

一种新的盲空时多用户接收机及其改进形式

王正茂 叶梧 冯穗力 柯峰
(华南理工大学电信学院 广州 510640)

摘要: 该文对空时多用户接收机提出了变步长 LMS 盲自适应算法, 该算法提出了一种新的双误差函数来解决系统的约束优化问题。进一步地, 考虑到用户信号多径衰落的特点, 提出一种新标准对目标用户多径传输信号进行预选择, 从而在降低系统的运行成本与维持系统的性能之间找到一种新的折衷途径。仿真结果证明了上述算法的有效性。

关键词: 多径衰落, 多用户检测, 空时处理

中图分类号: TN914.5, TN911.23 **文献标识码:** A **文章编号:** 1009-5896(2005)01-0078-04

New Blind Space-Time Multiuser Receiver and Its Improved Method

Wang Zheng-mao Ye Wu Feng Sui-li Ke Feng

(Dept of Electronic and Communication Eng., SCUT, Guangzhou 510640, China)

Abstract In the paper, a varied step length LMS algorithm is adopted in space-time multiuser receiver, in which a new bierror function is used to solve the constrained optimization problem. Furthermore, based on the character of the users' signals in fading channels, a new standard is presented to filter the users' signals in advance. The method will reduce the running cost of the system greatly and present a new controllable treadoff means between the system performance and its running cost. The above algorithm is verified by the following simulations.

Key words Multipath fading-channel, Multiuser detection, Space-time processing

1 引言

CDMA 系统中, 多址干扰 (MAI) 与多径衰落信道是影响其性能的两大主要因素^[1,2]。目前把多用户检测和阵列处理技术结合起来进行信号处理是当前的研究热点之一^[3,4]。盲多用户检测^[5]因其不需要训练序列, 在缺乏诸如信道响应和其它用户的扩频信号等信息的前提下显得更为实用。因此盲技术必然应用于空时多用户检测。本文将变步长的 LMS 算法^[6,7]推广应用到盲空时多用户检测。更进一步地, 本文利用多径信道中不同路径信号的差异性建立了一个新标准对各路径信号进行一次预过滤处理, 从而在减少算法的运行成本与维持系统性能之间找到一种新的折衷途径。

2 信号模型

考虑有 K 个用户的 CDMA 系统。第 k 个用户传输的基带信号为

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

其中 M 表示一个用户每帧数据所含码元的个数, $s_k(t)$ 为第 k 个用户规一化的扩展波形, T 为码元周期, $b_k(i) \in \{+1, -1\}$ 是

由第 k 个用户传输的第 i 个码元, A_k 是第 k 个信号的幅值。 T_c 为扩频码元周期。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 $N = T/T_c$ 表示处理增益, $\{c_k(j)\}_{j=0}^{N-1}, 0 \leq t \leq T$ 是分配给用户 k 的特征序列。 $\psi(t)$ 是支撑时间为 $[0, T_c]$ 的码片波形。

在接收端, 用包含 P 个阵元的线形天线阵列。假设每个发射机安装单一的天线, 则在第 k 个用户的发射机和基站接收机之间的基带多径信道可以模拟成一个单输入多输出信道, 其脉冲响应矢量为

$$h_k(t) = \sum_{l=1}^L \alpha_{kl} g_{kl} \delta(t-\tau_{kl}) \quad (3)$$

其中 L 是每个用户信道的多径数, g_{kl} 与 τ_{kl} 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, $\alpha_{kl} = [\alpha_{kl,1}, \dots, \alpha_{kl,P}]$ 是对应于第 k 个用户第 l 条路径信号的阵列响应向量。基站接收机总的接收信号为

$$r(t) = \sum_{k=1}^K x_k(t) * h_k(t) + n(t) \\ = \sum_{i=0}^{M-1} \sum_{k=1}^K A_k b_k(i) \sum_{l=1}^L \alpha_{kl} g_{kl} s_k(t-iT-\tau_{kl}) + n(t) \quad (4)$$

