

用一种新的空时导向矢量联合估计 CDMA 信号 波达方向与多径时延

田孝华, 廖桂生, 王洪洋

(西安电子科技大学雷达信号处理重点实验室, 陕西西安 710071)

摘要: 本文针对 CDMA 系统提出了一种不需要训练信号而直接对接收的正常通信信号进行处理, 实现感兴趣用户的波达方向(DOA)与多径时延联合估计的新方法. 该方法是一种基于空时二维的 MUSIC 方法, 首先建立了一种新的数据结构, 并对其形成的相关矩阵进行特征分解, 然后采用构造的新导向矢量对特征空间进行搜索. 这种方法克服了要求接收信号数小于阵元数的局限, 能有效估计时延不同、波达方向相差很小的多径信号参数.

关键词: 空时 MUSIC; 特征序列; 波达方向; 多径时延

中图分类号: TN914.53 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2002) 12-1876-03

Joint Estimation of DOA and Multipath Time Delay Using the New Space-Time Steering Vector for CDMA System

TIAN Xiao-hua, LIAO Gui-sheng, WANG Hong-yang

(Key Lab of Radar Signal Processing, Xidian University, Xi'an, Shaanxi 710071, China)

Abstract: In this paper, based on the space-time two dimensional MUSIC algorithm, a new method utilizing the received information of user instead of pilot signal during the period of normal communication is proposed to estimate DOA and multipath time delay of the signal of interesting (SOI) user in CDMA system. The eigenvalues and eigenvectors of the covariance matrix formed by a new data model is computed first, then the DOA and time delay can be found by searching noise subspace with a new steering vector. It is not required that the number of the received signals be less than that of the array elements. The DOA closed in space (or the same DOA) and multipath time delay of the SOI of different time delay can be estimated.

Key words: the space-time MUSIC algorithm; signature sequence; DOA; multipath time delay

1 引言

对移动用户精确定位——作为第三代移动通信系统的一个重要功能已引起广泛的注意. 定位主要是通过对移动用户的波达方向 (DOA)、多径到达时间差 (TDOA) 及离波方向 (DOD) 中的一个或几个参数估计来实现的. 近来针对 TDMA 系统提出了几种对波达方向和多径时延进行联合估计的算法^[1-3], 而对于 CDMA 系统来说, 由于多址干扰以及多径的存在使得信号数远大于阵元数, 联合估计参数的算法报道较少^[6,7], 它们均需要已知粗略的时延信息.

CDMA 系统基站收到的信号是由多个用户的多径信号迭加组成的, 信号数远大于基站天线的阵元数, 直接采用传统的 MUSIC 方法^[4]是无法估计出感兴趣用户的波达方向的. 为此, 本文针对 CDMA 系统不同用户的特征码之间以及同一用户不同时延的特征码之间相关性很小的特点^[5], 提出了一种直接对接收的用户信号而不是导频序列进行处理来实现对感兴趣用户的波达方向和多径时延联合估计的新方法, 该方法是对传统 MUSIC 方法的推广与变形. 首先, 建立了一种新的数据结构, 采用这种数据结构能使形成的相关矩阵的维数有效增加, 即使接收信号数远大于阵元数, 对相关矩阵进行特征分解也能准确得到信号子空间和噪声子空间; 其次, 构造了一个新的导向矢量, 采用该导向矢量对信号子空间或噪声子空间进行二维搜索既能估计出感兴趣用户的波达方向和多径时延,

又能抑制其它用户的信号. 特别是在感兴趣用户不同多径波达方向很近时, 利用其时延的差别也能准确估计出各条多径的波达方向.

