

论文题目：多用户检测技术在 CDMA 系统中的应用与研究

专 业：通信与信息系统

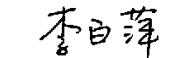
硕 士 生：田 磊

(签名)



指导教师：李白萍

(签名)



摘要

在 CDMA 通信系统中，由于多个用户的随机接入，所使用的扩频码集一般并非严格正交，码片之间的非零互相关系数将引起各用户间的干扰，即为多址干扰。多址干扰的存在不仅会严重限制系统的容量，而且强的多址信号还会淹没弱的用户信号。为了能够有效的抑制 CDMA 移动通信系统中的多址干扰，多用户检测的研究成为现在通信领域的研究热点。

本文首先对理论上及性能上接近最佳多用户检测的次最佳多用户检测进行理论研究，计算并分析了解相关检测器、最小均方误差检测器（MMSE）、最佳线性检测器的性能指标（输出能量、信噪比、渐近有效性、误码率以及收敛特性等）。

其次，对解相关检测器、最小均方误差检测器（MMSE）的各项性能指标进行了仿真验证，并对单用户检测器、传统检测器、解相关检测器、最小均方误差检测器进行了比较说明。仿真结果表明解相关检测器和最小均方误差检测器具有优良的收敛性能，并且信噪比和误码率也达到了较为理想的效果。

最后，在对线性多用户检测器深入研究的基础上，对基于信号子空间的盲多用户检测算法进行了理论研究和仿真。从理论上对这种算法进行分析的同时，进行了相关的仿真验证，结果证明了 SINR 和 BER 取得的良好效果。

关 键 词：扩频通信；CDMA 系统；多用户检测；子空间；第三代移动通信系统

研究类型：理论研究

Subject : The Application and Research of Multi-user Detector in the CDMA system

Specialty : Communication and Information System

Name : Tian Lei

(Signature) Tian Lei

Instructor: Li Baiping

(Signature) Li Baiping

Abstract

In CDMA mobile communication system, because of the multi-user's access, the spread spectrum code they used are normally not quadrature rigidly. The nonzero cross correlation coefficient between codes will arouse the interference between the users, which is called multiple access interference (MAI). The existence of the MAI will not only restrict the capacity of the system but also submerged the poor signal. So MUD is becoming into the hotspot in the communication research.

Firstly, the multi-user detector that relatively integrity in theory and proximal to optimal multi-user detector is discussed and Decor elating Detector(DEC), Minimum Mean Square Error Detector(MMSE), Optimal linear Detector together with the multi-capability indexes (output energy, SNR, bit error rate, asymptotic efficiency, convergence etc.) are studied and analyzed in this thesis.

Secondly, simulated and compared all kinds of capability indexes within the single user detector, traditional detector, DEC and MMSE detectors. The results indicated the DEC and MMAE detectors have a better convergence capability. At the same time, the SNR and the BER achieved a perfect effect.

Lastly, on the base of deep research of linearity multi-user detector, analyze and plentiful simulate the blind multi-user detectors based on the signal subspace in MATLAB. Along with the analyzer in the theory, did some kinds of simulations. The result indicated that this arithmetic has a good result about SNR and BER. At the same time, put out some views on the future.

Keywords: Spread-Spectrum communication CDMA system multi-user detection
signal sub-space 3G

Thesis : Theoretical Research

西安科技大学

学位论文独创性说明

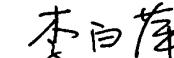
本人郑重声明：所呈交的学位论文是我个人在导师指导下进行的研究工作及其取得研究成果。尽我所知，除了文中加以标注和致谢的地方外，论文中不包含其他人或集体已经公开发表或撰写过的研究成果，也不包含为获得西安科技大学或其他教育机构的学位或证书所使用过的材料。与我一同工作的同志对本研究所做的任何贡献均已在论文中做了明确的说明并表示了谢意。

学位论文作者签名： 日期：2006.4.26

学位论文知识产权声明书

本人完全了解学校有关保护知识产权的规定，即：研究生在校攻读学位期间论文工作的知识产权单位属于西安科技大学。学校有权保留并向国家有关部门或机构送交论文的复印件和电子版。本人允许论文被查阅和借阅。学校可以将本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和汇编本学位论文。同时本人保证，毕业后结合学位论文研究课题再撰写的文章一律注明作者单位为西安科技大学。

保密论文待解密后适用本声明。

学位论文作者签名： 指导教师签名：
2006 年 6 月 26 日

1 绪论

1.1 引言

第一代蜂窝移动网是模拟系统，这些系统的无线信道都采用模拟调制技术。虽然在模拟蜂窝网中也具有一定的数据传输能力，但它的主要问题是频率利用率低；所能提供的业务种类受限，即不能提供高速数据业务；保密性差，易被窃听；移动设备成本高，体积大；网络的管理控制存在问题等。因此第三代移动通信倍受注目，在第三代移动通信系统（3G）中，CDMA 的多址接入方式，从各个方面都优于传统窄带 CDMA 通信系统。它不仅提高了带宽，而且增加了单位带宽利用率，增强了互操作性和移动性。它能够支持更高的移动速率，从而能够获得更广泛的业务范围。

对于宽带 CDMA（WCDMA），信道的非正交性和扩频码字的非正交性，导致用户间存在相互干扰（Multi-Address Interference，MAI），即多址干扰，而抑制多址干扰的就是多用户检测技术（Multi User Detection，MUD）。

多址干扰来源包括同小区外的移动台，相邻小区的同频基站或移动台，或其它无线电通信系统。其中主要的两种干扰是：使用同一组频率的小区内信号之间的同频干扰和来自相邻小区信号的邻频干扰。CDMA 系统的主要缺陷就是由多址干扰带来的容量限制。由于用户信号在时间和频谱上是重合的，多址干扰可能出现在任意两个用户之间，故 CDMA 系统是自干扰系统。而干扰的强弱决定了系统容量，所以也称 CDMA 系统是干扰受限系统。

多用户检测的作用就是去除多用户之间的相互干扰。一般而言，对于上行的多用户检测，只能去除小区间各用户的干扰，而小区间的干扰由于缺乏必要的信息（比如相邻小区的用户情况）难以消除的。对于下行的多用户检测，只能去除公共信道（比如导频、广播信道等）的干扰。

目前已知的无线多址接入方法主要有以下三种：频分多址（FDMA），时分多址（TDMA）和码分多址（CDMA）。本文将要研究 CDMA 系统仿真设计问题。

1.2 CDMA 系统的多址干扰及多用户检测技术的发展现状

1.2.1 多址干扰的研究

CDMA 通信方式具有抗干扰和多径衰落的能力，允许多个用户同时进入一个频道（同时使用相同的频率），系统容量大等优异特性；但是，CDMA 系统中，所有的用户使用相同频率段的无线信道，不同用户使用不同地址码序列，这些序列间不完全正交就

会出现同信道干扰，即多址干扰。理论上采用彼此互相关值为零的正交扩频码序列组可避免多址干扰，但实际系统中扩频很难实现完全正交，有时甚至不可能达到正交。所以 CDMA 系统中存在着严重的多址干扰。而正是多址干扰产生了远近效应。所谓远近效应，是指在一个通信小区内所有移动台发射的功率相同，由于移动台与基站之间的距离不同，基站接收到距离基站近的移动台强信号会覆盖掉距离基站远的移动台的弱信号，而这个强信号在接收机相关器的输出端会产生比较大的干扰项，从而使待解调用户的误码率增大甚至于完全无法正确解调。

