

双基地 MIMO 雷达相干分布式目标快速角度估计算法

郭艺夺^{*①②} 张永顺^{①②} 张林让^② 童宁宁^①

^①(空军工程大学导弹学院 三原 713800)

^②(西安电子科技大学雷达信号处理国家重点实验室 西安 710071)

摘要: 该文提出一种基于双基地 MIMO 雷达的相干分布式目标快速角度估计算法。建立了双基地 MIMO 雷达相干分布式目标信号模型; 然后, 基于该信号模型证明了相干分布式目标导向矢量具有 Hadamard 积旋转不变性; 最后, 利用该特性得到了对目标 2 维收发中心方位角的估计。分析表明: 该算法无需搜索, 参数配对简单, 能有效降低算法的计算量; 由于没有对相干分布式目标的角信号分布函数做固定的假设, 所以该算法适用于具有不同角信号分布函数或角信号分布函数未知的情况, 具有较强的稳健性。计算机仿真结果证明了该文算法的正确性和有效性。

关键词: 双基地 MIMO 雷达; 相干分布式目标; 角度估计; Hadamard 积旋转不变性

中图分类号: TN958

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2011)07-1684-05

DOI: 10.3724/SP.J.1146.2010.01255

Fast Angle Estimation Algorithm of Coherently Distributed Targets for Bistatic MIMO Radar

Guo Yi-duo^{①②} Zhang Yong-shun^{①②} Zhang Lin-rang^② Tong Ning-ning^①

^①(Missile Institute, Air Force Engineering University, Sanyuan 713800, China)

^②(National Lab. of Radar Signal Processing, Xidian University, Xi'an 710071, China)

Abstract: A fast angle estimation algorithm of coherently distributed targets based on bistatic MIMO radar is proposed. Firstly, the signal model of coherent distributed targets for bistatic MIMO radar is established. Then, Hadamard product rotational invariance property of the steering vectors of coherently distributed targets is proved based on the signal model. Finally, the estimations of the two-dimensional (2-D) transmit-receive central azimuths are obtained by using the property. Analyses indicate that the proposed algorithm need not search and can pair the parameters simply, which reduces the computational cost efficiently. Because the proposed algorithm does not assume the angular signal distribution functions of the targets, it can deal with different distributed targets with different angular signal distribution functions or unknown angular signal distribution functions, and it is robust. The correction and efficiency of the proposed method are verified with the computer simulation results.

Key words: Bistatic MIMO radar; Coherently distributed targets; Angle estimation; Hadamard product rotational invariance property

1 引言

MIMO(Multiple-Input Multiple-Output)雷达^[1,2]是近年来提出的一种新体制雷达, 它利用多个发射阵元同时发射不相关或相互正交的信号, 并在接收端通过匹配滤波器组分离出各个发射通道的信号, 从而可在一定程度上增大雷达的有效阵列孔径^[3,4]。因此, 与传统雷达相比, MIMO 雷达在目标探测、杂波抑制、抗干扰、低截获和目标参数估计精度具有明显的优势^[5-7]。因而, MIMO 雷达的概念和信号处理技术受到了越来越多的关注。

目标参数估计是雷达信号处理的一个重要内容, 现有的MIMO雷达目标参数估计方法都是针对点目标提出的^[8,9], 有关MIMO雷达分布式目标参数估计方面的研究还很少^[10]。然而, 在雷达实际工作环境中, 目标常常具有分布式特性。对于分布式目标, 如果仍采用基于点目标模型的参数估计方法, 其估计性能将会严重恶化甚至完全失效。根据目标内多径信号的相关或不相关情况, 分布式目标可分为相干分布式目标和非相关分布式目标, 本文考虑的是相干分布式目标的角度估计问题。在阵列信号处理领域, 国内外很多学者针对相干分布式目标提出了一些行之有效的方法。如文献[11]在对分布式目标进行详尽的分析后, 将信号子空间和噪声子空间

2010-11-15 收到, 2011-02-25 改回

国家自然科学基金(60601016, 60971111)资助课题

*通信作者: 郭艺夺 guoyiduo111@126.com

的概念推广到分布式目标,从而提出了MUSIC类的分布式目标参数估计方法—DSPE,但该算法需要进行2维谱峰搜索,计算量很大。文献[12]在信号源角分布函数具体的数学形式未知的情况下,基于角分布函数共轭对称性约束条件,提出了一种相干分布式目标1维波达方向搜索迭代估计方法。为了避免谱峰搜索及降低算法的复杂度,文献[13]在文献[11]建立的分布式目标模型的基础上,利用泰勒近似推导出旋转不变矩阵,提出了分布式目标的ESPRIT算法。文献[14]提出了一种2维波达方向分离估计算法,该算法无需任何谱峰搜索和特征值分解,降低了计算的复杂度,但该算法仅适用于高斯分布的相干分布式目标。文献[15]利用一种特殊的双L型阵列结构,提出了一种不需谱峰搜索的相干分布式源2维中心波达方向估计方法。

