

基于数据矩阵重构的相干源波达方向 共轭 ESPRIT (G-SPRIT) 估计方法

朱圣棋, 廖桂生, 周争光

(西安电子科技大学雷达信号处理重点实验室, 西安 710071)

摘 要: 本文提出了一种相干源波达方向估计算法. 该方法利用 G-SPRIT 思想, 通过构造数据矩阵, 使得无论是否存在相干信号, 均能很好估计信号波达方向(DOA). 传统的空间平滑技术通过子阵平滑来解决相干源 DOA 估计问题, 但信号之间并没有完全解相干, 孔径损失也很大, 且最多只能估计 $2N/3$ 个相干源(N 为阵元数目). 本文方法也采用空间平滑去相干的思想, 但无孔径损失, 信号之间完全解相关, 提高了相干源 DOA 估计精度, 并且能估计 $N-1$ 个相干源. 该方法利用 ESPRIT 数值求解进行角度估计, 无需角度搜索, 运算量小, 计算机仿真验证了该方法的有效性和优越性.

关键词: Conjugate ESPRIT (G-SPRIT); 前后向空间平滑; 相干源; 波达方向 (DOA); ESPRIT; 数据矩阵重构
中图分类号: TN911.7 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112(2009)12-2838-07

Direction of Arrival Estimation Method of Coherent Signals Based on Data Matrix Reconstruction for Conjugate ESPRIT(G-SPRIT)

ZHU Sheng-qi, LIAO Gui-sheng, ZHOU Zheng-guang

(National Laboratory of Radar Signal Processing, Xidian University, Xi'an, Shaanxi 710071, China)

Abstract: A new algorithm has been presented to estimate the direction of arrival (DOA) in the presence of coherent signals. The conception of G-SPRIT has been used in our algorithm. By forming special data matrix, our algorithm performs well in estimation of DOA, no matter there are coherent signals or not. The DOA estimation of coherent signals has been mitigated by conventional spatial smoothing using the divided sub arrays. However, this result is obtained at the cost of losing effective spatial aperture, and the detectable number of coherent signals is $2N/3$ at most (N is the number of array sensors). Compared with spatial smoothing method, our algorithm not only improves the estimation accuracy but also can detect $N-1$ coherent signals without aperture loss. The decorrelation of coherent signals is completely solved. The computational load is reduced by using the numerical algorithms of ESPRIT without spectral peak search. Computer simulation results are provided to verify the validity and superiority.

Key words: conjugate ESPRIT (G-SPRIT); forward/backward spatial smoothing; coherent sources; direction of arrival (DOA); ESPRIT; data matrix reconstruction.

1 引言

近二十多年来, 信号源波达方向(DOA)估计工作受到广泛重视, 在雷达, 声纳, 通信中尤为重要. 基于信号子空间类的波达方向估计算法包括 MUSIC 方法和 ESPRIT 参数估计方法, ESPRIT 类方法通过数值求解得到信号 DOA, 一般比利用角度搜索的 MUSIC 方法运算量要低, 但均需信号为非相干信号. 文献[1]首次提出空间平滑思想, Shan^[2]利用空间平滑思想解决了相干源的 DOA 估计, 但由于子阵的划分, 使得孔径损失很大, 可检测相干信号或强相关信号个数与子阵孔径大小成为

矛盾, 最多只能检测 $2N/3$ ^[3,4] 个相干源, 并且空间平滑只是使得相干信号源的协方差矩阵的秩得到有效恢复, 信号源之间并没有得到解相关.

随后提出的前后向平滑^[5], 加权前后向平滑^[6], 和利用互相关矩阵信息的前后向平滑^[7]等改进方法在一定程度上弥补了孔径损失, 但还是没有根本上解决孔径损失问题, 反而大大增加了计算复杂度, 尤其是利用互相关矩阵信息的前后向平滑技术, 运算量比较大. 文献[8]采用类似 ESPRIT 方法来估计相干信号源 DOA, 但也只能估计 $N/2$ 个相干源, 阵列孔径损失很大. 最大似然方法利用概率分布模型估计信号的 DOA, 避免了空间平滑存在的孔

径损失问题,但巨大的运算量导致其运用困难.

如何在阵元孔径损失最小甚至无孔径损失的情况下解决低复杂度空间相干源 DOA 估计问题一直是国内外研究的一个热点. 文献[9]采用共轭思想,利用四阶累量,采用 MUSIC 方法估计信号 DOA, 相比与普通 MUSIC 方法,估计信号源数目加倍. Nizar 在文献[10]中提出 G-SPRIT, 巧妙地在没有孔径损失的情况下,实现空间虚拟平滑来估计信号 DOA. 在处理一维二进制相位键控(BPSK), M 进制幅度键控(MASK)等实信号中利用 N 个阵元估计 N 个非相干信号源 DOA. 在一定情况下提高了 ESPRIT 方法估计信号 DOA 的精度和信源个数. 但存在相干源时,该算法失效. 本文通过构造数据矩阵,结合 G-SPRIT 来解决相干源的 DOA 估计问题. 实现了信号源之间完全解相关,并且可检测的相干源个数达到 $N-1$ 而无孔径损失.

