

摘 要

IDMA 是一种新兴的无线接入技术,其具有独特的优势。已成为第四代移动通信(4G)的热门候选标准之一,近年来成为研究热点。

在 IDMA 技术的各项研究当中,上行同步技术为研究难点之一。本文由此出发,对 IDMA 系统的同步技术进行了研究。

首先本论文研究了采样时偏对于 IDMA 系统性能的影响。我们建立一个异步 IDMA 系统上行链路模型,系统中不同用户具有随机时偏。以此来研究采样时偏对于 IDMA 系统性能的影响。理论分析证明,采样时偏会将码间干扰(ISI)和多址干扰(MAI)引入到传统 IDMA 检测算法中,进而引起系统比特误码率性能损失。同时,我们还对不同程度的时偏对于系统性能影响进行评估,从而为同步机制的研究和设计提供了性能参考。

然后,本论文提出一种无数据辅助同步技术。通过对 SNR-variance 技术的理论分析,将其应用于 ZP-IDMA 系统中以完成时间捕获。在基站端(BS)我们可以通过接入用户的平均方差对其时偏进行估计,然后基于反馈环路返回相应的用户端进行发射时间调整。由此,完成无数据辅助方式时间捕获过程。但是研究发现,无数据辅助同步方式在应用于用户端高速移动场景时,性能受限。因此在此方面,还有很多工作要做。

最后我们将 CDMA 系统中使用的 PN 码辅助同步方式,应用在 IDMA 系统中。通过对 PN 码捕获机制和早迟门同步器的改进,我们仍然将基站端(BS)估计的时偏通过反馈环路返回用户端进行处理。取得了不错的性能。但是同时牺牲了系统容量。

IDMA 系统的同步是 IDMA 技术的难点之一,仍然需要很多人的继续努力。

关键词:同步, IDMA, 无数据辅助, PN 码, 时间校正

ABSTRACT

As a new multiple access technique, interleave-division-multiple-access (IDMA) has become a candidate for air interface of forth generation (4G) mobile communication systems due to its particular advantages. It has become one of the hot research areas in recent years.

Among the research topics about IDMA, the uplink synchronization is always the hard issue. Based on this circumstance, we take synchronization techniques of IDMA systems as our research topic in this thesis.

At first, the effect of sample-timing error on the bit-error-rate (BER) performance of IDMA systems is studied in this paper. We construct an asynchronous IDMA system model to investigate the effect of sample-timing error caused by the asynchronous transmission from different user ends (UEs) on the BER performance in uplink. The theoretic analysis shows that sample-timing error can introduce both inter-symbol interference (ISI) and multiple access interference (MAI) into the traditional detection algorithm to degrade the system performance greatly. And the simulation results prove the same conclusion. At the same time, we evaluate the effect of different sample-timing error on system performance in order to get the performance requirements for the uplink synchronization schemes.

For the uplink synchronization issue, we propose a non-data-aided timing acquisition scheme. Based on the theoretical analysis of SNR-variance technique, we apply this SNR-variance evolution in ZP-IDMA system for timing acquisition. In the base station (BS), we detect the average variance of the accessing user to estimate the corresponding timing offset and return it to its user transmitter for calibration. However, we also find that this timing acquisition scheme is hard to apply in the high-speed-vehicle situations, which should be explored in the future works.

In this thesis, we also study the PN-aided synchronization scheme which has been applied in IDMA. After modification about the timing acquisition and early-delay-gate, we still construct a feedback between base station and user ends for timing calibration,

ABSTRACT

which performs well by simulation. However, the system capacity is sacrificed due to the system resource allocated for the pilote signal, which is the compromise for system design.

The synchronization of IDMA systems still is the difficult and important topic in this area, and we need devote more on this research.

Key words : Synchronization, IDMA, non-data-aided, PN code, timing calibration

图目录

图 2-1 传统 CDMA 系统的发射及迭代接收结构.....	7
图 2-2 IDMA 系统的发射及迭代接收结构.....	8
图 3-1 异步 IDMA 系统框图	17
图 3-2 仿真中对于用户 k 的成型和采样处理.....	18
图 3-3 基带成型滤波器冲击相应	19
图 3-4 理想情况下由奈奎斯特第一定律得到的最佳采样点	20
图 3-5 同步 IDMA 系统帧内部时序	21
图 3-6 异步 IDMA 系统典型时序	22
图 3-7 当起始采样点处于不同时刻是异步 IDMA 系统 BER 性能,	27
图 3-8 接收端不同的迭代次数而产生的 BER 性能比较,	27
图 3-9 不同用户的性能比较, 用户 5 为同步用户	28
图 3-10 不同程度采样时偏对系统性能影响,	28
图 4-1 IDMA 迭代接收机模型.....	30
图 4-2 ZP 技术示意图.....	34
图 4-3 SNR 与 variance 的迭代更新.....	37
图 4-4 带有时偏校正模块的异步 IDMA 系统框图	40
图 4-5 系统中应用的升余弦成型滤波器, 滚降系数为 $R=0.5$	42
图 4-7 时偏与平均方差之间的关系	47
图 4-8 接收信号 $U_r(t)$ 的特性曲线	48
图 4-9 TE 模块框图.....	49
图 4-10 基站端接收到的“U”型曲线, 两个周期。	51
图 4-11 上图信号经过低通滤波器之后波形	52
图 4-12 理想同步系统, 异步系统, 经过时偏校正系统 BER 性能比较。 ..	54
图 4-13 TE 模块框图.....	54
图 4-14 直接型 IIR 滤波器.....	55
图 4-15 IIR 滤波效果	56
图 4-16 TE 模块 RTL 级原理图.....	56
图 4-17 TE 模块输出估计时偏.....	57
图 5-1 m 序列的自相关函数.....	59
图 5-2 sinc 基的 PN 码自相关函数.....	60
图 5-3 用户 k 的抽象层次	61
图 5-4 PN 码辅助方式系统发射机模型.....	61
图 5-5 IDMA 接收机框图.....	62
图 5-6 时间捕获过程	63
图 5-7 积分周期为 512 时, 捕获概率曲线	64
图 5-8 积分周期为 4096, 捕获概率曲线.....	64

图 5-9 CDMA 系统中的早迟门同步器	65
图 5-10 $e(\tau)$ 的波形	66
图 5-11 基于反馈调整的早迟门同步器	67
图 5-12 经过同步校正之后的 BER 性能与理想系统性能比较	68

表目录

表 4-1 时间控制比特编码映射..... 50

表 4-2 不同用户的捕获性能..... 52

表 4-3 不同信噪比下时间捕获性能..... 53

表 4-4 TE 模块硬件开销..... 57

表 5-1 改进后的早迟门追踪性能..... 67

缩略词表

英文缩写	英文全称	中文释义
3G	Third Generation	第三代移动通信系统
4G	Fourth Generation	第四代移动通信系统
APP	A Posteriori Probability	后验概率
AWGN	Additive White Gaussian Noise	加性高斯白噪声
BER	Bit Error Rate	误比特率
BS	Base Station	基站
BPSK	Binary Phase Shift Keying	二进制相移键控
CDMA	Code-Division Multiple Access	码分多址
CP	Cyclic Prefix	循环前缀
CSI	Channel State Information	信道状态信息
DEC	Decoder	译码器
EM	Expectation-Maximization	最大期望
EMUD	Elementary Multi-User Detector	基本多用户检测器
ESE	Elementary Signal Estimator	基本信号估计器
FDD	Frequency -Division Duplexing	频分复用
FDE	Frequency Domain Equalization	频域均衡
FEC	Forward Error Code	前向纠错编码
IDMA	Interleave-Division Multiple Access	交织分多址
IS-95	Interim Standard 95	暂时标准 95
ISI	Iinter-Symbol Interference	符号间干扰
JGC	Joint Gaussian Combing	联合高斯合并
LDPC	Low Density Parity Check	低密度校验（码）
LLR	Log-Likelihood Ratio	对数似然比
LLRC	LLR Combing	对数似然比合并
LMMSE	Linear Minimum Mean Square Error	线性最小均方误差
LS	Least Square	最小二乘方
MAI	Multi-Access Interference	多址干扰
MAP	Maximum a Posteriori Probability	最大后验概率
MIMO	Multiple Input Multiple Output	多输入多输出
MISO	Multiple Input-Single Output	多输入单输出
MMSE	Minimum Mean Squared Error	最小均方误差
MRC	Maximal Ratio Combining	最大比合并
MSE	Mean Square Error	均方误差

· 缩略词表

MUD	Multi-User Detection	多用户检测
MUI	Multi-User Interference	多用户干扰
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplex	正交频分复用
p.d.f	Probability Density Function	概率密度函数
PN	Pseudo-Noise	伪随机
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying	四进制相移键控
SINR	Signal to Interference and Noise Ratio	信干噪比
SISO	Soft In Soft Out	软入软出
SNR	Signal to Noise Ratio	信噪比
TDMA	Time-Division Multiple Access	时分多址
TR	Time Reversal	时间反转
TDR-IDMA	Time-Division Duplexing & Reversal IDMA	时分双工时间反转交织分多址
TD-SCDMA	Time-Division Synchronous Code-Division Multiple Access	时分同步码分多址
UEs	User Ends	用户终端
WCDMA	Wideband Code-Division Multiple Access	宽带码分多址
ZP	Zero Padding	零后缀

独 创 性 声 明

本人声明所呈交的学位论文是本人在导师指导下进行的研究工作及取得的研究成果。据我所知，除了文中特别加以标注和致谢的地方外，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作了明确的说明并表示谢意。

签名： 王剑 日期：2010年6月2日

论 文 使 用 授 权

本学位论文作者完全了解电子科技大学有关保留、使用学位论文的规定，有权保留并向国家有关部门或机构送交论文的复印件和磁盘，允许论文被查阅和借阅。本人授权电子科技大学可以将学位论文的全部或部分内容编入有关数据库进行检索，可以采用影印、缩印或扫描等复制手段保存、汇编学位论文。

（保密的学位论文在解密后应遵守此规定）

签名： 王剑 导师签名： 胡剑波
日期：2010年6月2日

第一章 绪论

1.1 研究背景

在最近的几十年中,伴随着超大规模集成电路技术、前向纠错编码技术、计算机技术、数字信号处理技术以及信息技术的飞速发展,极大地促进了无线通信技术的发展。无线蜂窝移动通信系统已经经历了三代,近几年研究人员已经开始将研究重点放在 3G 的长期演进计划(LTE)和对第四代移动通信的研究当中。

目前,三种主要的 3G 标准 CDMA2000、WCDMA、TD-SCDMA 均采用码分多址技术,所以 CDMA 技术一直是人们研究的热点。从 TDMA、FDMA 到 CDMA,多址技术一直是个人通信领域,尤其是基于蜂窝架构的无线移动通信系统中的关键技术之一。理论分析与实践经验均证明了基于非正交时频资源的 CDMA 能够取得比正交时频资源的时分多址和频分多址更高的频谱效率[1],基于此优点 CDMA 技术成为第三代移动通信系统(3G)的核心技术,该技术得到了广泛的应用。目前在 3G 系统中采用的是直接序列扩频(DSSS: Direct Sequence Spread Spectrum)技术,这种 DS-SS 系统在实际应用中并没有完全发挥出 CDMA 在容量上的潜在优势。在 CDMA 系统中由于用户位置及接入的随机性,使得用户间很难做到严格正交,从而引起各用户间相互干扰,即多址干扰(MAI)。随着 CDMA 系统容量的扩大,MAI 问题日益严重,影响到 3G 及未来移动通信系统容量及频谱效率的进一步提高;因而多用户检测技术成为当前和未来移动通信的关键技术之一。如何提高检测效率同时降低由于系统庞大带来的算法功率消耗,是研究人员的研究热点问题。

近几年来研究人员对迭代多用户检测进行了广泛的研究[2]-[9]。从 1996 年起,编码多用户检测技术受到越来越多的关注,提出了使用不同交织图案区分不同用户的思想。基于信息论的理论分析表明当整个带宽都用于编码的时候,可以获得最佳的多址接入信道容量[10][13]。由此,交织分多址(IDMA: Interleave-Division Multiple Access)的概念在 02 年由香港城市大学的李平教授提出,简称为交织多址技术[11]-[16]。其目的在于以较低的复杂度解决 CDMA 移动通信系统中日益严重的多用户干扰问题。自 IDMA 的概念提出以来,世界各国的研究人员在用于交织多址技术的编码、迭代多用户检测算法[11]-[16],功率分配方法[17],信噪比的

演化评估算法[18], 交织器的设计及选择[19][20], 性能评估[21]-[24]等方面进行了很多的研究工作, 积极的推广了 IDMA 技术的应用前景。在 IDMA 系统中, 交织器作为区分用户的唯一手段, 对不同的用户采用不同的交织图案, 因此交织器在系统中起到与 CDMA 系统中的正交码异曲同工的作用。同时交织器的应用把 CDMA 系统里面的扩频码所使用的全部带宽释放出来用于信道编码, 或者将扩频器放在编码器和交织器之间。而此时扩频码的功能只是频谱扩展, 并且所有用户可以使用同一个简单扩频码, 这就避免了随着用户数的增加扩频码也随之增长的困境。交织器输出序列的相邻码片间相关性被性能良好的交织器打乱, 从而使逐码片 (Chip-by-Chip) 的迭代多用户检测得以实现, 这也是 IDMA 的关键所在[11][15]。IDMA 系统继承了 CDMA 系统的许多优势, 特别是在抗干扰性能和抗多径衰落方面。在一定意义上, 可以这样理解, 交织多址属于码分多址, 但它与传统的码分多址 (DS-CDMA 或 MC-CDMA) 又有所不同, 其特点可以归纳为[11]-[17][25][26]

1) IDMA 是码片级交织 (chip-level interleaving), 内含了与比特交织编码调制 (BICM) 相同的机制, 所以具有与 BICM 相同的优点, 即更高的分集阶数 (diversity order);

2) 没有经过扩频处理, 不同用户使用了不同的交织图案, 即通过不同交织方案来识别用户。作为用户特征的交织图案可以由随机交织器生成, 不同的用户采用不同的生成“种子”即可, 从而避免了 CDMA 系统中由于用户数增大而带来的正交码备集空间不足的可能;

3) IDMA 多用户检测的计算复杂度随用户数量呈线性增长, 特点适用与无线通信的上行链路, 易于实现;

4) IDMA 具有高的频谱效率、高的数据传输效率和低功耗等。

另外, 作为一种多址接入技术, IDMA 还可以与 MIMO, OFDM 等技术相结合。近年来, 许多研究人员在此方向上做了研究。文献[27]提出了 MIMO-IDMA 传输方案, 该方案充分发挥天线的分集增益, 从而进一步增强 IDMA 的工作性能。文献[28]-[30]提出了 OFDM-IDMA 传输方案, 二者紧密结合能达到克服多址干扰和符号间干扰, 并且提高系统的数据传输速率的目的。

上述研究工作主要集中于交织多址技术的信道估计、交织器设计、功率分配、及其应用方面, 并且也主要集中在上行链路的多用户检测方面。这些研究都无一例外的假设所研究系统为同步 IDMA 系统。但是在实际系统当中, 由于基站和用户端在地理空间及通信时间上的不确定分布, 我们很难保证其准确同步, 所以

IDMA 系统上行链路的同步是一个棘手的问题。

1.2 研究意义

由于目前研究人员普遍认为上行链路的同步是 IDMA 系统研究的一个难点问题，所以国内外关于此研究的进展不大。但是 IDMA 系统可以看成 CDMA 系统的一种特殊情况，所以一些研究人员从异步 CDMA 系统的研究角度出发来获取研究 IDMA 同步的灵感。对于 IDMA 系统的上行同步，同样可以分为两个过程分别研究：时间捕获和定时追踪。时间捕获的目的在于将不同用户的码片周期精确到一个码片周期之内。研究表明对于多用户接入系统，不好的时间捕获方法将严重降低系统容量[31]。澳洲国立大学的研究人员 Mark. Reed 和 Zhenning Shi 提出了一种基于时间相关器的时间捕获方法[32]。这种方法将 IDMA 看做是 DS-CDMA 系统的变形，即将 DS-CDMA 系统中交织单元和扩频单元的顺序互换。这种方法同时将时间捕获和 IDMA 的软信息干扰抵消技术相结合，在高用户互干扰的场景下，即用户数与扩频增益相等的场景下取得了不错的捕获效果。但是此方法由于采用了矩形成型波，所以不存在接收端多用户的最佳采样点偏移而带来的码间干扰。而在实际工程中，矩形成型波不具有很强的实际应用价值。与此同时，他们还研究出一种优化的 IDMA 异步接收机制[33]，该接收机从检测策略上对 IDMA 做了改进，从而达到了不使用保护时隙也能避免块间干扰的目的。但是基于传统的 DS-CDMA 的定时同步技术有其自身的局限之处：

1) 对于 DS-CDMA 系统，每个用户采用不同的伪随机扩频码，而这些扩频码在解决同步问题之时又起到了关键作用，可以认为伪随机序列为各用户自带的信息。所以伪随机序列的引入在没有损失系统容量的情况下为解决 CDMA 的定时同步提供了数据辅助机制。而对于 IDMA 系统，不同的交织图案起到了区分不同用户的作用。但是由于交织图案产生的准正交特点，在接收端由码片级恢复定时信息很难实现。若在 IDMA 系统中加入伪随机序列，则损失了系统容量；

2) 由于 IDMA 接收机中使用的逐码片联合检测机制，使其对很小的定时误差非常敏感。同时也正是由于这种特殊的检测机制，我们很难在接收端将每个用户抽出分别进行同步捕获和追踪，因此，CDMA 中的同步机制应用与 IDMA 时会有一定的性能差距。

从以上的介绍可知，国内外对于 IDMA 系统的定时同步的研究基本处于停滞状态。尤其对于在使用带限的升余弦成型波时，由于基站和移动台在地理空间和通

信时间上的随机分布，而造成的接收端码片异步的情况的研究更是无人涉及。由于 IDMA 的特殊传输机制以及码片级迭代检测机制，IDMA 系统具有高频谱效率，高传输速率，高系统容量以及低功耗的特点。尤其是迭代检测机制的应用使 IDMA 与 CDMA 相比，其优势集中体现在上行链路中。与信道估计，均衡一样，上行链路的同步技术也是 IDMA 系统设计的要素之一。本论文便由此出发，来研究 IDMA 系统上行链路的同步技术。

1.3 论文贡献

论文研究课题来源于国家自然科学基金重大专项“未来移动通信系统与技术研究”，子课题“充分利用空间资源的无线通信传输理论”；国家自然科学基金项目“TDR-IDMA 传输方法研究”；国防重点实验室基金项目“具有交织多址的 XXXXX 研究”。

本文的主要研究工作在于探讨 IDMA 系统上行链路的定时同步相关问题。通过建立科学的系统模型，通过系统仿真的方式，对定时误差对系统性能的影响，同步机制等方面进行了研究。本文的主要贡献如下：

1) 研究了码片级定时误差对 IDMA 系统性能的影响。由于 IDMA 特殊的检测机制，整倍码片的定时误差对于系统性能影响可以看做多径效应[13]。而真正产生性能损失的是一个码片周期之内的定时误差。本论文对定时误差产生的原因做了分析，同时分析了定时误差对于 IDMA 检测机制的影响，并通过仿真给出了在不同程度的定时误差的条件下系统性能的损失以及定时同步技术应该达到的目标；由于 IDMA 系统不含伪随机序列，则最好的定时同步机制应为在不加入任何数据辅助信息的条件下恢复出定时信息。由此作为出发点，本文通过对 ZP-IDMA 系统信道参数矩阵的分析，找到接收端 SNR 与用户平均方差 Variance 之间的关系，从而建立一种无数据辅助的盲捕获机制。通过仿真，该机制可以获得良好的捕获概率；

2) 研究了传统的基于 PN 码辅助的同步机制在 IDMA 系统中的应用。建立基于定时信息反馈环路的系统模型，利用在信道估计中加入的导频信息，完成上行链路同步。本文通过实验给出了在不同能量的导频辅助条件下，系统获得的不同捕获概率及虚警概率。文章还对传统的早迟门同步器进行改进，从而使其可以应用在 IDMA 系统中；

3) 对无数据辅助同步方法和 PN 码辅助同步方法进行比较和分析，分析其各自

问题及相互优势，指出今后可能的应用场景。

1.4 论文结构

本论文共分为六章，全文的结构安排如下：

第一章：绪论。本章首先阐述了论文工作的研究背景，回顾并且分析了 IDMA 的提出背景及其国内外目前的研究现状。根据现有的研究现状，指出了 IDMA 还有有待进一步研究的空间，从而为论文的研究方向奠定了基础。随后阐述了论文的研究目的及其研究意义。最后给出了论文的主要研究内容、主要贡献及其结构安排。

第二章：IDMA 系统简介。本章介绍 IDMA 系统的总体结构。另外，本章简要分析了 IDMA 系统的基本工作原理，并且将 IDMA 系统的结构与 CDMA 系统的结构进行了相比。在介绍 IDMA 系统基本工作原理时，重点分析了 IDMA 系统的逐码片迭代多用户检测机制。最后，文章对 IDMA 系统性能进行分析。

第三章：IDMA 系统定时同步研究现状及采样时偏对系统性能影响。本章首先介绍国内外 IDMA 系统定时同步研究现状，对定时同步研究仍然存在的问题进行总结。然后定义采样时偏概念，对采样时偏对检测机制的影响进行分析。最后通过蒙特卡洛仿真，给出不同程度采样时偏下 IDMA 系统的不同误码率特性。同时给出定时同步应达到的量化目标。

第四章：IDMA 系统同步技术研究——无数据辅助方法。本章首先介绍 ZP-IDMA 系统，即全零后缀交织多址系统，并对 ZP-IDMA 系统的传输矩阵进行分析，从而得到 IDMA 接收机中 ESE 的近似表达式。然后引出 SNR-Variance 技术。通过数学证明的方法将 SNR-Variance 技术应用在 IDMA 的时间捕获当中，搭建系统模型，得到仿真结果。列举出此方法的问题与难点，指出未来的研究难点。最后对关键模块进行硬件电路实现。

第五章：IDMA 系统同步技术研究——PN 码辅助方法。本章首先对 PN 码辅助同步方法的原理进行阐述。然后分别介绍 PN 码辅助方法在 IDMA 系统中的应用：捕获和追踪。最后对两种不同的 PN 码辅助方法进行比较。通过搭建系统模型，蒙特卡洛仿真，得到仿真结果。

第六章：总结。本章是全文的最后一部分。由于 IDMA 系统的同步仍然是未来研究的难点所在，而本章所做工作比较基础，故未来还有很多棘手的问题需要解决。该章给出了全文已有工作的总结及其未来可能的研究方向和展望。

第二章 IDMA 系统简介

本章将首先简要分析 IDMA 系统的基本工作原理，并且将 IDMA 系统的结构与 CDMA 系统的结构进行了对比。在此基础上重点分析了 IDMA 系统的逐码片迭代多用户检测。

2.1 IDMA 系统

2.1.1 IDMA 系统结构

由于 IDMA 可以看成 DS-CDMA 系统的特殊变形，所以本节从传统的 CDMA 系统结构讲起，进而介绍 IDMA 系统，从而更加明显的表述 IDMA 系统结构的特点以及与传统 CDMA 系统的不同之处。

为了方便说明，图 2.1 给出了传统 CDMA 系统的发射及迭代接收结构[34]；图 2.2 给出了 IDMA 系统的发射及迭代接收结构[13]。

如图 2.1 所示，在 CDMA 系统中，发射端的用户数据首先经过前向纠错编码，然后送入交织器，最后经过扩频产生发射信号。在接收端接收信号首先经过一组相关器（解扩器），然后进行迭代检测，其中涉及两个功能模块，一个是基本多用户检测器（EMUD: Elementary Multi-User Detector），另一个是一组译码器（DEC）。前向纠错编码约束和各用户码字间相关性的约束是接收端需要考虑的两种不同约束，其中用户波形间的准正交性带来了 MAI。基本多用户检测器和译码器分别处理多址干扰和前向编码。基本多用户检测器在处理多址干扰时不考虑编码约束，其输出软信息送入译码器中，译码器利用编码约束及不同的译码规则作进一步处理，而此时译码器不考虑各用户码字间相关性约束。译码器的输出反馈到基本用户检测器中用于改善在下一次迭代中用到的估计值。迭代到一定的次数或满足一定的迭代准则后，将译码器的软输出值作硬判决输出，得到判决信息比特。

在迭代检测器中，每个 DEC 只处理相应用户的数据而忽略其他用户的数据。因此，我们在考虑计算复杂度时可以忽略译码器的影响。另一方面，EMUD 采用多用户联合处理方法来处理所有用户的信息。假设系统并发用户数为 K ，采用普通的最小均方误差（MMSE: Minimum Mean Square Error）算法时，对单个用户而

言，多用户检测的算法复杂度是 $O(K^2)$ 。而如果采用最大比合并（MRC: Maximal-Ratio-Combining）算法，对单个用户而言，多用户的算法复杂度也达到了 $O(LK)$ ，其中 L 为多径信道的记忆长度。我们可以看到，当 K 很大时，复杂度将变的十分棘手。

另外，CDMA 系统的一个不可忽视的问题是容量。在多小区环境下，CDMA 有很多优势，但是在单一小区中，由于 CDMA 是一个自干扰系统，其容量受限于 MAI。

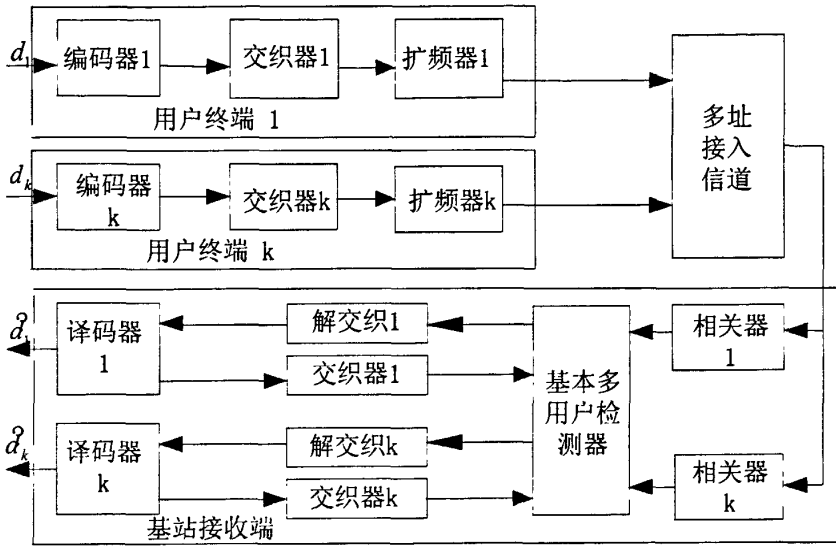


图 2-1 传统 CDMA 系统的发射及迭代接收结构

因此，如何解决容量和复杂度自然就成为了人们的探索的方向，IDMA 也就应运而生。IDMA 系统去掉了 CDMA 系统中用来区分用户的正交扩频码字，而采用不同的交织器区分不同的用户，同时采用低码率的编码，在提高频谱效率的同时也提高了编码增益。接收端也省去了 CDMA 中的解扩部分，同时简化了多用户检测方法，从而降低了接收机的复杂度。

