

异步 DS-CDMA 盲多用户检测

胡兵 李平安 俞卞章

(西北工业大学电子工程系 西安 710072)

摘要: 该文研究了频率选择性瑞利衰落信道中的异步 DS-CDMA 系统盲多用户检测。提出一种期望信号矢量估计方法,该方法同时利用了多径传播和接收机同步失调的特性,以利于把盲线性滤波优化技术应用于稳健的干扰抑制。为了抑制多址干扰(MAI),提出一种基于投影的辅助矢量(PAV)算法。该算法计算复杂度低,特别适用于短数据采样时滤波矢量的快速优化,仿真结果表明在低输入信号干扰噪声比(SINR)时能提供有效的干扰抑制,在高输入 SINR 时具有稳健的性能。

关键词: DS-CDMA, 盲多用户检测, 失配, 稳健干扰抑制

中图分类号: TN914.4, TN919.4 **文献标识码:** A **文章编号:** 1009-5896(2005)07-1101-05

Blind Multiuser Detection for Asynchronous DS-CDMA

Hu Bing Li Ping-an Yu Bian-zhang

(Dept of Electronic Engineering, Northwestern Polytechnical University, Xi'an 710072, China)

Abstract This paper investigates blind multiuser detection for asynchronous DS-CDMA in frequency selective Rayleigh fading channel. A method of estimating the desired signal vector is presented. The method not only exploits the characteristics of multipath propagation but also the characteristics of timing-offsets which may occur in the receiver, to facilitate the application of a blind linear filter-optimization technique to robust interference suppression. To suppress Multiuser Access Interference (MAI), a Projection-based Auxiliary Vector (PAV) algorithm is proposed. The algorithm has low computation complexity, especially suitable for fast optimization of filter vector with short data samples. It can provide efficient interference suppression in low input SINR, and shows robust performance in high input SINR.

Key words DS-CDMA, Blind multiuser detection, Mismatch, Robust interference suppression

1 引言

近年来,盲多用户检测引起人们越来越多的关注^[1,2]。这是由于盲多用户检测只需要知道期望用户的扩频码和同步信息就可以有效地抑制多址干扰(MAI),并且比基于训练的方法可以获得更高的谱有效性。但是文献[1,2]的盲多用户检测受到由多径衰落和接收机同步失调引起的失配的严重影响。

基于信号子空间的盲多用户检测^[3-5]可以有效地消除失配的严重影响。但是文献[3]不能应用于多径环境,文献[4,5]仅基于同步系统模型。与基于噪声子空间的方法相比,基于信号子空间的方法更容易受到多径衰落和干扰的影响。文献[6,7]提出了基于噪声子空间的信道参数估计方法,但是它们没有考虑多用户检测。

本文研究异步 DS-CDMA 系统的盲多用户检测,假设接收机已知每条路径的粗同步估计,提出一种基于噪声子空间

的期望信号矢量估计方法,该方法同时利用了多径传播和接收机同步失调的特性。为了抑制多址干扰,提出一种基于投影的辅助矢量(PAV)算法。文献[8]提出了一种辅助矢量滤波算法(AVF),利用训练序列得到期望信号矢量估计,基于基本滤波矢量输出与辅助矢量滤波输出之间的相关最大化准则推导出辅助矢量,进行辅助矢量和与每个辅助矢量对应的加权的递推优化。本文基于投影的辅助矢量算法,将盲估计算法得到的期望信号矢量作为基本滤波矢量,用前一级滤波矢量的输出重构最大比合并(MRC)滤波矢量,将重构滤波矢量到由基本滤波矢量和前几级辅助矢量张成子空间上的正交投影作为辅助矢量,通过使新的滤波矢量平均输出能量最小,将前一级滤波矢量和新生成辅助矢量线性合并得到新的滤波矢量,递推地进行上述优化过程。在出现由于期望信号矢量的估计误差引起的信号消除现象时,采用限制权矢量范数的方法得到一种稳健的算法。

2 信号模型

考虑一个 K 用户异步 DS-CDMA 系统, 每个用户的发射信号经过一个具有 P 条可分辨路径的频率选择性瑞利衰落信道, 则接收信号的等效基带形式可以表示为

$$x(t) = \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{p=0}^{P-1} A_{k,p} \sum_{n=1}^{N_s} b_k(n) c_k(t - nT_b - \tau_{k,p}) + n(t) \quad (1)$$

