

多径 CDMA 信道下的盲空时多用户检测

郑建忠, 焦李成

(西安电子科技大学雷达信号处理国家重点实验室, 西安 710071)

摘 要: 本文提出了在多径 CDMA 信道下基于 Rosen 梯度投影实现的最小均方盲空时多用户检测方法, 仿真结果表明, 该方法具有良好的检测性能。

关键词: 空时处理; 盲多用户检测; 直接序列 CDMA

中图分类号: TN914.53 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2000) 11A-0015-03

Blind Space-time Multiuser Detection in Multipath CDMA Channels

ZHENG Jian zhong, JIAO Li cheng

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

Abstract: The LMS blind space-time multiuser detection method based on the Rosen's gradient projection to realize in multipath CDMA channels with receiver antenna array is presented. The results of simulation illustrate that the proposed multiuser space-time processing method can offer good performance of detection.

Key words: space-time processing; blind multiuser detection; direct sequence CDMA

1 引言

当前移动通信正经历着迅速的发展, 面对各种业务质量需求的压力, 需要将无线通信系统与信号处理技术结合起来以满足各种需要。有限的频谱资源要求更加有效地利用这些频谱资源, 多址技术即是其中有效的方法之一。近年来, 十分流行的多址技术就是直接序列码分多址(DS-SS-CDMA), 该技术的一个显著特点就是系统的容量大。而影响 DS-SS-CDMA 系统性能的两个主要因素是多址干扰与多径失真, 因此, 人们提出许多信号处理技术来处理多址干扰与多径失真。这些技术主要分为两类: 多用户检测^[1]与空时处理^[2]。多用户检测技术利用 DS-SS-CDMA 用户信号的扩展波形的基本结构来抑制干扰, 目前已有许多线性与非线性的方法提出来^[1]。实验表明, 这些技术能显著增强接收机的性能, 增加系统的容量。空时处理则是借助阵列处理技术利用信号的空间特征来抑制干扰, 已有文献报道关于该技术增强 DS-SS-CDMA 系统的性能^[3]。

把多用户检测与阵列处理两种技术结合起来用于无线移动通信网络则是近年来研究的热点^[5]。由于盲多用户检测技术不需要训练的开销, 能够提高系统的容量^[4], 这使其成为当前人们研究的活跃领域, 因而, 这项技术运用于空时多用户检测成为自然的事情。在这方面, 文献[8]就做了不少这方面的工作。本文主要是基于 CDMA 信道下的盲空时多用户检测算法的研究, 主要是将 Rosen 梯度投影用于实现的最小均方盲空时多用户检测。本文组织如下: 第二节描述信号模型, 第三节描述基于 Rosen 梯度投影法实现的最小均方盲空时多用户

检测技术, 第四节为仿真实验, 第五节为结论及问题。

2 信号模型

考虑具有 K 个用户的直接序列的 CDMA 移动无线网络。发射的二进制相移键控(BPSK)码元序列经各自的多径信道传播, 则归因于第 k 个用户的传输的基带信号 $X_k(t)$ 为:

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

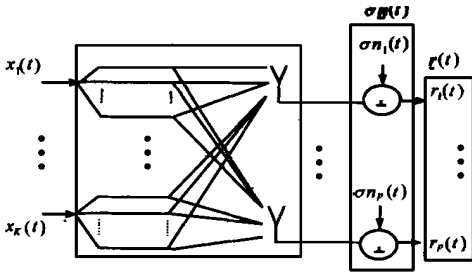
其中, M 表示每个用户每帧数据码元的个数, $s_k(t)$ 为第 k 个用户归一化的扩展波形, T 为码元间隔, $b_k(i) \in \{+1, -1\}$ 是由第 k 个用户传输的第 i 个码元, A_k 表示第 k 个用户信号的幅值。假设: $s_k(t)$ 的支撑区间为 $[0, T]$, 每个用户传输独立等概率的码元且来自不同用户的码元序列是相互独立的。在直接序列扩展频谱码分多址方式中, 用户归一化的扩展波形为:

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

其中, N 是处理增益, $\{c_k(j)\}_{j=0}^{N-1}$ 是分配给第 k 个用户值为 ± 1 的特征序列, $\phi(t)$ 是支撑区间为 $[0, T_c]$ (其中 $T_c = T/N$) 的归一化码片波形。

在接收端, 用 P 个阵元的线性天线阵列, 假设每个发射机安装一个单一的天线, 那么在第 k 个用户的发射机和基站接收机之间的基带多径信道可模拟成一个单输入多输出信道, 其脉冲响应矢量为:

$$\underline{h}_k(t) = \sum_{l=1}^L a_{k1} g_{k1} \delta(t - \tau_{k1}) \quad (3)$$

图1 接收信号 $r(t)$ 的示意图

其中, L 是每个用户信道的多径数, g_{kl} 与 τ_{kl} 各自分别表示第 k 个用户信号的第 l 条路径的复增益系数与延迟, α_{kl} 是对应于第 k 个用户信号的第 l 条路径的阵列响应矢量。因此, 在基站接收机的整个接收信号就是来自 K 个用户的信号的叠加再加上加性信道噪声, 即:

$$\mathbf{r}(t) = \sum_{k=1}^K \mathbf{x}_k(t) * \mathbf{h}_k(t) + \mathbf{n}(t) = \sum_{i=0}^{M-1} \sum_{k=0}^K A_k b_k(i) \sum_{l=1}^L \alpha_{kl} g_{kl} s_k(t - iT - \tau_{kl}) + \mathbf{n}(t) \quad (4)$$

其中, $*$ 表示卷积; $\mathbf{n}(t) = [n_1(t), \dots, n_p(t)]^T$ 是一个独立的零均值、复白高斯噪声过程矢量, 每个分量都具有单位方差; σ^2 是每个天线阵元的信道噪声方差。图1给出了产生接收信号 $\mathbf{r}(t)$ 的示意图。

3 盲空时多用户检测算法

假设接收机已知在信道上所有用户的特征序列及信道的参数, 这样的假设对无线网络的上行链路中的基站接收机来说是可行的, 但对下行链路的移动接收机来说是不现实的。在下行链路情况, 移动用户接收机通常仅仅知道自己的特征序列及其信道而不知道无线网络中其它用户的特征序列与信道参数。在本文中, 主要处理下行链路情况, 采用盲空时多用户检测技术。假设想要检测的用户接收机的特征序列和定时信息已知(这个信息的要求甚至比传统的 RAKE 接收机还少)。

设我们感兴趣的用户是第 k 个, 接收机已知这个用户的扩展波形 $s_k(t)$ 及其多径延迟 $\tau_{k1}, \dots, \tau_{kL}$ (这里假设 $\tau_{k1} \leq \dots \leq \tau_{ki} \leq \dots \leq \tau_{kL} (1 \leq i \leq L)$)。下面考虑解调第 k 个用户的第 i 个码元。由式(4)可知: 第 p 个天线阵元接收的信号 $r_p(t)$ 就是矢量 \mathbf{r} 的第 p 个分量, 即:

$$r_p(t) = \sum_{i=0}^{M-1} \sum_{k=1}^K A_k b_k(i) \sum_{l=1}^L \alpha_{kl, p} g_{kl} s_k(t - iT - \tau_{kl}) + \sigma n_p(t), \quad (p = 1, \dots, P) \quad (5)$$

$r_p(t)$ 首先经过一个码片匹配滤波器滤波, 然后以码片速率采样得到一个 N 维的信号采样矢量 $\mathbf{r}_p(i)$:

$$\mathbf{r}_p(i) = [r_{p,0}(i), r_{p,1}(i), \dots, r_{p,N-1}(i)]^T \quad (6)$$

其中 $N = N + \lceil (\tau_{kL} - \tau_{k1}) / T_c \rceil$ 采样值由下式给出:

$$r_{p,n}(i) \triangleq \int_{iT + \tau_{k1} + nT_c}^{iT + \tau_{k1} + (n+1)T_c} r_p(t) \phi(t - iT - \tau_{k1} - nT_c) dt \quad (7)$$

