第 34 卷第 3 期 电 子 与 信 息 学 报 Vol.34No.3
2012 年 3 月 Journal of Electronics & Information Technology Mar. 2012

基于矢量传感器的扩展孔径双基地 MIMO 雷达多目标定位算法

王克让*[①] 何 劲[②] 贺亚鹏[①] 顾 陈[①] 朱晓华[①]
[①](南京理工大学电子工程与光电技术学院 南京 210094)
[②](康科迪亚大学电子与计算机工程系 蒙特利尔 H3G 1M8 加拿大)

摘 要：该文研究基于电磁矢量传感器的扩展孔径多输入多输出(MIMO)雷达多目标定位算法。提出了一种新型 MIMO 雷达系统，发射阵列采用常规阵元，而接收阵列采用电磁矢量传感器，且传感器间距大于半波长。算法首先采用 ESPRIT 算法获得目标波达角(DOA)高精度模糊估计，随后利用矢量传感器的内在结构特点结合子空间旋转不变性获得目标 DOA 低精度无模糊估计进行解模糊，从而得到目标高精度 DOA 估计。最后利用已知 DOA 信息，采用 1 维 MUSIC 算法获得目标波离角(DOD)高精度估计。与已有算法相比，该算法大大提高了 MIMO 雷达的目标定位精度，且无需配对和 2 维搜索，具有较低的运算量。仿真结果证明了所提算法的有效性，其估计精度与 CRB 界接近。

关键词：双基地 MIMO 雷达；目标定位；矢量传感器；孔径扩展；ESPRIT 算法
中图分类号：TN953.5 **文献标识码**： A **文章编号**：1009-5896(2012)03-0582-05
DOI: 10.3724/SP.J.1146.2011.00801

Extended-aperture Mulit-target Location Algorithm for MIMO Radars with Vector Sensors

Wang Ke-rang[①] He Jin[②] He Ya-peng[①] Gu Chen[①] Zhu Xiao-hua[①]
[①](*School of Electronic Engineering and Optoelectronic Technology, Nanjing University of Science and Technology, Nanjing* 210094, *China*)
[②](*Department of Electrical and Computer Engineering, Concordia University, Montreal* H3G 1M8, *Canada*)

Abstract: A multi-target location algorithm is proposed for MIMO radar with extended-aperture array of electromagnetic vector sensors. A novel bistatic MIMO radar system with multiple transmit sensors and multiple receive electromagnetic vectors is introduced, and receive element spacing is greater than half-wavelength. The ESPRIT method is employed to extract a set of high accurate but ambiguous Direction Of Arrive (DOA), then the low accurate but unambiguous estimates which are obtained utilizing the internal structure feature of the vector sensors and subspace rotation invariance are used to disambiguate the ambiguous DOA to yield high accurate and unambiguous DOA. One-dimensional MUSIC method is employed to get the Departure Of Direction (DOD) estimates with the known DOA. The algorithm improves greatly the accuracy of MIMO radar location, requires no two-dimensional searches and parameter pairing, thus showing low computational complexity. Simulation results verify the effectiveness of the proposed algorithm, and the estimation accuracy is close to the Cramer-Rao Bound (CRB).

Key words: Bistatic MIMO radar; Target location; Vector sensor; Aperture extended; ESPRIT algorithm

1 引言

多输入多输出(MIMO)雷达[1]是近几年兴起的一种新体制雷达，受到国内外学者广泛关注。与传统的相控阵雷达相比，MIMO雷达利用多个天线同时发射多路正交信号，采用阵列接收，具有更高的系统自由度[1],这些额外的自由度可以对抗目标RCS闪烁，增强目标空间分辨力和参数识别能力，提高目标检测性能[2–5]。

双基地MIMO雷达被广泛用于多目标定位和识别[6–12]。当双基地MIMO雷达发射和接收阵列采用线阵时，通过对接收信号的处理可获得目标的波离角(DOD)和波达角(DOA)的联合估计。在业已发展的MIMO雷达DOD-DOA联合估计方法中，文献[6]提出一种基于Capon算法多目标定位方法，文献[7]提出一种基于2维MUSIC(2D-MUSIC)算法的多目

2011-08-03 收到，2011-11-17 改回
南京理工大学自主科研专项计划(2010ZYTS028)资助课题
*通信作者：王克让 wangkerang@gmail.com

