

非圆信号多级维纳滤波DOA估计求根算法

宋爱民¹, 李 堰², 刘 剑¹, 陈校平¹

(1. 空军工程大学信息与导航学院 西安 710077; 2. 95482部队 成都 610081)

【摘要】针对非圆信号DOA估计的计算量问题,运用多级维纳滤波和信号子空间的多项式求根方法,提出了一种快速算法。首先利用非圆信号特性构造出扩展阵列输出矩阵,然后不需进行协方差矩阵的生成和分解,利用多级维纳滤波求出信号子空间,针对均匀线阵推导出信号子空间多项式求根方法,得出目标的DOA估计值。新算法的均方根误差性能与非圆信号求根MUSIC算法、非圆信号ESPRIT算法、非圆信号扩展传播算子算法等快速算法相仿,但是计算量小于已有的算法,特别是在阵元数较多的情况下算法的实时性优势更加明显。

关键词 阵列信号处理; 波达方向估计; 多级维纳滤波; 非圆信号; 多项式求根

中图分类号 TN911.7

文献标志码 A

doi:10.3969/j.issn.1001-0548.2013.01.013

DOA Estimation of Noncircular Signals with Multistage Wiener Filter and Polynomial Rooting

SONG Ai-min¹, LI Yan², LIU Jian¹, and CHEN Xiao-ping¹

(1. School of Information and Navigation, Air Force Engineering University Xi'an 710077; 2. Unit 95482 of PLA Chengdu 610081)

Abstract A computationally efficient direction-of-arrival (DOA) estimation algorithm for noncircular signals based on multistage wiener filter theory and polynomial rooting technique is proposed. Firstly, the array extension matrix is constructed by utilizing the noncircularity of the signals. Secondly, the signal subspace is achieved with multistage Wiener filter (MSWF), which does not require the formation of the covariance matrix and its eigendecomposition. Thirdly, the polynomial rooting method of the signal subspace is derived based on uniform linear arrays, by which the estimate of DOA are obtained. The proposed algorithm is more computationally efficient, especially for the case of large number of sensors, in comparison with NC-root-MUSIC, NC-ESPRIT and extended propagator method (EPM), although their performances are near the same.

Key words array signal processing; direction-of-arrival estimation; multistage wiener filter; noncircular signals; polynomial rooting

空间谱估计作为阵列信号处理的一个重要的研究方向,用于获取阵列接收信号的波达方向(DOA),在雷达、通信、声纳、地震、勘探、射电天文以及生物医学工程等众多领域均有广泛地应用。由于利用非圆信号伪协方差矩阵不为零的特点可将接收数据矩阵进行扩展,使其维数加倍,有阵列扩展作用,提高了DOA估计的性能。自从文献[1]提出非圆(noncircular, NC)信号的音乐算法(NC-MUSIC)以来,非圆信号DOA得到了持续的关注。特别是近几年,非圆信号的测度^[2]、非圆信号波束形成^[3-4]及复杂环境下的非圆信号测向^[5-6]等问题都有深入的研究。

虽然具有较好的角度估计,但非圆信号测向的运算量也由于阵列输出矩阵扩展后维数的增加而加

大。基于非圆信号测向的快速算法的陆续提出,使非圆信号测向算法的计算复杂度得到了有效地降低。NC-root-MUSIC算法^[7]、NC-UESPRIT算法^[8]避开了谱峰搜索过程,减小了计算量;扩展传播算子测向算法(EPM)^[9]利用传播算子快速估计噪声子空间,避开了协方差矩阵的特征分解,亦减小了算法的计算量。多级维纳滤波(MSWF)算法最早用于干扰抑制的降维自适应滤波^[10],由于其正交分解特性可快速估计子空间,为有效降低非圆信号DOA估计算法的计算量,本文提出基于MSWF的NC-root-MUSIC算法(NC-MSWF-root-MUSIC)。新算法利用多级维纳滤波在子空间分解上的应用快速估计信号子空间,再利用推导出的信号子空间求根算法快速

收稿日期: 2011-02-22; 修回日期: 2012-11-21

基金项目: 国家自然科学基金(60802053); 航空科学基金(20090196001, 20120196002); 陕西省自然科学基金(2011JQ8035)

