

基于阵列流型盲辨识的 MIMO 雷达二维 DOD 和二维 DOA 联合估计

陈显舟¹, 杨旭¹, 方海¹, 白琳¹, 陈周²

(1. 中国空间技术研究院西安分院, 陕西西安 710100; 2. 中国石油天然气管道工程有限公司, 河北廊坊 065000)

摘要: MIMO (Multiple Input Multiple Output) 雷达基于分集增益理念, 使其相对于相控阵雷达, 在目标探测、参数测量、多目标分辨及干扰识别和抑制等方面具有明显优势。目标角度估计是雷达目标参数测量的核心内容, 也是雷达对空域目标进行定位和跟踪的前提。本文基于双 L 型阵列, 提出了一种高精度低复杂度的双基地 MIMO 雷达二维离开角和二维到达角联合估计的新算法。通过对匹配滤波后的阵列接收数据进行子空间分解, 实现了阵列流形矩阵的盲辨识, 进而获得目标二维到达角和二维离开角的闭式解。所提算法估得的收发四维角 (二维离开角和二维到达角) 能够自动配对, 与 2-D ESPRIT (Two Dimensional Estimating Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques) 算法相比, 运算复杂度约是其三分之一, 角估计性能相当。仿真实验证明了所提算法以较低的运算复杂度, 实现了对目标收发四维角的高精度联合估计。

关键词: 相控阵雷达; MIMO 雷达; 目标探测; 参数测量; 二维离开角; 二维到达角; 双 L 型阵
中图分类号: TN958 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2018)09-2270-06
电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn> **DOI:** 10.3969/j.issn.0372-2112.2018.09.032

2-D DOD and 2-D DOA Estimation in Bistatic MIMO Radar Based on Blind Identification of Array Manifold

CHEN Xian-zhou¹, YANG Xu¹, FANG Hai¹, BAI Lin¹, CHEN Zhou²

(1. China Academy of Space Technology (Xi'an), Xi'an, Shaanxi 710100, China;
2. China Petroleum Pipeline Engineering Corporation, Langfang, Hebei 065000, China)

Abstract: Based on the concept of diversity gain, MIMO (Multiple Input Multiple Output) radar has obvious advantages over phased array radar in target detection, parameter estimation, multi-target discrimination and interference identification and suppression. Angle estimation is the core of parameter estimation and also the prerequisite for radar to locate and track spatial targets. A high-resolution and low computational complexity 2-D DOD (Two Dimensional Direction-of-Departure) and 2-D DOA (Two Dimensional Direction-of-Arrival) estimation algorithm based on double L-shaped arrays for bistatic MIMO radar is presented. By performing the eigen-decomposition of the matched array data, the array manifold can be estimated. Furthermore, we can obtain the closed-form solution of the 2-D DOD and 2-D DOA. The proposed method has similar estimation performance with 2-D ESPRIT (Two Dimensional Estimating Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques) and the computational complexity is about one third of it. The estimated 2-D DOD and 2-D DOA could be paired automatically. Numerical simulation results show that the proposed method achieves a high-precision four dimensional angle estimation with low computational complexity.

Key words: phased array radar; MIMO radar; target detection; parameter estimation; 2-D DOD; 2-D DOA; double L-shaped arrays

1 引言

双基地多输入多输出 (Multiple Input Multiple Output, MIMO) 雷达^[1,2]同时使用多根天线向探测空域辐射一组特定波形, 再利用多根天线接收经目标散射的电

磁信号, 通过对回波信号进行融合处理获得分集增益, 从而提升系统性能。MIMO 雷达通过估计目标的二维离开角 (Two Dimensional Direction-of-Departure, 2-D DOD) 和二维到达角 (Two Dimensional Direction-of-Arrival, 2-D DOA) 实现对目标辐射源的定位, 近年来吸引了众多学

者进行了大量细致的研究.

文献[3~8]分别基于多重信号分类(Multiple Signal Classification, MUSIC),求根 MUSIC(root-MUSIC)、旋转不变技术(Estimating Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques, ESPRIT)、联合对角化(Joint diagonalization)等思想,实现了双基地 MIMO 雷达收发方位角的估计.这些算法角估计性能优良,但是需要对大规模匹配滤波后的阵列接收数据进行多次特征分解,有些还需要二维谱峰搜索,运算负担极为繁重,而且估得的收发角不能自动配对,而且上述文献算法都是针对均匀线阵建模,只能估计目标收发二维角度.为了实现目标的瞬时定位,基于双 L 型阵列、十字型阵、双平行线阵和均匀圆阵等获取目标收发四维角(2-D DOD 和 2-D DOA)不仅具有理论意义,且具有实际应用价值.文献[9~17]分别基于旋转不变思想、DOA 矩阵法、阵列流型盲估计和联合对角化等思想,估计目标收发四维角.这些算法,也存在运算复杂度和角估计性能之间的矛盾,而且估得的四维收发角不能自动配对.

本文基于双 L 型阵列双基地 MIMO 雷达信号模型,通过对匹配滤波后的阵列接收数据进行一次子空间分解,实现了阵列流型矩阵的盲辨识,进而获得目标 2-D DOD 和 2-D DOA 的闭式解.所提算法无需谱峰搜索和参数配对,与 2-D ESPRIT^[12]算法相比,运算复杂度减少约三分之二,四维收发角估计性能相当.所提算法是一种低复杂度的高精度 MIMO 雷达收发四维角估计算法,极具实用价值.

