

# 一种有效的 MIMO 雷达相干信源波达方向估计方法

张 娟,张林让,刘 楠,徐 青

(西安电子科技大学雷达信号处理国防科技重点实验室,陕西西安 710071)

**摘 要:** 提出了一种基于接收数据样本复用的 MIMO 雷达相干信源波达方向估计方法.算法利用 MIMO 雷达发射波形的分集以及 MIMO 雷达收、发阵列之间的对偶性,对 MIMO 雷达回波数据矩阵进行了样本复用以等效地增加样本数量,获得基于发射阵和基于接收阵的虚拟子阵接收信号.利用各个子阵之间的平移不变特性计算空间平滑之后的协方差矩阵,提高了相干信源波达方向估计的精度.计算机仿真验证了该方法的有效性.

**关键词:** MIMO 雷达;相干信源;空间平滑;波达方向估计

**中图分类号:**           **文献标识码:** A           **文章编号:** 0372-2112 (2011) 03-0680-05

## An Efficient DOA Estimation Algorithm of Coherent Sources for MIMO Radar

ZHANG Juan, ZHANG Lin-rang, LIU Nan, XU Qing

(National Laboratory of Radar Signal Processing, Xidian University, Xi'an, Shaanxi 710071 China)

**Abstract:** DOA estimation algorithm of coherent sources for MIMO radar is presented by applying the diversity of the transmitted waveform and the symmetry of the transmitting and receiving array. The receiving data samples are reused to increase the number of samples, and obtain the receiving signal of transmitting and receiving virtual sub-arrays. The covariance matrixes of the virtual sub-arrays are derived utilizing the smoothing invariability and the DOA estimation precision is improved. Numerical examples are simulated to verify the effectiveness of the algorithm.

**Key words:** MIMO radar; coherent sources; spatial smoothing; DOA estimation

## 1 引言

MIMO 雷达是近年来提出的一种新体制雷达,包括非相关 MIMO 雷达和相关 MIMO 雷达两种方式.本文的研究工作主要针对相关 MIMO 雷达,其在发射端发射的是一组正交的波形,能够在空间形成多个通道,这种波形的分集能够带来更多的雷达系统性能的改善,其中一个重要方面体现在 MIMO 雷达在接收端形成了更大孔径的虚拟阵列,改善了系统分辨率,提高了参数估计的精度,增加了可估计的最大信源数<sup>[1,2]</sup>.目前大部分关于 MIMO 雷达波达方向估计的文献都是基于非相干源的,仍然是以子空间类高分辨算法为主.

以 MUSIC 算法为代表的子空间类高分辨 DOA 估计算法对于非相干或相关程度较小的空间信源具有良好的分辨性能和较高的估计精度.但其分辨性能会随空间信源间相关程度的增加而逐渐恶化.对于空间存在相干信源的情况,传统的阵列空间平滑 SS(Spatial Smoothing)算法是一种常用的处理相干源的预处理方法.文献[3]

对空间前向平滑技术(Forward SS)进行了深入的研究和讨论,文献[4]提出了前后向空间平滑技术(Forward-Backward SS),随后又出现了子阵协方差算法和加权空间平滑算法<sup>[5]</sup>,这些改进的算法在某种程度上减小了阵列的孔径损失,提高了相干源的分辨能力,但也带来了更大的计算量.上述提到的种种 SS 技术都是通过牺牲阵列的有效孔径来获得其去相干能力的.由于阵列孔径的损失,算法对相干源的分辨能力都有较大幅度的下降.

本文出了一种基于接收数据样本复用的 MIMO 雷达相干信源波达方向估计方法,算法利用 MIMO 雷达发射波形的分集以及 MIMO 雷达收、发阵列之间的对偶性,对 MIMO 雷达回波数据矩阵进行了行列复用以等效地增加样本数量,获得基于发射阵和基于接收阵的虚拟子阵接收信号,利用各个子阵之间的空间平移不变性计算空间平滑之后的协方差矩阵,对相干信源的波达方向进行估计,在低信噪比条件下能够提高估计精度.

