

TD-SCDMA 系统的线性多用户检测算法及性能仿真*

高宝贵, 缪丹, 熊思民, 谢显中

(重庆邮电学院, 重庆 400065)

摘要:在 TD-SCDMA 系统中, MAI 和远近效应的存在使系统性能受到极大的影响, 传统的检测器把 MAI 作为噪声处理, 不能消除 MAI 和远近效应的影响。讨论了在多径瑞利衰落信道下的多用户检测技术中的几种不同的检测算法, 并对这几种不同的算法进行了仿真和比较。

关键词:多用户检测; TD-SCDMA; 迫零线性块均衡; 解相关匹配滤波器; 最小均方误差线性块均衡

中图分类号: TN914.53

文献标识码: A

Linear Multiuser Detection Algorithm and Simulation of the Performance in TD-SCDMA System

GAO Bao-gui, MIAO Dan, XIONG Si-ming, XIE Xian-zhong

(Chongqing University of Posts and Telecommunications, Chongqing 400065, China)

Abstract: In TD-SCDMA system, the existing of the MAI and 'far-near efficient' affects the system performance. The conventional detection can't reduce the efficiency of the MAI and 'far-near efficiency' because MAI is treated as noise. Several linear multiuser detections of in multi-path rayleigh channels have been studied, simulated and compared.

Key words: multiuser detections; TD-SCDMA; ZF-BLE; DMF; MMSE-BLE

0 引言

在 TD-SCDMA 系统中, 由于多个用户的随机接入而引起多用户间的相互干扰—多址干扰。在异步传输方式以及多径传播环境中多址干扰将更为严重。多址干扰的存在带来两个问题。一是系统的容量受到限制, 二是远近效应严重影响系统性能。因此, 在 TD-SCDMA 系统中, 如何解决多址干扰将直接影响到系统的容量和性能。

传统检测方法是将接收到的信号与要接收用户的扩频码序列相关解扩后得到各用户的数据。它把 MAI 看成高斯白噪声, 和噪声同样处理。相对于传

统的匹配滤波器接收, 多用户检测则是将多址干扰视为各用户的互信息, 旨在用各种不同的思想消除多址干扰克服远近效应。因此多用户检测能有效地抑制多址干扰, 并能克服远近效应, 理论上能逼近单用户检测的性能。

本文讨论了在多径瑞利衰落信道下的多用户检测技术中的几种不同的检测算法, 并对这几种不同的算法进行了仿真和比较。

1 TD-SCDMA 介绍

迫于更高比特率数据业务和更好的频谱利用率的要求, 国际电信联盟 (ITU) 在 2000 年 5 月召开的

* 收稿日期: 2000-08-22

作者简介: 高宝贵 (1972-), 男, 江苏淮阴人, 重庆邮电学院硕士研究生, 研究方向为移动通信; 缪丹, 女, 硕士研究生; 熊思民, 男, 博士, 副教授; 谢显中, 男, 博士, 副教授。

ITU-R2000 年全会上通过了我国提交的 TD-SCDMA 标准。目前第三代移动通信的物理层的标准分为两大类无线接口：一是 TDD 方式，即将用户的上下行不同数据分配在不同时隙内；一是 FDD 方式，将用户的上下行不同数据分配在不同的频段上。TD-SCDMA 属于 CDMA-TDD 方式，与 CDMA-FDD 相比，具有射频设备较简单，系统的成本较低，频谱资源的利用更灵活，小区容量大，易于提供不对称业务，易于使用智能天线、多用户检测新技术等优点。TD-SCDMA 的物理帧结构，如图 1 所示。

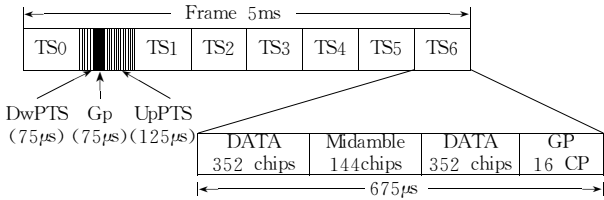


图1 TD-SCDMA 的物理帧结构

帧结构有 4 层结构：超帧、无线帧、子帧和时隙/码。其帧结构把 720 ms 的超帧分成 72 个 10 ms 的无线帧，每个无线帧分成 5 ms 的子帧，每个子帧又分成 7 个 0.675 ms 的时隙。所有的物理信道在相邻的不同时隙之间都需要有保护域，不同的用户间的信号则通过不同的时隙和不同的码道来同时区分。每个时隙的信号都是以 burst 的形式发送的。burst 结构见图 1。由两个数据符号区，一个 144 码片的 midamble 和一个 16 码片的保护区构成。