本文基于双基地 MIMO 雷达系统,提出一种不需搜索的快速相干分布式目标 2 维收发中心方位角联合估计方法。首先,建立了双基地 MIMO 雷达相干分布式目标的信号模型;然后,基于该模型将积分形式的相干分布式目标的导向矢量化简为点目标的导向矢量与实向量的 Hadamard 积,并推导证明了相干分布式目标的导向矢量具有 Hadamard 积旋转不变性;最后,利用该 Hadamard 积旋转不变性,分别得到了对目标 2 维收发中心方位角的估计。该算法无需谱峰搜索,参数配对简单,能有效降低计算量;适用于具有不同角信号分布函数或角信号分布函数未知的情况,具有很好的稳健性。

2 信号模型

图 1 为本文所采用的双基地 MIMO 雷达系统信号模型示意图,发射和接收阵列均采用均匀线阵(ULA),其中发射和接收阵元数分别为 M_t 和 M_r ,阵元间距分别为 d_t 和 d_r ,各发射阵元同时发射同频相互正交的信号。假设阵列远场同一距离单元内存在 N 个相干分布式目标,其角度参数为 $\eta_n = (\theta_n, \sigma_{\theta_n}, \phi_n, \sigma_{\phi_n})$, $n = 1, 2, \dots, N$,其中 θ_n 和 ϕ_n 分别为第 n 个相干分布式目标相对于发射阵列和接收阵列的中心方

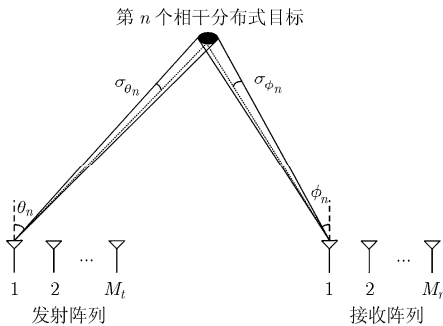


图1 双基地 MIMO 雷达系统信号模型示意图

位角, σ_{θ_n} 和 σ_{ϕ_n} 则分别对应的方位角扩展。

因此,接收阵列接收到第 q 个发射脉冲重复周期的回波信号为

$$\mathbf{X}_q(t) = \sum_{n=1}^N \alpha_{nq} \int_{-\pi/2}^{\pi/2} \int_{-\pi/2}^{\pi/2} \mathbf{a}_r(v) \mathbf{a}_t^T(\varsigma) \mathbf{S}_n(v, \varsigma, t; \eta_n) dv d\varsigma + \mathbf{W}(t), \quad q = 1, 2, \dots, Q \quad (1)$$

式中 $\mathbf{a}_r(v) = [1, \exp(-j\kappa_r \sin v), \dots, \exp(-j(M_r - 1)\kappa_r \sin v)]^T$, $\kappa_r = 2\pi d_r / \lambda$; $\mathbf{a}_t(\varsigma) = [1, \exp(-j\kappa_t \sin \varsigma), \dots, \exp(-j(M_t - 1)\kappa_t \sin \varsigma)]^T$, $\kappa_t = 2\pi d_t / \lambda$, λ 为载波波长; α_{nq} 为第 n 个目标在第 q 个发射脉冲重复周期的反射系数; $\mathbf{W}(t)$ 为阵列加性噪声,其满足 $\mathbf{W}(t) \sim N^c(0, \sigma_W^2 \mathbf{I}_{M_t})$; $\mathbf{S}_n(v, \varsigma, t; \eta_n)$ 为第 n 个分布式目标的角信号密度函数,对于相干式分布目标其满足^[13]:

$$\mathbf{S}_n(v, \varsigma, t; \eta_n) = \mathbf{S}(t) p_n(v, \varsigma; \eta_n) \quad (2)$$

式中 $\mathbf{S}(t) = [\mathbf{s}_1(t), \mathbf{s}_2(t), \dots, \mathbf{s}_{M_t}(t)]^T$ 为发射阵列在 t 时刻的发射信号矢量, $p_n(v, \varsigma; \eta_n)$ 为确定性角信号分布函数。以下为叙述方便,统一省略积分的上下限,将式(2)代入式(1)可得

$$\mathbf{X}_q(t) = \sum_{n=1}^N \alpha_{nq} \mathbf{a}(\eta_n) \mathbf{S}(t) + \mathbf{W}(t), \quad q = 1, 2, \dots, Q \quad (3)$$