## 2 MIMO 雷达接收信号模型

设 MIMO 雷达工作在窄带远场条件下,接收阵和发射阵为同一阵列,是由  $N$  元各向同性阵元组成的均匀线阵,阵元间距为  $d$ ,  $N$  个发射阵元的发射信号矢量为:

$$\mathbf{S}(n) = [\mathbf{s}_1(n), \mathbf{s}_2(n), \dots, \mathbf{s}_N(n)]^T \quad (1)$$

其中  $T$  表示矩阵转置,  $\mathbf{s}_i(n) = [\mathbf{s}_i(0)\mathbf{s}_i(1)\dots\mathbf{s}_i(L-1)]^T$ ,  $L$  为发射信号的长度,理想情况下,各个阵元发射信号为相互正交的一组信号,即满足:

$$\frac{1}{L} \sum_{n=1}^L \mathbf{S}(n) \mathbf{S}^H(n) = \sigma_s^2 \mathbf{I}_N, \text{ 其中 } \sigma_s^2 \text{ 为发射信号的功率, } \mathbf{I}_N \text{ 为 } N \times N \text{ 的单位阵.}$$

空间中共有部分或者完全相关的  $Q$  个信源,散射强度分别为  $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_Q$ , 波达方向分别为  $\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_Q$ . 则这  $Q$  个目标的回波信号矢量为

$$\mathbf{y}(n) = \sum_{q=1}^Q \alpha_q \mathbf{a}(\theta_q) \mathbf{a}^T(\theta_q) \mathbf{S}(n) + \mathbf{W}(n) \quad (2)$$

其中  $\mathbf{a}(\theta_q) = [1, e^{-j\beta_q}, \dots, e^{-j(N-1)\beta_q}]^T$  为第  $q$  个目标的阵列导向矢量,  $\beta_q = 2\pi d \sin(\theta_q) / \lambda$  为信源波数.  $\mathbf{W}(n)$  为各个阵元接收到的噪声矢量,假定噪声矢量  $\{w_i[n]\}_{i=1}^N$  服从独立的、均值为零的复高斯分布,协方差矩阵为  $\mathbf{R}_w$ ,  $\mathbf{R}_w = \sigma_w^2 \mathbf{I}_N$ .

每个阵元接收的信号分别与  $N$  个发射信号进行匹配滤波,则整个匹配滤波器组的输出信号矩阵为

$$\mathbf{X} = \sum_{q=1}^Q \alpha_q \mathbf{a}(\theta_q) \mathbf{a}(\theta_q)^T + \mathbf{V} \quad (3)$$

其中  $\mathbf{X}$  是一个  $N \times N$  维的矩阵.  $\mathbf{V} = \sum_{n=1}^L \mathbf{W}(n) \mathbf{S}^H(n) / L$ , 是一个  $N \times N$  维的接收噪声矩阵,其任意行或列都服从均值为 0, 方差为  $\sigma_w^2$  的复高斯分布<sup>[6,7]</sup>.

## 3 MIMO 雷达虚拟阵列空间平滑算法

将式(3)中的矩阵  $\mathbf{X}$  以向量的形式给出,可以表示如下:

$$\mathbf{X}' = \sum_{q=1}^Q \alpha_q \mathbf{C}(\theta_q) + \mathbf{V}' = \mathbf{C}(\theta) \boldsymbol{\alpha} + \mathbf{V}' \quad (4)$$

其中  $\mathbf{X}' = [X_{11} \dots X_{NN}]^T$ ,  $\boldsymbol{\alpha} = (\alpha_1, \dots, \alpha_Q)^T$ ,  $\mathbf{C}(\theta) = (\mathbf{c}(\theta_1), \dots, \mathbf{c}(\theta_Q))$ ,  $\mathbf{c}(\theta_q) = \mathbf{a}(\theta_q) \otimes \mathbf{a}(\theta_q)$ ,  $\otimes$  表示矩阵的 Kronecker 积.  $\mathbf{V}' = [\mathbf{w}_1(l) \mathbf{s}_1^H(l), \dots, \mathbf{w}_N(l) \mathbf{s}_N^H(l)]^T$ ,  $\mathbf{V}' \sim N^c(0, \sigma_w^2 \mathbf{I}_{NN})$  为零均值的复高斯随机过程.  $\mathbf{c}(\theta_q)$  称为第  $q$  个目标的虚拟阵列导向矢量,其中不相等的元素个数等于 MIMO 雷达有效的虚拟阵元数.对于本文考虑的接收发射阵列为同一均匀线阵的情况, MIMO 雷达的虚拟阵列共有  $2N - 1$  个有效阵元.