其中 $A_{k,p}$ 是第 k 个用户第 p 个路径信号的复增益, 其幅度满足瑞利分布, 相位服从 $[0, 2\pi)$ 间的均匀分布; $\tau_{k,p}$ 为第 k 个用户第 p 条路径的发射机与接收机之间的传播时延, 可以表示成 $\tau_{k,p} = \Delta_{k,p} T_c + \delta_{k,p}$, $\Delta_{k,p}$ 为整数, $\delta_{k,p} \in [-0.5T_c, 0.5T_c)$, 考虑到接收机的同步失调, 假设接收机可以提供粗略的码片时延信息 $\Delta_{k,p}$, 用户 0 为期望用户, 将用户 0 的最小码片时延路径表示为路径 0, 不失一般性令 $\Delta_{0,0} = 0$, 假设用户 0 其它路径的最大码片时延为 $L_c \in \{0, 1, \dots, L-2\}$, 假设相对于 $\Delta_{0,0}$, $\Delta_{k,p} \in \{0, 1, \dots, L-2\}$; $b_k(n) \in \{-1, +1\}$ 为第 k 个用户的第 n 个符号, N_s 为符号数; $c_k(t)$ 为第 k 个用户的扩频波形:

$$c_k(t) = \sum_{l=0}^{L-1} c_k(l) \psi(t - lT_c) \quad (2)$$

$c_k = [c_k(0), \dots, c_k(L-1)]^T$ 为第 k 个用户的扩频码, $c_k(l) \in \{-1, +1\}$, $\psi(t)$ 是持续时间为 T_c 的码片(chip)波形, 具有归一化的能量, T_c 为码片周期, T_b 为比特周期, 处理增益 $L = T_b/T_c$ 。 $n(t)$ 为加性高斯白噪声, 均值为 0, 方差为 $\sigma^2 = N_0/2$, $N_0/2$ 是双边功率谱密度。

定义由第 k 个用户的扩频码和 L_c 个零组成的 $L_M = L + L_c$ 维矢量 $s_k = [c_k(0), \dots, c_k(L-1), 0, \dots, 0]^T$, T_L 表示非循环左移位运算符, T_R 表示非循环右移位运算符。例如, 对于矢量 $y = [y_1, \dots, y_{L_M}]^T$, $T_L y = [y_2, \dots, y_{L_M}, 0]^T$, $T_L^2 y = [y_3, \dots, y_{L_M}, 0, 0]^T$ 。定义 $s_k^{-1}(\Delta_{k,p}) = T_L^{-L-\Delta_{k,p}} s_k$, $s_k^0(\Delta_{k,p}) = T_R^{\Delta_{k,p}} s_k$, 和 $s_k^{+1}(\Delta_{k,p}) = T_R^{L+\Delta_{k,p}} s_k$ 。

接收信号 $x(t)$ 经过与码片波形匹配的滤波器, 然后以码片速率采样, 相对于 $\Delta_{0,0}$ 可以得到 L_M 维的数据矢量:

$$x(n) = \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{p=0}^{P-1} A_{k,p} (b_k(n-1) \mathbf{u}_{k,p}^{-1} + b_k(n) \mathbf{u}_{k,p}^0 + b_k(n+1) \mathbf{u}_{k,p}^{+1}) + n(n) \quad (3)$$

其中 $n(n)$ 为 L_M 维的加性高斯白噪声矢量, 其均值为 0, 协方差矩阵为 $\sigma^2 I_{L_M}$, I_{L_M} 表示 $L_M \times L_M$ 维的单位矩阵; 当 $\delta_{k,p} \geq 0$ 时,

$$\mathbf{u}_{k,p}^{-1} = (1 - \delta_{k,p}/T_c) s_k^{-1}(\Delta_{k,p}) + (\delta_{k,p}/T_c) s_k^{-1}(\Delta_{k,p} + 1) \quad (4a)$$

$$\mathbf{u}_{k,p}^0 = (1 - \delta_{k,p}/T_c) s_k^0(\Delta_{k,p}) + (\delta_{k,p}/T_c) s_k^0(\Delta_{k,p} + 1) \quad (4b)$$

$$\mathbf{u}_{k,p}^{+1} = (1 - \delta_{k,p}/T_c) s_k^{+1}(\Delta_{k,p}) + (\delta_{k,p}/T_c) s_k^{+1}(\Delta_{k,p} + 1) \quad (4c)$$

