

非均匀线阵 MIMO 雷达的多目标定位方法

王伟, 王咸鹏, 李欣

(哈尔滨工程大学自动化学院, 黑龙江 哈尔滨 150001)

摘要: 提出一种非均匀线阵多输入多输出 (multiple input multiple output, MIMO) 雷达的多目标定位方法。该方法基于阵列内插技术, 构造一个内插矩阵对非均匀线阵 MIMO 雷达进行处理, 满足虚拟均匀线阵 MIMO 雷达的特性, 推导出虚拟均匀线阵 MIMO 雷达的信号子空间, 最后利用旋转不变信号参数估计技术 (estimating signal parameter via rotational invariance techniques, ESPRIT) 对目标方位角度进行估计。其优点是突破 ESPRIT 算法对阵元配置的要求, 且有效增加了阵元数目 (实为虚拟阵元), 提高了方位角分辨率。仿真结果表明, 该算法增加了 MIMO 雷达探测目标数, 角度估计精度接近克拉美罗界根。同时, 所估计的二维方位角参数自动配对, 不需要额外的配对运算, 计算量小。

关键词: 多输入多输出雷达; 非均匀线阵; 阵列内插; 角度估计

中图分类号: TN 95

文献标志码: A

DOI: 10.3969/j.issn.1001-506X.2012.03.09

Multi-target localization for non-uniform linear array of MIMO radar

WANG Wei, WANG Xian-peng, LI Xin

(College of Automation, Harbin Engineering University, Harbin 150001, China)

Abstract: A multi-target localization method for non-uniform linear array of multiple input multiple output (MIMO) radar is presented. For this approach, the received data of the non-uniform linear array of MIMO radar can be dealt with array interpolation technique, which satisfies the characteristics of a virtual uniform linear array of MIMO radar. Then the signal subspace of the virtual uniform linear array of MIMO radar is obtained and the target's azimuth angle can be estimated by estimating signal parameter via rotational invariance techniques (ESPRIT). The strongpoint is that the ESPRIT can be extended to other array geometries and the virtual sensors are increased by the proposed method. The simulation results show that more targets can be estimated and the performance of angle estimation is close to the root of Cramer-Rao bound by the proposed method. Furthermore, the estimated parameters are automatically paired without additional pairing computation.

Keywords: multiple input multiple output (MIMO) radar; non-uniform linear array; array interpolation; angle estimation

0 引言

多输入多输出 (multiple input multiple output, MIMO) 雷达是近几年提出的一种新体制雷达。目前针对 MIMO 雷达的研究主要有波形设计^[1]、波束形成^[2]、目标成像^[3]以及二维方位角度估计^[4]等方面。与传统的雷达相比, MIMO 雷达具有更高的分辨率和低截获率以及更好的抗干扰能力, 因此 MIMO 雷达已经成为雷达界的研究热点。根据发射阵列和接收阵列的配置方式来分类, MIMO 雷达分为共址 MIMO 雷达和统计 MIMO 雷达。共址 MIMO 雷达^[5-6]通过发射端同时发射相互正交的信号, 在接收端通过

匹配滤波的方法分离各个发射信号的回波信号, 使 MIMO 雷达获得更多的自由度, 提高了雷达的目标方位角分辨率和参数估计的性能。统计 MIMO 雷达^[7-8]通过从不同的方向对目标进行探测, 在接收端通过合并这些不同方向的接收信号来抑制目标的闪烁特性, 获得了很大的空间分集增益, 提高了雷达对闪烁目标的检测性能。

本文主要研究的是非均匀线阵共址双基地 MIMO 雷达的目标定位方法。在双基地 MIMO 系统中, 雷达的接收信号包含了目标相对于接收端和发射端的二维方位角信息。通过估计目标的二维方位角可以实现交叉定位。文献 [9] 将 Capon 算法应用到 MIMO 雷达中, 实现了多个目标

的波离方向 (direction of departure, DOD) 和波达方向 (direction of arrival, DOA) 联合估计, 但需要二维空间谱搜索, 运算量大。为了避免空间谱搜索, 文献[10]中根据 MIMO 雷达发射阵列和接收阵列结构特点, 利用旋转不变信号参数估计技术 (estimating signal parameter via rotational invariance techniques, ESPRIT) 同时提取收发旋转不变因子, 实现了目标的二维方位角度的联合估计, 但需要额外的 2 维参数配对过程。文献[11-12]是对文献[10]算法的一种改进, 实现了目标二维方位角度自动配对, 且降低了计算复杂度。然而以上这些算法都要求 MIMO 雷达的发射和接收阵列为均匀线性阵列。若收发阵列为非均匀配置方式, 则无法有效地提取收发旋转不变因子而造成以上算法的失效。文献[13]研究表明, 采用非均匀线性阵列能够产生更多的有效虚拟阵元和具有很大的阵列孔径, 使 MIMO 雷达具有更多的自由度, 在角度分辨率、参数估计和抗干扰等方面均比线性均匀布阵的 MIMO 雷达更加优越。文献[14]针对非均匀线性布阵配置下的 MIMO 雷达, 提出了 ESPRIT 谱搜索法和 ESPRIT 多项式求根法实现了对目标的方位角的联合估计, 但该方法只适用于收发阵元为偶数的配置方式, 且只有在满足一定条件下才能用 ESPRIT 多项式求根法, 多数情况下需要空间谱搜索, 计算量大, 因此在实际应用中受到了很大限制。

