

低信噪比双基地 MIMO 雷达目标 角度跟踪算法

张正言¹, 张剑云², 郑志东³, 李小波²

(1. 75775 部队, 广东广州 510010; 2. 国防科技大学电子对抗学院, 安徽合肥 230037; 3. 32802 部队, 北京 100191)

摘要: 研究了低信噪比时双基地 MIMO 雷达目标跟踪问题, 提出了一种基于改进 AAJD (Adaptive Asymmetric Joint Diagonalization) 的目标跟踪算法. 首先, 对 AAJD 算法进行改进, 得到与特征值作用相同的变量, 从而找出大特征值变量对应的特征矢量, 解决了低信噪比时 AAJD 算法信号子空间扩展问题. 其次, 在非稳定跟踪状态时消除特征值变量误差积累的影响, 得到更加准确的信号子空间, 并对 ESPRIT 算法进行改进, 实现收发角度的配对和相邻时刻角度的自动关联. 仿真结果表明改进 AAJD 算法低信噪比时能够实现角度跟踪, 且收敛速度和稳定性能明显优于 AAJD 算法.

关键词: 双基地 MIMO 雷达; 角度跟踪; 特征值变量; 扩展信号子空间; 角度配对和关联

中图分类号: TN958 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2019)12-2480-08

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn> **DOI:** 10.3969/j.issn.0372-2112.2019.12.005

Target Angle Tracking Algorithm of Bistatic MIMO Radar with Low Signal-to-Noise Ratio

ZHANG Zheng-yan¹, ZHANG Jian-yun², ZHENG Zhi-dong³, LI Xiao-bo³

(1. Troop 75775, Guangzhou, Guangdong 510010, China; 2. National University of Defense Technology, Hefei, Anhui 230037, China;
3. Troop 32802, Beijing 100191, China)

Abstract: The target tracking problem of bistatic MIMO radar under low SNR is studied, and a target tracking algorithm based on the improved AAJD (Adaptive Asymmetric Joint Diagonalization) is proposed. Firstly, the AAJD algorithm is improved to obtain the variable as the eigenvalue and the criterion of selecting the feature vector. The eigenvalue variables are used to find the eigenvectors corresponding to the large eigenvalue variables. And the problem of signal subspace expansion in AAJD algorithm is solved at low SNR. Secondly, the influence of the accumulation of the eigenvalue variables error is eliminated in the unsteady tracking state. The obtained signal subspace is more accurate. Since the estimated eigenvectors order is random at each time, the ESPRIT algorithm is improved to achieve the automatic pairing of transceiver angle of the same moment and the automatic association of the angle of the adjacent moment. The simulation results show that the improved AAJD algorithm can realize the angle tracking with low signal to noise ratio, and the convergence speed and stability performance are significantly better than AAJD algorithm.

Key words: bistatic MIMO radar; angle tracking; eigenvalue variable; extended signal subspace; angle pairing and association

1 引言

多输入多输出 (Multiple-Input Multiple-Output, MIMO) 雷达是近年来提出的一种新体制雷达^[1], 自提出以来便引起了广泛关注. MIMO 雷达与相控阵雷达相比具

有诸多优势, 这不仅是因为 MIMO 雷达采用多发多收的配置结构, 更重要的是它允许各个阵元独立发射波形. 从发射信号的相关性来说, 相控阵雷达各个阵元发射波形的相关性为 1, 在空间中可形成高增益的单峰笔形波束, 而 MIMO 雷达通过调整各个阵元发射波形可以实现相关

性从 0(独立)到 1(相干)之间的变化. 因此, MIMO 雷达能够提高雷达系统的自由度, 从而在目标检测、最大目标识别数目、参数估计以及跟踪等方面更具优势^[2].

双基地 MIMO 雷达收发阵列分别放置在相距较远的两个基地中, 因此能够同时拥有双基地雷达和 MIMO 雷达的优势, 且其工程实现性较其他 MIMO 雷达更强, 获得了极大地关注, 因此本文针对双基地 MIMO 雷达进行研究. 目前关于双基地 MIMO 雷达公开发表的文献大都是关于静止目标的^[3-7], 而关于动目标跟踪方面的文献较少.

文献[8]针对单基地 MIMO 雷达角度跟踪问题, 将平行因子(Parallel Factor, PARAFAC)算法引入并对其改进, 成功实现了目标角度的跟踪. 文献[9]为了进一步解决单基地 MIMO 雷达相邻时刻目标角度关联问题, 采用 Kalman 结合旋转不变子空间(Estimation of Signal Parameters via Invariance Techniques, ESPRIT)算法实现了角度的自动相关与跟踪. 文献[8,9]都能够成功跟踪单基地 MIMO 雷达角度, 但是算法的计算量较大. 文献[10]为了降低跟踪算法的计算量, 分析了数据协方差矩阵差中的元素与角度差之间的关系, 并利用相邻时刻角度差较小进行两次近似, 得到了线性关系, 从而降低了计算量, 但是由于经过了两次近似, 跟踪算法的性能较低.

单基地 MIMO 雷达收发阵元在同一个基地中, 收发角度相同, 对应的联合方向矢量较简单. 而双基地 MIMO 雷达收发角度不同, 联合方向矢量更加复杂, 相比于单基地 MIMO 雷达, 带来了新的问题.

文献[11]针对地面干扰源定位问题, 首先提出了新的信号模型, 并将分数阶模糊函数应用到投影逼近子空间跟踪(Projection Approximation Subspace Tracking, PAST)算法中, 解决了对目标方位角和俯仰角的跟踪问题. 但算法的目的是解决地面干扰源的定位问题, 不具有—般性. 文献[12]将文献[10]的思想应用到双基地 MIMO 雷达中, 但由于双基地 MIMO 雷达联合方向矢量更加复杂, 协方差矩阵不满足 Vandermonde 形式, 因此只取部分元素用于求解目标角度, 导致算法性能降低. 文献[13]为了提高文献[12]的跟踪性能, 将阵列信号中的紧缩近似投影子空间跟踪算法(Projection Approximation and Subspace Tracking of deflation, PASTd)引入到双基地 MIMO 雷达中. 该算法跟踪性能优于文献[12], 但需要额外的数据相关运算, 并且不能跟踪收发角相同的目标.