当 $\delta_{k,p} < 0$ 时

$$\mathbf{u}_{k,p}^{-1} = (1 + \delta_{k,p}/T_c) s_k^{-1}(\Delta_{k,p}) + (-\delta_{k,p}/T_c) s_k^{-1}(\Delta_{k,p} - 1) \quad (5a)$$

$$\mathbf{u}_{k,p}^0 = (1 + \delta_{k,p}/T_c) s_k^0(\Delta_{k,p}) + (-\delta_{k,p}/T_c) s_k^0(\Delta_{k,p} - 1) \quad (5b)$$

$$\mathbf{u}_{k,p}^{+1} = (1 + \delta_{k,p}/T_c) s_k^{+1}(\Delta_{k,p}) + (-\delta_{k,p}/T_c) s_k^{+1}(\Delta_{k,p} - 1) \quad (5c)$$

则 $\mathbf{u}_{k,p}^q$, $q \in \{-1, 0, +1\}$ 是 3 个矢量 $s_k^q(\Delta_{k,p} - 1)$, $s_k^q(\Delta_{k,p})$ 和 $s_k^q(\Delta_{k,p} + 1)$ 的线性组合, 即 $\mathbf{u}_{k,p}^q = S_{k,p}^q \boldsymbol{\beta}_{k,p}$, $S_{k,p}^q = [s_k^q(\Delta_{k,p} - 1) \ s_k^q(\Delta_{k,p}) \ s_k^q(\Delta_{k,p} + 1)]$, 当 $\delta_{k,p} \geq 0$ 时, $\boldsymbol{\beta}_{k,p} = [0 \ (1 - \delta_{k,p})/T_c \ \delta_{k,p}/T_c]^T$, 当 $\delta_{k,p} < 0$ 时, $\boldsymbol{\beta}_{k,p} = [-\delta_{k,p}/T_c \ (1 + \delta_{k,p})/T_c \ 0]^T$ 。

式(3)可以表示为

$$\mathbf{x}(n) = \mathbf{u}_0 b_0(n) + \mathbf{i}(n) \quad (6)$$

$$\mathbf{u}_0 = \sum_{p=0}^{P-1} A_{0,p} \mathbf{u}_{0,p}^0 = \mathbf{S}_0 \mathbf{g}_0 \quad (7)$$

其中 \mathbf{u}_0 为期望信号矢量, $\mathbf{S}_0 = [\mathbf{S}_{0,0}^0 \ \dots \ \mathbf{S}_{0,P-1}^0]$ 为 $L_s \times 3P$ 维的矩阵, $\mathbf{g}_0 = [A_{0,0} \boldsymbol{\beta}_{0,0}^T \ \dots \ A_{0,P-1} \boldsymbol{\beta}_{0,P-1}^T]^T$ 为 $3P \times 1$ 维用户 0 的信道参数矢量, $\mathbf{i}(n)$ 包括所有的符号间干扰(ISI)、多址干扰和噪声。

注意到当任何两条路径之间的时延差等于 T_c 或 $2T_c$ 时, \mathbf{S}_0 中将会出现相同的列矢量。为了保证 \mathbf{S}_0 为满列秩的矩阵, 保留相同的列矢量中的 1 列, 而去掉其它相同的列矢量。相应地去掉 \mathbf{g}_0 中对应的行。