其中*表示卷积, $\mathbf{n}(t)=[n_1(t), n_2(t), \dots, n_p(t)]$ 是加性白高斯噪声矢量。

3 盲空时多用户检测算法

对下行链路来说通常仅仅知道目标用户的特征序列和信道参数而不知道其它用户的特征序列和信道参数。本文采用盲空时多用户检测技术来处理下行链路的信号接收。

设目标用户是第 k 个用户, 其多径延迟为 $\tau_{k1}, \dots, \tau_{kL}$ (这里设 $\tau_{k1} \leq \dots \leq \tau_{kL}$)

第 p 个天线阵元接收的信号为

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

$r_p(t)$ 首先经过一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:

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

其中

$$\bar{N} = N + \lceil (\tau_{kL} - \tau_{k1}) / T_c \rceil \quad (7)$$

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

注意 \bar{N} 的选择捕获了从所有路径来的目标用户信号。

\bar{N} 的大小对算法的运行复杂性与成本有直接的影响。

利用式 (5), 信号向量 $\mathbf{r}_p(i)$ 可写为

$$\mathbf{r}_p(i) = A_k b_k(i) \sum_{l=1}^L \alpha_{kl,p} g_{kl} s_{kl}^{[0]} + \mathbf{i}_p(i) + \mathbf{n}_p(i) \quad (9)$$

上式右边第 1 项包括指定的目标码元 $b_k(i)$, 第 3 项 $\mathbf{n}_p(i)$ 是噪声向量, 第 2 项是干扰项, 即

$$\begin{aligned} \mathbf{i}_p(i) = & \sum_{\substack{j=-\Delta \\ j \neq 0}}^{\Delta} A_k b_k(i+j) \sum_{l=1}^L \alpha_{kl,p} g_{kl} s_{kl}^{[j]} \\ & + \sum_{j=-\Delta}^{\Delta} \sum_{k' \neq k} A_{k'} b_{k'}(i+j) \sum_{l=1}^L \alpha_{kl',p} g_{kl'} s_{kl'}^{[j]} \end{aligned} \quad (10)$$

上式中 Δ 为一正整数, 表示用户信号多径扩展所能达到的最大的码元间隔

$$\tau_{kl} \leq \Delta T, \quad 1 \leq k \leq K, \quad 1 \leq l \leq L \quad (11)$$

式(9)右边第 1 项表示来自目标用户信号自身的码间干扰 (ISI), 第 2 项表示由其它用户信号引起的多址干扰 (MAI)。在式(8)和式(9)中 \bar{N} 维向量 $s_{kl}^{[j]}$ 是第 k' 用户的延迟特征波形 $s_{kl}(t - jT - \tau_{kl})$ 的离散形式:

$$s_{kl}^{[j]}[n] = \int_{\tau_{kl}+nT_c}^{\tau_{kl}+(n+1)T_c} s_{kl}(t - jT - \tau_{kl}) \psi(t - \tau_{kl} - nT_c) dt \quad (12)$$

下文中记 $s_{kl} = s_{kl}^{[0]}$ 。

如图 1 所示, 我们在对天线阵列每个阵元进行匹配滤波并采样之后, 再对每个阵元分别用如下所述的线性约束最小方差 (LCMV) 准则来选择多径滤波器 (共 P 个滤波器) 的滤波系数 $\mathbf{W}_p = [w_{p1}, w_{p2}, \dots, w_{pL}]$, $p=1, 2, \dots, P$, 然后用 RAKE 接收机对滤波后得到的信号 $y(i)$ 进行分集接收。