标DOD和DOA联合估计方法。上述算法充分利用MIMO雷达波形分集和空间分集的优势，可获得优于传统阵列雷达的参数估计性能。然而上述算法均需进行2维搜索，计算量巨大，不适用于实际应用。文献[8]提出了一种基于ESPRIT算法的DOD和DOA估计方法，该算法避免了2维搜索，降低了计算量。文献[9]同样利用ESPRIT算法，但是该算法避免了文献[8]的额外配对算法。在文献[8]的基础上，文献[10]通过降维变换进一步降低了计算量，文献[11]采用传播算子(Propagator Method, PM)算法，避免了ESPRIT算法的特征值分解。然而文献[8-11]在减少计算量的同时不可避免地增大了角度估计误差，同时要求发射和接收阵列为均匀线阵，除文献[9]外都需要额外的配对算法。另外，上述所有算法均要求阵元间距不大于半波长，以避免测角模糊问题，限制了其定位分辨率。

电磁矢量传感器(Electromagnetic Vector Sensor, EVS)自从Compton教授[13]提出以来，由于其能够同时感应信号在空域和极化域的信息而获取比传统标量传感器更多的信息，备受研究人员的关注，并且涌现大量研究成果[13-15]。而基于电磁矢量传感器构成的矢量阵列信号处理算法与传统标量传感器阵列算法相比具有新的特点和独特的优势，也正成为阵列信号处理领域新的研究热点[16-19]。

MIMO 雷达和电磁矢量传感器结合可以充分利用波形分集和极化分集，进一步提高 MIMO 系统辨识力，但针对该体制 MIMO 雷达的相关算法还未深入研究。本文研究一种基于矢量传感器的双基地 MIMO 雷达多目标 DOA 和 DOD 估计定位算法，MIMO 雷达发射采用常规正交波形，而接收采用成对正交的电偶极子阵列接收，并且接收阵列间距大于半波长以支持孔径扩展。文章首先采用 ESPRIT 算法得到目标高精度的模糊 DOA 估计值，利用矢量传感器特性结合子空间旋转不变性质获得低精度的无模糊 DOA 估计，根据特征向量的对应关系用无模糊的估计进行解模糊，得到高精度无模糊 DOA 估计，最后利用 1 维 MUSIC 搜索获得与 DOA 自动配对的多目标 DOD 估计。本算法可以适应不等间距发射阵列结构，对接收阵列最小间距没有要求，不限制在半波长内，因此可以大大增加接收孔径，提高目标定位精度，并且无需额外的配对算法，无需 2 维搜索，以及具有较小的运算量等优点。

2　双基地矢量阵 MIMO 雷达系统模型

双基地MIMO雷达由 M 个线性发射阵元和 N 个线性接收阵元组成。发射和接收阵元都沿 x 轴放置，每个接收阵元由一对空间独立正交的电偶极子传感器组成，电偶极子分别对准 x 轴和 z 轴。K 个目标分布在 x-z 平面，(θ_k,ϕ_k) 表示第 k 个目标相对接收阵元的DOA和相对发射阵元的DOD。那么单一的接收矢量传感器指向目标 k 时的矢量为

$$\boldsymbol{u}_k=\left[\sin\theta_k,\cos\theta_k\right]^{\mathrm{T}} \tag{1}$$

假设发送阵元发射 M 个正交窄带信号 $\boldsymbol{s}(t)=[s_1(t),\cdots,s_M(t)]^{\mathrm{T}}$，那么接收阵列信号经过匹配滤波后为

$$\boldsymbol{Y}(t)=\boldsymbol{A}\boldsymbol{b}(t)+\boldsymbol{n}(t) \tag{2}$$

其中 $2MN\times K$ 维流型矩阵

$$\boldsymbol{A}=\left[\boldsymbol{u}_1\otimes\boldsymbol{a}_r(\theta_1)\otimes\boldsymbol{a}_t(\phi_1),\cdots,\boldsymbol{u}_K\otimes\boldsymbol{a}_r(\theta_K)\otimes\boldsymbol{a}_t(\phi_K)\right] \tag{3}$$

$\otimes$ 表示Kronecker积，接收阵列导向矢量为

$$\boldsymbol{a}_r(\theta_k)=\left[e^{-j2\pi/\lambda\Delta_1\sin\theta_k},\cdots,e^{-j2\pi/\lambda\Delta_N\sin\theta_k}\right]^{\mathrm{T}} \tag{4}$$

