

MIMO 雷达双向空间平滑的多径目标 DOA 估计算法

汪安戈, 胡国平, 周豪, 冯子昂

(空军工程大学防空反导学院, 西安, 710051)

摘要 针对多径情况下 MIMO 雷达低角目标 DOA 估计问题, 提出了一种基于双向空间平滑 FBSS 的样本复用 MIMO 雷达低角多径目标 DOA 估计算法。考虑到 MIMO 雷达相干信号测角时与多径信号测角时情况的不同, 算法采用了 MIMO 雷达四路径回波信号模型, 首先依据 MIMO 雷达波形分集的特性对接收信号匹配滤波得到虚拟阵列, 在此基础上对虚拟阵列采取行列复用并分别进行双向空间平滑, 有效提高了低信噪比条件下低角目标 DOA 估计精度。计算机仿真结果表明, 在信噪比小于 -12 dB 条件下, 该算法比 M-SS-MUSIC 算法的均方根误差平均减小了 1° 。

关键词 MIMO 雷达; 多径; 波达方向估计; 空间平滑

DOI 10.3969/j.issn.1009-3516.2017.03.008

中图分类号 TN911 **文献标志码** A **文章编号** 1009-3516(2017)03-0044-05

DOA Estimation Algorithm for Multi-path Target of MIMO Radar Based on FBSS

WANG Ange, HU Guoping, ZHOU Hao, FENG Ziang

(Air and Missile Defense College, Air Force Engineering University, Xi'an 710051, China)

Abstract: In the light of low angle target direction of arrival (DOA) estimation problem of MIMO radar under condition of multipath, a DOA estimation algorithm with sample multiplexing at low angle multipath target of MIMO radar based on FBSS (Forward-Backward with spatial smoothing) is proposed. In consideration of the difference between the coherent signal and multi-path signal DOA estimation of MIMO radar, four path models of MIMO radar echo signal is adopted by algorithm to obtain the virtual array by the matched filter according to the waveform diversity of MIMO radar, and to reus the virtual array by rows and columns for FBSS, thus effectively improving the low angle target DOA estimation accuracy on the condition of low signal-to-noise ratio. The simulation results show that the RMSE of the proposed algorithm is reduced by an average of 1° compared with the M-SSMUSIC when the SNR less than -12 dB.

Key words: MIMO radar; multipath; DOA estimation; spatial smoothing

低角目标跟踪^[1-2]问题是现代雷达面临的主要技术问题之一, 由于地面的反射作用, 雷达会接收到目标信号外地面反射的相干多径信号, 这 2 种信号

间的夹角往往较小, 且同时处于天线波束主瓣范围内, 所以多径信号间的混叠将严重影响雷达的测角性能。由于 MIMO 雷达具有波形分集的特点, 可以

收稿日期: 2016-09-02

基金项目: 国家自然科学基金(61601504)

作者简介: 汪安戈(1992—), 男, 湖北武汉人, 硕士生, 主要从事雷达多径测角研究. E-mail: 326399924@qq.com

引用格式: 汪安戈, 胡国平, 周豪, 等. MIMO 雷达双向空间平滑的多径目标 DOA 估计算法[J]. 空军工程大学学报(自然科学版), 2017, 18(3): 44-48. WANG Ange, HU Guoping, ZHOU Hao, et al. DOA Estimation Algorithm for Multi-path Target of MIMO Radar Based on FBSS[J]. Journal of Air Force Engineering University (Natural Science Edition), 2017, 18(3): 44-48.

在接收端形成拓展的虚拟阵列,信号检测能力与角度分辨能力^[3-5]更好,其应用于多径效应问题将有效地提高系统对目标角度的估计精度。

许多研究人员就阵列雷达多径情况下低角目标 DOA 估计问题^[6-9]和 MIMO 雷达相干信源 DOA 估计问题^[10-12]进行了较深入的研究。文献[11]提出了一种 M-SSMUSIC 方法,通过对样本协方差阵做空间平滑,达到减小噪声子空间方差的目的,从而改善了在低信噪比时相干信号的角度估计的性能。文献[12]在 MIMO 雷达相干信源的情况下,对 MIMO 雷达接收端的虚拟阵列进行了行列复用,同时利用各个子阵之间的平移不变特性解相干。但是文献[13]指出 MIMO 雷达不但要考虑接收信号多径,还需考虑发射信号多径,并且证明了利用子阵的平移不变性进行空间平滑 MIMO 雷达的解相干方法对多径信号并不适用。所以,多数的 MIMO 雷达解相干算法不能直接应用于 MIMO 雷达多径测角问题。文献[11]虽然为了减小误差应用了双向空间平滑,从而可以估计多径情况下的目标角度,但没考虑信号复用;文献[12]虽然考虑了复用,但利用子阵的平移不变性进行空间平滑解相干却失效。

