

一种新的盲空时多用户检测器

王 伶, 焦李成, 刘 芳

(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: 多用户检测是 DS-SS 系统中的一项关键技术, 而阵列天线也是一项减轻多用户干扰的方法. 许多现存的多用户检测器需要知道很多系统参数, 并且其自适应实现需要发送训练序列. 在多径衰落信道下, 这些参数是很难获得的. 本文提出了一种新的基于 Kalman 滤波的盲空时多用户检测器 (BSTKAL), 这种多用户检测器不需要发送训练序列. 研究表明, 检测器具有较强的抑制多址干扰和克服“远-近”效应的能力, 并且能快速收敛.

关键词: DS-SS; 盲多用户检测; 空时处理; 多址干扰; 多径衰落

中图分类号: TN914.5 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2002) 06-0835-04

A Novel Blind Space-Time Multiuser Detector

WANG Ling, JIAO Li-cheng, LIU Fang

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

Abstract: Multiple access interference (MAI) is a key problem in DS-SS. Both multiuser detection method and array antenna have been introduced to reduce the effect of MAI respectively. Many proposed multiuser detectors require system parameters and their adaptive versions require training sequences. These parameters are difficult to obtain in multipath fading channels. In this paper, a novel blind space-time multiuser detector based on the Kalman filter is proposed. With numerical simulations and performance analysis, it is shown that the detector precedes the conventional space-time 2-dimensional RAKE receiver and the space-time multiuser detector based on LMS in eliminating MAI and near-far resistance. Furthermore, it can converge rapidly.

Key words: DS-SS; blind multiuser detection; space-time processing; multiple access interference; multipath fading channel

1 引言

码分多址 (CDMA) 系统在个人通信、室内通信、移动通信的应用中存在两个主要的问题: 多址干扰以及“远-近”效应问题.

由于传统检测器 (CD) 对“远-近”效应非常敏感, Verdu 提出了一种抗“远-近”效应的最佳多用户检测器^[1], 但运算复杂度与用户数呈指数增加. 为了使多用户检测器能够实用化, 人们将研究重点集中在性能接近于最佳多用户检测器而计算复杂度较低的次最佳多用户检测器上^[2]. 已出现的很多非自适应多用户检测器的研究^[3~5]. 虽然这些检测器大大提高了传统检测器的性能, 但要求用户信息较多且其高复杂性使得实现起来很困难. 再者, 通信系统是一个实时性极强的系统. 为此, 出现了许多有关自适应和盲自适应多用户检测器的研究^[6~8], 其中基于 Kalman 滤波的盲多用户检测器具有优异的性能^[8]. 但这些检测器均没有涉及多径衰落环境下检测问题. 近来, 联合空时的盲多用户检测引起了大量的关注^[9,10]. 本文将基于 Kalman 滤波的多用户检测器与空时处理相结合, 提出了一种联合空时的盲多用户检测器 (BSTKAL), 该检测器具有

优异的抗多径能力、抗多址干扰能力以及抗“远-近”效应能力.

2 空时信号模型

假设小区中有 K 个同频干扰用户; 第 k 个用户的多径数和归一化特征波形分别为 L_k , $s_k(t)$; 采用 BPSK 调制方式. 则第 k 个用户的数据比特流经扩频后的基带信号为

$$x_k(t) = \sqrt{w_k} \sum_{i=0}^{M-1} b_k(i) s_k(t - iT), \quad k = 1, 2, \dots, K \quad (1)$$

式中, M 是用户数据比特流长度, $\sqrt{w_k}$, $b_k(i)$ 分别表示第 k 个用户的信号幅度和第 i 个信息码, 且 $b_k(i) \in \{\pm 1\}$; T 为数据比特持续时间, $s_k(t)$ 满足

$$s_k(t) = \begin{cases} 0, & t \notin [0, T] \\ \sum_{m=0}^{G-1} c_k(m) P(t - mT_c), & 0 \leq t \leq T \end{cases} \quad (2)$$