作者简介: 宋爱民(1962-),男,高级实验师,主要从事阵列信号处理、卫星与移动通信等方面的研究。

获取波达方向。新算法在保持较好测向性能的同时大大减小了计算量。

1 非圆信号DOA估计数学模型

阵列信号模型如图1所示, p 个波长为 λ 的窄带远场信号 $s_i(k)$ ($i=1,2,\dots,p$)入射到 m 个阵元间距为 d 的全向同增益的均匀线阵。其中 $d=\lambda/2$, 信号入射角度为 φ_i , 信号的非圆相位为 ϕ_i , l 为快拍数, k 为第 k 次快拍。

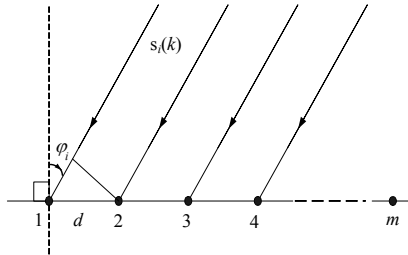


图1 等距线阵与远场信号 $s_i(k)$

取第一个阵元为参考阵元, 则图1所示的第 m 个阵元接收信号与参考阵元接收信号的相位差为 $(m-1)\omega_i = (m-1)2\pi d \sin \varphi_i / \lambda$, 该阵元接收到的信号为 $s_i(k)e^{-j(m-1)2\pi d \sin \varphi_i / \lambda}$ 。

一般DOA估计数学模型中的方向向量为 $\mathbf{a}(\varphi_i) = [a_1(\varphi_i), a_2(\varphi_i), \dots, a_m(\varphi_i)]^T$ 。由于利用了非圆特性, 非圆信号DOA估计数学模型中的方向向量扩展为:

$$\mathbf{b}(\varphi_i, \phi_i) = \begin{bmatrix} \mathbf{a}(\varphi_i) \\ \mathbf{a}^*(\varphi_i)e^{-j\phi_i} \end{bmatrix} \quad (1)$$

式中, $\mathbf{b}(\varphi_i, \phi_i)$ 为非圆信号导向矢量。

相应地, 扩展后的方向矩阵为:

$$\mathbf{B}(\varphi, \phi) = [\mathbf{b}(\varphi_1, \phi_1), \mathbf{b}(\varphi_2, \phi_2), \dots, \mathbf{b}(\varphi_p, \phi_p)] \quad (2)$$

信号矢量为 $\mathbf{s}(k) = [s_1(k), s_2(k), \dots, s_p(k)]^T$; 阵元接收数据中的加性观测噪声为 $\mathbf{n}_i(k)$ ($i=1,2,\dots,p$), 噪声矢量为 $\mathbf{n}(k) = [n_1(k), n_2(k), \dots, n_p(k)]^T$ 。故非圆信号DOA估计的扩展阵列接收数据矩阵为:

$$\mathbf{y}_0(k) = [\mathbf{b}(\varphi_1, \phi_1), \mathbf{b}(\varphi_2, \phi_2), \dots, \mathbf{b}(\varphi_p, \phi_p)]\mathbf{s}(k) + \begin{bmatrix} \mathbf{n}(k) \\ \mathbf{n}^*(k) \end{bmatrix} = \mathbf{B}(\varphi, \phi)\mathbf{s}(k) + \begin{bmatrix} \mathbf{n}(k) \\ \mathbf{n}^*(k) \end{bmatrix} \quad (3)$$

