

基于非圆信号的实值 ESPRIT 算法

郑春弟^① 冯大政^② 周 祎^② 雷 革^①

^①(海军兵种指挥学院舰艇装备教研室 广州 510430)

^②(西安电子科技大学雷达信号处理国家重点实验室 西安 710071)

摘要: 在信号源为非圆信号的情况下, 该文提出了一种实值 ESPRIT 波达方向(DOA)估计方法。根据非圆信号为实值信号的特点, 利用欧拉公式将接收数据转化为正弦和余弦数据, 并将其加以拼接, 从而虚拟地将阵元个数加倍, 然后在此基础上构造一个旋转不变结构来估计波达方向, 新算法可以处理的信号个数是传统 ESPRIT 算法的两倍。由于在实值基础上进行特征值分解, 所以该文提出的算法可以有效地将运算量减少到相同维数复值运算量的 1/4。仿真实验表明新算法不仅估计精度高而且能够处理的信号个数可大于阵元个数。

关键词: 阵列信号处理; DOA 估计; ESPRIT

中图分类号: TN911.7

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2008)01-0130-04

A Real-Value Algorithm of ESPRIT via Exploitation of Non-circular Sources Property

Zheng Chun-di^① Feng Da-zheng^② Zhou Yi^② Lei Ge^①

^①(Staffroom of Equipment, Naval Arms of Services Command Academy, Guangzhou 510430, China)

^②(National key Lab. of Radar Signal Processing, Xidian University, Xi'an 710071, China)

Abstract: A new ESPRIT-like method is presented to estimate the Direction-Of-Arrival (DOA) of non-circular sources. The basic idea of the real-value algorithm is to use the non-circular sources property of the received signals to get the sine and cosine data. Because the new data are the real-valued sine and cosine data respectively, the proposed algorithm can double the length of data by concatenating the sine and cosine data in tandem, as a result it can improve the performance of the DOA estimation and can resolve two times the number of directions when compared to those conventional ESPRIT-like estimators. More importantly, the computational complexity is reduced in the eigennalysis stage, because it exploits the eigencomposition of a real-valued covariance matrix. The simulation results show that the proposed method is superior in resolving noncoherent signal.

Key words: Array signal processing; Direction-Of-Arrival(DOA)estimation; ESPRIT

1 引言

近几年来, 如何利用非圆信号(non-circular signals)特征来提高空间谱估计算法性能已经成为信号处理理论界的一个研究热点^[1-6]。所谓非圆信号是指在星座图中振幅只有同相分量而正交分量为零的信号^[7,8], 即现代通信系统和卫星系统中常见的 BPSK, ASK, AM 和 PAM 等调制的信号^[1-6]。当信号源发射出非圆信号时, 通过利用非圆信号椭圆协方差矩阵 $E[xx]$ (或伪协方差矩阵) 不为零的特征, 可以有效地将接收数据矩阵维数加倍, 这等效于将阵元个数加倍, 从而提高参数估计性能并且能估计多于阵元个数的信号。

最早利用信号非圆特征来提高阵列信号处理性能的是 Galy, 1998 年他在其博士论文中系统研究了非圆信号的特征, 并提出了 non-circular MUSIC 算法, 开创了非圆信号在空间谱估计中应用的先河^[1]。2001 年 Chargé, Wang 和

Saillard 提出用求根方法获得 DOA 的 non-circular root MUSIC 算法, 这种算法用多项式求根来代替 non-circular MUSIC 所必须的谱峰搜索, 大大减少了算法的运算量^[2,3]。在 2003 年的欧洲无线技术会议上(ECWT 2003), Zoubir, Chargé 和 Wang 提出了 non-circular ESPRIT 算法^[5]。在同年的 IEEE 信号处理年会上, Delmas 提出了 non-circular AMV (Asymptotically Minimum Variance)算法^[6]。这些算法可以虚拟地将阵元个数加倍, 因而具有良好的分辨性能与估计精度。但是由于数据维数加倍, 所以运算量也将随之增加。譬如与传统的子空间类算法相比, 在利用特征值分解估计信号和噪声子空间时, 所需运算量将从 $O(M^3)$ 增加到 $O(8M^3)$, 并且这些算法均是在复数基础上进行运算的。

