

MIMO 系统中基于干扰子空间投影的盲空时多用户检测算法

姚一佳 朱世华 胡刚 张芳
(西安交通大学电子与信息工程学院 710049 西安)

摘要: 该文针对多天线码分多址系统, 提出了一种盲空时多用户检测算法。该算法结合空域、时域二维信息, 利用 Alamouti 空时分组码与 MIMO 信道的结构特征, 通过跟踪干扰子空间对多天线信道进行估计。在此基础上, 通过将接收信号投影到干扰子空间的正交补空间上, 实现了抑制多址干扰的空时多用户检测。该算法不仅能够自适应地跟踪信道的变化, 且具有较低的算法复杂度。仿真结果表明该算法能够有效地抑制多天线码分多址系统中的多址干扰, 改善系统的性能。

关键词: 空时处理; 多用户检测; 干扰子空间投影; 多输入多输出; 码分多址

中图分类号: TN914.53

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2007)09-2195-04

Blind Space-Time Multi-user Detection Based on Interfering Subspace Projection in MIMO-CDMA Systems

Yao Yi-jia Zhu Shi-hua Hu Gang Zhang Fang

(School of Electronics and Information Engineering, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China)

Abstract: A blind space-time Multi-User Detection (MUD) algorithm is proposed for multi-antenna Code Division Multiple Access (CDMA) systems. The proposed algorithm exploits the signal structures in both time domain and spatial domain for interference rejection. Specifically, the proposed algorithm integrates Space-Time Coding (STC) with channel estimation by using the structural features of both Alamouti STC and the Multiple Input Multiple Output (MIMO) channel. The Multiple Access Interference (MAI) is suppressed by projecting the received signal onto the orthogonal complement of the estimated interference subspace. Furthermore, the proposed algorithm can adaptively trace the variation of the wireless channels with low complexity. Simulation results show that the algorithm can effectively suppress the MAI of space-time CDMA systems and significantly improve the system performance.

Key words: Space-time processing; MUD; Interference subspace projection; MIMO; CDMA

1 引言

在码分多址(CDMA)系统中, 多用户检测可以有效地抑制多址干扰, 改善系统性能。1995 年, Honig 和 Madhow 提出无需所有用户的扩频信息和发送训练序列的盲多用户检测算法^[1]。近年来, 结合多天线 MIMO 系统中空时信号处理与空时编码技术的新型空时多用户检测技术已成为无线通信领域中研究的焦点^[2]。例如: 文献[3]研究了基于 MMSE 的不需要信道信息的盲空时多用户检测算法; 文献[4]研究了系统级、多小区最大似然多用户检测算法; 文献[5]研究了利用分层结构编码协助多用户检测的方案; 文献[6]提出了 2 发 2 收 CDMA 系统中的盲空时 MMSE 算法, 采用跟踪信号子空间的方法对 MIMO 信道进行估计。

文献[6]虽然有效地实现了空时二维处理, 但是由于未充分利用 MIMO 信道的特性, 存在大量对于冗余信息的计算, 导致算法复杂度较高。针对其缺陷, 本文提出了基于干扰子

空间投影的盲空时正交投影算法。该算法通过分析 Alamouti 空时分组码与 MIMO 信道的结构特征, 采用跟踪干扰子空间的方法进行信道盲估计, 降低了子空间跟踪算法的维数, 同时采用格莱姆-施密特正交化方法这样的简单计算进行正交投影。使得该算法不仅能够自适应地跟踪信道的变化, 且具有较低的算法复杂度。

2 系统模型

本文考虑 K 个用户的同步 DS-SS-CDMA 多天线系统, 发射天线与接收天线数目均为 2 (更多收发天线的情况可以用类似的方法推广得到)。发送分集采用 Alamouti 空时分组编码^[7], 对于用户 k ($k = 1, \dots, K$), 在第 i 时隙发送一组信息码元 $(b_{1,k}[i], b_{2,k}[i])$, 采用不同的扩频码 $s_{1,k}$, $s_{2,k}$ 进行扩频^[6]。设 $r_i^{(n)}[i]$ 与 $n_i^{(n)}[i]$ 分别表示第 i 时隙的第 n 码元周期中第 n 个接收天线上的接收信号与加性高斯白噪声, $n_i^{(n)}[i]$ 服从 $N_c(0, \sigma^2 \mathbf{I}_N)$ 。 $h_k^{(m,n)}$ 表示用户 k 的信号在发射天线 m 和接收天线 n 间的复数信道响应, 且假设所有 $h_k^{(m,n)}$ 独立同分布。若定义

