

基于块 Hankel 矩阵构造的双基地 MIMO 雷达相干多目标定位

郑志东* 王 珽 张剑云 李小波
(合肥电子工程学院 合肥 230037)

摘要: 该文提出了一种相干多目标情况下双基地 MIMO 雷达的收发角度估计方法。利用接收协方差矩阵中的元素构造块 Hankel 矩阵, 该矩阵的秩等于目标的总个数, 而与目标源的相干性无关, 并通过奇异值分解获取信号子空间, 最后运用 ESPRIT 算法估计出目标的发射角和接收角。仿真结果表明: 本文算法能有效地估计出相干目标的收发角, 且实现自动配对; 相对于 2 维空间平滑算法, 在低信噪比和低快拍数情况下, 具有更好的估计性能。

关键词: 双基地 MIMO 雷达; 相干信号; 角度估计; 块 Hankel 矩阵; ESPRIT 算法

中图分类号: TN958

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2012)05-1082-06

DOI: 10.3724/SP.J.1146.2011.00896

Coherent Multi-target Localization for Bistatic MIMO Radar Based on Block Hankel Matrix Construction

Zheng Zhi-dong Wang Ting Zhang Jian-yun Li Xiao-bo
(Hefei Electronic Engineering Institute, Hefei 230037, China)

Abstract: A new algorithm for angle estimation in the presence of coherent multi-target is presented. A block Hankel matrix is constructed by utilizing the elements of the receive covariance matrix. It is shown that the rank of the block Hankel matrix is equal to the number of targets, and is independent of the coherency of targets. The signal subspace is obtained by using the Singular Value Decomposition (SVD) of the block Hankel matrix. Thus the ESPRIT algorithm can directly be applied to estimate the Direction Of Departure (DOD) and the Direction Of Arrival (DOA). The simulation results illustrate that: the DOD and DOA of the coherent target can be estimated efficiently with automatic pairing. And comparing to the two-dimensional spatial smoothing algorithm, the proposed method provides better estimation performance, especially in the condition of low Signal to Noise Ratio (SNR) and low snapshot numbers.

Key words: Bistatic MIMO radar; Coherent signal; Angle estimation; Block Hankel matrix; ESPRIT algorithm

1 引言

多输入多输出(MIMO)雷达是近年来提出的一种新型体制雷达^[1], 与传统雷达相比, MIMO 雷达在目标检测、参数估计精度、杂波抑制等方面具有显著优势^[1-5]。MIMO 雷达按其收发阵元的配置方式可分为: 统计 MIMO 雷达^[1-3]和单(双)基地 MIMO 雷达^[4-16]。统计 MIMO 雷达采用空间分集配置方式, 它充分利用空域信息克服目标的闪烁效应, 获得空间分集增益, 提高闪烁目标的检测性能; 而单(双)基地 MIMO 雷达采用相干配置方式, 它利用波形分集形成大的虚拟孔径, 提高雷达的角度估计精度, 增加最大可识别的目标数等。本文对相干目标源下双基地 MIMO 雷达的角度估计问题展开研究。

双基地 MIMO 雷达的发射和接收阵列分开配

置, 需要同时估计出目标的发射角(Direction Of Departure, DOD)和接收角(Direction Of Arrival, DOA)。文献[6]利用 Capon 算法实现了 DOD-DOA 的联合估计, 但 2 维谱峰搜索运算量较大。文献[7]将传统的 ESPRIT 算法运用于双基地 MIMO 雷达, 分别提取出了发射和接收旋转不变因子, 估计出目标的 DOD 和 DOA, 但它需要额外的配对算法。在此基础上, 文献[8]利用两个 1 维 ESPRIT 算法间的关系, 实现了目标收发角度的自动配对。文献[9]提出了一种基于 MUSIC-ESPRIT 的联合估计算法, 通过单天线的 MUSIC 算法和双天线的 ESPRIT 算法分别估计出 DOD 和 DOA, 但该算法限制了目标的最大可识别数目。为了进一步减少算法的计算量, 文献[10-12]分别提出了基于传播算子、平行因子分析以及多项式求根的方法进行收发角度估计。考虑到实际工程应用, 文献[13,14]分别研究了阵元间存在互耦和幅相误差时的 MIMO 雷达角度估计问题。但上述算法均以不相干目标源为研究对象, 当目标

