

多径 CDMA 信道下的一种改进的盲空时多用户检测¹

郑建忠 焦李成

(西安电子科技大学雷达信号处理重点实验室 西安 710071)

摘 要 该文在多径 CDMA 信道下基于 Rosen 梯度投影实现的最小均方盲空时多用户检测方法的基础上提出了一种改进的方法,该方法与原有的方法相比,运算量有所降低,对系统的要求降低,但通过仿真结果比较表明,该方法的检测性能与原有的方法大致相当,因而更加具有竞争力。

关键词 空时处理,盲多用户检测,直接序列 CDMA

中图分类号 TN914.4, TN911.23

1 引 言

近年来,十分流行的多址技术是直接序列码分多址(DS-CDMA),该技术的一个显著特点就是系统的容量大。而影响 DS-CDMA 系统性能的两个主要因素是多址干扰与多径失真,因此,人们提出许多信号处理技术来处理多址干扰与多径失真。这些技术主要分为两类:多用户检测^[1]与空时处理^[2]。多用户检测技术利用 DS-CDMA 用户信号的扩展波形的基本结构来压缩干扰,目前已有许多线性与非线性的方法提出来^[1]。实验表明,这些技术能显著增强接收机的性能,增加系统的容量。空时处理则是借助阵列处理技术利用信号的空间特征来压缩干扰,已有文献报道关于该技术增强 DS-CDMA 系统的性能^[3]。

把多用户检测与阵列处理两种技术结合起来用于无线移动通信网络则是近年来研究的热点^[4]。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^[5],这使其成为当前人们研究的活跃领域,因而,这项技术运用于空时多用户检测成为自然的事情。在这方面,文献^[6]就做了不少工作。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(例如运算速度和数据的存储量),这就势必造成系统成本的增加。因此,一方面,需要把多用户检测与空时处理两种技术结合起来,以便增加系统的容量;另一方面,也需要不断地探索更加有效的实现方式,以便降低系统的成本。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。本文主要是基于 CDMA 信道下的盲空时多用户检测算法的研究,并在将 Rosen 梯度投影用于实现的最小均方盲空时多用户检测方法的基础上提出一种改进的方法。该方法与原有的方法相比,运算量有所降低,对系统的要求降低。但仿真结果比较表明,该方法的检测性能与原有的方法大致相当,因而更加具有竞争力。本文组织如下:第 2 节描述信号模型,第 3 节描述基于 Rosen 梯度投影法实现的最小均方盲空时多用户检测技术,第 4 节为第 3 节所提出的方法的改进,第 5 节为仿真实验,第 6 节为结论。

2 信号模型

考虑具有 K 个用户的直接序列的 CDMA 移动无线网络。发射的二进制相移键控(BPSK)码元序列经各自的多径信道传播,则第 k 个用户传输的基带信号 $x_k(t)$ 为

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

¹ 2000-06-27 收到, 2000-11-13 定稿
国家“863”计划资助项目

其中 M 表示每个用户每帧数据码元的个数, $s_k(t)$ 为第 k 个用户规一化的扩展波形, T 为码元间隔, $b_k(i) \in \{+1, -1\}$ 是由第 k 个用户传输的第 i 个码元, A_k 表示第 k 个用户信号的幅值. 这里假设: $s_k(t)$ 的支撑区间为 $[0, T]$, 每个用户传输独立等概率的码元且来自不同用户的码元序列是相互独立的. 在直接序列扩展频谱码分多址方式中, 用户规一化的扩展波形为

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

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 ± 1 的特征序列, $\psi(t)$ 是支撑区间为 $[0, T_c]$ (其中 $T_c = T/N$) 的规一化码片波形.

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

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

其中 L 是每个用户信道的多径数, g_{kl} 与 τ_{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和延迟, $\bar{\alpha}_{kl} = [\alpha_{kl,1} \cdots \alpha_{kl,P}]^T$ 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环境噪声, 即

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

其中 $*$ 表示卷积; $\bar{n}(t) = [n_1(t) \cdots n_P(t)]^T$ 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; σ^2 是每个天线阵元的环境噪声方差.