与传统的阵列空间平滑算法类似,式(4)中的 MIMO 雷达虚拟阵列接收信号模型与传统阵列接收信号

模型具有相似性,用 MIMO 雷达虚拟阵列导向矢量矩阵代替阵列接收信号模型中的接收阵列导向矢量,可推导出 MIMO 雷达虚拟阵列空间平滑算法.

传统的阵列空间平滑算法利用均匀线阵的平移不变性,将阵列划分成相互重叠的  $L$  个子阵 ( $L \geq Q + 1$ ), 每个子阵中包含  $P$  个阵元 ( $P \geq Q + 1$ ). 现将传统的空间平滑算法应用到 MIMO 雷达中,则 MIMO 雷达虚拟阵元总数与阵元间距的关系满足  $2N - 1 = L + P - 1$ , 则空间平滑矩阵可以表示成一个  $P \times P$  的协方差矩阵.

$$\mathbf{R}_P^i = \mathbf{C}_P(\theta) \mathbf{D}^{i-1} \mathbf{R}_a (\mathbf{D}^{i-1})^H \mathbf{C}_P^H(\theta) + \sigma_w^2 \mathbf{I}_P \quad (5)$$

其中  $\mathbf{C}_P(\theta)$  是参考子阵的阵列流型,  $\mathbf{D}$  为  $Q \times Q$  的对角阵.

$$\mathbf{D} = \text{diag}(e^{j\beta_1}, e^{j\beta_2}, \dots, e^{j\beta_Q}) \quad (6)$$

其中  $\text{diag}(\cdot)$  表示取对角阵,  $\beta_q = 2\pi d \sin(\theta_q) / \lambda$ .

采用前向平滑和双向平滑以后的协方差矩阵可分别表示为

$$\mathbf{R}_F = \frac{1}{L} \sum_{i=1}^L \mathbf{R}_P^i \quad (7)$$

$$\mathbf{R}_{FB} = \frac{1}{2L} \sum_{i=1}^L (\mathbf{R}_P^i + \mathbf{J}(\mathbf{R}_P^i)^* \mathbf{J}) \quad (8)$$

其中  $\mathbf{J}$  为  $P \times P$  的交换矩阵,是一个单位阵的反对称阵,用于构造后向平滑协方差矩阵.  $(*)$  表示取复共轭.

## 4 接收数据样本复用的 MIMO 雷达相干信源波达方向估计算法

本节给出了一种接收数据样本复用的 MIMO 雷达相干信源波达方向估计方法,该方法利用 MIMO 雷达接收、发阵列之间的对偶性,对 MIMO 雷达的回波数据矩阵进行了行列复用以等效地增加样本数量,从而提高了相干信源波达方向估计的精度.

考虑到矩阵  $\mathbf{X}$  的第  $i$  列与第  $i + 1$  列对应的导向矢量满足平移不变性,同样,矩阵  $\mathbf{X}$  的第  $j$  行与第  $j + 1$  行对应的导向矢量也满足平移不变性.将矩阵  $\mathbf{X}$  的每行和每列分别提出作为单个子阵的接收信号.则式(3)中矩阵  $\mathbf{X}$  的第  $i$  列,即由第  $i$  个发射信号引起的匹配滤波器组的输出信号可以表示为:

$$\mathbf{X}_{ci} = \mathbf{A} \mathbf{D}^{i-1} \boldsymbol{\alpha} + \mathbf{V}_{ci}, \quad i = 1, 2, \dots, N \quad (9)$$

其中  $\mathbf{X}_{ci}$  表示矩阵  $\mathbf{X}$  的第  $i$  列,  $\mathbf{A} = [\mathbf{a}(\theta_1), \mathbf{a}(\theta_2), \dots, \mathbf{a}(\theta_Q)]$ ,  $\boldsymbol{\alpha} = (\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_Q)^T$ ,  $\mathbf{V}_{ci}$  表示矩阵  $\mathbf{V}$  的第  $i$  列,同时也是一个列噪声矢量,满足空时独立的高斯白噪声,均值为 0, 方差为  $\sigma_w^2$  的条件.

同样,矩阵  $\mathbf{X}$  的第  $j$  行,即由第  $j$  个接收阵元接收的信号经过匹配滤波器组以后的输出为:

$$\mathbf{X}_{rj} = \boldsymbol{\alpha}^T \mathbf{D}^{j-1} \mathbf{A}^T + \mathbf{V}_{rj}, \quad j = 1, 2, \dots, N \quad (10)$$

$\mathbf{X}_{rj}$  表示矩阵  $\mathbf{X}$  的第  $j$  行,  $\mathbf{V}_{rj}$  表示矩阵  $\mathbf{V}$  的第  $j$  行,

同时  $\mathbf{V}_j^H$  也是一个列噪声矢量, 同样满足空时独立的高斯白噪声, 均值为 0, 方差为  $\sigma_w^2$  的条件.