注意 N 的选择是要捕获从所有路径来的关注的用户的信号。利用式(5), 信号矢量 $\mathbf{r}_p(i)$ 可表示为:

$$\mathbf{r}_p(i) = A_k b_k(i) \sum_{l=1}^L \alpha_{kl, p} g_{kl} s_k^{[0]} + \mathbf{i}_p(i) + \mathbf{n}_p(i) \quad (8)$$

上式右边第一项包含指定的码元 $b_k(i)$, 第三项 $\mathbf{n}_p(i)$ 是信道噪声矢量且 $\mathbf{n}_p(i) \sim N_c(0, \mathbf{I}_N)$, 第二项由干扰信号组成, 即:

$$\mathbf{i}_p(i) = \sum_{j=-\Delta}^{\Delta} A_k b_k(i+j) \sum_{l=1}^L \alpha_{kl, p} g_{kl} s_k^{[j]} + \sum_{j=-\Delta}^{\Delta} \sum_{k' \neq k} A_{k'} b_{k'}(i+j) \cdot \sum_{l=1}^L \alpha_{k'l, p} g_{k'l} s_{k'}^{[j]} \quad (9)$$

其中 Δ 是任何用户信号多径扩展所能达到的最大的码元间隔, 它是一个正整数, 即是说

$$\tau_{kl} \leq \Delta T, \quad (1 \leq k \leq K; 1 \leq l \leq L) \quad (10)$$

式(9)的右边第一项代表由指定的用户前后码元引起的干扰即码间干扰(ISI); 第二项表示由其它用户引起的干扰即多址干扰(MAI)。在式(8)与(9)中 N 维矢量 $s_k^{[j]}$ 是第 k' 个用户延迟的特征波形 $s_{k'l}(t - jT - \tau_{k'l})$ 的离散形式, 其第 n 个分量 $s_k^{[j]}[n]$ 为:

$$s_k^{[j]}[n] = \int_{\tau_{k1} + nT_c}^{\tau_{k1} + (n+1)T_c} s_{k'l}(t - jT - \tau_{k'l}) \phi(t - \tau_{k'l} - nT_c) dt \quad (11)$$

既然假定接收机知道指定用户的特征波形 $s_k(t)$ 与多径延迟 $\tau_{k1}, \dots, \tau_{kL}$, 那么矢量 $\{s_k^{[0]}\}_{l=1}^L$ 也知道。在下文中, 为了方便, 记 $\mathbf{s}_k \triangleq \mathbf{s}_k^{[0]}$ 。

本文给出的盲空时多用户检测方法如下: 在任一个天线阵元 p , 对任一条路径 l , 作用于信号的线性滤波器 $\mathbf{r}_p(i)$ 用于从第 l 条路径提取指定用户的信号并抑制从其它路径来的信号以及干扰信号。记在第 p 个天线阵元的多径滤波器组为 $\mathbf{W}_p = [\mathbf{w}_{p1}, \mathbf{w}_{p2}, \dots, \mathbf{w}_{pL}]$, $p = 1, \dots, P$, 记 $\mathbf{S} = [\mathbf{s}_1, \dots, \mathbf{s}_L]$ 。根据线性约束最小方差准则(LCMV)选择多径滤波器组即:

$$\mathbf{W}_p = \arg \min_{\mathbf{W}_p \in \mathbb{C}^{N \times L}} E\{\|\mathbf{W}_p^H \mathbf{r}_p(i)\|^2\} = \arg \min_{\mathbf{W}_p \in \mathbb{C}^{N \times L}} \text{tr}(\mathbf{W}_p^H \mathbf{C}_p \mathbf{W}_p) \quad (12)$$

$$\text{s.t.} \quad \mathbf{W}_p^H \mathbf{S} = \mathbf{I}_L \quad (13)$$

这里 $\text{tr}(\cdot)$ 表示矩阵的迹算子, $[\cdot]^H$ 表示复共轭转置, $\mathbf{C}_p \triangleq E\{\mathbf{r}_p(i) \mathbf{r}_p(i)^H\}$ 。约束式(13)确保从第 l 条路径的指定的用户信号在滤波器输出保持恒定, 而从其它路径来的指定的用户信号在滤波器输出为零。多址干扰(MAI)与码间干扰(ISI)通过最小化目标函数(即滤波器输出均方值)来压缩。上面的约束优化问题的解为:

$$\mathbf{W}_p = \mathbf{C}_p^{-1} \mathbf{S} (\mathbf{S}^T \mathbf{C}_p^{-1} \mathbf{S})^{-1} \quad (14)$$

