

多速率 CDMA 系统的盲自适应多用户接收机

张一闻^{①②} 殷勤业^① 丁乐^①

^①(西安交通大学电子与信息工程学院 西安 710049)

^②(武警工程学院 西安 710086)

摘要: 该文研究可变扩频长度(Variable Spreading Length, VSL) 多速率直接序列码分多址(Direct-Sequence Code-Division Multiple-Access, DS-CDMA) 系统中的自适应多用户接收机。利用到相交子空间的迭代投影估计得到包含信道信息的特征矢量, 以此构造多用户接收机。借助于子空间跟踪算法的特殊形式, 推导了特征矢量估计算法及多用户接收机的一种低复杂度的自适应实现。仿真实验证明, 该算法有很好的数值稳定性, 与传统算法 BER 性能相同的情况下, 具有更低的计算复杂度。

关键词: 直接序列码分多址; 多速率; 子空间投影; 子空间跟踪

中图分类号: TN914.53

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2008)02-0447-04

Blind Adaptive Multiuser Receiver for Multirate CDMA Systems

Zhang Yi-wen^{①②} Yin Qin-ye^① Ding Le^①

^①(School of Electronic & Information Engineering, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China)

^②(Engineering College of CAPF, Xi'an 710086, China)

Abstract: In this paper, an adaptive multiuser receiver for variable spreading length direct-sequence code-division multiple-access systems in multi-path channel is proposed. The signature vectors are estimated by projection onto the intersectant subspaces. Based on the estimated signature vectors, the multiuser detector is constructed. By exploiting the structure of the subspace tracking algorithm, the low-complexity adaptive signature vectors estimator and multiuser receiver are developed. Simulation results demonstrate that the proposed algorithm has the same performance, but lower computational complexity compared with the reference algorithm.

Key words: Direct-Sequence Code-Division Multiple Access (DS-CDMA); Multirate; Subspace projection; Subspace tracking

1 引言

在 NextG 无线网络系统中, 直接序列码分多址系统需要能够支持各种不同信息源数据的同时传输, 这些信息包括语音、视频、数据包等等。为了在直接序列码分多址(DS-CDMA)系统中提供多种速率传输服务, 目前提出几种不同的多速率方式。其中, 一种比较适宜 CDMA 系统使用的多速率传输方法是可变扩频长度技术, 这种技术在许多 3G 标准协议中得到了应用^[1]。

VSL-CDMA 系统接收机通常使用低速率(Low Rate, LR)接收或高速率(High Rate, HR)接收^[2, 3]。低速率接收可以得到最好的性能, 但是需要高计算复杂性和大的判决延时; 高速率接收会使接收数据的二阶统计量产生周期时变性(Periodically Time-Varying, PTV), 使得自适应算法不容易实现^[4]。低速率用户采用重复码扩频可以消除接收数据的 PTV 特性, 但是会带来严重的性能损失, 使低速率用户的输出信干比(Signal-to-Interference Ratio, SIR)降低, 系统用

户容量减少。

文献[5]提出低速率用户使用双层扩频码(Two-Layer Spreading, TLS)规则, 在没有引入显著性能损失的情况下, 实现了低复杂性的多用户接收机。Buzzi 等人利用多速率 DS-CDMA 信号的循环平稳特性, 提出了自适应 MMSE 接收机^[4], 该接收机需要已知信道状态信息。文献[6]中提出了一种双速率 DS-CDMA 系统中的自适应信道估计方法, 但是该算法需要较高的计算复杂度。

本文研究了频率选择性衰落信道下的同步 VSL 多速率系统, 采用高速率接收方式, 利用接收信号的 PTV 二阶统计特性, 提出盲自适应特征矢量估计算法和多用户接收机。该方法以目标用户的符号持续期作为处理窗, 利用接收数据向量的 P_i 个子空间(假设接收数据向量的二阶统计量周期为 P_i)与扩频码矩阵张成的子空间相交, 并且只交于含有一维向量空间的性质, 基于凸集投影定理(Projection Onto Convex Sets, POCS)^[7]得到特征矢量的估计值。并借助于子空间跟踪算法——PROTEUS(Plane ROTation-based EVD-Updating Schemes)^[8]的特殊迭代形式, 提出特征矢量估计算法的一种降维实现, 该方法可以显著降低信道估计的计算复