2 信号模型

双基地 MIMO 雷达的发射阵和接收阵均为 L 型阵列.发射阵列在 x 轴、 z 轴上各均匀布设 M 个阵元,共有 $2M-1$ 个阵元,相邻两阵元间距均为 $\lambda/2$ (λ 为入射信号波长).接收阵列在在 x' 轴、 z' 轴上各均匀布设 N 个阵元,共有 $2N-1$ 个阵元,相邻两阵元间距均为 $\lambda/2$.发射阵列和接收阵列之间的距离远远大于 λ .考虑空域中同一距离单元上,存在 K 个相互独立的目标, $(\theta_{ik}, \varphi_{ik}, \theta_{rk}, \varphi_{rk})$ 表示第 k ($k=1, 2, \dots, K$) 个目标的 2-D DOD 和 2-D DOA.为表述方便,下面简写为发方位角 $\varphi_i = [\varphi_{i1} \ \varphi_{i2} \ \dots \ \varphi_{ik}]^T$, 发俯仰角 $\theta_i = [\theta_{i1} \ \theta_{i2} \ \dots \ \theta_{ik}]^T$, 收方位角 $\varphi_r = [\varphi_{r1} \ \varphi_{r2} \ \dots \ \varphi_{rk}]^T$, 收俯仰角 $\theta_r = [\theta_{r1} \ \theta_{r2} \ \dots \ \theta_{rk}]^T$, $(\cdot)^T$ 表示矩阵转置操作.

设定雷达工作在窄带远场平面波条件下,且接收和发射位于各自阵列的相位中心, $2M-1$ 个发射阵元同时向外辐射一组相互正交的重复周期相位编码信号.发射和接收导向矢量分别记作 $\mathbf{a}_i(\boldsymbol{\theta}, \boldsymbol{\varphi}) =$

$$[1 \ e^{j\pi\cos\theta} \ \dots \ e^{j\pi(M-1)\cos\theta} \ e^{j\pi\cos\varphi} \ \dots \ e^{j\pi(M-1)\cos\varphi}]^T, \mathbf{b}_r(\boldsymbol{\theta}, \boldsymbol{\varphi}) = [1 \ e^{j\pi\cos\theta} \ \dots \ e^{j\pi(N-1)\cos\theta} \ e^{j\pi\cos\varphi} \ \dots \ e^{j\pi(N-1)\cos\varphi}]^T.$$

利用 $2M-1$ 个发射信号,每个发射信号包含 Q 个脉冲,分别对每个接收阵元接收的回波信号进行匹配滤波,将匹配滤波后的阵列接收信号写成矩阵形式,可表示为

$$\mathbf{Z} = \mathbf{\Pi}\boldsymbol{\Sigma} + \mathbf{V} \quad (1)$$

其中, $\mathbf{Z} = [\mathbf{Z}_1 \ \mathbf{Z}_2 \ \dots \ \mathbf{Z}_Q]$, $\mathbf{Z}_q \in \mathbb{C}^{(2M-1)(2N-1) \times 1}$, $q=1, 2, \dots, Q$ 表示第 q 个脉冲发射时回波信号通过相关接收机组后得到的 $(2M-1)(2N-1) \times 1$ 维矢量, $\mathbf{\Pi} = \mathbf{A}_i(\boldsymbol{\theta}, \boldsymbol{\varphi}) \square \mathbf{B}_r(\boldsymbol{\theta}, \boldsymbol{\varphi}) = [\mathbf{a}_i(\theta_1, \varphi_1) \otimes \mathbf{b}_r(\theta_1, \varphi_1) \ \dots \ \mathbf{a}_i(\theta_K, \varphi_K) \otimes \mathbf{b}_r(\theta_K, \varphi_K)]$, \square 和 \otimes 分别指代 Khatri-Rao 乘积和 Kronecker 直积, $\mathbf{A}_i(\boldsymbol{\theta}, \boldsymbol{\varphi}) = [\mathbf{a}_i(\theta_1, \varphi_1) \ \mathbf{a}_i(\theta_2, \varphi_2) \ \dots \ \mathbf{a}_i(\theta_K, \varphi_K)]$, $\mathbf{B}_r(\boldsymbol{\theta}, \boldsymbol{\varphi}) = [\mathbf{b}_r(\theta_1, \varphi_1) \ \mathbf{b}_r(\theta_2, \varphi_2) \ \dots \ \mathbf{b}_r(\theta_K, \varphi_K)]$, $\boldsymbol{\Sigma} =$

$$\begin{bmatrix} \alpha_{11} & \alpha_{12} & \dots & \alpha_{1Q} \\ \alpha_{21} & \alpha_{22} & \dots & \alpha_{2Q} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \alpha_{K1} & \alpha_{K2} & \dots & \alpha_{KQ} \end{bmatrix}_{K \times Q},$$

α_{kq} ($k=1, 2, \dots, K; q=1, 2, \dots, Q$) 为第 k 个目标在第 q 个发射脉冲扫描时的目标反射系数及多普勒频率信息, $\mathbf{V} = [\mathbf{V}_1 \ \dots \ \mathbf{V}_Q]$, \mathbf{V}_q 为均值为 0、方差为 σ_v^2 的加性复高斯白噪声矢量,且与信号部分相互独立.由式(1)可知,接收阵列可等效为 $(2M-1)(2N-1)$ 个阵元数的虚拟阵列,其输出数据的快拍数为 Q .