所有线性多径滤波器输出连接形成如下式所给出的 LP 维矢量:

$$\mathbf{y}(i) = [(\mathbf{W}_1^H \mathbf{r}_1(i))^T, \dots, (\mathbf{W}_P^H \mathbf{r}_P(i))^T]^T \quad (15)$$

最后, 线性结合矢量 $\mathbf{g} \in \mathbb{C}^{LP}$ 用于 $\mathbf{y}(i)$ 产生指定用户第 i 个码元的判决状态。

$$z(i) = \mathbf{g}^H \mathbf{y}(i) \quad (16)$$

其中 \mathbf{g} 是信号 $\mathbf{y}(i)$ 的自相关矩阵最大本征值所对应的本征矢量。判决规则为:

$$\hat{b}_k(i) = \text{sign}[R\{z(i)\}] \quad (17)$$

下面考虑基于 Rosen 梯度投影的最小均方(LMS)算法的自适应实现。我们采用 Rosen 梯度投影法^[6]来实现滤波器组

的自适应迭代. 对于本文的约束优化问题, 取投影算子 Q 为:

$$Q = I - S(S^T S)^{-1} S^T \quad (18)$$

其中 I 为 $N \times N$ 的单位阵. 则滤波器组的自适应迭代方程为:

$$W_p(i+1) = W_p(i) - \mu Q C_p(i) W_p(i) \quad (19)$$

其中 μ 为迭代步长. 在式(19)中, 实际上是采用递推的方式获得 r_p 的采样自相关矩阵 $C_p(i)$ 的估计值, 即:

$$C_p(i+1) = C_p(i) + \frac{1}{i} (r_p(i) r_p(i)^H - C_p(i)) \quad (20)$$

因此, 在第 p 个天线阵元的多径滤波器的输出 $y_p(i)$ 为:

$$y_p(i) = W_p(i)^H r_p(i) \quad (21)$$

所有天线阵元滤波器的输出连接在一起得到一个 LP- 维矢量 $y(i) = [y_1(i)^T, \dots, y_p(i)^T]^T$. 由式(16), 为了得到指定用户第 i 个码元判决状态 $z(i)$, 必须估计信号 $y(i)$ 的自相关矩阵的主本征矢量. 在文献中有大量自适应跟踪信号自相关矩阵主本征矢量的算法^[7]. 在本文中, 采用如下较为简单的算法跟踪信号 $y(i)$ 的自相关矩阵的最大本征值 λ 及其相应主本征矢量 g :

$$z(i) = g(i-1)^H y(i) \quad (22)$$

$$\lambda(i) = \beta \lambda(i-1) + |z(i)|^2 \quad (23)$$

$$g(i) = g(i-1) + [y(i) - g(i-1)z(i)]z(i)^* / \lambda(i) \quad (24)$$

其中 β 是遗忘因子且 $0 < \beta < 1$.

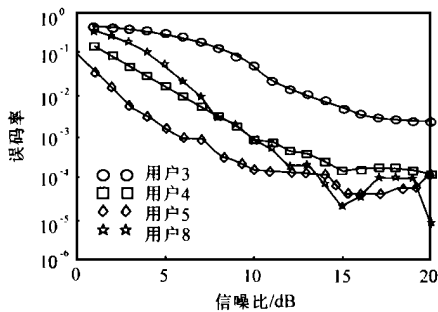


图2 用户3、4、5、8在稳态情况下的误码率曲线

5 结论与问题

本文提出了在多径 CDMA 信道下具有阵列天线接收的基于 Rosen 梯度投影实现的最小均方盲空时多用户检测方法, 仿真结果表明, 该方法具有良好的检测性能. 但是由于这里假设信道的参数、各用户的特征序列以及接入的用户已知, 还没有考虑在动态情况下信道的跟踪识别(如延时估计误差)对系统码元检测的影响, 这些工作将在我们后续的工作中展开.