2 信号模型

基站采用 N 个间距为半波长的均匀线阵接收信号, 基站收到 Q 个用户的信号, 第 q 个用户有 L_q 条多径, 设信道参数在 M 个信息比特期间保持不变, 则第 n 个阵元接收的基带信号为:

$$x_n(t) = \sum_{m=1}^M \sum_{q=1}^Q \sum_{l=1}^{L_q} \sqrt{p_{q,l}} e^{j\varphi_{q,l}} e^{j(n-1)\pi \sin\theta_{q,l}} b_q(m) c_q(t - mT_b - \tau_{q,l}) + n_n(t) \quad (1)$$

式中 $\sqrt{p_{q,l}}$, $\varphi_{q,l}$ 为接收的第 q 个用户第 l 条多径的振幅与相位, $b_q(m)$ 为第 q 个用户的第 m 个信息比特, $\tau_{q,l}(t) \in [0, T_b]$ 为第 q 个用户第 l 条多径的时延, T_b 为信息比特周期, $\theta_{q,l}$ 为第 q 个用户第 l 条多径的波达方向, $n_n(t)$ 是均值为 0、方差为 δ^2 的加性高斯白噪声, $c_q(t)$ 为第 q 个用户的扩频波形.

$$c_q(t) = \sum_{k=0}^{K-1} c_{qk} p(t - kT_c) \quad (2)$$

$c_{qk} \in \{\pm 1\}$ ($k = 0, 1, 2, \dots, K-1$) 为第 q 个用户的特征序列, $p(t)$ 为码片的脉冲波形, 持续时间为 T_c , T_c 为码片周期, $T_b = KT_c$, 且 $\int_0^{T_b} |c_q(t)|^2 dt = K$.

收稿日期: 2001-07-03; 修回日期: 2002-05-12

基金项目: 国家自然科学基金(No. 60172028); 国家教育部跨世纪人才培养计划基金

对基带信号以码片速率采样,则第 n 个阵元在第 m 个信息比特的第 k 个码片的信号为:

$$x_n(m, k) = \sum_{q=1}^M \sum_{l=1}^L \sqrt{p_{q,l}} e^{j\varphi_{q,l}} e^{j(n-1)\pi \sin \theta_{q,l}} b_q(m) c_q(k - mK - \tau_{q,l}/T_c) + n_n(m, k) \quad (3)$$

将每次快拍构成矢量 $\mathbf{x}(m, k)$ 有:

$$\mathbf{x}(m, k) = [x_1(m, k), x_2(m, k), \dots, x_N(m, k)]^T \quad (4)$$

用户的特征序列长度为 K ,将连续的 K 次快拍矢量拉直构成一新的长度为 $(K \times N)$ 的信号矢量 $\mathbf{x}(m)$ 为:

$$\mathbf{x}(m) = \begin{bmatrix} b_1(m)c_1(1) & b_1(m-1)c_1(K-1) & \vdots & b_1(m)c_1(1)e^{j(N-1)\Psi_{1,1}} & b_1(m-1)c_1(K-1)e^{j(N-1)\Psi_{1,2}} & \vdots & b_1(m)c_1(2) & b_1(m-1)c_1(K) & \vdots & b_1(m)c_1(2)e^{j(N-1)\Psi_{1,1}} & b_1(m-1)c_1(K)e^{j(N-1)\Psi_{1,2}} & \vdots & b_1(m)c_1(3) & b_1(m)c_1(1) & \vdots & b_1(m)c_1(K) & b_1(m)c_1(K-2) & \vdots & b_1(m)c_1(K)e^{j(N-1)\Psi_{1,1}} & b_1(m)c_1(K-2)e^{j(N-1)\Psi_{1,2}} \end{bmatrix} + \mathbf{n}(m)$$

$$= \mathbf{A}(m; \theta, \tau) \mathbf{s} + \mathbf{n}(m)$$

式中, $\Psi_{1,1} = \pi \sin \theta_{1,1}$, $\Psi_{1,2} = \pi \sin \theta_{1,2}$, $\Psi_{2,1} = \pi \sin \theta_{2,1}$, $c_q(k)$ 表示第 q 个用户特征序列的第 k 个码片, $b_q(m)$ 表示第 q 个用户的第 m 个信息比特.