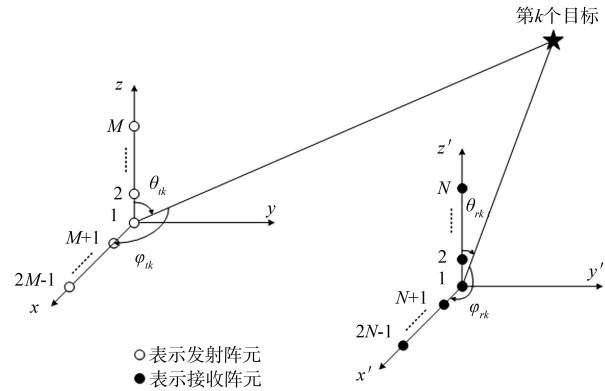


图1 双基地MIMO雷达双L型阵列结构

3 基于阵列流型盲辨识的 2-D DOD 和 2-D DOA 联合估计算法

为了实现对目标收发四维角的联合估计,从而对目标进行瞬时定位.通过对匹配滤波后的阵列接收数据进行特征分解,获得信号子空间,并将信号子空间分块重构处理,引入标量因子,加权处理得联合信号子空间表达式,对该表达式再进行一次特征分解,通过特征值可获得 2-D DOD 的闭式解,获得的 2-D DOD 能够自动配对.通过第一次特征分解得到的信号子空间,和第二次特征分解

得到的特征矢量,可以估计出阵列联合导向矢量,由于该矢量包含了目标 2-D DOA 信息,通过运算可获得 2-D DOA 闭式解,进而完成了目标收发四维角的联合估计. 在估计 2-D DOA 时用到的特征矢量,和估计 2-D DOD 用到的特征值是一次特征分解得来的,特征值和特征矢量一一对应,因此所提算法估得的四维收发角能够自动正确配对,从而成功的避免了配对问题.

3.1 2-D DOD 估计

依据阵列联合导向矢量 \mathbf{H} 构型可知,

$$\mathbf{H} = [\mathbf{B}_r^T (\mathbf{B}_r \Phi_{tz})^T \cdots (\mathbf{B}_r \Phi_{tz}^{M-1})^T (\mathbf{B}_r \Phi_{tx})^T \cdots (\mathbf{B}_r \Phi_{tx}^{M-1})^T]^T \quad (2)$$

其中, $\Phi_{tz} = \text{diag}[e^{j\pi\cos\theta_{t1}}, e^{j\pi\cos\theta_{t2}}, \dots, e^{j\pi\cos\theta_{tk}}]$, $\Phi_{tx} = \text{diag}[e^{j\pi\cos\varphi_{t1}}, e^{j\pi\cos\varphi_{t2}}, \dots, e^{j\pi\cos\varphi_{tk}}]$, 其中, $\text{diag}(\cdot)$ 表示对角矩阵运算符.

对 \mathbf{H} 进行分块,定义

$$\begin{aligned} \mathbf{P}_a &= [\mathbf{B}_r^T (\mathbf{B}_r \Phi_{tz})^T \cdots (\mathbf{B}_r \Phi_{tz}^{M-2})^T]^T \\ \mathbf{P}_b &= [(\mathbf{B}_r \Phi_{tz})^T (\mathbf{B}_r \Phi_{tz}^2)^T \cdots (\mathbf{B}_r \Phi_{tz}^{M-1})^T]^T \\ \mathbf{P}_c &= [\mathbf{B}_r^T (\mathbf{B}_r \Phi_{tx})^T \cdots (\mathbf{B}_r \Phi_{tx}^{M-2})^T]^T \\ \mathbf{P}_d &= [(\mathbf{B}_r \Phi_{tx})^T (\mathbf{B}_r \Phi_{tx}^2)^T \cdots (\mathbf{B}_r \Phi_{tx}^{M-1})^T]^T \end{aligned} \quad (3)$$

由式(3)可得,

$$\begin{aligned} \mathbf{P}_b &= \mathbf{P}_a \Phi_{tz} \\ \mathbf{P}_d &= \mathbf{P}_c \Phi_{tx} \end{aligned} \quad (4)$$

首先,求取匹配滤波后的阵列接收数据 \mathbf{Z} 的协方差矩阵

$$\mathbf{R}_z = \mathbf{E}(\mathbf{Z}\mathbf{Z}^H) = \mathbf{H}\mathbf{R}_s\mathbf{H}^H + \sigma_v^2\mathbf{I} \quad (5)$$

其中, $\mathbf{R}_s = \mathbf{E}(\mathbf{\Sigma}\mathbf{\Sigma}^H)$, $\mathbf{E}(\cdot)$ 表示求统计平均, $(\cdot)^H$ 表示矩阵共轭转置操作.

接着,对所得 \mathbf{R}_z 进行特征分解,有

$$\mathbf{R}_z = \mathbf{U}_s \mathbf{\Lambda}_s \mathbf{U}_s^H + \sigma_v^2 \mathbf{U}_N \mathbf{U}_N^H \quad (6)$$

按照联合导向矢量 \mathbf{H} 的分块方式,对信号子空间 \mathbf{U}_s 分块处理,即

$$\begin{aligned} \mathbf{U}_{s1} &= \mathbf{U}_s(1:(M-1)(2N-1), :) \\ \mathbf{U}_{s2} &= \mathbf{U}_s(2N:M(2N-1), :) \\ \mathbf{U}_{s3} &= [\mathbf{U}_s(1:(2N-1), :) \\ &\quad \mathbf{U}_s(M(2N-1)+1:(2M-2)(2N-1), :)] \\ \mathbf{U}_{s4} &= \mathbf{U}_s(M(2N-1)+1:(2M-1)(2N-1), :) \end{aligned} \quad (7)$$

