

DOI:10.3969/j.issn.1672-2337.2019.06.008

基于实值矩阵的宽带信号 DOA 估计方法

杨 磊, 汤建龙

(西安电子科技大学电子信息攻防对抗与仿真技术教育部重点实验室, 陕西西安 710071)

摘要: 针对传统宽带信号 DOA 估计算法的高计算复杂度问题, 提出使用实值矩阵改进的算法。与传统算法在复数协方差矩阵的基础上进行 DOA 估计相比, 本算法仅使用复数协方差矩阵的虚部构造出一个实值矩阵, 并在此实值矩阵的基础上, 使用子空间算法进行 DOA 估计。实值矩阵不仅能够降低特征值分解的计算量, 而且得到的噪声子空间与真实 DOA 和镜像 DOA 均正交, 因此在 DOA 迭代估计时, 仅需要对一半的角度进行谱峰搜索, 而对于搜索时出现的角度模糊问题, 可通过 MUSIC 算法去模糊, 从而达到正确估计效果。相比于传统宽带信号 DOA 估计算法, 本算法在保持 DOA 估计精度几乎不变的基础上, 有效降低了算法计算量, 计算机仿真结果验证了本文算法的有效性。

关键词: 波达方向估计; 宽带信号; 聚焦变换; 实值矩阵

中图分类号: TN971; TN957 文献标志码: A 文章编号: 1672-2337(2019)06-0635-06

Wideband Signal DOA Estimation Method Based on Real-Value Matrix

YANG Lei, TANG Jianlong

(Key Laboratory of Electronic Information Countermeasure and Simulation Technology, Ministry of Education, Xidian University, Xi'an 710071, China)

Abstract: Aiming at the high computational complexity of traditional wideband signal DOA (direction-of-arrival) estimation algorithm, an improved algorithm using real value matrix is proposed. Compared with the traditional algorithm based on the complex covariance matrix for DOA estimation, the algorithm only uses the imaginary part of the complex covariance matrix to construct a real-valued matrix, and based on the real-valued matrix, the subspace algorithm is used to DOA estimates. The real-valued matrix can reduce the computational complexity of eigenvalue decomposition, and the obtained noise subspace is orthogonal to the real DOA and the mirrored DOA. Therefore, in the DOA iterative estimation, only half of the angle needs to be searched for the peak. The angle ambiguity problem happening in the searching period can be solved by MUSIC algorithm to achieve a correct estimation effect. Compared with the traditional wideband signal DOA estimation algorithm, this algorithm effectively reduces the computational complexity of the algorithm while keeping the DOA estimation accuracy almost unchanged. The computer simulation results verify the effectiveness of the improved algorithm.

Key words: direction of arrival; wideband signal; focus transformation; real-valued matrix

0 引言

阵列处理中信号的波达方向估计是雷达等探测系统的主要任务之一, 在信源为窄带信号的基础上, 过去几十年对 DOA 估计研究的过程中产生了经典的 Capon 方法^[1-2]和子空间算法^[3-6]等。由

于宽带信号携带更多的信息量和更强的抗干扰能力^[7], 因此对于宽带信号的研究更具有意义。对于宽带信号的测向方法主要分为两大类: 非相干信号子空间法^[8] (Incoherent Signal-subspace Method, ISM) 和相干信号子空间法^[9-10] (Coherent Signal-subspace Method, CSM)。ISM 算法是将宽带信号在频域上分解成不重叠的窄带分量, 在

每一个窄带上使用子空间高分辨测向算法,然后对所有的子带空间谱进行几何平均,得到宽带信号的 DOA 估计。这种算法不能发挥相干数据积累作用,抵抗噪声能力较弱。CSM 算法通过构造聚焦矩阵,将不同频点上的数据聚焦到参考频率上,然后通过子空间分解算法进行宽带信号的空间谱估计。这种算法的缺点是需要构造聚焦矩阵,在构造过程中需要预估计角度且需要选择合适的聚焦频率。文献[11-12]使用 Khatri-Rao 子空间进行聚焦,这种算法虽然提高了估计性能,但仍需 DOA 预估计,由此带来的计算量依然较大。文献[13]提出了基于网格失配迭代最小化稀疏学习的宽带 DOA 估计方法,虽然在低信噪比条件下具有良好的 DOA 估计精度和分辨率,可以不依赖信源数等先验信息,但由于网格失配等导致计算量较大。