2 非圆信号多级维纳滤波求根算法

2.1 多级维纳滤波求信号子空间

文献[11]提出一种有效的降维技术——MSWF技术, 可以利用MSWF的多级分解特性实现信号子空间和噪声子空间的快速估计。

取算子 $\mathbf{T}_1 = [\mathbf{h}_1 \ \mathbf{B}_1]$, 对被观测数据 $\mathbf{y}_0(k)$ 进行正交投影分解, 得到两个子空间, 第一个子空间平行于 \mathbf{h}_1 , 第二个子空间 \mathbf{B}_1 正交于第一个子空间。其中, 互相关矢量 \mathbf{h}_1 是初始参考信号 $d_0(k)$ 和观测数据 $\mathbf{y}_0(k)$ 的互相关函数 $\mathbf{r}_{x_0 d_0}$ 的归一化矢量; \mathbf{B}_1 是阻塞矩阵, 它张成 $\mathbf{r}_{x_0 d_0}$ 的零空间, 即 $\mathbf{B}_1 = \text{null}\{\mathbf{h}_1\}$, 因此有 $\mathbf{B}_1^H \mathbf{h}_1 = 0$ 。再取算子 $\mathbf{T}_2 = [\mathbf{h}_2 \ \mathbf{B}_2]$, 对数据 $\mathbf{y}_1(k)$ 进行变换, 相当于产生了一个新的维纳滤波器, 该滤波器与典型维纳滤波器具有相同的结构。若按文献[11]求阻塞矩阵, 则在递推过程中各级的互相关矢量和输入数据的行数均递减。假设MSWF的阶数足够大, 则互相关矢量和输入数据的行数可以递减到1, 达到降维处理的目的。若只考虑MSWF的前向递推过程, 使用文献[12]中简单的阻塞矩阵进行计算, 则在递推过程中互相关矢量和输入数据的维数不发生变化。本文考虑使用MSWF的前向递推快速求子空间, 故使用阻塞矩阵 $\mathbf{B}_t = \text{null}\{\mathbf{h}_t\} = \mathbf{I}_m - \mathbf{h}_t \mathbf{h}_t^*$ ($t=1,2,\dots,D$)进行计算。其 $D=2$ (D 为分级次数)时的结构框图如图2所示。

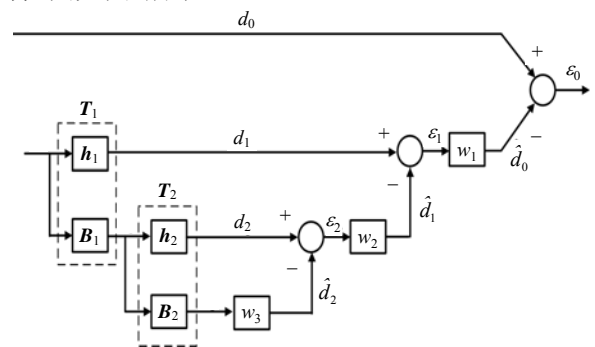


图2 $D=2$ 时的维纳滤波器正交投影分解

由于实际应用中参考信号不可避免地引入噪声, 方向向量就不再和噪声子空间完全正交, 匹配滤波器中渗透了噪声子空间特征矢量, 而信号子空间特征矢量则泄漏到噪声子空间, 因此 p 级的维纳滤波器不足以张成信号的子空间, 故使用信号源数估计值 \hat{p} 代替 p 进行计算。

由于MSWF仅需进行 \hat{p} 次递推分解即可求出信号子空间 \mathbf{U}_s , 避免了求噪声子空间 \mathbf{U}_n 的 $2m$ ($\hat{p} < 2m$) 次递推分解, 降低了计算量, 故本文选择信号子空间进行DOA估计。求信号子空间的具体步骤如下:

1) 初始参考信号 $d_0(k) = \mathbf{e} * \mathbf{y}_0(k)$ 和多级维纳滤波器输入数据 $\mathbf{y}_0(k)$, 其中, $\mathbf{e} = [1 \ 0 \ \dots \ 0]$ 。

2) 求互相关矢量 \mathbf{h}_t , 有:

$$\mathbf{h}_t = E[d_{t-1}^*(k)\mathbf{y}_{t-1}(k)] / \|E[d_{t-1}^*(k)\mathbf{y}_{t-1}(k)]\|_2 \quad (4)$$

$$\mathbf{d}_t(k) = \mathbf{h}_t^H \mathbf{y}_{t-1}(k) \quad (5)$$

$$\mathbf{y}_t(k) = \mathbf{y}_{t-1}(k) - \mathbf{h}_t d_t(k) \quad (6)$$

式中, $t=1,2,\dots,D$, $D=\hat{p}$ 。

3) 求信号子空间 \mathbf{U}_s , 有:

$$\mathbf{U}_s = [\mathbf{h}_1, \mathbf{h}_2, \dots, \mathbf{h}_p] \quad (7)$$

2.2 信号子空间的多项式求根方法

目前常用的子空间多项式求根方法均是先求出噪声子空间, 再利用多项式求根方法进行DOA估计。由于利用MSWF技术求信号子空间, 降低了计算量, 所以本文利用信号子空间求DOA估计值。以下对信号子空间的多项式求根方法进行推导。