本文针对多径情况下 MIMO 雷达目标 DOA 估计问题,考虑到 MIMO 雷达相干信号测角与 MIMO 雷达多径测角的不同,建立了同时考虑收发多径的信号模型,提出了一种结合 FBSS 的样本复用 MIMO 雷达低角目标 DOA 测角方法。算法对 MIMO 雷达匹配滤波得到的虚拟阵列进行了复用,将虚拟阵列按行列分别做一次双向空间平滑^[14-15],从而使 MIMO 雷达在多径、低信噪比条件下对目标的来波方向有着较高的估计精度。

1 多径条件下 MIMO 雷达收发信号模型

由于 MIMO 雷达与常规相控阵雷达之间存在差异,其多径信号模型不但要考虑接收多径,而且还需要考虑发射多径。本文以收发共置 MIMO 雷达为例,多径情况下 MIMO 雷达收发信号模型见图 1。图中虚线为发射信号的多径传播路径,实线为接收信号的多径传播路径,所以信号从 MIMO 雷达发射到接收的过程中一共有 4 条路径,即①雷达-目标-雷达;②雷达-目标-地面-雷达;③雷达-地面-目标-雷达;④雷达-地面-目标-地面-雷达。

设收发共置 MIMO 雷达为 N 个各向同性阵元组成的均匀线阵,阵元间距为 d , θ_d 和 θ_r 分别为直达波与反射波的俯仰角。发射信号时 N 个阵元的

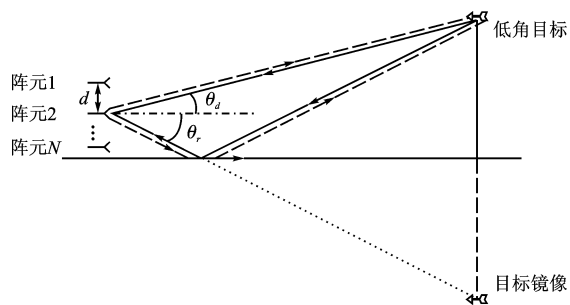


图 1 多径情况下收发共置 MIMO 雷达收发信号

Fig.1 Schematic diagram of receiving and sending MIMO radar signal in multi-path

发射矩阵为:

$$\mathbf{S}_F(t) = [s_{F1}(t) \quad s_{F2}(t) \quad \cdots \quad s_{FN}(t)]^T \quad (1)$$

MIMO 雷达 N 个阵元发射的是一组相互正交的

信号,即满足: $\int s_{Fi}(t) s_{Fj}(t) dt = \sigma_s^2 \delta_{ij}$, 其中 σ_s^2 为发射信号功率,而 $i=j$ 时 δ_{ij} 等于 1, 否则为 0。

则目标接收到的信号为:

$$\mathbf{S}_T(t) = [\mathbf{a}^T(\theta_d) + \boldsymbol{\varepsilon} \mathbf{a}^T(\theta_r)] \mathbf{S}_F(t) = [1 \quad \boldsymbol{\varepsilon}] [\mathbf{a}(\theta_d) \quad \mathbf{a}(\theta_r)]^T \mathbf{S}_F(t) \quad (2)$$

式中: $\mathbf{a}(\theta_d) = [1 \quad e^{j\beta_d} \quad \cdots \quad e^{j(N-1)\beta_d}]^T$ 为直达波的导向矢量,其中 $\beta_d = \frac{2\pi d}{\lambda} \sin\theta_d$, $\mathbf{a}(\theta_r)$ 同理为反射波的导向矢量; $\boldsymbol{\varepsilon} = \rho e^{j2\pi \frac{\Delta R}{\lambda}}$, 其中 ρ 为复反射系数, $2\pi \frac{\Delta R}{\lambda}$ 为直达波与反射波路程差引入的相位差。