为解决 CSM 算法计算量大的问题,本文对聚焦类算法 RSS(Rational Signal-Subspace)进行了改进。首先对频域数据聚焦后计算得到的协方差矩阵,取其虚部构造实值矩阵^[14],根据实值矩阵噪声子空间的特点,在搜索谱峰时中可以仅搜索一半的角度,对于搜索时出现的角度模糊问题,可通过 MUSIC 算法去模糊,从而达到正确估计效果。

1 宽带信号数学模型

宽带信号不同于窄带信号,其包络的变化与信号的瞬时频率有关,同一时刻不同阵元上的信号相位和包络均有差异,且信号包络的差异不能忽略不计。假设空间远场存在 P 个宽带信号,信号带宽 $B \in [f_l, f_h]$,以角度 $\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_P$ 入射到由 M 个阵元组成的均匀线阵上,阵元间距 d 为最高频率 f_h 对应波长的一半,以第一个阵元为参考阵元,则第 m 个阵元接收到的信号 $x_m(t)$ 为

$$x_m(t) = \sum_{p=1}^P s_p(t - \tau_m^p) + n_m(t) \quad (1)$$

式中: τ_m^p 为第 p 个信源到达第 m 个阵元时的时延,对于均匀线阵 $\tau_m^p = (m-1)d \sin(\theta_p)/c$; $n_m(t)$ 为第 m 个阵元的高斯白噪声,且与信号不相关。对接收数据进行傅里叶变换,并将其分频段处理,对于傅里叶变换后的数据划分为 J 个子频带,则宽带信号下的频域阵列输出模型:

$$\mathbf{X}(f_j) = \mathbf{A}_\theta(f_j) \mathbf{S}(f_j) + \mathbf{N}(f_j) \quad (2)$$

式中: $\mathbf{X}(f_j) = [\mathbf{X}_1(f_j), \mathbf{X}_2(f_j), \dots, \mathbf{X}_M(f_j)]^\top$ 为第 j 个子频带的频域数据, $j = 1, 2, \dots, J$, 其中 $[\cdot]^\top$ 表示对矩阵的转置; $\mathbf{A}_\theta(f_j)$ 为频率 f_j 处的阵列流型矩阵, 可表示为 $\mathbf{A}_\theta(f_j) = [\mathbf{a}(f_j, \theta_1), \mathbf{a}(f_j, \theta_2), \dots, \mathbf{a}(f_j, \theta_P)]$, 其中 $\mathbf{a}(f_j, \theta_p)$ 为在频率 f_j 处对应 θ_p 的导向矢量, 可表示为

$$\mathbf{a}(f_j, \theta_p) = [1, e^{-j2\pi f_j d \sin \theta_p / c}, \dots, e^{-j2\pi f_j (M-1) d \sin \theta_p / c}]^\top \quad (3)$$

从式(3)可以看出在阵元结构确定的条件下,宽带下的导向矢量不仅与来波方向有关,还与子频带频率有关。

2 基于实值矩阵的宽带信号 DOA 估计算法

聚焦类算法 RSS 是通过聚焦矩阵将频域数据聚焦到同一参考频率上,再使用子空间算法进行宽带信号的空间谱估计。由于 RSS 算法是采用低分辨的波束形成作预估计,因此会不可避免地带来较大的初值误差,当需要提高估计精度时,需要根据谱峰搜索结果利用 RSS 算法进行多次迭代求解,逐渐逼近真实信号来向。这种迭代会导致估计 DOA 计算复杂度较高,针对每次迭代过程中的计算量大这种问题采用实值矩阵算法对 RSS 算法进行改进。