杂度。同时结合子空间估计值,构造了自适应多用户接收机。仿真实验验证了本文算法的性能。

2 系统模型

假设多径信道下的同步 DS-CDMA 系统中有 Q 种不同的数据传输速率 R_1, \dots, R_Q , 数据速率 R_2, \dots, R_Q 分别是基本数据速率 R_1 的整数倍, 即

$$R_i = m_i R_1, \quad \forall i = 2, \dots, Q \quad (1)$$

假设有 K_i 个用户以速率 R_i 传送数据。在 VSL 多速率方式下, 各速率用户的切普周期相同, 速率为 R_i 的用户处理增益 G_i 为 G_1/m_i , 其中 G_1 是基本速率用户的处理增益。在发送端使用两相相移键控调制, 则等效基带复数形式接收信号表示为

$$r(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \sum_{i=1}^Q \sum_{k=0}^{K_i-1} A_{k,i} s_{k,i}(t - nT_{b,i}) b_{k,i}(n) + n(t) \quad (2)$$

其中下标 k, i 表示第 k 个以速率 R_i 发送数据的用户, 下文以第 (k, i) 个用户来表示; $|A_{k,i}|^2$ 是用户 (k, i) 的发射功率, $T_{b,i} = 1/R_i$ 是速率为 R_i 的用户的符号周期。 $n(t)$ 表示加性白噪声, 功率谱密度为 $2N_0$; $s_{k,i}(t)$ 是由扩频码和用户 (k, i) 的信道状态信息构成的特征矢量:

$$s_{k,i}(t) = \sum_{j=0}^J h_{k,i}^{(j)} \sum_{g=1}^{G_i} c_{k,i}(g) p_c(t - (g+j)T_c) \quad (3)$$

其中 $p_c(t)$ 是持续期为 T_c 的切普脉冲波形。 $c_{k,i}(g)$ 是用户 (k, i) 的扩频码 $c_{k,i}$ 的第 g 位, $h_{k,i}^{(j)}$ 是用户 (k, i) 第 j 个路径的复基带路径衰落因子, $j = 0, \dots, J$, J 是多径信道最大可分辨路径数。假设信道模型为块衰落信道, 路径衰落处理期间保持不变。

不失一般性, 假设目标用户为第 $(0, i)$ 个用户。接收信号经切普率采样后, 以符号 $b_{0,i}(n)$ 的持续期 $I_{n,i} = [nT_{b,i}, (n+1)T_{b,i}]$ 作为处理窗。由于信道的多径时延, 处理窗 $I_{n,i}$ 中的前 J 个采样会受到前一个用户符号的干扰。通过去除前 J 个采样, 将 $I_{n,i}$ 中的第 $J+1$ 到第 G_i 个采样排成列向量, 可以得到无符号间串扰的数据向量 $\mathbf{r}_i(n)$

$$\mathbf{r}_i(n) = A_{0,i} \mathbf{s}_{0,i} b_{0,i}(n) + \mathbf{z}(n) + \mathbf{n}(n) \quad (4)$$

其中 $\mathbf{s}_{0,i}$ 是用户 $(0, i)$ 的 $(G_i - J)$ 维的特征矢量, 定义为

$$\mathbf{s}_{0,i} = \mathbf{C}_{0,i} \mathbf{h}_{0,i} = \begin{bmatrix} \mathbf{c}_{0,i}(J+1) & \mathbf{c}_{0,i}(J) & \cdots & 0 \\ \mathbf{c}_{0,i}(J+2) & \mathbf{c}_{0,i}(J+1) & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{c}_{0,i}(G_i) & \mathbf{c}_{0,i}(G_i-1) & \cdots & \mathbf{c}_{0,i}(G_i-J) \end{bmatrix} \mathbf{h}_{0,i} \quad (5)$$