窄带 CDMA 系统（例如 IS-95）采用的功率控制技术使基站接收到所有移动台发射到基站的信号功率近似相等，从而克服远近效应，提高系统容量。但是功率控方法有许多不足：需要占用专用信道传递功率控制信息，计算收敛速度问题，其性能与移动台运动速度有关，系统复杂等。更为重要的是，即使能够克服远近效应，但并没有从根本上解决多址干扰限制系统容量的问题。并且严格的功率控制不但实现复杂，而且由于传输时延及移动台的限制使其具有很大的局限性。多用户检测技术正是为了解决 CDMA 系统中的多址干扰问题而提出的。

1.2.2 多用户检测技术的发展现状

在现有的 CDMA 系统中，主要采用功率控制技术来克服远近效应，但是严格的功率控制不但实现复杂，同时由于传输时延及移动台的限制使其具有极大的局限性。传统接收机消除多址干扰（MAI）主要在以下几个方面进行了研究。

- (1) 具有优良相关性质的扩频码；
- (2) 有效的功率控制机制；
- (3) 应用前向纠错码（Forward Error Correction, FEC）；
- (4) 采用分扇/自适应天线。

这些研究对于提高系统的抗多址干扰能力有一定作用，但是还不能够理想地解决问题，于是人们利用空间传输中造成干扰的用户的各种信息进行抗干扰，提出了多用户检测理论。

多用户检测（MUD）理论研究源于八十年代初。早在 1979 年，Schneider 就提出了将多个用户的码元和定时（还可能包括振幅和相位）信息联合起来，用于检测每个用户信息的 MUD 思想，并研究了迫零算法。随后，Kashihara 和 Kohn 又提出了多址干扰消除接收机，Schneider 和 Kohn 还给了异步多用户通信中使用维特比（Viterbi）算法的最优接收机^[1]。

MUD 技术真正引起广大研究者的关注则得益于 Verdu 的工作。1986 年，他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），适用于受 ISI 影响的信道。这种算法的复杂度仍是用户数的指数幂级（ 2^k ），而且 MLS 检测器需要知道接收信号

的幅度和相位，过于复杂。但这为进一步研究奠定了理论基础，促使人们去寻找比传统检测器优越的各种次优多用户检测器，所以提出了次优多用户检测，以便合理的降低复杂度来接近最优检测器。次优多用户检测分为两大类：线性多用户检测和非线性多用户检测。前者是对传统检测器的输出进行解相关或其它的线性变换以利于判决；后者利用抑制信号对干扰进行估计，然后在原信号中减去以利于接收判决。次优化多用户检测器首先是针对高斯白噪声（AWGN）信道的次优化检测器，后来又集中研究衰落多径信道适用的检测器，由于无线传输信道的时变和不可靠性，使得多用户检测器的参数如振幅，相位以及用户间的互相关性要不断改变更新。所以，人们又开始研究自适应的多用户检测器，使得参数能根据接收信号不断的自动调整，对接收信号的进行学习，从而抑制干扰。最近几年，盲多用户检测和空时多用户检测又成为多用户检测的研究热点。

另一方面，单纯的多用户检测技术的研究应用，已经不能更好的提高系统的性能，将多用户检测技术与其它技术相结合，成为目前更为广泛的研究方向^[2]。

1.3 多用户检测技术在 3G 中的应用

CDMA 系统作为新一代的无线移动通信模式，在第三代移动通信系统中被采用。但是我们也应看到，由于采用的是码分多址的多址方案，系统内各用户使用相同的频带发射信号，共享一个信道。在时域和频域上都是混叠的。码分多址是一个自干扰系统，由于实际系统中各用户之间的码字不可能达到完全正交和完全同步，因此，多用户之间互相产生的干扰不可避免，这个干扰称为多址干扰（MAI），也称为多用户干扰。

多址干扰一般分为同信道干扰和邻信道干扰，其中同信道干扰占主要部分。由于多址干扰的存在，使得接收机在接收远区用户信号的同时，必然受到近区用户强信号的干扰，从而导致了远近效应。鉴于码分多址是一种干扰受限系统，多址干扰不仅严重影响系统的抗干扰性，还严重限制了系统容量的提高。

由于 CDMA 系统是一个自干扰系统，它的容量和性能主要受到多址干扰的限制。接收机的设计是一个很重要的问题，若能适当的抑制多用户干扰，就可以显著地提高系统的性能或容量。传统接收机的缺点是在对一个用户解调时没有利用已知的其它用户的信息，而是将多址干扰当作高斯白噪声，因此大大降低了系统容量。传统的匹配滤波接收机或相关接收机存在的主要问题体现在^[3]：

(1) 干扰底限：由于干扰信号与期望信号不完全正交，所以期望用户的匹配滤波器输出中含有许多址干扰。因此，即使接收机热噪声电平趋于零，但由于多址干扰的存在，匹配滤波接收机的错误概率也会表现出非零的下界。使得相关接收机很难达到低误码率。

(2) 远近问题：由于多址干扰的存在，如果干扰用户比期望用户距基站更近，干扰用户在基站的接收功率就会比期望用户大的多，扩频序列与干扰之间的相关就可能比与

期望用户信号之间的相关大，于是传统的相关接收机的输出中多址干扰分量就可能很严重，期望用户信号甚至可能淹没在干扰信号中。

可以看出，更好的接收算法应该是对多个用户的联合检测。多用户检测接收机将造成多址干扰的所有用户信号信息均看作是有用信号信息，利用其对单个期望信号解调，来降低多址干扰和远近效应的影响，也降低了系统对控制精度的要求，进而提高了通信系统的容量，其检测模型如图 1.1 所示。多用户检测技术的应用，使得 CDMA 系统的优越性更加明显。

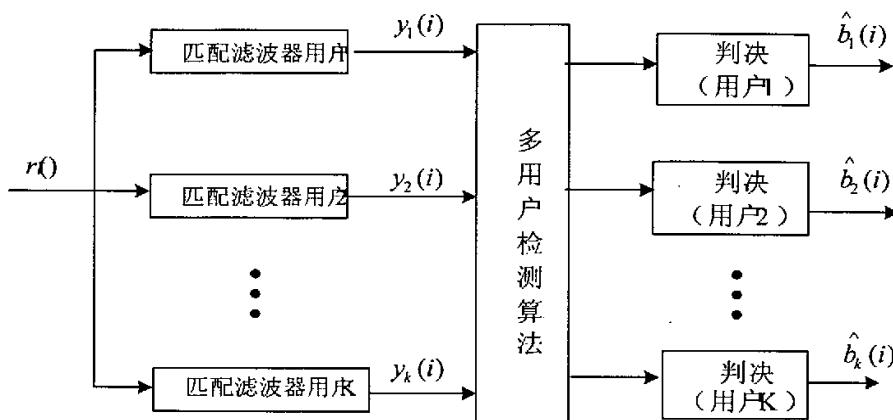


图 1.1 多用户检测模型

多用户检测作为抑制多址干扰的一种主要手段，可以在上行链路的基站采用，也可以在下行链路中的移动台使用^[4]。但由于基站接收的各用户信号是异步的，而且基站一般已知所有本小区内用户扩频序列时延及信道参数。而移动台一般仅知道自己的扩频码等参数，且同小区内其它用户的干扰与其自身信号是同步的，另外移动台受体积，功耗等因素的限制，处理能力有限。因此，多用户检测技术主要在基站采用。

1.4 论文主要工作及内容安排

本文首先介绍了多用户检测技术的研究与发展现状，在此基础上，给出了 CDMA 系统中所需要的基础知识——扩频通信；并结合实际的通信系统，在对几种典型的多用户检测技术的研究基础上，着重对解相关检测器以及最小均方误差检测器进行了研究与仿真，同时和传统检测器、单用户检测器进行了比较；并对他们各自的具体性能指标进行了对比。最后讨论了基于信号子空间的多用户检测技术，并对其性能进行仿真分析。全文内容主要分为以下几个部分：

