

基于 MUSIC 和 ESPRIT 的双基地 MIMO 雷达角度估计算法

刘晓莉 廖桂生

(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: 该文基于 2 阶和 4 阶统计量, 提出了空间高斯白噪声和高斯色噪声的背景下联合 MUSIC 和 ESPRIT 的双基地 MIMO 雷达角度估计算法。在接收端, 通过单天线的 MUSIC 算法和双天线的 ESPRIT 算法分别估计目标的离开方向(Direction Of Departure, DOD)和波达方向(Direction Of Arrival, DOA), 且 DOD 和 DOA 自动配对。该方法充分利用了 MIMO 雷达阵列孔径扩展的特征和 ESPRIT 的子空间旋转不变性, 将 2 维参数估计问题转化为两个 1 维形式, 降低了运算量和系统复杂度。计算机仿真验证了该方法的有效性。

关键词: 双基地 MIMO 雷达; 角度估计; MUSIC; ESPRIT

中图分类号: TN957.51

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2010)09-2179-05

DOI: 10.3724/SP.J.1146.2009.01459

Combined MUSIC with ESPRIT Algorithm for Angle Estimation in Bistatic MIMO Radar System

Liu Xiao-li Liao Gui-sheng

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

Abstract: An algorithm combined MUSIC with ESPRIT for angle estimation based on two- or four-order statistics in bistatic MIMO radar system is presented in this paper. The proposed method based on two-order expectation is under the spatial Gaussian white noise environment and four-order cumulant the colored noise. By exploiting MUSIC with one-sensor owing to its extended array aperture and ESPRIT with two-sensor via the rotational invariance property of signal-subspace at the receive end, the Direction Of Departures (DODs) and Direction Of Arrivals (DOAs) of the targets can be estimated separately and paired automatically. The computational burden can be reduced since two-dimensional parameter estimation has been separated into two one-dimensional forms. Numerical results are presented to demonstrate the effectiveness of the method advanced.

Key words: Bistatic MIMO radar; Angle estimation; MUSIC; ESPRIT

1 引言

MIMO(Multiple-Input Multiple-Output)雷达^[1-3]是近年来提出的一种新型体制雷达, 利用多个发射站同时发射不相关或正交的信号, 在接收端通过匹配滤波分离出各个发射通道的信号。就信号处理方式而言, MIMO 雷达可分为两大类: 一是基于相控阵体制下的相干 MIMO 雷达, 包括收发共置(Co-located)的单基地和收发分置的双基地 MIMO 雷达, 其特点是阵元间距小, 着重于利用波形分集和多通道相干处理, 从而增加系统的自由度, 提高角度分辨率和参数的估计性能; 二是基于多基站或多站点的非相干处理 MIMO 雷达, 其阵元间距足够大, 每一对收发阵元组合都相当于一组双基地雷达, 主要是利用目标回波在空间衰落不同, 使目标 RCS 的波动平均输出基本不变, 从而获得空间分集增益,

提高闪烁目标的检测性能。

本文主要研究的是第一类双基地 MIMO 雷达的目标定位。传统的相控阵雷达波达方向(Direction of Arrival, DOA)估计算法仍然适用于 MIMO 雷达。文献[4]提出了基于 Capon 法实现多目标离开方向(Direction Of Departure, DOD)和 DOA 的联合估计, 但涉及到两维角度搜索, 运算量大。文献[5]将 ESPRIT^[6]算法同时应用到发射端和接收端, 利用信号子空间的旋转不变性, 分别估计目标的 DOD 和 DOA, 但需要额外的角度配对。文献[7]对文献[5]的算法进行了改进, 利用两个 1 维 ESPRIT 之间的关系使目标角度自动配对, 但不适用于高斯色噪声的情况。文献[8]根据 MIMO 雷达孔径扩展的特点, 提出了在发射端利用三天线的 ESPRIT^[9]方法消除色噪声。本文提出了一种联合 MUSIC^[10]和 ESPRIT 的双基地 MIMO 雷达角度估计算法(以下简称 MUSIC-ESPRIT 算法)。在接收端, 利用单天线的 MUSIC 算法估计目标的 DOD, 双天线的 ESPRIT 算法估计 DOA, 且 DOD 和 DOA 自动配对。针对