为了克服 ESPRIT 算法在非均匀线性布阵下失效和文献[10]方法的缺点, 本文提出一种非均匀阵列 MIMO 雷达的多目标定位方法。该算法利用阵列内插^[15-16]的思想, 根据接收阵列结构, 构造一个内插矩阵对非均匀线阵 MIMO 雷达进行处理, 满足虚拟均匀线阵 MIMO 雷达的特性, 然后推导出虚拟 MIMO 雷达的信号子空间, 最后利用 ESPRIT 算法对目标方位角度进行估计。该方法能够获得更多的虚拟阵元数目, 增加了 MIMO 雷达的自由度, 提高了角度分辨率, 使 MIMO 雷达可以探测更多目标。与文献[10]方法相比, 本文方法所估计的二维方位角度参数能够自动配对, 避免了额外的配对算法, 减少了计算量, 且增加了虚拟阵元, 获得了更好的角度估计性能, 同时适用于任意阵元数目的情况, 实际应用范围更加广泛。仿真实验验证了所提方法的有效性。

1 非均匀线阵 MIMO 雷达模型

如图 1 所示为非均匀阵列双基地 MIMO 雷达的系统结构图。发射阵元和接收阵元的数目分别为 M 和 N , d_{ri} 和 d_{ri} 分别为接收端和发射端的第 i 个和第 $i+1$ 个阵元之间的阵元距。各个发射阵元同时发射同频正交且码长为 L_s 的周期相位编码信号。假设在同一个距离分辨单元内存在 p 个目标, 第 i 个目标相对发射阵元的 DOD 为 $\varphi_i (i=1, 2, \dots, p)$, 相对接收阵元的 DOA 为 $\theta_i (i=1, 2, \dots, p)$, 其中 (φ_i, θ_i) 为第 i 个目标的位置。在第 $k (k=1, 2, \dots, K)$ 个脉冲周期, MIMO 雷达的接收信号可表示为^[8]

$$\mathbf{X}(k) = \sum_{i=1}^p \beta_i(k) \boldsymbol{\alpha}_r(\theta_i) \boldsymbol{\alpha}_t^T(\varphi_i) \mathbf{S} + \mathbf{W}(k) \quad (1)$$

式中, $(\cdot)^T$ 表示转置; $\beta_i(k) = \delta_i e^{j2\pi(k-1)f_{di}}$, 其中 δ_i 和 f_{di} 分别表示第 i 个目标的发射回波信号的幅度和多普勒频率。 $\boldsymbol{\alpha}_r(\theta_i) = [1, e^{-j\theta_{r,2}(2\pi/\lambda)\sin\theta_i}, \dots, e^{-j\theta_{r,N}(2\pi/\lambda)\sin\theta_i}]^T$ 为接收阵列导向矢量, 其中 $t_{r,n}$ 为接收阵列第 n 个阵元到第 1 个阵元的距离且 $t_{r,n} = \sum_{i=1}^{n-1} d_{ri}$; $\boldsymbol{\alpha}_t(\varphi_i) = [1, e^{-j\theta_{t,2}(2\pi/\lambda)\sin\varphi_i}, e^{-j\theta_{t,M}(2\pi/\lambda)\sin\varphi_i}]^T$ 为发射导向矢量, 其中 $t_{t,m}$ 为发射阵列第 m 个阵元到第 1 个阵元的距离且 $t_{t,m} = \sum_{i=1}^{m-1} d_{ti}$, λ 为信号的波长。 $\mathbf{S} = [s_1, \dots, s_M]^T$ 为发射的信号矩阵, $s_m = [s_m(1), \dots, s_m(L_s)]^T$ 且 $\mathbf{R}_s = \frac{1}{L_s} \mathbf{S} \mathbf{S}^H = \mathbf{I}$, 其中 $(\cdot)^H$ 表示矩阵的共轭转置; $\mathbf{W}(k) \in \mathbb{C}^{N \times L_s}$ 为加性高斯白噪声矩阵。

目标

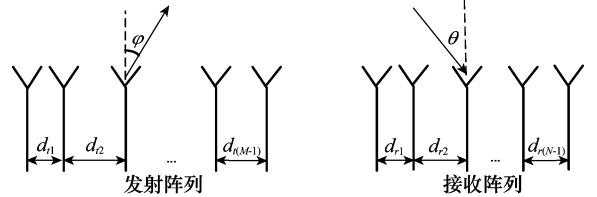


图 1 非均匀线阵 MIMO 雷达系统结构

在接收端对回波信号进行匹配滤波可得^[4]

$$\mathbf{Z}(k) = \mathbf{C}(\varphi, \theta) \boldsymbol{\eta}(k) + \mathbf{V}(k) \quad (2)$$