2011-08-31 收到, 2011-11-25 改回

国家自然科学基金(60702015)资助课题

*通信作者: 郑志东 focusdong@yahoo.cn

间存在相干性时,上述算法将失效。文献[15]提出了一种基于接收数据样本复用的 MIMO 雷达相干信号源 DOA 估计算法,利用各子阵间的平移不变性来估计角度,提高了低信噪比下目标的角度估计精度,但它没有利用孔径扩展的优势来增加目标的最大可识别数;文献[16]提出了基于数据矩阵分解的相干目标源角度估计算法,利用接收信号构造了秩为目标个数的数据矩阵,实现了解相干处理,并利用类 ESPRIT 算法得到了目标角度的估计值,但该算法仅适用于对称阵列,且文献[15,16]均以单基地 MIMO 雷达为模型,而对相干目标源下双基地 MIMO 雷达的收发角度估计还尚未报道。

本文以多径环境下的双基地 MIMO 雷达为信号模型,提出了一种基于块 Hankel 矩阵构造的解相干预处理算法,通过对块 Hankel 矩阵的奇异值分解提取出了信号子空间,并利用 ESPRIT 算法进行目标的收发角度估计。该算法不需要 2 维角度搜索,且能实现目标的自动配对,仿真实验验证了算法的有效性。

2 信号模型

收发阵元配置如图 1 所示^[6]。考虑 M 发 N 收的双基地 MIMO 雷达,发射阵元间距、接收阵元间距分别用 d_t 和 d_r 表示。

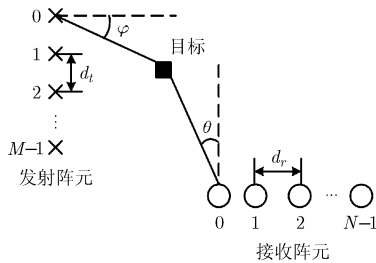


图 1 收发阵元配置

假设空间中存有 K 个相互独立的远场目标,由于多径效应,每个目标有 P_k ($k=1, \dots, K$) 条传输路径,则到达接收端的总传输路径为 $P = \sum_{k=1}^K P_k$,并记 $\varphi_{k,i}, \theta_{k,i}$ 分别第 k 个目标中第 i 条路径所对应的发射角和接收角。各发射阵元同时发射相互正交的脉冲信号,第 m 个发射阵元发射的第 l 个脉冲为

$$s_{m,l}(t) = s_m(t' + lT), \quad -T/2 \leq t' \leq T/2, \quad m = 0, \dots, M-1 \quad (1)$$

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。 $s_m(t)$ 表示第 m 个发射阵元的基带信号,则第 n 个接收阵元接收到的第 l 个脉冲回波为

$$y_{n,l}(t) = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{k=1}^K \rho_{k,l} \sum_{i=1}^{P_k} \alpha_{k,i} e^{j2\pi f_{d,k}(t-\tau_{k,i})} \cdot \beta_{k,i}^m \gamma_{k,i}^n s_{m,l}(t-\tau_{k,i}) + w_{n,l}(t) \quad (2)$$

式中 $n = 0, \dots, N-1$; $l = 1, \dots, L$, $w_{n,l}(t)$ 为噪声项, $\tau_{k,i}$ 为目标的回波时延, $f_{d,k}$ 为第 k 个目标的多普勒频率, $\rho_{k,l}$ 为第 l 个发射脉冲在第 k 个目标上的散射系数, $\alpha_{k,i}$ ($i=1, \dots, P_k$) 为第 (k,i) 多径信号的复值衰落系数^[16], $\beta_{k,i}^m = e^{j2\pi m d_t / \lambda \sin \varphi_{k,i}}$, $\gamma_{k,i}^n = e^{j2\pi n d_r / \lambda \sin \theta_{k,i}}$ 分别是与目标位置、第 m 发射阵元位置和第 n 接收阵元位置有关的相移项。进一步,补偿目标的回波时延后,可得

$$y_{n,l}(t) = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{k=1}^K \rho_{k,l} e^{j2\pi f_{d,k}(t'+lT)} \cdot \sum_{i=1}^{P_k} \alpha_{k,i} \beta_{k,i}^m \gamma_{k,i}^n s_{m,l}(t'+lT) + w_{n,l}(t) \quad (3)$$

假设发射信号的正交性对目标的多普勒频率不敏感,即

$$\int_{-T/2}^{T/2} s_{m_1}(t') s_{m_2}^*(t') e^{j2\pi f_{d,k} t'} dt' = \delta_{m_1, m_2} \quad (4)$$

对 $y_{n,l}(t)$ 进行 M 组的匹配滤波,则第 m 组的滤波输出为

$$y_{m,n,l} = \int_{-T/2}^{T/2} y_{n,l}(t) s_m^*(t') dt' = \sum_{k=1}^K h_{k,l} \sum_{i=1}^{P_k} \alpha_{k,i} \beta_{k,i}^m \gamma_{k,i}^n + w'_{m,n,l} \quad (5)$$