这里, 矩阵  $\mathbf{X}$  的每一列表示由各个不同的发射信号引起的匹配滤波器组的输出信号. 对于  $\mathbf{X}_{ci}$  而言,  $\mathbf{D}^{i-1}$  实际上是由第  $i$  个发射阵元相对参考阵元的偏移所引入的, 所以,  $\mathbf{X}_{c1}, \dots, \mathbf{X}_{cN}$  可分别等效为  $N$  个具有相同构形和不同空间偏置量的虚拟接收阵列的输出信号. 同样, 矩阵  $\mathbf{X}$  的每一行表示不同的接收阵元接收的信号经过匹配滤波器组以后的输出信号. 而对于  $\mathbf{X}_{rj}$  而言,  $\mathbf{D}^{j-1}$  实际上是由第  $j$  个接收阵元相对参考阵元的偏移所引入的, 所以,  $\mathbf{X}_{r1}, \dots, \mathbf{X}_{rN}$  对应着  $N$  个具有相同构形和不同空间偏置量的虚拟发射阵列. 在本文的假设条件下, 发射阵列和接收阵列具有对偶性, 利用这些虚拟发射阵列和虚拟接收阵列之间的平移不变性可以实现相干信源波达方向的估计.

则对应的  $\mathbf{X}_{ci}$  和  $\mathbf{X}_{rj}$  的协方差矩阵分别为

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_{X_c}^i &= \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L \mathbf{X}_{ci}(l) \mathbf{X}_{ci}^H(l) \\ &= \mathbf{A} \mathbf{D}^{n-1} \boldsymbol{\alpha} \boldsymbol{\alpha}^H (\mathbf{D}^{n-1})^H \mathbf{A}^H + \sigma_w^2 \mathbf{I}_N \end{aligned} \quad (11)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_{X_r}^j &= \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L \mathbf{X}_{rj}^H(l) \mathbf{X}_{rj}(l) \\ &= \mathbf{A} \mathbf{D}^{n-1} \boldsymbol{\alpha} \boldsymbol{\alpha}^H (\mathbf{D}^{n-1})^H \mathbf{A}^H + \sigma_w^2 \mathbf{I}_N \end{aligned} \quad (12)$$

定义 MIMO 雷达虚拟子阵的前向空间平滑后的协方差矩阵为:

$$\hat{\mathbf{R}}_{MF} = \frac{1}{2N} \left[ \sum_{i=1}^N \mathbf{R}_{X_c}^i + \sum_{j=1}^N \mathbf{R}_{X_r}^j \right] \quad (13)$$

前后向平滑后的协方差矩阵为

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{R}}_{MFB} &= \frac{1}{4N} \\ & \left[ \sum_{i=1}^N \mathbf{R}_{X_c}^i + \sum_{i=1}^N \mathbf{J}_N (\mathbf{R}_{X_c}^i)^* \mathbf{J}_N + \sum_{j=1}^N \mathbf{R}_{X_r}^j + \sum_{j=1}^N \mathbf{J}_N (\mathbf{R}_{X_r}^j)^* \mathbf{J}_N \right] \end{aligned} \quad (14)$$

其中  $\mathbf{J}_N$  为  $N \times N$  的交换矩阵, 是一个单位阵的反对称阵, 用于构造后向平滑协方差矩阵.

注意到, 由于  $\mathbf{R}_{X_c}^i$  和  $\mathbf{R}_{X_r}^j$  均来自样本  $\mathbf{X}(m)$ , 因此, 二者所包含的目标回波分量是完全相同的. 因此, 样本行列复用并不能提高对目标回波分量协方差矩阵 (即式 (11) 和式 (12) 中等号右边第一项) 的估计精度.