式中, $\mathbf{C}(\varphi, \theta) = \mathbf{A}_r \odot \mathbf{A}_t = [\boldsymbol{\alpha}_r(\theta_1) \otimes \boldsymbol{\alpha}_t(\varphi_1), \boldsymbol{\alpha}_r(\theta_2) \otimes \boldsymbol{\alpha}_t(\varphi_2), \dots, \boldsymbol{\alpha}_r(\theta_p) \otimes \boldsymbol{\alpha}_t(\varphi_p)]$ 称为 MIMO 雷达联合导向矢量, \odot 和 \otimes 分别为 Khatri-Rao 乘积和 Kronecker 直积, $\mathbf{A}_t(\varphi) = [\boldsymbol{\alpha}_t(\varphi_1), \boldsymbol{\alpha}_t(\varphi_2), \dots, \boldsymbol{\alpha}_t(\varphi_p)]^T$, $\mathbf{A}_r(\theta) = [\boldsymbol{\alpha}_r(\theta_1), \boldsymbol{\alpha}_r(\theta_2), \dots, \boldsymbol{\alpha}_r(\theta_p)]^T$, $\boldsymbol{\eta}(k) = [\eta_1(k), \eta_2(k), \dots, \eta_p(k)]^T$, 其中 $\eta_i(k) = \sqrt{L_s} \beta_i(k)$ 为匹配滤波后信号的包络。 $\mathbf{V}(k) \in \mathbb{C}^{MN \times L_s}$ 为匹配滤波后的噪声矩阵。

由于 MIMO 雷达的发射阵列和接收阵列为非均匀线性阵列, 无论是发射阵列还是接收阵列都已经不具备了平移不变特性, 无法提取收发旋转不变因子, 导致了 ESPRIT 方法失效。本文提出的方法可以很好地解决这一问题。

2 DOD 和 DOA 联合估计

由于非均匀阵列 MIMO 雷达在进行联合角度估计时无法提取收发旋转不变因子, 导致了 ESPRIT 算法失效。阵列内插技术的主要思想是根据阵列的结构, 构造出一个内插矩阵, 对非均匀阵列进行处理, 使之变成一个虚拟的均匀阵列。在这里根据 MIMO 雷达的发射阵列和接收阵列的结构, 构造一个内插矩阵对非均匀阵列 MIMO 雷达的联合导向矩阵进行处理, 使之形成一个均匀线性阵列 MIMO 雷达的虚拟联合导向矢量矩阵且该均匀线性阵列 MIMO 雷达的发射阵列和接收阵列的阵元距都为半个波长。下面介绍首先介绍内插矩阵的求解方法, 然后对目标的联合角度进行估计。

2.1 非均匀线阵的内插矩阵

利用阵列内插的思想进行求解内插矩阵, 主要思想为将

MIMO 雷达的发射天线和接收天线的联合扫描区域分为若干个联合子区域,再将某个子联合区域细分,若目标位于某个子区域内,且该联合区域为发射天线的扫描区域 Θ_r 和接收天线的扫描区域 Θ_t ,然后分别将这两个扫描区域均分

$$\Theta_t = [\varphi_l, \varphi_l + \Delta\varphi, \varphi_l + 2\Delta\varphi, \dots, \varphi_r] \quad (3)$$

$$\Theta_r = [\theta_l, \theta_l + \Delta\theta, \theta_l + 2\Delta\theta, \dots, \theta_r] \quad (4)$$

式中, φ_l 和 θ_l 分别为 Θ_t 和 Θ_r 的左界; φ_r 和 θ_r 分别为 Θ_t 和 Θ_r 的右界; $\Delta\varphi$ 和 $\Delta\theta$ 为步长。

在该区域内实际的联合导向矩阵为

$$\mathbf{C} = \mathbf{A}(\Theta_t) \odot \mathbf{A}(\Theta_r) = [\boldsymbol{\alpha}_r(\theta_l) \otimes \boldsymbol{\alpha}_t(\varphi_l), \boldsymbol{\alpha}_r(\theta_l + \Delta\theta) \otimes \boldsymbol{\alpha}_t(\varphi_l + \Delta\varphi), \dots, \boldsymbol{\alpha}_r(\theta_r) \otimes \boldsymbol{\alpha}_t(\varphi_r)] \quad (5)$$

在同一区域内的虚拟均匀线阵 MIMO 雷达的联合导向矩阵为

$$\bar{\mathbf{C}} = \bar{\mathbf{A}}(\Theta_t) \odot \bar{\mathbf{A}}(\Theta_r) = [\bar{\boldsymbol{\alpha}}_r(\theta_l) \otimes \bar{\boldsymbol{\alpha}}_t(\varphi_l), \bar{\boldsymbol{\alpha}}_r(\theta_l + \Delta\theta) \otimes \bar{\boldsymbol{\alpha}}_t(\varphi_l + \Delta\varphi), \dots, \bar{\boldsymbol{\alpha}}_r(\theta_r) \otimes \bar{\boldsymbol{\alpha}}_t(\varphi_r)] \quad (6)$$