2.1 基本原理

RSS 算法对宽带信号的处理是构造一个随频率变化的矩阵 $\mathbf{T}(f_j)$, 将不同频率段的方向矩阵聚焦到同一参考频率段 f_0 下的矩阵,即

$$\mathbf{T}(f_j) \mathbf{A}_\theta(f_j) = \mathbf{A}_\theta(f_0) \quad (4)$$

式中, $\mathbf{T}(f_j)$ 为聚焦矩阵, f_0 为参考频率, 即聚焦频率。聚焦矩阵 $\mathbf{T}(f_j)$ 将信号带宽内不同频率的阵列流型或信号子空间变换映射到同一参考频率 f_0 上,使得宽带目标信号具有同一信号子空间。对宽带信号 $\mathbf{X}(f_j)$ 进行聚焦变换,由式(2)可得到聚焦后的阵列输出为

$$\begin{aligned} \mathbf{T}(f_j) \mathbf{X}(f_j) &= \mathbf{T}(f_j) \mathbf{A}_\theta(f_j) \mathbf{S}(f_j) + \\ &\quad \mathbf{T}(f_j) \mathbf{N}(f_j) = \\ &\quad \mathbf{A}_\theta(f_0) \mathbf{S}(f_j) + \mathbf{T}(f_j) \mathbf{N}(f_j) \end{aligned} \quad (5)$$

由式(5)可得经过聚焦变换后,阵列流型矩阵聚焦到了参考频率 f_0 上,设聚焦之后阵列的输出

信号为 $\mathbf{Y}(f_j)$, 则

$$\mathbf{Y}(f_j) = \mathbf{T}(f_j) \mathbf{X}(f_j) \quad (6)$$

则由式(6)可知, 聚焦后阵列各频率点下的协方差矩阵求和平均得到

$$\mathbf{R}_Y = \frac{1}{J} \sum_{j=1}^J E[\mathbf{Y}(f_j) \mathbf{Y}^H(f_j)] \quad (7)$$

式中, \mathbf{R}_Y 为聚焦后的协方差矩阵, $(\cdot)^H$ 为矩阵的共轭转置。对其进行分析, 将其分为由实部和虚部组成的两部分:

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_Y = & \frac{1}{J} \sum_{j=1}^J E[\mathbf{Y}(f_j) \mathbf{Y}^H(f_j)] = \\ & \frac{1}{J} \sum_{j=1}^J E\{[\operatorname{Re}(\mathbf{Y}(f_j)) + i \operatorname{Im}(\mathbf{Y}(f_j))] \cdot \\ & [\operatorname{Re}^T(\mathbf{Y}(f_j)) - i \operatorname{Im}^T(\mathbf{Y}(f_j))] \} = \\ & \frac{1}{J} \sum_{j=1}^J E\{\operatorname{Re}(\mathbf{Y}(f_j)) \cdot \operatorname{Re}^T(\mathbf{Y}(f_j)) + \\ & \operatorname{Im}(\mathbf{Y}(f_j)) \cdot \operatorname{Im}^T(\mathbf{Y}(f_j))\} + \\ & \frac{i}{J} \sum_{j=1}^J E\{\operatorname{Im}(\mathbf{Y}(f_j)) \cdot \operatorname{Re}^T(\mathbf{Y}(f_j)) - \\ & \operatorname{Re}(\mathbf{Y}(f_j)) \cdot \operatorname{Im}^T(\mathbf{Y}(f_j))\} \end{aligned} \quad (8)$$

式中, $\operatorname{Re}(\cdot)$ 表示矩阵的实部, $\operatorname{Im}(\cdot)$ 表示矩阵的虚部。因此, 协方差矩阵的实部和虚部可以表示为

$$\begin{aligned} \operatorname{Re}(\mathbf{R}_Y) = & \frac{1}{J} \sum_{j=1}^J E\{\operatorname{Re}(\mathbf{Y}(f_j)) \cdot \operatorname{Re}^T(\mathbf{Y}(f_j)) + \\ & \operatorname{Im}(\mathbf{Y}(f_j)) \cdot \operatorname{Im}^T(\mathbf{Y}(f_j))\} \end{aligned} \quad (9)$$

$$\begin{aligned} \operatorname{Im}(\mathbf{R}_Y) = & \frac{1}{J} \sum_{j=1}^J E\{\operatorname{Im}(\mathbf{Y}(f_j)) \cdot \operatorname{Re}^T(\mathbf{Y}(f_j)) - \\ & \operatorname{Re}(\mathbf{Y}(f_j)) \cdot \operatorname{Im}^T(\mathbf{Y}(f_j))\} \end{aligned} \quad (10)$$