依据阵列处理的基本思想,导向矢量和信号子空间相一致,即

$$\text{span}(\mathbf{U}_s) \text{span}(\mathbf{H}) \quad (8)$$

因此,存在一个 $K \times K$ 维满秩矩阵 $\mathbf{\Gamma}_a$,使得

$$\begin{aligned} \mathbf{U}_{s1} &= \mathbf{P}_a \mathbf{\Gamma}_a \\ \mathbf{U}_{s2} &= \mathbf{P}_b \mathbf{\Gamma}_a = \mathbf{P}_a \mathbf{\Gamma}_a \mathbf{\Gamma}_a^{-1} \Phi_{tz} \mathbf{\Gamma}_a \end{aligned} \quad (9)$$

进而可以得到, $\mathbf{U}_{s2} = \mathbf{U}_{s1} \mathbf{\Gamma}_a^{-1} \Phi_{tz} \mathbf{\Gamma}_a$. 经过简单的数学运算可得

$$\mathbf{U}_{s1}^\dagger \mathbf{U}_{s2} = \mathbf{\Gamma}_a^{-1} \Phi_{tz} \mathbf{\Gamma}_a = \mathbf{F}_1 \quad (10)$$

因而, $(\cdot)^\dagger$ 表示矩阵求伪逆操作,矩阵 Φ_{tz} 可以通过求解 \mathbf{F}_1 的 K 个特征值 $\gamma_k, k=1, 2, \dots, K$ 获得.

类似地,存在一个 $K \times K$ 维满秩矩阵 $\mathbf{\Gamma}_b$,使得

$$\begin{aligned} \mathbf{U}_{s3} &= \mathbf{P}_c \mathbf{\Gamma}_b \\ \mathbf{U}_{s4} &= \mathbf{P}_d \mathbf{\Gamma}_b = \mathbf{P}_c \mathbf{\Gamma}_b \mathbf{\Gamma}_b^{-1} \Phi_{tx} \mathbf{\Gamma}_b \end{aligned} \quad (11)$$

进而可以得到, $\mathbf{U}_{s4} = \mathbf{U}_{s3} \mathbf{\Gamma}_b^{-1} \Phi_{tx} \mathbf{\Gamma}_b$, 改写为

$$\mathbf{U}_{s3}^\dagger \mathbf{U}_{s4} = \mathbf{\Gamma}_b^{-1} \Phi_{tx} \mathbf{\Gamma}_b = \mathbf{F}_2 \quad (12)$$

矩阵 Φ_{tx} 可以通过求解 \mathbf{F}_2 的 K 个特征值 $\psi_k, k=1, 2, \dots, K$ 获得.

接下来,如果分别单独对 $\mathbf{F}_1, \mathbf{F}_2$ 做特征分解,每次分解特征值的排序是随机的,会破坏 Φ_{tz} 和 Φ_{tx} 特征值对应关系,导致 γ_k 和 ψ_k 对应于不同目标,从而造成不同目标间的发俯仰角 $\hat{\theta}_{tk}$ 和发方位角 $\hat{\varphi}_{tk}$ 错误配对.

为了避免不同目标间的发方位角 $\hat{\varphi}_{tk}$ 和发俯仰角 $\hat{\theta}_{tk}$ 错误配对问题,本文提出发方位角和发俯仰角可自动正确配对方法,流程如下:

由于矩阵 $\mathbf{F}_1, \mathbf{F}_2$ 阶数相同,且满足可交换,即 $\mathbf{F}_1 \mathbf{F}_2 = \mathbf{F}_2 \mathbf{F}_1$, 则 $\mathbf{F}_1, \mathbf{F}_2$ 满足可同时相似对角化,即存在一个 $K \times K$ 维满秩矩阵 $\mathbf{\Gamma}$,使得

$$\Phi_{tz} = \mathbf{\Gamma} \mathbf{F}_1 \mathbf{\Gamma}^{-1} \quad (13)$$

$$\Phi_{tx} = \mathbf{\Gamma} \mathbf{F}_2 \mathbf{\Gamma}^{-1}$$

为了求得 $\mathbf{\Gamma}$, 定义一个标量 β , 其取值范围为任意实数,构造如下表达式

$$\beta(\mathbf{U}_{s1}^\dagger \mathbf{U}_{s2}) + (1-\beta)\mathbf{U}_{s3}^\dagger \mathbf{U}_{s4} \quad (14)$$

对其进行特征分解,使得下式成立

$$\beta(\mathbf{U}_{s1}^\dagger \mathbf{U}_{s2}) + (1-\beta)\mathbf{U}_{s3}^\dagger \mathbf{U}_{s4} = \mathbf{\Gamma}^{-1} \Phi \mathbf{\Gamma} \quad (15)$$

从而求得特征矢量 $\mathbf{\Gamma}$, 进而获得 Φ_{tz} 和 Φ_{tx} 的估值

$$\hat{\Phi}_{tz} = \mathbf{\Gamma}(\mathbf{U}_{s1}^\dagger \mathbf{U}_{s2})\mathbf{\Gamma}^{-1} \quad (16)$$

$$\hat{\Phi}_{tx} = \mathbf{\Gamma}(\mathbf{U}_{s3}^\dagger \mathbf{U}_{s4})\mathbf{\Gamma}^{-1}$$

对应于下式(17)

$$\begin{aligned} \hat{\Phi}_{tz} &= \text{diag}[\gamma_1 \quad \gamma_2 \quad \cdots \quad \gamma_K] \\ &= \text{diag}[e^{j\pi\cos\hat{\theta}_{t1}} \quad e^{j\pi\cos\hat{\theta}_{t2}} \quad \cdots \quad e^{j\pi\cos\hat{\theta}_{tk}}] \end{aligned} \quad (17)$$

$$\begin{aligned} \hat{\Phi}_{tx} &= \text{diag}[\psi_1 \quad \psi_2 \quad \cdots \quad \psi_K] \\ &= \text{diag}[e^{j\pi\cos\hat{\varphi}_{t1}} \quad e^{j\pi\cos\hat{\varphi}_{t2}} \quad \cdots \quad e^{j\pi\cos\hat{\varphi}_{tk}}] \end{aligned}$$