作者简介:



郑建忠 1998年在西南交通大学获得硕士学位, 现为西安电子科技大学雷达信号处理重点实验室博士研究生, 主要从事移动通信方面的研究.

4 数据仿真及结果

现在来评估本文中所采用的盲空时多用户检测算法的性能. 在仿真实验中, 取用户数为8个(即 $K=8$), 扩展增益为16(即 $N=16$), 每个用户的传播信道由3条路径构成(即 $L=3$). 接收机采用线性天线阵列, 阵元数目为3, 阵元间距为半波长. 设第 k 个用户的信号沿第 l 条路径关于天线阵列的波达方向(DOA)为 ϕ_{kl} , 那么阵列响应为:

$$a_{kl,p} = \exp[j(p-1)\pi \sin(\phi_{kl})] \quad (25)$$

相仿真系统中所有用户信号的扩展序列、多径延迟、复增益与波达方向都随机产生并在所有的仿真中保持不变, 所有的用户都具有相等的发射功率(即 $A_1 = \dots = A_K$). 然而, 由于每个用户多径增益的强度不等, 因而接收的信号功率不相等. 图2给出用户3、4、5、8在稳态情况下的误码率曲线. 这里的信噪比(SNR)指发射信号与环境高斯白噪声两者之间的信噪比. 误码率曲线分别由1000组数据独立实验得到的统计平均, 每组数据为1000个, 经过200次初始迭代后统计随后800次迭代中的错误码元数. 由于各个用户的多径增益不一致, 因而在相同发射功率情况下各用户的接收信号功率不相等从而造成的误码率特性有一些差异, 这说明尽管 CDMA 具有抗远近效应, 但引进功率控制还是能够改进系统的性能. 图3给出了多径滤波器的收敛性, 它是多径滤波器输出平均能量关于迭代次数的曲线.

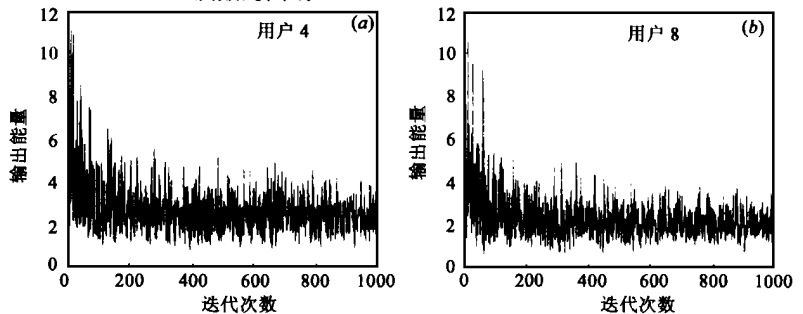


图3 (a)、(b)分别给出多径滤波器的收敛特性曲线

焦李成 1984年和1990年在西安交通大学分别获得硕士和博士学位. 现为西安电子科技大学教授, 博士生导师, 主要从事非线性科学和智能信号处理以及神经网络与大规模并行处理等领域的研究.

参考文献:

- [1] S. Verdú. Multiuser Detection [M]. Cambridge Univ. Press, 1998.
- [2] A. J. Paulraj and C. B. Papadakis. Space-time processing for wireless communication [J]. IEEE Signal Processing Magazine, 1997, 14(11): 49-83.
- [3] M. Honig and H. V. Poor. Adaptive interference suppression [A]. Wireless Communications: Signal Processing Perspectives [M], H. V. Poor and G. W. Wornell, Eds. Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall, 1998, 64-128.
- [4] M. Honig, U. Madhow, and S. Verd. Blind adaptive multiuser detection [J]. IEEE Trans. Inform. Theory, 1995, 41(7): 944-960.