对 \mathbf{R}_Y , $\operatorname{Re}(\mathbf{R}_Y)$, $\operatorname{Im}(\mathbf{R}_Y)$ 观察可以发现在 $\operatorname{Re}(\mathbf{R}_Y)$ 中只存在二阶项 $\operatorname{Re}(\mathbf{Y}(f_j)) \operatorname{Re}^T(\mathbf{Y}(f_j))$, $\operatorname{Im}(\mathbf{Y}(f_j)) \operatorname{Im}^T(\mathbf{Y}(f_j))$, 而在 $\operatorname{Im}(\mathbf{R}_Y)$ 中则相反, 只包含交叉项 $\operatorname{Im}(\mathbf{Y}(f_j)) \operatorname{Re}^T(\mathbf{Y}(f_j))$, $\operatorname{Re}(\mathbf{Y}(f_j)) \operatorname{Im}^T(\mathbf{Y}(f_j))$ 。由式(8)可以看出, 传统 MUSIC 一类的 DOA 估计算法是对实部和虚部都存在的协方差矩阵数据进行处理, 而在 $\operatorname{Re}(\mathbf{R}_Y)$ 和 $\operatorname{Im}(\mathbf{R}_Y)$ 中同样包含了数据的虚部和实部信息, 因此可以单独使用协方差矩阵的实部或者虚部来进行 DOA 估计, 以减小运算复杂度。

2.2 对于协方差矩阵虚部的子空间分解

由上述分析可知, 仅使用协方差矩阵的实部或虚部就能完成 DOA 估计, 这里选取协方差矩阵虚部进行子空间分解求解噪声子空间 \mathbf{Z} , 对

$\operatorname{Im}(\mathbf{R}_Y)$ 进行特征值分解, 则有

$$\operatorname{Im}(\mathbf{R}_Y) = \mathbf{U}_s \mathbf{Q}_s \mathbf{U}_s^H + \mathbf{Z} \mathbf{Q}_n \mathbf{Z}^H \quad (11)$$

式中: \mathbf{U}_s 为由大特征值对应的特征矢量张成的子空间, 即信号子空间; \mathbf{Z} 为由小特征值对应的特征矢量张成的子空间, 即噪声子空间。由于 $\operatorname{Im}(\mathbf{R}_Y)$ 为实值矩阵, 则特征值分解产生的 \mathbf{U}_s , \mathbf{Z} 均为实值矩阵。此外, 对于任意的线性阵列可以得到 $\mathbf{A}^*(\theta) = \mathbf{A}(-\theta)$, 根据导向矢量张成的子空间和噪声子空间相互正交, 因此有

$$\begin{cases} \mathbf{Z} \perp \operatorname{span}(\mathbf{A}(\theta)) \\ \mathbf{Z} \perp \operatorname{span}(\mathbf{A}(-\theta)) \end{cases} \quad (12)$$

由上述理论可得使用实值矩阵计算得到噪声子空间的搜索原理为

$$\begin{aligned} \min_{\theta} f_{\text{RV-MUSIC}}(\theta) = & \frac{1}{\mathbf{a}^H(\theta) \mathbf{Z} \mathbf{Z}^H \mathbf{a}(\theta)} \\ \text{s. t. } \theta \in & \left[-\frac{\pi}{2}, 0\right] \text{ 或 s. t. } \left[0, \frac{\pi}{2}\right] \end{aligned} \quad (13)$$

