
分类号_____

UDC _____

密级_____

编号_____

中国科学院研究生院

硕士学位论文

低轨卫星 DS-CDMA 通信系统中多用户检测技术的研究

金萍

指导老师 _____ 梁旭文 研究员 刘会杰 研究员

_____ 中国科学院上海微系统与信息技术研究所

申请学位级别_____ 硕士 _____ 学科专业名称_____ 通信与信息系统

论文提交日期_____ 2008-5-10 _____ 论文答辩日期_____ 2008-6-13

培养单位_____ 中国科学院上海微系统与信息技术研究所

学位授予单位_____ 中国科学院研究生院

答辩委员会主席_____ 甘仲民 教授

Studying on Multi-user detection in LEO Satellite DS-CDMA Systems

DISSERTATION

Presented in Partial Fulfillment of Requirements for the Degree of Master in
the Graduate School of Chinese Academy of Sciences

By

Jin Ping

May 2008

低轨卫星 DS-CDMA 通信系统中多用户检测技术的研究

金萍（通信与信息系统）

指导老师：梁旭文 研究员 刘会杰 研究员

摘 要

低轨卫星 DS-CDMA 通信系统具有传输延时短、路径损耗小、信号隐蔽性强、可软切换等优点，并能通过多个卫星组成星座实现真正意义上的全球覆盖，实现个人通信全球化。但是，随着系统用户数的增多，多址干扰也越来越严重，使系统误码率增大，容量受限。多用户检测技术成为建设低轨卫星 DS-CDMA 通信系统的关键技术之一。

本文针对低轨卫星 DS-CDMA 通信系统中的多址干扰，研究了相应的多用户检测技术。

首先本文分析了低轨卫星 DS-CDMA 通信系统中上、下行链路多址干扰的来源，建立了数学模型，并仿真了多址干扰对本通信系统性能的影响，分析了在低轨卫星 DS-CDMA 通信系统中采用多用户检测技术的必要性；

然后，在部分并行干扰消除多用户检测器的基础上，针对低轨卫星 DS-CDMA 通信系统上行链路的特点，研究了部分 PIC-MUD 的门限，并给出门限估算算法，改进了原有的部分并行干扰消除多用户检测器的性能。同时设计了低轨卫星 DS-CDMA 通信系统上行链路中多用户检测接收机的系统结构，并给出了仿真结果；

最后，在传统盲多用户检测器的基础上推导了盲多用户检测的变步长公式，提出将 sato 算法引入基于 MOE 的变步长算法，提高了变步长盲多用户检测收敛后的稳定性能，并将此算法应用于低轨卫星 DS-CDMA 通信系统下行链路中，以较低的计算复杂度实现了多用户检测。并且本文还给出了用户终端接收机设计方案，通过仿真结果表明，改进的算法改善了多用户情况下的系统性能。

关键词： 低轨卫星，多址干扰，盲多用户检测，并行干扰消除多用户检测

Studying on Multi-user detection in LEO Satellite DS-CDMA Systems

Jin Ping (Communication and Information System)

Directed by: Liang Xuwen & Liu Huijie

Abstract

Low earth orbit (LEO) satellite DS-CDMA communication systems combine the advantages of short transmission delay, small path loss, concealment of the signals, soft handover, global overlay by constellation made up of multi-satellites, and globality of personal communication. But, as the increasing of the users, multiple access interference becomes an unavoidable problem. The system performance including bit error rate and capacity suffers from the multiple access interference. Multiuser detection will be a key technology of the LEO Satellite DS-CDMA Systems.

In this dissertation, relevant multiuser detectors are studied for the LEO satellite DS-CDMA systems.

First, the sources of multiple access interference in the up-link and down-link of LEO satellite DS-CDMA systems are analyzed, and the effects of the multiple access interference in this communication system are simulated. The result declares that it is necessary to adopt multiuser detection in the LEO satellite DS-CDMA systems.

Then, a threshold and its arithmetic is proposed for the PIC-MUD in the up-link of LEO satellite DS-CDMA systems based on the customary part PIC-MUD, and the performance is superior than the customary PIC-MUD. Then, the multiuser receiver in the up-link of LEO satellite DS-CDMA systems is designed, and the simulation results are given.

Lastly, based on the customary blind Multiuser detection (BMUD), The formula of time-varying step size (TVSS) in BMUD is deducted, and the sato algorithm is used to TVSS based MOE BMUD, which resists the instability of tradition TVSS based MOE BMUD algorithm. The corresponding multiuser receiver in the down-link of LEO satellite DS-CDMA systems is designed and the performance of this system is given by simulation, and it indicates that this algorithm is more effective to restrain MAI.

Keywords LEO Satellite, Multiple Access Interference (MAI), Parallel Interference Cancellation (PIC-MUD), Blind Multiuser Detection (BMUD)

摘 要	1
Abstract	2
第一章 绪论	1
1.1 引言	1
1.2 低轨卫星DS-CDMA通信系统中的多址干扰	1
1.3 多用户检测技术的研究现状	3
1.3.1 多用户检测的基本原理	3
1.3.2 多用户检测技术的发展状况	6
1.3.3 低轨卫星中多用户检测技术的研究现状	8
1.4 几种基本的多用户检测器	9
1.4.1 最优多用户检测器	9
1.4.2 线性多用户检测器	9
1.4.3 非线性多用户检测器	13
1.5 本论文所作的工作	16
第二章 多址干扰对低轨卫星DS-CDMA通信系统的影响	17
2.1 低轨卫星电波传输特性	17
2.1.1 传输损耗	17
2.1.2 多普勒频移	17
2.1.3 阴影衰落	18
2.1.4 传播噪声	18
2.1.5 多径衰落	19
2.1.6 多址干扰	19
2.2 多址干扰建模	20
2.2.1 低轨卫星DS-CDMA通信系统及其星座系统基本模型	20
2.2.2 上行链路中的多址干扰及其模型	21
2.2.3 下行链路中的多址干扰及其模型	24
2.3 多址干扰对接收机性能的影响	27
2.4 本章小结	28
第三章 低轨卫星上行链路并行干扰消除多用户检测器	29
3.1 引言	29
3.2 部分并行干扰消除多用户检测器	29
3.2.1 并行干扰消除多用户检测器	29
3.2.2 部分并行干扰消除多用户检测器	30
3.3 部分PIC多用户检测器在低轨卫星DS-CDMA系统上行链路中的应用	33
3.3.1 低轨卫星DS-CDMA通信系统上行链路接收机的特点	33
3.3.2 部分PIC多用户检测器的改进	33
3.3.3 改进的PIC-MUD在低轨卫星DS-CDMA通信系统上行链路中的应用	35
3.3.4 仿真结果及分析	38
3.4 本章小结	47
第四章 低轨卫星下行链路盲多用户检测器	48
4.1 引言	48
4.2 一种改进的自适应型盲多用户检测器	48
4.2.1 自适应型盲多用户检测器的基本原理	48
4.2.2 盲MOE多用户检测算法的基本原理	49

4.2.3 盲MOE多用户检测自适应算法的改进	51
4.2.4 仿真结果及分析	54
4.3 自适应盲多用户检测器在低轨卫星DS-CDMA系统下行链路中的应用	59
4.3.1 低轨卫星DS-CDMA通信系统下行链路接收机的特点	59
4.3.2 系统结构设计	60
4.4 本章小结	61
第五章 结束语	62
5.1 全文总结	62
5.2 进一步研究展望	62
参考文献	64
作者攻读硕士学位期间发表的论文	69
致谢	70
作者简介	71

第一章 绪论

1.1 引言

1945 年,英国空军雷达专家阿瑟·克拉克在《无线电世界》杂志上发表了题为《地球外的中继站》一文,指出在赤道上空等间隔分布三颗地球静止轨道卫星即可实现全球覆盖通信系统。1957 年前苏联成功发射了第一颗人造地球卫星;1965 年,以美国通信卫星公司为首的国际通信卫星组织发射了世界上第一颗商用静止轨道卫星,进行电视、电话传输。

几十年来,卫星移动通信系统得到了迅速的发展,成为现代强有力的通信手段之一。它通信距离远,通信链路建设成本与通信距离无关,以广播方式工作,有极强的网络拓扑构成能力,系统容量大,可传送的业务类型多,通信质量高,可靠性好。近年来,卫星通信技术发展迅速。高轨卫星(GEO)向大型化、综合性的空间通信平台发展。中轨道卫星(MEO)、低轨道卫星(LEO)通信技术也有了长足的进步,成为卫星通信发展链路中重要的组成部分,是目前卫星通信技术的前沿^[1,2],本文探讨的就是低轨卫星通信系统中的相关技术。

1.2 低轨卫星DS-CDMA通信系统中的多址干扰

低轨卫星轨道高度一般为 300~1500Km 左右,绕地球运行周期为 2~4 小时,由于卫星轨道低,信号衰减和传输时延小,适合个人通信的发展需求。另外,多波束天线的采用使低轨卫星系统具有更高的频谱利用率和更大的系统容量,与静止轨道卫星系统相比更适合于与地面通信网的融合,实现真正的全球通信系统^[2,3]。

如图 1.1 所示,在低轨道卫星 DS-CDMA 通信系统中,用户终端与关口站之间的通信包括两个链路:一是卫星与用户终端之间的链路,包括上行和下行两个子链路;二是卫星与关口站之间的链路,同样也包括上行和下行两个子链路,这四个链路的工作频率是不同的。关口站到卫星的上行链路和卫星到用户终端的下行链路构成前向链路,用户终端到卫星的上行链路和卫星到关口站的下行链路构成反向链路。本文研究对象为用户终端到卫星的上行链路和卫星到用户终端的下行链路,以下简称上行链路和下行链路。

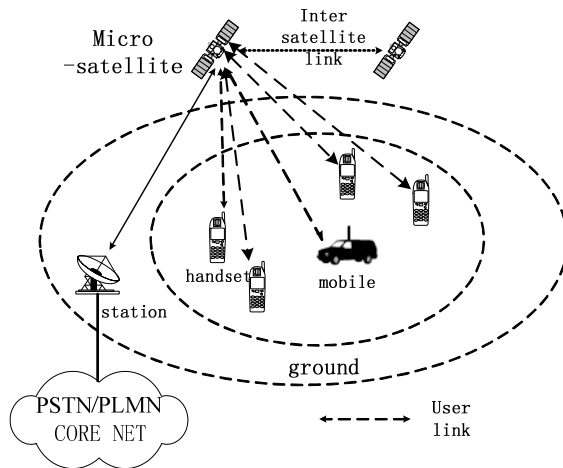


图 1.1 低轨卫星通信系统

与传统的靠频率或时隙区分用户的方式不同，DS-CDMA 采用特定的扩频码区分不同的用户或信道。扩频码通常采用伪随机序列（PN 序列），早期的扩频系统主要应用于军事通信，一般采用较长的扩频序列以实现信号的隐蔽和保密^[4]。以商业应用为主要目的的 CDMA 系统，为了降低多址干扰、提高系统容量，通常采用多种扩频码和扰码组合的复合扩频模式。这里涉及到一个概念——多址干扰，那么什么是多址干扰呢？

在 DS-CDMA 系统中，由于多个用户接入，而分配到各用户的地址码没有严格正交，会引起用户之间的相互干扰，称为多址干扰 MAI(Multiple Access interference)。随着用户数增多、MAI 增大，目标用户的信噪比越来越低，用户的误码性能会逐渐变差甚至无法正常通信，系统容量受到严重限制。另一方面，由于用户终端所在的位置不断变化及深度衰落的存在，星上接收机接收到的各个用户信号功率相差很大，强功率用户的信号会对弱功率用户的信号产生较大的干扰，弱信号的性能很差，系统性能严重恶化，即所谓的“远近效应”(near-far problem)。因此，抗多址干扰是多用户 DS-CDMA 通信系统的一项重要任务。

本文研究的低轨卫星 DS-CDMA 通信系统，上行链路采用 PN 码扩频，下行链路一般采用 PN 码和 Walsh 码复合扩频。PN 码码长一般要求为 2^N （ N 为自然数），而 PN 码产生器产生的 PN 码码长为 2^N-1 ，采用在 PN 码产生寄存器全 1 状态后添 0 的方法可以解决这一问题。下图分别表示了码长为 256 的 PN 码的自相关系数和互相关系数。从图中可以看出，在同步时，PN 码自相关系数为 256，互相关系数不为零；在有延迟时，PN 码自相关系数和互相关系数均不为零。

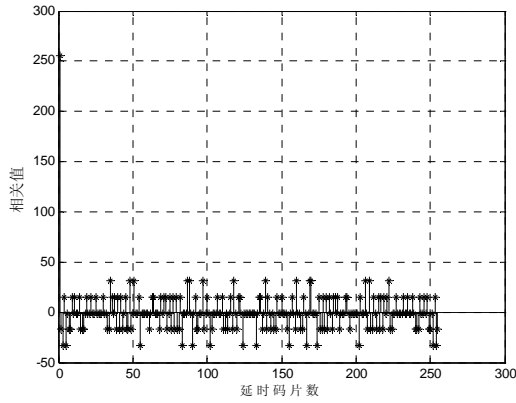


图 1.2 PN 码自相关系数

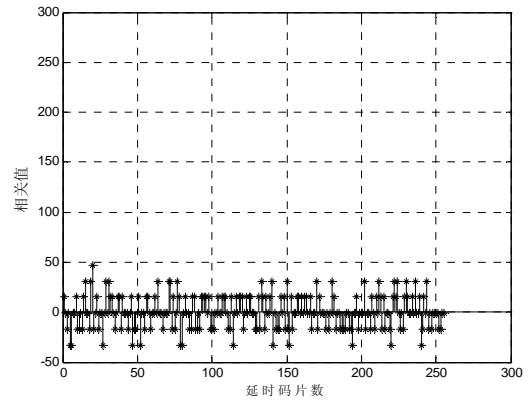


图 1.3 PN 码的互相关系数

图 1.4 和图 1.5 分别为 128 码长的 Walsh 码自相关和互相关特性。同步时，自相关系数为 128，互相关系数为零；存在延迟时，自相关系数和互相关系数均不为零。

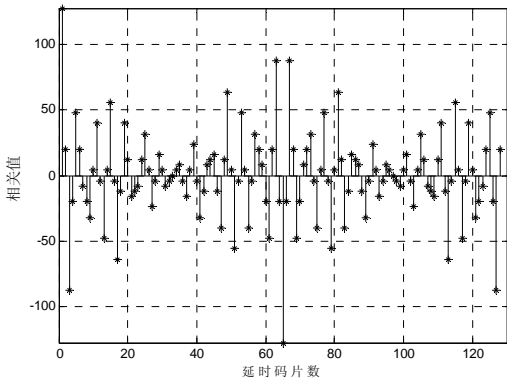


图 1.4 Walsh 码自相关系数

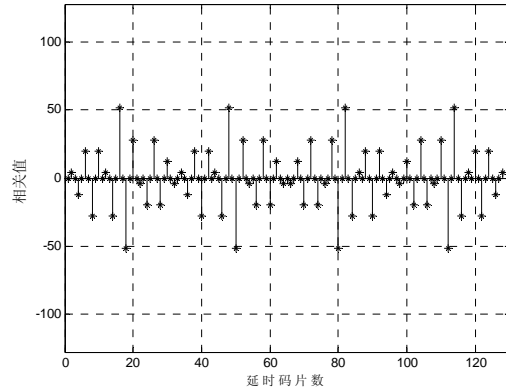


图 1.5 Walsh 码互相关系数

可见，PN 码和 Walsh 码在同步和异步时都不是完全正交的，都会引起多址干扰。

1.3 多用户检测技术的研究现状

1.3.1 多用户检测的基本原理

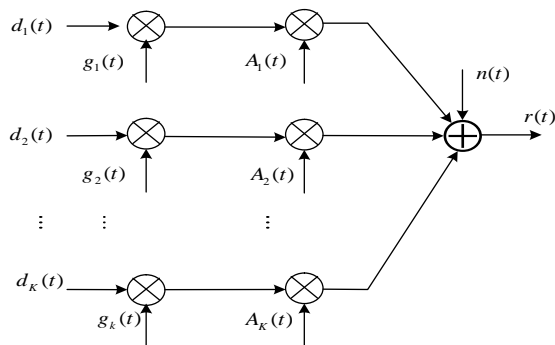


图 1.6 DS-CDMA 系统

图 1.6 是 DS-CDMA 系统的结构。假设在一个同步系统中，载波相位为 0，信道为 AWGN 环境，采用 BPSK 调制，则接收信号可以表示为

$$r(t) = \sum_{k=1}^K A_k(t) d_k(t) g_k(t) + n(t) \quad (1.3.1)$$

其中， $A_k(t)$ 是第 k 个用户的信号幅度， $d_k(t)$ 是第 k 个用户的信息比特值， $d_k(t) \in \{-1, +1\}$ ， $g_k(t)$ 是第 k 个用户的特征序列， T_b 是信息比特的时间宽度。 $n(t)$ 为加性高斯白噪声，其双边功率谱密度为 $N_0/2$ (W/Hz)。

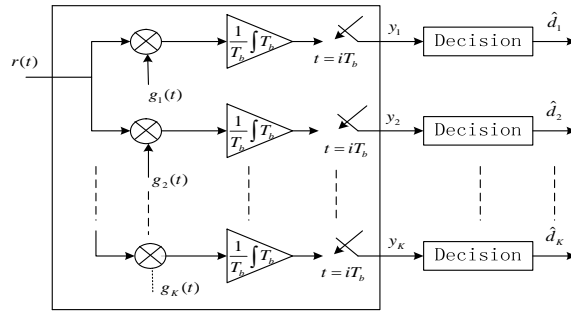


图 1.7 传统 DS-CDMA 检测器

传统的 DS-CDMA 检测器上图所示，它实际上是一个匹配滤波器组，对第 k 个用户支路相关器的输出为

$$y_k = \frac{1}{T_b} \int_0^{T_b} r(t) g_k(t) dt = A_k d_k + \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq k}}^K \rho_{i,k} A_i d_i + \frac{1}{T_b} \int_0^{T_b} n(t) g_k(t) dt = A_k d_k + MAI_k + z_k \quad (1.3.2)$$

判决器输出为

$$\hat{d}_k = \text{sgn}\{y_k\}, k=1, 2, \dots, K \quad (1.3.3)$$

由(1.3.2)式可见，接收端扩频码与第 k 个信号本身相关得到恢复的数据，与其他用户相关造成多址干扰，与噪声项相关仍为噪声。其中多址干扰项与用户数 K ，其他用户信号的幅度 $A_i (i \neq k)$ 以及互相关系数 $\rho_{i,k}$ 有关。这里， $\rho_{i,k} = \frac{1}{T_b} \int_0^{T_b} g_i(t) g_k(t) dt$ 。

对于 K 个用户的系统，系统输出的离散信号的矩阵形式为

$$\mathbf{y} = \mathbf{R} \mathbf{A} \mathbf{d} + \mathbf{z} \quad (1.3.4)$$

其中， \mathbf{d} 、 \mathbf{z} 、 \mathbf{y} 分别表示数据、噪声和匹配滤波器的 K 个输出， \mathbf{A} 为接收信号幅度的对角阵。

例如：当 $K=3$ 时，匹配滤波器的输出为

$$\begin{cases} y_1 = A_1 d_1 + \rho_{21} A_2 d_2 + \rho_{31} A_3 d_3 + z_1 \\ y_2 = \rho_{12} A_1 d_1 + A_2 d_2 + \rho_{32} A_3 d_3 + z_2 \\ y_3 = \rho_{13} A_1 d_1 + \rho_{23} A_2 d_2 + A_3 d_3 + z_3 \end{cases} \quad (1.3.5)$$

写成矢量的形式为

$$\begin{aligned} y &= RAd + z \\ &= (I + Q)Ad + z \quad \text{其中 } R = I + Q, \text{ and } I = \text{单位阵}, \\ &= \underbrace{Ad}_{\text{恢复的数据}} + \underbrace{QAd}_{\text{MAI}} + z \end{aligned} \quad (1.3.6)$$

$$Q = \begin{bmatrix} 0 & \rho_{21} & \rho_{31} \\ \rho_{12} & 0 & \rho_{32} \\ \rho_{13} & \rho_{23} & 0 \end{bmatrix} \quad (1.3.7)$$

在实际应用中信道通常是异步的，各用户信号 bit 之间有重叠。接收信号模型为

$$r(t) = \sum_{k=1}^K A_k(t) g_k(t - \tau_k) d_k(t - \tau_k) + n(t) \quad (1.3.8)$$

其中， τ_k 是用户 k 的时延。则式(1.3.4)中的 R 为 $KN \times KN$ 相关阵，每一对码字的部分相关值，其中 K =用户数， N =每个用户的 bit 数。

传统检测器的优点是：1、是一个匹配滤波器检测器，简单、容易实现，2、单用户检测策略，各用户分开处理，不考虑其他用户的影响。缺点是：存在远近效应，表现出多用户性能受限的性能底限。

克服 MAI 的办法有：

(1)扩频码的设计,理想码型和工程实用码型的设计。已知多址干扰是由于扩频码的互相关函数不为零（非正交）引起的，显然互相关系数越小，多址干扰的影响也就越小。例如 Walsh 码，则在用户传输的信号完全同步的条件下，各个用户之间是不存在多址干扰的。但是，在实际移动信道中理想的完全同步是难以实现的，因此扩频码是难以保持完全正交性的，所以多址干扰不可避免。理论上已经证明，同时具有理想自相关和理想互相关特性的扩频码是不存在的。这就是说，采用异步的码分多址方式的时候，用于区分用户的扩频码并不具有理想自相关和互相关特性，因此多址干扰总是存在的。

(2)功率控制。由于同一系统中远近效应引起的各用户功率的差别将使多址干扰的影响更加复杂和严重，为了克服这一现象，工程上采用功率控制技术实现对不同距离用户到达接收机的功率平衡。显然，功率控制只能减少多址干扰引起的远近效应的影响，并不能消除多址干扰的影响。

(3)空间滤波技术。它的基本思想是将同一覆盖区内的多址干扰按区间划分为若

干局部个小区组成的覆盖区,以达到在每个小区内减少多址干扰的目的。显然,它避免了强多址干扰,并没有消除多址干扰的影响。

(4)多用户检测(MUD)。多用户检测技术是引用信息论并通过严格的理论分析后提出的一种抗多址干扰的技术,在传统检测技术的基础上,充分利用所有用户信号信息对单个用户的信号进行检测,消除或减少其它用户的干扰,从而可以实现抗多址干扰、抵抗远近效应的目的,是抗多址干扰最根本的方法。

1.3.2 多用户检测技术的发展状况

多用户检测的想法最早在1979年由K.S.Schneider提出^[5]。1983年R.Kohno提出了多用户干扰抵消器(IC),并指出了一些研究方向^[6]。这些是多用户检测处理的早期工作。1986年,S.Verdu提出以匹配滤波器加维特比算法来实现最大似然序列检测(MLSD)^[7],并用它解决异步多用户检测的问题。从理论上证明了该算法可以逼近单用户接收性能界,并有效地克服了远近效应,大大提高了系统容量。这种算法的复杂度是用户数 K 的指数幂级(2^k),虽然无法在实际系统中使用,但这给进一步研究奠定了理论基础,并促使人们去寻找比传统检测算法复杂度小的各种次优多用户检测算法。

次最优的多用户检测技术可分为线性检测和非线性检测两大类。

线性多用户检测技术主要有:解相关检测、最小均方误差检测等。线性多用户检测的基本思想是经过一个线性变换将匹配滤波器的输出送入判决设备。

1989年,R.Lupas等人首先提出解相关检测器^[8],它的变换矩阵是各用户扩频码相关矩阵的逆阵。解相关检测器具有最佳抗远近性能,不受干扰用户信号功率的影响。但解相关检测器在完全消除多址干扰的同时,也放大了背景噪声,在低信噪比时,误码率性能可能会劣于传统的检测器。为了弥补此缺陷,1990年,Z.Xie等人提出了最小均方误差检测器(Minimum Mean-Squared Error Detector, MMSE Detector)^[9],其基本思想是计算经线性变换的接收数据和传统检测器的软判决输出之间的均方差,使之最小的矩阵即为所求线性变换。MMSE检测器考虑了背景噪声的存在并利用接收信号的功率值进行相关计算,在消除MAI干扰和不增强背景噪声之间取得了一个平衡点,但是它需要对信号的幅度进行估计,性能依赖于干扰用户的功率,因此在抗远近效应方面的表现不如解相关检测器。S.Moshavi等在文献[10,11]中提出了多项式扩展检测器(Polynomial Expansion Detection, PE检测器),其基本思想是利用相关矩阵的多项式扩展对匹配滤波器(Matched Filter, MF)的输出进行运算,然后再进行判决。PE检测器通过选择合适的多项式系数来优化其性能,可近似解相关检测器和最小均方误差检测器。

非线性多用户检测技术又称干扰抵消技术或者判决反馈技术,包括串行干扰消除多用户检测、并行干扰消除多用户检测和判决反馈多用户检测等。

串行干扰消除多用户检测器(Successive Interference Cancellation, SIC)^[12,13,14]的出发点是传统单用户检测的基础上作最简单的扩充得到多用户检测。它在接收信号中对多个用户逐个进行数据判决,判出一个就重构并减去该用户信号造成的 MAI 干扰,操作顺序是根据信号功率的大小来定的,功率较大的信号先进行操作,因此,功率最弱的信号受益最大。SIC 在性能上比传统检测器有较大提高,而在硬件上改动不大,易于实现,但是 SIC 每一级都需要有一个字符的延时,另外当信号功率强度顺序发生变化时需要重新排序,最不利的一点是如果初始数据判决不可靠将对下级产生较大的干扰。并行干扰消除多用户检测器(Parallel Interference Cancellation, PIC)^[15]具有多级结构,其每一级并行估计和去除各个用户造成的 MAI 干扰,然后进行数据判决。PIC 的设计思想和 SIC 基本相同,但由于 PIC 是并行处理,克服了 SIC 延时大的缺点,而且无需在情况发生变化时进行重新排序,在各种 MUD 中具有较高的实用价值。但是,同 SIC, PIC 初始数据判决不可靠也将对下级产生较大的干扰。为了克服这一缺点, D.Divsalar 等于 1998 年提出了一种改进的并行干扰抵消算法^[16],在仅增加很少复杂度的情况下改进了此问题。他们的想法是如果以前的判决不可靠,就只减去部分的多址,随着可靠性的增加,减去多址干扰的部分也越多。判决反馈检测器(Decision-Feedback Detector, DF 检测器)^[17,18]首先对接收信号进行线性处理,然后进行 SIC 检测。线性处理进行部分解相关,避免了对噪声的加强, SIC 再根据信号强度递减顺序进行串行干扰消除。DF 检测器的难点在于要计算 Cholesky 分解和白化矩阵求逆,而且需要估计接收信号的幅度。显然, DF 检测器虽然有较好的检测效果,但是不仅增加了计算复杂度,而且具有 SIC 的缺点。

一般说来,使用短伪随机序列作为扩频码时,扩频码一次扩展一个信息字符,或者说扩频码一个周期等于一个信息比特所占时间,此时不同用户每个字符间隔内的互相关值保持不变,计算量较小,易于实现线性多用户检测。然而在某些情况下短伪随机序列的相关性比较差,所以现在的宽带 CDMA 方案均采用正交变长 Walsh 或 Hadamard 码进行多增益扩展以进行信道识别,而用长 Gold 或 M 序列作为扰码以进行用户(上行)或小区基站(下行)的识别^[19]。此时每个字符间隔内的互相关值将是变化的,其计算量较大,而干扰消除多用户检测器避开了互相关矩阵计算,比线性多用户检测器易于实现,是较有应用前景的一类多用户检测器。

上述的多用户检测技术有其局限性,首先上述多用户检测不能够消除其它小区的 MAI 干扰对本小区的影响,其次因为多用户检测技术计算复杂度较高,由于条件限制,不能直接用于下行链路的接收。针对以上多用户检测技术的局限性,人们提出了半盲和盲检测技术。所谓半盲检测就是干扰用户特征序列部分已知、部分未知条件下的检测,适用于小区基站;所谓盲检测就是不知道所有干扰用户特征序列条件下的检