2 问题提出

2.1 信号模型

如图 1 所示,考虑 N 个阵元的等距线阵, P 个窄带信号分别从角度为 $\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_p$ 入射到均匀线阵上,信号中包含相干或强相关信号,阵元间距为 d ,阵列在 t 时刻的输出为^[10]:

$$\mathbf{y}(t) = \sum_{k=1}^P \mathbf{a}(\theta_k) s_k(t) + \mathbf{n}(t) \quad (1)$$

其中 $\mathbf{a}(\theta_k) = [1, z_k, z_k^2, \dots, z_k^{N-1}]^T, k = 1, 2, \dots, P$ (2)

$$z_k = \exp\left[-j \frac{2\pi d \cos \theta_k}{\lambda}\right] \quad (3)$$

$$\mathbf{A}(\theta) = [\mathbf{a}(\theta_1), \mathbf{a}(\theta_2), \dots, \mathbf{a}(\theta_p)] \quad (4)$$

$$\mathbf{s}(t) = [s_1(t), s_2(t), \dots, s_p(t)]^T \quad (5)$$

t 时刻的输出写成:

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{A}(\theta) \mathbf{s}(t) + \mathbf{n}(t) \quad (6)$$

$\mathbf{n}(t)$ 为零均值, 方差为 σ^2 的高斯白噪声,各阵元输出噪声统计独立.

2.2 C-SPRIT 思想

图 1 所示 G-SPRIT 中,子阵 Y_1 可写为^[10]:

$$\mathbf{y}_1(t) = \mathbf{A}(\theta) \mathbf{s}(t) + \mathbf{n}_1(t) \quad (7)$$

$$\mathbf{n}_1(t) = [n_1(t), n_2(t), \dots, n_N(t)]^T \quad (8)$$

子阵 Y_2 为:

$$\mathbf{y}_2(t) = \begin{bmatrix} \sum_{k=1}^P s_k(t) z_k^* + n_2^*(t) \\ \sum_{k=1}^P s_k(t) + n_1(t) \\ \sum_{k=1}^P s_k(t) z_k + n_2(t) \\ \sum_{k=1}^P s_k(t) z_k^{N-2} + n_{N-1}(t) \end{bmatrix} = \mathbf{A}(\theta) \Phi^* \mathbf{s}(t) + \mathbf{n}_2(t) \quad (9)$$

这里有假设 $s_k = s_k^*$, 也即信号包络为实包络.

其中:

$$\Phi^* = \text{diag}\{z_1^*, z_2^*, \dots, z_p^*\} \quad (10)$$

$$\mathbf{n}_2(t) = [n_2^*(t), n_1(t), \dots, n_{N-1}(t)]^T \quad (11)$$

若信号源之间独立,将子阵 Y_1 和 Y_2 运用 ESPRIT 方法,即可把各信号源角度求出. G-SPRIT 跟普通的 ESPRIT 一样需得到有旋转因子关系的子阵,所不同的是 G-SPRIT 中子阵的阵元数不变,仍为 N , 旋转因子为 Φ^* , 普通 ESPRIT 中子阵阵元数为 $N-1$, 旋转因子为 Φ , 但 G-SPRIT 中无孔径损失子阵的获得是基于信号包络为实包络,而普通 ESPRIT 则可运用在复包络的情况.

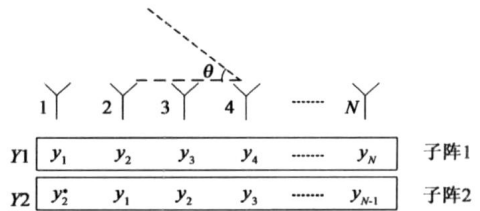


图1 C-SPRIT中一次快拍各子阵数据输出

3 本文算法描述

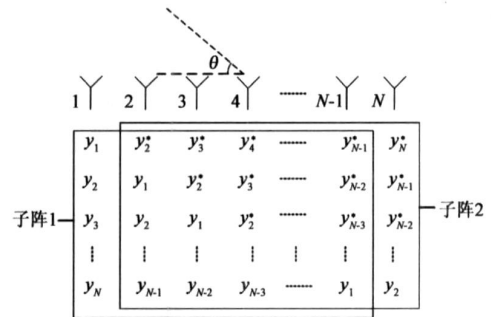


图2 本文方法中一次快拍的数据矩阵输出

如图 2 所示,结合 G-SPRIT 的共轭思想以及平滑去相关思想,将子阵构造如下:

$$\mathbf{Y}_1(t) = \begin{bmatrix} y_1(t) & y_2^*(t) & y_3^*(t) & y_4^*(t) & \dots & y_{N-1}^*(t) \\ y_2(t) & y_1(t) & y_2^*(t) & y_3^*(t) & \dots & y_{N-2}^*(t) \\ y_3(t) & y_2(t) & y_1(t) & y_2^*(t) & \dots & y_{N-3}^*(t) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ y_N(t) & y_{N-1}(t) & y_{N-2}(t) & y_{N-3}(t) & \dots & y_2(t) \end{bmatrix}_{N \times (N-1)} \quad (12)$$

$$\mathbf{Y}_1(t) = \mathbf{A}(\theta) \begin{bmatrix} \mathbf{s}(t) & \Phi^* \mathbf{s}(t) & (\Phi^*)^2 \mathbf{s}(t) & \dots & (\Phi^*)^{N-2} \mathbf{s}(t) \end{bmatrix} = \mathbf{A}(\theta) \mathbf{R} \mathbf{B}^H(\theta) \quad (13)$$

其中 $\mathbf{B}(\theta) = [\mathbf{b}(\theta_1) \quad \mathbf{b}(\theta_2) \quad \dots \quad \mathbf{b}(\theta_p)]$ (14)

$$\mathbf{b}(\theta_k) = [1, z_k, z_k^2, \dots, z_k^{N-2}]^T, k = 1, 2, \dots, P \quad (15)$$

$$\mathbf{R} = \text{diag}\{s_1(t), s_2(t), \dots, s_p(t)\} \quad (16)$$

$$Y_2(t) = \begin{bmatrix} y_2^*(t) & y_3^*(t) & y_4^*(t) & y_5^*(t) & \dots & y_N^*(t) \\ y_1(t) & y_2(t) & y_3(t) & y_4(t) & \dots & y_{N-1}(t) \\ y_2(t) & y_1(t) & y_2^*(t) & y_3^*(t) & \dots & y_{N-2}^*(t) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ y_{N-1}(t) & y_{N-2}(t) & y_{N-3}(t) & y_{N-4}(t) & \dots & y_1(t) \end{bmatrix}_{N \times (N-1)} \quad (17)$$

$$Y_2(t) = A(\theta) \begin{bmatrix} \Phi^* s(t) & (\Phi^*)^2 s(t) & (\Phi^*)^3 s(t) & \dots & (\Phi^*)^{N-1} s(t) \end{bmatrix} = A(\theta) \Phi^* R_s B^H(\theta) \quad (18)$$

以上 $Y_1(t)$, $Y_2(t)$ 均为 $N \times (N-1)$ 矩阵, 且有 $\text{rank}(Y_1(t)) = \text{rank}(Y_2(t)) = P$, 无噪声时 $Y_1(t) - \gamma Y_2(t) = A(\theta)(I - \gamma \Phi^*) R_s B^H(\theta)$, $\text{rank}(Y_1(t) - \gamma Y_2(t)) = \text{rank}(I - \gamma \Phi^*)$ 当 $\gamma = z_k$, 也即 $\gamma = \exp(-j \frac{2\pi d \cos \theta_k}{\lambda})$, $k = 1, 2, \dots, P$ 时矩阵 $I - \gamma \Phi^*$ 奇异, 采用 SVD-TLS ESPRIT^[11] 方法可以得到 P 个相干信号源的 DOA.

考虑噪声情况下, 可以采用相关方法去噪声^[12], 如下:

$$\overline{Y_1} = E[y_1^*(t) Y_1(t)] = A(\theta) E[y_1^*(t) R_s] B^H(\theta) + \sigma^2 J = A(\theta) R'_s B^H(\theta) + \sigma^2 J \quad (19)$$

$$\overline{Y_2} = E[y_1^*(t) Y_2(t)] = A(\theta) \Phi^* E[y_1^*(t) R_s] B^H(\theta) + \sigma^2 L = A(\theta) \Phi^* R'_s B^H(\theta) + \sigma^2 L \quad (20)$$

此时的 $J = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & 1 & & \vdots \\ & & \ddots & \\ 0 & \dots & & 1 \\ 0 & \dots & & 0 \end{bmatrix}_{N \times (N-1)}$

$L = \begin{bmatrix} 0 & \dots & 0 \\ 1 & \dots & 0 \\ \vdots & 1 & \vdots \\ & & \ddots \\ 0 & \dots & 1 \end{bmatrix}_{N \times (N-1)}$

$$R'_s = \text{diag}(s'_1, s'_2, \dots, s'_p)$$

$$s'_i = E \left[s_i(t) \sum_{j=1}^p s_j^*(t) \right] = \sigma_{s_i}^2 + E \left[s_i(t) \sum_{j=1, j \neq i}^p s_j^*(t) \right]$$

若信号各不相关, 则 $s'_i = \sigma_{s_i}^2$, 若有 r 个信号与 s_i 相干,

则有 $s'_i = \sigma_{s_i}^2 + \sum_{j=1, j \neq i}^r \sigma_{s_j}^2$, 很显然 $s'_i \neq 0$, 所以 $\text{rank}(\overline{Y_1}) =$

$\text{rank}(\overline{Y_2}) = P$ 令 $C_{y1} = \overline{Y_1} - \sigma^2 J$, $C_{y2} = \overline{Y_2} - \sigma^2 L$, 去除噪声后考虑矩阵束 $\{C_{y1}(t), C_{y2}(t)\}$, 采用前面所述 SVD-TLS ESPRIT 方法求解所有的 DOA.

