

基于联合对角化的近场源参数估计

周 祎 冯大政 刘建强

(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 该文提出了一种基于联合对角化的近场源信号到达方向和距离的联合估计算法。首先利用二阶统计量构造白化矩阵,再基于阵列接收数据的高阶累积量矩阵的对角结构信息利用联合对角化方法估计近场信号的阵列方向矩阵,从而由阵列导向矢量联合估计信号源的到达方向和距离。与高阶 ESPRIT 方法相比,该方法能够提高阵元利用效率,同时不需要参数配对算法。计算机仿真实验证实了所给算法的有效性。

关键词 阵列信号处理, DOA 估计, 距离估计, 四阶累积量, 联合对角化

中图分类号: TN911.7

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2006)10-1766-04

Parameter Estimation of Near Field Sources Using Joint Diagonalization

Zhou Yi Feng Da-zheng Liu Jian-qiang

(National Key Laboratory of Radar Signal Processing, Xidian Univ., Xi'an 710071, China)

Abstract A new algorithm to estimate jointly the Direction-Of-Arrival (DOA) and range of near field sources is presented. Firstly, the whiten matrix is constructed by use of the second order statistics, and then the array steering matrix of near field sources is estimated by use of joint diagonalization of the array cumulant matrices, which exploits the structural information of the higher order statistics of the data received by the array. Thus the DOA and range can be estimated from the array steering vectors simultaneously. Compared with the higher-order ESPRIT method, the new algorithm can improve the efficiency of elements. In addition, it does not need any operation of parameters pairing. Its good performance is verified by computer simulation results.

Key words Array signal processing, DOA estimation, Range estimation, Fourth-order cumulant, Joint diagonalization

1 引言

空间信号源的参数估计问题一直是阵列信号处理中的一个重要研究内容,它在雷达、声纳、通信和医学成像等领域有着广泛的应用。现有的阵列处理方法大多假定信号源相对于阵列孔径位于远场而且信号与阵列位于同一个平面内,即可认为信号具有平面波前,从而信源的空间信息可由其到达方向来表征^[1]。但是,当信号源对于阵列孔径位于近场(即菲涅耳(Fresnel)区域)时,信号的平面波前假设不再成立。此时,近场源的波前必须用球面波来描述,波前的形状随阵列的位置具有非线性变化特性。因而要确定信源位置,需要知道其到达方向和距离参数。

关于近场源的定位问题,近年来人们提出了许多方法,见文献[2-7]。首先,文献[2]给出了最大似然估计方法,虽然它具有最优的统计性能,但是由于它需要优化一个高度非线性的代价函数,这通常需要多维搜索和适当的初始值,因而其计算量十分庞大。文献[3,4]先后把传统的一维 MUSIC 方法推广应用于二维参数联合估计,然而二维 MUSIC 方法仍然要做二维搜索,计算量亦非常可观。为了降低计算量而同时性能损失较小,文献[5]给出了一种基于高阶累积量的

ESPRIT 型方法。它由于无需任何搜索运算且参数估计具有闭式解而引起了人们的重视。基于高阶统计量的 ESPRIT 型算法的性能则在文献[6,7]中做了详细的分析。理论上,文献[5]中的方法不需要参数配对,但是在实际运算中,由于两组参数分别由独立的特征分解得到,所以它仍需要参数配对算法来确定二维参数之间的对应关系,同时该方法的阵元利用效率较低(用 $2N$ 个阵元能估计的信号数不超过 $N-1$ 个)。为了克服以上两个缺点,基于一组累积量矩阵的联合对角化,本文提出了一种近场源信号到达方向和距离的联合估计算法。首先利用阵列协方差矩阵构造白化矩阵,再利用联合对角化方法估计近场信号的阵列方向矩阵,从而由阵列导向矢量联合估计信号源的到达方向和距离。与高阶 ESPRIT 方法相比,该方法能够提高阵元利用效率(用 N 个阵元就能估计 $N-1$ 个信号)且能够显著提高估计性能,同时不需要参数配对算法。