其中 $h_{k,l} = \rho_{k,l} e^{j2\pi f_{d,k} t'}$, $w'_{m,n,l}$ 为零均值,方差 σ_n^2 的复高斯随机变量,且对于不同的 m, n, l 互相独立。值得注意的是,由于每条多径对应于不同的发射角和接收角,可以将其等效为 P 个目标 (K 组相互独立,每组由 P_k 个相干目标构成)入射于接收端,因此式(5)可写为

$$y_{m,n,l} = \sum_{p=1}^P u_{p,l} \beta_p^m \gamma_p^n + w'_{m,n,l} \quad (6)$$

式(6)中, $y_{m,n,l}$ 为第 m 发射阵元发射的第 l 个脉冲信号在第 n 接收阵元的输出, $u_{p,l}$ 为第 l 发射脉冲下的第 p 个目标信息,它由目标的散射系数,衰落系数及多普勒频率构成。将所有接收阵元的第 l 个回波进行匹配滤波后的输出写成向量形式为

$$\mathbf{y}_l = \mathbf{K}(\varphi, \theta) \mathbf{u}_l + \mathbf{w}_l \quad (7)$$

其中 \mathbf{y}_l 为 $MN \times 1$ 的输出矢量, $\mathbf{K}(\varphi, \theta) = [\mathbf{k}(\varphi_1, \theta_1), \dots, \mathbf{k}(\varphi_p, \theta_p)]$ 为 $MN \times P$ 的总方向矢量, $\mathbf{k}(\varphi_p, \theta_p) = \mathbf{a}_t(\varphi_p) \otimes \mathbf{a}_r(\theta_p)$ 为第 p 个目标的方向矢量, $\mathbf{a}_t(\varphi_p) = [1, \beta_p^1, \dots, \beta_p^{M-1}]^T$ 和 $\mathbf{a}_r(\theta_p) = [1, \gamma_p^1, \dots, \gamma_p^{N-1}]^T$ 分别为第 p 个目标的发射与接收方向矢量,符号 \otimes 为向量的 Kronecker 积。 $\mathbf{u}_l = [u_{1,l}, \dots, u_{P,l}]^T = \mathbf{G} \mathbf{b}_l$, $\mathbf{b}_l =$

$[b_{1,l}, \dots, b_{K,l}]^T$ 为 $K \times 1$ 的独立目标源矢量, \mathbf{G} 为 $P \times K$ 的衰落系数矩阵

$$\mathbf{G} = \text{blkdiag}\{\mathbf{g}_1, \mathbf{g}_2, \dots, \mathbf{g}_K\} \quad (8)$$

其中 $\text{blkdiag}\{\mathbf{r}\}$ 表示对角元素为 \mathbf{r} 的块对角矩阵, 列矢量 $\mathbf{g}_k = [\alpha_{k,1}, \alpha_{k,2}, \dots, \alpha_{k,P_k}]^T$ 由第 k 组目标的衰落系数构成。

由式(7)得到接收信号的协方差矩阵为

$$\mathbf{R} = E\{\mathbf{y}_l \mathbf{y}_l^H\} = \mathbf{K}(\varphi, \theta) E\{\mathbf{u}_l \mathbf{u}_l^H\} \mathbf{K}^H(\varphi, \theta) + \sigma_n^2 \mathbf{I}_{MN} = \mathbf{E} + \sigma_n^2 \mathbf{I}_{MN} \quad (9)$$

其中 \mathbf{E} 为无噪情况下的协方差矩阵。在不存在多径情况下, 等效目标源个数 P 即为独立目标源个数 K , 此时矩阵 \mathbf{R} 的秩 $\text{Rank}(\mathbf{R})$ 等于总目标数 P , 对其进行特征值分解能够得到准确的信号子空间与噪声子空间; 而多径情况下 $P > K$, 即只有 K 个独立目标源, 这便导致 \mathbf{R} 的秩小于 P , 秩的降低使得对 \mathbf{R} 进行特征值分解时噪声与信号子空间不能完全分离, 从而无法利用子空间类算法估计角度。所以, 在角度估计之前应构造一个秩为总目标数 P 的解相干矩阵, 并利用该矩阵恢复准确的信号子空间。以下利用 \mathbf{E} 中的元素来构造解相干矩阵。

