

频率复用 DS/CDMA 系统中自适应 盲多用户检测的一种方法¹

傅海阳 杨龙祥 刘文杰

(南京邮电学院通信工程系 南京 210003)

摘 要 该文给出一种工作于强窄带干扰 (NBI) 多径衰落信道中 DS/CDMA 系统盲多用户检测接收机模型。它具有 RAKE 接收机的基本结构, 在每一条并行支路中利用 MMSE 准则跟踪各路径信号, 因此具有抗多径衰落, 同时抑制 NBI 和多址接入干扰 (MAI) 的能力。模拟结果证明, 它的性能优于未考虑 NBI 抑制的多用户检测接收机。

关键词 自适应盲多用户检测, RAKE 接收, 窄带干扰

中图分类号 TN914.5, TN76

1 引 言

众所周知, 扩频信号具有一定的处理增益, 可以和高功率窄带信号同时使用相同的一段频谱。若在某些指定给高功率窄带信号的频谱范围内提供低功率的 DS/CDMA 业务, 通常称之为叠加应用或频谱复用, 这样可以大大提高频谱利用率。基于此, 研究用于强 NBI 干扰下的 DS/CDMA 系统的盲多用户检测具有很大的应用价值。

文献 [1] 给出的多用户检测技术可有效抑制多址接入干扰 (MAI), 文献 [2-4] 将其扩展到多径衰落信道。RAKE 接收机 [3] 广泛用于多径衰落信道。文献 [5] 研究在无衰落信道中能同时抑制 MAI 和 NBI 的最小均方误差 (MMSE) 检测器。在无线接入网络的下行信道中需采用盲多用户检测技术 [6,7]。

文中给出的检测器具有 RAKE 接收机的结构, 其前端并行的每一条支路将采用基于 MMSE 的盲多用户检测方法, 具有同时抑制 MAI 和 NBI 的功能, 并利用递归最小二乘 (RLS) 算法实现接收机的自适应盲多用户检测。然后依据最大信噪比准则完成 RAKE 接收机多路信号的合并过程。本文将盲多用户检测算法与 RAKE 接收机结合, 同时考虑其它窄带系统的影响, 具有一定的新意。

本文组织如下: 第 2 节将给出系统和信道模型, 第 3 节给出 MMSE RAKE 接收机模型并讨论工作原理, 第 4 节导出采用的 RLS 算法和用于 RAKE 接收机多路信号合并的自适应算法。第 5 节给出系统模拟结果, 并将其与文献 [3] 所给出的多用户检测 RAKE 接收机的性能进行比较。最后一节是本文的小结。

2 系统模型

取具有 K 个实时用户使用 BPSK 调制方式的同步的 DS/CDMA 系统进行研究, 发出的第 k 个用户的等效基带信号可表示为

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

¹ 2000-11-08 收到, 2001-03-26 定稿

其中 A_k 为第 k 个用户信号的幅值, M 为每个用户数据处理帧的比特总数, $b_k(i) \in \{-1, +1\}$, $s_k(t)$ 为第 k 个用户的地址码, T 为比特间隔。在 DS/CDMA 系统中, 一般取用户地址码为

$$s_k(t) = \sum_{j=0}^{N-1} c_k(j)\varphi(t - jT_c), \quad 0 \leq t \leq T \quad (2)$$

其中 N 为具有扩频作用的地址码的处理增益, $\{c_k(j)\}_{j=0}^{N-1}$ 是第 k 个用户的地址码码组, 码片 $c_k(j) \in \{+1, -1\}$, $\varphi(t)$ 是码片在码片间隔 $T_c = T/N$ 内的归一化波形。

基站发射机和第 k 个用户接收机间的等效基带多径信道可以模拟成一个多输入多输出信道, 其冲激响应为

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

其中 L 是每个用户信道的多径数, $g_{kl}(i)$ 与 τ_{kl} 分别表示第 k 个用户第 l 路径信号在第 i 个比特区间的复增益和延迟。因此移动用户的接收信号是 K 个用户发射信号的和再加上 NBI 和环境噪声, 即