其中, G 是处理增益, $P(t)$ 是区间为 $T_c = T/N$ 的扩频脉冲, 码序列 $c_k(m) \in \{-1, 1\}$. 设阵列天线阵元数为 p , 则接收模型为单输入多输出系统, 冲激响应为

$$\mathbf{h}_k(t) = \sum_{l=1}^{L_k} \alpha_{kl} \mathbf{y}_{kl} \delta(t - \tau_{kl}) \quad (3)$$

上式中 \mathbf{y}_{kl} , τ_{kl} , α_{kl} 分别是用户 k 第 l 条路径的信道衰落(含相位)、传输时延以及到达阵列天线的方向向量, 并且

$$\alpha_{kl} = [a_{kl}/b, \dots, a_{kl}/p]^T$$

$$= \exp^{j\phi_{kl}} [1, \exp^{j(2\pi d/\lambda) \sin \theta_{kl}}, \dots, \exp^{j(2\pi d/(P-1)\lambda) \sin \theta_{kl}}]^T \quad (4)$$

其中, d , λ , θ_{kl} , ϕ_{kl} 分别是天线阵元间距、载波波长、用户 k 第 l 条路径信号的到达角以及到达第 1 个阵元时的相位, 设 $0 \leq \tau_{k1} < \tau_{k2} < \dots < \tau_{kL_k} < T$, 且 τ_{kl} 是 T_c 的整数倍, 即 $\tau_{kl} = p_{kl} T_c$. 所以, 阵列天线接收的信号为

$$\begin{aligned} r(t) &= \sum_{k=1}^K x_k(t) * \mathbf{h}_k(t) + \mathbf{o}_n(t) \\ &= \sum_{i=0}^{M-1} \sum_{k=1}^K \sqrt{w_k} b_k(i) \sum_{l=1}^{L_k} \alpha_{kl} \mathbf{y}_{kl} s_k(t - iT - \tau_{kl}) + \mathbf{o}_n(t) \end{aligned} \quad (5)$$

式中, $*$ 表示卷积运算, σ 是正常数因子, $\mathbf{n}(t)$ 是归一化零均值 $P \times 1$ 维复高斯白噪声向量.

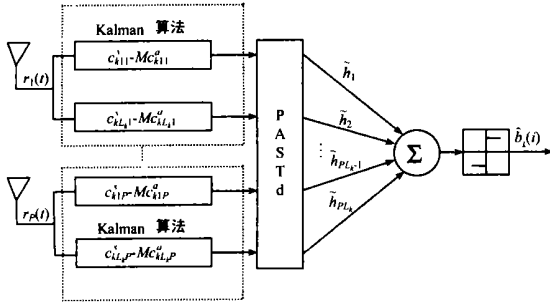


图 1 Kalman 盲空时多用户检测器结构图

3 新的盲空时多用户检测器

传统的多用户检测器要求的先验知识较多, 检测器一般需要知道各用户的特征波形、各多径时延以及信道参数, 这在上行信道是可行的, 但在下行信道一般不知道除期望用户外的用户特征波形. 因此, 在下行信道, 需要知道所有这些信息的检测器不可用. 传统的空时二维 RAKE 检测器需要知道感兴趣用户的特征波形、多径时延、多径增益以及多径波达方向角, 本文提出的盲空时多用户检测器只需已知期望用户的特征波形和多径时延, 而不需估计多径增益和各多径信号的波达方向角, 这就简化了检测器的复杂度, 如图 1 所示.

3.1 多径衰落时的 Kalman 盲多用户检测

由模型(5)可得阵元 p ($1 \leq p \leq P$) 的接收信号为

$$\begin{aligned} r_p(t) &= \sum_{i=0}^{M-1} \sum_{k=1}^K \sqrt{w_k} b_k(i) \sum_{l=1}^{L_k} \alpha_{kl} \\ &\quad \cdot \mathbf{y}_{kl} s_k(t - iT - \tau_{kl}) + \mathbf{o}_n(t) \end{aligned} \quad (6)$$

接收信号通过匹配滤波器后按码片速率采样, 定义 $\bar{G} \times 1$ 维向量, 则

$$\begin{aligned} \mathbf{r}_p &= [r_{p0}(i), r_{p1}(i), \dots, r_{p\bar{G}}(i)]^T \\ &= \sqrt{w_k} b_k(i) \sum_{l=1}^{L_k} \alpha_{kl} \mathbf{y}_{kl} \mathbf{s}_{kl} + \mathbf{I} + \mathbf{N} \end{aligned} \quad (7)$$

