

双基地 MIMO 雷达二维方位角及多普勒频率联合估计

郭艺夺, 张永顺, 童宁宁, 沈 堤

(空军工程大学导弹学院, 陕西 三原 713800)

摘要: 提出了一种新的双基地多输入多输出(multiple-input multiple-output, MIMO)雷达二维方位角及多普勒频率联合估计算法。该算法基于 m-Capon 方法将目标波离方向(direction of departure, DOD)与波达方向(direction of arrival, DOA)相“去耦”, 得出对目标 DOD 和 DOA 的估计; 然后, 在对目标二维方位角的估计的基础上, 算法可进一步估计出目标的多普勒频率。因此, 其估计出的目标二维方位角与多普勒频率可自动配对。该算法无需预判目标数及对数据协方差矩阵特征值分解, 且对目标二维方位角与多普勒频率的联合估计不涉及高维的非线性优化搜索, 具有较小的计算量。此外, 该算法可适用于发射和接收阵列为任意阵列结构的双基地 MIMO 雷达系统。计算机仿真结果证明了本文方法的正确性和可行性。

关键词: 双基地多输入多输出雷达; 波离方向; 波达方向; 多普勒频率; m-Capon 方法

中图分类号: TN 957

文献标志码: A

DOI: 10.3969/j.issn.1001-506X.2011.11.09

Joint estimation of 2-D azimuth and Doppler frequency for bistatic MIMO radar

GUO Yi-duo, ZHANG Yong-shun, TONG Ning-ning, SHEN Di

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

Abstract: A novel joint estimation algorithm of 2-D azimuth and Doppler frequency for bistatic multiple-input multiple-output (MIMO) radar is proposed. The proposed algorithm can “decouple” the direction of departure (DOD) and direction of arrival (DOA) based on the m-Capon method, and then Doppler frequency can be estimated accurately through the estimation of DOD and DOA, so the estimated DODs, DOAs and Doppler frequencies can be automatically paired. The proposed algorithm skips targets number estimation and the eigen value decomposition (EVD) of data covariance matrix estimation, and the joint estimation of 2-D azimuth and Doppler frequency only needs a one-dimensional search, with no high-dimensional nonlinear search, therefore, it can reduce the computational complexity. Furthermore, the proposed algorithm is suitable for bistatic MIMO radar with arbitrary transmitted and received geometrical configuration. The correction and efficiency of the proposed method are verified by the computer simulation results.

Keywords: bistatic multiple-input multiple-output radar; direction of departure (DOD); direction of arrival (DOA); Doppler frequency; m-Capon method

0 引言

多输入多输出(multiple-input multiple-output, MIMO)雷达^[1-2]是近几年来提出的一种新体制雷达, 其利用多个发射天线同时发射多个不相关或正交的信号, 然后在接收端通过匹配滤波器组分离出各个发射信号。按照发射和接收天线配置方式的不同, MIMO 雷达可分为两大类: 第一类称为相干 MIMO 雷达^[3-4], 主要包括单基地和双基地 MIMO 雷达, 其特点是阵元间距小, 可以利用波形分集和多通道相干处理来增加系统的自由度^[3], 提高角度分辨率和参数的

估计性能^[4-7]; 第二类称为统计 MIMO 雷达^[1,8], 其特点是阵元间距足够大, 每一对收发阵元组合都可看成一组双基地雷达, 可以利用目标回波在空间衰落不同, 使目标的雷达散射截面积(radar cross section, RCS)基本保持不变, 获得空间分集增益, 从而提高闪烁目标的检测性能^[8]。

目标参数估计是雷达信号处理的一个重要内容, 本文主要研究基于第一类双基地 MIMO 雷达的目标二维方位角和多普勒频率的联合估计算法。目前, 针对双基地 MIMO 雷达的目标参数估计问题, 国内外学者进行了大量的研究^[9-15]。文献[9]采用旋转不变子空间(estimation of signal parameters via rotational invariance, ESPRIT)方法