假设一个系统中有 K 个用户，IDMA 系统的发射及接收器的结构如图 2.2 所示。用户 k 的输入数据序列 d_k 经过低码率编码器 C ，产生编码序列 $c_k = [c_k(1) \dots c_k(j) \dots c_k(J)]^T$ ，其中 J 为帧长。然后将 c_k 送入交织器 π_k 生成序列 $x_k = [x_k(1) \dots x_k(j) \dots x_k(J)]^T$ 。仍然按照 CDMA 的习惯，我们称 x_k 中的 $x_k(j)$ 为码片。 $\{r(j)\}$ 为接收端的接收信号。接收信号送入基本信号估计器（ESE: Elementary Signal Estimator），ESE 利用接收到的信道观测值和其他码片的先验信息得到 $x_k(j)$

的对数似然比外信息 $e_{ESE}(x_k(j))$ 。不同的用户仅仅利用不同的交织图案进行区分。

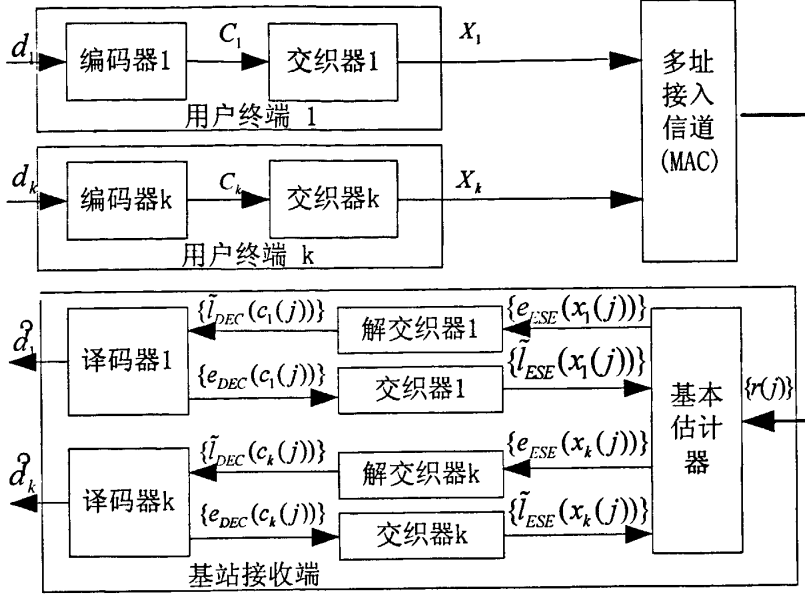


图 2-2 IDMA 系统的发射及迭代接收结构

IDMA 的关键是不同用户的交织器 π_k 必须各不相同,假设这组交织器是独立和随机的。在理想情况下,数据经过交织器后,交织器输出序列相邻码片间近似无关,同时不同用户的信息经过不同交织,从而使逐码片的迭代多用户检测得以实现,这也是 IDMA 的关键所在[13],这一特性将有助于下面即将要讨论的 IDMA 逐码片迭代多用户检测。

在性能和复杂度上考虑, IDMA 是一种合适的空中接口方案,尤其对于上行链路而言。其优点为:

1) 性能上: IDMA 具有很好的功率和频谱效率。很短的块或帧长度可以适用于 IDMA 中。配合导频辅助的信道估计,可以支持移动台很高的运动速率以及载波偏移;

2) 复杂度上: 首先发射机结构比较简单,符合移动台对功率的要求。在基站端, MUD 算法的复杂度是可以接受的。IDMA 中使用的 MUD 机制的整个计算复杂度与码片数,迭代数,接收天线数以及 Rake 阶数之间呈线性关系,而且不需要对信道矩阵进行反转,计算复杂度并不高。其中更加简化的 IDMA 接收机在文献[24][35]中有研究。文献[36][37]研究了多径和多天线条件下的 IDMA 接收机的复杂度增长情况。文献[38]则对 MAP 算法的最优 IDMA 接收机进行了研究。而对于所

有的 IDMA 接收机而言，最大的难点在于码片级的信道估计以及定时同步的研究。正是由于 IDMA 所具有的这些优点，我们可以预计在未来的无线通信系统中（如 B3G, 4G, WLAN, ad hoc）会得到广泛的应用。

2.1.2 IDMA 数学模型

为了简化分析，首先假设信道是无记忆单径信道。基站接收的信号可以表示为

$$r(j) = h_k x_k(j) + \sum_{k' \neq k} h_{k'} x_{k'}(j) + n(j), j = 1, 2, \dots, J \quad (2.1)$$

其中， J 为帧长， $x_k(j)$ 为用户 k 的第 j 个码片， h_k 为用户 k 的信道系数， $\{n(j)\}$ 是方差为 $\sigma^2 = N_0/2$ 的加性高斯白噪声的采样序列。不失一般性，我们采用二进制相移键控（BPSK: Binary Phase Shift Key）调制进行分析。

IDMA 系统接收端的迭代检测是基于多址接入信道约束和编码器的编码约束，在两个约束同时作用下寻找优化的解决方法通常是很困难的。因此，与 CDMA 系统一样 IDMA 接收机将两个约束分开来考虑。如图 2.2 所示。IDMA 接收器由一个 ESE 和 K 个单用户后验概率（APP: A Posteriori Probability）译码器（DEC）组成。多址接入信道约束和编码器的编码约束分别在 ESE 和 DEC 中考虑，再通过迭代检测将两种约束结合在一起，这种处理使系统的复杂度得以极大地简化。DEC 在最后一次迭代中产生信息比特 $\{d_k\}$ 的硬判决值 $\{d_k\}$ 。

由于应用了码片级交织器，交织器输出序列的相邻码片间近似无关，从而使逐码片的迭代多用户检测得以实现，避免了处理相关性问题时所用的最大后验概率（MAP）或矩阵操作。这也是 IDMA 的关键所在[12]。所以 IDMA 的计算复杂度比传统的 CDMA 多用户检测的复杂度低（如 MAP 检测器、MMSE 检测器、概率数据关联（PDA）检测器等）。

ESE 关于 $\{x_k(j), \forall k, j\}$ 的先验对数似然比（LLRs: Log-Likelihood Ratios）信息定义为

$$\tilde{l}_{ESE}(x_k(j)) = \log \left(\frac{\Pr(x_k(j) = +1)}{\Pr(x_k(j) = -1)} \right), \forall k, j \quad (2.2)$$

同样，DEC 关于 $\{c_k(j), \forall k, j\}$ 的先验 LLRs 信息定义为

$$\tilde{l}_{DEC}(c_k(j)) = \log \left(\frac{\Pr(c_k(j) = +1)}{\Pr(c_k(j) = -1)} \right), \forall k, j \quad (2.3)$$

注意, $\{x_k(j), j=1, 2, \dots, J\}$ 是 $\{c_k(j), j=1, 2, \dots, J\}$ 经过交织后的相应码片。

ESE 模块以 $\{r(j)\}$ 和 $\{\tilde{l}_{ESE}(x_k(j))\}$ 作为输入。当信道状态信息 (CSI) $\mathbf{h} = \{h_k, \forall k\}$ 已知时, 则对应 $\{x_k(j), \forall k, j\}$ 的后验概率对数似然比定义如 (2.4) 式所示。

$$\log\left(\frac{\Pr(x_k(j)=+1|r(j), h)}{\Pr(x_k(j)=-1|r(j), h)}\right) = \underbrace{\log\left(\frac{p(r(j)|x_k(j)=+1, h)}{p(r(j)|x_k(j)=-1, h)}\right)}_{e_{ESE}(x_k(j))} + \tilde{l}_{ESE}(x_k(j)), \forall k, j \quad (2.4)$$

$e_{ESE}(x_k(j))$ 是 $x_k(j)$ 的外信息对数似然比, 它是基于信道观测值和其他码片先验信息而得到的。对于单径信道, $x_k(j)$ 只与 $\{r(j)\}$ 有关, ESE 的输出在此时可以表示为

$$e_{ESE}(x_k(j)) = \log\left(\frac{p(r(j)|x_k(j)=+1)}{p(r(j)|x_k(j)=-1)}\right) \quad (2.5)$$

类似的道理, 定义 $(\tilde{L}_{DEC})_k \equiv \{\tilde{l}_{DEC}(c_k(j)), \forall j\}$ 作为用户 k 的 DEC 模块的输入。基于编码约束的 $c_k(j)$ 的后验概率对数似然比可写为

$$\log\left(\frac{\Pr(c_k(j)=+1|C, (\tilde{L}_{DEC})_k)}{\Pr(c_k(j)=-1|C, (\tilde{L}_{DEC})_k)} = \underbrace{\log\left(\frac{\Pr(c_k(j)=+1|C, (\tilde{L}_{DEC})_k \setminus \tilde{l}_{DEC}(c_k(j)))}{\Pr(c_k(j)=-1|C, (\tilde{L}_{DEC})_k \setminus \tilde{l}_{DEC}(c_k(j)))}\right)}_{e_{DEC}(c_k(j))} + \tilde{l}_{DEC}(c_k(j)) \quad (2.6)$$

其中 $(\tilde{L}_{DEC})_k \setminus \tilde{l}_{DEC}(c_k(j))$ 是在 $(\tilde{L}_{DEC})_k$ 中令 $\tilde{l}_{DEC}(c_k(j))$ 为零时得到的结果。在 (2.6) 式中, 用户 k 的 DEC 的输出构成外信息对数似然比 $\{e_{DEC}(c_k(j)), \forall j\}$ 。迭代过程如图 2.2 所示。在 ESE 最初工作时, 即第一次迭代时, ESE 将只利用接收信息 $\{r(j)\}$ 进行处理, 没有先验信息可利用, 所有的 $\{\tilde{l}_{ESE}(x_k(j))\}$ 初始化为 0。

2.2 IDMA 多用户迭代检测算法介绍

从 (2.1) 式可知, 当传输信号为 $\{x_1(j), x_2(j), \dots, x_K(j)\}$ 时, 接收信息 $r(j)$ 服从高斯分布, 其对应的概率密度函数 (p.d.f: probability density function) 为

$$p(r(j)|x_1(j), \dots, x_K(j)) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \exp\left(-\frac{\left(r(j) - \sum_{k=1}^K h_k x_k(j)\right)^2}{2\sigma^2}\right) \quad (2.7)$$

σ^2 是加性高斯白噪声的方差, 根据贝叶斯准则及 (2.7) 式, 我们可以按照 (2.5) 式计算 ESE 的输出, 如 (2.8) 式。

$$\begin{aligned}
e_{ESE}(x_k(j)) &= \log \left(\frac{p(r(j) | x_k(j) = +1)}{p(r(j) | x_k(j) = -1)} \right) \\
&= \log \frac{\sum_{X_j^+} p(r(j) | x_1(j), \dots, x_k(j)) \prod_{k' \neq k} \Pr(x_{k'}(j))}{\sum_{X_j^-} p(r(j) | x_1(j), \dots, x_k(j)) \prod_{k' \neq k} \Pr(x_{k'}(j))} \quad (2.8)
\end{aligned}$$

其中, $\Pr(x_k(j))$ 为 $x_k(j)$ 的先验概率, X_j^+ 为 $\{[x_1(j), x_2(j) \dots x_k(j)]\}$ 中 $x_k(j) = +1$ 时的情形, X_j^- 则反之。虽然(2.8)式根据 MAP 给出了最佳估计, 然而其复杂度为 $O(2^K)$, 所以有必要寻找一种次优的算法从而降低运算的复杂度。

为了降低 MAP 运算的复杂度, 文献[14-[17]给出了 ESE 的高斯近似算法。当 $x_k(j)$ 是随机变量时, 由于 $\{e_{ESE}(x_k(j))\} \Rightarrow \{\tilde{l}_{DEC}(x_k(j))\}$, 结合(2.2)式, 可得 (2.9) 式

$$e^{\tilde{l}_{ESE}(x_k(j))} = \frac{Pr(x_k(j) = +1)}{Pr(x_k(j) = -1)}, \forall k, j \quad (2.9)$$

又由于

$$Pr(x_k(j) = +1) + Pr(x_k(j) = -1) = 1 \quad (2.10)$$

则有以下两式

$$Pr(x_k(j) = +1) = \frac{e^{\tilde{l}_{ESE}(x_k(j))}}{[e^{\tilde{l}_{ESE}(x_k(j))} + 1]} \quad (2.11)$$

$$Pr(x_k(j) = -1) = \frac{1}{[e^{\tilde{l}_{ESE}(x_k(j))} + 1]} \quad (2.12)$$

又根据均值的数学表达式

$$E(x_k(j)) = P(x_k(j) = 1) \times 1 + P(x_k(j) = -1) \times (-1) \quad (2.13)$$

由(2.9) 式至(2.13)式可得

$$E(x_k(j)) = \tanh \left(\frac{\tilde{l}_{ESE}(x_k(j))}{2} \right) \quad (2.14)$$

$$Var(x_k(j)) = 1 - (E(x_k(j)))^2 \quad (2.15)$$

$E(x_k(j))$ 和 $Var(x_k(j))$ 分别是 $x_k(j)$ 的均值及方差。由 (2.14) 式和 (2.15) 式可以看出 ESE 的更新过程就是通过 $\tilde{l}_{ESE}(x_k(j))$ 来更新 $E(x_k(j))$ 和 $Var(x_k(j))$ 。

重写 (2.1) 式如下

$$r(j) = h_k x_k(j) + \zeta_k(j), j = 1, 2, \dots, J. \quad (2.16)$$

$$\zeta_k(j) = r(j) - h_k x_k(j) = \sum_{k' \neq k} h_{k'} x_{k'}(j) + n(j) \quad (2.17)$$

由 (2.17) 式可知, $\zeta_k(j)$ 即为第 k 个用户的噪声, 为相对于用户 k 的多用户干扰与高斯白噪声之和。假设 $\{x_k(j), \forall k\}$ 是独立同分布的随机变量, 根据中心极限定理, $\zeta_k(j)$ 可以近似为高斯随机变量, 其均值和方差如下

$$E(\zeta_k(j)) = \sum_{\substack{k'=1 \\ k' \neq k}}^K h_{k'} E(x_{k'}(j)) \quad (2.18)$$

$$\text{Var}(\zeta_k(j)) = \sum_{\substack{k'=1 \\ k' \neq k}}^K |h_{k'}|^2 \text{Var}(x_{k'}(j)) + \sigma^2 \quad (2.19)$$

对 (2.16) 式运用中心极限定理, 则有

$$p(r(j) | x_k(j) = \pm 1) = \frac{1}{\sqrt{2\pi \text{Var}(\zeta_k(j))}} \exp\left(-\frac{(r(j) - (\pm h_k + E(\zeta_k(j))))^2}{2\text{Var}(\zeta_k(j))}\right) \quad (2.20)$$

将 (2.20) 式代入第 (2.5) 式中可得 (2.21) 式

$$\begin{aligned} e_{\text{ESE}}(x_k(j)) &= \log \left(\frac{P(r(j) | x_k(j) = +1, h)}{P(r(j) | x_k(j) = -1, h)} \right) \\ &= \log \left(\frac{\exp\left(-\frac{(r(j) - E(\zeta_k(j)) - h_k)^2}{2\text{Var}(\zeta_k(j))}\right)}{\sqrt{2\pi \text{Var}(\zeta_k(j))}} \right) - \log \left(\frac{\exp\left(-\frac{(r(j) - E(\zeta_k(j)) + h_k)^2}{2\text{Var}(\zeta_k(j))}\right)}{\sqrt{2\pi \text{Var}(\zeta_k(j))}} \right) \end{aligned} \quad (2.21)$$

简化后可得

$$e_{\text{ESE}}(x_k(j)) = 2h_k \frac{r(j) - E(r(j)) + h_k E(x_k(j))}{\text{Var}(r(j)) - |h_k|^2 \text{Var}(x_k(j))} = 2h_k \frac{r(j) - E(\zeta_k(j))}{\text{Var}(\zeta_k(j))} \quad (2.22)$$

故 ESE 模块的计算过程可归纳如下

$$E(r(j)) = \sum_k h_k E(x_k(j)) \quad (2.23)$$

$$\text{Var}(r(j)) = \sum_k |h_k|^2 \text{Var}(x_k(j)) + \sigma^2 \quad (2.24)$$

$$E(\zeta_k(j)) = E(r(j)) - h_k E(x_k(j)) \quad (2.25)$$

$$\text{Var}(\zeta_k(j)) = \text{Var}(r(j)) - |h_k|^2 \text{Var}(x_k(j)) \quad (2.26)$$

$$e_{ESE}(x_k(j)) = 2h_k \frac{r(j) - E(\zeta_k(j))}{Var(\zeta_k(j))} \quad (2.27)$$

2.3 IDMA 性能评估

文献[26]引入了信噪比演进的方法，该方法极大地简化了多用户检测性能的分析过程。以下将采用这种简单有效的方法进行 IDMA 系统的性能评估。这里只讨论了单径和复数多径环境下的性能，而实多径可以理解为复数多径情况的特例。

2.3.1 单径信道下 IDMA 系统的性能评估

可以将 (2.26) 式中的 $Var(\zeta_k(j))$ 近似的表示为

$$Var(\zeta_k(j)) \approx V_{\zeta_k} \equiv \sum_{k \neq k} |h_k|^2 V_{x_k} + \sigma^2 \quad (2.28)$$

$$V_{x_k} \equiv \frac{1}{J} \times \sum_{j=1}^J Var(x_k(j)) \quad (2.29)$$

由前面介绍可知， $Var(x_k(j))$ 是由 $e_{DEC}(x_k(j))$ 反馈得到。 V_{x_k} 和 V_{ζ_k} 分别是 $Var(x_k(j))$ 和 $Var(\zeta_k(j))$ 的算术平均。将 (2.29) 式代入 (2.27) 中可得

$$e_{ESE}(x_k(j)) = \frac{2h_k}{V_{\zeta_k}} (h_k x_k(j) + \zeta_k(j) - E(\zeta_k(j))) \quad (2.30)$$

可以看到 (2.30) 式同 (2.27) 式相比，(2.30) 会有性能上的损失。但是这种近似可以大大的简化后续的分析过程[13]。

在 (2.30) 中 $h_k x_k(j)$ 和 $\zeta_k(j) - E(\zeta_k(j))$ 分别表示 $e_{ESE}(x_k(j))$ 中的信号和噪声。由于 $x_k(j) = \pm 1$ ，因此信号功率可写为

$$E(|h_k x_k(j)|^2) = |h_k|^2 \quad (2.31)$$

而噪声功率由 (2.28) 式可以近似的写为

$$E(|\zeta_k(j) - E(\zeta_k(j))|^2) \approx V_{\zeta_k} \quad (2.32)$$

$e_{ESE}(x_k(j))$ 中的第 j 比特的 SNR 表示为 snr_k ，因此 snr_k 可以表示如下

$$snr_k = \frac{E(|h_k x_k(j)|^2)}{V_{\zeta_k}} = \frac{|h_k|^2}{\sum_k |h_k|^2 V_{x_k} - |h_k|^2 V_{x_k} + \sigma^2} \quad (2.33)$$

又由于 $e_{ESE}(x_k(j))$ 经过解交织后，送入 DEC 译码运算，送出的外信息再经过交织器可得到 $e_{DEC}(x_k(j))$ ，并且由 (2.12)，(2.13) 式可以看出 snr_k 同 V_{x_k} 存在函数关系，即

$$V_{x_k} = f(snr_k) \quad (2.34)$$

我们很难得到 $f(\cdot)$ 的闭式表达式，但是可以通过蒙特卡洛逼近的方法得到二者的曲线。同样 BER 也是 snr_k 的一个函数。

$$BER = g(snr_k) \quad (2.35)$$

将 (2.33) 代入 (2.34) 中有

$$snr_{k_new} = \frac{|h_k|^2}{\sum_k |h_k|^2 f(snr_{k_old}) - |h_k|^2 f(snr_{k_old}) + \sigma^2} \quad (2.36)$$

式中 snr_{k_new} 和 snr_{k_old} 分别代表 snr_k 迭代更新前后的值。第一次迭代时，初始化条件为

$$f(snr_{k_old}) = 1 \quad (2.37)$$

(2.37) 式与 (2.12) 式和 (2.13) 式的初始条件等价，即在第一次迭代时没有信息从 DEC 反馈到 ESE。在迭代更新过程中可以跟踪 snr_k 的演进过程，以及 $Var(x_k(j))$ 和 BER 的相应变化。

2.3.2 多径信道下 IDMA 系统的性能评估

现在考虑复多径信道下的情况。采用 QPSK 调制。因此 (2.29) 中的 V_{x_k} 可以改写为

$$V_{x_k} \equiv \frac{1}{2J} \times \sum_{j=1}^J (Var(x_k^{Re}(j)) + Var(x_k^{Im}(j))) \quad (2.38)$$

近似处理

$$Var(x_k^{Re}(j)) \approx Var(x_k^{Im}(j)) \approx V_{x_k} \quad (2.39)$$

用 V_{x_k} 代替 $Var(x_k^{Re}(j))$ 和 $Var(x_k^{Im}(j))$ 可得

$$V_{\zeta_{k,l}} = |h_{k,l}|^2 \sum_{k',l'} |h_{k',l'}|^2 V_{x_k} - |h_{k,l}|^4 V_{x_k} + |h_{k,l}|^2 \sigma^2 \quad (2.40)$$

则有

$$e_{ESE}(x_k^{\text{Re}}(j))_l = 2 \frac{|h_{k,l}|^2}{V_{\zeta_{k,l}}} (|h_{k,l}|^2 x_k^{\text{Re}}(j) + \text{Re}(\overline{h_{k,l}} \zeta_{k,l}(j)) - E(\text{Re}(\overline{h_{k,l}} \zeta_{k,l}(j)))) \quad (2.41)$$

同样有

$$E(|\text{Re}(\overline{h_{k,l}} \zeta_{k,l}(j)) - E(\text{Re}(\overline{h_{k,l}} \zeta_{k,l}(j)))|^2) \approx V_{\zeta_{k,l}} \quad (2.42)$$

所以 $e_{ESE}(x_k^{\text{Re}}(j))_l$ 中的 SNR, 以 $\text{snr}_{k,l}$ 表示

$$\begin{aligned} \text{snr}_{k,l} &= \frac{E(|h_{k,l}|^2 x_k^{\text{Re}}(j))^2)}{V_{\zeta_{k,l}}} \\ &= \frac{|h_{k,l}|^2}{\sum_{k',l'} |h_{k',l'}|^2 V_{x_{k'}} - |h_{k,l}|^2 V_{x_k} + \sigma^2} \end{aligned} \quad (2.43)$$

则有

$$e_{ESE}(x_k^{\text{Re}}(j)) = 2 \sum_l \frac{|h_{k,l}|^2}{V_{\zeta_{k,l}}} (|h_{k,l}|^2 x_k^{\text{Re}}(j) + \text{Re}(\overline{h_{k,l}} \zeta_{k,l}(j)) - E(\text{Re}(\overline{h_{k,l}} \zeta_{k,l}(j)))) \quad (2.44)$$

同样, 可以将 $|h_{k,l}|^2 x_k^{\text{Re}}(j)$ 和 $\text{Re}(\overline{h_{k,l}} \zeta_{k,l}(j)) - E(\text{Re}(\overline{h_{k,l}} \zeta_{k,l}(j)))$ 分别视为 $e_{ESE}(x_k^{\text{Re}}(j))_l$ 中的信号和噪声。 $e_{ESE}(x_k^{\text{Re}}(j))_l$ 的信噪比可以由 $\text{snr}_{k,l}$ 给出。因此, 除去乘上的常数 2 因子, $e_{ESE}(x_k^{\text{Re}}(j))$ 可以看成是一个由 L 个独立信号 $\{|h_{k,l}|^2 x_k^{\text{Re}}(j) + \text{Re}(\overline{h_{k,l}} \zeta_{k,l}(j)) - E(\text{Re}(\overline{h_{k,l}} \zeta_{k,l}(j))), l=0, \dots, L-1\}$ 组成的一个最大比合并。因此总的信噪比 snr_k 可写为

$$\text{snr}_k = \sum_l \text{snr}_{k,l} \quad (2.45)$$

迭代过程中的 snr_k 更新式为

$$\text{snr}_{k_new} = \sum_l \frac{|h_{k,l}|^2}{\sum_{k',l'} |h_{k',l'}|^2 f(\text{snr}_{k_old}) - |h_{k,l}|^2 f(\text{snr}_{k_old}) + \sigma^2} \quad (2.46)$$

在 AWGN 信道情况下, 随着 SNR 的升高, V_{x_k} 和 BER 都会单调降低。

2.4 本章总结

通过本章对 IDMA 系统的简单介绍, 我们可以对该系统有初步了解。IDMA 系

统可以看做 CDMA 系统的变形，但是又有许多本质不同，如容量和算法复杂度方面。尤其是 IDMA 特殊的迭代检测算法在复杂度方面与 CDMA 系统相比有很明显的优势，因此利于应用于上行链路中。但是由于 IDMA 是一项新型的多址接入技术，其许多方面的研究还不完善，例如功率分配，信道估计，同步等方面。在以下的内容中，我们将循序介绍对 IDMA 系统上行同步技术所做研究。

第三章 采样时偏对 IDMA 系统性能影响

本章研究采样时偏对 IDMA 系统性能的影响。我们建立了一种异步 IDMA 多用户系统模型来研究来自不同用户端的异步传输而带来的 IDMA 系统比特误码率 (BER) 性能。本章还分析了采样时偏对 IDMA 检测机制的影响, 分析证明符号间干扰 (ISI) 及多址干扰 (MAI) 的引入很大程度上削弱了 IDMA 系统的比特误码率 (BER) 性能。

本章的研究证明了传统的 IDMA 接收机制应该在异步系统中得到改进, 从而适应异步 IDMA 系统的上行链路中存在的采样时偏。另外本章的仿真结果还给出了 IDMA 定时同步算法应达到的设计目标。