2009-11-13 收到, 2010-03-16 改回

国家杰出青年科学基金和国家自然科学基金重点项目资助课题

通信作者: 刘晓莉 liuxiaoli@mail.xidian.edu.cn

空间高斯白噪声和色噪声的不同背景,分别提出了基于2阶矩和4阶累积量^[11,12]的MUSIC-ESPRIT算法。理论分析表明仅用两个接收阵元就能有效地消除色噪声的影响。仿真实验验证了所提方法的有效性。

2 信号模型

双基地 MIMO 雷达,如图 1 所示, M 个发射阵元, N 个接收阵元,阵元间距分别为 Δ_t 和 Δ_r 。假设共有 P 个目标, L 个脉冲串, φ_i 和 θ_i 分别表示第 i 个目标的 DOD 和 DOA,则信号模型可以表示为^[8]

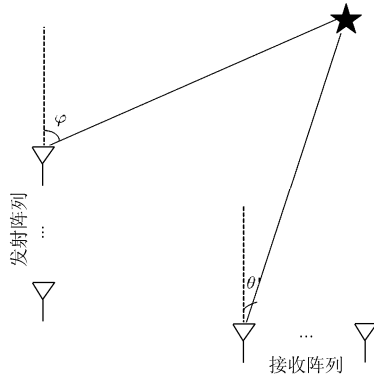


图 1 双基地 MIMO 雷达系统示意图

$$\mathbf{y} = \sum_{i=1}^P \beta_i e^{j2\pi f_{di} t_l} \mathbf{a}_r(\theta_i) \mathbf{a}_t^T(\varphi_i) \mathbf{S} + \mathbf{W}, \quad l = 1, \dots, L \quad (1)$$

其中 β_i 和 f_{di} 分别表示第 i 个目标的反射系数和多普勒频率, $\mathbf{a}_r(\theta_i)$ 和 $\mathbf{a}_t(\varphi_i)$ 分别为接收阵列导向向量和发射阵列导向向量, $\mathbf{S} = [\mathbf{s}_1, \dots, \mathbf{s}_M]^T$, \mathbf{s}_m 表示第 m 个阵元发射的正交信号矢量, $\mathbf{s}_m = [s_m(1), \dots, s_m(K)]^T$, 且 $\mathbf{R}_s = \frac{1}{K} \mathbf{S} \mathbf{S}^H = \mathbf{I}$, K 为快拍数, $\mathbf{W} \in C^{N \times K}$ 为加性噪声矩阵, 协方差矩阵记为 \mathbf{Q}_w 。

$$\mathbf{a}_t(\varphi_i) = \left[1, e^{j \frac{2\pi \Delta_t}{\lambda} \sin \varphi_i}, \dots, e^{j \frac{2\pi \Delta_t}{\lambda} (M-1) \sin \varphi_i} \right]^T$$

$$\mathbf{a}_r(\theta_i) = \left[1, e^{j \frac{2\pi \Delta_r}{\lambda} \sin \theta_i}, \dots, e^{j \frac{2\pi \Delta_r}{\lambda} (N-1) \sin \theta_i} \right]^T$$

$$\mathbf{s}(t_l) = [s_1(t_l), \dots, s_i(t_l), \dots, s_P(t_l)]^T$$

接收端匹配滤波结构如图 2 所示, 匹配滤波后的信号模型为

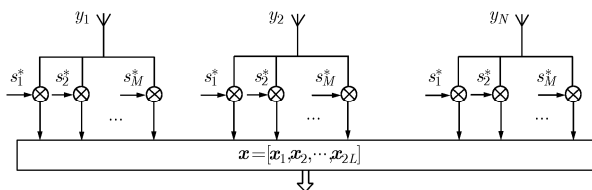


图 2 接收端匹配滤波

$$\mathbf{x}(t_l) = \mathbf{A} \boldsymbol{\eta}(t_l) + \mathbf{n}(t_l) \quad (2)$$