本文提出的实值 ESPRIT 方法根据非圆信号的特点将接收数据转化为实值的正弦或余弦数据, 然后再将这两种数据串联起来, 以扩展数据维数从而使得算法可以处理多于阵元个数的信号, 同时又减少了算法的运算量。然后通过构造出两个 Toeplitz 型选择矩阵得到旋转不变结构, 进而估计出

DOA。

2 数据模型

考虑一个有 M 个全向阵元的等距线阵, 阵元之间间隔为 d ($d \leq \lambda/2, \lambda$ 表示波长), 假设有 p 个中心频率为 f_0 的窄带信号从远场以不同的方向 $\theta_k (k=1, \dots, p)$ 入射天线。则对非圆信号而言阵列接收数据可以表示为

$$\mathbf{Y}(t) = \mathbf{A}\mathbf{s}(t) + \mathbf{n}(t) = \mathbf{A}\Psi\mathbf{s}_0(t) + \mathbf{n}(t) \quad (1)$$

其中 $\mathbf{A} = [a(\theta_1), a(\theta_2), \dots, a(\theta_p)]$, $a(\theta_k) = [1, e^{j\omega_0\tau(\theta_k)}, \dots, e^{j(M-1)\omega_0\tau(\theta_k)}]^T$, $\mathbf{s}(t) = [s_1(t), \dots, s_p(t)]^T$, $\mathbf{n}(t) = [n_1(t), n_2(t), \dots, n_M(t)]^T$, $\mathbf{Y} = [y_1(t), \dots, y_M(t)]^T$, $\mathbf{s}_0(t) \in \mathbb{R}^{p \times 1}$ 表示接收到的非圆信号, $\omega_0 = 2\pi f_0$, $\tau(\theta_k) = d \sin \theta_k / c$, c 表示电磁波速度, $\Psi = \text{diag}\{e^{j\varphi_k}\}_{k=1}^p$ 是与每个信号有关的信道附加相位组成的对角阵, $\mathbf{n}(t)$ 是均值为零, 方差为 σ^2 的复高斯白噪声, \mathbb{R} 表示实数集, 文中 $(\cdot)^T$, $(\cdot)^*$ 分别表示转置与共轭。

文献[1-6]是直接使用非圆信号椭圆协方差矩阵不为零的特点来增加数据维数, 其实也可以根据非圆信号为实值信号的特点来构造正弦和余弦数据, 然后将它们串联起来以增加数据维数, 这是与前人的基于非圆信号空间谱估计算法不同的一条途径。本文提出的实值 ESPRIT 就是通过这条途径来改善算法性能的。

3 Euler 数据变换

Unitary 变换是一种将复接收数据转化为实数的重要方法, 传统实值 MUSIC 算法^[9], 实值求根 MUSIC 算法^[10]和实值 ESPRIT 算法^[11]都是在此基础上提出的。本文试图利用信号源的特点, 结合欧拉(Euler)公式, 提出一种新的将复接收数据转换为实数的方法, 并在此基础上改善 ESPRIT 算法的估计性能。

对于非圆信号有: $s_k(t) = s_k^*(t)$, 即信号为实数, 其虚部为零, 为了使用这种特点, 定义:

$$\mathbf{Y}_c(t) = [\mathbf{Y}(t) + \mathbf{Y}^*(t)]/2 \quad (2)$$

根据欧拉公式, 考虑信道附加相位 $e^{j\varphi_k}$ 的影响, 式(2)的第 i 个阵元上的接收数据可以表示为

$$\begin{aligned} [y_c(t)]_i &= \frac{1}{2} \left\{ \sum_{k=1}^p \exp[j\omega_0(i-1)\tau(\theta_k) + \varphi_k] s_k(t) \right. \\ &\quad \left. + \sum_{k=1}^p \exp[-j\omega_0(i-1)\tau(\theta_k) + \varphi_k] s_k(t) + n_i(t) + n_i^*(t) \right\} \\ &= \frac{1}{2} \sum_{k=1}^p \left\{ \exp[j\omega_0(i-1)\tau(\theta_k) + \varphi_k] \right. \\ &\quad \left. + \exp[-j\omega_0(i-1)\tau(\theta_k) + \varphi_k] \right\} s_k(t) + \text{real}(n_i(t)) \\ &= \sum_{k=1}^p \left\{ \cos[\omega_0(i-1)\tau(\theta_k) + \varphi_k] s_k(t) + \text{real}(n_i(t)) \right\} \quad (3) \end{aligned}$$