测, 适用于移动台。两者的主要思想都是通过子空间跟踪技术获得信号子空间并利用它来消除未知用户造成的干扰。半盲检测器的代表有混合型半盲检测器^[20], 它采用了解相关和最小均方误差相结合的方法。盲检测器有基于信号子空间的 MMSE 盲检测器^[21]和基于正交投影的盲检测器^[22]。信号子空间跟踪结果的准确性直接影响了盲和半盲检测器的性能。

虽然每种多用户检测技术都有它的局限性, 但是瑕不掩瑜, 其抗干扰的优越性是大家公认的, 迄今为止多用户检测技术已经获得了长足的进步, 成为CDMA移动通信系统中抗干扰的关键技术。下图为目前多用户检测技术研究的分类情况。

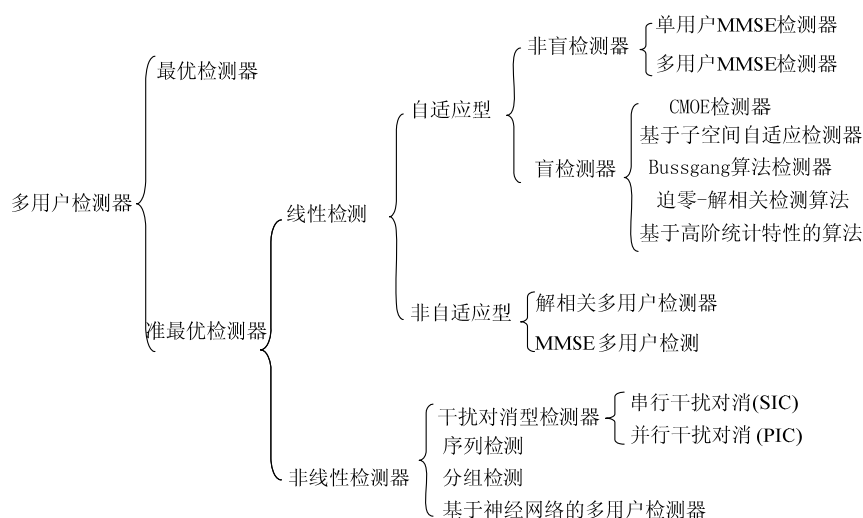


图 1.8 多用户检测器的分类

1.3.3 低轨卫星中多用户检测技术的研究现状

目前为止, 多用户检测技术的研究大多集中在地面 CDMA 移动通信系统中, 而对于低轨卫星中的应用则很少。一方面, 采用 CDMA 体制的低轨卫星较少, 是卫星通信技术的前沿; 另一方面, 星上接收机资源有限, 多用户检测技术仍然受到系统复杂度的制约, 不能被成熟地应用。

现有的低轨卫星多用户检测技术的研究主要有两类: 一是盲多用户检测, 包括 MMSE 滤波^[23]和 Kalman 滤波算法^[24]; 另一类是 PIC 多用户检测器^[23,25]。这两种检测方法除了各自的优点外, 都相对简单, 容易实现, 抗多址干扰效果较好。随着用户需求的增长和星座系统的发展, 低轨卫星 DS-CDMA 通信系统的用户数必然越来越多, 多址干扰是此发展过程中不可避免的问题, 多用户检测技术必是低轨卫星 DS-CDMA 通信系统及其星座系统的关键技术之一。虽然, 多用户检测器在一定计算复杂度上的性能已经得到大大的提升, 但在低轨卫星 DS-CDMA 通信系统中, 应用环境更加复杂, 需要对其作更深入的研究。

1.4 几种基本的多用户检测器

1.4.1 最优多用户检测器

多用户检测的基本问题是：从接收信号 $\{r(t): -\infty < t < +\infty\}$ 中估计出 $d_k(t)$ ，充分利用扩频码的结构信息与统计信息联合检测多个用户的信号，消除 MAI 的影响。多用户检测器的一般结构如下图所示。

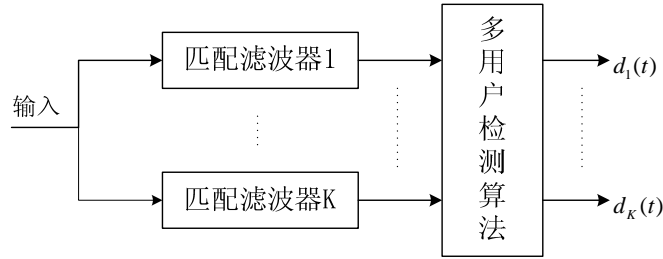


图 1.9 多用户检测器的一般结构

最优多用户检测器的基本思想是：假设发送信号的先验概率相等，从接收信号 $r(t)$ 中找出发送序列，使其联合后验概率 $p(d|r(t): 0 < t < \infty)$ 最大。按照最大后验概率准则进行序列检验，有

$$b^* = \arg \left\{ \max_{d \in \{-1, 1\}} p(d|r(t)) \right\} \quad (1.4.1)$$

最优检测器实际上是最大似然序列检测器(MLSD)。对于同步系统而言，就是要找出使似然函数最大的可能输出序列，要从 2^K 种用户信息组合中找出一种最佳组合。对异步系统，可用一组匹配滤波器加 Viterbi 算法实现。

最优多用户检测器可以达到最高的渐近有效性，也就是说它对每个用户都能达到最小的误码率，这是理论上的最佳结构，是所有其他类型检测器的上限。但是它必须知道所有用户的信号幅度和相位，具有指数复杂度，无法实用，因此人们主要致力于研究各种准最优多用户检测器。

1.4.2 线性多用户检测器

1、解相关多用户检测器

多址干扰是由于不同用户的扩频波形不正交(即存在线性相关)引起的。因此，为了抑制多址干扰，我们自然联想到应该将所有用户的扩频波形之间的线性相关解除掉，使不同用户的扩频波形实现正交。这就是解相关多用户检测器的基本思想^[26,27,28]。

线性变换 $\mathbf{L}_{dec} = \mathbf{R}^{-1}$ 代入 $\mathbf{y} = \mathbf{RAd} + \mathbf{z}$ 得到:

$$d_{dec} = \mathbf{L}_{dec} \mathbf{y} = \mathbf{R}^{-1} \mathbf{y} = \mathbf{A}d + \mathbf{R}^{-1} \mathbf{z} = \mathbf{A}d + z_{dec} \quad (1.4.2)$$

新的统计量 $d_{dec} = [d_1, d_2, \dots, d_k]^T$ 中, 只有数据项和噪声项, 完全抑制了 MAI。对 d_{dec} 进行判决, 则 $\hat{b} = \text{sgn}[b_{dec}] = \text{sgn}[\mathbf{A}d + z_{dec}]$, 第 k 个用户的误码率为

$$\begin{aligned} p_{e,dec}^{(k)} &= p[\hat{d}_k = 1 | d_k = -1] = p[b_{dec} > 0 | b_k = -1] \\ &= p[z_{dec} > A] = Q\left(\frac{A}{\sqrt{\sigma^2 R_{k,k}^{-1}}}\right) \end{aligned} \quad (1.4.3)$$

其中 $R_{k,k}^{-1}$ 为矩阵 \mathbf{R}^{-1} 的第 (k,k) 个元素。

解相关检测器主要优点有: (1) 比较直观, 能有效抑制多址干扰, 在多数情况下与传统检测器比较, 较大程度降低了误码率, 提高了系统的容量; (2) 不需要估计接收信号幅度, 且性能与干扰用户的功率无关, 具有最佳的抵消远近效应的能力, 与之相反的是那些需要估计幅度的检测器通常对于估计的误差都相当敏感; (3) 与最优多用户检测器相比计算的复杂度大大降低, 每比特的计算复杂度与用户数成线性关系。但是它的不足之处在于: (1) 加强了噪声, 对于每一比特, 解相关检测器输出的噪声项总是大于或等于传统检测器输出端的噪声项, 当用户间的互相关性增加时, 解相关检测器的性能将变差; (2) 矩阵求逆运算对相关矩阵 \mathbf{R} 中的微小数据扰动非常敏感, \mathbf{R} 中极小的误差在它的逆矩阵中会带来极大的影响, 所以这种方法对时延估值的准确度要求很高; (3) 矩阵求逆的运算量很大, 很难实现实时计算。

2、线性最小均方差检测器

线性最小均方差检测器 (LMMSE) 的设计目标就是使用户发送信号与其估计值之间的误差的均方值达到最小, 即使 $E[|d - Ly|^2]$ 最小化^[29,30], 这时线性变换为

$$\mathbf{L}_{MMSE} = [\mathbf{R} + (N_0/2)\mathbf{A}^2]^{-1} \quad (1.4.4)$$

因此 MMSE 检测器的软输出为

$$\hat{\mathbf{d}}_{MMSE} = \mathbf{L}_{MMSE} \cdot \mathbf{y} = \mathbf{LRA}^2 \mathbf{d} + \mathbf{Lz} = \mathbf{LRA}^2 \mathbf{d} + \mathbf{v} \quad (1.4.5)$$

新的统计量 d_{MMSE} 中, \mathbf{v} 为有色高斯噪声矢量, 对 d_{MMSE} 进行判决, 则信号的估计值为

$$\hat{d} = \text{sgn}[d_{dec}] = \text{sgn}[\mathbf{LRA}^2 \mathbf{d} + \mathbf{v}] \quad (1.4.6)$$

本检测器的基本思想是在抑制干扰和提高噪声功率之间取得折衷，从而大大改善了解相关检测所带来的提高高斯噪声功率的负作用，而当噪声比较大时，可通过增大一定残余多址干扰的代价来降低噪声。

LMMSE 的主要优点有：（1）在相同的条件下，LMMSE 检测器的误比特率均小于传统检测器和解相关检测器的误比特率，互相关系数越大，LMMSE 检测器的性能改善越大；（2）在抗远近效应方面，LMMSE 检测器强于传统的检测器，而弱于解相关检测器。互相关系数越小，LMMSE 检测器抗远近效应能力越强。LMMSE 算法的不足在于：（1）需要估计各接收信号的功率，其性能依赖于干扰用户的信号功率；（2）在抗“远—近”效应方面劣于解相关检测器，且运算量比解相关算法大。

非自适应检测器都会遇到矩阵求逆这个计算复杂度过高的问题，工程上可以用迭代法近似逼近的办法求解，降低计算复杂度。它的基本思想是利用某种递推关系反复迭代逼近方程组的近似值，可根据精度要求选择迭代次数，实现精确度与复杂度之间的合理折衷。

3、自适应多用户检测器

若我们对接收信号向量 \mathbf{R} 直接处理，则第 k 个用户的线性检测器输出的一般形式为：

$$\hat{d} = \text{sgn}[c_k^H \mathbf{R}] \quad (1.4.7)$$

若将 c_k 视为滤波器系数向量，则一般的 CDMA 接收机令 c_k 等于扩频码，解相关检测器选择 c_k 对消多址干扰，而 MMSE 检测器则选择 c_k 使总的均方差最小。既然 c_k 是滤波器系数向量，那么它就应该可以利用自适应滤波算法进行更新。在多用户检测中采用自适应方法的主要原因是在时变多径信道下，那些原本已知的干扰用户扩频码结构信息参量是时变的未知量，而采用自适应方法可以直接找到这些滤波器参量，另外一个原因是为了避免繁杂的计算和实现的方便。其主要适用于应用短码扩频的 CDMA 系统，这时信号是周期平稳的，通过码片匹配滤波器的输出是平稳的随机矢量，这样才能应用自适应算法来进行学习、训练、跟踪。

自适应型多用户检测器包含两个要素，一是检测方法，二是系数自适应算法。检测方法包括非盲检测器和盲检测器两种，盲多用户检测和传统匹配滤波相同，只需要目标用户的伪码序列和定时同步信息，而非盲多用户检测器除了需要目标用户的伪码序列和定时同步信息外还需要训练序列来调整滤波器的系数。系数自适应算法比较多，一般的自适应算法都可以应用于多用户检测器，主要有最小均方（LMS）、最小二乘（RLS）、卡尔曼滤波（Kalman）等自适应算法^[31]。

典型的自适应型非盲多用户检测方法是单用户自适应 MMSE 检测器，它利用训练序列，通过 LMS 最陡下降法调整滤波器系数，达到抗多址干扰的目的。

LMS 自适应算法及基本变型如下^[32]:

步骤 1: 初始化: $\mathbf{w}(0) = 0$;

步骤 2: 更新: $n = 1, 2, \dots$

$$e(n) = d(n) - \mathbf{w}^H(n-1) \mathbf{u}(n)$$

$$\mathbf{w}(n) = \mathbf{w}(n-1) + \mu(n) e^*(n) \mathbf{u}(n)$$

其中, $\mathbf{u}(n)$ 为输入信号, \mathbf{w} 为滤波器系数, $e(n)$ 为均方误差的瞬时值, $\mu(n)$ 为自适应步长, 若 $\mu(n) = \text{常数}$, 则称之为基本 LMS 算法; 若取 $\mu(n) = \frac{\alpha}{\beta + \mathbf{u}^H(n)\mathbf{u}(n)}$, 其中 $\alpha \in (0, 2)$, $\beta \geq 0$, 则得到归一化 LMS 算法; 若 $\mu(n)$ 也利用自适应算法调整, 则为变步长 LMS 算法。

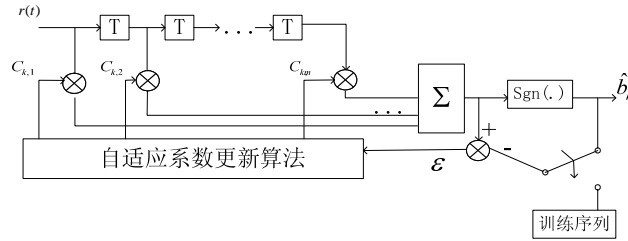


图 1.10 单用户自适应 MMSE 检测器

单用户自适应 MMSE 检测器的基本结构如上图所示, 它针对每一个用户采用一个横向滤波器, 滤波器系数矢量在每一比特接收期间根据自适应算法更新。滤波器抽头个数 M 大于等于扩频增益 N , 但 M 过大将会导致收敛速度变慢 (一般取 $M=N$)。自适应步长对于单用户自适应 MMSE 检测器性能是至关重要的, 步长决定算法能否收敛以及收敛的速度, 并且决定收敛后算法的稳定性。一般取^[33]

$$\mu < u1 = \frac{2}{\sum_{k=1}^N \lambda_k} = \frac{2}{\sum_{k=1}^K A_k^2 + N\sigma^2} \quad (1.4.8)$$

式中 K 表示系统中的总用户数目, A_k 表示第 k 个用户的幅度, N 为用户的扩频码长, σ^2 为噪声方差。算法收敛后, 即得到了合适的滤波器系数, 再用此组系数对信号解扩, 对于非时变信道, 此方法可以得到很好的抗多址干扰的效果。

自适应型非盲多用户检测器的优点是不需要知道其他用户的扩频序列, 也不要求期望接收用户序列的准确同步, 对于非时变信道有比较好的抗多址干扰能力; 缺点是此种算法需要训练序列, 对于时变信道, 训练好的滤波器系数很快便过期了, 需要循

环发送训练序列，信道利用率较低。

1.4.3 非线性多用户检测器

线性多用户检测器有比较完整的定量的数学分析和描述，但从工程上看，往往不如非线性检测器。非线性多用户检测器中，目前研究最多的是基于反馈判决的干扰抵消技术，它包括串行干扰抵消检测器、并行干扰抵消检测器、串并混合型干扰抵消检测器以及迫零解相关检测器。另外，还有序列检测器、分组检测器、基于神经网络的多用户检测器，基于支持向量机的多用户检测器和采用其它信号处理技术的检测器。

1、干扰消除型多用户检测器

干扰消除检测器的基本思路是先解出各用户的数据比特，再根据信道估计值将该数据比特重构，即重够出期望用户的干扰信号，再从原接收信号中减去这一重构的干扰信号，以达到干扰抵消的目的，然后对经过处理的信号解扩，得到较优的系统性能。主要包括串行干扰消除检测器、并行干扰消除检测器、串并混合型干扰消除检测器、判决反馈多用户检测器等。

串行干扰消除多用户检测器采用串行的去干扰方式，由多级组成，级数与用户数相等。检测判决的每一级都再生一个用户的信号，同时在接收信号中抵消这个用户信号，从而减轻下一级的MAI。这种检测器第一级的结构如下图：

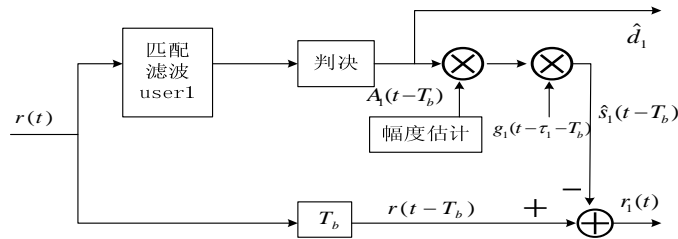


图1.11 串行干扰消除器的结构

串行干扰消除第一级的前端需有幅度估计并排序的功能，即根据接收信号的功率由大到小排序。第一级的功能包括：

- (1) 用传统检测器检测出功率最强信号；
- (2) 对功率最强信号作出硬判决，从而得到用户 1 的信息 \hat{d}_1 ；
- (3) 由接收信号再生用户 1 的时域估计 $\hat{s}_1(t - T_b)$ 。需要用到的条件有：第 2 步中判决数据 \hat{d}_1 、估计用户的定时和幅度以及已知用户的扩频序列。
- (4) 从总的接收信号 $r(t)$ 中减掉 $\hat{s}_1(t - T_b)$ ，产生抵消干扰的信号 $r_1(t)$ 。

如果第 3 步得到的估计值 $\hat{s}_1(t - T_b)$ 准确的话，那么第一级的输出为：最强用户数据的判决值和没有最强用户引起的 MAI 的接收信号。这个过程将以多级方式进行重

复，第 k 级输入是被前一级部分清除 MAI 的接收信号 $r_{k-1}(t)$ ，其输出为一个用户的判决数据 \hat{d}_k ，并由此得到进一步清除干扰的接收信号 $r_k(t)$ 。

信号依据从强到弱的顺序进行排序是因为功率最强的信号得到正确判决的概率最大；去除最强的用户信号对剩余的用户而言受益最大。SIC 算法使得最强用户接收性能在 MAI 方面没有任何改善，而信号较弱的用户性能将获得极大改善。

SIC 检测器的性能比传统检测器有较大的提高，硬件上易于实现，但是每次抵消都引入一定的处理时延，用户较多时难以容忍。所以在 SIC 方案中，每个分组用户不能太多，一般取 4 个用户。若接收信号的功率发生变化，则要对它们重新排序；如果初始数据判决不可靠，则整个 SIC 性能大为降低。另外，SIC 的性能很大程度上取决于用户功率的分布，如果接收端各用户的信号功率大致相等，其性能要比并行多用户检测的性能差很多。

并行干扰消除多用户检测器与串行干扰消除检测器原理类似。首先，用各匹配滤波器的输出作为各个用户的首次估值信号，在此基础上重构出接收信号。对某个用户，从总的接收信号中减去其他所有干扰用户的信号，就得到对此用户信号新的估值。对所有用户进行这种迭代运算，便可得到抵消了 MAI 的输出信息序列，对此序列进行判决可得到较好的误码性能。PIC 检测器也可采用多级级联结构，可以采用硬判决或软判决。

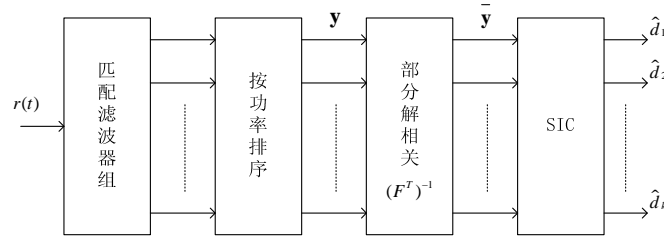


图 1.12 判决反馈多用户检测器

判决反馈检测器(由两部分组成，线性预处理以及一个类似于 SIC 的部分，上图给出了判决反馈多用户检测器的原理框图。先将匹配滤波器组的输出根据功率，从大到小对用户进行排序，不妨设用户 1 到用户 k 按功率降序排列。再送到线性预处理部分，线性预处理部分的作用类似于解相关器，实际上相当于一个信道白化滤波器。信道响应矩阵 \mathbf{R} 定义为扩频信号的互相关矩阵。由矩阵理论可知，对 \mathbf{R} 进行 Cholesky 分解得到 $\mathbf{R} = \mathbf{F}^T \mathbf{F}$ ，其中 \mathbf{F} 是一个下三角阵。将匹配滤波器的输出乘以 $(\mathbf{F}^T)^{-1}$ ，可以使输出的噪声白化，得到

$$\bar{\mathbf{y}} = (\mathbf{F}^T)^{-1} \mathbf{y} = \mathbf{F} \mathbf{A} \mathbf{d} + \bar{\mathbf{n}} \quad (1.4.9)$$

$$\Rightarrow \bar{y}_k = F_{kk} A_k \hat{d}_k + \sum_{j=1}^{k-1} F_{kj} A_j \hat{d}_j + \bar{n}_k \quad (1.4.10)$$

上式中，第一项是期望用户的信号，第二项是多址干扰，第三项是噪声。可以看出，这里噪声已经白化。由于 \mathbf{F} 是下三角阵，对于用户 1 而言没有多址干扰，类似的，对于第 k 个用户，多址干扰只来源于用户 1 到用户 $k-1$ 。如果在解调用户 k 的数据之前已经正确解调了前 $k-1$ 个用户的信号，并可估计出相应的信号功率，那么多址干扰有可能通过引入判决反馈而完全消除。这种特性很适合用 SIC 的结构来消除多址干扰。

如图 1.12 所示，白化后的信号 $\bar{\mathbf{y}}$ 输入到 SIC，干扰被消除后，得到每个用户的数据 $[\hat{d}_1, \hat{d}_2, \dots, \hat{d}_k]$ 。如果前面的判决都是正确的，通过信道估计就可以精确地恢复各发射信号，从而完全消除多址干扰。判决反馈检测器可使最强信号的检测性能等同于解相关检测器，而最弱用户的检测性能则接近于单用户界^[34]，因此也称为迫零判决反馈检测 (ZF-DF)^[35]，目前已证明，迫零判决反馈检测是最优的判决反馈检测^[36,37]。但是它同时具有解相关检测器和 SIC 检测器的缺点，仅在理论上具有很好的性能，实际工程上并不采用。

2、其他非线性多用户检测器

神经网络是一种采用物理可以实现的系统来模仿人脑神经细胞的结构和功能的系统。它是大量的相对简单的并行工作着的处理单元（神经元）相互联结而成的网络。神经网络在信号和信息处理方面更接近人类的思维活动，它具有很强的自适应能力、鲁棒性和容错能力，且有高度的并行运算能力，可以解决一些传统方法难以解决的优化问题。人工神经网络技术在多种学科领域得到广泛应用。由于其计算速度快，很多问题的求解可以借助于对应的神经网络模型来解决。人工神经网络在多用户检测领域的应用也有大量研究^[38,39,40]。

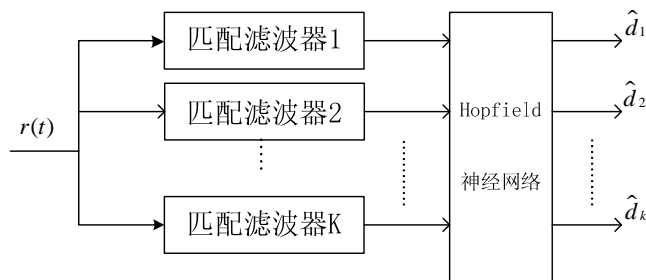


图 1.13 Hopfield 神经网络多用户检测器

文献[41,42]在神经网络的基础上，提出了基于 Hopfield 神经网络多用户检测器，如上图所示。当网络输入一组数据时，网络就开始运行，并得到一组输出。然后，将一组输出状态反馈加权到各节点，作为网络的下一步输入，经门限判决后可以得到下一步输出。网络运行过程就是上述过程的重复。如果网络能够稳定，经过多次反复运行，网络状态变化逐渐减小，由各状态构成的能量函数逐渐收敛，最后达到稳定，这时可以得到检测器的输出。

事实上,大部分文献中讨论 Hopfield 神经网络时都假设较少用户的情况。当用户数较多时,由于网络状态陷入局部极小点,其相对于传统检测器的增益非常小。

支持向量机(SVM, support vector machine)是Vapnik等人根据统计学习理论提出的一种学习方法^[43,44],它能够在训练样本数很少的情况下达到很好的分类推广能力,是解决分类问题的十分有效的方法^[45]。支持向量机具有更强的小样本推广能力,并能解决神经网络结构选取、局部极小点等问题。

文献[46]最先将 SVM 用于 MUD,探讨了 SVM 用于 MUD 的可行性,指出 SVM 适合于 MUD 问题,阐明了在没有噪声的情况下,线性 SVM 检测器收敛到 MMSE 检测器,而采用高斯核函数的非线性 SVM 检测器逼近最优检测器。所以近年来各种非线性 SVM 检测器应运而生,受到越来越多的重视。但这样的非线性 SVM 检测器都结合了其他自适应算法,需要训练序列,相对复杂度较高。

综上所述,计算复杂度与用户数成线性关系、占用资源相对较少、实现简单的干扰消除多用户检测器和复杂度同样不高、适用于时变信道的自适应型多用户检测器在低轨卫星通信系统中较有应用前景。

1.5 本论文所作的工作

本文首先介绍了 CDMA 通信系统中多用户检测技术的研究现状,接着详细分析了低轨卫星 DS-CDMA 通信系统中上、下行链路多址干扰的来源,建立了数学模型,并仿真了多址干扰对本通信系统性能的影响,说明了在低轨卫星 DS-CDMA 通信系统中采用多用户检测技术的必要性,为后面研究奠定了基础。

第三章在传统的部分并行干扰消除多用户检测器的基础上,针对低轨卫星 DS-CDMA 通信系统上行链路的特点,为部分 PIC-MUD 设定了门限,并给出门限估算算法,改进了原有的部分并行干扰消除多用户检测器的性能。最后设计了低轨卫星 DS-CDMA 通信系统上行链路中多用户检测接收机的系统结构,并给出了仿真结果。

第四章在传统盲多用户检测器的基础上推导了盲多用户检测的变步长公式,并提出将 sato 算法引入基于 MOE 的变步长算法,提高了变步长盲多用户检测收敛后的稳定性能。并将此算法应用于低轨卫星 DS-CDMA 通信系统下行链路中,以较低的计算复杂度实现了多用户检测的目的。仿真结果证明,改进的算法改善了多用户情况下的系统性能。最后,本章给出了用户终端接收机设计方案。

第五章总结了本文所作的工作,并对多用户检测在低轨卫星 DS-CDMA 通信系统中的应用作了展望,指出了进一步研究方向。

第二章 多址干扰对低轨卫星DS-CDMA通信系统的影响

在多用户低轨卫星 DS-CDMA 通信系统及其星座系统中，阴影效应、多径效应、多普勒效应、多址干扰严重影响着系统信号传输的可靠性。卫星与移动终端之间的通信链路是传输路径中的关键，上述干扰都是在此链路中引入的，它将限制整个通信系统的性能。因此，以下首先介绍信号电波在卫星与移动终端之间的通信链路中的传播特性，然后重点介绍此过程中引入的多址干扰对通信系统性能的影响，并建立多址干扰数学模型，对其量化分析。

2.1 低轨卫星电波传输特性

2.1.1 传输损耗

卫星通信信号由于距离遥远，受到的传输损耗主要是自由空间损耗。无线电波在传播过程中，能量将随着传输距离的增加而衰减，由此引起的传播损耗称为链路的自由空间损耗^[47]。无线电波从发射源向自由空间发射后，其能量扩散到一个球面上，如接收端采用定向天线，则会在该方向上获得增益，到达接收机的信号功率为：

$$P_R = \frac{P_T G_T G_R}{L_p} \quad (2.1.1)$$

其中， G_T 为发射线增益， G_R 为接收天线增益， P_T 为发射功率， L_p 为自由空间传播损耗，定义为：

$$L_p = \left(\frac{4\pi df}{c} \right)^2 \quad (2.1.2)$$

其中， d 为传播距离， f 为工作频率， c 为光速。

自由空间损耗是卫星——地面终端链路传输损耗的主要形式，还有其他一些附加损耗，包括大气吸收损耗、雨衰，以及由于折射、散射与绕射，电离层闪烁等引起的损耗。

2.1.2 多普勒频移

多普勒效应^[47]是指由于无线电信号收、发两端的相对运动，使得接收端接收到的信号频率相对于发端发生了变化，而接收端收到的这个附加频率变化量则称为多普

勒频移。多普勒频移 f_d (Hz) 可由公式(2.1.3)计算:

$$f_d = f_0 \frac{v_D}{c} = \frac{v}{\lambda} \cos \theta \quad (2.1.3)$$

其中, v_D 表示收发端之间的径向相对运动速度, f_0 表示载波频率, c 为光速, v 为收发端的相对运动速度, λ 表示载波波长, θ 为运动速度方向与收发端径向之间的夹角, 并且, $v_D = v \cos \theta$, $\lambda = c / f_0$ 。由公式(2.1.3)可见, 工作载波频率 f_0 越高, 径向运动速度 v_D 越大, 多普勒频移就越大。

