
摘要

TD-SCDMA 是中国通信史上第一个具有自主知识产权的国际通信标准,同 WCDMA、CDMA2000 一起被国际电信联盟 (ITU) 接纳成为第三代移动通信 (3G) 技术的三种主流标准。TD-SCDMA 采用不需配对频率的 TDD (时分双工) 工作方式,以及 FDMA/TDMA/CDMA 相结合的多址接入方式。TD-SCDMA 系统还采用了智能天线、联合检测、同步 CDMA、低码片速率、接力切换、自适应功率控制及软件无线电等诸多先进技术。与其它 3G 系统相比,在频谱灵活性、频谱利用率、适用环境及设备成本上具有优势。作为本文重点分析的联合检测技术,通过把所有干扰用户当作有用信号处理,利用用户信号中的已知信息消除或减弱多址干扰、多径干扰和远近效应,从而提高系统容量。

本文首先介绍 TD-SCDMA 系统的物理信道的基本格式与调制方式,同时结合 TD-SCDMA 系统的特点建立了系统的离散传输模型及其矩阵表示,并且分别根据系统的发送端,接收端以及信道建立了信号模型,特别介绍了系统矩阵的构造。本文还对联合检测的基本原理以及几种联合检测算法进行了阐述和分析比较。最后,利用 MATLAB 软件仿真平台,重点针对迫零线性块均衡 (ZF-BLE) 和最小均方误差线性块均衡 (MMSE-BLE) 算法,在瑞利衰落信道模型下进行了仿真分析比较,验证了在不同参数设置下两种算法的性能差别,以及用户数增多对算法性能恶化的影响等。

关键词: TD-SCDMA 联合检测 迫零线性块均衡 最小均方误差线性块均衡

ABSTRACT

Communications in China has been developed for more than one hundred years. Accepted by International Telecom Union as one of the three major standards for mobile communications technology of the third generation with WCDMA and CDMA2000, TD-SCDMA is our first international communications standard with independent intellectual property rights. TD-SCDMA adopts working manner of TDD requiring no matching frequency, and multiple access combing with FDMA, TDMA and CDMA. Besides, it makes use of smart antenna, joint detection, synchronous CDMA, low chip rate, relay switching, adaptive power control, software radio and many other advanced technologies. In aspects of spectrum flexibility, spectrum utilization rate, environment adaptation and equipment cost, it has some distinct advantages over other 3G systems. The paper puts emphasis on the analysis of joint detection. By treating all the interfered clients as the useful signal and making some process, using the recognized information from client signals to eliminate or reduce the multi access interference, multi-path interference and near-far effects, the system capacity is improved.

At the very beginning, the paper introduces the basic format and modulation manner of the physical channel in TD-CDMA, and then discrete transmission model and matrices of the system are established combining with features of TD-CDMA. Signal models are constructed respectively according to the receiver and accepter. The structure of the system matrices is introduced with particular concern. Basic principle of joint detection and those joint detection algorithms are also described, compared and analyzed in the paper. Finally, by using MATLAB software simulation platform, the paper puts emphasis on simulation analysis and comparison of ZF-BLE and MMSE-BLE algorithms in Reyleigh fading channel model. Meanwhile, the performance differences of the two algorithms with different parameters are tested. The influence of the increasing clients on the deterioration of the algorithm performance is also proved.

Keyword: TD-CDMA, joint detection, ZF-BLE, MMSE-BLE

创新性声明

本人声明所呈交的论文是我个人在导师指导下进行的研究工作及取得的研究成果。尽我所知，除了文中特别加以标注和致谢中所罗列的内容以外，论文中不包含其他人已经发表或撰写过的研究成果；也不包含为获得西安电子科技大学或其它教育机构的学位或证书而使用过的材料。与我一同工作的同志对本研究所做的任何贡献均已在论文中做了明确的说明并表示了谢意。

申请学位论文与资料若有不实之处，本人承担一切相关责任。

本人签名： 王楠 日期 2008.1.20

关于论文使用授权的说明

本人完全了解西安电子科技大学有关保留和使用学位论文的规定，即：研究生在校攻读学位期间论文工作的知识产权单位属西安电子科技大学。本人保证毕业离校后，发表论文或使用论文工作成果时署名单位仍然为西安电子科技大学。学校有权保留送交论文的复印件，允许查阅和借阅论文；学校可以公布论文的全部或部分内容，可以允许采用影印、缩印或其它复制手段保存论文。

(保密的论文在解密后遵守此规定)

本学位论文属于保密，在___年解密后适用本授权书。

本人签名： 王楠 日期 2008.1.20
导师签名： [Signature] 日期 2008.3.11

第一章 绪论

1.1 第三代移动通信技术发展史

近年来,蜂窝移动通信系统正以空前的速度迅猛发展。目前以GSM和IS-95 CDMA为代表的第二代移动通信系统已经遍布全球,但这两个网络之间难以实现漫游,不能满足全球通信的需求。同时,以窄带技术为核心的第二代移动通信系统已经无法满足用户对高速数据业务的需求。因此,以宽带、多媒体业务为核心的第三代移动通信系统就应运而生。第三代移动通信系统(3G),也称IMT-2000,是正在全力开发的系统,其最基本的特征是智能信号处理技术,智能信号处理单元将成为基本功能模块,支持话音和多媒体数据通信,它可以提供前两代产品不能提供的各种宽带信息业务,例如高速数据、慢速图像与电视图像等。第三代移动通信系统将在近几年内推向市场。ITU所定义的IMT-2000系统需要具有一下三个特征:

- 1)全球化—IMT-2000是一个全球性的系统,各个地区多种系统组成一个IMT-2000家族,各个系统在设计上具有高度的互通性,使用共同的频段和全球统一标准,能提供全球无缝漫游;
- 2)综合化--能够提供多种业务,特别能够支持多媒体业务和Internet业务,并有能力容纳新型的业务;
- 3)个人化--用户使用全球唯一的个人号码;系统能够提供足够的容量、高保密性、高服务质量。

为了能够在未来的全球化标准竞赛中取得领先地位,各个地区、国家、公司及标准化组织纷纷提出自己的技术标准。通过一年半的评估和融合,1999年11月5日ITU在赫尔辛基举行的TG8/1第18次会议上,通过了文件ITU-R M.1457,确认了5种第三代移动通信无线传输技术,其中三种主流技术是WCDMA, CDMA2000和TD-SCDMA。

1.1.1 第三代移动通信主流标准^[11]

WCDMA 最初主要有 Ericsson、Nokia 公司为代表的欧洲通信厂商提出。这些公司都在第二代移动通信技术和市场占尽了先机,并希望能够在第三代依然保持世界领先的地位。日本由于在第二代移动通信时代没有采用全球主流的技术标准,而是自己独立制订开发,很大程度上制约了日本的设备厂商在世界范围内的

作为,所以日本希望借第三代的契机,能够进入国际市场。以 NTT DoCoMo 为主的各个公司提出的技术与欧洲的 WCDMA 比较相似,二者相融合,成为现在的 WCDMA 系统。WCDMA 主要采用了带宽为 5MHz 的宽带 CDMA 技术、上下行快速功率控制、下行发射分集、基站间可以异步操作等技术特点。

CDMA2000 是在 IS-95 系统的基础上由 Qualcomm、Lucent、Motorola 和 Nortel 等公司一起提出的,CDMA2000 技术的选择和设计最大限度地考虑和 IS-95 系统的后向兼容,很多基本参数和特性都是相同的。并在无线接口进行了增强,如:

(1) 提供反向导频信道,使反向相干解调成为可能。在 IS-95 系统中,反向链路没有导频信道,这使得基站接收机中的同步和信道估计比较困难;

(2) 前向链路可采用发射分集方式,提高了信道的抗衰落能力;

(3) 增加了前向快速功控,提高了前向信道的容量。在 IS-95 系统中,前向链路只支持慢速功控;

(4) 业务信道可采用比卷积码更高效的 Turbo 码,使容量进一步提高;

(5) 引入了快速寻呼信道,减少了移动台功耗,提高了移动台的待机时间。

WCDMA 和 CDMA2000 都是采用 FDD 模式的技术,而 TDD 技术由于本身固有的特点突破了 FDD 技术的很多限制,如:上下行工作于同一频段,不需要大段的连续对称频段,在频率资源日趋紧张的今天,这一点尤为重要;这样,基站端的发射机可以根据在上行链路获得的信号来估计下行链路的多径信道的特性,便于使用智能天线等先进技术;同时能够简单方便地适应于 3G 传输上下行非对称数据业务的需要,提高系统频谱利用率;这些优势都是 FDD 系统难以实现的。因此,随着技术的发展,国际上对使用 TDD 的 CDMA 技术日益关注。

TD-SCDMA 也就是在这种环境下诞生的,它综合 TDD 和 CDMA 的所有技术优势,具有灵活的空中接口,并采用了智能天线、联合检测等先进技术,使得 TD-SCDMA 具有一定的技术先进性,并且在三个标准中具有较高的频谱效率。随着对大范围覆盖和高速移动等问题的逐步解决,TD-SCDMA 将成为可以用最经济的成本获得令人满意的 3G 解决方案。

1.1.2 TD-SCDMA 系统的特点及关键技术^{[11][16]}

TD-SCDMA 第三代移动通信标准是信息产业部电信科学技术研究院(现大唐移动通信设备有限公司)提出的具有一定特色的第三代移动通信标准。该标准文件由我国无线通信标准组(CWTS)于 1998 年 6 月代表我国提交到 ITU(国际电信联盟)和相关国际标准组织。

TD-SCDMA 标准公开之后,在国际上引起强烈的反响,得到西门子等许多著名公司的重视和支持。1999 年 11 月在芬兰赫尔辛基召开的国际电信联盟会议上,

TD-SCDMA 被列入 ITU 建议 ITU-R M.1457, 成为 ITU 认可的第三代移动通信 RTT 主流技术之一。2000 年 5 月世界无线电行政大会正式接纳 TD-SCDMA 为第三代移动通信国际标准。从而使 TD-SCDMA 与欧洲、日本提出的 WCDMA、美国提出的 CDMA2000 并列为三大主流标准之一。标志着我国在移动通信技术方面进入世界先进行列。图 1.1 表示了 TD-SCDMA 标准的发展历程。

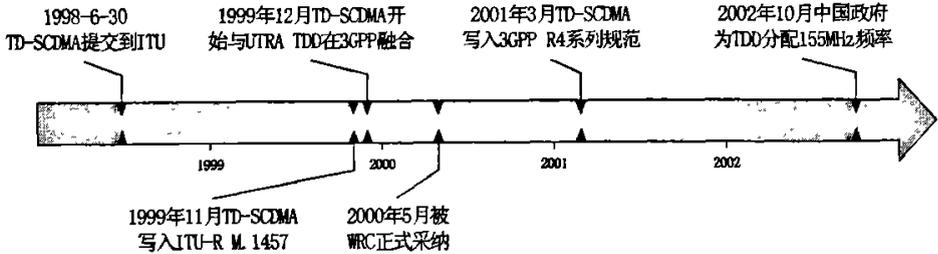


图 1.1 TD-SCDMA 标准发展历程

TD-SCDMA 系统全面满足 IMT-2000 的基本要求。采用不需配对频率的 TDD (时分双工) 工作方式, 以及 FDMA/TDMA/CDMA 相结合的多址接入方式。同时使用 1.28Mcps 的低码片速率, 扩频带宽为 1.6MHz。

图 1.2 表示 TD-SCDMA 的多址方式结构。可以看出, TD-SCDMA 方式采用了 TDMA 技术, 有利于传输非对称数据业务。

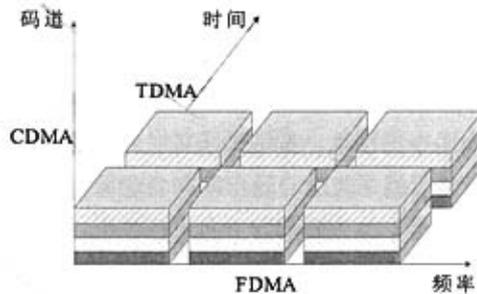


图 1.2 TD-SCDMA 多址方式结构示意图

另外, TD-SCDMA 系统还采用了智能天线、联合检测、同步 CDMA、接力切换及自适应功率控制等诸多先进技术, 所以与其它 3G 系统相比具有较为明显的优势, 主要体现在:

(1) 频谱灵活性和支持蜂窝网的能力

TD-SCDMA 采用 TDD 方式, 仅需要 1.6MHz (单载波) 的最小带宽。因此频率安排灵活, 不需要成对的频率, 可以使用任何零碎的频段, 能较好地解决当

前频率资源紧张的矛盾；若带宽为 5MHz 则支持 3 个载波，在一个地区可组成蜂窝网，支持移动业务。

(2)高频谱利用率

TD-SCDMA 频谱利用率高，抗干扰能力强，系统容量大，适用于人口密集的大、中城市传输对称与非对称业务。尤其适合于移动 Internet 业务（它将是第三代移动通信的主要业务）；

(3)适用于多种使用环境

TD-CDMA 系统全面满足 ITU 的要求，适用于多种环境。

(4)设备成本低

设备成本低，系统性能价格比高。具有我国自主知识产权，在网络规划、系统设计、工程建设以及为国内运营商提供长期技术支持和技术服务等方面带来方便，可大大节省系统建设投资和运营成本。

TD-SCDMA 的关键技术主要集中在基带部分，如智能天线技术、联合检测技术、同步技术、动态信道分配技术、接力切换技术、无线网络技术、功率控制技术、软件无线电技术、信道估计与补偿技术等。这里仅简要介绍其中的几种关键技术。

1)智能天线技术

智能天线(Smart Antenna, SA)利用信号传输的空间特性和数字信号处理技术，通过先进的算法处理，对基站的接收和发射波束进行波束成形和赋形，从而达到降低干扰、增加容量、扩大覆盖、改善通信质量、降低发射功率和提高无线数据传输速率的目的。智能天线通常包括多波束智能天线和自适应智能天线。多波束智能天线采取准动态预多波束切换方式，利用多个不同固定指向的波束覆盖整个用户区，随着用户在小区中的移动，基站选择其中最合适的波束，从而增强接收信号的强度。自适应智能天线采取全自适应阵列自动跟踪方式，通过不同自适应调整各个天线单元的加权值，达到形成若干自适应波束，同时自动跟踪若干个用户的目的，能够对当前的传输环境进行最大可能匹配。在第三代移动通信系统中，TD-SCDMA 是应用智能天线技术的典型范例。TD-SCDMA 系统采用 TDD 方式，使上下射频信道完全对称，可同时解决诸如天线上下行波束赋形、抗多径干扰和抗多址干扰等问题。该系统具有精确定位功能，可实现接力切换，减少信道资源浪费。

2)联合检测技术

联合检测(Joint Detection, JD)技术是在多用户检测(Multi-User Detection, MUD)技术基础上提出的。该技术是减弱或消除多址干扰、多径干扰和远近效应的有效手段，能够简化功率控制，降低功率控制精度，弥补正交扩频码互相关不理想所带来的消极影响，从而改善系统性能、提高系统容量、增大小区覆盖范围。

联合检测技术已被纳入到第三代移动通信系统的关键技术体系中。我国向国际电信联盟(ITU)提交的TD-SCDMA第一次提出以智能天线为核心技术的CDMA通信系统,同时采用联合检测技术,实现了智能天线和联合检测技术的有机结合。将智能天线和联合检测技术结合起来,利用SA的定向接收和分集增益来降低系统干扰和改善信道环境,可提高信道估计性能,并且可以简化检测器结构,大大降低检测算法的复杂性。有关联合检测技术的算法原理将在后续章节中详细介绍。

3)接力切换技术

接力切换的设计思想是利用智能天线和上行同步等技术,在对UE的距离和方位进行定位的基础上,根据UE方位和距离信息作为辅助信息来判断目前UE是否移动到了可进行切换的相邻基站的临近区域。如果UE进入切换区,则RNC通知该基站做好切换的准备,从而达到快速、可靠和高效切换的目的。TD-SCDMA的独特之处是使用了智能天线获得用户终端的方位(DOA),采用同步CDMA技术获得用户终端与基站间的距离。若将这两个信息予以综合,基站就可以确定用户终端的具体位置,从而为接力切换奠定了基础。接力切换不丢失信息、不中断通信,节约了信道资源。在接力切换的过程中,同频小区之间的两个小区的基站都将接收同一个终端的信号,并对其定位,将确定可能切换区域的定位结果向基站控制器报告,完成向目标基站的切换,克服了“软切换”浪费信道资源的缺点。接力切换不仅具有上述的“软切换”功能,而且可以在不同载波频率的TD-SCDMA基站之间使用,甚至能够在TD-SCDMA系统与其它移动通信系统(如GSM, CDMAIS-95等)的基站之间,实现不丢失信息、不中断通信的理想越区切换。在一般情况下,“接力切换”与“软切换”相比较,能够使系统容量增加一倍以上。

4)上行同步技术

同步CDMA或上行同步,是降低多址干扰,简化接收机的一项重要技术。TD-SCDMA系统中,上行链路和下行链路一样都采用正交扩频码。移动台动态地调整发往基站的发射时间,使上行信号主径到达基站时保持同步,保证了上行信号的不相关,降低了码间干扰。这样,系统的容量由于码间干扰的降低大大提高,同时基站接收机的复杂度也大为降低。上行同步技术(synchronization)是TD-SCDMA系统中重要的关键技术之一。它的应用能最大程度地降低干扰,从而提高系统的容量。除了以上介绍的几种关键技术外,在TD-SCDMA系统中使用的关键技术还包括动态信道分配、软件无线电等,这里就不一一介绍了。

1.2 项目来源及研究意义

本文题目为“TD-SCDMA系统联合检测技术及其算法实现的研究”,是为研究联合检测技术在TD-SCDMA系统中的应用而拟定的科研题目。

作为 TD-SCDMA 系统的一个重要组成部分, 联合检测技术在改善系统性能的同时还将对降低无线网络成本起到很大的作用, 这主要体现在以下几个方面。第一, 由于联合检测技术可以降低干扰, 因而提高了系统的容量。特别是对于容量受限的系统来讲, 将减少基站设备的个数, 因而大大降低整个网络的成本。第二, 联合检测技术可以削弱“远近效应”的影响, 从而降低对功控的复杂度。这种复杂度的降低从某种程度上也可以减少对该模块的投入, 从而降低整个网络的成本。总之, 联合检测技术的优越性在于它充分利用了所有和 MA I 相关的先验信息, 通过与其它先进技术如智能天线技术相结合, 达到相辅相成的效果。它不仅提高了频率的利用率, 改善了系统性能, 同时还降低了网络成本, 必将能给运营商带来极佳的经济效益。

1.3 本文主要内容安排

本文主要分为六个章节。

第一章主要阐述了第三代移动通信的发展史, 介绍了目前第三代移动通信的三大主流标准, 重点对 TD-SCDMA 系统的发展、现状以及关键技术做了介绍;

第二章对 TD-SCDMA 系统物理信道结构, 包括帧结构、突发结构、训练序列等做了介绍, 另外还阐述了数据调制和扩频调制的规则;

第三章首先对 TD-SCDMA 上行链路进行数学建模, 给出了数据传输模型以及发送端和接收端的信号模型, 同时也给出了信道估计的数学模型和系统矩阵的构造方法; 其次, 对联合检测技术做了相关介绍, 包括线性联合检测器的结构, 列举了几种线性联合检测算法, 并对几种算法进行了比较分析;

第四章对 TD-SCDMA 系统联合检测的算法进行了仿真, 给出了仿真参数以及仿真流程图;

第五章针对不同信道模型、不同算法、不同用户数等条件下的仿真结果进行比较分析;

第六章对全文进行总结并提出展望。

第二章 TD-SCDMA 系统物理层

2.1 概述

物理层向高层提供数据传输服务, 这些服务的接入是通过传输信道来实现的。为提供数据传输服务, 物理层需要完成以下功能^[16]:

- 传输信道错误检测和上报
- 传输信道的 FEC(forward error correction 前向纠错)编译码
- 传输信道和编码组合传输信道的复用/解复用
- 编码组合传输信道到物理信道的映射
- 物理信道的调制/扩频和解调/解扩
- 频率和时钟(码片、比特、时隙和子帧)同步
- 功率控制
- 物理信道的功率加权和合并
- RF 处理
- 速率匹配
- 无线特性测量, 包括 FER (frame error rate 误帧率)、SIR、干扰功率, 等等
- 上行同步控制
- 上行和下行波束成形(智能天线)
- UE 定位(智能天线)