谱峰的二维搜索DOA估计公式^[1]为:

$$f(\varphi_i, \phi) = \mathbf{b}^H(\varphi_i, \phi) \mathbf{U}_n \mathbf{U}_n^H \mathbf{b}(\varphi_i, \phi) \quad (8)$$

式(8)的极小值对应的 φ 即为所求DOA估计。由于 \mathbf{U} 是酉矩阵, 所以有:

$$\mathbf{U}_n \mathbf{U}_n^H = \mathbf{I} - \mathbf{U}_s \mathbf{U}_s^H \quad (9)$$

将式(9)代入式(8)得:

$$f(\varphi_i, \phi) = \mathbf{b}^H(\varphi_i, \phi) (\mathbf{I} - \mathbf{U}_s \mathbf{U}_s^H) \mathbf{b}(\varphi_i, \phi) \quad (10)$$

令 $\mathbf{U}_s = \begin{bmatrix} \mathbf{U}_{s1} \\ \mathbf{U}_{s2} \end{bmatrix}$ (\mathbf{U}_{s1} 和 \mathbf{U}_{s2} 维数相等), 则得:

$$f(\varphi_i, \phi) = \mathbf{b}^H(\varphi_i, \phi) \begin{pmatrix} \mathbf{I} - \mathbf{U}_{s1} \mathbf{U}_{s1}^H & -\mathbf{U}_{s1} \mathbf{U}_{s2}^H \\ -\mathbf{U}_{s2} \mathbf{U}_{s1}^H & \mathbf{I} - \mathbf{U}_{s2} \mathbf{U}_{s2}^H \end{pmatrix} \mathbf{b}(\varphi_i, \phi) = \begin{bmatrix} 1 & e^{j\phi} \\ 1 & e^{-j\phi} \end{bmatrix} \mathbf{M} \begin{bmatrix} 1 \\ e^{-j\phi} \end{bmatrix} \quad (11)$$

其中:

$$\mathbf{M} = \begin{pmatrix} \mathbf{a}^H(\varphi_i) (\mathbf{I} - \mathbf{U}_{s1} \mathbf{U}_{s1}^H) \mathbf{a}(\varphi_i) & -\mathbf{a}^H(\varphi_i) \mathbf{U}_{s1} \mathbf{U}_{s2}^H \mathbf{a}^*(\varphi_i) \\ -(\mathbf{a}^H(\varphi_i) \mathbf{U}_{s1} \mathbf{U}_{s2}^H \mathbf{a}^*(\varphi_i))^H & \mathbf{a}^T(\varphi_i) (\mathbf{I} - \mathbf{U}_{s2} \mathbf{U}_{s2}^H) \mathbf{a}^*(\varphi_i) \end{pmatrix}$$

定义 $z_i = e^{-j2\pi d \sin \varphi_i / \lambda}$, 则可以将 $\mathbf{a}(\varphi_i)$ 改写为 $\mathbf{a}(z_i) = [1, z_i, z_i^2, \dots, z_i^{m-1}]^T$ 。此时矩阵 \mathbf{M} 就是 z_i 的一个函数, 可以利用求解 $\det\{\mathbf{M}\}=0$ 得到DOA估计值^[7](需要指出的是, 对于均匀线阵, 导向向量 $\mathbf{a}(\varphi_i)$ 为范德蒙

$$m_1 m_4 = [z_i^{-m+1}, \dots, z_i^{-1}, 1, z_i, \dots, z_i^{m-1}] \mathbf{c}_1 \mathbf{c}_4^T [z_i^{-m+1}, \dots, z_i^{-1}, 1, z_i, \dots, z_i^{m-1}]^T = \sum_{v=1}^{4m-3} c_{5v} z_i^{v-(2m-1)}$$

$$m_2 m_3 = [1, z_i^{-1}, \dots, z_i^{-(2m-2)}] \mathbf{c}_2 \mathbf{c}_3^T [1, z_i, \dots, z_i^{2m-2}]^T = \sum_{v=1}^{4m-3} c_{6v} z_i^{v-(2m-1)}$$