在搜索时, 式(12)这种双重正交性会在真实的角度和镜像角度均产生谱峰, 当在整个频谱范围内做 DOA 估计时会产生角度模糊, 因此使用实值矩阵时无模糊的测角范围为 $\left[-\frac{\pi}{2}, 0\right]$ 或 $\left[0, \frac{\pi}{2}\right]$ 。这种缺点虽然会带来角度的估计模糊, 但是同时也可将搜索范围变为原来的一半。MUSIC 算法在整个频谱范围内测角是无模糊的, 令

$$f_1(\theta) = \frac{1}{\mathbf{a}^H(\theta) \mathbf{G} \mathbf{G}^H \mathbf{a}(\theta)} \quad (14)$$

式(14)为 MUSIC 算法的搜索公式, 其中 \mathbf{G} 为协方差矩阵分解的噪声子空间。只需在改进算法搜索得到的 P 个 $\hat{\theta}_i$ 谱峰处比较 $f_1(\theta_i)$ 和 $f_1(-\theta_i)$ 的大小, 即可判断改进算法搜索得到的是真实角或镜像角。综上所述, 令 $\hat{\theta}$ 为空区间, 对于改进算法搜索得到的谱峰, 若 $f_1(\theta_i) > f_1(-\theta_i)$, 则 $\hat{\theta} = \hat{\theta} \cup \hat{\theta}_i$; 若 $f_1(\theta_i) < f_1(-\theta_i)$, 则 $\hat{\theta} = \hat{\theta} \cup \{-\hat{\theta}_i\}$; 若 $f_1(\theta_i) = f_1(-\theta_i)$, 则 $\hat{\theta} = \hat{\theta} \cup \{\hat{\theta}_i, -\hat{\theta}_i\}$ 。同时由于双重正交性, 噪声子空间 \mathbf{Z} 矩阵维度也变为 $M \times (M-2P)$, 在后续处理中也可以降低计算量。

因此基于实值矩阵的宽带 DOA 的估计算法的基本步骤:

- 1) 接收阵列数据, 对接收到的数据进行傅里叶变换, 并将其划分为 J 个子带, 且 $\hat{\theta} = \{0\}$;

2) 粗估计到达角度并构造聚焦矩阵,选定参考频率,将各个子带上的数据聚焦到参考频率上;

3) 对于聚焦后的阵列输出信号求其自相关矩阵 \mathbf{R}_Y ,并取其虚部 $\text{Im}(\mathbf{R}_Y)$ 对其进行特征值分解并计算噪声子空间矩阵 \mathbf{Z} ;

4) 在 $[0, \frac{\pi}{2}]$ 或 $[-\frac{\pi}{2}, 0]$ 进行搜索,由 $\hat{\theta}_i = \frac{1}{\mathbf{a}^H(\theta, f_0) \mathbf{Z} \mathbf{Z}^H \mathbf{a}(\theta, f_0)}$, $i=1, 2, \dots, P$, 得到由实值矩阵估计的 $\hat{\theta}_i$;

5) 当需要提高估计性能时,可根据搜索的谱峰重新构造聚焦矩阵,将频域数据聚焦到参考频率上并对第三到第五步进行迭代;

6) 在改进算法搜索出的 P 处谱峰去模糊, $\hat{\theta}$ 即为最后估计的结果。

2.3 计算复杂度分析

对于宽带信号 DOA 估计算法,其计算量主要包括对接收数据做的傅里叶变换、粗估计角度、使用子空间算法估计 DOA 三个方面,前两部分计算量较小且为两种算法所共有,本文所提出的改进算法主要减小第三部分的计算量。考虑阵元数为 M ,信号个数为 P ,快拍数为 N 的情况,当使用改进算法时,能够将搜索范围减小为原来的一半,且在每一个搜索角度所需使用的时间复杂度为 $O(2PM+4M^2)$ 。使用改进算法会遇到角度模糊的问题,在去模糊时,对于 REAL-MUSIC 改进算法搜索出的角度,通过比较 $f_1(\theta_i)$ 和 $f_1(-\theta_i)$ 的大小即可达到目的,而这些计算量相对于复数运算和整个频谱的搜索是可以忽略不计的。而使用传统算法时,首先是在整个频域范围内进行搜索,且在每一个搜索角度使用的时间复杂度为 $4O(M^2P+P^2M+M^2)$,考虑到搜索步径和精度的问题,改进的算法有效降低了计算量。