λ 表示发射信号波长，Δ_n 表示第 n 个接收阵元的位置，发射阵列导向矢量为

$$\boldsymbol{a}_t(\phi_k)=\left[e^{-j2\pi/\lambda d_1\sin\phi_k},\cdots,e^{-j2\pi/\lambda d_M\sin\phi_k}\right]^{\mathrm{T}} \tag{5}$$

d_m 表示第 m 个发射阵元的位置，目标信号矢量为

$$\boldsymbol{b}(t)=\left[b_1(t),\cdots,b_K(t)\right]^{\mathrm{T}} \tag{6}$$

其中 $b_k(t)=\beta_k e^{j2\pi f_k t}$，$\beta_k$ 和 f_k 分别表示目标 k 的幅度和多普勒频率，$2MN\times 1$ 维噪声数据矢量为

$$\boldsymbol{n}(t)=\left[n_1(t),\cdots,n_{2MN}(t)\right]^{\mathrm{T}} \tag{7}$$

表示独立复加性高斯白噪声，方差分别为 σ_n^2。

假设目标DOD和DOA参数 $(\phi_1,\theta_1),\cdots,(\phi_K,\theta_K)$ 互不相同，其多普勒频率 $f_1\neq\cdots\neq f_K$，此时接收信号为非相关信号。接收数据协方差矩阵为

$$\boldsymbol{R}=\mathrm{E}\left\{\boldsymbol{Y}(t)\boldsymbol{Y}^{\mathrm{H}}(t)\right\} \tag{8}$$

式(8)的特征分解可以表示成

$$\boldsymbol{R}=\boldsymbol{E}_s\boldsymbol{\Lambda}_s\boldsymbol{E}_s^{\mathrm{H}}+\boldsymbol{E}_n\boldsymbol{\Lambda}_n\boldsymbol{E}_n^{\mathrm{H}} \tag{9}$$

其中 $\boldsymbol{\Lambda}_s$ 和 $\boldsymbol{\Lambda}_n$ 为协方差矩阵 $\boldsymbol{R}$ 的信号子空间和噪声子空间特征值对角矩阵，维数分别为 $K\times K$ 和 $(2MN-K)\times(2MN-K)$。$\boldsymbol{E}_s$ 和 $\boldsymbol{E}_n$ 为协方差矩阵 $\boldsymbol{R}$ 的信号子空间和噪声子空间的 $2MN\times K$ 维和 $2MN\times(2MN-K)$ 列正交矩阵。在 L 次快拍下，$\boldsymbol{y}(t)$ 协方差矩阵为

$$\widehat{\boldsymbol{R}}=\frac{1}{L}\sum_{l=1}^{L}\boldsymbol{Y}(t_l)\boldsymbol{Y}^{\mathrm{H}}(t_l)=\widehat{\boldsymbol{E}}_s\widehat{\boldsymbol{D}}_s\widehat{\boldsymbol{E}}_s^{\mathrm{H}}+\widehat{\boldsymbol{E}}_n\widehat{\boldsymbol{D}}_n\widehat{\boldsymbol{E}}_n^{\mathrm{H}} \tag{10}$$

文献[7]提出一种2维MUSIC算法，其空间谱函数为

$$f(\phi,\theta)=\frac{1}{\boldsymbol{a}^{\mathrm{H}}(\phi,\theta)\boldsymbol{E}_n\boldsymbol{E}_n^{\mathrm{H}}\boldsymbol{a}(\phi,\theta)} \tag{11}$$

其中 $\boldsymbol{a}(\theta,\phi)=\boldsymbol{u}(\theta)\otimes\boldsymbol{a}_r(\theta)\otimes\boldsymbol{a}_t(\phi)$。

2 维 MUSIC 算法必须对式(11)非线性代价函数

进行2维搜索获得K个目标DOA和DOD角度估计值$\{(\phi_k,\theta_k),k=1,\cdots,K\}$，然而该方法2维搜索运算量巨大，且为了估计角度不模糊，要求发射阵元间距$d\le\lambda/2$和接收阵元间距$\Delta\le\lambda/2$。

3 本文算法

首先采用ESPRIT算法得到目标高精度的模糊DOA估计值。为此假设接收为均匀阵列，在式(9)中，令接收阵列的第1个阵元到第$N-1$个阵元对应的$2M(N-1)\times K$维信号子空间为

$$\boldsymbol{E}_{s1}=\left[\boldsymbol{e}_1^{\mathrm{T}},\boldsymbol{e}_2^{\mathrm{T}},\cdots,\boldsymbol{e}_{M(N-1)}^{\mathrm{T}},\boldsymbol{e}_{MN+1}^{\mathrm{T}},\cdots,\boldsymbol{e}_{2MN-M}^{\mathrm{T}}\right]^{\mathrm{T}} \tag{12}$$

