

单基地 MIMO 雷达中相干目标的波达角和多普勒频率快速联合估计算法

曹仁政^{1,2} 张小飞²

(1. 中国电子科技集团有限公司第二十八研究所, 南京, 210007; 2. 南京航空航天大学电子信息工程学院, 南京, 211106)

摘要: 针对单基地 MIMO 中相干目标的波达角 (Direction-of-arrival, DOA) 和多普勒频率联合估计问题, 提出了一种降维-前向平滑-传播算子算法 (Reduced dimension-forward spatial smoothing-propagator method, RD-FSS-PM)。该算法首先通过对接收信号进行降维变换以降低复杂度, 继而利用前向平滑技术 (Forward spatial smoothing, FSS) 实现解相干, 最后通过传播算子算法 (Propagator method, PM) 实现了对相干目标的波达角和多普勒频率联合估计, 且无需额外配对。与传统的 FSS-PM 算法相比, 所提算法波达角估计性能提升, 多普勒频率估计性能接近而复杂度大大降低。本文同时分析了算法的理论均方误差 (Mean squared error, MSE) 和单基地 MIMO 雷达中波达角和多普勒频率联合估计问题的克拉美罗界 (Cramer-Rao bound, CRB)。最后提供了详尽的仿真实验以验证算法的性能。

关键词: 多输入多输出雷达; 相干目标; 波达角估计; 多普勒频率估计; 传播算子算法; 空间平滑

中图分类号: TN95

文献标志码: A

Computation Efficient Joint Angle and Doppler Frequency Estimation of Coherent Targets in Monostatic MIMO Radar

Cao Renzheng^{1,2}, Zhang Xiaofei²

(1. The 28th Research Institute, China Electronics Technology Group Corporation, Nanjing, 210007, China; 2. College of Electronic and Information Engineering, Nanjing University of Aeronautics & Astronautics, Nanjing, 211106, China)

Abstract: The problem of joint direction of arrival (DOA) and Doppler frequency estimation of coherent targets in a monostatic multiple-input multiple-output (MIMO) radar is addressed. Based on the propagator method (PM), an RD-FSS-PM algorithm is proposed, which can effectively estimate the DOA and Doppler frequency of coherent targets with low computational load. In the RD-FSS-PM algorithm, we firstly perform a reduced-dimension (RD) transformation on received signals to decrease the computational load, then use forward spatial smoothing (FSS) to decorrelate the coherent signals and apply the PM to estimate the DOA and Doppler frequency simultaneously, which are automatically paired. Compared with the conventional FSS-PM method, the RD-FSS-PM algorithm has much better DOA estimation performance, very close frequency estimation accuracy and much less complexity. The variance of

the estimation error and the Cramer-Rao bound (CRB) of the DOA and frequency estimation are derived. Simulation results are presented to show the effectiveness and improvement of the new approach.

Key words: MIMO radar; coherent targets; direction of arrival (DOA) estimation; Doppler frequency estimation; propagator method; spatial smoothing

引 言

多输入多输出(Multiple-input multiple-output, MIMO)雷达的相关研究已成为学术界关注的重点。该种体制的雷达在发射和接收两端均配备多根天线用于发射和接收信号,相比于传统体制雷达,其自由度大幅提高,在抗干扰性能、参数估计准确度、空间分辨率等方面有显著提升^[1-4]。

波达角(Direction of arrival, DOA)估计是 MIMO 雷达的一项基本任务,以此为基础, MIMO 雷达中的多参数估计研究,如波达角和多普勒频率联合估计,也日益受到学术界重视。已有的工作多以经典的子空间算法为基础扩展而来,如多重信号分类算法(Multiple signal classification, MUSIC)^[5-8]、基于旋转不变技术的估计算法(Estimation method of signal parameters via rotational invariance techniques, ESPRIT)^[9-11]、传播算子算法(Propagator method, PM)^[12-13]等。MUSIC 算法^[5]是一种经典的超分辨率算法,其利用噪声子空间和方向矢量之间的正交性,通过谱峰搜索得到参数估计。文献[6]将经典 MUSIC 算法推广到 MIMO 雷达领域。虽然 MUSIC 算法具有估计精度高、可适用于任意构型的阵列的优点,但其谱峰搜索运算带来了巨大复杂度、且要求阵列各阵元位置完全已知,这些缺点使得 MUSIC 算法难以应用到实际中。目前基于 MUSIC 算法的研究以降低复杂度为主要研究目标^[7-8]。不同于 MUSIC, ESPRIT 算法^[9-11]利用了阵列流型的旋转不变特性和信号子空间,实现了对 DOA 的闭式解估计。与 MUSIC 相比,ESPRIT 的计算复杂度大大降低。文献[14]针对二维 DOA 和频率联合估计,提出了一种扩展的 ESPRIT 算法,但其需要额外配对。文献[15]研究了双基地 MIMO 下的 DOA 和频率估计问题,其利用时延采样之间的旋转不限性实现了参数的闭式解估计,且可自动配对。MUSIC 算法和 ESPRIT 算法通常均通过对接收信号的奇异值分解(Singular value decomposition, SVD)或接收信号协方差矩阵的特征值分解(Eigen value decomposition, EVD)得到对特征子空间的估计。PM 算法通过对接收信号矩阵(或接收信号的协方差矩阵)的简单运算得到传播算子,并由传播算子估计特征子空间,因而其无需 SVD 或 EVD,节省了计算复杂度。低复杂度的优点使得 PM 算法在雷达、通信等对数据处理实时性要求较高的领域具有广泛应用前景。

在实际的电磁环境中,多径传播现象导致信号常呈现相干特性,这使得协方差矩阵存在秩亏欠,经典的子空间算法因此将不能有效估计相干信源的 DOA。学术界对于相干信号参数估计已开展了大量的研究工作。文献[16,17]提出了一种有效的空间平滑技术(Spatial smoothing, SS),其将均匀分布的阵列分成一系列相同而又重合的子阵列,通过计算各子阵列平均协方差的方式保证了协方差矩阵的非奇异特性。文献[18-21]研究了改进的空间平滑技术,降低了阵列孔径损失。文献[22]将 ESPRIT 算法和前向空间平滑(Forward spatial smoothing, FSS)技术结合,解决了单基地 MIMO 雷达中的 DOA 和多普勒频率联合估计问题。除了空间平滑技术之外,文献[23]通过构造特殊的 Toeplitz 矩阵实现了信号的解相干,为 MIMO 雷达下相干信号参数估计提供了另一种思路。

PM 方法复杂度相比 MUSIC, ESPRIT 有优势。基于 PM 方法,本文提出了一种降维的前向平滑-传播算子(RD-FSS-PM)算法。所提算法首先对接收信号进行降维变换,剔除了冗余数据;随后,利用前向空间平滑技术和 PM 算法实现了信号的解相干,以及波达角和多普勒频率的联合估计,且无需额外配对。所提算法对 DOA 和多普勒估计均可通过闭式解求解,无需谱峰搜索,也无需 SVD 或者 EVD 分解运算,复杂度较低。与传统的 FSS-PM 法相比,所提算法降低计算复杂度的同时,波达角估计精度改善