2 信号模型

考虑阵元间距为 d 的均匀线阵(如图1所示)接收 M 个近场窄带信号源,信号具有相同的中心频率 f_c 。以阵列中心 $n=0$ 为相位参考点,第 n 个阵元的接收信号可以表示为

$$x_n(t) = \sum_{m=1}^M s_m(t) e^{j[\omega_m n + \phi_m n^2]} + w_n(t), \quad -N_1 + 1 \leq n \leq N_2 \quad (1)$$

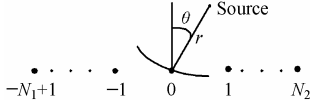


图 1 阵列结构示意图

Fig. 1 Geometry of sensor array

其中 $s_m(t)$ 为第 m 个近场信号源, $w_n(t)$ 为加性白高斯噪声,

$$\omega_m = -2\pi \frac{d}{\lambda} \sin(\theta_m), \quad \phi_m = \pi \frac{d^2}{\lambda r_m} \cos^2(\theta_m) \quad (2)$$

(θ_m, r_m) 表示第 m 个信号源的到达方向和距离, $\lambda = c/f_c$ 为信号波长。我们的目的是由阵列接收数据估计参数 ω_m 和 ϕ_m , 从而得到近场信号源的位置 (θ_m, r_m) , $(m = 1, \dots, M)$ 。在本文中, 对信号模型作如下假设:

(1) M 个源信号是相互统计独立, 具有非零峰度的非高斯过程。

(2) 每个阵元上的加性噪声是零均值的白高斯过程, 且与信号不相关。

(3) 为了参数估计的唯一性, 要求 $d \leq \lambda/4$ 。

此外, 信源个数 M 的确定属于信号检测问题, 文献[8]中已有详细的讨论, 因此我们假设信号源的个数已知。值得指出的是, 文献[5]中基于高阶统计量的 ESPRIT 方法除了需要上述 3 个假设之外, 还需要假设信号源的距离参数互不相同, 本文则无此限制; 同时为了估计 M 个信号它至少需要 $2M + 2$ 个阵元, 然而本文算法中只需要 $M + 1$ 个阵元。

写成矩阵形式, 式(1)可以表示为

$$\mathbf{x}(t) = \mathbf{B}\mathbf{s}(t) + \mathbf{w}(t), \quad t = 1, 2, \dots, T \quad (3)$$

其中 $\mathbf{x}(t) = [x_{-N_1+1}(t), \dots, x_0(t), x_1(t), \dots, x_{N_2}(t)]^T$

$$\mathbf{s}(t) = [s_1(t), \dots, s_M(t)]^T$$

$$\mathbf{w}(t) = [w_{-N_1+1}(t), \dots, w_0(t), w_1(t), \dots, w_{N_2}(t)]^T$$

$$\mathbf{B}(\theta, \mathbf{r}) = [\mathbf{b}_1(\theta_1, r_1), \dots, \mathbf{b}_M(\theta_M, r_M)]$$

$$\mathbf{b}_m(\theta_m, r_m) = [e^{j((-N_1+1)\omega_m + (-N_1+1)^2\phi_m)}, \dots, e^{j(-\omega_m + \phi_m)}, 1, e^{j(\omega_m + \phi_m)}, \dots, e^{j(N_2\omega_m + N_2^2\phi_m)}]^T$$

矩阵 \mathbf{B} 为近场信号的阵列方向矩阵, 它是到达方向和距离的函数。若能估计矩阵 \mathbf{B} , 则可由其列矢量同时给出到达方向和距离的估计, 而不需要任何参数配对算法。

