

一种适用于异步 DS-CDMA 系统的低复杂度 DOA 估计算法¹

王维新 吴镇扬 彭岳星 刘 陈

(东南大学无线电工程系 南京 210096)

摘 要: 针对异步 DS-CDMA 系统的多用户环境, 该文提出了一种低复杂度的 DOA 估计算法。该算法首先去除多址干扰及噪声项的影响, 并构造出一组包含有感兴趣信息的相关阵; 然后采用传统的 MUSIC 算法即可从这些矩阵中准确地估计出各 DOA 信息。算法具有计算量小, 估计精度高等优点。仿真实验验证了算法的有效性。

关键词: 波达方向估计, 智能天线, 空时信号处理

中图分类号: TN911.23 **文献标识码:** A **文章编号:** 1009-5896(2004)07-1030-08

A Low-Complexity DOA Estimation Algorithm for Asynchronous DS-CDMA Systems

Wang Wei-xin Wu Zhen-yang Peng Yue-xing Liu Chen

(Department of Radio Eng. Southeast Univ., Nanjing 210096, China)

Abstract In this paper, a low-complexity DOA estimation algorithm is presented for asynchronous DS-CDMA systems with multipath propagation. First, the influence of multiaccess interferences and noise is eliminated. Then, a group of correlation matrices constituted by the interested DOA's is derived. Finally, according to the conventional MUSIC algorithm, DOA's are resolved precisely from the above matrices. The algorithm has the advantages of low computation burden and high resolution. Simulation results confirm the effectiveness of the algorithm.

Key words Direction Of Arrival (DOA), Smart antenna, Space-time processing

1 引言

智能天线技术具有增加系统容量, 提高链路质量等优势^[1], 已成为无线通信理论研究的热点。DOA 估计作为其中一项重要课题引起了广泛的关注^[1-4]。对 CDMA 系统而言, 由于路径总数远大于天线阵元数, 因而传统的 DOA 估计方法, 如子空间分解法无法直接应用。解决这一问题通常可采用: 基于导频信息的方法^[2]或基于前后相关阵的方法^[3]。Blanz 等人^[2]首先估计出含有 DOA 信息的信道脉冲响应 (CIR), 然后再从 CIR 中估计出 DOA 信息。此算法计算量适中, 但导频信息的应用降低了频谱利用率。Lei 等^[3]则利用前后相关阵首先去除背景噪声的影响, 然后根据最小二乘准则提取出 DOA 信息, 最后采用特征值分解法估计出各 DOA 信息。此算法虽然估计精度比较高, 但计算量太大, 并且还要求复增益信息已知。此外, Liu 等^[4]在假设多址干扰 (MAI) 及码间干扰 (ISI) 服从高斯分布的前提下, 直接从解扩后的相关阵中估计 DOA 信息。由于该算法工作时信干噪比较低, 所以估计精度及鲁棒性都比较差。

上述 3 种方法均是在分离出感兴趣信息的基础上, 实现了 DOA 的估计。本文同样基于这一思想。众所周知: 采用多用户检测技术及均衡技术来去除 MAI 与 ISI, 计算量比较大, 因而,

¹ 2003-01-26 收到, 2003-06-23 改回

国家 863 计划资助项目 (项目号: 2001AA123015)

对 DOA 估计而言, 这种提取感兴趣信息的方法并不可行. 事实上, 在估计 DOA 时, 我们无需直接去除干扰信号本身, 而只要能去除干扰信号的相关阵同样可有效地分离出感兴趣信息. 最近, 文献 [5,6] 中报道了一种前后相关阵方法, 它能简单有效地去除干扰信号 (MAI, ISI) 的相关阵, 但该方法只适用于非周期扩频系统. 本文通过对这一方法进行适当改造, 提出了一种适用于周期扩频系统的 DOA 估计算法. 我们首先利用前后相关阵去除了 MAI 及噪声项的影响 (ISI 项的影响没有去除), 并由此构造了一组由感兴趣信息组成的相关阵, 再从这些矩阵中准确地估计出各 DOA 信息. 算法无需导频信息, 并且由于去除了 MAI 的影响, 复杂度也大为降低, 有效地实现了天线阵元数少于路径总数情况下的 DOA 估计.

2 信号模型

在异步 DS-CDMA 系统的上行链路中, 由 M 个天线阵元组成的离散基带接收信号可表示为 [3,6]

$$\mathbf{x}(n) = \sum_{i=0}^{S-1} \sum_{k=1}^K \sum_{p=1}^P \sigma_k c_{kp}(i) d_k(i) \Pi_k(n - iT - \tau_{kp}) \mathbf{a}(\theta_{kp}) + \mathbf{v}(n) \quad (1)$$

其中 $\mathbf{x}(n)$ 为 $M \times 1$ 维 chip 级向量; S 为考虑的符号数; K 为总的用户数; P 为用户的路径数; σ 表示信号的幅度; c 表示信道的复衰落; d 表示发送的符号信息, 此处采用 BPSK 调制, $d \in \{\pm 1\}$; $\Pi_k(n)$ 为分配给第 k 个用户的扩频码, 其中当 $0 \leq n < N$ 时, $\Pi_k(n) \in \{\pm 1/\sqrt{N}\}$, 否则, $\Pi_k(n) = 0$, N 为扩频增益; T 为符号间隔, 且 $T = NT_c$, T_c 为 chip 间隔; τ 为时延, 不失一般性, 假设 $\tau_{kp} < T$; 当天线阵为均匀线阵, 阵元间距为半波长时, $\mathbf{a}(\theta_{kp}) = [1, \exp(-j\pi \sin \theta_{kp}), \dots, \exp(-j(M-1)\pi \sin \theta_{kp})]^T$, $[\cdot]^T$ 表示转置运算; θ_{kp} 即为第 k 个用户第 p 条路径的 DOA; $\mathbf{v}(n)$ 为 $M \times 1$ 维 chip 级加性高斯白噪声. 在上述参数中, 我们假定 σ_k , τ_{kp} , θ_{kp} 在整个 S 个符号内保持不变; 复增益 c_{kp} 在一个符号内保持不变.