多普勒效应不仅使载波, 偏离滤波器中心频率从而使输出信号幅度下降(如果是窄带滤波器), 而且在信号一个码元的持续时间内有较大的相位误差。给载波同步带来困难, 还会出现滑周, 为此, 可以采用以下的技术措施加以克服: 1) 频率源系统设计时, 工作频率可适当选低一些; 2) 普遍采用差分调制, 并且不用相干检测; 3) 接收机具有校正多普勒效应的功能。

2.1.3 阴影衰落

卫星信号电波在传播路径上受到建筑物、树木和起伏山丘等障碍物的阻挡, 电磁波信号会产生衰耗, 从而造成了接收信号电平的下降, 称为阴影衰落^[47]。移动站在通信过程中经过不同的障碍物的阴影时, 信号电平会产生不同程度的衰耗, 使得接收端信号幅度在一定的范围内产生起伏, 这就产生了阴影衰落, 它是一种慢衰落。阴落的衰落率主要取决于移动站周围的环境和收发双方的运动速度, 与频率基本无关, 而阴影衰落的深度取决于信号的频率和障碍物状况。

2.1.4 传播噪声

传播噪声^[47]是指卫星、卫星移动通信终端、关口站、卫星网络和测控中等接收天线收到的电波传输环境产生的噪声, 包括太阳系噪声、宇宙噪声、大气噪声、降雨噪声、地面噪声和干扰噪声等。实际上, 接收机输入端的噪声除了由接收系统(包括接收机、天线及馈线)的外部环境因素引起的传播噪声外, 还有接收系统本身的内部噪声, 如电子器件产生的热噪声等。

传播噪声的大小可以用天线的等效噪声温度 T_a 来表示:

$$T_a = P_a / k B_n \quad (2.1.4)$$

其中, P_a 表示天线在匹配的情况下在频带 B_n 内接收到的全部噪声功率,

$k = 1.38 \times 10^{-23} \text{ J/K}$ 为玻尔兹曼常数。

2.1.5 多径衰落

电波在移动环境中传播时，会遇到各种物体，经反射、散射、绕射等到达接收天线，各传播路径分量的幅度和相位各不相同，因此，合成信号起伏很大，称为多径衰落^[47]，它是一种快衰落。从根本上来说，产生多径传播的原因是由于收发终端相对运动而使电波传播相对地面传播环境（如城市建筑、树林、海平面、飞机的高速飞行等）不断变化所致。

由于卫星移动通信系统具有结构复杂、服务范围广等特点，使得多径传播产生的具体因素变得非常复杂，如有的是因为卫星星座的运动，有的是因为卫星移动通信终端的运动、有的是因为周围环境的剧烈变化等等。因此，我们从多径传播形成的原因，可以将多径分为以下几种：

（1）直射波。直射波是从发端到收端在地球周围空间中传播的没有收到任何物体遮蔽或阻挡的电波。一般用直射波作为其他反射波的时延、多普勒频移和幅度的参考。

（2）镜反射。镜反射产生与光滑部分镜反射点临近的菲涅尔区，它的特点是反射波同接收到的直射波分量是相干的。

（3）漫反射。漫反射产生于大面积的反射面非相干散射，其主要贡献来自第一菲涅尔区以外的大量随机性“闪光”面。通常只有一、二个散射体起主要作用。漫发射引起的衰落符合瑞利分布。在陆地卫星移动通信中，漫反射分量在粗糙地面情况下通常比镜反射分量占优势。

（4）有阴影遮蔽的直射波。直射波途径建筑物、树木和各种有效设施时会受到不完全吸收阻挡而衰减，经过阴影遮蔽效应而衰减的直射波服从对数正态分布。阴影遮蔽效应是由于植被、建筑物和各种有效设施在接收机天线接收无线电信号时的遮蔽，产生了漫反射和直射波的阻挡吸收衰减现象。因此，遮蔽效应产生的多径传播电波包括有阴影遮蔽的直射波和漫反射两部分。前者符合正态对数分布，而后者为瑞利分布。

2.1.6 多址干扰

上一章提到多址干扰是由于扩频码的非严格正交引起的，在多用户低轨卫星 DS-CDMA 通信系统中，由于同一信道中存在其他用户，信号电波传播过程中必然引入其他用户的 CDMA 信号，接收机的接收天线是无法识别并分离的，由于扩频码互相关并非为零，因此，其他用户的信号会对目标用户形成多址干扰。同时，信号在传播过

程中会产生多径衰落，多径分量相当于直射分量的延迟，当延迟超过一个码片时，由于扩频码异步自相关并非为零，多径分量也会对主径产生多址干扰。下面将详细阐述多用户低轨卫星 DS-CDMA 通信系统及其星座系统中多址干扰的来源及其对系统性能的影响。

2.2 多址干扰建模

由于传输损耗、多普勒频移等传输特性在本通信系统中已有有效且独立的校正方法，为了使研究更有针对性，本文假设多普勒频移已在同步时得到纠正，只对多址干扰进行分析并建模。总的来说本系统中的多址干扰可表示成以下几个部分：

$$MAI(n) = u_1(n) + d_1(n) + u_2(n) + d_2(n) + d_0(n) \quad (2.2.1)$$

其中 $u_1(n)$ 表示本小区内其他用户的多址干扰， $d_1(n)$ 为其他用户的多径信号对目标用户的多址干扰； $u_2(n)$ 表示邻小区用户的多址干扰， $d_2(n)$ 为邻小区用户多径信号对目标用户的多址干扰； $d_0(n)$ 表示目标用户多径信号对其的多址干扰。

2.2.1 低轨卫星DS-CDMA通信系统及其星座系统基本模型

本文讨论的低轨卫星通信系统采用 CDMA 方式扩频形成 CDMA 信道，包括导频、同步、业务等，用户业务信道数大于 100。

采用极轨 48 星的星座卫星通信系统可实现对全球的无缝覆盖，因此本文考虑的星座系统模型采用 48 星方案。该星座保证具有最低 13.5° 通信仰角，全球覆盖的基本服务区如下图所示。

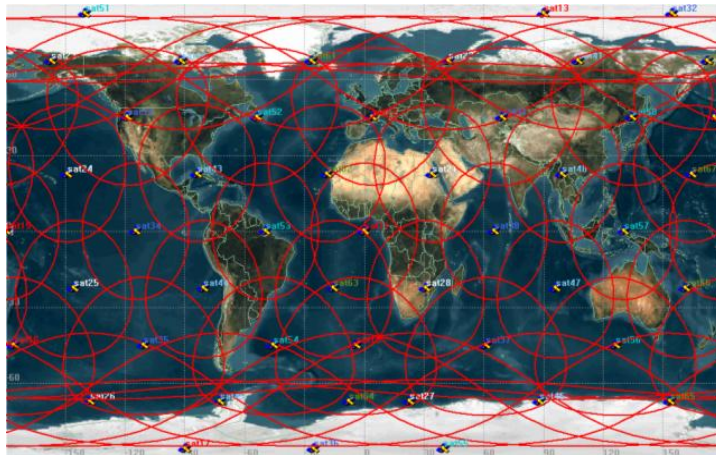


图 2.1 48 星方案卫星星座覆盖图

星座系统相邻卫星间具有一定的重叠区域是星座系统能够提供连续通信的必要

条件,同时多星覆盖有助于用户选择链路质量较好的卫星,或者采用分集技术,提高系统通信质量,全球星系统在其服务区内 90%的区域是多星覆盖区域^[48]。多星覆盖会引入多址干扰,这里的星座模型对全球的覆盖率达到 100%,双星可见率大于 62%,三星可见率大于 17%,其覆盖性能如下图所示。

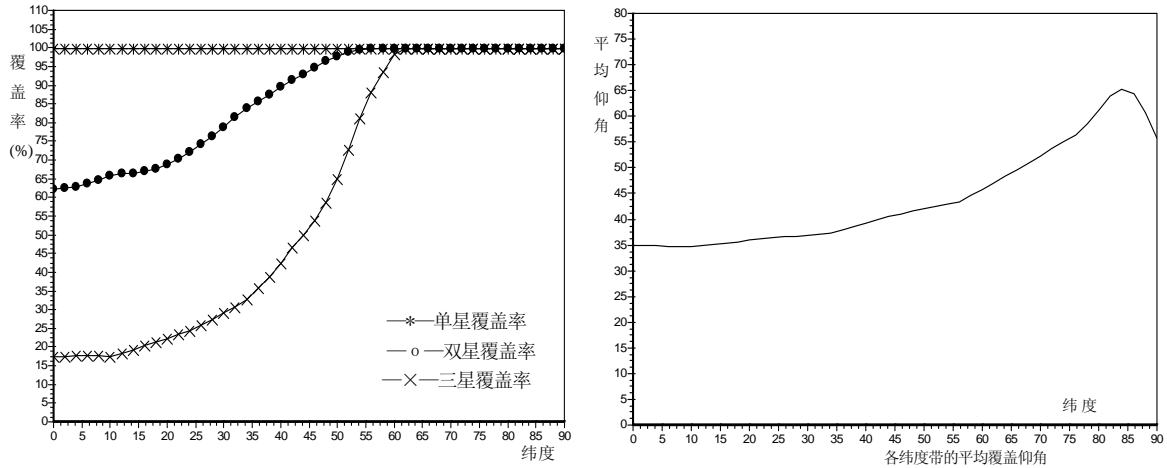


图 2.2 48 星极轨星座覆盖特性

这是本文研究对象的基本模型,由于上行链路和下行链路中的多址干扰有所区别,下面分别详细阐述。

2.2.2 上行链路中的多址干扰及其模型

1) 多址干扰分析

在上行链路中,本小区内用户异步,PN 码互相关性较差引起多址干扰。由于同一信道下用户数较多(达 16 个以上),本小区内其他用户的多址干扰是上行链路多址干扰的主要部分。

星座系统中多波束的波束旁瓣电平一般较高(比主瓣低 13dB 左右),所以在多星覆盖区,目标卫星接收机会受到相邻小区用户信号的干扰。一方面,据上节所述,全球大部分区域为多星覆盖区,另一方面,为给系统留有裕量,考虑最坏的情况,本文认为上行链路多址干扰中包括邻小区多址干扰。

在下行链路中,电波信号存在多径衰落,如下图所示,根据光的可逆性,多径信号同样可以到达卫星。多径分量与目标用户扩频码相关非零,引起多址干扰,但此分量功率小于用户主径功率^[65],相对于庞大的本小区内其他用户干扰和邻小区用户干扰,在多址干扰模型中,这部分干扰可以忽略不计。

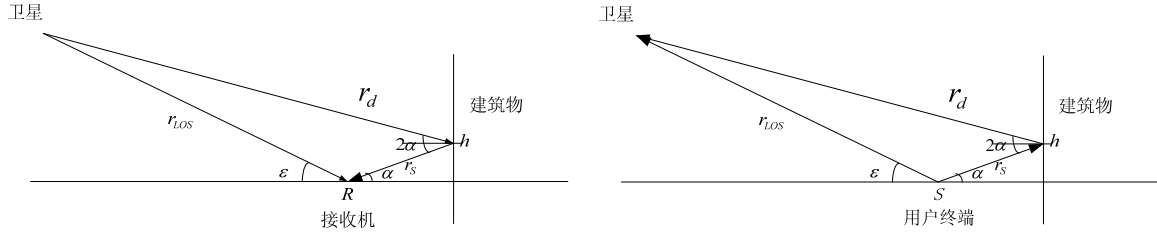


图 2.3 上下行链路多径传播示意图

综上所述，上行链路中的多址干扰主要由本小区内其他用户的多址干扰和邻小区用户多址干扰构成，即

$$MAI_{\text{上行}}(n) \approx u_1(n) + u_2(n) \quad (2.2.2)$$

2) 多址干扰仿真模型

由于地面用户终端到同一卫星的距离最多差一倍，传输损耗与距离的平方成正比，因此在一般情况下，到达卫星接收机的用户功率最大值至多是最小值的 4 倍即 6dB，当用户终端受到阴影遮蔽等影响时，这个比值会较大，服从对数正态分布^[49]。假设目标用户功率归一化为 0dB，则其他用户大多数分布在 -6dB~6dB 的范围内，一小部分超过此范围，可见其他用户的功率分布近似服从均值为零的正态分布^[50]，即：

$$p \sim N(0, \sigma^2)$$

$$f(p) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-\frac{p^2}{2\sigma^2}}, -\infty < p < \infty \quad (2.2.3)$$

其中 p 表示用户终端信号到达卫星时的功率（相对目标用户的功率）， σ 为正态分布的方差，可通过估算得出。假设 p 在 -6dB~6dB 范围的概率为 68.26%，则 $\sigma=6$ 。

在实际通信中，每个 CDMA 码道并不是一直被用户占用的，而是用户发出通信请求时分配的，因此，一个小区的通信系统服务过程相当于一个 M/M/n 排队系统^[51]，其中 n 表示此排队系统的服务员数，即 CDMA 码道数，用户到达过程为 Poisson 过程，服务时间即占用信道时间服从指数分布。

设 $\{A(t) | t \geq 0\}$ 为 Poisson 过程，到达率为 λ ，则它满足下列条件：

(1) $A(t)$ 是一个计数过程，它表示在 $[0, t]$ 区间内到达的用户总数，如下图所示。任给两个时刻 s 和 t ，且 $s < t$ ，则 $A(t) - A(s)$ 即为 $[s, t]$ 之间到达的用户总数。

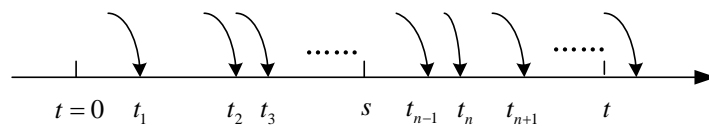


图 2.4 Poisson 到达过程示意图

(2)在两个不同时间区间（区间不重叠）内到达的用户数是相互独立的。

(3)任一个长度为 τ 的区间内，到达的用户数服从参数为 $\lambda\tau$ 的 Poisson 分布，即

$$P(A(t+\tau)-A(t)=n)=e^{-\lambda\tau} \frac{(\lambda\tau)^n}{n!} \quad (2.2.4)$$

由上述条件(3)得，单位时间内到达的用户数服从参数为 λ 的 Poisson 分布，此时，到达的时间间隔 τ_n 相互独立，且服从指数分布，其概率密度函数为：

$$f(\tau_n)=\lambda e^{-\lambda\tau_n} \quad (2.2.5)$$

到达时间间隔的数学期望为

$$E[\tau_n]=\frac{1}{\lambda} \quad (2.2.6)$$

所以，用户平均到达时间间隔为 $\frac{1}{\lambda}$ ，可根据经验值估算参数 λ 。

设第 n 个用户的信道占用时间为 s_n ，服务速率为 μ ，则 s_n 服从参数为 μ 的指数分布，即

$$f(s_n)=\mu e^{-\mu s_n} \quad (2.2.7)$$

平均服务时间的数学期望为

$$E[s_n]=\frac{1}{\mu} \quad (2.2.8)$$

因此，每个用户平均占用信道时间为 $\frac{1}{\mu}$ ，同样可根据经验值估算参数 μ 。

3) 仿真模型实现

由于本文重点在于验证多用户检测算法，不失一般性，系统服务模型可适当简化。一个小区内 CDMA 码道数很多，仿真时简化为 8 个，邻小区干扰用户数也设为 8 个。其中一个为目标用户的码道，目标用户永久占用该码道，以便于计算系统性能，其他码道用于模拟多个用户的情况，有用户请求通信时占用，若用户发出请求时所有码道都在使用中，则放弃该请求。由于仿真时码道数较少，可适当提高系统的多址干扰（如增大其他用户的功率等）以接近实际情况。

在仿真时，两个重要的参数——用户到达时间间隔和占用信道的时间都服从指数分布，这些随机量可通过均匀分布来产生。设变量 x 服从指数分布， $y=e^{-\frac{x}{\lambda}}$ ，则

$$\begin{aligned}
F_Y(y) &= P\{Y \leq y\} = P\{e^{-\frac{x}{\lambda}} \leq y\} = P\{x \geq -\lambda \log y\} \\
&= \int_{-\lambda \log y}^{+\infty} f(x) dx = \int_{-\lambda \log y}^{+\infty} \frac{1}{\lambda} e^{-\frac{x}{\lambda}} dx = y \\
f_Y(y) &= \begin{cases} 1 & 0 < y < 1 \\ 0 & \text{else} \end{cases}
\end{aligned} \tag{2.2.9}$$

可见 y 服从(0,1)区间内的均匀分布, 用 `rand` 函数产生 y 后, 使 $x = -\lambda \log y$ 即可产生服从参数为 λ 的指数分布的随机量。

下图为上行链路中采用上述的多址干扰模型的扩频信号包络,。信号经扩频后类似高斯噪声, 因此多址干扰也近似于高斯噪声, 从图中可以看出, 含多址干扰的信号包络也近似高斯白噪声, 这与理论分析的结果一致。

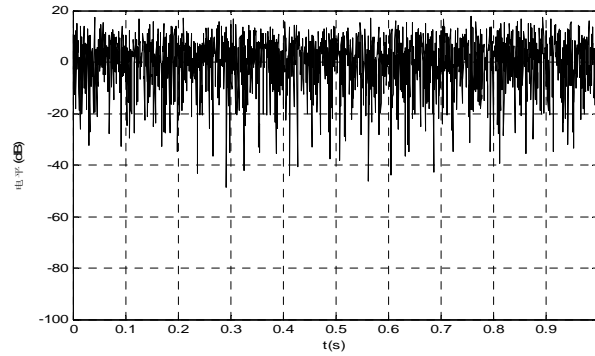


图 2.5 上行链路中含多址干扰的信号

2.2.3 下行链路中的多址干扰及其模型

1) 多址干扰分析

在同一卫星的下行信道中, 各用户信号同步发送, 采用复合扩频, 一般用 Walsh 码正交化并区分用户, 因此本小区内其他用户的主径信号与目标用户信号的扩频码严格正交, 不会对其产生多址干扰, 但是其他用户的多径分量和主径信号存在延时, 与目标用户的主径信号的扩频码异步, 由于 Walsh 码异步正交性非常差, 因此其他用户的多径分量会对目标用户形成多址干扰。考虑多径较强的城市环境下 (主径存在), 第二径功率约为主径功率的 0.7^[65], 当其他用户数较多时, 他们的多径分量形成的多址干扰较大, 不可忽略。

同样, 从卫星星座覆盖图可以看出, 在目标用户的小区会接收到其他小区的下行信号, 由于星间同步时间差和路径时延差的影响, 此信号与目标用户信号的扩频码异步, 会产生多址干扰, 其多径分量与目标用户信号的扩频码同样也不严格正交, 是目标用户多址干扰的一部分。目标用户的多径衰落分量可以并入本小区其他用户计算。

综上所述，下行链路中的多址干扰主要由本小区其他用户的多径衰落分量和邻小区用户信号的多址干扰组成，即

$$MAI_{\text{下行}}(n) \approx d_1(n) + u_2(n) + d_2(n) \quad (2.2.10)$$

2) 多址干扰仿真模型

星上发射机下发的信号达到用户终端时，由于受到阴影遮蔽的影响，功率服从 Lognormal 分布，其多径衰落分量符合低轨卫星信道衰落模型^[52]，可建模为下图所示的抽头延时模型。

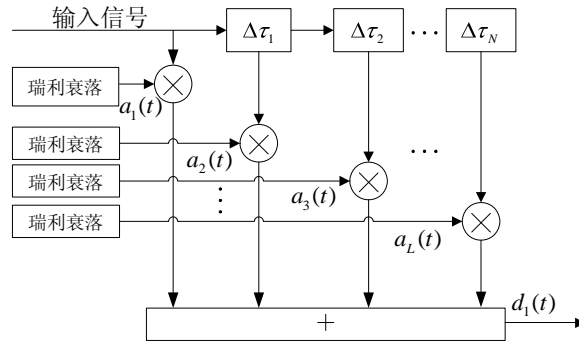


图 2.6 低轨卫星移动通信多径衰落分量抽头延迟模型

$a_1(t), a_2(t), \dots, a_L(t)$ 表示瑞利衰落的信道系数， $\Delta\tau_1, \Delta\tau_2, \dots, \Delta\tau_L$ 为多径时延，可根据具体环境由测量值决定。在大多数情况下，由于反射造成的多径信号总是比主径信号经历更大的衰减，若设 $a_0(t)$ 为主径衰落系数，则有：

$$|a_0(t)| > |a_1(t)| > |a_2(t)| > \dots > |a_L(t)| \quad (2.2.11)$$

低轨卫星移动通信系统中信道是时变的，广泛应用的 C.LOO 模型，Corazza 模型，Lutz 模型皆为 Rician 分布、Lognormal 分布、Rayleigh 分布的组合，Lutz 模型还引入了多状态 Markov 信道模型。本文重在研究多址干扰对系统性能的影响及多用户检测技术，不妨设目标用户的主径信号存在，其他用户的主径信号对其没有多址干扰，多径分量服从 Rayleigh 分布，用户终端接收到的主径信号功率服从 Lognormal 分布，因此我们采用 C.LOO 模型。接收到的信号可表示为

$$r(t) = z(t) \cdot s(t) + d(t) \quad (2.2.12)$$

其中 $r(t)$ 是接收到的信号， $z(t)$ 是未受遮蔽的直射波信号， $d(t)$ 是纯多径信号， $s(t)$ 表示阴影衰落，在 $z(t)$ 的幅度保持不变的条件下，接收信号的包络 $r(t)$ 服从 Rician 分布，具体的概率分布函数表达式见参考文献^[53]。

本小区的用户终端通信过程为 M/M/n 的排队系统，遇忙撤销通信请求，这与上述的上行信道相同，不再赘述。

下行多址干扰的另一部分是邻小区用户信号及其多径分量的干扰。上面提到 48 星极轨星座系统中，双星可见率大于 62%，三星可见率大于 17%，设邻小区干扰信道数约为本小区信道数的 60%，邻小区用户服务过程同样是一个 M/M/n 的排队系统，扩频码与本小区异步。邻小区用户信号到达目标终端接收机时的功率也服从 Lognormal 分布。

3) 仿真模型实现

同样不失一般性，仿真时取本小区用户码道 8 个，其中一个为目标用户码道，永久占用该码道，邻小区用户 8 个。除目标用户码道外，其他码道上用户到达过程为 Poisson 过程，通信时间服从指数分布。

与上行链路不同，下行链路中需要计算 Rician 分布。据文献^[54]，可用下式产生 $E\{r^2\}=1$ 的随机量。

$$r_i = \sqrt{\frac{(x_i + \sqrt{2K})^2 + y_i^2}{2(K+1)}} \quad (2.2.13)$$

其中 K 为直射分量做归一化处理时的 Rician 因子， x_i, y_i 服从零均值高斯随机过程，方差为 1。

Lognormal 分布的生成可采用以下步骤：

- (1) 生成均值为 0，方差为 1 的高斯信号 X ；
- (2) 令 $Y = \sigma X + \mu$ ，则 Y 服从均值为 μ ，方差为 σ^2 的高斯分布；
- (3) 令 $Z = e^Y$ ，则 Z 服从对数正态分布，是我们需要的随机量。

在 matlab 中，正态分布可用 randn 函数生成，实际中可用 (0,1) 区间内的均匀分布来推导生成服从 Lognormal 分布的随机量。

下图为 matlab 仿真的下行链路中含多址干扰的扩频信号包络。下行链路中，其他用户的多径分量是目标用户多址干扰的主要来源，也包含邻小区用户信号的多址干扰，因此，下行链路信号应是高斯分布与 Rician 分布的和，图 2.7 与此分析一致。

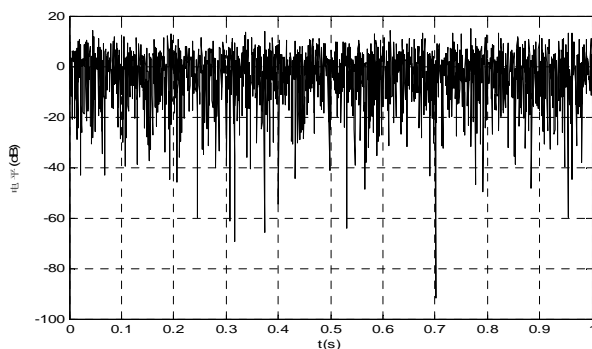


图 2.7 下行链路中含多址干扰的信号

2.3 多址干扰对接收机性能的影响

接收信号的信噪比是影响接收机性能的重要参数，在接收机的捕获阶段，多址干扰的干扰效果相当于白噪声，由于干扰的存在，信噪比较低，会影响捕获性能，严重时可能无法同步以至无法通信。而在信号解调阶段，多址干扰会造成系统误码率高，无法正确解调信号。下图仿真了用户不断增加情况下传统接收机的性能。仿真中采用高斯信道，BPSK 调制，扩频序列码长 256，互相关系数绝对值最低为 1，最高 30 左右，目标用户相对于信道高斯噪声的 $E_b/N_0=10$ ，增加的用户功率与目标用户相同。

由于多址干扰对于传统接收机来说相当于高斯白噪声，图 2.8 的 SNR 指把其他用户的多址干扰折算为高斯噪声后目标用户在系统中的信噪比，图 2.9 中的纵坐标指多址干扰存在的情况下，用传统的单用户接收机接收信号产生的误码率。从图中可以看出，随着用户数的不断增加，信噪比不断变小，误码率不断变高，以至于无法正常通信。

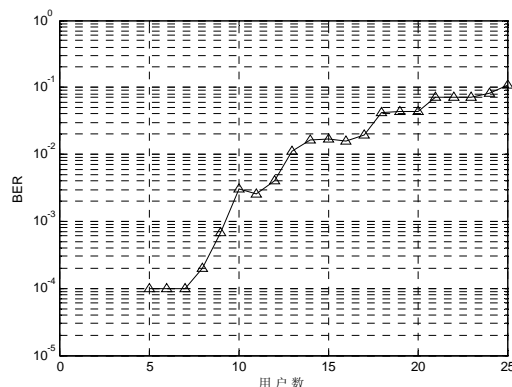
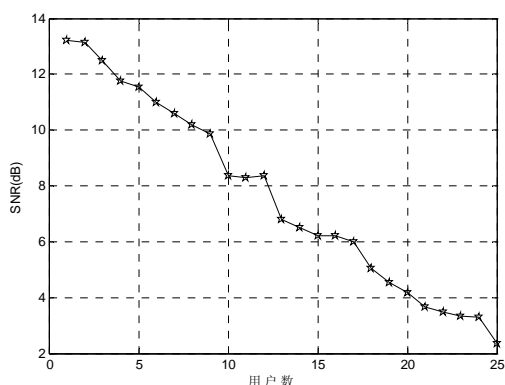


图 2.8 多址干扰对系统信噪比的影响 图 2.9 多址干扰对系统误码率的影响

同样，仿真中采用 BPSK 调制，扩频序列码长 256，互相关系数绝对值最低为 1，最高 30 左右，Rician 因子 $K=2$ 。图中 E_b/N_0 指目标用户比特能量和信道高斯噪声功率谱密度的比，SNR 指采用上述的多址干扰模型时，将多址干扰看作噪声，系统输入的信噪比，BER 指在上述多址干扰模型中，采用传统的单用户接收机产生的误码率。图 2.10 中，三条曲线从上至下分别表示在高斯白噪声信道下的信噪比曲线、经过上述上行链路多址干扰信道模型后信号的信噪比曲线和经下行链路多址干扰信道模型后信号的信噪比曲线。可见，o 线只有高斯噪声，与理论的信噪比基本相同；上行链路中用户多址干扰最严重，*线的信噪比最低；下行链路中，由于其他用户的多径分量功率一般小于主径，对目标用户形成的多址干扰也略小，因此 Δ 线信噪比略高于 * 线。在本文的多址干扰模型下， E_b/N_0 足够大时（实际中 10dB 以上已经较大了），也无法把系统信噪比提高至足够大。