3.1 系统模型

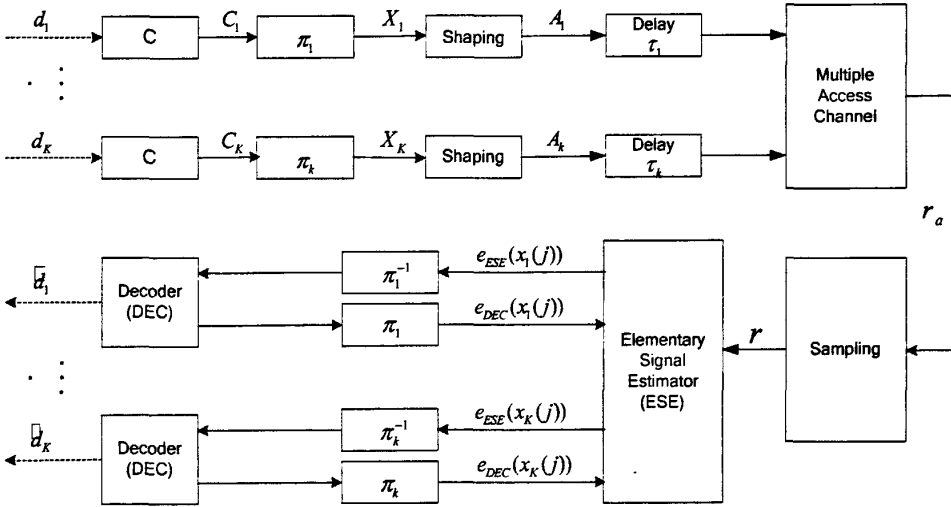


图 3-1 异步 IDMA 系统框图

我们假设一个包含 K 个并发用户的 IDMA 系统, 如图 3-1 所示。序列 $\{d_k(n), n=1, 2, \dots, N\}$ 为用户 k 的原始信息序列, 它们被低码率的编码器 C 编码之后产生编码序列 $C_k \equiv [c_k(1), \dots, c_k(j), \dots, c_k(J)]^T$, 其中 J 为帧长度, 或称为块长度。然后 C_k 进入交织器 π_k , 编码序列的顺序被打乱, 交织之后数据序列为 $X_k \equiv [x_k(1), \dots, x_k(j), \dots, x_k(J)]^T$ 。我们定义 X_k 中元素为“码片”。在本系统中, 我们

采用 BPSK 调制, 低码率的编码方式我们采用简单的重复码编码, 目的是使我们的系统不失去普遍性。为了仿真异步定时偏差对系统带来的影响, 我们将传统 IDMA 系统的基带离散传输模型进行扩展: 在交织之后, 我们在系统中加入基带成型滤波器, 用来带限传输带宽。经过成型之后的码片称为“符号”。注意, 此时的符号已经是连续时间波形。我们定义 A_k 为用户 k 的传输波形。延时模块生成的随机延时 τ_k 的加入, 使系统的异步特性得以体现。这些过程构成了异步 IDMA 系统的发射机。

经过 AWGN 信道之后, r_a 为所有用户的信号叠加之和。在 IDMA 接收机一侧, 首先采样过程应将接收到的模拟信号采样成数字信号 r 。数字信号 r 进入 IDMA 接收机的后续流程, 完成信号检测及译码。

由于在整个系统中, 我们需要将离散的码片采样点映射成连续的符号时间 T 。而在 PC 的仿真环境中, 连续时间符号可以用对符号时间的高倍上采样进行模拟。图 3-2 中显示了 PC 仿真环境中对此过程的模拟。

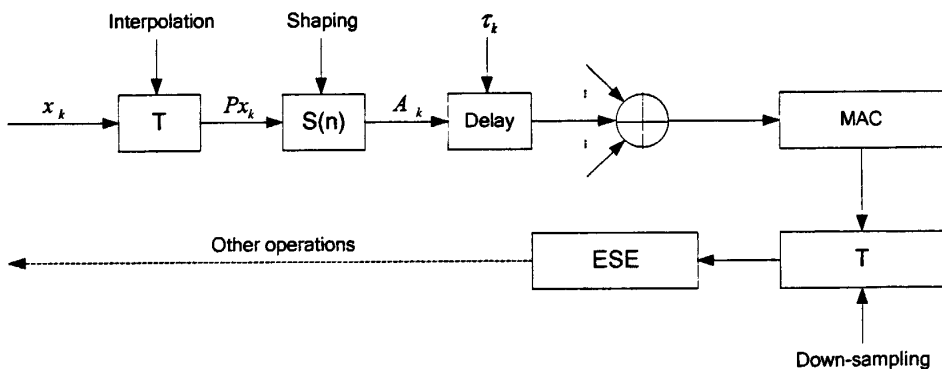


图 3-2 仿真中对于用户 k 的成型和采样处理

交织后序列 X_k 首先经过 T 倍内插, 得到序列 PX_k , PX_k 可以表示为:

$$PX_k \equiv [PX_k(1), \dots, PX_k(i), \dots, PX_k(I)]^T, \quad i = 1, \dots, I \quad (3.1)$$

其中 $I = TJ$, 表示序列 PX_k 的长度。

我们可以将经过内插之后的信号表示为:

$$PX_k(i) = \begin{cases} x_k\left(\frac{i}{T}\right), & \text{when } i = Tj, j = 1, 2, \dots, J; \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (3.2)$$

$S(n)$ 表示升余弦基带成型滤波器。 $S(n)$ 的传输函数如下所示:

$$S(n) = \frac{\sin \frac{n\pi}{T}}{\frac{n\pi}{T}} \left[\frac{\cos \frac{n \cdot rf \cdot \pi}{T}}{1 - 4\left(\frac{rf \cdot n}{T}\right)^2} \right] \quad (3.3)$$

其中 rf 为滚降系数。其波形大致如图 3-3 所示，图中选取滚降系数为 0.5：

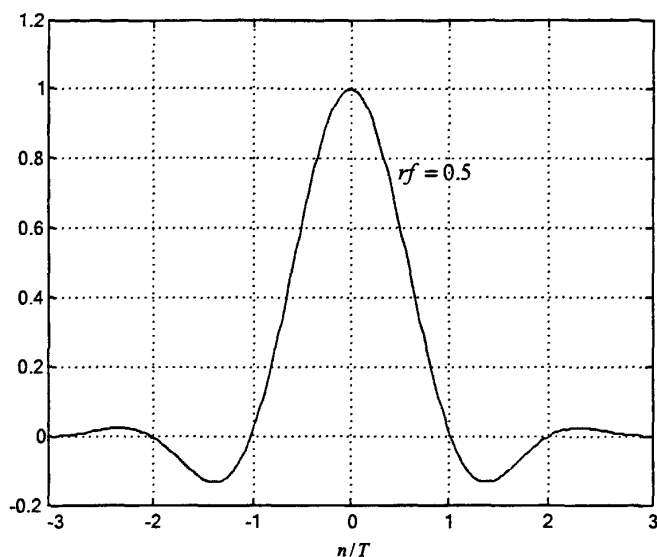


图 3-3 基带成型滤波器冲激响应

成型之后，对于每一个符号周期，我们都可以用 T 个采样值来表示。经过成型之后的序列 A_k 可以表示为

$$A_k(i) = Px_k(i) \otimes S(i) \quad (3.4)$$

其中， $\otimes$ 表示卷积运算。

根据奈奎斯特第一定律，对于每一个符号，我们都能找到一个 $A_k(i)$ 满足这个点带有最多的本码片信息，而且不含有码间干扰。如图 3-4 所示：

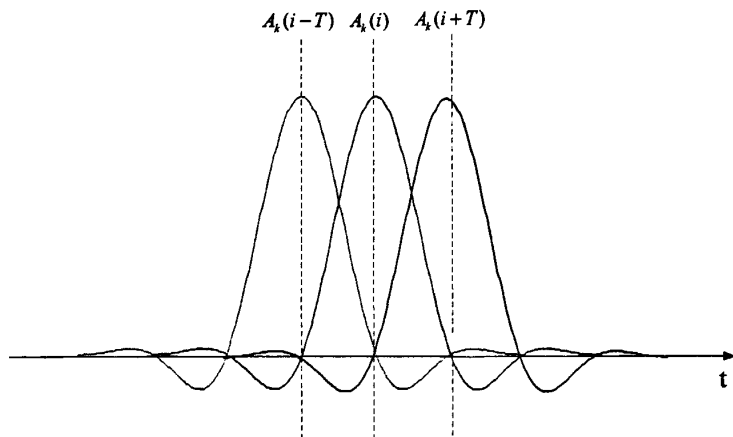


图 3-4 理想情况下由奈奎斯特第一定律得到的最佳采样点

如图 3-4 中所示, $A_k(i)$, $A_k(i \pm T)$ 为最佳采样点。但是由于随机延时单元的引入, 对于每个用户的每一帧, 都会存在一个随机延时 τ_k , 从而带来上行链路的异步。在本系统中, 我们假设无线信道为准静态多径衰落信道, 共存在 L 条径。并且定义 $\{h_{k,0}, \dots, h_{k,L-1}\}$ 为用户 k 各条径的信道系数, 我们假设信道系数在接收端已知, 并且在本文中我们不考虑信道估计的误差。因此, 异步系统经过 AWGN 信道之后的发送信号变为: (只考虑单径)

$$r_a(i) = \sum_{k=1}^K h_{k,0} A_k(i - t_k) + n(i) \quad (3.5)$$

其中, $h_{k,0}$ 为第一条径的信道系数, $\{n(i)\}$ 为方差 $\sigma^2 = N_0/2$ 的 AWGN 信道的采样值。

在 IDMA 系统的接收端, T 倍下采样用来与发送端的上采样相对应, 从而完成从模拟信号到数字信号的转换。经过下采之后的数字信号进入到 IDMA 接收机中, 完成信号检测 ESE 及译码 DEC 模块的处理。

这样, 我们就搭建除了一个异步 IDMA 系统模型, 从而来研究时偏对 IDMA 系统性能的影响。

3.2 对于采样时偏的分析

3.2.1 采样时偏的定义

我们首选回想香港城市大学 LiPing 教授在文献[13]中建立的同步 IDMA 系统。对于准静态的 L 径衰落环境, 接收前端信号定义为:

$$r(j) = \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{l=0}^{L-1} h_{k,l} x_k(j-l) + n(j), j=1, \dots, J+L-1. \quad (3.6)$$

我们定义当没有传输延时, 第 m 帧的第一个码片的到达时间为“参考时间”。则, 上式中的信号模型是基于以下两点假设的:

- 1) 对于每个符号而言, $x_k(j)$ 都可以看成是本符号周期内的对用户 k 的最佳采样点。也就是说没有符号间干扰 ISI;
- 2) 整个系统是码片间同步的。

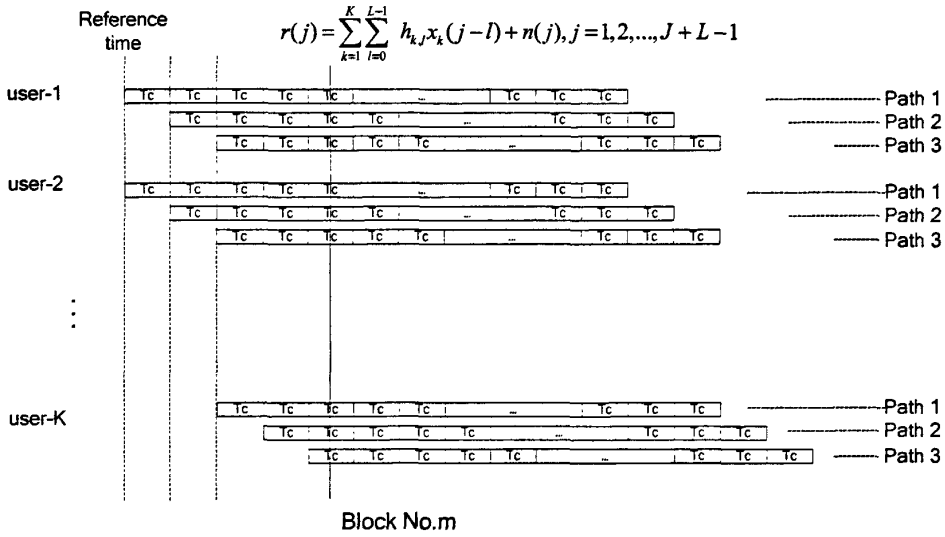


图 3-5 同步 IDMA 系统帧内部时序

如图 3-5 所示, 它给出了一种基于以上两个假设的典型同步时序。可以看到在图 3-5 中, 用户 1 和用户 2 的第 m 帧的到达时间相同, 用户 K 的第 m 帧的到达时间与参考时间相比滞后了 $2Tc$, Tc 为码片周期。

由于 IDMA 特殊的类似于 Rake 接收机的检测算法, 假设我们在接收端已知某用户的整数倍延时, 则这种整数倍延时带来的时序不会影响到采样时的最佳采样点的偏差, 其影响可以看成是特殊的多径效应。所以, 用户 K 的这种整数倍延时, 我们仍然可以看成同步的时序。

在实际系统中, 用户 k 的任意传输延时 D_k 都可以分解成两部分: 整数倍 Tc 部分及分数倍 Tc 部分。如式 所示:

$$D_k = nTc + \tau_k, n=0,1,2... \quad (3.7)$$

对于整数部分 nT_c 而言, 若我们在接收端已知 n 值 (可以采用上层的帧同步方法得到, 在本论文中不涉及), 则此部分的影响可以忽略不计; 而对于分数部分 τ_k 而言, 则会引起采样误差, 从而引入符号间干扰, 这是本章以致本论文讨论的重点。在本章中, 我们定义分数倍码片周期 T_c 的延时 τ_k 为采样时偏。在本文中我们假设 τ_k 为均匀分布, 则我们得到

$$\tau_k \in [0, T_c) \quad (3.8)$$

图 3-6 中给出了带有采样时偏的异步系统的典型时序。

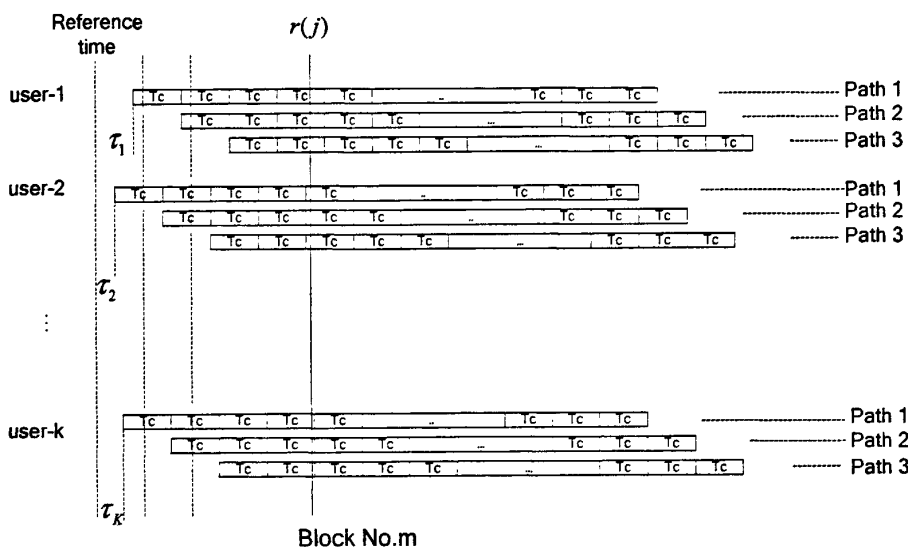


图 3-6 异步 IDMA 系统典型时序

3.2.2 采样时偏对 IDMA 检测算法影响

3.2.2.1 引入 ISI

为了分析简单, 对于节 3.2.2.1 和节 3.2.2.2 我们假设信道为无记忆的单径信道, 也就是 $L=1$ 。对于准静态多径衰落信道的结果, 很容易由单径环境进行推广, 篇幅所限恕不赘述。

假设我们的系统模型中不存在随机延时单元, 则我们的系统可以等效为一个同步 IDMA 系统。这时, 信号经过 AWGN 无线信道后, 可以表示为:

$$r_a(i) = \sum_{k=0}^{K-1} h_{k,0} A_k(i) + n(i), i=1, 2, \dots, I \quad (3.9)$$

定义 t 为采样时刻的起始时间，则经过采样后的信号 $r(j)$ 可以表示为：

$$r(j) = r_a(i) \Big|_{i=t+Tj} = \sum_{k=0}^{K-1} h_k A_k(i) \Big|_{i=t+Tj} + n(j), j = 1, 2, \dots, J \quad (3.10)$$

根据奈奎斯特第一定律，我们总是可以找到一个最佳采样时刻对于所有的同步用户均为最佳采样时刻。表示为：

$$A_k(i) \Big|_{i=t+Tj} = x_k(j) \quad (3.11)$$

此时， t 时刻对于所有用户保持一致。把 (3.11) 带入 (3.10) 中，得到

$$r(j) = \sum_{k=1}^K h_k x_k(j) + n(j), j = 1, \dots, J \quad (3.12)$$

很显然，此时的采样后信号没有受到 ISI 的影响。但是当随机延时单元被引入系统中，而造成采样时偏的时候，结果就会带来改变。我们定义 A'_k 来代表 A_k 经过延时之后的信号，则 A'_k 可以写成

$$A'_k(i) = A_k(i - \tau_k) \quad (3.13)$$

现在我们将 (3.10) 中的 A_k 用 A'_k 来替换。因为 τ_k 均匀分布在区间 $[0, Tc)$ ，则我们很难找到统一的采样时刻， $t + Tj$ ，对于所有用户都为最佳采样时刻。定义 $x'_k(j)$ 代表当采样起始时刻 t 为任意值时， $r(j)$ 中用户 k 码片的采样值。重写 (3.12)，我们得到

$$r(j) = \sum_{k=1}^K h_k x'_k(j) + n(j), j = 1, \dots, J \quad (3.14)$$

这种情况下，ESE 的输出可以写成

$$LLR(x'_k(j)) = e_{ESE}(x'_k(j)) = 2h_k \frac{r(j) - E(\zeta_k(j))}{Var(\zeta_k(j))} \quad (3.15)$$

其中 $\zeta_k(j)$ 为 $x'_k(j)$ 的总干扰项，可以表示成

$$\zeta_k(j) = \sum_{k' \neq k} h_{k'} x'_{k'}(j) + n(j), j = 1, \dots, J \quad (3.16)$$

参考带限无线信道的性质，如果 $x'_k(j)$ 不是最佳采样点，则 $x'_k(j)$ 可以被分解成两个部分。其中一个部分与 $x_k(j)$ 相关，而另一部分是来自其余符号的干扰。所以 $x_k(j)$ 可以写成一下形式：

$$x'_k(j) = f(x_k(j)) + Isi(k, j) \quad (3.17)$$

式 (3.17) 中， $f(x_k(j))$ 代表 $x_k(j)$ 的相关信息，而 $Isi(k, j)$ 代表 $x_k(j)$ 的符号间干扰。 $f(x_k(j))$ 可以变相的看做 $x_k(j)$ 经过信道后的衰减。联系信道系数 h_k 和 $f(x_k(j))$ ，我们定义新的信道系数 h'_k ：

$$\begin{aligned}
 r(j) &= \sum_{k=0}^{K-1} h_k (f(x_k(j)) + Isi(k, j)) + n(j) \\
 &= \sum_{k=0}^{K-1} h'_k x_k(j) + w_k(j) + n(j), j = 1, \dots, J
 \end{aligned} \tag{3.18}$$

其中 h'_k 的定义为：

$$h'_k x_k(j) = h_k f(x_k(j)) \tag{3.19}$$

而 $w_k(j)$ 的定义为：

$$w_k(j) = \frac{Isi(k, j)}{h'_k} \tag{3.20}$$

对于 h'_k ，我们很难写出它的闭式表达式。除非每个用户的采样时偏已知。

我们定义用户 k 的总干扰项为：

$$\zeta'_k(j) = \sum_{k' \neq k} h'_{k'} x_{k'}(j) + w_{k'}(j) + n(j), j = 1, \dots, J \tag{3.21}$$

然后 ESE 的 LLR 输出为：

$$LLR(x_k(j)) = e_{ESE}(x_k(j)) = 2h'_k \frac{r(j) - E(\zeta'_k(j))}{Var(\zeta'_k(j))} \tag{3.22}$$

由于 h'_k 的存在，对于传统的 IDMA 信号检测机制，我们很难得到 $E()$ 和 $Var()$ 的闭式解。所以我们也很难得到 ESE 的 LLR 输出的闭式解。实际上，在异步时序中，对于传统 IDMA 信号检测算法来讲，式 (3.15) 被用来作为 DEC 模块的输入，而不是式 (3.22)。于是，我们定义 ESE 的性能损失为：

$$ESE_{loss}(x_k(j)) = |e_{ESE}(x_k(j)) - e_{ESE}(x'_k(j))| \tag{3.23}$$

式 (3.23) 可以代表 ESE 模块的性能损失，同时也是 DEC 模块的输入误差。

由以上的分析可知，采样时偏引起的符号间干扰 ISI 对于传统 IDMA 信号检测算法的影响比较严重。

3.2.2.2 引入 MAI

由 3.2.2.1 中的分析可知，采样时偏的影响使得传统 IDMA 信号迭代检测算法在更新 $E(x_k(j))$ 和 $Var(x_k(j))$ 时引入了新的噪声。并且这些新的噪声在迭代的过程中很难被消除。在本小节中，我们关心的问题为一种特殊的情况：假设对于某一确定用户 k ，我们总能保证每次采样时刻都对应此用户的最佳采样点。而对于其余用户，此假设不成立。基于本假设，本小节来研究确定用户 k 的 ESE 模块性能，从而来研究采样时偏对于多址干扰抵消的影响。

我们重写 $E(r(j))$ 和 $Var(r(j))$ 如下:

$$E(r(j)) = \sum_{k' \neq k} h_{k'} E(x_{k'}(j)) + h_k E(x_k(j)) \quad (3.24)$$

$$Var(r(j)) = \sum_{k' \neq k} |h_{k'}|^2 Var(x_{k'}(j)) + |h_k|^2 Var(x_k(j)) + \delta^2 \quad (3.25)$$

对于用户 k ,

$$E(\zeta_k(j)) = \sum_{k' \neq k} h_{k'} E(x_{k'}(j)) \quad (3.26)$$

$$Var(\zeta_k(j)) = \sum_{k' \neq k} |h_{k'}|^2 Var(x_{k'}(j)) + \delta^2 \quad (3.27)$$

然后, 我们可以得到:

$$\begin{aligned} e_{ESE}(x_k(j)) &= 2h_k \frac{r(j) - E(\zeta_k(j))}{Var(\zeta_k(j))} \\ &= 2h_k \frac{r(j) - \sum_{k' \neq k} h_{k'} E(x_{k'}(j))}{\sum_{k' \neq k} |h_{k'}|^2 Var(x_{k'}(j)) + \delta^2} \end{aligned} \quad (3.28)$$

由式 (3.28) 我们可以看出, 用户 k 的 $e_{ESE}(x_k(j))$ 信息更新来自其余用户 $k' \neq k$ 的信息 $E(x_{k'}(j))$ 和 $Var(x_{k'}(j))$ 。由上一节 3.2.2.1 中的分析可知, 采样时偏的影响使 $E(x_{k'}(j))$ 和 $Var(x_{k'}(j))$ 的更新出现噪声。所以即使对于可以确保最佳采样时刻的确定用户 k , 由于其余用户不准确信息的影响, 使其 $e_{ESE}(x_k(j))$ 的更新也产生性能损失。由此, 多址干扰被引入到 IDMA 信号检测算法中来。

以上, 是对采样时偏对于 IDMA 检测算法的影响进行分析, 由于采样时偏的不确定性, 我们很难在数学上量化其误差。下节 3.2.3 中, 我们用计算机仿真的方式来量化采样时偏对系统性能的恶化程度。

3.2.3 仿真结果及讨论

在本节中, 我们使用图 3-1 与图 3-2 中搭建的系统模型进行计算机仿真。为了使结果更加明显, 我们将异步系统性能与理想同步的系统比特误码率 BER 性能相比较。

其仿真环境设置如下: 每个用户的低码率编码器为 1/16 的重复码编码器。编码后信号经过随机交织, 无线信道的多径数量为 $L=3$ 。我们设定每一帧(块)的信息比特长度为 $N_{inf}=1024$ 。 K 为系统的并发用户数量, IT 为信号检测中的迭代次数, t 为采样的起始时刻。在仿真中, 我们忽略成型滤波器的群延时和其余处理延

时。这就意味着当 $t=0$ 时,采样的起始时刻与参考时刻一致。在仿真中使用的内插和下采样倍数都为 $T=16$ 。成型滤波器的滚降系数为 $rf=0.5$ 。采样时偏为随机整数,均匀分布在区间0到15。

图3-7给出了当起始采样点 t 不同时,异步IDMA系统用传统同步IDMA接收机进行接收时的性能对比。结果表明,当 $t=15$ 时,异步系统获得最好的BER性能,但是与理想的同步情况相比,在 $BER=10^{-3}$ 时,仍然有7dB的性能损失。并且,对于异步系统而言,在 $BER=10^{-3}$ 时,性能存在瓶颈。另外,由于仿真时产生大量均匀分布的随机延时,以满足异步系统的要求。根据中心极限定理,我们容易理解当采样时刻位于 $t=0$ 时及 $t=15$ 时的性能差别。

图3-8中给出了当我们在接收端增加迭代次数时的BER性能比较。当 $t=15$ 时,我们在接收端分别使用10,20,30次迭代。结果显示,我们增加迭代次数也未能改善系统在采样时偏存在时的BER性能。

我们还对不同用户的性能进行了仿真。我们假设对于特定用户5,起始采样时刻 t 的选取,使每次采样都可以确保用户5的最佳采样点。而对于其余用户,该条件不满足。图3-9结果表明,用户5的BER性能轻微好于其余用户。但是在 $BER=10^{-5}$ 时仍然存在性能瓶颈。而且,与理想同步的性能曲线相比,在 $BER=10^{-3}$ 时,有大约6dB的性能损失。