其中 $\mathbf{A} = \mathbf{A}_t \square \mathbf{A}_r = [\mathbf{a}_t(\varphi_1) \otimes \mathbf{a}_r(\theta_1), \dots, \mathbf{a}_t(\varphi_P) \otimes \mathbf{a}_r(\theta_P)]$, \square 和 \otimes 分别表示 Khatri-Rao 乘积和 Kronecker 直积, $\mathbf{A}_t(\varphi) = [\mathbf{a}_t(\varphi_1), \dots, \mathbf{a}_t(\varphi_P)]^T$, $\mathbf{A}_r(\theta) = [\mathbf{a}_r(\theta_1), \dots, \mathbf{a}_r(\theta_P)]^T$, $\boldsymbol{\eta}(t_l) = [\eta_1(t_l), \dots, \eta_i(t_l), \dots, \eta_P(t_l)]^T$, $\eta_i(t_l) = \sqrt{K} \beta_i e^{j2\pi f_{di} t_l}$ 为信号包络, $\mathbf{n}(t_l)$ 为匹配滤波后的噪声矢量。

由于各个匹配滤波器之间相互正交, $\mathbf{n}(t_l)$ 的协方差矩阵为

$$\mathbf{Q}_n = \mathbf{I}_M \otimes \mathbf{Q}_w = \begin{bmatrix} \mathbf{Q}_w & & \\ & \mathbf{Q}_w & \\ & & \ddots \\ & & & \mathbf{Q}_w \end{bmatrix} \quad (3)$$

根据 $\mathbf{A} = \mathbf{A}_t \square \mathbf{A}_r = [\mathbf{a}_t(\varphi_1) \otimes \mathbf{a}_r(\theta_1), \dots, \mathbf{a}_t(\varphi_P) \otimes \mathbf{a}_r(\theta_P)]$, 式(3)又可以表示为

$$\mathbf{Q}_n = \mathbf{E}[\mathbf{n}(t_l) \mathbf{n}^H(t_l)] \quad (4)$$

其中 $\mathbf{n}(t_l) = [n_{11}, n_{21}, \dots, n_{N1}, n_{12}, n_{22}, \dots, n_{N2}, \dots, n_{1M}, n_{2M}, \dots, n_{NM}]^T$, n_{ij} , ($i = 1, \dots, N; j = 1, \dots, M$) 表示第 i 个接收阵元的第 j 个滤波器的输出噪声。

3 联合 MUSIC-ESPRIT 角度估计

假设接收端只有两个接收阵元, 则由式(2)可得两个阵元的接收数据为

$$\mathbf{x}_1(t_l) = \mathbf{A}_1 \boldsymbol{\eta}(t_l) + \mathbf{n}_1(t_l) \quad (5)$$

$$\mathbf{x}_2(t_l) = \mathbf{A}_2 \boldsymbol{\eta}(t_l) + \mathbf{n}_2(t_l) \quad (6)$$

其中 $\mathbf{A}_1 = \mathbf{A}_t = [\mathbf{a}_t(\varphi_1), \dots, \mathbf{a}_t(\varphi_P)]$, $\mathbf{A}_2 = \mathbf{A}_1 \mathbf{D}$, $\mathbf{D} = \text{diag} \left(e^{j \frac{2\pi \Delta_r}{\lambda} \sin \theta_1}, \dots, e^{j \frac{2\pi \Delta_r}{\lambda} \sin \theta_P} \right)$, $\mathbf{n}_1(t_l)$ 和 $\mathbf{n}_2(t_l)$ 是加性噪声矢量。

在理想条件下, $\mathbf{x}_1(t_l)$, $\mathbf{x}_2(t_l)$ 的自相关矩阵和互相关矩阵分别为

$$\mathbf{R}_{11} = \mathbf{E}[\mathbf{x}_1(t_l) \mathbf{x}_1^H(t_l)] = \mathbf{A}_1 \mathbf{R}_\eta \mathbf{A}_1^H + \tilde{\mathbf{R}}_n \quad (7)$$

$$\mathbf{R}_{21} = \mathbf{E}[\mathbf{x}_2(t_l) \mathbf{x}_1^H(t_l)] = \mathbf{A}_1 \mathbf{D} \mathbf{R}_\eta \mathbf{A}_1^H + \mathbf{R}_n \quad (8)$$

