

TD-SCDMA 上行链路中的联合检测算法*

戎波¹, 吴善培²

(1. 重庆邮电学院 移动通信工程研究中心, 重庆 400065;

2. 北京邮电大学 电信学院多媒体中心, 北京 100876)

摘要:对 TD-SCDMA 系统上行链路中的联合检测算法进行了研究, 分析各种信道环境下上行链路的性能, 并考查联合检测算法抗远近效应的能力, 以及信道估计窗对联合检测算法的影响。

关键词: TD-SCDMA; 上行链路; 联合检测; 性能

中图分类号: TN939.533 **文献标识码:** A **文章编号:** 1004-5694(2002)01-0038-05

Joint Detection Algorithm in the TD-SCDMA Uplink

RONG Bo¹, WU Shan-pei²

(1. *Mobile Communication Engineering R&D Center, Chongqing University of Posts and Telecommunications, Chongqing 400065, China*; 2. *Multimedia Center, Beijing University of Posts and Telecommunications, Beijing 100876, China*)

Abstract: In this paper, the joint detection algorithm in the TD-SCDMA system uplink is investigated according to the simulation results, and then the performance of uplink in different signal channels is analyzed, and the ability of Near-Far effects resistance and the impact of estimation window on joint detection algorithm are also tested.

Key words: TD-SCDMA; uplink; joint detection; performance

0 引言

随着中国提出的第三代移动通信系统标准被 ITU 采纳, TD-SCDMA 技术成为人们关注的焦点。TD-SCDMA 采用了 FDMA、TDMA 和 CDMA 三种技术的混合多址接入方式。同其它 CDMA 系统一样, 由于多个用户在同一段频带内同时传输, 必然会产生多址接入干扰(MAI; Multiple Access Interference)。CDMA 系统中还存在所谓的符号间干扰(ISI; InterSymbol Interference,)。对于多址接入干扰, 人们提出多用户检测(MUD; Multi-User Detec-

tion)技术来降低或消除。而对于符号间干扰, 人们通常是通过信号波形设计、匹配滤波和均衡技术来消除的^[1]。1992 年, 德国 Kaiserslautern 大学的 A. Klein 等人将 MAI 和 ISI 一并考虑, 提出了同时消除这两种干扰的联合检测(JD; Joint Detection)算法^[2]。联合检测算法是 TD-SCDMA 标准的核心技术之一。本文通过对 TD-SCDMA 系统上行链路进行仿真, 分析联合检测算法的性能。

1 联合检测算法

联合检测算法的核心思想是利用时域均衡技

* 收稿日期: 2001-05-08

作者简介: 戎波(1972-), 男, 山西人, 现在上海贝尔有限公司研发事业部, 系统工程师, 主要研究方向为多用户检测、智能天线、发射分集等技术; 吴善培, 北京邮电大学电信学院多媒体中心, 教授。

术,将来自其他 $K-1$ 个用户的 MAI 也当作 ISI 来处理。它不像单用户检测技术那样把 MAI 当作噪声处理,而是最大限度地利用其有用信息,从而最大限度地消除 MAI,且无需严格的功率控制措施。联合检测的实现算法有很多种,下面简要介绍线性联合检测算法中的迫零线性块均衡器(ZF-BLE: Zero-Forcing Block Linear Equalizer)算法和最小均方误差线性块均衡器(MMSE-BLE: Minimum Mean Square Error Block Linear Equalizer)算法。

CDMA 通信系统多址接入模型的矩阵-矢量可以表示如下:

$$e = Ad + n \quad (1)$$

其中, e 为接收机收到的总信号矢量;矩阵 A 称为系统矩阵,由 K 个用户的特征序列 $(c^{(k)} k=1AK)$ 和各自的信道冲激响应 $(h^{(k)}, k=1AK)$ 决定; d 矢量由 K 个用户数据矢量构成; n 为零均值加性高斯噪声序列。联合检测算法就是要从接收矢量 e 中获得估计序列 \hat{d} , 并使其尽可能地接近发送序列 d 。

ZF-BLE 算法基于 Gauss-Markov 定理的最佳加权最小二乘估计^[3], 通过使:

$$\|e - A\hat{d}_{c,ZF-BLE}\|^2 \rightarrow 0$$

获得其连续值的无偏估计为:

$$\hat{d}_{c,ZF-BLE} = (A^*T R_n^{-1} A)^{-1} A^*T R_n^{-1} e = d + (A^*T R_n^{-1} A)^{-1} A^*T R_n^{-1} n \quad (2)$$

