平面阵列的半实值 MUSIC 波达方向估计算法

刘亚宁，张　秦，郑桂妹，师俊朋
(空军工程大学防空反导学院，西安，710051)

摘要　针对二维波达方向(DOA)估计算法运算量大的问题，基于平面阵列提出一种优化后的半实值 MUSIC 算法，将问题转化为对目标与 x 轴、y 轴的 2 个夹角的估计，首先提取接收信号协方差矩阵的实部，并对其特征值分解得到噪声子空间；利用 Kronecker 积降维得到搜索区域减半的 MUSIC 谱，估计入射方向与 x 轴夹角；接着利用最小二乘法得到目标与 y 轴夹角的估计值；最后根据角度的对应关系方程求得二维 DOA 的估计值。仿真结果表明，该算法在保证精度的同时显著减小了运算量，且算法估计性能与常规 MUSIC 算法相当。

关键词　平面阵列；半实值 MUSIC；二维 DOA 估计；最小二乘法

DOI　10.3969/j.issn.1009-3516.2018.03.010

中图分类号　TN957.51　　**文献标志码**　A　　**文章编号**　1009-3516(2018)03-0054-06

A Semi-Real-Valued MUSIC of DOA Estimation Algorithm for Planar Array

LIU Yaning, ZHANG Qin, ZHENG Guimei, SHI Junpeng
(Air and Missile Defense College, Air Force Engineering University, Xi'an, 710051)

Abstract: To reduce the computational complexity of the two-dimensional direction of arrival (DOA) with planar array, this paper proposes a semi-real-valued MUSIC algorithm. The paper transforms one of the DOA estimation into an estimation of the angles between the target and x axis and y axis. Firstly, the real part of the received signal covariance matrix is extracted and performed an eigen-decomposition to obtain the noise subspace. Then, the dimension of the process is reduced to achieve one dimension semi-real-valued MUSIC spectrum. Next, the paper evaluates the estimation of the angle between the incident direction and the x axis. After that the paper utilizes the least-square method for getting an estimation of the angle between the target and y axis. Finally according to the corresponding relationship between azimuth and elevation and the two angles, the two-dimensional DOA estimate is evaluated. This algorithm has the similar estimation performance with traditional MUSIC algorithm, significantly reducing computation complexity. The simulation results show that the algorithm is valid.

Key words: planar array; semi-real-valued MUSIC; two-dimensional DOA estimation; least-square method

二维 DOA 估计通过对方位角和俯仰角估计来锁定信号源，相比一维估计，可以表现出信号的空间特征，更符合现实中对信号估计的要求，因此更具有研究价值。

收稿日期：2017-09-29
基金项目：国家自然科学基金(61501504)
作者简介：刘亚宁(1994—)，男，河北石家庄人，硕士生，主要从事雷达信号与信息处理. E-mail:762050486@qq.com

引用格式：*刘亚宁，张秦，郑桂妹，等. 平面阵列的半实值 MUSIC 波达方向估计算法[J]. 空军工程大学学报(自然科学版)，2018，19(3)：54-59. LIU Yaning, ZHANG Qin, ZHENG Guimei, et al. A Semi-Real-Valued MUSIC of DOA Estimation Algorithm for Planar Array [J]. Journal of Air Force Engineering University (Natural Science Edition), 2018, 19(3): 54-59.*

二维 DOA 估计一般采用的阵列信号模型包括 L 型阵列，均匀平面阵列和平行阵列[1-3]，但也有一些特殊情况，如文献[4]采用共形阵列，将二维 DOA 与极化状态进行联合估计。文献[5]在稀疏阵列的基础上，建立基于不动点迭代的空间谱函数，进行二维 DOA 估计。ESPRIT、MUSIC 等经典二维 DOA 估计算法都较为复杂，因此研究更多集中在如何降低复杂度。文献[6]在复杂电磁干扰的环境下，利用 ESPRIT 算法，只需单次快拍便可完成二维 DOA 的估计。文献[7]利用一阶统计量的 ESPRIT 算法解决了少快拍数和低信噪比对估计精度的干扰。文献[8～9]基于 Kronecker 积的性质，采用一维 Capon 算法和 MUSIC 算法来进行 DOA 估计，降低了两维搜索算法的计算量。文献[10]提出利用瑞利熵来达到降维的目的。文献[11]用多项式的方法来对目标进行 DOA 估计，减少了计算量。