收稿日期: 2010-12-20; 修回日期: 2011-04-30。

基金项目: 国家自然科学基金(60601016)资助课题

作者简介: 郭艺夺(1982-), 男, 博士研究生, 主要研究方向为 MIMO 雷达信号处理。E-mail: guoyiduol11@126.com

把双基地 MIMO 雷达的二维方位角参数同时估计问题转化为两个一维方位角参数估计问题,不需要二维谱峰搜索,具有较小的运算量,但其需要一个额外的二维方位角参数配对过程;文献[10]中利用 MIMO 雷达匹配滤波后得到的虚拟子阵列,采用 ESPRIT 方法获得了目标波达方向(direction of arrival, DOA)和波离方向(direction of departure, DOD)的闭式解,并可实现参数的自动配对;文献[11]提出了一种基于传播算子的快速测向交叉多目标定位方法,根据矩阵的初等变换以及矩阵、矩阵特征值和特征值对应的特征向量三者之间的关系,使所估计的两维方位角参数能够自动配对;文献[12]提出了一种适于相干多目标 DOA 和 DOD 联合估计的算法,该算法无需二维谱峰搜索,且估计出的参数可自动配对;文献[13]提出了一种多目标定位的方法,该方法首先通过 ESPRIT 算法来估计目标的 DOA,然后基于信号子空间通过一个一维角度搜索来得到目标的 DOD,从而使得所得的参数可自动配对;文献[14]基于 ESPRIT 算法实现了对目标发射角、接收角和多普勒频率的联合估计,然而该算法仅适用于发射和接收阵列均为均匀线阵的双基地 MIMO 雷达系统;文献[15]提出了一种用于目标定位和多普勒频率估计的多阶段分解算法,但其求解过程极其复杂,实际中较难实现。可以看出:上述算法都是基于对目标数的精确估计展开的,且需要对估计的数据协方差矩阵进行一次或多次特征值分解,实际中当虚拟阵元数较大时,其计算的复杂度是非常大的。

针对上述问题,本文提出了一种无需预判目标数及数据协方差矩阵特征值分解的目标二维方位角和多普勒频率联合估计的算法。该算法首先基于 m-Capon 方法将目标 DOD 和 DOA 相“去耦”,估计出了目标的 DOD 和 DOA;然后,在对目标二维方位角估计的基础上,算法可进一步估计出相应的多普勒频率。所提算法对目标二维方位角与多普勒频率的联合估计不涉及高维的非线性优化搜索,只需一维谱峰搜索,具有较小的运算量。此外,该算法可适用于发射和接收阵列为任意阵列结构的双基地 MIMO 雷达系统。

1 双基地 MIMO 雷达信号模型

考虑一发射阵列和接收阵列为任意阵列结构的双基地 MIMO 雷达系统,其中发射阵元数为 M_t ,各发射阵元同时发射同频相互正交码长为 L 的相位编码信号;接收阵元数为 M_r 。设发射阵和接收阵之间的基线距离为 D ,满足 $D \gg \lambda$,并假设在雷达系统的远场同一距离单元内存在 N 个目标,其相对于发射及接收阵列的二维方位角为 (θ_n, ϕ_n) ($n=1, 2, \dots, N$)。若将接收阵列在第 q ($q=1, 2, \dots, Q, Q > N$) 个重复周期内的输出信号分别与 M_t 个发射信号相关(设相关长度为 L),那么相关接收机组的输出可表示为^[14]

$$\boldsymbol{\eta}_q = \mathbf{K}(\boldsymbol{\theta}, \boldsymbol{\phi}) \mathbf{h}_q + \mathbf{v}_q, \quad q = 1, 2, \dots, Q \quad (1)$$

式中, $\mathbf{K}(\boldsymbol{\theta}, \boldsymbol{\phi}) = [\mathbf{k}(\theta_1, \phi_1), \dots, \mathbf{k}(\theta_N, \phi_N)]$, 其中 $\mathbf{k}(\theta_n, \phi_n) = \mathbf{a}_r(\phi_n) \otimes \mathbf{a}_t(\theta_n)$, $\mathbf{a}_r(\phi_n)$ 为接收阵列的对应于第 n 个目标的导向矢量; $\mathbf{a}_t(\theta_n)$ 为发射阵列对应于第 n 个目标的导向矢量; \otimes 表示 Kronecker 乘积。

$$\mathbf{h}_q = [h_{q1}, h_{q2}, \dots, h_{qN}]^T, \quad h_{qn} = \alpha_n e^{j2\pi f_{dn} q / f_s}$$