第一章介绍了多用户检测技术在 CDMA 系统中的原理、特点，并指出了 CDMA 系统中由于扩频码的不完全正交而存在多址干扰的问题。

第二章介绍了 CDMA 通信系统的一般原理以及在多用户检测过程中经常使用的一些关键技术。

第三章给出了多径信道的信号模型以及多用户检测研究的主要内容。

第四章详述了多用户检测的分类和性能分析、线性解相关 (DEC) 检测原理以及最小均方误差 (MMSE) 检测原理, 分别讨论了它们的抗干扰、抗远近效应的性能。

第五章讨论了基于信号子空间的盲多用户检测方法, 给出了 DEC 检测和 MMSE 检测的子空间表示。

第六章总结全文, 并概述了本文的主要结论, 并对今后的工作做了展望。

2 CDMA 系统的基本原理及扩频通信

2.1 扩频通信的概念

扩频通信^{[11]-[13]} (Spread Spectrum Communication) 就是假定基带数据流的速率为 R_b bit/s, 由发信端的系统将此数据变换为频宽为 B_2 的传输信号, 若 B_2 比 R_b 大得多 (通常 2-3 个数量级以上), 且扩展信号编码序列与原始信号不相关, 则认为信号获得了频谱扩展。

它是指用来传输信息的信号带宽远大于信息本身带宽的一种通信方式。设 W 为传输信号所占用的频带宽度, B 为原始信息本身实际所需的最小带宽, 一般认为 W 与 B 的比值在几十以上的为扩频通信。

扩频通信的理论依据是香农公式^[7]:

$$C = W \log_2 (1 + \frac{S}{N}) \quad (2.1)$$

C----信道容量 (用传输速率度量)

W----信号频带宽度

S----信号功率

N----白噪声功率

通常情况下, 宽带系统表现出较好的抗干扰性。因此, 当 S/N 太小, 不能保证通信质量时, 常采用宽带系统, 即就是“带宽换功率”。扩频通信就是将信息信号的频谱扩展 100 倍以上, 然后再进行传输, 因此提高了通信的抗干扰能力。

处理增益和抗干扰容限是扩频通信系统的两个主要指标。

2.1.1 处理增益

也称扩频增益 (Spreading Gain), 它定义为频谱扩展后的信号带宽 B_2 与频谱扩展前的带宽 B_1 之比。它在数值上等于扩频解调后与扩频解调前的信噪比之比, 也等于信息比特内多包含的 PN 序列码元数 N 。扩频增益 G 是扩频通信中扩频解调处理对信噪比改善度的量度。因此也称扩频处理增益。其表达式为:

$$G = \frac{W}{B} \quad (2.2)$$

2.1.2 抗干扰容限

抗干扰容限是指扩频通信系统能在多大干扰环境下正常工作的能力:

$$M_j = G - \left[\left(\frac{S}{N} \right)_{out} + L_s \right] \quad (2.3)$$

M_j ——抗干扰容限

L_s ——接收系统的工作损耗

$(\frac{S}{N})_{out}$ ——信息数据被正确解调而要求的最小输出信噪比

G——处理增益

在扩频通信系统的发射端, 有用信号经扩展处理后, 频谱被扩展成宽带谱; 在接收端, 利用伪码的相关性做解扩, 有用信号被恢复成窄带谱。宽带无用信号与本地伪码不相关, 因此不能解扩, 仍为宽带谱; 窄带无用信号则被本地伪码扩展成宽带谱。由于无用的干扰信号为宽带谱而有用信号为窄带谱我们可以利用一个窄带滤波器排除带外干扰电平, 于是窄带内的信噪比就大大提高了。

2.2 扩频通信系统的种类

2.2.1 直扩 (DS) 系统

用一个高速伪随机序列与信息数据相乘 (或模 2 加), 由于伪随机序列的带宽远大于信息数据的带宽, 从而扩展了发射信号的频谱。这是目前扩频通信系统最常使用的扩频通信方式。

2.2.2 跳频 (FH) 系统

在一个伪随机序列的控制下, 发射频率在一组预先指定的频率上按照所规定的顺序离散地跳变, 扩展了发射信号的频谱。

2.2.3 脉冲线性调频 (chirp) 系统

系统的载频在一个给定的脉冲间隔内线性地扫过一个宽的频带, 扩展发射信号的频谱。

2.2.4 跳时 (TH) 系统

与跳频系统类似, 区别在于一个是控制频率, 另一个是控制时间。即跳时系统是用一个伪随机序列控制发射时间和发射时间的长短。

此外，还有以上四种系统组合的混合系统。如：DS/FH，DS/TH，FH/TH 及 DS/TH/FH 等混合系统。

2.3 CDMA 通信系统的一般原理

CDMA 系统中每个用户都有自己的特定地址码，利用公共信道传输信息，这种通信技术称为码分多址。CDMA 系统的地址相互具有准正交性，以区别地址，而在频率、时间和空间上都可能重叠。

CDMA 是直接序列 (DS) 扩频技术的一个直接应用。直扩的基本思想是将要传送的信息先对载波进行一次调制，然后再用一个伪随机序列对已调波进行二次调制，由于伪随机序列的速率远大于要传送信息的速率，因而最后得到的已调信号的频谱宽度将远大于原来信息的频谱宽度，故称之为扩频。在接收端采用相同且同步的伪随机序列进行解调就能将原信息恢复。

显然，要正确地检测和区别不同的用户信号，必须满足两个基本的条件：一是接收端和发送端的伪码序列必须严格同步，时间偏差要小于一个码位的长度；二是不同伪码的互相关性必须接近零。

直接序列扩频系统的工作原理：

直接序列扩频系统给每个用户分配一个扩频码，各个用户扩频码之间相互正交，每一用户的信号利用其扩频码来实现频谱的扩展。其工作原理如图 2.1 所示。在直接序列扩频系统中，比特率为 R_b 的输入数据 $b_k(t)$ ，被速率很高的伪随机序列 (PN 码) $C_k(t)$ 进行调制后，输出信号占有的宽带被扩展，这个过程即为扩频。然后再对频谱扩展后的序列进行射频调制，成为展宽频谱的射频信号 $S_k(t)$ ，经天线发射出去。图中的信息数据是宽为 T_b 的+1 或-1 的矩形波信号，扩频码是码长为 N 个码元 (宽度为 T_c) 的+1 或-1 的矩形波信号。若 $T_b = NT_c$ ，信息数据正好对扩频序列作周期调制，信息数据为+1 时，扩频码极性不变；信息数据为-1 时，扩频码倒相。每一个数据 $b_k(t)$ 产生一个对应的扩频信号，发射机输出的信号是所有这些扩频信号 $S_k(t)$ 的和：

$$S(t) = \sum_{k=0} b_k(t)C_k(t)\cos(2\pi f_0 t + \theta_k) \quad (2.4)$$

在接收端，射频信号经混频变为中频信号后，与发射端 $C_k(t)$ PN 码序列相同的本地 $C_k(t)$ 进行扩频解调，使宽带 $S(t)$ 变为窄带 $b_k(t)$ 信号。窄带 $b_k(t)$ 通过信息解调器进行解码，恢复原始数字信号。CDMA 通信系统中所有用户公用一个信道，各用户占用同一频域、时域和空域彼此用不同的特征码加以区别。