由文献[12]可得，平面阵列的抗干扰能力更好，可以获得更准确的二维 DOA 估计值。本文基于平面阵列，提出了一种能显著减小计算的半实值 MUSIC 算法，该方法估计性能与常规 MUSIC 算法相当，甚至在低信噪比下更优。计算量明显减小，且可以实现角度的自动配对。

1　信号模型

平面阵列在 x-y 平面上，由分别位于 x 轴和 y 轴上 N 行和 M 列阵元构成，阵元间隔为 d。设远场空间有 k 个窄带信号源以不同二维波达方向入射，分别为 $(\theta_1,\phi_1),(\theta_2,\phi_2),\cdots,(\theta_k,\phi_k)$ 其中，θ_k 和 ϕ_k 分别表示第 k 个信号源的仰角和方位角。且 $\theta_k\in[-90°,90°]$，$\phi_k\in[-90°,90°]$，见图 1。

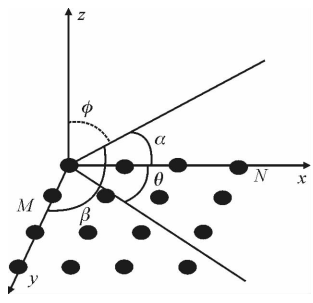


图 1　信号入射阵列结构

Fig. 1　Signal incident array structure

假设各阵元的接收噪声为高斯白噪声，且与接收信号独立。以坐标原点为参考，则该阵列中阵元的输出结果可表示为：

$$\boldsymbol{y}_{k,nm}(t)=\sum_{k=1}^{K}\delta_{k,nm}\boldsymbol{s}_k(t-\tau_{k,nm})+\boldsymbol{n}_{nm}(t) \quad (1)$$

式中：$\boldsymbol{y}_{k,nm}(t)$ 表示第 n 行第 m 列的阵元的输出；$\delta_{k,nm}$ 为此阵元对信号的接收增益；$\tau_{k,nm}$ 为此阵元相对坐标原点的时延；$\boldsymbol{s}_k(t)=\exp(2\pi f_k t)$，表示第 k 个信号，信号频率为 f_k；$\boldsymbol{n}_{nm}(t)$ 表示均值为 0，方差为 σ^2 的高斯白噪声。

根据信号表示模型，我们可以得出时延为：

$$\tau_{k,nm}=(n\cos\theta_k\sin\phi_k+m\sin\theta_k\sin\phi_k)d/\lambda \quad (2)$$

式中：λ 为信号波长

设第 k 个信号源的入射方向与 x 轴夹角为 α，与 y 轴夹角为 β，如图 1 所示，可以推得：

$$\begin{aligned}\cos\alpha_k&=\cos\theta_k\sin\phi_k\\ \cos\beta_k&=\sin\theta_k\sin\phi_k\end{aligned} \quad (3)$$

将式(3)带入式(2)中得：

$$\tau_{k,nm}=(n\cos\alpha_k+m\cos\beta_k)d/\lambda \quad (4)$$

由式(3)可得：

$$\begin{aligned}\theta_k&=\arctan(\cos\beta_k/\cos\alpha_k)\\ \phi_k&=\arcsin(\cos^2\alpha_k+\cos^2\beta_k)^{1/2}\end{aligned} \quad (5)$$

令 $\boldsymbol{a}_k$ 表示阵元对第 k 个信号的方向矢量，将输出表示为：

$$\boldsymbol{Y}(t)=\sum_{k=1}^{K}\sum_{m=0}^{M}\sum_{n=0}^{N}(\boldsymbol{a}_n(\alpha_k)\otimes\boldsymbol{a}_m(\beta_k))\boldsymbol{s}_k(t)+\boldsymbol{N}(t) \quad (6)$$

式中：$\boldsymbol{a}_n(\alpha_k)$ 和 $\boldsymbol{a}_m(\beta_k)$ 分别表示接收信号与 x 轴和 y 轴的方向矢量，为：

$$\begin{aligned}&\boldsymbol{a}_n(\alpha_k)=\\ &(1,\exp(\mathrm{j}2\pi d/\lambda)\cos\alpha_k,\cdots,\exp(\mathrm{j}2\pi(N-1)d/\lambda)\cos\alpha_k)^{\mathrm{T}}\\ &\boldsymbol{a}_m(\beta_k)=\\ &(1,\exp(\mathrm{j}2\pi d/\lambda)\cos\beta_k,\cdots,\exp(\mathrm{j}2\pi(M-1)d/\lambda)\cos\beta_k)^{\mathrm{T}}\end{aligned} \quad (7)$$