2006-01-09 收到, 2007-05-28 改回

国家自然科学基金(60372055), 国家 863 计划项目(2003AA123320) 和博士点基金(20020698024)资助课题

$$\tilde{\mathbf{r}}[i] = \begin{bmatrix} \mathbf{r}_1^{(1)}[i] \\ \left(\mathbf{r}_2^{(1)}[i]\right)^* \\ \mathbf{r}_1^{(2)}[i] \\ \left(\mathbf{r}_2^{(2)}[i]\right)^* \end{bmatrix}, \quad \tilde{\mathbf{n}}[i] = \begin{bmatrix} \mathbf{n}_1^{(1)}[i] \\ \left(\mathbf{n}_2^{(1)}[i]\right)^* \\ \mathbf{n}_1^{(2)}[i] \\ \left(\mathbf{n}_2^{(2)}[i]\right)^* \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$\mathbf{h}_k = \begin{bmatrix} h_k^{(1,1)} \\ \left(h_k^{(2,1)}\right)^* \\ h_k^{(1,2)} \\ \left(h_k^{(2,2)}\right)^* \end{bmatrix}, \quad \bar{\mathbf{h}}_k = \begin{bmatrix} h_k^{(2,1)} \\ \left(-h_k^{(1,1)}\right)^* \\ h_k^{(2,2)} \\ \left(-h_k^{(1,2)}\right)^* \end{bmatrix}$$

那么空时接收信号矢量为

$$\tilde{\mathbf{r}}[i] = \sum_{k=1}^K \left(b_{1,k}[i] \mathbf{h}_k \otimes \mathbf{s}_{1,k} + b_{2,k}[i] \bar{\mathbf{h}}_k \otimes \mathbf{s}_{2,k} \right) + \tilde{\mathbf{n}}[i] \quad (2)$$

这里 \otimes 表示 Kronecker 积。若记

$$\tilde{\mathbf{s}}_{2k-1} = \mathbf{h}_k \otimes \mathbf{s}_{1,k}, \quad \tilde{\mathbf{s}}_{2k} = \bar{\mathbf{h}}_k \otimes \mathbf{s}_{2,k} \quad (k=1, \dots, K) \quad (3)$$

$$\tilde{b}_{2k-1}[i] = b_{1,k}[i], \quad \tilde{b}_{2k}[i] = b_{2,k}[i] \quad (k=1, \dots, K) \quad (4)$$

$$\tilde{\mathbf{S}} = \left[\tilde{\mathbf{s}}_1, \tilde{\mathbf{s}}_2, \dots, \tilde{\mathbf{s}}_{2K-1}, \tilde{\mathbf{s}}_{2K} \right]_{4N \times 2K} \quad (5)$$

$$\mathbf{b}[i] = \left[\tilde{b}_1[i], \tilde{b}_2[i], \tilde{b}_3[i], \tilde{b}_4[i], \dots, \tilde{b}_{2K-1}[i], \tilde{b}_{2K}[i] \right]_{2K \times 1}^T \quad (6)$$

于是式(2)可以改写为

$$\tilde{\mathbf{r}}[i] = \sum_{k=1}^{2K} \tilde{b}_k[i] \tilde{\mathbf{s}}_k + \tilde{\mathbf{n}}[i] = \tilde{\mathbf{S}} \mathbf{b}[i] + \tilde{\mathbf{n}}[i] \quad (7)$$

显然, 式(7)与有 $2K$ 个用户的单天线同步 DS-CDMA 系统模型具有类似的形式。复合扩频码 $\tilde{\mathbf{s}}_k$ 可相应地看作是第 k 个用户使用的长度为 $4N$ 的复数扩频码序列。