而多普勒估计频率接近。此外,本文进行了误差分析,给出了详尽的仿真实验以验证算法的估计性能。

1 单基地 MIMO 雷达数据模型

如图 1 所示,假设一单基地 MIMO 雷达系统在收发两端采用均匀线阵,其天线数分别为 M 和 N ,相邻天线之间的距离为 d ,且 $d \leq \lambda/2$, λ 为发射波形波长。在发射端, M 根天线同时发射具有相同带宽和载频的正交波形信号。假设空间中存在 K 个远场目标(信源数 K 已知,若未知,其估计方法参考文献[17—20]),其中相干目标和非相干目标同时存在, K 个目标的波达角分别为 $\theta = [\theta_1, \dots, \theta_K]^T$ 。此时,接收端信号输出经匹配滤波器滤波之后可表示为如下矩阵形式

$$\mathbf{x}(t) = \mathbf{A}(\theta)\mathbf{S}(t) + \mathbf{n}(t) \quad (1)$$

式中: $\mathbf{A} = [\mathbf{a}_r(\theta_1) \otimes \mathbf{a}_t(\theta_1), \dots, \mathbf{a}_r(\theta_K) \otimes \mathbf{a}_t(\theta_K)]$ 为 $MN \times K$ 的阵列流型矩阵, $\mathbf{a}_t(\theta_k) = [1, e^{-j2\pi d \sin\theta_k/\lambda}, \dots, e^{-j(M-1)2\pi d \sin\theta_k/\lambda}]^T$ 和 $\mathbf{a}_r(\theta_k) = [1, e^{-j2\pi d \sin\theta_k/\lambda}, \dots, e^{-j(N-1)2\pi d \sin\theta_k/\lambda}]^T$ 为对应于第 k 个目标的发射和接收方向矢量, \otimes 表示克罗内克积(Kronecker produce); $\mathbf{S}(t) = [s_1(t), s_2(t), \dots, s_K(t)]^T \in \mathbf{C}^{K \times 1}$ 为回波信号矢量,其第 k 个元素 $s_k(t) = \beta_k e^{j2\pi f_s t/f_s}$, β_k 为第 k 个点目标的雷达截面系数(Radar cross section,RCS), f_{dk} 为第 k 个点目标的多普勒频率, f_s 为发射波形的脉冲重复频率; $\mathbf{n}(t) \in \mathbf{C}^{MN \times 1}$ 表示加性高斯白噪声。

阵列流型矩阵 \mathbf{A} 可以表示成

$$\mathbf{A} = \mathbf{A}_R \circ \mathbf{A}_T = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_T D_1(\mathbf{A}_R) \\ \mathbf{A}_T D_2(\mathbf{A}_R) \\ \vdots \\ \mathbf{A}_T D_N(\mathbf{A}_R) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_T \\ \mathbf{A}_T \Phi \\ \vdots \\ \mathbf{A}_T \Phi^{N-1} \end{bmatrix} \quad (2)$$

式中: $\mathbf{A}_T = [\mathbf{a}_t(\theta_1), \mathbf{a}_t(\theta_2), \dots, \mathbf{a}_t(\theta_K)] \in \mathbf{C}^{M \times K}$ 和 $\mathbf{A}_R = [\mathbf{a}_r(\theta_1), \mathbf{a}_r(\theta_2), \dots, \mathbf{a}_r(\theta_K)] \in \mathbf{C}^{N \times K}$ 分别为包含了 K 个发射和接收阵列流型矢量的范德蒙(Vandermode)矩阵; \circ 表示 Khatri-Rao 积; $D_i(\mathbf{A}_R)$ 取 \mathbf{A}_R 的第 i 行并将其对角化; $\Phi = D_2(\mathbf{A}_R) = \text{diag}(e^{-j2\pi d \sin\theta_1/\lambda}, \dots, e^{-j2\pi d \sin\theta_K/\lambda}) \in \mathbf{C}^{K \times K}$ 。

2 算法推导

2.1 降维变换

定义一个 $MN \times (M+N-1)$ 的变换矩阵 $\mathbf{G}^{[24]}$ 为

$$\mathbf{G} = \left[\begin{array}{cccccccc} 1 & 0 & \cdots & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 1 & \cdots & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & 1 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 1 & 0 & \cdots & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \cdots & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 & 1 & \cdots & 0 \\ & & & & \vdots & & & \\ 0 & \cdots & 0 & 1 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & 0 & 1 & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & 1 \end{array} \right] \quad (3)$$

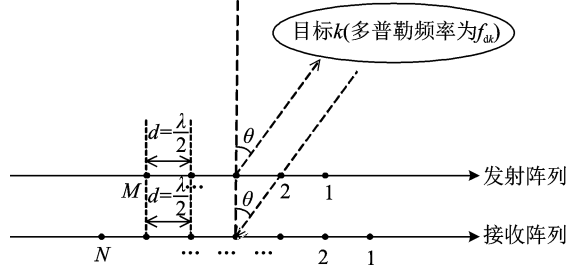


图 1 单基地 MIMO 雷达阵列

Fig. 1 DOA-Doppler frequency estimation model for monostatic MIMO radar

对应于第 k 个目标的阵列流型矢量 $\mathbf{a}_r(\theta_k) \otimes \mathbf{a}_t(\theta_k)$ 可以表示为

$$\mathbf{a}_r(\theta_k) \otimes \mathbf{a}_t(\theta_k) = \mathbf{G}\mathbf{b}(\theta_k) \quad (4)$$

式中 $\mathbf{b}(\theta_k) = [1, e^{-j2\pi d \sin\theta_k/\lambda}, \dots, e^{-j2\pi(M+N-2)d \sin\theta_k/\lambda}]^T$ 。定义 $\mathbf{W} = \mathbf{G}^H \mathbf{G}$, 其详细表达式为

$$\mathbf{W} = \text{diag}(1, 2, \dots, \underbrace{\min(M, N), \dots, \min(M, N)}_{|M-N|+1}, \dots, 2, 1) \quad (5)$$

对接收信号 $\mathbf{x}(t)$ 右乘 $\mathbf{W}^{-1} \mathbf{G}^H$ 矩阵可将 $\mathbf{x}(t)$ 虚拟成一个由 $(M+N-1)$ 个阵元构成的均匀线阵 (Uniform linear array, ULA) 的接收信号, 即

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{W}^{-1} \mathbf{G}^H \mathbf{x}(t) = \mathbf{W}^{-1} \mathbf{G}^H (\mathbf{G}[\mathbf{b}(\theta_1), \dots, \mathbf{b}(\theta_K)] \mathbf{S}(t) + \mathbf{n}(t)) = \mathbf{B}\mathbf{S}(t) + \mathbf{W}^{-1} \mathbf{G}^H \mathbf{n}(t) = \mathbf{B}\mathbf{S}(t) + \mathbf{n}'(t) \quad (6)$$

式中: $\mathbf{B} = [\mathbf{b}(\theta_1), \dots, \mathbf{b}(\theta_K)] \in \mathbf{C}^{(M+N-1) \times K}$ 具有范德蒙结构; $\mathbf{n}'(t) = \mathbf{W}^{-1} \mathbf{G}^H \mathbf{n}(t)$ 为一个 $(M+N-1) \times 1$ 的加性高斯噪声矢量。为表示方便, 定义 K 维全一矢量 $\boldsymbol{\eta} = [1, \dots, 1] \in \mathbf{C}^{1 \times K}$, 则 \mathbf{B} 可以表示为

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{\eta} \\ \boldsymbol{\eta}\Phi \\ \vdots \\ \boldsymbol{\eta}\Phi^{M+N-2} \end{bmatrix} \quad (7)$$