由此可将方位角和仰角的求解转化为对 2 个夹角的求解，再求出二维 DOA 估计值。

2　常规二维 MUSIC 算法

二维 MUSIC 算法是目前广泛应用于求解目标方位角和仰角的估计值的一种方法，其计算流程为先求出阵列接收信号的协方差矩阵：

$$\boldsymbol{R}=\frac{1}{L}\sum_{l=1}^{L}\boldsymbol{Y}(t_l)\boldsymbol{Y}(t_l)^{\mathrm{H}} \quad (8)$$

式中：L 表示快拍数。

对其进行特征值分解得：

$$\boldsymbol{R}=\boldsymbol{E}_S\boldsymbol{U}_S\boldsymbol{E}_S^{\mathrm{H}}+\boldsymbol{E}_N\boldsymbol{U}_N\boldsymbol{E}_N^{\mathrm{H}} \quad (9)$$

式中：$\boldsymbol{U}_S$，$\boldsymbol{U}_N$ 均为特征值矩阵，其主对角线分别为 K 个大特征值和 $MN-K$ 个小特征值；$\boldsymbol{E}_S$ 和 $\boldsymbol{E}_N$ 为特征向量矩阵，其构成的空间分别为信号子空间和噪声子空间，根据文献[13]可得二维 MUSIC 空间谱估计为：

$$P_{\text{2D-MUSIC}}=\frac{1}{\boldsymbol{a}(\alpha,\beta)^{\mathrm{H}}\boldsymbol{E}_N\boldsymbol{E}_N^{\mathrm{H}}\boldsymbol{a}(\alpha,\beta)} \quad \alpha\in(-90°,90°],\beta\in(-90°,90°] \tag{10}$$

利用 Kronecker 积的性质将式(10)改写为式(11):

$$P_{\text{2D-MUSIC}}=\frac{1}{[\boldsymbol{a}_n(\alpha)\otimes\boldsymbol{a}_m(\beta)]^{\mathrm{H}}\boldsymbol{E}_N\boldsymbol{E}_N^{\mathrm{H}}[\boldsymbol{a}_n(\alpha)\otimes\boldsymbol{a}_m(\beta)]} \tag{11}$$

利用式(11)在二维空间求得峰值对应的角度值,即为所得估计值。此方法可对二维 DOA 进行有效估计,但是需要在全空域搜索峰值,计算巨大。因此,本文提出了一种改进算法。

3 半实值 MUSIC 算法

3.1 求解 α 角

首先定义式(11)分母为 Φ:

$$\Phi=[\boldsymbol{a}_n(\alpha)\otimes\boldsymbol{a}_m(\beta)]^{\mathrm{H}}\boldsymbol{E}_n\boldsymbol{E}_n^{\mathrm{H}}[\boldsymbol{a}_n(\alpha)\otimes\boldsymbol{a}_m(\beta)] \tag{12}$$

导向矢量 $\boldsymbol{a}(\alpha,\beta)=\boldsymbol{a}_n(\alpha)\otimes\boldsymbol{a}_m(\beta)$,由式(7)可得 $\boldsymbol{a}_n(\alpha)=\boldsymbol{a}_n(-\alpha)$,$\boldsymbol{a}_m(\beta)=\boldsymbol{a}_m(-\beta)$,所以:

$$\begin{aligned}&\boldsymbol{a}(\alpha,\beta)=\boldsymbol{a}_n(\alpha)\otimes\boldsymbol{a}_m(\beta)=\\&\boldsymbol{a}_n(-\alpha)\otimes\boldsymbol{a}_m(-\beta)=\boldsymbol{a}(-\alpha,-\beta)\\&\boldsymbol{a}(\alpha,\beta)=\boldsymbol{a}_n(\alpha)\otimes\boldsymbol{a}_m(\beta)=\\&\boldsymbol{a}_n(\alpha)\otimes\boldsymbol{a}_m(-\beta)=\boldsymbol{a}(\alpha,-\beta)\\&\boldsymbol{a}(\alpha,\beta)=\boldsymbol{a}_n(\alpha)\otimes\boldsymbol{a}_m(\beta)=\\&\boldsymbol{a}_n(-\alpha)\otimes\boldsymbol{a}_m(\beta)=\boldsymbol{a}(-\alpha,\beta)\end{aligned} \tag{13}$$