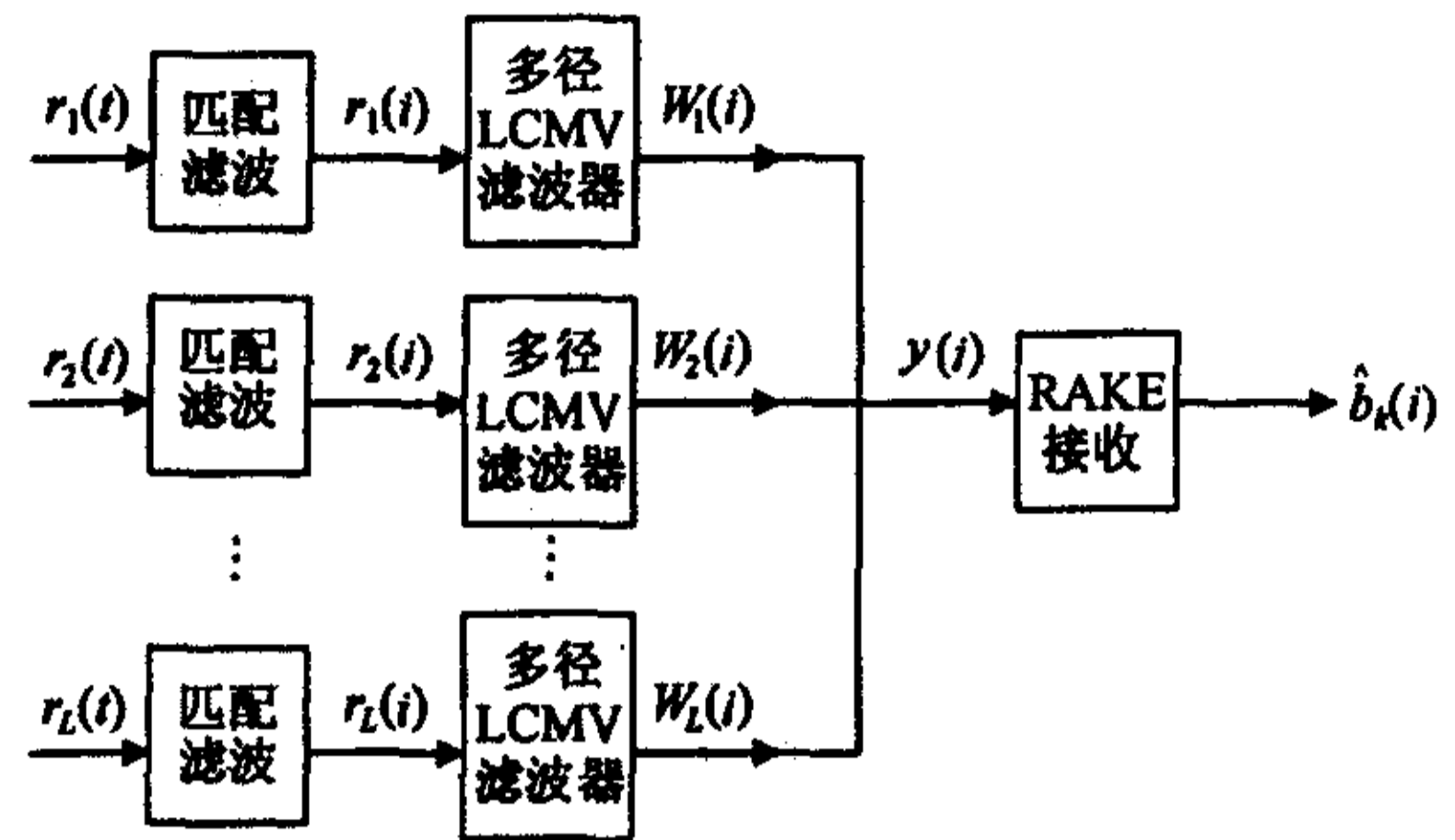


图 1 空时多用户检测算法结构示意图

对每个阵元进行的 LCMV 多径滤波如下:

$$\mathbf{W}_p = \arg \min_{\mathbf{W}_p \in \mathbb{C}^{N \times L}} E \{ \|\mathbf{W}_p^H \mathbf{r}_p(i)\|^2 \} \quad (13)$$

$$\text{s.t. } \mathbf{W}_p^H \mathbf{S} = \mathbf{I}_L \quad (14)$$

其中 $\mathbf{S} = [s_{k1}, s_{k2}, \dots, s_{kL}]$

上面 LCMV 约束优化问题的解为

$$\mathbf{W}_p = \mathbf{C}_p^{-1} \mathbf{S} (\mathbf{S}^T \mathbf{C}_p^{-1} \mathbf{S})^{-1} \quad (15)$$