图 2.11 仿真了传统的单用户接收机的误码率性能，仿真中设定信号已同步。○ 线为单个用户时传统接收机的误码率曲线，由于没有多址干扰，误码率最低，与理论值相符。但是，当存在多址干扰时，传统的单用户接收机便捉襟见肘，无法正确解调信息，* 线为经上行链路多址模型后接收机的误码率曲线，由于上行链路中多址干扰大于下行链路，* 线误码率高于 Δ 线。

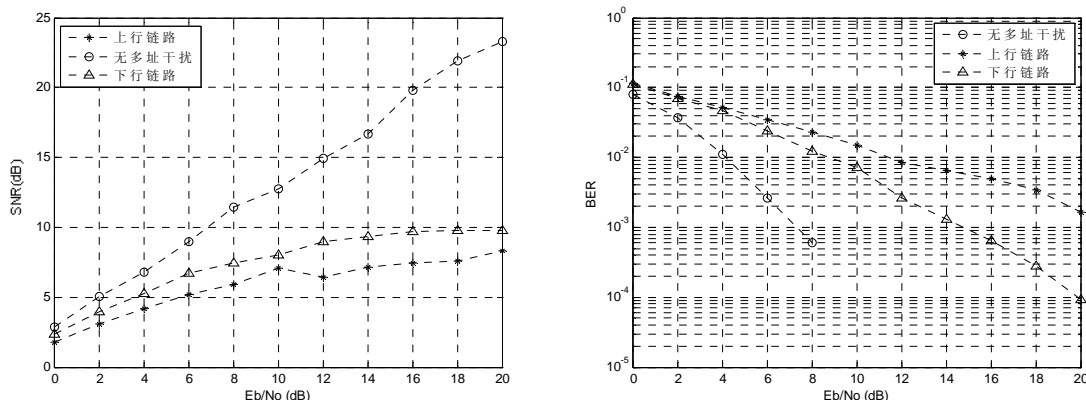


图 2.10 多址干扰对系统信噪比的影响 图 2.11 多址干扰对系统误码率的影响

建模仿真结果表明：在低轨卫星 DS-CDMA 多用户通信系统中，用户终端至星上接收机的上行链路和星上接收机至用户终端的下行链路中皆存在多址干扰，造成了接收信号信噪比的降低，以至传统接收机无法正确解调发送的信息，需要专门的多用户检测接收机来改进通信性能，保障多用户并存时星地通信的可靠性和正确性。

2.4 本章小结

本章介绍了陆地移动卫星电波传播的特性，说明了信号传播过程中可能遇到的干扰，重点分析了低轨卫星上、下行链路中的多址干扰来源，并建立了上、下行链路中的多址干扰的数学模型。仿真证明，低轨卫星 DS-CDMA 多用户通信系统中当多个用户接入时，传统的单用户接收机无法正确解调信号，需要采用多用户检测技术。

第三章 低轨卫星上行链路并行干扰消除多用户检测器

3.1 引言

据上一章的分析，低轨卫星 DS-CDMA 通信系统上行链路中，由于各用户终端异步，多址干扰和远近效应严重影响着系统性能和系统容限，制约着多用户低轨卫星 DS-CDMA 通信系统及其星座系统的发展。因此，必须采取有效的多用户检测技术，提高多用户情况下的系统性能。由于上行链路中的多址干扰主要是本小区内其他用户的干扰，且上行链路需要解调本小区的所有用户信号，所以需要所有用户 PN 码、实现简单、可靠性较强、时延较短的并行干扰消除多用户检测器十分适用于本系统。

3.2 部分并行干扰消除多用户检测器

3.2.1 并行干扰消除多用户检测器

并行干扰消除（PIC）多用户检测器每一级的基本结构如图 3.1 所示，首先用传统的匹配滤波器解出用户数据比特 $\hat{d}_1(0), \hat{d}_2(0), \dots, \hat{d}_K(0)$ ，接着用估计的幅度值和用户各自的扩频码恢复出各用户的估计信号 $\hat{s}_1(t-T_b), \hat{s}_2(t-T_b), \dots, \hat{s}_K(t-T_b)$ ，然后从总的输入信号中减去其他用户的估计信号，即抵消了其他用户的多址干扰，最后对得到的新信号进行匹配滤波并判决，这里采用硬判决。在前端匹配滤波判决正确的情况下，PIC 多用户检测器能很好的抵消多址干扰，大大提高系统性能。

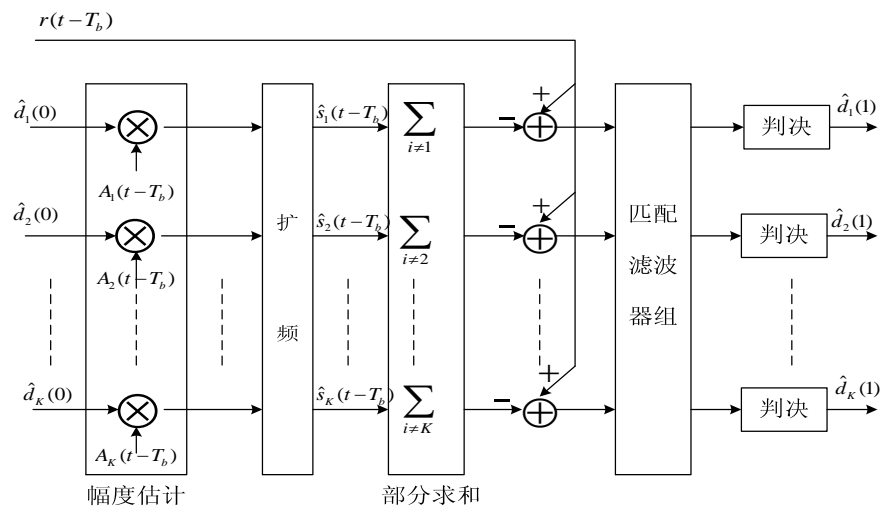


图 3.1 并行干扰消除检测器（其中一级）

PIC 多用户检测器不需要按用户信号强弱排序，各用户可以同时得到判决输出，克服了 **SIC** 多用户检测器延时大的缺点，而且它无需在用户功率发生变化时重新进行排序，适用于时变系统。当接收的各用户信号功率接近时，**PIC** 输出的估计信号内消除了其他所有用户的多址干扰，相对 **SIC** 能获得更好的性能；而当接收的各用户信号功率相差较大时，**SIC** 具有其独特的优势。由于 **PIC** 存在一个性能极限，开始几级对系统性能改善显著，但以后的性能提高不大，从处理延时、复杂度和性能综合考虑，一般实际应用时只取 2 到 3 级^[16,55]，后面会有具体分析。并行干扰消除多用户检测只需要与用户数成正比的计算复杂度，因此在各种 **MUD** 中具有较高的实用价值。

3.2.2 部分并行干扰消除多用户检测器

对于 **PIC** 多用户检测器，若前级判决结果正确，则能有效的抑制多址干扰，提高系统的误码性能，但若前级判决结果不正确（如用户功率较弱，受到干扰较严重的情况下），则非但不能抑制多址干扰，并且会在其他用户的估计信号中引入新的干扰，进而影响整个系统的性能。

假设系统中只有两个激活用户，**BPSK** 调制，且不考虑多径干扰。并假设用户 1、2 的相移及时延分别为 $\phi_1 = 0, \tau_1 = 0, \phi_2 = \phi, \tau_1 = \tau$ ，接收机检测出的用户 1 的第 i 个比特位 $b_i^{(1)}$ 的判决变量可表示为^[56,57]

$$Z_{1,i} = T \sqrt{\frac{P_1}{2}} b_i^{(1)} + \sqrt{\frac{P_2}{2}} \cos(\phi) [b_{i-1}^{(2)} R_{2,1}(\tau) + b_i^{(2)} \hat{R}_{2,1}(\tau)] + \eta_i^{(1)} \quad (3.2.1)$$

式中， $\eta_i^{(1)}$ 为高斯白噪声(AWGN)经过匹配滤波器后的信号， $R_{2,1}(\tau)$ 和 $\hat{R}_{2,1}(\tau)$ 分别是第一个用户与第二个用户的扩频码的部分互相关函数，定义如下：

$$R_{k,i}(\tau) = \int_0^\tau c_k(t-\tau) c_i(t) dt \quad (3.2.2)$$

$$\hat{R}_{k,i}(\tau) = \int_\tau^T c_k(t-\tau) c_i(t) dt, \quad 0 < \tau < T \quad (3.2.3)$$

同理可得第二个用户的判决变量为：

$$Z_{2,i} = T \sqrt{\frac{P_2}{2}} b_i^{(2)} + \sqrt{\frac{P_1}{2}} \cos(\phi) [b_i^{(1)} R_{2,1}(\tau) + b_{i+1}^{(1)} \hat{R}_{2,1}(\tau)] + \eta_i^{(2)} \quad (3.2.4)$$

干扰消除器从最初接收信号 $r(t)$ 中减去用户 2 的重建信号，得到消除 **MAI** 后的用户 1 的信号，其判决变量可得：

$$Z_{1,i}^{(1)} = Z_{1,i} - \frac{\cos(\phi)}{T} [Z_{2,i-1} R_{2,1}(\tau) + Z_{2,i} \hat{R}_{2,1}(\tau)] \quad (3.2.5)$$

将式(3.2.3)和式(3.2.4)代入式(3.2.5)，合并同类项后，并表示为判决变量的条件均值：

$$E\{Z_{1,i}^{(1)} | b_i^{(1)}\} = T \sqrt{\frac{P_1}{2}} b_i^{(1)} - \sqrt{\frac{P_1}{2}} b_i^{(1)} E\left\{\frac{\cos^2(\phi)}{T}\right\} E\{[R_{2,1}^2(\tau) + \hat{R}_{2,1}^2(\tau)]\} \quad (3.2.6)$$

考虑到随机序列满足

$$E\{[R_{2,1}(\tau) + \hat{R}_{2,1}(\tau)]\} \approx 0 \quad (3.2.7)$$

则式(3.2.7)中的 $E\{[R_{2,1}^2(\tau) + \hat{R}_{2,1}^2(\tau)]\}$ 可以表示为 $E\{[R_{2,1}(\tau) + \hat{R}_{2,1}(\tau)]^2\}$ ，得

$$E\{Z_{1,i}^{(1)} | b_i^{(1)}\} = T \sqrt{\frac{P_1}{2}} b_i^{(1)} - \frac{1}{T} \sqrt{\frac{P_1}{2}} b_i^{(1)} E\{\cos(\phi)[R_{2,1}(\tau) + \hat{R}_{2,1}(\tau)]^2\} \quad (3.2.8)$$

一般来说，对于两个任意选定的随机序列，有

$$R_{2,1}(\tau) + \hat{R}_{2,1}(\tau) = \int_0^T a_2(t-\tau) a_1(t) dt \quad (3.2.9)$$

$$E\{[R_{2,1}(\tau) + \hat{R}_{2,1}(\tau)]^2\} \approx 0 \quad (3.2.10)$$

所有 $E\{\cos(\phi)[R_{2,1}(\tau) + \hat{R}_{2,1}(\tau)]\} \approx 0$ 。这样， $E\{\cos(\phi)[R_{2,1}(\tau) + \hat{R}_{2,1}(\tau)]^2\}$ 就可以看作 $\cos(\phi) \int_0^T a_2(t-\tau) a_1(t) dt$ 的方差。假设 ϕ 在 $[0, 2\pi]$ 上服从均匀分布， $T = NT_c = N$ （假设码片周期 $T_c = 1$ ），这个随机变量的方差约为 $N/3$ 。将上述结论代入式(3.2.8)可得：

$$E\{Z_{1,i}^{(1)} | b_i^{(1)}\} = N \sqrt{\frac{P_1}{2}} b_i^{(1)} \left[1 - \frac{1}{3N}\right] \quad (3.2.11)$$

将这个结果扩展到 K 个用户的情况。对于扩频码相互正交的 K 个用户来说，所有干扰用户的随机序列 $\cos(\phi) \int_0^T a_i(t-\tau) a_j(t) dt$ 的方差之和约为 $\frac{N(K-1)}{3}$ [58]。代入上式可得到 K 个用户情况下判决变量的均值为：

$$E\{Z_{1,i}^{(1)} | b_i^{(1)}\} = N \sqrt{\frac{P_1}{2}} b_i^{(1)} \left[1 - \frac{(K-1)}{3N}\right] \quad (3.2.12)$$

由该式可以看出，该偏差与系统中存在的用户数 K 成线性递增关系，而与扩频因子 N 成反比关系。这就导致 PIC 算法性能在用户数目较多时候受到影响。如果采用带有衰减因子的 PIC 算法，系数 $\mu (0 < \mu < 1)$ 被用于干扰消除。改进算法的判决统计量的均值可以表示为

$$E\{Z_{1,i}^{(1)} | b_i^{(1)}\} = N \sqrt{\frac{P_1}{2}} b_i^{(1)} \left[1 - \frac{\mu(K-1)}{3N}\right] \quad (3.2.13)$$

由于乘上一个因子 μ ，判决错误对于后一级的干扰减小，使得多址干扰消除的正确性提高，有效地提高了 PIC 算法在非理想功率控制条件下的性能。一般情况下，后级 PIC 的正确率高于前级，所以前级的因子 μ 一般小于后级。

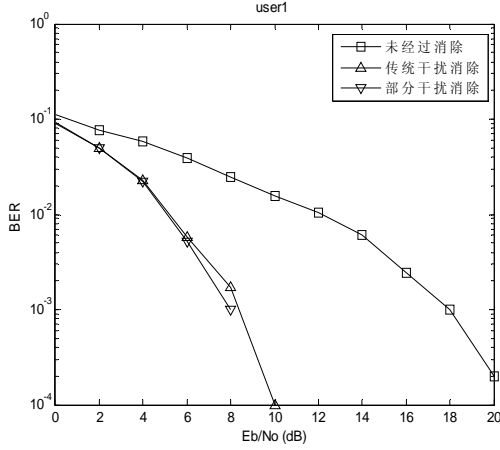


图 3.2、八个用户等功率情况

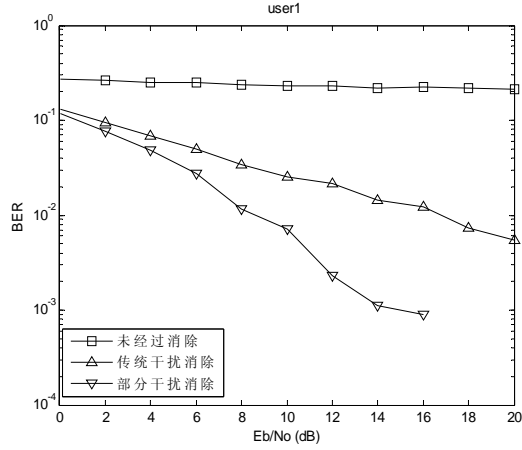


图 3.3、其它 7 个用户比用户 1 强 10dB

图 3.2 和图 3.3 分别仿真了 8 个用户等功率, 以及其它 7 个用户都比用户 1 强 10dB 的条件下, 2 级并行多用户检测器和传统检测器的误比特性能比较。仿真中第一级的 μ 取 0.4, 第二级的 μ 取 0.95, 扩频码长度 $N=31$, 仿真在理想的同步条件下进行。从图中可以看出, 随着多址干扰的增强, PIC 多用户检测器优于传统检测器, 部分干扰消除多用户检测器优于传统干扰消除。

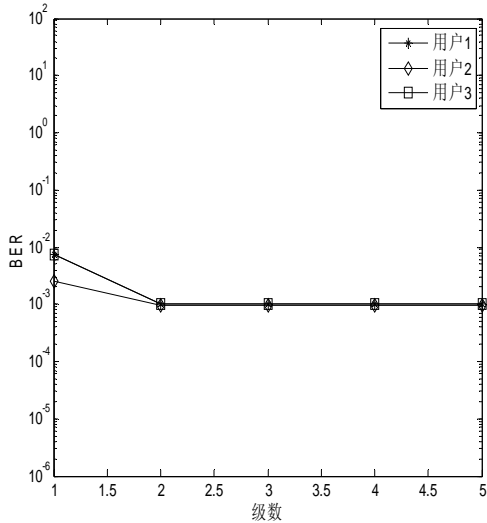


图 3.4 各用户等功率

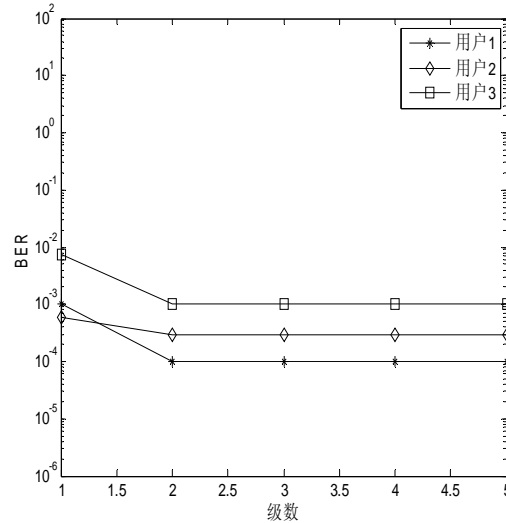


图 3.5 远近效应

图 3.4 和图 3.5 分别仿真了各用户等功率和存在远近效应的情况下, PIC 级数对误码率的影响。结果表明, 1 级 PIC 检测器性能明显差于 2 级的 PIC, 但 2 级以上的 PIC,

误比特性能优化不明显。由式(3.2.12)可见,从一级到另一级的判决变量的偏差变化影响因素为 $\frac{(K-1)}{3N}$ 。而 $N > K$,那么, $|(-K/3N)| < 1$,所以当 $s > 3$ 时,偏差的降低的程度就会非常小,它对下一级造成的影响也逐级减小,因此任意增加 PIC 的级数并不能提高 PIC 的总体性能,实际工程中一般采用 2~3 级的 PIC 多用户检测器。

3.3 部分PIC多用户检测器在低轨卫星DS-CDMA系统上行链路中的应用

3.3.1 低轨卫星DS-CDMA通信系统上行链路接收机的特点

地面移动通信 IS95 系统上行链路中,采用长码扩频方案和相位随机化调制(短码正交调制),进行严格的功率控制尽可能降低系统的平均发射功率以及采用高冗余度的信道编码克服上行信道间多址干扰。由于没有多用户检测技术,为保证通信可靠性和系统容量,IS95 系统采用了严格的功率控制技术——开环与闭环相结合的方式,由于地面系统传输时延很小,几乎可以忽略,功率控制的反馈信息可以实时利用,可实现用户发射功率的精确控制。但在低轨卫星 DS-CDMA 通信系统中,卫星和地面用户距离较大,传输时延长,信道状态变化快,功率控制的反馈信息得不到及时处理,很容易过时失效,很难实现发射功率的精确控制,宜采用多用户检测技术。

第三代移动通信的三个标准 WCDMA、CDMA2000、TD-SCDMA 都引入了多用户检测技术。地面移动通信系统链路余量相对较大,采用 PIC 多用户检测器时产生误判的概率较小,而低轨卫星 DS-CDMA 通信系统由于传输路径长,地面终端发信机功率受限,链路余量小,接收机接收信号电平通常仅略高于解调门限,易受干扰影响,PIC 的第一级检测极易产生误判。

另外,星上接收机中每个用户都有一套独立的接收机,即星上接收机知道每个用户的扩频码和同步信息等,便于采用干扰抵消多用户检测。由于 SIC 检测器需要利用前一级的解调结果,系统延时与用户数成正比,当用户数变多时,延时将难以忍受,因此,适合采用延迟较短的并行多用户检测器。对于地面移动终端而言,一次通信过程中由于位置的变化,受到的阴影遮蔽也会变化,即到达星上接收机的功率会发生变化。由于 SIC 检测器需要对输入信号各用户功率排序并按从大到小的顺序解调,用户功率变化时,需要重新排序,否则系统性能会变差,而 PIC 则不需要。从这点看,星上接收机也适合采用 PIC 多用户检测器。

3.3.2 部分PIC多用户检测器的改进

并行干扰多用户检测器算法中,由于 LEO 卫星通信系统中链路余量小,弱用户第一次匹配滤波的判决正确率较低,据此构造出来的用户估计信号不准确,进行干扰抵

消后可能会引入新的干扰，导致系统性能恶化。部分并行干扰消除检测法虽然通过系数的设定，一定程度上抑制了错误判决信号的传播，但未从根本上解决此问题。最根本的解决方法是：当用户功率很小以至于无法解调甚至无法捕获时，那么在这一级的PIC上不重构该用户的信号，其他用户抵消多址干扰时也不减去该用户的信号，这样，误判的影响就不会传递。于是就需要有一个门限值来判定某用户是否参加这一级的并行干扰消除。

由于用户功率不尽相同，门限无法用一个定值来表示，需要实时更新。假设有一系统，有 k 个用户同时通信，信号幅度分别为 A_1, A_2, \dots, A_k ，扩频码为 $\mathbf{g}_1, \mathbf{g}_2, \dots, \mathbf{g}_k$ ，扩频码长为 N ，另有一不同于 k 个用户的扩频码 \mathbf{g}_0 。

$$\rho_{i,j}(m) = \frac{1}{N} (\mathbf{g}_i \otimes \mathbf{g}_j) = \begin{cases} 1 & \text{当 } i=j, \text{ 且 } m=0 \\ \rightarrow 0 & \text{其他} \end{cases} \quad (3.3.1)$$

\otimes 表示长度为 N 的圆周卷积， $\rho_{i,j}(m)$ 为 $\mathbf{g}_i, \mathbf{g}_j$ 延迟相差 m 个码片时的互相关函数， $\rho_{i,j}(0)$ 即为两序列同步时的相关函数。系统输出的离散信号的矩阵形式为

$$\mathbf{y} = \mathbf{R}_k \mathbf{A}_k \mathbf{d} + \mathbf{z} \quad (3.3.2)$$

即

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ \dots \\ y_k \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & \rho_{21} & \dots & \rho_{k1} \\ \rho_{12} & 1 & \dots & \rho_{(k-1)2} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \rho_{1k} & \rho_{2k} & \dots & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & A_2 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & \dots & A_k \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_1 \\ d_2 \\ \dots \\ d_k \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ \dots \\ z_k \end{bmatrix} \quad (3.3.3)$$

其中， \mathbf{d} 、 \mathbf{z} 、 \mathbf{y} 分别表示数据、噪声和匹配滤波器的 K 个输出， \mathbf{A} 为接收信号幅度的对角阵。系统未同步时写成方程组的形式为

$$\begin{aligned} y_1 &= \rho_{11}(m_1)A_1d_1 + \rho_{21}(m_1)A_2d_2 + \dots + \rho_{k1}(m_1)A_kd_k + z_1 \\ y_2 &= \rho_{12}(m_2)A_1d_1 + \rho_{22}(m_2)A_2d_2 + \dots + \rho_{k2}(m_2)A_kd_k + z_2 \\ &\dots \\ y_k &= \rho_{1k}(m_k)A_1d_1 + \rho_{2k}(m_k)A_2d_2 + \dots + \rho_{kk}(m_k)A_kd_k + z_k \\ y_0 &= \rho_{10}(m_0)A_1d_1 + \rho_{20}(m_0)A_2d_2 + \dots + \rho_{k0}(m_0)A_kd_k + z_0 \end{aligned} \quad (3.3.4)$$

y_0 为用不同于 k 个用户的扩频码解调的结果。由式 (3.3.1) 可知，当用户同步时

$$|y_i| \gg |y_0|, i=1, 2, \dots, k \quad (3.3.5)$$

当用户 i 未捕获同步时

$$|y_i| \approx |y_0|, i=1, 2, \dots, k \quad (3.3.6)$$

因此 $|y_0|$ 可作为判定用户是否参加并行干扰消除的门限，为了给系统留有余量，且相对很弱的用户也可以不参加并行干扰消除，可以考虑采用 $|y_0|$ 的倍数作为实际的判决门限，具体可通过仿真实验来确定。同时，因为剔除了可能错误的判决结果，第一级判决的可靠性增加了，它的权重因子也可以有所增大。

3.3.3 改进的PIC-MUD在低轨卫星DS-CDMA通信系统上行链路中的应用

在现阶段器件水平上，星上接收机分为射频、中频和基带处理三个部分，整体结构如下图所示：

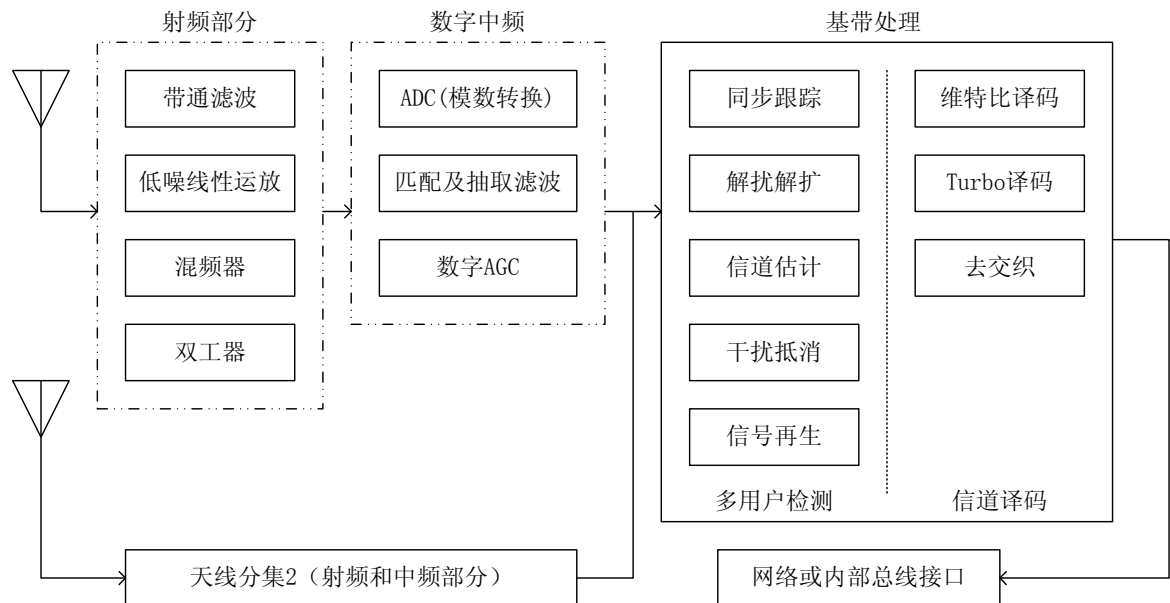


图 3.6 星上并行干扰消除多用户检测器功能结构示意图

同样，为了突出重点，本文只讨论并行干扰消除多用户检测器与传统接收机不同的地方。

由于星上接收机可用资源有限，本文采用 2 级部分并行干扰消除多用户检测， μ_1, μ_2 为部分干扰相消的系数，根据复杂度和检测效果综合考虑，择优选取。k 个用户的多用户检测接收机原理框图如下，sub-receiver 为子接收机模块。