2-D DOD $\theta_{tk}, \varphi_{tk}$ 的估计值可通过式(18)得到

$$\hat{\varphi}_{tk} = \cos^{-1}\left[\frac{\arg(\psi_k)}{\pi}\right] \quad (18)$$

$$\hat{\theta}_{tk} = \cos^{-1}\left[\frac{\arg(\gamma_k)}{\pi}\right], k=1, 2, \dots, K$$

$\arg(\cdot)$ 表示取复数相角算子. 一次特征分解估计出的 $\hat{\Phi}_{tz}$ 和 $\hat{\Phi}_{tx}$ 有着特定的排序,同一个目标的 γ_k 和 ψ_k 在对角线有着相同的位置,估计出的发俯仰角 $\hat{\theta}_{tk}$ 和发方位

角 $\hat{\varphi}_{ik}$ 一一对应, 2-D DOD 自动配对.

3.2 2-D DOA 估计

由式(16)可得, Γ^{-1} 构成了 $\mathbf{U}_{S1}^\dagger \mathbf{U}_{S2}$ 、 $\mathbf{U}_{S3}^\dagger \mathbf{U}_{S4}$ 的 K 个特征矢量, 此时, 可以获得联合导向矢量子阵 \mathbf{P}_a 、 \mathbf{P}_b 、 \mathbf{P}_c 、 \mathbf{P}_d 的估计, 即

$$\begin{aligned}\hat{\mathbf{P}}_a &= \mathbf{U}_{S1} \Gamma^{-1} \\ \hat{\mathbf{P}}_b &= \mathbf{U}_{S2} \Gamma^{-1} \\ \hat{\mathbf{P}}_c &= \mathbf{U}_{S3} \Gamma^{-1} \\ \hat{\mathbf{P}}_d &= \mathbf{U}_{S4} \Gamma^{-1}\end{aligned}\quad (19)$$

对估计得到的 $\hat{\mathbf{P}}_a$ 、 $\hat{\mathbf{P}}_b$ 、 $\hat{\mathbf{P}}_c$ 和 $\hat{\mathbf{P}}_d$ 进行分块重组, 可得到联合导向矢量 $\hat{\mathbf{H}}$ 的估计.

$$\hat{\mathbf{H}} = [\hat{\mathbf{P}}_a; \hat{\mathbf{P}}_b(\text{end} - 2N + 2:\text{end}, :); \hat{\mathbf{P}}_d] \quad (20)$$

其中, $\hat{\mathbf{P}}_b(\text{end} - 2N + 2:\text{end}, :)$ 表示 $\hat{\mathbf{P}}_b$ 的最后 $2N - 2$ 行构成的子矩阵. 进而, 可得到接收导向矢量 \mathbf{B}_r 的估计.

由 $\hat{\mathbf{H}}$ 的结构可知, 可获得 $2M - 1$ 组 \mathbf{B}_r 的估计值

$$\begin{aligned}\hat{\mathbf{B}}_r(i) &= [\hat{\Phi}_{tz}^{-1}[\hat{\mathbf{H}}((i-1)(2N-1)+1; \\ &\quad i(2N-1), :)]^T]^T, i=1, 2, \dots, M \\ \hat{\mathbf{B}}_r(j) &= [\hat{\Phi}_{tz}^{-1}[\hat{\mathbf{H}}((j-1)(2N-1)+1; \\ &\quad j(2N-1), :)]^T]^T, j=M+1, M+2, \dots, 2M-1\end{aligned}\quad (21)$$

由 \mathbf{B}_r 的结构可知, 对于估得的每一组 $\hat{\mathbf{B}}_r$, 可通过下式(22)获得 2-D DOA θ_{rk} 、 φ_{rk} 的估计

$$\begin{aligned}\hat{\theta}_{rk} &= \frac{1}{N-1} \sum_{l=1}^{N-1} \cos^{-1} \left(\frac{1}{\pi} \cdot \arg(u_k(l+1)u_k^*(l)) \right) \\ \hat{\varphi}_{rk} &= \frac{1}{N-2} \sum_{l=1}^{N-2} \cos^{-1} \left(\frac{1}{\pi} \cdot \arg(u_k(N+l+1)u_k^*(N+l)) \right), \\ k &= 1, 2, \dots, K\end{aligned}\quad (22)$$

其中, $u_k(l) = \hat{\mathbf{B}}_r(l, k)$, 表示 $\hat{\mathbf{B}}_r$ 第 l 行第 k 列的元素.

表 1 所提算法和 2-D ESPRIT 算法运算复杂度对比

运算步骤	2-D ESPRIT 运算量	所提算法运算量
协方差矩阵估计	$3(2N-1)^2(2M-1)^2Q$	$(2N-1)^2(2M-1)^2Q$
协方差矩阵特征分解	$2O((2N-1)^3(2M-1)^3)$	$O((2N-1)^3(2M-1)^3)$
2-D DOD 角度估计	$O(K^3)$	$O(K^3)$
2-D DOA 角度估计	$O(K^3)$	$4(M-1)(2N-1)K^2 + O(K^3)$
合计	$3(2N-1)^2(2M-1)^2Q + 2O(K^3) + 2O((2N-1)^3(2M-1)^3)$	$(2N-1)^2(2M-1)^2Q + O((2N-1)^3(2M-1)^3) + 2O(K^3) + 4(M-1)(2N-1)K^2$

一般来说, $Q \gg (M, N) \gg K$, 所提算法运算复杂度相对于 2-D ESPRIT 算法, 大约是其三分之一, 但收发四维角估计性能相当.