式中, α_n 和 f_{dn} 分别表示第 n 个目标的 RCS 和多普勒频率;

f_s 为脉冲重复频率;上标 T 表示矩阵的转置; \mathbf{v}_q 为 $M_r M_r \times 1$ 噪声矢量, $\mathbf{v}_q \sim N^c(0, \sigma_v^2 \mathbf{I}_{M_r M_r})$ 。

由式(1),则前 $Q-1$ 个重复周期及后 $Q-1$ 个重复周期相关接收机组的输出为

$$\mathbf{Y}_1 = [\boldsymbol{\eta}_1, \boldsymbol{\eta}_2, \dots, \boldsymbol{\eta}_{Q-1}] = \mathbf{K}(\boldsymbol{\theta}, \boldsymbol{\phi}) \mathbf{H}_1 + \mathbf{V}_1 \quad (2)$$

$$\mathbf{Y}_2 = [\boldsymbol{\eta}_2, \boldsymbol{\eta}_3, \dots, \boldsymbol{\eta}_Q] = \mathbf{K}(\boldsymbol{\theta}, \boldsymbol{\phi}) \mathbf{H}_2 + \mathbf{V}_2 = \mathbf{K}(\boldsymbol{\theta}, \boldsymbol{\phi}) \boldsymbol{\Phi} \mathbf{H}_1 + \mathbf{V}_2 \quad (3)$$

式中, \mathbf{H}_1 为 $N \times (Q-1)$ 的矩阵,其第 (n, m) 个元素 $\mathbf{H}_1(n, m) = \alpha_n e^{j2\pi f_{dn} m / f_s}$; $\boldsymbol{\Phi}$ 为 1 个 $N \times N$ 的对角阵,其第 n 个对角元素 $\boldsymbol{\Phi}(n, n) = e^{j2\pi f_{dn} / f_s}$; $\mathbf{V}_1 = [\mathbf{v}_1, \mathbf{v}_2, \dots, \mathbf{v}_{Q-1}]$; $\mathbf{V}_2 = [\mathbf{v}_2, \mathbf{v}_3, \dots, \mathbf{v}_Q]$ 。

因此,当重复周期数为无穷大时,根据式(2)和式(3)可得 \mathbf{Y}_1 的自协方差矩阵和 $\mathbf{Y}_1, \mathbf{Y}_2$ 的互协方差矩阵

$$\mathbf{R}_{\mathbf{Y}_1} = \mathbf{E}[\mathbf{Y}_1 \mathbf{Y}_1^H] = \mathbf{K}(\boldsymbol{\theta}, \boldsymbol{\phi}) \mathbf{R}_{\mathbf{H}_1} \mathbf{K}^H(\boldsymbol{\theta}, \boldsymbol{\phi}) + \sigma_v^2 \mathbf{I}_{M_r M_r} \quad (4)$$

$$\mathbf{R}_{\mathbf{Y}_2, \mathbf{Y}_1} = \mathbf{E}[\mathbf{Y}_2 \mathbf{Y}_1^H] = \mathbf{K}(\boldsymbol{\theta}, \boldsymbol{\phi}) \boldsymbol{\Phi} \mathbf{R}_{\mathbf{H}_1} \mathbf{K}^H(\boldsymbol{\theta}, \boldsymbol{\phi}) + \sigma_v^2 \mathbf{J}_{M_r M_r} \quad (5)$$

式中, $\mathbf{R}_{\mathbf{H}_1} = \mathbf{E}[\mathbf{H}_1 \mathbf{H}_1^H]$, $\mathbf{J}_{M_r M_r}$ 为第 $(i, i+1)$ 个元素为 1, 其他元素为 0 的 $M_r M_r \times M_r M_r$ 维矩阵;上标 H 表示求矩阵的共轭矩阵; $\mathbf{E}[\cdot]$ 表示求期望。