MIMO 雷达接收回波时接收到的信号矩阵为:

$$\mathbf{X}(t) = [\mathbf{a}(\theta_d) + \boldsymbol{\varepsilon} \mathbf{a}(\theta_r)] \boldsymbol{\alpha} \mathbf{S}_T(t) + \mathbf{n}(t) = [\mathbf{a}(\theta_d) \quad \mathbf{a}(\theta_r)] \boldsymbol{\omega} [\mathbf{a}(\theta_d) \quad \mathbf{a}(\theta_r)]^T \mathbf{S}_F(t) + \mathbf{n}(t) \quad (3)$$

式中: $\boldsymbol{\omega} = [1 \quad \boldsymbol{\varepsilon}]^T$; $\boldsymbol{\alpha}$ 为目标的散射系数,这里令其为 1; $\mathbf{n}(t)$ 为 N 个阵元接收到的噪声矢量,设该噪声为高斯白噪声,服从均值为 0, 方差为 σ_n^2 的分布,且各阵元接收到的噪声互不相关。

2 双向空间平滑(FBSS)算法

根据式(3)可求得接收信号的协方差矩阵为:

$$\mathbf{R}_{XX} = E[\mathbf{X}(t) \mathbf{X}^H(t)] = [\mathbf{a}(\theta_d) \quad \mathbf{a}(\theta_r)] \mathbf{Q} [\mathbf{a}(\theta_d) \quad \mathbf{a}(\theta_r)]^H + \sigma_n^2 \mathbf{I} \quad (4)$$

式中: $\mathbf{Q} = E[\boldsymbol{\omega} \mathbf{S}_T(t) \mathbf{S}_T^*(t) \boldsymbol{\omega}^H]$; $\sigma_n^2 \mathbf{I} = E[\mathbf{n}(t) \mathbf{n}^H(t)]$ 。

定义一个 $N \times N$ 维变换矩阵 \mathbf{J}_M 为:

$$\mathbf{J}_M = \begin{bmatrix} 0 & \cdots & 1 \\ \vdots & & \vdots \\ 1 & \cdots & 0 \end{bmatrix} \quad (5)$$

式中除了反对角线上的值为 1 外,其余元素都为 0。

对于接收信号矩阵,对其反向可得到:

$$\mathbf{X}'(t) = \mathbf{J}_M \mathbf{X}^*(t) \quad (6)$$

式中:\$(\cdot)^*\$表示取复共轭(下同)。再进一步求得反向信号协方差矩阵为:

$$\mathbf{R}_{X'X'} = \mathbf{J}_M \mathbf{R}_{XX}^* \mathbf{J}_M =$$

$$[\mathbf{a}(\theta_d) \quad \mathbf{a}(\theta_r)] \mathbf{D} \mathbf{Q} \mathbf{D}^H [\mathbf{a}(\theta_d) \quad \mathbf{a}(\theta_r)]^H + \sigma_n^2 \mathbf{I} \quad (7)$$

式中:\$\mathbf{D} = \text{diag}(e^{-jN\beta_d}, e^{-jN\beta_r})\$,其中\$\text{diag}(\cdot)\$表示取对角阵。

在式(4)与式(7)的基础上,将得到的信号协方差阵与反向信号协方差阵取平均,就能实现双向空间平滑,平滑后的信号协方差阵为:

$$\mathbf{R} = \frac{1}{2} (\mathbf{R}_{XX} + \mathbf{J}_M \mathbf{R}_{XX}^* \mathbf{J}_M) \quad (8)$$

利用式(8)能实现对多径信号的解相干。对计算出的协方差阵进行特征分解,得到对应的信号子空间与噪声子空间,再用 MUSIC 算法的谱函数进行搜索,即可分辨多径情况下直达波与反射波的波达方向。