式中 \mathbf{B} 的第 i 行为 $\mathbf{B}_i = \boldsymbol{\eta}\Phi^{i-1}$, $i=1, \dots, M+N-1$ 。

2.2 前向空间平滑

以均匀的采样间隔采集 J 个快拍的信号并依次进行变换可得

$$\mathbf{Y} = [y(t_1), y(t_2), \dots, y(t_J)] \quad (8)$$

取前 $(J-1)$ 和后 $(J-1)$ 个快拍的信号, 分别记为

$$\mathbf{Y}_1 = [y(t_1), y(t_2), \dots, y(t_{J-1})] = \mathbf{B}\mathbf{S}_1 + \mathbf{N}'_1 \quad (9)$$

$$\mathbf{Y}_2 = [y(t_2), y(t_3), \dots, y(t_J)] = \mathbf{B}\boldsymbol{\psi}\mathbf{S}_1 + \mathbf{N}'_2 \quad (10)$$

式中

$$\begin{aligned} \mathbf{S}_1 &= [S(t_1), S(t_2), \dots, S(t_{J-1})] \\ \mathbf{N}'_1 &= [n'(t_1), n'(t_2), \dots, n'(t_{J-1})] \\ \mathbf{N}'_2 &= [n'(t_2), n'(t_3), \dots, n'(t_J)] \\ \boldsymbol{\psi} &= \text{diag}(e^{j2\pi f_a/f_s}, e^{j2\pi f_a/f_s}, \dots, e^{j2\pi f_a/f_s}) \end{aligned}$$

\mathbf{Y}_1 和 \mathbf{Y}_2 可按如下形式分成 $(M+N-1)$ 块

$$\begin{aligned} \mathbf{Y}_1 &= \begin{bmatrix} \mathbf{Y}_{1,1} \\ \vdots \\ \mathbf{Y}_{1,M+N-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{B}_1 \\ \vdots \\ \mathbf{B}_{M+N-1} \end{bmatrix} \mathbf{S}_1 + \mathbf{N}'_1 = \begin{bmatrix} \boldsymbol{\eta} \\ \boldsymbol{\eta}\Phi \\ \vdots \\ \boldsymbol{\eta}\Phi^{M+N-2} \end{bmatrix} \mathbf{S}_1 + \mathbf{N}'_1 \\ \mathbf{Y}_2 &= \begin{bmatrix} \mathbf{Y}_{2,1} \\ \vdots \\ \mathbf{Y}_{2,M+N-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (\mathbf{B}\boldsymbol{\psi})_1 \\ \vdots \\ (\mathbf{B}\boldsymbol{\psi})_{M+N-1} \end{bmatrix} \mathbf{S}_1 + \mathbf{N}'_2 = \begin{bmatrix} \boldsymbol{\eta}\boldsymbol{\psi} \\ \boldsymbol{\eta}\boldsymbol{\psi}\Phi \\ \vdots \\ \boldsymbol{\eta}\boldsymbol{\psi}\Phi^{M+N-2} \end{bmatrix} \mathbf{S}_1 + \mathbf{N}'_2 \end{aligned}$$

式中: \mathbf{Y}_1 和 \mathbf{Y}_2 的第 i 行分别为 $\mathbf{Y}_{1,i} = \boldsymbol{\eta}\Phi^{i-1} \mathbf{S}_1 + \mathbf{N}'_{1,i}$ 和 $\mathbf{Y}_{2,i} = \boldsymbol{\eta}\boldsymbol{\psi}\Phi^{i-1} \mathbf{S}_1 + \mathbf{N}'_{2,i}$; $(\mathbf{B}\boldsymbol{\psi})_i$, $\mathbf{N}'_{1,i}$ 和 $\mathbf{N}'_{2,i}$ 分别为 $\mathbf{B}\boldsymbol{\psi}$, \mathbf{N}'_1 和 \mathbf{N}'_2 的第 i 行。取 \mathbf{B} 和 $\mathbf{B}\boldsymbol{\psi}$ 的第 i 行构造矩阵 $\mathbf{B}_{E,i}$, 由 \mathbf{B} 和 $\mathbf{B}\boldsymbol{\psi}$ 的范德蒙特性可得

$$\mathbf{B}_{E,i} = \begin{bmatrix} \mathbf{B}_i \\ (\mathbf{B}\boldsymbol{\psi})_i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{\eta}\Phi^{i-1} \\ \boldsymbol{\eta}\boldsymbol{\psi}\Phi^{i-1} \end{bmatrix} = \mathbf{B}_{E,1} \Phi^{i-1} \in \mathbf{C}^{2 \times K} \quad (11)$$

式中 $\mathbf{B}_{E,1} = [\boldsymbol{\eta}^T, \boldsymbol{\eta}\boldsymbol{\psi}^T]^T$ 。

构造矩阵 \mathbf{Y}_E , 其共分为 $(M+N-1)$ 个子矩阵, 其第 i 个子矩阵由 \mathbf{Y}_1 和 \mathbf{Y}_2 的第 i 行构成, \mathbf{Y}_E 可写成

$$\mathbf{Y}_E = \begin{bmatrix} \mathbf{Y}_{1,1} \\ \mathbf{Y}_{2,1} \\ \mathbf{Y}_{1,2} \\ \mathbf{Y}_{2,2} \\ \vdots \\ \mathbf{Y}_{1,M+N-1} \\ \mathbf{Y}_{2,M+N-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{B}_{E,1} \\ \mathbf{B}_{E,2} \\ \vdots \\ \mathbf{B}_{E,M+N-1} \end{bmatrix} \mathbf{S}_1 + \mathbf{N}'_E = \begin{bmatrix} \mathbf{B}_{E,1} \\ \mathbf{B}_{E,1} \Phi \\ \vdots \\ \mathbf{B}_{E,1} \Phi^{M+N-2} \end{bmatrix} \mathbf{S}_1 + \begin{bmatrix} \mathbf{N}'_{E,1} \\ \mathbf{N}'_{E,2} \\ \vdots \\ \mathbf{N}'_{E,M+N-1} \end{bmatrix} \quad (12)$$

式中: 第 i 个子矩阵表示为 $\mathbf{Y}_{E,i} = \mathbf{B}_{E,1} \Phi^{i-1} \mathbf{S}_1 + \mathbf{N}'_{E,i} \in \mathbf{C}^{2 \times K}$; \mathbf{N}'_E 和 $\mathbf{N}'_{E,i}$ 为相应的噪声矩阵。

前向平滑技术要求将 \mathbf{Y}_E 的 $(M+N-1)$ 个子矩阵分成 P 个充分的子矩阵序列。令 L 表示每个子矩阵序列包含的子矩阵数量, $\mathbf{Y}_{\text{FSS},p}, p=1, 2, \dots, P$ 表示第 p 个子矩阵序列。取第一个序列为参考, 则这 P 个子矩阵序列可以表示为^[17]

$$\begin{cases} \mathbf{Y}_{\text{FSS},1} = [\mathbf{Y}_{E,1}^T, \dots, \mathbf{Y}_{E,L}^T]^T \\ \mathbf{Y}_{\text{FSS},2} = [\mathbf{Y}_{E,2}^T, \dots, \mathbf{Y}_{E,L+1}^T]^T \\ \vdots \\ \mathbf{Y}_{\text{FSS},P} = [\mathbf{Y}_{E,P}^T, \dots, \mathbf{Y}_{E,M+N-1}^T]^T \end{cases} \quad (13)$$