3 算法描述

3.1 解相干矩阵的构造

由式(9)可得, 无噪情况下的协方差矩阵 $\mathbf{E} = \mathbf{R} - \sigma^2 \mathbf{I}_{MN}$, 其每个元素为任意两个接收信号的协方差值, 令第 m 发射第 n 接收信号与第 u 发射第 v 接收信号的协方差值为 $e_{m,n}^{u,v}$, 则由式(5)可得

$$\begin{aligned} e_{m,n}^{u,v} &= E\left\{\left(y_{u,v,l} - w'_{u,v,l}\right)\left(y_{m,n,l} - w'_{m,n,l}\right)^*\right\} \\ &= \sum_{k1=1}^K \sum_{k2=1}^K E\left\{h_{k1,l} h_{k2,l}^*\right\} \sum_{i=1}^{P_{k1}} \sum_{j=1}^{P_{k2}} \alpha_{k1,i} \alpha_{k2,j}^* \beta_{k1,j}^{-m} \gamma_{k2,j}^{-n} \\ &\quad \cdot \beta_{k1,i}^u \gamma_{k1,i}^v = \sum_{k1=1}^K \sum_{i=1}^{P_{k1}} c_{k1,i}^{m,n} \beta_{k1,i}^u \gamma_{k1,i}^v, \\ m, u &= 0, \dots, M-1, \quad n, v = 0, \dots, N-1 \end{aligned} \quad (10)$$

其中

$$\begin{aligned} c_{k1,i}^{m,n} &= E\left\{h_{k1,l} h_{k1,l}^*\right\} \alpha_{k1,i} \sum_{j=1}^{P_{k1}} \alpha_{k1,j}^* \beta_{k1,j}^{-m} \gamma_{k1,j}^{-n}, \\ k1 &= 1, \dots, K, \quad i = 1, \dots, P_{k1} \end{aligned} \quad (11)$$

类似于式(5), 式(6)的转换形式, 可将式(10)等效为

$$e_{m,n}^{u,v} = \sum_{k1=1}^K \sum_{i=1}^{P_{k1}} c_{k1,i}^{m,n} \beta_{k1,i}^u \gamma_{k1,i}^v = \sum_{p=1}^P c_p^{m,n} \beta_p^u \gamma_p^v \quad (12)$$

其中, 集合 $\{c_p^{m,n} \neq 0 | p = 1, \dots, P\} = \{c_{k1,i}^{m,n} | k1 = 1, \dots, K, i = 1, \dots, P_{k1}\}$ 。以 $e_{m,n}^{u,v}$ 为元素, 固定发射阵元 u , 构造如下 $Q \times P$ 维 Hankel 矩阵:

$$\mathbf{E}_{m,n}^u = \begin{bmatrix} e_{m,n}^{u,0} & e_{m,n}^{u,1} & \dots & e_{m,n}^{u,P-1} \\ e_{m,n}^{u,1} & e_{m,n}^{u,2} & \dots & e_{m,n}^{u,P} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ e_{m,n}^{u,Q-1} & e_{m,n}^{u,Q} & \dots & e_{m,n}^{u,N-1} \end{bmatrix} \quad (13)$$

将式(12)代入式(13), 并写成矩阵形式:

$$\mathbf{E}_{m,n}^u = \mathbf{A}(\theta) \mathbf{\Xi}_u \mathbf{C}(m,n) \bar{\mathbf{A}}^T(\theta) \quad (14)$$

其中 $\mathbf{C}(m,n) = \text{diag}\{c_1^{m,n}, \dots, c_P^{m,n}\}$ 和 $\mathbf{\Xi}_u = \text{diag}\{\beta_1^u, \dots, \beta_P^u\}$ 均为 $P \times P$ 的对角矩阵, $\mathbf{A}(\theta) = [\mathbf{a}(\theta_1), \dots, \mathbf{a}(\theta_P)]$ 为 $Q \times P$ 的接收方向矢量, $\mathbf{a}(\theta_p) = [1, \gamma_p^1, \dots, \gamma_p^{Q-1}]^T$, $\bar{\mathbf{A}}(\theta) = \mathbf{A}(1:P,:)$ 表示由矩阵 $\mathbf{A}(\theta)$ 前 P 行构成的子矩阵。为了充分利用所有协方差值 $e_{m,n}^{u,v}$, ($v = 0, \dots, N-1$), 并使 $\mathbf{E}_{m,n}^u$ 为列满秩矩阵, 选择参数 $Q = N - P + 1$, 且满足 $Q > P$ 。进一步, 以 $\mathbf{E}_{m,n}^u$ 为元素, 构造如下 $M \times 1$ 维块 Hankel 矩阵:

$$\mathbf{E}_{m,n} = [\mathbf{E}_{m,n}^0, \mathbf{E}_{m,n}^1, \dots, \mathbf{E}_{m,n}^{M-1}] \quad (15)$$

将式(15)写成矩阵形式:

$$\mathbf{E}_{m,n} = \mathbf{B} \mathbf{C}(m,n) \bar{\mathbf{A}}^T(\theta) \quad (16)$$