为了便于分析本文方法的有效性和优越性, 我们将子阵构造成为方阵, 称为方法 2 数据矩阵构造如下:

$$Y_1(t) = \begin{bmatrix} y_2(t) & y_1(t) & y_2^*(t) & y_3^*(t) & \dots & y_{N-2}^*(t) \\ y_3(t) & y_2(t) & y_1(t) & y_2^*(t) & \dots & y_{N-3}^*(t) \\ y_4(t) & y_3(t) & y_2(t) & y_1(t) & \dots & y_{N-4}^*(t) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ y_N(t) & y_{N-1}(t) & y_{N-2}(t) & y_{N-3}(t) & \dots & y_2(t) \end{bmatrix}_{(N-1) \times (N-1)} \quad (21)$$

$$Y_1(t) = A(\theta) \begin{bmatrix} \Phi s(t) & s(t) & \Phi^* s(t) & \dots & (\Phi^*)^{N-3} s(t) \end{bmatrix} = A(\theta) \Phi R_s A^H(\theta) \quad (22)$$

$$Y_2(t) = \begin{bmatrix} y_1(t) & y_2^*(t) & y_3^*(t) & y_4^*(t) & \dots & y_{N-1}^*(t) \\ y_2(t) & y_1(t) & y_2^*(t) & y_3^*(t) & \dots & y_{N-2}^*(t) \\ y_3(t) & y_2(t) & y_1(t) & y_2^*(t) & \dots & y_{N-3}^*(t) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ y_{N-1}(t) & y_{N-2}(t) & y_{N-3}(t) & y_{N-4}(t) & \dots & y_1(t) \end{bmatrix}_{(N-1) \times (N-1)} \quad (23)$$

$$Y_2(t) = A(\theta) \begin{bmatrix} s(t) & \Phi^* s(t) & (\Phi^*)^2 s(t) & \dots & (\Phi^*)^{N-2} s(t) \end{bmatrix} = A(\theta) R_s A^H(\theta) \quad (24)$$

同样采用前面所述相关方法去噪后得:

$$\overline{Y_1} = A(\theta) \Phi R'_s A^H(\theta) + \sigma^2 K \quad (25)$$

$$\overline{Y_2} = A(\theta) R'_s A^H(\theta) + \sigma^2 I \quad (26)$$

这里有: $K = \begin{bmatrix} 0 & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & & 1 \\ & & \ddots & \\ 0 & \dots & & 0 \end{bmatrix}_{(N-1) \times (N-1)}$

$I = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & 1 & & \vdots \\ & & \ddots & \\ 0 & \dots & & 1 \end{bmatrix}_{(N-1) \times (N-1)}$

令 $C_{y1} = \overline{Y_1} - \sigma^2 K$, $C_{y2} = \overline{Y_2} - \sigma^2 I$, 这样可以将要求矩阵为方阵的经典 ESPRIT 求解方法运用估计 DOA. 如求解矩阵束 $\{C_{y1}, C_{y2}\}$ 的广义特征值即可得到信号的 DOA 估计, 可以进一步降低运算量. 在这里也可以直接采用传统的空间谱估计(如 MUSIC, MEM, MVM^[13]) 算法对 $\overline{Y_2}$ 进行所有信号 DOA 估计, 这里不再赘述. 本文旨在研究 ESPRIT 类算法解相干问题, 将 $\overline{Y_2} = A(\theta) R'_s A^H(\theta) + \sigma^2 I$ 与前后向平滑矩阵 $R = A(\theta) R'_s A^H(\theta) + \sigma^2 I$, $R'_s = \frac{1}{2L} \left(\sum_{i=1}^L \Phi^{i-1} R_s \Phi^{-(i-1)} + \sum_{i=1}^L \Phi^{-(M+i-2)} R_s^* \Phi^{M+i-2} \right)$, L 为前向平滑次数, 比较可以看出: 方法二中 $R'_s = \text{diag}(s'_1, s'_2, \dots, s'_p)$ 为对角矩阵, 达到了完全解相关, 并且等效的独立信号源功率比入射信号本身为独立信号时要大, 说明本文方法充分利用了相干源之间的相干信息, 从

而有利于信号源 DOA 的估计, 而前后向平滑中 R_s^r 只是保证了平滑后的相关矩阵为满秩, 并不是对角阵, 将相干信号变换到相关信号来处理, 没有完全去除信号源之间的相关性, 并且前后向平滑随着平滑次数的增加有效阵元数减少 (有孔径损失), 方法 2 没有孔径损失, 因此综合性能要比前后向平滑好. 这一点从后面的仿真可以看出. 但相比于本文的方法 1 而言, 由于利用的数据比方法 1 少, 数据信息丢失了一部分, 所以算法性能不如方法 1 好, 这一点可以从后面的仿真看出. 说明方法 1 不仅达到信号源之间完全解相关, 数据信息的利用率也高, 大大提高 DOA 估计精度.