令 $G = G_i - J$, $\mathbf{C}_{0,i}$ 是 $G \times (J+1)$ 维由用户 $(0, i)$ 的扩频码构成的矩阵, $\mathbf{h}_{0,i} = [h_{0,i}^{(0)}, \dots, h_{0,i}^{(J)}]^T$ 是第 $(0, i)$ 个用户的信道状态向量。向量 $\mathbf{z}(n)$ 是多址干扰 (Multiple-Access Interference, MAI) 项; $\mathbf{n}(n)$ 是离散加性高斯噪声, 协方差矩阵为 $2N_0 \mathbf{I}_G$, \mathbf{I}_G 是阶数为 G 的单位阵。需要注意的是, 由于式(4)中序列 n 增加 1 相应于在时间上延迟 $T_{b,i}$, 而且以速率 R_i 发送的信

号具有二阶循环平稳周期 $T_{b,i} = 1/R_i$, 所以向量 \mathbf{r}_i 的协方差矩阵 $\mathbf{R}_{\mathbf{r}_i}(n) = E\{\mathbf{r}_i(n)\mathbf{r}_i^H(n)\}$ 具有周期时变特性, 周期为 $P_i = \text{lcm}(p_1, \dots, p_{i-1}, p_{i+1}, \dots, p_Q)$, $\text{lcm}(\bullet)$ 表示最小公倍数, p_j 是满足 $p_j T_{b,i}$ 为 $T_{b,j}$ 整数倍的最小整数。

3 特征矢量估计

通过特征值分解(EVD), 可以得到 $\mathbf{r}_i(n)$ 的信号子空间的一组正交基 $\mathbf{U}_s(n)$, $\mathbf{U}_s(n)$ 中的向量对应于 $\mathbf{r}_i(n)$ 的自相关矩阵 $\mathbf{R}_{\mathbf{r}_i}(n)$ 的 r 个最大特征值。令 $R(\mathbf{A})$ 表示由矩阵 \mathbf{A} 的列向量张成的值空间, 则子空间 $R(\mathbf{U}_s(n))$ 包含用户 $(0, i)$ 的特征矢量 $\mathbf{s}_{0,i}$ 张成的子空间, 即 $\mathbf{s}_{0,i} \in R(\mathbf{U}_s(n))$, $\forall n = 0, 1, \dots$ 。

由于 $\mathbf{U}_s(n)$ 以 P_i 为周期, 可以得到

$$\mathbf{s}_{0,i} \in R(\mathbf{U}_s(n)) \cap R(\mathbf{U}_s(n+1)) \cap \cdots \cap R(\mathbf{U}_s(n+P_i-1)) \quad (6)$$

依据式(5)中 $\mathbf{s}_{0,i}$ 的定义有

$$\mathbf{s}_{0,i} \in R(\mathbf{C}_{0,i}) \quad (7)$$

当满足不等式 $r \leq G - (J+1) + 1$ 时, 下面等式成立^[9]:

$$\mathbf{s}_{0,i} = R(\mathbf{U}_s(n)) \cap R(\mathbf{U}_s(n+1)) \cap \cdots \cap R(\mathbf{U}_s(n+P_i-1)) \cap R(\mathbf{C}_{0,i}) \quad (8)$$

由文献[7]中的子空间投影定理, 在 Hilbert 空间 \mathbf{H} 中, 假设 m 个闭式子空间 S_i ($i = 1, 2, \dots, m$) 的交集 S_0 非空, 令 \mathbf{T}_i 表示到空间 S_i 的投影算子, 那么对于任意 $x \in \mathbf{H}$, 经过交替投影, $\mathbf{T}_m \mathbf{T}_{m-1} \cdots \mathbf{T}_1 x$ 会收敛到 x 在子空间 S_0 上的投影, 即

$$\lim_{l \rightarrow \infty} (\mathbf{T}_m \mathbf{T}_{m-1} \cdots \mathbf{T}_1)^l x = \mathbf{T}_0 x$$

其中 $\mathbf{T}_0 x$ 表示 x 到子空间 S_0 的投影。

到子空间 $R(\mathbf{C}_{0,i})$ 的正交投影矩阵为 $\mathbf{P}_{0,i} = \mathbf{C}_{0,i} (\mathbf{C}_{0,i}^H \mathbf{C}_{0,i})^\# \mathbf{C}_{0,i}^H$, $(\bullet)^\#$ 表示伪逆。到 $R(\mathbf{U}_s(n))$ 的正交投影矩阵为 $\mathbf{P}(n) = \mathbf{U}_s(n) \mathbf{U}_s(n)^H$ 。如果令

$$\hat{\mathbf{s}}_{0,i}^{[l]} = (\mathbf{P}(n+P_i-1) \cdots \mathbf{P}(n) \mathbf{P}_{0,i})^l \hat{\mathbf{s}}_{0,i}^{[0]} \quad (9)$$