式(13)可将常规 MUSIC 算法一维的搜索域减半,即 $\alpha\in[0,90°]$,$\beta\in[0,90°]$,所以总搜索域变为原来的 $\frac{1}{4}$,由文献[14]可得,噪声子空间可由实值协方差矩阵 Re($\boldsymbol{R}$)特征分解求得。

根据 Kronecker 积性质可将 $\boldsymbol{a}_n(\alpha)\otimes\boldsymbol{a}_m(\beta)$ 转换成 $[\boldsymbol{a}_n(\alpha)\otimes\boldsymbol{I}_M]\boldsymbol{a}_m(\beta)$,则式(12)可表示为:

$$\Phi=\boldsymbol{a}_m(\beta)^{\mathrm{H}}[\boldsymbol{a}_n(\alpha)\otimes\boldsymbol{I}_M]^{\mathrm{H}}\boldsymbol{E}_n\boldsymbol{E}_n^{\mathrm{H}}[\boldsymbol{a}_n(\alpha)\otimes\boldsymbol{I}_M]\boldsymbol{a}_m(\beta) \tag{14}$$

设 $\boldsymbol{P}(\alpha)=[\boldsymbol{a}_n(\alpha)\otimes\boldsymbol{I}_M]^{\mathrm{H}}\boldsymbol{E}_n\boldsymbol{E}_n^{\mathrm{H}}[\boldsymbol{a}_n(\alpha)\otimes\boldsymbol{I}_M]$,易得 $\boldsymbol{a}_m(\beta)^{\mathrm{H}}\boldsymbol{a}_m(\beta)=M$,则将式(14)转化为:

$$\Phi=M\frac{\boldsymbol{a}_m(\beta)^{\mathrm{H}}\boldsymbol{P}(\alpha)\boldsymbol{a}_m(\beta)}{\boldsymbol{a}_m(\beta)^{\mathrm{H}}\boldsymbol{a}_m(\beta)} \tag{15}$$

利用 Rayleigh-Ritz 理论[15]可得,式(15)的最小值 $\lambda_{\min}(\alpha)$,是 $\boldsymbol{P}(\alpha)$ 的最小特征值,可表示为:

$$\min\frac{\boldsymbol{a}_m(\beta)^{\mathrm{H}}\boldsymbol{P}(\alpha)\boldsymbol{a}_m(\beta)}{\boldsymbol{a}_m(\beta)^{\mathrm{H}}\boldsymbol{a}_m(\beta)}=\lambda_{\min}(\alpha) \tag{16}$$

因此 α 的估计值可由下式推得:

$$\bar{\alpha}=\arg\max\frac{1}{\lambda_{\min}(\alpha)} \quad \alpha\in[0,90°] \tag{17}$$

因为噪声子空间由实值协方差矩阵 Re($\boldsymbol{R}$)特征分解求得,因此 $\bar{\alpha}$ 除了估计真值还包括目标镜像值,利用文献[8]中降维 Capon 算法可去掉多余值。

均匀面阵下常规二维 Capon 算法为:

$$P_{\text{2D-xCapon}}(\alpha,\beta)=\frac{1}{[\boldsymbol{a}_n(\alpha)\otimes\boldsymbol{a}_m(\beta)]^{\mathrm{H}}\boldsymbol{R}^{-1}[\boldsymbol{a}_n(\alpha)\otimes\boldsymbol{a}_m(\beta)]} \tag{18}$$

根据 Kronecker 积的性质可得:

$$P_{\text{2D-Capon}}(\alpha,\beta)=\frac{1}{\boldsymbol{a}_m(\beta)^{\mathrm{H}}[\boldsymbol{a}_n(\alpha)\otimes\boldsymbol{I}_M]^{\mathrm{H}}\boldsymbol{R}^{-1}[\boldsymbol{a}_n(\alpha)\otimes\boldsymbol{I}_M]\boldsymbol{a}_m(\beta)} \tag{19}$$