3 参数估计算法

首先定义阵列接收数据的四阶累积量为

$$c(k_1, k_2, k_3, k_4) \square \text{cum}\{x_{k_1}^*(t), x_{k_2}(t), x_{k_3}^*(t), x_{k_4}(t)\}, \quad -N_1 + 1 \leq k_1, k_2, k_3, k_4 \leq N_2 \quad (4)$$

其中上标 * 表示复共轭。将式(1)代入式(4)并利用累积量的性质以及假设(1)和(2)可以推出:

$$c(k_1, k_2, k_3, k_4) = \sum_{m=1}^M c_{4s_m} \mathbf{B}^*(k_1 + N_1, m) \mathbf{B}(k_2 + N_1, m) \cdot \mathbf{B}^*(k_3 + N_1, m) \mathbf{B}(k_4 + N_1, m) \quad (5)$$

其中 c_{4s_m} 是信号源 s_m 的四阶累积量, 即为信源峰度。 $\mathbf{B}(k, m)$

表示矩阵 \mathbf{B} 的第 (k, m) 个元素。令 $N = N_1 + N_2$, 可以得到 N^2 个累积量矩阵 \mathbf{C}_{l_1, l_2} ($-N_1 + 1 \leq l_1, l_2 \leq N_2$), 其第 (k, l) 元素为

$$\mathbf{C}_{l_1, l_2}(k, l) = c(l_1, k - N_1, l - N_1, l_2), \quad 1 \leq k, l \leq N \quad (6)$$

则式(6)可以用矩阵形式表示为

$$\mathbf{C}_{l_1, l_2} = \mathbf{B} \mathbf{A}_{l_1, l_2} \mathbf{B}^H \quad (7)$$

其中 $\mathbf{A}_{l_1, l_2} = \text{diag}[c_{4s_1} \mathbf{B}^*(l_1 + N_1, 1) \mathbf{B}(l_2 + N_1, 1), \dots, c_{4s_M} \mathbf{B}^*(l_1 + N_1, M) \cdot \mathbf{B}(l_2 + N_1, M)]$ 为 $M \times M$ 维对角阵, 其中上标 \mathbf{H} 表示复共轭转置。具有式(7)所示对角结构的累积量矩阵共有 N^2 个, 利用所有这些矩阵可以得到阵列方向矩阵 \mathbf{B} , 从而估计信号的到达方向和距离参数。利用文献[9]的联合对角化算法可以得到矩阵 \mathbf{B} 。首先, 需要构造白化矩阵 \mathbf{W} 使得 $\mathbf{W}\mathbf{B}$ 为一个酉阵, 由假设(2)可知, 阵列协方差矩阵为

$$\mathbf{R} = \mathbf{B} \mathbf{R}_s \mathbf{B}^H + \sigma^2 \mathbf{I} \quad (8)$$

如果协方差矩阵的特征值分解为 $\mathbf{R} = \mathbf{V} \mathbf{\Sigma} \mathbf{V}^H$, 其中 $\mathbf{\Sigma} = \text{diag}(\rho_1, \dots, \rho_M, \sigma^2, \dots, \sigma^2)$, 且特征值按降序排列 $\rho_1 \geq \dots \geq \rho_M > \sigma^2 = \dots = \sigma^2$, 则白化矩阵 \mathbf{W} 可以取为(参见文献[9])

$$\mathbf{W} = [(\rho_1 - \sigma^2)^{-1/2} \mathbf{v}_1, \dots, (\rho_M - \sigma^2)^{-1/2} \mathbf{v}_M] \quad (9)$$

令 $\mathbf{U} = \mathbf{W}\mathbf{B}$, 则存在一个酉阵 \mathbf{U} 使得矩阵 $\bar{\mathbf{C}}_{l_1, l_2} = \mathbf{W} \mathbf{B} \mathbf{A}_{l_1, l_2} \mathbf{B}^H \mathbf{W}^H$ 被同时对角化, 即

$$\mathbf{U}^H \bar{\mathbf{C}}_{l_1, l_2} \mathbf{U} = \mathbf{A}_{l_1, l_2} \quad (10)$$