其中 $\mathbf{B} = [\mathbf{b}_1, \dots, \mathbf{b}_P]$ 为 $MQ \times P$ 的方向矢量, $\mathbf{b}_p = \mathbf{a}_t(\varphi_p) \otimes \mathbf{a}(\theta_p)$ 。由于 $c_p^{m,n} \neq 0$, 则 $\text{Rank}\{\mathbf{C}(m,n)\} = P$, 且 $\text{Rank}\{\bar{\mathbf{A}}(\theta)\} = P$, 因此, 若选择 $MQ > P$, 则满足 $\text{Rank}\{\mathbf{E}_{m,n}\} = P$, 即块 Hankel 矩阵的秩为总目标数, 与目标源间的相干性无关, 实现了解相干预处理。

3.2 提取信号子空间

对分块矩阵 $\mathbf{E}_{m,n}$ 进行奇异值分解:

$$\begin{aligned} \mathbf{E}_{m,n} &= [\mathbf{u}_1, \dots, \mathbf{u}_{MQ}] \begin{bmatrix} \mathbf{\Sigma}_P & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} \end{bmatrix} [\mathbf{v}_1, \dots, \mathbf{v}_P]^H \\ &= [\mathbf{u}_1, \dots, \mathbf{u}_P] \mathbf{\Sigma}_P [\mathbf{v}_1, \dots, \mathbf{v}_P]^H \end{aligned} \quad (17)$$

其中 \mathbf{u}_i ($i = 1, \dots, MQ$), \mathbf{v}_i ($i = 1, \dots, P$) 分别为矩阵 $\mathbf{E}_{m,n}$ 左、右奇异正交基矢量, $\mathbf{\Sigma}_P = \text{diag}\{\sigma_1, \dots, \sigma_P\}$ 是由矩阵 $\mathbf{E}_{m,n}$ 主奇异值构成的对角矩阵。因此, 对任意 $\mathbf{u}_j \in \text{span}\{\mathbf{u}_{P+1}, \dots, \mathbf{u}_{MQ}\}$, 有

$$\mathbf{u}_j^H \mathbf{E}_{m,n} = \mathbf{u}_j^H [\mathbf{u}_1, \dots, \mathbf{u}_P] \mathbf{\Sigma}_P [\mathbf{v}_1, \dots, \mathbf{v}_P]^H = \mathbf{0} \quad (18)$$

令矩阵 $\bar{\mathbf{A}}(\theta) = [\bar{\mathbf{a}}(\theta_1), \dots, \bar{\mathbf{a}}(\theta_P)]$, 则式(18)可表示为

$$\begin{aligned} \mathbf{u}_j^H \mathbf{E}_{m,n} &= \mathbf{u}_j^H \mathbf{B} \mathbf{C}(m,n) \bar{\mathbf{A}}^T(\theta) \\ &= \sum_{p=1}^P (\mathbf{u}_j^H \mathbf{b}_p c_p^{m,n}) \bar{\mathbf{a}}^T(\theta_p) = \mathbf{0} \end{aligned} \quad (19)$$

由于 $c_p^{m,n} \neq 0$, 且 $\{\bar{\mathbf{a}}(\theta_p)\}_{p=1}^P$ 为一组独立矢量, 故式(19)等式成立的条件为: $\mathbf{u}_j^H \mathbf{b}_p = 0$, 即 $\text{span}\{\mathbf{b}_1, \dots, \mathbf{b}_P\} \perp \text{span}\{\mathbf{u}_{P+1}, \dots, \mathbf{u}_{MQ}\}$ 。由于正交基矢量 $\{\mathbf{u}_1, \dots, \mathbf{u}_P, \mathbf{u}_{P+1}, \dots, \mathbf{u}_{MQ}\}$ 张成一 MQ 维空间, 因此 $\text{span}\{\mathbf{b}_1, \dots, \mathbf{b}_P\} = \text{span}\{\mathbf{u}_1, \dots, \mathbf{u}_P\}$, 即方向矢量 \mathbf{B} 与矩阵 $\mathbf{U}_s = [\mathbf{u}_1, \dots, \mathbf{u}_P]$ 张成相同的信号子空间。

由于不同的 m, n 值得到不同的 $\mathbf{E}_{m,n}$ ，为了增加解相干预处理算法的鲁棒性，本文通过相加求平均得到平均块 Hankel 矩阵 $\bar{\mathbf{E}} = 1/(MN) \cdot \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} \mathbf{E}_{m,n}$ 。

