

# 多径 CDMA 信道下最小均方盲空时多用户检测

焦李成, 郑建忠

(西安电子科技大学雷达信号处理国家重点实验室, 陕西西安 710071)

**摘要:** 本文首先在码片匹配滤波的基础上为多径 CDMA 信道环境的接收机提出四种数据选择方案, 分析了各种数据方案对多址干扰与码间干扰的影响; 接着提出了基于 Rosen 梯度投影实现的最小均方盲空时多用户检测方法并分析了四种数据选择方案对其运算复杂度的影响; 最后通过仿真实验结果的分析比较给出较合理的实现方法, 该方法在降低运算量具有一定的优势, 因而更加具有实用意义。

**关键词:** 最小均方; 空时处理; 盲多用户检测; 直接序列 CDMA

**中图分类号:** TN914.4, TN911.23 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2002) 07-0981-05

## LMS Blind Space-Time Multiuser Detection in Multipath CDMA Channels

JIAO Li-cheng, ZHENG Jian-zhong

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

**Abstract:** In this paper, we first present four data-selected schemes based on chip-matched filter for the multiuser receiver in multipath CDMA channels, and study the impact of these schemes on multiple-access interference (MAI) and inter-symbol interference (ISI). Then, we present the least mean square (LMS) blind space-time multiuser detection method based on the Rosen's gradient projection, and analyze the effect of these schemes on the computational complexity of the presented detection method. Finally, we provide a reasonable and realizable method by analyzing the results of the simulations, and this method has the advantages of lowering the computational complexity, therefore it is interesting for application.

**Key words:** LMS; space-time processing; blind multiuser detection; direct-sequence CDMA (DS-SS/CDMA)

### 1 引言

近年来,在移动通信系统中十分流行的多址技术之一就是直扩序列码分多址(DS-SS/CDMA),应用该技术的一个显著特点就是系统的容量增大.影响 DS-SS/CDMA 系统性能的两个主要因素是多址干扰与多径信道失真.因此,人们提出许多信号处理技术来处理多址干扰与多径信道失真.这些技术主要分为两类:多用户检测<sup>[1]</sup>与空时处理<sup>[2]</sup>.多用户检测技术是利用 DS-SS/CDMA 用户信号的扩展波形的基本结构来抑制干扰,而空时处理则是借助阵列处理技术利用信号的空间特征来抑制干扰.已有实验和文献表明这些技术能显著增强 DS-SS/CDMA 系统的性能<sup>[1~3]</sup>.把这两种技术在无线移动通信中结合起来则是近年来研究的热点<sup>[4]</sup>,即空时多用户检测<sup>[6]</sup>.由于盲多用户检测技术不需要训练的开销,能够提高系统的容量<sup>[5]</sup>.将这项技术用于空时多用户检测是移动通信研究的一个活跃领域.在这方面,文献<sup>[6]</sup>就做了不少这方面的工作.但是,现有的多用户检测算法都存在算法复杂的缺点,主要表现在运算量大,对系统的要求较高(例如运算速度与数据的存储量),这就势必造成系统成本的增加.因此,一方面,我们需要运用空时多

用户检测技术增加系统的容量;另一方面,也要不断地探索降低系统的成本的有效实现方式,这就需要在提高系统容量与降低系统成本之间寻找一个折衷.本文主要是关于多径 DS-SS/CDMA 信道下的盲空时多用户检测算法的研究.

### 2 信号模型

考虑具有  $K$  个用户的 DS-SS/CDMA 移动无线网络.发射的二进制相移键控(BPSK)符号序列经各自的多径信道传播,则归因于第  $k$  个用户传输的基带信号  $x_k(t)$  为:

$$x_k(t) = A_k \sum_{i=0}^{M-1} b_k(i) s_k(t - iT), k = 1, \dots, K \quad (1)$$

其中,  $M$  表示每个用户每帧数据符号的个数,  $s_k(t)$  为第  $k$  个用户归一化的扩展波形,  $T$  为符号间隔,  $b_k(i) \in \{+1, -1\}$  是由第  $k$  个用户传输的第  $i$  个符号,  $A_k$  表示第  $k$  个用户信号的幅值.我们假设:  $s_k(t)$  的支撑区间为  $[0, T]$ , 每个用户传输独立等概率的符号且来自不同用户的符号序列是相互独立的.在 DS-SS/CDMA 系统中,用户归一化的扩展波形为:

$$s_k(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{j=0}^{N-1} c_k(j) (t - jT_c), 0 \leq t \leq T \quad (2)$$