3 盲空时多用户检测算法

如果假设接收机已知在信道上所有用户的特征序列及信道的参数, 这样的假设对无线网络的上行链路中的基站接收机来说是可行的, 但对下行链路的移动接收机来说是不现实的. 在下行链路情况, 移动用户接收机通常仅仅知道自己的特征序列及其信道而不知道无线网络中其它用户的特征序列与信道参数. 在本文中, 主要处理下行链路情况, 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).

设感兴趣的用户是第 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 $\tau_{k1}, \cdots, \tau_{kL}$ (这里假设 $\tau_{k1} \leq \cdots \leq \tau_{ki} \leq \cdots \leq \tau_{kL}$ ($1 \leq i \leq L$)). 下面我们考虑解调第 k 个用户的第 i 个码元. 由 (4) 式可知: 第 p 个天线阵元接收的信号 $r_p(t)$ 就是矢量 $\bar{r}(t)$ 的第 p 个分量, 即

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

$r_p(t)$ 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 \bar{N} 维的信号采样矢量 $\mathbf{r}_p(i)$:

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

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

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

注意 \bar{N} 的选择是要捕获从所有路径来的所关注的用户的信号。利用 (5) 式, 信号矢量 $\mathbf{r}_p(i)$ 可表示为

$$\mathbf{r}_p(i) = A_k b_k(i) \sum_{l=1}^L \alpha_{kl,p} g_{kl} \mathbf{s}_{kl}^{[0]} + \mathbf{i}_p(i) + \sigma \mathbf{n}_p(i) \quad (8)$$

上式右边第 1 项包含指定的码元 $b_k(i)$, 第 3 项 $\mathbf{n}_p(i)$ 是环境噪声矢量且 $\mathbf{n}_p(i) \sim N_c(0, \mathbf{I}_{\bar{N}})$, 第 2 项由干扰信号组成, 即

$$\mathbf{i}_p(i) = \sum_{\substack{j=-\Delta \\ j \neq 0}}^{\Delta} A_k b_k(i+j) \sum_{l=1}^L \alpha_{kl,p} g_{kl} \mathbf{s}_{kl}^{[j]} + \sum_{j=-\Delta}^{\Delta} \sum_{k' \neq k} A_{k'} b_{k'}(i+j) \sum_{l=1}^L \alpha_{k'l,p} g_{k'l} \mathbf{s}_{k'l}^{[j]} \quad (9)$$

其中 Δ 是任何用户信号多径扩展所能达到的最大的码元间隔, 它是一个正整数, 即

$$\tau_{kl} \leq \Delta T; \quad 1 \leq k \leq K, \quad 1 \leq l \leq L \quad (10)$$

(9) 式右边第 1 项代表由指定的用户前后码元引起的干扰即码间干扰 (ISI); 第 2 项表示由其它用户引起的干扰即多址干扰 (MAI)。在 (8) 和 (9) 式中 \bar{N} 维矢量 $\mathbf{s}_{k'l}^{[j]}$ 是第 k' 个用户延迟的特征波形 $s_{k'l}(t-jT-\tau_{k'l})$ 的离散形式, 其第 n 个分量 $s_{k'l}^{[j]}[n]$ 为

$$s_{k'l}^{[j]}[n] = \int_{\tau_{k'l}+nT_c}^{\tau_{k'l}+(n+1)T_c} s_{k'l}(t-jT-\tau_{k'l})\psi(t-\tau_{k'l}-nT_c)dt; \\ k' = 1, \cdots, K, \quad l = 1, \cdots, L, \quad j = -\Delta, \cdots, \Delta \quad (11)$$