其中 $\mathbf{C}_p = E \{ \mathbf{r}_p(i) \mathbf{r}_p(i)^H \}$

线性滤波器的输出为

$$\mathbf{y}(i) = [(\mathbf{W}_1^H \mathbf{r}_1(i))^T \dots (\mathbf{W}_p^H \mathbf{r}_p(i))^T]^T \quad (16)$$

RAKE 接收机的线性结合向量 $\mathbf{g} \in \mathbb{C}^{LP}$ 应为 $\mathbf{y}(i)$ 的自相关矩阵的主本征矢量。其输出为

$$\mathbf{z}(i) = \mathbf{g}^H \mathbf{y}(i) \quad (17)$$

最后的输出的码元估计值为

$$\hat{b}_k(i) = \text{sgn}[\text{Re}(\mathbf{z}(i))] \quad (18)$$

为便于多径滤波器的自适应实现, 我们给出式(13)和式(14)的如下等价形式:

$$\mathbf{V}_p = \arg \min_{\mathbf{V}_p} E \{ |\mathbf{V}_p^T \mathbf{R}_p(i)| \} \quad (19)$$

$$\text{s.t. } \mathbf{V}_p^T \text{vec}(\mathbf{S}) = 1 \quad (20)$$

其中符号 $\text{vec}(\cdot)$ 表示将括号内的矩阵拉直。并且

$$\mathbf{V}_p = \text{vec}(\mathbf{W}_p) \quad (21)$$

$$\mathbf{R}_p(i) = \underbrace{(\mathbf{r}_p(i)^T, \dots, \mathbf{r}_p(i)^T)^T}_L \quad (22)$$

我们采用变步长最陡下降法自适应实现, 即滤波器系数向量的更新公式为

$$\mathbf{V}_p(n+1) = \mathbf{V}_p(n) - \mu \nabla [|e_1(n)|^2 + \lambda |e_2(n)|^2] \quad (23)$$

上式中 μ 是可变步长

$$\mu = \frac{\bar{\mu}}{a + \|\mathbf{R}_p(i)^\top \mathbf{R}_p(i)\|} \quad (24)$$

其中 $\bar{\mu}$ 为调节收敛速度的常数, a 是一小常数, 其作用是保证算法的稳定性, 使得当信号能量 $\|\mathbf{R}_p(i)^\top \mathbf{R}_p(i)\|$ 很小时不会出现近似等于零的不稳定情况。由于步长 μ 可变, 该算法的收敛情况会随目标用户信号功率的变化而自适应地变化, 从而部分地克服远近效应 (near-far effect) 的影响。

$$\nabla[|e_1(n)|^2 + |e_2(n)|^2] = \partial E\{|e_1(n)|^2 + |e_2(n)|^2\} / \partial \mathbf{V}_p(n) \quad (25)$$

是均方误差对滤波器系数向量的梯度。由误差信号公式:

$$e_1(n) = \mathbf{V}_p(n)^\text{H} \mathbf{R}(n) \quad (26)$$

$$e_2(n) = \mathbf{V}_p(n)^\text{H} \text{vec}(\mathbf{S}) - 1 \quad (27)$$

$$\begin{aligned} \nabla[|e_1(n)|^2 + |e_2(n)|^2] &= E[\mathbf{R}(n)e_1^*(n) + \lambda \text{vec}(\mathbf{S})e_2^*(n)] \\ &\approx -(\mathbf{R}(n)e_1^*(n) + \lambda \text{vec}(\mathbf{S})e_2^*(n)) \end{aligned} \quad (28)$$