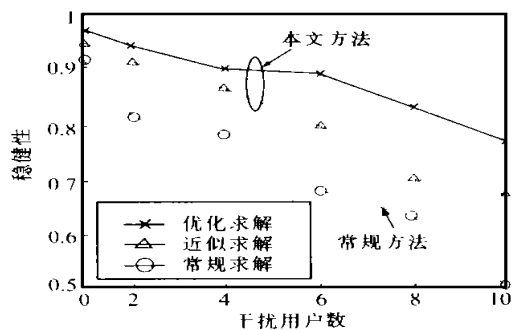


图3 稳健性能比较

从图2可见,从NPC问题优化的角度得到的优化求解多用户检测方法的性能优于简化近似为P问题的线性多用户检测方法的性能,即它们分别满足不同的QoS要求,具有不同的稳健性能,如图3所示。但是,前者在运行时需要较后者更长的时间,在本实验条件下,大约为5倍的关系,当用户数增大时,算法复杂度还会提高。因此,它们分别适合于实时性要求不同的业务。

5 结束语

以上针对未来大用户量的多媒体移动通信的WCDMA系统,围绕最优多用户检测问题的难解性及求解方法,提出了一种根据不同业务需求及综合多址无线通信环境的动态QoS要求,进行主动式多用户动态检测的方法。由此建立的系统可完成根据不同的QoS要求动态地配置系统的多用户检测器的功能,从而合理有效地利用资源。实验中只是以两种业务和两种求解方法为例进行了仿真,但其基本思想具有普遍意义。在此基础上,可针对不同的通信业务和特点,利用研究的不同方法进行各种多媒体业务的动态处理和配置。当然,其中算法的进一步优化、有效的在线估计与控制算法等还有待于进一步深入研究。

参考文献:

- [1] S. Verdú. Optimum multiuser asymptotic efficiency [J]. IEEE Trans. on Comm., 1986, COM-34(9): 890-897.
- [2] [美] M. R. Carey and D. S. Johnson 著, 张立昂, 沈泓, 毕源章译. 计算机和难解性 NP 完全性理论导引 [M]. 北京: 科学出版社, 1987.
- [3] S. Verdú. Computational complexity of optimum multiuser detection, Algorithmic [J], 1989, 4: 303-312.
- [4] 夏鹏飞, 李国清, 夏斌, 朱近康. CDMA 通信系统中的多用户检测 [J]. 现代电信科技, 1999, 3: 34-38.
- [5] Yanjun Hu, Jinkang Zhu and Jun Gu. A fast software method of decorrelating multiuser detector in W-CDMA system [C]. IEEE Fall VTC2000 Conference Proceedings, Boston, Sept. 2000.
- [6] 邢文训, 谢金星. 现代优化计算方法 [M]. 北京: 清华大学出版社, 1999.
- [7] B. Aazhang et al. Neural networks for multiuser detection in code division multiple access communications [J]. IEEE Trans. on Comm., 1992, COM-40(7): 1212-1222.
- [8] B. P. Paris. Finite precision decorrelating receivers for multiuser CDMA communication system [J]. IEEE Trans. Commun., 1996, 44(4): 496-507.

作者简介:



胡艳军 1967 年出生, 副教授。1989 年于安徽大学电子工程与信息科学系获工学学士, 1992 年于安徽大学电子工程与信息科学系获工学硕士学位, 并留校任教至今。1998 年进入中国科学技术大学电子工程与信息科学系在职攻读博士学位, 目前主要从事通信信号处理方面的研究。

朱近康 1943 年出生, 中国科学技术大学教授, 博导, 该校信息科学技术学院常务副院长。国家 863 计划通信主题个人通信专家组长。专业方向是移动通信与无线通信, 扩频通信, 通信中的信号处理。

(上接第 17 页)

- [5] S. Miller, and S. C. Schwartz. Integrated spatial temporal detectors for asynchronous Gaussian multiple access channels [J]. IEEE Trans. Commun., 1995, COM-43(2/3/4): 396-411.
- [6] 陈宝林. 最优化理论与算法 [M]. 清华大学出版社, 1989.
- [7] P. Comon and G. H. Golub. Tracking a few extreme singular values and

vectors in signal processing [J]. Proc. IEEE, 1990, 78(8): 1327-1343.

- [8] Xiaodong Wang and H. V. Poor. Space time multiuser detection in multipath CDMA channels [J]. IEEE Trans. Signal processing, 1999, 47(9): 2356-2374.