令  $\boldsymbol{\Omega}_{ci} = \mathbf{V}_{ci} \mathbf{V}_{ci}^H$ ,  $\boldsymbol{\Omega}_{rj} = \mathbf{V}_{rj}^H \mathbf{V}_{rj}$ , 不难发现,  $\mathbf{V}_{ci}$  中的第  $j$  个元素和  $\mathbf{V}_{rj}$  中的第  $i$  个元素是重合的. 因此,  $\boldsymbol{\Omega}_{ci}$  与  $\boldsymbol{\Omega}_{rj}$  中只有 1 个元素是相等的, 其余元素都是彼此独立的. 因此, 样本行列复用能够提高对噪声分量协方差矩阵 (即式 (11) 和式 (12) 中等号右边第二项) 的估计精度, 因而也有利于提高后续波达方向估计的精度.

总结整个基于接收数据样本复用的 MIMO 雷达虚拟空间平滑算法的步骤如下:

**步骤 1** 利用 MIMO 雷达匹配滤波器组之后的输出数据矩阵, 分别取矩阵的行和列作为基于发射阵的虚拟子阵接收信号和基于接收阵的虚拟子阵接收信号.

**步骤 2** 利用各个发射虚拟子阵和接收虚拟子阵之间的平移不变性, 计算各个虚拟子阵接收信号的协方差矩阵.

**步骤 3** 根据式 (13) 和式 (14), 分别计算 MIMO 雷达的前向虚拟平滑和前后向虚拟平滑之后的协方差矩阵, 通过协方差矩阵的去相干对相干信源的波达方向进行估计.

传统的阵列空间平滑算法是通过空间平滑去相干的, 要得到好的去相干效果, 要求的平滑次数要高, 但对应的子阵孔径也小, 这种阵列孔径损失带来的阵列增益损失与去相干效果相矛盾. 对于  $N$  个阵元的等距线阵来说, 传统的阵列中的单向空间平滑算法最多可分辨  $N/2$  个相干信源, 而前后向空间平滑算法、加权空间平滑算法或者空间差分平滑算法最多可分辨  $2N/3$  个相干信源.

对于本文提出的基于接收数据样本复用的 MIMO 雷达虚拟空间平滑算法在单向平滑时, 每个子阵对应的阵元数都是  $N$  个阵元, 最多可分辨  $N-1$  个空间相干信源, 对于前后向空间平滑算法, 则最多可分辨  $2(2N-1)/3$  个相干信源.

算法中, 第  $i$  个信源的波达方向估计的克拉-美罗界<sup>[8,9]</sup>可以表示为:

$$CRB_M(\theta_i) = \frac{6}{N^3 LSNR_i} \leq CRB_{FB}(\theta_i) = \frac{6}{P^3 LSNR_i} \quad (15)$$

其中  $N$  为接收数据对应的阵元数,  $L$  为快拍数,  $SNR_i$  为第  $i$  个信源对应的信噪比,  $CRB_{FB}(\theta_i)$  为采用阵列前后向平滑算法时第  $i$  个信源的波达方向估计的克拉-美罗界,  $P$  为子阵阵元数.

## 5 计算机仿真

为了验证算法的有效性, 对本文提出的算法、MIMO 雷达虚拟阵列空间平滑算法、MIMO 雷达接收阵列空间平滑算法这三种不同算法在单向平滑和前后向平滑条件下的性能进行了仿真和对比. 仿真时, MIMO 雷达的收发阵列为同一阵列, 阵元数为 16, 阵元间距为 0.5 倍波长, 空间中有两个等功率的相干源, 波达方向分别为  $0^\circ$  和  $2^\circ$ , 蒙特卡罗仿真次数为 300 次, MIMO 雷达虚拟阵列的空间平滑算法中, 子阵阵元数为 16. MIMO 接收阵的空间平滑算法中, 子阵阵元数为 8. 图 1~6 给出了不同条件下的第一个信源的波达方向的估计误差曲线, 图中虚线为接收阵列空间平滑的仿真结果, 点划线为 MIMO 雷达虚拟阵列空间平滑的仿真结果, 实线为本

文算法条件下 MIMO 雷达相干信源波达方向估计的仿真结果.图 1 给出了使用 16 个阵元的等距阵,快拍数为 128,当信噪比从 0dB 变化到 30dB 时,三种算法在单向平滑时的角度估计均方误差随信噪比的变化曲线,图 2 给出了相同条件下三种算法在前后向平滑时角度估计均方误差随信噪比的变化曲线.