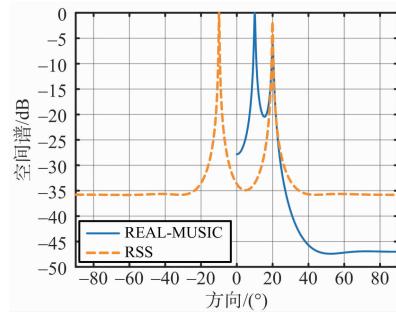
由上述分析可知,改进算法不仅能够减半角度搜索范围,且在每一次搜索时都能够减小计算量,在需要迭代估计 DOA 的情况下,改进算法 REAL-MUSIC 的计算量小于传统聚焦类算法 RSS。

3 仿真实验

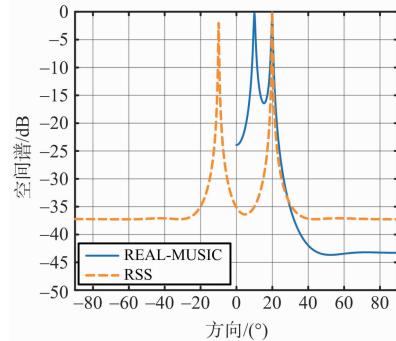
为了进一步分析本文改进算法的性能,我们采用仿真数据进行分析。假设两个中心频率为

150 MHz,带宽为 100 MHz 的等功率线性调频信号入射到阵元数为 8 的均匀线阵中,其中,均匀线阵的阵元间距为信号最高频率对应波长的一半,在每次实验中,若估计所得角度与真实角度差的绝对值均小于等于 1° ,则定义该次实验为一次正确检测,否则认为检测失败。在上述条件下比较改进算法 REAL-MUSIC 和聚焦类算法 RSS 的性能。

实验一:图 1 是在非相干信号和相干信号两种情况下,信源数为两个且入射角分别为 -10° 和 20° ,在信噪比为 10 dB 时两种算法的仿真。由于改进算法只搜索了一半的角度,因此,图 1 的结果中改进算法的谱峰只在 $[0, \frac{\pi}{2}]$ 的范围内出现。



(a) 入射信号为非相干信号



(b) 入射信号为相干信号

图 1 不同信噪比的空间谱估计图

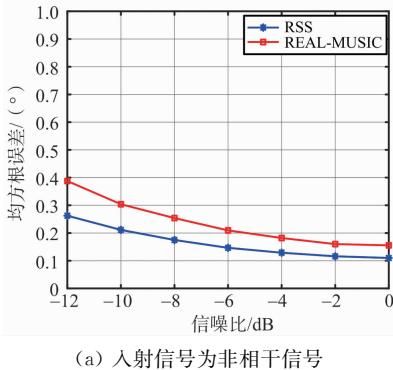
由图 1(a)所示,当入射信号为非相干信号时,改进算法搜索到的谱峰为 10.2° 和 19.9° ,由上述理论可得备选角度为 $\pm 10.2^\circ$ 及 $\pm 19.9^\circ$ 。根据步骤五去模糊可得,于 10.2° 处的谱峰,其真实角度是 -10.2° ,谱峰为 19.9° 的真实角度是 19.9° 。而传统 RSS 算法搜索出的谱峰在 -9.9° 和 20° 。同理,由图 1(b)所示,当入射信号为相干信号时,改进算法估计所得 DOA 角度为 -9.8° 和 20.1° ,传统 RSS 算法估计所得 DOA 角度为 -9.9° 和

19.9°。综上所述,在相同条件下两种算法均能区分出正确的角度。

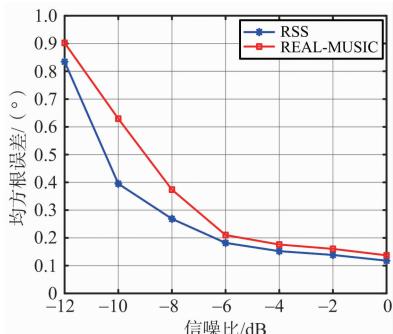
实验二:两个信号入射角分别为-10°和20°,信噪比变化范围为[-12,0],变化间隔为2 dB,在每个信噪比下进行500次独立的蒙特卡罗实验,观察信噪比对均方根误差(RMSE)的影响。RMSE