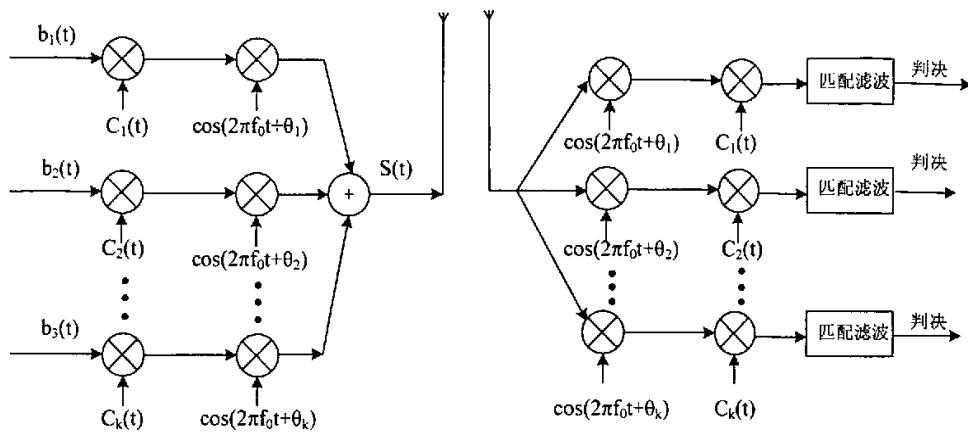


图 2.1 CDMA 通信系统的工作原理图

在多径衰落环境下,由于各个用户之间所用的扩频码通常难以保持正交,因而造成多个用户之间的相互干扰,并限制系统容量的提高。解决此问题的一个有效方法是使用多用户检测技术,通过测量各个用户扩频码之间的非正交性,用矩阵求逆方法或迭代方法消除多用户之间的相互干扰。从理论上讲,使用多用户检测技术能够在极大程度上改善系统容量。但一个较为困难的问题是对于基站接收端的等效干扰用户等于正在通话的移动用户数乘以基站端可观测到的多径数。这意味着在实际系统中等效干扰用户数将多达数百个,这样即使采用与干扰用户数成线性关系的多用户抵消算法仍使得其硬件实现显得过于复杂。如何把多用户干扰抵消算法的复杂度降低到可接受的程度就成为多用户检测技术能否实用的关键。

下面一章,我们将主要介绍多径信道的信号模型和多用户检测技术的研究内容。

2.4 本章小结

本章在讨论了 CDMA 系统的基本原理及扩频通信的基础上,系统阐述了扩频通信的概念、分类、以及通信系统的原理。并且对现有 CDMA 移动通信系统的模型做了简要的分析。

3 多用户检测技术的研究及多径信道的信号模型

移动信道是影响无线通信系统性能的一个基本因素，因此研究移动通信信道是研究移动通信系统的首要前提。本章在介绍多用户检测具体概念的基础上，首先说明了多用户检测器引入的必要性，并根据多用户检测的传统系统模型系统重点分析了各种干扰和噪声的种类；同时，分别推导了直接扩频通信系统中各种干扰的表达式。在此基础上分析了多径信道信号模型。

3.1 多用户检测技术引入的必要性

在 CDMA 移动通信系统中，一个小区总的干扰为：

$$I = I_{MAI} + f \cdot I_{MAI} + I_{noise} + I_{ISI} \quad (3.1)$$

其中 I_{MAI} 是本小区中非期望用户造成的干扰，即多址干扰 (MAI)； f 为其他小区的干扰与本小区多址干扰之比，又称外溢比； I_{noise} 为接收机接收到的热噪声； I_{ISI} 表示为期望用户的符号间干扰 (ISI)。对于这四种干扰，在 CDMA 无线蜂窝移动通信系统中分别采用不同的消除方法^[14]。

热噪声是所有通信系统都存在的一类加性噪声，主要由通信设备的有源、无源器件所产生。它一般遵从正态高斯分布，且功率谱是平坦的，故称为加性高斯白噪声 (Additive White Gauss Noise, AWGN)。在实际 CDMA 无线蜂窝移动通信系统中，通常热噪声的影响要远小于 MAI 和 ISI，因此实际应用中均可通过限制接收机噪声系数的方法来保证接收机的灵敏度^[2]。

ISI 的形成原因有两种：一种是信号在传输时未满足 Nyquist 第一准则，在抽样时刻存在失真，对于由这种原因引起的 ISI，在 CDMA 无线蜂窝移动通信系统中采用了升余弦滤波器等方法来克服；另一种是由无线传播信道中的多径成分造成，在实际系统是无法避免这种干扰的，但可以通过均衡尤其是空时处理方法来改善^[15]。

MAI 是由同频用户对期望用户造成的干扰。它可分为两部分：一部分是小区内的 MAI，另一部分是小区间的 MAI。在 CDMA 无线蜂窝移动通信系统中，同一小区内同时通信的用户不止一个，而在码分多址通信方式中各个用户均占用同一频率进行通信，所不同的就是各个用户使用不同的地址码来区别各自的信号。由于实际选用的各地址码之间不可能完全正交，它们间的互相关函数就不能达到理想状态下的值，因此在多个用户同时通信时，必然要产生 MAI。当小区内同时通信的用户数较多时，小区内的 MAI 就成为 CDMA 无线蜂窝移动通信系统中的最主要干扰。小区间 MAI 是指其他相邻同频小区的用户对期望用户造成的干扰。通常这部分 MAI 可以通过合理的小区配置来减少

其影响,但在恶劣的通信环境中,小区间 MAI 将达到小区内 MAI 的 60%。因此,为了满足不同业务质量的要求,还要考虑消除小区间的 MAI,这是研究盲自适应多用户检测技术的原因之一。

一个常用的多用户检测传统系统如图 3.1 所示。每个用户发送数据比特,采用各自的扩频码进行扩频调制。信号通过高斯多址接入信道发射。

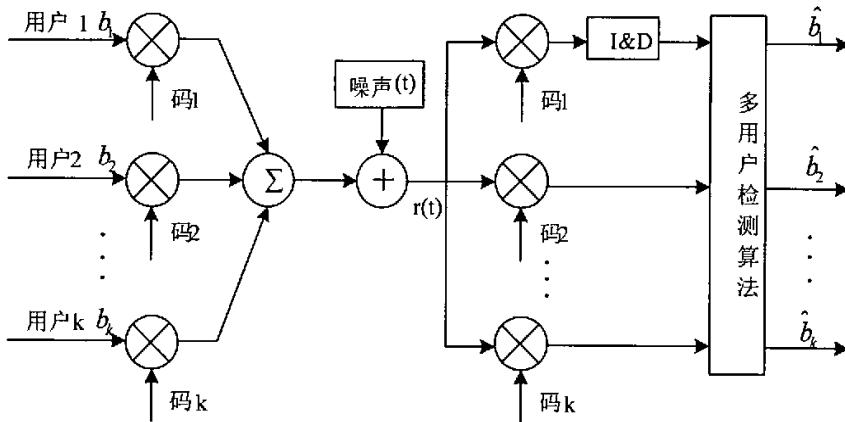


图 3.1 多用户检测的传统系统模型

在接收机中所接收到的信号分别与各个用户的扩频码副本进行相关处理。其中相关器是由乘法器、积分和清除函数组成,当然也可以采用匹配滤波器。多用户检测算法处理来自相关器的信号,将不期望的多址干扰从所期望的信号中分离出去,从而恢复出期望信号。其中 $r(t)$ 表达式如下:

$$r(t) = \sum_{k=1}^K \sum_{i=-M}^{+M} A_k b_k(i) s_k(t-iT) + n(t) \quad (3.2)$$

事实上,多用户检测算法就是一种变换运算,这种变换运算用 Γ 来表示,则整个多用户检测的实现过程可表示为:

$$\hat{b}_k = Sgn(\Gamma \cdot r(t))$$

其中, $k = 1, 2, \dots, K$ 。

3.2 CDMA 系统中待需解决的问题

CDMA 通信系统中的主要干扰为码间干扰和多址干扰^[16]。

多址干扰 (MAI: multiple access interference): CDMA 以不同的扩频码来区分用户,因此扩频码之间的正交性显得十分重要。但是严格正交的扩频码组是不存在的,故其他用户将对目标用户产生干扰,这种干扰称为多址干扰。严格来说,多址干扰包含小区内干扰和小区间干扰,但我们设计的多用户检测器主要考虑的是小区内干扰。

