB) 为

$$\text{CRB} = \frac{\sigma^2}{2L} \{\text{Re}[(\mathbf{D}^H \mathbf{\Pi}_A^\perp \mathbf{D}) \oplus \mathbf{P}^T]\}^{-1} \quad (21)$$

式中: \oplus 为 Hadamard 积; $\mathbf{\Pi}_A^\perp = \mathbf{I}_{MN} - \mathbf{A}(\mathbf{A}^H \mathbf{A})^{-1}$

\mathbf{A}^H ; $\mathbf{P} = \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L \mathbf{s}(t_l) \mathbf{s}^H(t_l)$; $\mathbf{D} = [\mathbf{d}_1, \mathbf{d}_2, \dots, \mathbf{d}_K]$; $\mathbf{d}_k = \partial(\mathbf{a}_r(\theta_k) \otimes \mathbf{a}_t(\theta_k)) / \partial\theta_k$ 。

4 仿真结果

通过 Monte Carlo 仿真来评价本文提出的算

法的角度估计性能。定义均方根误差为 $\frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \sqrt{\frac{1}{2000} \sum_{n=1}^{2000} (\hat{\theta}_{k,n} - \theta_k)^2}$, 其中 $\hat{\theta}_{k,n}$ 是第 n 次 Monte Carlo 试验的到达角 θ_k 的估计值。

图 2~6 的仿真中采用 3 个分别位于 $\theta_1 = 10^\circ$, $\theta_2 = 20^\circ$ 和 $\theta_3 = 30^\circ$ 的非相关目标的 MIMO 阵列系统。

图 2 给出了提出的算法在 $M=8, N=8, L=100$ 和 $\text{SNR}=10$ dB 时对所有 3 个目标的角度估计结果, 从图中可以看出 DOA 可以被清楚地分辨。

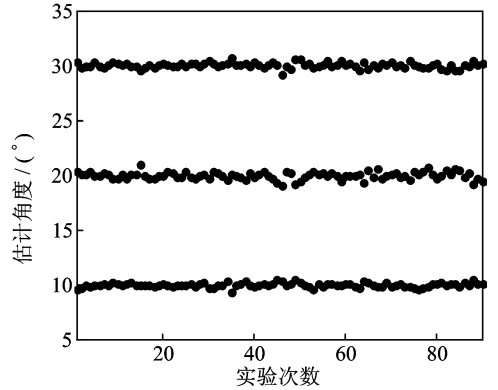


图 2 SNR=10 dB 情况下的角度估计性能
Fig. 2 Angle estimation results with 10 dB

图 3 给出了在 $M=8, N=8, L=100$ 时不同算法的 DOA 估计性能对比, 包括本文提出的算法, PM 算法, 以及 CRB。图 3 表明该算法比 PM 算法拥有更好的角度估计性能。