另外, 对系统作如下假设: (1) 发送信息服从独立同分布, 且 $E[d_k(i)] = 0$, 其中 $E[\cdot]$ 代表期望运算; (2) 各阵元上的噪声不相关且噪声功率均为 σ_n^2 , 即 $E[\mathbf{v}(n)\mathbf{v}^H(n')] = \delta_{nn'}\sigma_n^2 \mathbf{I}$, 其中 $(\cdot)^H$ 代表共轭转置操作; (3) 噪声与发送信息不相关.

不失一般性, 假设用户 1 的 DOA 为感兴趣信息, 则式 (1) 可分解为期望项及干扰项:

$$\mathbf{x}(n) = \sum_{i=0}^{S-1} \sum_{p=1}^P \sigma_1 c_{1p}(i) d_1(i) \Pi_1(n - iT - \tau_{1p}) \mathbf{a}(\theta_{1p}) + \mathbf{r}_{xp}(n) \quad (2)$$

其中干扰项 $\mathbf{r}_{xp}(n) = \mathbf{i}(n) + \mathbf{v}(n) = \sum_{i=0}^{S-1} \sum_{k=2}^K \sum_{p=1}^P \sigma_k c_{kp}(i) d_k(i) \Pi_k(n - iT - \tau_{kp}) \mathbf{a}(\theta_{kp}) + \mathbf{v}(n)$.

若令 $\mathbf{A}_1 = [\mathbf{a}(\theta_{11}), \mathbf{a}(\theta_{12}), \dots, \mathbf{a}(\theta_{1P})] \in C^{M \times P}$;

$\mathbf{C}_1(i) = \text{diag}[c_{11}(i), c_{12}(i), \dots, c_{1P}(i)] \in C^{P \times P}$;

$\mathbf{d}_1(i) = d_1(i) \mathbf{e}_P$, \mathbf{e}_P 为全 1 的 $P \times 1$ 维向量;

$\Pi_1(n; i) = \text{diag}[\Pi_1(n - iT - \tau_{11}), \Pi_1(n - iT - \tau_{12}), \dots, \Pi_1(n - iT - \tau_{1P})] \in C^{P \times P}$

则式 (2) 的矩阵形式表达式为

$$\mathbf{x}(n) = \mathbf{A}_1 \sum_{i=0}^{S-1} \sigma_1 \mathbf{C}_1(i) \Pi_1(n; i) \mathbf{d}_1(i) + \mathbf{r}_{xp}(n) \quad (3)$$

$\mathbf{x}(n)$ 的相关阵为

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_{xx} &= E[\mathbf{x}(n)\mathbf{x}^H(n)] \\ &= \mathbf{A}_1 E\left[\sum_{i=0}^{S-1} \sigma_1 \mathbf{C}_1(i) \mathbf{\Pi}_1(n; i) \mathbf{d}_1(i) \sum_{i'=0}^{S-1} \sigma_1 \mathbf{d}_1^T(i') \mathbf{\Pi}_1(n; i') \mathbf{C}_1^H(i')\right] \mathbf{A}_1^H + \mathbf{R}_{xp} \\ &= \mathbf{A}_1 \mathbf{R}_1 \mathbf{A}_1^H + \mathbf{R}_{xp} \end{aligned} \quad (4)$$

其中 $\mathbf{R}_{xp} = E[r_{xp}(n)\mathbf{r}_{xp}^H(n)]$, $\mathbf{R}_1 = \sigma_1^2 E[\mathbf{C}_1(i) \mathbf{\Pi}_1(n; i) \mathbf{E}_P \mathbf{\Pi}_1^H(n; i) \mathbf{C}_1^H(i)]$, \mathbf{E}_P 为全 1 的 $P \times P$ 维矩阵. 注意: 式中的 i 无需遍取整个 S 个符号, 因为对 $\mathbf{\Pi}_k(n)$ 而言, 仅当 $0 \leq n < N$ 时才有意义. 也就是说, 对某一取定的 n , 仅有一个与之对应的 i 值有意义. 例如: 当 $N = 16$, $N = 165$, $\tau_{kp} = 2$ 时, 仅当 $i = 10$ 时 $\mathbf{\Pi}_k(n - iT - \tau_{kp})$ 有意义; 当 $i \neq 10$ 时, $\mathbf{\Pi}_k(n - iT - \tau_{kp}) = 0$.

将 $\mathbf{x}(n)$ 分别按 τ_{1p} ($p = 1, \dots, P$) 解扩, 可得到相应的 $M \times 1$ 维符号级接收信号:

$$\begin{aligned} \mathbf{y}_{1p}(i) &= \sum_{n=iT+\tau_{1p}}^{(i+1)T-1+\tau_{1p}} \mathbf{\Pi}_1(n - iT - \tau_{1p}) \mathbf{x}(n) \\ &= \mathbf{A}_1 \sum_{j=i-1}^{i+1} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \sigma_1 \mathbf{\Pi}_1(n - iT - \tau_{1p}) \mathbf{C}_1(j) \mathbf{\Pi}_1(n; j) \mathbf{d}_1(j) + \mathbf{r}_{yp}(i) \end{aligned} \quad (5)$$

式中 n 取 $(-\infty, +\infty)$ 与 $(iT + \tau_{1p}, (i+1)T - 1 + \tau_{1p})$ 是等效的, 这同样是由于 $\mathbf{\Pi}_k(n)$ 仅当 $0 \leq n < N$ 时才有意义的缘故. 另外, 考虑到 $\tau_{kp} < T$, $\mathbf{y}_{1p}(i)$ 的值仅由序号为 $i-1, i, i+1$ 的符号来决定, 而与其它符号无关. 因此,

$$\mathbf{y}_{1p}(i) = \mathbf{A}_1 \sigma_1 \tilde{\mathbf{C}}_i \tilde{\mathbf{H}}_{1p} \tilde{\mathbf{d}}_i + \mathbf{r}_{yp}(i) \quad (6)$$