式中, \mathbf{I} 是 $\bar{G} \times 1$ 的向量, 包含符号间干扰和多址干扰; $\bar{G} = G + \lceil (\tau_{kl_k} - \tau_{kl})/T_c \rceil$, $\lceil x \rceil$ 表示大于等于 x 的最小整数; \mathbf{N} 是高斯白噪声矢量; 设 \mathbf{s}_k 是用户 k 的 $G \times 1$ 的维特征波形矢量, 则 \mathbf{s}_{kl} 是用户 k 第 l 径的 $\bar{G} \times 1$ 维拓展特征波形矢量, 即 $\mathbf{s}_{kl} = [0 \dots 0, \mathbf{s}_k^T, 0 \dots 0]^T$. 设用来解扩用户 k 第 l 径信号的 $\bar{G} \times 1$ 维序列矢量为 \mathbf{c}_{klp} , 若满足

$$\mathbf{c}_{klp}^H \mathbf{s}_{mn} = \begin{cases} 1, & m = k, n = 1 \\ 0, & m \neq k, n \neq 1 \end{cases} \quad (8)$$

则检测器完全能消除符号间干扰并能完全抑制多址干扰. 定义 $\mathbf{S}_k = [\mathbf{s}_{k1} \dots \mathbf{s}_{kL_k}]$ 和滤波器组 $\mathbf{C}_{kp} = [\mathbf{c}_{klp} \dots \mathbf{c}_{kL_k p}]$. 利用线性约束最小方差准则(LCMV), 可得

$$\mathbf{C}_{kpopt} = \arg \min_{\mathbf{C}_{kp} \in \mathbb{C}^{\bar{G} \times L_k}} E \|\mathbf{C}_{kp}^H \mathbf{r}_p(i)\|^2 = \arg \min_{\mathbf{C}_{kp} \in \mathbb{C}^{\bar{G} \times L_k}} \text{tr}(\mathbf{C}_{kp}^H \mathbf{R}_p \mathbf{C}_{kp}) \quad (9)$$

$$\text{s.t. } \mathbf{C}_{kp}^H \mathbf{s}_k = \mathbf{I} \quad (10)$$

式中, $\mathbf{R}_p = E\{\mathbf{r}_p(i) \mathbf{r}_p^H(i)\}$ 为接收向量的自相关矩阵, $\text{tr}(\cdot)$ 表示矩阵的迹, \mathbf{I} 为 $L_k \times L_k$ 维单位阵. 约束条件保证了检测器不会抵消掉期望用户的信号. 求解方程得

$$\mathbf{C}_{kpopt} = \mathbf{R}_p^{-1} \mathbf{S}_k (\mathbf{S}_k^T \mathbf{R}_p^{-1} \mathbf{S}_k)^{-1} \quad (11)$$

式(9)和(10)的优化问题是一个约束优化问题, 为了自适应实现, 需转化为无约束优化问题. 定义 \mathbf{S}_k 上的投影矩阵为 $\mathbf{P} = \mathbf{S} (\mathbf{S}_k^H \mathbf{S})^{-1} \mathbf{S}_k^H$, 将 \mathbf{C}_{kp} 分成相互正交的两个分量, 即

$$\mathbf{C}_{kp} = \mathbf{C}_{kp}^s - \mathbf{M} \mathbf{C}_{kp}^a \quad (12)$$

其中 \mathbf{C}_{kpopt} 在 \mathbf{S}_k 列空间上的投影 $\mathbf{C}_{kp}^s = \mathbf{P} \mathbf{C}_{kpopt} = \mathbf{S}_k (\mathbf{S}_k^H \mathbf{S}_k)^{-1}$ 是 \mathbf{C}_{kp} 的非自适应部分; $\bar{G} \times (\bar{G} - L_k)$ 维矩阵 \mathbf{M} 的列张成 \mathbf{S}_k 的零空间; $(\bar{G} - L_k) \times L_k$ 维矩阵 \mathbf{C}_{kp}^a 是 \mathbf{C}_{kp} 的自适应调整部分. 相应地, 定义 $\mathbf{C}_{klp}^s = [\mathbf{c}_{klp}^s \dots \mathbf{c}_{kL_k p}^s]$, $\mathbf{C}_{klp}^a = [\mathbf{c}_{klp}^a \dots \mathbf{c}_{kL_k p}^a]$, $\mathbf{y}_k = [\mathbf{y}_{k1}, \dots, \mathbf{y}_{kL_k}]^T$ 为用户 k 路径增益向量. 则输出能量 OE 和均方误差 MSE 如下