式中, $\bar{\boldsymbol{\alpha}}_r(\theta_l) = [1, e^{-j(2\pi/\lambda)d_r \sin \theta_l}, \dots, e^{-j(N_1-1)(2\pi/\lambda)d_r \sin \theta_l}]^T$, $\bar{\boldsymbol{\alpha}}_t(\varphi_l) = [1, e^{-j(2\pi/\lambda)d_t \sin \varphi_l}, \dots, e^{-j(M_1-1)(2\pi/\lambda)d_t \sin \varphi_l}]^T$, 其中 d_r 和 d_t 为虚拟均匀线阵 MIMO 雷达的接收阵元距和发射阵元距且均为半个波长; $N_1 = \lfloor \frac{2}{\lambda} \sum_{i=1}^{N-1} d_{ri} + 1 \rfloor$ 和 $M_1 = \lfloor \frac{2}{\lambda} \sum_{i=1}^{M-1} d_{ti} + 1 \rfloor$ 分别为虚拟均匀线阵 MIMO 雷达的接收阵元数和发射阵元数, 其中 $\lfloor \cdot \rfloor$ 表示取该数的整数部分。

那么虚拟均匀线阵 MIMO 雷达的联合导向矩阵和实际的联合导向矩阵存在一个固定的变换关系 \mathbf{B} , 这里 \mathbf{B} 称之为内插矩阵

$$\mathbf{C} = \mathbf{B}^H \bar{\mathbf{C}} \quad (7)$$

将以上问题转化为最小二乘优化问题

$$\min_{\mathbf{B}} \|\mathbf{B}^H \bar{\mathbf{C}} - \mathbf{C}\|_F^2 \quad (8)$$

式中, $\|\cdot\|_F$ 为 Frobenius 模, 则最简单形式的最小二乘解为

$$\mathbf{B}^H = (\bar{\mathbf{C}}\bar{\mathbf{C}}^H)^{-1} \bar{\mathbf{C}}\mathbf{C}^H \quad (9)$$

为了获得精确的内插矩阵, 需要将观测区域进行细分, 使之满足 $\mathbf{B}^H \bar{\mathbf{C}} - \mathbf{C}$ 与 $\bar{\mathbf{C}}$ 二者之间的 Frobenius 范数之比足够小, 则可以接受这个内插矩阵 \mathbf{B} , 即

$$G(\varphi, \theta) = \frac{\|\mathbf{B}^H \bar{\mathbf{C}} - \mathbf{C}\|_F}{\|\bar{\mathbf{C}}\|_F} \quad (10)$$

从求解内插矩阵 \mathbf{B} 的过程可知, 该内插矩阵是在发射天线和接收天线的联合观测区域内获得, 因此在发射天线和接收天线的联合观测区域内可以获得良好的估计性能。而且不需要知道目标的初始发射角和接收角, 只需要知道 MIMO 雷达的发射阵列和接收阵列的结构, 就可以求解出内插矩阵。为了获得精确的内插矩阵, 需要很大的计算量, 在实际操作中可先离线计算内插矩阵并保存。通过内插矩阵的操作, 可以增加更多的虚拟阵元数目, 提高了 MIMO 雷达的自由度, 可以探测更多的目标, 提高了分辨率, 获得更高的估计精度。

2.2 角度联合估计

由式(2)和内插矩阵可知, 虚拟均匀线阵 MIMO 雷达的接收数据为

$$\bar{\mathbf{Z}}(k) = \mathbf{B}^H \mathbf{C}(\varphi, \theta) \boldsymbol{\eta}(k) + \mathbf{B}^H \mathbf{V}(k) \quad (11)$$

虚拟均匀线阵 MIMO 雷达的接收数据的协方差矩阵为

$$\mathbf{R} = E[\bar{\mathbf{Z}}(k)\bar{\mathbf{Z}}^H(k)] = \mathbf{B}^H \mathbf{C} \mathbf{R}_s \mathbf{C}^H \mathbf{B} + \sigma^2 \mathbf{B}^H \mathbf{B} = \bar{\mathbf{C}} \mathbf{R}_s \bar{\mathbf{C}}^H + \sigma^2 \mathbf{B}^H \mathbf{B} \quad (12)$$