第 p 个序列可表示为 $\mathbf{Y}_{\text{FSS},p} = [\mathbf{Y}_{E,p}^T, \mathbf{Y}_{E,p+1}^T, \dots, \mathbf{Y}_{E,p+L-1}^T]^T = \mathbf{B}_{EL} \Phi^{p-1} \mathbf{S}_1 + \mathbf{N}'_L$, 其中 $L=M+N-P$, $\mathbf{B}_{EL} = [\mathbf{B}_{E,1}^T, (\mathbf{B}_{E,1} \Phi)^T, \dots, (\mathbf{B}_{E,1} \Phi^{L-1})^T]^T$; \mathbf{N}'_L 为相应的噪声矩阵。

第 p 个序列的协方差矩阵 $\mathbf{R}_{\text{RD},p}$ 为

$$\mathbf{R}_{\text{RD},p} = E[\mathbf{V}_{\text{FSS},p} \mathbf{V}_{\text{FSS},p}^H] = \mathbf{B}_{EL} \Phi^{p-1} \mathbf{R}_s (\mathbf{B}_{EL} \Phi^{p-1})^H + \mathbf{W}^{-1} \sigma^2 \mathbf{I}_{2L}$$

计算所有 P 个序列的协方差并计算其平均值, 即可得到经过前向平滑后的阵列协方差矩阵

$$\mathbf{R}_{\text{RDF}} = \frac{1}{P} \sum_{p=1}^P \mathbf{R}_{\text{RD},p} = \mathbf{B}_{EL} \left(\frac{1}{P} \sum_{p=1}^P \Phi^{p-1} \mathbf{R}_s (\Phi^{p-1})^H \right) \mathbf{B}_{EL} + \mathbf{W}^{-1} \sigma^2 \mathbf{I}_{2L} = \mathbf{B}_{EL} \mathbf{R}'_s \mathbf{B}_{EL}^H + \mathbf{W}^{-1} \sigma^2 \mathbf{I}_{2L} \quad (14)$$

式中平滑后的信源协方差矩阵 $\mathbf{R}'_s = \frac{1}{P} \sum_{p=1}^P \Phi^{p-1} \mathbf{R}_s (\Phi^{p-1})^H$ 满秩(详细证明见文献[17])。

2.3 基于 PM 算法的 DOA 和多普勒频率联合估计

将 \mathbf{B}_{EL} 按如下形式分块^[13]

$$\mathbf{B}_{EL} = \begin{bmatrix} \mathbf{B}_1 \\ \mathbf{B}_2 \end{bmatrix} \quad (15)$$

式中: \mathbf{B}_1 为一 $K \times K$ 的非奇异矩阵, $\mathbf{B}_2 \in \mathbf{C}^{(2L-K) \times K}$ 。 \mathbf{B}_2 可被视作 \mathbf{B}_1 的线性变换

$$\mathbf{P}_{\text{RDc}}^H \mathbf{B}_1 = \mathbf{B}_2 \quad (16)$$

式中 $\mathbf{P}_{\text{RDc}} \in \mathbf{C}^{K \times (2L-K)}$ 为传播算子矩阵。经过前向平滑后的阵列协方差矩阵 \mathbf{R}_{RDF} 可写作

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_{\text{RDF}} = \mathbf{B}_{EL} \mathbf{R}'_s \mathbf{B}_{EL}^H + \mathbf{I}_{2L} &= \begin{bmatrix} \mathbf{B}_1 \\ \mathbf{B}_2 \end{bmatrix} \mathbf{R}'_s \begin{bmatrix} \mathbf{B}_1^H & \mathbf{B}_2^H \end{bmatrix} + \mathbf{I}_{2L} = \begin{bmatrix} \mathbf{B}_1 \mathbf{R}'_s \mathbf{B}_1^H & \mathbf{B}_1 \mathbf{R}'_s \mathbf{B}_2^H \\ \mathbf{B}_2 \mathbf{R}'_s \mathbf{B}_1^H & \mathbf{B}_2 \mathbf{R}'_s \mathbf{B}_2^H \end{bmatrix} + \mathbf{I}_{2L} = \\ &= \begin{bmatrix} \mathbf{B}_1 \mathbf{R}'_s \mathbf{B}_1^H & \mathbf{B}_1 \mathbf{R}'_s \mathbf{B}_1^H \mathbf{P}_{\text{RDc}} \\ \mathbf{P}_{\text{RDc}}^H \mathbf{B}_1 \mathbf{R}'_s \mathbf{B}_1^H & \mathbf{P}_{\text{RDc}}^H \mathbf{B}_1 \mathbf{R}'_s \mathbf{B}_1^H \mathbf{P}_{\text{RDc}} \end{bmatrix} + \mathbf{I}_{2L} \end{aligned} \quad (17)$$

取 \mathbf{R}_{RDF} 的前 K 列, 记为 \mathbf{R}_{RDF1} , 剩下的 $(2L-K)$ 列记为 \mathbf{R}_{RDF2} , 则传播算子矩阵 \mathbf{P}_{RDc} 可由 \mathbf{R}_{RDF} 估计得到

$$\mathbf{P}_{\text{RDc}} = \mathbf{R}_{\text{RDF1}}^+ \mathbf{R}_{\text{RDF2}} \quad (18)$$

式中: $\mathbf{R}_{\text{RDF1}} \in \mathbf{C}^{2L \times K}$, $\mathbf{R}_{\text{RDF2}} \in \mathbf{C}^{2L \times (2L-K)}$ 。

定义 $\mathbf{P}_{RD} = [\mathbf{I}_K, \mathbf{P}_{RDc}]^H$, 由式(15,16)得

$$\mathbf{P}_{RD} \mathbf{B}_1 = \begin{bmatrix} \mathbf{B}_1 \\ \mathbf{B}_2 \end{bmatrix} = \mathbf{B}_{EL} \tag{19}$$

根据式(12),将 \mathbf{P}_{RD} 同样分成 L 个子矩阵

$$\mathbf{P}_{RD} = \begin{bmatrix} \mathbf{P}_{RD,1} \\ \mathbf{P}_{RD,2} \\ \vdots \\ \mathbf{P}_{RD,L} \end{bmatrix} \tag{20}$$

式中 $\mathbf{P}_{RD,i} \in \mathbf{C}^{2 \times K}, i=1,2,\dots,L$ 。取 \mathbf{P}_{RD} 的前 $(L-1)$ 和后 $(L-1)$ 个子矩阵,分别记为 \mathbf{P}_{RD1} 和 \mathbf{P}_{RD2} , 可得

$$\mathbf{P}_{RD1} \mathbf{B}_1 = \begin{bmatrix} \mathbf{B}_{E,1} \\ \vdots \\ \mathbf{B}_{E,1} \Phi^{L-2} \end{bmatrix} \tag{21}$$

$$\mathbf{P}_{RD2} \mathbf{B}_1 = \begin{bmatrix} \mathbf{B}_{E,1} \Phi \\ \vdots \\ \mathbf{B}_{E,1} \Phi^{L-1} \end{bmatrix} \tag{22}$$

由式(21)和式(22)可得 $\mathbf{P}_{RD1} \mathbf{B}_1 \Phi = \mathbf{P}_{RD2} \mathbf{B}_1$, 也即

$$\mathbf{B}_1 \Phi \mathbf{B}_1^{-1} = \mathbf{P}_{RD1}^+ \mathbf{P}_{RD2} \tag{23}$$