的定义为 $RMSE = \sqrt{\frac{1}{500} \sum_{r=1}^{500} (\hat{\theta}_r - \theta)^2}$,其中 $\hat{\theta}_r$ 为

第 r 次实验估计结果, θ 为入射角度。图2是非相干和相干两种信号随信噪比变化RMSE的变化曲线。



(a) 入射信号为非相干信号

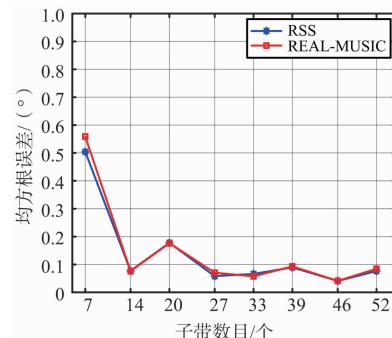


(b) 入射信号为相干信号

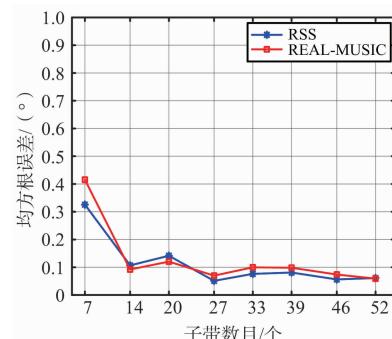
图2 均方根误差随信噪比的变化

从图2可以看出,两种算法在都能正确检测DOA的前提下,聚焦类算法RSS在性能上略微好于改进算法REAL-MUSIC。由于改进算法极大地降低了计算复杂度,综合考虑改进算法REAL-MUSIC优于传统类算法RSS。

实验三:本实验主要考察子带数目对DOA估计的影响,仿真条件与前相同,在不同的子带数目下分别进行500次独立的蒙特卡罗实验,图3是非相干信号和相干信号入射时RMSE随子带数目变化的曲线图。



(a) 入射信号为非相干信号



(b) 入射信号为相干信号

图3 均方根误差随子带数目变化

由图3可以看出,改进算法REAL-MUSIC和聚焦类算法RSS随子带数目变化时,RMSE并没有太大变化,即两种算法在相同条件下都能达到良好的DOA估计性能。

4 结束语

针对宽带信号DOA估计算法高计算复杂度问题,本文提出使用实值矩阵改进的算法。改进算法仅使用复数协方差矩阵的虚部构造的实值矩阵,在实值矩阵的基础上,使用子空间算法进行DOA估计。使用实值矩阵不仅能降低特征值分解过程的复杂度,而且仅需要对一半的角度进行谱峰搜索,同时补充了谱峰搜索过程中角度模糊问题的解决办法。计算机仿真验证了改进的有效性。

参考文献:

- [1] RUBSAMEN M, PESAVENTO M. Maximally Robust Capon Beamformer[J]. IEEE Trans on Signal Processing, 2013, 61(8):2030-2041.
- [2] KRIME H, VIBERG M. Two Decades of Array Signal