即式(2)可以改写为

$$\mathbf{Y}_c(t) = \mathbf{A}_c(\theta)\mathbf{s}_0(t) + \mathbf{n}_c(t) \quad (4)$$

$$\mathbf{A}_c =$$

$$\begin{bmatrix} \cos \varphi_1 & \cdots & \cos \varphi_p \\ \cos[\omega_0\tau(\theta_1) + \varphi_1] & \cdots & \cos[\omega_0\tau(\theta_p) + \varphi_p] \\ \cos[2\omega_0\tau(\theta_1) + \varphi_1] & \cdots & \cos[2\omega_0\tau(\theta_p) + \varphi_p] \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \cos[(M-1)\omega_0\tau(\theta_1) + \varphi_1] & \cdots & \cos[(M-1)\omega_0\tau(\theta_p) + \varphi_p] \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^{M \times p} \quad (5)$$

其中 $\mathbf{n}_c = \text{real}(\mathbf{n})$, $\text{real}(\cdot)$ 表示实部。

为进一步使用信号源为实数的特点, 定义

$$\mathbf{Y}_s(t) = [\mathbf{Y}(t) - \mathbf{Y}^*(t)]/2j \quad (6)$$

同理可得

$$[y_s(t)]_i = \sum_{k=1}^p \sin[\omega_0(i-1)\tau(\theta_k) + \varphi_k] s_k(t) + \text{Im}[n_i(t)] \quad (7)$$

即式(6)可以写为

$$\mathbf{Y}_s(t) = \mathbf{A}_s(\theta)\mathbf{s}_0(t) + \mathbf{n}_s(t) \quad (8)$$

$$\mathbf{A}_s =$$

$$\begin{bmatrix} \sin \varphi_1 & \cdots & \sin \varphi_p \\ \sin[\omega_0\tau(\theta_1) + \varphi_1] & \cdots & \sin[\omega_0\tau(\theta_p) + \varphi_p] \\ \sin[2\omega_0\tau(\theta_1) + \varphi_1] & \cdots & \sin[2\omega_0\tau(\theta_p) + \varphi_p] \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \sin[(M-1)\omega_0\tau(\theta_1) + \varphi_1] & \cdots & \sin[(M-1)\omega_0\tau(\theta_p) + \varphi_p] \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^{M \times p} \quad (9)$$

其中 $\mathbf{n}_s = \text{Im}(\mathbf{n})$, $\text{Im}(\cdot)$ 表示虚部。

令

$$\begin{aligned} \mathbf{Y}_r(t) &= \begin{bmatrix} \mathbf{Y}_c(t) \\ \mathbf{Y}_s(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_c \\ \mathbf{A}_s \end{bmatrix} \mathbf{s}_0(t) + \begin{bmatrix} \mathbf{n}_c(t) \\ \mathbf{n}_s(t) \end{bmatrix} \\ &= \mathbf{A}_r \mathbf{s}_0(t) + \mathbf{n}_r(t) \quad (10) \end{aligned}$$

其中 $\mathbf{A}_r \in \mathbb{R}^{2M \times p}$, $\mathbf{A}_c \in \mathbb{R}^{M \times p}$, $\mathbf{A}_s \in \mathbb{R}^{M \times p}$, $\mathbf{n}_r \in \mathbb{R}^{2M \times 1}$, $\mathbf{n}_c \in \mathbb{R}^{M \times 1}$, $\mathbf{n}_s \in \mathbb{R}^{M \times 1}$ 。

注意: (1)重新构造的接收数据 $\mathbf{Y}_r(t)$ 是由 $\mathbf{Y}_c(t)$ 和 $\mathbf{Y}_s(t)$ 串联而成的, 其维数为 $2M \times 1$, 这相当于加倍了可利用的阵元个数。由于 \mathbf{A}_r 相当于 $\mathbf{A}\Psi$ 去除虚数因子 j 后的实部与虚部直接串联而成, 因此容易证明 \mathbf{A}_r 对于 $2M-1 > p$ 其列满秩。此时的数据已经转化为实值矩阵, 所以下面的计算均是在实数的基础上进行的。(2)在实际应用中, 可以直接求取接收数据的虚部和实部, 并将其串联起来以获得 $\mathbf{Y}_r(t)$ 。