码间干扰 (ISI): 补偿主要是通过均衡器来实现。多址干扰主要是由于用户共享一个信道, 不同用户之间必然产生干扰, 因此多址干扰也称多用户干扰。

例如: 一个两用户的同步 CDMA 系统 (目标用户是第一个用户), 假定接收信号为:

$$r(t) = \sqrt{E_1} b_1 c_1(t) + \sqrt{E_2} b_2 c_2(t) + n(t) \quad (3.3)$$

经匹配滤波后输出为:

$$Y_1 = \sqrt{E_1} b_1 + \sqrt{E_2} b_2 \rho_{12} + N \quad (3.4)$$

其中, $c_1(t)$, $c_2(t)$ 为扩频码波形; b_1, b_2 为信息比特位, $b_1, b_2 \in \{-1, +1\}$, 设 $\rho_{k,j} = \int_0^{T_b} c_k(t) c_j(t) dt$, $\int_0^{T_b} c_k^2(t) dt = 1$; T_b 为比特间隔, 并且系统是同步的。N 是噪声项, ρ_{12} 是相关系数。式 (3.3) 可见等式右边的第一项为有用信号项, 第二项是多址干扰项, 第三项即噪声项。当 $\sqrt{E_2} \gg \sqrt{E_1}$ 时, 尽管 ρ_{12} 很小, 但 $|\rho_{12} \sqrt{E_2}|$ 也可以远大于 $\sqrt{E_1}$, 这样, 多址干扰就占了主导地位, 系统性能必然要迅速下降。因此, 在具有功率控制的 CDMA 系统中加入多用户检测可以大大减轻功率控制的压力。

多用户检测是一种从接收机端的设计入手的干扰抑制方法, 它主要解决的基本问题是: 如何从相互干扰的数字信息串中可靠地解调出某个特定用户的信号。

3.3 多径信道信号模型

多径信道^[16]的信号模型和空时信号模型是同步信号模型在各种实际情况中的扩展, 如果后两种信号模型的冲激响应为单位冲激响应, 那么它们就变为同步信号模型。对这些信号模型的理解是研究多用户检测器和进行仿真的基础。

假设小区中有 k 个同频干扰用户, 第 k 个用户的多径数和归一化特征波形分别为 L, $s_k(t)$ 。则第 k 个用户的数据比特流经过扩频后的基带信号为:

$$x_k(t) = A_k \sum_{i=0}^{M-1} b_k(i) s_k(t - iT) \quad (3.5)$$

式中, A_k 、 $b_k(t)$ 分别表示第 k 个用户的信号幅度和第 i 个信息码, 且 $b_k(i) \in \{-1, +1\}$; T 为数据比特持续时间, $s_k(t)$ 满足:

$$s_k(t) = \sum_{j=0}^{N-1} c_k(j) \varphi(t - jT_c) \quad 0 \leq t \leq T \quad (3.6)$$

其中, $\varphi(t)$ 是区间为 $T_c = \frac{T}{N}$ 的扩频脉冲, 码序列 $c_k(j) \in \{-1, +1\}$ 。

在接收端, 基站发射机和第 k 个用户的接收机之间的等效基带多径信道可以模拟成一个多输入单输入信道, 其冲激相应为:

$$h_k(t) = \sum_{l=1}^L g_{kl} \delta(t - \tau_{kl}) \quad (3.7)$$

其中 g_{kl} 和 τ_{kl} 分别表示为 k 个用户的第 l 路径信号的复增益与延迟。因此移动用户的接收信号就是 k 个用户发射信号和再加上环境噪声，即：

$$\begin{aligned} r(t) &= \sum_{k=1}^K x_k(t) * h_k(t) + \delta n(t) \\ &= \sum_{i=0}^{M-1} \sum_{k=1}^K A_k b_k(i) \sum_{l=1}^L g_{kl} s_k(t - iT - \tau_{kl}) + \delta n(t) \end{aligned} \quad (3.8)$$

其中，*表示卷积； $n(t)$ 是一个独立的零均值、复高斯白噪声过程， δ^2 是环境噪声方差。

3.4 本章小结

本章作为论文的过渡部分，重点介绍了该学科在现有研究中的所遇到的一些困难。同时引入了多径信道模型，这对于后续工作十分重要。

4 多用户检测的分类及各自的性能分析

4.1 多用户检测器的分类

1986年,美国学者 Verdu 首先提出利用已知扩频码的结构信息来克服多个用户之间干扰的多用户检测理论与方案。Verdu 提出的多用户检测器是在加性高斯白噪声信道 (AWGN) 下的最优多用户检测。接收机最优结构为匹配滤波器加上维特比 (Viterbi) 检测算法。即最大似然序列检测 (Maximum Likelihood Sequence Detection, MLSD)。仿真结果表明,该算法能实现与单个用户接收时几乎完全一样的性能。但实现上述算法的运算量随着用户数 k 成指数增长,即复杂度为 $O(2^k)$,所以最优多用户检测是一个 NP 完全问题^{[17]-[18]}。且实现 MLSD 算法需要知道所有用户的扩频码、信号幅度、相位和多径时延。因此,最优的 MLSD 算法的多用户检测器在实际中是难以实现的,它仅具有理论意义和实际实现时的理论标准。所以研究人员为了寻求实际应用价值的方案,提出了很多次最优多用户检测算法。目的是为了在牺牲一定性能的可接受的条件下,寻求尽可能简化复杂度的方案。

目前国内外提出多用户检测算法很多,出发点都是如何在发挥多用户检测优点的同时克服其缺点。但由于多用户检测的复杂性以及它们与扩频码的选择以及功率控制等因素相关,因此还没有在实际中应用。

多用户检测技术总体分为最佳多用户检测技术和次最佳多用户检测技术两大类,次最佳多用户检测又分为线性和非线性两方面。图 4.1 是多用户检测技术的分类情况。



图 4.1 多用户检测的分类

一般来说, 多用户检测算法可以按最优和次最优方法分为两类。一类是最优多用户检测 (Optimum MUD), 它通过将所有用户的信号联合起来解一个最优化问题来确定所要接收的码元信息, 这虽然能从根本上改善系统的性能, 消除多址干扰, 但由于其运算量随用户数成指数增长, 因而当系统容量较大时, 计算量大而导致根本无法实现。第二类是次最优多用户检测 (Suboptimum MUD), 它是在尽量保持最优化性能的前提下降低实现复杂度, 以增加其实际应用价值。

按处理方法可分为线性和非线性两大类, 其中线性多用户检测技术主要以下几种: 解相关检测、MMSE 检测、自适应检测器。按检测器处理信息时需要知道期望用户信息量的多少, 自适应检测器又可分为盲多用户检测器和非盲多用户检测器^[19]。

次优多用户检测方案基本上可以分成两大类: 线性多用户检测和非线性检测。线性多用户检测, 是指先对匹配滤波器的输出矩阵进行线性变换, 然后再判决。具有代表性的是解相关 (DEC) 多用户检测和最小均方误差 (MMSE) 多用户检测; 非线性检测中最主要的方法是干扰抵消多用户检测。干扰抵消的思想就是估计出多址和多径引起的干扰, 然后减去干扰值。非线性检测存在误差扩散, 而线性检测不仅能降低复杂度, 而且能克服误差扩散问题。