其中

$$\begin{aligned} \mathbf{r}_{yp}(i) &= \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \mathbf{\Pi}_1(n - iT - \tau_{1p}) \mathbf{r}_{xp}(n) \in C^{M \times 1} \\ \tilde{\mathbf{C}}_i &= [\mathbf{C}_1(i-1), \mathbf{C}_1(i), \mathbf{C}_1(i+1)] \in C^{P \times 3P} \\ \tilde{\mathbf{H}}_{1p} &= \text{diag}[\mathbf{H}_{1p}(1), \mathbf{H}_{1p}(0), \mathbf{H}_{1p}(-1)] \in C^{3P \times 3P} \\ \mathbf{H}_{1p}(m) &= \text{diag}[h_{1p,11}(m), h_{1p,12}(m), \dots, h_{1p,1P}(m)] \in C^{P \times P} \\ h_{1p,1p'}(m) &= \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \mathbf{\Pi}_1(n - \tau_{1p}) \mathbf{\Pi}_1(n - mT - \tau_{1p'}) \\ \tilde{\mathbf{d}}_i &= [\mathbf{d}_1^T(i-1), \mathbf{d}_1^T(i), \mathbf{d}_1^T(i+1)]^T \in C^{3P \times 1} \end{aligned}$$

$\mathbf{y}_{1p}(i)$ 的相关阵为

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_{y,pp} &= E[\mathbf{y}_{1p}(i)\mathbf{y}_{1p}^H(i)] \\ &= \mathbf{A}_1 E[\tilde{\mathbf{C}}_i \tilde{\mathbf{H}}_{1p} \tilde{\mathbf{d}}_i \tilde{\mathbf{d}}_i^H \tilde{\mathbf{H}}_{1p}^H \tilde{\mathbf{C}}_i^H] \mathbf{A}_1^H + \mathbf{R}_{yp} \\ &= \mathbf{A}_1 \mathbf{G}_{pp} \mathbf{A}_1^H + \mathbf{R}_{yp} \end{aligned} \quad (7)$$

其中 $\mathbf{G}_{pp} = \sum_{j=-1}^1 E[\mathbf{C}_1(i-j) \mathbf{H}_{1p}(j) \mathbf{E}_P \mathbf{H}_{1p}^H(j) \mathbf{C}_1^H(i-j)] \in C^{P \times P}$; $\mathbf{R}_{yp} = E[\mathbf{r}_{yp} \mathbf{r}_{yp}^H]$.

3 估计算法

3.1 干扰信号的相关阵

尽管式 (4) 与式 (7) 中均包含有用户 1 的全部 DOA 信息, 但仅根据式 (4) 或式 (7) 依然无法获得所需的 DOA 信息, 这是因为存在着未知的干扰项 \mathbf{R}_{xp} , \mathbf{R}_{yp} 的缘故. 一般说来, 相关阵 \mathbf{R}_{xp} , \mathbf{R}_{yp} 的特性难于准确估计, 因为与其密切相关的 $i(n)$ 的准确分布很难获得. 通常可认为 $i(n)$ 服从渐近有色高斯分布^[7], 即 $i(n)$ 服从渐近高斯分布, 且当 $\tau > 0$ 时, $E[i(n)i^H(n+\tau)] = \mathbf{Q}(\tau)$, 但由于 $E[d_k(i)d_k^H(i')] = \delta_{kk'}\delta_{ii'}$, 故当 $\tau \geq N$ 时, $E[i(n)i^H(n+\tau)] = 0 \cdot \mathbf{I}$. 事实上, 对于实际系统可认为 $i(n)$ 与 $i(n+\tau)$ ($\tau > 0$) 呈现弱相关性. 下面将从两方面来验证这一合理近似.

为叙述方便, 设 $i(n)$ 的第 m 个分量为 $i_m(n)$. 考虑 $\sigma_k = \sigma = 1$, $E[|c_{kp}(i)|^2] = 1$ 的简化情况. 由于不同路径上的复增益是不相关的^[8], 因此, $E[i_m(n)i_m^H(n)] = \frac{1}{NS} \sum_{n=1}^{NS-1} i_m(n)i_m^H(n) = \frac{(K-1)P}{N}$, ($\Pi_k(n) \in \pm 1/\sqrt{N}$, 而非 ± 1) 其中互相关项趋于 0 是因为不同路径上复增益不相关所致; 当 $\tau > 0$ 时, $E[i_m(n)i_m^H(n+\tau)] = \frac{1}{NS} \sum_{n=1}^{NS-1} i_m(n)i_m^H(n+\tau) = \frac{\gamma}{N}$, γ 为 $(K-1)P$ 条路径的部分相关系数和, 显然, 当 $KP \rightarrow +\infty$ 时, $\gamma \rightarrow 0$. 因此 $E[i_m(n)i_m^H(n+\tau)]/E[i_m(n)i_m^H(n)] \approx 0$. 当 $m \neq m'$ 时, $E[i_m(n)i_{m'}^H(n+\tau)] = \sum_k \sum_p \gamma_{kp} \exp(-j(m-m')\pi \sin \theta_{kp})/N$, 其中 γ_{kp} 为第 k 个用户第 p 条路径上的部分相关系数, 由于 DOA 均匀地分布在 $[0, 2\pi]$ 范围内且不同路径的 DOA 同样可认为不相关, 因此, $E[i_m(n)i_{m'}^H(n+\tau)] \approx 0$. 综合考虑, 无论 m, m' 为何值, 均有 $E[i_m(n)i_{m'}^H(n+\tau)] \approx 0$.