其中矩阵 R_n 是加性噪声矢量 n 的协方差矩阵:

$$R_n = E\{n \cdot n^*T\} \quad (3)$$

可见, ZF-BLE 算法可以完全消除 ISI 和 MAI, 故均衡器 $(A^*T R_n^{-1} A)^{-1} A^*T R_n^{-1}$ 被称为迫零均衡(Zero Forcing)器。

ZF-BLE 算法的主要缺点是对噪声功率有所增强(不会低于传统的匹配滤波器输出噪声功率)。当噪声功率很低(趋于零), 即信噪比很高(MAI 和 ISI 占主导地位)时, ZF-BLE 算法是最优的线性无偏检测器。当噪声 n 为 AWGN 时, 可得:

$$\hat{d}_{c,ZF-BLE} \Big|_{R_n=\sigma^2 I} = (A^*T A)^{-1} A^*T e = d + (A^*T A)^{-1} A^*T n \quad (4)$$

MMSE-BLE 算法是通过使:

$$E(\|\hat{d}_{c,ZF-BLE} - d\|^2) \rightarrow 0$$

获得其连续值的估计为:

$$\begin{aligned} \hat{d}_{c,MMSE-BLE} &= (A^*T R_n^{-1} A + R_d^{-1})^{-1} A^*T R_n^{-1} e = \\ &= (I + (R_d A^*T R_n^{-1} A)^{-1})^{-1} \cdot \\ &= (A^*T R_n^{-1} A)^{-1} A^*T R_n^{-1} e \stackrel{\text{def}}{=} \\ &= W_0 \cdot \hat{d}_{c,ZF-BLE} \end{aligned} \quad (5)$$

式(5)中, R_d 是数据符号矢量 d 的协方差矩阵:

$$R_d = E\{d \cdot d^*T\}$$

I 是单位阵, W_0 是一个维纳估计器。维纳估计器是一个最佳线性滤波器, 它对发送数据符号最佳估计的同时, 大大削弱了背景噪声。容易看出 MMSE-BLE 的性能依赖于干扰用户的功率, 这降低了消除 MAI(或抗远近效应)的能力。

总的来讲, MMSE-BLE 算法比 ZF-BLE 算法的性能更好。当噪声功率趋于零(高信噪比)时, MMSE-BLE 等价于 ZF-BLE, 对于抗 MAI 及 ISI 是最优的; 当噪声功率远高于信号功率(低信噪比), 即 MAI 和 ISI 占次要地位时, MMSE-BLE 对抗噪声是最优的。当满足 $R_d = I$ 及 $R_n = \sigma^2 I$ 条件时, MMSE-BLE 估计值为

$$\hat{d}_{c,MMSE-BLE} \Big|_{\substack{R_n=\sigma^2 I \\ R_d=I}} = (A^*T A + \sigma^2 I)^{-1} A^*T e \quad (6)$$

2 上行链路性能分析

下面研究 TD-SCDMA 系统上行链路的联合检测算法在各种条件及信道环境下的未编码误码性能, 并同匹配滤波器(MF)和理想 QPSK^[4]的性能曲线进行比较。必须指出, 本文所指的 MF 与一般码匹配滤波器组不同, 它是同码及信道匹配的滤波器组, 性能比码匹配滤波器组好。

2.1 信道模型

IMT-2000 无线传输技术评估指南(M. 1225)用抽头时延线参数的形式给出了 6 种陆地多径信道冲激响应模型^[5]。模型根据不同测试环境分为室内办公环境、室外到室内以及步行环境、车载环境等三类。我们把三类测试环境分别称为 1, 2, 3 类。每一类测试环境包括 A, B 两种多径信道: 信道 A 用于低时延扩展情况, 信道 B 用于中等时延扩展情况。

TD-SCDMA 技术是 IMT2000 TDD 标准中的低码速版本(窄带 TDD),其码片宽度约为 781 ns。按照 M. 1225 建议,一个 TD-SCDMA 码片宽度内往往会出现多条多径分量。而只有相对时延大于一个码片宽度的多径分量才能够被识别和利用,即我们不能用所有的码片内的多径分量来获得多径分集增益。另外,因为我们采用的信道估计算法^[6]是以码片估算其精度的,所以,这样估计出的信道冲激响应将很不准确,而联合检测技术在很大程度上是基于信道估计的,故其冲激响应比较准确。