文献[14]针对文献[13]无法实现数据自动相关运算, 提出了基于自适应非对称联合对角化(Adaptive Asymmetric Joint Diagonalization, AAJD)目标角度跟踪算法. AAJD 算法比 PAST 算法性能更优的原因是增加了滤波的思想, 用估计出的特征矢量求出目标角度, 进而

得到更加准确的特征矢量, 并作为下一时刻的初始矢量, 弥补了文献[14]的不足, 但是两次利用上一时刻估计出的角度, 会造成性能的下降.

上述文献算法在信噪比较高时成功实现了双基地 MIMO 雷达目标角度跟踪, 但随着信噪比的下降, 算法的性能急剧下降甚至失效. 本文为了解决低信噪比时双基地 MIMO 雷达目标角度跟踪问题, 对文献[14]AAJD 算法进行改进, 求出与特征值作用相同的变量, 用于表征特征值的变化, 在空间谱估计中, 大特征值对应的特征矢量即为目标导向矢量, 因此将特征值变量进行降序排列, 大特征值变量对应的特征矢量即为联合方向矢量, 张成的信号子空间更加精确, 并且在非跟踪稳定状态时解决了特征值变量误差积累问题. 本文算法成功解决了信号子空间扩展问题, 得到了更加准确的信号子空间, 结合 ESPRIT 算法, 成功实现了低信噪比双基地 MIMO 雷达多目标角度跟踪.

2 双基地 MIMO 雷达信号模型

双基地 MIMO 雷达由两个基地组成: 发射与接收基地, 发射和接收阵元数目分别为 M 和 N 个, 采用均匀线性分布, 图 1 给出了双基地 MIMO 雷达的示意图. 发射阵列发射相互正交的窄带信号, d_t 和 d_r 表示发射和接收阵元的间距, 信号的载波频率记为 f_c . 运动产生的多普勒频率不影响编码信号的正交性^[14].

双基地 MIMO 雷达对空域进行侦查, 发现空中存在 P 个运动目标. 目标的位置由接收角与发射角决定, 发射角和接收角分别用 φ_p 和 θ_p 表示, 因此目标 p 的位置表示为 (φ_p, θ_p) . 运动速度为 v_p , 运动方向与发射角和接收角方向的夹角分别为 φ'_p 和 θ'_p , 假设目标散射截面积满足 Swerling II 模型.

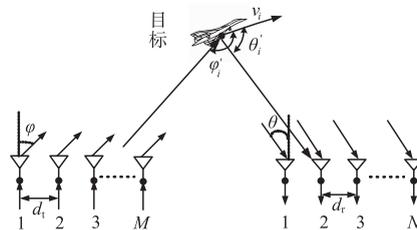


图1 MIMO雷达探测运动目标的模型

第 m 个阵元的基带信号记为 s_m ($m = 1, 2, \dots, M$), M 个阵元的基带信号记为 $\mathbf{s}(t) = [s_1(t), \dots, s_M(t)]^T$, 满足 $\int_0^T \mathbf{s}(t) \mathbf{s}^H(t) dt = \mathbf{I}$, T 为信号持续时间. 发射信号经 P 个目标反射后到达接收阵列为

$$\bar{\mathbf{x}}(t) = \sum_{i=1}^P \mathbf{a}_i(\theta_i) \varepsilon_i \mathbf{a}_i^T(\varphi_i) \mathbf{s}(t - \tau) \exp(j\omega_i t) + \bar{\mathbf{n}}(t) \quad (1)$$

其中, $\omega_i = 2\pi f_i$, $f_i = \frac{v_i(\cos\theta'_i + \cos\varphi'_i)}{\lambda}$ 为多普勒频移, τ 为时延, 散射截面系数为 ε_i . $\mathbf{a}_t(\varphi_i) = \{1, \exp(j2\pi d_1 \sin\varphi_i/\lambda), \dots, \exp[j2\pi(M-1)d_1 \sin\varphi_i/\lambda]\}^T$ 为 $M \times 1$ 维的发射方向矢量 $\mathbf{a}_r(\theta_i) = \{1, \exp(j2\pi d_r \sin\theta_i/\lambda), \dots, \exp[j2\pi(N-1)d_r \sin\theta_i/\lambda]\}^T$ 为 $N \times 1$ 维的接收方向矢量. $\bar{\mathbf{n}}(t)$ 是均值为零的高斯白噪声. 由于发射信号相互正交, 因此匹配滤波后的接收信号可写为

$$\begin{aligned} \mathbf{y}(t) &= \mathbf{A}_t(\varphi) \odot \mathbf{A}_r(\theta) \text{vec}(\text{diag}(\mathbf{d}(t))) + \mathbf{n}(t) \\ &= \mathbf{W}(t)\mathbf{d}(t) + \mathbf{n}(t) \end{aligned} \quad (2)$$

式中, $M \times P$ 维发射方向矢量为

$$\mathbf{A}_t(\varphi) = [\mathbf{a}_t(\varphi_1), \dots, \mathbf{a}_t(\varphi_p)]$$

$N \times P$ 维接收方向矢量为

$$\mathbf{A}_r(\theta) = [\mathbf{a}_r(\theta_1), \dots, \mathbf{a}_r(\theta_p)]$$

$MN \times P$ 维的联合方向矢量为

$$\begin{aligned} \mathbf{W}(t) &= [\mathbf{W}_1(t), \mathbf{W}_2(t), \dots, \mathbf{W}_p(t)] \\ &= [\mathbf{a}_t(\varphi_{1,1}) \otimes \mathbf{a}_r(\theta_{1,1}), \mathbf{a}_t(\varphi_{1,2}) \otimes \mathbf{a}_r(\theta_{1,2}), \\ &\quad \dots, \mathbf{a}_t(\varphi_{i,p}) \otimes \mathbf{a}_r(\theta_{i,p})], \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \mathbf{d}(t) &= [d_1(t), \dots, d_p(t)]^T \\ &= [\varepsilon_1 \exp(j\omega_1 t), \dots, \varepsilon_p \exp(j\omega_p t)]^T \end{aligned}$$

\odot 和 \otimes 代表 Khatri-Rao 积和 Kronecker 积.