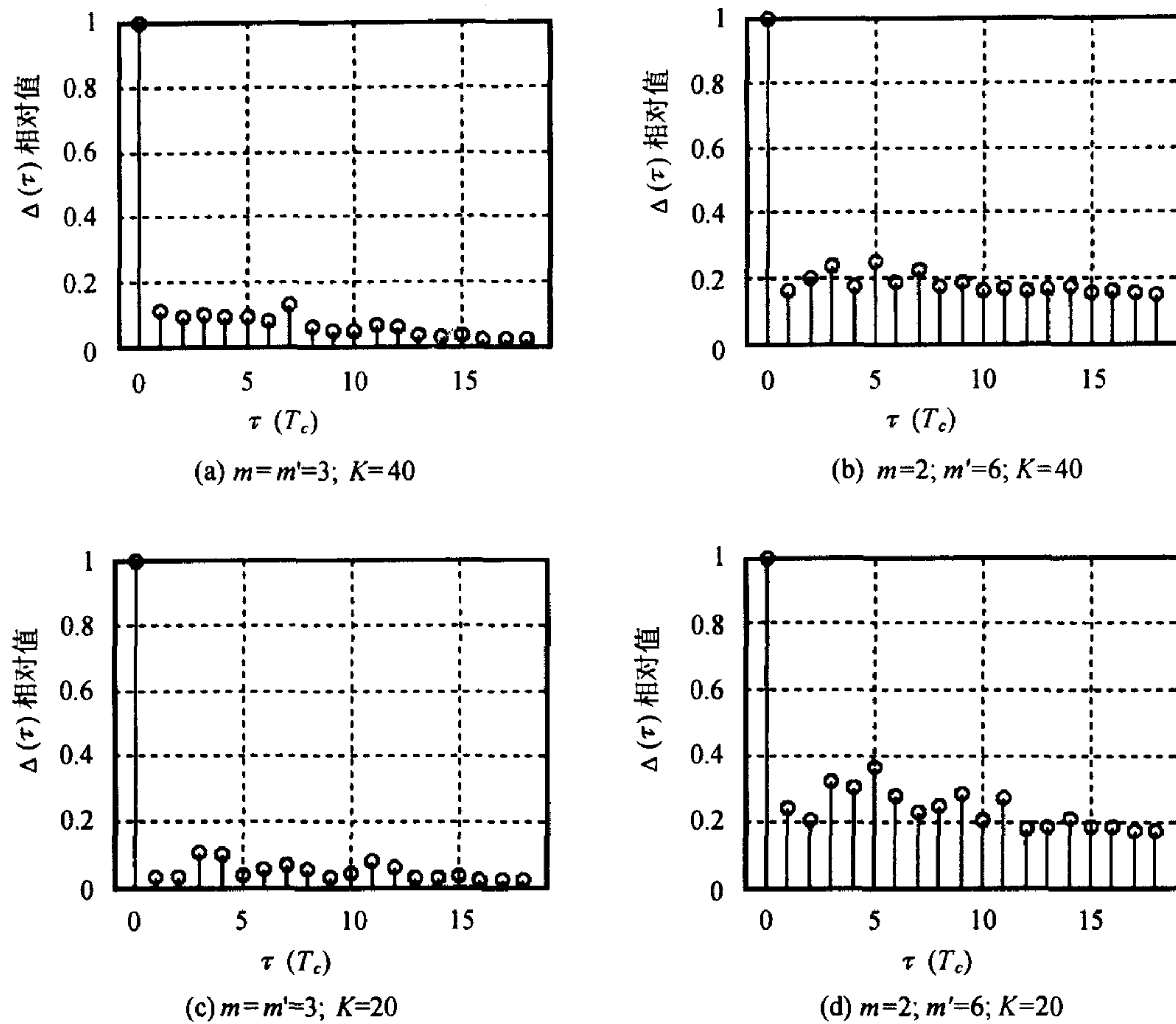
为进一步验证此结论, 我们给出了计算机仿真结果. 分别考虑 $K=40$ 及 $K=20$ 两种情况, 此时 $i(n)$ 分别由 39 及 19 个用户组成; 其它参数设置如下: 扩频增益 $N=16$; 每个用户含有 $P=3$ 条路径; 考虑 $S=100$ 个符号; 天线阵元数 $M=8$; 理想的功率控制; 采用 5000 点的 Monte Carlo 仿真. 定义 $\Delta(\tau) = |E[i_m(n)i_{m'}^H(n+\tau)]/E[i_m(n)i_{m'}^H(n)]|$, 即将不同时延的相关函数按 $\tau=0$ 时的相关函数归一化并取其模值. 图 1(a), 图 1(c) 分别示出了两种情况在 $m=m'=3$ 时, $\Delta(\tau)$ 与 τ 的变化关系. 当 $\tau > 0$ 时, 图 1(a) 中 $\Delta(\tau)$ 的最大值小于 0.15; 图 1(c) 中最大值约为 0.1. 因此, 不难看出, 当 $0 < \tau < N$ 时, $\Delta(\tau) \approx 0$. 注: 当 $\tau = 16, 17, 18$ 时, 即 $\tau > N$ 时, $i_3(n)$ 与 $i_3(n+\tau)$ 是不相关的^[7]. 图 1(b), 图 1(d) 分别示出了两种情况在 $m=2, m'=6$ 时, $\Delta(\tau)$ 与 τ 的变化关系. 对于这两种情况, 若只考虑前 N 个点, 显然不能认为 $i_2(n)$ 与 $i_6(n+\tau)$ 不相关, 但事实上, 由于 $0 < \tau < N$ 与 $\tau \geq N$ 时的 $\Delta(\tau)$ 是可比拟的, 因此, $i_2(n)$ 与 $i_6(n+\tau)$ 是不相关的, 至于 $i_2(n)$ 与 $i_6(n)$ 相关与否不影响本文的讨论. 综合来看, $i(n)$ 与 $i(n+\tau)$ 呈现弱相关性是一个合理的近似.