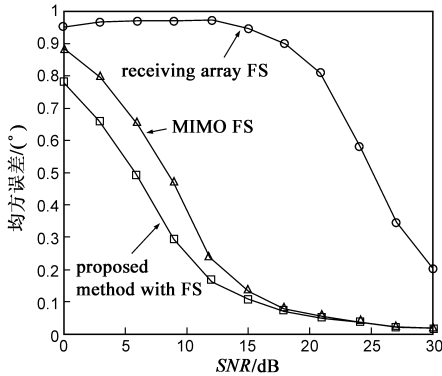


图1 前向平滑时的估计均方误差随信噪比变化曲线(阵元数为16,快拍数为128)

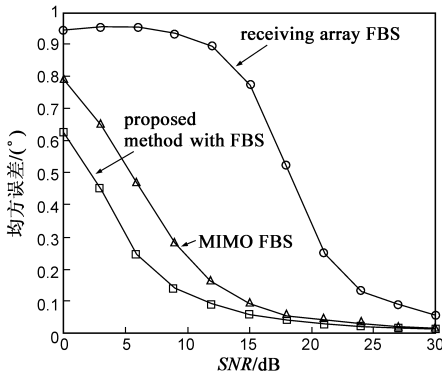


图2 前后向平滑时的估计均方误差随信噪比变化曲线(阵元数为16,快拍数为128)

由图 1 和 2 可以看出,在相同阵元数和快拍数情况下,接收阵列空间平滑算法的性能最差,主要时因为其系统自由度要低于 MIMO 雷达.在低信噪比条件下,本文提出的算法的估计精度要高于 MIMO 雷达虚拟阵列空间平滑算法,主要是因为低信噪比条件下,噪声分量占在协方差矩阵中所占的比重比较大,而噪声分量又会提高相干信源波达方向估计的精度;在高信噪比条件下,本文提出的算法的估计精度要与 MIMO 雷达虚拟阵列空间平滑算法相等,主要是因为高信噪比条件下,信号分量占在协方差矩阵中所占的比重比较大,本文提出的算法不能提高波达方向估计精度.并且在本文仿真实验中,两种算法是等价的.

图 3 给出了信噪比为 10dB,快拍数为 128,三种算法在单向平滑时的角度估计均方误差随阵元数的变化曲线,图 4 给出了相同条件下三种算法在前后向平滑时角度估计均方误差随阵元数的变化曲线.由图可以看

出,本文提出的算法的估计精度要高于 MIMO 雷达虚拟阵列空间平滑算法和接收阵列空间平滑算法.并且随着阵元数的增多,其估计精度不断提高.

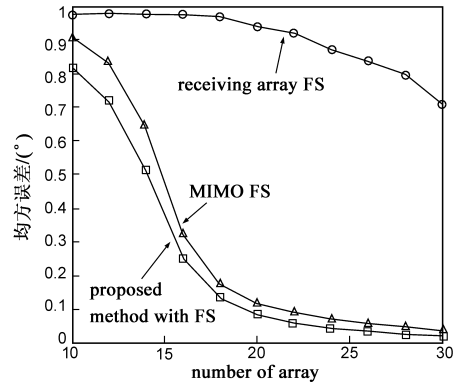


图3 前向平滑时的估计均方误差随阵元数变化曲线(信噪比为10dB,快拍数为128)

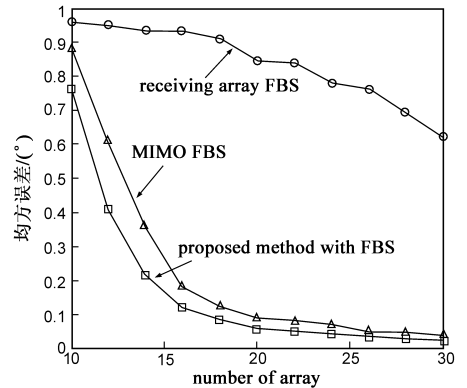


图4 前后向平滑时的估计均方误差随阵元数变化曲线(信噪比为10dB,快拍数为128)

图 5 给出了信噪比为 10dB,总的阵元数为 16,三种算法在单向平滑时的角度估计均方误差随快拍数的变化曲线,图 6 给出了相同条件下三种算法在前后向平滑时角度估计均方误差随快拍数的变化曲线.由图可以看出,本文提出的算法的估计精度要高于 MIMO 雷达虚拟阵列空间平滑算法和接收阵列空间平滑算法.并且随着快拍数的增多,其估计精度不断提高.

