

# 一种子空间盲自适应多用户检测技术 在天线阵 CDMA 系统中的应用

王 勇, 尤肖虎, 陈 明, 程时昕

(东南大学无线电系国家移动通信实验室, 南京 210096)

**摘 要:** 多用户检测技术是 DS-CDMA 中的一项关键技术, 而天线阵也是一种减轻多用户干扰的方法. 本文将两种技术结合在一起, 提出了将子空间方法应用于天线阵多用户检测技术. 这种技术可适用于低速移动台在慢衰落信道下的盲检测. 仿真结果表明这种算法比单纯作最佳二维 Rake 接收要好, 和有训练序列的先做 CMOE 再做最佳合并的性能差不多.

**关键词:** 多用户检测; 子空间方法

中图分类号: TN911

文献标识码: A

文章编号: 0372-2112(2000)08-0082-03

## A Subspace Approach for Multiuser Detection in Antenna Array CDMA Systems

WANG Yong, YU Xiao-hu, CHEN Ming, CHENG Shi-xing

(Dept. of Radio Engineering, SouthEast University, Nanjing 210096, China)

**Abstract:** Multiple access interference(MAI) is a key problem in direct-sequence CDMA(DS-CDMA)(Direct sequence-code division multiple access) systems. Both multiuser detection method and antenna array have been introduced to reduce the effect of MAI. In this paper, a blind subspace method is used for multiuser detection in antenna array CDMA system. This method can work under slow fading channels. Simulations show that this method is superior to conventional optimal 2D rake receiver for a single user, and has a similar performance with a trained CMOE method with optimal combining.

**Key words:** multiuser detection; subspace method

### 1 引言

DS-CDMA 技术目前已被实用化, 它具有 TDMA 技术所不具备的诸多优势. 但 DS-CDMA 系统存在着比较严重的多用户干扰, 是一个干扰受限系统. 已有很多文献探讨了 DS-CDMA 系统中的多用户检测技术. Verdu 提出了最佳的多用户接收机<sup>[1]</sup>, 但其复杂度是用户数的指数倍. 因此大多数文献集中于在性能复杂度之间取折衷的次最优的多用户检测算法<sup>[2,3]</sup>. 自适应天线阵技术通过角度分集的概念, 进一步减少了多用户干扰, 同时也有更大的分集增益. 因此也是未来通信的趋势之一. 目前不少有关自适应天线在 CDMA 中的应用的文献集中于单纯的空时二维 Rake 技术上<sup>[4~6]</sup>, 而未考虑与多用户检测技术的结合. 也有一些文献描述了二维的多用户检测, 但大多需要训练序列, 或者需同时知道所有用户的时间空间码分信息. 本文采用了类似于文[8,9]的子空间方法, 提出了一种联合空间时间的多用户检测算法.

### 2 信号模型

不失一般性, 本文考虑准同步 BPSK 调制系统设有  $K$  个

同频干扰用户, 第  $k$  个用户有  $L_k$  个多径. 设用户 1 为目标用户. 设天线有  $M$  个阵元. 不考虑 ISI, 并采用 one-shot 模型. 各个天线上的信号经过 chip 波形匹配滤波器出来后, 按 chip 速率采样, 有

$$r = \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^{L_k} a_{k,l}^T \alpha_{k,l} b_k C_{k,l} + N \quad (1)$$

式中:  $r$  是一个  $M \times L$  的矩阵;  $L$  是一次采样的 chip 数,  $L = G + \max_l \lceil T_{1,l} / T_c \rceil$ ;  $x$  表示大于等于  $x$  的最小整数;  $G$  为处理增益;  $a_{k,l}$  是用户  $k$  第  $l$  径的阵列响应. 在均匀直线阵(ULA)的情况下,  $a_{k,l} = \exp^{j\phi_{k,l}} [1, \exp^{(2\pi d/\lambda) \sin\theta_{k,l}}, \dots, \exp^{(2\pi d(M-1)/\lambda) \sin\theta_{k,l}}]$ ; 参数  $d, \lambda, \theta_{k,l}, \phi_{k,l}$  分别是天线阵元间距, 载波波长, 用户  $k$  第  $l$  径的到达角, 及用户  $k$  第  $l$  径第 1 个阵元接收信号的相位;  $\theta_{k,l}$  的定义如图 1 所示.  $\alpha_{k,l}$  是用户  $k$  第  $l$  径的信道衰落(包括了相位);  $b_k$  是用户的当前发送的符号. 设  $C_k$  为用户  $k$  的  $G \times 1$  的扩频码矢量, 则  $C_{k,l}$  是用户  $k$  第  $l$  径的拓展扩频码, 即  $C_{k,l} = [0 \dots 0, C_k^T, 0 \dots 0]$ ;  $N$  为  $M \times L$  的噪声矩阵. 这里设  $N$  为高斯白噪声,  $E[n_{ij} n_{hp}^*] = \sigma^2 \delta_{ih} \delta_{jp}$ ,  $\forall i, j \in$