收稿日期:2000-10-23;修回日期:2001-07-13

基金项目:国家“863”计划资助项目(No. 863-317-03-05-99)

其中,  $N$  是处理增益,  $\{c_k(j)\}_{j=0}^{N-1}$  是分配给第  $k$  个用户值为  $\pm 1$  的特征序列,  $(t)$  是支撑区间为  $[0, T_c]$  (其中  $T_c = T/N$ ) 的归一化码片波形.

在接收端, 用  $P$  个阵元的线性天线阵列, 假设每个发射机安装一个单一的天线, 那么在第  $k$  个用户的发射机和基站接收机之间的基带多径信道可模拟成一个单输入多输出信道, 其脉冲响应矢量为:

$$\mathbf{h}_k(t) = \sum_{l=1}^L \mathbf{a}_{kl} g_{kl}(t - \tau_{kl}) \quad (3)$$

其中,  $L$  是每个用户信道的多径数,  $g_{kl}$  与  $\tau_{kl}$  各自分别表示第  $k$  个用户信号的第  $l$  条路径的复增益系数与延迟,  $\mathbf{a}_{kl} = [a_{kl,1}, \dots, a_{kl,P}]^T$  是对应于第  $k$  个用户信号的第  $l$  条路径的阵列响应矢量 ( $[*]^T$  表示矩阵的转置). 因此, 在基站接收机的整个接收信号就是来自  $K$  个用户的信号的叠加再加上加性信道噪声, 即:

$$\begin{aligned} \mathbf{r}(t) &= \sum_{k=1}^K x_k(t) * \mathbf{h}_k(t) + \mathbf{u}(t) \\ &= \sum_{i=0}^{M-1} \sum_{k=1}^K A_k b_k(i) \sum_{l=1}^L \mathbf{a}_{kl} g_{kl} s_k(t - iT - \tau_{kl}) + \mathbf{u}(t) \end{aligned} \quad (4)$$

其中,  $*$  表示卷积;  $\mathbf{u}(t) = [n_1(t) \dots n_P(t)]^T$  是一个独立的零均值、复白高斯噪声过程矢量, 每个分量都具有单位方差;  $^2$  是每个天线阵元的信道噪声方差.

### 3 数据选择方案

在多径 DS-SS-CDMA 通信系统中, 多用户检测技术是利用用户信号的特征波形 (或特征序列) 的基本结构来解调, 通过优化以期望抑制码间干扰与多址干扰. 由于多径延迟的不等而导致同一用户特征波形的不同延迟的特征波形, 从而出现同一用户特征波形的扩散. 图 1 给出了第  $k$  个用户的特征波形在不同路径上的延迟形式示意图. 如何根据扩散的特征波形选取合适的数据以构成恰当的接收机是本文的中心内容. 在本文中, 我们处理上行链路情况, 采用盲空时多用户检测技术. 假设想要检测的用户接收机的特征序列和定时信息已知 (这个信息的要求甚至比传统的 RAKE 接收机还少), 假定将要解调的是指定的第  $k$  个用户的第  $i$  个符号. 如果要充分利用每个多径的信息 (或能量), 那么就必须全部利用第  $k$  个用户的延迟的扩展波形来解调, 这就意味着较长的数据采集长度 (在这里假定同一用户不同路径的相对延迟不超过一个符号周期), 这其实就是文献 [6] 中所采用的数据选择方法. 我们也可以只利用其中的绝大部分信息 (或能量) 来合成判决

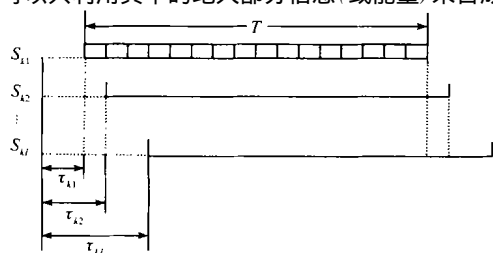


图 1 第  $k$  个用户的特征波形在不同路径上的延迟示意图

状态的信号, 以降低使用的数据量, 基于这样的想法, 我们又提出另外三种改进的数据选择方法, 因此在本文一共采用四种数据选择方案.