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

其中 $*$ 表示卷积; $n(t)$ 是一个独立的零均值、复高斯白噪声过程, 其功率谱密度为 $2N_0$ 。

(4) 式中的 $w(t)$ 代表与 CDMA 信号频谱重叠的 NBI 信号, 设 $w(t)$ 为无衰落的 BPSK 信号, 其等效基带信号可表示为

$$w(t) = A_w e^{j(2\pi f_w t + \theta_w)} \sum_{i=-\infty}^{\infty} b_w(i) \varphi_w(t - \tau_w - iT_w) \quad (5)$$

其中 $A_w e^{j\theta_w}$ 是随机复增益, f_w 为 NBI 信号载波相对于 CDMA 信号载波的频率偏移, $b_w(i) \in \{-1, +1\}$ 是干扰信号数据流, $\varphi_w(\cdot)$ 是干扰信号在干扰信号比特宽度 T_w 内的归一化波形, τ_w 是干扰信号的时延。

3 抗 NBI 的盲多用户检测接收机

收信号 $r(t)$ 首先送入一个具有单位矩形冲激脉冲响应、持续期为 T_s 的滤波器 $\varphi_s(\cdot)$, 其中 $T_s = T_c/M$, M 为一正整数。然后以速率 $1/T_s$ 取样得到一个 \bar{N} 维的信号采样矢量:

$$\mathbf{r}(i) = [r_0(i) \quad r_1(i) \quad \dots \quad r_{\bar{N}-1}(i)]^T \quad (6)$$

其中 $\bar{N} = MN + [(\tau_{kL} - \tau_{kL})/T]$, 符号 $[\]$ 表示上取整, 采样值为

$$r_n = \int_{iT + \tau_{kl} + nT_s}^{iT + \tau_{kl} + (n+1)T_s} r(t) \varphi_s(t - iT - \tau_{kl} - nT_s) dt \quad (7)$$

由 (4) 式, 第 i 个比特的信号矢量可表示为

$$r(i) = A_0 b_0(i) \sum_{l=1}^L g_{0l}(i) s_{0l}^0 + i(i) + w(i) + n(i) \quad (8)$$

此处下标“0”表示欲接收信号。第二项为由 CDMA 信号引入的干扰组成:

$$i(i) = \sum_{k=1}^K \sum_{\substack{j=-\Delta \\ j \neq 0}}^{\Delta} A_k b_k(i+j) \sum_{l=1}^L g_{kl}(i+j) s_{kl}^j \quad (9)$$

其中 Δ 是任何用户信号多径扩展所能达到的最大的比特间隔数, 它是一个正整数; \bar{N} 维矢量 s_{kl}^j , $j \in [-\Delta, \Delta]$ 是第 k 个用户延迟的特征波形 $s_{kl}(t - jT - \tau_{kl})$ 的离散形式, 其第 n 个分量 $s_{kl}^j(n)$ 为

$$s_{kl}^j(n) = \int_{\tau_{kl} + nT_s}^{\tau_{kl} + (n+1)T_s} s_{kl}(t - jT - \tau_{kl}) \varphi_s(t - \tau_{kl} - nT_s) dt \quad (10)$$

若令

$$\left. \begin{aligned} S_{kj}(i) &= [s_{k1}^j(i), \dots, s_{kL}^j(i)], & j \in [-\Delta, \Delta] \\ g_k(i) &= [g_{k1}(i), \dots, g_{kL}(i)]^T, & k = 1, \dots, L \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

则

$$r(t) = A_0 b_0(i) S_{00}(i) g_0(i) + \sum_{k=1}^L A_k \sum_{\substack{j=-\Delta \\ j \neq 0}}^{\Delta} b_k(i+j) S_{kj}(i) g_k(i+j) + w(i) + n(i) \quad (12)$$

图 1 给出该接收机的等效基带框图, 假定接收第 0 个用户的信号。用 $W_0 = [W_{01}, \dots, W_{0L}]$ 表示用于 0 用户的滤波器组。各支路 $W_{0l}(i)$ 应满足下式:

$$W_{0l}(i) = \arg \min E[|d_{0l}(i) - W_{0l}(i)r(i)|^2] \quad (13)$$

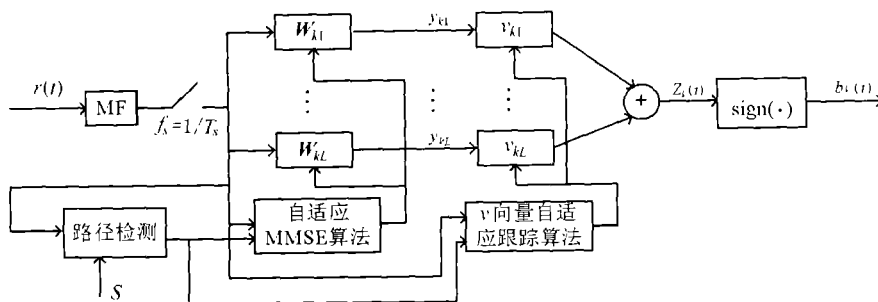


图 1 MMSE 盲多用户检测 RAKE 接收机框图

其中 $(\cdot)^H$ 表示共轭转置。由文献 [9] 可以求得

$$\mathbf{W}_{0l}(i) = [\mathbf{R}(i)]^{-1} \mathbf{R}_{d0l}(i) \quad (14)$$

其中

$$\mathbf{R}(i) = E[\mathbf{r}(i)\mathbf{r}^H(i)], \quad \mathbf{R}_{d0l}(i) = E[\mathbf{r}(i)d_{0l}^*(i)] = A_0 E[|g_{0l}(i)|^2] \mathbf{s}_{0l}(i) \quad (15)$$

L 个 MMSE 滤波器输出为

$$\mathbf{y}_k(i) = [(\mathbf{W}_{k1}^H \mathbf{r}(i))^T \cdots (\mathbf{W}_{kL}^H \mathbf{r}(i))^T]^T \quad (16)$$

为满足 RAKE 接收机输出最大信噪比的要求, 取

$$z_k(i) = \mathbf{v}_k^H \mathbf{y}_k(i) \quad (17)$$

恢复数据的判决规则为 $\hat{b}_k(i) = \text{sign}\{\text{Re}[z_k(i)]\}$ 。

4 MMSE 滤波器和 RAKE 结合器的自适应算法

MMSE 滤波器输出的均方差为

$$\begin{aligned} \text{MSE} &= E[\|d_0(i) - y_0(i)\|^2] = E[\|d_0(i)\|^2] + E[\|y_0(i)\|^2] - 2\text{Re}\{E[\|d_0^H(i)y_0(i)\|^2]\} \\ &= \text{tr}\{\mathbf{R}_{y_0}\} + E[\|\mathbf{W}_0^H(i)\mathbf{r}(i)\|^2] - 2A_0 \text{tr}\{\mathbf{W}_0^H(i)\mathbf{S}_{00}(i)\mathbf{R}_{y_0}\} \end{aligned} \quad (18)$$

其中 \mathbf{R}_{y_0} 表示 $\mathbf{g}_0(i)$ 的协方差矩阵, $\text{tr}(\cdot)$ 表示迹算子, $E[\|\mathbf{W}_0^H(i)\mathbf{r}(i)\|^2]$ 为文献 [8] 中定义的 MMSE 滤波器的平均输出能量 (MOE), 其中亦已证明 MMSE 准则和 MOE 的最小化准则是等价的。略去上式中对 $\mathbf{W}_0^H(i)$ 求解影响较小的项 $\text{tr}\{\mathbf{R}_{y_0}\}$, 在约束条件 $\text{tr}\{\mathbf{W}_0^H(i)\mathbf{S}_{00}(i)\mathbf{R}_{y_0}\} = \delta$ 的限制下求使 MOE 最小化的 $\mathbf{W}_0(i)$ 。

文献 [8] 指出, MOE 最小化准则可以利用基于 RLS 算法的自适应调整方法实现, 即

$$\min \sum_{i=1}^n \lambda^{n-i} \|\mathbf{W}_0^H(n)\mathbf{r}(i)\|^2 \quad (19)$$

$$\text{s.t. } \text{tr}\{\mathbf{W}_0^H(n)\mathbf{S}_{00}(n)\mathbf{R}_{y_0}\} = \delta \quad (20)$$

其中常数 λ 称为遗忘因子, s.t 表示约束条件。由文献 [9] 取 $\delta = 1$ 时, 可给出上述问题的解:

$$\mathbf{W}_0(n) = \frac{\mathbf{R}^{-1}(n)\mathbf{S}_{00}\mathbf{R}_{y_0}}{\text{tr}\{(\mathbf{R}_{y_0})^2\mathbf{S}_{00}^H\mathbf{R}^{-1}(n)\mathbf{S}_{00}\}} \quad (21)$$