3 基于 FBSS 的样本复用 MIMO 雷达低角多径目标波达方向估计算法

在 MIMO 雷达中,因为已知发射信号矩阵为 \$\mathbf{S}_F(t)\$,所以可以对接收到的信号进行广义匹配滤波:

$$\mathbf{Y} = E[\mathbf{X}(t) \mathbf{S}_F^H(t)] =$$

$$[\mathbf{a}(\theta_d) \quad \mathbf{a}(\theta_r)] \boldsymbol{\omega} \boldsymbol{\omega}^T [\mathbf{a}(\theta_d) \quad \mathbf{a}(\theta_r)]^T + \mathbf{V} \quad (9)$$

式中:\$\mathbf{V}\$为\$N \times N\$维噪声矩阵,其任意元素都服从均值为0,方差为\$\sigma_n^2\$的复高斯分布,并且互不相关^[16-17]。

对于匹配滤波后虚拟阵列对应的矩阵 \$\mathbf{Y}\$ 的第 \$i\$ 列,即第 \$i\$ 个发射信号广义匹配滤波后的信号为:

$$\mathbf{Y}_i = [\mathbf{a}(\theta_d) \quad \mathbf{a}(\theta_r)] \boldsymbol{\omega} \mathbf{C}_i + \mathbf{V}_i, i = 1, 2, \dots, N \quad (10)$$

式中:\$\mathbf{C}_i = \boldsymbol{\omega}^T [e^{j(i-1)\beta_d} \quad e^{j(i-1)\beta_r}]^T\$;\$\mathbf{V}_i\$为\$\mathbf{V}\$的第 \$i\$ 列,是一个噪声列矢量,同样服从均值为0,方差为\$\sigma_n^2\$的复高斯分布,且互不相关。

由式(10)可知,对于虚拟阵列 \$\mathbf{Y}\$ 的第 \$i\$ 列 \$\mathbf{Y}_i\$,其模型形式与式(3)所示的接收信号模型形式相似,于是进一步对虚拟阵列 \$\mathbf{Y}_i\$ 计算协方差阵与反向协方差阵有:

$$\mathbf{R}_{YY_i} = E[\mathbf{Y}_i \mathbf{Y}_i^H] =$$

$$[\mathbf{a}(\theta_d) \quad \mathbf{a}(\theta_r)] \mathbf{Q}_i [\mathbf{a}(\theta_d) \quad \mathbf{a}(\theta_r)]^H + \sigma_n^2 \mathbf{I} \quad (11)$$

$$\mathbf{R}_{Y'Y'_i} = \mathbf{J}_M \mathbf{R}_{YY_i}^* \mathbf{J}_M =$$

$$[\mathbf{a}(\theta_d) \quad \mathbf{a}(\theta_r)] \mathbf{D} \mathbf{Q}_i \mathbf{D}^H [\mathbf{a}(\theta_d) \quad \mathbf{a}(\theta_r)]^H + \sigma_n^2 \mathbf{I} \quad (12)$$

式中:\$\mathbf{Q}_i = E[\boldsymbol{\omega} \mathbf{C}_i \mathbf{C}_i^* \boldsymbol{\omega}^H]\$;\$\sigma_n^2 \mathbf{I} = E[\mathbf{V}_i \mathbf{V}_i^H]\$。看得出

虚拟阵列 \$\mathbf{Y}_i\$ 计算得到的协方差矩阵 \$\mathbf{R}_{YY_i}\$ 与反向协方差矩阵 \$\mathbf{R}_{Y'Y'_i}\$ 的形式与式(4)、式(7)中 \$\mathbf{R}_{XX}\$ 与 \$\mathbf{R}_{X'X'}\$ 的形式相同。

将 \$\mathbf{Y}_i\$ 的协方差与反向协方差取平均,就可以实现对虚拟阵列 \$\mathbf{Y}\$ 的第 \$i\$ 列 \$\mathbf{Y}_i\$ 进行双向空间平滑,得到的平均协方差矩阵为:

$$\mathbf{R}_{iFB} = \frac{1}{2} (\mathbf{R}_{YY_i} + \mathbf{J}_M \mathbf{R}_{YY_i}^* \mathbf{J}_M) \quad (13)$$