算法步骤归纳如下:

(1) 首先计算接收全阵数据的相关矩阵 $R_{yy} = E[Y(t)Y^H(t)]$, 对 R_{yy} 进行特征分解, 取小特征值平均得到噪声功率 σ^2 的估计.

(2) 根据上述方法构造每次快拍的数据矩阵 $Y_1(t), Y_2(t)$, 采用相关平均去除噪声, 得到 \bar{Y}_1, \bar{Y}_2 .

(3) 利用估计所得的 σ^2 计算 $C_{y1} = \bar{Y}_1 - \sigma^2 J, C_{y2} = \bar{Y}_2 - \sigma^2 L$.

(4) 对 C_{y1} 进行奇异值分解, 确定其有效秩, 求出主奇异值构成的对角阵 Σ_1 以及对应的左奇异矢量和

右奇异矢量构造的矩阵 U_1 和 V_1 .

(5) 计算矩阵 $U_1^H C_{y2} V_1$.

(6) 求矩阵束 $\{ \Sigma_1, U_1^H C_{y2} V_1 \}$ 的广义特征值分解. 若构造的数据矩阵 $Y_1(t), Y_2(t)$ 为方阵 (方法 2), 则可采用矩阵束 $\{ C_{y1}, C_{y2} \}$ 的广义特征值分解. 得到位于单位圆上的 P 个广义特征值 $z_k = \exp\left[-j \frac{2\pi d \cos \theta_k}{\lambda}\right], k = 1, 2, \dots, P$.

(7) 利用 $\hat{\theta}_k = \arccos\left[-\frac{\lambda}{2\pi d} \text{phase}(z_k)\right]$, 其中 $\text{phase}(\cdot)$ 表示取相位操作计算得到所有信号源 DOA.

4 算法性能的实验验证

将本文方法 1, 方法 2 和前后向平滑作比较, 考虑阵元数 $N = 8$, 阵元间距 $d = \lambda/2$, 前后向平滑的搜索角度步长为 0.1° .

实验 1 低信噪比时性能比较

8 阵元等距线阵对应的 3dB 宽度约为 14.4° , 入射角度位于 3dB 宽度外分别为 $70^\circ, 85^\circ, 100^\circ$, 快拍数为 200, 信噪比分别为 $-10\text{dB}, -4\text{dB}, -6\text{dB}$, 100 次 Monte Carlo 实验统计直方图如下:

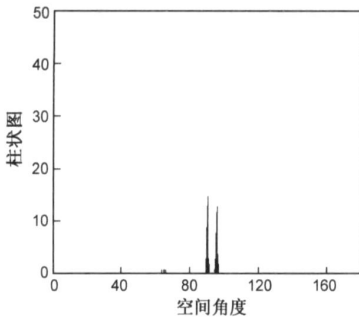


图3 子阵数为7, 前后向平滑估计角度柱状图

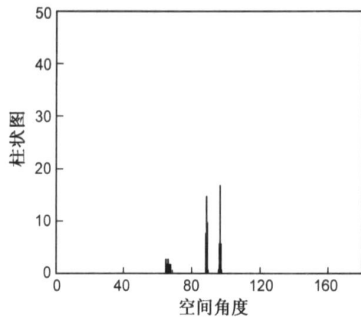


图4 子阵数为6, 前后向平滑估计角度柱状图

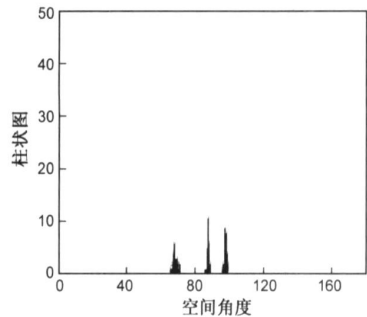


图5 子阵数为5, 前后向平滑估计角度柱状图

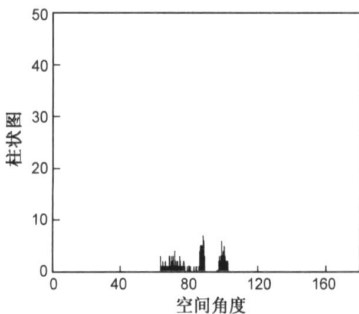


图6 子阵数为4, 前后向平滑估计角度柱状图

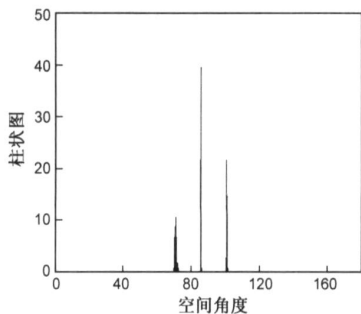


图7 本文方法1估计角度柱状图

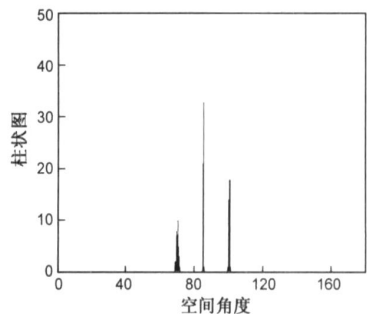


图8 本文方法2估计角度柱状图

有统计柱状图可以清晰地看出: 在低信噪比的情况下, 前后向平滑子阵数为 7 和 6 时, 信号源 1 很难检测, 信号源 2, 3 虽能检测, 但明显偏离了真实角度, 检测精度很差, 子阵数为 5 和 4 三个角度检测精度都不理想. 本文的两种构造方法均能很好检测三信号源, 且精

度高, 比前后向平滑有明显的优越性.

实验 2 短快拍数情况下性能比较 入射角分别为 $70^\circ, 85^\circ, 100^\circ$, 信噪比为 $0\text{dB}, 6\text{dB}, 4\text{dB}$, 快拍数为 10, 100 次 Monte Carlo 实验统计直方图如下:

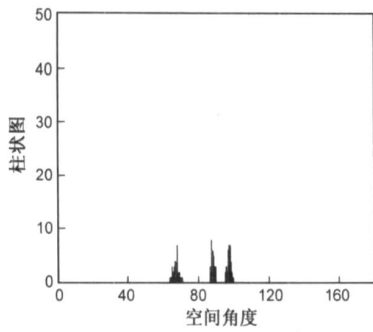


图9 子阵数为7,前后向平滑估计角度柱状图

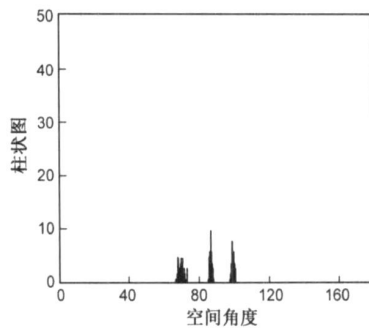


图10 子阵数为6,前后向平滑估计角度柱状图

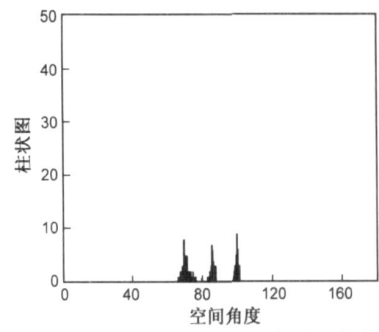


图11 子阵数为5,前后向平滑估计角度柱状图

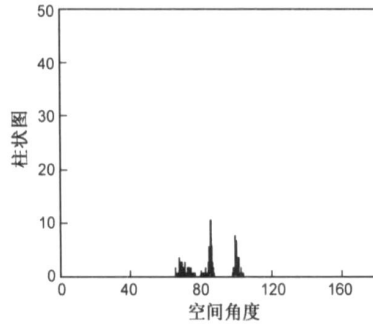


图12 子阵数为4,前后向平滑估计角度柱状图

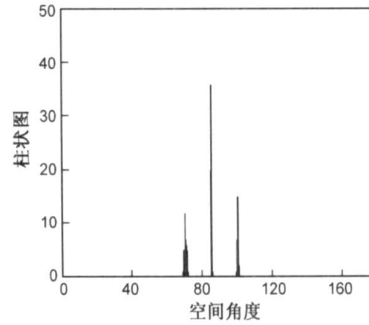


图13 本文方法1估计角度柱状图

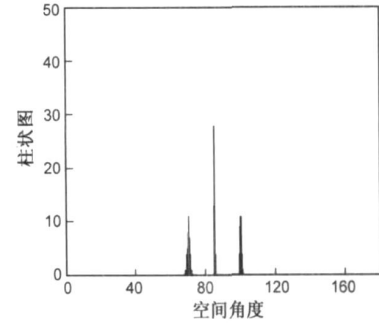


图14 本文方法2估计角度柱状图

有统计柱状图可以看出: 本文方法在短快拍数下, 角度估计精度要比前后向平滑方法高得多.

后向空间平滑所得的 MUSIC 谱.

本文方法 1 的 20 次 Monte Carlo 实验结果如表 1.

三个信号 DOA 均值为: 79.5050, 85.0664, 94.7788, 可见方法 2 在短快拍数, 信号角度比较近的情况下仍能比较有效估计角度.