接收阵列的第2个阵元到第N个阵元对应的$2M(N-1)\times K$维信号子空间为

$$\boldsymbol{E}_{s2}=\left[\boldsymbol{e}_{M+1}^{\mathrm{T}},\cdots,\boldsymbol{e}_{MN}^{\mathrm{T}},\boldsymbol{e}_{M(N+1)+1}^{\mathrm{T}},\cdots,\boldsymbol{e}_{2MN}^{\mathrm{T}}\right]^{\mathrm{T}} \tag{13}$$

根据子阵间的旋转不变性，有

$$\boldsymbol{E}_{s2}=\boldsymbol{E}_{s1}\boldsymbol{\Psi}_\theta=\boldsymbol{E}_{s1}\boldsymbol{T}^{-1}\boldsymbol{\Phi}_\theta\boldsymbol{T} \tag{14}$$

其中$\boldsymbol{T}$为$K\times K$维非奇异矩阵，$K\times K$维对角矩阵为

$$\boldsymbol{\Phi}_\theta=\mathrm{diag}\left\{e^{-j2\pi/\lambda\Delta\sin\theta_1},\cdots,e^{-j2\pi/\lambda\Delta\sin\theta_K}\right\} \tag{15}$$

Δ为两邻近接收阵元间距，$\boldsymbol{\Psi}_\theta$的最小二乘解为

$$\widehat{\boldsymbol{\Psi}}_\theta=\widehat{\boldsymbol{E}}_{s1}^{\dagger}\widehat{\boldsymbol{E}}_{s2} \tag{16}$$

$\{\vartheta_k,k=1,\cdots,K\}$为$\widehat{\boldsymbol{\Psi}}_\theta$特征分解后的$K$个特征值，其中$\dagger$表示伪逆。注意到接收阵元间距$\Delta>\pi/2$且$-\pi/2\le\theta\le\pi/2$，第$k$个目标DOA估计值，存在一组模糊值$\hat\theta_k(q_k)$满足式(15)，其中

$$\hat\theta_k(q_k)=-\arcsin\left[\frac{\lambda}{\Delta}\left(\frac{\vartheta_k}{2\pi}+q_k\right)\right] \tag{17}$$

q_k为介于$\left[-\dfrac{\Delta}{\lambda}-\dfrac{\vartheta_k}{2\pi\Delta/\lambda},\dfrac{\Delta}{\lambda}-\dfrac{\vartheta_k}{2\pi\Delta/\lambda}\right]$之间的整数。通过式(17)可得到$K$个目标的$K$组高精度的模糊DOA值。

下面利用矢量传感器内在的特性，结合子空间旋转不变思想，可得到K个目标低精度无模糊DOA估计。为此，根据式(2)，接收信号$\boldsymbol{Y}(t)$分为沿x轴和z轴两子阵：

$$\boldsymbol{Y}_x(t)=\boldsymbol{A}_1\boldsymbol{b}(t)+\boldsymbol{n}_1(t) \tag{18}$$

$$\boldsymbol{Y}_z(t)=\boldsymbol{A}_2\boldsymbol{b}(t)+\boldsymbol{n}_2(t) \tag{19}$$

其中$MN\times K$维流型矩阵为

$$\boldsymbol{A}_1=\left[\sin\theta_1\boldsymbol{a}_r(\theta_1)\otimes\boldsymbol{a}_t(\phi_1),\cdots,\sin\theta_K\boldsymbol{a}_r(\theta_K)\otimes\boldsymbol{a}_t(\phi_K)\right] \tag{20}$$

$$\boldsymbol{A}_2=\left[\cos\theta_1\boldsymbol{a}_r(\theta_1)\otimes\boldsymbol{a}_t(\phi_1),\cdots,\cos\theta_K\boldsymbol{a}_r(\theta_K)\otimes\boldsymbol{a}_t(\phi_K)\right] \tag{21}$$

根据式(20)和式(21)有

$$\boldsymbol{A}_1=\boldsymbol{A}_2\boldsymbol{\Phi}=\boldsymbol{A}_2\mathrm{diag}\left[\tan\theta_1,\cdots,\tan\theta_K\right] \tag{22}$$