其中 $\mathbf{R}(n) = \sum_{i=1}^n \lambda^{n-i} \mathbf{r}(i)\mathbf{r}^H(i)$ 。由此易于导出 $\mathbf{W}_0(\cdot)$ 的自适应调整算法。

$$\mathbf{R}^{-1}(n) = \frac{1}{\lambda} \left[\mathbf{R}^{-1}(n-1) - \frac{\mathbf{R}^{-1}(n-1)\mathbf{r}(n)\mathbf{r}^H(n)\mathbf{R}^{-1}(n-1)}{\lambda + \mathbf{r}^H(n)\mathbf{R}^{-1}(n-1)\mathbf{r}(n)} \right] \quad (22)$$

利用文献 [8] 给出的方法可以验证所给算法的收敛性, 我们采用如下算法^[6]跟踪信号 $\mathbf{y}_k(i)$ 的自相关矩阵的最大特征值 λ 及其对应的特征向量 \mathbf{v}_k 。 $z_k(i) = \mathbf{v}_k(i-1)^H \mathbf{y}_k(i)$, $\lambda(i) =$

$\beta\lambda(i-1) + |z_k(i)|^2$, $\mathbf{v}_k(i) = \mathbf{v}_k(i-1) + |\mathbf{y}_k(i) - \mathbf{v}_k(i-1)z_k(i)|z_k(i)^*/\lambda(i)$, 其中 β 为遗忘因子, $0 < \beta < 1$.

5 数据仿真和性能

采用处理增益 $N = 31$ 的 Gold 码作为扩频序列。取 $L = 3$ 的瑞利分布多径衰落信道, 并假定矢量 $\mathbf{g}_k(\cdot)$ 的协方差矩阵 \mathbf{R}_{gk} 是三角阵, $k = 1, \dots, K$ 时, 其特征值为 $\{0.5 \ 0.3 \ 0.2\}$, 该假定保证各路径信号的随机增益相互独立。

在下面的性能模拟中, 取 (5) 式给出的 NBI 信号。令 $T_w = 10T_c$, $f_w = 0$, 分别意味着 NBI 约干扰 10% 的 CDMA 信号带宽, 而且两信号的载波频率相同。窄带干扰信号比定义为 $\text{ISR} = A_w^2/A_0^2$ 。为减少 NBI 时延 τ_w 的影响, 取 30 个等间隔 τ_w 值进行模拟, 然后取它们的平均值给出模拟曲线。

图 2 中给出系统在 $\text{ISR}=20\text{dB}$ 时的 BER 曲线, 横轴坐标定义为

$$\gamma_0 = \frac{A_0^2 T_b}{2N_0} \sum_{i=1}^L E[|g_{0i}(\cdot)|^2] = \frac{A_0^2 T_b}{2N_0} \text{tr}(\mathbf{R}_{g0}) \quad (23)$$

在强干扰情况下, MMSE RAKE 接收机的性能与 BPSK 接收机差别较小, 因此它具有同时抑制 MAI 和 NBI 的能力。图 3 中用曲线 1 和 2 给出文献 [3] 中解相关 RAKE 接收机的 BER 曲线, 与本文给出的接收机性能 (曲线 3) 相比, 差距较大, 而且随 ISR 的增大, 不可克服的门限 BER 也会上升。