将 \$N\$ 个列虚拟阵列 \$\mathbf{Y}_i\$ 的平均协方差矩阵进行积累可以得到:

$$\mathbf{R}_{cFB} = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^N (\mathbf{R}_{YY_i} + \mathbf{J}_M \mathbf{R}_{YY_i}^* \mathbf{J}_M) = \frac{1}{2} (\mathbf{R}_{YY_c} + \mathbf{J}_M \mathbf{R}_{YY_c}^* \mathbf{J}_M) \quad (14)$$

式中:\$\mathbf{R}_{YY_c} = E[\mathbf{Y} \mathbf{Y}^H] = \sum_{i=1}^N \mathbf{R}_{YY_i}\$。看得出累积得到的协方差矩阵 \$\mathbf{R}_{cFB}\$ 是虚拟阵列 \$\mathbf{Y}\$ 的列协方差与反向列协方差的平均。

同样,对于匹配滤波后虚拟阵列对应的矩阵 \$\mathbf{Y}\$ 的第 \$k\$ 行,即第 \$k\$ 个接收阵元广义匹配滤波后的信号为:

$$\mathbf{Y}_k = \mathbf{C}_k \boldsymbol{\omega}^T [\mathbf{a}(\theta_d) \quad \mathbf{a}(\theta_r)]^T + \mathbf{V}_{rk}, k = 1, 2, \dots, N \quad (15)$$

式中:\$\mathbf{C}_k = [e^{j(k-1)\beta_d} \quad e^{j(k-1)\beta_r}] \boldsymbol{\omega}\$;\$\mathbf{V}_{rk}\$为\$\mathbf{V}\$的第 \$k\$ 行,是一个噪声行矢量,同样服从均值为0,方差为\$\sigma_n^2\$的复高斯分布,且互不相关。

本文假设发射阵列和接收阵列具有对偶性,于是进一步对虚拟阵列 \$\mathbf{Y}_k\$ 计算协方差阵与反向协方差阵有:

$$\mathbf{R}_{YY_{rk}} = E[\mathbf{Y}_{rk}^H \mathbf{Y}_{rk}] =$$

$$[\mathbf{a}(\theta_d) \quad \mathbf{a}(\theta_r)] \mathbf{Q}_{rk} [\mathbf{a}(\theta_d) \quad \mathbf{a}(\theta_r)]^H + \sigma_n^2 \mathbf{I} \quad (16)$$

$$\mathbf{R}_{Y'Y'_{rk}} = \mathbf{J}_M \mathbf{R}_{YY_{rk}}^* \mathbf{J}_M =$$

$$[\mathbf{a}(\theta_d) \quad \mathbf{a}(\theta_r)] \mathbf{D} \mathbf{Q}_{rk} \mathbf{D}^H [\mathbf{a}(\theta_d) \quad \mathbf{a}(\theta_r)]^H + \sigma_n^2 \mathbf{I} \quad (17)$$

式中:\$\mathbf{Q}_{rk} = E[\boldsymbol{\omega}^* \mathbf{C}_k^* \mathbf{C}_k \boldsymbol{\omega}^T]\$;\$\sigma_n^2 \mathbf{I} = E[\mathbf{V}_{rk}^H \mathbf{V}_{rk}]\$。看得出虚拟阵列 \$\mathbf{Y}_k\$ 计算得到的协方差矩阵 \$\mathbf{R}_{YY_{rk}}\$ 与反向协方差矩阵 \$\mathbf{R}_{Y'Y'_{rk}}\$ 的形式与式(4)、式(7)中 \$\mathbf{R}_{XX}\$ 与 \$\mathbf{R}_{X'X'}\$ 的形式相同。

与对列进行双向空间平滑类似,对虚拟阵列 \$\mathbf{Y}\$ 的第 \$k\$ 行 \$\mathbf{Y}_k\$ 进行双向空间平滑得到的平均协方差矩阵为:

$$\mathbf{R}_{kFB} = \frac{1}{2} (\mathbf{R}_{YY_{rk}} + \mathbf{J}_M \mathbf{R}_{YY_{rk}}^* \mathbf{J}_M) \quad (18)$$

将 \$N\$ 个行虚拟阵列 \$\mathbf{Y}_k\$ 的平均协方差矩阵进行积累可以得到:

$$\mathbf{R}_{rFB} = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^N (\mathbf{R}_{YY_{rk}} + \mathbf{J}_M \mathbf{R}_{YY_{rk}}^* \mathbf{J}_M) =$$

$$\frac{1}{2}(\mathbf{R}_{YY_r} + \mathbf{J}_M \mathbf{R}_{YY_r}^* \mathbf{J}_M) \quad (19)$$