$$\begin{aligned} OE(\mathbf{C}_{kp}) &= E\{\|\mathbf{C}_{kp}^H \mathbf{r}_p\|^2\} = \sum_{l=1}^{L_k} E\{|\mathbf{c}_{klp}^H \mathbf{r}_p|^2\} \\ &= \sum_{l=1}^{L_k} OE(\mathbf{c}_{klp}) \end{aligned} \quad (13)$$

$$\begin{aligned} MSE(\mathbf{C}_{kp}) &= E\{\|\sqrt{w_k} b_k \alpha_{kl} \mathbf{y}_k - \mathbf{C}_{klp}^H \mathbf{r}_p\|^2\} \\ &= \sum_{l=1}^{L_k} E\{|\sqrt{w_k} b_k \mathbf{y}_{kl} - \mathbf{c}_{klp}^H \mathbf{r}_p|^2\} \\ &= \sum_{l=1}^{L_k} MSE(\mathbf{c}_{klp}) \end{aligned} \quad (14)$$

定义测量误差 $\mathbf{e}_{kp}(n)$ 为

$$\mathbf{e}_{kp}(n) = [\mathbf{e}_{kp1}(n), \dots, \mathbf{e}_{kpL_k}(n)] = (\mathbf{C}_{klp}^H \mathbf{r}_p)^T \quad (15)$$

其中可见

$$\mathbf{e}_{klp}(n) = \mathbf{c}_{klp}^H(n) \mathbf{r}_p(n), \quad 1 \leq l \leq L_k \quad (16)$$

可以证明^[8], $\mathbf{e}_{klp}(n)$ 是零均值的白噪声且满足

$$\begin{aligned} OE(\mathbf{c}_{klp}(n)) &= \text{cov}\{\mathbf{e}_{klp}(n)\} = E\{|\mathbf{e}_{klp}(n)|^2\} \\ &= |\alpha_{klp} \mathbf{y}_{kl}|^2 w_k + MSE(\mathbf{c}_{klp}(n)) \end{aligned} \quad (17)$$

设 \mathbf{c}_{klpopt}^a 对应于最佳滤波器向量 \mathbf{c}_{klpopt} . 当系统处于稳态时, \mathbf{c}_{klpopt}^a 是常数向量, 所以有如下的状态方程

$$c_{klpqr}^a(n+1) = c_{klpqr}^a(n), \quad 1 \leq l \leq L_k \quad (18)$$

令 $y_{klp}(n) = r_p^H(n) c_{klp}^s, d_p^H(n) = r_p^H(n) M$, 将 $c_{klpqr} = c_{kl}^a - M c_{klpqr}^a$ 代入式(16)并整理可得观测方程

$$y_{klp}(n) = d_p^H(n) c_{klpqr}^a + e_{klpqr}(n), \quad 1 \leq l \leq L_k \quad (19)$$

与标准的动态方程比较可知: 状态转移矩阵变成了单位阵且状态方程中的噪声为零; 测量矩阵变成了行向量 $d_p^H(n)$ 且噪声为标量 $e_{klpqr}(n)$. 由于 Kalman 滤波器是状态向量的最小方差估计^[8], 可知测量误差的最小方差为

$$\begin{aligned} \xi_{klpqr} &= \text{cov}\{e_{klpqr}(n)\} = E\{|e_{klpqr}(n)|^2\} \\ &= \text{MOE}(c_{klp}(n)) = |a_{klp} y_{kl}|^2 w_k \\ &\quad + \text{MMSE}(c_{klp}(n)), \quad 1 \leq l \leq L_k \end{aligned} \quad (20)$$

因此, 方程(18)、(19)收敛到最小输出能量(MOE)和最小均方误差(MMSE). 用户 k 各路径总的最小输出能量为

$$\text{MOE}(C_{kp}(n)) = \sum_{l=1}^{L_k} \text{MOE}(c_{klp}(n)) \quad (21)$$

所以 $C = C_k - M C_{kp}^a$ 即为优化问题(9)、(10)的解, 其中 $C_{kp}^a = [c_{klp}^a \dots c_{klp}^a]$. 方程(18)、(19)的 Kalman 算法收敛到该最优解. 算法如表 1 所示.