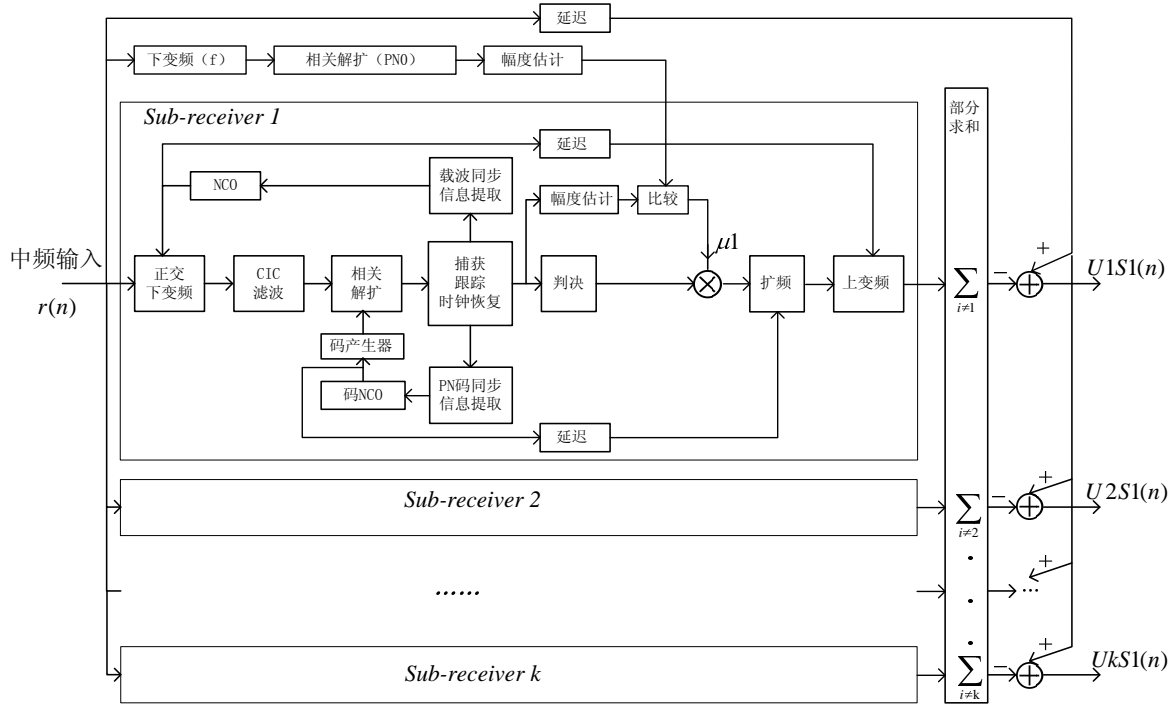


图 3.7 改进的 PIC 检测器第一级

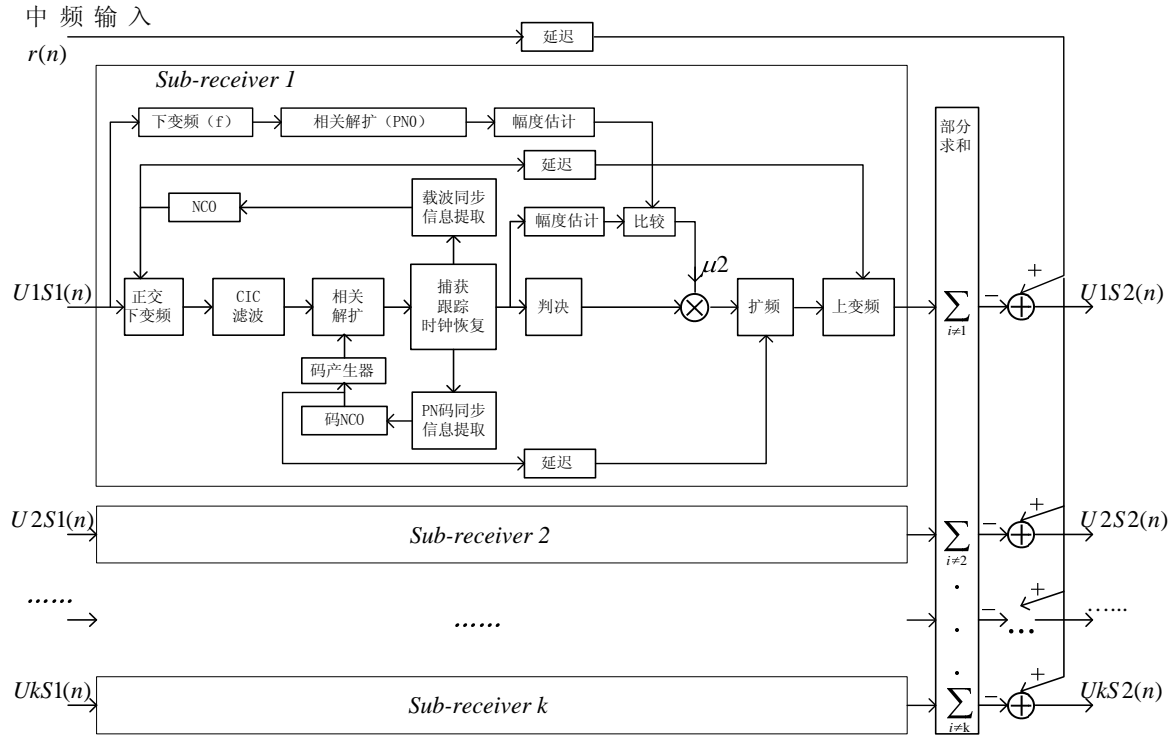


图 3.8 改进的 PIC 检测器第二级

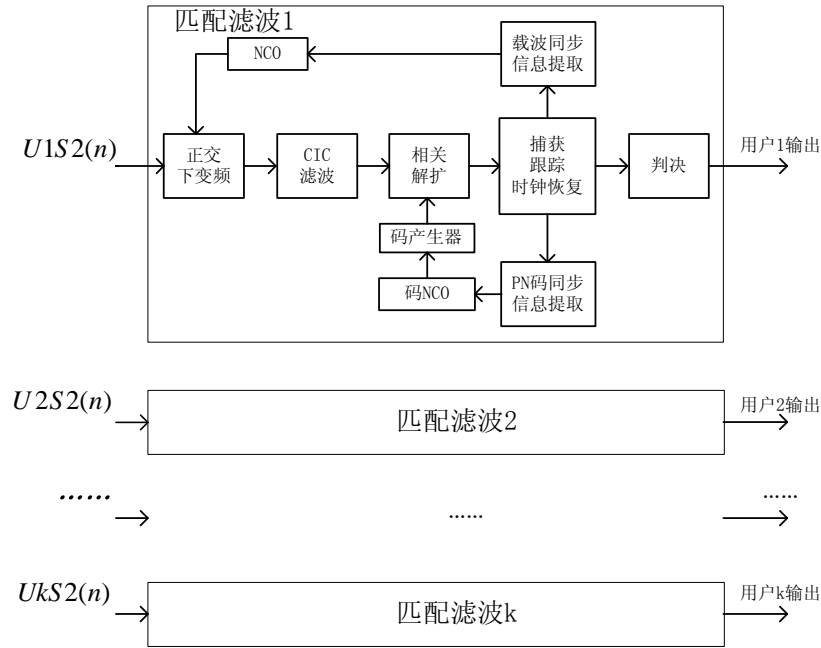


图 3.9 改进的 PIC 检测器输出级

框图说明：

1、由于中频输入、载波信息、码信息在后级处理时都需要对齐使用，因此图中的延迟模块都是指延迟适当的时钟周期，具体的值要根据中间步骤处理所需的时间而定。由于每个运算的延迟是一定的，因此此时延是可确定的。

2、图中比较模块的比较标准是这样得到的：首先用中频的固定频率对输入信号进行下变频，由于多普勒频偏最大为 10KHz，中频频率为 2.4576MHz，相位最大相差 0.008π ，幅度损失 0.00033，再用一不同于任何用户的 PN 码进行解扩，幅度估计后得到不同步时解调得到的幅度值作为比较的门限（可取其倍数，可以将信号功率过小，受多址干扰影响很大的用户也排除在此级 PIC 之外）。用此门限与用户解调得到的幅度估计进行比较，若用户的值大于门限，说明已同步并且判决结果较可信，把结果输入后级使用；如果小于门限，则说明前面的同步未成功或判决结果可能存在较大误码，把输入后级的结果置为零，不影响后级处理。

3、当所有用户都比较强时，经过 PIC 多用户检测器，误码性能会有所提高。

4、若某一用户信号很弱，比如用户 1，无法捕获跟踪时，第一级检测幅度估计处由于 PN 码未同步，估计的幅度很小，趋近于 0，不会大于门限，比较输出置零，因此对第二级无影响；第二级时，用户 1 接收机收到的信号已经除去一部分其他强用户的多址干扰，信噪比有所提高，可以提高捕获跟踪的效率和误码率，达到正确检测的目的。

5、若某一路接收机无信号输入，则幅度估计的值趋近于 0，同样不会大于门限，比较输出置零对其他路接收机没有影响。

6、当所有用户的信号都非常弱，未达到捕获门限，第一级无法捕获，原信号到

达第二级，也无法捕获，最后原信号到达输出级，无法正确解调。在此种最差情况下，多用户检测接收机的性能与传统接收机相同，即 PIC 多用户检测接收机与传统接收机门限相同，并没有提高，但在门限以上，能较好得改善多址干扰的影响，提高接收误码率性能。

7、并行多用户检测器资源占用相对较多，但星上接收机本来就是每个用户都有一套接收机，若 m 个用户采用 n 级并行多用户检测，大约需要 $m(n+1)$ 套子接收机，若采用 2 级并行多用户检测，则需要得资源是传统接收机的 3 倍，在可接受的范围内。同时，观察并行多用户检测器结构图可以发现，它们每一级的结构非常相似，只相差几个系数，若采用复用方式，则只比传统接收机多了信号重构部分的资源，几乎差不多，结构如下图所示。但是复用方式由于输入信号得不到及时处理，需要大量的缓冲区存储信号，也可以提高信号处理部分相对于输入信号的速率，这样就对硬件处理速度提出了更高的要求。

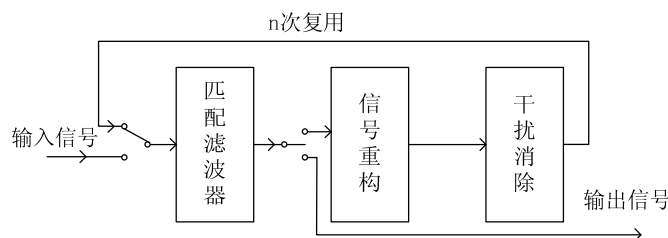


图 3.10 改进的 PIC 检测器复用结构示意图

8、由于两级 PIC 多用户检测用到三次同步，所以需要三倍于传统接收机的时延，但此时延不随用户数的增加而增加。

3.3.4 仿真结果及分析

为了保证仿真的完整性和可靠性，这里采用两个仿真模型：一个是第二章中依据实际情况建立的上行链路多址干扰模型，仿真在一般情况下多用户检测器的性能；另一个是 8 用户模型，此模型中 8 个用户共用一个信道，异步发送各自的信息，干扰用户的功率和接入情况可调，用于仿真本算法的性能极限。

两模型的共同点是：采用 BPSK 调制，扩频序列码长 256，互相关系数绝对值最低为 1，最高 30 左右，实际中，一个信道中的用户数量远远大于 8 个，多址干扰也会大很多，因此本文用大的 PN 码互相关值来增大多址干扰。数据速率 2.4kHz，载波频率为 1.2288MHz，多普勒频偏最大 10kHz，最大变化率不超过 100Hz/s，信道为高斯白噪声信道，方差 $\sigma^2 = 1$ ，通过改变用户功率实现信噪比的变化，仿真比特数大于 10000。假设接收端完全同步后进行多用户检测，跟踪误差不超过 2Hz。捕获同步方法与多用户检测算法独立，这里不详细考虑，只关注多用户检测算法的性能。这里横坐标的信噪比是指目标用户信号和信道噪声的比值，未把多址干扰计算在内，多址干

扰通过其他用户相对于目标用户的功率体现。

仿真 1: 改进的部分 PIC 多用户检测器的参数选取

在此多用户检测器中, 待定参数有第一级抵消系数 μ_1 , 第二级抵消系数 μ_2 和门限幅值 A_m , 衡量指标为经过 PIC 多用户检测器处理后的输出信噪比 (SNR) 和误码率 (BER)。为了保证所有参数都是在相同条件下取得的, 这里采用 8 用户模型, 为模拟上行链路中最常见的远近效应情况 (即由于链路长度引起的功率差异, 最远的用户功率损耗约为最近用户的 4 倍), 8 个用户的功率比设为 1:1:1:1:4:4:4:4, 目标用户为用户 1。由于待定参数较多, 先进行粗仿真, 得到表 3.1。

表 3.1 改进的部分 PIC 多用户检测器的参数对误码率和信噪比的影响

门限 ($ y_0 $ 的倍数)	最优信噪比	最优信噪比时的 μ_1	最优信噪比时的 μ_2	最小误码率	最小误码率时的 μ_1	最小误码率时的 μ_2
1	29.641	0.1	0.9	0	0.2 0.7	1
2	27.143	0.1	0.9	0	0.5	0.9
3	35.345	0.1	1	0	0.3	1
4	30.039	0.2	0.9	0	0.5	0.9
5	20.168	0.2	0.9	10^{-4}	0.2	0.9
0	25.917	0	0.9	0	0.5	0.9

表中门限为 0 的时候即无门限的部分并行干扰消除检测, 此情况下, 在第一级系数取 0 的时候信噪比最大, 可见第一级的判决结果错误对后期影响很大。门限在 $3|y_0|$ 附近取得信噪比的最大值, 但此门限的划分比较粗略, 需要细化。第一级系数以信噪比最大为标准时应取在 0.1 左右, 而以误码率最小为标准时应取 0.4 左右, 差别较大, 需进一步考证。但对于 μ_2 , 两种标准的取值都在 0.9 和 1 上, 基本可以确定。所以

以下的仿真首先确定 $\mu_2=0.9$, 仿真 μ_1 , A_m 变化对信噪比和误码率的影响。

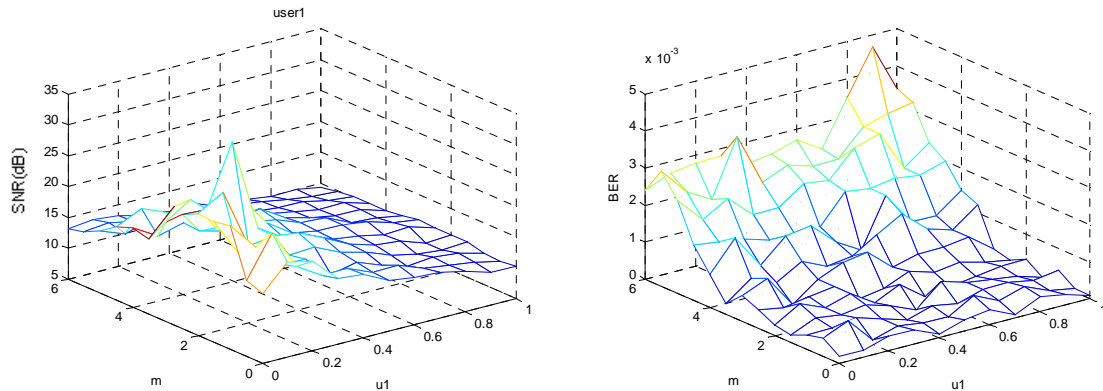


图 3.11 参数设置与信噪比的关系图

图 3.12 参数设置与误码率的关系图

图 3.11 和图 3.12 仿真了 μ_1 取 $[0, 1]$ ，间隔 0.1， A_m 取 $[0, 6|y_0|]$ ，间隔 $|y_0|/2$ 时信噪比和误码率的变化情况，其中用户 1 相对信道噪声的 $E_b/N_0=10$ 。从数据中可以看出， A_m 取 $2.5|y_0|$ 时信噪比相对较高，且误码率多数为零。于是下一步确定 $\mu_2=0.9$ ， $A_m=2.5|y_0|$ 时 μ_1 的取值。

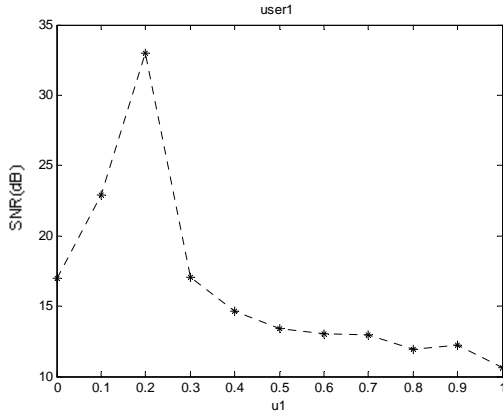
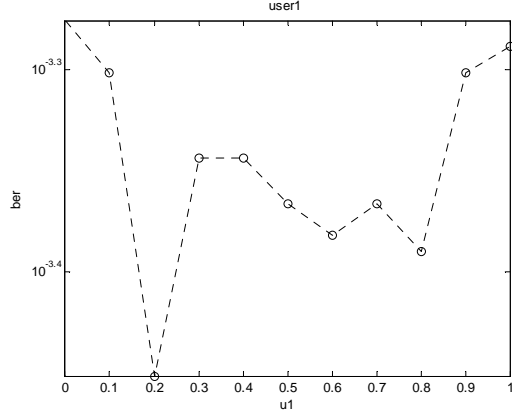
图 3.13 μ_1 设置与信噪比的关系图图 3.14 μ_1 设置与误码率的关系图

图 3.13 和图 3.14 仿真了 μ_1 取 $[0, 1]$ ，间隔 0.1， $\mu_2=0.9$ ， $A_m=2.5|y_0|$ 时信噪比和误码率的变化情况，其中用户 1 相对信道噪声的 $E_b/N_0=10$ ，仿真每次 10000bit 以上，取 50 次的均值。显然，当 μ_1 取 0.2 时，系统可以得到最大信噪比和最小误码率。

综上所述，本系统参数的合适取值为 $\mu_1=0.2$ ， $\mu_2=0.9$ ， $A_m=2.5|y_0|$ 。

仿真 2：上行链路多址干扰模型下系统性能仿真

仿真中， E_b/N_0 指目标用户单比特能量与信道噪声功率谱密度的比，SNR 指经过接收机后解调的目标用户信号功率与所有噪声的功率之比——信噪比。如下图所示，在第二章建立的上行链路多址干扰模型下，用户随机接入，功率服从对数正态分布，传统的单用户检测器在可以达到的信噪比范围内，已经无法正确解调输入信号了，采用了多用户检测算法的*线接近无多址干扰的 BPSK 单用户检测误码率曲线（图 2.9），保证了通信的正常进行。从图中可以看出，改进的带门限的 PIC 多用户接收机误码性能最优，恢复的信噪比最高。

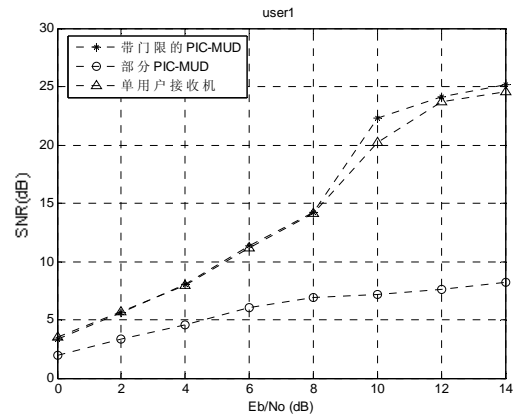
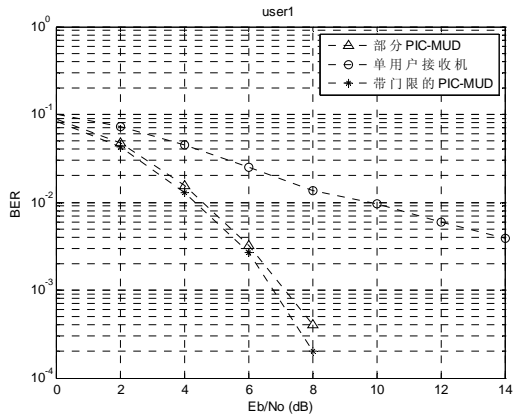


图 3.15 上行链路多址干扰模型下误码率图 3.16 上行链路多址干扰模型下信噪比
仿真 2 的结果显示：在第二章的上行链路多址干扰模型下，即低轨卫星 DS-CDMA 通信的一般情况下，传统的单用户接收机已无法正常工作，而本文的带门限的 PIC-MUD 表现出最优的性能，可保证正常通信。

仿真 3：系统抗远近效应性能极限仿真

下面的一组图仿真了在 8 用户模型中，上述给定条件下，不同的干扰功率下，系统误码率、信噪比，得出系统抗远近效应的性能极限。给出了带门限的 PIC 多用户检测器与部分 PIC 多用户检测器 ($\mu_1=0.2, \mu_2=0.9$), 单用户接收机的比较。同样, E_b/N_0 指目标用户单比特能量与信道噪声功率谱密度的比, SNR 指经过接收机后解调的目标用户信号功率与所有噪声的功率之比——信噪比。

图 3.17 和图 3.18 是其他用户不存在时目标用户信号经多用户检测器得到的结果, 带门限的 PIC-MUD 与单用户接收机的误码率曲线相同, 说明当其他用户没有信号时, 此类多用户检测器没有把误差引入系统, 效果相当于单用户接收机, 而部分 PIC-MUD 由于多址干扰的存在, 其他用户的信号重构并非为零, 导致了新的误差, 因此误码率略差于前两种接收机。由于没有多址干扰, 三者的信噪比曲线差别不大。

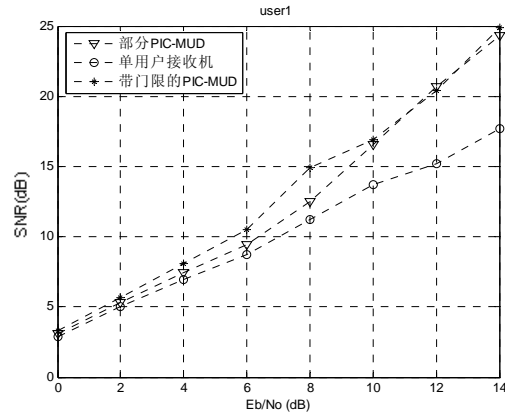
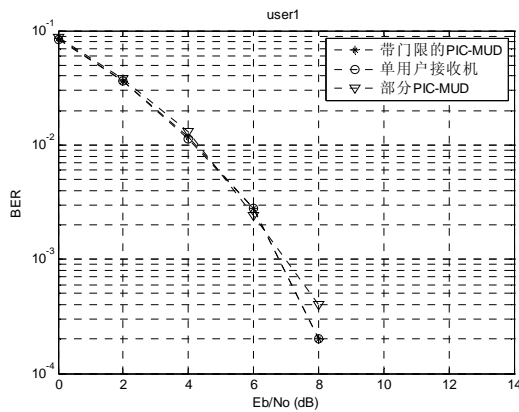


图 3.17 其他用户功率为 0 时的误码率 图 3.18 其他用户功率为 0 时的信噪比

图 3.19 和图 3.20 是各用户等功率时的曲线图, 此时是并行干扰消除多用户检测

器干扰抵消效果最好的情况，部分 PIC-MUD 也不容易因误判而引入新的误差，和带门限的 PIC-MUD 误码率曲线基本重合，而单用户接收机略差。同样，信噪比曲线也反映了相似的情况。

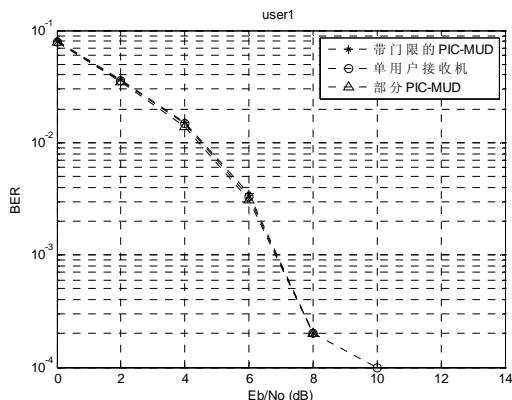


图 3.19 各用户等功率时的误码率

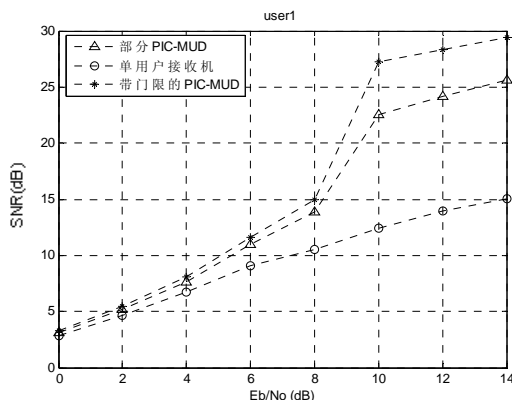


图 3.20 各用户等功率时的信噪比

图 3.21 和图 3.22 是其他用户功率比目标用户弱 6dB 时的曲线图。此时部分 PIC-MUD 由于其他用户功率低，容易误判，引入新的误差，但由于第一级的 $\mu_1=0.2$ ，引入的误差不大，因此误码率曲线仍优于单用户接收机，信噪比曲线在 $E_b/N_0=10$ 后有所回落，就是由于部分 PIC-MUD 误判引入的干扰造成的。此情况下，带门限的部分 PIC-MUD 就显示出了其优越性，有最低的误码率和最好的信噪比。

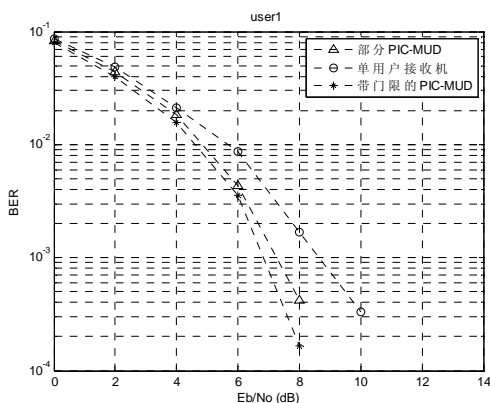


图 3.21 其他用户功率弱 6dB 时的误码率

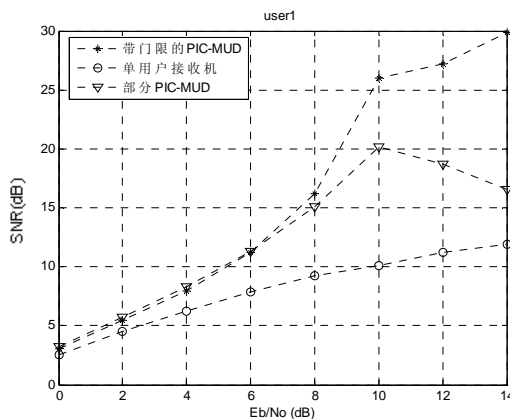


图 3.22 其他用户功率弱 6dB 时的信噪比

图 3.23 至图 3.28 显示了其他用户功率逐渐增大，目标用户的误码率和信噪比情况。随着其他用户功率从 6dB 增至 20dB，传统的单用户接收机逐渐无法正确解调信号，而部分 PIC-MUD 和带门限的部分 PIC-MUD 的性能越来越接近，这是因为其他用户较强的时候，PIC 误判概率小，能有效的消除多址干扰，达到较好的接收效果。PIC 在其他用户功率大时，能正确解调其他用户信号，从而有效得去除多址干扰，达到正确解调目标用户信号的目的。