既然假定接收机知道指定用户的特征波形 $s_k(t)$ 和多径延迟 $\tau_{k1}, \cdots, \tau_{kL}$, 那么矢量 $\{\mathbf{s}_{kl}^{[0]}\}_{l=1}^L$ 也就知道。在下文中, 为了方便标记为 $\mathbf{s}_{kl} \triangleq \mathbf{s}_{kl}^{[0]}$ 。

本文给出的盲空时多用户检测方法如下: 对每个天线阵元 p , 每个路径 l 作用于信号 $\mathbf{r}_p(i)$ 的线性滤波器 $\mathbf{w}_{pl} \in C^{\bar{N}}$ 用于从第 l 条路径提取指定用户的信号并压缩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 $\mathbf{W}_p = [\mathbf{w}_{p1} \quad \mathbf{w}_{p2} \quad \cdots \quad \mathbf{w}_{pL}]$, $p = 1, \cdots, P$, 记 $\mathbf{S} = [\mathbf{s}_{k1} \quad \cdots \quad \mathbf{s}_{kL}]$ 。根据线性约束最小方差准则 (LCMV) 选择多径滤波器组, 即

$$\mathbf{W}_p = \arg \min_{\mathbf{W}_p \in C^{M \times L}} E\{\|\mathbf{W}_p^H \mathbf{r}_p(i)\|^2\} = \arg \min_{\mathbf{W}_p \in C^{N \times L}} \text{tr}(\mathbf{W}_p^H \mathbf{C}_p \mathbf{W}_p) \quad (12)$$

$$\text{s. t. } \mathbf{W}_p^H \mathbf{S} = \mathbf{I}_L \quad (13)$$

这里 $\text{tr}(\cdot)$ 表示矩阵的迹算子, $[\ast]^H$ 表示复共轭转置, $\mathbf{C}_p \triangleq E\{\mathbf{r}_p(i)\mathbf{r}_p(i)^H\}$ 。约束 (13) 式确保从第 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。MAI 和 ISI 通过最小化目标函数(即滤波器输出均方值)来压缩。上面的约束优化问题的解为

$$\mathbf{W}_p = \mathbf{C}_p^{-1} \mathbf{S} (\mathbf{S}^T \mathbf{C}_p^{-1} \mathbf{S})^{-1} \quad (14)$$

所有线性多径滤波器输出连接形成如下式所给出的 (LP) -维矢量:

$$\mathbf{y}(i) = [(\mathbf{W}_1^H \mathbf{r}_1(i))^T \cdots (\mathbf{W}_P^H \mathbf{r}_P(i))^T]^T \quad (15)$$

最后, 线性结合矢量 $\mathbf{g} \in C^{LP}$ 用于 $\mathbf{y}(i)$ 产生指定用户第 i 个码元的判决状态。

$$z(i) = \mathbf{g}^H \mathbf{y}(i) \quad (16)$$

其中 \mathbf{g} 是信号 $\mathbf{y}(i)$ 的自相关矩阵最大本征值所对应的本征矢量。判决规则为

$$b_k(i) = \text{sign}[R\{Z(i)\}] \quad (17)$$

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^[7] 来实现滤波器组的自适应迭代。对于本文的约束优化问题, 取投影算子 \mathbf{Q} 为

$$\mathbf{Q} = \mathbf{I} - \mathbf{S} (\mathbf{S}^T \mathbf{S})^{-1} \mathbf{S}^T \quad (18)$$

其中 \mathbf{I} 为 $\overline{N} \times \overline{N}$ 的单位阵。则滤波器组的自适应迭代方程为

$$\mathbf{W}_p(i+1) = \mathbf{W}_p(i) - \mu \mathbf{Q} \mathbf{C}_p(i) \mathbf{W}_p(i) \quad (19)$$

其中 μ 为迭代步长。在 (19) 式中, 实际上是采用递推的方式获得 $\mathbf{r}_p(i)$ 的采样自相关矩阵 $\mathbf{C}_p(i)$ 的估计值的, 即

$$\mathbf{C}_p(i+1) = \mathbf{C}_p(i) + \frac{1}{i} (\mathbf{r}_p(i) \mathbf{r}_p(i)^H - \mathbf{C}_p(i)) \quad (20)$$