2 双基地 MIMO 雷达二维方位角及多普勒频率联合估计算法

2.1 算法原理

若令 $\mathbf{R}_1 \triangleq \mathbf{R}_{\mathbf{Y}_1} - \sigma_v^2 \mathbf{I}_{M_r M_r}$, $\mathbf{R}_2 \triangleq \mathbf{R}_{\mathbf{Y}_2, \mathbf{Y}_1} - \sigma_v^2 \mathbf{J}_{M_r M_r}$, 根据式(4)和式(5),有

$$\mathbf{R}_2 \mathbf{R}_1^\# \mathbf{K}(\boldsymbol{\theta}, \boldsymbol{\phi}) = \mathbf{K}(\boldsymbol{\theta}, \boldsymbol{\phi}) \boldsymbol{\Phi} \quad (6)$$

式中,上标 # 表示求矩阵的 Moore-Penrose 逆矩阵。式(6)意味着 $\boldsymbol{\Phi}(n, n)$ ($n=1, 2, \dots, N$) 为矩阵 $\mathbf{R}_2 \mathbf{R}_1^\#$ 的特征值,而 $\mathbf{k}(\theta_n, \phi_n)$ 为其对应的特征向量。

实际中,由于重复周期数是有限的,所以式(6)不再严格成立,但目标的二维方位角 (θ_n, ϕ_n) 和多普勒频率 f_{dn} 可通过如下优化问题来进行联合估计

$$[\hat{\theta}_n, \hat{\phi}_n, \hat{f}_{dn}] = \arg \min_{\theta, \phi, f_d} \|\hat{\mathbf{R}}_2 \hat{\mathbf{R}}_1^\# \mathbf{k}(\theta, \phi) - e^{j2\pi f_d / f_s} \mathbf{k}(\theta, \phi)\|_2, \quad n = 1, 2, \dots, N \quad (7)$$

式中, $\hat{\mathbf{R}}_1 \triangleq \hat{\mathbf{R}}_{\mathbf{Y}_1} - \sigma_v^2 \mathbf{I}_{M_r M_r}$, $\hat{\mathbf{R}}_{\mathbf{Y}_1} = \mathbf{Y}_1 \mathbf{Y}_1^H / (Q-1)$, $\mathbf{R}_2 \triangleq \mathbf{R}_{\mathbf{Y}_2, \mathbf{Y}_1} - \sigma_v^2 \mathbf{J}_{M_r M_r}$, $\hat{\mathbf{R}}_{\mathbf{Y}_2, \mathbf{Y}_1} = \mathbf{Y}_2 \mathbf{Y}_1^H / (Q-1)$, $\|\cdot\|_2$ 表示求矩阵的 2-范数。但是我们注意到,式(7)表示的优化问题是一个 3N 维的优化问题。如果直接进行高维参数搜索求解,其运算量将是十分庞大的,而且当初始值与真值偏离较远时,会出现局部收敛问题。观察式(7)可知目标的二维方位角和多普勒频率是可分离的,假设已求得目标的二维方位角 $(\hat{\theta}_n, \hat{\phi}_n)$, 令式(7)的目标函数关于 f_d 的导数为零则可以求得最小化目标函数的 \hat{f}_{dn}

$$\hat{f}_{dn} = \frac{\text{angle}[\mathbf{k}^H(\hat{\theta}_n, \hat{\phi}_n) \hat{\mathbf{R}}_2 \hat{\mathbf{R}}_1^\# \mathbf{k}(\hat{\theta}_n, \hat{\phi}_n) / M_r M_r]}{2\pi} f_s, \quad n = 1, 2, \dots, N \quad (8)$$

式中, $\text{angle}(\cdot)$ 表示取复数的幅角。由式(8)可以看出:只要估计出目标的二维方位角,则目标多普勒频率可通过上式求出,且求出的目标多普勒频率可以与目标的二维方位角自动配对。下面考虑如何估计目标的二维方位角。

由 m-Capon 算法^[16]的原理可得目标二维方位角估计的优化方程为

$$[\hat{\theta}_n, \hat{\phi}_n] = \arg \min_{\theta, \phi} [\mathbf{k}^H(\theta, \phi) \hat{\mathbf{R}}_1^{-m} \mathbf{k}(\theta, \phi)] \quad (9)$$