$0, \dots, M-1, \forall k, p \in 0, \dots, L-1$ . 这里已知  $\phi_{1,l} = 0, \alpha_{1,l} = 1$ .

采用拉直运算, 有

$$\vec{r} = \sum_{k=1}^K b_k \left( \sum_{l=1}^{L_k} \alpha_{k,l} \overrightarrow{a_{k,l}^T C_{k,l}} \right) + \vec{N} \quad (2)$$

这里  $\vec{r}$  上的  $\rightarrow$  表示拉直运算. 可见天线阵系统可以看成是每一个用户分别采用长为  $ML$  的等效扩频码

$$S_k = \sum_{l=1}^{L_k} \alpha_{k,l} \overrightarrow{a_{k,l}^T C_{k,l}} \quad (3)$$

的扩频结果. 因此式 (2) 可写成

$$\vec{r} = \sum_{k=1}^K b_k S_k + \vec{N} \quad (4)$$

若采用 MMSE 准则来设计线性接收机, 则该线性接收机  $\tilde{C}_k$  应满足

$$\tilde{C}_k = \min_{\tilde{C}_k \in \mathbb{C}^{ML \times 1}} E\{|\tilde{C}_k^H \vec{r} - b_k|^2\} \quad (5)$$

式中:  $\mathbb{C}^{ML \times 1}$  为  $ML \times 1$  的复数矢量集合. 很明显地, 有  $\tilde{C}_k = R_{\vec{r}, \vec{r}}^{-1} S_k$ , 其中  $R_{\vec{r}, \vec{r}}$  为  $\vec{r}$  的自相关矩阵. 若采用 MOE 准则来设计  $\tilde{C}_k$ , 并约束  $\tilde{C}_k^H S_k = 1$ , 则按拉格朗日乘子法有

$$\tilde{C}_k = \frac{R_{\vec{r}, \vec{r}}^{-1} S_k}{S_k^H R_{\vec{r}, \vec{r}}^{-1} S_k} \quad (6)$$



图 1 天线阵入射角示意图

### 3 子空间法实现 MMSE 解

#### 3.1 MMSE 解的信号子空间表达式

由式 (4), 及对  $N$  的假设, 可知:  $R_{\vec{r}, \vec{r}} = S^H S + \sigma^2 I$ . 对  $R_{\vec{r}, \vec{r}}$  作特征分解, 有  $R_{\vec{r}, \vec{r}} = U \Lambda U^H = [U_s \quad U_n]$   $\begin{bmatrix} \Lambda_s \\ \Lambda_n \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_s^H \\ U_n^H \end{bmatrix}$  其中  $\Lambda_s$  包含了  $R_{\vec{r}, \vec{r}}$  中的  $K$  个最大的降序排列的特征值.  $U_s = [u_1, \dots, u_K]$  是相应的正交的特征矢量, 其列矢量之扩展空间称为信号子空间.  $\Lambda_n = \sigma^2 I_{ML-K}$ ,  $U_n = [u_{K+1}, \dots, u_{ML}]$  是对应于特征值为  $\sigma^2$  的对应的特征矢量, 其列向量之扩展空间称为噪声子空间. 事实上, 有  $S^H S = U_s (\Lambda_s - \sigma^2 I_K) U_s^H$ .