表 1 多径衰落时 Kalman 盲多用户检测器算法

初始条件: $K(1, 0) = 1$

迭代计算: $n = 1, 2, 3, \dots$

$$\begin{aligned} y(n) &= r^H C_p, d(n) = C_p^H r(n) \\ gK(n, n-1) d(n) &[d^H(n) K(n, n-1) d(n) + \xi_{\min}]^{-1} \\ K(n+1, n) &= K(n, n-1) - g(n) d^H(n) K(n, n-1) \\ C_{kp}^a(n) &= C_{kp}^a + g(n) [y(n) - d^H(n) C_{kp}^a(n-1)] \\ C_{kp}(n) &= C_{kp}^s - M C_{kp}^a(n) \end{aligned}$$

其中: $K: (\bar{G} - L_k) \times (\bar{G} - L_k), y: l \times L_k,$

$$d: (\bar{G} - L_k) \times 1, g: (\bar{G} - L_k) \times 1$$

3.2 最大比合并

当上述的 Kalman 多用户检测算法达到稳态时, p 阵元上对用户 k 第 l 路径的 c_{klp} 几乎能完全消除符号间干扰和多址干扰, 即

$$c_{klp}^H r_p(i) \approx \sqrt{w_k} b_k(i) y_{kl} + a_{klp}^H n_p(i), \quad 1 \leq l \leq L_k, 1 \leq p \leq P \quad (22)$$

则第 p 个阵元接收信号经 Kalman 盲多用户检测器后输出为

$$\begin{aligned} z_p(i) &= C_{kp}^H r_p(i) \\ &\approx \sqrt{w_k} b_k(i) h_p + \tilde{\sigma}_p(i), \quad 1 \leq p \leq P \end{aligned} \quad (23)$$

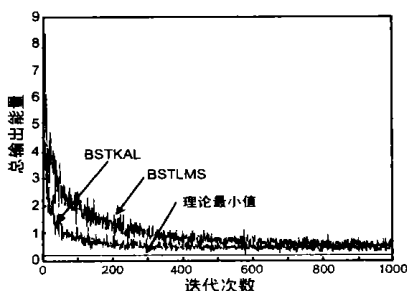


图2 收敛性能 1

式中 $h_p = y_k^0 \eta_p, y_k = [y_{k1}, \dots, y_{kL_k}]^T, \eta_p = [a_{klp}, \dots, a_{klp}]^T$, “ \circ ” 表示向量对应元素间的乘积.

设 $h = [h_1^T, \dots, h_P^T]^T$, 则

$$z_i = [z_1^T(i), \dots, z_P^T(i)]^T \approx \sqrt{w_k} b_k(i) h + \sigma n(i) \quad (24)$$

式中, $n(i) = [(C_{k1}^H n_1(i))^T, \dots, (C_{kP}^H n_P(i))^T]^T \sim N(0, Q), Q = \text{diag}(C_{k1}^H C_{k1}, \dots, C_{kP}^H C_{kP})$. 定义天线阵总的输出能量为 $\text{TOE}(i) = \|z(i)\|^2$. 对矩阵 Q 进行 Cholesky 分解得 $Q = F^T F$, 其中 F 是下三角矩阵. 记 $(F^T)^{-1} = F^{-T}$, 则对 $n(i)$ 进行白化, 得

$$\tilde{z}(i) = F^{-T} z(i) \approx \sqrt{w_k} b_k(i) \tilde{h} + \tilde{\sigma}(i) \quad (25)$$

$$\tilde{R} = E\{\tilde{z}(i) \tilde{z}^H(i)\} \approx w \tilde{h} \tilde{h}^H + \sigma^2 I_{P_{L_k}} \quad (26)$$