设我们感兴趣的用户是第  $k$  个, 接收机已知这个用户的扩展波形  $s_k(t)$  及其多径延迟  $\tau_{k1}, \dots, \tau_{kL}$  (这里假设  $\tau_{k1} \leq \dots \leq \tau_{kL}$  ( $1 \leq l \leq L$ )). 下面我们考虑解调第  $k$  个用户的第  $i$  个符号. 由式 (4) 可知: 第  $p$  个天线阵元接收的信号  $r_p(t)$  就是矢量  $\mathbf{r}(t)$  的第  $p$  个分量, 即:

$$r_p(t) = \sum_{i=0}^{M-1} \sum_{k=1}^K A_k b_k(i) \sum_{l=1}^L a_{kl,p} g_{kl} s_k(t - iT - \tau_{kl}) + n_p(t) \quad (p=1, \dots, P) \quad (5)$$

$r_p(t)$  首先经过一个码片匹配滤波器滤波, 然后以码片速率采样得到一个  $N_1$  维的信号采样矢量  $\mathbf{r}_p(i)$ :

$$\mathbf{r}_p(i) = [r_{p,0}(i) \quad r_{p,1}(i) \quad \dots \quad r_{p,N_1-1}(i)]^T \quad (6)$$

其中  $N_1 = N + \lceil (\tau_{kL} - \tau_{k1}) / T_c \rceil$ , 采样值由下式给出:

$$r_{p,n}(i) \triangleq \int_{iT + \tau_{k1} + nT_c}^{iT + \tau_{k1} + (n+1)T_c} r_p(t) (t - iT - \tau_{k1} - nT_c) dt \quad (7)$$

注意  $N_1$  的选择是要捕获从所有路径来指定用户  $k$  的信号. 这就是方案一的数据选择方案.

如果充分利用延迟最短的路径的信号的能量以及其它路径的部分信号的能量 (信息结构) 来合成判决信号. 这样我们以第  $k$  个用户延迟最短的特征波形为参照, 这时采样矢量变为  $\mathbf{r}_p(i) = [r_{p,0}(i) \quad r_{p,1}(i) \quad \dots \quad r_{p,N_2-1}(i)]^T$ , 其中  $N_2 = N$ , 采样值由下式给出:

$$r_{p,n}(i) \triangleq \int_{iT + \tau_{k1} + nT_c}^{iT + \tau_{k1} + (n+1)T_c} r_p(t) (t - iT - \tau_{k1} - nT_c) dt \quad (n=0, \dots, N_2-1) \quad (8)$$

这就形成数据选择方案二.

如果我们以指定用户延时最长的路径的信号为参照, 利用这条路径的全部能量 (或信息) 与其它路径的部分能量来合成判决状态信号, 这就形成数据选择方案三. 此时的采样矢量为  $\mathbf{r}_p(i) = [r_{p,0}(i) \quad r_{p,1}(i) \quad \dots \quad r_{p,N_3-1}(i)]^T$ , 其中  $N_3 = N$ , 但其采样值却由下式给出:

$$r_{p,n}(i) \triangleq \int_{iT + \tau_{kL} + nT_c}^{iT + \tau_{kL} + (n+1)T_c} r_p(t) (t - iT - \tau_{kL} - nT_c) dt \quad (n=0, \dots, N_3-1) \quad (9)$$

现在来分析上面三种方案对多址干扰与码间干扰的影响. 利用式 (5), 对方案一的信号矢量  $\mathbf{r}_p(i)$  可表示为:

$$\mathbf{r}_p(i) = \sum_{l=1}^L A_k b_k(i) a_{kl,p} g_{kl} s_k^{(0)} + \mathbf{i}_p(i) + \mathbf{n}_p(i) \quad (10)$$