式中: $\mathbf{R}_{YY_r} = E[\mathbf{Y}^H \mathbf{Y}] = \sum_{i=1}^N \mathbf{R}_{YY_{rk}}$ 。看得出累积得到的协方差矩阵 \mathbf{R}_{rFB} 是虚拟阵列 \mathbf{Y} 的行协方差与反向行协方差的平均。

实际中 \mathbf{R}_{YY_c} 与 \mathbf{R}_{YY_r} 的计算公式为:

$$\hat{\mathbf{R}}_{YY_c} = \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L \mathbf{Y}(l) \mathbf{Y}^H(l) \quad (20)$$

$$\hat{\mathbf{R}}_{YY_r} = \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L \mathbf{Y}^H(l) \mathbf{Y}(l) \quad (21)$$

式中: L 为对虚拟阵列 \mathbf{Y} 采样的次数,即快拍数。所以对 MIMO 雷达的虚拟阵列进行行列双向空间平滑后,得到的协方差矩阵为:

$$\mathbf{R}_{MFB} = \frac{1}{4}(\hat{\mathbf{R}}_{YY_c} + \mathbf{J}_M \hat{\mathbf{R}}_{YY_c}^* \mathbf{J}_M + \hat{\mathbf{R}}_{YY_r} + \mathbf{J}_M \hat{\mathbf{R}}_{YY_r}^* \mathbf{J}_M) \quad (22)$$

总结基于 FBSS 的样本复用 MIMO 雷达低角多径目标波达方向估计算法的步骤如下:

步骤 1 按照式(9)进行匹配滤波,计算虚拟阵列 \mathbf{Y} ,并按一定的快拍数采样;

步骤 2 按照式(20)~(21)计算 \mathbf{Y} 的列协方差阵 $\hat{\mathbf{R}}_{YY_c}$ 与行协方差阵 $\hat{\mathbf{R}}_{YY_r}$;

步骤 3 按照式(22)对协方差阵 $\hat{\mathbf{R}}_{YY_c}$ 与 $\hat{\mathbf{R}}_{YY_r}$ 进行双向空间平滑;

步骤 4 将式(22)平滑后的协方差矩阵 \mathbf{R}_{MFB} 通过 MUSIC 算法估计直达波与反射波的波达方向。

4 仿真实验

仿真实验中,收发共置 MIMO 雷达为垂直均匀线阵,阵元间距为发射信号波长的 0.5 倍,阵元数 $N=16$,且各个阵元发射相互正交的信号。直达波与反射波的来波方向分别为 $\theta_d=2^\circ$ 和 $\theta_r=-2^\circ$,设包含复反射系数与路程差的总反射系数 $\epsilon=0.8e^{j\frac{160^\circ}{180^\circ}\pi}$,进行 300 次 Monte Carlo 仿真,为了检验该算法在多径情况下的 DOA 估计性能,通过实验将本文算法、M-SSMUSIC 算法^[11]和 FBSS 算法的性能进行了比较。

图 2 为 3 种算法在快拍数 L 为 128 次,信噪比 SNR 为 10 dB 情况下的空间谱比较。从图 2 中可以看出,本文算法与 M-SSMUSIC 算法都可以精准地估计出直达波与反射波的来波方向,但在来波的俯仰角处本文算法比 M-SSMUSIC 算法的峰值更高,故估计性能更好。而 FBSS 算法并不能精准估计直达波与反射波的来波方向。

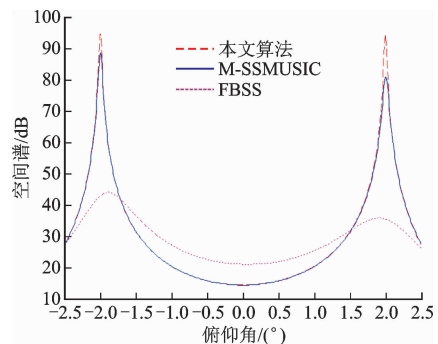


图 2 3 种算法的空间谱 ($L=128$, SNR=10 dB)
Fig. 2 The spatial spectrum of the three algorithms ($L=128$, SNR=10 dB)