其中:

$$c_{5v} = \sum_{i3=\max[1, v-2m+2]}^{\min[2m-1, v]} [\mathbf{c}_1 \mathbf{c}_4^T]_{i3, v-i3+1}$$

$$c_{6v} = \sum_{i4=\max[1, 2m-v]}^{\min[2m-1, 4m-v-2]} [\mathbf{c}_2 \mathbf{c}_3^T]_{i4, v+i4-(2m-1)}$$

于是有 $\det\{\mathbf{M}\} = \sum_{v=1}^{4m-3} (c_{5v} - c_{6v}) z_i^{v-(2m-1)} = 0$ 。

向量, 只要满足 $d \leq \lambda/2$, 阵列流形 $\mathbf{A}(\varphi, \phi) = [\mathbf{a}(\varphi_1, \phi), \mathbf{a}(\varphi_2, \phi), \dots, \mathbf{a}(\varphi_p, \phi)]$ 就为非模糊的, 扩展阵列流形 $\mathbf{B}(\varphi, \phi) = [\mathbf{b}(\varphi_1, \phi), \mathbf{b}(\varphi_2, \phi), \dots, \mathbf{b}(\varphi_p, \phi)]$ 亦为非模糊的, 根据前文假设 $d = \lambda/2$, 此时矩阵 \mathbf{M} 的秩为零并不存在伪解)。本文则是求出多项式 $m_1 m_4 - m_2 m_3 = 0$ 的根。

其中:

$$\begin{cases} m_1 = \mathbf{a}^T(1/z_i) (\mathbf{I} - \mathbf{U}_{s1} \mathbf{U}_{s1}^H) \mathbf{a}(z_i) \\ m_2 = \mathbf{a}^T(1/z_i) (\mathbf{U}_{s2} \mathbf{U}_{s1}^H) \mathbf{a}(1/z_i) \\ m_3 = \mathbf{a}^T(z_i) \mathbf{U}_{s2} \mathbf{U}_{s1}^H \mathbf{a}(z_i) \\ m_4 = \mathbf{a}^T(z_i) (\mathbf{I} - \mathbf{U}_{s2} \mathbf{U}_{s2}^H) \mathbf{a}(1/z_i) \end{cases} \quad (12)$$

令式(12)中 m_1 、 m_2 、 m_3 、 m_4 系数分别为 $\mathbf{c}_1 = [c_{11}, c_{12}, \dots, c_{1(2m-1)}]$ 、 $\mathbf{c}_2 = [c_{21}, c_{22}, \dots, c_{2(2m-1)}]^T$ 、 $\mathbf{c}_3 = [c_{31}, c_{32}, \dots, c_{3(2m-1)}]^T$ 、 $\mathbf{c}_4 = [c_{41}, c_{42}, \dots, c_{4(2m-1)}]^T$, 得:

$$m_1 = [z_i^{-m+1}, \dots, z_i^{-1}, 1, z_i, \dots, z_i^{m-1}] \mathbf{c}_1 = \sum_{u=1}^{2m-1} c_{1u} z_i^{u-m}$$

$$m_2 = [1, z_i^{-1}, \dots, z_i^{-(2m-2)}] \mathbf{c}_2 = \sum_{u=1}^{2m-1} c_{2u} z_i^{-u+1}$$

$$m_3 = [1, z_i, \dots, z_i^{2m-2}] \mathbf{c}_3 = \sum_{u=1}^{2m-1} c_{3u} z_i^{u-1}$$

$$m_4 = [z_i^{-m+1}, \dots, z_i^{-1}, 1, z_i, \dots, z_i^{m-1}] \mathbf{c}_4 = \sum_{u=1}^{2m-1} c_{4u} z_i^{u-m}$$