2 系统模型和算法原理

考虑同步系统模型，这样做不仅分析简单，而且不难推广到异步系统。传输信道为多径瑞利衰落信道。采用离散输入输出的系统模型可以用图 2 表示。

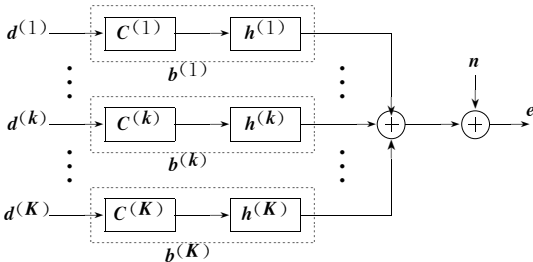


图2 离散系统模型

首先我们假设在同一个频率及同一个时隙内，有 K 个用户传输了有限长度的数据，其中第 k 个用

户发送的经过 QPSK 调制后的数据可用矢量 $d^{(k)}$ 表示。

$$d^{(k)} = (d_1^{(k)}, d_2^{(k)}, \dots, d_N^{(k)})^T \quad k = 1, 2, \dots, K$$

其中：

$$d^{(k)} \in \frac{\sqrt{2}}{2} \{1 + j, 1 - j, -1 + j, -1 - j\}$$

矢量 $c^{(m)}$ 表示相应于该用户的扩频码序列：

$$c_{Q \times 1}^{(k)} = [c_1^{(k)}, c_2^{(k)}, \dots, c_q^{(k)}, \dots, c_Q^{(k)}]^T$$

$$k = 1, 2, \dots, K$$

向量 $h^{(k)}$ 表示多径瑞利衰落信道下的冲激响应，可通过 burst 中的 midamble 来准确地估计，估计方法见文献[1]。可表示为

$$h^{(k)} = (h_1^{(k)}, h_2^{(k)}, \dots, h_W^{(k)})^T, k = 1, 2, \dots, K$$

其中， W 为冲激响应的采样周期 T_c (即扩频码的 Chip 周期) 的有效样值长度。

由扩频序列矩阵 $C^{(k)}$ 和一个向量 $h^{(k)}$ 的乘积可以得到用户 k 的合并冲激响应。

$$b^{(k)} = (b_1^{(k)}, b_2^{(k)}, \dots, b_{Q+W-1}^{(k)})^T = C^{(k)} * h^{(k)}$$

接收端接收到的每个用户的数据可表示为

$$e^{(k)} = (e_1^{(k)}, e_2^{(k)}, \dots, e_{NQ+W-1}^{(k)})^T = A^{(k)} d^{(k)}$$

其中， $A^{(k)}$ 可以表示如下：

$$A^{(k)} = (A_{i,n}^{(k)}), i = 1, \dots, NQ + W - 1; n = 1, \dots, N$$

$$A_{i,n}^{(k)} = \begin{cases} b_{i-(n-1)Q}^{(k)}, & 1 \leq i - (n-1)Q \leq Q + W - 1 \\ 0 & \text{其他} \end{cases}$$

有了以上一些矩阵和向量，那么接收机接收到的总信号可表示如下：

$$e = (e_1, e_2, \dots, e_{NQ+W-1})^T =$$

$$\sum_{k=1}^K e^{(k)} + n = \sum_{k=1}^K A^{(k)} d^{(k)} + n \quad (1)$$

其中， n 表示噪声，可以表示如下：

$$n = (n_1, n_2, \dots, n_{NQ+W-1})^T$$

式(1)可进一步写成如下的矩阵和向量形式：

$$e = Ad + n \quad (2)$$

其中，矩阵 A 和向量 d 分别表示如下：

$$A = (A^{(1)}, A^{(2)}, \dots, A^{(k)}, \dots, A^{(K)})$$

$$d = (d^{(1)T}, d^{(2)T}, \dots, d^{(K)T})^T$$

3 TD-SCDMA 线性多用户检测算法

对式(2)进行量化处理可得：

$$\hat{d}_{c,\text{lin}} = MAd + Mn \quad (3)$$

可得:

$$\hat{d}_{c,\text{lin}} = \text{diag}(MA)d + \overline{\text{diag}(MA)}d + Mn \quad (4)$$