式中 $\mathbf{a}(\eta_n) = \iint \mathbf{a}_r(v) \mathbf{a}_t^T(\varsigma) p_n(v, \varsigma; \eta_n) dv d\varsigma$ 。利用 M_t 个发射信号分别对接收阵元接收的第 q 个脉冲的回波信号进行匹配滤波,并将匹配后的接收信号写成矢量形式,可表示为

$$\mathbf{Y}_q = \sum_{n=1}^N \alpha_{nq} \mathbf{b}(\eta_n) + \tilde{\mathbf{w}}_q, \quad q = 1, 2, \dots, Q \quad (4)$$

式中 $\mathbf{b}(\eta_n) = \iint [\mathbf{a}_r(v) \otimes \mathbf{a}_t(\varsigma)] p_n(v, \varsigma; \eta_n) dv d\varsigma$, \otimes 表示 Kronecker 直积; $\tilde{\mathbf{w}}_q$ 为经过匹配滤波器后的噪声输出。

因此,将匹配滤波后得到的 Q 个矢量写成矩阵形式,可表示为

$$\mathbf{Y} = [\mathbf{Y}_1, \mathbf{Y}_2, \dots, \mathbf{Y}_Q] = \mathbf{B}(\eta) \mathbf{\Gamma} + \tilde{\mathbf{W}} \quad (5)$$

式中 $\mathbf{B}(\eta) = [\mathbf{b}(\eta_1), \mathbf{b}(\eta_2), \dots, \mathbf{b}(\eta_N)]$; $\tilde{\mathbf{W}} = [\tilde{\mathbf{w}}_1, \tilde{\mathbf{w}}_2, \dots, \tilde{\mathbf{w}}_Q]$, $\tilde{\mathbf{W}} \sim N^c(0, \sigma_{\tilde{\mathbf{W}}}^2 \mathbf{I}_{M_t \times M_r})$; $\mathbf{\Gamma}$ 为 $N \times Q$ 维的矩阵,其第 (n, q) 个元素为 α_{nq} 。

由式(5)可知匹配滤波后接收信号的协方差矩阵为

$$\mathbf{R} = E[\mathbf{Y}\mathbf{Y}^H] = \mathbf{B}E[\mathbf{\Gamma}\mathbf{\Gamma}^H]\mathbf{B}^H + \sigma_{\tilde{\mathbf{W}}}^2 \mathbf{I}_{M_t \times M_r} \quad (6)$$

对式(6)进行特征值分解可得信号子空间 \mathbf{U}_s 。

3 相干分布式目标快速角度估计算法

3.1 算法描述

对任意角度 v 和 ς , 有 $v = \phi + \tilde{\phi}$ 及 $\varsigma = \theta + \tilde{\theta}$, 其中 $\tilde{\phi}, \tilde{\theta}$ 分别为 v, ς 与中心方位角 ϕ 和 θ 的角偏

差。对于小的角度扩展, 根据 $\mathbf{a}_r(v)$ 及 $\mathbf{a}_t(\varsigma)$ 的表达式有

$$\mathbf{a}_r(v) \approx \mathbf{a}_r(\phi) \odot \tilde{\mathbf{a}}_r(\phi, \tilde{\phi}) \quad (7)$$

$$\mathbf{a}_t(\varsigma) \approx \mathbf{a}_t(\theta) \odot \tilde{\mathbf{a}}_t(\theta, \tilde{\theta}) \quad (8)$$

式中 $\tilde{\mathbf{a}}_r(\phi, \tilde{\phi}) = [1, \exp(-j\kappa_r \tilde{\phi} \cos \phi), \dots, \exp(-j(M_r - 1)\kappa_r \tilde{\phi} \cos \phi)]^T$, $\tilde{\mathbf{a}}_t(\theta, \tilde{\theta}) = [1, \exp(-j\kappa_t \tilde{\theta} \cos \theta), \dots, \exp(-j(M_t - 1)\kappa_t \tilde{\theta} \cos \theta)]^T$, \odot 表示矩阵的 Hadamard 积。式(7), 式(8)在推导过程中用到 $\sin \tilde{\phi} \approx \tilde{\phi}$, $\sin \tilde{\theta} \approx \tilde{\theta}$, $\cos \tilde{\phi} \approx 1$, $\cos \tilde{\theta} \approx 1$ 。

将式(7), 式(8)代入 $\mathbf{b}(\eta)$, $\eta = \eta_1, \eta_2, \dots, \eta_N$ 的表达式, 并利用 Hadamard 积和 Kronecker 直积的性质 $(\mathbf{A} \odot \mathbf{B}) \otimes (\mathbf{C} \odot \mathbf{D}) = (\mathbf{A} \otimes \mathbf{C}) \odot (\mathbf{B} \otimes \mathbf{D})$, $\mathbf{b}(\eta)$ 可进一步写成

$$\mathbf{b}(\eta) \approx [\mathbf{a}_r(\phi) \otimes \mathbf{a}_t(\theta)] \odot \mathbf{h} \quad (9)$$