设 $\boldsymbol{G}(\alpha)=[\boldsymbol{a}_n(\alpha)\otimes\boldsymbol{I}_M]^{\mathrm{H}}\boldsymbol{R}^{-1}[\boldsymbol{a}_n(\alpha)\otimes\boldsymbol{I}_M]$,根据拉格朗日乘子法,$\alpha$ 的估计值可由式(20)求得:

$$\bar{\alpha}=\arg\max\boldsymbol{G}(\alpha)^{-1}[1,1] \quad \alpha\in[-90°,90°] \tag{20}$$

式中:$\boldsymbol{G}(\alpha)^{-1}(1,1)$ 为 $\boldsymbol{G}(\alpha)^{-1}$ 第 1 行第 1 列元素。

将式(17)得到的估计值代入式(20),因为真实目标的功率谱较大,而镜像值对应的功率谱较小,因此可以根据结果去掉镜像估计值,得到 α 估计真值。

3.2 求解 β 角

按照 3.1 节可以求得 α 的估计值,把对应于 k 个接收信号的 α 估计值分别记为($\overline{\alpha_1}$,$\overline{\alpha_2}$,…,$\overline{\alpha_k}$)。接着对 β 进行估计,将 α 的估计值代入式(16)中,得到对应的特征向量为:

$$\boldsymbol{a}_m(\beta_k)=e_{\min}(\boldsymbol{P}(\alpha_k)) \tag{21}$$

定义 $\boldsymbol{\varphi}_k=\text{angle}(\boldsymbol{a}_m(\beta_k))$,结合式(7),可得:

$$\boldsymbol{\varphi}_k=[0,(2\pi d/\lambda)\cos\beta_k,\cdots,(2\pi(M-1)d/\lambda)\cos\beta_k]^{\mathrm{T}} \tag{22}$$

利用式(22)估计 β_k 可采用最小二乘法[16],令:

$$\boldsymbol{C}=\begin{bmatrix}1&0\\1&1\\\vdots&\vdots\\1&M-1\end{bmatrix} \tag{23}$$

即求解 $\min\|\boldsymbol{C}d_k-\boldsymbol{\varphi}_k\|^2$,可得其结果为:

$$\boldsymbol{d}_k^{\mathrm{T}}=(\boldsymbol{C}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{C})^{-1}\boldsymbol{C}^{\mathrm{T}}\varphi_k \tag{24}$$

式中:$d_k(2)$ 为结果值,则 β_k 可计算为:

$$\beta_k=\arcsin(d_k(2)/(2\pi d/\lambda)) \tag{25}$$

3.3 算法流程

本文所提基于均匀平面阵列的半实值 MUSIC 算法具体流程如下:

步骤 1 求接收信号的协方差矩阵 $\boldsymbol{R}$,并提取实部 Re($\boldsymbol{R}$),特征值分解得到实数域噪声子空间。

步骤 2 根据 Kronecker 积性质构造矩阵 $\boldsymbol{P}(\alpha)$,求得其最小特征值 $\lambda_{\min}(\alpha)$,代入式(17)求得 α 估计值。

步骤 3 将 α 的估计值代入式(16)中,得到对应的特征向量,再利用最小二乘法,按照式(21)~(25)求得 β 的估计值。

步骤 4 按照式(5)得到二维 DOA 估计值。

3.4 计算量分析

按照上述步骤分析本文算法的计算量，并与常规二维 MUSIC 算法进行对比。

步骤 1 求接收信号的协方差矩阵需要的计算量为 $O\{(MN)^2L\}$，特征值分解得到噪声子空间需要的计算量为 $O\{(MN)^2L\}$，因为搜索域减半。

步骤 2 对 $\boldsymbol{P}(\alpha)$ 进行特征值分解需要的计算量为 $O\{n(MN-K)(M^2N+M^2)\}$，n 为搜索点数。

步骤 3 求特征向量需要的计算量可忽略不计，利用最小二乘法需要的计算量为 $O\{10M\}$。

步骤 4 计算量可以忽略不计。

综上可得总计算量为 $O\{(MN)^2L+(MN)^3/4+n(MN-K)(M^2N+M^2)+10M\}$。根据文献[10]可得，常规二维 MUSIC 算法的计算量为 $O\{(MN)^2L+(MN)^3/4+2n(MN-K)(M^2N+M^2)+N^2\}$。

给出具体数值来直观对比 2 种算法的计算量大小，见图 2。设 $M=N$，快拍 $L=100$，信号个数 K 为 3，搜索点数 $n=3\times10^3$，本文算法相比常规二维 MUSIC 算法计算量显著减小。