TD-SCDMA 的多址接入方案是直接序列扩频码分多址(DS-SS-SSMA), 码片速率为 1.28Mcps, 扩频带宽约为 1.6MHz, 采用不需配对频率的 TDD(时分双工)工作方式。它的下行(前向链路)和上行(反向链路)的信息是在同一载频的不同时隙上进行传送的。

在 TD-SCDMA 系统中, 其多址接入方式上除具有 DS-SS-SSMA 特性外, 还具有 TDMA 的特点。因此 TD-SS-SSMA 的接入方式也可以表示为 TDMA/SSMA。

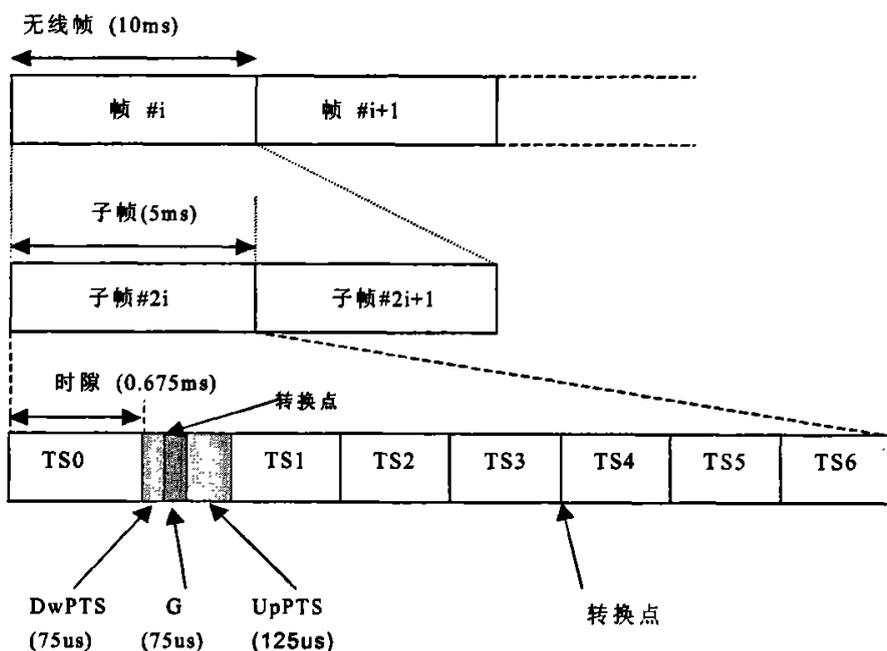
TD-SS-SSMA 的基本物理信道特性由频率、码和时隙决定。其帧结构将 10ms 的无线帧分成 2 个 5ms 子帧, 每个子帧中有 7 个常规时隙和 3 个特殊时隙。

信道的信息速率与符号速率有关, 符号速率由 1.28Mcps 的码速率和扩频因子所决定到上下行的扩频因子在 1 到 16 之间, 因此各自调制符号速率的变化范围为 80.0K 符号/秒~1.28M 符号/秒。

2.2 TD-SCDMA 系统物理信道

2.2.1 物理信道的结构^[16]

TD-SCDMA 的物理信道采用四层结构：系统帧、无线帧、子帧和时隙/码。时隙用于在时域和码域上区分不同用户信号，具有 TDMA 的特性。图 2.1 给出了物理信道的信号格式。



注：时隙#n(n=0,...,6)：第 n 个业务时隙，864 个码片长；DwPTS:下行导频时隙，96 个码片长；UpPTS:上行导频时隙，160 个码片长；GP: 主保护时隙，96 个码片长。

图 2.1 TD-SCDMA 的物理信道信号格式

TDD 模式下的物理信道是将一个突发在所分配的无线帧的特定时间隙发射。无线帧的分配可以是连续的，即每一帧的相应时间隙都分配给物理信道；也可以是不连续的分配，即将部分无线帧中的相应时间隙分配给该物理信道。一个突发由数据部分、训练序列(midamble 码)部分和保护间隔组成。突发的持续时间是一个时隙。

发射机可以同时发射几个突发，在这种情况下，几个突发的数据部分必须使用不同 OVSF 的信道码，但应使用相同的扰码。midamble 码部分必须使用同一个基本 midamble 码，但可使用不同偏移码 (midamble shift)。

突发的数据部分由信道码和扰码共同扩频。信道码是一个 OVSF 码，扩频因子可以取 1, 2, 4, 8 或 16，物理信道的数据速率取决于使用的 OVSF 码所采用的扩频因子。

因此，物理信道是由频率、时隙、信道码和无线帧分配来定义的。小区使用的扰码和基本 midamble 码是广播的，而且可以是不变的。建立一个物理信道的同时，也就给出了它的起始帧号。物理信道的持续时间可以无限长，也可以定义资源分配的持续时间。

2.2.2 子帧结构^[11]

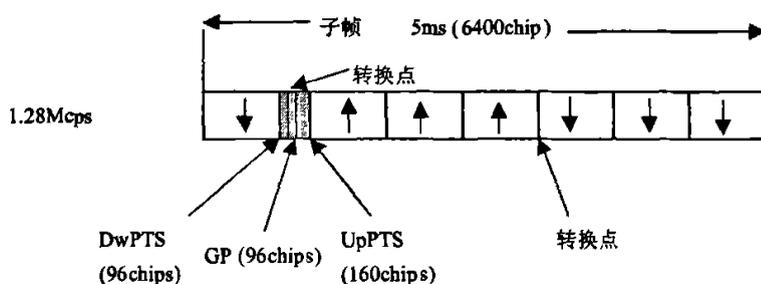


图 2.2 TD-SCDMA 子帧结构

TD-SCDMA 系统帧结构的设计考虑到对智能天线、上行同步等新技术的支持。一个无线帧长为 10ms，分成两个 5ms 子帧。这两个子帧的结构完全相同。

如图 2.2 所示，每一子帧又分成长度为 675 μ s 的 7 个常规时隙和 3 个特殊时隙。这三个特殊时隙分别为 DwPTS(下行导频时隙)、G(保护时隙)和 UpPTS(上行导频时隙)。在 7 个常规时隙中，Ts0 总是分配给下行链路，而 Ts1 总是分配给上行链路。上行时隙和下行时隙之间由转换点分开，在 TD-SCDMA 系统中，每个 5ms 的子帧有两个转换点 (UL 到 DL, 和 DL 到 UL)。通过灵活的配置上下行时隙的个数，使 TD-SCDMA 适用于上下行对称及非对称的业务模式。图 2.3 分别给出了对称分配和不对称分配的例子。

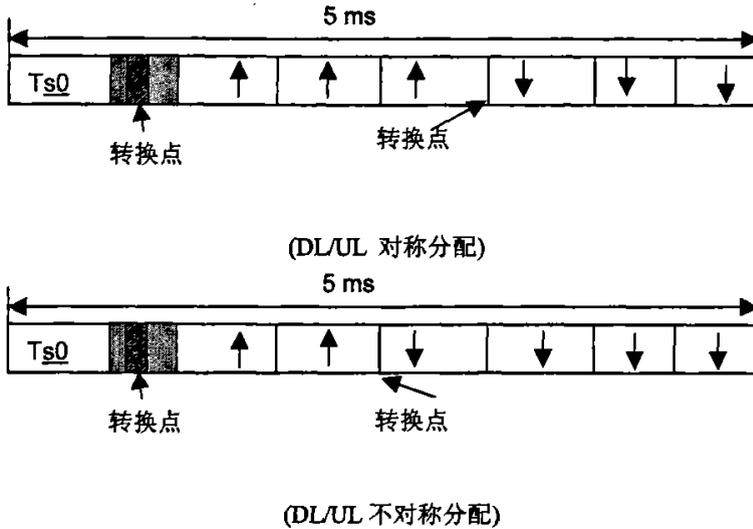


图 2.3 TD-SCDMA 帧结构示意图

下行导频时隙(DwPTS): 每个子帧中的 DwPTS 是作为下行导频和同步而设计的。该时隙是由长为 64chips 的 SYNC_DL 序列和 32chips 的保护间隔组成, 其结构如图 2.4 所示。

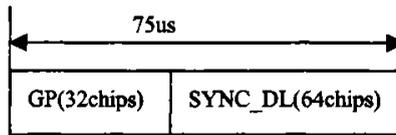


图 2.4 DwPTS 的突发结构

SYNC_DL 是一组 PN 码, 用于区分相邻小区, 系统中定义了 32 个码组, 每组对应一个 SYNC-DL 序列, SYNC-DL PN 码集在蜂窝网络中可以复用。有关码组的内容在后文介绍。DwPTS 的发射, 要满足覆盖整个区域的要求, 因此不采用智能天线赋形。将 DwPTS 放在单独的时隙, 一个是便于下行同步的迅速获取, 再者, 也可以减小对其他下行信号的干扰。

上行导频时隙(UpPTS): 每个子帧中的 UpPTS 是为建立上行同步而设计的, 当 UE 处于空中登记和随机接入状态时, 它将首先发射 UpPTS, 当得到网络的应答后, 发送 RACH。这个时隙由长为 128chips 的 SYNC_UL 序列和 32chips 的保护间隔组成, 其结构如图 2.5 所示。

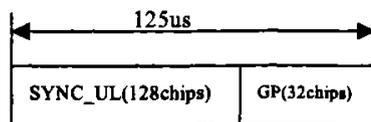


图 2.5 UpPTS 的突发结构

SYNC_UL 是一组 PN 码, 用于在接入过程中区分不同的 UE。

保护时隙(GP),: 即在 Node B 侧, 由发射向接收转换的保护间隔, 时长为 75us(96chips), 可用于确定基本的小区覆盖半径为 11 公里。同时, 较大的保护时隙, 可以防止上下行信号互相之间干扰, 还可以允许终端在发出上行同步信号时进行一些时间提前。

2.2.3 突发结构^[11]

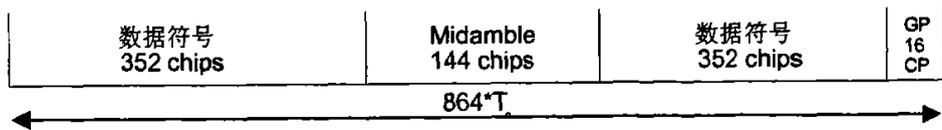


图 2.6 突发结构(GP 表示保护间隔, CP 表示码片长度)

TD-SCDMA 采用的突发格式如图 2.6 所示, 每个部分具体内容如表 2.1 所示。突发由两个长度分别为 352chips 的数据块、一个长为 144chips 的 midamble 和一个长为 16chips 的保护间隔组成。数据块的总长度为 704chips, 所包含的符号数与扩频因子有关, 对应关系如表 2.2 所示。

突发的数据部分由信道码和扰码共同扩频。即将每一个数据符号转换成一些码片, 因而增加了信号带宽, 一个符号包含的码片数称为扩频因子(SF)。扩频因子可取 1, 2, 4, 8, 16。

表 2.1 突发各个部分的内容

码片号 (CN)	区域长度 (chip 数目)	区域长度 (符号数目)	区域长度 (μ s)	区域内容
0-351	352	参见表 2-2.	275	数据
352-495	144	9	112.5	Midamble
496-847	352	参见表 2-2.	275	数据
848-863	16	1	12.5	保护间隔

表 2.2. 突发中每个数据块包含的符号数

扩频因子 (Q)	每个数据块符号数(N)
1	352
2	176
4	88
8	44
16	22

在 TD-SCDMA 系统中的突发结构提供了传送 L1 控制信令的可能。这里提到的 L1 控制信令包括传输格式合成指示 (TFCI), TPC, SS。L1 控制信令在相应物理信道的数据部分发送, 即 L1 控制信令和数据比特具有相同的扩频操作。L1 控制信令的位置如图所示。

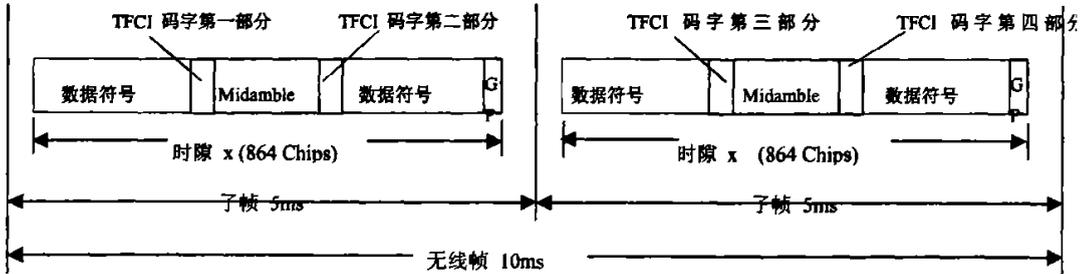


图 2.7 不发送 SS(同步偏移)和 TPC(发射功率控制)时的 TFCI 的位置

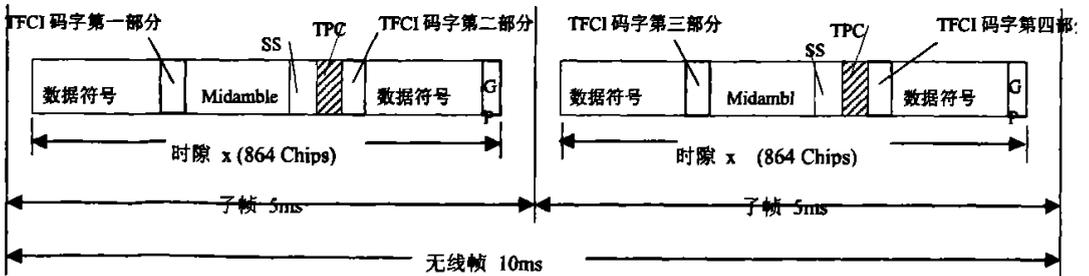


图 2.8 发送 SS(同步偏移)和 TPC(发射功率控制)时的 TFCI 的位置

对于每个用户, TFCI 信息将在每 10ms 无线帧里发送一次。编码后的 TFCI 符号在子帧内和数据块内都是均匀分布的。TFCI 的发送是由高层信令配置的。

对于每个用户, TPC 信息在每 5ms 子帧里发送一次, 这使得 TD-SCDMA 系统可以进行快速功率控制。

对于每个用户, SS 信息在每 5ms 子帧里发送一次, SS 用于命令终端每 M 帧进行一次时序调整, 调整步长为 $(k/8)T_c$, 其中 T_c 为码片周期, M 值和 k 值由网

络设置，并在小区中进行广播。上行突发中没有 SS 信息，但是 SS 位置予以保留，以备将来使用。

2.2.4 训练序列^[16]

突发结构中的训练序列（midamble 码），用于进行信道估计、测量，如上行同步的保持以及功率测量等。在同一小区内，同一时隙内的不同用户所采用的 midamble 码由一个基本的 midamble 码经循环移位后而产生。

TD-SCDMA 系统中，基本 midamble 码长度为 128chips，个数为 128 个，分成 32 组，每组 4 个。midamble 的生成过程如下：

对一特定的基本 midamble 码，其二进制形式可以表示为一向量 \mathbf{m}_p ：

$$\mathbf{m}_p = (m_1, m_2, \dots, m_p) \quad \text{式(2-1)}$$

向量 \mathbf{m}_p 的长度为 128，即 $P=128$ 。因为采用了 QPSK 调制方式，训练序列要变换成复数形式，表示为向量 $\underline{\mathbf{m}}_p$ ：

$$\underline{\mathbf{m}}_p = (\underline{m}_1, \underline{m}_2, \dots, \underline{m}_p) \quad \text{式(2-2)}$$

向量 $\underline{\mathbf{m}}_p$ 的元素 \underline{m}_i 根据公式(4-3)由向量 \mathbf{m}_p 的元素 m_i 计算得到：

$$\underline{m}_i = (j)^i \cdot m_i \quad \text{for all } i = 1, \dots, P \quad \text{式(2-3)}$$

可见，根据上述公式，复数形式的基本 midamble 码的元素 \underline{m}_i 是实、虚相间的。

为得到所需要的训练序列，向量 $\underline{\mathbf{m}}_p$ 周期扩展到：

$$i_{\max} = L_m + (K-1)W \quad \text{式(2-4)}$$

在公式 (4-4)中， $L_m=144$ ，相应的 K, W 可以取为

$$K=2, 4, 6, 8, 10, 12, 14, 16,$$

$$W = \left\lfloor \frac{P}{K} \right\rfloor, P=128$$

注： $\lfloor x \rfloor$ 表示小于等于 x 的最大整数。

所以可以得到一新的向量 $\underline{\mathbf{m}}$ ：

$$\underline{\mathbf{m}} = (\underline{m}_1, \underline{m}_2, \dots, \underline{m}_{i_{\max}}) = (\underline{m}_1, \underline{m}_2, \dots, \underline{m}_{L_m+(K-1)W}) \quad \text{式(2-5)}$$

向量 \underline{m} 的前 P 个元素与向量 \underline{m}_p 相同, 其余的元素按下式重复:

$$\underline{m}_i = \underline{m}_{i-p} \text{ for the subset } i = (P+1), \dots, i_{\max} \quad \text{式(2-6)}$$

对于用户 k , 其训练序列 $\underline{m}^{(k)}$ 序列长 L_m , 可以根据向量 \underline{m} 得到, 可以表示为用户特定的向量:

$$\underline{m}^{(k)} = (\underline{m}_1^{(k)}, \underline{m}_2^{(k)}, \dots, \underline{m}_{L_m}^{(k)}) \quad \text{式(2-7)}$$

用户 k ($k = 1, \dots, K$) 的 L_m 个向量元素 $\underline{m}_i^{(k)}$ 根据下式生成: :

$$\underline{m}_i^{(k)} = \underline{m}_{i+(K-k)W} \text{ with } i = 1, \dots, L_m \text{ and } k = 1, \dots, K \quad \text{式(2-8)}$$

根据公式 (2-7) 和 (2-8) 生成的 midamble 序列是复值, 它不再经过扩频和加扰的处理。

2.3 TD-SCDMA 系统扩频与调制^[16]

2.3.1 数据调制

在 TD-SCDMA 系统中采用的数据调制技术是 QPSK, 对于 2M bit/s 的业务, 将使用 8PSK 调制方式。

在讲符号映射前, 先介绍一下符号速率 $F_s^{(k)}$ 的定义, 符号速率与使用的扩频因子和码片速率相关, 根据扩频的定义, 符号的持续时间

$$T_s^{(k)} = Q_k \times T_c \quad \text{式(2-9)}$$

其中 $T_c = \frac{1}{f_{\text{chip}}} = 0.78125 \mu\text{s}$, 为码片速率的倒数, Q_k 为扩频因子

则符号速率 $F_s^{(k)} = 1/T_s^{(k)} = f_{\text{chip}} / Q_k$ 。

如前所述, 每个突发中有两个数据块的部分, 用来承载数据, 即:

$$\underline{d}^{(k,i)} = (\underline{d}_1^{(k,i)}, \underline{d}_2^{(k,i)}, \dots, \underline{d}_{N_k}^{(k,i)})^T \quad i = 1, 2; k = 1, \dots, K \quad \text{式(2-10)}$$

其中 N_k 为第 k 个用户每个数据块包含的符号数, 其值与扩频因子 Q_k 有关。

数据块 $\underline{d}^{(k,1)}$ 在 midamble 之前发送, $\underline{d}^{(k,2)}$ 在 midamble 之后发送。 N_k 个数据符号

中的每一个 $\underline{d}_n^{(k,i)}$ 的持续时间为 $T_s^{(k)} = Q_k T_c$ 。

对 QPSK, 从两个经过编码和交织后的数据比特中产生数据符号 $\underline{d}_n^{(k,i)}$:

$$b_{l,n}^{(k,i)} \in \{0,1\} \quad l=1,2; k=1,\dots,K; n=1,\dots,N_k; i=1,2$$

然后根据相应的的映射关系映射到复数符号。

对 8PSK 的情况, 三个连续的比特位映射为一个复值数据符号。每一个用户突发都有两个数据部分, 定义的数据块为:

$$\underline{\mathbf{d}}^{(k,i)} = (\underline{d}_1^{(k,i)}, \underline{d}_2^{(k,i)}, \dots, \underline{d}_{N_k}^{(k,i)})^T \quad i=1,2; k=1,\dots,K. \quad \text{式(2-11)}$$