式(22)表明矩阵束$\{\boldsymbol{A}_1,\boldsymbol{A}_2\}$的广义特征值等于矩阵$\boldsymbol{\Phi}$对角元素也就是DOA的正切函数。式(22)与ESPRIT算法子空间的旋转不变性类似，这里可以利用ESPRIT算法实现对目标低精度无模糊的DOA估计。

根据特征向量与导向矢量的对应关系，有

$$\boldsymbol{A}=\boldsymbol{E}_s\boldsymbol{T}^{-1} \tag{23}$$

定义如下的置换矩阵：

$$\boldsymbol{D}_1=\left[\boldsymbol{d}_1,\boldsymbol{d}_2,\cdots,\boldsymbol{d}_{MN}\right] \tag{24}$$

$$\boldsymbol{D}_2=\left[\boldsymbol{d}_{MN+1},\boldsymbol{d}_{MN+2},\cdots,\boldsymbol{d}_{2MN}\right] \tag{25}$$

其中$\boldsymbol{d}_n$表示MN维单位矢量，其第n个元素为1，其余元素为0，因此有

$$\boldsymbol{A}_1=\boldsymbol{D}_1\boldsymbol{A} \tag{26}$$

$$\boldsymbol{A}_2=\boldsymbol{D}_2\boldsymbol{A} \tag{27}$$

假设ξ_k为$\boldsymbol{A}_2^{\dagger}\boldsymbol{A}_1$第$k$个特征值，则第$k$个目标的DOA低精度无模糊估计值为

$$\hat\theta_k^u=-\arctan\xi_k \tag{28}$$

注意到此时$\hat\theta_k^u$与$\hat\theta_k(q_k)$已配对。

下面利用无模糊的DOA估计$\{\hat\theta_k^u,k=1,\cdots,K\}$对高精度的DOA估计$\{\hat\theta_k(q_k),k=1,\cdots,K\}$解模糊，当满足$|\hat\theta_k^u-\hat\theta_k(q_k)|$最小化时，可以得到所有无模糊的DOA高精度估计。那么第k个目标DOA估计值为

$$\hat\theta_k=-\arcsin\left[\frac{\lambda}{\Delta}\left(\frac{\vartheta_k}{2\pi}+q_k^u\right)\right] \tag{29}$$

其中q_k^u的估计值为

$$q_k^u=\arg\min_{q_k}\left|\hat\theta_k^u-\hat\theta_k(q_k)\right| \tag{30}$$

最后，根据MUSIC算法的思想[7]，利用如下1维MUSIC算法，得到K个目标高精度DOD估计值结果。

$$\hat\phi_k=\arg\max_{\phi}\frac{1}{\boldsymbol{a}^{\mathrm{H}}\left(\phi,\hat\theta_k\right)\boldsymbol{E}_n\boldsymbol{E}_n^{\mathrm{H}}\boldsymbol{a}\left(\phi,\hat\theta_k\right)} \tag{31}$$

其中$\boldsymbol{a}(\phi,\hat\theta_k)=\boldsymbol{a}_r(\hat\theta_k)\otimes\boldsymbol{a}_t(\phi)\otimes\boldsymbol{u}(\hat\theta_k,\phi)$。本文算法不要求发射阵列为均匀阵列，接收阵列间距不限于半波长，因此可以通过扩大相邻阵元间距来增加接收孔径提高目标DOA估计精度。同时上述算法可以实现DOA和DOD的自动配对而不需要额外算法。

4 估计性能分析

本节通过分析阵列的克拉美罗界(Cramer-Rao Bound, CRB)来揭示算法性能。

定理 1 高斯白噪声环境下，基于矢量传感器MIMO雷达对K个非相干目标DOA参数$\boldsymbol{\theta}=[\theta_1,\cdots,\theta_K]$和DOD参数$\boldsymbol{\phi}=[\phi_1,\cdots,\phi_K]$的CRB分别为

$$\mathbf{CRB}(\boldsymbol{\theta})=\left[\boldsymbol{F}_{\theta\theta}-\boldsymbol{F}_{\theta\phi}\boldsymbol{F}_{\phi\phi}^{-1}\boldsymbol{F}_{\phi\theta}\right]^{-1} \tag{32}$$

$$\mathbf{CRB}(\boldsymbol{\phi})=\left[\boldsymbol{F}_{\phi\phi}-\boldsymbol{F}_{\phi\theta}\boldsymbol{F}_{\theta\theta}^{-1}\boldsymbol{F}_{\theta\phi}\right]^{-1} \tag{33}$$