上式右边第一项包含指定的符号  $b_k(i)$ , 第三项  $\mathbf{n}_p(i)$  是信道噪声矢量且  $\mathbf{n}_p(i) \sim N_c(0, \mathbf{I}_{N_1})$ , 第二项由干扰信号组成, 即:

$$\begin{aligned} \mathbf{i}_p(i) &= \sum_{j=0}^{L-1} A_k b_k(i+j) \sum_{l=1}^L a_{kl,p} g_{kl} s_k^{(j)} \\ &+ \sum_{j=-k}^{L-k} A_k b_k(i+j) \sum_{l=1}^L a_{kl,p} g_{kl} s_k^{(j)} \end{aligned} \quad (11)$$

其中  $L$  是任何用户信号多径扩展所能达到的最大的符号间隔, 它是一个正整数, 即是说

$$kl \leq T \quad (1 \leq k \leq K; 1 \leq l \leq L) \quad (12)$$

式(11)的右边第一项代表由指定的用户第  $i$  个符号的前后符号引起的干扰即码间干扰 (ISI); 第二项表示由其它用户引起的干扰即多址干扰 (MAI). 在式 (10) 与 (11) 中  $N_1$  维矢量  $s_{kl}^{[ij]}$  是第  $k$  个用户延迟的特征波形  $s_{kl}(t - jT - \tau_{kl})$  的离散形式, 其第  $n$  个分量  $s_{kl}^{[ij]}[n]$  为:

$$s_{kl}^{[ij]}[n] = \int_{k_1 + nT_c}^{k_1 + (n+1)T_c} s_{kl}(t - jT - \tau_{kl}) (t - k_1 - nT_c) dt \quad (13)$$

( $k = 1, \dots, K; l = 1, \dots, L; j = 0, \dots, N_1 - 1$ )

既然假定接收机知道指定用户的特征波形  $s_k(t)$  与多径延迟  $\tau_{k1}, \dots, \tau_{kL}$ , 那么矢量  $\{s_{kl}^{[0j]}\}_{l=1}^L$  也知道. 在下文中, 为了方便我们记  $s_{kl} \triangleq s_{kl}^{[0j]}$ .

同样, 对方案二我们可以得到相似的分析结果, 但对于式 (10) 中第三项  $n_p(i)$  信道噪声矢量变为  $n_p(i) \sim N_c(0, \mathbf{J}_{N_2})$ , 第二项干扰信号变为:

$$i_p(i) = \sum_{j=-1}^{-1} \sum_{k=1}^L A_k b_k(i+j) \sum_{l=1}^L s_{kl, p}^{[ij]} + \sum_{j=-k}^{-k} \sum_{k=1}^L A_k b_k(i+j) \sum_{l=1}^L s_{kl, p}^{[ij]} \quad (14)$$

且其中的  $s_{kl}^{[ij]}$  改为  $N_2$  维矢量, 其第  $n$  个分量  $s_{kl}^{[ij]}[n]$  为:

$$s_{kl}^{[ij]}[n] = \int_{k_1 + nT_c}^{k_1 + (n+1)T_c} s_{kl}(t - jT - \tau_{kl}) (t - k_1 - nT_c) dt \quad (15)$$

( $k = 1, \dots, K; l = 1, \dots, L; j = 0, \dots, N_2 - 1$ )

类似地, 对方案三我们也可得到相似的分析结果, 对于 (10) 式中第三项  $n_p(i)$  信道噪声矢量变为  $n_p(i) \sim N_c(0, \mathbf{J}_{N_3})$ , 第二项干扰信号则变为:

$$i_p(i) = \sum_{j=1}^L A_k b_k(i+j) \sum_{l=1}^L s_{kl, p}^{[ij]} + \sum_{j=-k}^{-k} \sum_{k=1}^L A_k b_k(i+j) \sum_{l=1}^L s_{kl, p}^{[ij]} \quad (16)$$

但其中的  $s_{kl}^{[ij]}$  改为  $N_3$  维矢量, 且第  $n$  个分量  $s_{kl}^{[ij]}[n]$  为:

$$s_{kl}^{[ij]}[n] = \int_{k_1 + nT_c}^{k_1 + (n+1)T_c} s_{kl}(t - jT - \tau_{kl}) (t - k_1 - nT_c) dt \quad (17)$$

( $k = 1, \dots, K; l = 1, \dots, L; j = 0, \dots, N_3 - 1$ )