其中 $\hat{\mathbf{s}}_{0,i}^{[0]}$ 是任意非零初始向量。随着 $l \rightarrow \infty$, $\hat{\mathbf{s}}_{0,i}^{[l]}$ 会逐步收敛于 $\hat{\mathbf{s}}_{0,i}^{[0]}$ 到 $R(\mathbf{s}_{0,i})$ 上的投影 $\hat{\mathbf{s}}_{0,i}$

$$\lim_{l \rightarrow \infty} \hat{\mathbf{s}}_{0,i}^{[l]} = \hat{\mathbf{s}}_{0,i}^{[\infty]} = \hat{\mathbf{s}}_{0,i}$$

由于子空间 $R(\mathbf{s}_{0,i})$ 由唯一的向量 $\mathbf{s}_{0,i}$ 张成, 所以 $\hat{\mathbf{s}}_{0,i}^{[0]}$ 与 $\mathbf{s}_{0,i}$ 将会只差一个复数因子。而且 $\hat{\mathbf{s}}_{0,i}$ 满足关系式:

$$\hat{\mathbf{s}}_{0,i} = \mathbf{P}(n+P_i-1) \cdots \mathbf{P}(n) \mathbf{P}_{0,i} \hat{\mathbf{s}}_{0,i} \quad (10)$$

即 $\hat{\mathbf{s}}_{0,i}$ 是矩阵 $\mathbf{P}(n+P_i-1) \cdots \mathbf{P}(n) \mathbf{P}_{0,i}$ 相应于特征值 1 的特征向量。所以 $\mathbf{s}_{0,i}$ 的估计值可以通过对 $\mathbf{P}(n+P_i-1) \cdots \mathbf{P}(n) \mathbf{P}_{0,i}$ 作特征值分解得到。考虑到计算复杂性, $\hat{\mathbf{s}}_{0,i}$ 是通过按照式(10)重复计算固定次数, 或者重复计算直到前后两次估计差值的模低于预定的门限来得到。估计值会存在相位模糊, 可以通过发射符号的有限符号集属性进行补偿。

4 盲自适应特征矢量估计及多用户接收机

通过对信号自相关矩阵作特征值分解进行子空间估计的方法需要很大的计算量。现代的子空间跟踪算法通过递归实现, 可以降低子空间估计的计算复杂度。文献[8]中讨论了

PROTEUS 算法, 由于其跟踪算法的结构特点, 本文中
使用 PROTEUS 算法跟踪信号子空间。

在本文的多速率系统中, 由于 $\mathbf{U}_s(n)$ 的周期为 P_i , 所以
 $\mathbf{U}_s(n)$ 不能由 $\mathbf{U}_s(n-1)$ 迭代得到。定义

$$\mathbf{U}_s^{(p)}(l) := \mathbf{U}_s(n), \quad l = [n/P_i], \quad p = n - Pl \quad (11)$$

$\mathbf{A}_s^{(p)}(l)$ 定义类似, 则 $\mathbf{U}_s^{(p)}(l)$ 和 $\mathbf{A}_s^{(p)}(l)$ 通过使用 PROTEUS 算
法, 可以由 $\mathbf{U}_s^{(p)}(l-1)$ 和 $\mathbf{A}_s^{(p)}(l-1)$ 迭代得到。

假设信号子空间 $\mathbf{U}_s^{(p)}(l)$ 已经通过子空间跟踪算法估计
得到, 定义第 n 个符号时刻的 $\mathbf{s}_{0,i}$ 的估计为

$$\hat{\mathbf{s}}_{0,i}(n) = \mathbf{P}_{0,i} \mathbf{P}^{(p)}(l) \mathbf{P}_{0,i} \hat{\mathbf{s}}_{0,i}(n-1) \quad (12)$$