式中 $\mathbf{h} = \iint [\tilde{\mathbf{a}}_r(\phi, \tilde{\phi}) \otimes \tilde{\mathbf{a}}_t(\theta, \tilde{\theta})] p(\tilde{\phi}, \tilde{\theta}; \eta) d\tilde{\phi} d\tilde{\theta}$ 。从式(9)可以看出: 对双基地 MIMO 雷达来说, 相干分布式目标的导向矢量可以简化为点目标的导向矢量与向量 \mathbf{h} 的 Hadamard 积。由于确定性角信号分布函数 $p(v, \varsigma; \eta)$ 为对称分布。因此, \mathbf{h} 为与确定性角信号分布函数有关的实向量^[14]。

记 $\mathbf{b}_{r1}(\eta) = [\mathbf{a}_{r1}(\phi) \otimes \mathbf{a}_t(\theta)] \odot \mathbf{h}_{r1}$, $\mathbf{b}_{r2}(\eta) = [\mathbf{a}_{r2}(\phi) \otimes \mathbf{a}_t(\theta)] \odot \mathbf{h}_{r2}$, $\mathbf{h}_{r1} = \iint [\tilde{\mathbf{a}}_{r1}(\phi, \tilde{\phi}) \otimes \tilde{\mathbf{a}}_t(\theta, \tilde{\theta})] p(\tilde{\phi}, \tilde{\theta}; \eta) \cdot d\tilde{\phi} d\tilde{\theta}$, $\mathbf{h}_{r2} = \iint [\tilde{\mathbf{a}}_{r2}(\phi, \tilde{\phi}) \otimes \tilde{\mathbf{a}}_t(\theta, \tilde{\theta})] p(\tilde{\phi}, \tilde{\theta}; \eta) \cdot d\tilde{\phi} d\tilde{\theta}$, 其中 $\mathbf{a}_{r1}(\phi)$ 和 $\mathbf{a}_{r2}(\phi)$ 及 $\tilde{\mathbf{a}}_{r1}(\phi, \tilde{\phi})$ 和 $\tilde{\mathbf{a}}_{r2}(\phi, \tilde{\phi})$ 分别为 $\mathbf{a}_r(\phi)$ 和 $\tilde{\mathbf{a}}_r(\phi, \tilde{\phi})$ 的前 $M_r - 1$ 行和后 $M_r - 1$ 行。则可以证明 $\mathbf{b}_{r1}(\eta)$ 和 $\mathbf{b}_{r2}(\eta)$ 满足如下 Hadamard 积旋转不变性(证明略):

$$\mathbf{b}_{r1}(\eta) \odot \mathbf{b}_{r2}^*(\eta) = \exp(j2\kappa_r \sin \phi) [\mathbf{b}_{r1}^*(\eta) \odot \mathbf{b}_{r2}(\eta)] \quad (10)$$

令 \mathbf{U}_{r1} 和 \mathbf{U}_{r2} 的构造方式与 $\mathbf{b}_{r1}(\eta)$ 与 $\mathbf{b}_{r2}(\eta)$ 相同, 即分别取 \mathbf{U}_s 的前 $M_t(M_r - 1)$ 行和后 $M_t(M_r - 1)$ 行。根据信号子空间理论, $\mathbf{b}_{r1}(\eta_n)$ 和 $\mathbf{b}_{r2}(\eta_n)$ ($n = 1, 2, \dots, N$) 分别满足:

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{b}_{r1}(\eta_n) &= \mathbf{U}_{r1} \mathbf{g}_n \\ \mathbf{b}_{r2}(\eta_n) &= \mathbf{U}_{r2} \mathbf{g}_n \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

式中 \mathbf{g}_n 为 $N \times 1$ 的矢量。因此, 式(10)左右两边对应元素满足如下关系式:

$$\begin{aligned} \mathbf{U}_{r1}(k, :) \mathbf{g}_n \mathbf{g}_n^H \mathbf{U}_{r2}^H(k, :) &= \exp(j2\kappa_r \sin \phi_n) \mathbf{U}_{r2}(k, :) \\ &\cdot \mathbf{g}_n \mathbf{g}_n^H \mathbf{U}_{r1}^H(k, :), \quad k = 1, 2, \dots, M_t(M_r - 1) \end{aligned} \quad (12)$$

其中 $\mathbf{U}_{r1}(k, :)$ 和 $\mathbf{U}_{r2}(k, :)$ 分别表示 \mathbf{U}_{r1} 和 \mathbf{U}_{r2} 的第 k 行。利用矩阵向量化的性质 $\text{vec}(\mathbf{ABC}) = (\mathbf{C}^T \otimes \mathbf{A}) \cdot \text{vec}(\mathbf{B})$, 并将上式写成矢量形式可得式(10)的等价表示式:

$$\mathbf{P}_{r1} \boldsymbol{\gamma}_n = \exp(j2\kappa_r \sin \phi_n) \mathbf{P}_{r2} \boldsymbol{\gamma}_n, \quad n = 1, 2, \dots, N \quad (13)$$