其中 $\mathbf{R}_\eta = \mathbf{E}[\boldsymbol{\eta} \boldsymbol{\eta}^H]$, $\tilde{\mathbf{R}}_n = \mathbf{E}[\mathbf{n}_1(t_l) \mathbf{n}_1^H(t_l)]$, $\mathbf{R}_n = \mathbf{E}[\mathbf{n}_2(t_l) \mathbf{n}_1^H(t_l)]$ 。

3.1 基于 2 阶矩的 MUSIC-ESPRIT 算法

若 $\mathbf{W}(t_l)$ 为高斯白噪声 ($\mathbf{Q}_w = \sigma^2 \mathbf{I}_N$), 则

$$\mathbf{R}_{11} = \mathbf{A}_1 \mathbf{R}_\eta \mathbf{A}_1^H + \sigma^2 \mathbf{I}_M \quad (9)$$

$$\mathbf{R}_{21} = \mathbf{A}_1 \mathbf{D} \mathbf{R}_\eta \mathbf{A}_1^H \quad (10)$$

其中 \mathbf{I}_N 和 \mathbf{I}_M 分别表示 $N \times N$ 和 $M \times M$ 的单位阵。

对 \mathbf{R}_{11} 作特征分解有

$$\mathbf{R}_{11} = \mathbf{U}_s \boldsymbol{\Sigma}_s \mathbf{U}_s^H + \mathbf{U}_n \boldsymbol{\Sigma}_n \mathbf{U}_n^H \quad (11)$$

其中 $\boldsymbol{\Sigma}_s$ 为大特征值组成的对角阵, \mathbf{U}_s 为由大特征

值对应的特征矢量张成的信号子空间, Σ_n 为小特征值组成的对角阵, \mathbf{U}_n 为由小特征值对应的特征矢量张成的噪声子空间。

理想条件下信号子空间和噪声子空间是相互正交的, 即信号子空间的导向矢量也与噪声子空间正交

$$\mathbf{a}_t^H(\varphi)\mathbf{U}_n = 0 \quad (12)$$

所以 DOD 可以通过 MUSIC 谱估计

$$P_{\text{MUSIC}}(\varphi) = \frac{1}{\mathbf{a}_t^H(\varphi)\mathbf{U}_n\mathbf{U}_n^H\mathbf{a}(\varphi)} \quad (13)$$

定义

$$\mathbf{C}_{11} \triangleq \mathbf{R}_{11} - \sigma^2 \mathbf{I}_{M_t} = \mathbf{A}_t \mathbf{R}_\eta \mathbf{A}_t^H \quad (14)$$

和

$$\mathbf{R} \triangleq \mathbf{R}_{21} \mathbf{C}_{11}^\# \quad (15)$$

其中噪声功率 σ^2 由小特征值的均值估计得到, \mathbf{C}_{11}

$$\stackrel{\text{EVD}}{=} \sum_{i=1}^P \gamma_i \mathbf{u}_i \mathbf{u}_i^H, \mathbf{C}_{11}^\# = \sum_{i=1}^P \gamma_i^{-1} \mathbf{u}_i \mathbf{u}_i^H \text{ 表示 } \mathbf{C}_{11} \text{ 的伪逆。}$$

根据式(9)-式(15), 可得

$$\mathbf{R} \mathbf{A}_t = \mathbf{A}_t \mathbf{D} \quad (16)$$

由式(13)估计得到的 $\hat{\varphi}_i (i = 1, \dots, P)$ 可得 $\hat{\mathbf{A}}_t$, 代入式(16), 有

$$\hat{\mathbf{D}} = \hat{\mathbf{A}}_t^\# \mathbf{R} \hat{\mathbf{A}}_t \quad (17)$$

其中 $\hat{\mathbf{A}}_t^\#$ 表示 $\hat{\mathbf{A}}_t$ 的伪逆, 即 $\hat{\mathbf{A}}_t^\# = (\hat{\mathbf{A}}_t^H \hat{\mathbf{A}}_t)^{-1} \hat{\mathbf{A}}_t^H$ 。