在实际的通信系统中, 由于无线信道是时变系统而线性检测器每次重新计算线性变换矩阵是不可能的, 所以多用户检测器应该是实时处理的。因此, 引入自适应技术不仅能自动跟踪信道变化, 而且可以降低每次的计算量。自适应算法又分为带训练序列的自适应和盲算法。对于带训练序列的自适应算法, 由于发送训练序列不仅占用一定的资源, 而且还要提高其发射功率以保证判决的可靠性, 而当信道发生变化, 或出现新的同信道用户时, 就需要重新发送训练序列。从而大大降低了系统性能。因此当前的主要研究工作集中在盲自适应算法的研究上^[20]。

在盲多用户检测中, 基于子空间跟踪的盲检测器利用子空间跟踪算法, 可以自适应实现盲检测, 且算法复杂度低, 已成为一种研究较多的盲多用户检测算法。为了抑制多址干扰。在多用户检测中, 任何一种接收机都应该知道 (或至少可以获得) 下面的一个或几个参数:

- (1) 期望用户的特征波形;
- (2) 干扰用户的特征波形;
- (3) 期望用户的定时信息 (比特的出现时间和载波相位);
- (4) 干扰用户的定时信息 (比特的出现时间和载波相位);
- (5) 干扰用户相对于期望用户信号幅值的接收信号幅值。

传统的相关接收器只使用上述信息 (1) 和 (3), 未考虑其他用户的干扰, 因而受到远近效应问题的困扰。我们要求改进的多用户检测器能有很好的抗远近能力。

非线性检测器由于没有系统的数学描述和分析工具, 理论上研究较困难。实际应用

中也有一定的难度和弊端，串行干扰抵消检测器具有计算量小，延时大的特点，而并行干扰抵消监测器的特点是计算量大，延时小，设备复杂度高。而线性多用户检测器有比较完整的定量的数学描述工具与分析方法，并具有较大的理论研究价值和实际应用意义。因此，本论文将在同步 CDMA 系统中对线性多用户检测器进行研究和改进。

4.2 多用户检测器相关性能分析

在多用户检测器的性能评价中，误码率、渐近有效性和抗远近能力是三个最重要的性能测度^[21]。

4.2.1 误码率

在多用户检测中，我们最关心的性能指标是检测的高信号——背景噪声比范围内的误码率 (BER: bit error rate)。在评估多用户干扰对单个用户检测器性能的影响时，可以把在信道中没有其他用户时的单用户接收机的比特错误概率作为基准。假定在加性高斯白噪声信道中只有一个具有能量 E_k 的单独用户 k ，而噪声方差为 δ^2 ，该单个用户的误码率定义为：

$$P_k(\delta) = Q\left(\sqrt{\frac{E_k}{\delta^2}}\right) \quad (4.1)$$

式中， $Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} e^{-\frac{u^2}{2}} du$ 为 Q 的函数。当存在干扰用户时，误码率便会增大。此时。在定义式 (4.1) 中，需要用期望用户 k 的有效能量 (effective energy) $e_k(\delta)$ 代替其实际能量 E_k ，即在多用户系统中期望用户的误码率定义为：

$$P_k(\delta) = Q\left(\sqrt{\frac{e_k(\delta)}{\delta^2}}\right) \quad (4.2)$$

式中， $e_k(\delta)$ 定义为第 k 个用户达到 (4.1) 式 (在同一高斯白噪声信道中无干扰用户时的误码率) 所需要的能量，故称为第 k 个用户的有效能量。在同步或异步传输最佳检测器的情况下，计算错误概率是极困难且乏味的。在这种情况下，可以将式 (4.1) 作为其下边界，将次最佳检测器的性能作为其上边界。

4.2.2 渐近多用户有效性

即使背景热噪声不能忽略，我们对检测器的性能还是重点关心由多址干扰引起的检测器性能损失。这一性能损失常用渐近多用户有效性 (asymptotic multi-user efficiency) 来度量。渐进多用户有效性时 Verdu 于 1986 年引入的，它是衡量干扰用户对期望用户误码率影响的测度，常简称渐近有效性。

多用户有效性定义为多用户系统达到单用户系统相同误码率 (BER) 所需能量与单

用户系统能量之比, 即:

$$\eta_k(\delta) = \frac{e_k(\delta)}{E_k} \quad (4.3)$$

当噪声方差趋于零即 $\delta \rightarrow 0$ 时, 有效性 $\eta_k(\delta)$ 的极限称作第 k 个用户的渐近有效性, 记作 η_k 。也就是, 渐近多用户有效性定义为在高信噪比范围内多用户有效性 $\eta_k(\delta)$ 的极限, 记为:

$$\begin{aligned} \eta_k &= \lim_{\delta \rightarrow 0} \frac{e_k(\delta)}{E_k} \\ &= \sup[0 \leq r \leq 1; \lim_{x \rightarrow \infty} \frac{P_k(\delta)}{Q(\frac{\sqrt{rE_k}}{\delta})} = 0] \\ &= \frac{2}{E_k} \lim_{\delta \rightarrow 0} [\delta^2 \log \frac{1}{P_k(\delta)}] \end{aligned} \quad (4.4)$$

式中, \sup 表示上边界。渐近有效性 η_k 的取值介于 0 和 1 之间, 渐近有效性的涵义分析如下。首先, 由式 (4.4) 很容易看出, 在背景噪声强度虽然趋于零, 但误码率 $P_k(\delta)$ 并不趋于零的情况下, 渐近有效性等于零。这表明, 在没有任何背景噪声的情况下, 单用户匹配滤波检测器也存在非零的误码率。反之, 正的渐近有效性意味着误码率不仅随 $\delta \rightarrow 0$ 趋于零, 而且衰减数率为 $1/\delta^2$ 。另外一方面, $\eta_k = 1$ 表示感兴趣的用户 k 丝毫不受其他用户的干扰影响。

同步 CDMA 系统若使用一般的接收机, 则其渐近有效性为:

$$\eta_k = \max^2 \left\{ 0, 1 - \sum_{j \neq k} \frac{A_j^2}{A_i^2} \rho_{jk} \right\} \quad (4.5)$$

式中, $\max^2 \{ \cdot \}$ 表示 $\max \{ \cdot \}$ 的平方, 而 ρ_{jk} 是用户 j 和用户 k 特征值波形的归一互相关。虽然渐近有效性和低噪声误码率是两个等价的性能测度, 但是渐近有效性具有以下优点: 容易被分析, 对我们感兴趣的检测器能够得到显式表示。所以它在实际的工程试验中应用更为广泛。

4.2.3 抗远近能力

在 CDMA 通信系统中, 接收功率的不相等会引起远近效应: 接收功率弱的用户会被接收功率强的用户淹没。因此, 要求多用户检测器具有抵抗远近效应的性能。这就需要对多用户检测器的抵抗远近效应的程度进行量化, 这一量化通常用“抗远近 (效应)

能力”(near-far resistance)描述。

抗远近能力定义为在所有有关用户能量范围内测量到的最坏情况下的渐进有效性,即:

$$\eta_{k,i} = \inf_{\substack{E_j[i] > 0 \\ (i,j) \neq (0,k)}} \eta_k \quad (4.6)$$

式中, $\eta_{k,i}$ 表示用户 k 的第 i 个比特的抗远近能力, 而 $E_j[i]$ 表示第 j 个用户的第 i 个比特的接收能量^{[22]-[23]}。

4.3 常见检测器的类型及功效

4.3.1 系统模型

在接收端, 解调之后才采用多用户检测技术, 因此, 在讨论多用户检测问题时, 系统模型可以忽略调制和解调等射频部分, 只涉及简单的等效基带系统, 而不失一般性。除专门说明外, 本文的模型都是等效基带模型。考虑有 k 个用户接入的 CDMA 系统, 如图 4.2 所示。