需要指出: 文中仅假设 $i(n)$ 与 $i(n+\tau)$ 在时域上是弱相关的, 至于 $i(n)$ 服从何分布, 以及 $i(n)$ 在空域呈现何特性 ($E[i(n)i^H(n)] = \mathbf{Q}$, \mathbf{Q} 为何值), 本文均未作任何假设. $r_{yp}(i)$ 的相关阵 \mathbf{R}_{yp} 为

$$\mathbf{R}_{yp} = E \left[\begin{array}{c} \sum_{n=iT+\tau_{1p}}^{(i+1)T-1+\tau_{1p}} \Pi_1(n-iT-\tau_{1p}) \mathbf{r}_{xp}(n) \\ \sum_{n'=iT+\tau_{1p}}^{(i+1)T-1+\tau_{1p}} \Pi_1(n'-iT-\tau_{1p}) \mathbf{r}_{xp}^H(n) \end{array} \right] \quad (8)$$

由于 $\tau > 0$ 时, $E[i(n)i^H(n+\tau)] \approx 0 \cdot \mathbf{I}$, 因此, $E[\mathbf{r}_{xp}(n)\mathbf{r}_{xp}^H(n+\tau)] \approx 0 \cdot \mathbf{I}$; 加之, $E[\Pi_1(n-iT-\tau_{1p})\mathbf{r}_{xp}(n)] = 0 \cdot \mathbf{e}_M$, 其中 \mathbf{e}_M 为全 1 的 $M \times 1$ 维列向量. 故

$$\mathbf{R}_{xp} \approx \mathbf{R}_{yp} \quad (9)$$

图 1 $\Delta(\tau)$ 与 τ 的变化关系

3.2 DOA 估计

为克服路径总数大于天线阵元数这一限制, 本算法将 KP 个 DOA 信息的估计问题分作 K 次完成, 每次只估计对应于同一个用户不同路径的 DOA 信息.

仍以用户 1 为例, 我们首先通过去除干扰项的影响来分离感兴趣信息, 即

$$\mathbf{R}_{y,pp} - \mathbf{R}_{xx} = \mathbf{A}_1(\mathbf{G}_{pp} - \mathbf{R}_1)\mathbf{A}_1^H \quad (10)$$

令 $\mathbf{R}_{pp} = \mathbf{R}_{y,pp} - \mathbf{R}_{xx}$, $\mathbf{S}_{pp} = \mathbf{G}_{pp} - \mathbf{R}_1$, 则

$$\mathbf{R}_{pp} = \mathbf{A}_1\mathbf{S}_{pp}\mathbf{A}_1^H \quad (11)$$

不难看出式 (11) 为 MUSIC 算法的标准形式, 由于 $P < M$ 几乎总是可以满足, 因此, 根据式 (11) 应能求出用户 1 的各 DOA 信息. 但事实上, 在求得各 DOA 信息中仅有第 p 条路径的 DOA 是可靠的, 这是因为第 $p' \neq p$ 条路径上的“信号功率”在 \mathbf{R}_{pp} 中仅占一小部分, 或者说, 第 p' 条路径上的信干噪比较低缘故. 显然, 对 $\mathbf{R}_{pp}(p=1, \dots, P)$ 实施 P 次 MUSIC 算法, 便可准确地求得用户 1 的全部 DOA 信息. 但这种方案的效率明显比较低. 一种可行的方案为: 首先对 (11) 式所表示的 P 个方程组求和, 然后对 $\mathbf{R} = \mathbf{A}_1\mathbf{S}\mathbf{A}_1^H$ 实施一次 MUSIC 算法即可估计出各 DOA 信息, 其中 $\mathbf{R} = \sum_{p=1}^P \mathbf{R}_{pp}$; $\mathbf{S} = \sum_{p=1}^P \mathbf{S}_{pp}$.

算法步骤归纳如下 (以求取用户 1 的 DOA 信息为例):

(1) 估计 $\hat{\mathbf{R}}_{xx} = \frac{1}{NS} \sum_{n=0}^{NS-1} \mathbf{x}(n)\mathbf{x}^H(n)$ 及 $\hat{\mathbf{R}}_{y,pp} = \frac{1}{S} \sum_{i=0}^{S-1} \mathbf{y}_{1p}(i)\mathbf{y}_{1p}^H(i)$, ($p=1, \dots, P$).

(2) 计算各 R_{pp} 的值并求 R 的值.

(3) 采用 MUSIC 算法, 从 R 中估计各 DOA 信息.

算法的计算量: 在 \hat{R}_{xx} , $\hat{R}_{y,pp}$ 已求出的条件下, 解析全部的 DOA 共需实施 K 次 MUSIC 算法, 其中 MUSIC 算法处理的是 $M \times M$ 维矩阵, 其计算量约为 $O(KM^3)$.

4 仿真实验

实验均以扩频增益 $N = 32$ 的系统为例, 其中扩频码 $\Pi_k(n) \in \{\pm 1/\sqrt{32}\}$; 考虑 $S=200$ 个符号^[3]. 定义估值偏差 $\theta_0 = 1/N_M \cdot \sum_{l=1}^{N_M} |\theta - \hat{\theta}(l)|$ 作为评价算法精度的指标, 其中 N_M 为 Monte Carlo 仿真点数, 本节各实验均假设 $N_M=200$, θ 为 DOA 的真值, $\hat{\theta}(l)$ 为 θ 的第 l 次估值. 不失一般性, 实验结果均以 θ_{11} 为例.