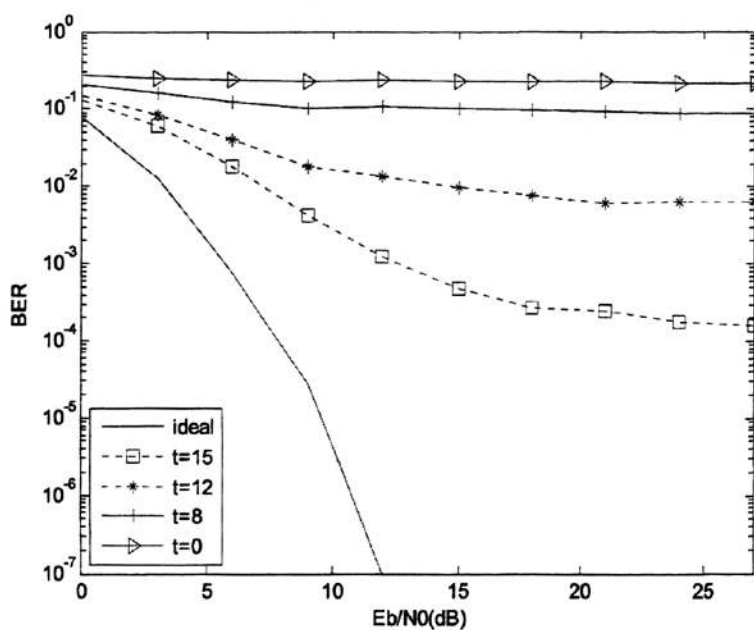


图 3-7 当起始采样点处于不同时刻是异步 IDMA 系统 BER 性能，
10 次迭代，总用户数为 8

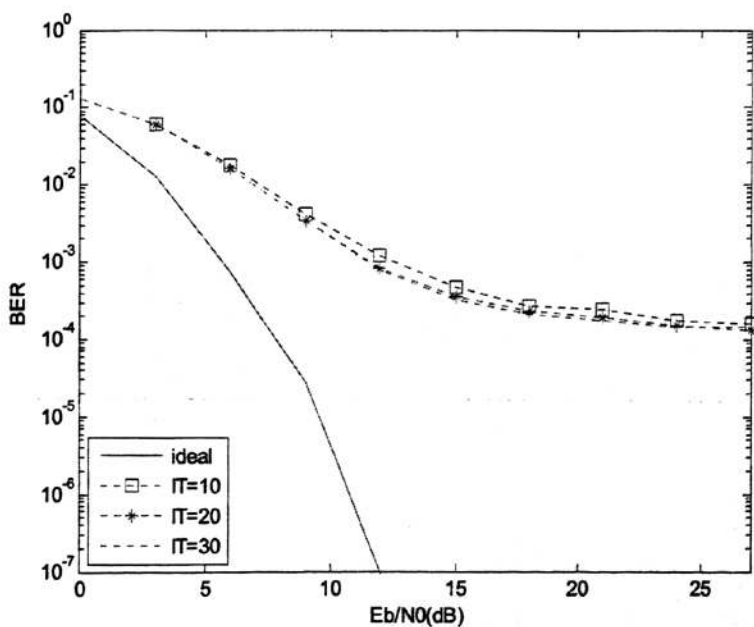


图 3-8 接收端不同的迭代次数而产生的 BER 性能比较，
 $t=15$ ，总用户数为 8

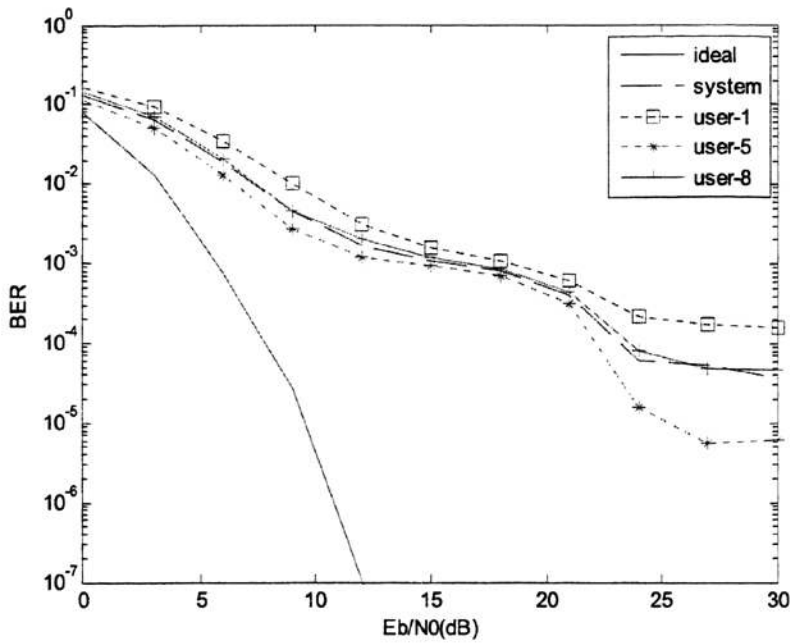


图 3-9 不同用户的性能比较，用户 5 为同步用户

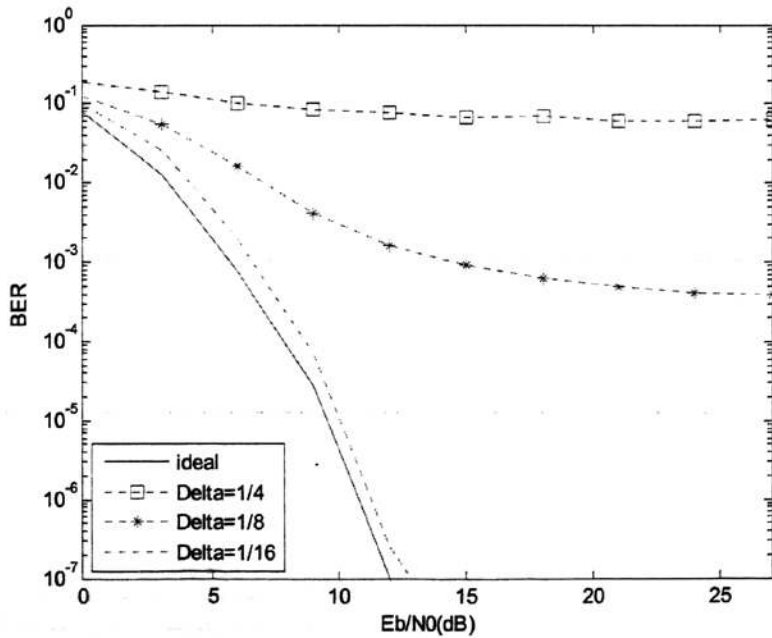


图 3-10 不同程度采样时偏对系统性能影响，
10 次迭代，用户数为 8

图 3-10 给出了不同程度的采样时偏对于系统性能的影响。在仿真中，我们假设系统可以对时偏进行校正，可以将采样时偏矫正到高斯分布于 $(0, \sigma^2)$ 的随机变量。其中， σ 代表归一化的标准差，以码片周期 T_c 为归一化尺度。仿真结果表明，当标准差为 $1/4$ 和 $1/8$ 时，系统性能损失很严重。比如说，当 $\sigma = 1/8$ 时，系统 BER 曲线与理想同步系统性能曲线相比，在 $BER = 10^{-3}$ 时损失了大约 7dB。而当标准差为 $\sigma = 1/16$ 时，系统性能很接近理想同步系统性能，如在 $BER = 10^{-4}$ 时，仅有大约 1dB 的损失。所以，我们认为 $\sigma = 1/16$ 是可以接受的。这应该看做时偏纠正应达到的目标。

3.3 本章总结

由本章以上的分析可知，采样时偏向传统的同步 IDMA 接收机中引入了严重的码间干扰和多址干扰。仿真结果对不同情况下的采样时偏对系统性能的影响进行了量化。由此我们可以得到结论，采样时偏对 IDMA 系统性能的影响是严重的，而当系统可以对时偏进行校正，而校正到时偏的标准差为 $1/16$ 个码片周期的时候，系统的性能是可以被接受的。所以我们有必要设计出异步 IDMA 接收机，或者设计同步方案，从而对采样时偏进行校正。

第四章 IDMA 系统同步技术研究——无数据辅助方式

基于第三章的分析以及仿真，采样时偏对传统 IDMA 接收机的影响相当严重。所以研究 IDMA 系统同步技术很有必要性。

本章从 IDMA 接收机本身的特性出发，研究无数据辅助方式在 IDMA 系统同步中的应用。首先我们介绍 SNR-variance 技术。此过程中 ZP-IDMA 系统中 ESE 的传输函数得以证明。然后引入无数据辅助同步方法，建立系统模型，得到仿真结果。

4.1 SNR-variance 技术

4.1.1 IDMA 迭代接收机的矩阵表示

首先，我们将 IDMA 的系统模型用矩阵的形式给出：

$$y = \sum_{k=1}^K A_k x_k + n \quad (4.1)$$

其中， y 为接收向量， x_k 为用户 k 的传输信号的向量形式， A_k 为用户 k 的传输矩阵， n 为噪声样值，服从 $N \sim (0, \sigma^2)$ 分布。

基于矩阵形式的系统模型，下面我们来研究 IDMA 的迭代接收机制。图 4-1 给出了 IDMA 迭代接收机模型。其中 π_k 和 π_k^{-1} 分别表示各个用户不同的交织和解交织方案。

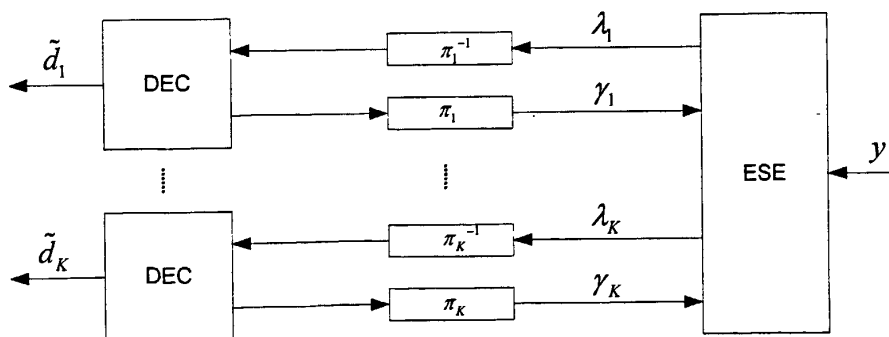


图 4-1 IDMA 迭代接收机模型

假设无线信道为复信道， $x_k(i)$ 为向量 x_k 的第 i 项。则 ESE 模块输出经过计算后

的 $x_k(i)$ 的 LLR 值, 可以表示如下:

$$\lambda_k^{\text{Re}}(i) = \ln \frac{p(y | x_k^{\text{Re}}(i) = +1)}{p(y | x_k^{\text{Re}}(i) = -1)} \quad (4.2)$$

$$\lambda_k^{\text{Im}}(i) = \ln \frac{p(y | x_k^{\text{Im}}(i) = +1)}{p(y | x_k^{\text{Im}}(i) = -1)} \quad (4.3)$$

则 $\lambda_k(i)$ 可以用复数的形式进行表示:

$$\lambda_k(i) = \lambda_k^{\text{Re}}(i) + j\lambda_k^{\text{Im}}(i), \forall k, j \quad (4.4)$$

在式 (4.2), (4.3), (4.4) 中, 上标 “Re” 和 “Im” 分别表示实部和虚部。我们将 $\{\lambda_k(i), \forall i\}$ 写成向量形式:

$$\lambda_k = [\lambda_k(0), \dots, \lambda_k(i), \dots]^T \quad (4.5)$$

其中, 上标 “T” 表示矩阵的转置。对于用户 k , 向量 λ_k 中的元素会在经过相应的解交织之后送到译码器 DEC 中。译码器的输出经过交织之后, 将码片的外信息输入到 ESE 中, 从而完成一次迭代过程。我们定义此输入为:

$$\gamma_k = [\gamma_k(0), \dots, \gamma_k(i), \dots]^T \quad (4.6)$$

其中, 向量的第 i 个元素可以表示为:

$$\gamma_k(i) = \gamma_k^{\text{Re}}(i) + j\gamma_k^{\text{Im}}(i), \forall k, j \quad (4.7)$$

同时,

$$\gamma_k^{\text{Re}} = \ln \frac{p(x_k^{\text{Re}}(i) = +1)}{p(x_k^{\text{Re}}(i) = -1)} \quad (4.8)$$

$$\gamma_k^{\text{Im}} = \ln \frac{p(x_k^{\text{Im}}(i) = +1)}{p(x_k^{\text{Im}}(i) = -1)} \quad (4.9)$$

经过 DEC 的译码之后, ESE 会根据 γ_k 进一步提炼 (4.2) 和 (4.3) 的信息。迭代过程一直继续到算法收敛。最后一次迭代的结果经过硬判决给出, 即 $\{\hat{d}_k\}$ 。

下一步, 我们来推导 ESE 的传输函数。

4.1.2 ESE 的传输函数

首先, 我们假设接收端已知信道矩阵。则式 (4.2) 和 (4.3) 的均值可以表示为,

$$E(x_k^{\text{Re}}(i)) = \tanh(\gamma_k^{\text{Re}}(i) / 2) \quad (4.10)$$

$$E(x_k^{\text{Im}}(i)) = \tanh(\gamma_k^{\text{Im}}(i) / 2) \quad (4.11)$$

$$v_k(i) = 1 - (E(x_k^{\text{Re}}(i)))^2 + 1 - (E(x_k^{\text{Im}}(i)))^2 \quad (4.12)$$

$$E(x_k) = E(x_k^{\text{Re}}) + jE(x_k^{\text{Im}}) \quad (4.13)$$

定义 V_k 为 x_k 的协方差矩阵。因为交织器的存在，我们可以假设矩阵 x_k 中的元素是互不相关的。基于此，我们可以将 V_k 写成以下形式：

$$V_k = \text{diag}\{v_k(0), v_k(1), \dots, v_k(i), \dots\} \quad (4.14)$$

其中， $\text{diag}\{\}$ 为对角线矩阵。在文献[13]中，作者提出可以用 $\{v_k(i), \forall i\}$ 的均值来代替所有的 $\{v_k(i), \forall i\}$ 。由此，我们得到

$$V_k = v_k I, \forall k \quad (4.15)$$

然后，进一步假设所有信息位的先验不确定度都一致，可得到：

$$\begin{aligned} \text{Cov}(\text{Re}\{x_k\}, \text{Re}\{x_k\}) &= \text{Cov}(\text{Im}(x_k), \text{Im}(x_k)) \\ &= 2^{-1} \text{Cov}(x_k, x_k) \\ &= 2^{-1} v_k I \end{aligned} \quad (4.16)$$

这显然不是一种最优的假设，但是文献[13]中的研究表明，此假设带来的性能损失很小，可以应用。

定义：

$$\underline{x}_k = \begin{bmatrix} \text{Re}\{x_k\} \\ \text{Im}\{x_k\} \end{bmatrix}, \quad (4.17)$$

$$\underline{y} = \begin{bmatrix} \text{Re}\{y\} \\ \text{Im}\{y\} \end{bmatrix}, \quad (4.18)$$

$$\underline{n} = \begin{bmatrix} \text{Re}\{n\} \\ \text{Im}\{n\} \end{bmatrix}, \quad (4.19)$$

$$\underline{A}_k = \begin{bmatrix} \text{Re}\{A_k\} & -\text{Im}\{A_k\} \\ \text{Im}\{A_k\} & \text{Re}\{A_k\} \end{bmatrix} \quad (4.20)$$

则 (1) 中的 IDMA 的系统模型等效于下：

$$\underline{y} = \sum_{k=1}^K \underline{A}_k \underline{x}_k + \underline{n} \quad (4.21)$$

现在，我们只讨论 $\underline{x}_k$ 中的第 i 个元素 $\underline{x}_k(i)$ ，并且把其余的比特看做此元素的干扰。重新写式 (4.21) 得到：

$$\underline{y} = \underline{a}_k(i) \underline{x}_k(i) + \underline{\zeta}_k(i) \quad (4.22)$$

其中 $\underline{a}_k(i)$ 为 $\underline{A}_k$ 的第 i 列，而且 $\underline{\zeta}_k(i)$ 为：

$$\underline{\zeta}_k(i) = \sum_{k=1}^K \underline{A}_k \underline{x}_k - \underline{a}_k(i) \underline{x}_k(i) + \underline{n} \quad (4.23)$$

$\underline{\zeta}_k(i)$ 的协方差矩阵可以表示为：

$$\begin{aligned}
 \underline{R}_k(i) &= \text{Cov}(\underline{\zeta}_k(i), \underline{\zeta}_k(i)) \\
 &= \frac{1}{2} \left(\sum_{k=1}^K v_k \underline{A}_k \underline{A}_k^T - v_k \underline{a}_k(i) \underline{a}_k(i)^T + \delta^2 I \right)
 \end{aligned} \tag{4.24}$$

由中心极限定理, $\underline{\zeta}_k(i)$ 可以看成是联合高斯随机变量。则下一步, 应用矩阵分解 [43]:

$$\begin{aligned}
 \underline{\lambda}_k(i) &= \ln \frac{\exp(-\frac{1}{2} q_+^T (\underline{R}_k(i))^{-1} q_+)}{\exp(-\frac{1}{2} q_-^T (\underline{R}_k(i))^{-1} q_-)} \\
 &= 2 \underline{a}_k(i)^T \underline{R}_k(i)^{-1} (y - E(y) + \underline{a}_k(i) E(\underline{x}_k(i))) \\
 &= \frac{2 \underline{a}_k(i)^T R^{-1} (y - E(y) + \underline{a}_k(i) E(\underline{x}_k(i)))}{1 - \frac{1}{2} v_k \underline{a}_k(i)^T R^{-1} \underline{a}_k(i)}
 \end{aligned} \tag{4.25}$$

其中,

$$q_+ = (y - \underline{a}_k(i) - E(\underline{\zeta}_k(i))) \tag{4.26}$$

$$q_- = (y + \underline{a}_k(i) - E(\underline{\zeta}_k(i))) \tag{4.27}$$

$$R = \frac{1}{2} \left(\sum_{k=1}^K v_k \underline{A}_k \underline{A}_k^T + \delta^2 I \right) \tag{4.28}$$

定义:

$$R = \text{Cov}(y, y) = \sum_{k=1}^K v_k \underline{A}_k \underline{A}_k^H + \delta^2 I \tag{4.29}$$

其中, 上标 “H” 表示矩阵的共轭转置。由 (4.4) 和 (4.25) 我们可以得到

$$\underline{\lambda}_k(i) = \frac{4 \underline{a}_k(i)^H R^{-1} (y - E(y) + \underline{a}_k(i) E(\underline{x}_k(i)))}{1 - \frac{1}{2} v_k \underline{a}_k(i)^H R^{-1} \underline{a}_k(i)} \tag{4.30}$$

定义:

$$U_k = (\underline{A}_k^H R^{-1} \underline{A}_k)_{diag} \tag{4.31}$$

重写式 (4.30), 得到:

$$\lambda_k = 4(I - v_k U_k)^{-1} (\underline{A}_k^H R^{-1} (y - \sum_{k=1}^K \underline{A}_k E(\underline{x}_k)) + U_k E(\underline{x}_k)) \tag{4.32}$$

式 (4.30) 就可以看做 ESE 的传输函数。

4.1.3 ZP-IDMA 系统中的 SNR-variance 演进

4.1.3.1 ZP-IDMA 系统中的 ESE 传输函数

ZP 即 Zero Padded[43], 也就是全 0 后缀技术, ZP 已经在多个系统中得到研究和应用, 如 OFDM 系统; 在本章中我们忽略其在信号检测, 功率效率中起到的作用, 以及与循环前缀 CP 的比较, 只研究其在 IDMA 同步中的作用。为了便于说明, 图 4-2 给出了 ZP 技术示意图。

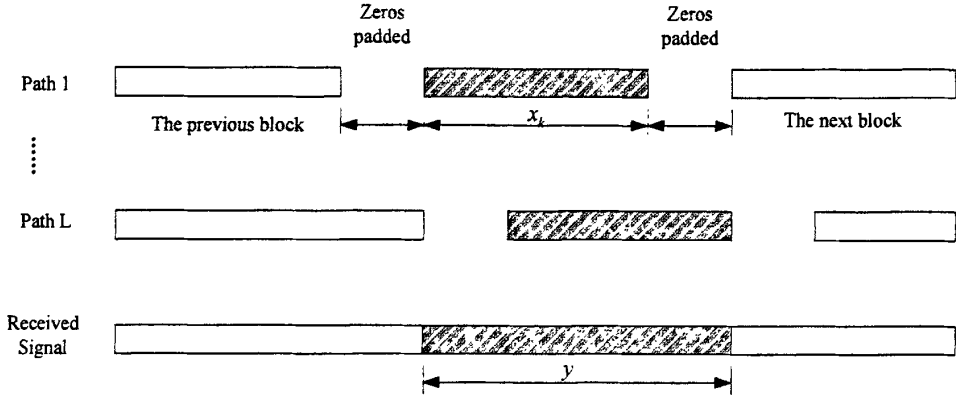


图 4-2 ZP 技术示意图

在 ZP-IDMA 系统中, 零后缀被加在 x_k 后面。从图 4-2 中, 我们可以看出零后缀的长度应该大于信道记忆长度 L , 从而避免造成块间干扰 (IBI)。下面对 ZP-IDMA 系统的信道矩阵进行处理。

在 ZP-IDMA 系统中, 接收信号的矩阵形式可以表示成:

$$y = \sum_{k=1}^K [\mathbf{H}_k \quad \tilde{\mathbf{H}}_k] \begin{bmatrix} \mathbf{x}_k \\ 0 \end{bmatrix} + \mathbf{n} \quad (4.33)$$

令 $\mathbf{H}_k^{ZP} = [\mathbf{H}_k \quad \tilde{\mathbf{H}}_k]$ 表示 ZP-IDMA 系统的信道矩阵。则重写 (4.33) 得到:

$$y = \sum_{k=1}^K \mathbf{H}_k^{ZP} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_k \\ 0 \end{bmatrix} + \mathbf{n} \quad (4.34)$$

由 (4.33) 我们可以自由选取矩阵 $\tilde{\mathbf{H}}_k$ 而对接收信号形式没有影响, 因此 $\tilde{\mathbf{H}}_k$ 的选取可以使 $\mathbf{H}_k^{ZP}$ 成为循环阵。假设 $L=3$, 式 (4.35) 和 (4.36) 给出了构成循环阵的 $\mathbf{H}_k$ 和 $\mathbf{H}_k^{ZP}$ 。

$$\mathbf{H}_k^{ZP} = \left\{ \begin{array}{cc} h_k(2) & h_k(1) \\ \vdots & h_k(2) \\ \vdots & \\ h_k(0) & \\ h_k(1) & h_k(0) \end{array} \right\}_{\{J+(L-1)\} \times \{J+(L-1)\}} \quad (4.35)$$

$$\mathbf{H}_k = \left\{ \begin{array}{cccc} h_k(0) & & & \\ h_k(1) & h_k(0) & & \\ h_k(2) & h_k(1) & & \\ & h_k(2) & \ddots & \\ & & h_k(0) & \\ & & h_k(1) & h_k(0) \\ & & h_k(2) & h_k(1) \\ & & & h_k(2) \end{array} \right\}_{\{J+(L-1)\} \times J} \quad (4.36)$$

由上一节 4.1.2 中定义的信道矩阵 A_k 为 $N \times N$ 的矩阵, 我们定义 ZP-IDMA 系统中:

$$A_k = \mathbf{H}_k^{ZP} \quad (4.37)$$

则此时:

$$N = J + L - 1 \quad (4.38)$$

令 F 为单位 DFT 矩阵, 它的第 (i, i') 项为 $N^{-1/2} \exp(-j2\pi i i' / N)$ 。显然 $FF^H = I$ 。由循环矩阵的性质, 我们可以知道, 循环矩阵可以被 DFT 矩阵和 IDFT 矩阵对角化:

$$G_k = F A_k F^H \quad (4.39)$$

$$A_k = F^H G_k F \quad (4.40)$$

其中,

$$G_k = N^{1/2} \text{diag}\{g_k(0), g_k(1), \dots, g_k(N-1)\} \quad (4.41)$$

$$g_k(i) = N^{-1/2} \sum_{l=0}^{L-1} a_k(l) \exp(-j2\pi i l / N) \quad (4.42)$$

将 (4.40) 带入 (4.29) 和 (4.31) 得到:

$$\begin{aligned} U_k &= (F^H G_k^H (\sum_{k=1}^K v_k G_k G_k^H + \sigma^2 I)^{-1} G_k F) \\ &= u_k I \end{aligned} \quad (4.43)$$

其中,

$$u_k = \sum_{i=0}^{N-1} \frac{|g_k(i)|^2}{N \sum_{k=1}^K v_k |g_k(i)|^2 + \sigma^2} \quad (4.44)$$

将式 (4.40) 和 (4.43) 代入 (4.32) 中得:

$$\begin{aligned} \lambda_k &= 4(1 - v_k u_k)^{-1} (F^H G_k^H (\sum_{k=1}^K v_k G_k G_k^H + \sigma^2 I)^{-1} \\ &\quad (Y - \sum_{k=1}^K G_k F E(x_k)) + u_k E(x_k)) \end{aligned} \quad (4.45)$$

其中,

$$Y = Fy \quad (4.46)$$

式 (4.45) 即 ZP-IDMA 系统中的 ESE 传输函数。

文献[26]中, 称这种推到 ESE 传输函数的方式为线性最小均方误差 LMMSE (Linear Minimum Mean Square Error) 逼近。从这种角度, 可以将 ESE 当作 LMMSE 信号估计器。

而对于具有循环信道矩阵的 IDMA 系统, 都可以采用此方法进行推导。

4.1.3.2 SNR-variance 演进

下面, 我们对 ESE 输出端进行性能分析。

重写式 (4.30) 为信号加噪声的形式:

$$\lambda_k^{\text{Re}}(i) = u_k(i) x_k^{\text{Re}}(i) + \zeta_k^{\text{Re}}(i) \quad (4.47)$$

其中,

$$u_k(i) = 4a_k(i)^H R_k(i)^{-1} a_k(i) \quad (4.48)$$

$$\zeta_k(i) = 4a_k(i)^H R_k(i)^{-1} (y - \sum_{k=1}^K A_k E(x_k) - a_k(i)(x_k(i) - E(x_k(i)))) \quad (4.49)$$

$$R_k(i) = \sum_{k=1}^K v_k A_k A_k^H - v_k a_k(i) a_k(i)^H + \sigma^2 I \quad (4.50)$$