3 低信噪比基于改进 AAJD 双基地 MIMO 雷达角度跟踪算法

3.1 特征值变量推导与求解算法

文献[14]提出的 AAJD 算法通过求解目标函数最小值得到联合方向矢量, 并将其作为下一时刻初始矢量, 其基本思路是将接收数据向上一时刻求出的方向矢量进行投影, 并将其恢复, 求出其与接收数据之间的误差, 用来更新上一时刻联合方向矢量. 高信噪比时, 噪声影响较小, 求出的联合方向矢量误差较小, 因此可以作为下一时刻的初始矢量, 估计出的联合方向矢量较准确, 跟踪精度较好. 随着信噪比的降低, 受噪声的影响较大, 求出的联合方向矢量误差变大, AAJD 算法求出的特征矢量可能包含了噪声矢量, 联合方向矢量有可能落到噪声子空间中. 如果上一时刻估计出的联合方向矢量中包含了噪声矢量, 将当前时刻的接收数据向其投影, 估计出当前时刻的联合方向矢量仍是错误的, 此后的跟踪都将失效.

在阵列信号处理中, 对协方差矩阵进行分解, 大特征值对应的导向矢量张成信号子空间, 将这种思想应用到 AAJD 算法中, 找出与特征值作用相同的变量, 用于寻找目标的联合方向矢量. AAJD 算法将联合方向矢量作为一个整体进行运算, 所以 AAJD 算法中没有可以表征特征值的变量, 因此需要对 AAJD 算法进行改进,

求出特征值变量, 从而得到正确的信号子空间.

AAJD 算法通过求解目标函数最小值得目标联合方向矢量, 即

$$\min_{\mathbf{W}(t) \in \omega} J(\mathbf{W}(t)) = \sum_{i=1}^I \beta^{t-i} \|\mathbf{y}(i) - \mathbf{W}(t)\mathbf{d}(i)\|^2 \quad (3)$$

式中, β 为遗忘因子, 特征矢量集 $\omega = \{\mathbf{W} | \mathbf{W} = \mathbf{A}_t \odot \mathbf{A}_r, \mathbf{A}_t \in \mathbf{v}_t, \mathbf{A}_r \in \mathbf{v}_r\}$, \mathbf{v}_t 和 \mathbf{v}_r 满足 Vandermonde 矩阵形式. 当目标函数最小时, $J(\mathbf{W}(t))$ 接近零, 此时求出的联合方向矢量与真实的联合方向矢量误差最小.

根据式(2), 忽略噪声的影响, 得

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{W}(t)\mathbf{d}(t) \quad (4)$$

进一步变换

$$\mathbf{d}(t) = \mathbf{W}^{-1}(t)\mathbf{y}(t) \quad (5)$$

其中, $(\cdot)^{-1}$ 代表 Moore-Penrose 逆矩阵运算, 简称广义逆矩阵, 本文特指伪逆运算.

上式包含了联合方向矢量 $\mathbf{W}(t)$, 接收数据 $\mathbf{y}(t)$, 因此可以从上式中找出与特征值相同作用的变量.

设 \mathbf{R} 是接收数据的协方差矩阵, 则

$$\mathbf{R} = E(\mathbf{y}(t)\mathbf{y}^H(t)) \quad (6)$$

设 $\mathbf{W}_i(t)$ 为协方差矩阵分解得到的特征矢量, λ_i 为对应的特征值, 则

$$\lambda_i = \mathbf{W}_i^{-1}(t)\mathbf{R}\mathbf{W}_i(t) \quad (7)$$

$$\begin{cases} \mathbf{W}_i^H(t)\mathbf{W}_i(t) = \mathbf{W}_i^{-1}(t)\mathbf{W}_i(t) = \mathbf{I}, \\ \mathbf{W}_i^H(t)\mathbf{W}_j(t) = 0, i \neq j \end{cases} \quad (8)$$

设 $\mathbf{W}_i(t)$ 代表着第 i 个目标的特征矢量, 根据式(5)和(8)得

$$d_i(t) = \mathbf{W}_i^{-1}(t)\mathbf{y}(t) \quad (9)$$

式(6)两边同时乘以 $\mathbf{W}_i^{-1}(t)$ 和 $\mathbf{W}_i(t)$, 得

$$\mathbf{W}_i^{-1}(t)\mathbf{R}\mathbf{W}_i(t) = \mathbf{W}_i^{-1}(t)E(\mathbf{y}(t)\mathbf{y}^H(t))\mathbf{W}_i(t) \quad (10)$$

因为 $\mathbf{W}_i(t)$ 代表 t 时刻的联合方向矢量, 因此 $E(\mathbf{W}_i(t)) = \mathbf{W}_i(t)$, 式(10)变为

$$\mathbf{W}_i^{-1}(t)\mathbf{R}\mathbf{W}_i(t) = E(\mathbf{W}_i^{-1}(t)\mathbf{y}(t)\mathbf{y}^H(t)\mathbf{W}_i(t)) \quad (11)$$

将 $\mathbf{W}_i^H(t) = \mathbf{W}_i^{-1}(t)$ 代入式(11)得

$$\begin{aligned} \mathbf{W}_i^{-1}(t)\mathbf{R}\mathbf{W}_i(t) &= E(\mathbf{W}_i^{-1}(t)\mathbf{y}(t)(\mathbf{W}_i^{-1}(t)\mathbf{y}(t))^H) \\ &= E(d_i(t)d_i^H(t)) \end{aligned} \quad (12)$$

其中, $E(d_i(t)d_i^H(t))$ 为与时间有关的变量, 记为 $g_i(t)$ 得

$$g_i(t) = \mathbf{W}_i^{-1}(t)\mathbf{R}\mathbf{W}_i(t) \quad (13)$$

将式(13)与式(7)比较, 可以发现 $g_i(t)$ 与 λ_i 相同, 即得到了特征值变量.

通过上述推导过程看出, 可以对 AAJD 算法进行改进, 得到特征值变量 $\mathbf{g}(t) = [g_1(t), g_2(t), \dots, g_L(t)]^H$, 进行循环求解, 每次循环求出一个目标的特征矢量和特征值变量. 算法 1 给出改进 AAJD 算法特征值变量与

矢量求解流程.