对上面的表达式说明几点:第一,由于接收的信号为三个信号的混合, $\mathbf{A}(m, \theta, \tau)$ 是 $NK \times 3$ 的矩阵,并且是列满秩的,列数与收到的信号数相等,一般来说, NK 远大于接收的信号数.因此,对采用新的数据矢量 $\mathbf{x}(m)$ 构成的维数为 $(NK) \times (NK)$ 的相关矩阵进行特征分解,其大特征值对应特征矢量生成的信号子空间与收到的信号构成的空间相同.采用这种数据模型能估计 $NK - 1$ 个信号的波达方向,而采用传统数据模型只能估计 $N - 1$ 个信号的波达方向.第二,在同一用户的最大多径时延小于一个信息比特周期时, $\mathbf{A}(m; \theta, \tau)$ 的每一列仅与相邻的两个信息比特、波达方向及特征序列有关,为下面构造空时导向矢量提供了依据.第三,波达方向信息和多径时延信息完全含于 $\mathbf{x}(m)$,当构造的导向矢量合适时,能实现信号的波达方向与多径时延的联合估计,并自动完成配对.

3.2 感兴趣用户波达方向与多径时延的联合估计算法

本文采用空时二维 MUSIC 方法对感兴趣用户波达方向与多径时延进行联合估计.由于对采用新的数据矢量 $\mathbf{x}(m)$ 构成的相关矩阵进行特征分解,其大特征值对应特征矢量生成的信号子空间与收到的信号构成的空间相同.因此,用 MUSIC 方法对感兴趣用户的波达方向与多径时延进行联合估计的关键是构造一个合适的导向矢量,该导向矢量必须满足:在对信号子空间进行搜索时,既能在感兴趣用户的每一条多径的波达方向与多径时延点形成峰值,又避免在干扰用户的

$$\mathbf{x}(m) = [\mathbf{x}(m, 1)^T, \mathbf{x}(m, 2)^T, \dots, \mathbf{x}(m, K)^T]^T \quad (5)$$

3 感兴趣用户波达方向与多径时延的联合估计

3.1 信号模型的进一步讨论

为了对式(5)更易理解,不失一般性,以基站收到两个用户信号为例进行讨论,第一个用户有两条多径,第二条多径相对第一条多径的时延差为 2 个码片,第二个用户只有一条多径,并且相对第一个用户的第一条多径有 1 个码片的时延,设接收机与第一个用户的第一条多径同步*,则式(5)可表示为:

$$\mathbf{x}(m) = \begin{bmatrix} b_1(m-1)c_2(K) & \vdots & b_2(m-1)c_2(K)e^{j(N-1)\Psi_{2,1}} & \vdots & \sqrt{p_{1,1}}e^{j\varphi_{1,1}} \\ b_2(m-1)c_2(K)e^{j\Psi_{2,1}} & \vdots & b_2(m)c_2(1) & \vdots & \sqrt{p_{1,2}}e^{j\varphi_{1,2}} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ b_2(m-1)c_2(K)e^{j(N-1)\Psi_{2,1}} & \vdots & b_2(m)c_2(1)e^{j(N-1)\Psi_{2,1}} & \vdots & \vdots \\ b_2(m)c_2(1) & \vdots & b_2(m)c_2(2) & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ b_2(m)c_2(K-1) & \vdots & b_2(m)c_2(K-1)e^{j(N-1)\Psi_{2,1}} & \vdots & \sqrt{p_{2,1}}e^{j\varphi_{2,1}} \end{bmatrix} + \mathbf{n}(m) \quad (6)$$

波达方向与多径时延点出现假峰.根据 $\mathbf{A}(m; \theta, \tau)$ 的每一列仅与相邻的两个信息比特、波达方向及特征序列有关的特点,本文采用两个导向矢量对特征空间的每一点进行搜索.两个导向矢量 $\mathbf{c}_1(\theta, \tau)$ 和 $\mathbf{c}_2(\theta, \tau)$ 分别为:

$$\mathbf{c}_1(\theta, \tau) = [c_q(\tau), c_q(\tau)e^{j\pi \sin \theta}, \dots, c_q(\tau)e^{j(N-1)\pi \sin \theta}, c_q(\tau+1), \dots, c_q(\tau+1)e^{j(N-1)\pi \sin \theta}, \dots, c_q(K-1), \dots, c_q(K-1)e^{j(N-1)\pi \sin \theta}, c_q(0), \dots, c_q(0)e^{j(N-1)\pi \sin \theta}, \dots, c_q(\tau-1), \dots, c_q(\tau-1)e^{j(N-1)\pi \sin \theta}]^T, \quad \tau = 0, 1, \dots, K-1 \quad (7)$$