则 DOA 为

$$\hat{\theta}_i = \arcsin \left[\lambda \frac{\arg(\hat{d}_i)}{2\pi\Delta_r} \right], \quad i = 1, 2, \dots, P \quad (18)$$

其中 \hat{d}_i 为矩阵 $\hat{\mathbf{D}}$ 的主对角元素, $\arg(\cdot)$ 表示取相角, λ 表示信号波长。由式(16)可知 $\hat{\varphi}_i$ 和 $\hat{\theta}_i$ 自动配对。

3.2 基于 4 阶累积量的 MUSIC-ESPRIT 算法

若 \mathbf{W} 为高斯色噪声时, 则

$$\mathbf{R}_{11} = \mathbf{A}_t \mathbf{R}_\eta \mathbf{A}_t^H + \tilde{\mathbf{R}}_n \quad (19)$$

$$\mathbf{R}_{21} = \mathbf{A}_t \mathbf{D} \mathbf{R}_\eta \mathbf{A}_t^H + \mathbf{R}_n \quad (20)$$

由于 $\tilde{\mathbf{R}}_n$, \mathbf{R}_n 未知, 基于 2 阶矩的 MUSIC-ESPRIT 算法失效。考虑到高阶累积量对高斯过程不敏感, 本文提出了基于 4 阶累积量的 MUSIC-ESPRIT 算法。

定义

$$\mathbf{z}_1(t_l) = x_{11}(t_l) \mathbf{x}_1(t_l) \quad (21)$$

$$\mathbf{z}_2(t_l) = x_{21}(t_l) \mathbf{x}_1(t_l) \quad (22)$$

其中 $x_{11}(t_l)$ 和 $x_{21}(t_l)$ 分别表示向量 $\mathbf{x}_1(t_l)$ 和 $\mathbf{x}_2(t_l)$ 的第 1 个元素。则 $\mathbf{z}_1(t_l)$ 和 $\mathbf{z}_2(t_l)$ 的 4 阶累积量矩阵^[13]为

$$\mathbf{C}_4^{11} = \text{cum}\{\mathbf{z}_1(t_l) \mathbf{z}_1^H(t_l)\} = \mathbf{A}_t \mathbf{\Gamma} \mathbf{A}_t^H \quad (23)$$

$$\mathbf{C}_4^{21} = \text{cum}\{\mathbf{z}_2(t_l) \mathbf{z}_1^H(t_l)\} = \mathbf{A}_t \mathbf{D} \mathbf{\Gamma} \mathbf{A}_t^H \quad (24)$$

其中 $\mathbf{\Gamma} = \text{diag}([r_1, r_2, \dots, r_P])$, $r_i = \text{cum}\{\eta_i(t) \eta_i^*(t) \eta_i(t) \eta_i^*(t)\}$ 。

对 \mathbf{C}_4^{11} 进行特征分解有

$$\mathbf{C}_4^{11} = \mathbf{V}_s \mathbf{\Pi}_s \mathbf{V}_s^H + \mathbf{V}_n \mathbf{\Pi}_n \mathbf{V}_n^H \quad (25)$$

其中 $\mathbf{\Pi}_s$ 和 $\mathbf{\Pi}_n$ 分别表示大特征值和小特征值组成的对角阵, \mathbf{V}_s 是由大特征值对应的特征矢量张成的信号子空间, \mathbf{V}_n 是由小特征值对应的特征矢量张成的噪声子空间。

则 DOD 的 MUSIC 谱估计公式为

$$P_{\text{MUSIC}}(\varphi) = \frac{1}{\mathbf{a}_t^H(\varphi) \mathbf{V}_n \mathbf{V}_n^H \mathbf{a}(\varphi)} \quad (26)$$

定义

$$\mathbf{C} \triangleq \mathbf{C}_4^{21} (\mathbf{C}_4^{11})^\# \quad (27)$$

其中 $\mathbf{C}_4^{11} \stackrel{\text{EVD}}{=} \sum_{i=1}^P \alpha_i \mathbf{v}_i \mathbf{v}_i^H$, $(\mathbf{C}_4^{11})^\# = \sum_{i=1}^P \alpha_i^{-1} \mathbf{v}_i \mathbf{v}_i^H$ 表示 \mathbf{C}_4^{11} 的伪逆。