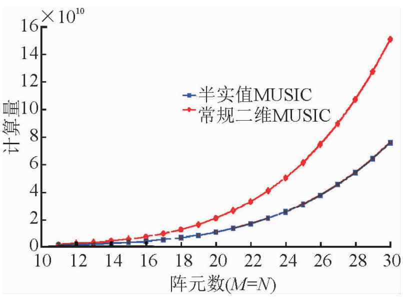


图 2 2 种算法计算量对比图

Fig. 2 Computation complexity comparison of the two algorithms

4 仿真结果与分析

4.1 算法的正确性验证

当进行 N 次蒙特卡罗实验，角度真实值为(θ,ϕ)，估计值为$(\bar{\theta},\bar{\phi})$时，均方根误差(RMSE)可表示为：

$$E_\theta=\left(\frac{1}{N}\sum_{n=1}^{N}(\bar{\theta}-\theta)^2\right)^{1/2}$$
$$E_\phi=\left(\frac{1}{N}\sum_{n=1}^{N}(\bar{\phi}-\phi)^2\right)^{1/2} \tag{26}$$

式中：E_θ、E_ϕ 分别为方位角和仰角的标准误差。

假设阵列为平面阵列，有 3 个窄带信号入射到阵列上，其入射角度分别为$(15°,10°)$，$(25°,30°)$，$(35°,50°)$。x 轴，y 轴方向阵元个数均为 8，阵元间隔 $d=\lambda/2$，角度搜索精度为 0.01°。快拍数 L 为 100，信噪比 SNR 为 20 dB，进行 500 次蒙特卡罗实验。图 3 显示了 3 个信源条件下本算法的估计结果。从图中可看出，对 3 个目标的入射角度估计基本保持在真实值周围，波动较小。表明本算法能正确对二维 DOA 进行估计，并且精度较高。

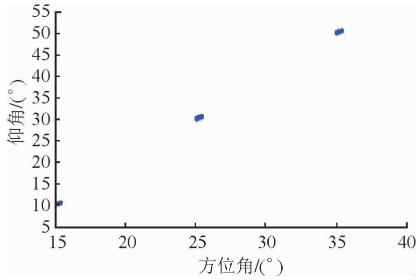


图 3 目标二维 DOA 估计值

Fig. 3 Target’s 2D DOA estimation

4.2 信噪比与估计性能的关系

采用同 4.1 节相同的实验参数，信噪比分别取 −4 dB，0 dB，4 dB，8 dB，12 dB，16 dB，20 dB。将本文算法与常规二维 MUSIC 算法以及二维 Capon 算法进行比较，结果见图 4。

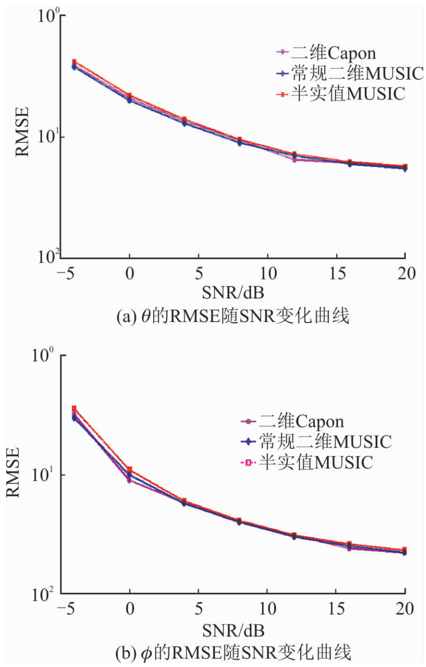


图 4 3 种算法的 RMSE 与 SNR 关系图

Fig. 4 The relationship between RMSE and the SNR of three algorithm

由图 4 可得，2 个角度的估计值 RMSE 随信噪比的增大逐渐减小，说明估计性能逐渐变好，但减小的趋势越来越缓。本文算法和常规二维 MUSIC 算法以及二维 Capon 在信噪比较大的时候，估计精度基本相同，但本算法计算量明显减小。