有关联合对角化的具体算法参见文献[9]。一旦得到酉阵 \mathbf{U} , 定义矩阵 $\bar{\mathbf{B}} = \mathbf{W}^\# \mathbf{U}$, 这里上标 # 表示 Moore-Penrose 伪逆。需要指出的是, 由于联合对角化算法具有不确定性, 即由联合对角化确定的矩阵 $\bar{\mathbf{B}}$ 的每一列与实际阵列方向矩阵 \mathbf{B} 的每一列都相差一个复常数, 但是这并不会影响由矩阵 $\bar{\mathbf{B}}$ 的列矢量确定信号源的二维参数。

令 $\bar{\mathbf{B}} = [\bar{\mathbf{b}}_1, \dots, \bar{\mathbf{b}}_M]$, $\mathbf{B} = [\mathbf{b}_1, \dots, \mathbf{b}_M]$, 则存在复常数 z_m ($m = 1, \dots, M$) 使得下面的关系式成立:

$$\bar{\mathbf{b}}_m = z_m \mathbf{b}_m, \quad m = 1, \dots, M \quad (11)$$

由于阵列导向矢量 \mathbf{b}_m 的相位是阵元位置的二次函数, 则由 $\bar{\mathbf{b}}_m$ 的元素取相位就可以得到参数 ω_m 和 ϕ_m , 从而估计信号的二维参数。但是, 因为取相位运算可能导致得到的相位与真实相位之间相差 2π 的整数倍, 这样会引入新的不确定性。利用阵列导向矢量的结构, 运用其元素之间的二次相位差分, 可以得到正确的相位值, 从而得到信号源的到达方向和距离参数。

若 $z_m = \rho_m e^{j\varphi_m}$ (为了公式表示简单, 后面我们略去下标 m , 因为对式(11)的每一列可以做相同的操作从而得到参数 ω 和 ϕ), 则有 $\bar{\mathbf{b}} = \rho e^{j\varphi} \mathbf{b}$ 。若用 $\Phi(n)$ ($1 \leq n \leq N$) 表示矢量 $\bar{\mathbf{b}}$ 的第 n 个元素的真实相位, 即

$$\Phi(n) = (n - N_1)^2 \phi + (n - N_1) \omega + \varphi \quad (12)$$

因为取相位运算具有 2π 模糊性, 直接对矢量 $\bar{\mathbf{b}}$ 的第 n 个元素取相位得到的序列 $\hat{\Phi}(n)$ 会与真实相位 $\Phi(n)$ 相差 2π 的整

数倍。这一问题可以利用二次相位差来解决。

定义有限差分算子：

$$\Delta\Phi(n) = \Phi(n) - \Phi(n-1) \quad (13)$$

$$\begin{aligned} \Delta^2\Phi(n) &= \Delta(\Delta\Phi(n)) = \Delta(\Phi(n) - \Phi(n-1)) \\ &= \Phi(n) - 2\Phi(n-1) + \Phi(n-2) \end{aligned} \quad (14)$$

将式(12)代入式(14),得 $\Delta^2\Phi(n) = 2\phi$ 。当 $0 < \phi < \pi$ 时(实际上,高阶 ESPRIT 方法也有此要求), $\Delta^2\Phi(n)$ 在区间 $(0, 2\pi)$ 取值,即 $\Delta^2\Phi(n)$ 不会出现模糊。

令 $y(n) = \bar{b}(n)\bar{b}^*(n-1)$, $n = 2, \dots, N$ 和 $z(n) = y(n)y^*(n-1)$, $n = 3, \dots, N$,则与序列 $z(n)$ 对应的相位即为 $\Delta^2\Phi(n)$, $n = 3, \dots, N$ 。