由式(23)-式(27)可得

$$\mathbf{C} \mathbf{A}_t = \mathbf{A}_t \mathbf{D} \quad (28)$$

将式(26)估计的 DOD 代入式(28), 则有

$$\hat{\mathbf{D}} = \hat{\mathbf{A}}_t^\# \mathbf{C} \hat{\mathbf{A}}_t \quad (29)$$

则相应的 DOA 估计为

$$\hat{\theta}_i = \arcsin \left[\lambda \frac{\arg(\hat{d}_i)}{2\pi\Delta_r} \right], \quad i = 1, 2, \dots, P \quad (30)$$

4 计算机仿真

仿真实验 1 双基地 MIMO 雷达, 收发阵列均为半波长排列的等距线阵, 且 $M = 8$, $N = 2$ 。在发射端, 各个阵元发射正交的 Hardmard 码波形, 信噪比为 $\text{SNR} = 10$ dB, 快拍数为 $L = 100$ 。假设空间存在 3 个目标 $(\varphi_1, \theta_1) = (10^\circ, 20^\circ)$, $(\varphi_2, \theta_2) = (-8^\circ, 30^\circ)$, $(\varphi_3, \theta_3) = (0^\circ, 45^\circ)$, 其 RCS 和多普勒频率分别为 $\beta = [1, 1, 1]^T$, $f_d = [1300, 100, 2100]^T$ 。分别仿真 \mathbf{W} 为零均值的高斯白噪声和高斯色噪声 ($\mathbf{Q}_w(m, n) = 0.9^{|m-n|} e^{j((m-n)\pi)/2}$) 的情况。

图 3 和图 4 表明, 本文方法在高斯白噪声和高斯色噪声背景下, 都能有效地实现多目标角度联合估计和准确配对。

仿真实验 2 估计性能与信噪比的关系。

针对仿真 1 中的 3 个目标 $(\varphi_1, \theta_1) = (10^\circ, 20^\circ)$, $(\varphi_2, \theta_2) = (-8^\circ, 30^\circ)$, $(\varphi_3, \theta_3) = (0^\circ, 45^\circ)$, 其 RCS