3 基于噪声子空间的期望信号矢量估计

假设 K 个用户的信息符号 $\{b_k(n)\}$ 为独立同分布, 用户信息符号与噪声之间统计独立, 则 $\mathbf{x}(n)$ 的相关矩阵可以表示为

$$\mathbf{R}_{\mathbf{x}\mathbf{x}} = E[\mathbf{x}(n) \mathbf{x}^H(n)] = \mathbf{U} \mathbf{A} \mathbf{U}^H + \sigma^2 \mathbf{I}_{L_M} \quad (8)$$

$$\mathbf{U} = [\mathbf{u}_{0,0}^{-1} \ \mathbf{u}_{0,0}^0 \ \mathbf{u}_{0,0}^{+1} \ \dots \ \mathbf{u}_{0,P-1}^{-1} \ \mathbf{u}_{0,P-1}^0 \ \mathbf{u}_{0,P-1}^{+1} \ \dots \ \mathbf{u}_{K-1,P-1}^{-1} \ \mathbf{u}_{K-1,P-1}^0 \ \mathbf{u}_{K-1,P-1}^{+1}] \quad (9)$$

$$\mathbf{A} = \text{diag}[A_{0,0}^2, A_{0,0}^2, A_{0,0}^2, \dots, A_{0,P-1}^2, A_{0,P-1}^2, A_{0,P-1}^2, \dots, A_{K-1,P-1}^2, A_{K-1,P-1}^2, A_{K-1,P-1}^2] \quad (10)$$

其中 $\text{diag}[a_1, \dots, a_M]$ 表示对角矩阵, 其主对角线元素为 a_1, \dots, a_M 。若式(3)中每个用户每条路径的所有 3 个矢量 $\mathbf{u}_{k,p}^{-1}, \mathbf{u}_{k,p}^0, \mathbf{u}_{k,p}^{+1}$ 都存在, 则 \mathbf{U} 和 \mathbf{A} 分别为 $L_M \times 3KP$ 和 $3KP \times 3KP$ 维矩阵。有可能对于某些路径 3 个矢量中只有两个矢量存在, 此时 \mathbf{U} 和 \mathbf{A} 分别为 $L_M \times N$ 和 $N \times N$ 维矩阵, $N < 3KP$ 。实际中, $\mathbf{x}(n)$ 的相关矩阵由下式估计:

$$\hat{\mathbf{R}}_{\mathbf{x}\mathbf{x}} = \frac{1}{N_s} \sum_{n=1}^{N_s} \mathbf{x}(n) \mathbf{x}^H(n) \quad (11)$$

假设 $L_M > 3KP$, 对 $\mathbf{R}_{\mathbf{x}\mathbf{x}}$ 进行特征值分解

$$\mathbf{R}_{\mathbf{x}\mathbf{x}} = [\mathbf{U}_s \ \mathbf{U}_n] \mathbf{A} \begin{bmatrix} \mathbf{U}_s^H \\ \mathbf{U}_n^H \end{bmatrix} \quad (12)$$

其中 $\Lambda = \text{diag}[\lambda_1, \dots, \lambda_{L_M}]$ ，满足 $\lambda_1 \geq \dots \geq \lambda_N > \lambda_{N+1} = \dots = \lambda_{L_M}$ ， U_s 的列为对应于 N 个最大特征值的特征矢量，张成信号子空间 $\text{span}\{U_s\}$ ， U_n 的列为对应于 $L_M - N$ 个最小特征值的特征矢量，张成噪声子空间 $\text{span}\{U_n\}$ 。

要注意的是，我们并不知道信号子空间准确的秩 N 。假设接收机已知用户数 K 和路径数 P ，定义 $\text{span}\{\tilde{U}_n\} \in \text{span}\{U_n\}$ ， \tilde{U}_n 列为对应于 $L_M - 3KP$ 个最小特征值的特征矢量。由于 $\text{span}\{U_s\} \perp \text{span}\{\tilde{U}_n\}$ ， $u_0 \in \text{span}\{U_s\}$ ，因此

$$\tilde{U}_n^H u_0 = \tilde{U}_n^H S_0 g_0 = 0 \quad (13)$$

在实际中只能获得噪声子空间的估计，式(13)可以在最小二乘意义上求解

$$\hat{g}_0 = \arg \min_{\|g\|_2=1} g^H [S_0^H \tilde{U}_n \tilde{U}_n^H S_0] g \quad (14)$$

其中 \hat{g}_0 为矢量 g_0 的估计， $\|\cdot\|_2$ 表示向量或矩阵的 Euclid 范数，式(14)的解为对应于矩阵 $Q = S_0^H \tilde{U}_n \tilde{U}_n^H S_0$ 最小特征值的特征矢量。