由式(13),式(14)可知

$$\begin{aligned} \Delta\Phi(n) &= \Delta^2\Phi(n) + \Delta\Phi(n-1) \\ \Phi(n) &= \Delta\Phi(n) + \Phi(n-1) \\ &= \Delta^2\Phi(n) + 2\Phi(n-1) - \Phi(n-2) \end{aligned} \quad (15)$$

为了得到真实相位序列 $\Phi(n)$,需要知道 $\Delta\Phi(2)$ 和 $\Phi(1)$ 的值。如果 $|\Phi(1)| > \pi$ 和/或 $|\Delta\Phi(2)| > \pi$ ($\Phi(1)$, $\Delta\Phi(2)$ 分别为 $\bar{b}(1)$, $y(2)$ 的幅角主值),由式(15)得到的相位序列将会与真实相位序列截然不同,参见文献[10]。在一般条件下,无法判断 $\Phi(1)$ 及 $\Delta\Phi(2)$ 的值是否在区间 $(-\pi, \pi)$ 内。为了克服这一困难,下面给出一种算法。无论 $\Phi(1)$ 及 $\Delta\Phi(2)$ 的取值,该算法均能正确给出参数 ω 和 ϕ 的值。

将由 $\{\bar{b}(n)\}$ 的幅角主值得到的(模糊的)相位序列记为 $\{\hat{\Phi}(n)\}$ ($1 \leq n \leq N$),初始值 $\hat{\Phi}(1)$ 及 $\Delta\hat{\Phi}(2)$ 分别取为 $\bar{b}(1)$ 及 $y(2)$ 的幅角主值。对于真实的初始值 $\Phi(1)$ 及 $\Delta\Phi(2)$,无论是否出现模糊,都存在唯一的整数 m' , k' 使得下式成立

$$\hat{\Phi}(1) = \Phi(1) + 2\pi m' \quad (16)$$

$$\Delta\hat{\Phi}(2) = \Delta\Phi(2) + 2\pi k' \quad (17)$$

则

$$\hat{\Phi}(2) = \Delta\hat{\Phi}(2) + \hat{\Phi}(1) = \Phi(2) + 2\pi(m' + k') \quad (18)$$

由式(15),递推可得

$$\hat{\Phi}(l) = \Phi(l) + 2\pi(m' + (l-1)k'), \quad l = 3, \dots, N \quad (19)$$

联系式(16)–式(19)有

$$\hat{\Phi}(l) = \Phi(l) + 2\pi(m' + (l-1)k'), \quad l = 1, 2, \dots, N \quad (20)$$

若直接求解方程组式(20),它含有5个未知数 $(\phi, \omega, \varphi, m', k')$,且与未知向量对应的系数矩阵不是满秩的,因而会遇到潜在的数值困难。但考虑到 m', k' 的整数性,可以有下面的解法。

式(20)经整理得

$$\begin{aligned} \phi(n - N_1)^2 + (\omega + 2\pi k')(n - N_1) + \varphi + 2\pi m' \\ - 2\pi(-N_1 + 1)k' = \hat{\Phi}(n), \quad n = 1, 2, \dots, N \end{aligned} \quad (21)$$

作变量替换 $\omega + 2\pi k' = u$, $\varphi + 2\pi m' - 2\pi(-N_1 + 1)k' = t$ 。同时令

$$\tilde{\mathbf{G}} = \begin{bmatrix} (-N_1 + 1)^2 & -N_1 + 1 & 1 \\ (-N_1 + 2)^2 & -N_1 + 2 & 1 \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ N_2^2 & N_2 & 1 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{f} = [\phi, u, t]^T$$