式(4)中, 等式右端第 1 项为希望得到的符号; 第 2 项为 ISI 和 MAI; 第 3 项为噪声。式(4)指出了线性多用户检测算法的方向, 即根据一定的准则选取 M 矩阵, 使得式(4)中后 2 项, 即 MAI+ISI 和噪声对估计值的影响尽可能小。 M 矩阵选取准则的不同, 线性多用户检测算法可以分为解相关匹配滤波器 (DMF) 法、迫零线性块均衡 (ZF-BLE) 法和最小均方误差线性块均衡 (MMSE-BLE) 法。

3.1 解相关匹配滤波器法

解相关匹配滤波器 (DMF) 法严格来说不属于多用户检测的范畴。因为它仍然把 MAI 当作噪声处理, 由于它简单易行, 而且它是其他两种线性联合检测算法的基础, 所以还是具有一定的重要性。DMF 法用公式说明如下:

$$\hat{d}_{c,\text{DMF}} = (\text{diag}(A^*T R_n^{-1}A))^{-1}A^*T R_n^{-1}e = (\text{diag}(A^*T R_n^{-1}A))^{-1}(LA)^*T Le \quad (5)$$

其中矩阵 R_n 是噪声向量 n 的协方差矩阵, 矩阵 L 是矩阵 R_n^{-1} 的 Cholesky 分解^[2]。它们的表达式如下:

$$R_n = E\{nn^*T\}$$

$$R_n^{-1} = L^*T L$$

将式(5)写成式(4)的形式, 得到:

$$\hat{d}_{c,\text{DMF}} = d + (\text{diag}(A^*T R_n^{-1}A))^{-1} \overline{\text{diag}(A^*T R_n^{-1}A)}d + (\text{diag}(A^*T R_n^{-1}A))^{-1}A^*T R_n^{-1}n \quad (6)$$

式(6)中, 等式右端第 1 项为希望得到的符号; 第 2 项为 ISI 和 MAI; 第 3 项为噪声。由式(6)可以看出用 DMF 法进行检测时不能完全消除 ISI 和 MAI 的干扰。当噪声 n 是白噪声, 即协方差矩阵满足 $R_n = \sigma^2 I$ 的时候, 式(5)可以写成:

$$\hat{d}_{c,\text{DMF}} \Big|_{R_n = \sigma^2 I} = (\text{diag}(A^*T A))^{-1}A^*T e$$

3.2 迫零线性块均衡法—ZF-BLE 法

为解决 ISI 和 MAI 的问题, 人们在 DMF 法的基础上提出了 ZF-BLE 法。ZF-BLE 法的核心思想是迫零滤波, 所以它能够解决 ISI 和 MAI 造成干扰的问题。基于 Gau β -Markov 估计的 ZF-BLE 法可以表示为:

$$\hat{d}_{c,\text{ZF-BLE}} = \arg \min_{d \in C^{KN}} ((e - Ad)^*T R_n^{-1}(e - Ad)) \quad (7)$$

上式可进一步表示为:

$$\hat{d}_{c,\text{ZF-BLE}} = (A^*T R_n^{-1}A)^{-1}A^*T R_n^{-1}e = H_{\text{ZF}}^{-1}(H_{\text{ZF}}^*T)^{-1} \text{diag}(A^*T R_n^{-1}A) \cdot (\text{diag}(A^*T R_n^{-1}A))^{-1}A^*T R_n^{-1}e \quad (8)$$

其中矩阵 H_{ZF} 是矩阵 $A^*T R_n^{-1}A$ 的 Cholesky 分解。很显然, 式(8)可以写成:

$$\hat{d}_{c,\text{ZF-BLE}} = d + (A^*T R_n^{-1}A)^{-1}A^*T R_n^{-1}n$$

很显然, ZF-BLE 法所得估计值中不含 ISI 和 MAI。当 $R_n = \sigma^2 I$ 时, 此时 ZF-BLE 法所得估计值表示为:

$$\hat{d}_{c,\text{ZF-BLE}} \Big|_{R_n = \sigma^2 I} = (A^*T A)^{-1}A^*T e \quad (9)$$

3.3 最小均方误差线性均衡法

在 ZF-BLE 法的基础上, 人们提出了性能更高的 MMSE-BLE 法。最小均方误差块均衡法的代价函数为:

$$E((\hat{d}_{c,\text{MMSE-BLE}} - d)^*T (\hat{d}_{c,\text{MMSE-BLE}} - d))$$

MMSE-BLE 法就是均衡器的输出 $\hat{d}_{c,\text{MMSE-BLE}}$ 使上述代价函数为最小。

上式可进一步表示为:

$$\begin{aligned} \hat{d}_{c,\text{MMSE-BLE}} &= (A^*T R_n^{-1}A + R_d^{-1})^{-1}A^*T R_n^{-1}e = \\ &R_d A^*T (AR_d A^*T) + R_n)^{-1}e = \\ &(I + (R_d A^*T R_n^{-1}A)^{-1})^{-1} \hat{d}_{c,\text{ZF-BLE}} \stackrel{\text{def}}{=} \\ &W_0 \hat{d}_{c,\text{ZF-BLE}} \\ \hat{d}_{c,\text{DMF}} &= \text{diag}(W_0)d + \overline{\text{diag}(W_0)}d + \\ &(A^*T R_n^{-1}A + R_d^{-1})^{-1}A^*T R_n^{-1}n \end{aligned} \quad (10)$$