因此, 对应的第 p 个天线阵元的多径滤波器的输出 $\bar{y}_p(i)$ 为

$$\bar{y}_p(i) = \mathbf{W}_p(i)^H \mathbf{r}_p(i) \quad (21)$$

所有天线阵元滤波器的输出连接在一起得到一个 LP -维矢量 $\mathbf{y}(i) = [\bar{y}_1(i)^T \cdots \bar{y}_P(i)^T]^T$ 。由 (16) 式, 为了得到指定用户第 i 个码元判决状态 $z(i)$, 必须估计信号 $\mathbf{y}(i)$ 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^[8]。在本文中, 采用如下较为简单的算法跟踪信号 $\mathbf{y}(i)$ 的自相关矩阵的最大本征值 λ 及其相应主本征矢量 \mathbf{g} :

$$z(i) = \mathbf{g}(i-1)^H \mathbf{y}(i) \quad (22)$$

$$\lambda(i) = \beta \lambda(i-1) + |z(i)|^2 \quad (23)$$

$$\mathbf{g}(i) = \mathbf{g}(i-1) + [\mathbf{y}(i) - \mathbf{g}(i-1)z(i)]z(i)^*/\lambda(i) \quad (24)$$

其中 β 是遗忘因子且 $0 < \beta < 1$ 。

4 改进的盲空时多用户检测算法

我们知道, 接收机每检测一个码元所需要的采集数据量与运算规模直接关系到接收机的成本。在性能不下降的前提下, 降低采集数据量与运算规模, 这就需要不断地改进检测的算法,

以降低算法实现的复杂度,从而降低系统的成本。本节就是在第3节的基础上,改进其提出的算法,达到降低检测算法实现规模的目的。

在前面提出的盲空时多用户检测算法中,利用了每个多径信号的能量来尽可能地提高有用信号的成分而降低 MAI 和 ISI,但这是在假设信道的参数与多径延时已准确跟踪或获取的情况下进行的。由于多径延时的存在,为了完全利用多径成分,因而在信号经过一个码片匹配滤波器滤波后,需要在以码片速率采样的条件下,获得一个 \bar{N} 维的信号采样矢量 $r_p(i)$ (这里的 \bar{N} 和 $r_p(i)$ 与前面的含义一样),然后对这样数据进行处理,得到对指定用户的第 i 个码元的检测。从 $\bar{N} = N + [(\tau_{kL} - \tau_{k1})/T_c]$ 可知 $\bar{N} > N$, 从前面的算法中我们知道 \bar{N} 是影响整个算法运算规模的一个关键参数,如果能够降低这个值,就必然能降低运算的规模。

我们做出这样的改进:充分利用延迟最短的路径的信号,其它路径的部分能量(信息结构)被利用来合成判决信号。这样我们以第 k 个用户延迟最短的特征波形为参照,则第 k' 个用户的 l 条路径延迟的特征波形的离散形式 $s_{k'l}^{[j]}$ 定义为延迟的特征波形 $s_{k'l}(t - jT - \tau_{k'l})$ 的离散形式,其第 n 个分量 $s_{k'l}^{[j]}[n]$ 为

$$s_{k'l}^{[j]}[n] = \int_{\tau_{k'l} + nT_c}^{\tau_{k'l} + (n+1)T_c} s_{k'l}(t - jT - \tau_{k'l})\psi(t - \tau_{k'l} - nT_c)dt$$

$$k' = 1, \dots, K; \quad l = 1, \dots, L; \quad j = -\Delta, \dots, \Delta; \quad n = 0, \dots, N-1 \quad (25)$$