式中

$$\mathbf{P}_{r1} = \begin{bmatrix} \mathbf{U}_{r2}^*(1, :) \otimes \mathbf{U}_{r1}(1, :) \\ \mathbf{U}_{r2}^*(2, :) \otimes \mathbf{U}_{r1}(2, :) \\ \vdots \\ \mathbf{U}_{r2}^*(M_t(M_r - 1), :) \otimes \mathbf{U}_{r1}(M_t(M_r - 1), :) \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{P}_{r2} = \begin{bmatrix} \mathbf{U}_{r1}^*(1, :) \otimes \mathbf{U}_{r2}(1, :) \\ \mathbf{U}_{r1}^*(2, :) \otimes \mathbf{U}_{r2}(2, :) \\ \vdots \\ \mathbf{U}_{r1}^*(M_t(M_r - 1), :) \otimes \mathbf{U}_{r2}(M_t(M_r - 1), :) \end{bmatrix}$$

$\boldsymbol{\gamma}_n = \text{vec}(\mathbf{g}_n \mathbf{g}_n^H)$ 。从式(13)可以看出: $\{\exp(j2\kappa_r \sin \phi_n), \boldsymbol{\gamma}_n\}$, $n = 1, 2, \dots, N$ 为矩阵束 $(\mathbf{P}_{r2}^H \mathbf{P}_{r1}, \mathbf{P}_{r2}^H \mathbf{P}_{r2})$ 的广义特征对。因此, 对矩阵束 $(\mathbf{P}_{r2}^H \mathbf{P}_{r1}, \mathbf{P}_{r2}^H \mathbf{P}_{r2})$ 进行广义特征值分解, 选取 N 个模接近 1 的广义特征值 $\hat{\lambda}_{r1}, \hat{\lambda}_{r2}, \dots, \hat{\lambda}_{rN}$ 及其对应的广义特征矢量 $\hat{\boldsymbol{\gamma}}_1, \hat{\boldsymbol{\gamma}}_2, \dots, \hat{\boldsymbol{\gamma}}_N$, 从而可得对相干分布式目标相对于接收阵列的中心方位角, 即

$$\hat{\phi}_n = \arcsin[\text{angle}(\hat{\lambda}_{rn})/2\kappa_r], \quad n = 1, 2, \dots, N \quad (14)$$

式中 \arcsin 表示反正弦函数, angle 表示取相角。

同理, 可证明:

$$\mathbf{b}_{t1}(\eta) \odot \mathbf{b}_{t2}^*(\eta) = \exp(j2\kappa_t \sin \theta) [\mathbf{b}_{t1}^*(\eta) \odot \mathbf{b}_{t2}(\eta)] \quad (15)$$

式中 $\mathbf{b}_{t1}(\eta) = [\mathbf{a}_r(\phi) \otimes \mathbf{a}_{t1}(\theta)] \odot \mathbf{h}_{t1}$, $\mathbf{b}_{t2}(\eta) = [\mathbf{a}_r(\phi) \otimes \mathbf{a}_{t2}(\theta)] \odot \mathbf{h}_{t2}$, $\mathbf{h}_{t1} = \iint [\tilde{\mathbf{a}}_r(\phi, \tilde{\phi}) \otimes \tilde{\mathbf{a}}_{t1}(\theta, \tilde{\theta})] p(\tilde{\phi}, \tilde{\theta}; \eta) \cdot d\tilde{\phi} d\tilde{\theta}$, $\mathbf{h}_{t2} = \iint [\tilde{\mathbf{a}}_r(\phi, \tilde{\phi}) \otimes \tilde{\mathbf{a}}_{t2}(\theta, \tilde{\theta})] p(\tilde{\phi}, \tilde{\theta}; \eta) \cdot d\tilde{\phi} d\tilde{\theta}$, 其中 $\mathbf{a}_{t1}(\theta)$ 和 $\mathbf{a}_{t2}(\theta)$ 及 $\tilde{\mathbf{a}}_{t1}(\theta, \tilde{\theta})$ 和 $\tilde{\mathbf{a}}_{t2}(\theta, \tilde{\theta})$ 分别为 $\mathbf{a}_t(\theta)$ 和 $\tilde{\mathbf{a}}_t(\theta, \tilde{\theta})$ 的前 $M_t - 1$ 行和后 $M_t - 1$ 行。

令 \mathbf{U}_{t1} 和 \mathbf{U}_{t2} 的构造方式与 $\mathbf{b}_{t1}(\eta)$ 与 $\mathbf{b}_{t2}(\eta)$ 相同, 所以 $\mathbf{b}_{t1}(\eta_n)$ 和 $\mathbf{b}_{t2}(\eta_n)$ ($n = 1, 2, \dots, N$) 分别满足:

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{b}_{t1}(\eta_n) &= \mathbf{U}_{t1} \mathbf{g}_n \\ \mathbf{b}_{t2}(\eta_n) &= \mathbf{U}_{t2} \mathbf{g}_n \end{aligned} \right\} \quad (16)$$

与式(12), 式(13)类似, 可得式(15)的等价表示式:

$$\mathbf{P}_{t1} \boldsymbol{\gamma}_n = \exp(j2\kappa_t \sin \theta_n) \mathbf{P}_{t2} \boldsymbol{\gamma}_n, \quad n = 1, 2, \dots, N \quad (17)$$

式中

$$\mathbf{P}_{t1} = \begin{bmatrix} \mathbf{U}_{t2}^*(1, :) \otimes \mathbf{U}_{t1}(1, :) \\ \mathbf{U}_{t2}^*(2, :) \otimes \mathbf{U}_{t1}(2, :) \\ \vdots \\ \mathbf{U}_{t2}^*(M_r(M_t - 1), :) \otimes \mathbf{U}_{t1}(M_r(M_t - 1), :) \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{P}_{t2} = \begin{bmatrix} \mathbf{U}_{t1}^*(1, :) \otimes \mathbf{U}_{t2}(1, :) \\ \mathbf{U}_{t1}^*(2, :) \otimes \mathbf{U}_{t2}(2, :) \\ \vdots \\ \mathbf{U}_{t1}^*(M_r(M_t - 1), :) \otimes \mathbf{U}_{t2}(M_r(M_t - 1), :) \end{bmatrix}$$

式(17)表明: $\{\exp(j2\kappa_i \sin \theta_n), \gamma_n\}, n = 1, 2, \dots, N$ 为矩阵束 $(\mathbf{P}_{t2}^H \mathbf{P}_{t1}, \mathbf{P}_{t2}^H \mathbf{P}_{t2})$ 的广义特征对。对矩阵束 $(\mathbf{P}_{t2}^H \mathbf{P}_{t1}, \mathbf{P}_{t2}^H \mathbf{P}_{t2})$ 进行广义特征值分解, 选取 N 个模接近 1 的广义特征值 $\hat{\lambda}_{t1}, \hat{\lambda}_{t2}, \dots, \hat{\lambda}_{tN}$ 及其对应的广义特征矢量 $\hat{\gamma}_1, \hat{\gamma}_2, \dots, \hat{\gamma}_N$, 从而可得对相干分布式目标相对于发射阵列的中心方位角, 即

$$\hat{\theta}_n = \arcsin[\text{angle}(\hat{\lambda}_{tn})/2\kappa_t], n = 1, 2, \dots, N \quad (18)$$

对比式(13)和式(17)可以看出: 对同一相干分布式目标, 矩阵束 $(\mathbf{P}_{r2}^H \mathbf{P}_{r1}, \mathbf{P}_{r2}^H \mathbf{P}_{r2})$ 和矩阵束 $(\mathbf{P}_{t2}^H \mathbf{P}_{t1}, \mathbf{P}_{t2}^H \mathbf{P}_{t2})$ 有相同的广义特征矢量 $\hat{\gamma}_1, \hat{\gamma}_2, \dots, \hat{\gamma}_N$, 因此, 可利用该特点实现对 2 维收发中心方位角 $(\hat{\theta}_n, \hat{\phi}_n)$ 的正确配对。

3.2 算法的基本步骤

根据以上分析过程, 将所提的双基地 MIMO 雷达相干分布式目标快速角度估计算法步骤总结如下:

(1)根据式(5)构造 Q 个脉冲回波信号经过匹配滤波后得到的矩阵 \mathbf{Y} , 并计算其协方差矩阵 \mathbf{R} ;

(2)对 \mathbf{R} 进行特征值分解得到信号子空间 \mathbf{U}_s , 并由 \mathbf{U}_s 构造 \mathbf{U}_{r1} 和 \mathbf{U}_{r2} 及 \mathbf{U}_{t1} 和 \mathbf{U}_{t2} ;

(3)由 \mathbf{U}_{r1} 和 \mathbf{U}_{r2} 及 \mathbf{U}_{t1} 和 \mathbf{U}_{t2} 来构造 \mathbf{P}_{r1} 和 \mathbf{P}_{r2} 及 \mathbf{P}_{t1} 和 \mathbf{P}_{t2} ;

(4)分别对矩阵束 $(\mathbf{P}_{r2}^H \mathbf{P}_{r1}, \mathbf{P}_{r2}^H \mathbf{P}_{r2})$ 和矩阵束 $(\mathbf{P}_{t2}^H \mathbf{P}_{t1}, \mathbf{P}_{t2}^H \mathbf{P}_{t2})$ 进行广义特征值分解, 由 N 个模接近 1 的特征值得到 $\hat{\phi}_n$ 和 $\hat{\theta}_n$ 的估计值, 并利用得到的特征矢量对 $\hat{\phi}_n$ 和 $\hat{\theta}_n$ 进行配对。