图 3 为 3 种算法在快拍数 L 为 128 次,不同 SNR 条件下均方根误差的比较。可以看出,本文算法的均方根误差小于 FBSS 算法。且在低信噪比情况下 (SNR 小于 -5 dB 时),本文算法的均方根误差明显小于 M-SSMUSIC 算法,性能更优。

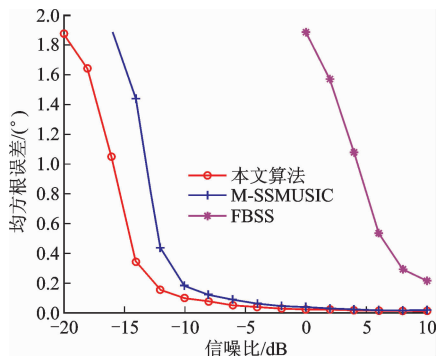


图 3 不同信噪比 SNR 时 3 种算法的均方根误差 ($L=128$)
Fig. 3 The RMSE of the three algorithms when the different SNR ($L=128$)

图 4 为 3 种算法信噪比 SNR 为 10 dB,不同快拍次数情况下的均方根误差比较。快拍次数不同时,本文算法明显比 FBSS 算法的均方根误差要小得多。而在采样数较小 (快拍数小于 50 次) 时,本文算法比 M-SSMUSIC 算法的均方根误差更小,性能较优。

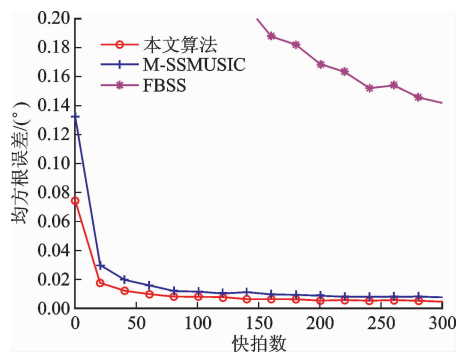


图 4 不同快拍次数时 3 种算法的均方根误差 (SNR=10 dB)
Fig. 4 The RMSE of the three algorithms when the different number of snapshots (SNR=10 dB)

5 结语

本文研究了多径情况下 MIMO 雷达低角目标测角问题,提出了一种基于 FSBB 的样本复用 MIMO 雷达低角目标波达方向估计方法。在建立同时考虑收发多径的信号模型的基础上,对 MIMO 雷达匹配滤波得到的虚拟阵列进行了复用,将虚拟阵列的行列分别进行双向空间平滑,进一步计算行列平滑后的协方差阵,从而使 MIMO 雷达在多径、低信噪比条件下对目标的来波方向有较高的估计精度。最后通过仿真实验验证了本文所提方法的有效性。

参考文献(References):