假设用户 1 为目标用户, 那么空时多用户检测的目标是寻找滤波矢量 \mathbf{w}_1 , 使得

$$\langle \mathbf{w}_1, \tilde{\mathbf{s}}_j \rangle = \begin{cases} 1, & j=1 \\ 0, & j=2, 3, \dots, 2K \end{cases} \quad (8)$$

3 基于干扰子空间投影的多用户检测算法

如果把所有干扰用户的复合扩频码张成的空间 $\text{span}\{\tilde{\mathbf{s}}_2, \tilde{\mathbf{s}}_3, \dots, \tilde{\mathbf{s}}_{2K}\}$ 称为干扰子空间 $\tilde{\mathcal{S}}_I$, 那么 \mathbf{w}_1 一定属于 $\tilde{\mathcal{S}}_I$ 的正交补空间 $N(\tilde{\mathcal{S}}_I)$ 。因而只要求出 $\tilde{\mathcal{S}}_I$, 再将接收信号投影到 $N(\tilde{\mathcal{S}}_I)$ 上, 就达到消除多址干扰的目的。这就是利用正交投影方法实现盲检测的原理^[8]。

3.1 干扰子空间重构

对干扰子空间 $\tilde{\mathcal{S}}_I$ 叠加白噪声的自相关矩阵 \mathbf{C}_I 进行子空间特征分解

$$\mathbf{C}_I = E\{(\tilde{\mathbf{r}}[i] - \hat{b}_1[i] \hat{\mathbf{s}}_1)(\tilde{\mathbf{r}}[i] - \hat{b}_1[i] \hat{\mathbf{s}}_1)^H\} = \tilde{\mathbf{S}}_I \tilde{\mathbf{S}}_I^H + \sigma^2 \mathbf{I}_{4N}$$

$$= \mathbf{U}_I \mathbf{\Lambda}_I \mathbf{U}_I^H + \sigma^2 \mathbf{U}_n \mathbf{U}_n^H \quad (9)$$

其中 $\hat{b}_1[i] \hat{\mathbf{s}}_1$ 是目标用户信号的预估值; $\mathbf{\Lambda}_I = \text{diag}\{\lambda_{I1}, \lambda_{I2}, \dots, \lambda_{I(2K-1)}\}$ 包含了 \mathbf{C}_I 最大的 $(2K-1)$ 个特征值, \mathbf{U}_I 的列向量为 $\tilde{\mathcal{S}}_I$ 的一组标准正交基底, \mathbf{U}_n 张成噪声子空间。于是可以利用各种子空间分析方法, 通过求得 \mathbf{U}_I 来重构与之等价的干扰子空间 $\tilde{\mathcal{S}}_I$ 。本文采用了投影逼近子空间跟踪算法

(PASTd)^[9], 当信道的传输特性变化时, 也能够自适应地对干扰子空间(或后面的信号子空间)进行更新。

3.2 正交投影

进行正交投影, 只需得到 $N(\tilde{\mathcal{S}}_I)$ 中的一个向量, 并保证这个向量与 $\tilde{\mathbf{s}}_1$ 的相关系数足够大即可, 这样可以有效地节省矩阵求逆的运算量。本文是通过格莱姆-施密特正交化方法来实现的, 即盲空时检测器滤波矢量为

$$\mathbf{w}_1 = \tilde{\mathbf{s}}_1 - \sum_{j=1}^{2K-1} \langle \tilde{\mathbf{s}}_1, \mathbf{u}_j \rangle \mathbf{u}_j \quad (10)$$

其中 $\{\mathbf{u}_1, \mathbf{u}_2, \dots, \mathbf{u}_{2K-1}\}$ 是重构得到的 $\tilde{\mathcal{S}}_I$ 的一组标准正交基底。