这相当于在第3节中取 $\bar{N} = N$ 。将 $r_p(t)$ 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 维的信号采样矢量 $r_p(i)$:

$$r_p(i) = [r_{p,0}(i) \quad r_{p,1}(i) \quad \dots \quad r_{p,N-1}(i)]^T \quad (26)$$

采样值由下式给出:

$$r_{p,n}(i) \triangleq \int_{iT + \tau_{k'l} + nT_c}^{iT + \tau_{k'l} + (n+1)T_c} r_p(t)\psi(t - iT - \tau_{k'l} - nT_c)dt, \quad n = 0, \dots, N-1 \quad (27)$$

则利用(5)式,信号矢量 $r_p(i)$ 可表示为

$$r_p(i) = A_k b_k(i) \sum_{l=1}^L \alpha_{kl,p} g_{kl} s_{kl}^{[0]} + i_p(i) + \sigma n_p(i) \quad (28)$$

(28)式右边第1项包含指定的码元 $b_k(i)$,第3项 $n_p(i)$ 是环境噪声矢量且 $n_p(i) \sim N_i(0, \mathbf{I}_N)$,第2项由于扰信号组成,即:

$$i_p(i) = \sum_{j=-\Delta}^{-1} A_k b_k(i+j) \sum_{l=1}^L \alpha_{kl,p} g_{kl} s_{kl}^{[j]} + \sum_{j=-\Delta}^{\Delta} \sum_{k' \neq k} A_{k'} b_{k'}(i+j) \sum_{l=1}^L \alpha_{k'l,p} g_{k'l} s_{k'l}^{[j]} \quad (29)$$

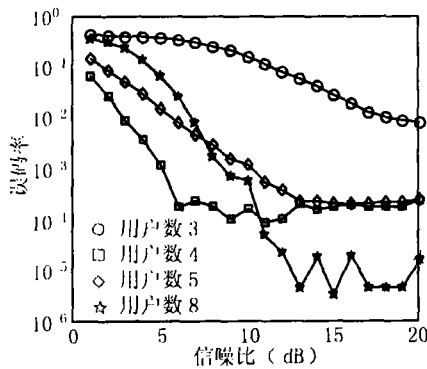
(29)式的右边第1项代表由指定的用户前面码元引起的干扰即 ISI;第2项表示由其它用户引起的干扰即 MAI。但与(9)式相比,该方法中的 ISI 仅由指定用户的第 i 个码元前面的码元引起,而在其后的码元对这里所指的 ISI 无贡献,但在(9)式中这两个方向的码间干扰都有。其它后面的优化及信号的合成与第3节中的一样,但要注意由于这里的改进所引起的一些对应项的具体内容的变化(尽管形式是一样的)。由于在这里的运算主要是矩阵运算,就相当于把原来的 $\bar{N} \times \bar{N}$ 维矩阵替换为 $N \times N$ 维矩阵的运算,这样自然就降低了整个算法的运算量,从而降低实现的成本。

5 数据仿真及结果

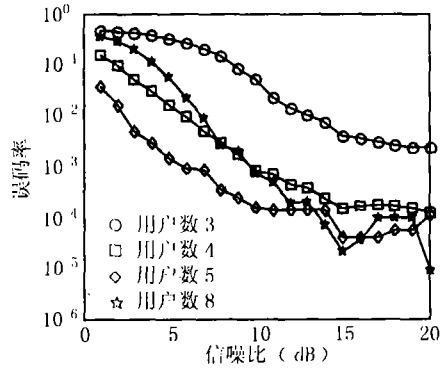
现在来评估本文中采用的盲空时多用户检测算法的性能。在仿真实验中, 取用户数为 8 个 (即 $K = 8$), 扩展增益为 16 (即 $N = 16$), 每个用户的传播信道由 3 条路径构成 (即 $L = 3$)。接收机采用线性天线阵列, 阵元数目为 3, 阵元间距为半波长。设第 k 个用户的信号沿第 1 条路径关于天线阵列的波达方向 (DOA) 为 ϕ_{kl} , 那么阵列响应为