实验 1 比较本算法与文献 [3] 中算法的 DOA 估计精度. 假设有 $K=4$ 个用户; 每个用户有 $P=2$ 条路径; 各路径的时延及 DOA 如表 1 所示; 天线阵元数 $M=6$; 理想的功率控制. 图 2 给出了两种算法在不同信噪比下的 DOA 估计精度. 不难看出: 本算法的估计精度高于文献 [3] 中算法. 另外, 就计算量而言, 文献 [3] 中在提取感兴趣信息时, 需额外求一个 $KP^2 \times K^2P^2$ 维矩阵的伪逆, 其计算量至少为 $O(K^4P^6)$; 而且, 文献 [3] 中还需假设复增益信息已知. 因此, 综合来看, 本算法优于文献 [3] 中算法.

表 1 实验 1 中的时延及 DOA 信息

时延	τ_{11}	τ_{12}	τ_{21}	τ_{22}	τ_{31}	τ_{32}	τ_{41}	τ_{42}
数值 (chip)	0	1	2	3	3	4	2	5
DOA	θ_{11}	θ_{12}	θ_{21}	θ_{22}	θ_{31}	θ_{32}	θ_{41}	θ_{42}
数值 ($^\circ$)	30	60	20	50	-40	-10	70	40

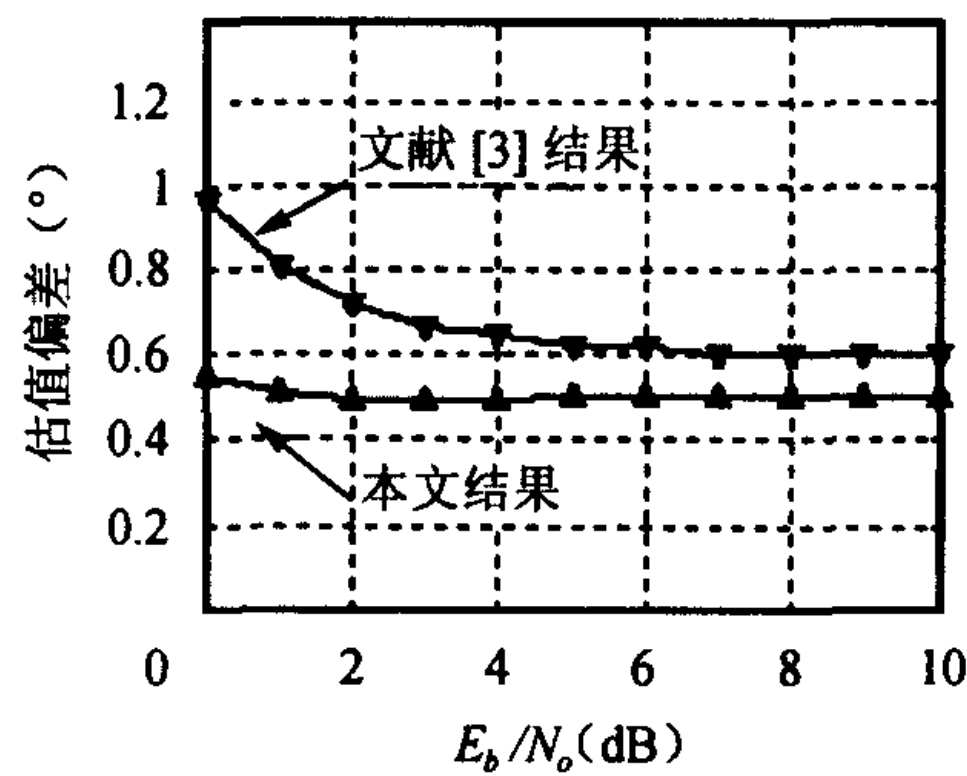


图 2 本算法与文献 [3] 中算法的比较

实验 2 比较本算法与文献 [4] 中算法的 DOA 估计精度. 仿真参数设置如下: $K=20$; $P=3$; $\theta_{11} = 30^\circ$, $\tau_{11} = 1\text{chip}$, 其它路径的 DOA 及时延均匀地分布在 $[-\pi/2, \pi/2]$ 及 $[0, 8]\text{chip}(s)$ 内; $\text{SNR}=3\text{dB}$; 适宜的功率控制, 即功率的变化范围为 $[-3\text{dB}, 3\text{dB}]$ ^[6]. 图 3 给出了两种算法的绝对估计误差的分布情况. (此处未采用估值偏差作为性能指标, 是因为文献 [4] 中出现了 7 个“野值”点, 如图 3(b) 所示). 其中图 3(a) 为本算法的绝对误差分布情况; 图 3(b), 图 3(c) 分别为文献 [4] 中算法在剔除“野值”点前、后的绝对误差分布情况. 两种算法性能存在较大差异的原因在于: 文献 [4] 中算法工作时的信干噪比较低, 而本算法由于有效地去除了干扰项的影响, 提高了信干噪比.