式中, $\bar{\mathbf{C}}$ 为虚拟均匀线阵 MIMO 雷达的联合导向矩阵, $\mathbf{R}_s = E[\boldsymbol{\eta}(k)\boldsymbol{\eta}^H(k)]$ 。式中可知 $\mathbf{B}^H \mathbf{B} \neq \mathbf{I}$, 不满足高斯白噪声的性质, 因此需要对其协方差矩阵数据的噪声进行预白化处理, 这里采用预白化变换矩阵为

$$\mathbf{T} = (\mathbf{B}^H \mathbf{B})^{-1/2} \mathbf{B}^H \quad (13)$$

式中可知满足 $\mathbf{T}^H \mathbf{T} = \mathbf{I}$, 则白化处理后虚拟均匀阵列 MIMO 雷达的协方差矩阵为

$$\bar{\mathbf{R}} = \mathbf{T} \mathbf{C} \mathbf{R}_s \mathbf{C}^H \mathbf{T}^H + \sigma^2 \mathbf{T} \mathbf{T}^H = \mathbf{C}' \mathbf{R}_s \mathbf{C}'^H + \sigma^2 \mathbf{I} \quad (14)$$

式中, $\mathbf{C}' = (\mathbf{B}^H \mathbf{B})^{-1/2} \bar{\mathbf{C}} = \mathbf{D} \bar{\mathbf{C}}$, 且 $\sigma^2 \mathbf{I}$ 符合了高斯白噪声的特性。因此可以利用白化处理后的协方差矩阵数据进行目标的 DOA 和 DOD 联合估计, 但值得注意的是, 这里的联合导向矩阵不是虚拟均匀线阵 MIMO 雷达的导向矩阵 $\bar{\mathbf{C}}$, 而是经过白化处理后的联合导向矩阵 $\bar{\mathbf{D}}\bar{\mathbf{C}}$ 。

对经过白化处理后的协方差矩阵 $\bar{\mathbf{R}}$ 进行奇异值分解

$$\bar{\mathbf{R}} = [\mathbf{U}_s \quad \mathbf{U}_n] \begin{bmatrix} \boldsymbol{\Sigma} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} \end{bmatrix} \mathbf{V}^H \quad (15)$$

式中, \mathbf{U}_s 为非零特征值对应的左特征向量组成的 $M_1 N_1 \times p$ 信号子空间, \mathbf{U}_n 为零特征值对应的左特征向量组成的 $M_1 N_1 \times (M_1 N_1 - p)$ 噪声子空间; $\boldsymbol{\Sigma}$ 为非零特征值构成的 $p \times p$ 对角矩阵, \mathbf{V} 为所有特征值对应的右特征向量组成的 $M_1 N_1 \times M_1 N_1$ 矩阵。

信号子空间和导向矩阵存在以下关系

$$\mathbf{U}_s = \mathbf{C}' \mathbf{H} \quad (16)$$

式中, \mathbf{H} 为一个非奇异矩阵, 为了获得虚拟均匀线阵 MIMO 雷达的信号子空间且 $\mathbf{C}' = \mathbf{D}\bar{\mathbf{C}}$, 则对信号子空间进行以下操作

$$\mathbf{D}^{-1} \mathbf{U}_s = \bar{\mathbf{C}} \mathbf{H} \quad (17)$$

式中, $\bar{\mathbf{U}}_s = \mathbf{D}^{-1} \mathbf{U}_s$ 为虚拟均匀线阵 MIMO 雷达的信号子空间。

下面根据 ESPRIT 算法原理求解目标的相对于发射和接收阵列的方位角度。设 $\bar{\mathbf{C}}_1$ 和 $\bar{\mathbf{C}}_2$ 分别为 $\bar{\mathbf{C}}$ 的前 $M_1(N_1 - 1)$ 行和后 $M_1(N_1 - 1)$ 行构成的矩阵, 那么

$$\bar{\mathbf{C}}_2 = \bar{\mathbf{C}}_1 \boldsymbol{\Phi}_r \quad (18)$$

式中, $\boldsymbol{\Phi}_r = \text{diag} [e^{-j(2\pi/\lambda)d_r \sin \theta_1}, e^{-j(2\pi/\lambda)d_r \sin \theta_2}, \dots, e^{-j(2\pi/\lambda)d_r \sin \theta_p}]$ 。

设 $\bar{\mathbf{U}}_{s1}$ 和 $\bar{\mathbf{U}}_{s2}$ 分别为 $\bar{\mathbf{U}}_s$ 的前 $M_1(N_1 - 1)$ 行和后 $M_1(N_1 - 1)$ 行构成的矩阵, 那么对角矩阵的对角元素值为矩阵 $\boldsymbol{\Psi}_r = \mathbf{H}^{-1} \boldsymbol{\Phi}_r \mathbf{H}$ 的特征值, 其中 $\boldsymbol{\Psi}_r$ 满足

$$\bar{\mathbf{U}}_{s2} = \bar{\mathbf{U}}_{s1} \boldsymbol{\Psi}_r \quad (19)$$

对 $\boldsymbol{\Psi}_r$ 进行特征值分解, 则

$$\bar{\boldsymbol{\Phi}}_r = \mathbf{Q}^{-1} \boldsymbol{\Psi}_r \mathbf{Q} \quad (20)$$