N_k 是用户 k 的每个数据域的符号数。它与扩频因子 Q_k 有关。

数据块 $\underline{\mathbf{d}}^{(k,1)}$ 和 $\underline{\mathbf{d}}^{(k,2)}$ 在 midamble 的前后发送。上式中的每一个 N_k 数据符号 $\underline{d}_n^{(k,i)}$; $i=1, 2; k=1,\dots,K; n=1,\dots,N_k$; 都按已经给出的符号 $T_s^{(k)} = Q_k T_c$ 。

采用的数据调制是 8PSK, 这样数据符号 $\underline{d}_n^{(k,i)}$ 将由三个连续物理信道映射后的输出数据比特组成。

2.3.2 脉冲成型滤波器

当矩形脉冲通过带限信道时, 脉冲会在时间上延伸, 每个符号的脉冲将延伸到相邻符号的时间间隔内, 这会导致码间串扰。移动通信系统要求占用带宽小, 以提高频谱利用率, 同时减少调制带宽而抑制带外辐射, 这样移动通信信道是典型的带限信道。脉冲成型技术是达到上述目标的有效方法。

在发射端, 每一个码片都要经过成型滤波器成型, 脉冲成型滤波器的冲激响应 $RC_0(t)$ 为根升余弦, 在接收端也必须有一个相同的根升余弦滤波器。滤波器的冲激响应 $RC_0(t)$ (发送端和接收端相同) 定义如下:

$$RC_0(t) = \frac{\sin \left[\pi \frac{t}{T_c} (t - \alpha) \right] + 4\alpha \frac{t}{T_c} \cos \left[\pi \frac{t}{T_c} (t - \alpha) \right]}{\pi \frac{t}{T_c} \left[1 - \left(4\alpha \frac{t}{T_c} \right)^2 \right]} \quad \text{式(2-12)}$$

其中, 滚降系数 $\alpha = 0.22$ 。码片周期 $T_c = 0.78125 \mu\text{s}$; 码片速率 = 1.28 Mc/s。

2.3.3 扩频调制

因为 TD-SCDMA 与其它 3G 标准一样,均采用宽带 CDMA 的多址接入技术,所以扩频是其物理层很重要的一个步骤。扩频操作位于调制之后和脉冲成型之前。扩频调制主要分为扩频和加扰 (Scrambling) 两步。首先用扩频码对数据信号扩频,其扩频系数在 1 至 16 之间。第二步操作是加扰码,将扰码加到扩频后的信号中。

● 扩频码

TD-SCDMA 所采用的扩频码是一种正交可变扩频因子 (OVSF) 码,这可以保证在同一个时隙上不同扩频因子的扩频码是正交的。扩频码的作用是用来区分同一时隙中的不同用户。

OVSF 码的定义以采用码树的方式来定义,如图 2.9^[16]所示。

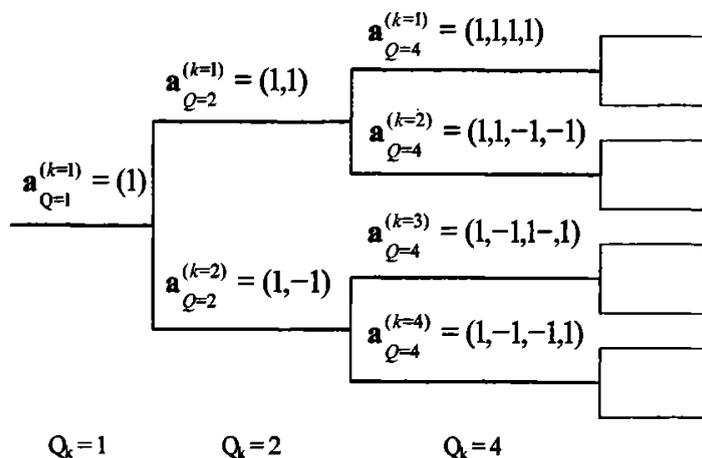


图 2.9 正交可变扩频因子(OVSF)码码树

从这个码树的定义可以看出,码树的每一级都定义了扩频因子为 Q_k 的码。码的使用有一个要求,就是当一个码已经在时隙中采用,则其父系上的码和下一级码树路径上的码就不能在同一时隙中使用。这也就意味着一个时隙可使用的码的数目是不固定的,而是与每个物理信道的数据速率和扩频因子有关。TD-SCDMA 系统中可用的扩频因子范围为 1~16。

为了降低多码传输时的峰均值比,对于每一个信道化码,都有一个相关的相位系数 $w_{Q_t}^{(k)}$ 。表 2.3 给出了每一个信道化码对应的系数值。

表 2.3 每个信道化码所对应的系数值

k	$w_{Q=1}^{(k)}$	$w_{Q=2}^{(k)}$	$w_{Q=4}^{(k)}$	$w_{Q=8}^{(k)}$	$w_{Q=16}^{(k)}$
1	1	1	-j	1	-1
2		+j	1	+j	-j
3			+j	+j	1
4			-1	-1	1
5				-j	+j
6				-1	-1
7				-j	-1
8				1	1
9					-j
10					+j
11					1
12					+j
13					-j
14					-j
15					+j
16					-1

● 扰码

数据经过长度为 Q_k 的实值序列即信道化码 $c^{(k)}$ 扩频后，还要由一个小区特定的复值序列即扰码 $\mathbf{v} = (v_1, v_2, \dots, v_{16})$ 进行加扰。扰码的长度为 16，该序列的元素取值于复数集：
$$\mathbf{v}_v = \{1, j, -1, -j\} \quad \text{式(2-13)}$$

其中， j 虚数单位。

复值序列 \mathbf{v} 根据下列公式由长度为 16 的二进制扰码序列 $\mathbf{v} = (v_1, v_2, \dots, v_{16})$ 生成，扰码 \mathbf{v} 的元素是虚实交替的，即：

$$\underline{v}_i = (j)^i \cdot v_i \quad v_i \in \{1, -1\} \quad i=1, \dots, 16 \quad \text{式(2-14)}$$

加扰前可以通过级联 Q_{MAX}/Q_k 个扩频数据而实现长度匹配。

第三章 TD-SCDMA 系统联合检测技术

3.1 TD-SCDMA 系统信号传输模型

3.1.1 TD-SCDMA 系统离散时间数学模型

对一个离散输入输出的 CDMA 系统, 设系统共有 K 个用户接入, 当系统采用线性调制时, 某个用户所发送的信号可表示为:

$$\begin{aligned} s^{(k)}(t) &= \sum_{n=1}^N d_n^{(k)} \cdot \sum_{q=1}^Q c_q^{(k)} \cdot g_c \left\{ t - [(n-1)Q + q]T_c \right\} \\ &= \sum_{v=1}^{NQ} s_v^{(k)} \cdot g_c(t - vT_c) \end{aligned} \quad \text{式(3-1)}$$

式中, $v=(n-1)Q+q$, 当 $v<1$ 和 $v>NQ$ 时, $s_v^{(k)}=0$; $d_n^{(k)}$ 表示用户发送的数据符号, N 为用户发送的符号数目, Q 为扩频系数, T_c 为码片持续时间 ($T_c=781.3\text{ns}$), $g_c(\tau)$ 为发送端码片冲激响应, $c_q^{(k)}$ 为第 k 个用户的扩频码片值。设接收端等效信道滤波器冲激响应为 $g_r(\tau)$, $h^{(k)}(\tau, t)$ 为空中信道特性的冲激响应。考虑到用户一个数据符号持续时间较短, 可近似将时变信道的冲激响应 $h^{(k)}(\tau, t)$ 在一个数据符号持续时间内看成是恒定的, 即可以用 $h^{(k)}(\tau)$ 代替 $h^{(k)}(\tau, t)$ 。基于这一可假设的特性, 定义等效信道冲激响应如下^[10]:

$$h_{equ}^{(k)}(\tau) = g_c(\tau) * h^{(k)}(\tau) * g_r(\tau) \quad \text{式(3-2)}$$

将式 (3.2) 代入式 (3.1), 则各用户在接收端的等效信号表达式为:

$$e_{equ}(t) = \sum_{v=1}^{NQ} s_v^{(k)} \cdot h_{equ}^{(k)}(t - vT_c) \quad \text{式(3-3)}$$

如果将实际的 CDMA 系统看成是一个时间受限的因果系统, 则对 $h^{(k)}(\tau)$ 在 $(w-1)T_c$ 时刻处抽样时, 可得到有限个非零样值

$$h_w = h_{equ}((w-1)T_c), w = 1, 2, \dots, W \quad \text{式(3-4)}$$

式中 W 为 $h_{eq}(\tau)$ 有效窗长, 它表征了 CDMA 移动通信系统的信道多经时延扩展特性。

根据抽样定理^[13], 如果 $h_{eq}(\tau)$ 的带宽不大于抽样频率 $1/T_c$, 则 $h_{eq}(\tau)$ 可完全由 h_w 恢复出来。根据式 (3-3) 和 (3-4) 并利用卷积互易定理^{[3][17]}, 对于单个用户 k 来说, 其接收信号的样点值可由式 (3-5) 给出:

$$e_i^{(k)} = \sum_{v=1}^{NQ} s_v^{(k)} \cdot h_{i-v+1}^{(k)} = \sum_{w=1}^W s_{i-w+1}^{(k)} \cdot h_w^{(k)} \quad \text{式 (3-5)}$$

式中, 当 $w < 1$ 和 $w > W$ 时, $h_w^{(k)} = 0$; 则由式 (3-5) 得到 CDMA 系统离散时间传播的数学模型:

$$e_i = \begin{cases} \sum_{k=1}^K e_i^{(k)} + \{n_i\}, & 1 < i < NQ + W - 1 \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad \text{式 (3-6)}$$

3.1.2 TD-SCDMA 系统数学模型矩阵表示

下面推导式 (3-6) 的矩阵和向量表达式。根据式 (3-1) 和式 (3-5) 并利用卷积互易定理^{[3][17]}有:

$$\begin{aligned} e_i^{(k)} &= \sum_{n=1}^N d_n^{(k)} \sum_{q=1}^Q c_q^{(k)} \cdot h_{i-(n-1)Q-q+1}^{(k)} \\ &= \sum_{n=1}^N d_n^{(k)} \sum_{w=1}^W c_{i-(n-1)Q-w+1}^{(k)} \cdot h_w^{(k)} \end{aligned} \quad \text{式 (3-7)}$$

令 $l = i - (n-1)Q$, 将式 (3-7) 中第二个求和号用统一符号 $b_l^{(k)}$ 表示, 则有:

$$b_l^{(k)} = \sum_{q=1}^Q c_q^{(k)} \cdot h_{l-q+1}^{(k)} = \sum_{w=1}^W c_{l-w+1}^{(k)} \cdot h_w^{(k)} \quad \text{式 (3-8)}$$

在式 (3-8) 中, 当 $l < 1$ 和 $l > Q + W - 1$ 时, $b_l^{(k)} = 0$ 。将式 (3-8) 代入到式 (3-7):

$$e_i^{(k)} = \begin{cases} \sum_{n=1}^N d_n^{(k)} \cdot b_{i-(n-1)Q}^{(k)} + \{n_i\}, & 1 < i < NQ + W - 1 \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad \text{式 (3-9)}$$

对于式 (3-9), 定义如下的矩阵 $\underline{C}^{(k)}$ 和向量 $\underline{H}^{(k)}$

$$\underline{C}^{(k)} = (C_{(l,w)}^{(k)}) \in C^{(Q+W-1) \times W}, l=1,2,\dots,Q+W-1, w=1,2,\dots,W \quad \text{式(3-10)}$$

$$C_{(l,w)}^{(k)} = \begin{cases} C_{l-w+1}^{(k)}, 1 \leq l-w+1 \leq Q \\ 0, \text{其他} \end{cases} \quad \text{式(3-11)}$$

$$\underline{H}^{(k)} = (h_1^{(k)}, h_2^{(k)}, \dots, h_w^{(k)})^T \in C^{W \times 1} \quad \text{式(3-12)}$$

则由式 (3-8)、(3-9)、(3-12) 得到第 k 个用户的等效合并信道冲激响应向量 $\underline{b}^{(k)}$:

$$\underline{b}^{(k)} = \underline{C}^{(k)} \cdot \underline{H}^{(k)} = (b_1^{(k)}, b_2^{(k)}, \dots, b_{Q+W-1}^{(k)})^T \in C^{(Q+W-1) \times 1} \quad \text{式(3-13)}$$

对于式 (3-11) 的矩阵经过 (3-12) 限制后的矩阵变化如下:

$$\begin{bmatrix} C_{1,1}^{(k)} & C_{1,2}^{(k)} & \dots & C_{1,W}^{(k)} \\ C_{2,1}^{(k)} & C_{2,2}^{(k)} & \dots & C_{2,W}^{(k)} \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ C_{Q,1}^{(k)} & C_{Q,2}^{(k)} & \dots & C_{Q,W}^{(k)} \\ C_{Q+1,1}^{(k)} & C_{Q+1,2}^{(k)} & \dots & C_{Q+1,W}^{(k)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ C_{Q+W-1,1}^{(k)} & C_{Q+W-1,2}^{(k)} & \dots & C_{Q+W-1,W}^{(k)} \end{bmatrix} \longrightarrow \begin{bmatrix} c_1^{(k)} & 0 & \dots & 0 \\ c_2^{(k)} & c_1^{(k)} & \dots & 0 \\ \vdots & c_2^{(k)} & \vdots & \vdots \\ c_Q^{(k)} & \vdots & \dots & 0 \\ 0 & c_Q^{(k)} & \dots & c_1^{(k)} \\ \vdots & 0 & \ddots & c_2^{(k)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & c_Q^{(k)} \end{bmatrix} \quad \text{式(3-14)}$$

将式 (3-14) 的矩阵代入 (3-13) 中得:

$$\underline{b}^{(k)} = \begin{bmatrix} c_1^{(k)} & 0 & \dots & 0 \\ c_2^{(k)} & c_1^{(k)} & \dots & 0 \\ \vdots & c_2^{(k)} & \vdots & \vdots \\ c_Q^{(k)} & \vdots & \dots & 0 \\ 0 & c_Q^{(k)} & \dots & c_1^{(k)} \\ \vdots & 0 & \ddots & c_2^{(k)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & c_Q^{(k)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_1^{(k)} \\ h_2^{(k)} \\ \vdots \\ h_w^{(k)} \end{bmatrix}$$

$$= \begin{bmatrix} c_1 h_1 \\ c_2 h_1 + c_1 h_2 \\ c_3 h_1 + c_2 h_2 + c_1 h_3 \\ \vdots \\ c_Q h_1 + c_{Q-1} h_2 + \cdots + c_{Q+W-1} h_W + \cdots + c_Q h_W \end{bmatrix} \quad \text{式(3-15)}$$

由式 (3-15) 可以验证我们用式 (3-10) 和 (3-11) 定义扩频码和信道冲激响应卷积得到的合并信道冲激响应向量 $\underline{b}^{(k)}$ 的正确性。

对于式 (3-9), 定义如下矩阵 $\underline{A}^{(k)}$ 和向量 $\underline{d}^{(k)}$

$$\underline{A}^{(k)} = (A_{i,n}^{(k)}) \in C^{(NQ+W-1) \times N}, i=1,2,\dots,NQ+W-1, n=1,2,\dots,N \quad \text{式(3-16)}$$

$$A_{i,n}^{(k)} = \begin{cases} b_{i-(n-1)Q}^{(k)}, 1 \leq i-(n-1)Q \leq Q+W-1 \\ 0, \text{其他} \end{cases} \quad \text{式(3-17)}$$

$$\underline{d}^{(k)} = (d_1^{(k)}, d_2^{(k)}, \dots, d_N^{(k)})^T \in C^{N \times 1} \quad \text{式(3-18)}$$

则由式 (3-9)、(3-16)、(3-17)、(3-18) 得到基站接收用户 k 的信号向量 $\underline{e}_i^{(k)}$:

$$\underline{e}_i^{(k)} = \underline{A}^{(k)} \cdot \underline{d}^{(k)} = (e_1^{(k)}, e_2^{(k)}, \dots, e_{NQ+W-1}^{(k)})^T \in C^{(NQ+W-1) \times 1} \quad \text{式(3-19)}$$

对公式 (3-16)、(3-17) 进一步详细描述如下:

$$\underline{A}^{(k)} = \begin{bmatrix} b_1^{(k)} & b_{1-Q}^{(k)} & b_{1-2Q}^{(k)} & \cdots & b_{1-(N-1)Q}^{(k)} \\ b_2^{(k)} & b_{2-Q}^{(k)} & b_{2-2Q}^{(k)} & \cdots & b_{2-(N-1)Q}^{(k)} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ b_Q^{(k)} & b_0^{(k)} & \cdots & \cdots & \vdots \\ \vdots & b_1^{(k)} & \cdots & \cdots & \vdots \\ b_{Q+W-1}^{(k)} & \vdots & \cdots & \cdots & \vdots \\ \vdots & b_{Q+W-1}^{(k)} & \cdots & \cdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \cdots & \cdots & \vdots \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & b_{Q+W-1}^{(k)} \end{bmatrix}$$

$$= \begin{bmatrix} b_1^{(k)} & 0 & 0 & \dots & 0 \\ b_2^{(k)} & \vdots & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \dots & \dots & \vdots \\ b_Q^{(k)} & 0 & \dots & \dots & \vdots \\ \vdots & b_1^{(k)} & \dots & \dots & \vdots \\ b_{Q+W-1}^{(k)} & \vdots & \dots & \dots & 0 \\ \vdots & b_{Q+W-1}^{(k)} & \dots & \dots & b_1^{(k)} \\ \vdots & \vdots & \dots & \dots & \vdots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & b_{Q+W-1}^{(k)} \end{bmatrix} \quad \text{式(3-20)}$$

对式 (3-20) 的矩阵进一步用图 3.1 表示, 图 3.1 为单天线单用户下的系统矩阵, 由前面推导可知图 3.1 中每列的深色部分 $\underline{b}^{(k)}$ 都是相同的, 都有 $Q+W-1$ 个元素组成, 其它元素都为 0。深色部分 $\underline{b}^{(k)}$ 的元素即是由式 (3-17) 的每一项所组成。当信道冲激响应矢量的径数多于一条时, 图 3.1 相邻两个符号的重叠部分即为符号间的干扰部分。