4 计算机仿真结果

为验证本文所提算法的有效性, 本文做如下计算机仿真。仿真过程中, 取 $M_t = 6, M_r = 8, Q = 128$ 。为避免角度估计模糊, 令 $d_t = d_r = \lambda/4$ 。第 n 个相干分布式目标的 2 维中心方位角联合估计的均方根误差(RMSE)定义为

$$\text{RMSE}_n = \sqrt{E[(\hat{\theta}_n - \theta_n)^2 + (\hat{\phi}_n - \phi_n)^2]}.$$

仿真 1 相干分布式目标具有相同角分布函数

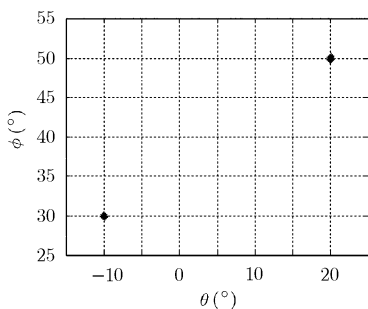


图 2 本文算法的估计结果

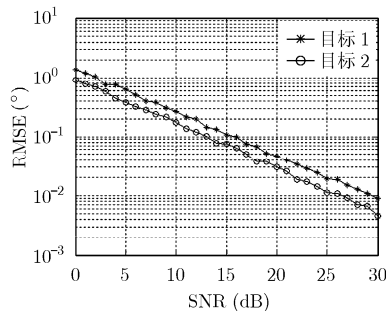


图 3 二维中心方位角的 RMSE 随 SNR 变化曲线

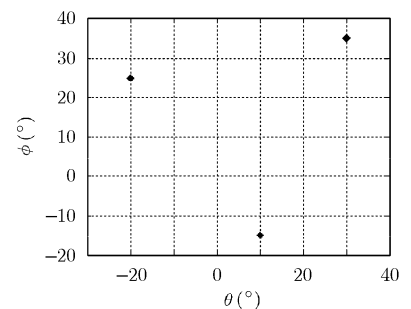


图 4 本文算法的估计结果

的情况

假设空间中同一距离单元内存在 2 个相干分布式目标, 其角信号分布函数均为高斯分布, 目标角度参数为 $\eta_1 = (20^\circ, 3^\circ, 50^\circ, 4^\circ)$, $\eta_2 = (-10^\circ, 2^\circ, 30^\circ, 1^\circ)$ 。图 2 给出了信噪比 SNR 为 10 dB 时本文算法进行 50 次 Monte-Carlo 实验的估计结果。图 3 给出了 500 次 Monte-Carlo 实验下, 本文算法对两个相干分布式目标 2 维中心方位角估计的 RMSE 随 SNR 变化的曲线。

仿真 2 相干分布式目标具有不同角分布函数的情况

假设空间中同一距离单元内存在 3 个相干分布式目标, 其角度参数为 $\eta_1 = (30^\circ, 5^\circ, 35^\circ, 4^\circ)$, $\eta_2 = (10^\circ, 2^\circ, -15^\circ, 4^\circ)$, $\eta_3 = (-20^\circ, 1^\circ, 25^\circ, 2^\circ)$, 第 1 个目标角信号分布函数服从高斯分布, 第 2, 第 3 个目标角信号分布函数服从均匀分布。图 4 给出了信噪比 SNR 为 15 dB 时本文算法进行 50 次 Monte-Carlo 实验的估计结果。图 5 给出了 500 次 Monte-Carlo 实验下, 本文算法对两个相干分布式目标 2 维中心方位角估计的 RMSE 随 SNR 变化的曲线。

从仿真 1, 仿真 2 的结果可以看出: 本文所提算法无论相干分布式目标的角信号分布函数服从哪种分布, 均可以较高精度估计出目标的 2 维中心方位角。因此, 本文算法适用于具有不同角信号分布函数或角信号分布函数未知的情况, 具有很好的稳健性。

5 结论

在证明了基于双基地 MIMO 雷达的相干分布式目标的导向矢量具有 Hadamard 积旋转不变性的基础上, 提出了一种快速的相干分布式目标 2 维收发中心方位角估计算法。该算法无需谱峰搜索, 参数配对简单, 有效降低了计算量; 由于没有限定相干分布式目标的角信号分布函数, 所以该算法适用于具有不同角信号分布函数或角信号分布函数未知的情况, 具有较强的稳健性。