式中, $\bar{\Phi}_r$ 为 Ψ_r 的特征值构成的对角矩阵, \mathbf{Q} 为 Ψ_r 的特征向量构成的矩阵。

对 $\bar{\mathbf{U}}_s$ 进行以下对调操作

$$\bar{\mathbf{U}}'_s = \mathbf{J}\bar{\mathbf{U}}_s \quad (21)$$

式中, \mathbf{J} 满足 $\bar{\mathbf{C}}' = \mathbf{J}\bar{\mathbf{C}}$, 其中 $\bar{\mathbf{C}}' = \bar{\mathbf{A}}(\theta_l) \odot \bar{\mathbf{A}}(\theta_r)$ 。

利用 \mathbf{Q} 和 $\bar{\mathbf{U}}'_s$ 可得

$$\hat{\mathbf{U}} = \bar{\mathbf{U}}'_s \mathbf{Q} \quad (22)$$

设 $\hat{\mathbf{U}}_1$ 和 $\hat{\mathbf{U}}_2$ 分别为 $\hat{\mathbf{U}}$ 的前 $(M_1 - 1)N_1$ 行和后 $(M_1 - 1)N_1$ 行构成的矩阵。则存在一个矩阵使得

$$\hat{\mathbf{U}}_2 = \hat{\mathbf{U}}_1 \bar{\Phi}_l \quad (23)$$

文献[11]中已经证明, $\bar{\Phi}_l$ 为对角矩阵且对角线上元素值和对角矩阵 $\Phi_l = \text{diag}[e^{-j(2\pi/\lambda)d_r \sin \varphi_1}, e^{-j(2\pi/\lambda)d_r \sin \varphi_2}, \dots, e^{-j(2\pi/\lambda)d_r \sin \varphi_p}]$ 的对角元素值相同, 但在矩阵的对角线上位置不同; $\bar{\Phi}_l$ 和 $\bar{\Phi}_r$ 同一个位置的对角元素反映的是同一个目标的 DOD 和 DOA 信息, 二维方位角参数自动配对。因此目标相对于发射和接收阵列的发射角度和接收角度分别为

$$\varphi_p = \arcsin(\angle(r_{rp}) \frac{-\lambda}{2\pi d_r}) \quad (24)$$

$$\theta_p = \arcsin(\angle(r_{rp}) \frac{-\lambda}{2\pi d_r}) \quad (25)$$

式中, $\angle(\cdot)$ 表示取相角, r_{rp} 和 r_{rp} 分别为对角矩阵 $\bar{\Phi}_l$ 和 $\bar{\Phi}_r$ 的第 p 个对角元素。得到目标相对于发射和接收阵列的发射角度和接收角度, 然后可以实现目标交叉定位。

3 定位目标数分析

在双基地均匀线性 MIMO 雷达中, 发射阵元数为 M , 接收阵元数为 N 。若在没有阵元损失的情况下, MIMO 雷达可以形成 MN 个虚拟阵元的线性阵列, 因此最大可定位目标数为 $MN - 1$ 。但在可以采用 ESPRIT 算法的情况下, 由于 ESPRIT 算法存在阵元损失, 其最大可定位的目标数为 $\min\{N(M - 1), M(N - 1)\}$ 。本文采用阵列内插技术的思想, 将非均匀线阵 MIMO 雷达的发射阵列和接收阵列均匀化, 获得发射阵元数 $M_1 > M$ 和接收阵元数 $N_1 > N$ 的虚拟均匀阵列 MIMO 雷达, 可以形成一个 $M_1 N_1$ 个虚拟阵元的线性阵列, 最大可定位的目标数为 $M_1 N_1 - 1$, 因此本文的最大可定位目标取决于通过内插矩阵处理后形成的虚拟阵列 MIMO 雷达的发射和接收数目和 ESPRIT 算法, 所以本文可以定位的最大目标数为 $\min\{M_1(N_1 - 1), N_1(M_1 - 1)\}$ 。

4 仿真结果及分析

仿真实验 1 非均匀阵列 MIMO 雷达的发射阵元数为 2, 接收阵元数为 3, 其中 $d_{a1} = \lambda, d_{r1} = \frac{\lambda}{2}, d_{r2} = \frac{3}{2}\lambda$, 发射阵列各阵元发射相互正交的 Glod 码调相信号。观测区域为发射角度 $\varphi \in [-10^\circ, 10^\circ]$ 和接收角度 $\theta \in [10^\circ, 30^\circ]$ 的联合区域。变换误差 $G(\varphi, \theta)$ 如式(10)定义, 搜索步长 $\Delta\varphi$ 和 $\Delta\theta$ 均为 0.001° 。从图 2 可知, 观测区域 $\Theta(\varphi, \theta) = (\varphi \in [-10^\circ,$

$10^\circ], \theta \in [10^\circ, 30^\circ])$ 的变换误差接近于零, 可以很好地在该区域将非均匀线阵 MIMO 雷达的联合导向矩阵转换成虚拟的均匀线阵 MIMO 雷达的联合导向矩阵。