算法 1 改进 AAJD 算法特征值变量与矢量求解流程

初始值: $\mathbf{g}(0) = \mathbf{I}_{P \times 1}, \mathbf{W}_i(0) = \mathbf{I}_{L \times L}, 0 < \beta \leq 1$

输入: $\mathbf{y}(t)_{L \times 1}$

输出: $\hat{\mathbf{W}}_i(t)_{L \times 1}$

For $t = 1 \dots T$

for $i = 1 \dots L$

$$d_i(t) = \mathbf{W}_i^{-1}(t-1)\mathbf{y}_i(t)$$

$$g_i(t) = \beta g_i(t-1) + |d_i(t)|^2$$

$$Q_i(t) = d_i^H(t)/g_i(t)$$

$$\eta_i(t) = |d_i(t)|^2/g_i(t)$$

$$\mathbf{e}_i(t) = \mathbf{y}_i(t) - \mathbf{W}_i(t-1)d_i(t)$$

$$\hat{\mathbf{W}}_i(t) = \mathbf{W}_i(t-1) + \frac{1}{\beta + \eta_i(t)}\mathbf{e}_i(t)Q_i(t)$$

$$\mathbf{y}_{i+1}(t) = \mathbf{y}_i(t) - \hat{\mathbf{W}}_i^{-1}(t)d_i(t)$$

end

End

至此,求出了所有的矢量

$$\mathbf{U}(t) = [\hat{\mathbf{W}}_1(t), \hat{\mathbf{W}}_2(t), \dots, \hat{\mathbf{W}}_L(t)]_{L \times L}.$$

3.2 低信噪比真实信号子空间求解算法

改进 AAJD 算法通过循环操作求出特征矢量,其中大特征值变量对应的特征矢量是目标的联合方向矢量,张成信号子空间,小特征值变量对应的矢量张成噪声子空间.当信噪比较高时,改进 AAJD 算法前 P 次循环求出最大的 P 个特征值变量对应的特征矢量即为目标的联合方向矢量.随着信噪比的下降,接收信号受噪声影响较大,前 P 次循环求出的不是最大的 P 个特征值变量对应的特征矢量,其中包含了小特征值变量对应的特征矢量,称为信号子空间扩展问题.

为了更直观地表示信号子空间扩展问题,对静止目标进行跟踪定位,将协方差矩阵分解得到的特征值 λ 与改进 AAJD 算法得到的特征值变量 $\mathbf{g}(t)$ 进行比较,说明理论分析的正确性.

表 1 不同信噪比下改进 AAJD 算法 $\mathbf{g}(t)$, 特征值 λ 的比较

	$\mathbf{g}(t)$			λ		
	-10dB	0dB	10dB	-10dB	0dB	10dB
1	16.023	15.857	17.968	26.786	15.352	13.324
2	7.8887	19.644	13.481	21.257	10.832	8.0112
3	9.3761	1.5065	7.3483	17.268	6.8961	5.6139
4	13.795	15.907	0.4156	14.100	1.1555	0.105
5	6.0055	2.0037	0.3632	11.391	0.8663	0.098
6	9.4169	1.4628	0.3121	10.011	0.7998	0.0897
7	6.1203	1.0513	0.3115	8.9272	0.7281	0.0807
8	5.2774	1.1914	0.4677	8.0708	0.6583	0.0732
9	13.694	1.3623	0.2857	7.3261	0.6232	0.0632
10	8.4181	1.8801	0.3708	6.4560	0.5194	0.0553
11	5.5831	1.3303	0.4178	5.7092	0.4357	0.0457
12	4.0071	1.7171	0.4256	4.4884	0.4056	0.0442

从表中可以看出信噪比较高 (SNR = 10dB) 时,不存在信号子空间扩展问题.信噪比下降到 0dB 时,特征值分布情况不变,这是因为 ESPRIT 算法特征值分解运算有排序操作,而 AAJD 算法求出的大特征值变量分布扩散到前 4 级.当信噪比下降到 -10dB 时,信号子空间扩展问题更加严重,从表中可以看出此时扩展到了前 9 级.这说明当信噪比较低时需要特征值变量进行排序找出真实的联合方向矢量.

低信噪比时,改进 AAJD 算法求出特征值变量的顺序是随机的,因此对特征值变量进行降序操作,取出前 P 个大特征值变量,对应的特征矢量最接近真实联合方向矢量.

3.3 非稳定跟踪状态下特征值误差积累消除算法

由于 3.2 节的改进 AAJD 算法初始方向矢量 $\mathbf{W}_i(0) = \mathbf{I}_{L \times L}$,与此时真实的联合方向矢量误差较大,对应的特征值变量误差也较大,随着跟踪的继续,有用信息逐渐积累,跟踪算法随着时间逐渐收敛,改进 AAJD 算法跟踪过程由非收敛状态过渡到收敛状态,因此将跟踪过程分为两个过程:非稳定与稳定跟踪状态.在非稳定跟踪状态时,估计出的信号特征矢量与真实的信号特征矢量之间的误差较大,因此对应的特征值变量误差也较大,随着跟踪的继续,估计特征矢量与真实特征矢量之间的误差逐渐减小,其对应的特征值变量误差也逐渐减小,但是由于特征值变量估计公式为 $g_i(t) = \beta g_i(t-1) + |d_i(t)|^2$,即 t 时刻估计出的特征值变量不仅与 t 时刻特征值变量有关,还与前 $t-1$ 时刻估计出的特征值变量有关,如果前 $t-1$ 时刻特征值变量误差较大,会造成 t 时刻估计出的特征值变量的误差也较大,称为特征值变量误差积累问题.改进 AAJD 算法是通过特征值变量大小选择特征矢量的, t 时刻估计出特征值变量误差较大,会导致估计出错误的特征矢量和角度,因此需要消除前 $t-1$ 时刻特征值变量误差累积的影响.