对于码片速率采样，我们假设 $L_M > 3KP$ 以保证式(14)解的存在。为了使提出的算法适用于 $K \geq \lfloor L_M / 3P \rfloor$ ($\lfloor \cdot \rfloor$ 表示下取整)的系统，我们可以提高采样速率，当采样速率为 f_s 时，限制条件为 $L_M T_c f_s > 3KP$ 。

用估计的矢量 \hat{g}_0 ，由式(7)可以得到期望信号矢量估计 \hat{u}_0 。本文没有使用基于信号子空间的技术，而是使用基于噪声子空间的技术得到 g_0 的估计。因为与噪声子空间相比，信号子空间要受到与信号相关的干扰和多径衰落的影响。从性能的观点出发，基于噪声子空间的技术会更有效。我们的目的是把估计的期望信号矢量 \hat{u}_0 应用于盲干扰抑制，减少估计误差将会对避免干扰抑制方法中的信号消除现象起到很大作用。另外，假设信号子空间的秩为 $3KP$ ，而不能准确知道信号子空间的秩会使基于信号子空间技术的性能恶化。

4 基于投影的辅助矢量 (PAV) 算法

将期望信号矢量估计 \hat{u}_0 的归一化形式作为基本滤波矢量 w_0 ，即 $w_0 = \hat{u}_0 / \|\hat{u}_0\|_2$ ， \cdot 表示归一化运算，对于输入数据矢量 $x(n), n=1, \dots, N_s$ ，基本滤波矢量 w_0 的输出为 $d_0(n) = w_0^H x(n) = \|u_0\|_2 b_0(n) + w_0^H i(n)$ 。用 $d_0(n)$ 进行 w_0 的重构：

$$\hat{w}_0 = \frac{1}{N_s} \sum_{n=1}^{N_s} x(n) d_0^*(n) = \hat{R}_{xx} w_0 \quad (15)$$

重构滤波矢量 \hat{w}_0 到基本滤波矢量 w_0 上的正交投影为

$$g_1 = (I_{L_M} - w_0 w_0^H) \hat{w}_0 \quad (16)$$

当 $\|g_1\|_2 = 0$ 时，基本滤波矢量 w_0 就是期望的滤波矢量，基本滤波矢量 w_0 可以完全地消除符号间干扰和多址干扰。当

$\|g_1\|_2 > 0$ 时，基本滤波矢量 w_0 不能消除符号间干扰矢量和多址干扰，将 g_1 的归一化形式作为辅助矢量，对 w_0 和 \bar{g}_1 进行线性合并，得到新的滤波矢量

$$w_1 = w_0 - \mu_1 \bar{g}_1 \quad (17)$$

由最小平均输出能量(MMOE) 准则来计算标量 μ_1 ：

$$\mu_1 = \arg \min_{\mu} E \left\{ \left\| w_1^H x(n) \right\|_2^2 \right\} = \arg \min_{\mu} w_1^H R_{xx} w_1 \quad (18)$$

可以得到

$$\mu_1 = \frac{\bar{g}_1^H R_{xx} w_0}{\bar{g}_1^H R_{xx} \bar{g}_1} \quad (19)$$

对于输入数据矢量 $x(n), n=1, \dots, N_s$ ，滤波矢量 w_1 的输出为 $d_1(n) = w_1^H x(n) \approx \|u_0\|_2 b_0(n) + w_1^H i(n)$ ，用 $d_1(n)$ 进行 w_1 的重构

$$\hat{w}_1 = \frac{1}{N_s} \sum_{n=1}^{N_s} x(n) d_1^*(n) = \hat{R}_{xx} w_1 \quad (20)$$

\hat{w}_1 到 $\text{span}\{w_0, \bar{g}_1\}$ ($\text{span}\{w_0, \bar{g}_1\}$ 表示由矢量 w_0 和 \bar{g}_1 张成的子空间)上的正交投影为

$$g_2 = (I_{L_M} - [w_0, \bar{g}_1][w_0, \bar{g}_1]^H) \hat{w}_1 \quad (21)$$

当 $\|g_2\|_2 = 0$ 时，滤波矢量 w_1 就是期望的滤波矢量。当 $\|g_2\|_2 > 0$ 时，构造在 $\text{span}\{w_0, \bar{g}_1, \bar{g}_2\}$ 上的新滤波矢量：

$$w_2 = w_1 - \mu_2 \bar{g}_2 \quad (22)$$

由满足 MMOE 准则 $\arg \min_{\mu_2} w_2^H R_{xx} w_2$ 来获得标量 μ_2 ：

$$\mu_2 = \frac{\bar{g}_2^H R_{xx} w_1}{\bar{g}_2^H R_{xx} \bar{g}_2} \quad (23)$$