从式 (11)、(14)、(16) 中我们可以看到: 除了多址干扰在含义上有一些变化之外 (即它们的第二项), 与方案一相比, 最显著的变化就是方案二与三中仅存在单向的码间干扰. 是否可以进一步采取措施完全去除码间干扰? 答案是肯定的. 我们知道码间干扰是由于指定用户每条路径不一致的延迟引起的, 在对检测指定用户  $k$  的第  $i$  个符号有贡献的各多径信号成分中, 如果我们只取时间上重叠的部分用于合成第  $k$  个用户的第  $i$  个符号的判决状态信号, 这时码间干扰就完全去除了. 这样就形成了数据选择方案四. 这时选择的数据为  $r_p(i) = [r_{p,0}(i) \ r_{p,1}(i) \ \dots \ r_{p,N_4-1}(i)]^T$ , 其中,  $N_4 = N - \lceil (\tau_{kL} - \tau_{k1}) / T_c \rceil$  其采样值则变为:

$$r_{p,n}(i) \triangleq \int_{iT + \tau_{kL} + nT_c}^{iT + \tau_{kL} + (n+1)T_c} r_p(t) (t - iT - \tau_{kL} - nT_c) dt \quad (n=0, \dots, N_4-1) \quad (18)$$

经过类似前面的分析可得到与式 (10) 相似的表达式, 但对应的第三项  $n_p(i)$  信道噪声矢量变为  $n_p(i) \sim N_c(0, \mathbf{J}_{N_4})$ , 第二项干扰信号则变为:

$$i_p(i) = \sum_{j=-k}^{-k} \sum_{k=1}^L A_k b_k(i+j) \sum_{l=1}^L a_{kl, p} g_{kl} s_{kl}^{[ij]} \quad (19)$$

其中的  $s_{kl}^{[ij]}$  为  $N_4$  维矢量, 且第  $n$  个分量  $s_{kl}^{[ij]}[n]$  为:

$$s_{kl}^{[ij]}[n] = \int_{k_1 + nT_c}^{k_1 + (n+1)T_c} s_{kl}(t - jT - \tau_{kl}) (t - k_1 - nT_c) dt \quad (20)$$

( $k = 1, \dots, K; l = 1, \dots, L; j = 0, \dots, N_4 - 1$ )

从式 (19) 中可以看到: 其干扰信号中的确只有多址干扰而没有码间干扰存在.

#### 4 最小均方盲空时多用户检测

现在我们来利用第三节给出的数据来解调第  $k$  个用户的第  $i$  个符号. 对每个天线阵元  $p$ , 每个路径  $l$ , 作用于信号  $r_p(i)$  的线性滤波器  $W_{pl} \in \mathbb{C}^N$  用于从第  $l$  条路径提取指定用户的信号并抑制从其它路径来的信号以及干扰信号. 记对第  $p$  个天线阵元的多径滤波器组为  $W_p = [W_{p1} \ W_{p2} \ \dots \ W_{pL}]$ ,  $p = 1, \dots, P$ , 记  $S = [s_{k1} \ \dots \ s_{kL}]$ . 根据线性约束最小方差准则 (LCMV) 选择多径滤波器组即<sup>[6-8]</sup>:

$$W_p = \arg \min_{W_p} E\{W_p^H r_p(i) r_p(i)\} = \arg \min_{W_p} \text{tr}(W_p^H C_p W_p) \quad (21)$$

$$\text{s. t.} \quad W_p^H S = \mathbf{I}_L \quad (22)$$

这里  $\text{tr}(\cdot)$  表示矩阵的迹算子,  $[*]^H$  表示复共轭转置,  $C_p \triangleq E\{r_p(i) r_p(i)^H\}$ . 约束式 (22) 确保从第  $l$  条路径的指定的用户信号在滤波器输出保持恒定, 而从其它路径来的指定的用户信号在滤波器输出为零. 多址干扰 (MAI) 与码间干扰 (ISI) 通过最小化目标函数 (即滤波器输出均方值) 来抑制.