文献[26]中已经证明, MMSE 信号估计器输出的干扰项可以看做近似的高斯分布。因此 $\zeta_k(i)$ 可以看做其均值为 $E(\zeta_k(i)) = 0$ 并且其方差为

$$E(|\zeta_k(i)|^2) = 16a_k(i)^H R_k(i)^{-1} a_k(i) = 4u_k(i) \quad (4.51)$$

而对于其实部, $E(|\zeta_k(i)|^2) = 2u_k(i)$, 文献[26]中已经证明。

我们定义 ρ_k 为 ESE 的输出信噪比 SNR, 则有

$$\rho_k = u_k(i)^2 / (E(|\zeta_k(i)|^2)) \quad (4.52)$$

我们可以证明 $u_k(i)$ 实际上对于索引 i 为定值，其证明如下：

$$\begin{aligned}
 u_k(i) &= 4a_k(i)^H R_k(i)^{-1} a_k(i) \\
 &= \frac{4a_k(i)^H R^{-1} a_k(i)}{1 - v_k a_k(i)^H R^{-1} a_k(i)} \\
 &= \frac{4u_k}{1 - v_k u_k}
 \end{aligned} \tag{4.53}$$

将 (4.36) 带入 (4.52) 得：

$$\rho_k = 2u_k(1 - v_k u_k)^{-1} \tag{4.54}$$

对于实信道，SNR 的最终表达式为[26]：

$$\rho_k = u_k(1 - v_k u_k)^{-1} \tag{4.55}$$

基于此，ZP-IDMA 系统中的迭代检测可以看做 SNR（用 ρ_k 表示）和用户的平均方差（用 v_k ）之间的迭代更新过程。当 $\{v_k\}$ 的值趋近零时，我们认为算法趋近与收敛。文献[26]中定义此递归过程为 SNR-variance 演进技术。由于各个用户在上行链路中的平等地位，在以下的讨论中，我们用 ρ 来表示 SNR， $\bar{v}$ 来表示平均方差，从而简化表达。则 ESE 过程可以用函数 $\rho = \phi(\bar{v})$ 来表示，而 DEC 过程则可以用函数 $\bar{v} = \psi(\rho)$ 来表示。图 4-3 给出了迭代过程的简单表达。

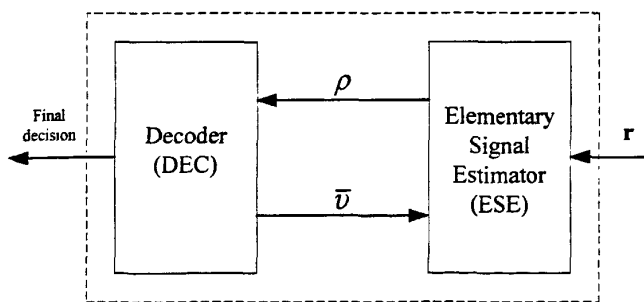


图 4-3 SNR 与 variance 的迭代更新

在下面的讨论中，我们会用到实信道中 SNR-variance 演进技术。将式 (4.55) 重新整理得：

$$\rho = \phi(\bar{v}) = \frac{\frac{1}{J} \sum_{j=1}^J \frac{|g_j|^2}{\sigma^2 + \bar{v} |g_j|^2}}{1 - \frac{\bar{v}}{J} \sum_{j=1}^J \frac{|g_j|^2}{\sigma^2 + \bar{v} |g_j|^2}}, \tag{4.56}$$

其中,

$$\bar{v} = \frac{1}{J} \sum_{j=1}^J v_j \quad (4.57)$$

$$g_j = J^{\frac{1}{2}} \sum_{l=0}^{L-1} h_l \exp(-i2\pi jl/J) \quad (4.58)$$

$$i = \sqrt{-1} \quad (4.59)$$

至此, 式 (4.56) 的得出, 是以下无数据辅助同步技术的基础。

由于在基站端, 平均方差 $\bar{v}$ 的计算比较容易, 而且由于 ρ 和 $\bar{v}$ 的演进关系。我们可以利用 $\bar{v}$ 来简单的预测系统性能。因为 $\bar{v}$ 的值域区间存在于 (0,1], 根据附录 A 的分析, $\rho = \phi(\bar{v})$ 在 $\bar{v}$ 的值域内单调递减。这意味着, 当平均方差 $\bar{v}$ 趋近最小值时系统获得最好的误码率性能。

4.2 无数据辅助同步技术研究

4.2.1 系统模型

对于上行链路的同步技术, 其最好的方法是应用合适的信号处理技术在直接接收端补偿由于时偏产生的性能损失。由于 IDMA 接收机中使用的逐码片联合检测机制, 使其对很小的定时误差非常敏感。同时也正是由于这种特殊的检测机制, 我们很难在接收端将每个用户抽出分别进行同步捕获和追踪, 从而直接在基站端对信号进行处理。另外一种可行的办法为由基站端对不同用户的时偏进行估计, 然后将时偏信息反馈到发送段, 由用户端进行时偏的补偿。本节就采用这样的方法研究无数据辅助方式的同步技术。建立系统模型, 并进行仿真。

对于传统蜂窝无线系统, 不同的用户是依次一个一个被接入到系统中的。我们仍然在异步 IDMA 系统的上行链路中使用这种方法。对于整个系统而言, 上行链路仅存在一个接入信道, 从而在某一时刻只能接入一个用户。在接入的过程中基站端估计时偏, 并将时间调整量经过编码之后通过下行链路返回。如图 4-4 所示, 我们建立了一个基于反馈环路的系统模型。从多层 IDMA 系统的概念出发[42], 我们可以将时间调整量看做物理信道的控制信息而规划到控制信息层, 这样理解系统结构比较清晰。

需要注意的是, 在本节的研究中, 我们将研究重点放在如何估计采样时偏上。而对于整数倍码片时偏, 属于帧同步的范畴, 此节并不涉及。

我们可以假设这样的一种情景, 当一个新的用户被接入信道接入的时候, 其余

所有已接入用户已经获得同步。在图 4.4 中，我们用下标“ K ”表示正被接入的新用户。

不失去普遍性，我们在系统中使用升余弦滤波器来成型基带波形，成型波脉冲 $Rc(t)$ 可以表示为：

$$Rc(t) = \frac{\sin(\frac{\pi t}{Tc})}{\frac{\pi t}{Tc}} \times \frac{\cos(\frac{\pi R t}{Tc})}{1 - \frac{4R^2 t^2}{Tc}} \quad (4.60)$$

其中， R 表示滚降系数， Tc 表示码片周期。

现在我们考虑用户 K 正在尝试接入的过程。应用之前的假设，当用户 K 接入系统时，其余已接入用户都已同步，因此其余用户为理想同步时序，而没有时偏存在。定义 $\Delta\tau_k$ 为用户 k 的时偏，则我们可以得到：

$$\Delta\tau_k = 0, \text{ when } k = 1, 2, \dots, K-1. \quad (4.61)$$

对于用户 K 而言，我们可以认为其时偏为一个随机变量。由于我们只讨论采样时偏，所以可以假设 $\Delta\tau_k$ 满足一个码片周期之内的均匀分布。可以表示为：

$$\Delta\tau_k \sim U[\frac{-Tc}{2}, \frac{Tc}{2}]. \quad (4.62)$$

因此，对于当前多用户系统而言，已接入的 $K-1$ 个用户的交叠信号可以表示为：

$$r(t) = \sum_{k=1}^{K-1} h_k x_k(j) Rc(t - jTc - \Delta\tau_k) + n(t) \quad (4.63)$$

其中， $x_k(j)$ 为用户 k 经过交织之后一帧的第 j 个码片， h_k 为信道系数， $n(t)$ 为双边带功率谱密度为 $N_0/2 = \sigma^2$ 的高斯白噪声。为了避免产生块间干扰 IBI，我们采用 ZP 技术，将一串零值放在一帧信息比特之后为后缀。零值的长度应该大于信道的记忆长度与最大传输延时之差。

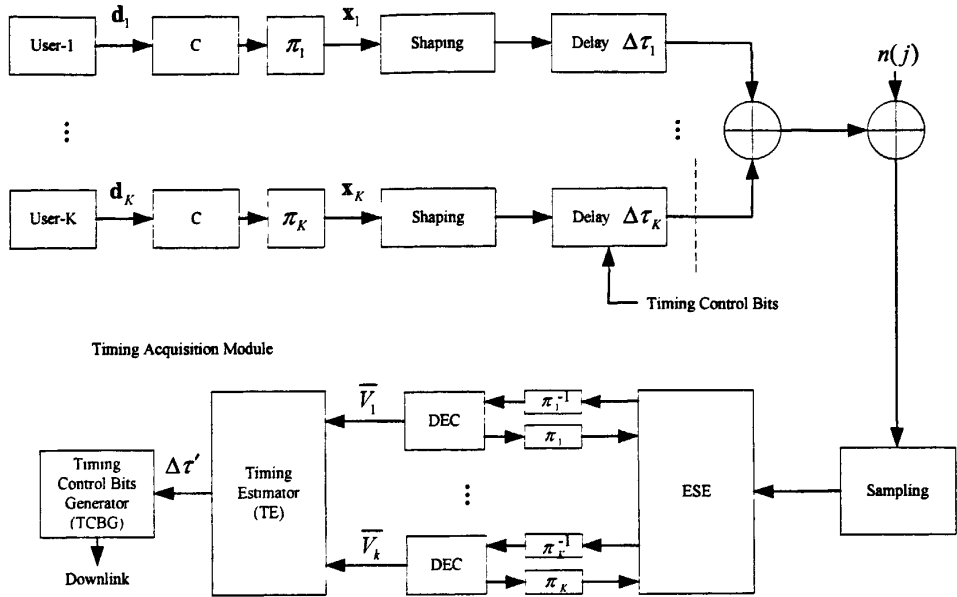


图 4.4 带有时偏校正模块的异步 IDMA 系统框图

现在，我们讨论当用户 K 接入系统之时的情况，这时的接受信号可以表示为：

$$r(t) = \sum_{j=1}^J \sum_{k=1}^{K-1} h_k x_k(j) R_c(t - jT_c - \Delta\tau_k) + \sum_{j=1}^J h_K x_K(j) R_c(t - jT_c - \Delta\tau_K) + n(t) \quad (4.64)$$

将 (4.61) 和 (4.62) 代入 (4.64) 中，则得到：

$$r(t) = \sum_{j=1}^J \sum_{k=1}^{K-1} h_k x_k(j) R_c(t - jT_c) + \sum_{j=1}^J h_K x_K(j) R_c(t - jT_c - \Delta\tau_K) + n(t) \quad (4.65)$$

在接收端，时偏估计器 (TE) 计算用户 K 的最近一帧的平均方差 $\overline{V_K}$ ，然后利用此数据对时偏进行估计。 $\overline{V_K}$ 可以表示为：

$$\overline{V_K} = \frac{1}{J} \times \sum_{j=1}^J \text{Var}(x_K(j)). \quad (4.66)$$

注意式 (4.66) 与 (4.57) 意义相同。

经过时偏估计之后，得到用户 K 时偏的估计值，我们定义为 $\Delta\tau'$ 。然后时序控制编码器 (TCBG) 将 $\Delta\tau'$ 映射成时间控制比特 (CB) 通过下行链路的控制层返回

相应用户。

当用户 K 得到上行链路返回的时间控制比特 (CB)，用户端会根据此时偏信息来调整自己的发射时间从而达到上行链路的同步。这个调整过程可以表示为：

$$r(t) = \sum_{j=1}^J \sum_{k=1}^{K-1} h_k x_k(j) R_c(t - jT_c) + \sum_{j=1}^J h_K x_K(j) R_c(t - jT_c - (\Delta\tau_K - \Delta\tau') + n(t)) \quad (4.67)$$

则最优化的调整结果为：

$$\Delta\tau_K - \Delta\tau' = Dis(K) = 0 \quad (4.68)$$

式 (4.68) 中，我们定义 $Dis(K)$ 来评估用户 K 经过时间调整之后的性能。

在下一节中，我们将对单个接入用户的时偏对 IDMA 检测算法的影响进行分析，同时提出同步方案的理论基础。

4.2.2 无数据辅助同步技术的理论基础

4.2.2.1 时偏分析

本节分析当单用户接入系统时，其时偏对 IDMA 迭代检测中 SNR-variance 演进的影响。同时分析仍然基于上一节中提出的假设，基站端所有已接入用户都能获得理想同步时序，即 $Dis(k) = 0, k = 1, 2, \dots, K-1$ 。

图 4-5 中给出了本系统中使用的基带成型波形。为了简化我们的讨论，我们仅保留成型波的主瓣。因为旁瓣的幅度与主瓣相比比较小，对结果影响不大。我们用 $R_{c_main}(t)$ 来表示成型波的主瓣。因此我们可以将式 (4.60) 进行化简得到：

$$R_c(t) = \begin{cases} R_{c_main}(t) = \frac{\sin(\frac{\pi t}{T_c})}{\frac{\pi t}{T_c}} \times \frac{\cos(\frac{\pi R t}{T_c})}{1 - \frac{4R^2 t^2}{T_c}}, & t \in [-T_c, T_c] \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (4.69)$$

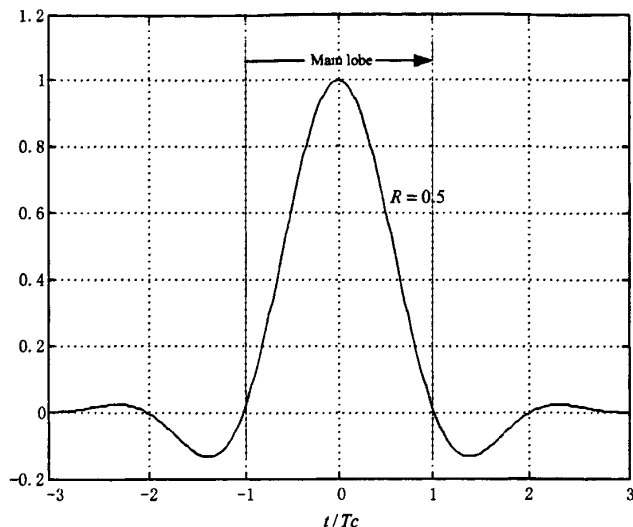


图 4-5 系统中应用的升余弦成型滤波器，滚降系数为 $R = 0.5$

现在我们聚焦研究接收机之前的采样过程。根据奈奎斯特定律，我们将采样周期 T_s 取值为码片周期 T_c 。根据式 (4.67)，则我们得到采样信号为：

$$\begin{aligned} r(j) &= r(t) \Big|_{t=jT_c} \\ &= \sum_{k=1}^{K-1} h_k x_k(j) + \sum_{j=1}^J h_K x_K(j) R_c(\Delta \tau_K) + n(j) \end{aligned} \quad (4.70)$$

将 (4.69) 代入 (4.70) 得：

$$\begin{aligned} r(j) &= \sum_{k=1}^{K-1} h_k x_k(j) + h_K R_{c_{main}}(\Delta \tau_K) x_K(j) + \\ &h_K R_{c_{main}}(T_c - |\Delta \tau_K|) x_K(j \pm 1) + n(j) \end{aligned} \quad (4.71)$$

则式 (4.70) 代表采样后数字信号，此信号下一步被送到 ESE 中。在 (4.71) 中，右边第二项代表用户 K 的有用信号，而其余项为干扰项。 $x_K(j \pm 1)$ 为 $x_K(j-1)$ 的码间干扰，由于在分析中我们仅讨论成型波的主瓣，所以在某一个采样时刻应该只能为 $x_K(j+1)$ 和 $x_K(j-1)$ 其中之一。图 4-6 给出了此过程示意图。

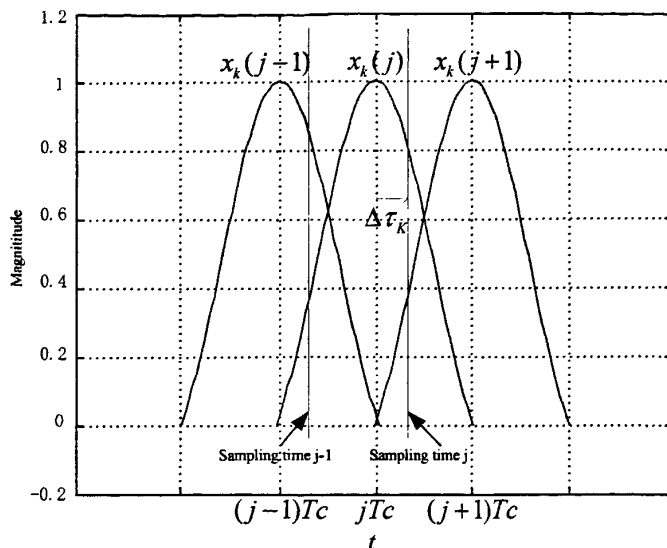


图 4-6 采样时偏带来的干扰

ESE 的输出为 $\{x_k(j)\}$ 的对数似然比外信息 LLRs, 文献[13]中的定义为:

$$e_{ESE}(x_k(j)) \equiv \log \left(\frac{p(y|x_k(j)=+1)}{p(y|x_k(j)=-1)} \right) \quad (4.72)$$

由式 (4.71) 可知, $\Delta\tau_k$ 在实际系统中为一随机变量。但如果我们假设 $\Delta\tau_k$ 在接收端为先验已知, 从而来讨论时偏对检测算法的影响, 则式 (4.72) 可以重新写为:

$$e_{ESE}(x_k(j)|\Delta\tau_k) \equiv \log \left(\frac{p(y|x_k(j)=+1, \Delta\tau_k)}{p(y|x_k(j)=-1, \Delta\tau_k)} \right) \quad (4.73)$$

令 $\zeta_k(j)$ 代表用户 k 的干扰项, 重新将 (4.74) 写成信号加干扰的形式:

$$r(j) = \begin{cases} h_k x_k(j) + \zeta_k(j), & k=1, 2, \dots, K-1 \\ h_k R c_{main}(\Delta\tau_k) x_k(j) + \zeta_k(j), & k=K \end{cases} \quad (4.74)$$

由中心极限定理, 当并发用户数比较大的时候, $\zeta_k(j)$ 可以看做服从高斯分布。为了进一步研究时偏对 IDMA 检测性能的影响, 我们引出时偏下 ESE 检测算法。任然假设初始状态为 $E(x_k(j))=0$ 和 $Var(x_k(j))=1, \forall k, j$ 。为了简化分析, 我们只讨论单径信道下的算法。多径信道可以得到相同结论。

单径信道下带有时偏的 ESE 检测算法:

第一步: 干扰均值和方差估计;

$$E(r(j)) = \sum_{k=1}^{K-1} h_k E(x_k(j)) + h_K Rc_{main}(\Delta\tau_K) E(x_K(j)) + h_K Rc_{main}(Tc - |\Delta\tau_K|) E(x_K(j-1)) + n(j), \quad (4.75)$$

$$Var(r(j)) = \sum_{k=1}^{K-1} |h_k|^2 Var(x_k(j)) + |h_K|^2 Rc_{main}^2(\Delta\tau_K) Var(x_K(j)) + |h_K|^2 Rc_{main}^2(Tc - |\Delta\tau_K|) Var(x_K(j-1)) + n(j), \quad (4.76)$$

$$E(\zeta_k(j)) = \begin{cases} E(r(j)) - h_k E(x_k(j)), & k=1, 2, \dots, K-1 \\ E(r(j)) - h_K Rc_{main}(\Delta\tau_K) E(x_K(j)), & k=K \end{cases} \quad (4.77)$$

$$Var(\zeta_k(j)) = \begin{cases} Var(r(j)) - |h_k|^2 Var(x_k(j)), & k=1, 2, \dots, K-1 \\ Var(r(j)) - |h_K|^2 Rc_{main}^2(\Delta\tau_K) Var(x_K(j)), & k=K \end{cases} \quad (4.78)$$

第二步：生成 LLR

$$e_{ESE}(x_k(j)) = \begin{cases} \frac{2h_k(r(j) - E(\zeta_k(j)))}{Var(\zeta_k(j))}, & k=1, 2, \dots, K-1 \\ \frac{2h_K Rc_{main}(\Delta\tau_K)(r(j) - E(\zeta_K(j)))}{Var(\zeta_K(j))}, & k=K \end{cases} \quad (4.79)$$

注意：仿真结果说明，当并发用户数比较多时，用户 K 的异步时序对其余用户 $1 \sim k-1$ 的性能影响非常轻微。

在我们的研究中，我们仍然使用文献[13]中的一个化简，用 V_{ζ_k} 来代 $Var(\zeta_k(j))$ 。[13]中已经证明该化简对性能影响比较微小。同样的技术，在[45][46]中应用 CDMA 接收机，在[13]中用于 IDMA 接收机。由 (4.79) 得，ESE 对于用户 K 的输出可以表示为：

$$e_{ESE}(x_K(j)) = \frac{(h_K Rc_{main}(\Delta\tau_K)x_K(j) + \zeta_K(j) - E(\zeta_K(j)))}{V_{\zeta_K}} \times \frac{2h_K Rc_{main}(\Delta\tau_K)}{j=1, 2, 3, \dots, J} \quad (4.80)$$

其中：

$$V_{\zeta_k} = \sum_{k' \neq k} |h_{k'}|^2 \overline{V_{k'}} + |h_k|^2 Rc_{main}^2(Tc - |\Delta\tau_K|) + \sigma^2 \quad (4.81)$$

由式 (4.72) 和 (4.73)，对于用户 K 的符号 j ，ESE 的输出 SNR，定义为 snr_K ，表示为：

$$\begin{aligned}
 \text{snr}_K &= \frac{E(|h_K R c_{\text{main}}(\Delta \tau_K) x_K(j)|^2)}{E(|\zeta_K(j) - E(\zeta_K(j))|^2)} \\
 &\approx \frac{E(|h_K R c_{\text{main}}(\Delta \tau_K) x_K(j)|^2)}{V_{\zeta_K}} \\
 &= \frac{h_K^2 R c_{\text{main}}^2(\Delta \tau_K)}{\sum_{k=1}^{K-1} |h_k|^2 \bar{V}_k + |h_K|^2 R c_{\text{main}}(Tc - |\Delta \tau_K|) + \sigma^2}
 \end{aligned} \tag{4.82}$$

在准静态信道模型中，信道系数 h_k 可以看做是常量。由附录 B 的论证， $\bar{V}_k$ 可以表示为时偏 $\Delta \tau_K$ 的函数。因此 snr_K 也可以看做 $\Delta \tau_K$ 的函数。表示为：

$$\text{snr}_K = S(\Delta \tau_K), \quad \Delta \tau_K \in [-\frac{Tc}{2}, \frac{Tc}{2}] \tag{4.83}$$

在我们的研究中，我们仅讨论 $S(\Delta \tau_K)$ 的单调性来简化我们的分析。对于最好的系统性能，应该设法使 ESE 输出的 SNR 最大化。由附录 A 的论证，我们可以得到 $S(\Delta \tau_K)$ 是个偶函数。当 $\Delta \tau_K \in [0, Tc/2)$ ， $S(\Delta \tau_K)$ 单调递减。当 $\Delta \tau_K \in [-Tc/2, 0)$ ， $S(\Delta \tau_K)$ 单调递增。因此， $S(\Delta \tau_K)$ 当 $\Delta \tau_K = 0$ 时，得到最大值。我们可以近似的用形状 “ $\cap$ ” 来描述函数 $S(\Delta \tau_K)$ 的大体轮廓。

4.2.2.2 时偏 $\Delta \tau_K$ 与平均方差 $\bar{V}_k$ 的关系

由式 (4.80)，我们定义新的信道系数 h'_K 为：

$$h'_K = h_K R c_{\text{main}}(\Delta \tau_K). \tag{4.84}$$

这样约近，新的信道系数仍然可以写成循环矩阵的形式。式 (4.85) 中表现了当多径数为 $L=3$ 时，新的信道矩阵形式：

$$\mathbf{H}_K^{ZP} = \left\{ \mathbf{H}'_K \begin{matrix} h'_K(2) & h'_K(1) \\ \vdots & h'_K(2) \\ & \vdots \\ h'_K(0) \\ h'_K(1) & h'_K(0) \end{matrix} \right\}_{(J+(L-1)) \times (J+(L-1))} \tag{4.85}$$

式 (4.85) 中， $\mathbf{H}'_K$ 可以写成与式 (4.36) 一样的循环矩阵的形式，但是元素用新的信道系数 $h'_K(0)$ ， $h'_K(1)$ ， $h'_K(2)$ 来分别代替 $h_K(0)$ ， $h_K(1)$ ， $h_K(2)$ 。

基于此循环信道矩阵，以及节 4.1.3.1 中的结论，带有时偏的信道模型仍然可以使用 SNR-variance 演进来对迭代模型进行化简。

回忆 ESE 对于用户 K 的输出，式 (4.83)：

$$snr_k = S(\Delta\tau_k), \quad \Delta\tau_k \in [-\frac{Tc}{2}, \frac{Tc}{2}] \quad (4.86)$$

同时结合 SNR-variance 演进技术，我们可以建立当接收机迭代处于某一次时，时偏 $\Delta\tau_k$ 与平均方差 $\overline{V_k}$ 的关系：

$$snr_k = S(\Delta\tau_k) = \phi(\overline{V_k}). \quad (4.87)$$

由于 ESE 传输函数 $\rho = \phi(\overline{V})$ 的单调一致性，我们可以得到其反函数，定义如下：

$$\overline{V} = \phi^{-1}(\rho), \quad (4.88)$$

与原函数相比， $\overline{V} = \phi^{-1}(\rho)$ 具有与之相同的单调性。注意式 (4.88) 与 DEC 的传输函数 $\overline{V} = \psi(\rho)$ 在意义上完全不同。由 (4.87) 和 (4.88)，我们得到：

$$\overline{V_k} = \phi^{-1}(snr_k) = \phi^{-1}(S(\Delta\tau_k)). \quad (4.89)$$

定义 $\overline{V_k}$ 以 $\Delta\tau_k$ 为自变量的函数如下：

$$\overline{V_k} = U(\Delta\tau_k). \quad (4.90)$$

由以上我们对函数 $S(\Delta\tau_k)$ 和 $\phi^{-1}(S(\Delta\tau_k))$ 的分析，我们可以得到以下规律。当时偏 $\Delta\tau_k$ 趋向于零， $\overline{V_k}$ 得到最小值，同时 snr_k 得到最大值，在这种情况下，系统得到最好的性能。而当 $\Delta\tau_k$ 的绝对值增大时， $\overline{V_k}$ 同时增大，系统的性能损失也变严重。我们用仿真的形式证明了此趋势的正确性。图 4-7 给出了当接入用户号为 $K=2$ 时， $\overline{V_k}$ 与 $\Delta\tau_k$ 的关系。在节 4.3 中，可以得到详细的仿真结果。

图 4-7 中，我们用虚线表示式 (4.90) 的拟合曲线。对于当异步用户 K 正在接入系统之时，如果我们可以用一种机制使 $\overline{V_k}$ 接近曲线的底部，则我们以很大的概率预测此时 $\Delta\tau_k = 0$ 。图 4-7 中表现的规律为我们的时偏估计机制提供了线索。下面，介绍我们的时间捕获机制。