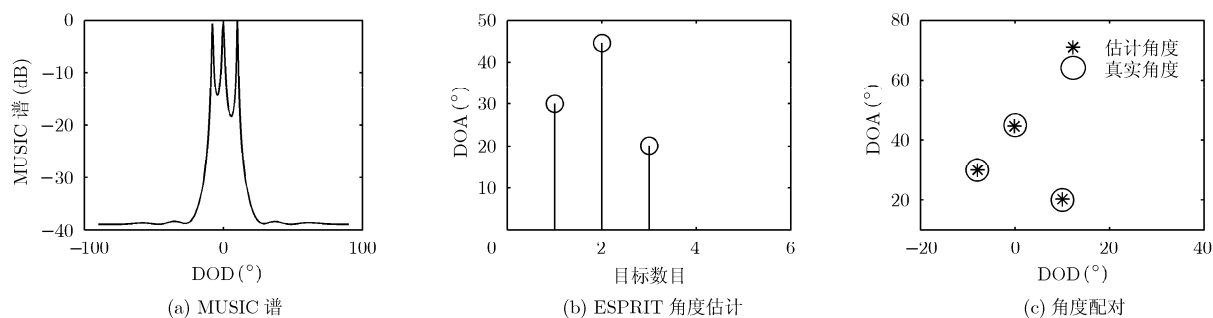


图 3 白噪声背景下的 DOD 与 DOA 联合估计

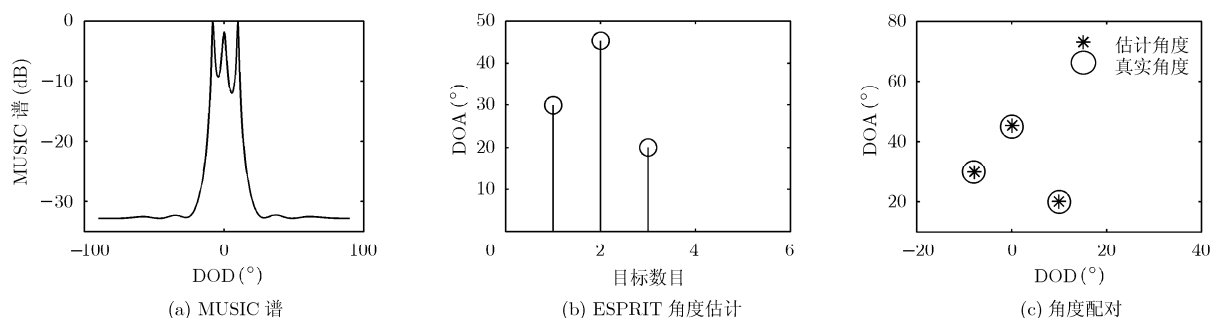


图 4 色噪声背景下的 DOD 与 DOA 联合估计

和多普勒频率分别为 $\beta = [1, 1, 1]^T$, $f_d = [1300, 100, 2100]^T$ 。考虑高斯白噪声和高斯色噪声 ($Q_w(m, n) = 0.9^{|m-n|} e^{j((m-n)\pi)/2}$) 两种情况, 信噪比分别从 5 dB 和 10 dB 变化到 40 dB, 间隔 5 dB, 并给出相应的 Root-CRB(简记为 RCRB)理论曲线。200 次 Monte Carlo 实验, 定义角度估计的均方误差(RMSE)

$$\text{RMSE} = \sqrt{\frac{1}{Lc} \sum_{m=1}^{Lc} |\theta_0 - \hat{\theta}_m|^2} \quad (31)$$

其中 Lc 为 Monte Carlo 实验次数。

图 5 和图 6 表明本文所提方法是有效的。两图中 DOD 估计的均方误差与搜索步长有关。但相比于图 5, 图 6 在低信噪比情况下角度估计误差较大。这主要是由于信噪比较低时, 估计 4 阶累积量的误

差较大。当信噪比和快拍数足够大时, 基于 4 阶累积量的估计算法性能更佳。

5 结论

本文针对空间高斯白噪声和高斯色噪声的不同背景, 提出了基于 2 阶矩和 4 阶累积量的联合 MUSIC-ESPRIT 双基地 MIMO 雷达角度估计算法。根据 MIMO 雷达孔径扩展的特征, 分别利用单天线的 MUSIC 和双天线的 ESPRIT 估计 DOD 和 DOA, 将 2 维参数估计转化为两个 1 维参数估计, 降低了运算量。理论分析和计算机仿真表明该算法仅需两个接收阵元就能有效地实现多目标定位, 克服色噪声的影响, 且无需进行 DOD 和 DOA 的配对。