3.3 目标信号预估计

根据式(9), 重构干扰子空间需要对目标信号 $\mathbf{d}_1[i] = \tilde{b}_1[i] \tilde{\mathbf{s}}_1 = b_{1,1}[i] \mathbf{h}_1 \otimes \mathbf{s}_{1,1}$ 进行预估计。对于盲多用户检测器, 只有目标用户的原始扩频码 $\mathbf{s}_{1,1}$ 是已知的。故不仅需要估计信号比特 $b_{1,1}[i]$, 还需要估计信道响应 \mathbf{h}_1 。对接收信号的自相关矩阵 \mathbf{C} 进行特征分解

$$\mathbf{C} = E\{\tilde{\mathbf{r}}[i] \tilde{\mathbf{r}}[i]^H\} = \tilde{\mathbf{S}} \tilde{\mathbf{S}}^H + \sigma^2 \mathbf{I}_{4N} = \mathbf{U}_s \mathbf{\Lambda}_s \mathbf{U}_s^H + \sigma^2 \mathbf{U}_n \mathbf{U}_n^H \quad (11)$$

其中 $\mathbf{\Lambda}_s = \text{diag}\{\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_{2K}\}$ 包含了 \mathbf{C} 最大的 $2K$ 个特征值, \mathbf{U}_s 的列向量为 $\tilde{\mathcal{S}}$ 的一组标准正交基底, \mathbf{U}_n 张成噪声子空间。根据特征分解的正交性, 我们知道 $\mathbf{U}_n^H \mathbf{U}_s = 0$ 。而 $\tilde{\mathbf{s}}_1 = \mathbf{h}_1 \otimes \mathbf{s}_{1,1}$ 位于信号子空间 $\tilde{\mathcal{S}}$ 中, 因此 $\mathbf{U}_n^H (\mathbf{h}_1 \otimes \mathbf{s}_{1,1}) = 0$ 。于是要求 \mathbf{h}_1 的估计值满足^[10]

$$\hat{\mathbf{h}}_1 = \arg \min_{\mathbf{h} \in \mathcal{C}^1} \left\| \mathbf{U}_n^H (\mathbf{h} \otimes \mathbf{s}_{1,1}) \right\|^2$$

$$= \arg \max_{\mathbf{h} \in \mathcal{C}^1} \mathbf{h}^H \underbrace{[(\mathbf{I}_4 \otimes \mathbf{s}_{1,1}^T) \mathbf{U}_s \mathbf{U}_s^H (\mathbf{I}_4 \otimes \mathbf{s}_{1,1})]}_{\mathbf{Q}_1} \mathbf{h} \quad (12)$$

即 $\hat{\mathbf{h}}_1$ 是矩阵 \mathbf{Q}_1 最大特征值所对应的标准特征向量。但是, 这样需要再次使用子空间跟踪算法来重构信号子空间, 算法复杂度较高。

通过分析式(1)的空时信号模型可发现, \mathbf{h}_1 与 $\bar{\mathbf{h}}_1$ 之间存在简单的变换关系, 即

$$\mathbf{h}_1 = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \bar{\mathbf{h}}_1 = \mathbf{P} \bar{\mathbf{h}}_1^* \quad (13)$$

因此可以先估计出 $\bar{\mathbf{h}}_1$, 再由式(13)计算得到 \mathbf{h}_1 。依式(9)可知 $\mathbf{U}_n^H \mathbf{U}_I = 0$, 而 $\tilde{\mathbf{s}}_2 = \bar{\mathbf{h}}_1 \otimes \mathbf{s}_{2,1}$ 位于干扰子空间中, 所以 $\mathbf{U}_n^H (\bar{\mathbf{h}}_1 \otimes \mathbf{s}_{2,1}) = 0$ 。于是同理, $\bar{\mathbf{h}}_1$ 的估计值满足

$$\hat{\bar{\mathbf{h}}}_1 = \arg \min_{\mathbf{h} \in \mathcal{C}^1} \left\| \mathbf{U}_n^H (\mathbf{h} \otimes \mathbf{s}_{2,1}) \right\|^2$$

$$= \arg \max_{\mathbf{h} \in \mathcal{C}^1} \mathbf{h}^H \underbrace{[(\mathbf{I}_4 \otimes \mathbf{s}_{2,1}^T) \mathbf{U}_I \mathbf{U}_I^H (\mathbf{I}_4 \otimes \mathbf{s}_{2,1})]}_{\mathbf{Q}_2} \mathbf{h} \quad (14)$$