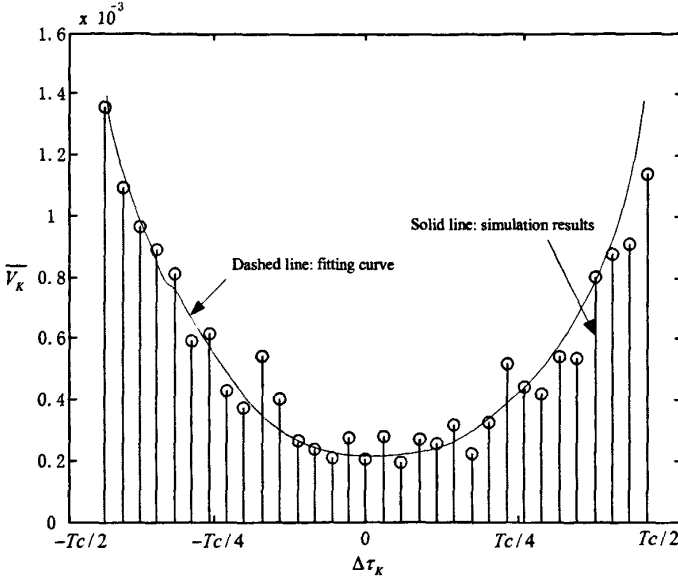


图 4-7 时偏与平均方差之间的关系

4.2.3 时间捕获机制

对于时间捕获，我们的目标就是使在基站端检测到的平均方差 $\overline{V_k}$ 接近类似于图 4-7 中拟合曲线的底部。根据第三章的分析，很小的时偏就会对系统性能带来很严重损失。并且我们可以证明 $\overline{V_k} = U(\Delta\tau_k)$ 以 $T = Tc$ 为周期显示周期特性。其证明如下：

$$\begin{aligned} U(\Delta\tau_k + nTc) &= U((\Delta\tau_k + nTc) \bmod Tc) \\ &= U(\Delta\tau_k) \end{aligned} \quad (4.91)$$

如果我们可以得到 $\overline{V_k} = U(\Delta\tau_k)$ 的整个周期，则我们很容易判断 $\overline{V_k}$ 的最小值，从而找到时偏最小的点。由此建立时间捕获机制：令接入用户 K 以固定步长 Δt 每帧向同一方向调整发射时间 $\Delta\tau_k$ ，经过足够长时间，则我们可以得到整个一个周期内 $\overline{V_k} = U(\Delta\tau_k)$ 的波形。然后通过寻找最小值的方法找到 $\overline{V_k} = U(\Delta\tau_k)$ 的波形中极值点对应的发射时间，我们则认为此时用户 K 的发射时序与系统当前同步时序一致的可能性最大。然后通过计算最小值点与当前点的时间差，得到时偏估计值 $\Delta\tau'$ 。接下来我们介绍具体操作过程。

令 T_b 代表一帧的持续时间。我们将接收信号 $\overline{V_k} = U(\Delta\tau_k)$ 的刻度转换到以 t 为自变量：

$$U_r(t) = U(\Delta\tau_K + \frac{t}{T_b}) \quad (4.92)$$

其中, $t=0, Tb, 2Tb, \dots$ 。在式(4.92)中, 当 $t=0$ 时, 意味着此时用户 K 开始尝试接入到系统中来, 并且开始在上行链路发送第一帧数据帧。当在任意时刻 t , $\Delta\tau_K + \frac{t}{T_b}$ 代表此时时间偏差。因此, 对于系统第一帧的时偏为 $\Delta\tau_K$ 。

令 T_u 表示当定步长 Δt 调整发射时间时, 我们在接收端能得到完整周期 $\overline{V_K}$ 的最短时间, 则 T_u 能表示为:

$$T_u = \frac{T_c}{\Delta t} \times T_b \quad (4.93)$$

事实上, 我们可以认为 T_u 为接收端信号 $U_r(t)$ 的周期, 以下为证明:

$$\begin{aligned} U_r(t+nT_u) &= U(\Delta\tau_K + \frac{t+nT_u}{T_b} \Delta t) \\ &= U(\Delta\tau_K + \frac{t}{T_b} \Delta t + nT_c) \\ &= U(\Delta\tau_K + \frac{t}{T_b} \Delta t) = U_r(t) \end{aligned} \quad (4.94)$$

为了增加捕获概率, 我们可以在接收端接收几个 T_u 周期时间。经过定步长 Δt 的发射机时间调整, 时偏估计器(TE)可以找到接收信号 $U_r(t)$ 的最小值。图4-8显示了函数 $U_r(t)$ 两个周期的大体轮廓。

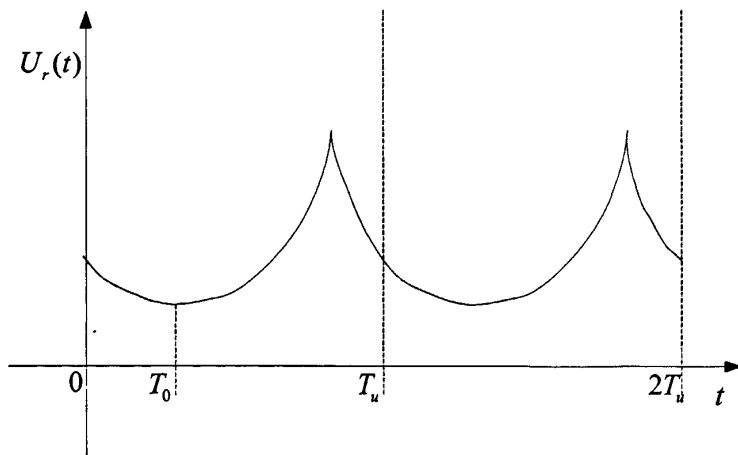


图 4-8 接收信号 $U_r(t)$ 的特性曲线

令 T_a 代表定步长时间调整的持续时间。图4-8暗示 $T_a = 2T_u$ 。当 $t = T_0$, 得到 $U_r(t)$ 的最小值。接下来, 时偏估计器 TE 能计算对于时偏的估计,

$$\Delta\tau' = -\frac{T_0}{T_b} \Delta t \quad (4.95)$$

从而完成时偏估计过程。

完成时偏估计之后， $\Delta\tau'$ 被时间控制比特编码器 (TCBG) 进行编码生成时间控制比特 (TCB)，TCB 会经过物理信道控制层被下行链路返回相应用户 K ，从而完成时间调整。我们称这个过程为时间捕获。

由图 4-4 所示，系统中的时间捕获模块分为两个部分：时偏估计器 TE 和时间控制比特编码器 TCBG。接下来我们分别介绍两个模块功能。

时偏估计 TE 模块：

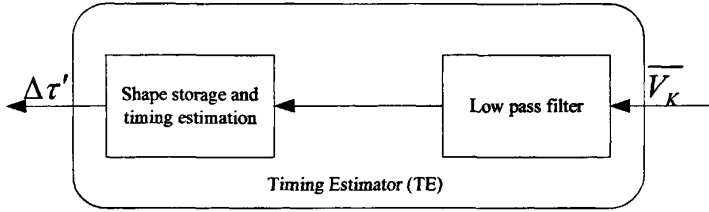


图 4-9 TE 模块框图

时偏估计单元的目的在于寻找接收信号 $U_r(t)$ 的最小值点。由于在实际系统中， $U_r(t)$ 会受到噪声的影响而幅度产生较大波动。因此我们可以通过设计低通滤波器来平滑 $U_r(t)$ 的曲线。由在以上分析中 $U_r(t)$ 的周期性特点，低通滤波器的归一化数字通带频率可以表示为：

$$\omega = 2 \frac{f_u}{f_b} = 2 \frac{T_b}{T_u} = 2 \frac{\Delta t}{T_c} \quad (4.96)$$

图 4-9 给出了 TE 模块的具体操作。经过滤波之后，TE 模块可以由以上的方法估计出时偏。

时间控制比特编码器 (TCBG)：

事实上，TCBG 模块为一种映射关系，这种映射关系被发射端和基站同时已知。它将定步长时间调整量 Δt 或者时偏估计 $\Delta\tau'$ 通过映射关系编码成二进制控制比特。这些编码后控制比特被返回到相应的用户端之后起到了调整发射端发送时间的功能。表 4-1 给出了当定步长时间调整量 $\Delta t = T_c/31$ 时的映射关系。

表 4-1 时间控制比特编码映射

TCB	Timing Adjustment	Adjust Direction	TCB	Timing Adjustment	Adjust Direction
11111	15Tc/31	delay	01111	15Tc/31	ahead
11110	14Tc/31	delay	01110	14Tc/31	ahead
11101	13Tc/31	delay	01101	13Tc/31	ahead
11100	12Tc/31	delay	01100	12Tc/31	ahead
11011	11Tc/31	delay	01011	11Tc/31	ahead
11010	10Tc/31	delay	01010	10Tc/31	ahead
11001	9Tc/31	delay	01001	9Tc/31	ahead
11000	8Tc/31	delay	01000	8Tc/31	ahead
10111	7Tc/31	delay	00111	7Tc/31	ahead
10110	6Tc/31	delay	00110	6Tc/31	ahead
10101	5Tc/31	delay	00101	5Tc/31	ahead
10100	4Tc/31	delay	00100	4Tc/31	ahead
10011	3Tc/31	delay	00011	3Tc/31	ahead
10010	2Tc/31	delay	00010	2Tc/31	ahead
10111	7Tc/31	delay	00111	7Tc/31	ahead
10110	6Tc/31	delay	00110	6Tc/31	ahead
10101	5Tc/31	delay	00101	5Tc/31	ahead
10100	4Tc/31	delay	00100	4Tc/31	ahead
10011	3Tc/31	delay	00011	3Tc/31	ahead
10010	2Tc/31	delay	00010	2Tc/31	ahead
10001	Tc/31	delay	00001	Tc/31	ahead
10000	zero	hold	00000	zero	hold

2.4 仿真结果

首先说明系统仿真中使用的设置。我们使用准静态 AWGN 信道模型，其多径信道系数分别为 1, 0.3, 0.01。仿真中使用 ZP 技术对每个数据帧的尾部进行零后补添加，从而构成循环矩阵形式。由于 ZP 的加入，其对系统功率和频谱效率的影响在本文中并无考虑。发射机中，每个用户的信息比特被码率为 1/16 的重复编码器编码。然后编码后信号经过随机交织与基带成型，系统中使用的滚降滤波器系数为 $R=0.5$ 。接收机中，迭代次数为 $IT=10$ 。每个用户的初始时偏为均匀分布在 $-T_c/2$ 与 $T_c/2$ 区间之内的随机变量。另外，每个信息帧的长度设置为 $J=256$ 。由于时间捕获阶段的持续时间比较短，我们可以假设每个用户在此过程中地理位置不变。同时，假设理想的功率分配策略使每个用户的功率在基站端相等。

图 4-10 给出当用户 2 接入系统中时, 接收端信号 $\overline{V}_K = U_r(t)$ 的幅度。通过定步长时间调整过程, 我们可以得到此图形。我们选择初始调整步长为 $\Delta t = T_c/33$, 并且每 100 帧调整一次, 这样可以使曲线趋势更加明显。假设用户 2 的初始时间偏差为 $\Delta \tau_K = 0$, 这样我们可以得到 $\overline{V}_K$ 的“U”型曲线。图 4-10 中, 对于每一次调整, 得到 100 个 $\overline{V}_K$ 的值。

为了使趋势更加明显, 我们将图 4-10 中曲线送入相应带宽的数字低通滤波器, 得到图 4-11 中所示曲线。图 4-10 和 4-11 证明了 4.2.3 中我们对信号 $\overline{V}_K = U(\Delta \tau_K)$ 性能的分析。

接下来给出我们提出的时间捕获机制的捕获性能。时间调整步长 $\Delta t = T_c/33$ 。在接收端, 配置时间调整持续 $T_a = 2T_u$ 。应用式 (4.68) 中定义的 $Dis(K)$ 来评估时偏真实值与估计值之间的误差。根据系统模型的特点, 系统依次接入用户 1 到用户 16。表 4-2 中给出每个用户的时间捕获概率。通过表 4-2 中数据我们可以看出, 从第一个接入用户到最后一个接入用户, 捕获性能没有明显降低。所以捕获性能对于用户是稳定的。我们还计算了 $Dis(K)$ 的均值和方差, 分别表示为 $E(Dis(K))$ 和 $Var(Dis(k))$ 。对于不同用户, $E(Dis(K))$ 和 $Var(Dis(k))$ 也表现稳定。由[46]中的研究, 我们认为当 $|Dis(K)| > T_c/4$ 时, 系统性能严重损失。因此我们定义当 $|Dis(K)| > T_c/4$ 时, 为错误捕获。

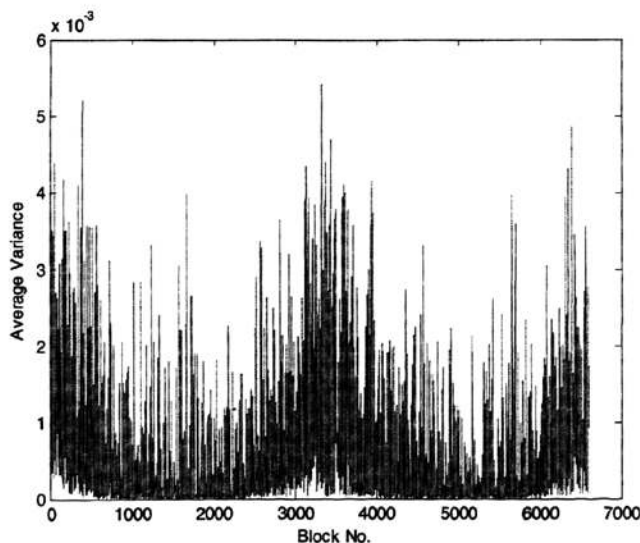


图 4-10 基站端接收到的“U”型曲线, 两个周期。

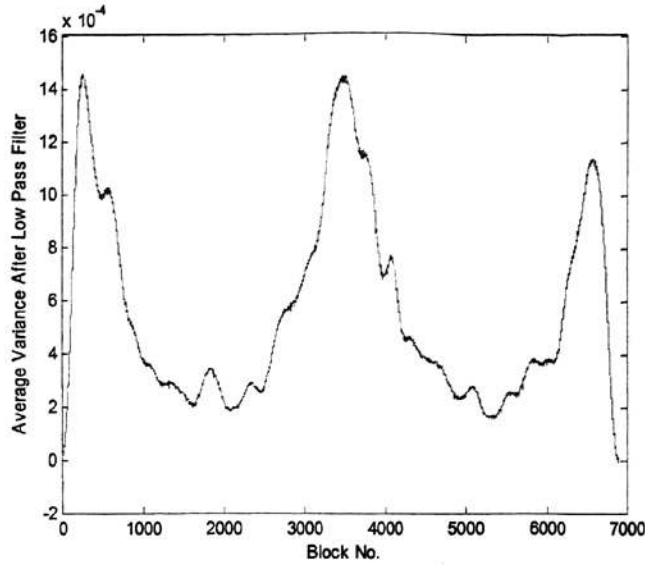


图 4-11 上图信号经过低通滤波器之后波形

在以往[46]的研究中,如果系统可以将时偏纠正到高斯分布 $(0, (T_c/16)^2)$,则系统性能被认为可以接收的。因此, $Dis(K)$ 的均值和方差可以作为衡量捕获概率的度量。在此仿真中,我们假设此时接入用户为 $K=8$, 并且假设其余已接入用户已获得精确同步,得到仿真结果。表 4-3 中给出了不同的信噪比条件下的捕获性能。当 $E_b/N_0=0dB$, 我们得到最差的捕获性能。而当 E_b/N_0 增加时,捕获性能开始变好。所以我们的时间捕获机制,会在高信噪比下得到很好的性能。

表 4-2 不同用户的捕获性能

K	E_b/N_0	Prob. In Zone I	Prob. In Zone II	Prob. In Zone III	Miss Prob.
1	6dB	0.651	0.216	0.124	0.021
2	6dB	0.619	0.214	0.131	0.030
3	6dB	0.702	0.131	0.095	0.070
4	6dB	0.690	0.190	0.071	0.013
5	6dB	0.631	0.261	0.083	0.024
6	6dB	0.651	0.228	0.096	0.025
7	6dB	0.663	0.241	0.084	0.012
8	6dB	0.531	0.265	0.156	0.039
9	6dB	0.687	0.216	0.090	0.012
10	6dB	0.675	0.156	0.144	0.024
11	6dB	0.711	0.241	0.036	0.012
12	6dB	0.663	0.180	0.132	0.024

13	6dB	0.651	0.216	0.096	0.036
14	6dB	0.593	0.301	0.096	0.020
15	6dB	0.631	0.265	0.045	0.054
16	6dB	0.690	0.170	0.091	0.012

说明:

Zone I: $-T_c/16 < Dis(K) < T_c/16$;

Zone II: $-T_c/8 < Dis(K) \leq -T_c/16$ 且 $T_c/16 \leq Dis(K) \leq T_c/8$;

Zone III: $-T_c/4 < Dis(K) \leq -T_c/8$ 且 $T_c/8 \leq Dis(K) < T_c/4$;

当 $Dis(K)$ 落在其余区间, 我们认为是错误捕获。

仿真中, $E(Dis(K)) \approx 0$ 且 $Var(Dis(K)) = (\frac{T_c}{14})^2$ 对于 $K = 1, 2, \dots, 16$ 。

表 4-3 不同信噪比下时间捕获性能

K	E_b / N_0	Mean	Standard Deviation	MISS PROB.
8	0dB	0.018	0.197	0.29
8	1dB	0.029	0.144	0.16
8	2dB	0.022	0.113	0.13
8	3dB	-0.026	0.102	0.089
8	4dB	0.025	0.094	0.056
8	5dB	-0.027	0.080	0.027
8	6dB	-0.026	0.075	0.028
8	7dB	-0.034	0.091	0.012
8	8dB	0.020	0.066	0.011

说明:

$Dis(K)$ 的均值和标准差被码片周期 T_c 归一化。

图 4-12 给出了异步系统经过时间捕获之后的 BER 性能。我们仍然配置时间调整步长为 $\Delta t = T_c/33$, 并且定步长时间调整持续时间为 $T_a = 2T_u$ 。仿真中系统的用户数分别为 3, 8, 16, 我们得到不同的性能曲线。为了使对比更加明显, 我们在图中还画出了理想系统性能曲线和没有经过时偏校正的异步系统性能曲线。图中, 点画线为异步系统性能; 实线为经过时偏校正后系统性能; 虚线为理想系统性能。图 4-12 表明, 我们提出的时间捕获机制能将系统性能提高到很接近理想同步系统的情况, 而且没有性能瓶颈。

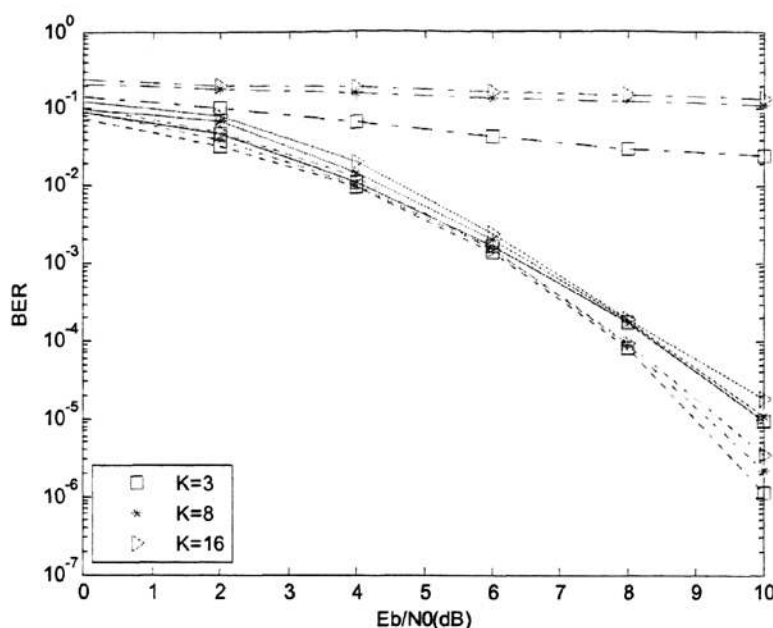


图 4-12 理想同步系统，异步系统，经过时偏校正系统 BER 性能比较。

4.3 时偏估计模块硬件实现

图 4-13 给出了时偏估计模块的框图。由 4.2.3 节中所描述，TE 模块由一个 IIR 滤波器和比较器单元构成。

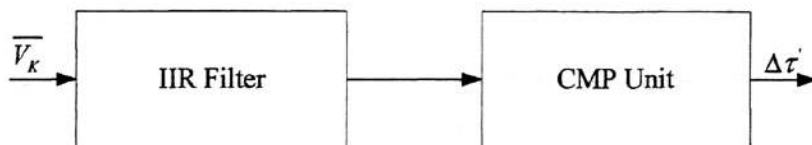


图 4-13 TE 模块框图

因此，此模块的关键为 IIR 滤波器设计。当我们选择时间调整步长 $\Delta t = T_c/33$ 时，经过式 (96) 计算，其通带截止频率为：

$$\omega = 2 \frac{\Delta t}{T_c} = 2/33 \approx 0.07$$

利用 Matlab 设计低通 Butterworth 滤波器，命令为：[B,A] = butter(3,0.07)。其中，B 和 A 分别为 IIR 前向环和反馈环的系数向量。经过计算得到：

$$B = [0.0011 \ 0.0032 \ 0.0032 \ 0.0011];$$

$$A = [2.561 \quad -2.2132 \quad 0.6436];$$

我们对系数进行 24 比特量化, 得到:

$$B = [\text{x00044C} \quad \text{x000C80} \quad \text{x000C80} \quad \text{x00044C}];$$

$$A = [\text{x2713E8} \quad \text{x21C550} \quad \text{x09D210}];$$

我们采用直接型方式对 IIR 进行滤波器设计, 其框图如下:

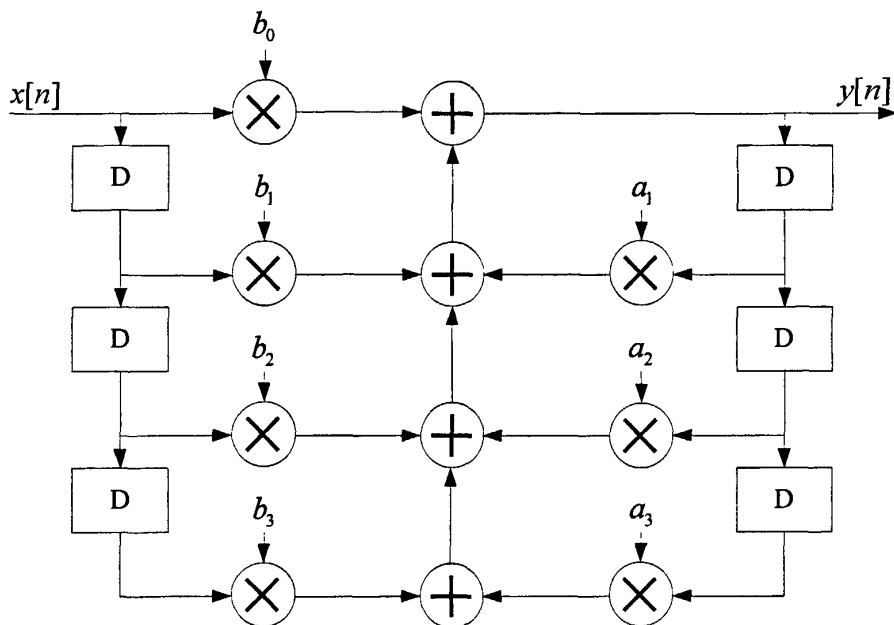


图 4-14 直接型 IIR 滤波器

由于 IIR 滤波器具有反馈环路, 且在设计中我们对系数量化而产生量化误差, 所以误差会在滤波过程中慢慢积累, 而使滤波之后波形产生失真。如图 4-15 仿真图所示。

其中, “din” 为输入的两个周期的 $\overline{V_K} = U_r(t)$, “dout_temp” 为经过滤波之后的结果。我们可以看到滤波之后模型效果具有较大误差, 但由于我们只关心滤波后波形极大值点的位置, 此误差对我们结果影响不大。

与比较单元联合后, TE 模块经过综合后原理图如图 4-16 所示。

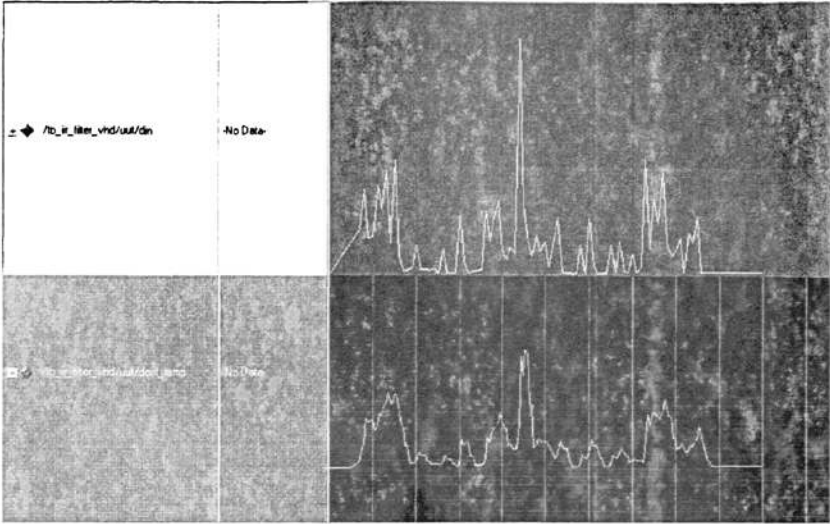


图 4-15 IIR 滤波效果

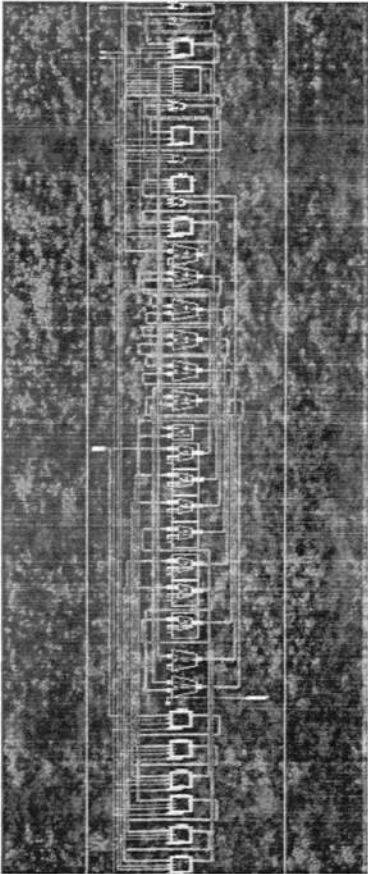


图 4-16 TE 模块 RTL 级原理图

经过 ISE 综合后, 占用的硬件资源为:

表 4-4 TE 模块硬件开销

Number of Slices	207
Number of 4 input LUT	387
Number of Slice Flip Flops	187
Number of Multipliers	7
Number of Adders	8
Number of Comparators	1

为了测试 TE 模块的性能，我们在系统中将用户 2 的初始时偏设置为 $T_c/4$ ，经过仿真，TE 模块的输出如图 4-17 所示：

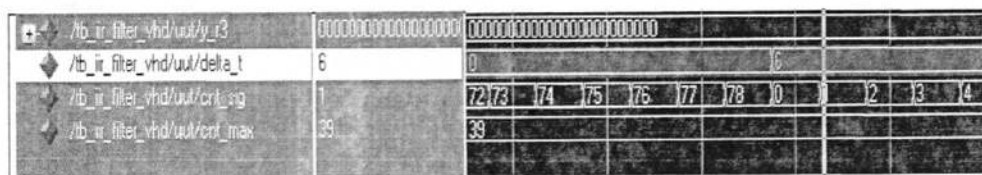


图 4-17 TE 模块输出估计时偏

“delta_t”的输出为 6。由于我们使用 32bit 量化一个码片，所以此次输出的时偏估计为 $T_c/5$ 。估计误差为： $Dis(2) = T_c/4 - T_c/5 = T_c/20$ 。

因此，我们证明 TE 模块是可以硬件实现的。

4.4 本章总结

由以上的仿真结果,我们可知,无数据辅助时间捕获方式可以应用在固定点接入的场景下。当蜂窝系统中的用户端在地理位置固定时,我们的时间捕获方式可以得到不错的性能。但由于在时偏估计模块 TE 中,接收信号 $\overline{V_k} = U_r(t)$ 受到较强的干扰,幅度波动比较大。所以在我们提出的方案中, $\overline{V_k} = U_r(t)$ 被送到相应带宽的低通滤波器进行平滑,从而找到信号的极值点。但由于 $\overline{V_k} = U_r(t)$ 的频率较低,因而低通滤波器的群时延是研究中的棘手问题。在时间捕获阶段,由于我们采用定步长时间调整,低通滤波器的带宽可以由步长大小经过计算得出。我们适当的

设置步长大小，则可以使滤波器群时延在可控的范围之内，系统迟滞不大。但用户接入之后的时偏跟踪阶段，由于用户的运动速度及晶体的漂移， $\overline{V_k} = U_r(t)$ 也会出现周期性变化。但是频率很低，造成低通滤波器的相应时延很大，从而系统迟滞很严重。

比如，除去晶体漂移带来的影响。若用户端以 3km/h 的速度运动，经计算 $\overline{V_k} = U_r(t)$ 的一个周期时长为 85800 帧。相应的滤波器归一化带宽为 $2.3e-5$ ，此时系统迟滞相当严重。若用户端以 120km/h 的速度运动， $\overline{V_k} = U_r(t)$ 的一个周期时长为 2310 帧。相应滤波器归一化带宽为 0.01。此时系统迟滞会不及用户端运动速度。

因此如何解决时偏跟踪阶段的系统迟滞是目前我们算法面临的难点。如何将无数据辅助方式应用到追踪移动用户端时偏，是我们下一步要着重研究的问题。

同时由仿真结果可知，无数据辅助方式对信噪比要求较高，如何在低信噪比下得到可靠的同步性能也是研究的难点问题。

第五章 IDMA 系统同步技术研究——PN 码辅助方式

本章研究传统 PN 码辅助同步方式在 IDMA 系统同步中的应用。首先介绍 PN 码同步原理及方法，然后搭建系统模型对同步方式之时间捕获和定时追踪分别研究，最后对 PN 码辅助同步方式进行总结。

5.1 PN 码辅助同步原理及应用

5.1.1 基本原理

关于 PN 码的原理，在文献[34]中有详细的描述。本节只简要介绍。

PN 码用于同步，主要是根据其良好的自相关及互相关性能。以 m 序列为例，周期为 N 的 m 序列，其自相关函数为：

$$R_c(n) = \begin{cases} N - \frac{N+1}{T_c}|n|, & |n| \leq 1 \\ -1, & 1 < |n| < (N-1) \end{cases} \quad (5.1)$$

如图 5-1 所示：

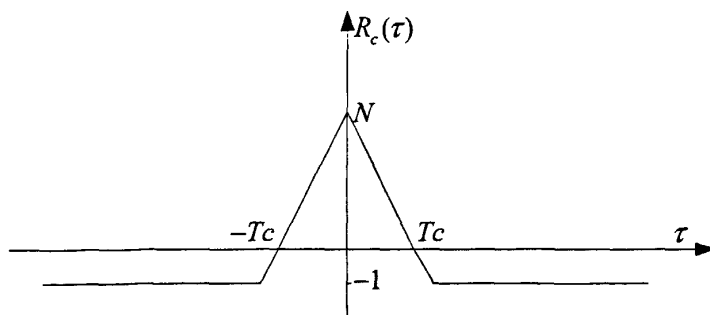


图 5-1 m 序列的自相关函数

由于系统发射机要在发射端对基带信号进行成形从而转换成连续时间波形。我们用 $\sin c$ 基来近似升余弦波形。设连续波形信号为 $C(t)$ ，则 $C(t)$ 可以表示为：

$$C(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_n \varphi(t - nT_c) \quad (5.2)$$

其中， c_n 表示 m 序列， $\varphi(t)$ 表示基函数。要得到连续波形的自相关函数，我们首

先需要得到 $\sin c$ 基的自相关函数，由[34]得：

对于基 $\varphi(t) = \sin c(t/T_c)$ ，我们得到

$$\begin{aligned}
 R_\varphi(\tau) &= \int_{-\infty}^{\infty} \varphi(t)\varphi(t-\tau)dt = \int_{-\infty}^{\infty} F\{\varphi(t)\}F^*\{\varphi(t-\tau)\}df \\
 &= \int_{-\infty}^{\infty} T_c \text{Rect}(T_c f) \times T_c \text{Rect}(T_c f) e^{-j2\pi f\tau} df \\
 &= T_c^2 \int_{-\infty}^{\infty} [\text{Rect}(T_c f)]^2 e^{-j2\pi f\tau} df \\
 &= T_c^2 \int_{-\infty}^{\infty} [\text{Rect}(T_c f)] e^{-j2\pi f\tau} df \\
 &= T_c \sin c(\tau/T_c)
 \end{aligned} \tag{5.3}$$

则 $C(t)$ 的自相关函数可以表示为：

$$R_c(\tau) = \frac{1}{PT_c} \sum_{n=-\infty}^{\infty} R_c(n) R_\varphi(\tau - nT_c) \tag{5.4}$$

其波形如图 5-2 所示：

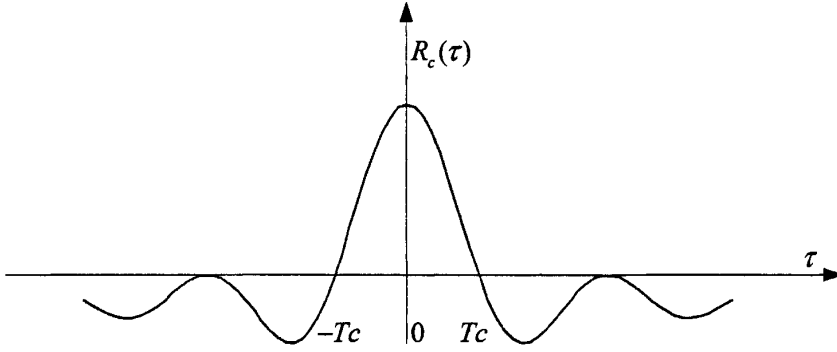


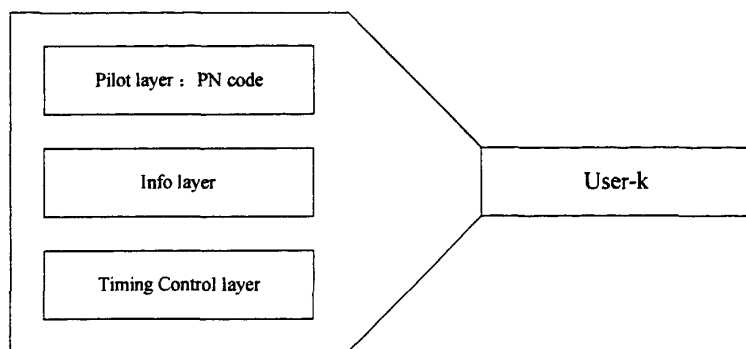
图 5-2 $\sin c$ 基的 PN 码自相关函数

m 序列的互相关性能相差比较大，在工程应用中选用互相关性能好的 m 序列构成优选对，从而在多用户系统中得以应用。

5.1.2 IDMA 系统中应用 PN 码辅助同步方法

以下，我们将 PN 码同步方法应用到 IDMA 系统中。由于我们没有找到一种合适的算法使 IDMA 接收机能在接收端克服时偏带来的影响，因此仍然建立一种带有反馈机制的时间调整链路，其反馈机制与第四章所介绍反馈机制相同。

由多层 IDMA 的概念[42]，我们可以将 PN 码，时间控制信息，信息比特流分别归入不同层次。如图 5-3 所示。

图 5-3 用户 k 的抽象层次

注意 PN 码的加入不仅单为系统同步所用，由[47]的研究表明，其在信道估计等处理中也发挥了重要作用。

下面我们建立系统模型。图 5-4 给出了系统发射机模型。

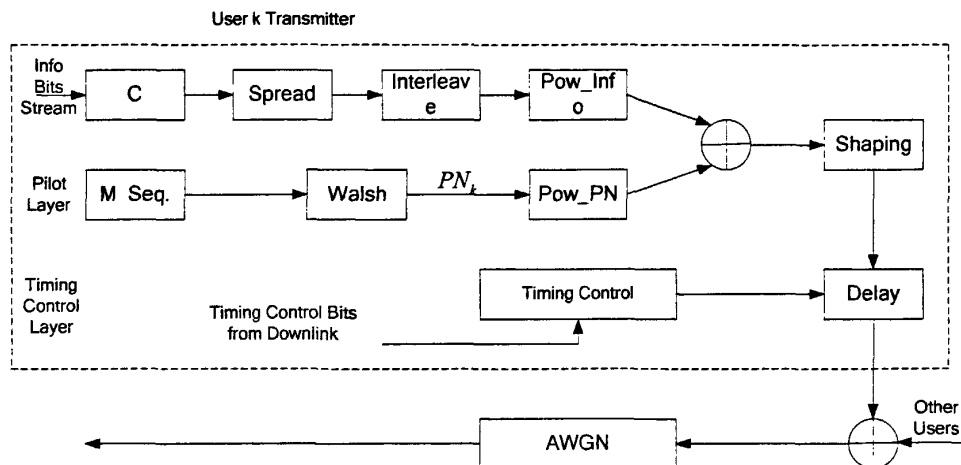


图 5-4 PN 码辅助方式系统发射机模型

由图 5-4 我们可以清楚的看出系统中存在的三个层次：信息比特流层，导频层和时间控制层。由于之前的研究[47]，在信道估计中，当导频与信息比特的能量比为 3: 7 时，为最佳的功率分配点。因此在 PN 码辅助的同步机制中，我们仍然沿用此功率分配机制。

由于 IDMA 为多用户系统，为使叠加之后的信号在接收端的处理中能彼此正交，每个用户使用的 m 序列会与不同的 Walsh 序列相乘，以获得较好的互相关性能。在系统中，我们对不同用户使用同一相位的 m 序列，但用不同序号的 Walsh 函数进行正交化。对于用户 k ，经过正交化的 m 序列，定义为 PN_k 。

Walsh 序列的定义来源于 Walsh 矩阵：

$$H(0) = \{0\} \quad (5.5)$$

$$H_{2N} = \begin{Bmatrix} H_N & H_N \\ H_N & \overline{H_N} \end{Bmatrix} \quad (5.6)$$

其中， $\overline{H_N}$ 为矩阵 H_N 的共轭形式。

Walsh 矩阵的每一行彼此正交，即 Walsh 序列。

Pow_Info 与 Pow_PN 分别为上行链路中，信息比特和导频的能量的不同分配。其能量分配参考文献[47]中，用于信道估计的导频和信息比特能量比。

时间控制层在发射端独立为一层。考虑到 IDMA 信号的准正交特性，在 IDMA 接收端很难处理时偏。因此我们仍然将时偏调整放到 IDMA 的发射端来做。时间控制模块解析下行链路中的时间控制比特信息，然后调整发射端的发射时间从而完成时间校准。

图 5-5 中给出了系统接收端框图。

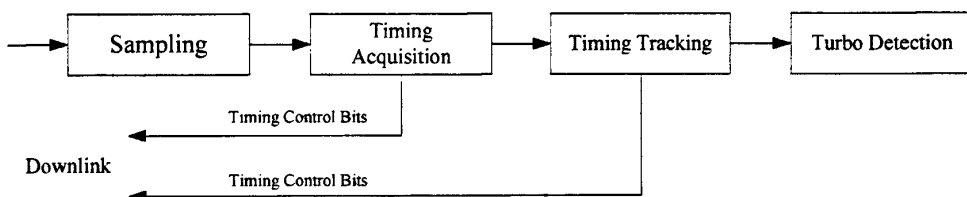


图 5-5 IDMA 接收机框图

由图 5-5 所示，同步过程分为两个过程：时间捕获和定时跟踪。其中，确定 PN 码序列相位，称为捕获；保持 PN 序列相位的精确同步，称之为跟踪。由于这两个过程在时间上有先后之分，故时间控制比特的返回也是分时的，因而没有冲突。

以下，我们将分别介绍 PN 同步过程之捕获和跟踪。

5.2 PN 码同步研究之时间捕获

由于 PN 码用于时间捕获的原理已经比较成熟，本文中并不做详细论述。我们将重点放在 PN 码于 IDMA 系统中的应用。

图 5-6 给出时间捕获模型。其时间捕获模型可以等效成一个匹配滤波器。

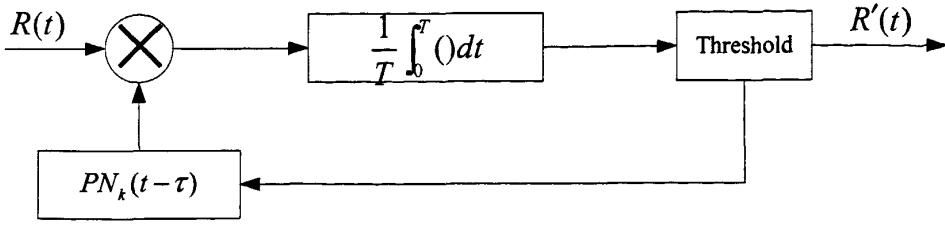


图 5-6 时间捕获过程

在系统中，我们选择某一时刻为系统参考时间，则时间捕获的目的在于将所有用户的 PN 码的相位精确到与系统参考时间位于一个码片之内。由于所有用户的 m 序列具有相同的相位，则经过相关后峰值的位置与参考时间之差即可看作各自用户时偏。

由文献[34]中的论述，当 PN 码用于时间捕获时，成形之后的 PN 码与未成形的 PN 码只有微小的差别。因此我们可以忽略之前的采样过程，仍然用连续时间 t 而非离散时间 n 作为函数自变量。我们的捕获机制如下：

Step 1. 取 $\tau \in [0, T_c]$ ，计算

$$C(\tau) = \int_0^T R(t) PN_k(t - \tau) dt \quad (5.7)$$

其中， T 为积分周期，我们取值为 PN 码周期长度；取整周期内最大值为 $C_{\max} = C(\tau')$ ；

Step 2. 设置门限值 β_T ，若 $C_{\max} > \beta_T$ ，则捕获成功，时偏 $\Delta\tau = \tau'$ ；若 $C_{\max} < \beta_T$ ，则返回 Step 1 继续捕获；

以下给出我们的仿真结果，在仿真中采用的 PN 码的归一化功率为 0.3，我们定义经过时间捕获之后，用户端调整发射时间使得用户相位与系统参考相位在一个码片时间之内，这样的情况为正确捕获概率。则我们得到在不同的信噪比下，时间捕获的正确检测概率曲线。

图 5-7 给出了正确检测概率曲线，我们选用的 PN 码周期为 512，相关运算的积分周期为 512，门限值为 $\beta_T = 0.3 \times 0.7 = 0.21$ 。可以看出正确检测概率会随着信噪比的增大而相应增大。

我们考察 PN 码的周期和积分周期对于正确捕获概率的影响。选取周期为 4096 的 PN 码，相关运算的积分周期为 4096，门限值为 $\beta_T = 0.3 \times 0.7 = 0.21$ 。图 5-8 给出了正确捕获概率。与图 5-7 相比，当 PN 码周期增大时，对信噪比的要求降低。

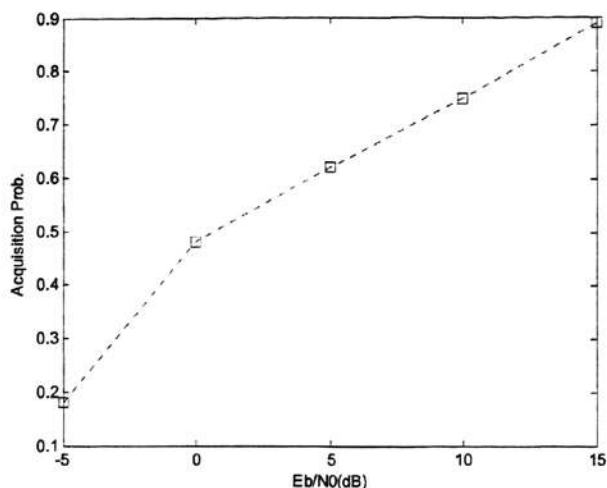


图 5-7 积分周期为 512 时，捕获概率曲线

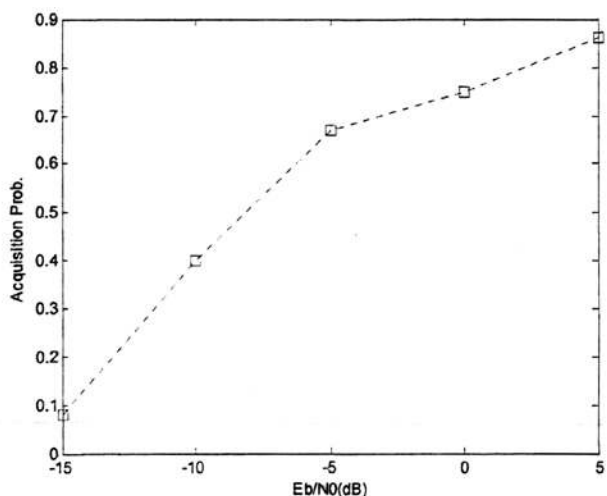


图 5-8 积分周期为 4096，捕获概率曲线

5.3 PN 码同步之定时追踪

当接收到的信号和本地的 PN 序列的参考相位在一个码片周期之内，我们说时间参考已经建立。更进一步的，通过粗捕获建立的相位参考，可以与传统的锁相技术相结合，从而通过跟踪使的本地和输入 PN 码相对相位差为零。

本章将讲述用于 IDMA 中的码跟踪基本方法，将传统的 PN 码延迟锁定环 (DLL) 技术应用与 IDMA 系统中。

总体来说,码跟踪环为了使接收机端 PN 码与输入 PN 码同步,需要两个相关器:超前相关器和迟后相关器。超前相关器使用的参考码波形比估计码相位要超前一些,而迟后相关器要落后一些。超前和迟后相关器的差用于确定超前和迟后输入 PN 码的定时之间的差别。所以也称之为“早迟门”同步器。

因为 IDMA 系统的同步方法来自于 CDMA 系统的同步方法的变形,因此我们从 CDMA 系统中的早迟门结果讲起。

CDMA 系统中早迟门同步器会根据早路和迟路相关的结果,不断调整本地 PN 码相位,从而为每个用户找到精确的同步相位,从而进一步用于解扩。图 5-9 给出了用在 CDMA 系统中的早迟门同步器。

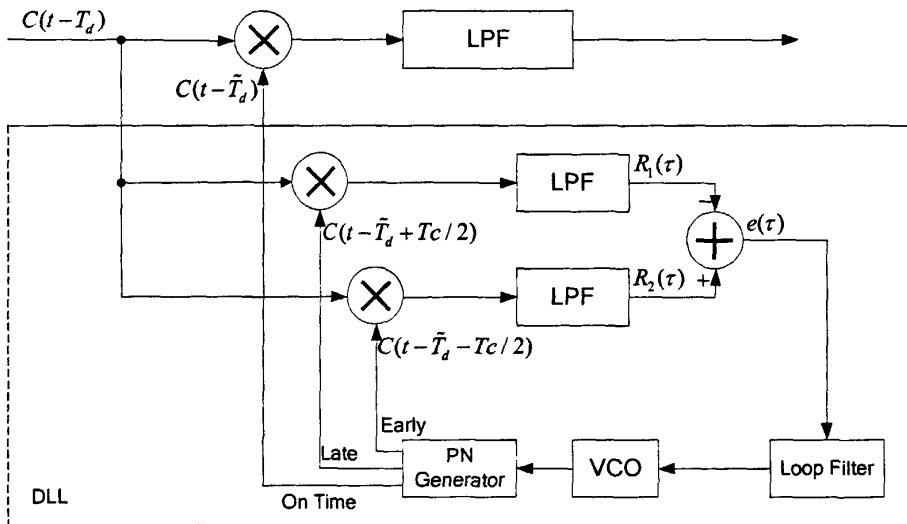


图 5-9 CDMA 系统中的早迟门同步器

图 5-9 中, $e(\tau)$ 作为调整信号,用于驱动压控振荡器 (VCO)。VCO 可以调节 PN 码发生器的时钟,当 PN 码发生器落后于输入序列相位时,它就促使时钟变快,反之亦然。

$$e(\tau) = R_2(\tau) - R_1(\tau) \quad (5.8)$$

$e(\tau)$ 的波形如图 5-10 所示:

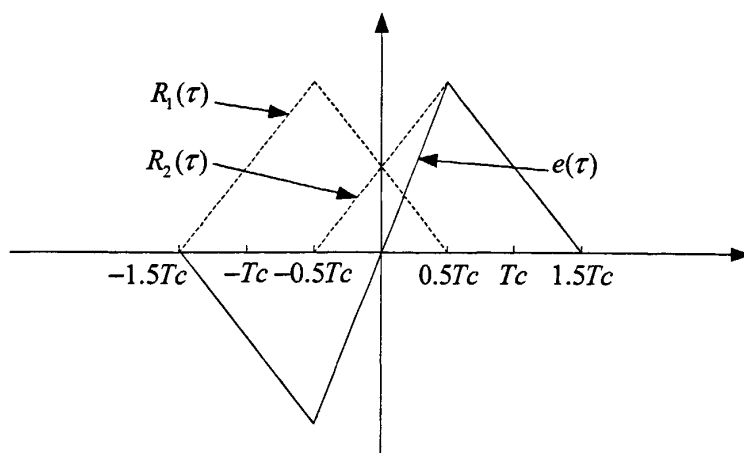


图 5-10 $e(\tau)$ 的波形

通过 $e(\tau)$ 的控制，早迟门同步器不断调整本地 PN 码相位，当误差值为 0 时， $\bar{P}_d = T_d$ ，从而完成精确相位跟踪。

与 CDMA 系统不同，在 IDMA 同步中，我们在接收端选取一个系统参考时间，由于 IDMA 系统信号的非正交性及特殊的迭代算法，精确相位跟踪的目的不在于调整本地相位，而在于调整发射端相位，最终使发射端相位与接收端系统参考相位相同。

因此，在 IDMA 系统中，虽然早迟门同步器的原理与图 5-10 中相同，但是具体操作不同。我们的操作为：

1. 设置定步长调整量 Δt ；

设置发射端发射时间调整方向对应的时间控制比特，如操作为延时，则控制比特的首位为 ‘1’；反之，则控制比特的首位为 ‘0’；

此设置为用户端和基站端都已知；

2. 判断误差信号 $e(\tau)$ 的符号；若 $e(\tau) > 0$ ，则对应发射端操作应为延时；若 $e(\tau) < 0$ ，则对应发射端操作为提前；延时与提前的步长，为上一步中设定；若 $e(\tau) = 0$ ，则相位精确同步；

3. 反馈时间控制信息；然后重复步骤 2 中处理。

图 5-11 给出了 IDMA 系统中所用的基于反馈调整的早迟门同步器。

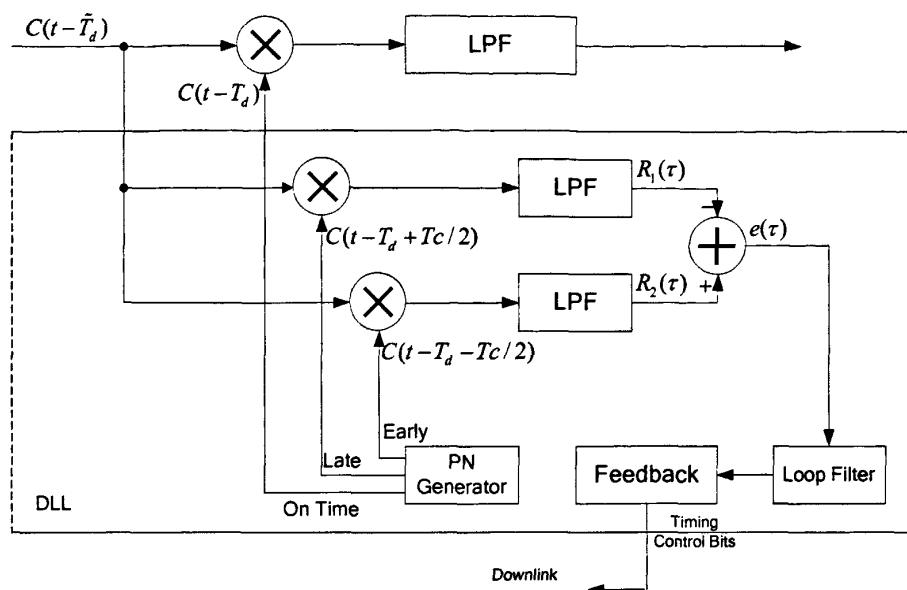


图 5-11 基于反馈调整的早迟门同步器

如图 5-11 所示，通过反馈，发射端调整相位 $C(t - \tilde{T}_d)$ ，而接收端保持本地相位不变。而最终达到同步。

通过仿真得到经过改进后的早迟门同步器的同步性能。仿真中 PN 码的周期为 4096，而且我们假设经过时间捕获，我们已经将发射时偏纠正到一个码片周期 T_c 之内。我们仍然采用时偏估计误差的归一化均值和方差来衡量跟踪的性能。表 5-1 给出了 8 用户系统中，不同信噪比下的追踪性能。我们仍然假设用户在追踪期间即时速度为 0。另外，若时偏估计误差绝对值大于 $T_c/4$ ，我们认为此次追踪失败。