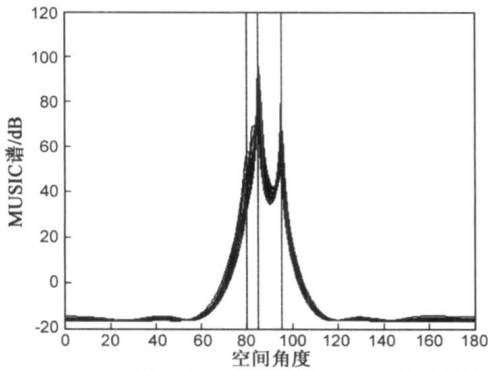


图15 子阵数为7,20次Monte-Carlo实验结果

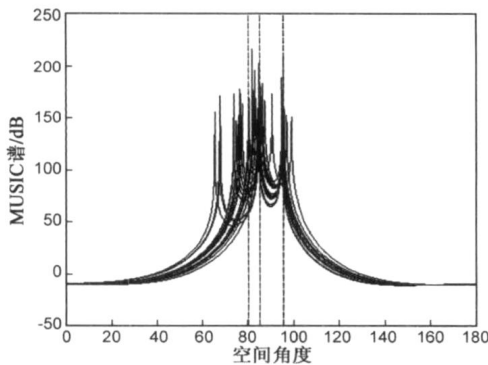


图16 子阵数为4,20次Monte-Carlo实验结果

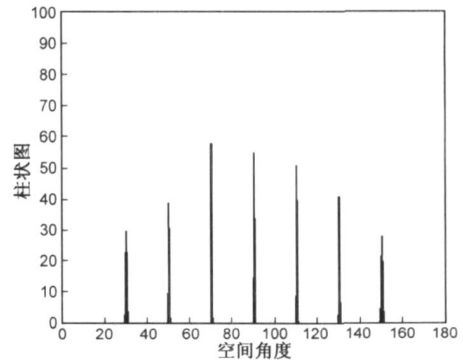


图17 本文方法1估计7个相干信号源角度柱状图

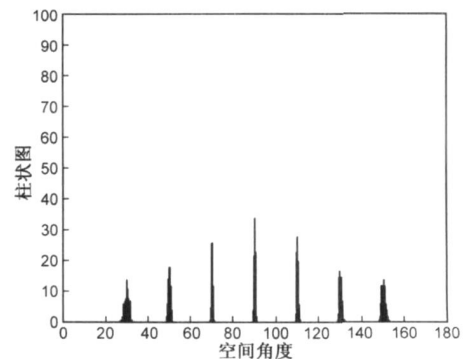


图18 本文方法2估计7个相干信号源角度柱状图

实验 3 波束宽度内信号分辨能力比较 考虑 3 个信号源从 80°, 85°, 95° 入射到阵列上, 信噪比分别为 10dB, 16dB, 13dB, 快拍数为 20, 在短快拍数情况下, 前

实验 4 本文方法估计 $N-1$ 个相干信号源 7 个相干信号源分别从角度为 $30^\circ, 50^\circ, 70^\circ, 90^\circ, 110^\circ, 130^\circ, 150^\circ$ 入射到阵列上, 快拍数为 200, 信噪比均为 0dB, 200 次 Monte Carlo 实验统计直方图:

有图 15 和图 16 可以看出, 本文两种构造方法均能很好地检测 $N-1$ 个相干信号源, 这是前后向平滑技术

表 1

信号源 1	83.3895	80.7821	80.1347	78.1128	83.1204	77.7400	81.9016	80.3799	79.5718	81.6550
	81.1800	80.0129	77.1489	79.0388	78.8339	77.4720	78.5845	77.5887	81.7673	81.5003
信号源 2	86.6323	85.5171	84.8750	84.5627	83.8855	84.4643	86.0437	85.1016	84.5432	85.0640
	85.6365	84.8230	84.4430	84.6983	84.6408	84.3651	84.3838	84.4018	85.8885	85.4093
信号源 3	95.2277	95.2656	95.1692	94.8933	94.5978	94.8255	95.4714	95.0267	94.9565	95.0793
	95.2383	94.8928	94.8801	94.9058	94.9134	94.7871	94.6354	94.6339	95.2490	95.1227

表 2

信号源 1	78.7992	77.3369	81.1498	83.4029	83.6251	80.5806	81.7101	79.9493	83.7422	73.3908
	80.1413	71.2106	82.3814	75.6781	77.3366	77.7521	78.7983	82.0804	77.3064	83.7289
信号源 2	84.1048	84.2919	85.5951	87.0403	83.7334	85.0858	85.9983	85.1280	88.6474	83.8179
	84.9626	84.0606	86.3712	84.1182	84.0812	84.4751	84.6776	86.3562	84.0727	84.7091
信号源 3	94.4955	94.7412	95.1957	94.7007	94.8028	95.1669	95.1932	95.1581	94.5480	94.1979
	94.8276	94.4598	95.0858	94.4607	94.6374	94.7985	94.9260	95.1133	94.6125	94.4536

5 结论

本文采用 C-SPRIT 思想, 通过数据矩阵构造, 提出一种实包络相干源波达方向估计方法, 所提方法没有孔径损失, 相干源之间得到了完全解相关, 等效为入射源为独立源情况, 并且等效能量相比独立信号源有所增加, 充分利用相干源之间的信息来提高信号 DOA 估计精度. 可检测相干源个数达到 $N-1$, 克服了传统前后向平滑技术子阵划分带来的可检测相干源个数与检测精度的矛盾问题, 使得不管信号是否相干, 相干源个数多少, 一律利用全孔径信息, 最大限度地进行信号 DOA 估计, 无需角度搜索, 运算量小, 理论分析和仿真说明了该方法的有效性和优越性.