3.3 基于 ESPRIT 算法的角度估计

当获得信号子空间 \mathbf{U}_s 之后，可以利用多种子空间类方法^[7,8,12]求解发射角和接收角，但本文主要研究解相干预处理算法，对角度估计算法不做过多论述。在以下仿真实验中，采用 ESPRIT 算法^[8]求解 DOD 和 DOA。综上所述，可以得到本文算法的角度估计步骤：

(1) 利用平滑秩序列法^[7]估计出独立目标个数 K 以及等效目标个数 P ，并选择参数 Q ；

(2) 计算接收信号协方差矩阵的估计值 $\hat{\mathbf{R}} = \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L \mathbf{y}_l \mathbf{y}_l^H$ ；

(3) 对 $\hat{\mathbf{R}}$ 进行特征值分解，利用 $MN - K$ 个小特征值相加求平均估计出噪声的方差 $\hat{\sigma}_n^2$ ，得到无噪时协方差矩阵的估计值 $\hat{\mathbf{E}} = \hat{\mathbf{R}} - \hat{\sigma}_n^2 \mathbf{I}_{MN}$ ；

(4) 利用 $\hat{\mathbf{E}}$ 中的元素 $\hat{e}_{m,n}^{u,v}$ 构造解相干矩阵 $\hat{\mathbf{E}}_{m,n}$ ，并计算平均块 Hankel 矩阵 $\hat{\bar{\mathbf{E}}} = \frac{1}{MN} \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} \hat{\mathbf{E}}_{m,n}$ ；

(5) 对平均块 Hankel 矩阵 $\hat{\bar{\mathbf{E}}}$ 进行奇异值分解，提取信号子空间 $\hat{\mathbf{U}}_s = [\hat{\mathbf{u}}_1, \dots, \hat{\mathbf{u}}_P]$ ；

(6) 利用文献[8]的 ESPRIT 算法求解收发角的估计值 $(\hat{\varphi}_p, \hat{\theta}_p), p = 1, \dots, P$ 。

4 计算机仿真

由于双基地 MIMO 雷达的收发阵元皆为均匀线阵，因此，可以在发射端和接收端分别进行子阵平滑(假设发射和接收阵元各形成 p_t 和 p_r 个子阵，子阵的阵元数分别为 m_0, n_0)，这样在接收端将形成 $p_t p_r$ 个 $m_0 n_0 \times m_0 n_0$ 的子阵协方差矩阵，这等效于 2 维矩形阵列的空间平滑算法，因而可以采用 2 维空间平滑算法^[18]估计收发角度。并且由文献[18]可知，若要估计 P 个相干目标源，需满足 $m_0 \geq P + 1, n_0 \geq P + 1$ ，同时满足 $M \geq 2P, N \geq 2P$ 。以下将本文算法与 2 维空间平滑算法的估计性能进行比较。

假设双基地 MIMO 雷达的发射和接收阵元数分别为 $M = 7, N = 7$ ，阵元间隔 $d_t = d_r = \lambda / 2$ 。发射信号采用一组正弦脉冲信号 $\phi_k(t) = e^{j2\pi k \Delta f t} / \sqrt{T}$ ，其中脉冲时间宽度 $T = 0.1$ s，不同发射信号间的频率增量 $\Delta f = 100$ Hz，采样频率设为 10 kHz，发射的脉冲重复数 $L = 100$ 。

实验 1 估计算法的有效性验证。假设空中存在 $P=3$ 个相干目标源，各目标的位置分别为 (φ_1, θ_1)

$= (-15^\circ, -30^\circ), (\varphi_2, \theta_2) = (0^\circ, 0^\circ), (\varphi_3, \theta_3) = (15^\circ, 30^\circ)$ 。Hankel 矩阵的行数 $Q = 5$ 。利用空间平滑算法时，选择收发子阵元数分别为 $m_0 = 5, n_0 = 5$ 。当信噪比 SNR=5 dB 时，经过 200 次 Monte-carlo 实验，本文算法与空间平滑算法的位置估计结果如图 2，图 3 所示，空间平滑算法中，利用 ESPRIT 算法求解目标的收发角度。

由图 2 可知，本文算法能够有效地估计出相干目标源的 DOD 和 DOA，且实现目标收发角的自动配对。对比图 2 和图 3 可知，在 SNR=5 dB 时，本文算法的位置估计结果优于空间平滑算法的估计结果。

实验 2 参数的估计精度比较。目标个数与位置同实验 1，空间平滑时分别取 $m_0 = n_0 = \{4, 5, 6\}$ 3 种情况进行实验。图 4，图 5 分别为 DOD 和 DOA 的均方根误差(RMSE)随 SNR 的变化曲线，实验中快拍数 $L=100$ ，且每个 SNR 下独立进行 200 次 Monte-carlo 实验。图 6，图 7 分别为 DOD 和 DOA 的 RMSE 随快拍数的变化曲线，实验中信噪比为 5 dB，每个快拍数下独立运行 200 次 Monte-carlo 实验。