表 5-1 改进后的早迟门追踪性能

K	E_b / N_0	Mean	Standard Deviation	FALSE PROB.
8	-5dB	0.118	0.097	0.225
8	0dB	0.139	0.044	0.113
8	5dB	0.122	0.033	0.076
8	10dB	0.130	0.045	0.053
8	15dB	0.126	0.064	0.034

我们发现，经过追踪之后，时偏估计的误差均值在 $1/8$ 码片周期左右。经过研究发现，这是由多径效应造成。在接收机相关时，多径的 PN 分量都会在不同的位置产生峰值进而叠加在一起从而使主径的峰值产生一定的偏移。这在实际工程中

是难以避免的。

同时,由于基于早迟门的追踪过程比较迅速,可以支持用户即时速度为 100km/h 左右。

图 5-12 给出了经过 PN 码辅助方式的定时追踪和捕获之后,系统性能与理想系统性能比较。 m 序列周期为 4096。我们可以看到,经过定时追踪和捕获之后,系统 BER 性能与理想情况相比有 1dB 的差距。

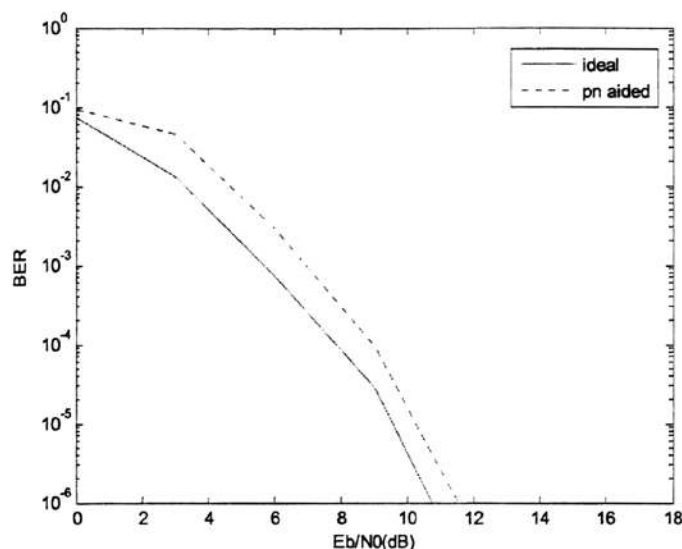


图 5-12 经过同步校正之后的 BER 性能与理想系统性能比较, 8 用户

5.4 本章总结

本章将 PN 码辅助同步技术应用在 IDMA 系统中, 并通过仿真得到了经过同步校正之后的系统性能。由以上两章, 我们可以总结 PN 码辅助方式与无数据辅助方式各自具有的不同特点。

无数据辅助方式的最大优点在于节省了导频的能量从而增加系统容量, 因而可以应用在对系统容量要求较高, 同时对移动性要求较低的场景中。比如上网本的无线接入等环境中。

而 PN 码辅助方式具有捕获性能稳定, 定时追踪准确, 对移动性支持较好等优点。与 CDMA 系统不同, PN 码并非系统本身属性。因此, PN 码的加入必然损失系统容量。但因为 PN 码同步的技术较为完善, 对移动性支持较好, 所以目前为止仍然是 IDMA 系统中的首选同步机制。

第六章 全文总结

IDMA 是一种新型的无线多址技术,由于其具有的优势,已成为第四代移动通信标准的热门候选之一。在近几年,国内外的研究人员对其进行了广泛的研究。

从目前的研究来看,由于 IDMA 独特的迭代多用户检测算法相较于其余技术比较简单,从而其优越性集中体现在上行链路中。但是目前的研究都是基于上行链路同步的基础之上。由于 IDMA 本身的特点,上行链路的同步技术一直是系统设计的难点。对于 IDMA 系统上行链路同步技术的研究,即为本文的重点。

本论文研究了时偏对于 IDMA 系统性能的影响,并通过系统仿真得到定时同步技术应该达到的矫正标准。基于此,本论文提出了一种无数据辅助方式时间捕获算法,得到了不错的时偏校正性能。同时又在 CDMA 系统同步方式的基础上,将 PN 码同步方法应用在 IDMA 系统中。

但是,从当前的研究来看,对于 IDMA 系统而言,由于各用户信号的准正交特性及交织器在系统中起到的不可替代的作用,直接在基站端通过信号处理的方式而克服时偏难度很大。本论文中也没有找到合适的信号处理算法,因而搭建了一种基于反馈的时间调整环路。因此何如找到最优的上行同步方法,仍然是值得研究的方向。

另外,在本论文提出的两种不同同步机制中,都存在不完善的方面。对于无数据辅助同步方式而言,如何降低忙捕获对于信噪比的要求,如何将算法应用在高速运动场景中,仍然是亟待解决的问题。而 PN 码辅助方式,也存在系统容量降低的问题。

在今后的研究中,我们可以将 IDMA 多址接入方式与不同的调制方式相结合,比如 OFDM,在 IDMA-OFDM 中由于循环前缀(CP)的加入,为无数据辅助同步方式提供了理论可能。同时,在 IDMA-CDMA 混合模式中,如何控制 PN 码的功率,从而提高系统容量,也是值得研究的方向。

附 录

A. 关于式 (4.56) 单调性的证明

由式 (4.56), 我们定义:

$$\mu(\bar{v}) = \frac{1}{J} \sum_{j=1}^J \frac{|g_j|^2}{\sigma^2 + \bar{v}|g_j|^2} \quad (\text{A.1})$$

将 (A.1) 代入 (4.56), 得到:

$$\rho = \phi(\bar{v}) = \frac{\mu(\bar{v})}{1 - \mu(\bar{v})\bar{v}} \quad (\text{A.2})$$

对 (A.2) 进行微分, 得到:

$$\begin{aligned} \frac{d(\phi(\bar{v}))}{d\bar{v}} &= \frac{d\left(\frac{\mu(\bar{v})}{1 - \mu(\bar{v})\bar{v}}\right)}{d(\mu(\bar{v}))} \times \frac{d(\mu(\bar{v}))}{d\bar{v}} \\ &= \frac{1 - \mu(\bar{v})\bar{v} + \mu(\bar{v})^2}{(1 - \mu(\bar{v})\bar{v})^2} \times \frac{1}{J} \sum_{j=1}^J \frac{-|g_i|^2}{(\sigma^2 + \bar{v}|g_i|^2)^2} \end{aligned} \quad (\text{A.3})$$

其中,

$$\begin{aligned} \mu(\bar{v})\bar{v} &= \frac{1}{J} \sum_{j=1}^J \frac{|g_i|^2 \bar{v}}{\sigma^2 + |g_i|^2 \bar{v}} = \frac{1}{J} \sum_{j=1}^J \frac{1}{\frac{\sigma^2}{|g_i|^2 \bar{v}} + 1} \\ &< \frac{1}{J} \sum_{j=1}^J 1 = 1 \end{aligned} \quad (\text{A.4})$$

因此, 我们得到:

$$\frac{d(\phi(\bar{v}))}{d\bar{v}} < 0 \quad (\text{A.5})$$

所以, $\phi(\bar{v})$ 在自变量区间 $1 \geq \bar{v} > 0$ 内单调递减。

B. 关于式 (4.86) 单调性的数学分析

由式 (4.85) 我们得到

$$\begin{aligned}
 snr_K &= S(\Delta\tau_K) \\
 &= \frac{h_K^2 Rc_{main}^2(\Delta\tau_K)}{\sum_{k=1}^{K-1} |h_k|^2 \overline{V_k} + |h_K|^2 Rc_{main}(Tc - |\Delta\tau_K|) + \sigma^2}
 \end{aligned} \tag{B.1}$$

我们定义 DEC 的输出为 $e_{dec}(x_k(j))$ 。在系统中, 我们使用码率为 $1/S$ 的重复码编码。忽略随机交织器的影响, $e_{dec}(x_k(j))$ 可以表示为:

$$\begin{aligned}
 e_{dec}(x_k(j)) &= \sum_{j=1}^S e_{ese}(x_k(j)) - e_{ese}(x_k(j)) \\
 &= f(e_{ese}(x_k(j)))
 \end{aligned} \tag{B.2}$$

在 (B.1) 中, $\overline{V_k}$ 可以看做以 $\Delta\tau_K$ 变量的函数, 表示为:

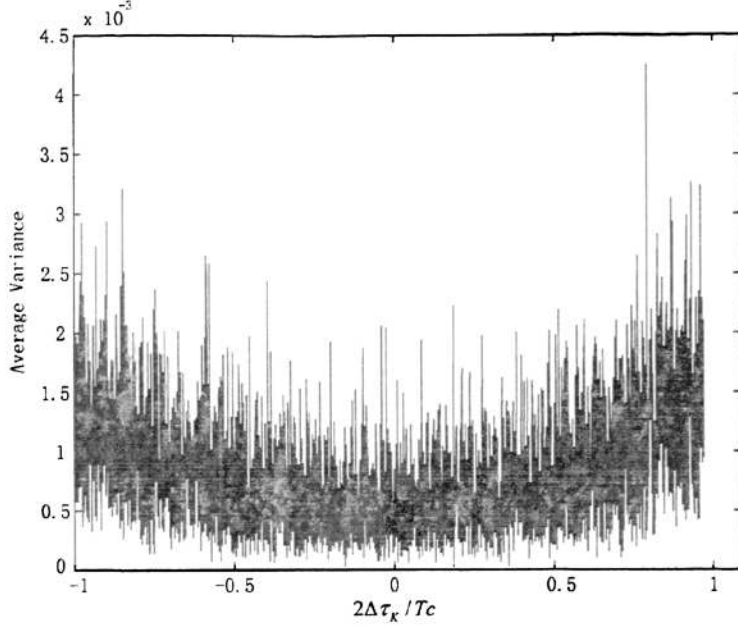
$$\begin{aligned}
 \overline{V_k}(\Delta\tau_K) &= \frac{1}{J} \sum_{j=1}^J Var(x_k(j)) \\
 &= \frac{1}{J} \sum_{j=1}^J [1 - \tanh^2(e_{dec}(x_k(j))/2)] \\
 &= \frac{1}{J} \sum_{j=1}^J [1 - \tanh^2(e_{dec}(x_k(j)), \Delta\tau_K)/2)] \\
 &= \frac{1}{J} \sum_{j=1}^J [1 - \tanh^2(f\{e_{ese}(x_k(j)), \Delta\tau_K\}/2)]
 \end{aligned} \tag{B.3}$$

其中, $e_{ese}(x_k(j), \Delta\tau_K)$ 可以通过将式 (4.75) 至 (4.78) 代入式 (4.79)。对于式 (B.1) 和式 (B.3), 数学分析这两个等式是一件很复杂的事情, 我们很难得到它们的闭式表达式。但是由于我们只是关心式 (B.1) 的单调性, 计算机仿真的方法可以帮助我们进行分析。在基站端, 我们只需要对检测过程中产生的 $\overline{V_k}$ 进行监视。图 4-17 给出了接收端监视信号 $\overline{V_k}(\Delta\tau_K)$, 在整个自变量值域内的取值。我们仍然可以用形状 “U” 来描述。

在仿真结果中, 我们能得到 $\overline{V_k}(\Delta\tau_K)$ 的规律:

1. 从统计规律的角度, $\overline{V_k}(\Delta\tau_K)$ 是自变量 $\Delta\tau_K$ 的偶函数;
2. $\overline{V_k}(\Delta\tau_K)$ 的轮廓在自变量区间 $[0, Tc/2)$ 中, 单调递增。

因此, $S(\Delta\tau_K)$ 也为偶函数, 式 (B.1) 在自变量区间 $[0, Tc/2)$ 内的单调性可以通过以下推得到:


 图 4-17 当时偏在区间 $-Tc/2$ 到 $Tc/2$ 内变化时, 接入用户 K 的平均方差

$\exists \xi \rightarrow 0^+$ 使

$$\begin{aligned}
 & S(\Delta\tau_K + \xi) - S(\Delta\tau_K) \\
 &= \frac{h_K^2 Rc_{main}^2(\Delta\tau_K + \xi)}{\sum_{k=1}^{K-1} |h_k|^2 \overline{V}_k(\Delta\tau_K + \xi) + |h_K|^2 Rc_{main}(Tc - \Delta\tau_K - \xi) + \sigma^2} \\
 & \quad - \frac{h_K^2 Rc_{main}^2(\Delta\tau_K)}{\sum_{k=1}^{K-1} |h_k|^2 \overline{V}_k(\Delta\tau_K) + |h_K|^2 Rc_{main}(Tc - \Delta\tau_K) + \sigma^2}
 \end{aligned} \tag{B.4}$$

令

$$\begin{aligned}
 A_1 &= \sum_{k=1}^{K-1} |h_k|^2 \overline{V}_k(\Delta\tau_K + \xi) + |h_K|^2 Rc_{main}(Tc - \Delta\tau_K - \xi) + \sigma^2, \\
 A_2 &= \sum_{k=1}^{K-1} |h_k|^2 \overline{V}_k(\Delta\tau_K) + |h_K|^2 Rc_{main}(Tc - \Delta\tau_K) + \sigma^2,
 \end{aligned}$$

我们能轻易得到 $A_1 > 0, A_2 > 0$ 并且 $A_1 > A_2$ 。因此, (B.4) 可以重新写成:

$$\begin{aligned}
& S(\Delta\tau_K + \xi) - S(\Delta\tau_K) \\
&= h_K^2 \left(\frac{Rc_{main}^2(\Delta\tau_K + \xi)}{A_1} - \frac{Rc_{main}^2(\Delta\tau_K)}{A_2} \right) \\
&= h_K^2 \frac{Rc_{main}^2(\Delta\tau_K + \xi)A_2 - Rc_{main}^2(\Delta\tau_K)A_1}{A_1A_2} \\
&< 0.
\end{aligned} \tag{B.5}$$

从以上的分析, 当 $\Delta\tau_K \in [0, Tc/2)$, $S(\Delta\tau_K)$ 单调递减, 而当 $\Delta\tau_K \in [0, Tc/2)$, $S(\Delta\tau_K)$ 单调递增。 $S(\Delta\tau_K)$ 当 $\Delta\tau_K = 0$ 时得到其最大值。

致 谢

在硕士研究生期间，我的导师胡剑浩教授对我的论文进行了无微不至的指导并以他的睿智给我指明了方向。最重要的是，胡老师的一言一行，以身作则，更让我感受到了一个知识分子应有的人格和品德，对我的人生有很重要的启迪，在此，对您致以深深的敬意和感谢。

在论文完成期间，同小组的熊兴中博士，宋杰同学也给了我很多帮助和启发。在和你们讨论和阐述的过程中，问题逐渐清晰，令我受益匪浅。还有教研室的其他老师和同学们，在和你们的交流中，活跃了我的思路，丰富了我的知识。

项目组凌翔老师，马上博士，陈庚生，张宇阳，陈俊林，叶燕龙及其它所有共事的同学们，没有你们的关怀和支持我也无法完成我的论文。

最后感谢父亲，母亲，以及周围的朋友们。生活中的支持和关心令我感激不尽，你们是我生命中永远的温暖。

参考文献

- [1] Theodore S. Rappaport 著. 无线通信原理与应用. 第二版. 周文安, 付秀花, 王志辉等译. 北京: 电子工业出版社, 2006.
- [2] W. B. Gearhart and M. Koshy. Acceleration schemes for the method of alternating projections. *Journal of Computational and Applied Mathematics*, IEEE, 1989, 26(2): 235–249
- [3] M. Moher and P. Guinand. An iterative algorithm for asynchronous coded multi-user detection. *IEEE Communication Letter*, Aug. 1998, 2(1): 229–231
- [4] X. Wang and H. V. Poor. Iterative (turbo) soft interference cancellation and decoding for coded CDMA. *IEEE Trans. Commun.*, July 1999, 47(7): 1046–1061
- [5] R. H. Mahadevappa and J. G. Proakis. Mitigating multiple access interference and intersymbol interference in uncoded CDMA systems with chip-level interleaving. *IEEE Trans. Wireless Commun*, Oct. 2002, 1(4): 781–792
- [6] H. Artes and F. Hlawatsch. Fast iterative decoding of linear dispersion codes for unknown mimo channels. In *Proc. 36th Asilomar Conf. Signals, Systems, Computers*, Pacific Grove (CA), IEEE, November 2002: 284–288
- [7] J. Boutros and G. Carie. Iterative multi-user joint decoding: Unified framework and asymptotic analysis. *IEEE Trans. Inform. Theory*, July 2002, 50(9): 1772–1793
- [8] Junqiang Li, Letaief K.B and Zhigang Cao. Reduced-complexity MAP-based iterative multiuser detection for coded multicarrier CDMA systems. *IEEE Transactions on Communications*, Nov. 2004, 52(11): 1909–1915
- [9] Rensheng Wang and Hongbin Li, Robust. Multiuser Detection for Multi-Carrier CDMA. *Proceedings of the 2006 IEEE International Conference on Networking, Sensing and Control*, 23–25 April 2006: 463–467
- [10] VITERBI A J. Very low rate convolutional codes for maximum theoretical performance of spread spectrum multiple-access channels. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 1990, 8(4): 641–649
- [11] Rensheng Wang and Hongbin Li, Robust. Multiuser Detection for Multi-Carrier

- CDMA. Proceedings of the 2006 IEEE International Conference on Networking, Sensing and Control, 23-25 April 2006: 463–467
- [12] VERDuS, SHAMAI S. Spectral efficiency of CDMA with random spreading. *IEEE Transactions on Information Theory*, 1999, 45(2): 622–640
- [13] Li Ping, Lihai Liu, Keying Wu and W. K. Leung. Interleave-Division Multiple-Access. *IEEE Transactions on Wireless Communication*, 2006, 5(4): 938–947
- [14] Li Ping; Lihai Liu; Leung, W.K. A simple approach to near-optimal multiuser detection: interleave-division multiple-access. *IEEE International Conference on Wireless Communications and Networking*, 16-20 March 2003: 391–396
- [15] Li Ping, Lihai Liu, Keying Wu and W. K. Leung. Approaching the Capacity of Multiple Access Channels Using Interleaved Low-Rate Codes. *IEEE Communications Letters*, Jan. 2004,8(1): 4–6
- [16] W. K. Leung, Lihai Liu and LiPing. Interleaving-based multiple access and iterative chip-by-chip multi-user detection. *IEICE Trans. on Commun.*, Dec 2003, E86-B: 3634–3637
- [17] Peng Wang, Li Ping and Lihai Liu. Power Allocation for Multiple Access Systems with Practical Coding and Iterative Multi-User Detection. *2006 IEEE International Conference on Communications*, Volume 11, June 2006: 4971–4976
- [18] Li Ping and L. Liu. Analysis and design of IDMA systems based on SNR evolution and power allocation. In *Proc. IEEE VTC 2004-Fall*, Sep,2004: 1068–1072
- [19] Chenghai, Zhang and Jianhao Hu. The Shifting Interleaver Design Based on PN Sequence for IDMA Systems. *IEEE International Conference on Future Generation Communication and Networking*, Volume 2, 6-8 Dec. 2007: 279 – 284
- [20] Pupeza, A. Kavcic and Li Ping. Efficient Generation of Interleavers for IDMA. *Proc. IEEE Int. Conf. on Commun, ICC'06. Istanbul, Turkey, June 2006*: 1508–1513
- [21] Shidong Zhou, Yunzhou Li, Ming Zhao, Xibin Xu, Jing Wang, and Yan Yao. Novel Techniques to Improve Downlink Multiple Access Capacity for Beyond 3G. *IEEE Communications Magazine*, January 2005,43(1): 61–69
- [22] Kai Li, Xiaodong Wang, and Li Ping. Analysis and Optimization of Interleave-Division Multiple-Access Communication Systems. *IEEE Transactions*

- on Wireless Communication, MAY 2007,6(5): 917–920
- [23] Shi, Zhenning; Reed, Mark C. and Nagy, Oliver. Optimal Detection of IDMA Signals. Wireless Communications and Networking Conference, 2007, WCNC 2007. IEEE, March 2007: 1236–1240
- [24] Mahafeno, Irene M., Langlais, Charlotte and Jego Christophe. Reduced Complexity Iterative Multi-User Detector for IDMA (Interleave-Division Multiple Access) System. Global Telecommunications Conference, 2006. GLOBECOM '06, IEEE, Nov 2006: 1–5
- [25] 李云洲,周世东,王京. IDMA-OFDM 系统的频谱效率. 清华大学学报(自然科学版), 2005,45(03):341–343
- [26] Yuan Xiaojun , Guo Qinghua , Wang Xiaodong , et al. Evolution Analysis of Low-cost Iterative Equalization in Coded Linear Systems with Cyclic Prefixes. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2008 , 26 (2): 301–310
- [27] Novak, C.; Hlawatsch, F.; Matz, G. MIMO-IDMA: Uplink Multiuser MIMO Communications using Interleave-Division Multiple Access and Low-Complexity Iterative Receivers Acoustics. Speech and Signal Processing, 2007. ICASSP 2007. IEEE International Conference on Volume 3, 15-20, April 2007: 225–228
- [28] Hongxia Bie; Zhisong Bie, A hybrid multiple access scheme: OFDMA-IDMA, Communications and Networking in China, 2006. ChinaCom '06. First International Conference on , 25-27 Oct. 2006: 1–3
- [29] Li Ping, Qinghua Guo and Jun Tong, The OFDM-IDMA approach to wireless communication systems. IEEE Wireless Communications, June 2007, 14(3): 18–24
- [30] I. Mahafeno, C. Langlais et C. J'ego. OFDM-IDMA versus IDMA with ISI Cancellation for Quasi-static Rayleigh Fading Multipath Channels. Proc. Int. Symp. on Turbo Codes and Related Topics, ISTC'06, Munich, Allemagne, Avril 2006: 56–61
- [31] M.C.Reed and L.W. Hanlen, Return link code acquisition for DS-CDMA in a high capacity multi-user systems, In Proc. IEEE Int. Symp. on Spread Spectrum Techniques and Apps, pp. 218-222, August 2004.
- [32] Bathiya Senanayake, Mark, C. Reed and Zhenning Shi. Timing Acquisition for Multi-user IDMA. In Proceedings ICC 2008, 5077-5081, 2008.
- [33] Bathiya Senanayake, Mark. C. Reed and Zhenning Shi. An Optimal Asynchronous

IDMA Receiver.

- [34] Jhong. Sam. Lee and Leonard E. Miller, 许希斌等译, CDMA 工程手册.
- [35] Weitkemper P, Kammeyer KD. Analysis and performance of an efficient iterative detection strategy for IDMA systems. In Proceedings of the 6th international workshop on Multi-Carrier Spread Spectrum, Herrsching, Germany, 2007; 87-96
- [36] Liu L, Leung W, Ping L. Simple iterative chip-by-chip multiuser detection for CDMA systems. In Proceedings of the 57th IEEE VTC(Spring), 2003; 2157-2161.
- [37] Liu L, Ping L. Iterative detection of chip interleaved CDMA systems in multipath channels. IEE Electronic Letter 2004; 40(14): 884-885.
- [38] Nagy O, Reed M, Shi Z. Optimal detection of IDMA signals. In Proceedings of IEEE WCNC, Hong Kong, 2007
- [39] Schoeneich H, Hoecher PA. A hybrid multiple access scheme approaching single user performance. In Proceedings of the Sixth Baiona Workshop on Signal Processing in Communications, Baiona, Spain, 2003; 163-168.
- [40] Ma X, Ping L. Coded modulation using superimposed binary codes. IEEE Transactions on Information Theory 2004; 50(12): 3331-3343.
- [41] Tong J, Ping L. Iterative decoding of superposition coding. In Proceedings of the International Symposium on Turbo Codes and Related Topics. Munich, Germany, 2006.
- [42] Peter A. Hoeher, Hendrik Schoeneich and Justus Ch. Fricke, Multi-layer interleave-division multiple access: theory and practice. European Transactions on Telecommunications. 2008
- [43] Qinghua Guo, Xiaojun Yuan and Li Ping, Single- and multi-carrier IDMA schemes with cyclic prefixing and zero padding techniques. European Transactions on Telecommunications. 2008
- [44] J. Boutros and G. Caire, "Iterative multi-user joint decoding: Unified framework and asymptotic analysis," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 48, pp. 1772-1793, July 2002.
- [45] G Caire, R. R. Muller, and T. Tanaka, "Iterative multiuser joint decoding: Optimal power allocation and low-complexity implementation," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 50, pp.
- [46] Zhao Wang, Jianhao Hu, and Xingzhong Xiong, Effect of Sample-timing Error on

- Performance of Asynchronous IDMA systems. ICICS2009, Macau.
- [47] Jie Song, Jianhao Hu, and Xingzhong Xiong, EM-Estimation Algorithm for TDR-IDMA Systems in Complex Multipath Channel. ICCTA2009, Beijing.

攻硕期间所取得的研究成果

学术论文:

- [1] Zhao Wang, Jianhao Hu and Xingzhong Xiong, Effect of Sample-timing Error on Performance of IDMA systems. ICICS2009.
- [2] Zhao Wang, Jianhao Hu, Xingzhong Xiong and Jie Song, Non-data-aided Timing Acquisition for Asynchronous IDMA systems. Submitted to European Transactions on Telecommunications (ETT).
- [3] Junhui Xu, Zhao Wang and Zhongpei Zhang, Carrier Synchronization for Very Low SNR. Accepted by Journal of Electronic Science and Technology.
- [4] Jie Song, Jianhao Hu and Zhao Wang, Evolutionary Game Algorithm for Channel Estimation in IDMA Systems. IEEE WCNIS2010-WCS, Beijing. Accepted for publication.

参与项目:

- [1] 国家自然科学基金项目“TDR-IDMA 关键技术研究”，主研。
- [2] 国家“863”重大项目子课题“卫星通信系统基带部分硬件研制”，主研。