4 仿真实验和分析

为了验证所提算法的有效性, 设计如下仿真实验加以验证. 双基地 MIMO 雷达双 L 型阵列结构如图 1

所示. 由于有 $2M - 1$ 组 $\hat{\mathbf{B}}_r$, 可得到 $2M - 1$ 组的 $\hat{\theta}_{rk}$ 和 $\hat{\varphi}_{rk}$, 对其做数字平均, 即可获得更为精确的 2-D DOA 估计. 由于 \mathbf{U}_{S1} 、 \mathbf{U}_{S2} 、 \mathbf{U}_{S3} 和 \mathbf{U}_{S4} 是通过 \mathbf{R}_Z 的一次特征分解得到, 且特征矢量 Γ^{-1} 和特征值矩阵 $\hat{\Phi}_{tz}$ 和 $\hat{\Phi}_{tx}$ 一一对应. 所提方法用特征值来估计 2-D DOD $\hat{\theta}_{ik}$ 和 $\hat{\varphi}_{ik}$, 用其对应的特征矢量来估计 2-D DOA $\hat{\theta}_{rk}$ 和 $\hat{\varphi}_{rk}$, 使其估得的收发四维角能够自动正确配对, 从而成功的避免了配对问题.

3.3 算法步骤及运算复杂度分析

根据前文所述思想, 提出如下的基于阵列流型盲辨识的 MIMO 雷达二维 DOD 和二维 DOA 联合估计算法:

算法 基于阵列流型盲辨识的 MIMO 雷达二维 DOD 和二维 DOA 联合估计

输入 匹配滤波后的阵列接收信号 \mathbf{Z} ;

步骤 1 依据式(5), 求取 \mathbf{Z} 的协方差矩阵 \mathbf{R}_Z ;

步骤 2 对 \mathbf{R}_Z 进行特征分解, 求得信号子空间 \mathbf{U}_S , 依据式(7)对 \mathbf{U}_S 进行分块重构, 获得 \mathbf{U}_{S1} 、 \mathbf{U}_{S2} 、 \mathbf{U}_{S3} 和 \mathbf{U}_{S4} , 基于移不变思想, 依据式(15)、(16)和(18), 求得 2-D DOD $\hat{\theta}_{ik}$ 和 $\hat{\varphi}_{ik}$, 且 2-D DOD 自动配对;

步骤 3 基于式(15)求得的特征矢量 Γ^{-1} , 依据式(19), 求得 $\hat{\mathbf{P}}_a$ 、 $\hat{\mathbf{P}}_b$ 、 $\hat{\mathbf{P}}_c$ 、 $\hat{\mathbf{P}}_d$, 进而获得联合导向矢量 $\hat{\mathbf{H}}$ 的估计值 $\hat{\mathbf{H}}$;

步骤 4 对步骤 3 得到的 $\hat{\mathbf{H}}$, 依据式(21), 得到 $2M - 1$ 组 \mathbf{B}_r 的估计值 $\hat{\mathbf{B}}_r$; 依据式(22), 获得 $2M - 1$ 组的 2-D DOA $\hat{\theta}_{rk}$ 和 $\hat{\varphi}_{rk}$ 粗估计值;

步骤 5 对步骤 4 得到的 $2M - 1$ 组 $\hat{\theta}_{rk}$ 和 $\hat{\varphi}_{rk}$ 粗估计值进行数字平均, 获得 2-D DOA $\hat{\theta}_{rk}$ 和 $\hat{\varphi}_{rk}$ 的精确估计, 估得的 2-D DOA 自动配对;

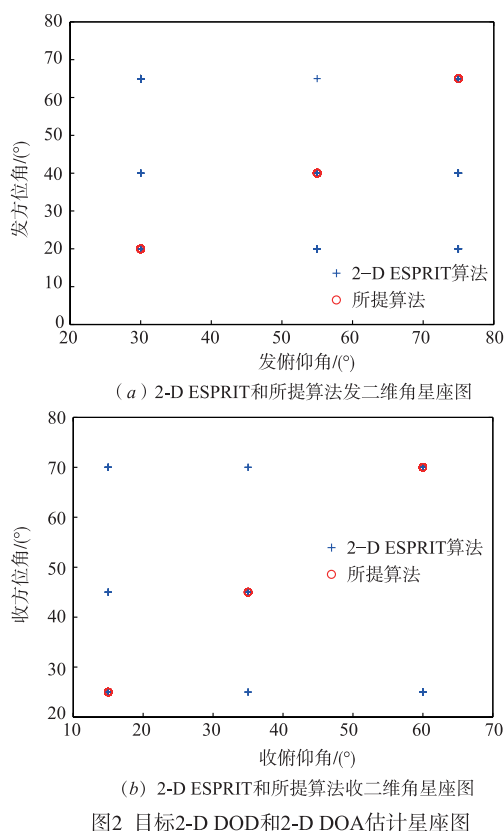
输出 自动配对的 2-D DOD $\hat{\theta}_{ik}$ 和 $\hat{\varphi}_{ik}$ 及 2-D DOA $\hat{\theta}_{rk}$ 和 $\hat{\varphi}_{rk}$.

所提算法和 2-D ESPRIT 算法运算复杂度对比如表 1 所示:

所示. 假设发射和接收阵列阵元间距恒为半波长. 假定 $M = N = 5$, 在发射端, $2M - 1 = 9$ 个阵元发射相互正交的 Hardmard 波形.