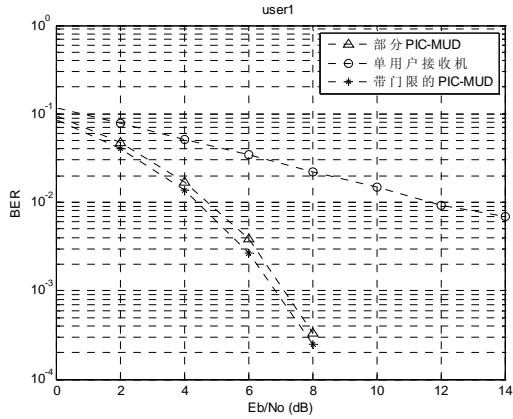


图 3.23 其他用户功率强 6dB 时的误码率

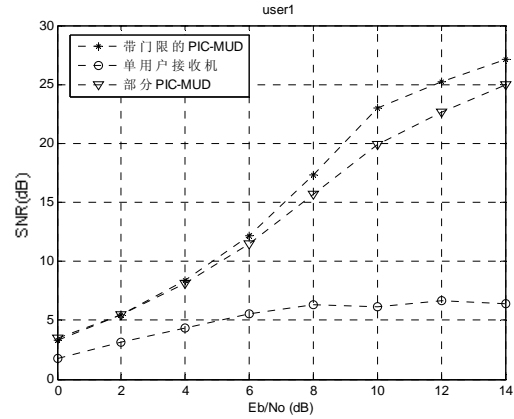


图 3.24 其他用户功率强 6dB 时的信噪比

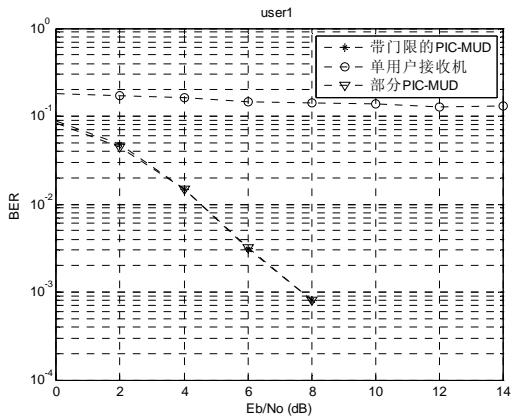


图 3.25 其他用户功率强 12dB 时的误码率

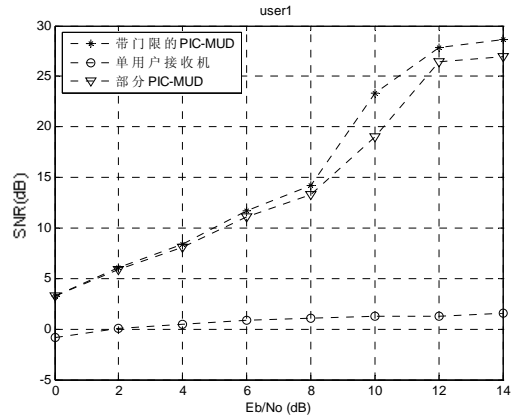


图 3.26 其他用户功率强 12dB 时的信噪比

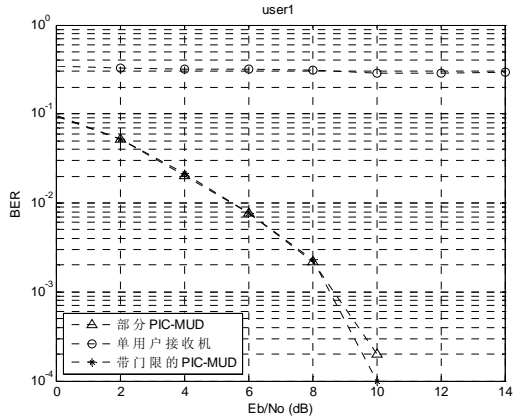


图 3.27 其他用户功率强 20dB 的误码率

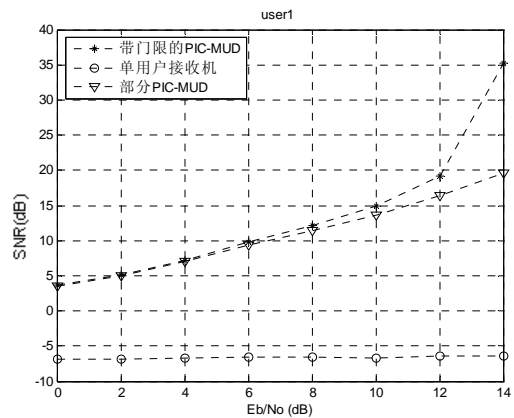


图 3.28 其他用户功率强 20dB 的信噪比

仿真 3 的结果证明, 带门限的 PIC-MUD 在干扰最小 (其他用户功率为零) 时, 性能等同于单用户接收机, 并不会因过度计算, 造成性能的损失。在其他用户干扰极大 (理论上无上限) 时, 由于其他用户的信息能正确解调, 从而正确消除了多址干扰, 所以带门限的 PIC-MUD 性能也能接近无多址干扰的情形。这与自适应多用户检测算法不同, 一般的, 自适应算法当其他用户功率达到一定值时目标用户就会由于多址干扰过强无法正确解调, 但 PIC 多用户检测算法不存在这个问题, 理论上 PIC 多用户检测算法不存在其他用户最大功率的限制。实际中可能受到器件等其它因素的限制, 功率最大与最小用户的信号相差存在极限。

仿真 4：用户数增减时系统性能极限仿真

同样是利用 8 用户模型，仿真系统性能极限，在上述基本仿真条件下，下面一组图模拟了系统中用户突然增加很多时系统性能的表现。由于单个用户增减对系统影响不大，且在仿真 2 中已有，本文仿真了 4 用户系统中通信 5000 比特后增加 4 用户继续通信 5000 比特的情况。图 3.29 和图 3.30 中，新增的用户比目标用户功率弱 6dB，由于误判的误差带入匹配滤波器级，带门限的部分 PIC-MUD 信噪比高于部分 PIC-MUD。

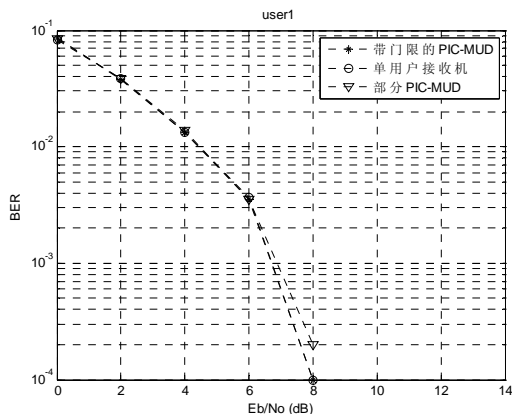


图 3.29 其他用户功率弱 6dB 的误码率

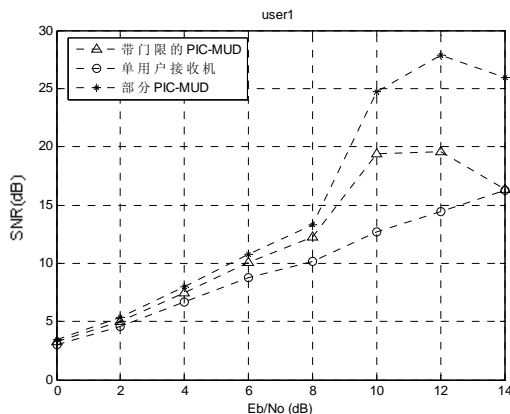


图 3.30 其他用户功率弱 6dB 的信噪比

图 3.31 和图 3.32 的仿真中，新增的用户功率与目标用户相等，此时三种检测器都具有较好的接收性能，带门限的部分 PIC-MUD 和部分 PIC-MUD 的表现接近，是采用并行干扰消除的理想情况。

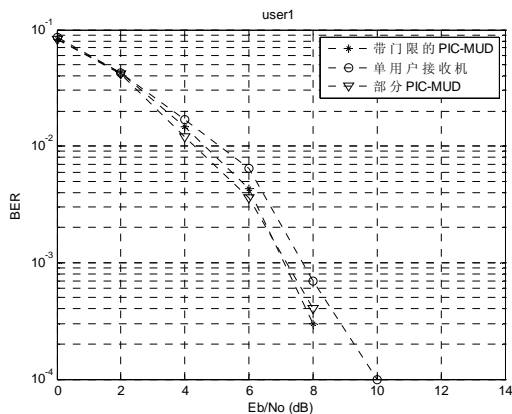


图 3.31 各用户等功率时的误码率

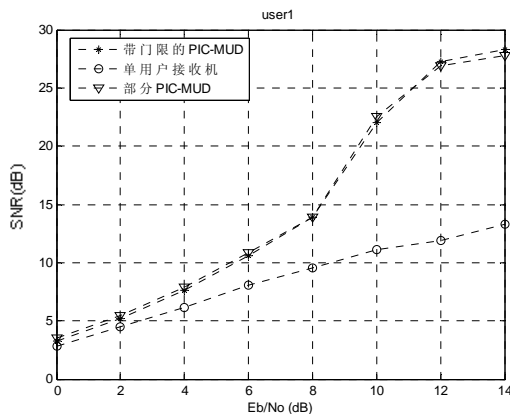


图 3.32 各用户等功率时的信噪比

图 3.33 至图 3.36 分别是新增用户比目标用户强 6dB、20dB 时系统误码率和输出信噪比。此时单用户接收机已经无法接收，由于其他用户较强，带门限的部分 PIC-MUD 和部分 PIC-MUD 性能相近。

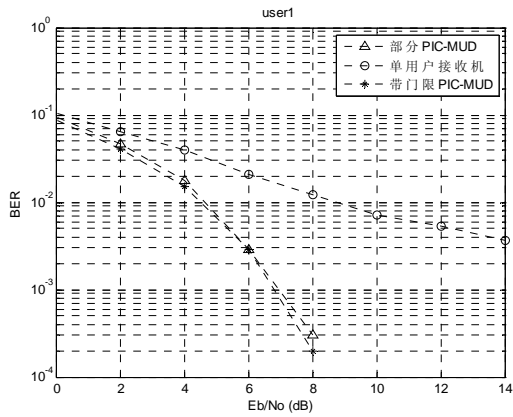


图 3.33 其他用户功率强 6dB 时的误码率

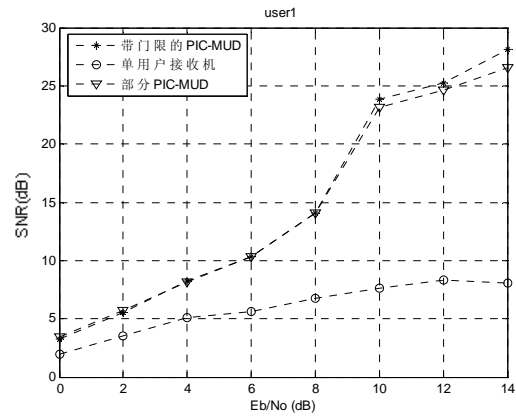


图 3.34 其他用户功率强 6dB 时的信噪比

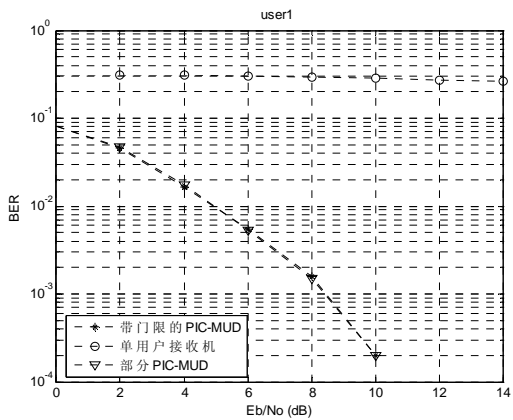


图 3.35 其他用户功率强 20dB 的误码率

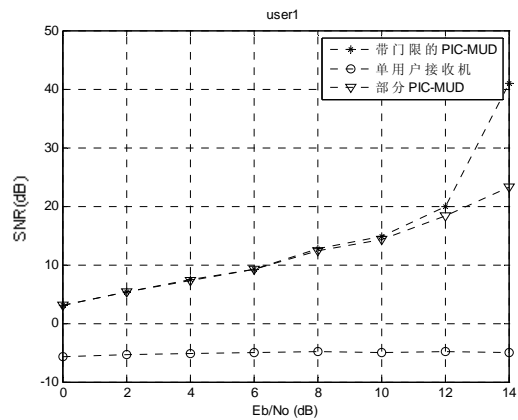


图 3.36 其他用户功率强 20dB 的信噪比

下面考虑一个极端的情况，系统中原有一个用户，通信至一半时新增七个幅度两倍于目标用户的新用户，带门限的部分 PIC-MUD 性能略优于部分 PIC-MUD。

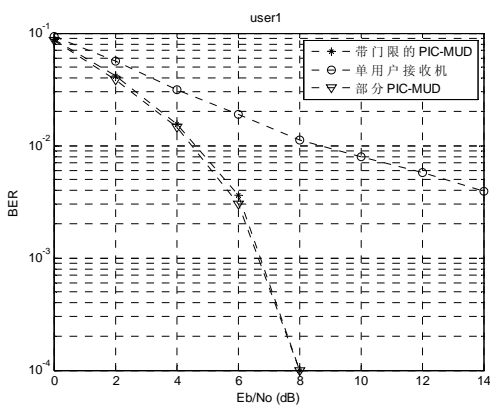


图 3.37 1 用户增至 8 用户的误码率

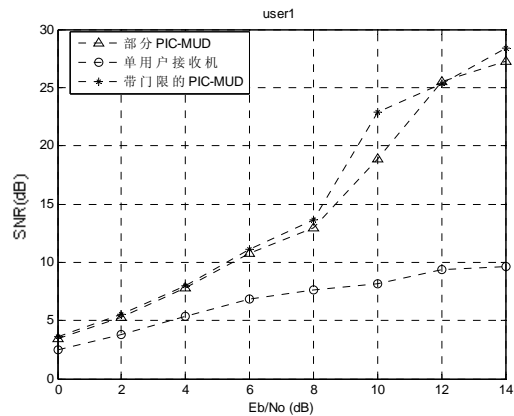


图 3.38 1 用户增至 8 用户的信噪比

按照同样的条件，以下一组仿真用户减少时的系统性能。为了防止用户变动小导致的仿真效果不明显，原系统中有 8 个用户，通信 5000 比特后 4 用户离开，剩余用户继续通信 5000 比特。图 3.39 至图 3.44 分别为其他用户功率为目标用户的 -6dB、0 dB、20 dB 时有用户离开的系统性能。同样，在其他用户功率较小，PIC 容易误判

的时候，带门限的部分 PIC-MUD 性能优于部分 PIC-MUD，而其他用户功率大时，带门限的部分 PIC-MUD 和部分 PIC-MUD 性能相近，同时，PIC 检测器性能远远好于单用户检测器。

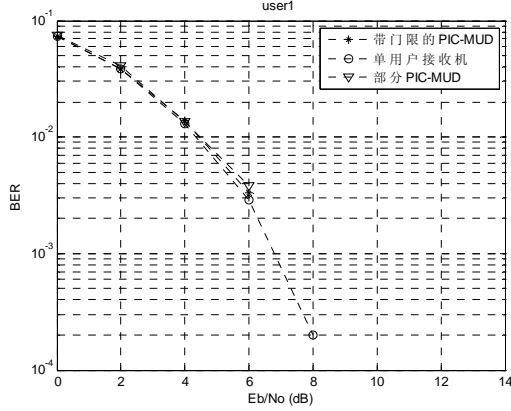


图 3.39 其他用户功率弱 6dB 时的误码率

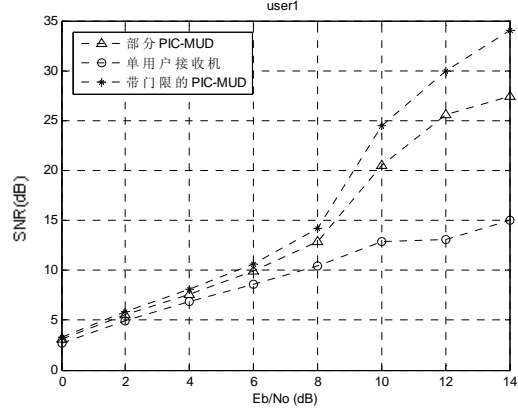


图 3.40 其他用户功率弱 6dB 时的信噪比

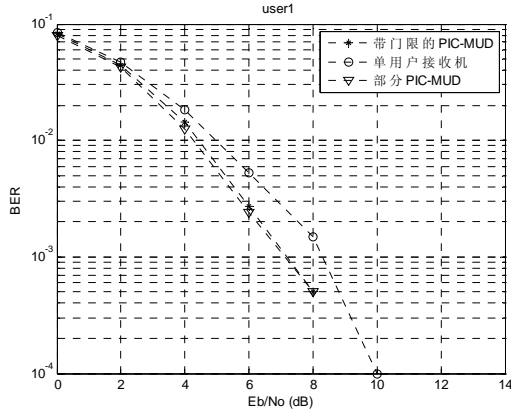


图 3.41 各用户等功率时的误码率

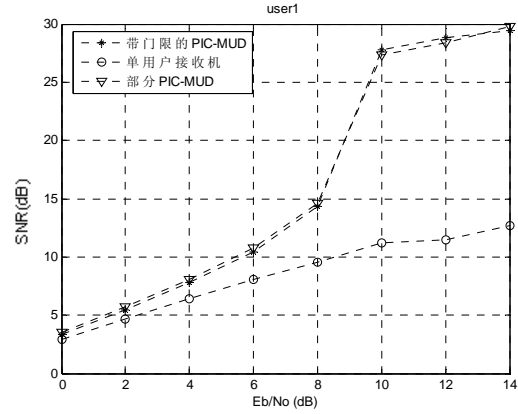


图 3.42 各用户等功率时的信噪比

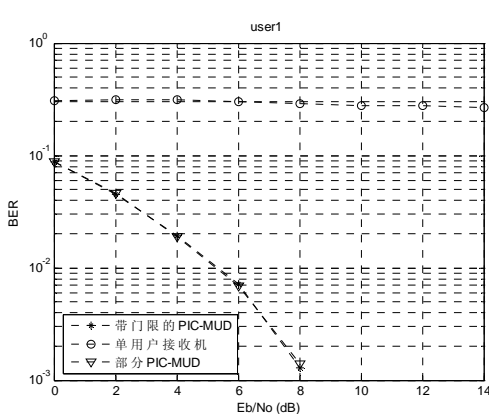


图 3.43 其他用户功率强 20dB 的误码率

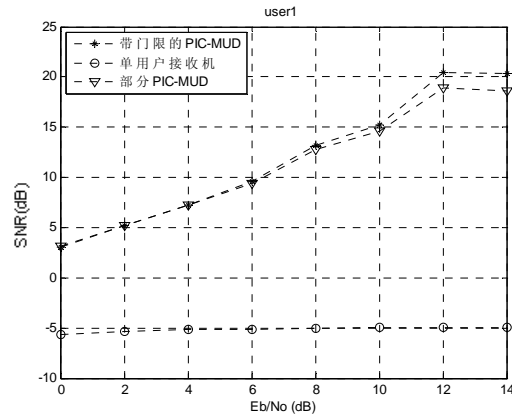


图 3.44 其他用户功率强 20dB 的信噪比

最后同样仿真一个极端的情况，测试系统的可靠性。系统中原有八个用户，通信 5000 比特时七个幅度两倍于目标用户的用户离开，目标用户继续通信 5000 比特。带门限的部分 PIC-MUD 性能略优于部分 PIC-MUD。

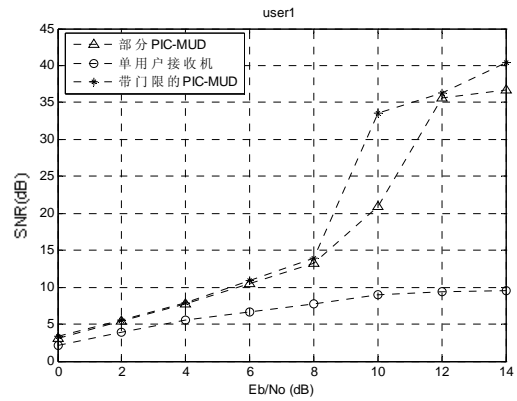
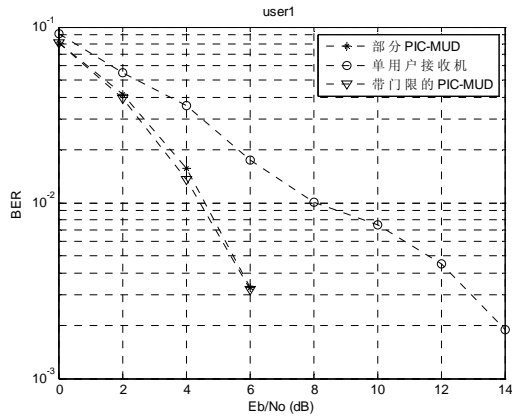


图 3.45 8 用户减至 1 用户的误码率 图 3.46 8 用户减至 1 用户的信噪比

仿真 4 结果说明：增减用户与用户无变化的情况下并行干扰消除多用户检测器的性能几乎不变，PIC-MUD 并不像自适应多用户检测那样对增减用户敏感。

3.4 本章小结

本章详细介绍了并行干扰消除多用户检测器及其改进算法——部分并行干扰消除多用户检测器。然后针对低轨卫星 DS-CDMA 的特点，改进了部分并行干扰消除多用户检测算法，并设计了低轨卫星上行链路多用户接收机的结构，为此多用户检测器选取了合适的参数。最后仿真了上行链路多址干扰模型下系统的误码率和信噪比，并且仿真了目标用户和其他用户不同功率比时系统的性能极限，以及用户数发生较大变化时系统的性能极限。仿真结果证实：改进的带门限的部分 PIC-MUD 算法在各种情况下均优于原部分 PIC-MUD 和传统的单用户接收机，在无其他用户时不会引入新的噪声，并且不受功率变化和用户数变化的影响。

第四章 低轨卫星下行链路盲多用户检测器

4.1 引言

据第二章的分析，低轨卫星下行链路的多址干扰主要是本小区其他用户的多径延迟信号和邻小区用户信号，而这些信号并不需要解调出来，同时，目标用户终端也并不知道其他用户的扩频码信息，所以，低轨卫星下行链路适合采用自适应多用户检测算法。自适应非盲的多用户检测算法需要训练序列，对于时变信道，训练好的滤波器系数很快便过期了，需要循环发送训练序列，信道利用率较低。对于低轨卫星 DS-CDMA 通信系统信道状态变化快，传输时延大的情况，适合采用盲自适应多用户检测算法。

4.2 一种改进的自适应型盲多用户检测器

4.2.1 自适应型盲多用户检测器的基本原理

因为K个用户的异步系统可以等效成 $2K - 1$ 个用户的同步系统^[59]，所以只考虑K个同步用户的DS-CDMA系统。发送信号通过一个具有加性高斯白噪声(AWGN)的信道进行传输，在经过一系列处理(匹配滤波、码片采样)后，接收机在一个码元间隔期间的离散时间信号可用信号模型来表示：

$$y(n) = \sum_{k=1}^K A_k b_k(n) s_k(n) + \sigma v(n) \quad (4.2.1)$$

式中 $v(n)$ 为信道噪声； A_k ， $b_k(n)$ 和 $s_k(n)$ 分别是第 k 个用户的接收幅值、信息字符序列和特征波形； σ 为一常数。现在假定各个用户的信息字符从 $\{-1, +1\}$ 中独立地、等概率选取，还假定特征波形具有单位能量，即

$$\sum_{n=0}^{T_s-1} |s_k(n)|^2 = 1 \quad (4.2.2)$$

盲多用户检测的问题是：已知按照码片速率采样得到的接收信号 $y(0), y(1), \dots$ ，和期望用户的特征波形 $s_d(0), s_d(1), \dots, s_d(N-1)$ ，估计期望用户发射的信息字符 $b_d(0), b_d(1), \dots, b_d(N-1)$ 。这里，“盲的”是指我们不知道其它用户的任何信息，不失一

般性,假定用户 1 为期望用户。这样线性 MMSE 多用户检测可以表示成:

$$\hat{b}_1(n) = \text{sgn}(c^T(n)r(n)) \quad n \in (0,1,2\dots) \quad (4.2.3)$$

其中, $c(n)$ 为与特征波形有关的自适应权矢量。多用户检测的目的就是通过算法对 $c(n)$ 进行优化, 使之收敛于一个最优值。

4.2.2 盲MOE多用户检测算法的基本原理

首先将自适应权矢量 $c(n)$ 典范表示为满足正交分解的形式^[60]:

$$\text{典范表示 1: } c(n) = s_1 + x_1(n) \quad (4.2.4)$$

$$\text{典范表示 2: } c(n) = s_1 - c_{1,mult} w_1 \quad (4.2.5)$$

这两种典范表示都将自适应多用户检测器分解为固定部分 s_1 与另一个自适应部分之和, 并且这两部分正交(正交分解), 即分别要求

$$\langle s_1, x_1 \rangle = 0 \quad (4.2.6)$$

$$\langle s_1, c_{1,mult} w_1 \rangle = 0 \quad (4.2.7)$$

典范表示 1 是 Honig 等人^[61]提出的。约束条件可以等价表示为: $\langle c, s_1 \rangle = \langle s_1, s_1 \rangle = 1$ 。由于 $\langle c, s_1 \rangle = 1$, 故称 $c(n)$ 是一个规范化的多用户检测器, 这就是典范表示的含义所在。

典范表示 2 是 Kapoor 等人^[62]在广义旁瓣对消器的框架下, 通过 $\langle c, s_1 \rangle = 1$ 的约束条件得到的。在这种典范表示里, 矩阵 $c_{1,mult}$ 张成期望用户特征波形向量 s_1 的零空间, 即 $\langle s_1, c_{1,mult} w \rangle = 0$ 。容易看出, 典范表示 1 和 2 等价。

典范表示 1 是盲多用户检测的 LMS 算法和 RLS 算法的基础, 而典范表示 2 是盲多用户检测的 kalman 自适应算法的基础, 假设扩频序列长度为 N , 则 $c_{1,mult}$ 是一个 $N*(N-1)$ 维的矩阵, 显然, 计算量比 LMS 算法大很多(Kalman 和 RLS 的计算复杂度为 $O(N^2)$, 而 LMS 算法的复杂度为 $O(N)$)。在工程实现中, 特别是星上设备中, 采用前者比较合适。下面考虑采用 LMS 实现基于 MMSE 准则的盲多用户检测算法, MMSE 算法的目标函数如式:

$$J = E[(A_1 b_1(n) - c^T(n)y(n))^2] = E[(c^T(n)y(n))^2] - A_1^2 \quad (4.2.8)$$

从该式可看出, $E[(A_1 b_1(n) - c^T(n)y(n))^2]$ 是非负数, 所以 J 是非负数, 使 J 最小, 等价于使 $E(c^T(n)y(n))$ 最小, 即使输出能量最小, 定义平均输出能量 (MOE) 为:

$$MOE(c) = E((c^T(n)y(n))^2) \quad (4.2.9)$$

平均输出能量关于 c 的无约束梯度为

$$\nabla MOE = 2E(c^T(n)y(n))y(n) \quad (4.2.10)$$

可以得到权值 c 随梯度的自适应变化关系:

$$c(i) = c(i-1) - \mu \hat{\nabla} MOE \quad (4.2.11)$$

式中 $\hat{\nabla} MOE$ 是 ∇MOE 的估计, 一般采用瞬时梯度来估计, 则式(4.2.10)采用瞬时值代替后得:

$$\hat{\nabla} MOE = 2[(s_1 + x_1(n))^T y(n)]y(n) \quad (4.2.12)$$

由于 $[y(n) - (s_1^T y(n))s_1] \perp s_1$ 所以 $y(n)$ 中与 s_1 正交的分量为

$$y(n) - (s_1^T y(n))s_1 \quad (4.2.13)$$

则梯度中与 $s_1(n)$ 正交的分量为

$$2[(s_1 + x_1(n))^T y(n)][y(n) - (s_1^T y(n))s_1] \quad (4.2.14)$$

因为 $c(n) = s_1 + x_1(n)$ 中 s_1 是不变的, 只有与它正交的 $x_1(n)$ 在自适应调整, 所以把式(4.2.11)的变化部分, 即与 s_1 正交的部分提取出来, 得到此方向上的自适应调整方程为

$$x_1(i) = x_1(i-1) - \mu Z(i)[y(i) - Z_{MF}(i)s_1] \quad (4.2.15)$$

$$Z_{MF}(i) = s_1^T y(i) \quad (4.2.16)$$

$$Z(i) = (s_1 + x_1(i-1))^T y(i) \quad (4.2.17)$$

由此得到盲自适应MOE多用户检测的结构框图如图4.1所示。

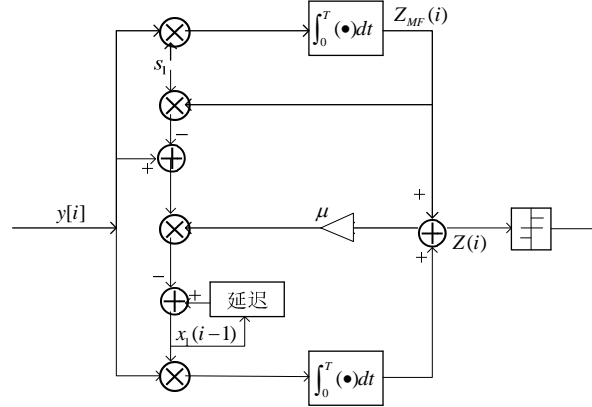


图 4.1 盲 MOE 多用户检测结构框图

盲自适应 MOE 多用户检测的局限性为：首先，收敛速度与步长有关，定步长无法满足不同输入能量的需要；其次，采用一般的变步长在自适应过程中可能出现震荡，收敛后还会出现误码；而对于步长的选择又与具体应用条件有关。另外，在远近效应比较大的时候通信初始会有一段接收的误码，影响系统收敛时间特性。