下面考虑基于 Rosen 梯度投影的最小均方 (LMS) 算法的自适应实现. 我们采用 Rosen 梯度投影法<sup>[9]</sup> 来实现滤波器组的自适应迭代. 对于由式 (21) 与 (22) 给出的约束优化问题, 取投影算子  $Q = I - S(S^H S)^{-1} S^H$ , 其中  $I$  为  $N \times N$  的单位阵. 则滤波器组的自适应迭代方程为:

$$W_p(i+1) = W_p(i) - \mu Q C_p(i) W_p(i) \quad (23)$$

其中  $\mu$  为迭代步长. 在式 (23) 中, 我们实际上是采用递推的方式获得  $r_p$  的采样自相关矩阵  $C_p(i)$  的估计值, 即:

$$C_p(i+1) = C_p(i) + \frac{1}{i} (r_p(i) r_p(i)^H - C_p(i)) \quad (24)$$

因此, 对应的第  $p$  个天线阵元的多径滤波器的输出为  $y_p(i) = W_p(i)^H r_p(i)$ . 所有线性多径滤波器输出连接形成一个  $(LP)$ -维矢量即:  $y(i) = [W_1^H r_1(i) \ \dots \ W_P^H r_P(i)]^T$ . 最后, 线性结合矢量  $g \in \mathbb{C}^L$  用于  $y(i)$  产生指定用户第  $i$  个符号的判决状态:  $z(i) = g^H y(i)$ , 其中  $g$  是信号  $y(i)$  的自相关矩阵最大本

征值所对应的本征矢量. 判决规则为:  $b_k(i) = \text{sign}[R\{z(i)\}]$ . 为了得到指定用户  $k$  第  $i$  个符号的判决状态  $z(i)$ , 必须估计信号  $y(i)$  的自相关矩阵的主本征矢量. 在文献中有大量自适应跟踪信号自相关矩阵主本征矢量的算法<sup>[10]</sup>. 在本文中, 我们采用如下较为简单的算法跟踪信号  $y(i)$  的自相关矩阵的最大本征值 及其相应主本征矢量  $g$ :

$$z(i) = g(i-1)^H y(i) \tag{25}$$

$$g(i) = (i-1) + |z(i)|^2 \tag{26}$$

$$g(i) = g(i-1) + [y(i) - g(i-1)z(i)]z(i)^* / (i) \tag{27}$$

其中  $\alpha$  是遗忘因子且  $0 < \alpha < 1$ .

从上面的盲空时多用户检测算法中我们可以看到: 滤波器自适应迭代过程中主要是关于  $\bar{N} \times \bar{N}$  维与  $\bar{N} \times L$  维矩阵运算, 其运算量为  $\bar{N}^2(\bar{N} + L + 1)$  次复数乘积. 对于不同的数据选择方案, 其  $\bar{N}$  取值是不同的, 对应的结构特征  $S = [s_{k1} \dots s_{kL}]$  也不一样. 因此, 对于不同的数据选择方案, 算法的运算量是不一样的. 例如: 如果取指定用户各路径最大的相对延时

为符号周期的  $1/5$ , 则对应于方案一的运算量为  $\frac{216}{125} N^3 + \frac{36}{25} N^2(L + 1)$ ; 对应于方案二或三的运算量为  $N^2(N + L + 1)$ ; 对应于方案四的运算量为  $\frac{64}{125} N^3 + \frac{16}{25} N^2(L + 1)$ , 其中  $N$  为扩展增益.

### 5 仿真实验及结果

现在来评估本文中所给出的盲空时多用户检测的性能. 在仿真实验中, 我们取用户数为 8 个, 扩展增益为 16, 每个用户的传播信道由 3 条路径构成. 接收机采用线性天线阵列, 阵元数目为 3, 阵元间距为半波长. 设第  $k$  个用户的信号沿第  $l$  条路径关于天线阵列的波达方向 (DOA) 为  $\phi_{kl}$ , 其阵列响应为  $g_{kl} = \exp[j(p-1) \sin(\phi_{kl})]$ . 在仿真系统中所有用户信号的扩展序列、多径延迟、复增益与波达方向都随机产生并在仿真过程中保持不变, 所有的用户都具有相等的发射功率. 表 1 给出了仿真的多径 CDMA 系统<sup>[6]</sup>. 然而, 由于每个用户多径增益