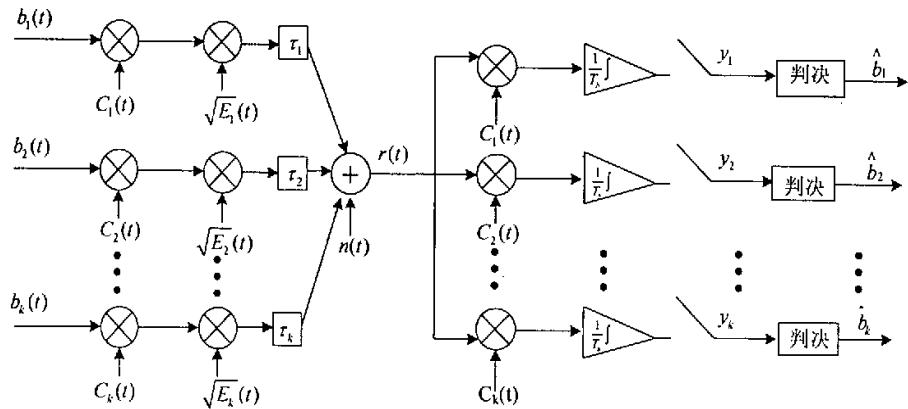


图 4.2 CDMA 系统的通信模型

在加性高斯白噪声(AWGN)信道环境中, 接收机收到的信号为:

$$r(t) = \sum_{k=1}^K \sqrt{E_k} b_k(t - \tau_k) C_k(t - \tau_k) + n(t) \quad (4.7)$$

这里, $\sqrt{E_k}$ 是用户 k 的信号幅度, $C_k(t)$ 为第 k 个用户的归一化扩频码波形, 由下式给出:

$$C_k(t) = \sum_{n=0}^{N-1} c_{k,n} \phi(t - nT_c) \quad (4.8)$$

其中, $c_{k,n} \in \{+1, -1\}$ 是用户 k 的扩频码序列的第 n 个码元; $\phi(t)$ 为码元形状函数; 令 N 是处理增益, 则 $T_c = T_b / N$ 是码元周期。

本文假定 $\phi(t)$ 是宽度为 T_c 的单位能量矩形脉冲, 即:

$$\phi(t) = \begin{cases} 1 & (0 \leq t \leq T_c) \\ 0 & (t < 0, t > T_c) \end{cases} \quad (4.9)$$

所以:

$$\frac{1}{T_b} \int_0^{T_b} \phi^2(t) dt = 1 \quad (4.10)$$

对于 k 用户发送数据波形, 用下式表示:

$$b_k(t) = \sum_{i=0}^{M-1} b_k(i) \phi(t - iT_b) \quad (4.11)$$

其中, $b_k(i) \in \{+1, -1\}$ 是用户 k 发射的第 i 个数据比特, M 是信息比特的个数; $\phi(t)$ 是数据形状函数。本文假定 $\phi(t)$ 是宽度为 T_b 的单位能量矩形脉冲:

$$\phi(t) = \begin{cases} 1 & (0 \leq t \leq T_b) \\ 0 & (t < 0, t > T_b) \end{cases} \quad (4.12)$$

将式(4.11)代入(4.7)中可得:

$$r(t) = \sum_{i=0}^{M-1} \sum_{k=1}^K \sqrt{E_k(i)} b_k(i) C_k(t - iT_b - \tau_k) + n(t) \quad (4.13)$$

式中, $\sqrt{E_k(i)}$ 为用户第 i 个信息比特的幅度;

K 为系统中的用户总数;

T_b 为信息比特的时间宽度;

$n(t)$ 为双边功率密度为 $\delta^2 = N_0 / 2$ 的加性高斯白噪声;

τ_k 为用户 k 的信号到达接收机时的时延, 在同步 CDMA 系统中, 所有用户的信号同时到达基站。此时, 可以认为多用户延时 $\tau_i = 0 (i = 0, 1, 2, \dots, K)$ 。

在传统检测器 (如图 4.3) 和多用户检测器前端, 接收信号 $r(t)$ 经过匹配滤波器组进行相干接收。假设用户 k 为待解调用户, 在第 i 个符号结束时, 对第 k 路相关器的输出采样, 则采样是一个完全包含用户 k 发送端信息的充分统计量:

$$y_k(i) = \frac{1}{T_b} \int_{iT_b + \tau_k}^{(i+1)T_b + \tau_k} r(t) C_k(t - iT_b - \tau_k) dt \quad (4.14)$$

将 (4.13) 代入 (4.14) 中得:

$$\begin{aligned}
 y_k(i) &= \frac{1}{T_b} \int_{iT_b+\tau_k}^{(i+1)T_b+\tau_k} \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{j=1}^K \sqrt{E_j(m)} b_j(m) C_j(t - mT_b - \tau_j) + \\
 &\quad C_k(t - iT_b - \tau_k) dt + \frac{1}{T_b} \int_{iT_b+\tau_k}^{(i+1)T_b+\tau_k} n(t) C_k(t - iT_b - \tau_k) dt \\
 &= \frac{1}{T_b} \int_{iT_b+\tau_k}^{(i+1)T_b+\tau_k} \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq k}}^K \sqrt{E_j(m)} b_j(m) C_j(t - mT_b - \tau_j) C_k(t - iT_b - \tau_k) dt \\
 &\quad + \sqrt{E_k(i)} b_k(i) + n_k(i)
 \end{aligned} \tag{4.15}$$

这里 $n_k(i)$ 是采样点 i 上的高斯白噪声采样值:

$$n_k(i) = \int n(t) C_k(t - iT_b - T_c) dt. \tag{4.16}$$

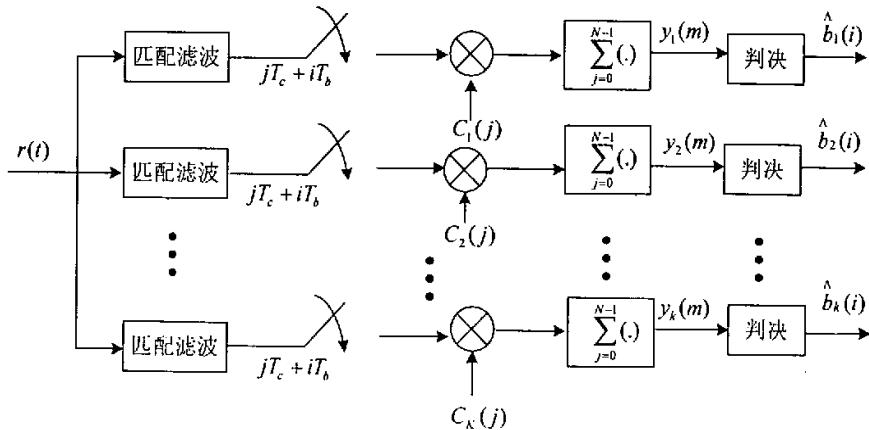


图 4.3 传统检测器的结构

假设在一个码元间隔 $[0, T_b]$ 内, 且系统已经完全同步, 即式 (4.15) 中的 $\tau_i = 0 (i = 0, 1, 2, \dots, K)$, 则式 (4.15) 可简化为:

$$y_k = \sqrt{E_k} b_k + \frac{1}{T_b} \int_0^{T_b} \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq k}}^K \sqrt{E_j} b_j C_j(t) C_k(t) dt + n_k \tag{4.17}$$