其中 $\mathbf{P}^{(p)}(l) = \mathbf{U}_s^{(p)}(l) \mathbf{U}_s^{(p)}(l)^H$ 。事实上, 在经过一个自相关矩
阵周期, 即 P_i 次迭代后, $\mathbf{s}_{0,i}$ 的估计值变为

$$\hat{\mathbf{s}}_{0,i}(lP_i) = \mathbf{P}_{0,i} \mathbf{P}^{(P_i-1)}(l) \mathbf{P}_{0,i} \mathbf{P}^{(P_i-2)}(l) \mathbf{P}_{0,i} \dots \mathbf{P}_{0,i} \mathbf{P}^{(0)}(l) \mathbf{P}_{0,i} \hat{\mathbf{s}}_{0,i}((l-1)P_i) \quad (13)$$

令 $\hat{\mathbf{s}}_{0,i}^{[l]} = \hat{\mathbf{s}}_{0,i}(lP_i)$, 式(13)可以表示为

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{s}}_{0,i}^{[l]} &= \mathbf{P}_{0,i} \mathbf{P}^{(P_i-1)}(l) \mathbf{P}_{0,i} \mathbf{P}^{(P_i-2)}(l) \mathbf{P}_{0,i} \dots \mathbf{P}_{0,i} \mathbf{P}^{(0)}(l) \mathbf{P}_{0,i} \hat{\mathbf{s}}_{0,i}^{[l-1]} \\ &= \mathbf{P}_{0,i} \mathbf{P}^{(P_i-1)}(l) \mathbf{P}_{0,i} \mathbf{P}^{(P_i-2)}(l) \dots \mathbf{P}_{0,i} \mathbf{P}^{(0)}(l) \mathbf{P}_{0,i} \hat{\mathbf{s}}_{0,i}^{[l-1]} \end{aligned} \quad (14)$$

因为 $\mathbf{P}_{0,i}$ 是投影矩阵, $\mathbf{P}_{0,i} \mathbf{P}_{0,i} = \mathbf{P}_{0,i}$ 。我们可以把 $R(\mathbf{s}_{0,i})$ 看
做是下面的子空间的交集:

$$\begin{aligned} R(\mathbf{s}_{0,i}) &\in R(\mathbf{C}_{0,i}) \cap R(\mathbf{U}_s^{(P_i-1)}(l)) \cap R(\mathbf{C}_{0,i}) \cap R(\mathbf{U}_s^{(P_i-2)}(l)) \dots \\ &\quad \cap R(\mathbf{C}_{0,i}) \cap R(\mathbf{U}_s^{(1)}(l)) \cap R(\mathbf{C}_{0,i}) \end{aligned}$$

因此, 式(14)与式(8)一样收敛于 $\hat{\mathbf{s}}_{0,i}$ 。

考虑到 $\mathbf{P}_{0,i}$ 是投影矩阵, 而且秩为 $(J+1)$, 将 $\mathbf{P}_{0,i}$ 表示
为

$$\mathbf{P}_{0,i} = \mathbf{U}_{0,i} \mathbf{U}_{0,i}^H \quad (15)$$

其中 $\mathbf{U}_{0,i}$ 是 $G \times (J+1)$ 维的矩阵, 其列向量相互正交。将式
(15)代入式(12), 等式两边左乘 $\mathbf{U}_{0,i}^H$, 经过简单的变换, 式
(12)的实现步骤可以表示为

$$\mathbf{x}(n-1) = \mathbf{U}_{0,i}^H \hat{\mathbf{s}}_{0,i}(n-1) \quad (16a)$$

$$\mathbf{Q}_{0,i}^{(p)}(l) = \mathbf{U}_{0,i}^H \mathbf{P}^{(p)}(l) \mathbf{U}_{0,i} \quad (16b)$$

$$\mathbf{x}(n) = \mathbf{Q}_{0,i}^{(p)}(l) \mathbf{x}(n-1) \quad (16c)$$

$$\hat{\mathbf{s}}_{0,i}(n) = \mathbf{U}_{0,i} \mathbf{x}(n) \quad (16d)$$

PROTEUS 算法更新信号子空间如下式^[8]:

$$\left[\mathbf{U}_s^{(p)}(l) \quad \mathbf{v}_{r+1}^{(p)} \right] = \left[\mathbf{U}_s^{(p)}(l-1) \quad \mathbf{u}_{r+1}^{(p)} \right] \mathbf{W}^{(p)}(l) \quad (17)$$