上式中正常数 λ 反映优化目标函数 1: $\mathbf{V}_p(i)^\text{H} \mathbf{R}(i)$ 与目标函数 2: $\mathbf{V}_p(i)^\text{H} \text{vec}(\mathbf{S}) - 1$ 之间的比例关系。它也会影响算法的收敛速率。

将上式代入(23)式得

$$\mathbf{V}_p(n+1) = \mathbf{V}_p(n) + \mu(\mathbf{R}(n)e_1^*(n) + \lambda \text{vec}(\mathbf{S})e_2^*(n)) \quad (29)$$

式(22)和式(24)描述了求多径滤波器系数向量 $\mathbf{V}_p(i)$ (当然 $\mathbf{W}_p(i)$ 也就求出了) 的变步长 LMS 自适应算法。

在文献[8]中有大量自适应跟踪自相关矩阵主本征矢量的算法。在本文中采用如下 PSTDd 算法跟踪信号 $y(i)$ 的自相关矩阵的最大本征值 ξ 及其主本征向量 \mathbf{g} :

$$\mathbf{z}(i) = \mathbf{g}(i-1)^\text{H} y(i) \quad (30)$$

$$\xi(i) = \beta \xi(i-1) + |\mathbf{z}(i)|^2 \quad (31)$$

$$\mathbf{g}(i) = \mathbf{g}(i-1) + [y(i) - \mathbf{g}(i-1)^\text{H} y(i)] \mathbf{z}(i)^* / \lambda(i) \quad (32)$$

上述算法中, β 是遗忘因子, $0 < \beta < 1$ 。

4 改进的盲空时检测算法

实际上, 用户信号沿不同路径传播时, 不仅时延 τ_{kl} 不同, 而且信道复增益系数 g_{kl} 也不同, 甚至有较大差别。一般说来造成这种现象的原因是多方面的, 主要有传播距离、传播介质、传播角度等原因^[9]。除此以外, 由于不同路径的信号到达接收天线阵列的波达方向 (DOA) 不同因而天线阵列的响应系数 α_{kl} 也不同。由于上述原因, 同一用户 k 的信号经不同路径到达天线阵列时的振幅 $A_k \alpha_{kl} g_{kl}$ 也就存在差别甚至是较大的差别。利用这一点我们可以把目标用户经不同路径传播的信号中较弱的那些当成噪声来处理从而简化上述盲空时检测算法的复杂性和成本而又不影响系统性能有实质

性的影响。这就是我们的改进方案的出发点。

要比较天线阵列接收到的目标用户经不同路径传播的信号的实际振幅 $A_k \alpha_{kl} g_{kl}$ 是不可能的, 但我们可以用相当准确的替代方法来做到这一点, 即对阵元 p , 我们做下面的计算:

$$r_{p,m}^{[l]}(i) = \int_{iT+\tau_{kl}+mT_c}^{iT+\tau_{kl}+(m+1)T_c} r_p(t) \psi(t-iT-\tau_{kl}-mT_c) dt \quad (33)$$

$$r_p^{[l]} = \sum_{m=0}^{\bar{N}-1} |r_{p,m}^{[l]}(i)| \quad (34)$$

式中 $p=1, \dots, P$, $l=1, \dots, L$, $m=0, \dots, \bar{N}-1$ 。

比较 $r_p^{[l]}$ ($l=1, \dots, L$) 的大小, 记 $\Omega = \max(r_p^{[l]}, (l=1, \dots, L))$, 凡满足条件:

$$\eta \Omega \leq r_p^{[l]} \leq \Omega \quad (35)$$

的路径传播的信号都用盲空时检测算法处理, 其余则当成噪声处理。设满足条件式(35)的路径中时延最大的路径号为 l'