4 Euler ESPRIT 算法

计算式(10)的相关矩阵可得

$$\mathbf{R} = \mathbf{E}[\mathbf{Y}_r(t)\mathbf{Y}_r^T(t)] = \mathbf{A}_r \mathbf{R}_s \mathbf{A}_r^T + \sigma^2 \mathbf{I}_M \in \mathbb{R}^{2M \times 2M} \quad (11)$$

$$\mathbf{R}_s = \mathbf{E}[\mathbf{s}_0(t)\mathbf{s}_0^T(t)] \in \mathbb{R}^{p \times p} \quad (12)$$

对式(11)进行特征值分解可得

$$\mathbf{R} = \mathbf{U}\Sigma\mathbf{U}^H = \mathbf{U}_s \Sigma_s \mathbf{U}_s^T + \sigma^2 \mathbf{U}_n \mathbf{U}_n^T \in \mathbb{R}^{2M \times 2M} \quad (13)$$

其中 \mathbf{U}_s 表示信号对应的特征向量, 其张成信号子空间, \mathbf{U}_n

表示噪声对应的特征向量, 其张成噪声子空间。根据推导易得 $\mathbf{U}_s = \mathbf{A}_r \mathbf{T}$, 式中 \mathbf{T} 是一个非奇异矩阵, $\mathbf{T} = \mathbf{R}_s \mathbf{A}_r^T \mathbf{U}_s \cdot (\boldsymbol{\Sigma}_s - \sigma^2 \mathbf{I}_M)^{-1}$ 。

定义两个 $(M-1) \times M$ Toeplitz 型矩阵:

$$\mathbf{T}_1 = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & 0 & 0 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (14)$$

$$\mathbf{T}_2 = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 1 & -1 & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & 0 & 0 & 1 & -1 \end{bmatrix} \quad (15)$$

定义两个 $(2M-2) \times 2M$ Toeplitz 型选择矩阵:

$$\mathbf{J}_1 = \begin{bmatrix} \mathbf{T}_1 & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{T}_1 \end{bmatrix} \quad (16)$$

$$\mathbf{J}_2 = \begin{bmatrix} \mathbf{0} & -\mathbf{T}_2 \\ \mathbf{T}_2 & \mathbf{0} \end{bmatrix} \quad (17)$$

其中 $\mathbf{0}$ 为一 $(M-1) \times M$ 的零矩阵。

从而容易得知

$$\mathbf{J}_2 \mathbf{A}_r = \mathbf{J}_1 \mathbf{A}_r \mathbf{D} \quad (18)$$

此处 $\mathbf{D} = \text{diag}(\tan \omega_1, \dots, \tan \omega_p)$ 为旋转算符, 其中 $\tan \omega_k = \frac{\omega_0 \tau(\theta_k)}{2}$, 它是一个关于 θ_k 的函数。

进一步可得

$$\omega_0 \tau(\theta_k) = 2 \arctan \omega_k \quad (19)$$

根据 $\mathbf{U}_s = \mathbf{A}_r \mathbf{T}$ 可得

$$\mathbf{J}_2 \mathbf{U}_s = \mathbf{J}_1 \mathbf{U}_s \boldsymbol{\Phi} \quad (20)$$

其中 $\boldsymbol{\Phi} = \mathbf{T}^{-1} \mathbf{D} \mathbf{T}$ 。

从上面的叙述中, 可以得到一个与 ESPRIT 类似的算法。首先对相关矩阵 \mathbf{R} 做特征值分解得到信号子空间的估计值 $\hat{\mathbf{U}}_s$, 然后利用式(20)得到 $\hat{\boldsymbol{\Phi}}$, 接下来对 $\hat{\boldsymbol{\Phi}}$ 进行特征值分解求得 $\hat{\mathbf{D}}$, 最后根据 $\hat{\mathbf{D}}$ 可以估计出来波方向 $\{\theta_k\}$ 。

$$\hat{\theta}_k = \arcsin \left[\frac{\lambda \times \arctan \omega_k}{\pi d} \right] \quad (21)$$

本文提出的 Euler 数据转化方法通过使用欧拉公式将复观测数据转化为实值数据, 运算量能降低到复矩阵运算量的 $1/4$ [10]。由于 Euler ESPRIT 算法和 Non-circular ESPRIT 算法重新构造的接收数据维数均为 $2M \times N$ (N 代表快拍数), 但 Non-circular ESPRIT 算法需要复值运算, 因此 Euler ESPRIT 算法的运算量接近于 Non-circular ESPRIT 算法运算量的 $1/4$ 倍。