其中 $\mathbf{W}^{(p)}(l) = \exp(\beta \Theta^{(p)}(l)) + O(\beta^2)$ 是一平面旋转矩阵积,
 $\beta > 0$ 是增益参数, 控制估计的记忆尺度; $\mathbf{u}_{r+1}^{(p)}$ 由信号 $\mathbf{r}_i^{(p)}(l)$
和 $\mathbf{U}_s^{(p)}(l-1)$ 计算得到。在迭代过程中, 始终满足关系
 $\mathbf{W}^{(p)}(l) \mathbf{W}^{(p)}(l)^H = \mathbf{I}$, 所以 $\mathbf{U}_s^{(p)}(l)$ 的列向量始终保持正交。

注意 $\mathbf{P}^{(p)}(l)$ 是由 $\mathbf{U}_s^{(p)}(l)$ 计算得到, 根据式(17)中 $\mathbf{U}_s^{(p)}(l)$
迭代的特殊形式, 不难发现, 可以使用下式来估计 $\mathbf{P}^{(p)}(l)$

$$\mathbf{P}^{(p)}(l) = \mathbf{P}^{(p)}(l-1) + \mathbf{u}_{r+1}^{(p)} (\mathbf{u}_{r+1}^{(p)})^H - \mathbf{v}_{r+1}^{(p)} (\mathbf{v}_{r+1}^{(p)})^H \quad (18)$$

因此式(16b)可以由下式迭代得到

$$\mathbf{Q}_k(n) = \mathbf{Q}_k(n-1) + \mathbf{U}_{0,i}^H \mathbf{u}_{r+1}^{(p)} (\mathbf{u}_{r+1}^{(p)})^H \mathbf{U}_{0,i} - \mathbf{U}_{0,i}^H \mathbf{v}_{r+1}^{(p)} (\mathbf{v}_{r+1}^{(p)})^H \mathbf{U}_{0,i} \quad (19)$$

对符号 $b_{0,i}(n)$ 进行检测, 本文利用下面的线性判决规则:

$$\hat{b}_{0,i}(n) = \text{sgn} \left[\text{Re} \left\{ \mathbf{w}_{0,i}^H(n) \mathbf{r}_i(n) \right\} \right] \quad (20)$$

其中 $\text{sgn}[\bullet]$ 和 $\text{Re}\{\bullet\}$ 分别表示符号函数及取实部操作;

$\mathbf{w}_{0,i}^H(n)$ 是 MMSE 检测器的权向量, 定义为

$$\mathbf{w}_{0,i}(n) = \mathbf{w}_{0,i}^{(p)}(l) = \mathbf{U}_s^{(p)}(l) (\mathbf{A}_s^{(p)}(l))^{-1} (\mathbf{U}_s^{(p)}(l))^H \hat{\mathbf{s}}_{0,i}^{(p)}(l) \quad (21)$$

由于 MMSE 检测器的权向量 $\mathbf{w}_{0,i}(n)$ 的分母项是一个正实
数, 本文发射端使用差分两相相移键控(Differential Binary
Phase Shift Keying, DBPSK)调制方式, 正实数不会影响符
号判决, 所以忽略。

表 1 中给出了完整的特征矢量跟踪算法及其相应的计算
量(flops)。

5 仿真结果

同步 VSL 多速率仿真系统提供有 3 种不同的数据传输

表 1 盲自适应特征矢量估计及多用户检测算法

初始化	每次迭代中的操作	
	步骤	计算复杂度(flops)
选择合适的增益参数 β , 给定特征矢量初始值 $\hat{\mathbf{s}}_{0,i}(0)$, 利用式(15)计算 $\mathbf{U}_{0,i}$	对于 $l=0,1,\dots$, 循环执行	
对于所有的 $p \in [0, P_i - 1]$, 初始化: 信号子空间正交基: $\mathbf{U}_s^{(p)}(0)$, 特征值向量: $\lambda^{(p)}(0)$ $\mathbf{Q}_{0,i}^{(p)}(l) = \mathbf{U}_{0,i}^H \mathbf{P}^{(p)}(l) \mathbf{U}_{0,i}$	对于 $p=0,\dots,P_i-1$, 循环执行	
	(1)使用 PROTEUS 算法更新子空间	$O(Gr)$
	(2)更新 $\mathbf{Q}_{0,i}^{(p)}(l)$	$2(G(J+1) + (J+1)^2)$
	(3)计算 $\mathbf{x}(n) = \mathbf{Q}_{0,i}^{(p)}(l) \mathbf{x}(n-1)$	$(J+1)^2$
	(4)计算 $\hat{\mathbf{s}}_{0,i}(n) = \mathbf{U}_{0,i} \mathbf{x}(n)$	$G(J+1)$
	(5)根据式(21)构造 $\mathbf{w}_{0,i}(n)$	
	结束循环	
	结束循环	