$$\mathbf{c}_2(\theta, \tau) = [-c_q(\tau), -c_q(\tau)e^{j\pi \sin \theta}, \dots, -c_q(\tau)e^{j(N-1)\pi \sin \theta}, -c_q(\tau+1), \dots, -c_q(\tau+1)e^{j(N-1)\pi \sin \theta}, \dots, -c_q(K-1), \dots, -c_q(K-1)e^{j(N-1)\pi \sin \theta}, c_q(0), \dots, c_q(0)e^{j(N-1)\pi \sin \theta}, \dots, c_q(\tau-1), \dots, c_q(\tau-1)e^{j(N-1)\pi \sin \theta}]^T, \quad \tau = 0, 1, \dots, K-1 \quad (8)$$

空时二维 MUSIC 算法如下:

(1)对以码片速率连续采样的 M 个信息比特的数据矢量用下式计算相关矩阵:

$$\mathbf{R}_{xx} = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M \mathbf{x}(m) \mathbf{x}^H(m) \quad (9)$$

* CDMA 系统的同步包括 PN 码同步,符号同步,帧同步和扰码同步等.cdma2000 系统通过对导频信号的捕获建立 PN 码同步和符号同步,通过接收的同步信号建立帧同步与扰码同步;W-CDMA 系统通过对基本同步信号的捕获建立 PN 码同步和符号同步,通过对辅助同步信号不同扩频码的非相干接收,确定扰码组,通过对可能的扰码进行搜索建立扰码同步.

(2)对相关矩阵进行特征分解,得到特征值 $\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \dots \geq \lambda_p > \lambda_{p+1} \geq \dots \geq \lambda_{NK}$ 及对应的特征矢量 $v_i, i = 1, 2, \dots, NK$. 根据特征值的大小确定信号个数,并由小特征值对应特征矢量张成噪声子空间 $E_N = [v_{p+1}, v_{p+2}, \dots, v_{NK}]$;

(3)用感兴趣用户的特征序列 $\{c_q(k)\}_{k=0}^{(K-1)}$ 构成“导向矢量” $c_1(\theta, \tau)$ 和 $c_2(\theta, \tau)$,通过不同的 (θ, τ) 对 $f(\theta, \tau)$ 进行峰值搜索,实现感兴趣用户多径时延与波达方向的联合估计.

$$f(\theta, \tau) = \max(f_1(\theta, \tau), f_2(\theta, \tau)),$$

$$\tau = 0, 1, 2, \dots, K-1; \theta = -\pi \sim \pi \quad (10)$$

$$f_1(\theta, \tau) = c_1^H(\theta, \tau) c_1(\theta, \tau) / |c_1^H(\theta, \tau) (\sum_{i=p+1}^{NK} v_i v_i^H) c_1(\theta, \tau)| \quad (11)$$

$$f_2(\theta, \tau) = c_2^H(\theta, \tau) c_2(\theta, \tau) / |c_2^H(\theta, \tau) (\sum_{i=p+1}^{NK} v_i v_i^H) c_2(\theta, \tau)| \quad (12)$$

4 仿真分析

为了证明上述算法的有效性,对几种典型情况进行了计算机仿真.设基站采用间距为半波长的均匀线阵接收信号,阵元数为4,期望信号与干扰信号均为DS-CDMA信号,用户的特征序列均采用长度为31的gold码,用户的信息序列为 ± 1 独立等概的随机序列,观测噪声为均值为0、方差为0.1的空时加性高斯白噪声.

例1 仿真接收信号数大于阵元数条件下该算法估计期望用户多径信号参数的有效性.接收信号参数如表1所示,用户1为期望用户,其余用户信号为干扰信号,并且存在一条强干扰,每码片采样一次,仿真结果(等高线)如图1所示.从仿真结果可以看出:在信号数大于阵元数的条件下,采用该算法仍然能有效估计期望用户各条多径的参数,同时与干扰信号对应的参数点未出现峰值.另外该方法对远近效应不敏感.