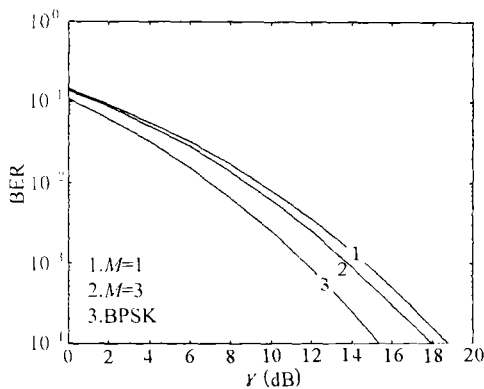


图 2 $\text{ISR}=20\text{dB}$ 时的 BER 模拟曲线

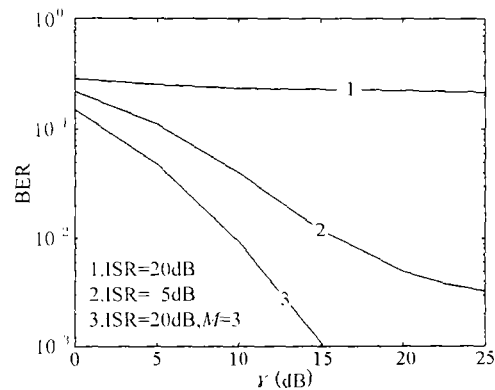


图 3 和解相关 RAKE 接收机的性能比较

6 结 论

本文给出一种在多径衰落信道环境下用于 DS/CDMA 通信系统下行信道的自适应盲多用户检测 RAKE 接收机, 利用 MMSE 算法和 RAKE 接收方法可同时抑制多径衰落条件下的 MAI 和 NBI。使用 MMSE 算法跟踪多径信道中各路有用信号, 再依据最大信噪比准则将多路有用信号结合。最后经数据仿真给出系统的误比特率。与采用解相关算法实现的 RAKE 接收机相比, 本文给出的接收机可同时抑制 NBI, 并具有盲多用户检测功能。

参 考 文 献

- [1] S. Verdu, Minimum probability of error for asynchronous Gaussian multiple-access channels, IEEE Trans. on IT, 1986, 32, 85-96.
- [2] Z. Zvonar, D. Brady, Optimum detection in asynchronous multiple-access multipath Rayleigh fading channels, in Proc. of the 26th Annual Conference on Information, Sciences and Systems, Princeton University, March, 1992, 826-831.
- [3] Z. Zvonar, D. Brady, Linear multipath-decorrelating receivers of CDMA frequency-selective fading channel, IEEE Trans. on Communications, 1996, 44, 650-653.
- [4] M. K. Varanasi, Parallel group detection in asynchronous CDMA communication over frequency-selective Rayleigh fading channels, IEEE Trans. on IT, 1996, 42, 116-128.
- [5] H. V. Poor, X. Wang, Code-aided interference suppression for DS/CDMA communications—Part I: Interference suppression capability, IEEE Trans. on Communications, 1997, 45, 1101-1111.
- [6] M. Honig, U. Madhow, S. Verdu, Blind adaptive multiuser detection, IEEE Trans. on IT, 1995, 41, 944-960.
- [7] S. L. Miller, An adaptive direct-sequence code-decision multiple-access receiver for multiuser interference rejection, IEEE Trans. on Communications, 1995, 43, 1746-1755.
- [8] H. V. Poor, X. Wang, Code-aided interference suppression for DS/CDMA communications—Part II: Parallel blind adaptive implementations, IEEE Trans. on communications, 1997, 45, 1112-1122.
- [9] S. Haykin, Adaptive Filter Theory, 3rd edition, Englewood Cliffs, NJ, Prentice-Hall 1996, 365-444.

A SCHEME FOR ADAPTIVE BLIND MULTIUSER DETECTION
IN DS/CDMA OVERLAY SYSTEM

Fu Haiyang Yang Longxiang Liu Wenjie

(Dept. of Telecom. Eng., Nanjing Univ. of Posts and Telecom., Nanjing 210003, China)

Abstract In this paper, the blind multiuser detector operating over multipath fading channel with high-power Narrow Bandwidth Interference (NBI) is presented. It has the basic structure of RAKE receiver in which every path signal could be traced by MMSE optimization strategy, therefore it can suppress the NBI and Multi-Access Interference (MAI) over multipath fading channel. It has been proved by the simulation results that the performance of the detector is superior to those without considering NBI suppression.

Key words Blind adaptive multiuser detection, RAKE receiver, Narrow bandwidth interference

傅海阳: 男, 1951年生, 教授, 享受国家特殊津贴, 已发表论文 30 多篇, 学术专著三部. 研究方向为微波通信和移动通信.

杨龙祥: 男, 1966年生, 博士, 副教授, 已发表论文 30 多篇. 研究方向为图像通信和卫星移动通信.

刘文杰: 男, 1977年生, 硕士生, 研究方向为移动通信.