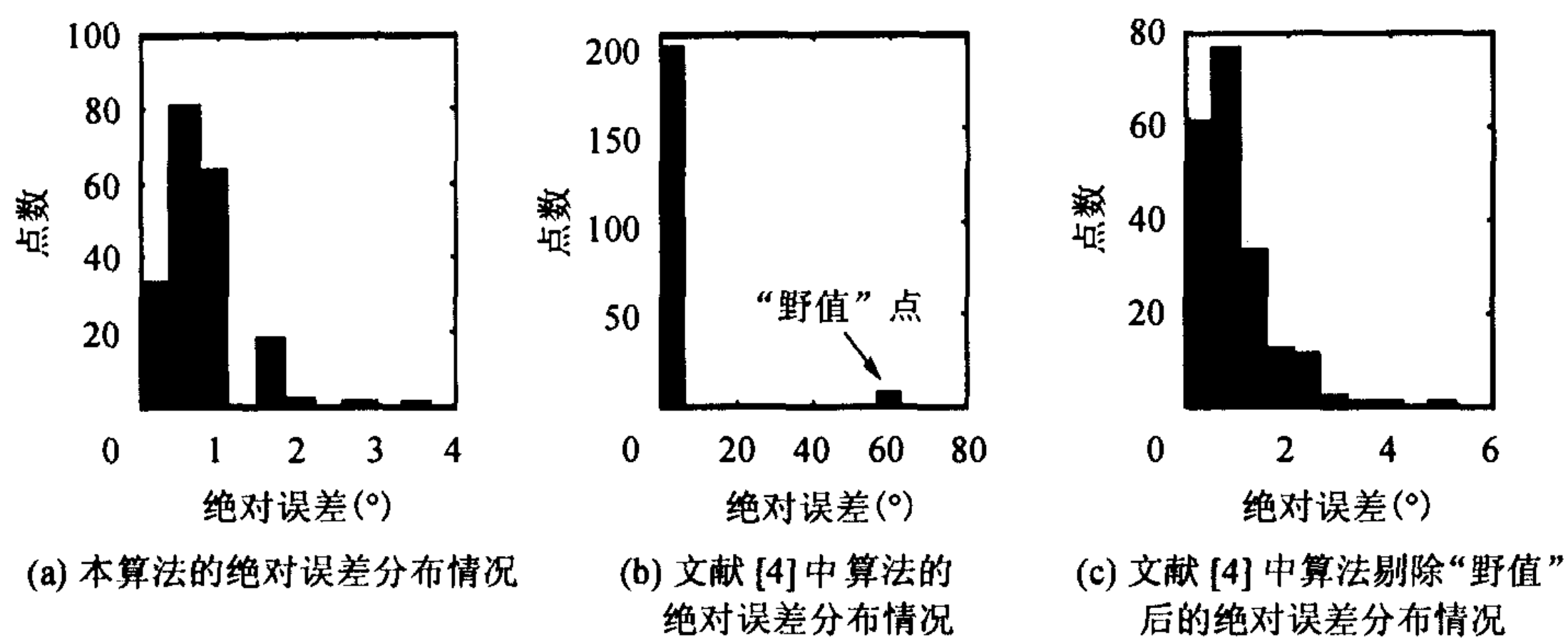


图 3 本算法与文献 [4] 中算法的比较

实验 3 比较本算法在不同用户数下的 DOA 估计精度。分别考虑： $K=40$ ， $K=20$ 及 $K=10$ 3 种情况；其它条件（信噪比除外）同实验 2。不难看出，上述 3 种情况，尤其是第 1 种情况，其空间谱存在着大面积重叠。但是由于 $R_{xp} \approx R_{yp}$ 这一结论是基于码域特性得出的，因此本算法依然能够分离出各条路径，从而完成 DOA 估计。图 4 示出了 3 种情况下的 DOA 估计精度。可以看出：(1) 当用户数固定时，估计精度变化较小。这是因为，一方面 3 种情况下 $i(n)$ 的功率远大于噪声项的功率，另一方面，算法能够有效地去除干扰项 ($i(n)$ 及噪声项) 的影响。(2) 随着用户数的增加，解析精度逐渐变差。其原因在于：采用样本估值来代替 R_{xx} ， $R_{y,pp}$ 时总会引入误差，尽管形式上，干扰项的相关阵可完全去除，但实际情况下，不可避免地存在误差，这部分误差会随着 MAI 的增加（等效于用户数的增加）而变大。为直观显示本算法，图 5 示出了上述 3 种情况在 SNR=3dB 时的 MUSIC 谱（对应于一次估计）。