在 L_M 维的数据矢量空间，至多可以得到 $L_M - 1$ 个辅助矢量 $g_i, i=1, \dots, L_M - 1$ ，递推地进行上述优化过程可以获得满维空间 $\text{span}\{w_0, \bar{g}_1, \dots, \bar{g}_{L_M-1}\}$ 上的最优滤波矢量

$$w_{\text{opt}} = w_0 - G\mu \quad (24)$$

其中 $G = [\bar{g}_1, \dots, \bar{g}_{L_M-1}]$ ， $\mu = [\mu_1, \dots, \mu_{L_M-1}]^T$ 。

上述算法在优化级数增加时会存在下述问题：计算量增加；有限精度误差累积； $\|g_i\|_2 \rightarrow 0$ ，优化的作用会迅速变小；期望信号矢量估计误差的影响会随着优化级数的增加而变大，将会出现由于期望信号矢量失配引起的信号消除现象。

为了避免上述问题，可以在降维空间上进行优化：

$$w_J = w_0 - G_J \mu_J \quad (25)$$

其中 $G_J = [\bar{g}_1, \dots, \bar{g}_J]$ ， $\mu_J = [\mu_1, \dots, \mu_J]^T$ ， J 为辅助矢量个数， $1 \leq J < L_M - 1$ 。

由于期望信号矢量 u_0 的估计误差，在输入信号干扰噪声比(SINR)较高时，基于辅助矢量的滤波优化将出现信号消除现象。采用文献[9]的方法，通过限制权矢量的范数，使

$\|w_J\|_2^2 \leq \beta^2$ (实际中 β 通过试验选取), 可以得到一种稳健的算法,

$$w_J = \begin{cases} w_0 - G_J \mu_J, & \|G_J \mu_J\|_2^2 \leq \beta^2 - 1 \\ w_0 - \sqrt{\beta^2 - 1} \frac{G_J \mu_J}{\|G_J \mu_J\|_2}, & \|G_J \mu_J\|_2^2 > \beta^2 - 1 \end{cases} \quad (26)$$

最后得到用户 0 的信息符号 $b_0(n)$ 的估计为

$$\hat{b}_0(n) = \text{sgn}(\text{real}(w_0^H x(n))) \quad (27)$$

其中 $\text{sgn}(\cdot)$ 和 $\text{real}(\cdot)$ 分别表示取符号和取实部操作。

表 1 列出了基于投影的辅助矢量(PAV)算法的计算量, 同时列出了文献[8]的辅助矢量滤波(AVF)算法和采样矩阵逆(SMI)实现的最小均方误差(MMSE)算法的计算量。可以看出, 与 AVF 和 MMSE 算法相比, 本文提出的 PAV 算法的计算量有大幅度的降低。

表 1 计算量比较

算法	变量 N_s, L_M, J	$N_s=250, L_M=62$		
		$J=1$	$J=5$	
PAV	实数乘法 (次)	$(4JL_M^2 + 12L_M^2 + 8N_sL_M + 12L_M)J$	186248	1238760
	实数加法 (次)	$(4JL_M^2 + 12L_M^2 + 8N_sL_M + 11L_M)J$	186186	1238450
AVF	实数乘法 (次)	$4N_sL_M^2 + (20L_M^2 + 12L_M)J$	3921624	4232120
	实数加法 (次)	$4N_sL_M^2 + (20L_M^2 + 11L_M)J$	3921562	4232120
MMSE	实数乘法 (次)	$4.7L_M^3 + 4N_sL_M^2 + 4L_M^2$	4979500	
	实数加法 (次)	$4.7L_M^3 + 4N_sL_M^2 + 4L_M^2$	4979500	