(其对应时延为 $\tau_{kl'}$), 则前述空时检测算法中的反映算法复杂性的重要参数式 \bar{N} 就变成了 \bar{N}' 。

$$\bar{N}' = \bar{N} + \lceil (\tau_{kl'} - \tau_{kl}) / T_c \rceil \quad (36)$$

当然盲检测算法也要作相应的调整, 这种调整是很容易的, 这里就不多赘言。这样调整的结果显然是使盲空时检测算法简化了, 节省了运行时间和成本。

在本文中, 为明确起见, 常数 η 取为 $\eta=0.1$, 实际上 η 可以根据运行效果进行调整, 选择的实质就是在算法的成本和性能之间合理地折衷。 η 越大, 检测算法运行越快, 而性能有所下降, 反之亦然。

值得注意的是针对多径衰落信道中的各路径信号的这种预处理方法实际上也可应用于空时多用户检测的其它算法中, 它具有一定的普适性, 而非仅局限于本文中的算法。总之, 该预处理方法提供了在算法的成本与系统性能之间进行折衷的一种可控制的新的途径。

5 仿真结果

在本文的仿真中, 系统的总的用户数为 6, 扩频增益为 32, 每个用户信号的传播路径数为 5, 天线阵列采用线性天线阵列, 其阵元数为 4, 阵元间距为半波长。在仿真中所有用户信号的多径延迟、复增益、波达方向都随机产生, 并假设所有用户发射功率相同。

图 2 和图 3 分别是针对用户 1 和用户 4 而言本文中盲空时检测算法与其改进形式算法的误码率比较, 从图中可以看出改进形式的盲空时检测算法与原算法的误码率只是略有上升, 但仿真结果表明, 该算法比原算法节省时间约 21% 左右。至于图 2 和图 3 中用户 1 和用户 4 的误码率的差别主要是因为它们的信道复增益不一样造成的。