$n = 1, 2, \dots, N$

式中, m 表示矩阵的 m 次幂,一般情况下,取有限的整数。

从上述分析过程可知:该算法在估计过程无需预判信源数及数据协方差矩阵的特征值分解。因此,该算法可大大降低系统的运算复杂度。

因为 $\mathbf{k}(\theta, \phi) = \mathbf{a}_r(\phi) \otimes \mathbf{a}_t(\theta)$, 根据 Kronecker 乘积的性质,可将 $\mathbf{k}(\theta, \phi)$ 进一步表示成^[17]

$$\mathbf{k}(\theta, \phi) = [\mathbf{a}_r(\phi) \otimes \mathbf{I}_{M_t}] \mathbf{a}_t(\theta) \quad (10)$$

式中, \mathbf{I}_{M_t} 为 $M_t \times M_t$ 维的单位阵。将上式代入式(9)可得

$$[\hat{\theta}_n, \hat{\phi}_n] = \arg \min_{\theta, \phi} [\mathbf{a}_t^H(\theta) \mathbf{F}(\phi) \mathbf{a}_t(\theta)] \quad (11)$$

$n = 1, 2, \dots, N$

$$\mathbf{F}(\phi) = [\mathbf{a}_r(\phi) \otimes \mathbf{I}_{M_t}]^H \hat{\mathbf{R}}_1^{-m} [\mathbf{a}_r(\phi) \otimes \mathbf{I}_{M_t}] \quad (12)$$

同时,我们注意到 $\mathbf{a}_t(\theta)$ 的第一个元素为 1。因此,式(11)的优化问题可转化为如下带约束的优化问题

$$[\hat{\theta}_n, \hat{\phi}_n] = \arg \min_{\theta, \phi} [\mathbf{a}_t^H(\theta) \mathbf{F}(\phi) \mathbf{a}_t(\theta)] \quad (13)$$

s. t. $\begin{cases} \mathbf{e}_1^T \mathbf{a}_t(\theta) = 1 \\ n = 1, 2, \dots, N \end{cases}$

式中, $\mathbf{e}_1 = [1, 0, \dots, 0]_{M_t \times 1}^T$ 。

采用 Lagrange 算子法对式(13)进行求解,可得

$$\hat{\phi}_n = \arg \min_{\phi} \frac{1}{\mathbf{e}_1^T \mathbf{F}^{-1}(\phi) \mathbf{e}_1} = \arg \max_{\phi} \mathbf{e}_1^T \mathbf{F}^{-1}(\phi) \mathbf{e}_1 \quad (14)$$

$$\mathbf{a}_t(\hat{\theta}_n) = \frac{\mathbf{F}^{-1}(\hat{\phi}_n) \mathbf{e}_1}{\mathbf{e}_1^T \mathbf{F}^{-1}(\hat{\phi}_n) \mathbf{e}_1}, \quad n = 1, 2, \dots, N \quad (15)$$

式(14)通过对不同的 $\phi \in (-90^\circ, 90^\circ)$ 进行搜索,可得到 $\mathbf{F}^{-1}(\phi)$ 的第(1,1)元素 N 个最大谱峰,这 N 个谱峰对应目标的 N 个 DOA 估计值,再将所得的 N 个 DOA 估计值代入式(15),即可得对应的目标发射导向矢量 $\mathbf{a}_t(\hat{\theta}_n)$ 。根据 $\mathbf{a}_t(\theta_n)$ 的具体表达式即可得出对目标 DOD 的估计值 $\hat{\theta}_n$ 。

2.2 算法步骤

根据以上分析过程,将所提的双基地 MIMO 雷达目标二维方位角及多普勒频率联合估计算法总结如下:

- (1) 将接收阵列在第 $q(q=1, 2, \dots, Q, Q>N)$ 个重复周期内的输出信号分别与 M_t 个发射信号相关,从而得到 η_n ;
- (2) 构造 $\mathbf{Y}_1, \mathbf{Y}_2$, 并求 \mathbf{Y}_1 的自协方差矩阵 $\hat{\mathbf{R}}_{Y_1}$ 和 $\mathbf{Y}_1, \mathbf{Y}_2$ 的互协方差矩阵 $\hat{\mathbf{R}}_{Y_1 Y_2}$;
- (3) 求解式(13)的带约束的优化问题,由式(14)和式(15)得到对目标二维方位角的估计值 $(\hat{\theta}_n, \hat{\phi}_n)$;

(4) 将得到的 $(\hat{\theta}_n, \hat{\phi}_n)$ 的估计值代入式(8)即可得对目标多普勒频率的估计值 \hat{f}_{dn} 。

3 计算机仿真结果

为了验证所提算法的有效性,本文做如下计算机仿真。仿真过程中,设定 $M_r=6, M_t=8, \lambda=0.4 \text{ m}, f_s=10 \text{ kHz}$ 。假设空间中存在 3 个目标,其二维方位角和归一化多普勒频率分别为 $(10^\circ, 20^\circ, 0.1), (-8^\circ, 30^\circ, 0.3), (0^\circ, 45^\circ, 0.4)$ ^[15]。发射阵列各阵元发射相互正交的相位编码信号,在每个重复周期内的相位编码个数 $L=128$ 。以下所有仿真结果均为 200 次蒙特卡罗实验得到。

仿真 1 不同阵列结构下,本文算法对参数联合估计结果。

设定信噪比 5 dB, $m=2$, 重复周期数 $Q=64$ 。图 1 给出了发射和接收阵列均为均匀线阵(阵元间距 $d_t=d_r=\lambda/2$)时,本文算法对参数的联合估计结果;图 2 给出了发射和接收阵列为非均匀线阵时,本文算法对参数的联合估计结果,发射阵列各阵元的位置为 $\lambda/2 \times [0, 1, 2, 6, 10, 13]$, 接收阵列各阵元的位置为 $\lambda/2 \times [0, 1, 4, 10, 16, 18, 21, 23]$ 。

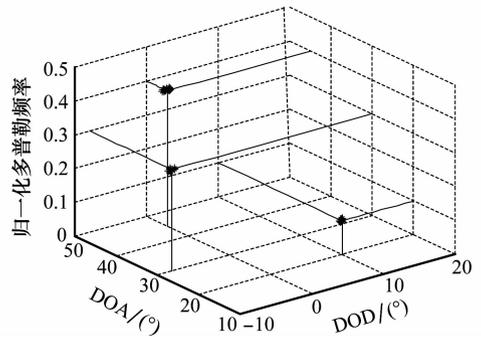


图 1 发射和接收阵列为均匀线阵时的参数估计结果

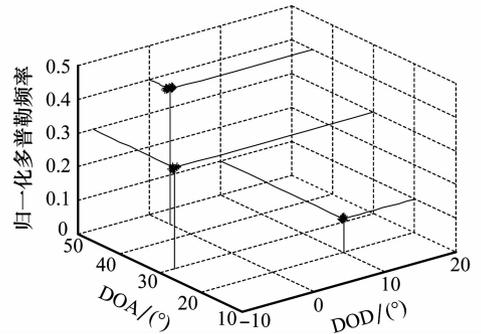


图 2 发射和接收阵列为非均匀线阵时的参数估计结果

从图中可以看出:无论采用何种阵列结构,本文算法均可较为精确地估计出目标的参数,但发射和接收阵列为非均匀线阵时,本文算法的参数估计精度要明显优于发射和接收阵列为均匀线阵的情况,这是因为其虚拟有效阵列孔径要远大于发射和接收阵列为均匀线阵的

情况。此外,本文算法还可用于发射和接收阵列为其他几何结构的情况(如圆阵、L形阵等),限于篇幅,将不再一一给出。

仿真 2 本文算法、文献[14-15]算法的估计性能比较曲线

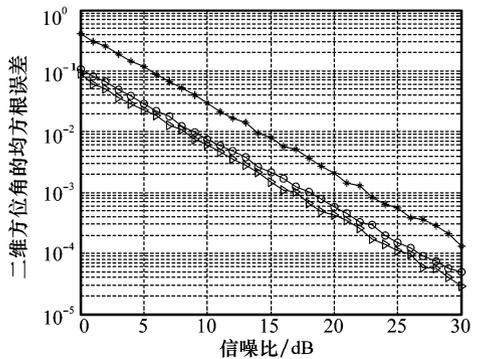
假设发射和接收阵均为均匀线阵,阵元间距 $d_t = d_r = \lambda/2, m = 4$ 。定义第 n 个目标二维方位角的均方根误差 (root mean square error, RMSE)为^[14]