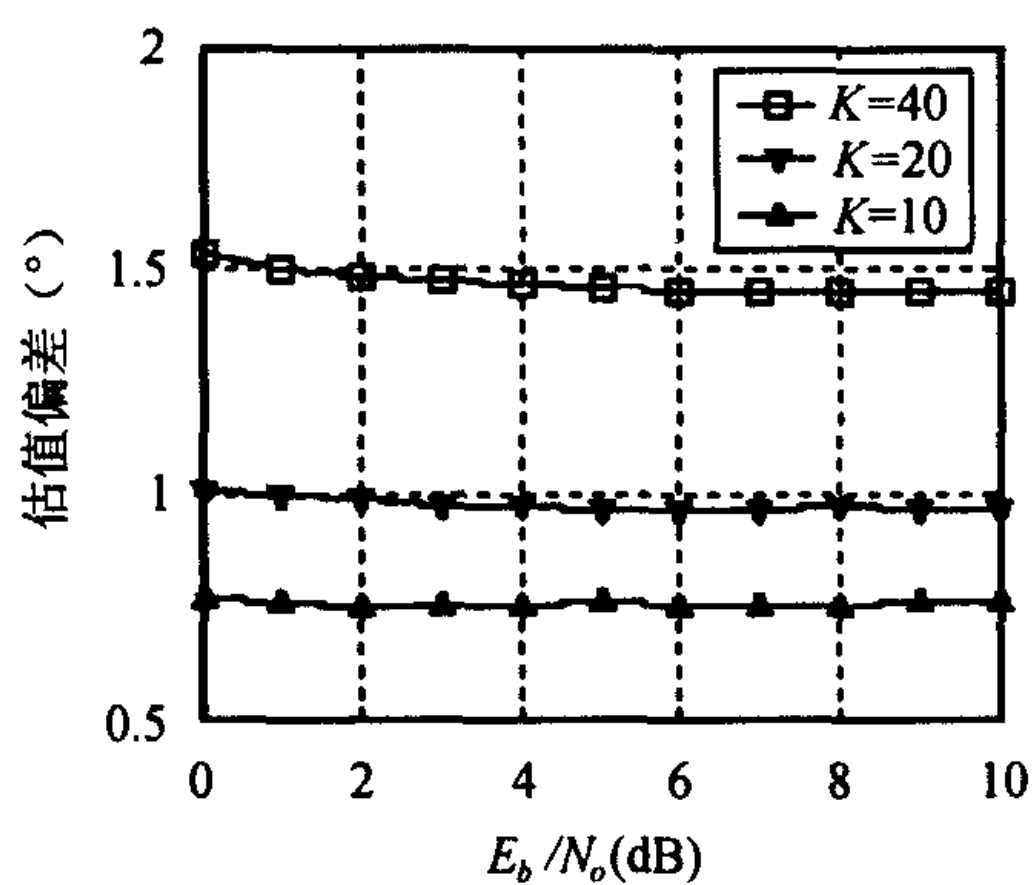


图 4 不同用户数下的 DOA 估计

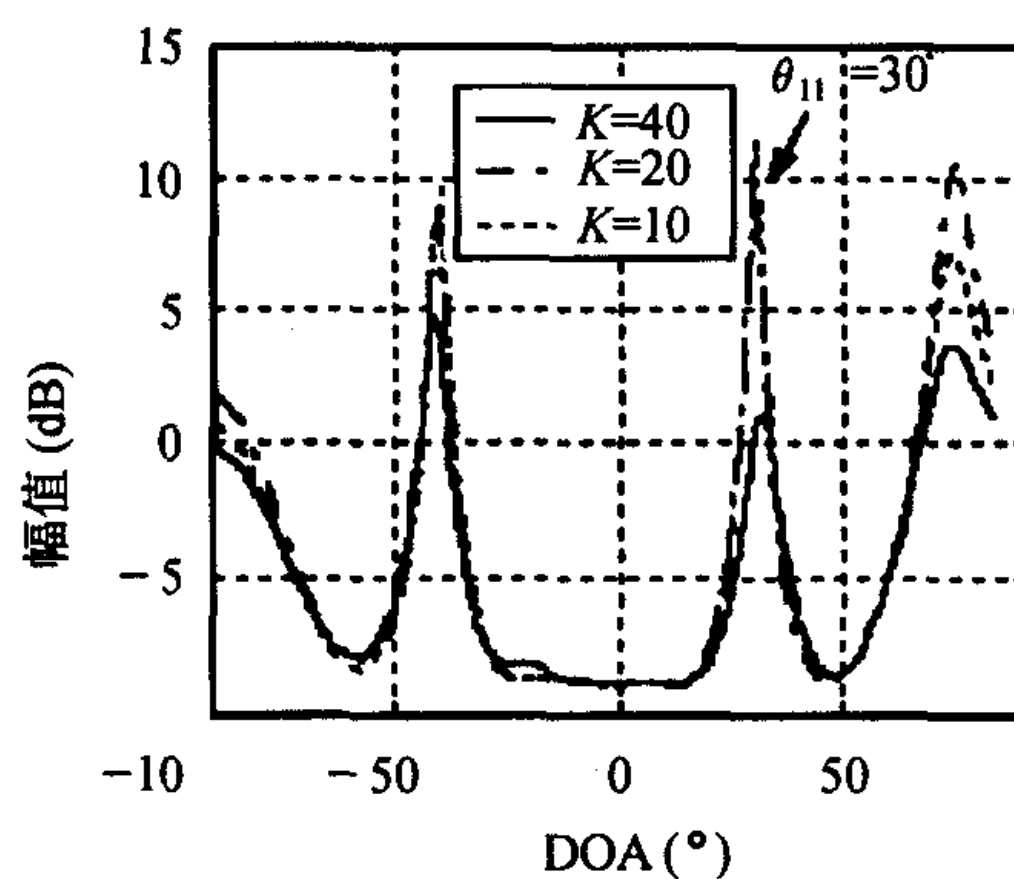


图 5 不同用户数下的 MUSIC 谱

5 结论

本文提出了一种适于异步 DS-CDMA 系统的低复杂度 DOA 估计算法。该算法利用解扩前、后相关阵，有效地去除了多址干扰及噪声项的影响，从而实现了感兴趣信息的分离；并在此基础上，准确地估计出各 DOA 信息。算法计算量小，估计精度高，有效地实现了天线阵元数少于路径总数时的 DOA 估计。

参 考 文 献

- [1] Godara L C. Application of antenna arrays to mobile communications, part II: beam-forming and direction-of-arrival considerations. *Proc. IEEE*, 1997, 85(8): 1195-1245.
- [2] Blanz J J, et al.. Smart antennas for combined DOA and joint channel estimation in time-slotted CDMA mobile radio systems with joint detection. *IEEE Trans. on Veh. Tech.*, 2000, 49(3): 293-306.
- [3] Lei Zhongding, Lim T J. Estimation of directions of arrival of multipath signal in CDMA systems. *IEEE Trans. on Comm.*, 2000, 48(6): 1022-1028.
- [4] Liu J, Wan C. Signal sub-space DOA estimation in CDMA communications with multipath propagation. *IEEE Wireless Comm. and Networking Conf.*, 1999, 2: 640-643.
- [5] Naguib A F, Paulraj A. Recursive adaptive beamforming for wireless CDMA. *IEEE International Conf. on 'Gateway to Globalization'*, Seattle, 1995, 3: 1515-1519.
- [6] Liu Hui, Zoltowski M D. Blind equalization in antenna array CDMA systems. *IEEE Trans. on Signal Proces.*, 1997, 45(1): 161-171.
- [7] Wang K, Ge H. Joint estimation of time delays and DOA's for DS-CDMA system over Rayleigh fading channels. *ICC*, 2001, 5: 1436-1440.
- [8] Guenach M, Vandendorpe L. Tracking performance of DA and DD Multiuser timing synchronizers for short code DS-CDMA systems. *IEEE J. on Selected Areas Comm.*, 2001, 19(12): 2452-2461.

王维新: 男, 1975 年生, 博士生, 研究方向为 CDMA 系统中的智能天线技术.

吴镇扬: 男, 1949 年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为智能信号处理及听觉、视觉信号处理.

彭岳星: 男, 1973 年生, 博士生, 研究方向为 CDMA 系统中的干扰抑制技术.

刘 陈: 男, 1963 年生, 博士生, 研究方向为 OFDM 系统中的信号检测技术.