令 $\varphi = \mathbf{P}_{RD1}^+ \mathbf{P}_{RD2}$ 。由式(23)可得 φ 和 Φ 是相似矩阵,有相同的特征值。对 φ 特征值分解,记其特征值为 $[\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_K]$, $\hat{\mathbf{B}}_1$ 为对应的特征矢量集合, $\hat{\mathbf{B}}_1$ 即为 \mathbf{B}_1 的估计,且 $\hat{\mathbf{B}}_1 = \mathbf{B}_1 \mathbf{\Pi}$, $\mathbf{\Pi}$ 为列模糊矩阵, $\mathbf{\Pi}^{-1} = \mathbf{\Pi}$, 所以 Φ 的估计为 $\hat{\Phi} = \mathbf{\Pi} \Phi \mathbf{\Pi}$ 。由 φ 的特征值得 DOA 的估计值为

$$\hat{\theta}_k = \arcsin(-\text{angle}(\lambda_k) \lambda / 2\pi d) \quad k=1,2,\dots,K \tag{24}$$

将 \mathbf{P}_{RD} 右乘 $\hat{\mathbf{B}}_1^{-1}$ 可得 \mathbf{B}_{EL} 的估计 $\hat{\mathbf{B}}_{EL}$ 。由 $\hat{\mathbf{B}}_{E,1} = [\hat{\boldsymbol{\eta}}^T, (\hat{\boldsymbol{\eta}} \hat{\boldsymbol{\psi}})^T]^T$ 和 $\mathbf{B}_{E,i} = \mathbf{B}_{E,1} \Phi^{i-1}$, 将 $\hat{\mathbf{B}}_{EL}$ 进行行变换得到 $\tilde{\mathbf{B}}_{EL}$

$$\tilde{\mathbf{B}}_{EL} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{\eta} \\ \vdots \\ \boldsymbol{\eta} \Phi^{L-1} \\ \boldsymbol{\eta} \boldsymbol{\psi} \\ \vdots \\ \boldsymbol{\eta} \Phi^{L-1} \boldsymbol{\psi} \end{bmatrix} \mathbf{\Pi} = \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{B}}_{ELa} \\ \tilde{\mathbf{B}}_{ELb} \end{bmatrix} \tag{25}$$

式中 $\tilde{\mathbf{B}}_{ELa}$ 和 $\tilde{\mathbf{B}}_{ELb}$ 分别包含了 $\tilde{\mathbf{B}}_{EL}$ 的前 L 行和后 L 行。随后可得 $\boldsymbol{\psi}$ 的估计

$$\hat{\boldsymbol{\psi}} = \tilde{\mathbf{B}}_{ELa}^+ \tilde{\mathbf{B}}_{ELb} = \mathbf{\Pi} \boldsymbol{\psi} \mathbf{\Pi} \tag{26}$$

则多普勒频率估计为

$$f_{dk} = \text{angle}(\gamma_k) f_s / (2\pi) \quad k=1,2,\dots,K \tag{27}$$

式中 γ_k 为 $\hat{\boldsymbol{\psi}}$ 的第 k 个对角元素。

本算法中,由于 $\hat{\Phi}$ 和 $\boldsymbol{\psi}$ 的估计过程中列模糊矩阵相同,因而本算法对于目标的 DOA 和多普勒频率两项参数的估计可以实现自动配对。

本文所提 RD-FSS-PM 的主要步骤及相应复杂度总结如下:

- (1) 按式(6)对接收信号进行降维变换得到 \mathbf{Y} , 并继而得到 \mathbf{Y}_E 无需复乘运算;
- (2) 按式(13,14)由前向空间平滑得到 \mathbf{R}_{RD} $O\{P(J-1)(2L)^2\}$;
- (3) 按式(18)估计传播算子矩阵 \mathbf{P}_{RDc} , 构造 \mathbf{P}_{RD} $O\{4LK^2 + 2LK(2L-K) + K^3\}$;

- (4) 对 \mathbf{P}_{RD} 分块, 得到 \mathbf{P}_{RD1} 和 \mathbf{P}_{RD2} , 由旋转不变性, 按式(23,24)估计 DOA $\dots\dots O\{6K^2(L-1)+2K^3\}$;
- (5) 构造 $\tilde{\mathbf{B}}_{ELa}$ 和 $\tilde{\mathbf{B}}_{ELb}$, 由式(27)估计多普勒频率 $\dots\dots\dots O\{5K^2L+K^3\}$ 。

3 算法分析

3.1 复杂度分析

本算法所采用的降维变换可以有效降低复杂度。所提算法的复杂度为 $O\{P(J-1)(2L)^2+4L^2K+13K^2L-6K^2+4K^3\}$, $P=M+N-L$ 。与之对比, 传统的 FSS-PM 算法需要 $O\{(J-1)P(2LM)^2+4L^2M^2K+13K^2LM-6K^2M+4K^3\}$, $P=N-L+1$ 。图 2 和图 3 给出了 RD-FSS-PM 算法和传统 FSS-PM 算法的复杂度随快拍数和发射天线数的变化对比图。图 2 中, $M=12, N=12, K=3, P=8$, 快拍数由 10 增加到 200。图 3 中, $N=12, K=3, P=8, J=100$, 发射天线数由 10 增加到 100。由图 2 和图 3 可得, 所提 RD-FSS-PM 算法相比 FSS-PM 算法, 复杂度有明显降低。

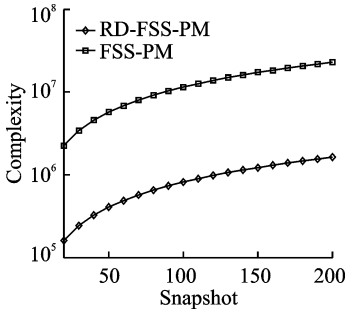


图 2 算法的复杂度随快拍数增加对比图

Fig. 2 Complexity comparison with increasing number of snapshots

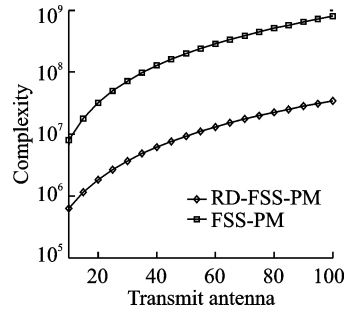


图 3 算法的复杂度随发射天线数增加对比图

Fig. 3 Complexity comparison with increasing number of transmit antennas

3.2 误差分析

在噪声干扰下, 实际协方差矩阵为

$$\bar{\mathbf{R}}_{RDf} \triangleq \mathbf{R}_{RDf} + \partial\mathbf{R}_{RDf}$$

式中: \mathbf{R}_{RDf} 为真实值, $\partial\mathbf{R}_{RDf}$ 为误差矩阵。取 $\bar{\mathbf{R}}_{RDf}$ 的前 K 行和后 $(2L-K)$ 行, 记为 $\bar{\mathbf{R}}_{RDf1}$ 和 $\bar{\mathbf{R}}_{RDf2}$, 有

$$\bar{\mathbf{R}}_{RDf1} \triangleq \mathbf{R}_{RDf1} + \partial\mathbf{R}_{RDf1}$$

$$\bar{\mathbf{R}}_{RDf2} \triangleq \mathbf{R}_{RDf2} + \partial\mathbf{R}_{RDf2}$$