通过特征值变量递推式 $g_i(t) = \beta g_i(t-1) + |d_i(t)|^2$ 可以看出, $|d_i(t)|^2$ 是 t 时刻估计出的特征矢量对应的特征值变量, $g_i(t-1)$ 代表 $t-1$ 时刻的特征值变量,因此本文令 $g_i(t-1) = a, i = 1: L, a$ 为常数,一般令其为 1,即所有的 $g_i(t-1)$ 相同,不会影响 $g_i(t)$ 的相对大小.因此通过设置合理的 T ,当 $t = T$,令 $\mathbf{g}(t-1) = \mathbf{I}_{P \times 1}$,能够解决特征值变量误差积累的问题.设时刻 \bar{K} 为跟踪稳定状态的标志,当 $t < \bar{K}$ 时跟踪处于非稳定状态,跟踪的初始阶段误差较大,估计出的特征值变量误差较大,会造成误差积累,因此需要根据误差情况设置合理的时刻 T ,令 $\mathbf{g}(t) = \mathbf{I}_{P \times 1}$,消除误差积累的影响.当 $t > \bar{K}$ 时跟踪处于稳定状态,跟踪误差较小,求出的特征值变量较准确,即 $\mathbf{g}(t-1)$ 精度较高,因此不需要进行误差消除运算.

3.4 基于改进 ESPRIT 收发角度求解算法

低信噪比时信号子空间存在扩展现象,需要从中选取真实的信号子空间,从 3.2 节可以看出改进 AAJD 算法一次循环求出一个特征值变量和矢量,可以证明一次循环得到的矢量对应一个目标的联合方向矢量.

设 $\hat{\mathbf{W}}(t)_{L \times P}$ 是改进 AAJD 算法求出的特征矢量, $\mathbf{U}_s(t)_{L \times P}$ 是此时对应的目标联合方向矢量,每一列代表一个目标,因为 $\hat{\mathbf{W}}(t)$ 与 $\mathbf{U}_s(t)$ 张成的子空间相同,都代表信号子空间,即

$$\text{span}\{\hat{\mathbf{W}}(t)\} = \text{span}\{\mathbf{U}_s(t)\} \quad (14)$$

那么, $\hat{\mathbf{W}}(t)$ 与 $\mathbf{U}_s(t)$ 满足

$$\hat{\mathbf{W}}(t) = \mathbf{U}_s(t)\mathbf{T}(t) \quad (15)$$

从而可知 $\hat{\mathbf{W}}(t)$ 的每一列代表一个目标的联合方向矢量,并且所有时刻的变换矩阵相同,即 $\hat{\mathbf{W}}(t)$ 每一列对应的目标顺序不变,但是低信噪比时需要对特征值变量进行选取排序,其对应的特征矢量顺序发生变化,无法完成不同时刻同一目标角度的关联.

双基地 MIMO 雷达跟踪存在同一目标收发角度配对和不同时刻目标角度关联问题,AAJD 算法是利用上一时刻估计角度实现目标角度的配对和关联,但是重复利用上一时刻估计角度会造成算法性能的下降,且不适用于本文情况,因此本文对 ESPRIT 算法进行改进,在角度估计的同时,实现目标角度的配对和关联.

改进 AAJD 算法对特征值变量进行降序排列,前 P 个特征值变量对应的特征矢量即为目标的联合方向矢量,但是由于进行了排序操作,特征矢量顺序发生变化,即不同时刻特征矢量对应目标的顺序是随机的,但是通过上面的分析可知,在排序之前每个时刻特征矢量对应的目标顺序是不变的,因此,在对特征值变量进行排序时,保存最大的 P 个特征值变量在原特征值变量中的相对位置,对取出的前 P 个特征矢量按照对应的特征值变量在原特征值变量中的相对顺序进行排序,那么重新排序后的特征矢量对应的目标顺序是固定的,从而实现不同时刻目标角度关联过程.

因为求出的目标方向矢量每一列都对应着一个目标,因此每一列求出的接收角和发射角对应着同一目标,完成同一目标收发角度的配对过程. 由 $\hat{\mathbf{W}}(t) = \mathbf{U}_s(t)\mathbf{T}$, $\mathbf{T} = \mathbf{Q}\mathbf{E}$, \mathbf{Q} 为比例因子矩阵, \mathbf{E} 为列交换矩阵 ($t > 1$), 取 $\hat{\mathbf{W}}(t)$ 的前 $M(N-1)$ 行和后 $M(N-1)$ 行分别记为 \mathbf{W}_{n1} 和 \mathbf{W}_{n2} , 则根据旋转不变原理可得 $\boldsymbol{\Psi}_r = \mathbf{W}_{n1}^{-1}\mathbf{W}_{n2}$, 因此取 $\boldsymbol{\Psi}_r$ 对角线上的元素就可以得到包含接收角参数信息的矩阵 $\boldsymbol{\omega}_r$. 类似, 将 $\hat{\mathbf{W}}(t)$ 前 $M(k-1) + l$ 行和后 $M(k-1) + l + 1$ 行元素组成子阵 \mathbf{W}_{n1} 和 \mathbf{W}_{n2} ($k = 1, \dots, N, l = 1, \dots, M-1$), 则 $\boldsymbol{\Psi}_l = \mathbf{W}_{n1}^{-1}\mathbf{W}_{n2}$, 可以得到包含发射角参数信息的对角矩阵 $\boldsymbol{\Psi}_l$, 取 $\boldsymbol{\Psi}_l$ 对角线上的元素就可以得到包含发射角参数信息的矩阵 $\boldsymbol{\omega}_l$.

至此,完成了目标角度估计与配对关联过程,将求出的目标角度代入联合方向矢量作为下一时刻初始矢量,更新 $\hat{\mathbf{W}}(t)$ 时,按照取出的最大 P 个特征矢量在原特征矢量的位置进行更新,再将更新后的 P 个特征矢量与前 P 个特征矢量进行置换,即将更新后的特征矢量交换到前面,作为下一时刻跟踪算法的初始矢量.