其中:

$$c_{1u} = \sum_{i1=\max[1, m-u+1]}^{\min[m, 2m-u]} [(\mathbf{I} - \mathbf{U}_{s1} \mathbf{U}_{s1}^H)]_{i1, u+i1-m}$$

$$c_{2u} = \sum_{i2=\max[1, u-m+1]}^{\min[m, u]} [\mathbf{U}_{s1} \mathbf{U}_{s2}^H]_{i2, u-i2+1}$$

$$c_{3u} = c_{2u}^*$$

$$c_{4u} = [c_{1(2m-1)}, \dots, c_{12}, c_{11}]^T$$

令 $m_1 m_4$ 、 $m_2 m_3$ 系数分别为 $\mathbf{c}_5 = [c_{51}, c_{52}, \dots, c_{5(4m-3)}]^T$ 、 $\mathbf{c}_6 = [c_{61}, c_{62}, \dots, c_{6(4m-3)}]^T$, 由此可得:

$$m_1 m_4 = [z_i^{-m+1}, \dots, z_i^{-1}, 1, z_i, \dots, z_i^{m-1}] \mathbf{c}_1 \mathbf{c}_4^T [z_i^{-m+1}, \dots, z_i^{-1}, 1, z_i, \dots, z_i^{m-1}]^T = \sum_{v=1}^{4m-3} c_{5v} z_i^{v-(2m-1)}$$

$$m_2 m_3 = [1, z_i^{-1}, \dots, z_i^{-(2m-2)}] \mathbf{c}_2 \mathbf{c}_3^T [1, z_i, \dots, z_i^{2m-2}]^T = \sum_{v=1}^{4m-3} c_{6v} z_i^{v-(2m-1)}$$

由于 $[\mathbf{I}_m - \mathbf{U}_{s1} \mathbf{U}_{s1}^H]$ 、 $[\mathbf{I}_m - \mathbf{U}_{s2} \mathbf{U}_{s2}^H]$ 、 $[\mathbf{c}_2 \mathbf{c}_3^T]$ 均为 Hermitian 矩阵, 所以有 $c_{1u} = c_{1(2m-u)}^*$, $c_{4u} = c_{4(2m-u)}^*$, $c_{6v} = c_{6(4m-2-v)}^*$ 。又因为 $[\mathbf{c}_1 \mathbf{c}_4^T]$ 是对称矩阵, 所以也有 $c_{5v} = c_{5(4m-2-v)}^*$ 。即多项式 $\det\{\mathbf{M}\}$ 的系数具有对称特性, 且多项式的根以倒数共轭对出现, 这两个根如不都在单位圆上, 则一个根在单位圆里, 另一个根

在单位圆外。选取求出的位于单位圆内的最接近单位圆的 p 个根,由 $\varphi_i = -\arcsin \frac{\lambda \operatorname{arg} z_i}{2\pi d}$ ($i=1,2,\dots,p$)得到信号入射角度。

3 计算复杂度分析

MUSIC类算法的计算可分为3步:1) 构造协方差矩阵;2) 对协方差矩阵进行特征分解求子空间;3) 空间谱搜索求DOA估计值。下面分别对本文提出算法和NC-root-MUSIC算法、NC-UESPRIT算法、EPM算法各步骤总和的计算复杂度进行分析,如表1

表1 计算复杂度比较表

	本文算法	NC-root-MUSIC	NC-UESPRIT	EPM
构造协方差矩阵		$O(4m^2l)$	$O(4m^2l)$	$2m^2l$
求子空间	$O(2\hat{p}ml)$	$O(8m^3)$	$O(8m^3)$	$O(2m(2m-p)^2)$
空间谱搜索求DOA值			$O(2p^2(2m-p)+O(p^3))$	$O((12m^2-6mp+3m+l)N)$
总的计算复杂度	$O(2\hat{p}ml)$	$O(4m^2l)+O(8m^3)$	$O(4m^2l)+O(8m^3)+O(2p^2(2m-p)+O(p^3))$	$2m^2l+O(2m(2m-p)^2)+O((12m^2-6mp+3m+l)N)$

EPM算法利用传播算子构造出噪声子空间,计算量较小,但仍需进行谱峰搜索,总体计算量仍较大。

本文算法利用MSWF的正交分解特性求解子空间,避免了协方差矩阵的生成及其特征分解;利用 \hat{p} 次正交分解仅生成信号子空间再用正交关系求得噪声子空间,避免用 $2m$ 次分解求噪声子空间;使用多项式求根方法估计信号DOA,避免进行谱峰搜索。算法总的计算复杂度仅为 $O(2\hat{p}ml)$,有效地降低了非圆信号DOA估计算法的计算量。