4.2.3 盲 MOE 多用户检测自适应算法的改进

1、步长的确定

自适应算法的步长对于自适应算法有着至关重要的作用，好的步长意味着收敛时间的降低和算法的稳定，对于盲检测系统则更直接影响误码率和系统性能。对于 LMS 算法，步长应满足^[60]

$$0 < \mu < \frac{2}{\text{总的输入能量}} \quad (4.2.18)$$

在本文的系统中^[61]

$$0 < \mu < \frac{2}{\sum_{k=1}^K A_k^2 + N\sigma^2} \quad (4.2.19)$$

其中 A_k 为各个用户的信号幅度， σ^2 为高斯信道噪声的方差，本文仿真中采用

$$\frac{1}{\sum_{k=1}^K A_k^2 + N\sigma^2} \text{ 作为初始步长。}$$

为使算法快速收敛，需要在自适应过程中不断调整步长，步长调整准则依然是最小输出能量。把式(4.2.15)中的 μ 看作变量，由式(4.2.14)，式(4.2.15)并用瞬时值来代替平均值^[60]，得平均输出能量为

$$E = (c^T(i)y(i))^2$$

$$= \{ \{s_1 + x_1(i-1) - \mu(i)Z(i)[y(i) - Z_{MF}(i)s_1]\}^T y(i) \}^2 \quad (4.2.20)$$

将输出能量E对步长 μ 求导得:

$$\frac{\partial E}{\partial \mu(i)} = 2((s_1 + x_1(i-1) - \mu(i)Z(i)[y(i) - Z_{MF}(i)s_1])^T y(i)) \times (-Z(i)[y(i) - Z_{MF}(i)s_1])^T y(i)$$

$$\frac{\partial^2 E}{\partial \mu(i)^2} = ((-Z(i)[y(i) - Z_{MF}(i)s_1])^T y(i)) \times ((-Z(i)[y(i) - Z_{MF}(i)s_1])^T y(i)) \quad (4.2.21)$$

显然 $\frac{\partial^2 E}{\partial \mu(i)^2}$ 非负而 $\frac{\partial E}{\partial \mu(i)}$ 是关于 μ 的单调函数, 据函数极值理论可知存在 μ 使E最小,

且

$$\mu(i) = \frac{(s_1 + x_1(i-1))^T y(i)}{Z(i)[y(i) - Z_{MF}(i)s_1]^T y(i)} \quad (4.2.22)$$

需说明, 此变步长算法得到的步长使当前的输出能量达到最小值, 以此预测下次迭代的步长, 因此必然存在误差, 甚至会引起震荡而无法收敛, 在步长前面加上一个小于1的系数会改善这种情况。

文献^[63]中的变步长采用下一时刻的 x_1 和当前时刻的 $y(n)$ 来计算, 即

$$\mu(i) = \frac{(s_1 + x_1(i))^T y(i)}{Z(i)[y(i) - Z_{MF}(i)s_1]^T y(i)} \quad (4.2.23)$$

这里用输出误码率和信噪比作为衡量多用户检测算法性能的标准, 第 i 次迭代时平均输出信噪比为

$$r_{s,l}(i) = \frac{\sum_{r=1}^M (c_r^T(i)s_1)^2}{\sum_{r=1}^M (c_r^T(i)(y_r(i) - b_{l,r}(i)s_1))^2} \quad (4.2.24)$$

仿真实验证明, 在相同条件下, 两种算法的系统误码率和最后得到的信噪比一致, 见图4.2、4.3。但式(4.2.22)的乘法运算次数比式(4.2.23)少 N 次, 此算法的复杂度为 $O(N)$

(N 为扩频码长度), 故减少 N 次的运算量对于低轨卫星星上应用, 其算法复杂度的改进具有实用意义。

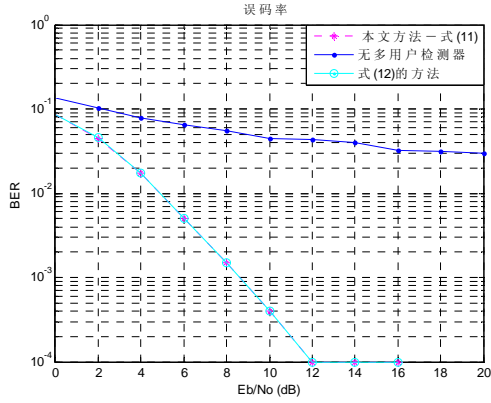


图4.2 误码率对比图

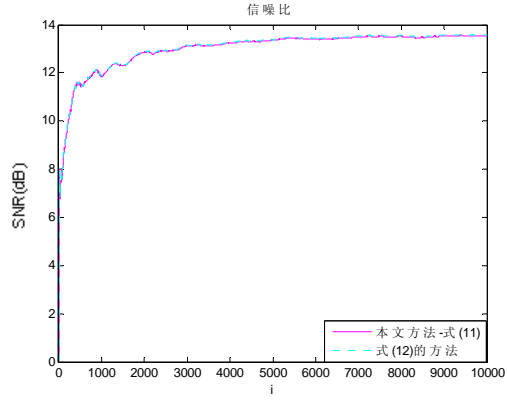


图4.3 信噪比对比图

2、稳定性的改进

上述的算法对于长时发送的数据帧仍然存在不稳定性，如图4.4所示，纵坐标为0表示当前接收数据比特与发送的数据一致，否则表示当前数据比特出现误码。图中数据收敛后中间还可能出现震荡，因此需要再考虑稳定性的改进。受到sato算法^[64]的启发，引入目标系统使用时，判决函数不变，代价函数变为

$$F(c) = E\{[<c, y> - \beta \operatorname{sgn} <c, y>]^2\} \quad (4.2.25)$$

系数 β 暂取为1（与sato算法一致）。迭代算法变成

$$Z(i) = (s_1 + x_1(i-1))^T y(i) \quad (4.2.26)$$

$$e(i) = z(i) - \frac{z(i)}{\operatorname{abs}(z(i))} \quad (4.2.27)$$

$$x_1(i) = x_1(i-1) - \mu(i)e(i)[y(i) - Z_{MF}(i)s_1] \quad (4.2.28)$$

可见，算法复杂度只增加了式(4.2.27)的部分，总的算法复杂度仍为 $O(N)$ ，但是稳定性有很大改进，如图4.5所示，算法收敛后不再出现误码。

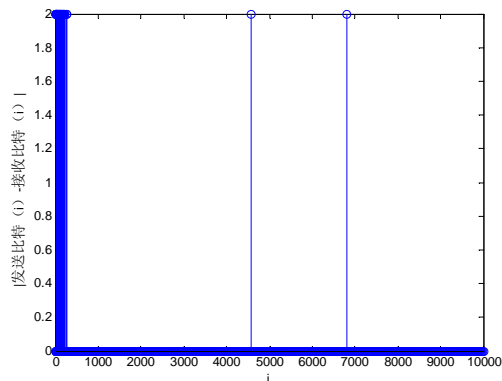


图4.4 一般的变步长盲检测误码位置

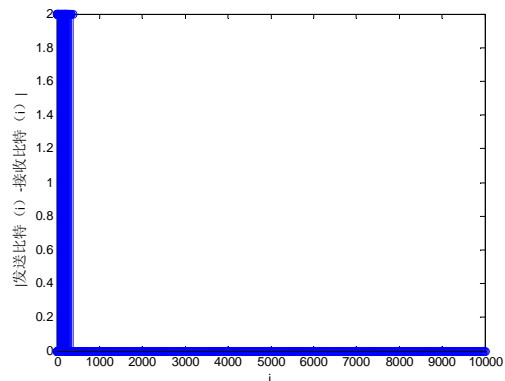


图4.5 变步长结合sato算法盲检测误码位置

3、引导数据的添加

把上面两点都应用到MOE-MUD中后，误码的分布如图4.5所示，只分布在通信过程的前期；而不采用多用户检测算法的误码在整个通信过程中随机分布。如果在数据帧的前端加上一些冗余的比特作为收敛之用，那么整个系统有效信息的误码率会有很大的改进，更适用于连续通信系统中。

4.2.4 仿真结果及分析

同样，为了保证仿真的完整性和可靠性，这里采用两个仿真模型：一个是第二章中依据实际情况建立的下行链路多址干扰模型，仿真在一般情况下多用户检测器的性能；另一个是8用户模型，此模型中8个用户共用一个信道，异步发送各自的信息，干扰用户的功率和接入情况可调，用于仿真本算法的性能极限。

两模型的共同点是：采用BPSK调制，扩频序列码长是256，互相关系数绝对值最低为1，最高30左右，实际中，一个信道中的用户数量远远大于8个，多址干扰也会大很多，因此本文用大的PN码互相关值来增大多址干扰。数据速率2.4kHz，载波频率为1.2288MHz，多普勒频偏最大10kHz，最大变化率不超过100Hz/s，信道为高斯白噪声信道，方差 $\sigma^2=1$ ，通过改变用户功率实现信噪比的变化，仿真比特数大于10000。假设接收端完全同步后进行多用户检测，跟踪误差不超过2Hz。捕获同步方法与多用户检测算法独立，这里不详细考虑，只关注多用户检测算法的性能。这里横坐标的信噪比是指目标用户信号和信道噪声的比值，未把多址干扰计算在内，多址干扰通过其他用户相对于目标用户的功率体现。

仿真1：下行链路多址干扰模型下系统性能仿真

在第二章建立的下行链路多址干扰模型下，这里仿真了低轨卫星DS-CDMA通信系统在一般情况下盲多用户检测接收机的性能。从图4.6可以看出，在下行链路多址干扰模型下，传统的单用户接收机在可达到的信噪比条件下已经无法正确接收发射信号，而本文的变步长sato盲多用户检测器具有最小的误码率（*线），且误码率接近无多址干扰的BPSK单用户检测误码率曲线（图2.9），可以保证在多址干扰存在下的通信；图4.7为目标用户与高斯白噪声的 $E_b/N_0=20dB$ 时各算法恢复的信噪比曲线，也证明了此算法恢复的信噪比曲线是最优的。

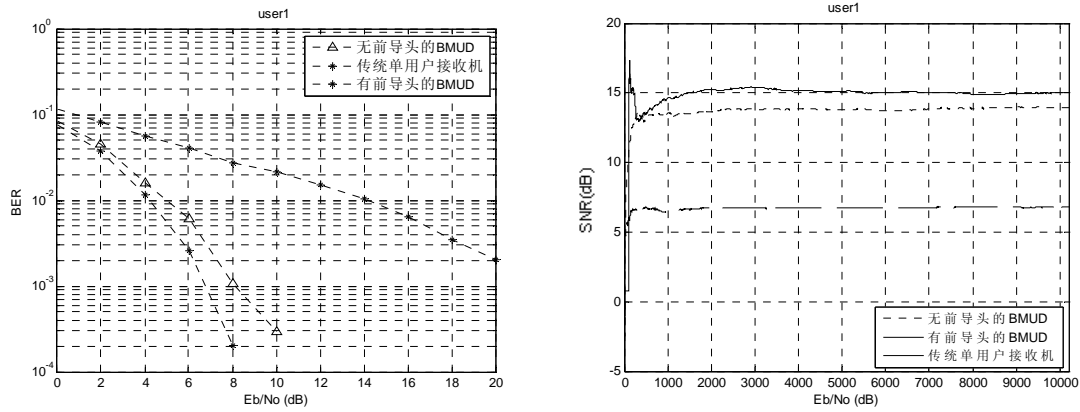


图4.6 下行链路多址干扰模型下的误码率 图4.7 下行链路多址干扰模型下的信噪比

仿真1证明了：本文的变步长sato盲多用户检测器，在下行链路多址干扰模型下，即在多用户低轨卫星DS-CDMA通信系统下行链路的一般情况下，可以得到与无多址干扰的BPSK单用户接收机相近的性能，保证通信的正常进行。

仿真 2：抗远近效应性能极限仿真

本仿真采用 8 用户模型，存在远近效应，设目标用户的接收功率为 P_0 ，其他用户的功率为 P 。下图分别给出了 $P=0$ ， P_0 ， $4P_0$ ， $25P_0$ ， $100P_0$ ， E_b/N_0 从 0dB 变化到 20dB 时系统误码率的变化情况，仿真了本文变步长 sato 盲多用户检测器对于远近效应的性能极限。

图 4.8 仿真了单用户情况下该系统的误码率，包括直接解扩，本文的 BMUD 方法和没有引导头的本文方法三条曲线。其中单用户直接解扩没有多址干扰，只有信道噪声，这条曲线是多用户检测器的性能极限，放在下面的图中作为比对标准。此图证明了本文的变步长 sato 盲多用户检测器对于没有多址干扰的情况不会恶化接收机的性能，即不会因过度计算导致系统误码性能下降。

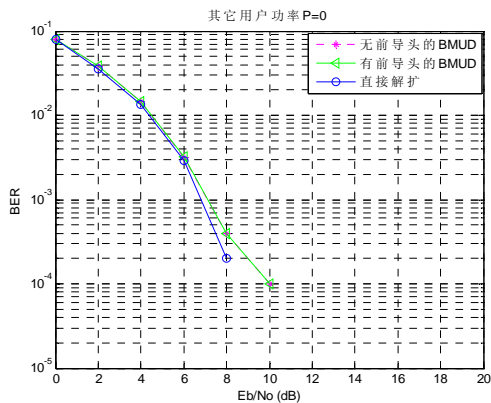


图 4.8 其他用户功率 $P=0$ (单用户)

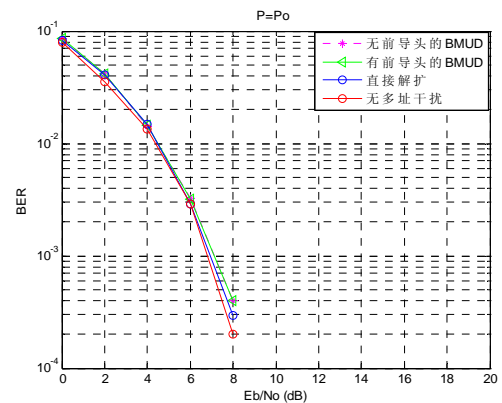


图 4.9 其他用户功率 $P= P_0$ (0dB)

图 4.9、4.10、4.11、4.12 各包含 4 条曲线，比图 4.8 增加了一条上述的作为标准的最佳曲线。从这组图可以看出，当目标用户功率较强时，由于扩频增益 $N=256$ 比较大，

四条曲线相差不大，都能达到通信要求。但是当目标用户的功率比较弱时，多址干扰影响变大，一般的直接解扩系统误码率太高，根本无法通信，这时必须采用多用户检测器。如图 4.12 所示，本文的方法在其他用户强 20dB 时还可以得到比较好的误码曲线，但相对于图 4.11, 4.10 有所恶化。图 4.13 仿真了图 4.12 条件下， $E_b/N_0 = 20\text{dB}$ 时无引导头的本文方法的误码位置，可以看到，此算法收敛后不再出现误码，是稳定的。

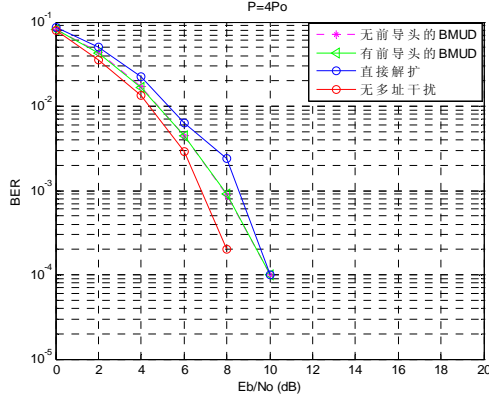
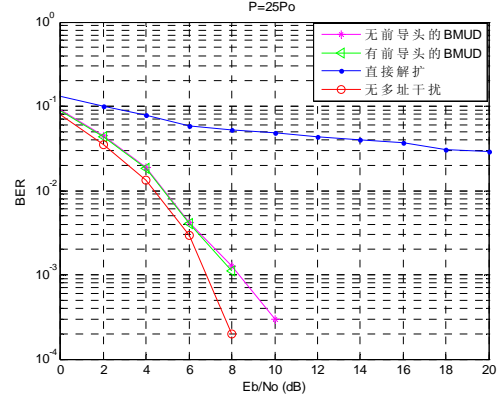
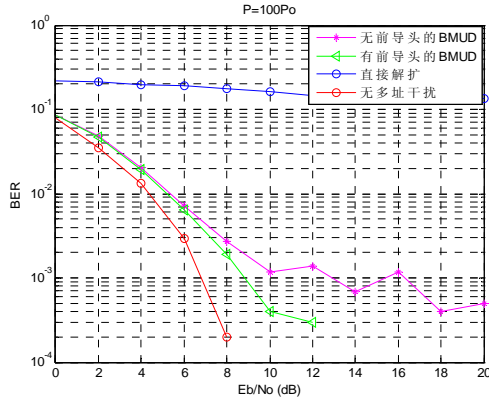
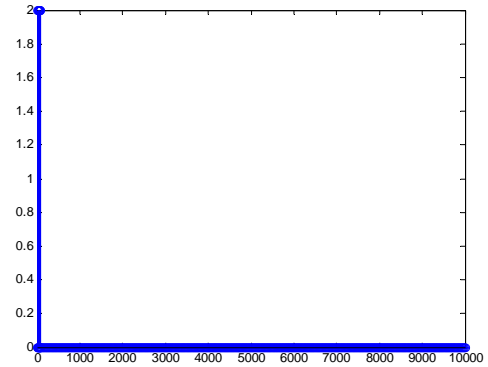
图 4.10 其他用户功率 $P=4P_o$ (6dB)图 4.11 其他用户功率 $P=25P_o$ (14dB)图 4.12 其他用户功率 $P=100P_o$ (20dB)

图 4.13 误码位置仿真结果

仿真 2 的结果说明：本文的变步长 sato 盲多用户检测器在多址干扰极小（为零）时，不会因过度计算影响系统性能；在多址干扰逐渐变大时，性能逐渐有所恶化；由此可以知道，在多址干扰极大时，此算法也无法保证通信性能。仿真结果说明，其他用户功率比目标用户强 20dB 以下时，本文的变步长 sato 盲多用户检测器均能正常工作。

仿真 3：用户数变化时系统性能的仿真

此仿真采用 8 用户模型，仿真用户数变化时各种算法的性能。图 4.14 仿真定步长，普通盲多用户检测在用户数动态变化下的性能。假设用户 5、6、7、8 的幅度相等即 $a_5=a_6=a_7=a_8=6$ ，即分别比期望用户功率强 15dB。并且前 5000 个数据比特为 0，即在仿真的一半时间点增加 4 个用户。 $a_2=a_3=a_4=4$ ， $a_1=1$ 。图 4.14 左上为误比特率

性能曲线，右上是在 $E_b/N_0=10\text{dB}$ 条件下的错误比特数目，左下为解扩后的数值，右下是输出信噪比。

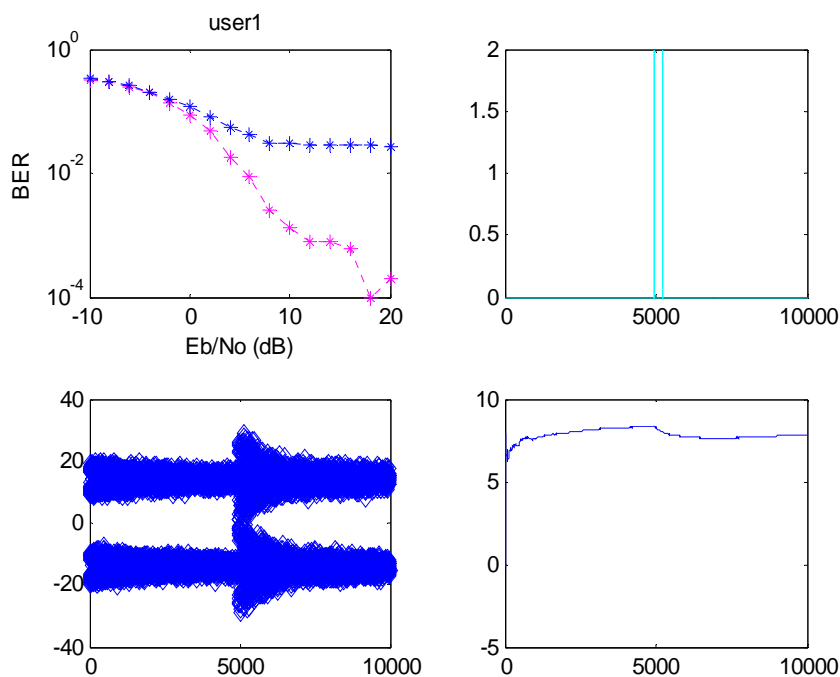


图 4.14 定步长、普通盲多用户检测性能

图 4.15 仿真定步长，sato 算法盲多用户检测在信道中用户数目动态变化下的性能，仿真条件同上。

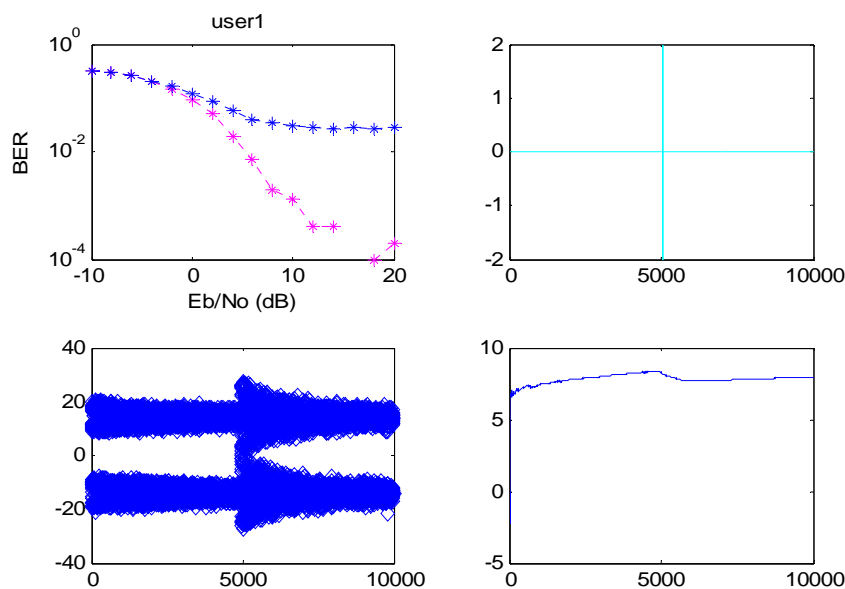


图 4.15 定步长、sato 算法盲多用户检测性能

图 4.16 仿真变步长，sato 盲多用户检测算法在用户数动态变化下的性能，仿真条件同上。

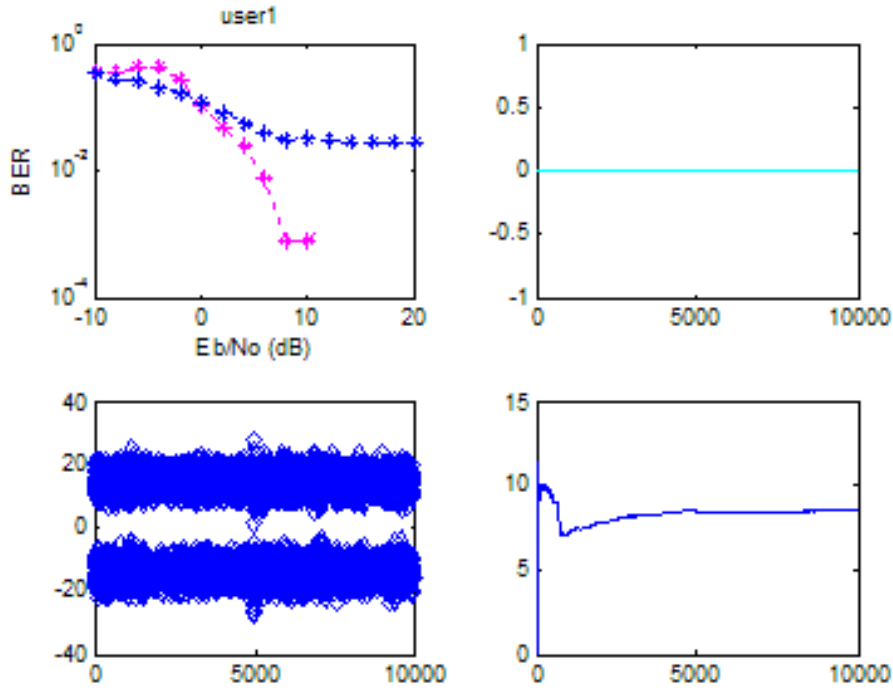


图 4.16 变步长、sato 盲多用户检测性能

仿真 3 结果说明：本文的变步长 sato 盲多用户检测器算法稳定性最好，在突然增加 4 个强用户的情况下，系统不产生误码。

仿真 4：收敛时间仿真

采用 8 用户模型，图 4.17 仿真比较了定步长盲多用户检测算法，变步长盲多用户检测算法和变步长 sato 盲多用户检测算法的收敛性能。仿真中信噪比为 20dB，其它 7 个用户均比期望用户强 20dB，定步长取 0.1/u1。图中的横坐标为迭代次数，纵坐标为均方误差。

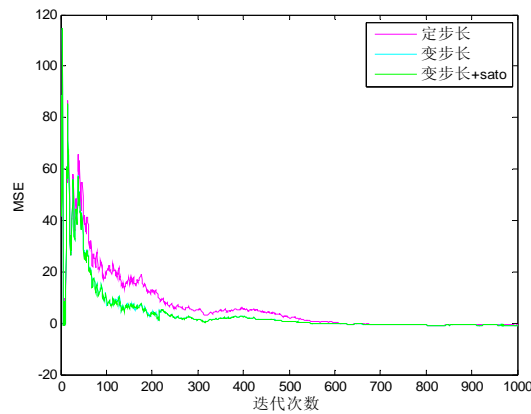


图 4.17 迭代时间仿真

仿真 4 结果说明：算法收敛性能主要由选取的步长决定，变步长算法收敛性能优于定步长算法，加入 sato 算法对变步长算法初始收敛影响不大，主要是改善算法收敛后的稳定性。

4.3 自适应盲多用户检测器在低轨卫星DS-CDMA系统下行链路中的应用

4.3.1 低轨卫星DS-CDMA通信系统下行链路接收机的特点

在 IS95 系统中, 为了降低多址干扰, 采用了 64 阶 Walsh 序列正交扩频方案。在理想同步条件下, 正交码道间的干扰为零, 但由于多径的存在, 移动台接收到的各多径信号之间是不同步, 因此多址干扰仍然存在。IS95 下行信道在移动台采用 RAKE 接收机, 可同时处理 3 路多径信号, 还采用 CRC 校验、卷积编码、块交织等编码技术以提高信息传输的纠错能力, 但对于其他用户多径信号对目标用户的多址干扰没有从根本上予以消除。在美国高通公司提出的 CDMA2000 增强型系统即 CDMA20001xEV-DO^[66]中, 前向链路的 16 个并行码道由正交码-Walsh 码隔离, 但是这种正交性却被多径衰落信道破坏, 产生了多码道干扰。传统的 Rake 接收机加软解调器和译码器的接收方案, 在多径衰落信道中高速数据传输时几乎不能正常工作, 多用户检测技术在前向链路的应用被提上日程。低轨卫星 DS-CDMA 通信系统的下行链路也存在同样的问题。本章的变步长 sato 盲多用户检测方法适用于低轨卫星 DS-CDMA 通信系统的下行链路。

首先, 一方面星地距离大, 造成链路时延大, 同第三章所述, 与地面系统相比, 采用功率控制并不能得到精确的结果, 加入多用户检测无疑是一种有效的解决措施。另一方面, 由于功率控制和用户通信速率的不同, 目标终端接收的信号中存在大小信号的情况, 由于多址干扰的存在, 功率大的用户信号会抑制功率小的用户信号, 小信号用户的通信可靠性受到极大影响。

其次, 由于保密性、接收机复杂度等要求, 用户终端一般只知道自己的扩频码, 不知道其他用户的码字, 也不需要解调其他用户信号, 因此不能采用需要知道其它用户信息的多用户检测方法(如解相关多用户检测器, 干扰消除多用户检测器等), 宜采用盲多用户检测。