5 仿真

考虑异步 DS-CDMA 系统, $K=5$ 个用户, 每个用户具有 $P=2$ 条等功率 Rayleigh 衰落路径。选择 Gold 码作为扩频码, 扩频因子 $L=31$ 。将没有采取稳健方法的投影辅助矢量算法(PAV-W1: 单个辅助矢量, PAV-W5: 5 个辅助矢量)和采取稳健方法的投影辅助矢量算法(RPAV-W1: 单个辅助矢量, RPAV-W5: 5 个辅助矢量)与最小均方误差算法(MMSE: $w_{\text{MMSE}} = \hat{R}_{xx}^{-1} \hat{u}_0$)、文献[8]的辅助矢量滤波算法(AVF-W5: 5 个辅助矢量, 用本文的盲期望信号矢量估计作为基本滤波矢量)进行性能比较。要注意到单个辅助矢量的 PAV 算法和 AVF 算法的性能相同(计算量不同), 在输入信号干扰噪声比(SINR)不大时, 稳健的 PAV 算法与非稳健的 PAV 算法性能相同, 仅示出非稳健的 PAV 算法。使用接收机的输出信号干扰噪声比(SINR)作为性能指标, 由下式计算

$$\text{SINR} = \frac{w^H R_S w}{w^H R_{IN} w} \quad (28)$$

其中 $R_S = u_0 u_0^H$, $R_{IN} = E\{(x(n) - b_0(n)u_0)(x(n) - b_0(n)u_0)^H\}$, w 表示接收机滤波矢量。

图 1 和图 2 分别示出了 4 个干扰用户的功率比期望用户 0 的功率高 5dB 时没有同步失调和有同步失调的接收机输出信号干扰噪声比随着比特信噪比(E_b/N_0)变化的性能曲线, 归一化多普勒频率为 $f_d T_b = 0.001$, f_d 为多普勒频率, 相关矩阵 R_{xx} 由 $N_s = 250$ 估计。可以看出, 没有同步失调时接收机性能比有同步失调时的要好; 提出的 PAV 算法明显优于 AVF 和 MMSE 算法的性能, AVF 算法出现明显的信号消除现象, 5 个辅助矢量的 AVF 算法性能还不及单个辅助矢量的 AVF 算法; MMSE 算法需要计算相关矩阵的逆, 在短数据采样时相关矩阵的统计有效性严重影响了它的性能。

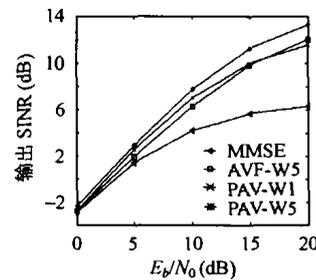


图 1 没有同步失调时接收机性能随着 E_b/N_0 变化

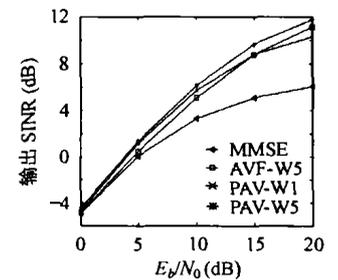


图 2 有同步失调时接收机性能随着 E_b/N_0 变化

图 3 示出了有同步失调, 4 个干扰用户的功率比期望用户 0 的功率低 5dB 时接收机性能比较, 归一化多普勒频率为 $f_d T_b = 0.001$, 相关矩阵 R_{xx} 由 $N_s = 250$ 估计。由图可以看出, 采取稳健方法的 PAV 算法优于没有采取稳健方法的 PAV 算法, AVF 算法出现更加严重的信号消除现象。

图 4 示出了有同步失调, 4 个干扰用户的功率与期望用户 0 的功率相等时接收机输出 SINR 随着符号数 N_s 变化的性能曲线, 用户的信噪比 $\text{SNR}=15\text{dB}$, 归一化多普勒频率为 $f_d T_b = 0$ 。由图可以看出, 直到符号数 $N_s = 1250$ 左右时, 本文提出的 PAV 算法优于 AVF 算法的性能; 与所提出的 PAV 算法相比, MMSE 算法收敛得很慢。