- [1] CHEN J W, XU D H, LIU B Q. Performance Analysis of Meter Band Radar Height-Finding Approach for Low-Angle Tracking [C]//International Symposium on Intelligent Signal Processing and Communications, 2006: 657-660.
- [2] WANG B H, MENG L Q, CAO X M. Array Calibration for Radar Low - Angle Tracking Based on Electromagnetic Matched Field Processing [J]. IEEE Transactions on AP-S, 2008: 1406-1409.
- [3] 李先茂,董天临,黄高明. MIMO 雷达及其特性综述 [J]. 现代防御技术, 2015, 43(4): 124-131.
LI X M, DONG T L, HUANG G M. Introduction of MIMO Radar and Its Character [J]. Modern Defence Technology, 2015, 43(4): 124-131. (in Chinese)
- [4] CHEN C Y, VAIDYANATHAN P P. MIMO Radar Ambiguity Properties and Optimization Using Frequency-hopping Waveforms [J]. IEEE Trans Signal Process, 2008, 56(12): 5926-5936.
- [5] FUHRMANN D R, ANTONIO G S. Transmit Beamforming for MIMO Radar Systems Using Signal Cross-Correlation [J]. IEEE Trans Aerosp Electron Syst, 2008, 44(1): 171-186.
- [6] 吴向东,马仑,梁中华. 基于波束域的米波雷达低仰角波达方向估计 [J]. 电波科学学报, 2014, 29(6): 1147-1152.
WU X D, MA L, LIANG Z H. Estimation of Direction-of-arrival for Meter-Wave Radar Based on Beam-Space at Low-Angle Environment [J]. Chinese Journal of Radio Science, 2014, 29(6): 1147-1152. (in Chinese)
- [7] 徐振海,黄坦,熊子源,等. 基于频率分集的阵列雷达低角跟踪算法 [J]. 国防科技大学学报, 2014, 36(2): 93-98.
XU Z H, HUANG T, XIONG Z Y, et al. Low-angle Tracking Algorithm Using Frequency Diversity for Array Radar [J]. Journal of National University of Defense Technology, 2014, 36(2): 93-98. (in Chinese)
- [8] 张瑜,房少娟,李雪萍. 低角雷达多径误差抑制的盲分离方法 [J]. 电光与控制, 2011, 18(10): 32-34.
ZHANG Y, FANG S J, LI X P. Blind Separation Method of Low-Angle Radar Multipath Error Suppression [J]. Electronics Optics & Control, 2011, 18(10): 32-34. (in Chinese)
- [9] 刁鸣,丁兆明,高洪元,等. 基于特征空间算法的非圆相干信源 DOA 估计 [J]. 哈尔滨工程大学学报, 2014, 35(12): 1559-1563.
DIAO M, DING Z M, GAO H Y, et al. Estimating Direction of Arrival of Non-Circular Coherent Signals Based on ES-DOA Estimation Algorithm [J]. Journal of Harbin Engineering University, 2014, 35(12): 1559-1563. (in Chinese)
- [10] 符渭波,苏涛,赵永波,等. 双基地 MIMO 雷达相干源角度估计方法 [J]. 西安电子科技大学学报, 2012(2): 120-126.
FU W B, SU T, ZHAO Y B, et al. Method for Angle Estimation of Coherent Sources in Bistatic MIMO Radar [J]. Journal of Xidian University, 2012(2): 120-126. (in Chinese)
- [11] 侯云山,黄建国,张立杰. 一种改进的 MIMO 阵列子空间方位估计方法 [J]. 系统工程与电子技术, 2010, 32(5): 955-958.
HOU Y S, HUANG J G, ZHANG L J. Improved Subspace Bearing Estimator for MIMO Array [J]. Systems Engineering and Electronics, 2010, 32(5): 955-958. (in Chinese)
- [12] 张娟,张林让,刘楠,等. 一种有效的 MIMO 雷达相干信源波达方向估计方法 [J]. 电子学报, 2011, 39(3): 680-684.
ZHANG J, ZHANG L R, LIU N, et al. An Efficient DOA Estimation Algorithm of Coherent Sources for MIMO Radar [J]. Acta Electronica Sinica, 2011, 39(3): 680-684. (in Chinese)
- [13] 刘俊,刘峥,谢荣,等. 基于波束空间的米波 MIMO 雷达角度估计算法 [J]. 电子学报, 2011, 39(9): 1961-1966.
LIU J, LIU Z, XIE R, et al. Beam-Space Domain Angle Estimation Algorithm in VHF MIMO Radar [J]. Acta Electronica Sinica, 2011, 39(9): 1961-1966. (in Chinese)
- [14] PILLAI S U, KWON B H. Forward/Backward Spatial Smoothing Techniques for the Coherent Signal Identification [J]. IEEE Transactions on ASSP, 1989, 37(1): 8-15.
- [15] WU S L, LUO J Q. DOA Estimation of Correlative Signals with Spatial Smoothing Technique and Modified MUSIC Method [J]. IEEE Transactions on IC-SP, 2004: 1411-1414.
- [16] BEKKERMAN I, TABRIKIAN J. Target Detection and Localization Using MIMO Radars and Sonars [J]. IEEE Trans on Signal Processing, 2006, 54(10): 3873-3883.
- [17] 肖文书. MIMO 雷达中的信号检测 [J]. 电子学报, 2010, 38(3): 627-631.
XIAO W S. Model of Signal Detection for MIMO Radar [J]. Acta Electronica Sinica, 2010, 38(3): 627-631.