¹⁾将式(16b), (16a)分别代入式(16c)得到

$$\mathbf{x}(n) = \mathbf{Q}_{0,i}^{(p)}(l) \mathbf{x}(n-1) = \mathbf{U}_{0,i}^H \mathbf{P}^{(p)}(l) \mathbf{U}_{0,i} \mathbf{U}_{0,i}^H \hat{\mathbf{s}}_{0,i}(n-1) = \mathbf{U}_{0,i}^H \mathbf{P}^{(p)}(l) \mathbf{P}_{0,i} \hat{\mathbf{s}}_{0,i}(n-1)$$

所以, $\mathbf{U}_{0,i} \mathbf{x}(n) = \mathbf{P}_{0,i} \mathbf{P}^{(p)}(l) \mathbf{P}_{0,i} \hat{\mathbf{s}}_{0,i}(n-1) = \hat{\mathbf{s}}_{0,i}(n)$ 。

速率,且速率满足 $R_3/R_2 = R_2/R_1 = 2$, 处理增益分别为 $G_1 = 64$, $G_2 = 32$, $G_3 = 16$. 扩频向量随机产生,并且已经进行归一化处理。假设频率选择性衰落信道多径数为 $J = 3$, 各径衰落因子服从复高斯分布,且相互独立。本文不考虑低速率处理方式,所以在仿真中,只观察了高速率用户(0,2)和(0,3)的性能。迭代过程的增益参数 β 取为 0.005。仿真结果由 1000 次独立实验结果平均得到。算法的性能由位误码率(Bit Error Rate, BER)和根均方误差(Root Mean Square Error, RMSE)来表示, RMSE 定义为

$$\text{RMSE} = \sqrt{\frac{\|\hat{s}_k(n) - s_k(n)\|_2^2}{\|s_k(n)\|_2^2}}$$

图 1 中,系统参数为 $K_1 = 2$, $K_2 = K_3 = 1$, 用户信噪比(Signal of Noise Ratio, SNR)分别取为 8 dB 和 15 dB。由仿真结果可以看到,本文算法具有很好的长期数值稳定性。

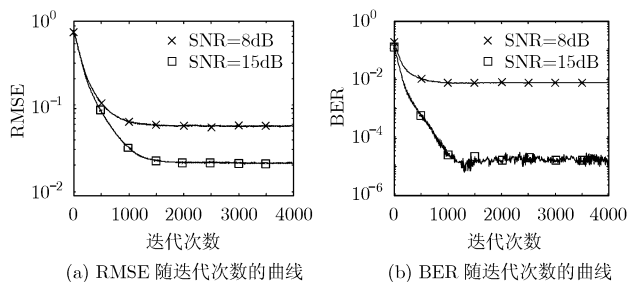


图 1 收敛性能曲线

图 2 中给出了用户(0,2)和(0,3)的 BER 性能曲线。仿真参数为 $K_1 = K_2 = 1$, $K_3 = 2$, 系统信噪比从 0 dB 变化到 18dB。文献[6]中算法的遗忘因子取为 0.995。根据图 2 中曲线可以看出,本文算法与文献[6]算法具有相同的 BER 性能。用户(0,2)的 BER 曲线比用户(0,3)平缓是由于以较低速率用户符号周期为观察窗会导致更多的 MAI。