参考文献:

[1] J E Evans, J R Johnson, D F Sun. Application of advanced signal processing techniques to angle of arrival estimation in ATC navigation and surveillance system [R]. MIT Lincoln Lab, Lexington, MA, 1982.

[2] T J Shan, Han M Wax, T Kailath. On spatial Smoothing for Direction of Arrival Estimation of Coherent Signals [J]. IEEE Transactions on Acoustic, Speech and Signal Processing, 1985, 34(4): 806- 811.

[3] Y Bresler, A Macovski. On the number of signals resolvable by a uniform linear array [J]. IEEE Transaction on Acoustics, Speech and Signal Processing, 1986, 34(6) 1361- 1375.

[4] R T Williams, S Prasad, A K Mahalanabis, L H Sibul. An im-

无法实现的.

三个信号 DOA 均值为: 79.9958, 84.9690, 94.9886 比较接近真实值. 可见本文方法 1 在短快拍数, 信号角度比较近的情况下角度估计仍比较有效.

本文方法 2 的 20 次 Monte Carlo 实验结果如表 2.

proved spatial smoothing technique for bearing estimation in a multipath environment [J]. IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing, 1988, 36(4): 425- 432.

[5] S U Pillai, B H Kwon. Forward/backward spatial smoothing techniques for coherent signal identification[J]. IEEE Transactions on Acoustic, Speech and Signal Processing, 1989, 37(1): 8- 15.

[6] B H Wang, Y L Wang, H Chen. Weighted spatial smoothing for direction of arrival estimation of coherent signals[J]. IEEE International Symposium on Antennas and Propagation, 2002. 16 (2): 668- 671.

[7] W X Du, R L Kirlin. Improved spatial smoothing techniques for DOA estimation of coherent signals[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 1991, 39(5): 1208- 1210.

[8] F M Han, X D Zhang. An ESPRIT-like algorithm for coherent DOA estimation [J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2005, 4(3): 443- 446.

[9] Z L Shan, TS Yum. A Conjugate augmented approach to Direction of Arrival estimation [J], IEEE Transactions on Signal Processing. 2005, 43(11): 349- 353.

[10] T Nizar, M K Hyuck. Conjugate ESPRIT (C-SPRIT) [J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2004, 52 (10): 2618- 2624.

[11] X D Zhang, Y C Liang. Prefiltering based ESPRIT for estimating parameters of sinusoids in non Gaussian ARMA noise [J]. IEEE Transactions on Signal Processing. 1995, 43(1): 349- 353.

[12] 曾操, 廖桂生. 基于数据矩阵分解的相干源方向估计新

方法[J]. 系统工程与电子技术, 2005, 27(4): 603-605.

[13] 王永良, 陈辉, 彭应宁, 万群. 空间谱估计理论与算法

[M]. 清华: 清华大学出版社, 2004. 83-88.

作者简介:



朱圣棋 男, 1984 年生于江西赣州, 2005 年获得西安电子科技大学学士学位, 同年保送到西安电子科技大学攻读硕士学位, 2006 年转入攻读博士学位. 主要研究方向为阵列信号处理, 空时二维信号处理, 机载/星载雷达地面运动目标检测以及参数估计.

E-mail: zhushengqi8@163.com

二等奖 3 项、三等奖 1 项, 1996 年获光华科技三等奖, 1998 年获陕西省青年科技奖, 2004 年入选国家首批“新世纪百千万人才工程国家级人选”. 获省部级科技进步一等奖 1 项、二等奖 2 项、三等奖 1 项, 在国内外主要学术刊物上发表论文 120 余篇, 其中有 30 余篇已被 SCI 收录. 目前主要研究方向为分布式小卫星雷达系统、阵列信号处理、智能天线、空时二维信号处理以及地面运动目标检测等.

E-mail: gsliao@xidian.edu.cn



廖桂生 男, 1963 年生于广西桂林. 香港中文大学电子工程系高级访问学者, 应邀到英国曼彻斯特大学进行学术交流. 现为西安电子科技大学信号与信息处理学科博士生导师, 雷达信号处理国家重点实验室副主任. 先后主持和承担了国防 973 项目课题、国家“863”高新技术项目、国防科技预研、国家自然科学基金等十余项科研任务, 获省部级科技进步一等奖 1 项、



周争光 男, 1969 年生于湖北宜昌, 现为西安电子科技大学博士生, 主要研究方向为分布式小卫星雷达地面运动目标检测, 时空二维信号处理, 阵列信号处理及其在雷达和通信中的应用.

E-mail: zhou_z_g@sohu.com.