式中: $\partial\mathbf{R}_{RDf1}$ 和 $\partial\mathbf{R}_{RDf2}$ 分别为 \mathbf{R}_{RDf1} 和 \mathbf{R}_{RDf2} 的误差。定义 $\bar{\mathbf{P}}_{RDc} \triangleq \mathbf{P}_{RDc} + \partial\mathbf{P}_{RDc}$, 其中 $\partial\mathbf{P}_{RDc}$ 为传播算子 \mathbf{P}_{RDc} 的误差矩阵, 且可由 $\partial\mathbf{R}_{RDc}^H = (\mathbf{R}_{RDf1}^H \mathbf{R}_{RDf1})^{-1} \mathbf{R}_{RDf1}^H (\partial\mathbf{R}_{RDf2} - \partial\mathbf{R}_{RDf1} \mathbf{R}_{RDc}^H)$ 估计得到。有噪声情形下, \mathbf{P}_{RD} 可以表示为

$$\bar{\mathbf{P}}_{RD} = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_K \\ \bar{\mathbf{P}}_{RDc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{P}_{RD,1} + \partial\mathbf{P}_{RD,1} \\ \mathbf{P}_{RD,2} + \partial\mathbf{P}_{RD,2} \\ \vdots \\ \mathbf{P}_{RD,L} + \partial\mathbf{P}_{RD,L} \end{bmatrix} \quad (28)$$

式中 $\partial\mathbf{P}_{RD,i} \in \mathbf{C}^{2 \times K}$ 为 $\partial\mathbf{P}_{RD}$ 的第 i 个子矩阵。由 $(\mathbf{P}_{RD1} + \partial\mathbf{P}_{RD1})^+$ 的一阶近似, 可得^[12]

$$\hat{\boldsymbol{\phi}} = \mathbf{B}_1^{-1} (\mathbf{I}_K + \mathbf{P}_{RD1}^+ (\partial\mathbf{P}_{RD2} - \partial\mathbf{P}_{RD1})) \boldsymbol{\Phi} \mathbf{B}_1 \quad (29)$$

$\hat{\boldsymbol{\phi}}$ 的第 k 个特征值为 $\bar{\lambda}_k = \lambda_k + \partial\lambda_k$, 其中 $\partial\lambda_k = \lambda_k \mathbf{e}_k^T \mathbf{P}_{RD1}^+ (\partial\mathbf{P}_{RD2} - \partial\mathbf{P}_{RD1}) \mathbf{e}_k$, \mathbf{e}_k 的第 k 个元素为 1, 其余元素为 0。

根据 $\hat{\mathbf{B}}_1 = \mathbf{B}_1 \boldsymbol{\Pi}$, 有

$$\bar{\mathbf{B}}_1 = \hat{\mathbf{B}}_1 + \partial \hat{\mathbf{B}}_1 \quad (30)$$

式中 $\partial \hat{\mathbf{B}}_1$ 为 $\hat{\mathbf{B}}_1$ 的误差。令 $\mathbf{P}_{\text{RD}o}$ 表示 \mathbf{P}_{RD} 从第 1 行到第 $(2L-1)$ 行中的奇数行, 令 $\mathbf{P}_{\text{RD}e}$ 表示 \mathbf{P}_{RD} 从第 2 行到第 $2L$ 行中的偶数行。根据式(25,30), 有

$$\begin{aligned} \bar{\mathbf{B}}_{\text{EL}a} &= \bar{\mathbf{P}}_{\text{RD}o} \bar{\mathbf{B}}_1 = \mathbf{P}_{\text{RD}o} \hat{\mathbf{B}}_1 + \mathbf{P}_{\text{RD}o} \partial \hat{\mathbf{B}}_1 + \partial \mathbf{P}_{\text{RD}o} \hat{\mathbf{B}}_1 + \partial \mathbf{P}_{\text{RD}o} \partial \hat{\mathbf{B}}_1 \\ \bar{\mathbf{B}}_{\text{EL}b} &= \bar{\mathbf{P}}_{\text{RD}e} \bar{\mathbf{B}}_2 = \mathbf{P}_{\text{RD}e} \hat{\mathbf{B}}_2 + \mathbf{P}_{\text{RD}e} \partial \hat{\mathbf{B}}_2 + \partial \mathbf{P}_{\text{RD}e} \hat{\mathbf{B}}_2 + \partial \mathbf{P}_{\text{RD}e} \partial \hat{\mathbf{B}}_2 \end{aligned}$$

根据 $(\bar{\mathbf{B}}_{\text{EL}a} + \partial \bar{\mathbf{B}}_{\text{EL}a})^+$ 的一阶近似, 得到 $\boldsymbol{\psi}$ 的估计

$$\hat{\boldsymbol{\psi}} = \boldsymbol{\psi} + \bar{\mathbf{B}}_{\text{EL}a}^+ (\partial \bar{\mathbf{B}}_{\text{EL}b} - \partial \bar{\mathbf{B}}_{\text{EL}a}) \boldsymbol{\psi}$$

定义 $\hat{\gamma}_k = \gamma_k + \partial \gamma_k$, 其中 γ_k 和 $\partial \gamma_k$ 分别为 $\boldsymbol{\psi}$ 和 $\bar{\mathbf{B}}_{\text{EL}a}^+ (\partial \bar{\mathbf{B}}_{\text{EL}b} - \partial \bar{\mathbf{B}}_{\text{EL}a}) \boldsymbol{\psi}$ 的第 (k, k) 个元素。

据此, 可推导得 DOA 和多普勒频率估计的均方误差为

$$\begin{aligned} E\{(\partial \theta_i)^2\} &= \left(\frac{\lambda}{2\pi d \cos \theta_i}\right)^2 \left[\text{Re}\left(\frac{\partial \lambda_k}{\lambda_k |\lambda_k|}\right)\right]^2 = \frac{1}{2} \left(\frac{\lambda}{2\pi d \cos \theta_i}\right)^2 \left[E\left\{\left|\frac{\partial \lambda_k}{\lambda_k |\lambda_k|}\right|\right\}^2 - \text{Im}\left\{E\left\{\left|\frac{\partial \lambda_k}{\lambda_k |\lambda_k|}\right|\right\}^2\right\}\right] = \\ &= \frac{1}{2} \left(\frac{\lambda}{2\pi d}\right)^2 \left[\frac{1}{\cos \theta_i \sin \theta_i}\right]^2 \cdot \left\{\left[\frac{\lambda}{2\pi d \sin \theta_i}\right]^2 E\{|\partial \lambda_k|^2\} - \text{Im}\{E\{(\lambda_k^*)^2 (\partial \lambda_k)^2\}\}\right\} \end{aligned} \quad (31)$$

$$E\{(\Delta f_i)^2\} = \left(\frac{f_s}{2\pi f_i}\right)^2 \left\{\text{Im}\left(\frac{\partial \gamma_k}{\gamma_k}\right)\right\}^2 = \frac{1}{2} \left(\frac{f_s}{2\pi f_i}\right)^2 [E\{|\partial \gamma_k|^2\} - \text{Re}\{E\{(\partial \gamma_k)^2 (\gamma_k^*)^2\}\}] \quad (32)$$

3.3 克拉美罗界(Cramer-Rao bound, CRB)

在估计理论中, CRB 是无偏算法的理论性能上限, 常作为衡量算法估计精度的基准。单基地 MIMO 雷达下角度和多普勒频率估计的 CRB 为^[25]

$$\text{CRB} = \frac{\sigma^2}{2} (\text{Re}(\mathbf{D}^H \mathbf{D}))^{-1} \quad (33)$$