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

第 n 个目标多普勒频率的 RMSE 为

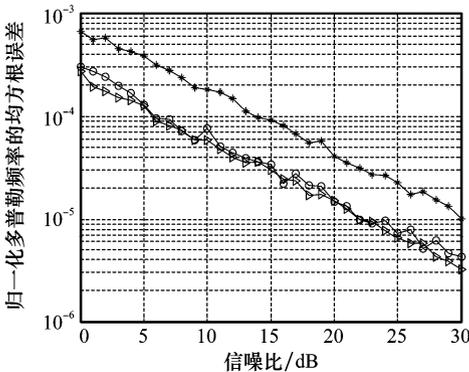
$$RMSE(f_{dn}) = \sqrt{E(\hat{f}_{dn} - f_{dn})^2}$$

图 3(a)和图 3(b)分别给出了本文算法、文献[14-15]算法对第一个目标二维方位角和归一化多普勒频率估计的 RMSE 随信噪比变化的比较曲线,仿真中取重复周期数 $Q=64$ 。图 4(a)和图 4(b)分别给出了本文算法、文献[14-15]算法对第一个目标二维方位角和归一化多普勒频率估计的 RMSE 随重复周期 Q 变化的比较曲线,仿真中取信噪比为 5 dB。



—+—: 文献[14]算法,目标1; —○—: 本文算法,目标1;
—△—: 文献[15]算法,目标1。

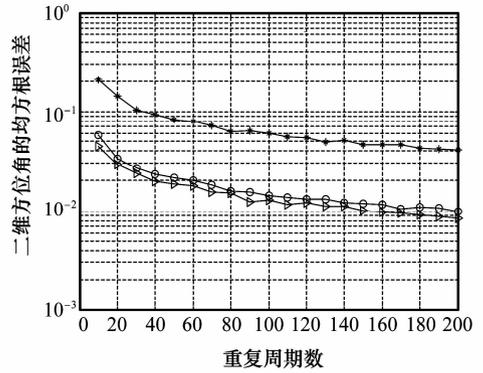
(a) 二维方位角RMSE随信噪比变化比较曲线



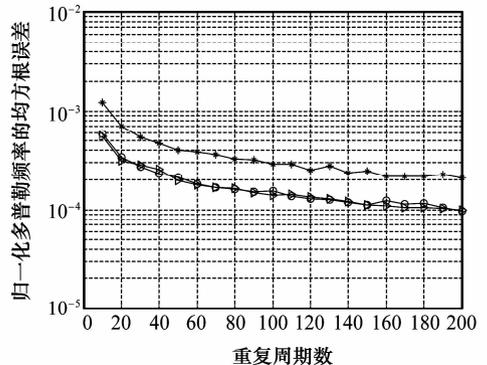
—+—: 文献[14]算法,目标1; —○—: 本文算法,目标1;
—△—: 文献[15]算法,目标1。

(b) 归一化多普勒频率RMSE随信噪比变化比较曲线

图 3 各种算法的统计估计性能随信噪比变化比较曲线



(a) 二维方位角RMSE随重复周期数变化比较曲线



—+—: 文献[14]算法,目标1; —○—: 本文算法,目标1;
—△—: 文献[15]算法,目标1。

(b) 归一化多普勒频率RMSE随重复周期数变化比较曲线

图 4 各种算法的统计估计性能随重复周期数变化比较曲线

从图 3 和图 4 可以看出:本文算法对目标的估计性能要明显优于文献[14]的算法,且与文献[15]的算法基本相当。但需看到本文算法是在无需预判目标数及对数据协方差矩阵进行特征值分解条件下得到的较高性能。