5 仿真结果与性能分析

为了验证本文提出的实值 Euler ESPRIT 有效性, 将标准 ESPRIT [12], Unitary ESPRIT [7], Non-circular ESPRIT [5] 算法的性能与之对比。实验中天线阵元之间的间隔 $d = \lambda/2$,

测量噪声为复高斯白噪声。下面给出不同假设前提下作 1000 次独立仿真实验的统计结果。

图 1 和图 2 中采用 4 个不同方向的不相干等幅 BPSK 信号 ($\theta_1 = 10^\circ, \theta_2 = 20^\circ, \theta_3 = 30^\circ, \theta_4 = 40^\circ$), 天线阵元个数 $M = 10$ 。图 1 为快拍数固定在 $N = 100$, 信噪比变化情况下的均方根误差曲线; 图 2 为信噪比固定在 $\text{SNR} = 5\text{dB}$, 快拍数变化情况下的均方根误差曲线。图 1 和图 2 说明, 使用非圆信号特点之后, 算法的估计精度得到显著改善。在低信噪比与小样本情况下, 实值的 Euler ESPRIT 算法的性能略低于 Non-circular ESPRIT, 随着信噪比与样本数的增加, 两者有着相同的渐进性能。

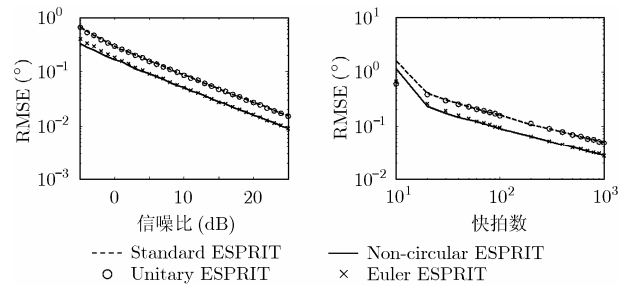


图 1 信噪比变化时的性能曲线 图 2 快拍数变化时的性能曲线

图 3 为 4 种算法的分辨性能曲线, 实验中 $\text{SNR} = 5\text{dB}$, $N = 100$, 采用两个不相干等幅来波 $\{\theta_1 = 10^\circ, \theta_2 = 10^\circ + \Delta\theta, \Delta\theta = 1^\circ, \dots, 10^\circ\}$, 其它条件与图 1, 图 2 相同。当两个目标角度间隔非常小时, 标准 ESPRIT 和 Unitary ESPRIT 算法不能分辨出两个目标, 但 Euler ESPRIT 和 Non-circular ESPRIT 算法此时仍然能分辨两个目标, 即算法的角度分辨性能得到改善。

图 4 为信号个数变化时的性能曲线, 图中阵元个数 $M = 6$, $\text{SNR} = 10\text{dB}$, $N = 50$, 信号个数 p 变化, $\theta_1 = -50^\circ$, $\Delta\theta = 10^\circ$, $\theta_l = \theta_1 + l\Delta\theta$ ($l = 1, \dots, p-1$)。标准 ESPRIT 和 Unitary ESPRIT 算法最多可以处理 $M-1$ 个不相干信号, 当信号个数大于 $M-1$ 时, 由于自由度不够, 算法的性能急剧恶化甚至完全失效。而 Euler ESPRIT 和 Non-circular ESPRIT 算法最多可以处理 $2(M-1)$, 且估计精度优于标准 ESPRIT, 这是基于非圆信号的 DOA 估计算法与传统算法相比的最大区别之处。