第三, 卫星和地面终端存在很大的相对速度和相对加速度, 链路为时变信道, 因此需要采用自适应的检测算法, 使滤波器系数随着信道参数的变化而变化, 保证接收机的性能。

第四, 卫星过境时间有限, 用户终端需要快速同步并正确接收信息, 由于系数的训练过程需要时间, 所以此情况下, 不宜采用需要训练序列的自适应算法。其次, 由于卫星过境时间短, 一次通信可能需要多次切换, 因此比较适合采用自适应型的盲多用户检测器。

最后, 采用自适应盲多用检测器占用的资源较少。解相关检测器需要矩阵求逆, 而干扰消除检测器更需要与用户数成正比的接收机数, 占用资源都比自适应盲多用户检测器多很多, 不适合在小型用户终端使用。同时, 本文的自适应算法采用 LMS 自

适应算法, 比 RLS 和 kalman 自适应算法计算复杂度少很多, 经过改进后, 能得到比较满意的信号检测效果, 且可靠性和稳定度都比较高。

4.3.2 系统结构设计

与第三章相同, 用户终端接收机也分为射频、数字中频和基带处理三个部分, 盲多用户检测接收机整体结构如下图所示:

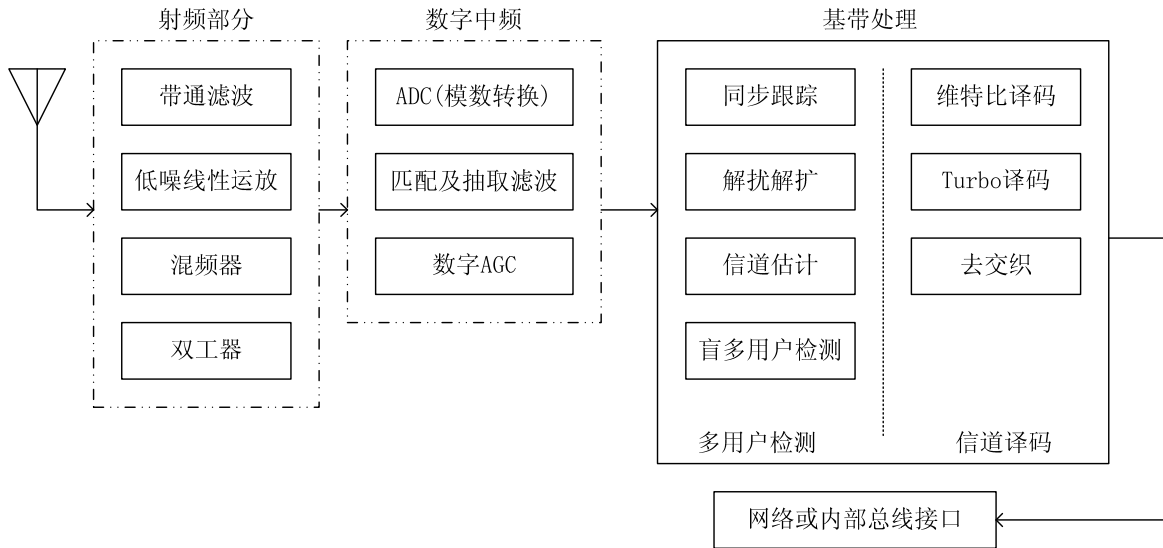


图 4.18 盲多用户检测接收机总体功能框图

基带处理由两个部分组成, 多用户检测和信道译码, 有些多用户检测算法中的信号再生根据的是译码后的符号, 而本文中是根据解调硬判决后的符号, 对于本文来说, 信道译码、信道估计和多用户检测是完全独立的两个部分, 因此不讨论信道译码部分。同样我们也不讨论射频部分, 中频部分与基带的同步跟踪等, 本文只讨论与盲多用检测算法相关的部分。

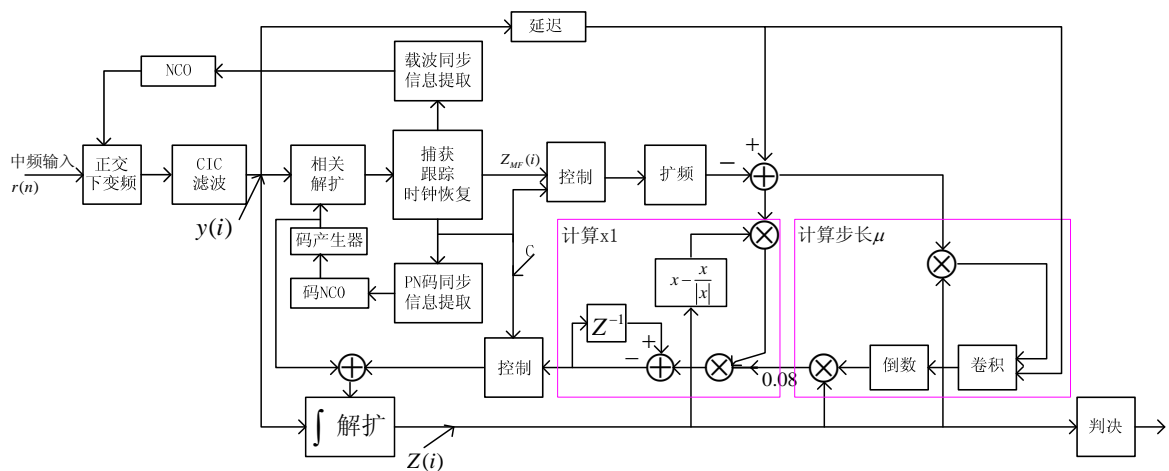


图 4.19 自适应盲多用户检测器系统结构示意图

自适应盲多用户检测器接收机的结构设计图如图 4.19 所示, 主要包括同步、自

适应算法两部分。

首先同步是信号检测的前提，精确的同步是接收机性能的保证。同步包括捕获和跟踪两部分。在本文的系统中，多用户检测与同步是两个相对独立的部分，同步方法与采用的多用户检测算法无关，可以根据低轨卫星 DS-CDMA 通信系统的需要，选择最合适的同步方法。

现阶段，低轨卫星 DS-CDMA 通信系统中，非多用户检测接收机一般设有 0.5 秒的引导头，约 1000 多比特数据，可以保证 95% 以上的同步概率。未同步前的数据对于自适应盲多用户检测算法来说是没有用的，并且用未同步的数据进行迭代会造成不可预计的结果，因此，这里需要设定一个标志位 c ，指示同步是否完成。图 4.18 的两个小方框分别代表滤波器系数的更新和迭代步长的更新，分别实现的是式 4.2.28 和式 4.2.22。未同步前，此部分不工作，保持初始值（全零），同步完成后，自适应算法开始工作，进入盲多用户检测阶段。由于自适应盲多用户检测算法也需要一段引导数据，可以加长一点原来的同步引导头，图 4.17 表明，100bit 的引导数据已经可以收敛，因此可以添加 100bit 数据，比原来的引导头约长 10%。

在计算 $y(i) - Z_{MF}(i)s_1$ 时，相应的比特必须对齐，否则计算结果是无效的。由于解扩和重新扩频等处理都会产生时延，因此 $y(i)$ 需要经过一段延迟后才能进入下步运算，并且此延时需要十分精确，由于硬件实现时，各种运算的延时是固定的，因此此延时是可以精确确定的。

最后，用调整后的系数解调信号，判决输出。

4.4 本章小结

本章在地面移动通信盲多用检测技术的基础上，分析并设计了适合低轨卫星 DS-CDMA 通信系统下行链路的自适应盲多用户检测器，推导了盲多用户检测的变步长公式，并将 sato 算法引入基于 MOE 的变步长算法，克服了变步长盲多用户检测的不稳定性。仿真证明：相对传统的盲多用户检测器，变步长 sato 盲多用户检测算法在多址干扰、大小信号等存在的情况下，表现出了更好稳定性和更低的误码性能。

第五章 结束语

5.1 全文总结

随着通信需求的增长和技术的进步,多用户接入低轨卫星 DS-CDMA 通信系统及其星座系统是必然趋势,这就带来了多址干扰、远近效应的问题。

本文首先明确了研究对象——低轨道卫星 DS-CDMA 通信系统中用户终端到卫星的上行链路和卫星到用户终端的下行链路。针对系统中的多用户检测技术进行了研究。所做的工作及创新性主要表现在:

1、分析了低轨卫星 DS-CDMA 通信系统中上、下行链路多址干扰的来源,建立了数学模型。仿真证明,低轨卫星 DS-CDMA 多用户通信系统中当多个用户接入时,传统的单用户接收机无法正确解调信号,需要采用多用户检测技术。

2、本文在传统的部分并行干扰消除多用户检测器的基础上,针对低轨卫星 DS-CDMA 通信系统上行链路的特点,提出了带门限的部分 PIC 多用户检测器,并给出门限估算算法,改进了原有的部分并行干扰消除多用户检测器的性能。在此基础上,本文设计了低轨卫星 DS-CDMA 通信系统上行链路中多用户检测接收机的系统结构,仿真结果证实:改进的带门限的部分 PIC-MUD 算法在各种情况下均优于原部分 PIC 多用户检测器和传统的单用户接收机,在无其他用户时不会引入新的噪声,并且不受功率变化和用户数变化的影响。

3、本文在传统盲多用户检测器的基础上推导了盲多用户检测的变步长公式,并提出将 sato 算法引入基于 MOE 的变步长算法,提高了变步长盲多用户检测收敛后的稳定性能,并将此算法应用于低轨卫星 DS-CDMA 通信系统下行链路中,以较低的计算复杂度实现了多用户检测的目的。

5.2 进一步研究展望

由于目前低轨卫星星上硬件资源和用户终端硬件资源都十分有限,所以算法复杂度低是本文的多用户检测器的一个重要设计原则,因此,低轨卫星 DS-CDMA 通信系统中的多用户检测技术存在进一步研究的空间。随着技术的进步,接收机可用的硬件资源必然越来越充裕,此时就可以采用较为复杂,但更为有效的多用户检测算法。

对于上行链路,本文考虑了主要的本小区其他用户多址干扰,采用了带门限的部分干扰消除多用户检测器。若要进一步提高星上多用户接收机的性能,则需要考虑邻小区用户的多址干扰,以及由于多径延迟带来的多址干扰,采用线性变换和干扰消除结合的方案是解决此问题的一条思路。

对于下行链路,本文考虑了邻小区其他用户的多址干扰以及本小区其他用户多径延迟对目标用户的多址干扰,采用了有引导头的 **sato** 变步长盲多用户检测法。由于这是一种自适应算法,且不用解调其他用户,所以一方面当其他用户功率很高时,多址干扰便很高,此时检测性能会受到影响;另一方面,当信号变化足够快时,由于自适应算法有一段收敛时间,会出现无法跟上其变化的情况。可以考虑较复杂一点的自适应算法,比如最小二乘法, **kalman** 算法等,还可以考虑加入信道均衡, **Rake** 接收等。

参考文献

- [1] 余金培, 杨根庆, 梁旭文, 现代小卫星技术与应用, 上海科学普及出版社, 2004.
- [2] 张更新, 张杭 等, 卫星移动通信系统, 人民邮电出版社, 2001.
- [3] 余金培, 李国通, 梁旭文, 杨根庆. 现代通信小卫星技术的发展与对策. 电子学报, 2001, No. 3, Vol. 29:100~105.
- [4] Scholtz, R. The Origins of Spread-Spectrum Communications. IEEE Transactions on Communications, Volume: 30, May. 1982: 822~854
- [5] Schneider, S. Optimum Detection of Code Division Multiplexed Signals. IEEE Trans Aerospace Elect Sys. Volume AES-15 ,Issue 1,Jan.1979:181~85.
- [6] Kohno, R. Hatori, M. Imai, H. Cancellation Techniques of Co-Channel Interference in Asynchronous Spread Spectrum Multiple Access Systems. Elect and Commun in Japan, Volume 66-A, No 5. 1983:20~29.
- [7] Verdu, S. Minimum Probability of Error for Asynchronous Gaussian Multiple-Access Channels, IEEE Trans. On IT, Volume 32, No. 1. 1986:85~96.
- [8] R, Lupas. S, Verdu. Linear multiuser detectors for synchronous code-division multiple-access channels. IEEE Trans. Inform. Theory, vol. 35. no. 1. Jan. 1989:123~136.
- [9] Xie, Z. Short, R, T. Rushforth, C, K. A Family of Suboptimum Detectors for Coherent Multi-User Communications. IEEE JSAC, Volume 8, No 4, May. 1990:683~690.
- [10] Moshavi, S. Kanterakis, E, G. Schilling, D, L. Multistage Linear Receivers for DS-CDMA Systems. Int, 1, J, Wireless Info Networks, Volume 3, No 1, Jan, 1996.
- [11] Moshavi, S. Multistage Linear Detectors for DS-CDMA Communications. Ph D dissertation, Dept Elec Eng, City Univ, New York, NY, Jan, 1996.
- [12] Viterbi, A, J. Very Low Rate Convolutional Codes for Maximum Theoretical Performance of Spread-Spectrum Multiple-Access Channels. IEEE JSAC, Volume 8, No 4, May. 1990:641~649.
- [13] Kohno, R. et al. Combination of Adaptive Array Antenna and a Canceller of Interference for Direct-Sequence Spread-Spectrum Multiple-Access System. IEEE JSAC, Volume 8, No 4, May, 1990:675~682.
- [14] P. Patel J. Holtzman. Performance comparison of a DS/CDMA system using a successive interference cancellation (IC) scheme and a parallel IC scheme under fading. Proc of ICC'94, May. 1994:510~514

- [15] Varanasi, M K. Aazhang, B. Multistage Detection in Asynchronous Code-Division Multiple-Access Communications. IEEE Trans Commun, Volume 38, No 4, Apr.1990:509-519.
- [16] Divsalar, D. Simon, M.K. Raphaeli, D. Improved parallel interference cancellation for CDMA. Communications, IEEE Transactions. Volume: 46, Issue: 2. 1998:258~268.
- [17] Duel-Hallen, A. Decorrelating Decision-Feedback Multi-User Detector for Synchronous Code-Division Multiple Access channel. IEEE Trans Commun, Volume 41, No 2, Feb.1993:285~290.
- [18] Duel-Hallen, A. A Family of Multi-User Decision-Feedback Detectors for Aysnchronous Code-Division Multiple Access Channels. IEEE Trans Commun, Volume 43, No 2/3/4, Feb/Mar/Apr. 1995:421~434.
- [19] Tero Ojanpera, Ramjee Prasad. An Overview of Air Interface Multiple Access for IMT-2000 / UMTS.IEEE Commun Mag, Sep, 1998: 82~95.
- [20] Host-Madsen, A. Yu, J. Hybrid Semi-blind Multi-user Detectors: Subspace Tracking Methods. International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP 99), Mar, 1999:2695~2698.
- [21] Xiaodong, Wang. H, Vincent, Poor. Blind Multiuser Detection: A Subspace Approach. IEEE Trans Inform Theory, Volume 44, 1998:677~690.
- [22] Qingyang Wang, Gang Wei. Blind Multiuser Detector Based on Orthogonal Projection. IEE Electronics Letters, Volume 35, No 24, 25th Nov.1999:2076~2077.
- [23] Frederik Petre et al. Adaptive MMSE/pcPIC-MMSE Multiuser Detector for MC-CDMA Satellite System. Communications, 2001. ICC 2001. IEEE International Conference. Volume 9, June.2001: 2640~2644
- [24] 张传胜,王跃科 等, 低轨移动卫星异步多用户检测算法, 国防科技大学学报, 第28卷, 第2期, 2006: 88~91.
- [25] C. Durand, F. Durnei and P. Skhier. Multiuser Detection for a Multimedia LEO Satellite System. ICUPC '98. IEEE 1998 International Conference. Volume 1. Oct. 1998:653~657
- [26] A, H, Ulusoy. H, A, Amca. K, Hacıoglu. et al. Decorrelating Detector for Asynchronous CDMA Channels with Adaptive Path Selection. IEEE Proceedings Communications.2002 149(6):167~170
- [27] Junqiang Shen, Zhi Ding. Edge Decision Assisted Decorrelators for Asynchronous CDMA Channels. IEEE Transactions on Communications.1999, 47(3):438~445
- [28] B.P.Paris. Finite Orecision Decorrelating Receivers for Multi-user CDMA Communication Systems. IEEE. Transactions on Information Theory.1996, 44(6):496~507

- [29] U. Madhow. MMSE Interference Suppression for Direct Sequence Spread Spectrum CDMA. IEEE Transactions on Communications. 42(12), 1994:3178~3188.
- [30] H. V. Poor, S. Verdu. Probability of Error in MMSE Multiuser Detection. IEEE Transactions on Information Theory. 43(5), 1997:858~871.
- [31] Simon Haykin 著, 郑宝玉等译, 自适应滤波器原理, 电子工业出版社, 2006.
- [32] 张贤达 著, 现代信号处理, 清华大学出版社, 2002.
- [33] M. Honig, U. Madhow, S. Verdu, "Blind Adaptive Multiuser Detection", IEEE Trans. on Commun. no.4, 1995:944~960.
- [34] 曹达仲, 侯春萍. 移动通信原理、系统及技术. 北京: 清华大学出版社. 2004.
- [35] A. Klein, G. Kanas, P. W. Baier. Zero-forcing and Minimum Mean Square Error Equalization for Multi-user Detection in Code Division Multiple Access Channels, IEEE Trans. On Vehicular Technology, Vol.45, No.2, May. 1996:1276~1278.
- [36] Duel-Hallen, Decorrelating decision-feedback multiuser detector for synchronous Code-Division Multiple-Access channel, IEEE Trans. On Communication. No.2, 1993: 285~290.
- [37] Duel-Hallen, A family of multiuser efficiencies for decision-directed multiuser detectors, IEEE Trans. on IT. No.2, 1998:502~515.
- [38] B. Aazhang, B. P. Paris, G. C. Orsak. Neural networks for multiuser detection in code-division multiple-access communications, IEEE Trans. on Communication, no.7, 1992:1212~1222.
- [39] T. Miyajima, T. Hasegawa, M. Haneishi. On the multiuser detection using a neural network in Code-division Multiple-Access Communications. IEICE Trans. Communications. Vol. E76-B, No.8, Aug. 1993:961-968.
- [40] T. Miyajima, T. Hasegawa. Multiuser detection using a hopfield network for asynchronous code-division multiple access systems. IEICE Trans. On Fundamentals, vol. E-79 A, no. 12, Dec. 1996.
- [41] Denno S, Saito Y. Fast channel impulse response estimation scheme for adaptive MLSE(maximum likelihood sequence estimation)equalizer-Proposal of VLMS (variable-gain least mean squares) algorithm[J], Transactions IEICE B, J78-B-11(4), 1995:221~230.
- [42] Xiao Y H, Xiao H Y. Hybrid Kalman/LMS decision feedback equalization strategy for terrestrial HDTV channels[A], Conference Record/IEEE Global Telecommunications Conference[C], Sydney, NSW, 1998: 3497~3502.
- [43] Vapnik S. Multiuser Detection[M]. New York: Springer-Verlag, 1995.
- [44] Keerthi S, Shevade S, Bhattacharyya C, et al. A fast iterative nearest point algorithm

- for support vector machine classifier design. . IEEE Trans. on Neural Networks, 11(1), 2000:124 ~136.
- [45] 范小岗, 李雷, 陈潇. CDMA 信号接收机中的一种基于 LS-SVM 的自适应核方法 [J]. 西安邮电学院学报, 2007.
- [46] Gong X H , Kuh A. Support Vector Machines for Multiuser Detection in CDMA Communications[C] . Conference Record of the Thirty -Third Asilomar Conference on Signals , Systems , and Computers ,1999 :680~684.
- [47] 郑林华, 韩方景 等, 卫星移动通信原理与应用, 国防工业出版社, 2000.
- [48] 汪海燕, 叶飞, 杨龙祥, 低轨卫星移动通信的关键技术和应用, 电力系统通信, 2001 年第 12 期, 8~11.
- [49] Loo C. A Statistical Model for a Land Mobile Satellite Link. IEEE Trans on Vehic. Tech. vol. VT-34, no. 3, Mar 1985:122-127.
- [50] Loo C. Measurements and Models of a Land Mobile Satellite Channel and Their Applications to MSK Signals. IEEE Trans on Vehic.Tech., vol. VT-36, no. 3, Mar 1987:114-121.
- [51] 李建东, 信息网络理论基础, 西安电子科技大学出版社, 2001.
- [52] Loo C. Digital Transmission Through a Land Mobile Satellite Channel. IEEE Trans on Commun, vol. COM-38, no. 5, May 1990:693-697.
- [53] 向涛, 低轨卫星信道模拟系统的原理及实现, 中国优秀博硕士学位论文全文数据库(硕士), 2004.
- [54] Nikolay KOSTOV. mobile radio channels modeling in matlab. RADIOENGINEERING, VOL.12, NO.4, DEC.2003:12~15.
- [55] Bor-Sen Chen and Shyh-Tzong Kuo, An Improved Multistage Parallel Interference Cancellation for CDMA in Multipath Fading Channels, Third IEEE Signal Processing Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications. Taoyuan, Taiwan. March 20-23. 2001:206~209.
- [56] LEHERT J S, PURSLEY M B. Error probability for binary direct-sequence spread spectrum communications with random sequences [J]. IEEE Trans. Commun. 1987, COM 35 (1) : 87-98.
- [57] MORROW R K Jr, SEHNERT J S. Bit-to-bit error dependence in slotted DS/SSMA packet systems with random signature sequences[J]. IEEE Trans. Commun. 1989, 37 (10) : 1052-1061.
- [58] PURSLEY B. Performance evaluation for phase-coded spread spectrum multiple access communication Part I: System analysis [J]. IEEE Trans. Commun, 1977,COM 25 (8) : 795-799.
- [59] Jian Li, Xian-Da Zhang. Blind Adaptive Multiuser Detection Based on Affine Projection Algorithm. IEEE Signal Processing Letters, VOL. 12, NO. 10, OCTOBER 2005.
- [60] 张贤达, 现代信号处理, 清华大学出版社 (第二版), 2002.
- [61] M.Honig, U.Madhow, S.Verdu, "Blind Adaptive Multiuser Detection", IEEE Trans. on

- Commun. no.4, 1995:944-960.
- [62] Kapoor S, Gollamudi S, Nagaraj S, Huang Y-F. Adaptive multiuser detection and beamforming for interference suppression in CDMA mobile radio systems. IEEE Trans. Press, 1975.
- [63] 王毅, 吕晶. 变步长的 LMS 盲多用户检测. 解放军理工大学学报 (自然科学版). 5(1).Feb.2004:10-14.
- [64] Hong ML. Orthogonally Anchored Blind Interference Suppressing Using the Sato Cost Criterion[A] . IEEE International Symposium on Information Theory[C] . 1995, 314-314.
- [65] Kyungsoo Jeong,S.H.Kim,K.M.Chung,J.C.Kim,J.H.Yu,J.S.Lee,S.H.Seo. Multipath Channel Models for Wireless Local and Metropolitan Area Networks.IEEE Proceedings of the Third International Conference on Information Technology and Applications (ICITA'05) Volume 2, 4-7 July 2005. Page(s):295~298.
- [66] 3GPP2 C.S0024. CDMA2000 High Rate Packet Data Air Interface Specification Version 4.0[S].2002-10,9:60~98.

作者攻读硕士学位期间发表的论文

- [1] 金萍 任前义 刘会杰 梁旭文, 《一种新频域扩频多用户检测器与 MC-CDMA 的比较》, 上海航天, (已录用)
- [2] 金萍 任前义 陈晓挺 等, 《一种新的频域多用户检测技术》, 2007 年北京地区高校研究生学术交流会——通信与信息技术会议论文集, 电子工业出版社, 2007: 1123~1129
- [3] 金萍 任前义 刘会杰 梁旭文, 《低轨卫星通信系统中应用盲多用户检测算法的研究》, 2007 星座卫星通信论坛论文集, 2007: 373~379
- [4] Chen Xiaoting, Zhao Guodong, Jin Ping, Gong Wenbin, Liu huijie, Liang Xuwen, QPSK/OQPSK Signal Detection with IF AGC on Micro-satellite, IEEE 2007 International Symposium on Microwave, Antenna, Propagation and EMC Technologies for Wireless Communications, August 14-16, 2007, Hangzhou, China

致谢

随着本文即将完成，我的研究生学习生活也将落下帷幕，在此，我要对所有关心和帮助我的人表示深深的感谢。

首先，我要由衷地感谢我的导师梁旭文研究员。梁老师严谨求实的治学态度，精益求精的科研精神，锐意进取的工作作风，宽厚坚实的理论功底，深深影响着我，本文的完成离不开梁老师的热心关怀和悉心指导。有幸得到梁老师的指导，是我一生中最难得的机遇。在此谨向梁老师致以最诚挚的感谢！

我要特别感谢通信技术室主任刘会杰研究员。刘老师敏锐的洞察力、渊博的学识、严谨的治学态度和敬业精神给我留下了深刻的印象，他言传身教，使我不仅在知识上得到了长进，独立科研能力也得到了锻炼和提高，这一切都使我受益匪浅。在此向刘老师致以衷心的感谢！

我还要感谢通信室龚文斌副主任，龚老师在通信、电子领域知识渊博，工程经验丰富，平易近人，是我们的良师益友。在此向龚老师致以深深的谢意！

感谢任前义、帅涛、赵国栋、陈晓挺、贾铂奇、刘翔、江玉洁、曾媛、朱丽、朱孝武、姜泉江、梁广、马陆、胡泽鑫、丁晟、刘俊、顾菁华、赵君伟、李理敏等实验室的兄弟姐妹，感谢他们在学习、科研及工程工作中给予的帮助，在这样一个轻松活跃的学术氛围中，我受益良多。

感谢所研究生部余翔波老师、罗琦老师和小卫星综合办周素华老师在工作和生活上不厌其烦的关心和帮助，让我们这些身在外地的学子时时刻刻都感受到大家庭的温暖。

最后，我要衷心感谢我的父母及家人，感谢他们这么多年来对我的照顾、支持和鼓励！

作者简介

姓 名： 金萍
性 别： 女
籍 贯： 江苏省吴江市
出生日期： 1982.5.29
主要简历：
2005/09 - 2008/06 中国科学院上海微系统与信息技术研究所
通信与信息系统 工学硕士
2001/09 - 2005/07 中国科学技术大学
电子信息工程 工学学士
1998/09 - 2001/07 江苏省震泽中学

参加研究课题情况：

项目名称：抗干扰模块的研制(2006/08-2007/04)

项目描述：在低轨卫星接收信号的中频段进行处理，抑制其中的窄带干扰。本人主要负责部分有：1、抗干扰模块的外围模块设计包括 AGC、CIC 滤波器、特征值提取模块等；2、用 DSP 芯片实现与 FPGA、串口的通讯，控制抗干扰模块工作，输出等监控功能；3、硬件测试及和其他单位的联合调试。产品已交付使用，运行情况良好。

项目名称：低轨卫星多用户检测预研(2007/03- 2008/03)

项目描述：针对低轨卫星 DS-CDMA 通信系统特点，分别为用户终端到卫星的上行链路和卫星到用户终端的下行链路设计多用户检测器的方案，并用 matlab 仿真。目前已完成预定目标，成果已在本论文中体现。

中国科学院上海微系统与信息技术研究所

学位论文独创性声明

本人声明所呈交的学位论文是我个人在导师指导下进行的研究工作及取得的成果。尽我所知，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，也不包含为获得中国科学院上海微系统与信息技术研究所或其它教育机构的学位或证书而使用过的材料。与我一起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了谢意。

研究生签名：_____日 期：_____

中国科学院上海微系统与信息技术研究所

学位论文使用授权声明

本人完全了解中国科学院上海微系统与信息技术研究所有关保留、使用学位论文的规定，即研究所有权保留送交论文的复印件，允许论文被查阅和借阅；可以公布论文的全部或部分内容，可以采用影印、缩印或其他复制手段保存论文。本人电子文档的内容和纸质论文的内容相一致。保密的论文在解密后遵守此规定。论文的公布(包括刊登)授权中国科学院上海微系统与信息技术研究所人才教育处。

研究生签名：_____导师签名：_____日 期：_____