4.3 阵元数与估计性能的关系

采用同 4.1 节相同的实验参数，阵元个数分别为 2×2，4×4，6×6，8×8，10×10。将本文算法与

常规二维 MUSIC 算法以及二维 Capon 算法进行比较,结果见图 5。

由图 5 可得,3 种算法估计性能基本相同。随着阵元数的增大,RMSE 值减小,但 RMSE 值减小的趋势越来越缓。说明虽然估计性能越来越好,但变好的趋势是越来越缓。由于阵元数的选择影响算法的计算复杂度以及硬件成本,因此并非阵元数越大越好。

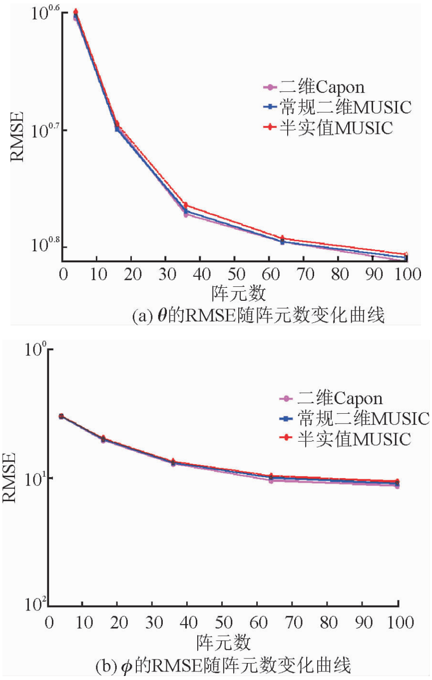


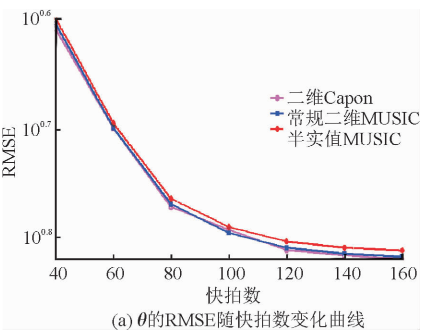
图 5 3 种算法的 RMSE 与阵元数关系图

Fig. 5 The relationship between the RMSE and the array elements of three algorithm

4.4 快拍数与估计性能的关系

采用与 4.1 节相同的实验参数,蒙特卡罗实验次数为 500,阵元个数为 8×8,信噪比取 20 dB,快拍数分别为 40,60,80,100,120,140,160。3 种算法比较结果见 6。

由图 6 可得,3 种算法估计性能基本相同。随着快拍数的增大,RMSE 值减小,但 RMSE 值减小的趋势越来越缓。说明虽然估计性能越来越好,但变好的趋势是越来越缓。由于快拍数的选择影响算法的计算复杂度,因此并非快拍数越大越好。



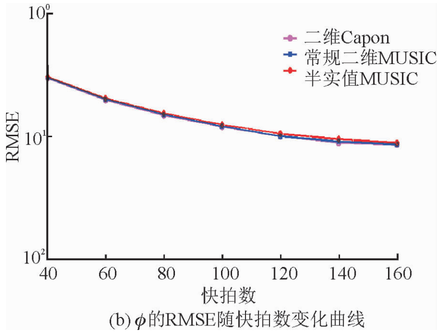


图 6 3 种算法的 RMSE 与快拍数关系图

Fig. 6 The relationship between the RMSE and the snapshots of three algorithms

5 结语

本文为减小计算量,在常规 MUSIC 的基础上,提出了一种改进算法。本算法将对仰角和方位角的估计转化成对入射信号与 x 轴夹角和与 y 轴夹角的估计。与常规 MUSIC 算法相比,搜索域变为原来的一半,因此计算量显著减小,并且不存在角度配对问题。经过仿真得到信噪比、快拍数、阵元个数对估计性能的影响。2 种算法的估计性能均随着信噪比,快拍数或阵元个数的增大而变好,但因为计算复杂度和硬件成本,所以需要选择合适的阵列参数值。本文算法在显著降低运算量的同时可以达到和常规 MUSIC 算法以及二维 Capon 算法相当的估计精度。综上可以得出本算法是一种高效的二维 DOA 估计算法。

参考文献(References):

[1] NIZAR T, HYUCK M K. L-Shape 2-Dimensional Arrival Angle Estimation with Propagator Method [J]. IEEE Trans on Antennas and Propagation, 2005, 53(1): 1622-1630.