综上所述,本文算法大大低于其余3种非圆信号快速算法。从表1中易知,尤其是当阵元数较大时,本文算法的计算复杂度比其余3种算法小得多。假设 $\hat{p}=p=2$, $l=200$, $N=180$,若 $m=6$ 时,本文的算法、NC-root-MUSIC算法、NC-UESPRIT算法以及EPM算法的计算复杂度分别约为 $O(4\ 800)$ 、 $O(28\ 800)$ 、 $O(28\ 888)$ 、 $O(119\ 640)$ 次复数乘法;若 $m=20$ 时,则上述算法的计算复杂度分别约为 $O(16\ 000)$ 、 $O(384\ 000)$ 、 $O(384\ 312)$ 、 $O(1\ 171\ 760)$ 次复数乘法,本文算法的计算复杂度远远小于其余3种非圆信号快速算法的计算复杂度。

4 仿真实验

假设两个BPSK信号从 -5° 和 5° 入射到均匀线阵,其非圆相位分别为 10° 和 20° ,仿真曲线为500次独立仿真的统计。仿真比较本文算法(NC-MSWF-root-MUSIC)与NC-root-MUSIC、NC-UESPRIT、EPM

所示,其中 N 为求DOA估计值的谱峰搜索格点数。表中,NC-root-MUSIC算法避开了求DOA估计值的谱峰搜索过程,使用噪声子空间的求根算法快速求出DOA估计值(此处忽略了求根过程的计算量极小^[7]);NC-UESPRIT算法将空间谱搜索过程转换为对以信号数为维数的矩阵进行特征分解的过程,大大降低了谱搜索过程的计算量。以上两种算法与NC-MUSIC算法比较,仅减小了谱峰搜索过程的计算量,但还需要运算计算量较大的协方差矩阵的生成及其特征分解过程。

快速算法在不同条件下的均方根误差(root mean square error, RMSE)变化。信号 i 入射角度的RMSE定义

$$\text{RMSE} = \sqrt{\frac{1}{500} \sum_{q=1}^{500} [\hat{\varphi}_i(q) - \varphi_i(q)]^2}$$

为便于比较,这里固定地取 $\hat{p}=4$ 。

均方根误差与信噪比的关系如图3所示,其中阵元数为6,快拍数为200。均方根误差与快拍数的关系如图4所示,其中信噪比为5 dB,阵元数为6。均方根误差与阵元数的关系如图5所示,其中信噪比为5 dB,快拍数为200。

由仿真可以看出,图3~图5中分别随着信噪比、快拍数、阵元数的增加, RMSE性能均非常接近且曲线均呈逐步下降趋势,性能最好的算法是NC-root-MUSIC算法,本文算法略次之,但是本文算法的计算量得到了较大的降低。由此可以看出,本文提出的算法具有良好DOA估计性能。