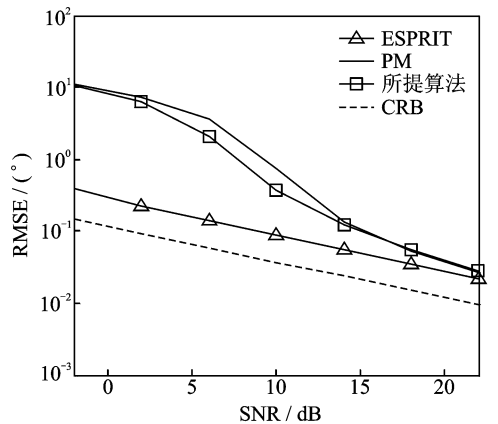


图 3 角度估计性能对比

Fig. 3 Angle estimation comparison

图 4 给出了提出的算法在 $M=8, N=8$, 且 L 取不同值时的角度估计性能。图 4 表明算法的角度估计性能随 L 的增加而提高。

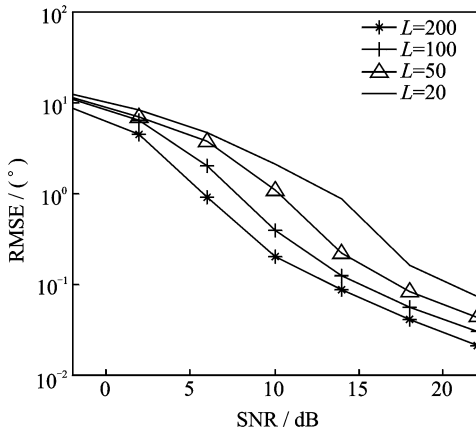
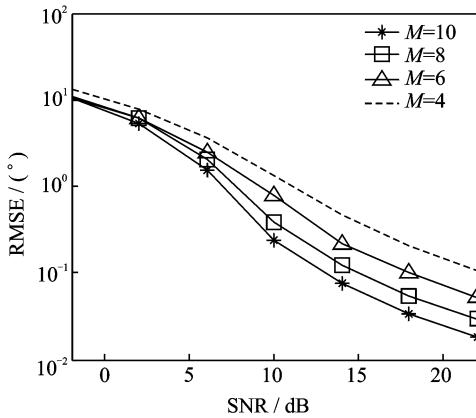
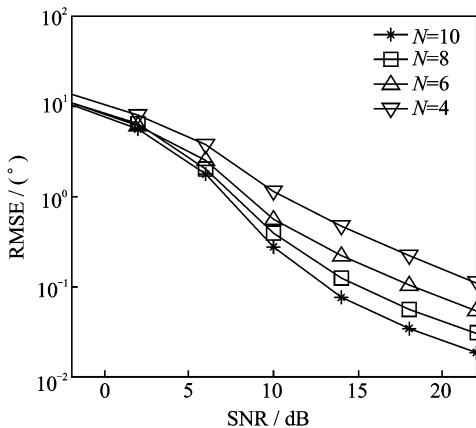
图 4 不同 L 情况下角度估计性能Fig. 4 Angle estimation with different values of L

图 5, 6 给出了在 $L=100, K=3$ 且 M/N 取不同值的情况下该算法的角度估计性能。从图 5, 6 可知, 算法的角度估计性能随接收和发射天线数量

图 5 不同 M 情况下角度估计性能 ($N=8$)Fig. 5 Angle estimation with $N=8$ and different values of M 图 6 不同 N 情况下角度估计性能 ($M=8$)Fig. 6 Angle estimation with $M=8$ and different values of N

的增加而提高。由于分集增益特性, 更多的接收或发射天线提高了算法的角度估计性能。

图 7 给出了在 $M=8, N=8, L=100$ 时, 两个间隔很近的目标情况下该算法的角度估计性能。这两个紧密间隔的目标分别位于 $\theta_1=10^\circ$ 和 $\theta_2=13^\circ$ 。从图 7 中发现在目标紧密间隔时该算法比 PM 算法在角度估计上要稍好。

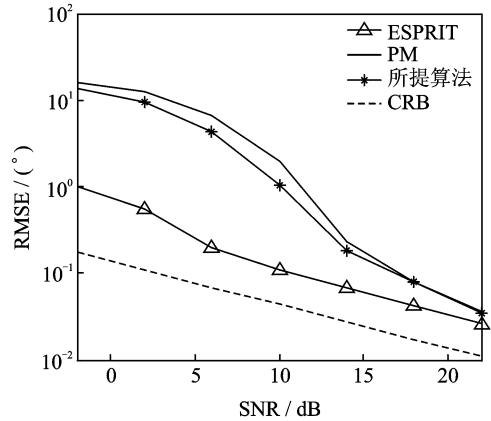


图 7 相近目标下不同算法的角度估计性能对比

Fig. 7 Angle estimation with two closely spaced targets

5 结束语

本文提出了 MIMO 阵列中一种基于 PM 和降维变换的 DOA 估计方法。该算法在无需谱峰搜索的情况下获得了较好的估计性能。相比于传统的 PM 算法, 所提的算法复杂度更低, 并且估计性能更好。此外, 本文推导了该算法的估计误差以及克拉美罗界。仿真结果验证了该算法的有效性。

参考文献:

- [1] He J, Swamy M N S, Omair A M. Joint DOD and DOA estimation for MIMO array with velocity receive sensors [J]. IEEE Signal Processing Letters, 2011, 18(7): 399-402.
- [2] Fishler E, Haimovich A, Blum R S, et al. MIMO radar: An idea whose time has come [C] // Proc IEEE Radar Conf. [S. l.]: IEEE, 2004: 71-78.
- [3] Fishler E, Haimovich A, Blum R S, et al. Spatial diversity in radars models and detection performance [J]. IEEE Trans Signal Process, 2006, 54(3): 823-838.
- [4] Fuhrmann D R, Antonio G S. Transmit beamforming for MIMO radar systems using partial signal correlation [C] // Proc 38th Asilomar Conf on Signals, Systems and Computers. Pacific Grove, CA, USA:

- IEEE, 2004:295-299.
- [5] Xu L, Li J, Stoica P. Adaptive techniques for MIMO radar[C]//Proc 4th Workshop on Sensor Array and Multichannel Signal Process. Waltham, UA, USE: IEEE, 2006:258-262.
- [6] Robey F C, Coutts S, Weikle D D, et al. MIMO radar theory and experimental results[C]// Proc 38th Asilomar Conf Signals, Systems and Computers. Pacific, Grove, CA, USA: IEEE, 2004:300-304.
- [7] Li J, Stoica P, Xu L, et al. On parameter identifiability of MIMO radar [J]. IEEE Signal Process Lett, 2007, 14(12):968-971.
- [8] Bekkerman I, Tabrikian J. Target detection and localization using MIMO radars and sonars[J]. IEEE Trans Signal Process, 2006, 5(10):3873-3883.
- [9] Xu L, Li J, Stoica P. Target detection and parameter estimation for MIMO radar systems[J]. IEEE Trans Aerosp Electro Syst, 2008, 44(3):927-939.
- [10] Zhang J, Zhang L, Liu N. Maximal likelihood DOA estimation of MIMO radar[J]. System Engineering and Electronic, 2009, 31(6):1292-1294.
- [11] Yan H, Li J, Liao G. Multitarget identification and localization using bistatic MIMO radar systems[J]. Eurasip J Adv Signal Process, 2008:1-8.
- [12] Xia W, He Z. Multiple-target localization and estimation of MIMO radars using capon and APES techniques[C]//2008 IEEE Radar Conference Radar. [S. l.]:IEEE, 2008:1-6.
- [13] Zhang X, Xu D. Angle estimation in MIMO radar using reduced-dimension Capon[J]. Electronic Letter, 2010, 46(12):860-861.
- [14] Liu F, Wang J. AD-MUSIC for jointly DOA and DOD estimation in bistatic MIMO radar system [C]//2010 International Conference on Computer Design And Applications (ICDDA 2010). Qin Huangdao, China: IEEE, 2010:455-458.
- [15] Gao X, Zhang X, Feng G, et al. On the MUSIC-derived approaches of angle estimation for bistatic MIMO radar[C]//WNIS'09 International Conference on Wireless Networks and Information Systems. Shanghai, China: IEEE, 2009:343-346.
- [16] Zhang X, Xu L, Xu L, et al. Direction of departure (DOD) and direction of arrival (DOA) estimation in MIMO radar with reduced-dimension MUSIC [J]. IEEE Communications Letters, 2010, 14(12):1161-1163.
- [17] Bencheikh M L, Wang Y, He H. Polynomial root finding technique for joint DOA DOD estimation in bistatic MIMO radar[J]. Signal Processing, 2010, 90(9):2723-2730.
- [18] Jinli C, Hong G, Weimin S. Angle estimation using ESPRIT without pairing in MIMO radar[J]. Electron Lett, 2008, 44(24):1422-1423.
- [19] Duofang C, Baixiao C, Guodong Q. Angle estimation using ESPRIT in MIMO radar[J]. Electron Lett, 2008, 44(12):770-771.
- [20] Nion D, Sidiropoulos N D. A PARAFAC-based technique for detection and localization of multiple targets in a MIMO radar system [C]//2009 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing. [S. l.]:IEEE, 2009:2077-2080.
- [21] Nion D, Sidiropoulos N D. Adaptive algorithms to track the PARAFAC decomposition of a third-order tensor[J]. IEEE Trans on Signal Process, 2009, 57(6):2299-2310.
- [22] Sylvie M, Alain M, Messaoud B. The propagator method for source bearing estimation[J]. Signal Processing, 1995, 42(2):121-138.
- [23] Wu Y, Liao G, So H C. A fast algorithm for 2-D direction-of-arrival estimation[J]. Presented at Signal Processing, 2003, 83:1827-1831.
- [24] Tayem N, Kwon H M. L-shape-2-D arrival angle estimation with propagator method[J]. IEEE Trans on Antennas and Propagation, 2005, 53(5):1622-1630.
- [25] Stoica P, Nehorai A. Performance study of conditional and unconditional direction-of-arrival estimation [J]. IEEE Trans Signal Process, 1990, 38:1783-1795.
- 作者简介:**张小飞(1977-),男,教授,博士生导师,研究方向:阵列信号处理、通信信号处理、移动通信技术等, E-mail:zhangxiaofei@nuaa.edu.cn;张立岑(1990-),男,硕士研究生,研究方向:阵列信号处理、OFDM 技术;陈未央(1987-),男,硕士研究生,研究方向:阵列信号处理;徐大专(1963-),男,教授,博士生导师,研究方向:通信信号处理、移动通信技术等。