式(10)中, 等式右端第 1 项为希望得到的符号; 第 2 项为 ISI 和 MAI; 第 3 项为噪声。

当 $R_n = \sigma^2 I$ 和 $R_d = I$, MMSE-BLE 法所得估计值为:

$$\hat{d}_{c,\text{MMSE-BLE}} \Big|_{\substack{R_n^{-1} = \sigma^2 I \\ R_d = I}} = (A^*T A + \sigma^2 I)^{-1}A^*T e \quad (11)$$

将式(9)和式(11)比较可知, MMSE-BLE 法需要得到噪声方差的估计, 而 ZF-BLE 法则不需要。

4 仿真结果及分析

根据上面的算法理论,我们具体实现了 TD-SCDMA 系统中的上行链路的多用户检测的性能分析仿真,其中仿真环境及参数为:

用户数:4;

天线数:8;

Chiprate:1.28 Mchip/s;

调制方式:QPSK;

扩频码:OVSF 码(正交可变扩频因子码),扩频因子为 16;

信道模型:IMT-2000 中的 3A 信道,其参数见表 1.

表 1 IMT-2000 中的 3A 测试环境的 tapped-delay-line 参数

Tap	Relative delay(ns)	Average power(dB)
1	0	0
2	310	-1.0
3	710	-9.0
4	1090	-10.0
5	1730	-15.0
6	2510	-20.0

仿真中所得的仿真结果见图 3。

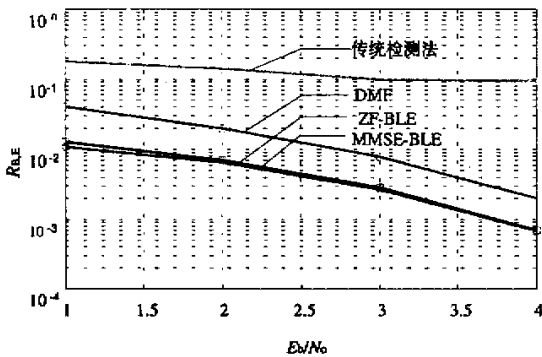


图 3 在多径衰落信道下的不同算法的误码率性能比较图

仿真结果表明,对于多用户检测中的几种算法来说,MMSE 法略优于 ZF-BLE 法,而 ZF-BLE 法要明显优于 DMF 法。这几种检测算法都要明显优于传统检测算法。

5 总结

本文讨论了 TD-SCDMA 系统中三种不同的线性多用户检测算法在多径瑞利衰落信道下的性能,并对这几种算法进行了仿真和性能分析,指出了在多径瑞利衰落信道中,解相关检测算法,迫零线性块均衡法和最小均方误差线性均衡法都优于传统的检测算法,考虑到实际系统中小区间的干扰和其它因素的影响,误码率会下降。但随着智能天线的不断发展和信道中采用 Turbo 技术,误码率能达到 TD-SCDMA 系统中性能的要求。因此本文的结论对 TD-SCDMA 系统的多用户检测算法的研究有一定的意义。

参考文献

- [1] STEINER Bernd, YUNG Pefer. JUNG PETER. Optimum and suboptimum channel estimation for the uplink of CDMA mobile radio systems with joint detection [J]. ETT 1994,5(1).
- [2] 张贤达. 信号处理中的线性代数[M]. 北京: 科学出版社,1997.
- [3] H QURESHI S U. Adaptive equalization[J]. Proc IEEE,1985,73:461-468.
- [4] KLEIN A, KALEH K, BAIER P W. Zero forcing and minimum mean-square-error equalization for multiuser detection in code-division multiple-access channels[J]. IEEE Trans on Veh,1996,45(2):276-287.
- [5] 3GPP 3G TS 25. 928[S]. 1. 28Mcps UTRA TDD Physical layer, 2000.
- [6] JUNG Peter. Joint detection with coherent receiver antenna diversity in CDMA mobile radio systems [J]. IEEE Transactions on vehicular,1995,44(1):76-88.