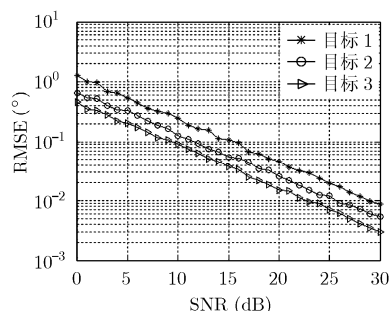


图 5 二维中心方位角的 RMSE 随 SNR 变化曲线

参 考 文 献

- [1] Fishler E, Haimovich A, and Blum R S, *et al.* MIMO radar: an idea whose time has come [C]. Proceedings of the IEEE Conference on Radar, Philadelphia, Pennsylvania, USA: IEEE Press, 2004: 71–78.
- [2] 何子述, 韩春林, 刘波. MIMO 雷达概念及其技术特点分析[J]. 电子学报, 2005, 33(12A): 143–147.
He Zi-shu, Han Chun-lin, and Liu Bo. MIMO radar and its technical characteristic analyses [J]. *Acta Electronica Sinica*, 2005, 33(12A): 143–147.
- [3] Bliss D W and Forsythe K W. Multiple-Input Multiple-Output (MIMO) radar and imaging: degrees of freedom and resolution[C]. Proceedings 37th IEEE Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers, Pacific Grove, CA., 2003, Vol.1: 54–59.
- [4] 张娟, 张林让, 刘楠. 阵元利用率最高的 MIMO 雷达阵列结构优化算法[J]. 西安电子科技大学学报(自然科学版), 2010, 37(1): 86–90.
Zhang Juan, Zhang Lin-rang, and Liu Nan. Array optimization algorithm for MIMO radar with a maximum physical sensors efficiency [J]. *Journal of Xidian University*, 2010, 37(1): 86–90.
- [5] Stoica P, Li J, and Xie Y. On probing signal design for MIMO radar [J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2007, 55(8): 4151–4161.
- [6] Xu L and Li J. Iterative generalized-likelihood ratio test for MIMO radar [J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2007, 55(6): 2375–2385.
- [7] Lehmann N H, Pishler E, and Haimovich A M, *et al.* Evaluation of transmit diversity in MIMO radar direction finding[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2007, 55(5): 2215–2225.
- [8] 谢荣, 刘铮, 刘韵佛. 基于 L 型阵列 MIMO 雷达的多目标分辨和定位[J]. 系统工程与电子技术, 2010, 32(1): 49–52.
Xie Rong, Liu Zheng, and Liu Yun-fo. Multi-target identification and localization in MIMO radar with L-shape arrays [J]. *Systems Engineering and Electronics*, 2010, 32(1): 49–52.
- [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. Angle estimation algorithm for bistatic MIMO radar based on MUSIC and ESPRIT [J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2010, 32(9): 2179–2183.
- [10] 江胜利, 刘中, 邓海. 基于 MIMO 雷达的相干分布式目标参数估计 Cramer-Rao 下界[J]. 电子学报, 2009, 37(1): 101–107.
Jiang Sheng-li, Liu Zhong, and Deng Hai. Cramer-Rao bounds for estimating parameters of coherently distributed targets using MIMO Radars [J]. *Acta Electronica Sinica*, 2009, 37(1): 101–107.
- [11] Valaee S, Champagne B, and Kabal P. Parametric localization of distributed sources[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 1995, 43(9): 2144–2153.
- [12] 万群, 杨万麟. 相干分布式目标一维波达方向搜索迭代估计方法[J]. 电子科技大学学报, 2000, 29(6): 583–586.
Wan Qun and Yang Wan-lin. An iterative approach for DOA estimation of correlated distributed sources based on 1-dimensional DOA search [J]. *Journal of UEST of China*, 2000, 29(6): 583–586.
- [13] Shahbazpanahi S, Valaee S, and Bastani M H. Distributed source localization using ESPRIT algorithm[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2001, 49(10): 2169–2178.
- [14] 韩英华, 汪晋宽, 宋昕. 相干分布式信源二维波达方向估计算法[J]. 电子与信息学报, 2009, 31(2): 323–326.
Han Ying-hua, Wang Jin-kuan, and Song Xin. 2D DOA estimation algorithm for coherently distributed source [J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2009, 31(2): 323–326.
- [15] 郑植, 李广军, 滕云龙. 低复杂度相干分布源二维 DOA 解耦估计方法[J]. 电波科学学报, 2010, 25(3): 527–533.
Zheng Zhi, Li Guang-jun, and Teng Yun-long. Low complexity decoupled estimation method for 2D DOA of coherently distributed sources [J]. *Chinese Journal of Radio Science*, 2010, 25(3): 527–533.

郭艺夺: 男, 1982 年生, 博士生, 研究方向为 MIMO 雷达信号处理、阵列信号处理。

张永顺: 男, 1961 年生, 教授, 研究方向为双基地雷达、阵列信号处理、雷达电子对抗。

张林让: 男, 1964 年生, 教授, 研究方向为阵列信号处理、雷达信号处理。

童宁宁: 女, 1963 年生, 教授, 研究方向为阵列信号处理、雷达信号处理。