由图 4，图 5 可知，在低 SNR 时，本文算法的估计精度优于不同子阵数下的空间平滑算法，在高 SNR 时，两种算法的估计精度趋于一致。由图 6，图 7 可以看出，在不同快拍数下，本文算法的估计精度优于空间平滑算法，特别是在低快拍数下，优势更为明显。主要是由于：(1)空间平滑时，每个 $m_0 n_0 \times m_0 n_0$ 维子阵协方差矩阵仅利用了部分协方差值，而本文构造的每个 $\mathbf{E}_{m,n}$ 均利用了 MN 个协方差值，包含了接收信号的所有信息，且由于对 MN 个 $\mathbf{E}_{m,n}$ 相加求平均，增强了稳健性；(2)在低 SNR 和低快拍数情况下，将使得空间平滑的子阵协方差矩阵估计不准，从而造成噪声子空间的估计误差增大，而本文算法经过去噪处理，增强了抗噪声性。因此本文算法的估计性能优于空间平滑算法。

5 结论

在双基地 MIMO 雷达多径信号模型下，本文提出了一种基于块 Hankel 矩阵构造的相干多目标角度估计的 ESPRIT 新方法。此算法利用接收协方差矩阵的元素构造块 Hankel 矩阵，实现了去相干处理，并通过矩阵的奇异值分解得到了信号子空间，进而利用 ESPRIT 算法估计出收发角度。理论分析和仿真实验表明，本文算法实现了相干多目标的定位，且估计精度优于 2 维空间平滑算法，特别是在低信噪比和低快拍数情况下优势更加明显。