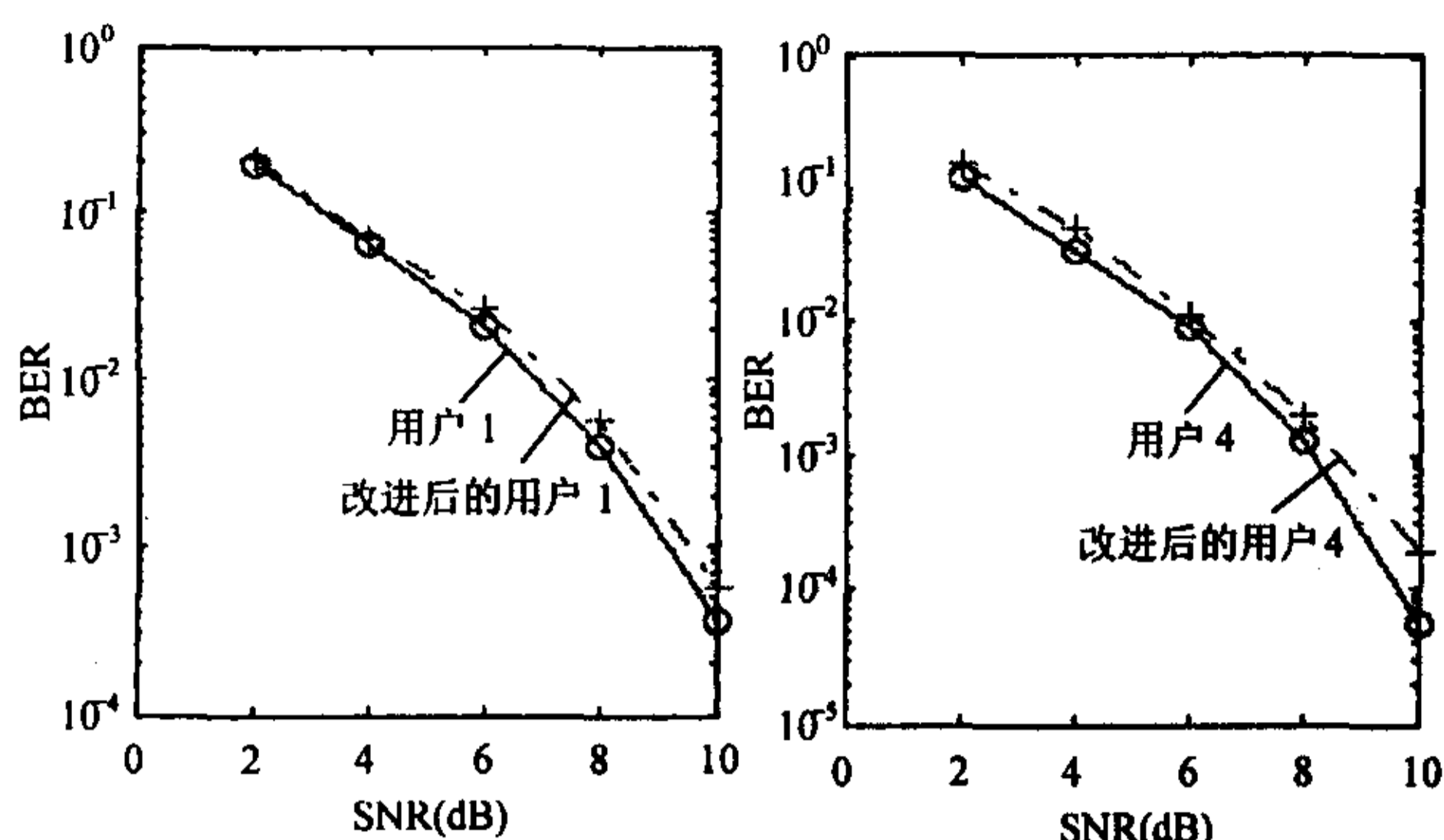


图 2 两种算法中
用户 1 的误码率比较

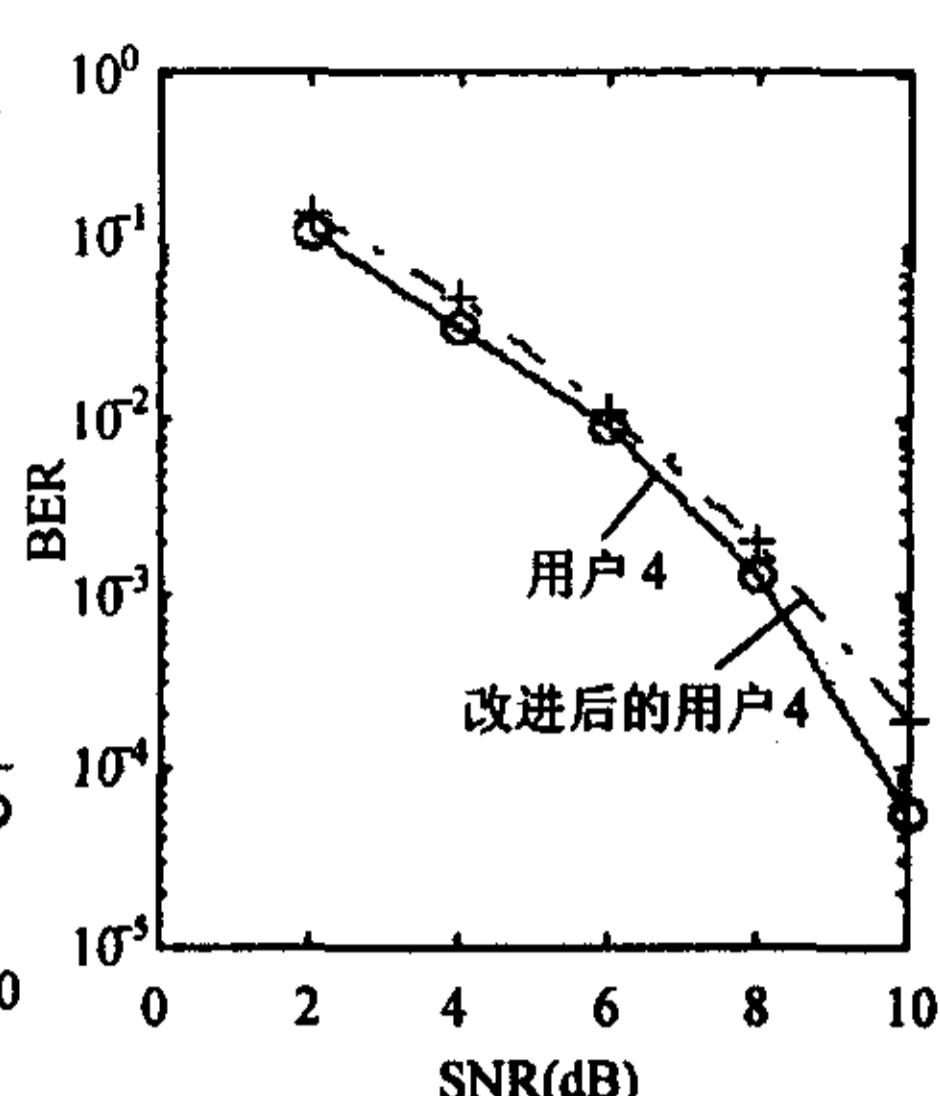


图 3 两种算法中
用户 4 的误码率比较

6 结论

本文将变步长的 LMS 算法推广应用到盲空时多用户检测。相对其它的自适应算法 LMS 算法具有稳定性好^[7]的特点，而变步长的 LMS 算法还能部分克服系统的远近效应问题，从而使该算法具有较好的鲁棒性，对系统的功率控制策略也是一种补充。在将 LMS 算法推广到盲空时多用户检测的过程中，我们提出了一种新的双误差函数来解决系统的约束优化问题。进一步地，本文利用多径信道中不同路径信号的差异性建立了一个标准对各路径信号进行一次预过滤处理，从而在减少算法的运行成本与维持系统性能之间找到一种新的可控制折衷途径，对于系统的整体优化提供了一种手段。

参考文献

- [1] Verdu S. *Multuser Detection*. Cambridge, UK Cambridge Univ. Press, 1998, chapter 1.
- [2] Wang Xiaodong, Poor H V. Blind adaptive multiuser detection in multipath CDMA channel based on subspace tracking. *IEEE Trans. on SP*, 1998, 46(11): 3030 - 3044.
- [3] Miller S, Schwartz S C. Integrated spatial-temporal detectors for asynchronous Gaussian multiple access channels. *IEEE Trans. on Commun.*, 1995, COM-43(234): 396 - 411.
- [4] Wang Xiaodong, Poor H V. Space-time multiuser detection in multipath CDMA channels. *IEEE Trans. on SP*, 1999, 47(9): 2356 - 2374.
- [5] Honing M, Madhow U, Verdu S. Blind adaptive multiuser detection. *IEEE Trans. on IT*, 1995, 41(7): 944 - 960.
- [6] Xie Z, Short R T, Rushforth C K. A family of suboptimum detectors for coherent multiuser communications. *IEEE J. on Select. Areas Commun.*, 1990, 8(4): 683 - 690.
- [7] Haykin S. *Adaptive Filter Theory*. Prentice Hall Inc, 1996, chapter 9.
- [8] Yang B. Projection approximation subspace tracking[J]. *IEEE Trans. on SP*, 1995, 43(1): 95 - 107.

王正茂：男，1968 年生，博士生，研究方向：多用户检测。

叶 梧：男，1938 年生，博士生导师，研究领域：通信理论及信号处理。

冯穗力：男，1955 年生，硕士生导师，研究领域：通信理论及信号处理。

柯 峰：男，1975 年生，博士生，研究方向：OFDM。