即 $\hat{\bar{\mathbf{h}}}_1$ 是 \mathbf{Q}_2 最大特征值所对应的标准特征向量。这样, 信道估计可以直接使用 3.1 节中重构的干扰子空间, 不需要进行两次子空间跟踪, 显著降低了算法的复杂度。

可是, 这样得到的估计值 $\hat{\mathbf{h}}_1$ 与真实值 \mathbf{h}_1 之间相差一个复数比例因子 α , 即 $\mathbf{h}_1 = \alpha \hat{\mathbf{h}}_1$ 。这是信道估计中常见的相位

模糊问题, 本文采用差分检测的方法来去除影响。在发送端发送的 $b_{1,k}[i]$ 实际上是原始信息码元 $a_{1,k}[i]$ 经过差分编码得到的相对码元, 即

$$b_{1,k}[i] = a_{1,k}[i] \oplus b_{1,k}[i-1] \quad (15)$$

相应地, 在接收端预估计匹配滤波器的输出为

$$z'_{1,1}[i] = (\hat{\mathbf{h}}_1 \otimes \mathbf{s}_{1,1})^H \tilde{\mathbf{r}}[i] \quad (16)$$

对其进行差分检测得到

$$\hat{a}'_{1,1}[i] = \text{sign} \left\{ \text{Re} \left(z'_{1,1}[i] z'_{1,1}[i-1]^* \right) \right\} \quad (17)$$

再进行二次差分编码得到

$$\hat{b}'_{1,1}[i] = \hat{a}'_{1,1}[i] \oplus \hat{b}'_{1,1}[i-1] \quad (18)$$

同时, 可以根据前一时隙的检测结果进一步求取没有相位模糊的信道矢量。因为

$$\begin{aligned} \mathbf{z}''_{1,1}[i-1] &= (\mathbf{I}_4 \otimes \mathbf{s}_{1,1})^H \tilde{\mathbf{r}}[i-1] \\ &= \mathbf{h}_1 b_{1,1}[i-1] + \sum_{k=2}^{2K} (\mathbf{I}_4 \otimes \mathbf{s}_{1,1})^H \tilde{\mathbf{s}}_k \tilde{b}_k[i-1] + \mathbf{n}_1[i-1] \end{aligned} \quad (19)$$

那么, 信道估计值为

$$\hat{\mathbf{h}}'_1 = \mathbf{z}''_{1,1}[i-1] / \hat{b}'_{1,1}[i-1] \quad (20)$$

4 系统结构

根据第3节阐述的盲空时多用户检测算法, 系统结构如图1所示。

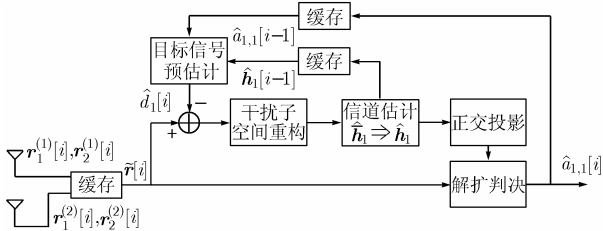


图1 系统结构图

检测用户1在第*i*时隙发送的原始信息码元 $a_{1,1}[i]$ 的算法流程为

(1) 目标信号预估计

$$z'_{1,1}[i] = (\hat{\mathbf{h}}_1[i-1] \otimes \mathbf{s}_{1,1})^H \tilde{\mathbf{r}}[i] \quad (21)$$

$$\hat{a}'_{1,1}[i] = \text{sign} \left\{ \text{Re} \left(z'_{1,1}[i] z'_{1,1}[i-1]^* \right) \right\} \quad (22)$$

$$\hat{b}'_{1,1}[i] = \hat{a}'_{1,1}[i] \oplus \hat{b}'_{1,1}[i-1] \quad (23)$$

$$\hat{b}'_{1,1}[i-1] = \hat{a}'_{1,1}[i-1] \oplus \hat{b}'_{1,1}[i-2] \quad (24)$$

$$\hat{\mathbf{h}}'_1[i-1] = (\mathbf{I}_4 \otimes \mathbf{s}_{1,1})^H \tilde{\mathbf{r}}[i-1] / \hat{b}'_{1,1}[i-1] \quad (25)$$

$$\hat{\mathbf{d}}_1[i] = \hat{b}'_{1,1}[i] \hat{\mathbf{h}}'_1[i-1] \otimes \mathbf{s}_{1,1} \quad (26)$$