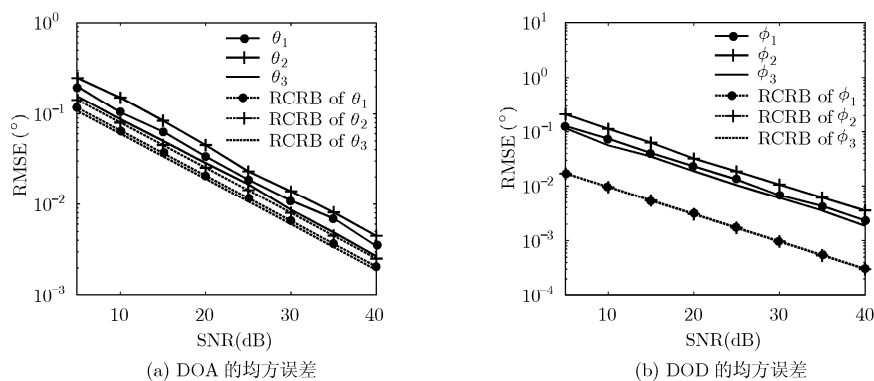


图 5 高斯白噪声背景下 DOD 与 DOA 联合估计

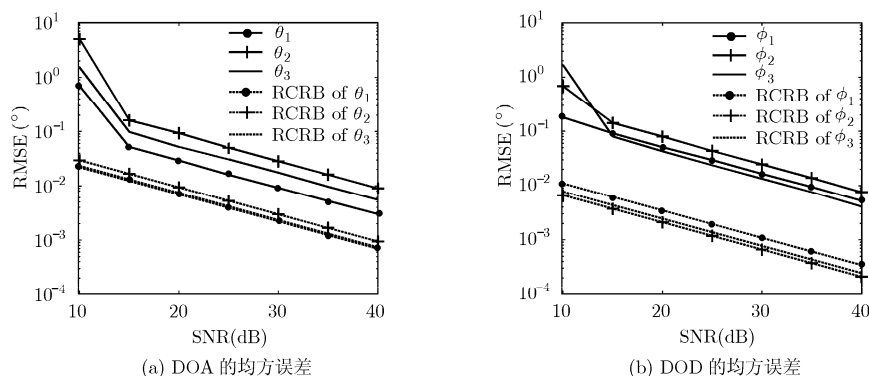


图6 高斯噪声背景下 DOD 与 DOA 联合估计

参考文献

- [1] Fishler E, Haimovich A, Blum R, Chizhik D, Cimini L, and Valenzuela R. MIMO radar: an idea whose time has come[C]. Proceedings of the IEEE Radar Conference, Philadelphia, PA, USA, April 26–29, 2004: 71–78.
- [2] Bliss D W and Forsythe K W. Multiple-Input Multiple-Output (MIMO) radar and image: degrees of freedom and resolution[C]. Proc. 37th IEEE ACSSC Pacific Grove, CA, USA, November 2003: 54–59.
- [3] Haimovich A M, Blum R, and Cimini L. MIMO radar with widely separated antennas[J]. *IEEE Signal Processing Magazine*, 2008, 25(1): 116–129.
- [4] Yan H, Li J, and Liao G. Multitarget identification and localization using bistatic MIMO radar systems[J]. *EURASIP Journal on Advances in Signal Processing*, 2008, 8(2): 1–8.
- [5] Duofang C, Baixiao C, and Guodong Q. Angle estimation using ESPRIT in MIMO radar[J]. *Electronics Letters*, 2008, 44(12): 770–771.
- [6] Roy R and Kailath T. ESPRIT-estimation of signal parameters via rotational invariance techniques[J]. *IEEE Transactions on Acoustics Speech and Signal Processing*, 1989, 37(7): 984–995.
- [7] 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 Jin-li, Gu Hong, and Su Wei-ming. A method for fast multi-target localization in bistatic MIMO radar system [J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2009, 31(7): 1664–1668.
- [8] Jin M, Liao G, and Li J. Joint DOD and DOA estimation for bistatic MIMO radar[J]. *Signal Processing*, 2009, 89(2): 244–251.
- [9] Yin Q Y, Newcomb R W, and Zou L H. Estimating 2-D angle of arrival via two parallel linear array[C]. IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing, College Park, MD, May 23–26, 1989: 2803–2806.
- [10] Schmidt R O. Multiple emitter location and signal parameter estimation[J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 1986, 34(3): 276–280.
- [11] Mendel J M. Tutorial on higher-order statistics (spectra) in signal processing and system theory: theoretical results and some applications[J]. *Proceeding of IEEE*, 1991, 79(3): 278–305.
- [12] Dogan M C and Mendel J M. Application of cumulants to array processing—Part I: aperture extension and array calibration[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 1995, 43(5): 1200–1216.
- [13] 王永良, 陈辉等. 空间谱估计理论与算法[M]. 北京: 清华大学出版社, 2004: 406–407.
Wang Yong-liang and Chen Hui. Theory and Algorithms of Spatial Spectrum Estimation[M]. Beijing: Tsinghua University Press, 2004: 406–407.

刘晓莉: 女, 1984 年生, 博士生, 研究方向为阵列信号处理、MIMO 雷达等。

廖桂生: 男, 1963 年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为分布式小卫星雷达系统、阵列信号处理、智能天线、空时二维信号处理以及地面运动目标检测等。