表 1 仿真的多径 CDMA 系统

# k	特征序列 $\{c_k(j)\}$	多径延时 ( $T_{\rho}$ )			DOA ( $\rho$ )			多径增益			
		$k_1$	$k_2$	$k_3$	$k_1$	$k_2$	$k_3$	$g_{k1}$	$g_{k2}$	$g_{k3}$	$g_k$
1	0011011100000011	0	2	3	34	- 16	- 14	0.193 - j0.714	0.131 - j0.189	0.353 - j0.079	0.85
2	1101011100011101	1	4	5	2	42	- 9	0.508 - j0.113	- 0.103 + j0.807	0.143 + j0.013	0.98
3	1110110000110001	2	3	6	- 33	- 13	35	0.125 - j0.064	0.187 - j0.249	- 0.196 + j0.092	0.41
4	0100001101111100	2	4	5	58	13	61	0.354 - j0.121	0.141 - j0.455	- 0.618 + j0.004	0.87
5	0011101101100000	4	6	7	- 72	69	1	0.597 + j0.395	0.470 + 0.115	- 0.069 + j0.255	0.90
6	1111111001100001	5	7	8	3	18	- 55	0.084 + j1.205	0.106 - j0.181	0.167 + j0.007	1.24
7	111001000010010	6	8	9	- 79	- 53	70	- 0.428 + j0.188	- 0.711 + j0.064	0.562 - j0.111	1.03
8	1101101001011000	8	9	12	53	25	- 20	- 0.575 + j0.018	- 0.320 + j0.081	- 0.139 + j0.199	0.70

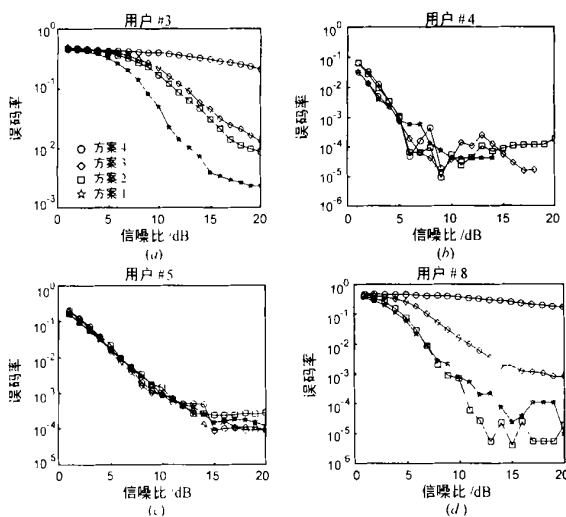


图 2 最小均方盲空时多用户检测算法在稳态情况下的误码率曲线 (a), (b), (c) 与 (d) 分别给出用户 3、4、5 与 8 的误码率曲线的强度不相等, 因而接收的信号功率也不相等, 因此在这里的信噪比 (SNR) 指发射的基带信号与环境高斯白噪声两者之比. 图 2 给出了最小均方盲空时多用户检测算法在稳态情况下用户 3、4、5、8 的误码率曲线, 误码率曲线分别由 1000 组数

据独立实验得到的统计平均, 每组数据为 1000 个, 经过 200 次初始迭代后统计随后 800 次迭代中的错误符号数. 通过仿真实验表明: 数据选择方案, 不仅仅影响误码率曲线运算的时间, 而且对误码率有明显的影响. 对于本文中的算法: 数据选择方案二、三比数据选择方案一节约三分之一左右时间, 而数据选择方案四比数据选择方案一少二分之一左右时间, 这说明经改进的数据选择方案的运算量比原有的数据方案 (即方案一) 低, 有利于系统的实现. 通过比较还可以看出: 当各多径相对延时较小时 (小于符号周期的 0.2 倍), 例如用户 4、5, 这四种方案所对应的误码率曲线大致相当, 特别是在信噪比低的部分 (1~15dB 段). 这是由于用户 4、5 的各多径相对延时较小 (小于符号周期的 0.2 倍), 因而去除部分或全部的码间干扰损失的能量 (或信息) 较小, 故对误码率影响较小. 当各多径相对延时较大时 (超过符号周期的 0.2 倍), 例如用户 3、8, 这四种方案所对应的误码率曲线却有较大的差异. 这是由于用户 3、8 的各多径相对延时较大 (超过符号周期的 0.2 倍), 因而去除部分或全部的码间干扰损失的能量 (或信息) 较大一些, 故对误码率影响较大. 在图 2 (d) 中, 方案二的性能稍好于方案一, 这是由于方案二是取延时最短的路径的全部信息 (或能量) (这条路径的信号相对其它两条的信号强得多), 损失的能量较低, 且去除后面符号的码间干扰折衷的结果, 这也可能