定理 满足约束  $\tilde{C}_1^H S_1 = 1$  和式 (5) 的线性 MMSE 的检测器  $\tilde{C}_1$  用信号子空间来表示即为

$$\tilde{C}_1 = \frac{U_s \Lambda_s^{-1} U_s^H S_1}{S_1^H U_s \Lambda_s^{-1} U_s^H S_1} \quad (7)$$

#### 3.2 $S_1$ 的估计

由式 (3) 可见,  $S_1$  实际上包含了用户 1 各径的衰落分量及其阵列响应的影响, 而  $C_{k,l}$  是已知的. 因此, 可采用多种办法来估计  $\alpha_{k,l}$  及  $a_{k,l}$  (如最大特征值法<sup>[5,6]</sup>). 这里给出一种适用于短码的基于字空间估计的方法. 由式 (3) 知,  $S_k = \sum_{l=1}^{L_k} \alpha_{k,l} \overrightarrow{a_{k,l}^T C_{k,l}}$  这里  $\tilde{S}_k$  各列是  $\overrightarrow{e_{m,C_{k,l}}^T}$  其中  $e_m$  是只有第  $m$  个元素为 1 其余元素为 0 的单位矢量, 即

$$\tilde{S}_k \triangleq [\overrightarrow{e_1^T C_{k,1}}, \overrightarrow{e_1^T C_{k,2}}, \dots, \overrightarrow{e_{L_k}^T C_{k,L}}] = [S_{k11}, S_{k12}, \dots, S_{kML}]$$

$$h_k \triangleq [h_{k11}, h_{k12}, \dots, h_{kML}]^T \quad (8)$$

同时, 又有:  $S_k \in \overline{\text{span}\{u_1, \dots, u_K\}}$ , 即  $S_k \perp \overline{\text{span}\{u_{K+1}, \dots, u_{ML}\}}$ . 因为  $u_n$  的估计是有噪声影响的, 所以在最小二乘的意义上来寻找较为恰当的信道估计 (不妨先忽略常数倍数, 令  $S_1^H S_1 = 1$ ), 于是有代价函数

$$\min_{S_1} S_1^H U_n U_n^H S_1 \quad s. t. \quad S_1^H S_1 = 1 \quad (9)$$

利用  $U_s U_s^H + U_n U_n^H = I$  则代价函数为

$$\max_{S_1} S_1^H U_s U_s^H S_1 \quad s. t. \quad S_1^H S_1 = 1. \quad (10)$$

将  $S_1 = \tilde{S}_1 h_1$  代入, 则代价函数为

$$\max_{h_1} h_1^H \tilde{S}_1^H U_s U_s^H \tilde{S}_1 h_1 \quad s. t. \quad h_1^H \tilde{S}_1^H \tilde{S}_1 h_1 = 1 \quad (11)$$

显而易见,  $\tilde{S}_1$  为列满秩矩阵, 所以  $\tilde{S}_1^H \tilde{S}_1$  为满秩正定矩阵. 由此上述代价函数可化为

$$\max_{h_1} \frac{h_1^H \tilde{S}_1^H U_s U_s^H \tilde{S}_1 h_1}{h_1^H \tilde{S}_1^H \tilde{S}_1 h_1} \quad (12)$$

因为  $B \triangleq \tilde{S}_1^H \tilde{S}_1$  为已知恒定矩阵, 所以可以利用线性代数中有关最大广义特征值的算法来变换实现. 即: 若  $\tilde{h}_1$  是对应矩阵  $A \triangleq B^{-1/2} \tilde{S}_1^H U_s U_s^H \tilde{S}_1 B^{-1/2}$  的最大特征值, 则  $h_1 = B^{-1/2} \tilde{h}_1$ ,  $S_1 = \tilde{S}_1 B^{-1/2} \tilde{h}_1$ ,  $\tilde{h}_1$  可以通过最常用的乘幂法来计算. 因  $\tilde{S}_1 B^{-1/2}$  是已知固定矩阵, 可以预先计算出来, 减少了计算量. 若只关心  $S_1$ , 并打算采用差分解调方式, 则可以更进一步简化. 在求  $S_1$  过程,  $B^{-1/2}$  矩阵的计算是较为麻烦的, 而我们所要保证的又只是  $S_1$  要落在  $\tilde{S}_1$  的张成空间里, 因此可以对  $\tilde{S}_1$  的各列作一次 Gram-Schmit 正交化, 得到  $\tilde{S}_{1o}$ , 从而方便了计算. 在采用相干解调时, 考虑到  $\phi_{1,l} = 0, \alpha_{1,l} = 1$ , 故得到的  $h_1$  要对  $h_{111}$  相角归零化. 为了减少噪声影响, 这里作为基准零相位偏差的目标用户的一径必须是该用户的最强径, 而这在初始同步阶段一般是可以做到的. 若不能确定盲算法所带来的相位模糊, 则有必要采用差分编码或者周期性的发一些短导频序列. 另外, 在迭代了一定次数以后, 符号判别的准确性已经相当高了, 此时可采用连续  $Q$  个判决符号来估计信道, 有:

$$S_1 = \frac{1}{Q} \sum_{i=1}^Q \text{sgn}(\text{Re}(\tilde{C}_1^H \vec{r})) \vec{r} \quad (13)$$

#### 3.3 算法的迭代实现

要想算法趋于实用, 需要采用迭代法跟踪信号子空间, 判定信号子空间维数, 及跟踪信道变化. 信号子空间的跟踪可采用 PASTd 算法 (或其它合适的更新的子空间跟踪算法), 信号子空间维数判定可采用 AIC, MDL 准则. 信道参数跟踪可以采用上面介绍的最大特征值方法.

### 4 性能仿真

为了分析本方法的性能, 特将本算法与两种算法进行比较. 其中第一种是文 [4,5] 提出的最佳二维 Rake 接收机, 即最佳的二维 Rake 接收机是一矩阵对的某一广义特征向量. 第二种为有训练序列的 CMOE 的扩展方法: 先对每一根天线的每一径作盲 RLS-CMOE, 然后按各 CMOE 出来的信号作 MMSE 最佳合并. 仿真中, 子空间方法采用 MDL 准则来判断用户数目, 不采用判决反馈机制来估计信道. 设系统有三根接收天线, 为

均匀直线阵,阵元间距为半波长,扩频增益为 31,采用长为 31 的 gold 码为各用户的扩频码,并设有  $K$  个同步同频干扰用户,其到达角均匀分布在  $\theta \in [0, 2\pi]$  之间,每个用户有两个多径,相隔为一个  $T_c$  时间,并假定第一径的能量是第二径能量的两倍,第一径的方向角  $\theta_{k1} = (k-1) \times 360/K + \theta_0$ ,  $\theta_0$  为固定偏差,第二径的到达角  $\theta_{k2}$  在  $\theta_{k1}$  的  $\Delta$  邻域内随机确定,设用户 1 为目标用户,其余用户为干扰用户,各干扰用户的能量为目标用户的 10 倍。

首先仿真其收敛速率,设  $\theta_0 = 0$ ,  $\Delta = 10$ , 用户 1 的  $\text{SNR}_1 = 20\text{dB}$ , 图 2、3 是用户 1 的接收信干噪比的收敛趋势,图中的 SINR 定义为:在采样时刻的信号能量和干扰及噪声能量之比,可见:虽然在有 9 个用户时,最佳二维 Rake 合并性能相当