3.5 算法流程

步骤 1 根据算法 1 中的改进 AAJD 算法求出 $L \times L$ 维矢量 $\mathbf{U}(t)$ 和对应的特征值变量 $\mathbf{g}(t)$, $\mathbf{U}(t)$ 包含了信号矢量和噪声矢量;

步骤 2 预设消除误差值时刻 T , 一般取 $T = \bar{K} - 10$, 当 $t = T$ 时, 令 $\mathbf{g}(T) = \mathbf{I}_{P \times 1}$, \bar{K} 为稳定快拍数, 可以根据经验获得;

步骤 3 对特征值变量 $\mathbf{g}(t)$ 进行降序操作, 从 $\mathbf{U}(t)$ 取出前 P 个大特征值变量对应的矢量, 称为初始子空间 $\hat{\mathbf{W}}(t)$;

步骤 4 根据 P 个大特征值变量在 $\mathbf{g}(t)$ 的前后顺序, 对 $\hat{\mathbf{W}}(t)$ 进行排序, 得到信号子空间 $\hat{\mathbf{W}}(t)$;

步骤 5 利用 3.4 节中的改进 ESPRIT 算法结合 $\hat{\mathbf{W}}(t)$, 求出 $\boldsymbol{\omega}_r$ 和 $\boldsymbol{\omega}_l$, 利用 $\theta_p = \arcsin\{\text{angle}[\boldsymbol{\omega}_r(p)]/\pi\}$, $\varphi_p = \arcsin\{\text{angle}[\boldsymbol{\omega}_l(p)]/\pi\}$ 得到了 $\boldsymbol{\theta}(t)$, $\boldsymbol{\varphi}(t)$;

步骤 6 将估计出的目标角度带入联合方向矢量公式得到 $\bar{\mathbf{W}}(t)$, 并作为下一时刻的初始矢量, 按照取出大特征矢量在原特征矢量的位置进行更新, 再将更新后的 P 个特征矢量和特征值变量与前 P 个特征矢量和特征值变量进行置换.

4 实验仿真

双基地 MIMO 雷达采用均匀阵列, 间距为半波长, 阵元发射的载波频率为 1GHz, 发射脉冲宽度为 10 μ s, 脉冲重复频率为 10kHz, 发射波形采用哈达码脉冲信号. 给出如下仿真实验.

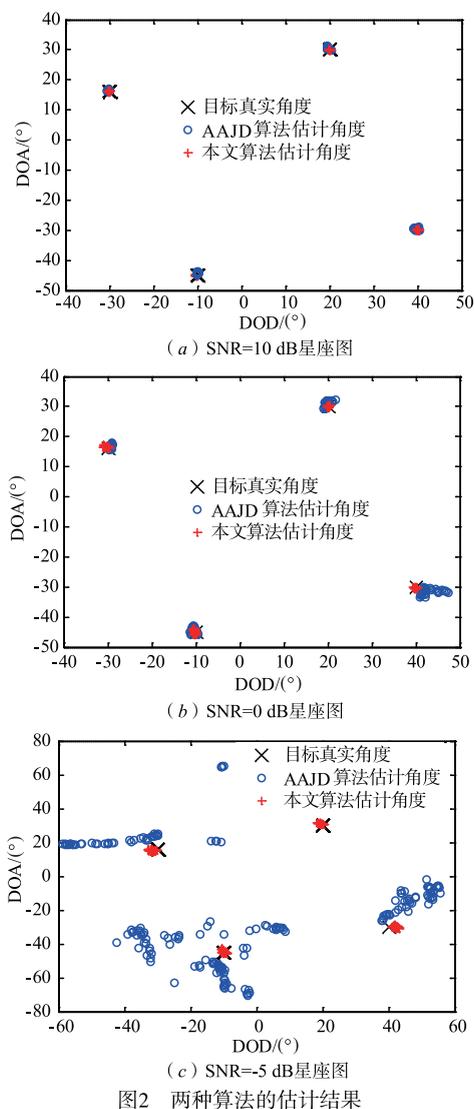
$$\text{信噪比定义为: } \text{SNR} = 10 \log_{10} \frac{\sum_{p=1}^P \sigma_p^2}{P\sigma_e^2}, \sigma_p \text{ 与 } \sigma_e \text{ 代表}$$

目标散射系数和噪声功率.

4.1 实验 1: 对比定位静止目标的结果

对空中的目标进行跟踪定位, 存在四个固定的点目标, 位于 $(\theta_1, \varphi_1) = (-30^\circ, 40^\circ)$, $(\theta_2, \varphi_2) = (-45^\circ, -10^\circ)$, $(\theta_3, \varphi_3) = (30^\circ, 20^\circ)$ 和 $(\theta_4, \varphi_4) = (16^\circ, -30^\circ)$. 设发射和接收阵元数为 5, 观察脉冲数 $K = 150$, 因为目标静止不动, 所以设置遗忘因子 $\beta = 0.95$. 为了更好的说明本文算法(改进 AAJD 算法)的性能, 将不同的信噪比下本文与 AAJD 算法结果进行对比, 分别给出 $\text{SNR} = 10, 0, -5\text{dB}$ 时星座图仿真结果如图 2 所示, 为了更直观的进行对比, 本文只给出稳定状态的跟踪结果

($K > 50$ 以后跟踪算法收敛).

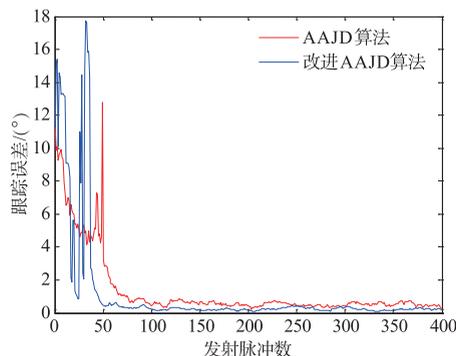


从图 2(a) 中的仿真结果可看出, 本文与 AAJD 算法的定位结果星座图与真实角度重合, 说明本文与 AAJD 算法都能够成功估计出静止目标, 并且本文算法的聚合度高于 AAJD 算法, 定位性能更高, 这是因为本文算法能够直接求出目标收发角度, 克服了 AAJD 算法的不足, 提高了算法性能. 从图 2(b) 可看出本文算法定位结果较好, 而 AAJD 算法定位结果较分散, 这是因为随着算法性能的下降, AAJD 算法存在信号子空间扩展问题, 部分快拍数求出的收发角度精度较差, 而本文算法解决了信号子空间扩展问题, 算法稳定性较高, 定位精度高于 AAJD 算法. 随着信噪比进一步下降, 图 2(c) 给出 SNR = -5 dB 定位结果, 本文算法仍然能够成功定位目标, 而 AAJD 算法已经失效, 说明了本文算法的优势.