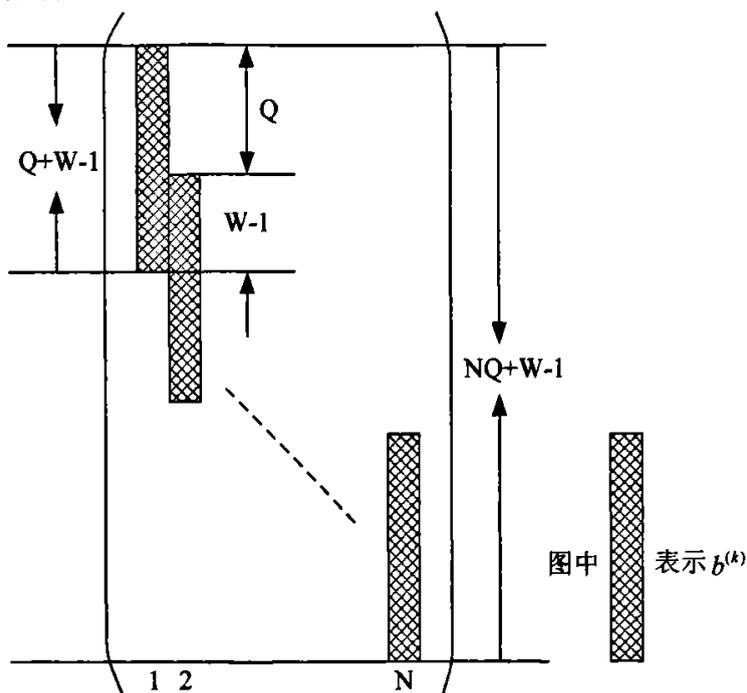


图 3.1 单天线单用户系统矩阵 $\underline{A}^{(k)}$ 的结构

对于多个用户时，由于 TD-SCDMA 系统是一个时分方式下的码分系统，我们很可以把 \underline{A} 矩阵变成图 3.2 的形式：

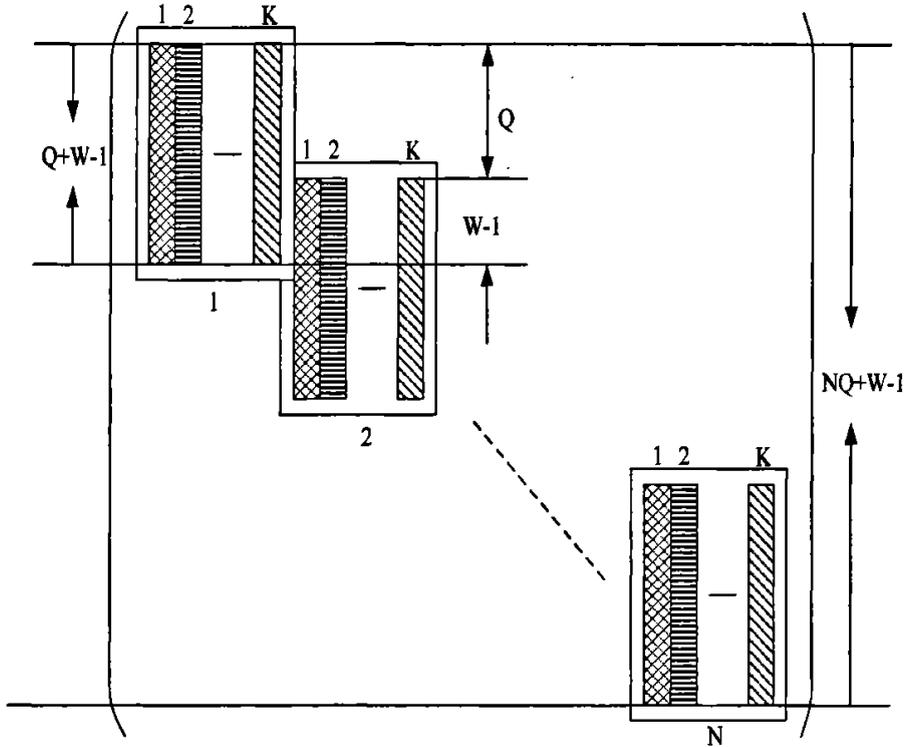


图 3.2 单天线 K 用户系统矩阵结构

这样整个 \underline{A} 矩阵是一个沿主对角线的带状稀疏矩阵，矩阵沿主对角线的 N 个子块我们定义为 \underline{B} 完全相同，其余元素都为 0。

再根据式 (3-6)、(3-19)，得到基站单天线接收的总信号为：

$$\underline{e} = (e_1, e_2, \dots, e_{NQ+W-1})^T = \sum_{k=1}^K \underline{e}_i^{(k)} + \underline{n} \in C^{(NQ+W-1) \times 1} \quad \text{式 (3-21)}$$

$$\text{令 } \underline{A} = (\underline{A}^{(1)}, \underline{A}^{(2)}, \dots, \underline{A}^{(K)}) \in C^{(NQ+W-1) \times NK},$$

$$\underline{d} = (\underline{d}^{(1)T}, \underline{d}^{(2)T}, \dots, \underline{d}^{(K)T})^T \in C^{NK \times 1} \quad \text{式 (3-22)}$$

则有：

$$\underline{e} = \underline{A} \cdot \underline{d} + \underline{n} \quad \text{式 (3-23)}$$

根据矩阵分块定理将式 (3-23) 展开:

$$\underline{e} = \underline{A} \cdot \underline{d} + \underline{n} = \begin{bmatrix} \underline{A}^{(1)} \cdot \underline{d}^{(1)} \\ \underline{A}^{(2)} \cdot \underline{d}^{(2)} \\ \vdots \\ \underline{A}^{(K)} \cdot \underline{d}^{(K)} \end{bmatrix} + \underline{n} \quad \text{式 (3-24)}$$

式 (3-24) 中, $\underline{n} = (n_1, n_2, \dots, n_{N_Q+W-1})^T \in C^{(N_Q+W-1) \times 1}$ 为噪声向量, \underline{A} 为系统矩阵, 式 (3-24) 就是 TD-SCDMA 系统单天线多用户多址接入的矩阵-矢量表达式。其物理意义是用户 k 的数据矢量 $\underline{d}^{(k)}$ 通过合并信道冲激响应为 $\underline{b}^{(k)}$ 的信道传播, 到达接收机后与其它 $K-1$ 个用户的信号叠加, 然后加上噪声矢量 \underline{n} , 就组成了基站接收机接收到的总信号矢量 \underline{e} 。

若系统矩阵 \underline{A} 为图 3.2 中的结构形式, 由矩阵线性变换理论^[3]可得, 输入数据符号 \underline{d} 的格式相应变换为:

$$\underline{d} = \text{vec} \left\{ \begin{bmatrix} \underline{d}^{(1)T} \\ \underline{d}^{(2)T} \\ \vdots \\ \underline{d}^{(K)T} \end{bmatrix} \right\} = \text{vec} \left\{ \begin{bmatrix} \underline{d}_1^{(1)} & \underline{d}_2^{(1)} & \dots & \underline{d}_N^{(1)} \\ \underline{d}_1^{(2)} & \underline{d}_2^{(2)} & \dots & \underline{d}_N^{(2)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \underline{d}_1^{(K)} & \underline{d}_2^{(K)} & \dots & \underline{d}_N^{(K)} \end{bmatrix} \right\} = \begin{bmatrix} \underline{d}_1 \\ \underline{d}_2 \\ \vdots \\ \underline{d}_N \end{bmatrix} \in C^{NK} \quad \text{式 (3-25)}$$

其中符号 $\text{vec}\{\}$ 表示把一个矩阵变换为一个列矢量, 就是把矩阵里面的元素按列顺序读取排列成一列。

3.1.3 发送端信号模型

移动终端发送的二进制数据信号经过编码和交织、扩频和调制再与训练序列进行时分复用成帧后, 经射频器件和天线发射进入无线传播信道。用户基带调制、扩频加扰的信号发射模型如图 3.3 所示:

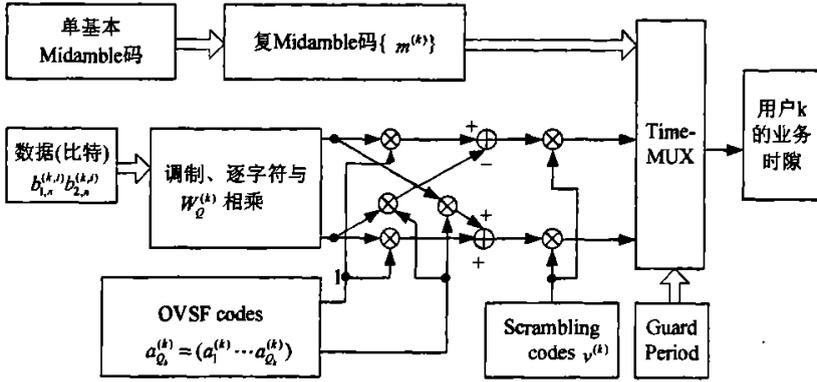


图 3.3 TD-SCDMA 上行单用户基带调制扩频信号模型

TD-SCDMA 系统数据码元域内传输的用户数据字符数依赖于每个用户在指定时隙内可使用的扩频因子, 对应不同扩频因子 $\{1, 2, 4, 8, 16\}$ 的字符数分别为 $\{352, 176, 88, 44, 22\}$ 。

假设单小区内存在激活用户 K 个, 设第 k 个移动终端的数据经交织和编码后形成二进制数据比特流 $b^{(k)}$, 经过 QPSK/8PSK 调制后, 得到复数据字符。每个突发包含的两部分数据块可表示为两个矢量:

$$\begin{aligned} \underline{d}^{(k,1)} &= (\underline{d}_1^{(k,1)}, \underline{d}_2^{(k,1)}, \dots, \underline{d}_{N_k}^{(k,1)})^T \\ \underline{d}^{(k,2)} &= (\underline{d}_1^{(k,2)}, \underline{d}_2^{(k,2)}, \dots, \underline{d}_{N_k}^{(k,2)})^T, k = 1, \dots, K \end{aligned} \quad \text{式(3-26)}$$

其中, N_k 为第 k 个用户的一个突发内两个数据域内包含的数据字符数目。

$\underline{d}^{(k,1)}$ 和 $\underline{d}^{(k,2)}$ 与扩频码和扰码相乘后, 得到如下表示的两个基带调制信号:

$$d^{(k,1)}(t) = \sum_{n=1}^{N_k} \underline{d}_n^{(k,1)} \sum_{q=1}^{Q_k} s_{(n-1)Q_k+q}^{(k)} \psi(l-(q-1)T_c - (n-1)Q_k T_c) \quad \text{式(3-27)}$$

$$d^{(k,2)}(t) = \sum_{n=1}^{N_k} \underline{d}_n^{(k,2)} \sum_{q=1}^{Q_k} s_{(n-1)Q_k+q}^{(k)} \psi(l-(q-1)T_c - (n-1)Q_k T_c - N_k Q_k T_c - L_m T_c) \quad \text{式(3-28)}$$

其中, Q_k 表示第 k 个用户的扩频因子, L_m 表示突发内的训练序列码片数目, T_c 为码片周期, $\psi(t)$ 为脉冲成型滤波函数。 $s^{(k)}$ 由扩频码和扰码组合而成, 表示如下:

$$\underline{s}^{(k)} = (\underline{s}_p^{(k)}) = (c_{1-((p-1) \bmod Q_k)} \cdot v_{1+((p-1) \bmod 16)}), k = 1, \dots, K; p = 1, \dots, (N_k \cdot Q_k) \quad \text{式(3-29)}$$

另外, 由于突发内两数据段之间的训练序列不需要进行扩频, 因此扩频加扰

后的数据段和训练序列一起构成了一个时隙。训练序列通过脉冲成型滤波器后可用下式表示：

$$\underline{m}^{(k)}(t) = \sum_{i=1}^{L_m} \underline{m}_i^{(k)} \psi(t - N_i Q_i T_c - iT_c) \quad \text{式 (3-30)}$$

3.1.4 接收端信号模型

在接收端，基站接收机在进行基带信号处理时，其处理流程是先进行帧同步和时隙同步，之后将接收到的突发进行解复用，非为混合的训练序列部分和混合的数据部分。对混合的训练序列部分，根据已知所有用户的训练序列码片进行多径时延捕获和信道估计；对混合的数据部分，根据 CIR 估值，进行数据检测。因此，基站接收机的基带信号处理流程可如图 3.4 所示：

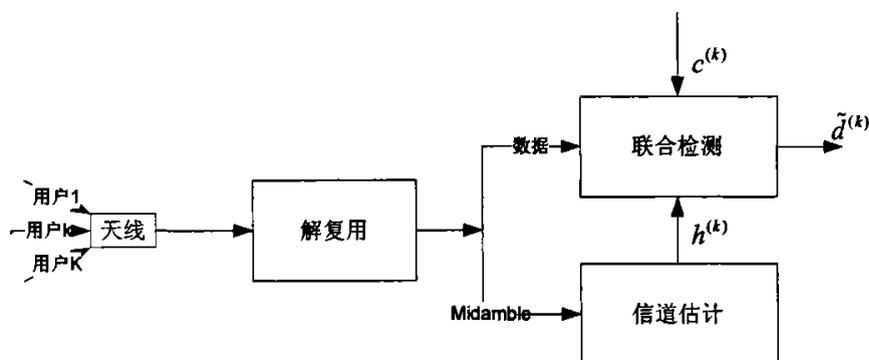


图 3.4 接收端信号处理流程图

3.1.5 信道估计模型

TD-SCDMA系统中，假设用户k对应的信道的冲激响应是 $h^{(k)}$ ：

$$h^{(k)} = (h_1^{(k)}, h_2^{(k)}, \dots, h_w^{(k)})^T, k = 1, \dots, K \quad \text{式 (3-31)}$$

w 是分配给每个用户的估计窗长，该窗长表示信道冲激响应的长度。TD-SCDMA系统协议ITM—2000CDMA TDD规定该窗长一般取8或16个码片长。本文中取16个码片长。

设用户k发送的midamble码 $m^{(k)}$ 为

$$m^{(k)} = (m_1^{(k)}, m_2^{(k)}, \dots, m_{L+w-1}^{(k)})^T, k = 1, \dots, K \quad \text{式 (3-32)}$$

那么训练序列经过信道的冲激响应为：

$$e^{(k)} = m^{(k)} * h^{(k)} \quad \text{式 (3-33)}$$

这种卷积运算也可以由用户k的训练序列 $m^{(k)}$ 移位产生矩阵 $G^{(k)}$ 来表示,

$$G^{(k)} = \begin{bmatrix} m_w^{(k)} & m_{w-1}^{(k)} & \cdots & m_1^{(k)} \\ m_{w+1}^{(k)} & m_w^{(k)} & \cdots & m_2^{(k)} \\ & & \ddots & \\ m_{L+w-1}^{(k)} & m_{L+w-2}^{(k)} & & m_L^{(k)} \end{bmatrix}, k=1, \dots, K \quad \text{式 (3-34)}$$

因为向量的卷积运算等效于移位矩阵向量的乘。则用户k的midamble码在接收信号中相应的响应部分后L个码元可表示为:

$$e_{mid}^{(k)} = G^{(k)} h^{(k)}, k=1, \dots, K \quad \text{式 (3-35)}$$

这L个元素是完全由midamble码贡献的, 而其它W-1个元素是由数据符号和midamble码共同确定的, 不被用于信道估计。

在TD-SCDMA系统中K个用户的训练序列 $m^{(k)}$, $k=1, \dots, K$ 是同时传输的, 接收信号是由所有K个用户的训练序列和白噪声共同确定的。K个用户训练序列的 $K \times LW$ 维循环矩阵为:

$$G = (G^{(1)}, G^{(2)}, \dots, G^{(K)})_{L \times KW} \quad \text{式 (3-36)}$$

K个用户的信道冲激响应为:

$$h = ([h^{(1)}]^T, [h^{(2)}]^T, \dots, [h^{(K)}]^T)^T \quad \text{式 (3-37)}$$

则在考虑加性噪声的情况下, 总的接收信号中midamble码部分可表示如下:

$$e_{mid} = Gh + n_{mid} \quad \text{式 (3-38)}$$

则可由式 (3.38) 得到信道冲激响应h的估计值为:

$$\hat{h} = G^{-1} e_{mid} \quad \text{式 (3-39)}$$

注意, 这里忽略了加性噪声对估计值的影响, 因此必须选择抗噪性能较好的码组作为 midamble 码。

若要求式 (3.39) 有解, 关键在于 G 矩阵的构成, 而 G 矩阵是由 midamble 码构成的。上章所述, 在一个突发中, midamble 码的长度是 144chips, 在同一小区内, 同一时隙内的不同用户所采用的 midamble 码由一个基本的 midamble 码经循环移位后而产生。TD-SCDMA 系统中, 基本 midamble 码长度为 128chips, 个数为 128 个, 分成 32 组, 每组 4 个。midamble 的生成过程如下:

对一特定的基本 midamble 码, 其二进制形式可以表示为一向量 \mathbf{m}_p :

$$\mathbf{m}_p = (m_1, m_2, \dots, m_p) \quad \text{式 (3-40)}$$

向量 \mathbf{m}_p 的长度为 128, 即 $P=128$ 。因为采用了 QPSK 调制方式, 训练序列要变换成复数形式, 表示为向量 $\underline{\mathbf{m}}_p$:

$$\underline{\mathbf{m}}_p = (\underline{m}_1, \underline{m}_2, \dots, \underline{m}_p) \quad \text{式 (3-41)}$$

向量 $\underline{\mathbf{m}}_p$ 的元素 \underline{m}_i 根据公式(3-41)由向量 \mathbf{m}_p 的元素 m_i 计算得到:

$$\underline{m}_i = (j)^i \cdot m_i \text{ for all } i=1, \dots, P \quad \text{式 (3-42)}$$

可见, 根据上述公式, 复数形式的基本 midamble 码的元素 \underline{m}_i 是实、虚相间的。

为得到所需要的训练序列, 向量 $\underline{\mathbf{m}}_p$ 周期扩展到:

$$i_{\max} = L_m + (K-1)W. \quad \text{式 (3-43)}$$

所以可以得到一新的向量 $\underline{\mathbf{m}}$:

$$\underline{\mathbf{m}} = (\underline{m}_1, \underline{m}_2, \dots, \underline{m}_{i_{\max}}) = (\underline{m}_1, \underline{m}_2, \dots, \underline{m}_{L_m + (K-1)W}) \quad \text{式 (3-44)}$$

向量 $\underline{\mathbf{m}}$ 的前 P 个元素与向量 $\underline{\mathbf{m}}_p$ 相同, 其余的元素按下式重复:

$$\underline{m}_i = \underline{m}_{i-P}, \text{ 对于 } i=(P+1), \dots, i_{\max} \quad \text{式 (3-45)}$$

对于用户 k , 其训练序列 $\underline{\mathbf{m}}^{(k)}$ 序列长 L_m 可以根据向量 $\underline{\mathbf{m}}$ 得到, 可以表示为用户特定的向量:

$$\underline{\mathbf{m}}^{(k)} = (\underline{m}_1^{(k)}, \underline{m}_2^{(k)}, \dots, \underline{m}_{L_m}^{(k)}) \quad \text{式 (3-46)}$$

用户 k ($k=1, \dots, K$) 的 L_m 个向量元素 $\underline{m}_i^{(k)}$ 根据下式生成: :

$$\underline{m}_i^{(k)} = \underline{m}_{i+(K-k)W} \text{ with } i=1, \dots, L_m \text{ and } k=1, \dots, K \quad \text{式 (3-47)}$$

根据公式 (3-46) 和 (3-47) 生成的 midamble 序列是复值, 它不再经过扩频和加扰的处理。并且可知各用户发送的 midamble 码 $\underline{m}^{(k)}$ 都在 $\underline{\mathbf{m}}$ 中移位选取, 如图 3.5 所示, 所有用户的训练序列都是由一个长为 P 的 midamble 码循环移位得来。

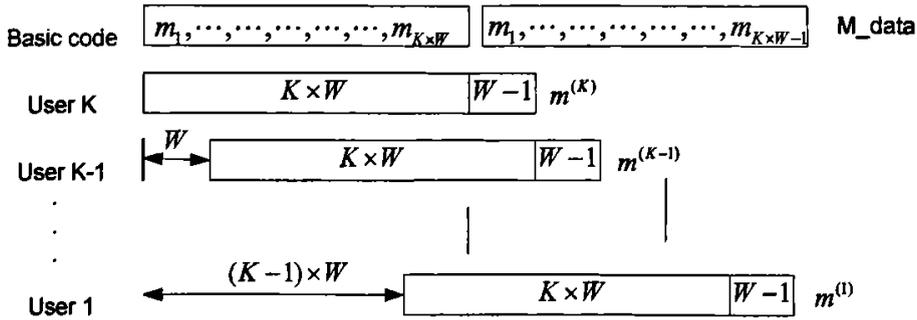


图 3.5 有限长训练序列的产生

按照式 (3-36)，TD-SCDMA 系统的 \mathbf{G} 矩阵可以表示如下：

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} m_{128} & \cdots & m_{121} & m_{120} & \cdots & m_{113} & \vdots & m_8 & \cdots & m_1 \\ m_1 & \cdots & m_{122} & m_{121} & \cdots & m_{114} & \cdots & m_9 & \cdots & m_2 \\ \vdots & \vdots \\ m_{127} & \cdots & m_{120} & m_{119} & \cdots & m_{112} & \cdots & m_7 & \cdots & m_{128} \end{bmatrix} \quad \text{式 (3-48)}$$

不难看出这时 \mathbf{G} 矩阵是一个 Toeplitz 矩阵，是循环可逆的。这样根据 Steiner 估计法^[14]我们可以利用 FFT 算法来大大降低估计信道冲激响应的运算量。即： $\hat{h} = \text{iffi}(\text{fft}(\underline{e}) \bullet / \text{fft}(\underline{m}_p))$ 按每用户对应的信道响应窗长依次从 \hat{h} 中取出相应用户的信道冲激响应即可。

3.2 联合检测技术

3.2.1 概述

在同步 CDMA 系统中，理论上说，不同用户的主径扩频波形之间是严格正交的，然而由于移动通信信道因多径传播所引起的时延扩展，第二径、第三径扩频信号之间难以完全正交，必然存在一定的相关性，再加上实际系统中同步误差的存在，可以说扩频信号是很难完全正交的，因此 CDMA 系统中必然存在多址干扰 MAI (Multiple Access Interference)。随着用户数的增多或某些用户信号功率的加强，MAI 就会成为 CDMA 系统的主要干扰。而 CDMA 系统是一个干扰受限的系统，因此 MAI 就成为影响系统容量和性能提高的重要原因。在 CDMA 多小区系统中，来自其它小区的干扰仅为基站收到的本小区内部干扰的 35%，所以消除小区内的 MAI 成为 CDMA 系统的重要任务。