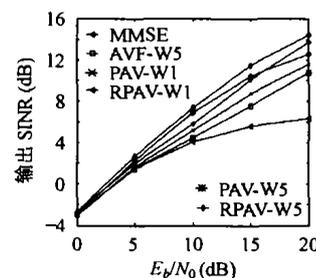


图 3 接收机性能随着 E_b/N_0 变化

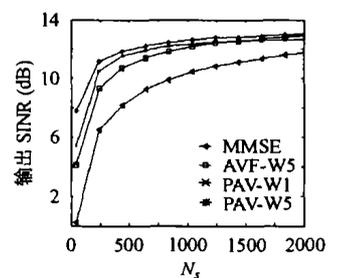


图 4 接收机性能随着符号数变化

6 结束语

本文研究在频率选择性瑞利衰落信道中的异步 DS-CDMA 系统盲多用户检测。提出一种基于噪声子空间的期望信号矢量估计方法, 该方法同时利用了多径传播和接收机同步失调的特性。为了抑制多址干扰, 提出一种基于投影的辅助矢量算法。在出现由期望信号矢量估计误差引起的信号消除现象时, 采用限制权矢量范数的方法得到一种稳健的算法。多径衰落表现为两种机制: 信号的时延扩展和信道的时延特性。信道的时延特性是由于移动台或其附近的散射体的运动而造成传输路径的变化。基于采样矩阵逆实现的最小均方差算法需要计算接收信号相关矩阵的逆, 在短数据采样时相关矩阵的统计有效性将严重影响算法的性能, 而为了保证统计有效性, 采样数据要足够多, 以至于跟踪不上信道的变化。本文提出的基于投影的辅助矢量算法, 不需要计算相关矩阵的逆, 计算复杂度低, 特别适用于短数据采样时滤波矢量的快速优化, 收敛速率快, 可以跟踪信道的变化, 仿真结果表明在低输入 SINR 时, 能提供有效的干扰抑制, 在高输入 SINR 时具有较为稳健的性能。仿真是在慢衰落信道环境中做出的, 为了适应快衰落信道环境和进一步降低本文基于块处理算法实现计算复杂度, 可以使用低计算复杂度的自适应子空间跟踪技术进行噪声子空间跟踪, 数据相关矩阵用递推算法得到, 使用本文提出的基于投影的辅助矢量算法进行自适应实现。

参考文献

- [1] Honig M L, Madhow U, Verdú S. Blind adaptive multiuser detection. *IEEE Trans. on Info. Theo.*, 1995, 41(7): 944 – 960.
- [2] Tsatsanis M K. Performance analysis of minimum variance CDMA receivers. *IEEE Trans. on Sig. Proc.*, 1998, 46(11): 3014 – 3022.
- [3] Roy S. Subspace blind adaptive detection for multiuser CDMA. *IEEE Trans. on Commun.*, 2000, 48(1): 169 – 175.
- [4] Wang X, Poor H V. Blind adaptive multiuser detection in multipath CDMA channels based on subspace tracking. *IEEE Trans. on Sig. Proc.*, 1998, 46(11): 3030 – 3044.
- [5] Reynolds D, Wang X. Adaptive group-blind multiuser detection based on a new subspace tracking algorithm. *IEEE Trans. on Commun.*, 2001, 49(7): 1135 – 1141.
- [6] Liu H, Xu G. A subspace method for signature waveform estimation in synchronous CDMA system. *IEEE Trans. on Commun.*, 1996, 44(10): 1346 – 1354.
- [7] Bensch S E, Aazhang B. Subspace-based channel estimation for code division multiple access communication systems. *IEEE Trans. on Commun.*, 1996, 44(8): 1009 – 1019.
- [8] Pados D A, Batalama S N. Joint space-time auxiliary-vector filtering for DS/CDMA systems with antenna arrays. *IEEE Trans. on Commun.*, 1999, 47(9): 1406 – 1415.
- [9] Johnson D H, Dudgeon D E. *Array Signal Processing*. NJ: Prentice Hall, 1993, Ch.7.5.

胡兵: 男, 1968年生, 博士生, 研究方向为信号处理在扩频通信系统中的应用。

李平安: 男, 1965年生, 副教授, 博士后, 感兴趣的研究包括阵列信号处理、自适应滤波和移动通信。

俞卞章: 男, 1937年生, 教授, 博士生导师, 现从事雷达、通信信号处理和数字图像处理等方面的研究。