(2) 干扰子空间重构

$$\mathbf{C}_I = E \{ (\tilde{\mathbf{r}}[i] - \hat{\mathbf{d}}_1[i]) (\tilde{\mathbf{r}}[i] - \hat{\mathbf{d}}_1[i])^H \} = \mathbf{U}_I \mathbf{\Lambda}_I \mathbf{U}_I^H + \sigma^2 \mathbf{U}_n \mathbf{U}_n^H \quad (27)$$

(3) 信道估计

$$\mathbf{Q} = (\mathbf{I}_4 \otimes \mathbf{s}_{2,1}^T) \mathbf{U}_I \mathbf{U}_I^H (\mathbf{I}_4 \otimes \mathbf{s}_{2,1}) \quad (28)$$

$$\hat{\mathbf{h}}_1[i] = \mathbf{Q} \text{ 的主特征向量} \quad (29)$$

$$\hat{\mathbf{h}}_1[i] = \mathbf{P} \left(\hat{\mathbf{h}}_1[i] \right)^* \quad (30)$$

(4) 正交投影

$$\mathbf{w}_{1,1}[i] = \hat{\mathbf{h}}_1[i] \otimes \mathbf{s}_{1,1} - \sum_{j=1}^{2K-1} \langle \hat{\mathbf{h}}_1[i] \otimes \mathbf{s}_{1,1}, \mathbf{u}_j \rangle \mathbf{u}_j \quad (31)$$

(5) 解扩判决

$$z_{1,1}[i] = (\mathbf{w}_{1,1}[i])^H \tilde{\mathbf{r}}[i] \quad (32)$$

$$\hat{a}_{1,1}[i] = \text{sign} \left\{ \text{Re} \left(z_{1,1}[i] z_{1,1}[i-1]^* \right) \right\} \quad (33)$$

可见, 由于充分考虑了系统模型的时空结构, 合理利用了 Alamouti 码与 MIMO 信道的结构特征, 使信道估计与正交投影可以合用一个子空间跟踪算法模块, 并仅对维数较低的干扰子空间进行重构, 显著降低了算法的复杂度。但是在对第*i*时隙的信息码元进行检测时, 目标信号预估计模块中使用的是第*i-1*时隙的信道估计值。因此, 该算法更适用于慢衰落的信道环境。

5 性能仿真

本文对瑞利慢衰落信道环境下同步2发2收系统进行仿真。系统采用 BPSK 调制, 扩频码采用 Gold 序列, 码片波形是矩形脉冲, 扩频增益为 31。仿真中取 $h_k^{(m,n)}$ 的实部与虚部分别服从相互独立的正态分布 $N_c(0,1/2)$, 构成相位服从均匀分布、包络服从瑞利分布的信道响应。并令信道响应在一帧内保持不变, 每帧的长度为 200Bit, 模拟出慢衰落信道。

图2给出了该算法在稳定状态下不同用户数时的误码率曲线。可以看出, 一方面, 该算法能够有效地克服多址干扰, 改善系统的性能; 另一方面, 在不同负荷下系统的误码性能变化很小, 表明系统性能是相当稳健的。

图3对于系统有8个用户并采用理想功控的条件下进行了性能仿真, 将该算法与 Reynolds 等人在文献[6]中提出的算法进行了比较, 它们的仿真条件基本相同。可以看出, 这里提出的算法在误码性能上有明显的改善, 尤其是在大信噪比的情况下, 性能增益更大。这主要是由于本算法采用了对于干扰子空间的补空间进行正交投影的结果。在信噪比足够高时, 对目标用户信号误判率较低, 干扰子空间的估计更加准确, 误码率性能更好。