实际上 MAI 具有很强的结构性。由于每个用户的扩频码序列都是已知的,所以各个用户以及各条路径间的互相关系数是可以获得的。如果利用 MAI 的这些信息进行用户信号的检测,就可以消除其对系统的负面影响,从而达到提高系统性能和容量的目的,这就是所谓的多用户检测 (Multi-User Detection 简称 MUD) 技术。

同时,由于多径传播,CDMA 系统中还会存在符号间干扰 ISI (InterSymbol Interference)。通常,ISI 是通过信号波形设计、匹配滤波器和均衡技术来消除的。

最初的检测是由传统接收机来完成的。它由一系列匹配滤波器组成,根据自身的扩频码智能识别本用户的数据,而将其他用户对它的干扰全部简单的视为噪声,忽略了用户之间的相关性。在实际应用中,噪声是影响信号性能的一种不可抗拒的因素,一般靠提高信噪比来保证通信质量。因此用传统接收机进行检测效果并不理想。

早在八十年代初期,Verdu 提出了高斯白噪声环境中 CDMA 系统的最优多用户检测方案--以匹配滤波器加维特比算法来实现最大似然序列检测^[1] (Maximum Likelihood Sequence Detection,MLS 检测),根据最大后验概率对接收到的信号进行估计。图 3.6 是典型的最优多用户检测器结构。

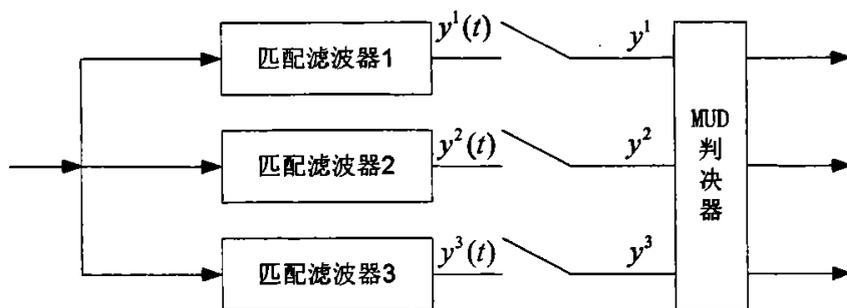


图 3.6 最优多用户检测器结构^[1]

毫无疑问,从误码的角度而言,最优检测器具有最佳的抗远近效应的性能,理论上能够将信号最佳地检测出来,适用于受 ISI 影响的信道。不过这种最大似然检测方案决定了最优检测算法的计算复杂度是用户数和传送的信息符号数的指数幂级,而且 MLS 检测器需要知道接收信号的幅度和相位信息,这需要通过估计来得到。因此尽管最优检测器是最佳检测方案,对系统容量有巨大的提高,其在实际系统中还是无法应用。

进入八十年代中后期以后,人们逐渐转向寻找易于实现的次优多用户检测器 (Multi-User Detection, MUD)。通常将次优多用户检测分为线性多用户检测和非线性多用户检测两种。线性多用户检测是在传统检测其中加入适当的线性变换来

减少或消除 MAI；非线性多用户检测包括判决反馈（Decision Feedback, DF）检测、干扰抵消（Interference Cancellation, IC）检测以及神经网络检测等。1989 年 R.Lupas 首先提出了同步 CDMA 系统中的线性多用户检测方案，即用一线性算子作用于接收信号，从而达到对待检用户信号进行检测的目的。线性多用户检测器的实质就是线性算子，也就是线性滤波器的设计。经过近十多年的研究，线性多用户检测方案得到了极大的发展，从最初的线性解相关检测器到迫零（Zero Force, ZF），最小均方误差（Minimum Mean Square Error, MMSE）检测器以及各类自适应算法，线性算法极大地降低了多用户检测的计算复杂度。

随着 TD-SCDMA 的提出，1992 年德国 Kaiserslautern 大学的 A.Klein 等人将消除 MAI 和 ISI 一并考虑，提出了同时消除这两种干扰的联合检测技术。其核心就是利用均衡技术，将来自其他用户的 ISI 也当作 MAI 而一并消除。联合检测技术是在多用户检测技术基础上提出的一种次优多用户检测技术，该技术是减弱或消除多址干扰、多径干扰和远近效应的有效手段，能够简化功率控制，降低功率控制精度，弥补正交扩频码相关性不理想所带来的消极影响，从而改善系统性能、提高系统容量、增大小区覆盖范围。

联合检测的基本思想是利用所有和 MAI 相关的先验信息，在一步之内就将所有用户的信号分离出来。联合检测算法的前提是能得到所有用户的扩频码和信道冲激响应。因此在 TD-SCDMA 系统中的帧结构中设置了用来进行信道估计的训练序列（Midamble 码），根据接受到的训练序列部分信号和已知的训练序列就可以估算出信道冲激响应，而扩频码也是确知的，这样就可以达到估计用户原始信号的目的。从理论上来说，使用联合检测技术可以完全抵消 MAI 的影响，这将大大提高系统的抗干扰能力和系统容量。

3.2.2 线性联合检测器结构

通过用户的扩频码和信道冲激响应可以构造出系统矩阵 A ，联合检测算法的实现就是要通过系统矩阵 A 和接收信号 e 来估计发送数据 d 。下面图 3.7^[15]给出了线性联合检测器的一般结构：

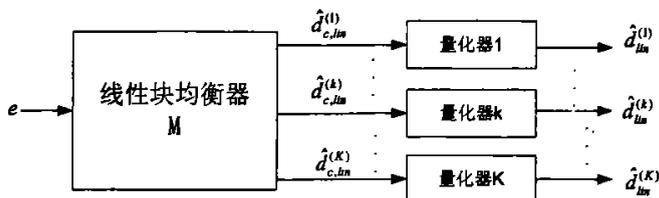


图 3.7 采用线性检测算法的检测器结构

在线性联合检测器中，首先用线性块均衡器 M 对接收信号进行检测，得到 K 个用户发送符号的连续值估计。然后用 K 个量化器对这些连续值估计进行量化，得到对用户发送符号的离散值估计。上述过程用公式表示为：

$$\hat{d}_{c,lin} = Me \tag{3-49}$$

$$\hat{d}_{bin} = Q\{\hat{d}_{c,lin}\}$$

其中 $Q\{\cdot\}$ 表示量化过程。

根据上文所述，我们知道接收信号 e 由系统矩阵 A 以及用户发送符号和噪声共同确定，即：

$$e = Ad + n$$

将上式代入式 (3-49) 得到：

$$\hat{d}_{c,lin} = MAD + Mn \tag{3-50}$$

令 $F = MA$ ，有：

$$\hat{d}_{c,lin} = \underbrace{diag(F)d}_{\text{希望得到的符号}} + \underbrace{\overline{diag(F)d}}_{\text{ISI和MAI}} + \underbrace{Mn}_{\text{噪声}} \tag{3-51}$$

上式清晰地指示了线性联合检测算法的方向，即根据一定的准则选取 M 矩阵，使得 ISI+MAI 和噪声对估计值的影响尽可能的小。根据准则的不同，线性联合检测算法大致可以分为解相关匹配滤波器 (DMF) 法，迫零线性块均衡 (ZF-BLE) 法和最小均方差线性块均衡 (MMSE-BLE) 法三种。

3.2.3 几种线性联合检测算法^[11]

● 解相关匹配滤波器 (DMF) 法

解相关匹配滤波器 (DMF) 法严格来说不属于联合检测的范畴，因为它仍然把 MAI 当作噪声处理，但是由于它简单易行，而且它是另外两种线性联合检测算法的基础，所以仍具有一定的重要性。DMF 的结构可以用图 3.8 表示：

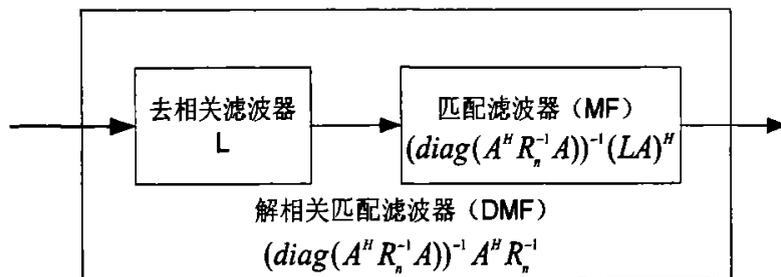


图 3.8 DMF 的结构

解相关匹配滤波器 (DMF) 由解相关滤波器和匹配滤波器组成, 用公式可以表示如下:

$$\begin{aligned}\hat{d}_{c,DMF} &= \underbrace{(\text{diag}(\hat{d}^H R_n^{-1} A))^{-1} A^H R_n^{-1} e}_{M_{DMF}} \\ &= \underbrace{(\text{diag}(A^H R_n^{-1} A))^{-1} (LA)^H}_{\text{匹配滤波器}} \underbrace{L}_{\text{解相关滤波器}} e\end{aligned}\quad \text{式 (3-52)}$$

其中, 矩阵 R_n 是噪声向量 n 的协方差矩阵, $R_n = E\{nn^H\}$

矩阵 L 是矩阵 R_n^{-1} 的 Cholesky 分解: $R_n^{-1} = L^T L$

将式 (3-52) 写成式 (3-51) 的形式, 得到:

$$\begin{aligned}\hat{d}_{c,DMF} &= d + (\text{diag}(A^H R_n^{-1} A))^{-1} \overline{\text{diag}(A^H R_n^{-1} A)} d \\ &\quad + (\text{diag}(A^H R_n^{-1} A))^{-1} A^H R_n^{-1} n\end{aligned}\quad \text{式 (3-53)}$$

由上式可以清晰地看到, 用 DMF 法进行检测, 无法完全解决 ISI 和 MAI 的干扰。但是某些特殊场合, 假如噪声 n 可以看成是白噪声, 即协方差矩阵满足下式时:

$$\begin{aligned}R_n &= \sigma^2 I \\ A^H A &\end{aligned}$$

式 (3-53) 可以写成:

$$\hat{d}_{c,DMF} \Big|_{R_n^{-1} = \sigma^{-2} I} = (\text{diag}(A^H A))^{-1} A^H e \quad \text{式 (3-54)}$$

它的计算量非常小, 在实际信道不是特别恶劣的情况下有一定的实用价值。

● 迫零线性块均衡 (ZF-BLE) 法

为解决 ISI 和 MAI 的问题, 人们在 DMF 法的基础上提出了迫零线性块均衡 (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 造成的干扰问题。ZF-BLE 法可以表示为:

$$\begin{aligned}\hat{d}_{c,ZF-BLE} &= (A^H R_n^{-1} A)^{-1} A^H R_n^{-1} e \\ &= H_{ZF}^{-1} (H_{ZF}^H)^{-1} \text{diag}(A^H R_n^{-1} A) (\text{diag}(A^H R_n^{-1} A))^{-1} A^H R_n^{-1} e\end{aligned}\quad \text{式 (3-55)}$$

其中矩阵 H_{ZF} 是矩阵 $A^T R_n^{-1} A$ 的 Cholesky 分解。

迫零线性块均衡 (ZF-BLE) 法的结构如图 3.9 所示:

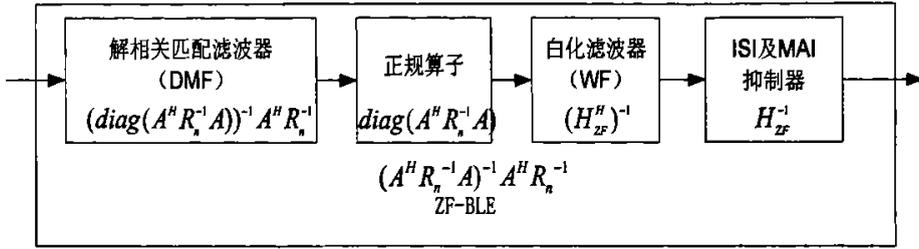


图 3.9 ZF-BLE 的结构

可以将式 (3-55) 改写成式 (3-51) 的形式:

$$\hat{d}_{c,ZF-BLE} = d + (A^H R_n^{-1} A)^{-1} A^H R_n^{-1} n \quad \text{式 (3-56)}$$

很显然, ZF-BLE 法所得到的估计值中不含 ISI 和 MAI, 即消除了 ISI 和 MAI。有分析显示, 对于 CDMA 移动通信系统来说, 消除了 ISI 和 MAI 就意味着消除了大部分的干扰。因此 ZF-BLE 法非常适合在第三代移动通信系统中使用。假设噪声 n 可以看成是白噪声, 这对于一般移动通信系统来说都成立, 那么此时利用 ZF-BLE 法所得估计值表示为:

$$\hat{d}_{c,ZF-BLE} |_{R_n=\sigma^2 I} = (A^H A)^{-1} A^H e \quad \text{式 (3-57)}$$

由于矩阵 $A^H A$ 是一个稀疏矩阵, 同时也是一个 Hermitian 矩阵, 因此可以用简化方法来对它求逆, 使得 ZF-BLE 法完全可以在实际系统中应用。TD-SCDMA 系统上行链路采用的就是迫零线性均衡 (ZF-BLE) 法。

● 最小均方误差线性块均衡 (MMSE-BLE) 法

在 ZF-BLE 法的基础上, 人们提出了性能更好的 MMSE-BLE 法。MMSE 检测器考虑了背景噪声并利用接收信号的功率值, 其基本思想是使实际数据和传统检测器的软输出之间的均方差最小, 最后得出满足要求的估计。MMSE 检测器在消除 MAI 和不增强背景噪声之间进行了折衷。考虑它与 DMF 之间的差别可以看出, MMSE 对相关矩阵进行的是部分或修正取逆, 修正的大小与背景噪声的大小成反比, 噪声越大, 相关矩阵的不完全取逆越重, 这样就避免了加强噪声。MMSE 检测器在消除 MAI 和不增强背景噪声之间进行了折衷。可以看出, MMSE 对相关矩阵进行的是部分或修正取逆, 修正的大小与背景噪声的大小成反比, 噪声越大, 相关矩阵的不完全取逆越重, 这样就避免了加强噪声。其缺点是必须对信号的幅度进行估计, 另外它的性能依赖于干扰用户的功率。其结构可以用图 3.10 所示的框图表示:

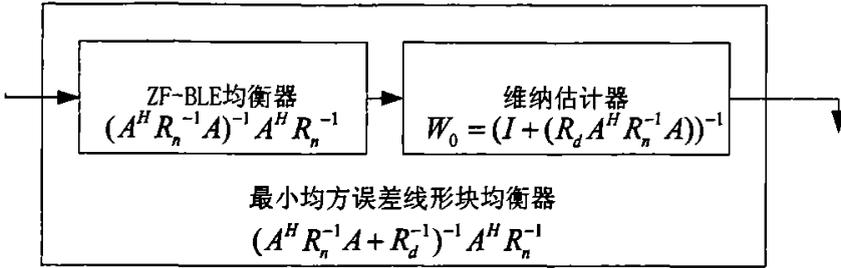


图 3.10 MMSE-BLE 的结构

其中 R_d 是数据符号向量 d 的协方差矩阵, 即 $R_d = E\{dd^H\}$ 。

当满足 $R_d = I$ 和 n 是白噪声时, 利用 MMSE-BLE 法所得到的估计值为:

$$\hat{d}_{c,MMSE-BLE} \Big|_{\substack{R_n = \sigma^2 I \\ R_d = I}} = (A^H A + \sigma^2 I)^{-1} A^H e \quad \text{式 (3-58)}$$

3.2.4 联合检测算法比较

从上节三种不同联合检测算法数学模型的推导可以看出, 如果估计出噪声功率 σ^2 , 则 MMSE-BLE 和 ZF-BLE 二者的算法很接近, 差别只在矩阵 $A^H A$ 的对角线元素上加了 σ^2 , 从而可以使矩阵具有更好的正定性 (正定性矩阵的对角线元素都是正的, 且对角线元素要比其它元素大)。即相当于信号具有更好的自相关性。

从上节给出的推导公式可以看出, DMF 的输出还包括 ISI 和 MAI, 但是噪声功率相比 R_n 减少了, 因此, DMF 是在 ISI 和 MAI 很弱的条件下的最佳抗噪声算法。从推导公式也可以发现, ZF-BLE 的输出端完全抑制了 ISI 和 MAI, 但是噪声功率相比输入端的 R_n 增大了, 因此 ZF-BLE 是噪声很弱情况下的最佳抗干扰算法。MMSE-BLE 是在 ZF-BLE 的基础上增加了 Wiener 估计器, 在一定程度上削弱了噪声的影响, 增加了输出的信噪比, 因而比起其它两种均衡器来说性能更优越, 但是复杂程度将会大大增加。

所以总的来说, DMF 是最佳的抗噪声方法, ZF-BLE 是最佳抗干扰的方法, 而 MMSE-BLE 既可以抗噪声, 又能够抗干扰, 但是其算法复杂度最高, 增加了工程实现的难度和系统的成本。

3.3 系统矩阵的构造

从上述对联合检测算法的分析可知,联合检测算法的关键在于系统矩阵 A 的构成,在 3.1.2 节中已经简单介绍了系统矩阵的结构,这里详细介绍系统矩阵 A 的构造方法^[12]。

假设系统为单天线接收,基站与终端之间无线信道可以用 K 个 W 维信道冲激响应 $h^{(k)}$ 来描述:

$$h^{(k)} = (h_1^{(k)}, h_2^{(k)}, \dots, h_W^{(k)})^T, k = 1, \dots, K \quad \text{式 (3-59)}$$

式中 K 为用户数, W 是信道冲激响应窗长。为了简化模型假设信道在一个突发内传输数据是时不变的。第 k 个用户在一个数据块内发送 N 个数据符号:

$$d^{(k)} = (d_1^{(k)}, d_2^{(k)}, \dots, d_N^{(k)})^T \in C^N, 1 \leq k \leq K \quad \text{式 (3-60)}$$

第 k 个用户每个码元序列使用扩频因子为 Q 的 OVSA 扩频序列 $c_q^{(k)} (1 \leq q \leq Q)$, 可表示为:

$$c^{(k)} = (c_1^{(k)}, c_2^{(k)}, \dots, c_Q^{(k)})^T \in C^Q, 1 \leq k \leq K \quad \text{式 (3-61)}$$

根据式 (3-61), 可将对应第 k 个用户 N 个字符的所有扩频序列表示为一个 $NQ \times N$ 维扩频矩阵:

$$C^{(k)} = I_N \otimes c^{(k)} = \begin{bmatrix} c^{(k)} & & \\ & \ddots & \\ & & c^{(k)} \end{bmatrix} \quad \text{式 (3-62)}$$

这里 \otimes 表示 Kronecher 乘积。

当接收天线以码片速率采样后,将产生 $NQ+W-1$ 个输出样值,所有 K 个用户的发送信号经过多径衰落信道后,以矢量形式表示。那么接收端接收到的信号为:

$$\begin{aligned} e &= \sum_{k=1}^K H^{(k)} \cdot C^{(k)} \cdot d^{(k)} + n \\ &= \sum_{k=1}^K B^{(k)} d^{(k)} + n \end{aligned} \quad \text{式 (3-63)}$$

式中, $(NQ+W-1) \times N$ 信道矩阵 $B^{(k)}$ 为合并信道冲激响应矩阵, 其列矢量包含相同的合并信道冲激响应矢量 $b^{(k)}$ 。 $H^{(k)}$ 表示对应第 k 个用户所有发送字符的 $(NQ+W-1) \times NQ$ 信道冲激响应矩阵, 其列矢量为 $h^{(k)}$ 逐码片移位排列而得, 其结构如图 3.11 所示:

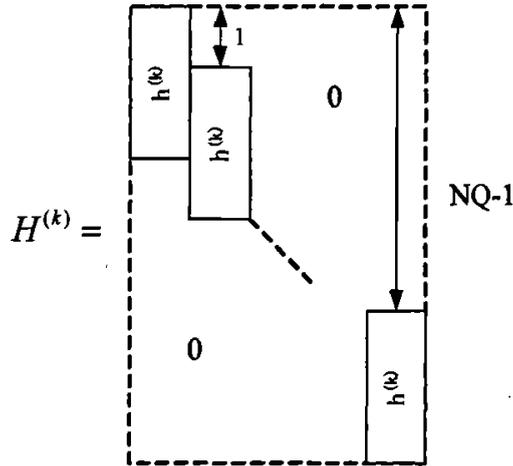
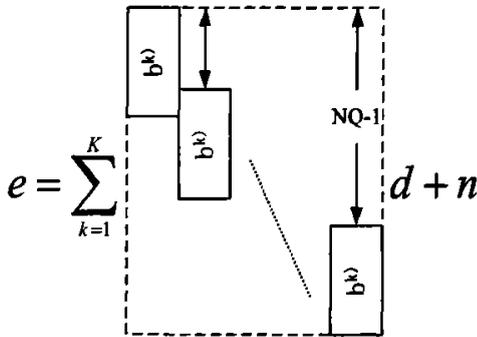


图 3.11 信道冲激响应矩阵

那么, 式 (3-63) 可表示为:



式 (3-64)

通过矢量化操作后, 根据式 (3-24) 和 (3-64) 可得到系统矩阵 A 如图 3.12 所示:

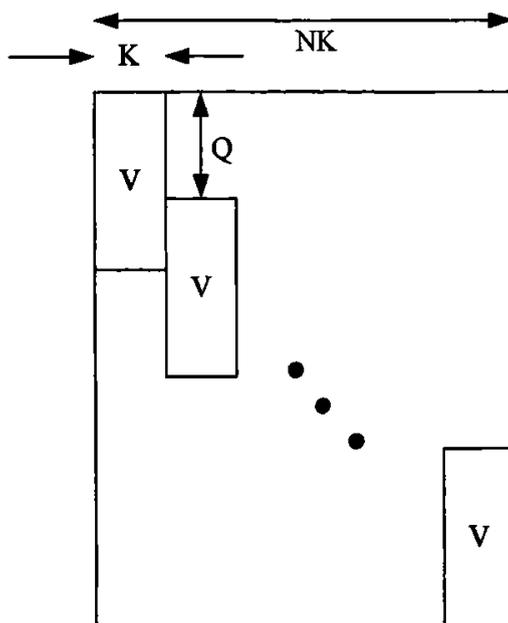


图 3.12 系统矩阵 A 的结构

图 3.12 中, $(Q+W-1) \times K$ 维子系统矩阵 V 由 K 个用户的合并信道冲激响应所组成, 如图 3.13 所示:

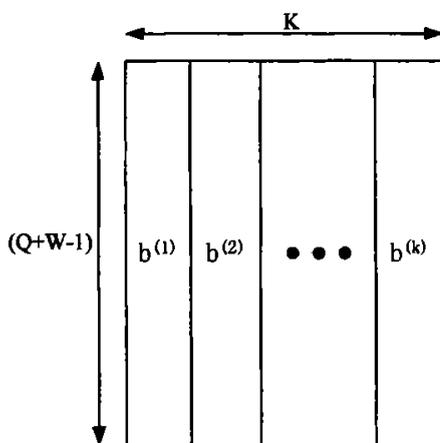


图 3.13 子系统矩阵 V 的结构

从图3.13中可以看出, 系统矩阵A是一个block-Sylvester矩阵, Sylvester矩阵一个具有带状结构的Toeplitz矩阵^[4]。这种结构的出现体现了TD-SCDMA系统所使用的扩频码按照扩频因子大小进行周期性重复, 并且信道在一个突发内可认为是常量。

第四章 联合检测算法仿真

4.1 仿真系统模型与参数

上行同步技术是 TD-SCDMA 系统关键技术之一，同时也是实现其它关键技术的前提，在本文中假设系统通过同步时隙和同步过程已经工作在同步状态。仿真中采用准静态信道，即假设在一个突发内信道参数为时不变。为了简化分析，在仿真过程中未考虑信道编码。仿真基于图 4.1 给出的上行链路基站单天线数据传输模型。

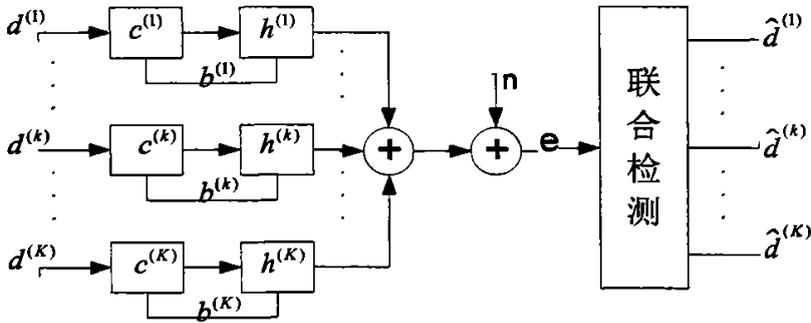


图 4.1 K 用户 CDMA 系统离散传输模型

仿真假设多用户时，基站接收的每个用户的功率相同。使用 MATLAB 软件进行链路仿真。仿真过程主要是实现用户 QPSK 基带调制，扩频，加扰，选取训练序列，构造突发结构，进行脉冲成形滤波，通过 TD-SCDMA 系统多径信道模型，信道估计，构造系统矩阵，进行联合检测，解调，计算误码率等几个主要过程。整个仿真都是在基带进行。表 4.1 为仿真平台主要参数：

表 4.1 仿真平台的主要配置参数

名称	说明
接入方式	TD-SCDMA
频带宽度	1.6MHz
码片速率	1.28Mchip/s
时隙长度	0.625ms

扩频因子	16
调制方式	QPSK/8PSK
扩频方式	OVSF复扩频
检测算法	ZF-BLE, MMSE
载 频	2GHz
采样率	1/码片

以上所述是上行链路仿真中的一些主要参数,除此之外,还约定 $R_n = \sigma^2 I$ 和 $R_d = I$ 。下面将分部分介绍整个链路仿真中的一些细节。

4.2 发送端仿真流程

发送端的仿真设计包括信源产生模块, QPSK调制模块, 扩频和加扰模块以及成型滤波模块, 发送端的设计并不包括信源编码。发送端的设计可以参见图4.2:



图 4.2 发送端仿真框图

从图4.2可以看出, 用户比特流信息通过QPSK调制以后就变成了字符流, 而连续二进制比特字符流 $b_{1,n}^{(k,i)} b_{2,n}^{(k,i)}$ 通过扩频调制以后成为码片 $d_n^{(k,i)}$ 。其映射关系可参见表4.2:

表 4.2 对于 QPSK 调制方式连续二进制比特与复数符号之间的映射关系^[6]

连续二进制比特	复数符号
$b_{1,n}^{(k,i)} b_{2,n}^{(k,i)}$	$d_n^{(k,i)}$
00	+j
01	+1
10	-1
11	-j

当采用 8PSK 数据调制的情况, 三个连续的比特位映射为一个复值数据符号。这样数据符号 $d_n^{(k,j)}$ 将由三个连续物理信道映射后的输出数据比特 $b_{1n}^{(k,j)}$ $b_{2n}^{(k,j)}$ $b_{3n}^{(k,j)}$ 组成。其映射关系如表 4.3。

表 4.3 对于 8PSK 调制方式连续二进制比特与复数符号之间的映射关系^[16]

连续二进制比特	复数符号
$b_{1n}^{(k,j)}$ $b_{2n}^{(k,j)}$ $b_{3n}^{(k,j)}$	$d_n^{(k,j)}$
000	$\cos(11\pi/8) + j\sin(11\pi/8)$
001	$\cos(9\pi/8) + j\sin(9\pi/8)$
010	$\cos(5\pi/8) + j\sin(5\pi/8)$
011	$\cos(7\pi/8) + j\sin(7\pi/8)$
100	$\cos(13\pi/8) + j\sin(13\pi/8)$
101	$\cos(15\pi/8) + j\sin(15\pi/8)$
110	$\cos(3\pi/8) + j\sin(3\pi/8)$
111	$\cos(\pi/8) + j\sin(\pi/8)$

因为 TD-SCDMA 与其它第三代移动通信系统一样, 均采用宽带 CDMA 的多址接入技术, 所以扩频是其物理层很重要的一个步骤。扩频操作位于调制之后和脉冲成形之前。扩频调制主要分为扩频和加扰 (Scrambling) 两步。首先用扩频码对数据信号扩频, 其扩频系数在 1 至 16 之间。第二步操作是加扰码, 将扰码加到扩频后的信号中。

TD-SCDMA 所采用的扩频码是一种正交可变扩频因子 (OVSF) 码, 这可以保证在同一个时隙上不同扩频因子的扩频码是正交的。扩频码的作用是用来区分同一时隙中的不同用户。使用 OVSF 码可以灵活的选择扩频码的长度, 从而根据信道的质量调整数据传输速度。OVSF 码的产生可以采用码树的方式来定义, 如图 4.3 所示。

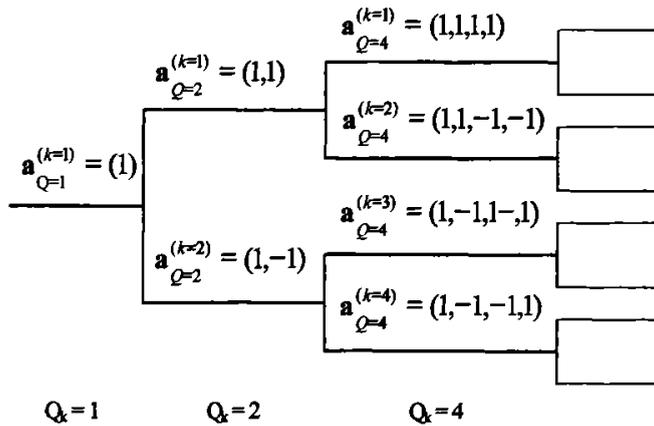


图 4.3 生成 OVSF 码的码树

必须说明的是，码树的每一层由 Q_k 值标识的扩频因子，一个码树内的所有码元在一个给定的时隙内不能同时使用，只有在从特定码元到树根的路径上没有其它码元的时候，或者在这个时隙中使用特定码元以下的子树中的码元的时候，该码元才可以使用。这也就意味着一个时隙可使用的码的数目是不固定的，而是与每个物理信道的数据速率和扩频因子有关。TD-SCDMA 系统中可用的扩频因子范围为 1~16，仿真中选取 $Q=16$ 。

为了降低多码传输时的峰均值比，对于每一个信道化码，都有一个相关的相位系数 $w_{Q_k}^{(k)}$ 每一个信道化码对应的系数值参考表 2.5 选取。

数据经过长度为 Q_k 的实值序列即信道化码 $c^{(k)}$ 扩频后，还要由一个小区特定的复值序列 \underline{y} ，即扰码进行加扰。如果说信道化处理标识了用户（码分信道），那么对数据进行扰码处理则是为了标识小区。在 TD-SCDMA 系统中，采用短的复扰码来对数据进行加扰处理，扰码序列是由系统指定在基本扰码集中选取得某个扰码序列，扰码的固定长度是 16。扰码集和 Midamble 码（训练序列）集一样都是 128 个，分为 32 组，每组 4 个，每一组都分给一个小区，由系统决定具体使用 4 个中的哪一个。

加扰前可以通过级联 Q_{\max}/Q_k 个扩频数据而实现长度匹配。扩频加扰过程如图 4.4 所示。

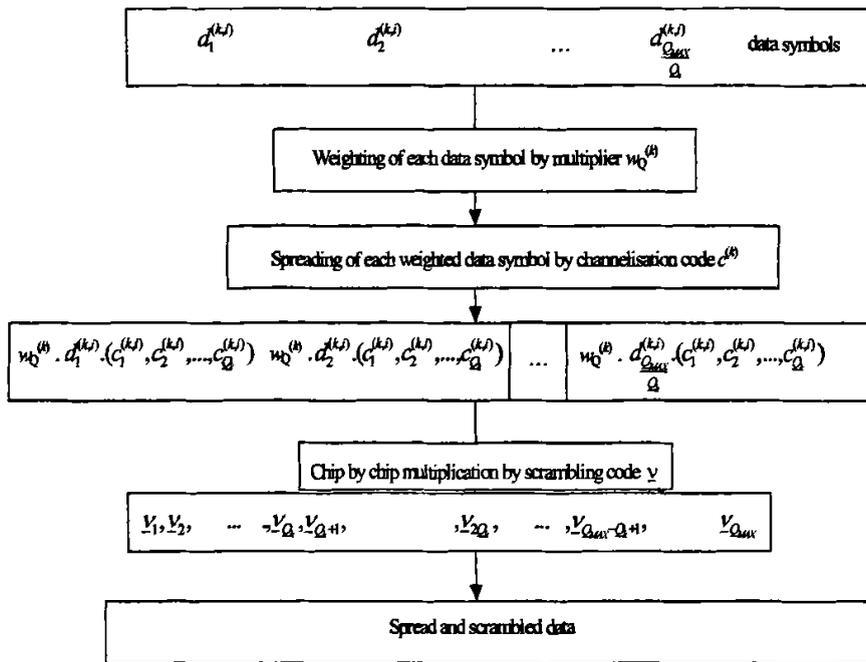


图 4.4 数据符号的扩频和加扰过程

这里需要说明的是，训练序列（Midamble 码）部分是不经过扩频和加扰过程的。

复值码片序列的调制方法如图 4.5 所示。扩频后进行脉冲成型。脉冲成型滤波器使用的是频率域中滚降系数为 $a=0.22$ 的升余弦滤波器，其冲激响应函数如式 (2-12)。此滤波器将在发射和接收方均要使用。

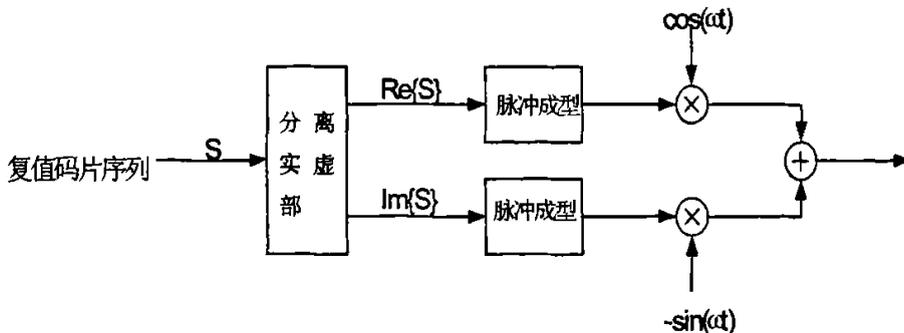


图 4.5 复值码片序列的调制

4.3 接收端仿真流程

在接收端，基站接收机在进行基带信号处理时，将接收到的突发进行解复用，分为混合的Midamble部分和混合的数据部分。对混合的Midamble部分，根据已知所有用户的Midamble码进行信道估计。对混合的数据部分，根据信道估计的冲激响应与信道化码共同构造系统矩阵A，通过联合检测算法进行数据检测，最后进行解调和误码率计算。仿真流程框图如图4.6:

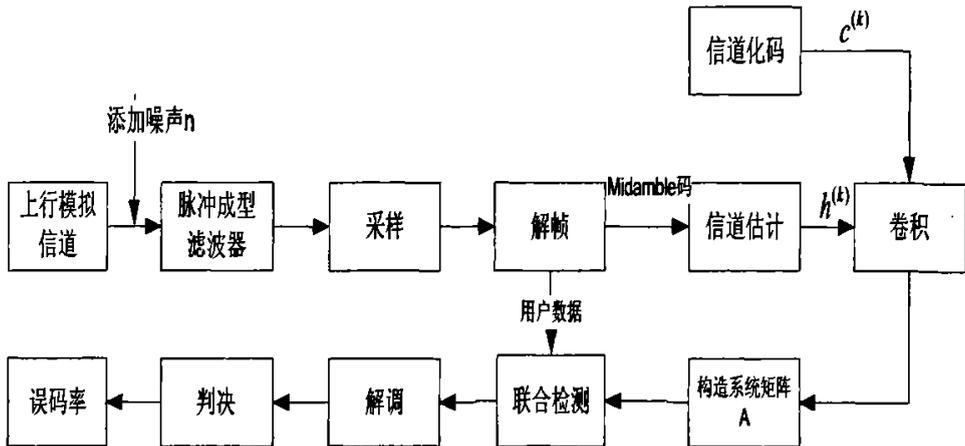


图 4.6 接收端仿真框图

图4.6中联合检测算法采用ZF-BLE和MMSE算法。图中的卷积模块，输入信号为信道冲激响应和扩频码与扰码(Scrambling码)的组合，因为扩频码的码率与扰码码率一致，且扩频码长度可调整与扰码长度相同($Q=16$)，做这样的结合，是为了联合检测中同时做解扩频和解扰。卷积之后得到的是合并信道冲激响应，再进行联合检测系统矩阵A的构造。图4.7所示为系统矩阵A的构造，由各用户的扩频码、扰码和相应的信道脉冲响应先构造属于本用户的系统矩阵 $A^{(u)}$ ，然后把所有的矩阵并列起来构成更大的包括了所有用户的系统矩阵A，进而进行联合检测运算，再送往数据解调，最终进行误码率分析。

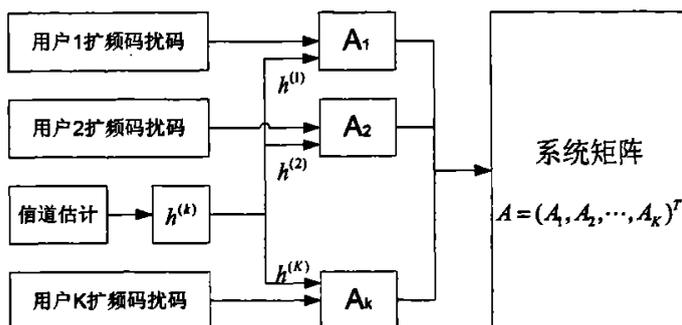


图 4.7 系统矩阵 A 构造

4.4 信道模型

我们在仿真中采用的信道是标准瑞利衰落信道，瑞利信道的参数按照 3GPP TR25.948 中给出的 TD-SCDMA 系统建议的多径传播条件来设定，这些参数包括各径的功率、相对时延等。仿真具体参数可参见表 4.4：

表 4.4 TD-SCDMA 多径传播模型^[9]

case1, speed 3km/h		case2, speed 3km/h		case3, speed 120km/h	
2 径		3 径		4 径	
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	781	0
2928	-10	2928	0	1563	-3
		12000	0	3125	-6
					-9

仿真中我们采用了文献[20]中的方法来建立瑞利衰落信道传播模型。我们知道，所有的信道模型的仿真都基于多个不相关的有色高斯随机噪声。对于瑞利过程来说需要有两个有色高斯随机过程，因为两个正交的高斯分量的包络服从瑞利分布。产生有色高斯噪声的方法有两种：第一种方法是正弦波叠加；第二种是成形滤波器法。本文中我们采用正弦波叠加法。在本仿真中我们根据多普勒频移，系数和多普勒相移等参数来设置谐波，将这些谐波进行叠加得到两个高斯分量，最后得到我们所需要的瑞利衰落信道。具体过程可由下述公式进行说明。

根据文献[20]中给出的改进后的 Jakes 瑞利衰落信道模型建立方法，假设第 k 径衰落波形可以表示为：

$$\begin{aligned}
T_k(t) &= C \sum_{n=0}^{N_0-1} e^{j(\omega_M \cos \alpha_{nk} \cdot t + \phi_n)} \\
&= C \sum_{n=0}^{N_0-1} e^{j(\omega_M \cos \alpha_{nk} \cdot t + \phi_n)} + C \sum_{n=N_0}^{2N_0-1} e^{j(\omega_M \cos \alpha_{nk} \cdot t + \phi_n)} \\
&\quad + C \sum_{n=2N_0}^{3N_0-1} e^{j(\omega_M \cos \alpha_{nk} \cdot t + \phi_n)} + C \sum_{n=3N_0}^{4N_0-1} e^{j(\omega_M \cos \alpha_{nk} \cdot t + \phi_n)} \\
&= C \sum_{n=0}^{N_0-1} e^{j(\omega_M \cos \alpha_{nk} \cdot t + \phi_n)} + C \sum_{n=0}^{N_0-1} e^{j\left[\omega_M \cos\left(\frac{\pi}{2} + \alpha_{nk}\right) \cdot t + \phi_n + N_0\right]} \\
&\quad + C \sum_{n=0}^{N_0-1} e^{j\left[\omega_M \cos(\pi + \alpha_{nk}) \cdot t + \phi_n + 2N_0\right]} + C \sum_{n=0}^{N_0-1} e^{j\left[\omega_M \cos\left(\frac{3\pi}{2} + \alpha_{nk}\right) \cdot t + \phi_n + 3N_0\right]} \\
&= C \sum_{n=0}^{N_0-1} e^{j(\omega_M \cos \alpha_{nk} \cdot t + \phi_n)} + C \sum_{n=0}^{N_0-1} e^{j(-\omega_M \sin \alpha_{nk} \cdot t + \phi_n + N_0)} \\
&\quad + C \sum_{n=0}^{N_0-1} e^{j(-\omega_M \cos \alpha_{nk} \cdot t + \phi_n + 2N_0)} + C \sum_{n=0}^{N_0-1} e^{j(\omega_M \sin \alpha_{nk} \cdot t + \phi_n + 3N_0)} \\
k &= 0, 1, 2, \dots, M-1
\end{aligned} \tag{4-1}$$