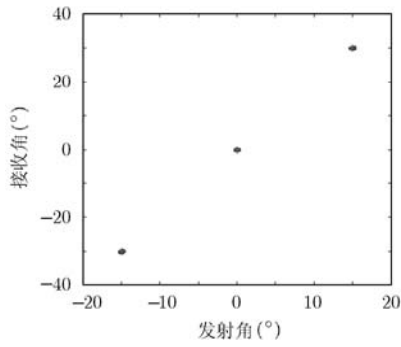


图2 本文算法的位置估计星座图

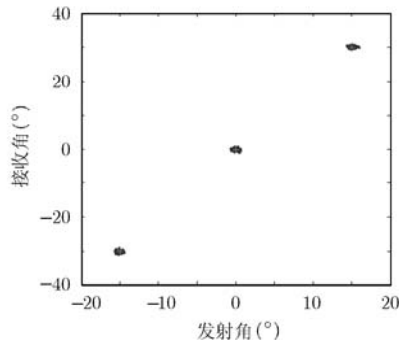


图3 空间平滑算法的位置估计星座图

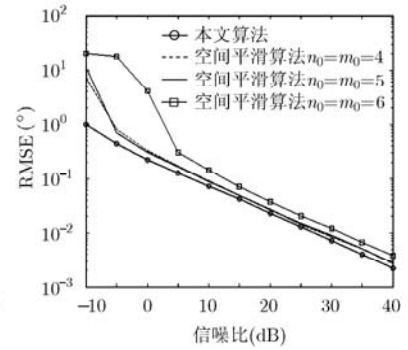


图4 DOD 的 RMSE 随 SNR 的变化曲线

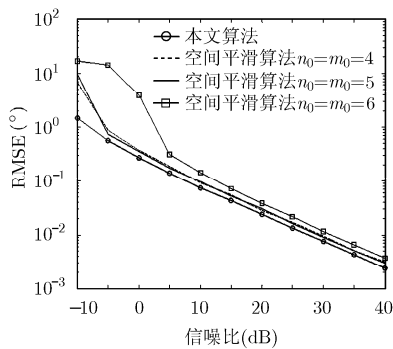


图5 DOA 的 RMSE 随 SNR 的变化曲线

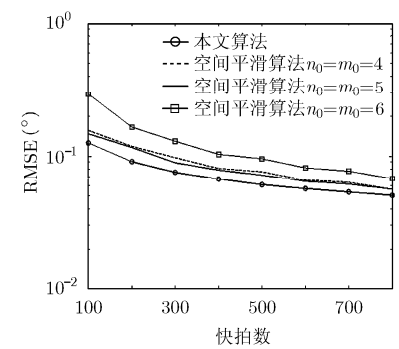


图6 DOD 的 RMSE 随快拍数的变化曲线

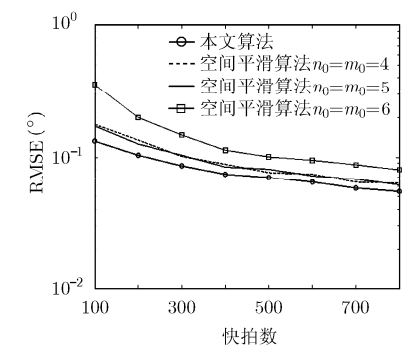


图7 DOA 的 RMSE 随快拍数的变化曲线

参考文献

- [1] Fisher E, Haimovich A, Blum R S, *et al.* Spatial diversity in radar-models and detection performance[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2006, 54(3): 823-838.
- [2] 关键, 黄勇. MIMO 雷达多目标检测前跟踪算法研究[J]. *电子学报*, 2010, 38(6): 1449-1453.
Guan Jian and Huang Yong. Track-before-detect algorithm in a MIMO radar multi-target environment[J]. *Acta Electronica Sinica*, 2010, 38(6): 1449-1453.
- [3] Haimovich A M, Blum R S, Lenard J, *et al.* MIMO radar with widely separated antennas [J]. *IEEE Signal Processing Magazine*, 2008, 25(1): 116-129.
- [4] Li Jian and Stoica P. MIMO radar with collocated antennas [J]. *IEEE Signal Processing Magazine*, 2007, 24(5): 106-114.
- [5] Chen C Y and Vaidyanathan P P. MIMO radar space-time adaptive processing using prolate spheroidal wave functions [J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2008, 56(2): 623-635.
- [6] Yan H, Li J, and Liao G. Multitarget identification and localization using bistatic MIMO radar system [J]. *EURASIP Journal on Advance in Signal Processing*, 2008, 8(2): 1-8.
- [7] Chen Duo-fang, Chen Bai-xiao, and Qin Guo-dong. Angle estimation using ESPRIT in MIMO radar[J]. *Electronics Letters*, 2008, 44(12): 770-771.
- [8] Chen Jin-li, Gu Hong, and Su Wei-min. Angle estimation using ESPRIT without pairing in MIMO radar[J]. *Electronics Letters*, 2008, 44(24): 1422-1423.
- [9] 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): 2179-2183.
Liu Xiao-li and Liao Gui-sheng. Combined MUSIC with ESPRIT algorithm for angle estimation in bistatic MIMO radar system [J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2010, 32(9): 2179-2183.
- [10] 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.
- [11] 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, and 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.
- [12] 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): 2197-2220.
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): 2197-2220.
- [13] 刘志国, 廖桂生. 双基地 MIMO 雷达互耦校正[J]. 电波科学学报, 2010, 25(4): 663-667.
Liu Zhi-guo and Liao Gui-sheng. Mutual coupling calibration for bistatic MIMO radar systems [J]. *Chinese Journal of Radio Science*, 2010, 25(4): 663-667.
- [14] 刘晓莉, 廖桂生. 双基地 MIMO 雷达多目标定位及幅相误差估计[J]. 电子学报, 2011, 39(3): 596-601.
Liu Xiao-li and Liao Gui-sheng. Multitarget localization and estimateion of gain-phase error for bistatic MIMO radar[J]. *Acta Electronic Sinica*, 2011, 39(3): 596-601.
- [15] 张娟, 张林让, 刘楠, 等. 一种有效的 MIMO 雷达相干信源波达方向估计方法[J]. 电子学报, 2011, 39(3): 680-684.
Zhang Juan, Zhang Lin-rang, Liu Nan, *et al.* An efficient DOD estimation algorithm of coherent sources for MIMO radar [J]. *Acta Electronic Sinica*, 2011, 39(3): 680-684.
- [16] Li Cai-cai, Liao Gui-sheng, Zhu Sheng-qi, *et al.* An ESPRIT-like algorithm for coherent DOD estimation based on data matrix decomposition in MIMO radar [J]. *Signal Processing*, 2011, 91(8): 1803-1811.
- [17] Cozzens J H and Sousa M J. Source enumeration in correlated signed environment[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 1994, 42(2): 304-317.
- [18] Chen Yih-min. On spatial smoothing for two-dimensional direction-of-arrival estimation of coherent signals [J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 1997, 45(7): 1689-1696.
- 郑志东: 男, 1985 年生, 博士生, 研究方向为阵列信号处理及 MIMO 雷达技术.
- 王 珽: 男, 1988 年生, 硕士生, 研究方向为阵列信号处理.
- 张剑云: 男, 1963 年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为雷达及目标环境模拟、雷达信号处理、高速信号处理.
- 李小波: 男, 1970 年生, 副教授, 博士, 研究方向为雷达信号处理、高速数字信号处理.