式中: σ^2 为噪声功率; $\mathbf{D} = [\mathbf{S}^T \otimes \mathbf{D}_1, \mathbf{D}_2 \otimes \mathbf{A}]$, $\mathbf{D}_1 = \left[\frac{\partial a_1}{\partial \theta_1}, \dots, \frac{\partial a_K}{\partial \theta_K}\right]$, $\mathbf{D}_2 = \left[\frac{\partial s_1}{\partial f_1}, \dots, \frac{\partial s_K}{\partial f_K}\right]$ 。

3.4 算法优点

现将所提算法的优点总结如下:

- (1) RD-FSS-PM 算法适用于相干和非相干目标同时存在的场景, 该性质在第 2 节算法推导和下一节仿真部分得到证实;
- (2) RD-FSS-PM 算法与 FSS-PM 算法相比复杂度大幅降低, 该性质在 3.1 节复杂度分析部分得到证实;
- (3) RD-FSS-PM 算法对 DOA 估计精度与 FSS-PM 算法相比大幅改善, 同时可保持相近的多普勒频率估计精度, 该性质在下一节仿真部分得到证实;
- (4) RD-FSS-PM 算法可实现 DOA 和多普勒频率的自动配对, 该性质在第 2 节算法推导部分得到证实。

4 仿真结果及分析

为检验所提算法的估计性能, 使用蒙特卡洛仿真的方法进行比较各种算法的性能, 并以均方根误差(Root mean squared error, RMSE)作为评价估计精度的量度

$$\text{RMSE} = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \sqrt{\frac{1}{3000} \sum_{l=1}^{3000} [(\hat{a}_{k,l} - a_k)^2]} \quad (34)$$

式中: $\hat{a}_{k,l}$ 表示在第 l 次仿真中对第 k 个信源的 DOA 或多普勒频率的估计, $l=1, \dots, 3000$, 所有仿真结果均基于 3000 次蒙特卡洛仿真计算而得。仿真中假设单基地 MIMO 雷达收发两端均采用 ULA 阵列, $d = \lambda/2$, 空间中存在 $K=3$ 个远场目标, 载频均为 $f_s = 100$ kHz, 其 DOA 分别为 $\theta_1 = 20^\circ, \theta_2 = 30^\circ,$

$\theta_3 = 40^\circ$; 多普勒频率分别为 $f_1 = 1\ 000\ \text{Hz}$, $f_2 = 2\ 000\ \text{Hz}$, $f_3 = 2\ 000\ \text{Hz}$, 即目标 2 和目标 3 相干。定义信噪比为 $\text{SNR} = 10 \log_{10} (\|\mathbf{X}\|^2 / \|\mathbf{X} - \hat{\mathbf{X}}\|^2)$ 。

图 4 显示了所提 RD-FSS-PM 算法在 $\text{SNR} = 10\ \text{dB}$ 时的 50 次蒙特卡洛仿真的估计结果散布图, 其余参数设置为 $M = 12$, $N = 12$, $J = 100$, $P = 8$ 。由图 4 可发现 $10\ \text{dB}$ 时, 所提算法可精确估计, 同时可实现 DOA 和多普勒频率的正确配对。

图 5, 6 对所提 RD-FSS-PM 算法、传统 FSS-PM 算法的 RMSE 估计和 CRB 进行了对比。在图 5, 6 中, 假设 $M = 12$, $N = 12$, $J = 100$, $P = 10$ 。由图 5, 6 可发现, 所提算法相比 FSS-PM 算法, DOA 估计性能更接近 CRB, 准确度有明显提高, 多普勒频率估计精度在较高信噪比下趋于接近。

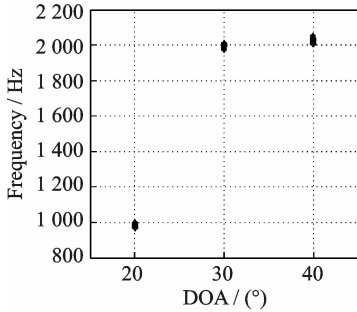


图 4 SNR = 10 dB 估计结果

Fig. 4 Estimation results at SNR = 10 dB

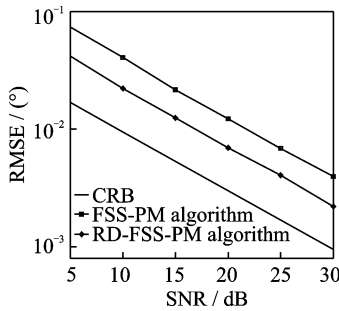


图 5 DOA 估计性能对比图

Fig. 5 DOA estimation performance comparison

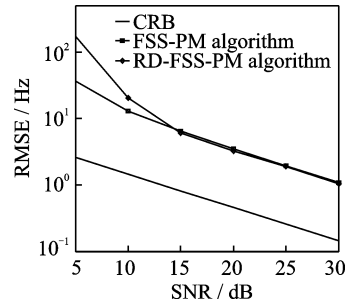


图 6 多普勒频率估计性能对比图

Fig. 6 Doppler frequency estimation performance comparison

图 7, 8 验证了所提 RD-FSS-PM 算法在不同快拍数情形下的性能并进行了对比。在图 7, 8 中, 假设快拍数分别为 100, 200, 300, 其余参数设置为 $M = 12$, $N = 12$, $P = 8$ 。由图 7, 8 可得, 快拍数增加时, 其带来的可用信息也增多, 所提算法的 DOA 估计精度得到提高。在低信噪比下, 对多普勒频率的估计精度改善较小, 随着信噪比增加, 提升变得明显。

图 9—12 分别显示了所提算法在发射、接收天线数变化时的 DOA 和多普勒频率估计性能。图 10, 11 中, $N = 12$, $P = 8$, $J = 100$, 发射天线数为 8, 10 和 12。图 12, 13 中, $M = 12$, $P = 8$, $J = 100$, 接收天线数为 8, 10, 12。由图 9—12 可得, 由于分集增益的增加, 所提算法在天线数增加时 DOA 和多普勒估计性能均得到改善。