综上所述,采用 M. 1225 建议的多径模型对 TD-SCDMA 系统中的联合检测技术并不太适合。事实上,为了更好地描述系统的性能,QUALCOMM 的 IS95 以及 UTRA TDD 等系统都定义了适合自身特点的多径传播模型。图 1 是中国电信科学技术研究院(CATT)和德国西门子公司联合提出的 TD-SCDMA 系统多径传播模型(已提交 3GPP TR25.945)。

Case 1, speed 3km/h		Case 2, speed 3km/h		Case 3, speed 120km/h	
相对时延 (ns)	平均功率 (dB)	相对时延 (ns)	平均功率 (dB)	相对时延 (ns)	平均功率 (dB)
0	0	0	0	0	0
2928	-10	2928	0	781	-3
		10000	0	1563	-6
				3125	-9

图 1 TD-SCDMA 多径传播模型

Fig. 1 Multi-access transmission model of TD-SCDMA

需要指出,Case2 的两条多径与主径的平均功率相等,且有一条多径的相对延迟超出了 8 个 Chip 的宽度。它主要是用于考察不同估计窗长对系统性能的影响。在性能分析中我们会看到,当采用窗长为 8 的估计窗时,数据检测的性能很差;但如果将估计窗长改为 16,则性能会大大提高。

M. 1225 及我们提出的多径模型都仅给出多普勒谱类型,而未限定具体衰落模型。本文对具有典型多普勒谱的传播路径采用了“基于 Suzuki 模型的确定性数字仿真模型”^[1]产生的振幅包络,而对于具有平坦多普勒谱的传播路径则未加其它衰落模型。Suzuki 模型产生的包络由代表快衰落的瑞利(Rayleigh)过程和代表慢衰落的对数正态(Log-

normal)过程两部分组成。考虑到慢衰落的表现同传输衰减类似,其影响可以通过适当的功率控制技术来克服,所以本仿真只考虑瑞利衰落部分。

2.2 仿真约定

1) 假设 $R_n = \sigma^2 I, R_d = I$ 。

2) 仿真模型根据文献^[7~10]设计,上行考虑了八元环阵天线分集接收。

3) ITU M. 1225 建议的第 1 类测试环境不考虑瑞利衰落的影响,第 2,3 类测试环境以及三种 TD-SCDMA 多径模型均考虑瑞利衰落的影响。

4) 信号主径及多径的到达方向(DOA)为随机分布。

5) 信道冲激响应通过文献^[6]的低代价信道估计方法获得。

2.3 仿真结果及分析

根据 TD-SCDMA 系统设计及现阶段采用的语音编码方案,最低速率的业务也要占用 2 个扩频因子为 16 的码道。TD-SCDMA 系统每个码道均含有 144 码片的训练序列,其中 128 码片用于信道估计。当一个时隙上满 16 个码道且分配给 16 个不同用户时,每个信道的估计窗长只能选为 8。这样,TD-SCDMA 系统的估计窗长可以根据不同的质量要求或资源配置而改变为(8,16,32,...,128)码片,典型值为 8 或 16 码片。根据不同的配置,一个时隙内的不同用户可以拥有不同的估计窗长,一个用户也可以拥有多个估计窗。本文一般假设系统上满 16 个码道,分配给 8 个用户,每个用户的 2 个码道各占一个信道估计窗。

图 2 和图 3 是系统满码道(16 个码道)工作时的上行链路在不同信道模型下的性能曲线。其估计窗长为 8,八根天线分集接收。容易看出,采用 TD-SCDMA 信道模型的性能明显优于采用 ITU 信道模型的情况。另外还可以看出,在本文的仿真条件下,采用 MMSE-BLE 算法与采用 ZF-BLE 算法的性能几乎相同。而虽然 MF 算法的性能要相对差一些,但似乎还可以使用,因为本文假设采用了有效的功率控制,使得到达基站的所有用户功率相等,即不存在远近效应(Near-Far Effect)。