综合图 2(a)、(b)、(c) 可以看出本文算法定位性能高于 AAJD 算法, 特别是低信噪比时, 本文算法有效,

而 AAJD 算法无法成功解决目标定位问题. 因为本文算法能够从扩展子空间中找出更准确的信号子空间.

将本文算法与 AAJD 算法的收敛速度进行比较, 设快拍数 $K = 400$, 信噪比 SNR = 0 dB, 其余仿真条件与上一实验相同, 两种算法的跟踪误差仿真结果如图 3 所示.



跟踪误差定义为:

$$\text{Error} = \frac{1}{P} \sum_{p=1}^P \sqrt{E(\hat{\theta}_p - \theta_p)^2 + E(\hat{\varphi}_p - \varphi_p)^2}$$

根据图 3 中的仿真结果, 可以看出本文算法收敛速度大于 AAJD 算法的收敛速度. 当快拍数大于 40 时本文算法收敛, 而快拍数大于 50 时 AAJD 算法才收敛. 这是因为本文与 AAJD 算法初始矢量是未知的, 因此设置分布均匀的初始矢量, 本文算法通过特征值变量从求出的特征矢量中选择更加准确的方向矢量, 能够更快的进入稳定跟踪状态.

4.2 实验 2: 对比跟踪运动目标的结果

假设有五个感兴趣的远场运动点目标, 收发阵元数 $M = N = 5$, 发射脉冲个数 $K = 500$, 根据运动速度设置遗忘因子 $\beta = 0.85$. 信噪比 SNR = 5 dB 时, 本文与 AAJD 算法仿真结果如图 4 所示, 信噪比 SNR = -5 dB, 仿真结果如图 5 所示 (为了进行有效对比, 选择 AAJD 算法收敛时的结果).

从图 4(a) 可以看出本文与 AAJD 算法的跟踪轨迹都与目标真实运动轨迹相互重合, 说明两种算法都成功跟踪到目标. 高信噪比时 AAJD 算法估计出的信号子空间不存在扩展问题, 因此本文与 AAJD 算法都估计出正确的信号子空间, 所以图 4(b) 中稳定跟踪状态时两种算法估计性能近似相同.

从图 5(a) 中可以看出本文算法跟踪轨迹与目标真实运动轨迹相同, 而 AAJD 算法跟踪轨迹偏离目标真实运动轨迹, 说明本文算法性能更优. 这是因为信噪比较低时, 本文算法能够解决信号子空间扩展问题, 找出真实的信号子空间, 而 AAJD 算法估计出的信号子空间误差较大. 图 5(b) 中本文算法的收敛速度快于 AAJD 算法, 验证了理论分析的正确性.

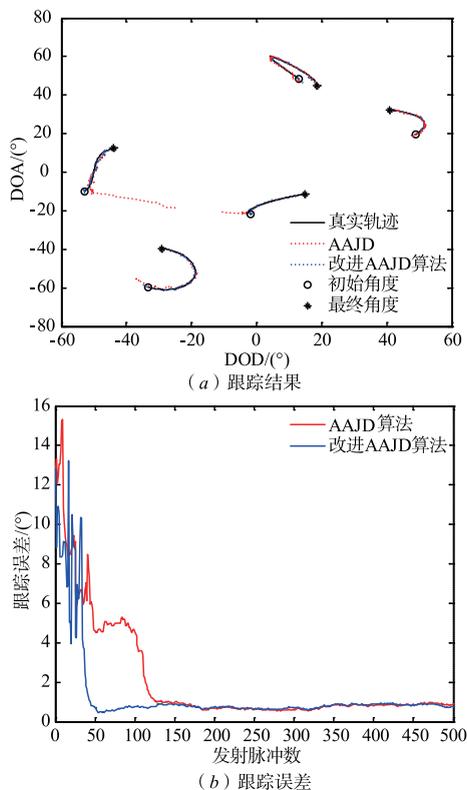


图4 SNR=5 dB两种算法目标跟踪结果

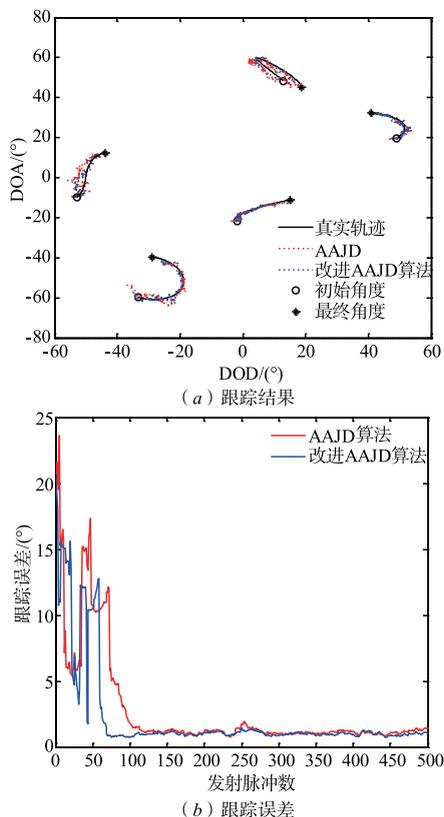


图5 SNR=-5 dB两种算法目标跟踪结果

从图4(b)和图5(b)中可以看出本文算法与AAJD

算法都能够成功进入稳定跟踪状态,但是本文算法收敛速度高于AAJD算法,本文算法能够通过特征值变量选取更加正确的联合方向矢量,因此能够更快的进入稳定跟踪状态.

4.3 实验3:本文算法跟踪性能

设空中有五个运动点目标,运动速度相互接近,角度变化速率较慢,将本文与AAJD算法在不同信噪比条件下的RMSE进行对比.双基地MIMO雷达收发阵元数 $M=N=5$,信噪比 $\text{SNR} = -8 \sim 10\text{dB}$,发射脉冲个数 $K=400$,根据不同信噪比设置最优遗忘因子,蒙特卡罗试验次数 $M=100$,因为跟踪过程初始阶段属于非稳定状态,此时的跟踪误差较大,不能代表算法的性能,因此取跟踪稳定后的结果进行对比.通过实验知 $K>100$,跟踪处于稳定状态,仿真如图6所示.