根据表 1,在每次迭代中,本文算法的主要计算量为 $O(Gr) + r(3G(J+1) + 3(J+1)^2)$ flops (floating point operations)。而由文献[6],估计信号子空间需要计算量 $O(Gr)$ flops; 对于每一个用户,计算 $C_{k,1}^H (\sum_{m=0}^{M-1} q_1^{(m)} q_1^{(m)H}) \cdot C_{k,1}$ 需要的计算量为 $rG(J+1) + r(J+1)^2$ flops, 并且对该矩阵进行 EVD 分解需要 $(J+1)^3$ flops。因此,文献[6]的算法的完整计算量为 $O(Gr) + r(rG(J+1) + r(J+1)^2 + (J+1)^3)$ 。由于初始化步骤在整个迭代过程中只需要计算一次,在上面

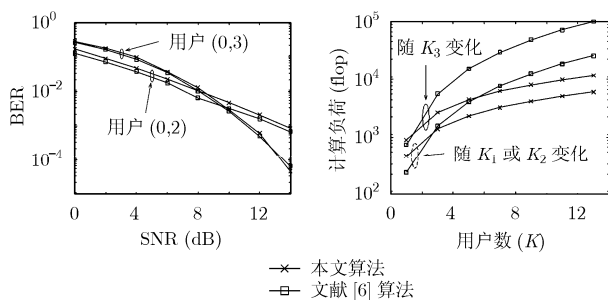


图 2 BER 随 SNR 变化曲线

图 3 计算复杂度曲线

的计算量评价中我们没有计算在内。图 3 给出了计算量分别随用户数 K_1 , K_2 和 K_3 的变化曲线。可以清楚看到,本文算法的计算量低于文献[6]的算法,并且在活动用户数多的情况下计算量的降低更为明显。

6 结束语

本文研究了多速率 CDMA 系统中的自适应信道估计和多用户接收机。利用到相交子空间的投影估计得到了用户特征矢量,并结合迭代过程得到的信号子空间构造了盲多用户接收机。PROTEUS 算法可以以很低的计算量对信号子空间进行迭代估计,本文利用 PROTEUS 算法及其特殊的迭代形式,推导了特征矢量估计及多用户接收机的自适应实现形式。该算法与已有算法相比,具有相同的 BER 性能,但是显著降低了计算复杂度。分析和仿真结果表明,本文算法是一种非常具有优势的多速率 CDMA 系统的接收端自适应处理算法。

参考文献

- [1] Ottosson T and Svensson A. Multirate schemes in ds/cdma systems. Proc. IEEE Vehicular Technology Conf., Chicago, IL, July 1995, vol.5: 1006-1010.
- [2] Chen J and Mitra U. Analysis of decorrelator-based receivers for multirate ds/cdma communications. *IEEE Trans. on Veh. Technol.*, 1999, 48(10): 1966-1983.
- [3] Choi J and Kim S R. Adaptive mmse receiver for multirate cdma systems. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 2002, 50(10): 3098-3106.
- [4] Buzzi S, Lops M, and Tulino A M. Blind adaptive multiuser detection for asynchronous dual-rate ds/cdma systems. *IEEE J. Select. Areas Commun.*, 2001, 19(2): 233-244.
- [5] Yao Y and Poor H V. A two-layer spreading code scheme for dual-rate ds-cdma systems. *IEEE Trans. on Commun.*, 2003, 51(6): 873-879.
- [6] Huang L, Zheng F C, and Faulkner M. Blind adaptive channel estimation for dual-rate ds/cdma signals. *IEEE Commun. Lett.*, 2002, 6(4): 129-131.
- [7] Stark H and Yang Y. Vector Space Projections. New York: Wiley, 1998: 33-67.
- [8] Champagne B and Liu Q G. Plane rotation-based evd updating schemes for efficient subspace tracking. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 1998, 46(7): 1886-1900.
- [9] Sadler D J and Manikas A. Blind reception of multicarrier ds-cdma using antenna arrays. *IEEE Trans. on Wireless Commun.*, 2003, 2(10): 1231-1239.

张一闻: 男, 1978 年生, 博士生, 研究方向包括空时信号处理、多速率通信及自适应信道估计。
殷勤业: 男, 1950 年生, 教授, 博士生导师, 长期从事阵列信号处理、时频分析和神经网络方面的研究。
丁乐: 男, 1974 年生, 博士生, 研究方向为 OFDM 通信系统中资源分配、空时编码、协作分集等。