图 4 在未考虑多径效应及瑞利衰落的条件下考查了联合检测算法抗远近效应的能力。当基站收到

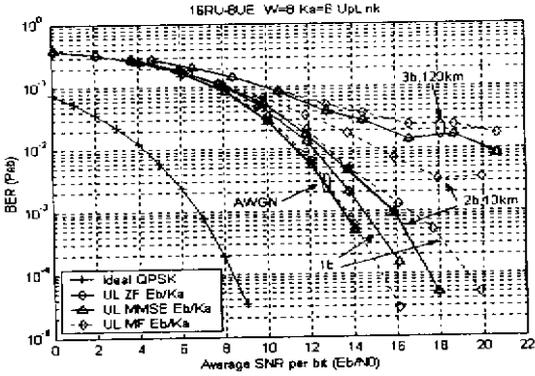


图 2 ITU 模型
Fig. 2 ITU Model

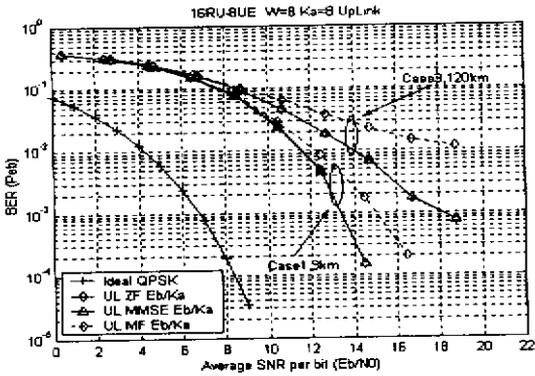


图 3 TD-SCDMA 模型
Fig. 3 TD-SCDMA model

所有用户的功率相等时, MF 算法同联合检测算法在性能上几乎没有差别,这是因为 AWGN 环境下所有用户信号都是相互正交的,从图 1 中也可以看

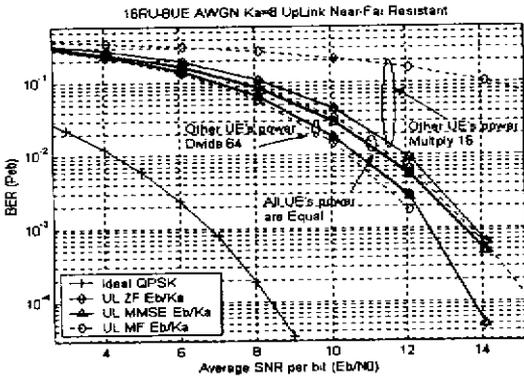


图 4 联合检测的抗远近效应能力
Fig. 4 Distance resistant effect capacity of joint detection

到这一点。当需解调用户信号比其它用户信号的功率高许多时, MF 算法微弱地优于联合检测算法。而当需解调用户信号比其它用户信号的功率低很多时, MF 算法则明显地劣于联合检测算法。可见, MF 算法不能抗远近效应,而联合检测算法具有很强的

抗远近效应能力。所以使用联合检测技术后, CDMA 系统中采用功率控制的主要目的不再是抗远近效应,而是节省终端的发送功率。

图 5 显示了上行链路中,在 1B 多径环境下,系统共上 12 个码道,并全部分配给同一个用户时,所有码道各自占用独立估计窗或者共用同一估计窗的性能。我们看到,属于一个用户的多个码道共享同一估计窗时,联合检测的性能会提高。

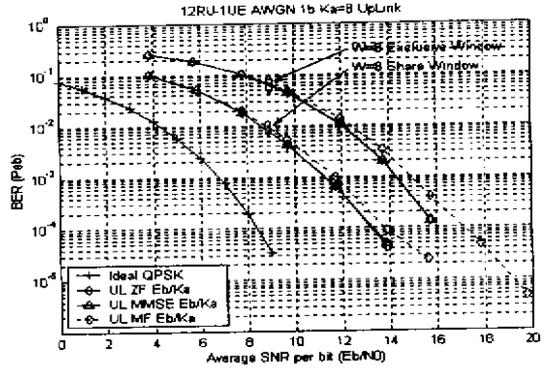


图 5 共享估计窗的效果
Fig. 5 The effect of shared estimated window

仿真结果表明,在 1B 环境下, $W=16$ 时的性能反而比 $W=8$ 时差一些(限于篇幅,省略该图)。这是因为 1B 信道模型的所有多径延迟都在 8 个码片以内,增加估计窗长不会估计出新的多径成分。反而由于噪声的影响,导致估计出的信道冲激响应的后 8 个码片内出现波动,它使得联合检测的性能有所下降。不过,这并不能说明采用长窗长比采用短窗长的性能差。