在式(25)的两边同乘 \tilde{h}^H , 可得

$$\tilde{h}^H \tilde{z}(i) = \tilde{h}^H F^{-T} z(i) \approx \sqrt{w_k} \langle \tilde{h}, \tilde{h} \rangle b_k(i) + \tilde{\sigma}^H \tilde{n}(i) \quad (27)$$

由于 $\sqrt{w_k} \langle \tilde{h}, \tilde{h} \rangle > 0$, 对判决无影响, 所以可得到如下的判决统计量

$$b_k(i) = \text{sgn}(\tilde{h}^H \tilde{z}(i)) = \text{sgn}(\tilde{h}^H F^{-T} z(i)) = \text{sgn}(w^H z(i)) \quad (28)$$

式中, 合并权向量 $w \in C^{P_{L_k} \times 1}$ 可视为空时滤波器. 从式(26)中可知, \tilde{h} 是自相关矩阵 \tilde{R} 的最大特征值对应的特征向量. 本文采用投影逼近子空间跟踪算法(PASTd)来自适应实现^[11].

4 仿真实例及性能分析

下面对用户数为 10 的系统进行蒙特卡罗仿真. 采用 31 位 Gold 码, 各个用户的路径数和阵列天线数均为 3; 各个用户每一条路径的路径增益、时延以及波达方向角参数均随机产生. 定义用户 k 的信噪比 $\text{SNR}_k = w_k \|y_k\|^2 / \sigma^2$. 各个仿真实例中, 期望用户均为用户 1, 其余用户为干扰用户, 则 $\text{SVR}_E = \text{SVR}_1$.

实例 1 本例将基于 Kalman 滤波的盲空时多用户检测器(BSTKAL)与文献^[10]中提出的基于 LMS 算法的盲空时多用户检测器(BSTLMS)的收敛性能作了比较, 如图 2 所示. $\text{SNR}_1 = 8\text{dB}, \text{SNR}_{2-10} = 18\text{dB}$, 此时存在很强的多址干扰. 从图中可以看出, BSTLMS 检测器需要约 500 次迭代才能收敛, 而 BSTKAL 检测器只需约 200 次迭代即可稳定, 并且 BSTKAL 检测器的总输出能量更加接近于理论最小值. 可见, BSTKAL 的收敛性优于 BSTLMS.

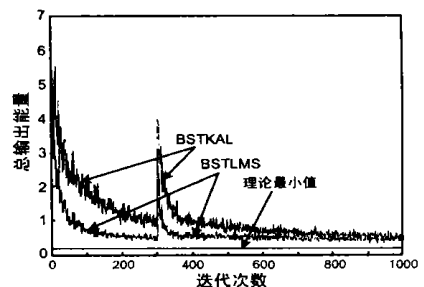


图3 收敛性能 2

实例 2 仿真系统中有用户增加或减少时, BSTKAL 的收

敛性能,如图3中所示。 $SNR_1 = 8\text{dB}$, $SNR_{2\sim 8} = 18\text{dB}$, $SNR_{9\sim 10} = 28\text{dB}$,此时有很强的多址干扰存在。初始时系统有9个用户(用户1至用户9),迭代次数 $i = 300$ 时,系统增加新用户10, $k = 700$ 时,系统中撤走用户9。从图中可见,系统中有新用户增

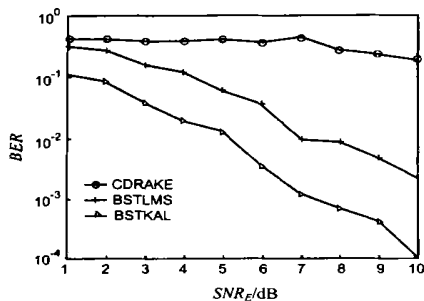


图4 比特误码率性能1

实例3 本例仿真干扰用户信噪比不变而期望用户信噪比变化时, BSTKAL 的比特误码率(BER)性能,与传统空时二维RAKE接收机(CDRAKE)和BSTLMS作了比较,如图4所示。 $SNR_1 = SNR_{2\sim 10} = 18\text{dB}$,此时存在很强的多址干扰。从图中可见, BSTKAL 的BER性能大大优于CDRAKE和BSTLMS。