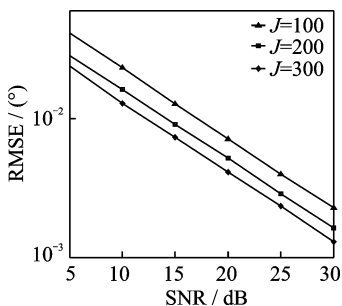


图 7 不同快拍数下 DOA 估计性能对比图

Fig. 7 DOA estimation performance with different J

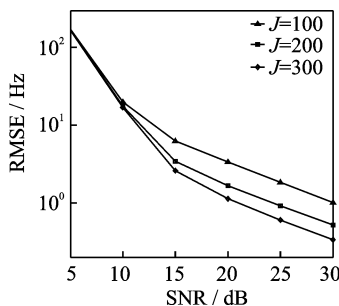


图 8 不同快拍数下多普勒频率估计性能对比图

Fig. 8 Doppler frequency estimation performance with different J

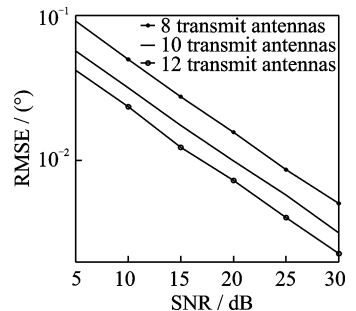


图 9 不同发射天线数下的 DOA 估计性能对比图

Fig. 9 DOA estimation performance with different M

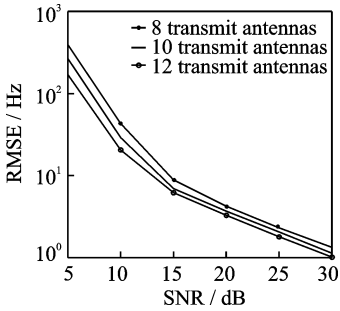


图 10 不同发射天线数下的多普勒频率估计性能对比图

Fig. 10 Doppler frequency estimation performance with different M

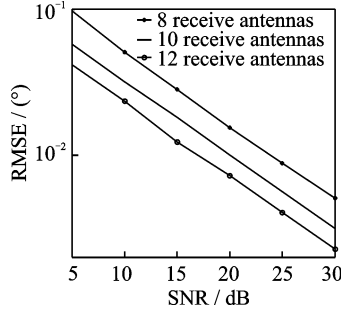


图 11 不同接收天线数下的 DOA 估计性能对比图

Fig. 11 DOA estimation performance with different N

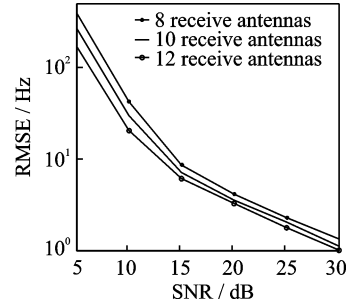


图 12 不同接收天线数下的多普勒频率估计性能对比图

Fig. 12 Doppler frequency estimation performance with different N

5 结束语

针对单基地 MIMO 雷达下的 DOA 和多普勒频率联合估计问题,本文提出了一种基于降维变换的快速算法,并进行了复杂度和误差分析。所提 RD-FSS-PM 算法首先对接收信号进行降维变换,剔除冗余数据;随后应用前向空间平滑方法实现了对变换后的接收信号的解相干;最后依据旋转不变性,利用 PM 算法获得了对目标 DOA 和多普勒频率的估计。由仿真实验可知,所提 RD-FSS-PM 算法与传统 FSS-PM 算法相比,其复杂度大大降低,多普勒频率估计性能接近而 DOA 估计性能大为改善。

参考文献:

- [1] Li J, Stoica P, Xu Luzhou, et al. On parameter identifiability of MIMO radar[J]. IEEE Signal Processing Letters, 2007, 14(12): 967-871.
- [2] Li J, Stoica P. MIMO radar with colocated antennas[J]. IEEE Signal Processing Magazine, 2007, 24(5): 106-114.
- [3] Fishler E, Haimovich A, Blum R S, et al. Spatial diversity in radars models and detection performance[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2006, 54(3): 823-838.
- [4] Bekkerman I, Tabrikian J. Target detection and localization using MIMO radars and sonars[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2006, 54(10): 3873-3883.
- [5] Schmidt R O. Multiple emitter location and signal parameter spectral estimation[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 1986, 34(3): 276-280.
- [6] Wilcox D, Sellathurai M, Ratnarajah T. A comparison of MIMO and phased array radar with the application of MUSIC[C] // IEEE Conference Record of the Forty-First Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers. Pacific Grove, CA: [s. n.], 2007: 1529-1533.
- [7] Zhang Xiaofei, Xu Lingyun, Xu Lei, et al. Direction of departure (DOD) and direction of arrival (DOA) estimation in MIMO radar with reduced-dimension MUSIC[J]. IEEE Communication Letters, 2010, 14(12): 1161-1163.
- [8] Gao X, Zhang X, Feng G, et al. On the MUSIC-derived approaches of angle estimation for bistatic MIMO radar[C] // IEEE International Conference on Wireless Networks and Information Systems. Shanghai: [s. n.], 2009: 343-346.
- [9] Roy R, Kailath T. ESPRIT-Estimation of signal parameters via rotational invariance techniques[J]. IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing, 1986, 37(7): 984-995.
- [10] Chen D, Chen B, Qian G. Angle estimation using ESPRIT in MIMO radar[J]. IEEE Electronics Letters, 2008, 44(12): 770-771.
- [11] Chen J, Gu H, Su W. Angle estimation using ESPRIT without pairing in MIMO radar[J]. IEEE Electronics Letter, 2008, 44(24): 1422-1423.
- [12] Tayem N, Kwon H M. L-Shape 2-Dimensional arrival angle Estimation with propagator method[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2005, 53(5): 1622-1630.
- [13] Tayem N, Kwon H M. Angle estimation with propagator method for correlated sources under unknown symmetric toeplitz noise[C] // IEEE Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering. Saskatoon, Sask: [s. n.], 2005: 316-319.
- [14] Strobach P. Total least squares phased averaging and 3-D ESPRIT for joint azimuth-elevation carrier estimation[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2001, 49(1): 54-62.

- [15] Yunhe C. Joint estimation of angle and Doppler frequency for bistatic MIMO radar[J]. *IEEE Electronic Letters*, 2010, 46(2):170-172.
- [16] Shan T J, Kailath T. Adaptive beamforming for coherent signals and interference[J]. *IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing*, 1985, 33(3):527-536.
- [17] Shan T J, Wax M, Kailath T. On spatial smoothing for direction-of-arrival estimation of coherent signals[J]. *IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing*, 1985, 33(3):527-536.
- [18] Du W X, Kirlin R L. Improved spatial smoothing techniques for DOA estimation of coherent signals[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 1991, 39(5):1208-1210.
- [19] Wang B H, Wang Y L, Chen H. Weighted spatial smoothing for direction-of-arrival estimation of coherent signals[C]//*Proceedings of IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*. San Antonio, TX:[s. n.], 2002:668-671.
- [20] Pillai S U, Kwon B H. Forward/backward spatial smoothing techniques for coherent signals identification[J]. *IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing*, 1989, 37(1):8-14.
- [21] Pillai S U, Kwon B H. Performance analysis of MUSIC-type high resolution estimators for direction finding in correlated and coherent scenes[J]. *IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing*, 1989, 37(8):1176-1189.
- [22] Cao R, Zhang X. Joint angle and Doppler frequency estimation of coherent targets in monostatic MIMO radar[J]. *International Journal of Electronics*, 2015, 102(5):1-23.
- [23] Li C, Liao G, Zhu S, et al. An ESPRIT-like algorithm for coherent DOA estimation based on data matrix decomposition in MIMO radar[J]. *Signal Processing*, 2011, 91(8):1803-1811.
- [24] Zhang Xiaofei, Xu Dazhuan. Low-complexity ESPRIT-based DOA estimation for colocated MIMO radar using reduced-dimension transformation[J]. *Electronics Letters*, 2011, 47(4):283-284.
- [25] Stoica P, Nehorai A. Performance study of conditional and unconditional direction-of-arrival estimation [J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 1990, 38(10):1783-1795.

作者简介:



曹仁政(1991-),男,博士,
研究方向:阵列信号处理,
E-mail: caorenzheng @
nuaa.edu.cn.



张小飞(1977-),男,博士,
教授,研究方向:阵列信号
处理、通信信号处理, E-
mail: zhangxiaofei @
nuaa.edu.cn.

(编辑:夏道家)