式(4.1)中, C 为多普勒系数, ω_M 为最大多普勒频移, ϕ_n 为随机相位, $N = 4N_0$ 是产生 M 个独立衰落波形的入射波数 (M 即为多径数), 到达角度是均匀分布的, 其中第 k 径的第 n 个到达角度表示为 α_{nk} :

$$\begin{aligned}
\alpha_{nk} &= \frac{2\pi n}{N} + \frac{2\pi k}{MN} + \alpha_{00} \\
n &= 0, 1, 2, \dots, N-1 \\
k &= 0, 1, 2, \dots, M-1
\end{aligned} \tag{4-2}$$

如果 ϕ_n 可以同时满足:

$$e^{j\phi_n + 2N_0} = e^{-j\phi_n}, n = 0, 1, 2, \dots, N_0 - 1, \tag{4-3}$$

$$e^{-j\phi_n + N_0} = e^{-j\phi_n + 3N_0} = e^{-j\phi_n}, n = 0, 1, 2, \dots, N_0 - 1 \tag{4-4}$$

那么, 式(4-1)则可以简化为:

$$T_k(t) = T_{ck}(t) + jT_{sk}(t) \tag{4-5}$$

其中,

$$T_{\alpha}(t) = 2C \sum_{n=0}^{N_0-1} \cos(\omega_M \cos \alpha_{nk} \cdot t + \phi_n), \tag{4-6}$$

$$T_{\text{z}}(t) = 2C \sum_{n=0}^{N_0-1} \sin(\omega_M \sin \alpha_n \cdot t + \phi_n) \quad \text{式(4-7)}$$

在仿真中，我们令 $C = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{1}{N_0}}$ ，选择 $\alpha_{00} = \frac{\pi}{2MN}$ ，则根据上面推导，最终的

波形可以用公式表示为：

$$T_k(t) = \sqrt{\frac{1}{N_0}} \sum_{n=0}^{N_0-1} [\cos(\omega_M \cos \alpha_n \cdot t + \phi_n) + j \sin(\omega_M \sin \alpha_n \cdot t + \phi_n)]$$

$$k = 0, 1, 2, \dots, M-1 \quad \text{式(4-8)}$$

其中，

$$N_0 = \frac{N}{4}$$

$$\alpha_n = \frac{2\pi n}{N} + \frac{2\pi k}{MN} + \frac{\pi}{2MN}$$

$\omega_M = 2\pi f v / c$ ， f 为载频， v 为移动台速率， c 为光速。

在仿真中，取 $N_0 = 8$ ， $f = 2\text{GHZ}$ ， $v = 3\text{km/h}$ ， $c = 3 \times 10^8 \text{m/s}$ 。

4.5 仿真程序结构

根据上文所述仿真环境和参数，我们采用 Matlab 仿真平台设计了 TD-SCDMA 系统上行链路的联合检测仿真程序，仿真程序流程图如图 4.8 所示：

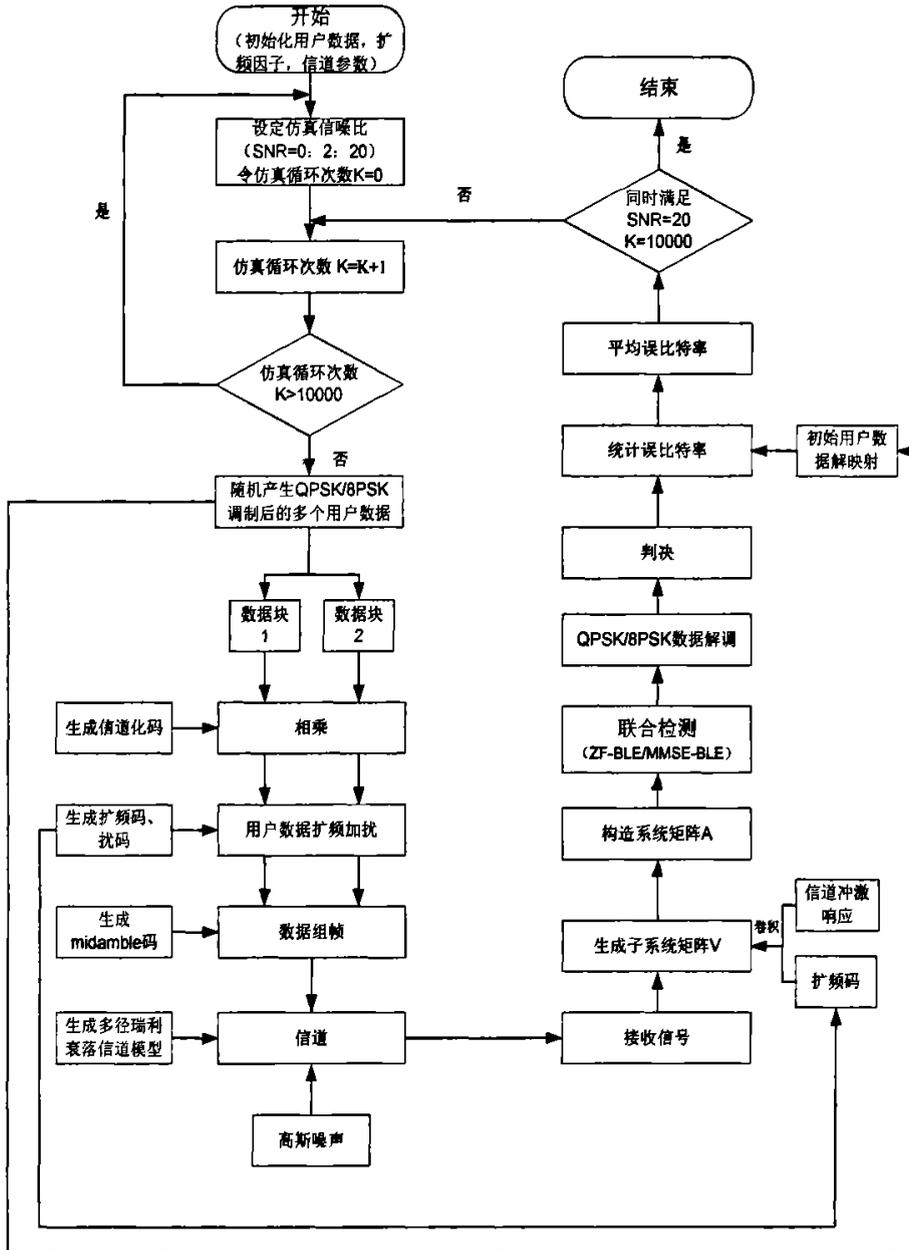


图 4.8 仿真程序流程图

程序中信噪比范围设定为 0-20dB，以 2dB 为间隔进行仿真。程序中所设定的信噪比是解扩后的信噪比，因此要得到码片的信噪比，需要将程序中设定的信噪比值减去 $10\log Q$ ， Q 为扩频因子，在程序中 $Q=16$ 。特别说明的是，程序的每次循环得到的误比特率都与上次循环得到的误比特率进行统计平均，完成 10000 个时隙的仿真循环后，得到最终的平均误比特率。

第五章 仿真结果分析与比较

基于文中第四章的仿真方案，我们采用表 4.4 所示的瑞利衰落信道模型进行了线形联合检测算法--迫零线性块均衡（ZF-BLE）法和最小均方误差线性块均衡（MMSE-BLE）法的性能仿真。仿真曲线中，纵坐标为数据的误比特率，横坐标为解扩后的信噪比。下文中将根据不同的参数设置分别对仿真结果进行比较分析。

5.1 不同信道模型下的联合检测算法性能比较

由于在仿真中我们假设接收端接收到所有用户的功率是相等的，所以在仿真中不存在远近效应的影响。图 5.1 给出了 4 用户和 8 用户时 ZF-BLE 算法在 CASE1、CASE2 信道下的仿真曲线。

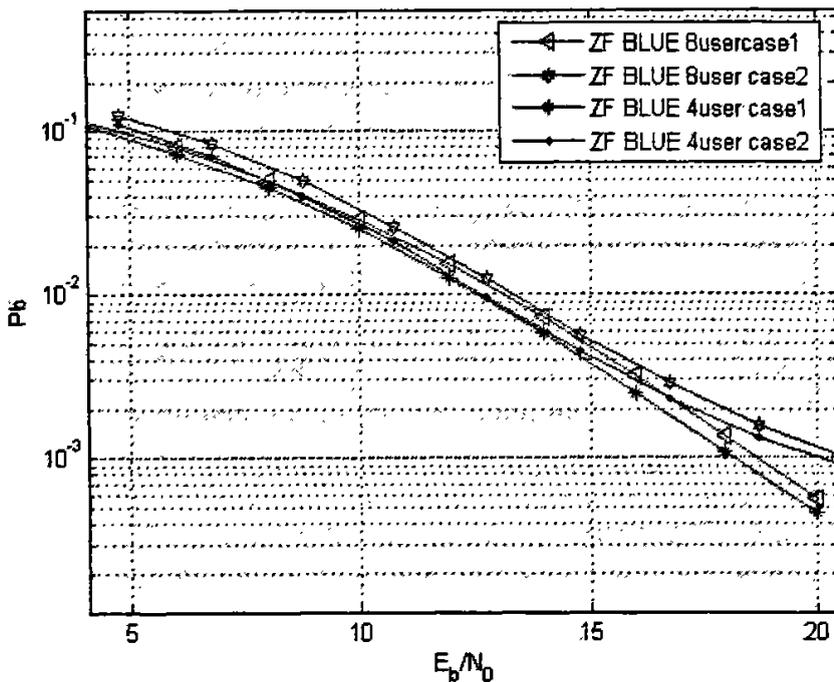


图 5.1 ZF-BLE 在不同信道下的性能比较

从图 5.1 可以看出，联合检测在 CASE1 信道模型下的性能要稍好于 CASE2，

主要原因在于多径分量产生的干扰不同。CASE1 的主要能量集中在第一径，第二径的功率相对较弱，而由于 CASE2 是三径等功率信道，其码间干扰更严重，尽管通过联合检测进行了处理，但仍有残余的码间干扰不能完全消除，所以当信号通过 CASE2 信道时受到的影响要比 CASE1 更为严重，CASE2 的性能要比 CASE1 稍差。

另外，由于篇幅的原因没有列举信号通过白噪声信道和多径衰落信道时联合检测性能比较，但我们可以很容易知道，当信道为白噪声信道时，因为不存在多径干扰，接收端用户信号将完全正交，因此直接通过匹配滤波器就能完全分离，而性能也将优于 CASE1 和 CASE2 时的检测性能

5.2 不同检测算法的性能比较

图 5.2、图 5.3 给出了当用户数 $K=1, 4, 8, 16$ 时，基于迫零线性块均衡(ZF-BLE)法的联合检测器在表 4.4 所示的 CASE1 和 CASE2 多径衰落信道下与传统检测算法的仿真性能比较。

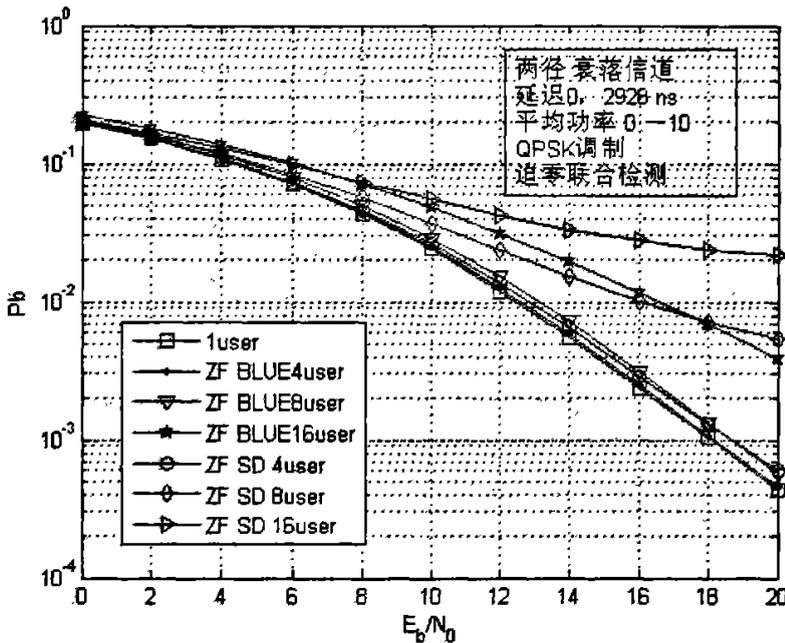


图 5.2 CASE1 不同用户数 ZF-BLE 算法与传统检测算法比较

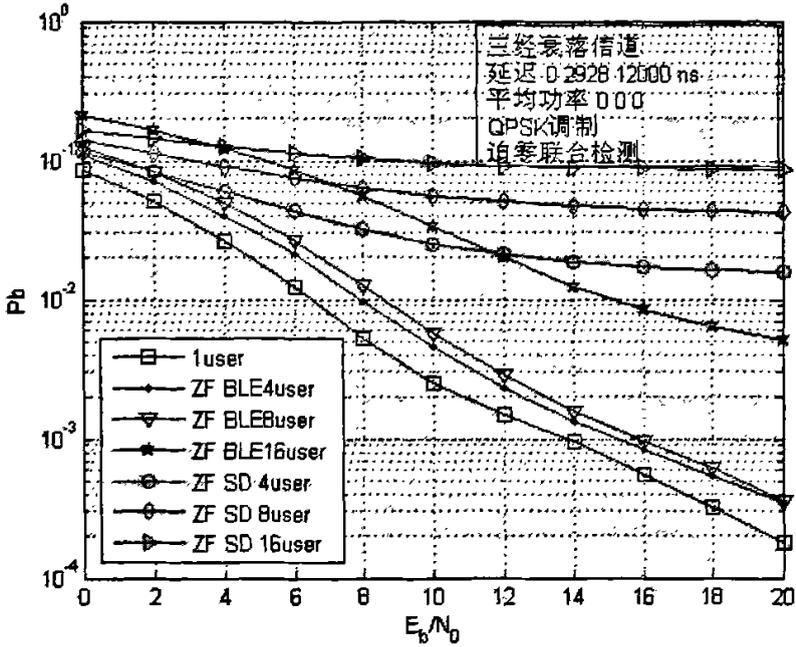


图 5.3 CASE2 不同用户数 ZF-BLE 算法与传统检测算法比较

图 5.4、图 5.5 表示当用户数 $K=1、4、8、16$ 时，基于 MMSE-BLE 算法的联合检测器在 CASE1 和 CASE2 多径衰落信道下与传统检测算法的仿真性能比较。

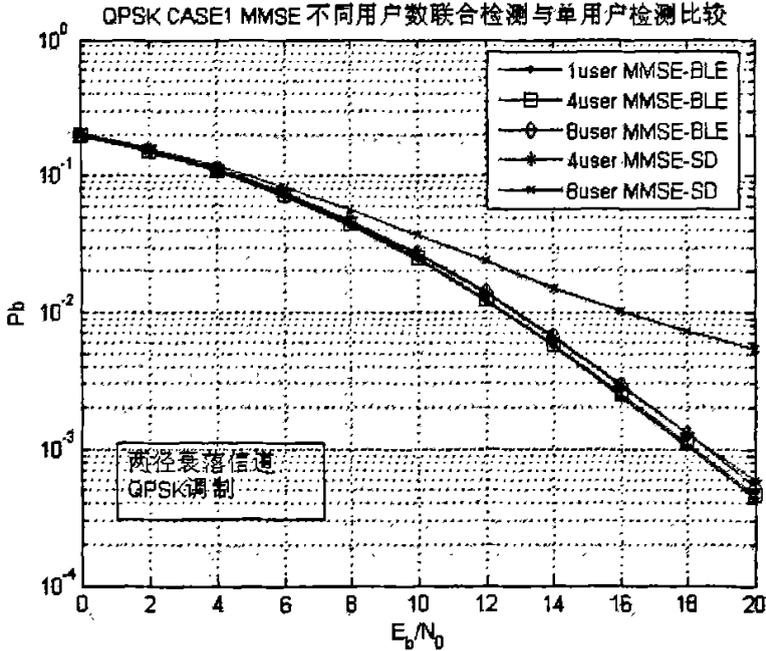


图 5.4 CASE1 不同用户数 MMSE-BLE 算法与传统检测算法比较

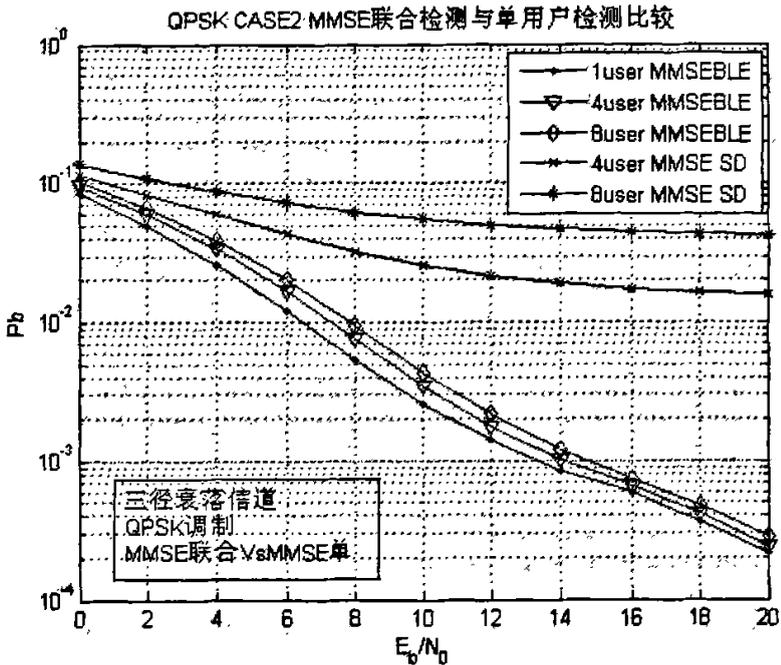


图 5.5 CASE2 不同用户数 MMSE-BLE 算法与传统检测算法比较

从以上四组仿真结果中可以看出，两种联合检测算法相对于不使用联合检测的传统单用户检测技术，抗干扰性能得到了很大提高。同时也可以发现，两种联合检测算法都随着用户数的增多，性能趋于恶化，其原因是当用户数增多时，用户之间的多址干扰变得更为严重，虽然采用了联合检测技术，但并不能完全消除多址干扰，用户数越多，多址干扰就会越严重。对于 ZF-BLE 算法来说，虽然理论上能够完全的消除多址干扰，但由于它会放大噪声，因此随着用户数的增多，噪声放大的程度也会越来越大，进而导致系统性能的下降；而对于 MMSE-BLE 算法，存在的多址用户越多则残余的干扰就会越大，因此也会影响系统的性能。