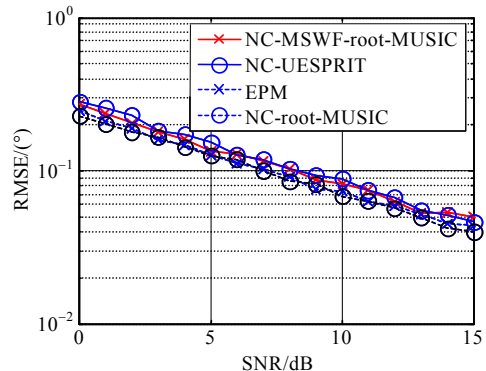


图3 均方根误差与信噪比关系

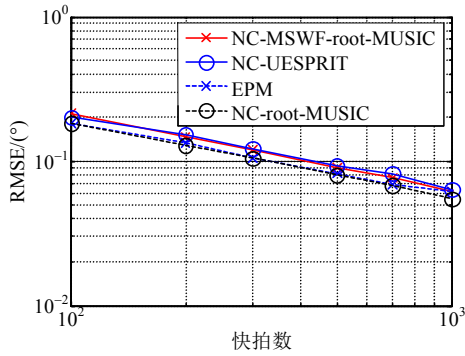


图4 均方根误差与快拍数关系

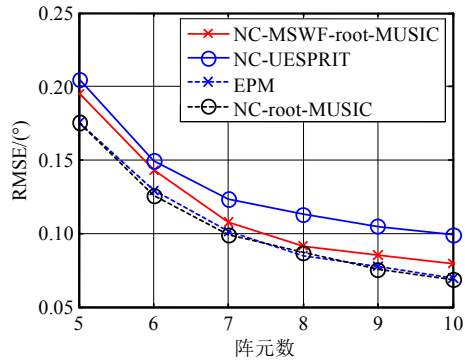


图5 均方根误差与阵元数关系

5 结 论

本文提出的非圆信号多级维纳滤波求根MUSIC测向算法基于均匀线阵, 利用多级维纳滤波的正交分解特性求出信号子空间, 用多项式求根估计得到信号的入射方向。仿真结果和计算复杂度分析表明, 新算法性能与NC-root-MUSIC、NC-UESPRIT、EPM非圆信号快速算法性能相仿, 但是计算量远小于已有算法, 尤其是在大阵元数情况下算法更具实时性。

参 考 文 献

[1] GOUNON P, ADNET C, GALY J. Localization angulaire de signaux non circulaires[J]. Traitement du Signal, 1998, 15(1): 17-23.
 [2] DELMAS J P, MEURISSE Y. On the second-order statistics of the EVD of sample covariance matrices - Application to the detection of noncircular or/and nonGaussian components [J]. IEEE Trans on Signal Processing, 2011, 59(9): 4017-4023.

[3] XU Y, LIU Z. Adaptive beamforming for noncircular signals[J]. Advanced Material Research, 2012, 429(1): 318-323.
 [4] 倪淑燕, 程乃平, 倪正中. 共轭虚拟阵列波束形成方法[J]. 电子学报, 2011, 39(9): 2120-2124.
 NI Shu-yan, CHENG Nai-ping, NI Zheng-zhong. Conjugate virtual array beamforming method[J]. Acta Electronica Sinica, 2011, 39(9): 2120-2124.
 [5] HASSEN S B, BELLILI F, SAMET A, et al. DOA estimation of temporally and spatially correlated narrowband noncircular sources in spatially correlated white noise[J]. IEEE Trans on Signal Processing, 2011, 59(9): 4108-4121.
 [6] LIU Z M, HUANG Z T, ZHOU Y Y, et al. Direction-of-arrival estimation of non-circular signals via sparse representation[J]. IEEE Trans on Aerospace and Electronic Systems, 2012, 48(3): 2690-2698.
 [7] CHARGE P, WANG Y, SAILLARD J. A noncircular sources direction finding method using polynomial rooting[J]. Signal Processing, 2001, 81(8): 1765-1770.
 [8] HAARDT M, ROMER F. Enhancements of unitary ESPRIT for non-circular sources[C]// IEEE Proc INT Conf Acoustics, Speech, Signal Processing(ICASSP). Montreal Quebec, Canada: IEEE, 2004: 101-104.
 [9] 刘剑, 宋爱民, 黄国策. 基于传播算子的非圆信号实值测向方法[J]. 系统工程与电子技术, 2010, 32(6): 1136-1139.
 LIU Jian, SONG Ai-ming, HUANG Guo-ce. Real-valued propagator method for DOA estimation of noncircular signals[J]. Systems Engineering and Electronics, 2010, 32(6): 1136-1139.
 [10] 张娟, 张林让, 徐青, 等. 基于多级维纳滤波的MIMO雷达自适应脉冲压缩方法[J]. 电子与信息学报, 2010, 32(5): 1045-1049.
 ZHANG Juan, ZHANG Lin-rang, XU Qing, et al. Adaptive pulse compression of MIMO radar based on MSWF[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2010, 32(5): 1045-1049.
 [11] GOLDSTEIN J S, REED I S. A new method of wiener filtering and its application to interference mitigation for communications[C]// Proceedings of the 1997 MILCOM. Washington D C, USA: IEEE, 1997: 1087-1091.
 [12] 于红旗, 刘剑, 黄知涛, 等. 基于多级维纳滤波的MUSIC方法[J]. 信号处理, 2007, 23(6): 937-940.
 YU Hong-qi, LIU Jian, HUANG Zhi-tao, et al. A MUSIC algorithm based on multi-stage wiener filter[J]. Signal Processing, 2007, 23(6): 937-940.

编辑 张俊