实例4:本例仿真期望用户信噪比不变而干扰用户信噪比变化时, BSTKAL 的比特误码率(BER)性能,与传统空时二维RAKE接收机(CDRAKE)和BSTLMS作了比较,如图5所示。 $SNR_1 = 8\text{dB}$, $SNR_1 = SNR_{2\sim 10}$ 。从图中可见, BSTKAL 检测器有很强的抑制多址干扰的能力,很好地解决了“远-近”效应问题, BSTKAL 的性能大大优于CDRAKE和BSTLMS检测器。

5 结论

多用户检测是CDMA系统中的一项关键技术,本文将空时处理与盲自适应算法结合起来,提出了一种基于Kalman滤波的盲空时多用户检测器。仿真结果表明,该多用户检测器具有较强的抑制多址干扰和抗多径干扰能力,大大提高了传统空时二维RAKE接收机以及基于LMS算法的盲空时多用户检测器的性能,且能快速收敛。因此很好地解决了多址干扰以及“远-近”效应问题。并且该检测器不需估计信道参数和波达方向角,复杂度较低。

参考文献:

- [1] Verdú S. Optimum multiuser asymptotic efficiency [J]. IEEE Trans on COM, 1986, 34(9): 890-897.
- [2] Verdú S. Computational complexity of multiuser detection [J]. Algorithmica, 1989, 38: 406-508.
- [3] Lupas R, Verdú S. Linear multiuser detectors for synchronous code division multiple access channels [J]. IEEE Trans on IT, 1989, 35(1): 123-136.
- [4] Xie Z, Sot R T, et al. A family of suboptimum detectors for coherent multiuser communications [J]. IEEE J Select Area Commun, 1990, 8(4): 683-690.

加时, BSTKAL 能快速收敛,而 BSTLMS 收敛较慢;另外,还可看到,系统中用户撤走时,对 BSTKAL 和 BSTLMS 的收敛性影响不大。总的来说,系统中的用户动态变化时, BSTKAL 优于 BSTLMS。

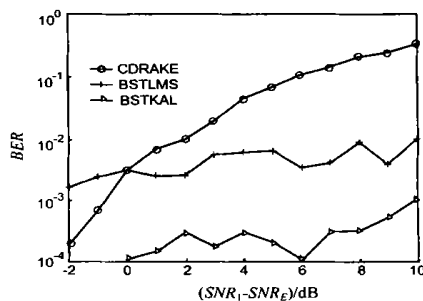


图5 比特误码率性能2

- [5] Duef Hallen A. A family of multiuser decision feedback multiuser detector for asynchronous code division multiple access channels [J]. IEEE Trans on COM, 1995, 41(2): 285-290.
- [6] Mitra U, Poor H V. Analysis of an adaptive decorrelating detector for synchronous CDMA channels [J]. IEEE Trans on COM, 1996, 44(2): 257-268.
- [7] Hong M, Madhow U, et al. Blind adaptive multiuser detection [J]. IEEE Trans on IT, 1995, 41(4): 944-960.
- [8] 张贤达, 保铮. 通信信号处理 [M]. 北京: 国防工业出版社, 2000.
- [9] Wong T F, Lok T M, et al. A linear receiver for direct sequence spread spectrum multiple access systems with antenna arrays and blind adaptation [J]. IEEE Trans on IT, 1998, 44(2): 659-676.
- [10] Wang X D, Poor H V. Space time multiuser detection in multipath CDMA channels [J]. IEEE Trans on SP, 1999, 47(9): 2356-2373.
- [11] Yang B. Projection approximation subspace tracking [J]. IEEE Trans on SP, 1995, 43(1): 95-107.

作者简介:



王 伶 男, 1978 年出生于贵州仁怀, 西安电子科技大学博士生, 主要研究方向为多用户检测、智能天线以及神经网络在通信中的应用。



焦李成 男, 1959 年生于陕西白水, 西安电子科技大学教授, 博士生导师, IEEE 高级会员, 主要研究方向为非线性理论、神经网络、智能信息处理、数据挖掘以及现代通讯。