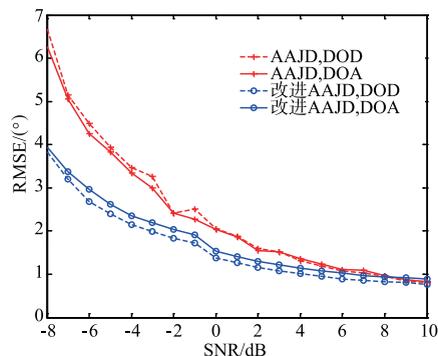


图6 RMSE随SNR的变化

从图6中可以看出信噪比较高时本文与AAJD算法的RMSE近似相等,随着信噪比的下降,本文算法的RMSE逐渐小于AAJD算法.这是因为信噪比较低时,本文算法找出了大特征值变量,从而得到更加准确的信号子空间,弥补了AAJD算法的不足,仿真结果验证了本文算法的有效性.

5 总结

双基地MIMO雷达具有诸多优势,引起了众多学者的关注,而其跟踪问题的研究尚处于起始阶段,本文针对AAJD算法在低信噪比时存在信号子空间扩展问题,提出了改进AAJD算法.首先对AAJD算法进行改进,找出与特征值作用相同的变量,从而根据特征值变量大小找出准确的信号子空间,成功解决了信号子空间扩展问题,并且非稳定跟踪过程添加特征值变量误差累计消除运算.在此基础上对ESPRIT算法进行改进,使其适应改进AAJD算法,完成了目标角度的自动配对与关联,仿真结果表明本文算法比AAJD算法性能更优,解决了低信噪比AAJD算法失效问题.

参考文献

[1] 陈浩文,黎湘,庄钊文.一种新兴的雷达体制——MIMO

- 雷达[J]. 电子学报,2012,40(6),1190-1198.
CHEN H W, LI X, ZHUANG Z W. A rising radar system - MIMO Radar[J]. Acta Electronica Sinica,2012,40(6):1190-1198. (in Chinese)
- [2] 唐波,张玉,张浩. 基于交替投影的 MIMO 雷达信号盲分离算法研究[J]. 电子学报,2017,45(9),2092-2097.
Tang Bo, Zhang Yu, Zhang Hao. Blind separation of MIMO radar signal based on alternating projection[J]. Acta Electronica Sinica,2017,45(9),2092-2097. (in Chinese)
- [3] 梁浩,崔琛,余剑. 基于 ESPRIT 算法的十字型阵列 MIMO 雷达降维 DOA 估计[J]. 电子与信息学报,2016,38(1):80-89.
LIANG Hao, CUI Chen, YU Jian. Reduced-dimensional DOA estimation based on ESPRIT algorithm in monostatic MIMO radar with cross array[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2016, 38(1):80-89. (in Chinese)
- [4] ZHENG G M, TANG J, YANG X. ESPRIT and unitary esprits algorithms for coexistence of circular and noncircular signals in bistatic MIMO radar[J]. IEEE Access, 2016, 4:7232-7240.
- [5] 张秦,张林让,郑桂妹,等. 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, et al. Joint DOD and DOA estimation for bistatic MIMO radar with arbitrary array using semi-real-valued MUSIC[J]. Systems Engineering and Electronics, 2016, 38(3):532-538. (in Chinese)
- [6] TAN J, NIE Z P, WEN D B. Low complexity MUSIC-based direction-of-arrival for monostatic MIMO radar[J]. Electronics Letters, 2017, 53(4):275-277.
- [7] LI J F, JIANG D F, ZHANG X F. DOA estimation based on combined unitary ESPRIT for coprime MIMO radar[J]. IEEE Communications Letters, 2017, 21(1):96-99.
- [8] WU H L, ZHANG X F. DOA tracking in monostatic MIMO radar using PARAFAC-RLST algorithm[A]. The 3rd International Conference on Information Science and Engineering (ICISE' 2011) [C]. Yangzhou: ICISE, 2011. 958-961.
- [9] ZHANG X F, LI J F, FENG G P, et al. Kalman-PASTd based DOA tracking algorithm for monostatic MIMO radar [A]. International Conference on Information, Services and Management Engineering [C]. Beijing: ISEM, 2011. 220-224.
- [10] YU H X, ZHANG X F, CHEN X Q, et al. Computationally efficient DOA tracking algorithm in monostatic MIMO radar with automatic association[J]. International Journal of Antennas and Propagation, 2014, 12:1-10.
- [11] 李丽,邱天爽. 双基地 MIMO 雷达目标参数估计及动态跟踪新算法[J]. 信号处理,2014,30(2):155-162.
LI Li, QIU Tianshang. A novel algorithm for target parameter estimation and dynamic tracking in bistatic MIMO radar system [J]. Signal Processing, 2014, 30(2):155-162. (in Chinese)
- [12] 张正言,李小波,徐旭宇,等. 双基地 MIMO 雷达角度快速跟踪算法[J]. 信号处理,2016,32(6):701-706.
ZHANG Zhengyan, LI Xiaobo, XU Xuyu, et al. Target angle rapid algorithm for bistatic MIMO radar [J]. Signal Processing, 2016, 32(6):701-706. (in Chinese)
- [13] WU L H, ZHANG F X. DOD and DOA tracking for bistatic MIMO radar using PASTd without additional angles pairing[A]. IEEE Fifth International Conference on Advanced Computational Intelligence [C]. Nanjing: IEEE, 2012. 1132-1136.
- [14] ZHANG W T, LOU S T, LI X J, et al. Tracking multiple target in MIMO radar via adaptive asymmetric joint diagonalization[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2016, 64(11):2880-2893.

作者简介



张正言 男,博士,国防科技大学电子对抗学院,主要研究方向:阵列信号处理,MIMO 雷达信号处理.

E-mail: zzyaisj@163.com



张剑云 男,国防科技大学电子对抗学院教授,主要研究方向:雷达及目标环境模拟,雷达信号处理,高速信号处理.

E-mail: zjy921@sina.com

郑志东 (通信作者) 男,博士,中国人民解放军 32802 部队工程师,主要研究方向:阵列信号处理、雷达目标识别技术、二次雷达技术.

E-mail: focusdong@aliyun.com

李小波 男,国防科技大学电子对抗学院教授,主要研究方向为雷达信号处理,高速数字信号处理.

E-mail: lxb_eei@163.com