表1 用户参数

用户	1			2		3	4	5	6
多径信号	1	2	3	1	2	1	1	1	1
DOA(度)	0	5	10	-60	-45	-30	+15	+40	-10
时延(码片)	0	6	4	0	1	0	0	0	0
SNR(dB)	25	22	16	19	21	51	20	16	22

例2 比较采用传统 MUSIC 方法与本文方法对波达方向很近的感兴趣用户多径信号参数估计的有效性.假设基站接收到两个用户信号,用户1为期望用户,有两条多径.第一条参数:时延为0、波达方向为0度、SNR为25dB;第二条参数:时延为3个码片、波达方向为2度、SNR为22dB.用户2为干扰用

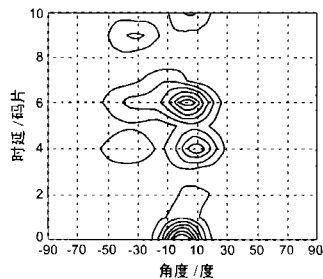


图1 仿真接收信号数大于阵元数条件下该算法估计期望用户多径信号参数的有效性

户,其参数为0时延、波达方向5度、SNR为19dB.仿真结果如图2所示,图(a)含义与上同,图(b)为采用传统方法得到的曲线.从仿真结果可以看出:本文方法能分辨波达方向相差很近的感兴趣用户的各条多径,传统方法则不能.

5 结论

本文针对CDMA系统提出了一种无需训练信号而直接用接收的正常通信信号对感兴趣用户的波达方向与多径时延进行联合估计的空时二维MUSIC方法.这种方法克服了要求接收信号数小于阵元数的局限,同时又能有效估计时延不同、波达方向相差很小的多径信号的DOA和到达时间差.并且,为了得到不同用户的DOA

和时延信息,只需采用相应特征序列构成的导向矢量对同一个噪声子空间搜索即可,不需要重复进行特征分解.仿真结果证明了该算法的有效性.

参考文献:

- [1] M P Clark, L L Scharf. Two-dimensional modal analysis based on maximum likelihood [J]. IEEE Trans Signal Processing, 1994, 42(6): 1352 - 1443.
- [2] M C Vanderveen, A J vanderveen, A Paulraj. Estimation of multipath parameters in wireless communications [J]. IEEE Trans Signal Processing, 1998, 46(3): 682 - 690.
- [3] Y Y Wang, J T Chen, W H Fang. Joint estimation of DOA and delay using TST-MUSIC in a wireless channel [J]. IEEE Signal Processing Letters, 2001, 8(2): 58 - 60.
- [4] R O Schmit. Multiple emitter location and signal parameter estimation [J]. IEEE Trans Antenna, Propagation, 1986, 34(3): 276 - 280.
- [5] A J Viterbi. CDMA: Principles of Spread Spectrum Communications [M]. Addison-Wesley, 1995.
- [6] M D Zoltowski, Y F Chen. Joint angle and delay estimation for reduced dimension space-time RAKE receiver with application to IS-95 CDMA uplink [A]. IEEE 5th International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications [C]. 1998, 2: 606 - 610.
- [7] Y F Chen, M D Zoltowski. Joint angle and delay estimation for DS-CDMA with application to reduced dimension space-time RAKE receivers [A]. IEEE Intl Conf ASSP [C]. 1999, 5: 2933 - 2936.

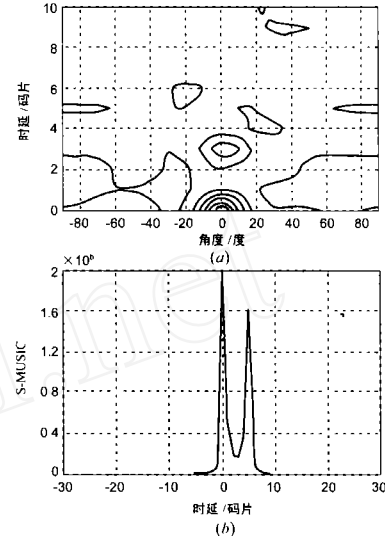


图2 比较采用传统 MUSIC 方法与本文方法对波达方向很近的感兴趣用户多径信号参数估计的有效性