$$\hat{\Phi} = [\hat{\Phi}(1), \hat{\Phi}(2), \dots, \hat{\Phi}(N)]$$

则式(21)的矩阵形式为 $\tilde{\mathbf{G}}\mathbf{f} = \hat{\Phi}$,未知参数向量的最小二乘解即为 $\mathbf{f} = (\tilde{\mathbf{G}}^T\tilde{\mathbf{G}})^{-1}\tilde{\mathbf{G}}^T\hat{\Phi}$ 。而其中 $u = \omega + 2\pi k'$, k' 为整数, $-\pi < \omega < \pi$ (实际上,高阶 ESPRIT 方法也有此要求),若整数 k_1 使得 $u - 2\pi k_1 \in (-\pi, \pi)$,则 $k' = k_1$, $\omega = u - 2\pi k'$ 。从而由估计的阵列方向矩阵的一列矢量得到了一个信号源的二维参数对 (ϕ, ω) 。近场源的到达方向和距离的估计公式如下:

$$\theta = \sin^{-1}(-\omega\lambda/(-2\pi d)) \quad (22)$$

$$r = \pi d^2 \cos^2(\theta)/(\phi\lambda) \quad (23)$$

因此,由矩阵 $\bar{\mathbf{B}}$ 的 M 个列矢量可以得到 M 个信号源的到达方向和距离参数对。

4 仿真实验

为验证本文所给算法的有效性,将本文算法与文献[5]的高阶 ESPRIT 方法比较。在仿真实验中,均匀线阵的阵元间距为 $1/4$ 波长。实验结果为400次 Monte-Carlo 实验的平均数据。

实验 1 重复文献[5]的实验1,阵列由6个阵元组成(即 $N_1 = N_2 = 3$),源信号为两个等功率统计独立的随机相位信号,其到达方向和距离分别为 $(\theta_1, r_1) = (30^\circ, (1/6)\lambda)$, $(\theta_2, r_2) = (45^\circ, (2/5)\lambda)$ 。快拍数据为1000,信噪比(SNR)固定为20dB,两个信号的到达方向和距离分布如图2所示。显然本文算法的统计性能显著优于高阶 ESPRIT 方法。表1给出了这两个信号在不同信噪比情况下的统计性能,表中位于前面的数据为本文算法的均方根误差,位于后面的数据为高阶 ESPRIT 方法的均方根误差,它再次显示了本文算法的优越性。

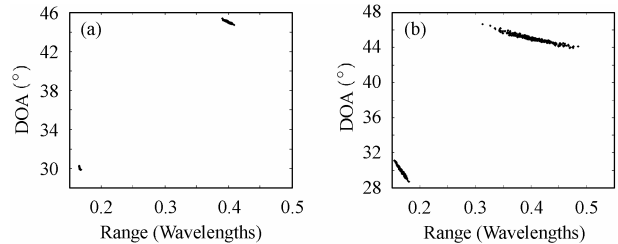


图2 (a) 本文算法的分布图 (b) 高阶 ESPRIT 方法的分布图

Fig.2 (a) 2-D plot of the proposed algorithm

(b) 2-D plot of higher-order ESPRIT algorithm

实验 2 固定两个源信号参数与实验1相同,而阵列由4个阵元组成(即 $N_1 = N_2 = 2$)。注意,当有2个源信号时,高阶 ESPRIT 方法至少需要6个阵元,因而此时高阶 ESPRIT 方法不再适用。信噪比固定为20dB,快拍数据从500到2000变化。表2给出了源信号的参数估计性能随快拍数的变化情况,表中位于前面的数据为本文算法的均值,位于后面的数据为其均方根误差。由表2可知,在高级 ESPRIT 方法失效的情况下,本文算法也能准确估计出信号源的参数,而且随着快拍数的增加,参数估计的精度也相应提高。

表 1 不同信噪比情况下两种方法的均方根误差比较

Tab.1 Root mean square errors(RMSE) of two algorithms vs. different SNR

信噪比 (SNR)	信号 1		信号 2	
	到达方向(°)	距离(波长)	到达方向(°)	距离(波长)
20dB	0.0739/0.3754	0.0004/0.0041	0.0924/0.4468	0.0028/0.0308
10dB	0.1146/0.4495	0.0006/0.0045	0.1368/0.5423	0.0041/0.0341
0dB	0.3083/1.3441	0.0016/0.0095	0.4107/1.6142	0.0114/0.0779