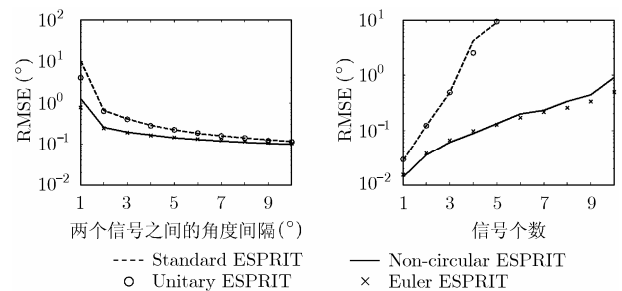


图 3 分辨性能曲线 图 4 信号个数变化时的性能曲线

图 1—图 4 说明 Euler ESPRIT 和 Non-circular ESPRIT 算法的有着相同的渐进性能,且它们的分辨能力、处理信号个数的能力相当,但是前者的运算量却是后者的四分之一。文献 [13] 指出增加阵列长度可以改善算法性能, Euler ESPRIT 和 non-circular ESPRIT 算法性能优于标准 ESPRIT 和 unitary ESPRIT 的原因在于:使用信号源特点后,可以虚拟地将阵元个数加倍。本文提出的 Euler ESPRIT 算法通过利用信号源的特点构造出正弦和余弦数据,将复数运算转化为实值矩阵运算,使得运算量大为简化,并且将这两个数据进行拼接,等效于增加了阵元个数,这是提出算法性能改善的根本原因。

6 结束语

本文提出了一种实值 ESPRIT 算法—— Euler ESPRIT 算法,由于非圆信号为实信号,所以可以直接通过欧拉公式将接收数据转化为正弦和余弦数据,然后利用新数据互不相等的特点,将其串联起来以增加数据的维数,这等效于将可利用的阵元个数加倍,这也是利用非圆信号特征的另一条途径。根据新数据的特点,构造出两个选择矩阵,从而利用旋转不变结构估计 DOA。本文提出算法具有运算量少、精度高、可处理信号个数多等优点。

参 考 文 献

- [1] Galy J. Antenne adaptative: du second ordre aux orders supérieurs, applications aux signaux de telecommunications. [Ph.D. Thesis], University Paul Sabatier Toulouse, France, Avril 1998.
- [2] Chargé P, Wang Y, and Saillard J. A root-MUSIC for non circular sources. in Proc. IEEE ICASSP 2001, Salt Lake City UT, May 2001, (5): 2985–2988.
- [3] Chargé P, Wang Y, and Saillard J. A non-circular sources direction finding method using polynomial rooting. *Signal Processing*, 2001, 81(8): 1765–1770.
- [4] Chargé P, Wang Y, and Saillard J. A direction finding method under sensor gain and phase uncertainties. in Proc. IEEE ICASSP 2000, Istanbul Turkey, 5–9 June 2000, (5): 3045–3048.
- [5] Zoubir A, Chargé P, and Wang Y. Non-circular sources localization with ESPRIT. in Proc. European Conference on Wireless Technology 2003, Munich Germany, Oct. 2003: 1–4.
- [6] Delmas J-P. Asymptotically optimal of DOA for non-circular sources from second order moments. in Proc. IEEE ICASSP2003, Hong Kong, April 2003, (5): 185–188.
- [7] Ciblat P and Vandendorpe L. Blind carrier frequency offset estimation for noncircular constellation based transmissions. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 2003, 51(5): 1378–1389.
- [8] Roman T, Visuri S, and Koivunen V. Performance bound for blind CFO estimation in OFDM with real-valued constellations. Vehicular Technology Conference, 2004, VTC2004-Fall. 2004 IEEE 60th, Los Angeles California USA, 2004, (6): 3866–3870.
- [9] Huarng K C and Yeh C C. A unitary transformation method for angle of arrival estimation. *IEEE Trans. on Acoust., Speech, Signal Processing*, 1991, 39(4): 975–977.
- [10] Pesavento M, Gershman A B and Haardt M. Unitary root-MUSIC with a real-valued eigendecomposition: A theoretical and experimental performance study. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 2000, 48(5): 1306–1314.
- [11] Haardt M and Nossek J A. Unitary ESPRIT: How to obtain increased estimation accuracy with a reduced computational burden. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 1995, 43(5): 1232–1242.
- [12] Roy R and Kailath T. ESPRIT—Estimation of signal parameters via rotational invariance techniques. *IEEE Trans. on Acoust., Speech, Signal Processing*, 1989, 37(7): 984–995.
- [13] Tayem N and Kwon H M. Conjugate ESPRIT(C-SPRIT). *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, 2004, 52(10): 2618–2624.

郑春弟: 男, 1979 年生, 讲师, 硕士, 研究方向为阵列信号处理及其在雷达、通信中的应用。

冯大政: 男, 1959 年生, 教授、博士生导师, IEEE 会员, 中国电子学会高级会员, 主要研究方向为信号盲分离及信道均衡、雷达成像、非平稳信号处理、自适应信号处理以及智能信号处理。

周 祎: 男, 1980 年生, 博士, 感兴趣方向为阵列信号处理及其在雷达、通信中的应用。