4 结论

本文提出了一种新的双基地 MIMO 雷达目标二维方位角及多普勒频率联合估计算法。该算法首先基于 m-Capon 方法将目标 DOD 和 DOA 相“去耦”,估计出了目标的 DOD 和 DOA;然后,在对目标二维方位角估计的基础上,算法可进一步估计出相应的多普勒频率,避免了参数联合的多维搜索,所估计的目标二维方位角和多普勒频率可自动配对,不需要额外的参数配对运算。该算法无需预判目标数及数据协方差矩阵的特征值分解,可降低系统的复杂度和计算量。此外,该算法适用于发射和接收阵列为任意阵列结构的双基地 MIMO 雷达系统。

参考文献:

[1] Fishler E, Haimovich A, Blum R, et al. MIMO radar: an idea whose time has come[C]// Proc. of the IEEE Radar Confer-

- ence, 2004; 71 - 78.
- [2] Bekkerman I, Tabrikian J. Target detection and localization using MIMO radars and sonars[J]. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 2006, 54(10): 3873 - 3883.
- [3] Li J, Stoica P, Xu L, et al. On parameter identifiability of MIMO radar[J]. *IEEE Signal Processing Letters*, 2007, 14(12): 968 - 971.
- [4] Lehmann N H, Fishler E, Haimovich A M, et al. Evaluation of transmit diversity in MIMO radar direction finding[J]. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 2007, 55(5): 2215 - 2225.
- [5] Li J, Stoica P. *MIMO radar signal processing* [M]. New Jersey: Wiley, 2009; 65 - 77.
- [6] Stoica P, Li J, Xie Y. On probing signal design for MIMO radar[J]. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 2007, 55(8): 4151 - 4161.
- [7] Hana G, Alexander M H. Localization performance of coherent MIMO radar systems subject to phase synchronization errors[C]// *Proc. of the 4th International Symposium on Communications, Control and Signal Processing*, 2010; 214 - 218.
- [8] Fishier E, Haimovich A, Blurn R, et al. Spatial diversity in radars models and detection performance[J]. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 2006, 54(3): 823 - 838.
- [9] Chen D F, Chen B X, Qi G D. Angle estimation using ESPRIT in MIMO radar[J]. *Electronics Letters*, 2008, 44(12): 770 - 771.
- [10] Jin M, Liao G S, Li J. Joint DOD and DOA estimation for bistatic MIMO radar[J]. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 2009, 89(2): 244 - 251.
- [11] 陈金立, 顾红, 苏卫民. 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 J L, Gu H, Su W M. A method for fast multi-targets localization in bistatic MIMO radar system[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2009, 31(7): 1664 - 1668.)
- [12] Zhang Y S, Guo Y D, Niu X L, et al. Angle estimation of coherent multi-target for MIMO bistatic radar[C]// *Proc. of the IEEE International Image Analysis and Signal Processing*, 2010; 214 - 218.
- [13] Liu X L, Liao G S. Multi-target localisation in bistatic MIMO radar[J]. *Electronics Letters*, 2010, 46(13): 945 - 946.
- [14] Chen Y H. Joint estimation of angle and Doppler frequency for bistatic MIMO radar[J]. *Electronics Letters*, 2010, 46(2): 106 - 107.
- [15] 吕晖, 冯大政, 和洁, 等. 一种新的双基地 MIMO 雷达目标定位和多普勒频率估计方法[J]. *电子与信息学报*, 2010, 32(9): 2167 - 2171. (Lü H, Feng D Z, He J, et al. A novel method for target localization and Doppler frequency estimation in bistatic MIMO radar[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2010, 32(9): 2167 - 2171.)
- [16] 张涛麟, 刘颖, 廖桂生. 一种未知信源数的高分辨 DOA 估计算法[J]. *电子与信息学报*, 2008, 30(2): 375 - 378. (Zhang T L, Liu Y, Liao G S. Algorithm on high resolution DOA estimation without sources number [J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2008, 30(2): 375 - 378.)
- [17] Zhang X, Xu D. Angle estimation in MIMO radar using reduced-dimension Capon [J]. *Electronics Letters*, 2010, 46(12): 860 - 861.