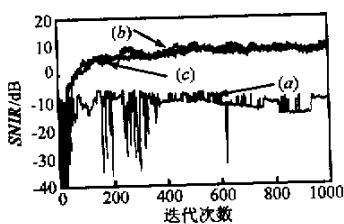


图 2 三种方法的收敛性能比较,用户数为 29。  
其中曲线 (a) 为最佳二维 Rake, 曲线  
(b) 为子空间法, 曲线 (c) 为 CMOE 法

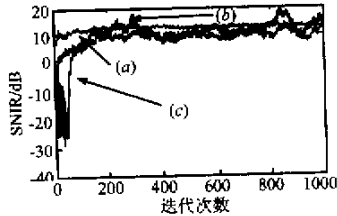


图 3 三种方法的收敛性能比较,用户数为 9。  
其中曲线 (a) 为最佳二维 Rake, 曲线  
(b) 为子空间法, 曲线 (c) 为 CMOE 法

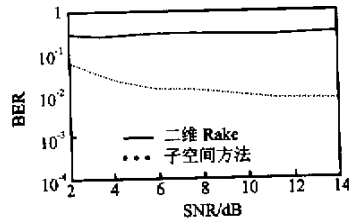


图 4 二种方法的误码率仿真

## 5 结论

一般而言,  $R_{\hat{r}, \hat{r}}$  的较准确的时间统计平均估计要求统计码元个数至少是  $r$  维数的两倍,因此本文提出的子空间方法只适用于慢速变化信道,仿真表明这种算法比单纯作最佳二维 Rake 接收的 BER 性能要好,抗多用户干扰能力强,但若为对抗相位模糊而采用差分编码,则性能还要损失 3dB。在实现中,当天线阵元较多时,为降低运算复杂度,需将天线阵分成若干子阵,分别检测后再合并。另外,子空间的跟踪技术(如 PASTd)目前收敛速度还不很快,尚需更好的子空间跟踪技术的发展,或者先采用 SVD 作初始化设置再采用子空间跟踪方法。另外,本文所提方法也适用于移动台软切换时临近 3 个基站的接收信号的联合解调。

## 参考文献

- [1] S. Verdu. Minimum probability of error for asynchronous Gaussian multiple-access channels [J]. IEEE Trans. Inform. Theory, 1986, 32(1): 85-96.
- [2] R. Lupas, S. Verdu. Linear multiuser detectors for synchronous code-division multiple-access channels [J]. IEEE Trans. Inform. Theory, 1989, 35(1): 123-136.
- [3] R. Lupas, S. Verdu. Near-far resistance of multiuser detectors in asynchronous channels [J]. IEEE Trans. Commun., 1990, 38(4): 496-508.
- [4] Vafa Ghazi-Moghadam, Mostafa Kaveh. A CDMA interference canceling receiver with an adaptive blind array [J]. IEEE JSAC, 1998, 16(8): 1542-1554.
- [5] T. F. Wong, T. M. Lok, J. S. Lehnert, M. D. Zoltowski. A linear receiver for direct-sequence spread-spectrum multiple-access systems with an-

好,但在有 29 个用户时,最佳二维 Rake 接收机的信干噪比几乎始终低于 0dB。子空间方法有很强的抗多用户干扰性能,在多用户干扰严重时,收敛到的接收信干噪比过好最佳二维 Rake 合并,但其只有在约 100 个码元后才收敛的较好,因为只有达到一定的码元统计之后,MDL 准则才给出较准确的用户数目估计,从而给出较准确的信号子空间估计和用户信道估计。CMOE 法的收敛速度和子空间方法差不多。另外,可以看出,盲算法的收敛到的 SINR 离真正  $\text{SNR}_1$  值还有较大差距,采用判决符号估计信道可进一步提高 SINR 数值。

其次作了误码率的仿真,仿真条件同上面 29 个用户的情况,只考虑了最佳二维 Rake 接收和子空间算法,仿真结果如图 4 所示,可见子空间方法得到的误码率性能最佳。

tena arrays and blind adaptation [J]. IEEE Trans. Inform. Theory, 1998, 44(2): 659-676.

- [6] Hui Liu, Michael D. Zoltowski. Blind Equalization in antenna array CDMA systems [J]. IEEE Trans. Signal Processing, 1997, 45(1): 161-171.
- [7] S. Y. Miller, S. C. Schwartz. Integrated spatial-temporal detectors for asynchronous Gaussian multiple-access channels [J]. IEEE Trans. Commun., 1995, 43(2/3/4): 396-411.
- [8] X. Wang, H. V. Poor. Blind multiuser detection: A subspace approach [J]. IEEE Trans. Inform. Theory, 1998, 44(2): 677-690.
- [9] X. Wang, H. V. Poor. Blind equalization and multiuser detection in dispersive CDMA channels [J]. IEEE Trans. Comm., 1998, 46(1): 91-103.
- [10] J. B. Schodorf, D. B. Williams. A constrained optimization approach to multiuser detection [J]. IEEE Trans. Signal Processing, 1997, 45(1): 258-267.