图4给出了该算法在不同干扰功率水平下的误码性能曲线。仿真中, 系统有8个用户, 目标用户的信噪比取为 7dB, 接收到的每个干扰用户的信号功率都相等。从图4中可以看

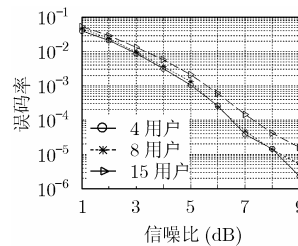


图2 不同用户数时系统的误码率性能

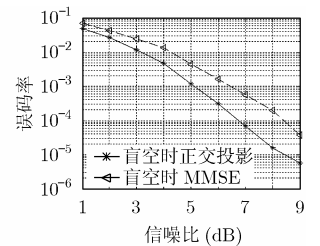


图3 不同检测方案的误码性能比较

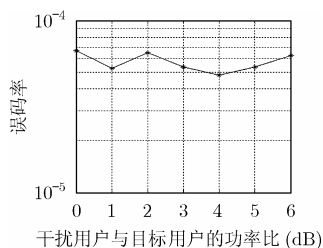


图4 抗远近效应的性能仿真

出, 本文提出的盲空时多用户检测算法具有良好的抗远近能力, 目标用户的误码率随干扰用户功率的改变只有幅度很小的变化。一方面说明了盲空时多用户检测算法对于多址干扰的有效消除, 另一方面也说明了干扰子空间估计的有效性。

6 结束语

本文针对多天线码分多址系统, 提出了一种基于干扰子空间估计的正交投影盲空时多用户检测算法, 设计并分析了实现本算法的一种较低复杂度的系统结构方案。仿真结果表明, 本算法并不比传统的检测器需要更多的先验信息, 却能够有效抑制多址干扰, 并具有良好的抗远近效应能力, 改善了系统的性能。

参考文献

- [1] Honig M, Madhow U, and Verdu S. Blind adaptive multiuser detection [J]. *IEEE Trans. on Information Theory*, 1995, 41(4): 944-960.
- [2] Gesbert D, Shafi M, Shiu D, Smith P, and Nagnuib A. From theory to practice: an overview of MIMO space-time coded wireless systems [J]. *IEEE J. Select Areas Commun.*, 2003, 21(3): 281-302.
- [3] Papadias C B and Huang H. Linear space-time multiuser detection for multipath CDMA channels [J]. *IEEE J. Select Areas Commun.*, 2001, 21(2): 254-265.
- [4] Welburn L, Cavers J K, and Sowerby K W. A computational paradigm for space-time multiuser detection [J]. *IEEE Trans. on Commun.*, 2004, 52(9): 1595-1604.
- [5] Sfar S, Murch R D, and Letaief K B. Layered space-time multiuser detection over wireless uplink systems [J]. *IEEE Trans. on Wireless Commun.*, 2003, 2(4): 653-668.
- [6] Reynolds D, Wang X D, and Poor H V. Blind adaptive space-time multiuser detection with multiple transmitter and receiver antennas [J]. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 2002, 50(6): 1261-1276.
- [7] Alamouti S M. A simple transmit diversity technique for wireless communication [J]. *IEEE J. Select Areas Commun.*, 1998, 16(8): 1451-1458.
- [8] 杜建焯. 直扩码分多址系统中的盲多用户检测研究[D]. [硕士学位论文], 西安: 西安交通大学, 2001.
- [9] Yang Bin. Projection approximation subspace tracking [J]. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 1995, 43(1): 95-107.
- [10] Bensch S E and Aazhang B. Subspace-based channel estimation for code division multiple access communication systems [J]. *IEEE Trans. on Commun.*, 1996, 44(8): 1009-1020.

姚一佳: 女, 1979年生, 硕士, 研究方向为码分多址系统中的多用户检测及空时处理技术等。

朱世华: 男, 1950年生, 教授, 博士生导师, 主要研究方向为移动通信、数据通信等。

胡刚: 男, 1974年生, 博士, 主要研究方向为扩频移动通信、信号处理等。

张芳: 女, 1979年生, 硕士, 研究方向为码分多址系统中的多用户检测及编码技术等。