实验 1 假设空域目标数目 $K = 3$, 3 个目标的 2-D DOD 和 2-D DOA $(\theta_t, \varphi_t, \theta_r, \varphi_r)$ 分别位于 $(30^\circ, 20^\circ, 15^\circ, 25^\circ)$ 、 $(55^\circ, 40^\circ, 35^\circ, 45^\circ)$ 和 $(75^\circ, 65^\circ, 60^\circ, 70^\circ)$. $\beta = 8$, 信噪比 SNR = 10dB, 接收端脉冲回波数目为 $Q =$

100, 做 200 次相互独立的蒙特卡洛实验, 图 2 分别给出了 2-D ESPRIT 算法和所提算法对目标收发四维角进行定位所得的星座图。



从仿真结果可以看出, 所提算法均能够对空域 3 个目标的 2-D DOD 和 2-D DOA 进行准确估计, 估得的收发四维角自动配对, 可实现对空域多目标的有效测向定位, 而 2-D ESPRIT 算法产生了错误的虚假目标, 需要对收发四维角进行额外配对。

实验 2 假设空域目标数目 $K=1$, 收俯仰角 $\theta_r = 75^\circ$ 、收方位角 $\varphi_r = 85^\circ$ 、发俯仰角 $\theta_t = 50^\circ$ 、发方位角 $\varphi_t = 60^\circ$, 接收端脉冲回波数目为 $Q=100$, $\beta=8$, 信噪比 SNR 在 $-10 \sim 10$ dB 之间变化时, 做 1000 次相互独立的蒙特卡洛实验, 图 3 给出了 2-D ESPRIT 算法、所提算法收发四维角联合均方根误差 (Root Mean Squared Error, RMSE) 和克拉美罗限 (CRB, Cramér-Rao Bound) [17,18] 随信噪比变化性能曲线, RMSE 定义如下

$$\text{RMSE} = \sqrt{\frac{1}{N_e} \sum_{k=1}^{N_e} [(\hat{\theta}_{r,k} - \theta_r)^2 + (\hat{\varphi}_{r,k} - \varphi_r)^2 + (\hat{\theta}_{t,k} - \theta_t)^2 + (\hat{\varphi}_{t,k} - \varphi_t)^2]}$$

(33)

其中, N_e 表示相互独立的蒙特卡洛实验。

从仿真结果可以看出, 所提算法收发四维角估计性能与 2-D ESPRIT 算法相当, 但运算复杂度大约是其

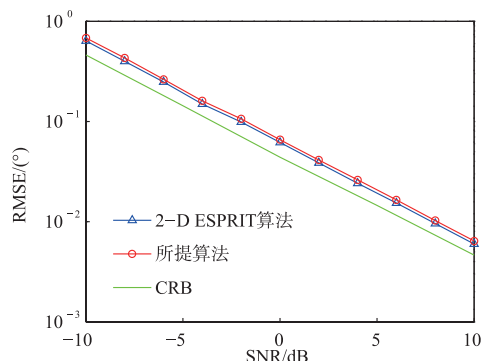


图3 收发四维角联合均方根误差随信噪比变化性能曲线

三分之一, 所提算法是一种低复杂度的高精度 MIMO 雷达收发四维角估计方法。

实验 3 假设空域目标数目 $K=1$, 收俯仰角 $\theta_r = 75^\circ$ 、收方位角 $\varphi_r = 85^\circ$ 、发俯仰角 $\theta_t = 50^\circ$ 、发方位角 $\varphi_t = 60^\circ$, 信噪比 SNR = 0 dB, $\beta=8$, 接收端脉冲回波数目 Q 在 20 ~ 200 之间变化, 做 1000 次相互独立的蒙特卡洛实验, 图 4 给出了 2-D ESPRIT 算法、所提算法收发四维角联合均方根误差和克拉美罗限随快拍数变化性能曲线。

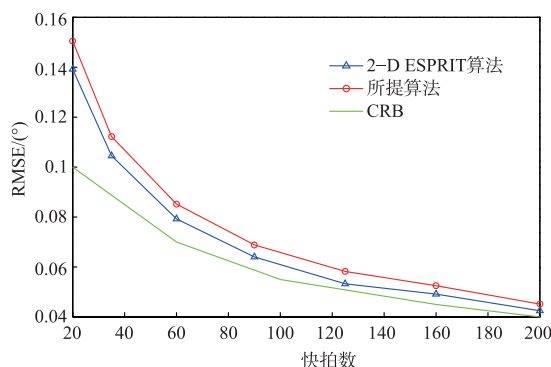


图4 目标收发四维角联合均方根误差随快拍数变化性能曲线

从仿真结果可以再次证明, 所提算法与 2-D ESPRIT 算法收发四维角估计性能相当。

5 结论

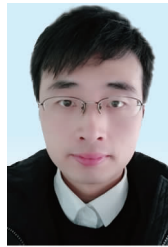
本文针对发射与接收均为 L 型阵列的双基地 MIMO 雷达, 提出了一种高精度低复杂度的 MIMO 雷达收发四维角联合估计算法。所提算法通过对匹配滤波后的阵列接收数据进行一次子空间分解, 实现了阵列流形矩阵的盲辨识, 进而获得目标 2-D DOD 和 2-D DOA 的闭式解。所提算法收发四维角估计性能与 2-D ESPRIT 算法相当, 但运算复杂度大约是其三分之一, 而且估得的收发四维角能够自动配对。所提算法实用价值高, 适合对空域存在的多个目标进行实时测向定位。

参考文献

- [1] J LI, P STOICA. MIMO Radar Signal Processing [M].