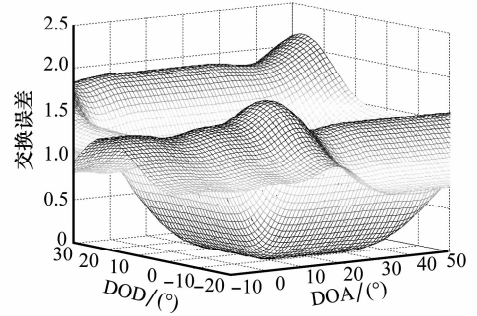


图 2 内嵌矩阵的变换误差

仿真实验 2 实验条件和实验 1 相同, 在观测区域内存在 4 个相互独立的目标, 各目标的位置分别为 $(\varphi_1, \theta_1) = (5^\circ, 15^\circ), (\varphi_2, \theta_2) = (10^\circ, 20^\circ), (\varphi_3, \theta_3) = (0^\circ, 25^\circ), (\varphi_4, \theta_4) = (-10^\circ, 30^\circ)$ 。4 个目标的信噪比均为 0 dB, 采样拍数为 200。在 ESPRIT 算法中, 最多可定位的目标为 $\min\{3 \times (2 - 1), 2 \times (3 - 1)\}$, 即最多只能定位 3 个目标, 已经无法识别出 4 个目标。图 3 为本文算法对 4 个目标进行 100 次蒙特卡罗实验的角度联合估计星座图。从图中可知, 本文算法有效地对观测区域内 4 个目标进行角度估计, 且和真实的角度符合。因此本文算法有效增加了虚拟阵元数目, 增加了 MIMO 雷达探测目标数。

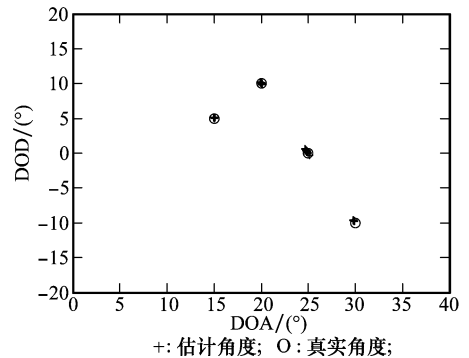


图 3 发射和接收角度联合估计星座图

仿真实验 3 为了能够和文献[10]的 ESPRIT 多项式求根法进行比较, 这里采用接收阵元偶数配置方式, 发射阵元数为 6, 接收阵元数为 8, 其中 $d_{a1} = d_{a4} = d_{a5} = \lambda, d_{a2} = d_{a3} = \lambda/2, d_{r1} = d_{r2} = d_{r3} = d_{r5} = \frac{\lambda}{2}, d_{r4} = d_{r6} = d_{r7} = \lambda$, 发射阵列各阵元发射相互正交的 Glod 码调相信号。观测区域为 $\Theta(\varphi, \theta) = (\varphi \in [-10^\circ, 10^\circ], \theta \in [10^\circ, 30^\circ])$, 在观测区域内存在 3 个相互独立目标, 各个目标的位置分别为 $(\varphi_1, \theta_1) = (-8^\circ, 28^\circ), (\varphi_2, \theta_2) = (0^\circ, 20^\circ), (\varphi_3, \theta_3) = (8^\circ, 12^\circ)$, 它们的信噪比均相等, 采样拍数为 200。仿真实验进行了 1 000 次蒙特卡罗实验, 信噪比从 -10 dB ~ 15 dB 变化, 间隔为 5 dB, 并给出了相应的克拉美罗界根 (root of Cramer-Rao

bound, RCRB) 理论曲线。目标方位角度的估计均方根误差定义为

$$\text{RMSE} = \sqrt{\frac{1}{L} \sum_{i=1}^L |\theta - \hat{\theta}|^2} \quad (26)$$

式中, L 为蒙特卡罗实验次数; θ 为角度的真实值; $\hat{\theta}$ 为角度的估计值。从图 4 和图 5 中可知, 无论是目标的 DOD 方位角还是 DOA 方位角, 估计的均方差根误差均比文献[10]中的 ESPRIT 多项式求根法要低, 且接近于 RCRB。由于本文算法有效的增加了虚拟阵元, 提高了 MIMO 雷达的分辨率, 因此本文估计精度更加精确, 且估计参数自动配对, 计算量小。