## 作者简介:



王 勇 博士生, 1972 年 2 月出生, 目前研究方向为未来个人通信网中的关键技术研究, 神经网络在通信中的应用, CDMA 系统中的多用户检测技术。

尤肖虎 教授, 1962 年 8 月出生, 1988 年于东南大学信号、电路与系统专业获博士学位, 作为课题主要负责人承担了多项国家自然科学基金、国家八五攻关、国家八六三通信高新技术研究等方面的课题, 在 IEEE Transaction 上发表论文十余篇。

## 如何学习天线设计

天线设计理论晦涩高深, 让许多工程师望而却步, 然而实际工程或实际工作中在设计天线时却很少用到这些高深晦涩的理论。实际上, 我们只需要懂得最基本的天线和射频基础知识, 借助于 HFSS、CST 软件或者测试仪器就可以设计出工作性能良好的各类天线。

易迪拓培训([www.edatop.com](http://www.edatop.com))专注于微波射频和天线设计人才的培养, 推出了一系列天线设计培训视频课程。我们的视频培训课程, 化繁为简, 直观易学, 可以帮助您快速学习掌握天线设计的真谛, 让天线设计不再难...



### HFSS 天线设计培训课程套装

套装包含 6 门视频课程和 1 本图书, 课程从基础讲起, 内容由浅入深, 理论介绍和实际操作讲解相结合, 全面系统的讲解了 HFSS 天线设计的全过程。是国内最全面、最专业的 HFSS 天线设计课程, 可以帮助你快速学习掌握如何使用 HFSS 软件进行天线设计, 让天线设计不再难...

课程网址: <http://www.edatop.com/peixun/hfss/122.html>

### CST 天线设计视频培训课程套装

套装包含 5 门视频培训课程, 由经验丰富的专家授课, 旨在帮助您从零开始, 全面系统地学习掌握 CST 微波工作室的功能应用和使用 CST 微波工作室进行天线设计实际过程和具体操作。视频课程, 边操作边讲解, 直观易学; 购买套装同时赠送 3 个月在线答疑, 帮您解答学习中遇到的问题, 让您学习无忧。

详情浏览: <http://www.edatop.com/peixun/cst/127.html>



### 13.56MHz NFC/RFID 线圈天线设计培训课程套装

套装包含 4 门视频培训课程, 培训将 13.56MHz 线圈天线设计原理和仿真设计实践相结合, 全面系统地讲解了 13.56MHz 线圈天线的工作原理、设计方法、设计考量以及使用 HFSS 和 CST 仿真分析线圈天线的具体操作, 同时还介绍了 13.56MHz 线圈天线匹配电路的设计和调试。通过该套课程的学习, 可以帮助您快速学习掌握 13.56MHz 线圈天线及其匹配电路的原理、设计和调试...

详情浏览: <http://www.edatop.com/peixun/antenna/116.html>



## 关于易迪拓培训:

易迪拓培训([www.edatop.com](http://www.edatop.com))由数名来自于研发第一线的资深工程师发起成立,一直致力和专注于微波、射频、天线设计研发人才的培养;后于 2006 年整合合并微波 EDA 网([www.mweda.com](http://www.mweda.com)),现已发展成为国内最大的微波射频和天线设计人才培养基地,成功推出多套微波射频以及天线设计经典培训课程和 ADS、HFSS 等专业软件使用培训课程,广受客户好评;并先后与人民邮电出版社、电子工业出版社合作出版了多本专业图书,帮助数万名工程师提升了专业技术能力。客户遍布中兴通讯、研通高频、埃威航电、国人通信等多家国内知名公司,以及台湾工业技术研究院、永业科技、全一电子等多家台湾地区企业。

## 我们的课程优势:

- ※ 成立于 2004 年, 10 多年丰富的行业经验
- ※ 一直专注于微波射频和天线设计工程师的培养,更了解该行业对人才的要求
- ※ 视频课程、既能达到了现场培训的效果,又能免除您舟车劳顿的辛苦,学习工作两不误
- ※ 经验丰富的一线资深工程师主讲,结合实际工程案例,直观、实用、易学

## 联系我们:

- ※ 易迪拓培训官网: <http://www.edatop.com>
- ※ 微波 EDA 网: <http://www.mweda.com>
- ※ 官方淘宝店: <http://shop36920890.taobao.com>