事实上,采用 Case2 信道模型时, $W=16$ 会比 $W=8$ 的联合检测性能获得较大的提高。这是因为 Case2 模型中有一条多径的相对延迟超出了 8 个码

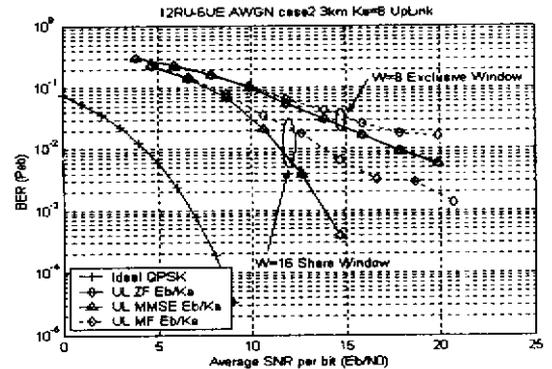


图 6 估计窗长的影响
Fig. 6 The effect of estimated window size

片的宽度,而且功率与主径相等。仿真结果如图 6 所示,其中,系统所上的 12 个码道分配给了 6 个用户,每个用户占 2 个码道。

3 结 论

MMSE-BLE 算法的性能比 ZF-BLE 算法好,但在上行链路中其优势并不明显。当噪声 n 服从 AWGN 模型时,采用 MMSE-BLE 算法比采用 ZF-BLE 算法需要额外付出进行噪声方差估计的代价。所以,在 TD-SCDMA 基站系统设计中,根据运算量尽可能小的原则,可以选择 ZF-BLE 算法作为联合检测的实现算法。另外,在进行资源分配时,应该给属于同一用户的多码道(Multicode)分配同一个估计窗,以获得更好的性能。最后,从估计窗对联合检测性能影响的分析中,我们可以获得一个启示:对信道估计结果进行后处理,将低于某个门限值的估计结果清零,即消除噪声干扰对估计结果的影响,就可以采用尽量长的估计窗以提高系统性能。

参 考 文 献

- [1] PATZOLD M, KILLAT U, LAUE F. A Deterministic digital simulation model for suzuki processes with application to a shadowed rayleigh land mobile radio channel[J]. IEEE Trans. On Vehicular Technology, 1996, 45 (2): 318-331.
- [2] KLEIN A, BAIER P W. Simultaneous cancel-
- [3] 张贤达. 现代信号处理[M]. 北京: 清华大学出版社, 1995.
- [4] PROAKIS J G. Digital Communications [M]. 3rd ed, New York: McGraw-Hill, 1995.
- [5] Rec. ITU-R M. 1225, Guidelines for Evaluation of Radio Transmission Technologies for IMT-2000[S].
- [6] STEINER B, BAIER P W. Low cost channel estimation in the uplink receiver of CDMA mobile radio systems [J]. Frequenz, 1993, 47: 292-298.
- [7] 3GPP 25. 928. 1. 28Mcps functionality for UTRA TDD Physical Layer[S]. 2000.
- [8] CWTS TD-SCDMA Standard C102. Physical channels and mapping of transport channels onto physical channels[S]. 1999.
- [9] CWTS TD-SCDMA Standard C104. Spreading and modulation[S]. 1999.
- [10] JUNG P, BLANZ J. Joint detection with coherent receiver antenna diversity in CDMA mobile radio systems [J]. IEEE Trans. On Vehic. Tech, 1995, 44: 76-88.

(编辑: 郭继笃)

(上接 27 页)

- [4] 肖辉等. 码分多址(CDMA)移动通信系统 [M]. 北京: 电子工业出版社, 1999.
- [5] JHONG Sam Lee. CDMA 系统工程手册 [M], 许希斌, 等译. 北京: 人民邮电出版社, 2001.
- [6] VITERBI A J. CDMA 扩频通信原理[M], 李世鹤, 等译. 北京: 人民邮电出版社, 1997.
- [7] 王立宁, 等. MATLAB 与通信仿真[M]. 北

京: 人民邮电出版社, 2000.

- [8] OJANPERA, T, RIKKINEN K, HAKKINEN H, et al. Design of a 3rd Generation Multirate CDMA System with Multiuser Detection, MUD-CDMA [C]. Proceedings of ISSTA'96 Vol. 1, Mainz, Germany, 1996-09, 334-338.

(编辑: 郭继笃)