$$\alpha_{kl,p} = \exp[j(p-1)\pi \sin(\phi_{kl})] \quad (30)$$

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所有的仿真中保持不变, 所有的用户都具有相等的发射功率 (即 $A_1 = \dots = A_K$)。然而, 由于每个用户多径增益的强度不相等, 因而接收的信号功率不相等。对于第 3 节所给出的算法, 图 1(a) 给出了原有的盲空间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; 图 1(b) 给出了改进的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。这里的信噪比 (SNR) 指发射信号与环境白高斯噪声两者之间的信噪比。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 次迭代中的错误码元数。通过比较可以看出, 对同样的用户, 这两种算法所对应的误码率曲线大致相当, 特别是在信噪比低的部分 (1-12dB 段)。在仿真实验中, 改进的盲空时多用户算法在计算同样的误码率曲线所花的时间至少比原有的算法节约 1/3 左右, 这说明改进的算法的运算量比原有的算法低; 但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, 这说明引进功率控制对改进系统的性能还具有很大的潜力。



(a) 原有的盲空时多用户检测算法
在稳态情况下的误码率曲线



(b) 改进的盲空时多用户检测算法
在稳态情况下的误码率曲线

图 1

6 结 论

本文提出了在多径 CDMA 信道下基于 Rosen 梯度投影实现的最小均方盲空时多用户检测方法, 并在此基础上提出了一种改进的方法, 改进的方法与原方法相比具有运算量低, 对系统的要求降低的优点, 但仿真结果表明, 两种方法的检测性能大致相当, 因而从市场与成本的角度来说, 改进的方法更加具有竞争力, 这对于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. Verdú, Multiuser Detection, Cambridge, U. K., Cambridge Univ. Press, 1998, Chapter 4, 5, 6, 7.
- [2] A. J. Paulraj, C. B. Papadias, Space-time processing for wireless communication, IEEE Signal Processing Magazine, 1997, 14(11), 49-83.
- [3] M. Honig, H. V. Poor, Adaptive Interference Suppression, Wireless Communications: Signal Processing Perspectives, H. V. Poor, G. W. Wornell, Eds. Upper Saddle River, NJ: Prentice-Hall, 1998, 64-128.
- [4] S. Miller, S. C. Schwartz, Integrated spatial-temporal detectors for asynchronous Gaussian multiple access channels, IEEE Trans. on Commun., 1995, COM-43, 396-411.
- [5] M. Honig, U. Madhow, S. Verdú, Blind adaptive multiuser detection, IEEE Trans. on IT, 1995, IT-41(7), 944-960.
- [6] Xiaodong Wang, H. V. Poor, Space-time multiuser detection in multipath CDMA channels, IEEE Trans. on SP, 1999, SP-47(9), 2356-2374.
- [7] 陈宝林, 最优化理论与算法, 北京, 清华大学出版社, 1989, 449-460.
- [8] P. Comon, G. H. Golub, Tracking a few extreme singular values and vectors insignal processing, Proc. IEEE, 1990, 78(8), 1327-1343.

AN IMPROVED BLIND SPACE-TIME MULTIUSER DETECTION
IN MULTIPATH CDMA CHANNELS

Zheng Jianzhong Jiao Licheng

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

Abstract An improved LMS blind space-time multiuser detection method based on the Rosen's gradient projection to realize in multipath CDMA channels is presented. Comparison with the original method, the proposed method has advantages in complexity and requirement of the system. However, the results of simulation comparison illustrate that the detection performance of the proposed multiuser space-time processing method do not deteriorate, and prove that this method has advantage over the original method in the competition of market.

Key words Space-time processing, Blind multiuser detection, Direct-sequence CDMA

郑建忠: 男, 1971年生, 博士生, 主要从事移动通信方面的研究.

焦李成: 男, 1959年生, 教授, 博士生导师, 主要从事非线性科学和智能信号处理等领域的研究.