对于 ZF-BLE 和 MMSE-BLE 我们根据图 5.6 来分析比较它们的性能：

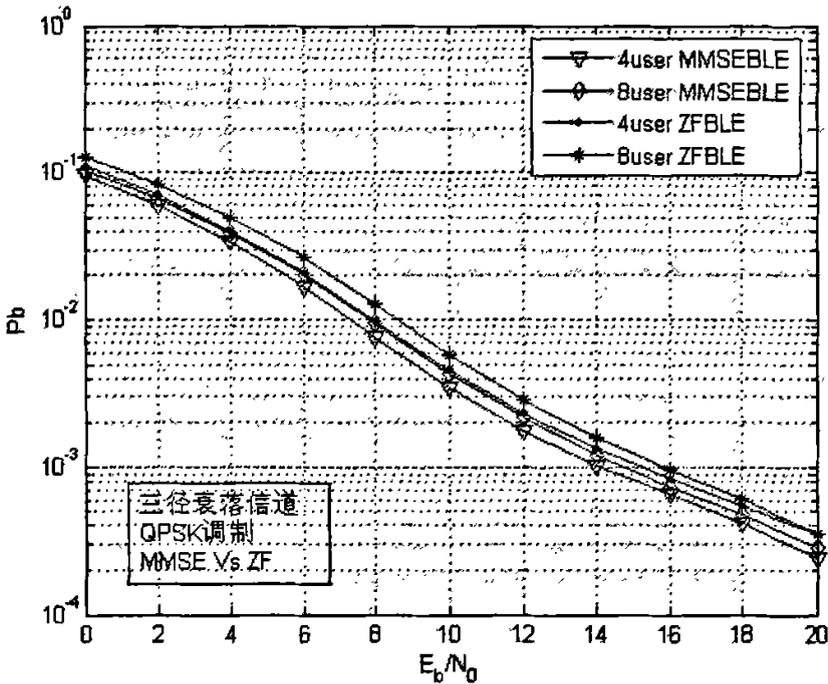


图 5.6 CASE2 MMSE-BLE 与 ZF-BLE 多用户性能比较

图 5.6 表示 4 用户和 8 用户情况下通过 CASE2 多径衰落信道时 ZF-BLE 算法和 MMSE-BLE 算法的联合检测性能比较。从图中我们可以看出，单用户时，两种检测器的性能接近重合，这是因为单用户时系统内没有多址干扰，多径环境也较弱的缘故。多用户时，MMSE-BLE 的性能要比 ZF-BLE 的性能略好，因为 MMSE-BLE 是把多址干扰、多径干扰和噪声综合考虑，使干扰趋于最小化，而 ZF-BLE 只是考虑了多址干扰和多径干扰的消除，对于噪声来说却是放大了，所以只有在信噪比足够高的情况下 ZF-BLE 性能才会趋近 MMSE-BLE。

5.3 不同调制方式的性能比较

当数据传输速率为 384kb/s 时一般采用 QPSK 数据调制技术，但提供 2Mb/s 业务时可采用 8PSK 调制，下面我们就根据采用 8PSK 调制时联合检测的算法性能作一分析，并和 QPSK 方式进行比较。

图 5.7 表示当数据调制方式为 8PSK 时，在 CASE1 多径衰落信道下采用 MMSE-BLE 算法 1、4、8 用户的联合检测性能仿真；图 5.8 为同样条件下采用 ZF-BLE 算法的性能曲线；图 5.9 则给出了 8PSK 时 CASE2 信道下 1、4、8、16

用户的 ZF-BLE 算法仿真性能比较。

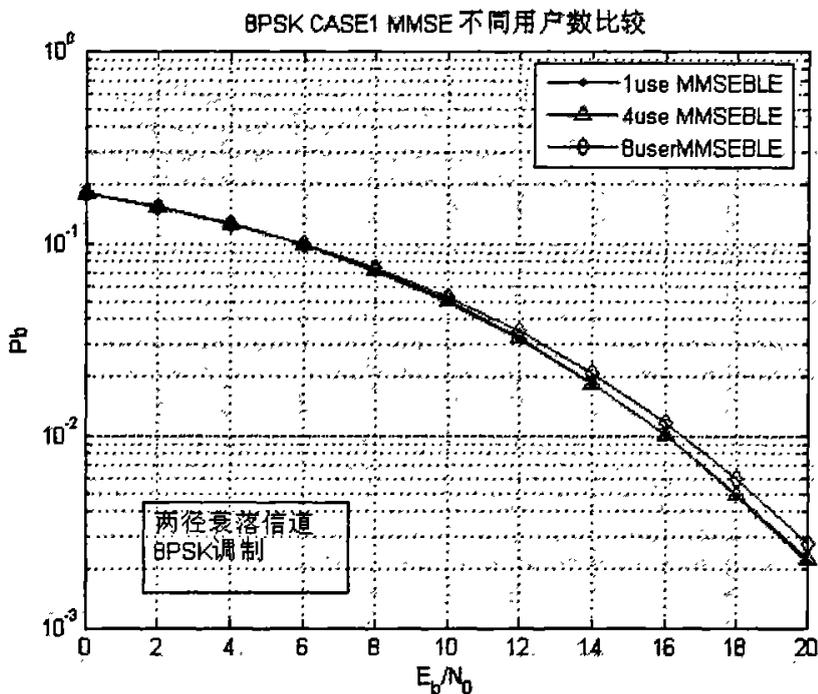


图 5.7 8PSK CASE1 MMSE-BLE 算法不同用户数性能比较

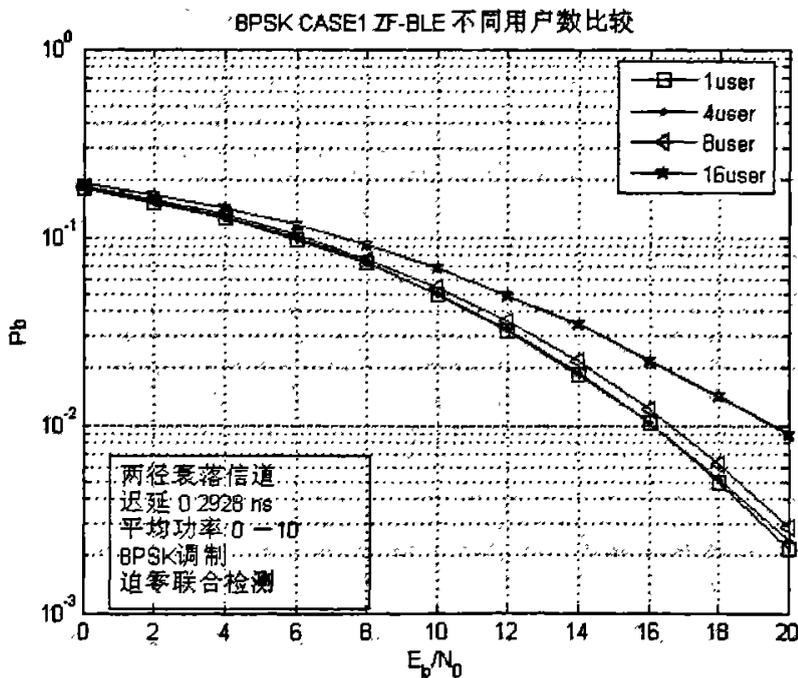


图 5.8 8PSK CASE1 ZF-BLE 算法不同用户数性能比较

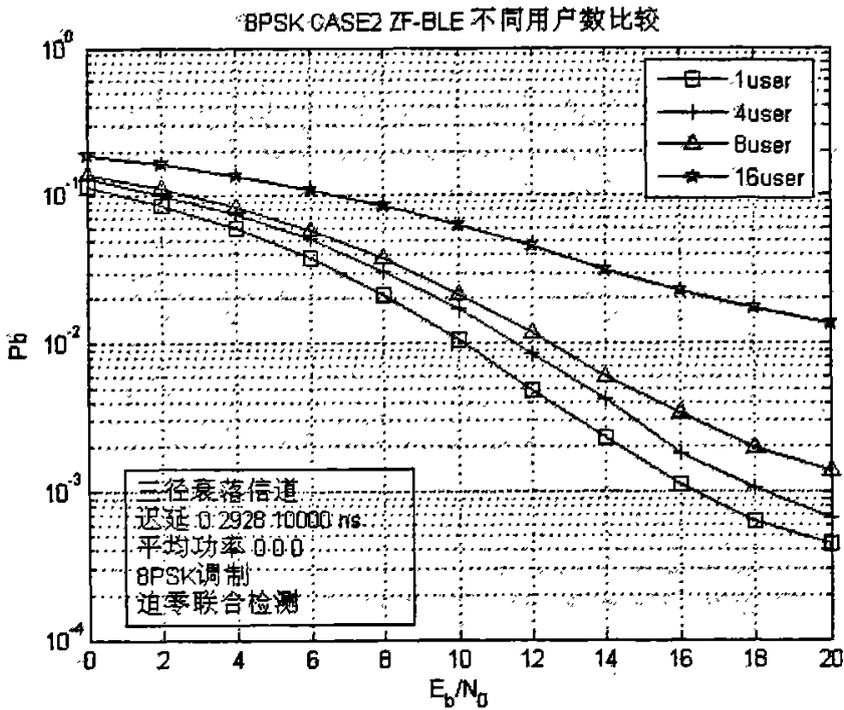
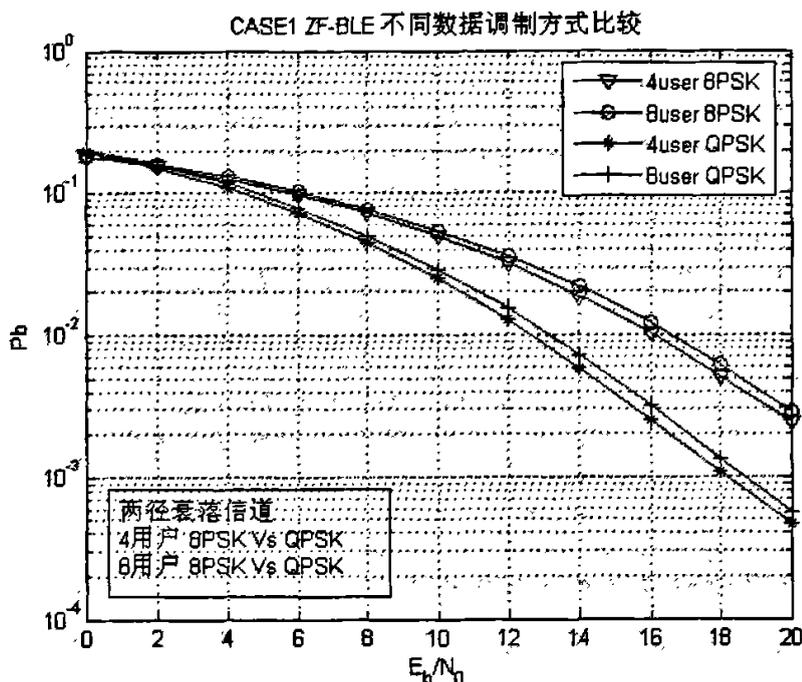


图 5.9 8PSK CASE2 ZF-BLE 算法不同用户数性能比较

从以上三个仿真结果可以看出, 采用 8PSK 数据调制方式的联合检测同样会随着用户数的增多性能下降, 并且 MMSE-BLE 算法性能仍然略好于 ZF-BLE 算法性能。下面我们通过对图 5.10-- CASE1 信道下 ZF-BLE 算法的仿真结果来比较分析在 8PSK 和 QPSK 不同调制方式下的联合检测性能差异。



当采用高阶调制方式—8PSK 进行数据调制时,在占用相同带宽的情况下可以提高系统的数据传输速率,但是采用高阶调制会使映射的星座点之间的欧氏距离变小,进而导致系统的抗干扰能力降低,因此采用 8PSK 调制方式相对 QPSK 调制方式误比特率性能会变差。例如,根据图 5.10 的仿真结果,当误比特率要达到 $10e-2$ 时,系统采用 QPSK 方式时信噪比大约需要达到 10.6dB,而如果采用 8PSK 方式,要达到同样的误比特率,需要信噪比为 16dB,也就是说要达到和采用 QPSK 方式同样的性能采取 8PSK 方式将付出 5.4dB 的代价,这也会进一步增加系统的开销。所以,在数据传输速率和系统开销之间需要寻找一种平衡。

第六章 结束语

为了满足第三代移动通信系统的要求,必须提高系统的容量和加强系统的抗干扰能力,联合检测技术是目前移动通信系统抗干扰和提高系统容量、节约网络成本的重要手段。本文重点研究了基于 TD-SCDMA 系统的联合检测技术。文中首先介绍了 TD-SCDMA 系统物理信道的基本格式以及帧结构和突发结构,同时结合 TD-SCDMA 系统的特点建立了系统的离散传输模型及其矩阵表示,并且分别根据系统的发送端,接收端以及信道建立了信号模型,特别介绍了联合检测技术的关键--系统矩阵的构造;另外,文中还介绍了 DMF、ZF-BLE、MMSE-BLE 三种联合检测线性算法的基本原理,并在理论上做了推导和比较。最后通过 Matlab 仿真平台对不同参数设置的联合检测器进行了上行链路仿真实验,主要得到了以下结论:

1. 因为利用了多用户的先验信息,采用联合检测算法的系统性能要大大优于采用传统检测算法的系统。
2. 对于联合检测技术来说,随着用户数的增多,其性能也趋向恶化,因此需要不断的改进算法性能,进一步提高系统的抗干扰能力。
3. 对比 ZF-BLE 和 MMSE-BLE 两种联合检测算法,MMSE-BLE 的性能要比 ZF-BLE 稍好,因为 ZF-BLE 只考虑了消除多址干扰和多径干扰,但同时却放大了噪声,而 MMSE-BLE 同时考虑干扰和噪声,使系统所受到的影响达到最小。但由于 MMSE-BLE 实际上是在 ZF-BLE 的基础上增加了维纳估计器,需要得到噪声方差的估计,计算量会变得很大,系统的开销会增大,在工程上不容易实现,因此实际系统中在上行链路主要采用 ZF-BLE 算法,并结合智能天线技术来实现对噪声的抑制。
4. 当提高数据传输速率时,可以采用高阶调制方式—8PSK,但同时会导致系统抗干扰能力降低,联合检测算法性能恶化,因此必须通过其它手段来提高系统信噪比才能达到误比特率要求。

通过不断的技术创新,TD-SCDMA 已经逐渐被人们认可和接受,并越来越多的显示出了其优越性,但在其性能上仍然可以进一步提高完善:首先,由于计算复杂度的限制,目前实际系统中是采用 ZF-BLE,但在性能方面它不如 MMSE-BLE,今后如果可以找到有效的噪声估计方法就可以实现 MMSE-BLE 的应用,此外,随着 DSP 技术的发展,系统可以承受更大的运算量时,也可以研究采用非线性联合检测算法来提升系统性能;其次,可以重点研究联合检测结合智能天线技术的应用方法,进一步消除干扰和噪声。

致谢

转眼间，在西安电子科技大学已经度过了九个寒暑，经历了从学生到老师，又从老师到学生的转变，这九年的学习生活经历将是我一生的财富。

首先，对我的导师杨家玮教授表示深深的感谢，我的整个研究生学习阶段离不开杨老师的谆谆教导和悉心关怀，杨老师严谨的治学精神、广博的专业知识和高尚的人格风范深深地感染着我，同时也给我在今后的学习工作中树立了榜样，激励着我不断提升自己、超越自我。

衷心感谢西安电子科技大学通信工程学院赵秋历书记，王跃利副书记，于晓飞副院长，雍晓克主任，杨剑老师，马正西老师，王幼伟老师，赵晓莹老师，张未老师，安凤英老师等各位领导和师长，感谢他们在学习生活和工作中给予我的无微不至的关怀、帮助和指导，是他们教会我如何做人如何做事，也是他们伴随着我一步步走向成熟，在此，对他们致以崇高的敬意。

感谢我的同学和朋友——吴基彬，丘小宁，闵娜，王莹，田甜，朱文凯，张宇，卢曙，李琼，周雪银，赵磊，白明，陈亮，徐明，张亮，赵楠，尹冰，刘韬，陈曦，杨晋萍，姜蕾，尹杰，曹俊……以及我们实验室的同学海川，滕幻，宋春涛，李俊，赵军，杨鹏，代敏等等。是他们陪伴着我成长，一直给予我支持和帮助。

同时，也要感谢我所带的三百余名 2003 级通信工程学院本科学生，他们让我有机会从另一个角度重新经历了大学四年的本科生活，也使我在工作的过程中不断成长和成熟。

谢谢我的女朋友高燕，是她带给我爱情的滋润，在我困难的时候支持我、帮助我、鼓励我，我相信通过我们执着的信念和不懈的努力，一定会在将来共同创造美好的生活。

最后，我要对我的母亲说一声谢谢您！您辛苦了！无论何时您总是无条件地鼓励我、支持我，您在我身上倾注了无尽的心血，报以很高的期望。我想对您说：我一定不会辜负您的期望，我会以将来优异的工作成绩来报答您的养育之恩。

谨以此文献给所有在我成长的道路上爱护、帮助、支持我的亲人、领导、老师、同学和朋友们，谢谢你们！

参考文献

- [1] S.Verdù,Multiuser Detection. Cambridge, U.K.: Cambridge Univ.Press, 1998.
- [2] Marius Vollmer, Martin Haardt. Comparative Study of Joint-Detection Techniques for TD—CDMA Based Mobile RadioSystems[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications. 2001, 19(8): 1461—1475.
- [3] Shihe Li,Jun Li, TD-SCDMA standardization and prototype development, China Academy of Telecommunication Technology
- [4] 徐仲, 陆全."Toeplitz 矩阵类的快速算法", 西北工业大学出版社
- [5] Vollmer M,Haardt M,Gotze J.Comparative Study of Joint Detection techniques for TD-SCDMA based Mobile Radio Systems[J].IEEE Journal on selected Areas in Comm.2001.
- [6] A. Klein and P.W Baier, Linear unbiased data estimation in mobile radio systems applying CDMA,IEEE J.Select. Areas Commun.,1993, 11(9):1058-1066
- [7] A. Klein, G. K. Kaleh, and P. W. Baier, Zero forcing and minimum mean square error equalization for multi-user detection in code division multiple access channels, IEEE Trans. Veh. Technol., vol. 45,pp. 276-287, May 1996.
- [8] Spreading and Modulation (TDD), 3GPP TS 25.223
- [9] 3GPP TR25.948(v5.0.0),RF requirements for low chip rate TDD option
- [10]张贤达, 保铮, 《通信信号处理》[M], 国防工业出版社, 2002.
- [11]谢显中.TD-SCDMA 第三代移动通信系统技术与实现[M].电子工业出版社, 2005.
- [12]石蕊.TD-SCDMA 基站联合检测算法及实现研究, 电子科技大学硕士学位论文, 2005.
- [13]张辉, 曹丽娜.现代通信原理与技术[M].西安电子科技大学出版社.2002.1
- [14]Steiner B, Baier W, Low Cost Channel Estimation in the Uplink Receiver of CDMA Mobile Radio Systems[J], Frequenz, 1993, 47: 11-121.
- [15]黄华生,蒋泽.TD-SCDMA系统中联合检测的原理和实现, 重庆邮电学报, 2001.6
- [16]李世鹤. TD-SCDMA 第三代移动通信标准[M].北京: 人民邮电出版社, 2003
- [17]程云鹏著, 矩阵论[M], 西北工业大学出版社
- [18]Physical Layer Procedures(TDD), 3GPP TS 25.224
- [19]3GPP TS 25,221.Transport Channels and Physical Channels (TDD). Areas in Communications, Vol. 19, No. 1, Jan. 2001.
- [20] Yunxin Li and Xiaojing Huang, "The generation of independent Rayleigh

- faders", Communications, 2000. ICC 2000. 2000 IEEE International Conference on Volume 1, 18-22 June 2000 Page(s): 41-45 vol. 1
- [21] 郭梯云, 杨家玮, 李建东. 数字移动通信. 人民邮电出版社. 2001.3
- [22] 戎波, 吴善培, TD-SCDMA 上行链路中的联合检测算法, 重庆邮电学院学报 (自然科学版), 2002, 1
- [23] 李小文, 李贵勇, 陈贤亮. TD-SCDMA 第三代移动通信系统、信令及实现[M]. 北京: 人民邮电出版社, 2003.
- [24] 邹炯, 钟章队, 王颖. TD-SCDMA 的联合检测技术, 通信技术, 2003.10
- [25] N. Benvenuto and G. Sostrato, "Joint Detection with Low Computational Complexity for Hybrid TD-CDMA Systems", IEEE Journal on Selected
- [26] 昆仑, 张中兆, TD-SCDMA 系统上行链路智能天线和联合检测的结合技术, 高技术通讯, 2002, 5
- [27] Robert Link, 臧侃, 葛晨. TD-SCDMA 中的迫零块线性均衡[J]

研究生在读期间的研究成果

- [1] 王楠. TD-SCDMA 中基于训练序列结构的信道估计与性能分析. 西安电子科技大学通信工程学院 2007 年学术年会. 已录用.