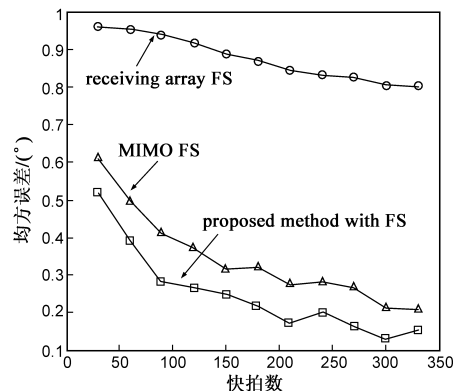


图5 前向平滑时的估计均方误差随快拍数变化曲线(信噪比为10dB,阵元数为16)

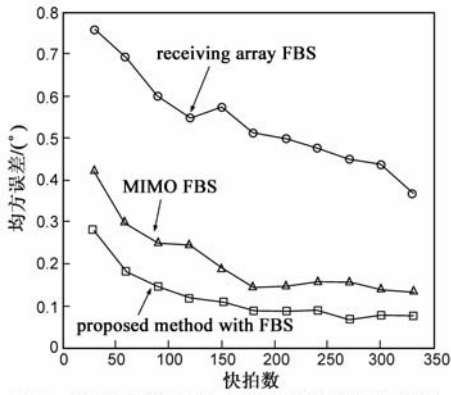


图6 前后向平滑时的估计均方误差随快拍数变化曲线(信噪比为10dB, 阵元数为16)

## 6 结论

本文提出了一种基于接收数据样本复用的 MIMO 雷达相干信源波达方向估计算法, 算法利用 MIMO 雷达发射波形的分集和收发通道的独立性以及 MIMO 雷达收、发阵列之间的对偶性, 对 MIMO 雷达回波数据矩阵进行了行列复用以等效地增加样本数量, 获得基于发射阵平滑和基于接收阵平滑的虚拟子阵接收信号, 进而计算空间平滑之后的协方差矩阵, 从而提高了波达方向的估计精度。

## 参考文献

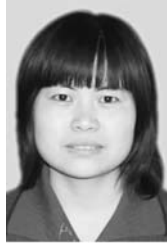
- [1] Li J, Stoica P, Xu LZ, W Roberts. On parameter identifiability of MIMO radar [J]. IEEE Signal Processing Letters, 2007, 14 (12): 968 – 971.
- [2] Xu LZ, Li J, Stoica P. Target detection and parameter estimation for MIMO radar systems [J]. IEEE Transaction on Aerospace and Electronic Systems, 2008, 44 (3): 927 – 939.
- [3] TJ Shan, M Wax, T Kailath. On spatial smoothing for direction-of-arrival estimation of coherent signals [J]. IEEE Trans ASSP, 1985, 33(4): 806 – 811.
- [4] Pillai SU, Kwon BH. Forward/backward spatial smoothing techniques for the coherent signal identification [J]. IEEE Trans ASSP, 1989, 37(1): 8 – 15.
- [5] Weixiu D, Kirilin R L. Improved spatial smoothing techniques for DOA estimation of coherent signals [J]. IEEE transactions

on signal processing, 1991, 39 (5): 1208 – 1210.

- [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] 肖文书. MIMO 雷达中的信号检测 [J]. 电子学报, 2010, 38 (3): 627 – 631.  
Xiao WS. Model of signal detection for MIMO radar [J]. Acta Electronica Sinica, 2010, 38(3): 627 – 631. (in Chinese)
- [8] STOICA P, Nehorai A. MUSIC, maximum likelihood, and Cramer-Rao bound [J]. IEEE Trans on ASSP, 1989, 37(5): 720 – 741.
- [9] 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 SL, Liu Z, Deng H. Cramer-Rao bounds for estimating parameters of coherently distributed targets using MIMO radars [J]. Acta Electronica Sinica, 2009, 37(1): 101 – 107. (in Chinese)

## 作者简介



张娟 女, 1979 年生于安徽宁国, 博士, 副教授, 主要研究方向为雷达系统建模仿真, MIMO 雷达及其自适应信号处理。  
E-mail: jzhang@xidian.edu.cn



张林 男, 1966 年生于陕西扶风, 教授, 博士生导师, 主要研究方向为自适应信号处理, 阵列信号处理, 雷达系统建模仿真。  
E-mail: lrzhang@xidian.edu.cn

刘楠 男, 1981 年生于四川荣县, 博士, 讲师, 主要研究方向为雷达成像与阵列信号处理。

徐青 女, 1979 年生于山东莱州, 讲师, 主要研究方向为阵列信号处理与阵列误差校正。