[2] NURI Y, TAPAN K S. 2-D Unitary Matrix Pencil Method for Efficient Direction of Arrival Estimation [J]. Digital Signal Processing, 2006, 16(6): 767-781.

[3] 杨艳飞, 高健, 张兴敢. 一种基于 L 型阵列的改进的二维 DOA 估计方法 [J]. 南京大学学报(自然科学版), 2016, 52(5): 953-959.

YANG Y F, GAO J, ZHANG X G. An Improved Method for Estimation Two-Dimensional DOA Based on L-shape array [J]. Journal of Nanjing University (Natural Sciences), 2016, 52(5): 953-959. (in Chinese)

[4] 李杰然, 许稼. 共形阵列信号 DOA 和极化状态联合估计研究 [J]. 雷达科学与技术, 2015, 13(2): 159-163.

LI J R, XU J. Joint Estimation of 2D-DOA and Polarization Based on Conformal Array [J]. Radar Science and Technology, 2015, 13(2): 159-163. (in Chinese)

[5] 曾文浩，朱晓华，李洪涛，等. 一种稀疏阵列下的二维 DOA 估计方法 [J]. 航空学报，2016，37(7)：2269-2275.

ZENG W H, ZHU X H, LI H T, et al. A 2D DOA Estimation Method for Sparse Array [J]. Aeronautic and Astronautic Sinica, 2016, 37(7): 2269-2275. (in Chinese)

[6] 王凌，李国林. 利用单次快拍实现相干信源二维测向的新算法 [J]. 北京理工大学学报，2015，35(5)：512-518.

WANG L, LI G L. A New Method for Estimating 2-D DOA in Coherent Source Environment Using Single Snapshot [J]. Transactions of Beijing Institute of Technology, 2015, 35(5): 512-518.

[7] 李磊，李国林. 基于一阶统计量的子空间旋转不变解相干算法 [J]. 探测与控制学报，2015，37(3)：29-34.

LI L, LI G L. ESPRIT Decorrelation Algorithm Based on First Order Statistics [J]. Journal of Detection & Control, 2015, 37(3): 29-34. (in Chinese)

[8] ZHANG X, XU D. Angle Estimation in MIMO Radar Using Reduced-Dimension Capon [J]. Electronics Letters, 2010, 46(12): 860-861.

[9] ZHANG X, XU L. DOD and DOA Estimation in MIMO Radar with Reduced-Dimension MUSIC [J]. IEEE Communications Letters, 2010, 14(12): 1161-1163.

[10] XIE R, LIU Z, WU J X. Direction Finding with Automatic Pairing for Bistatic MIMO Radar [J]. Signal Processing, 2012, 92(1): 198-203.

[11] BENCHIKH M L, WANG Y, HE H. Polynomial Root Finding Technique for Joint DOA DOD Estimation in Bistatic MIMO Radar [J]. Signal Processing, 2010, 90(9): 2723-2730.

[12] HEIDENREICH P, ZOUBIR A M, RUBSAMEN M. Joint 2D DOA Estimation and Phase Calibration for Uniform Rectangular Arrays [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2012, 60(9): 4683-4693.

[13] 张秦，张林让，郑桂妹. 任意阵列双基地 MIMO 雷达的半实值 MUSIC 目标 DOD 和 DOA 联合估计 [J]. 系统工程与电子技术，2016，38(3)：532-538.

ZHANG Q, ZHANG L R, ZHENG G M. Joint DOD and DOA Estimation for Bistatic MIMO Radar with Arbitrary Array Using Smi-Real-Valued MUSIC [J]. System Engineering and Electronics, 2016, 38(3): 532-538. (in Chinese)

[14] YAN F, JIN M, LIU S. Real-valued MUSIC for Efficient Direction Estimation with Arbitrary Arrays [J]. IEEE Trans on Signal Processing, 2014, 62(6): 1548-1560.

[15] GOLUB G H, LOAN C F. Matrixs Computations [M]. Homewood: The John Hopkins University Press, 1996.

[16] 蔡晶晶，李鹏，赵国庆. RD-MUSIC 的二维 DOA 估计方法 [J]. 西安电子科技大学学报，2013，40(3)：81-86.

CAI J J, LI P, ZHAO G Q. Two-Dimensional DOA Estimation with Reduced-Dimension MUSIC [J]. Journal of Xidian University, 2013, 40(3): 81-86. (in Chinese)

（编辑：徐敏）