证明过程略。其中

$$\boldsymbol{F}_{u,v}=2L\,\mathrm{Re}\left[\left(\boldsymbol{D}_u^{\mathrm{H}}\boldsymbol{R}_n^{-1}\boldsymbol{D}_v\right)\odot\boldsymbol{R}_b\right] \tag{34}$$

其中 $u,v\in\{\theta,\phi\}$，

$$\boldsymbol{D}_\theta=\left[\frac{\partial\boldsymbol{u}(\theta_1)\otimes\boldsymbol{a}_r(\theta_1)}{\partial\theta_1}\otimes\boldsymbol{a}_t(\phi_1),\cdots,\frac{\partial\boldsymbol{u}(\theta_K)\otimes\boldsymbol{a}_r(\theta_K)}{\partial\theta_K}\otimes\boldsymbol{a}_t(\phi_K)\right] \tag{35}$$

$$\boldsymbol{D}_\phi=\left[\boldsymbol{u}(\theta_1)\otimes\boldsymbol{a}_r(\theta_1)\otimes\frac{\partial\boldsymbol{a}_t(\phi_1)}{\partial\phi_1},\cdots,\boldsymbol{u}(\theta_K)\otimes\boldsymbol{a}_r(\theta_K)\otimes\frac{\partial\boldsymbol{a}_t(\phi_K)}{\partial\phi_K}\right] \tag{36}$$

定理 1 虽然给出了多目标 DOA 和 DOD 参数的 CRB，但是结果只能通过数值计算得到，缺乏直观的物理意义，下面给出单目标参数估计的 CRB，并分析其性能。

推论 1　在单目标情况下，MIMO 雷达发射阵元和接收阵元均匀分布，发射阵元间距为半波长，接收阵元间距为 p 倍半波长，其 DOA 和 DOD 参数估计的 CRB 分别为

$$\mathbf{CRB}(\theta)=\frac{\delta_n^2}{2LM\delta^2\left(N+p^2\pi^2\cos^2\theta\sum\limits_{n=1}^{N}\left(n-[N/2]\right)^2\right)} \tag{37}$$

$$\mathbf{CRB}(\boldsymbol{\phi})=\frac{\delta_n^2}{2LN\pi^2\delta^2\cos^2\phi\sum\limits_{m=1}^{M}\left(m-[M/2]\right)^2} \tag{38}$$

证明过程略。其中 δ^2 为信号功率。

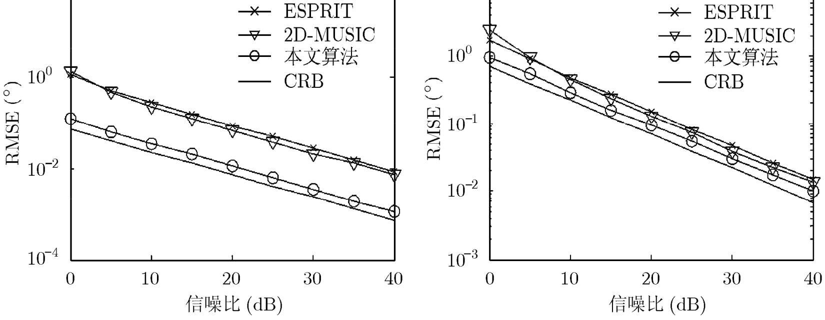
由推论 1 可知，当接收阵元较多，那么 DOA 估计的 CRB 与半波长倍数 p 的平方成反比，因此本文算法通过扩展孔径，可以极大提高目标 DOA 估计精度。由式(38)可知，虽然 DOD 估计精度与 p 无关，但是本文算法是先通过估计目标 DOA 后，再利用 DOA 信息估计目标 DOD 信息，因此获得高精度的 DOA 信息会改善目标 DOD 的估计精度，本文的扩展孔径方法可以提高目标定位精度。

5　计算机仿真

本节通过蒙特卡罗仿真实验与已有的 ESPRIT[8]和 2D-MUSIC[7]算法及 CRB 进行对比，验证所提算法的有效性。假设两个等功率非相关目标分别位于$(\phi_1,\theta_1)=(55°,46°)$，$(\phi_2,\theta_2)=(34°,61°)$，发射和接收阵列分别为均匀线阵，其中发射阵元间距 $d=0.5\lambda$，噪声为零均值，空时非相关高斯白噪声。定义估计性能为第 1 个目标的估计均方根误差，误差取 500 次独立蒙特卡罗实验误差均值。