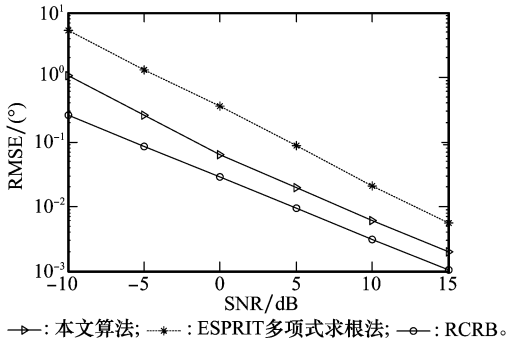


图 4 DOD 的均方根误差曲线

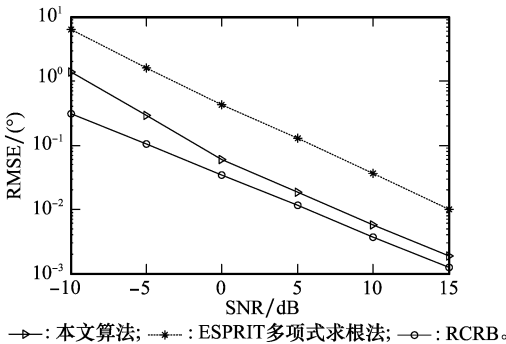


图 5 DOA 的均方根误差曲线

5 结束语

本文提出了一种非均匀阵列 MIMO 雷达的多目标定位方法。该方法克服了 ESPRIT 算法对阵元配置的要求, 根据发射和接收阵列的结构, 利用阵列内插的思想构造一个内插矩阵对非均匀线阵 MIMO 雷达进行处理, 满足虚拟均匀线阵 MIMO 雷达的特性, 然后得到虚拟 MIMO 雷达的信号子空间, 再利用 ESPRIT 算法对目标方位角度进行估计, 且二维的角度估计参数自动配对。理论分析和仿真结果表明, 该算法有效地增加虚拟阵元数目, 从而可以探测更多的目标, 同时提高了方位角度分辨率, 估计精度接近于克拉美罗界根, 并适用于任意阵元数目的情况, 实际应用范围更加广泛。

参考文献:

[1] Zhang J D, Wang H Q, Zhu X H. Adaptive waveform design for

separated transmit/receive ULA-MIMO radar[J]. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 2010, 58(9): 4936 - 4942.

- [2] 郑志东, 张剑云. MIMO 雷达波束方向图及其旁瓣抑制方法[J]. *系统工程与电子技术*, 2010, 32(2): 287 - 290. (Zheng Z D, Zhang J Y. Beam pattern and side-lobe suppression based on MIMO radar[J]. *Systems Engineering and Electronics*, 2010, 32(2): 287 - 290.)
- [3] Zhu Y T, Su Y, Yu W X. An ISAR imaging method based on MIMO technique[J]. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 2010, 48(8): 3290 - 3299.
- [4] Lv H, Feng D Z, Lin H W, et al. Tri-iterative least-square method for bearing estimation in MIMO radar[J]. *Signal Processing*, 2009, 89: 2686 - 2691.
- [5] Li J, Stoica P. MIMO radar with colocated antennas[J]. *IEEE Signal Processing Magazine*, 2007, 24(5): 206 - 114.
- [6] Bekkerman I, Tabrikian J. Target detection and localization using MIMO radars and sonars[J]. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 2006, 54(10): 3873 - 3883.
- [7] Haimovich A M, Blum R S, Leonard J, et al. MIMO radar with widely separated antennas[J]. *IEEE Signal Processing Magazine*, 2008, 25(1): 116 - 129.
- [8] Jin M, Liao G, Li J. Target localization for distributed multiple-input multiple-output radar and its performance analysis[J]. *IET Radar, Sonar and Navigation*, 2011, 5(1): 83 - 91.
- [9] Yan H, Li J, Liao G. Multitarget identification and localization using bistatic MIMO radar systems[J]. *EURASIP Journal on Advances in Signal Processing*, 2008, 8(2): 1 - 8.
- [10] Chen D F, Chen B X, Qin G D. Angle estimation using ESPRIT in MIMO radar[J]. *Electronics Letters*, 2008, 44(12): 770 - 771.
- [11] Chen J L, Gu H, Su W M. Angle estimation using ESPRIT without pairing in MIMO radar[J]. *Electronics Letters*, 2008, 44(24): 1422 - 1423.
- [12] 陈金立, 顾红, 苏卫明. 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 J L, Gu H, Su W M, A Method for Fast Multi-target localization in bistatic MIMO radar system[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2009, 31(7): 1664 - 1668.)
- [13] 邵慧, 田文涛, 张浩, 等. MIMO 雷达非均匀布阵的性能分析[J]. *雷达科学与技术*, 2008, 6(4): 247 - 250. (Shao H, Tian W T, Zhang H, et al. Performance analysis of nonuniform linear array of MIMO radar[J]. *Radar Science and Technology*, 2008, 6(4): 247 - 250.)
- [14] 郑志东, 张剑云, 熊蕾蕾. 双基地 MIMO 雷达的 DOD 和 DOA 联合估计[J]. *系统工程与电子技术*, 2010, 32(11): 2268 - 2272. (Zheng Z D, Zhang J Y, Xiong P L. Joint DOD and DOA estimation for bistatic MIMO radar[J]. *Systems Engineering and Electronics*, 2010, 32(11): 2268 - 2272.)
- [15] Gershman B A, Bohme F J. A note on most favorable array geometries for DOA estimation and array interpolation[J]. *IEEE Signal Processing Letters*, 1997, 4(8): 232 - 235.
- [16] Pesavento M, Gershman B A, Luo Z. Robust array interpolation using second-order cone programming[J]. *IEEE Signal Processing Letters*, 2002, 9(1): 8 - 11.