- Hoboken: NJ, J Wiley & Sons, 2009.
- [2] 陈浩文, 黎湘, 等. 一种新兴的雷达体制——MIMO 雷达 [J]. 电子学报, 2012, 40(6): 1190 - 1198.
CHEN Hao-wen, LI Xiang, et al. A rising radar system-MIMO radar [J]. Acta Electronica Sinica, 2012, 40(6): 1190 - 1198. (in Chinese)
- [3] CHEN J L, GU H, et al. Angle estimation using ESPRIT without pairing in MIMO radar [J]. IEE Electronics Letters, 2008, 44(24): 1422 - 1423.
- [4] JIN M, LIAO G S. Joint DOD and DOA estimation for bistatic MIMO radar [J]. Signal Processing, 2009, 89(2): 244 - 251.
- [5] ZHANG X F, XU L Y, 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.
- [6] BENCHEIKH M L, WANG Y D, et al. Polynomial root finding technique for joint DOA DOD estimation in bistatic MIMO radar [J]. Signal Processing, 2010, 90(9): 2723 - 2730.
- [7] BENCHEIKH M L, WANG Y D, et al. Joint DOD-DOA estimation using combined ESPRIT-MUSIC approach in MIMO radar [J]. IEE Electronics Letters, 2010, 46: 1081 - 1083.
- [8] XIA T Q. Joint diagonalization based DOD and DOA estimation for bistatic MIMO radar [J]. Signal Processing, 2015, 108: 159 - 166.
- [9] 许凌云, 张小飞, 等. 双基地 MIMO 雷达四维角度和多普勒频率联合估计 [J]. 电子与信息学报, 2012, 34(12): 2942 - 2947.
XU Ling-yun, ZHANG Xiao-fei, et al. Joint 4-D angle and doppler frequency estimation for bistatic MIMO radar [J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2012, 34(12): 2942 - 2947. (in Chinese)
- [10] CHEN C, ZHANG X F. A low-complexity joint 2D-DOD and 2D-DOA estimation algorithm for MIMO radar with arbitrary arrays [J]. International Journal of Electronics, 2012, 100(10): 1455 - 1469.
- [11] LI J F, ZHANG X F. Closed-form blind 2D-DOD and 2D-DOA estimation for MIMO radar with arbitrary arrays [J]. Wireless Personal Communications, 2013, 69: 175 - 186.
- [12] 王晓萌. L 型阵列 MIMO 雷达多维角度估计方法研究 [D]. 哈尔滨: 哈尔滨工程大学, 2014.
- [13] XU L Y, ZHANG X F, et al. Joint doppler frequency, 2D-DOD and 2D-DOA estimation for bistatic MIMO radar in spatial coloured noise [J]. International Journal of Electronics, 2015, 102(6): 1007 - 1021.
- [14] XIA T Q. Joint diagonalization based 2D-DOD and 2D-DOA estimation for bistatic MIMO radar [J]. Signal Processing, 2015, 116: 7 - 12.
- [15] 李建峰, 张小飞. MIMO 雷达嵌套平行阵下基于子空间的目标二维波达角估计 [J]. 系统工程与电子技术, 2017, 39(3): 522 - 528.
LI Jian-feng, ZHANG Xiao-fei. Two dimensional direction of arrival estimation based on subspace for MIMO radar using nested parallel array [J]. Systems Engineering and Electronics, 2017, 39(3): 522 - 528. (in Chinese)
- [16] 陈浩, 王琼. 双基地 MIMO 雷达多参数联合估计及目标三维定位 [J]. 南京大学学报(自然科学), 2017, 53(3): 434 - 440.
CHEN Hao, WANG Qiong. Multiple parameter estimation and three-dimensional localization for bistatic MIMO radar [J]. Journal of Nanjing University (Natural Sciences), 2017, 53(3): 434 - 440. (in Chinese)
- [17] 洪升, 万显荣, 等. 基于单次快拍的双基地 MIMO 雷达多目标角度估计方法 [J]. 电子与信息学报, 2013, 35(5): 1149 - 1155.
HONG Sheng, WAN Xian-rong, et al. An angle estimation method for multi-targets in bistatic MIMO radar with single snapshot [J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2013, 35(5): 1149 - 1155. (in Chinese)
- [18] 郑志东, 袁红刚, 等. 运动双基地 MIMO 雷达参数估计的克拉美罗界 [J]. 电子与信息学报, 2014, 36(11): 2678 - 2683.
ZHENG Zhi-dong, YUAN Hong-gang, et al. Cramer-Rao bounds for estimating parameter in the moving bistatic MIMO radar [J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2014, 36(11): 2678 - 2683. (in Chinese)

作者简介



陈显舟(通信作者) 男, 1985年3月出生于陕西省咸阳市. 2011年毕业于电子科技大学信息工程系. 现为中国空间技术研究院西安分院工程师. 主要研究方向为空间电子侦察定位、雷达通信电子战信号处理等.
E-mail: xianzhouchen@126.com

杨旭 男, 1976年1月出生于河北省唐山市. 现为中国空间技术研究院高级工程师, 主要研究方向为电子侦察系统总体设计等.

方海 男, 1983年11月出生于陕西省蓝田县. 2014年毕业于中国空间技术研究院. 现为工程师, 主要研究方向为航天器通信技术.

白琳 男, 1982年1月出生于河北省石家庄市. 2011年毕业于中国空间技术研究院. 现为工程师, 主要研究方向为盲信号处理等.

陈周 男, 1982年7月出生于河北省廊坊市. 2005年毕业于河北工业大学. 主要研究方向为通信信号处理等.