- Processing Research: the Parametric Approach [J]. IEEE Signal Processing Magazine, 1996, 13(4): 67-94.
- [3] 李帅, 陈辉. 冲击噪声背景下相干信号源的 DOA 估计方法[J]. 雷达科学与技术, 2017, 15(2): 178-184.
- [4] QIAN Cheng, HUANG Lei, SO H C. Improved Unitary Root-Music for DOA Estimation Based on Pseudo-Noise Resampling[J]. IEEE Signal Processing Letters, 2014, 21(2): 140-144.
- [5] CHEN Chen, ZHANG Xiaofei. A RD-ESPRIT Algorithm for Coherent DOA Estimation in Monostatic MIMO Radar Using a Single Pulse [J]. International Journal of Electronics, 2014, 101(8): 1074-1085.
- [6] ZHANG Xinyu, LI Yang, YANG Xiaopeng, et al. Sub-Array Weighting UN-MUSIC: A Unified Framework and Optimal Weighting Strategy [J]. IEEE Signal Processing Letters, 2014, 21(7): 871-874.
- [7] 王渊, 廖桂生, 杨志伟. 基于归一化 CRB 加权的宽带 DOA 估计方法[J]. 系统工程与电子技术, 2017, 39(3): 471-475.
- [8] HAN K, NEHORAI A. Wideband Gaussian Source Processing Using a Linear Nested Array [J]. IEEE Signal Processing Letters, 2013, 20(11): 1110-1113.
- [9] KUMAR D S, HINDUJA I S, MANI V V. DOA Estimation of IR-UWB Signals Using Coherent Signal Processing[C]// IEEE 10th International Colloquium on Signal Processing and Its Application, Kuala Lumpur, Malaysia: IEEE, 2014: 288-291.
- [10] HUNG H, KAVEN M. Focusing Matrices for Coherent Signal-Subspace Processing [J]. IEEE Trans on Acoustics, Speech & Signal Processing, 1988, 36(8): 1272-1281.
- [11] FENG Dahang, BAO Ming, YE Zhongfu, et al. A Novel Wideband DOA Estimator Based on Khatri-Rao Subspace Approach[J]. Signal Processing, 2011, 91(10): 2415-2419.
- [12] 潘捷, 周建江. 基于凸优化的 Khatri-Rao 子空间宽带 DOA 估计[J]. 电子与信息学报, 2013, 35(1): 80-84.
- [13] 冯明月, 何明浩, 徐璟, 等. 低信噪比条件下宽带欠定信号高精度 DOA 估计[J]. 电子与信息学报, 2017, 39(6): 1340-1347.
- [14] YAN Fenggang, JIN Ming, LIU Shuai, et al. Real-Valued MUSIC for Efficient Direction Estimation with Arbitrary Array Geometries[J]. IEEE Trans on Signal Processing, 2014, 62(6): 1548-1560.

作者简介:



杨磊 男, 1992 年生, 安徽宿州人, 硕士研究生, 主要研究方向为阵列信号处理。

E-mail: yl2218120046@163.com

(上接第 634 页)

- [5] POPOVIC B M. Generalized Chirp-Like Polyphase Sequences with Optimum Correlation Properties [J]. IEEE Trans on Information Theory, 1992, 38(4): 1406-1409.
- [6] PICCINNI G, AVITABILE G, COVIELLO G. A Novel Distance Measurement Technique for Indoor Positioning Systems Based on Zadoff-Chu Sequences [C]// 15th IEEE International New Circuits and Systems Conference, Strasbourg, France: IEEE, 2017: 337-340.
- [7] POPOVIC B M. Efficient DFT of Zadoff-Chu Sequences [J]. Electronics Letters, 2010, 46(7): 502-503.
- [8] CHU D. Polyphase Codes with Good Periodic Correlation Properties (Corresp.) [J]. IEEE Trans on Information Theory, 1972, 18(4): 531-532.
- [9] SARWATE D. Bounds on Crosscorrelation and Autocorrelation of Sequences (Corresp.) [J]. IEEE Trans on Information Theory, 1979, 25(6): 720-724.
- [10] HYDER M, MAHATA K. Zadoff-Chu Sequence Design for Random Access Initial Uplink Synchronization

in LTE-like Systems [J]. IEEE Trans on Wireless Communications, 2017, 16(1): 503-511.

[11] 林茂庸, 柯有安. 雷达信号理论[M]. 北京: 国防工业出版社, 1984.

[12] PROAKIS J G, MANOLAKIS D G. Digital Signal Processing: Principles, Algorithms and Applications [M]. 4th ed. New York: Macmillian Publishing Company, 1992.

作者简介:



曾瑞琪 男, 1994 年生, 四川彭州人, 硕士研究生, 主要研究方向为雷达通信一体化波形。

E-mail: 490014719@qq.com

骆胜阳 男, 1983 年生, 安徽芜湖人, 讲师, 主要研究方向为电子对抗信息处理。

刘方正 男, 1983 年生, 江苏盐城人, 讲师, 主要研究方向为电子对抗信息处理。