图1为本文算法和传统算法的目标DOA，DOD估计误差随信噪比(SNR)变化关系曲线，信噪比从0 dB变化到40 dB，步进单位5 dB。发射和接收阵元数 $M=5$，$N=4$，快拍数取26。针对本文算法设置接收阵列阵元间距 $\varDelta=3\lambda$，其余算法接收阵列阵元间距 $\varDelta=0.5\lambda$。从图中可知，通过接收孔径扩展后，本文算法DOA估计精度要远高于其余算法，DOD估计精度也有较好的表现，并且DOD和DOA联合估计性能相当接近CRB。

图2给出了本文算法的目标1的DOA，DOD估计误差随接收阵元间距 $\varDelta$ 变化关系曲线图，发射和接收阵元数 $M=N=10$，SNR=0 dB，发射阵元间距 $d=0.5\,\lambda$，快拍数取60。作为对比，图2同时也给出了当接收阵元间距 $\varDelta=0.5\,\lambda$ 的传统2D-MUSIC算法DOA估计误差曲线。从图2可知，当阵元间距 $\varDelta$ 从 $0.5\,\lambda$ 变化到 $13.5\,\lambda$ 时，目标DOD估计均方根误差变化不大，DOA估计均方根误差呈递减趋势，这是因为本文接收阵列可以进行孔径扩展带来增益，而传统算法无此优势。图2同时还给出了通过矢量传感器内在结构获得的低精度无模糊DOA估计



(a) DOA 估计均方根误差　　(b) DOD 估计均方根误差

图 1 目标参数估计均方根误差随信噪比变化曲线($M=5$, $N=4$，快拍数 26)

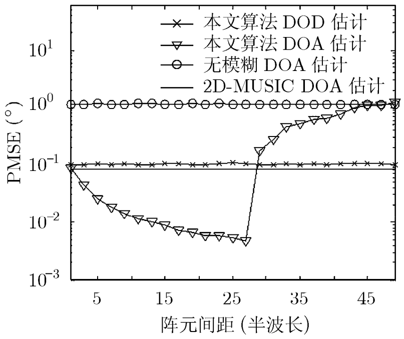


图 2 目标参数估计均方根误差随阵元间距变化曲线($M=N=10$, SNR=0 dB，快拍数 60)

均方根误差随接收阵元间距变化关系曲线，可以发现，在整个接收阵元间距Δ变化过程中其值基本保持不变，这也说明通过矢量传感器导向矢量估计得到的DOA估计是无模糊的，与阵元间距无关。进一步观察图2可知，当$\Delta > 13.5\ \lambda$时，DOA估计$\hat{\theta}_k$误差开始增大，最终与低精度DOA估计$\hat{\theta}_k^{\rm ini}$误差相当。从式(17)知，首先通过ESPRIT算法得到的高精度$\hat{\theta}_k(q_k)$为一组模糊估计，相邻两个模糊角度正弦值之差为λ/Δ，当阵元间距Δ增大时，模糊角度正弦值之差λ/Δ减小，而通过矢量传感器估计的低精度DOA估计$\hat{\theta}_k^{\rm ini}$误差保持不变，此时，随着阵元间距的增大，当$\hat{\theta}_k^{\rm ini}$与真实值正弦值之差与λ/Δ相当时，无模糊DOA估计$\hat{\theta}_k^{\rm ini}$与模糊值中非最优估计值之间匹配的可能性增大，随着阵元间距的进一步增大，有模糊间隔所造成的间隔误差将占据主导地位，最终无模糊方向DOA估计$\hat{\theta}_k$和低精度估计$\hat{\theta}_k^{\rm ini}$具有相同的统计误差。

6 结论

在不增加硬件成本的前提下提高多目标定位算法的超分辨能力，从而改善 MIMO 雷达系统的辨识性能是当前阵列信号处理领域研究的一个重大课题。鉴于矢量传感器其独特的同点空间分集接收能力，本文提出一种适用于孔径扩展的矢量传感器双基地 MIMO 雷达多目标定位算法。算法利用矢量传感器方位估计不受阵列孔径限制的特点，增加了接收阵列孔径，进一步提高了 MIMO 雷达系统多目标定位精度。此外，本算法可以适应不等间距发射阵列结构，对接收阵列最小间距没有要求，不限制在半波长内，并且无需额外的配对算法，无需 2 维搜索，具有较小的运算量，在实际工程实践中该算法具有较强的实用性。

参 考 文 献

[1] Li J and Stoica P. MIMO radar with colocated antennas[J]. *IEEE Signal Processing Magazine*, 2007, 24(5): 106–114.