表 2 不同快拍数情况下本文算法的统计性能

Tab.2 Statistical results of the proposed algorithm vs. different snapshots

快拍数	信号 1		信号 2	
	到达方向(°)	距离(波长)	到达方向(°)	距离(波长)
500	30.0024/0.1820	0.1667/0.0011	45.0063/0.2265	0.3996/0.0098
1000	30.0094/0.1423	0.1667/0.0008	44.9891/0.1621	0.4001/0.0078
1500	30.0098/0.1189	0.1667/0.0007	44.9980/0.1472	0.3997/0.0063
2000	30.0048/0.0948	0.1667/0.0006	44.9986/0.1170	0.3997/0.0053

5 结束语

基于一组累积量矩阵的联合对角化, 本文提出了一种近场源信号到达方向和距离的联合估计算法。首先利用阵列接收数据的二阶统计量构造白化矩阵, 再利用联合对角化方法估计近场信号的阵列方向矩阵, 从而由阵列导向向量联合估计信号源的到达方向和距离。与高阶 ESPRIT 方法相比, 该方法能够提高阵元利用效率, 同时不需要参数配对算法; 本文方法取得上述优越性的代价是在计算量上有一定程度的增加。计算机仿真实验证实了所给算法的优良性能。

参考文献

- [1] Krim H, Viberg M. Two decades of array processing research: The parametric approach. *IEEE Signal Processing Magazine*, 1996, 13(4): 67 – 94.
- [2] Swindlehurst A L, Kailath T. Passive direction of arrival and range estimation for near-field sources. 4-th Annual ASSP Workshop on Spectrum Estimation and Modeling, Minneapolis, MN, USA, 1988: 123 – 128.
- [3] Huang Y D, Barkat M. Near-field multiple sources localization by passive sensor array. *IEEE Trans. on Antennas Propagation*, 1991, 39(7): 968 – 975.
- [4] Russel J, Kristine L B, Van Trees H L. Broadband passive range estimation using MUSIC. Proc. ICASSP, Florida, USA, May, 2002, Vol.3: 2920 – 2923.
- [5] Challa R N, Shamsunder S. Higher-order subspace based algorithms for passive localization of near-field sources. Proc. 29-th Asilomar Conf. Signals, Systems and Computers, Pacific Grove, CA, Oct. 1995: 777 – 781.
- [6] Shamsunder S, Challa R N. Performance of near-field localization algorithms based on high-order statistics. Proc. IEEE ICASSP, Atlanta Georgia USA, 7-10 May, 1996, Vol.3: 3010 – 3013.
- [7] Yuen N, Friedlander B. Performance analysis of higher order ESPRIT for localization of near-field sources. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 1998, 46(3): 709 – 719.
- [8] Shapo B, Bethel R. A novel passive broadband Bayesian detector/tracker. First IEEE Sensor Array and Multichannel Signal Processing Workshop, Cambridge, MA, USA, March, 2000: 92 – 96.
- [9] Belouchrani A, Abed-Meraim K, Cardoso J F, et al.. A blind source separation techniques using second-order statistics. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 1997, 45(2): 434 – 444.
- [10] 周祎, 冯大政. 一种修正的线性调频信号参数估计算法. *信号处理*, 2003, 19(5): 429 – 431.

周 祎: 男, 1980 年生, 博士生, 研究方向为阵列信号处理、自适应信号处理、非平稳信号处理等。

冯大政: 男, 1959 年生, 教授, 博士生导师, 长期从事自适应信号处理、阵列信号处理、雷达信号处理等方面的研究工作。

刘建强: 男, 1978 年生, 博士生, 研究方向为阵列信号处理、自适应信号处理、非平稳信号处理等。