与干扰的环境与用户特征序列的编码有关。在图 2 中,我们还看到,对于同一数据选择方案,其误码率曲线也有较大的差异,这是由于各个用户的多径增益不一致,因而在相同发射功率情况下各用户的接收信号功率不相等从而造成的误码率特性有一些差异(例如用户 3 对应于信号比较弱的用户),这说明引进功率控制对改进系统的性能具有很大的潜力。

从上面的实验结果分析,我们可以给出一个较为合理的数据选择方案:当多径延迟较小的情况下(小于符号周期的 0.2 倍),我们选择数据采用方案四;当多径延迟较大的情况下(大于符号周期的 0.2 倍),我们选择数据采用方案二,因为当引入功率控制,将接收的信号功率控制在一定范围时,能够与选择数据采用方案一的检测性能大致相当。通过选择合适的数据选择方案以及对应的结构特征(从前面盲多用户检测算法中  $S = [s_{k1} \dots s_{kL}]$  的构成可以看到),可以构成更为实用的盲空时多用户检测方法,这样的检测方法的运算量大大降低,从而降低系统的要求,有利于系统的实现。

## 6 结论

本文首先在码片匹配滤波的基础上提出四种数据选择方案,分析了各种数据方案对多址干扰与码间干扰的影响,并提出了基于 Rosen 梯度投影实现的最小均方盲空时多用户检测方法,最后通过仿真实验结果的分析比较给出较合理的实现方案,该方案能够在大致不降低系统检测性能的前提下大大降低其运算量从而降低对系统的要求,这对盲空时多用户检测方法的实用化具有积极的意义。

## 参考文献:

- [ 1 ] S Verd ú Multiuser Detection [M]. England: Cambridge Univ. Press, 1998.
- [ 2 ] A J Paulraj, C B Papadias. Space-time processing for wireless communication [J]. IEEE Signal Processing Magazine, 1997, 14(11): 49 - 83.
- [ 3 ] M Hbnig, H V Pbor. Adaptive interference suppression [M]. Wireless Communications: Signal Processing Perspectives, H V Pbor, G W Wornell, Eds. Upper Saddle River, NJ: Prentice-Hall, 1998.

- [ 4 ] S Miller, S C Schwartz. Integrated spatial-temporal detectors for asynchronous Gaussian multiple access channels [J]. IEEE Trans. Commun., 1995, COM-43(2/3/4): 396 - 411.
- [ 5 ] M Honig, U Madhow, S Verd ú Blind adaptive multiuser detection [J]. IEEE Trans. Inform. Theory, 1995, 41(7): 944 - 960.
- [ 6 ] Xiaodong Wang, H V Pbor. Space-time multiuser detection in multipath CDMA channels [J]. IEEE Tans. Signal processing, 1999, 47(9): 2356 - 2374.
- [ 7 ] S Haykin. Adaptive Filter Theory [M]. 3 rd ed. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1996.
- [ 8 ] O L Frost. An algorithm for linearly constrained adaptive array processing [J]. Proc. IEEE, 1995, 60(8): 926 - 935.
- [ 9 ] 陈宝林. 最优化理论与算法 [M]. 北京: 清华大学出版社, 1989. 449 - 460.
- [ 10 ] Comon, G H Golub. Tracking a few extreme singular values and vectors in signal processing [J]. Proc. IEEE, 1990, 78(8): 1327 - 1343.

## 作者简介:



**焦李成** 男, 1959 年 10 月出生于陕西白水, 1984 年和 1990 年在西安交通大学分别获得硕士和博士学位, 现为西安电子科技大学教授, 博士生导师, 主要从事非线性科学和智能信号处理以及神经网络与大规模并行处理等领域的研究。



**郑建忠** 男, 1971 年 1 月出生于四川营山, 1998 年在西南交通大学获得硕士学位, 现为西安电子科技大学雷达信号处理重点实验室博士研究生, 主要从事移动通信方面的研究。