[2] Xu L, Li J, and Stoica P. Target detection and parameter estimation for MIMO radar systems[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2008, 44(3): 927–939.

[3] Li J, Stoica P, Xu L, *et al*.. On parameter identifiability of MIMO radar[J]. *IEEE Signal Processing Letters*, 2007, 14(12): 968–971.

[4] Tajer A, Jajamovich G H, Wang X, *et al*.. Optimal joint target detection and parameter estimation by MIMO radar[J]. *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, 2010, 4(1): 127–145.

[5] Boyer R. Performance bounds and angular resolution limit for the moving colocated MIMO radar[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2011, 59(4): 1539–1552.

[6] Yan H, Li J, and Liao G. Multitarget identi cation and localization using bistatic MIMO radar systems[J]. *EURASIP Journal on Advances in Signal Processing*, 2008, 2008: 1–8.

[7] Zhang X, Xu L, and Xu L. Direction of departure (DOD) and direction of arrival (DOA) estimation in MIMO radar with reduced-dimension MUSIC[J]. *IEEE Communications Letters*, 2010, 14(12): 1161–1163.

[8] Duofang C, Baixiao C, Guodong Q, *et al*.. Angle estimation using ESPRIT in MIMO radar[J]. *Electronics Letters*, 2008, 44(12): 770–771.

[9] Jinli C, Hong G, and Weimin S. Angle estimation using ESPRIT without pairing in MIMO radar[J]. *Electronics Letters*, 2008, 44(24): 1422–1423.

[10] Zhang X and Xu D. Low-complexity ESPRIT-based DOA estimation for colocated MIMO radar using reduced-dimension transformation[J]. *Electronics Letters*, 2011, 47(4): 283–284.

[11] Zheng Z D and Zhang J Y. Fast method for multi-target localisation in bistatic MIMO radar[J]. *Electronics Letters*, 2011, 47(2): 138–139.

[12] Bencheikh M L and Wang Y. Joint DOD-DOA estimation using combined ESPRIT-MUSIC approach in MIMO radar[J]. *Electronics Letters*, 2010, 46(15): 1081–1083.

[13] Compton R T Jr. The tripole antenna: an adaptive array with flail polarization flexibility[J]. *IEEE Transactions on Antenna Propagation*, 1981, 29(6): 944–952.

[14] Nehorai A, Kwok-Chiang H, and Tan B T G. Minimum-noise-variance beamformer with an electromagnetic vector sensor[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 1999, 47(3): 601–618.

[15] Hyung-Rae P, Jian L, and Hong W. Polarization-space-time domain generalized likelihood ratio detection of radar targets[J]. *Signal Processing*, 1995, 41(2): 153–164.

[16] Kainam T W and Zoltowski M D. Self-initiating MUSIC-based direction finding and polarization estimation in spatio-polarizational beamspace[J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2000, 48(8): 1235–1245.

[17] Nehorai A and Paldi E. Vector-sensor array processing for electromagnetic source localization[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 1994, 42(2): 376–398.

[18] He J, Jiang S, Wang J, *et al*.. Direction finding in spatially correlated noise fields with arbitrarily-spaced and far-separated subarrays at unknown locations[J]. *IET Radar, Sonar & Navigation*, 2009, 3(3): 278–284.

[19] Xu Y, Liu Z, Wong K T, *et al*.. Virtual-manifold ambiguity in HOS-based direction-finding with electromagnetic vector-sensors[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2008, 44(4): 1291–1308.

王克让： 男，1983 年生，博士生，研究方向为阵列信号处理、MIMO 雷达信号处理.

何　劲： 男，1980 年生，教授，研究方向为阵列信号处理.

贺亚鹏： 男，1984 年生，博士生，研究方向为雷达信号处理、阵列信号处理、稀疏信号处理等.

顾　陈： 女，1980 年生，讲师，研究方向为雷达信号分析与处理.

朱晓华： 男，1966 年生，教授，研究方向为雷达系统理论与技术、雷达信号理论与应用、高速实时数字信号处理等.