定义码序列的互相关值为 ρ_{jk} :

$$\rho_{jk} = \frac{1}{T_b} \int_0^{T_b} C_j(t) C_k(t) dt \tag{4.18}$$

所以式 (4.16) 可以进一步写成:

$$y_k = \sqrt{E_k} b_k + \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq k}}^K \sqrt{E_j} b_j \rho_{jk} + n_k \quad (4.19)$$

式 (4.19) 右边第一项 $\sqrt{E_k} b_k$ 为有用信号项; 第二项 $\sum_{\substack{j=1 \\ j \neq k}}^K \sqrt{E_j} b_j \rho_{jk}$ 为多址干扰项;

第三项 n_k 为噪声项。

在传统检测器中, 匹配滤波器组在 T_b 时刻, 对式 (4.15) 所示的统计量进行判决, 就可以得到用户 k 的第 i 信息比特的估计值。判决时将多址干扰项作噪声项处理, 在加性白高斯噪声环境中, 判决时可将给出最大信噪比。

在讨论多用户检测时, 为了方便起见, 今采用矩阵形式来描述多用户相干接收的过程。将同一时刻 k 个用户的相关输出看作一矢量, 记作 Y : $Y = [y_1, y_2, \dots, y_j, \dots, y_k]^T$; 同样,

将用户发射端的信息比特也看成一矢量, 记作 b : $b = [b_1, b_2, \dots, b_j, \dots, b_k]^T$; 设

$E = \text{diag}\{\sqrt{E_1}, \sqrt{E_2}, \dots, \sqrt{E_j}, \dots, \sqrt{E_k}\}$ 和 $N = [n_1, n_2, \dots, n_j, \dots, n_k]^T$ 。扩频码本身有互相关阵,

设其归一化相关阵为 $k \times k$ 矩阵 R , 显然 $R_{jk} = \rho_{jk} = \frac{1}{T_b} \int_0^{T_b} C_j(t) C_k(t) dt$ 故式 (4.19)

可化为矩阵形式:

$$Y = REb + N \quad (4.20)$$

互相关矩阵有如下性质:

- (1) $R_{ii} = 1$;
- (2) $R_{ij} = R_{ji}$;

所以, 有 $E[n_i n_j^T] = \delta_{ij} R_{ii}$ 。

以上结果是对同步 CDMA 系统给出的。对于异步 CDMA 系统, Lupas 和 Verdu 指出: 异步系统 (信息长度为 M , 用户数为 K) 可以看成一个等效用户数 MK 的同步系统。他的思想是把异步相关的部分作为“新同步”系统的“新用户”的相关。这样的代价是使系统分析趋于复杂, 但毕竟可以化为同步问题处理。为简洁起见, 下文的分析均针对同步 CDMA 系统。

4.3.2 解相关多用户检测原理

多址干扰是由于不同用户的扩频波形不相互正交(即存在线性相关)引起的。因此,为了抑制多址,我们会很自然联想到应该将所有用户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。

在同步信道中, K 个匹配滤波器组输出的向量形式可以写作: $y = REb + N$ 。关于解相关检测器的性能,有以下两个结果。

若用户 k 线性独立,即它不属于其他用户信号张成的子空间,则解相关检测器的渐近有效性满足:

$$\eta_k(R^+) = \frac{1}{R_{kk}^+}$$

即对于独立的用户,解相关检测器的渐近有效性与其它用户的能量无关,并且与选择的 Moore-Penrose 逆矩阵的形式有关。解相关检测器的抗远近能力也和最佳多用户检测器的抗远近能力相等。

由式(4.20)可知,多址干扰的形成主要是由于用户的信息矢量 Eb 与互相关矩阵 R 相乘的结果。所以,如果将匹配滤波器组的输出矢量 Y 与互相关矩阵 R 的逆矩阵相乘,就可以完全消除用户间的多址干扰,得到用户的信息矢量 Eb 。由此可得到一种多用户检测接收机的模型,如图 4.4 所示。

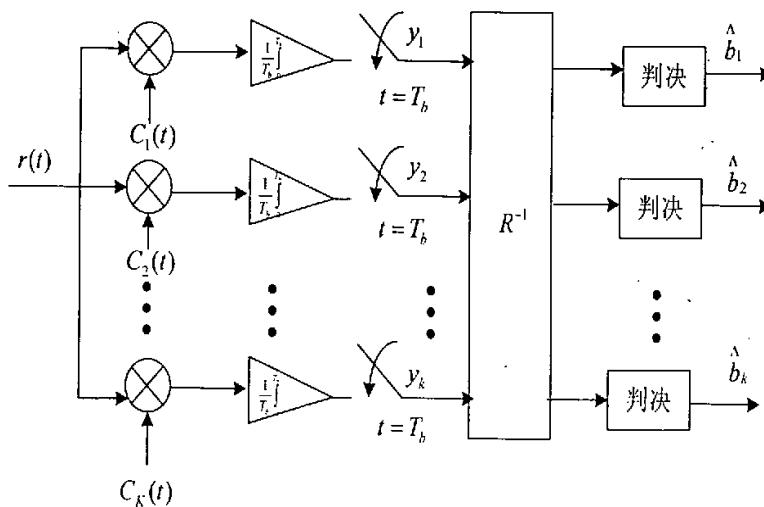


图 4.4 解相关多用户检测接收机的模型

它有一个匹配滤波器组加上线性变换 R^{-1} 及比特判决构成。与常规接收机相比,增加了一个线性变换单元 R^{-1} ,由于 R 是互相关矩阵,因此称为解相关检测。

这里必须指出的是：所有用户的扩频码序列之间是线性无关的，互相关矩阵 R 是满秩的，故存在唯一的逆矩阵 R^{-1} 。线性变换后矢量表示为：

$$X = R^{-1}Y = R^{-1}(REb + N) = Eb + R^{-1}N$$

即：

$$X = Eb + V \quad (4.21)$$

其中 $X = [X_1, X_2, \dots, X_K]^T$ ；而 $V = [V_1, V_2, \dots, V_K]^T = R^{-1}N$ 。

而式(4.21)中， X 为新的判决矢量， V 为变换后的高斯噪声矢量，其自相关矩阵为 $\delta^2 R^{-1}$ ，即 V_k 的噪声功率为 $\delta^2 R_{kk}^{-1}$ ，它总是大于高斯白噪声 (AWGN) 通过匹配滤波器后的输出噪声功率 δ^2 。例如：有一个两用户的系统，其自相关系数为 $\frac{\delta_2}{1-\rho^2}$ 。

对矢量 X 进行检测判决，可恢复出用户发送信息比特：

$$\hat{b} = \text{sgn}(X) = \text{sgn}(Eb + V) \quad (4.22)$$

$\text{sgn}(x)$ 为符号函数，其定义为：

$$\text{sgn}(t) = \begin{cases} 1 & (t > 0) \\ -1 & (t < 0) \end{cases}$$

4.3.3 解相关多用户检测接收机性能分析

(1) 误比特率(BER)

传统接收机对匹配滤波器的输出矢量 Y 进行判决，可得到接收机恢复出的信息矢量：

$$\hat{b} = \text{sgn}(Y) \quad (4.23)$$

式中， $\hat{b} = [\hat{b}_1, \hat{b}_2, \dots, \hat{b}_K]$ 是 $b = [b_1, b_2, \dots, b_K]$ 的估计，对用户 k ，其误比特率表示为：

$$P_e^k(C) = P_r[\hat{b}_k = 1 | b_k = -1] = P_r[y_k = 1 | b_k = -1] \quad (4.24)$$

对于传统检测器，有 $X = Y = REb + N$ ，即：

$$x_k = y_k = \sum_{j=1}^K \sqrt{E_j} b_j R_{kj} + n_k = \sqrt{E_k} b_k + \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq k}}^K \sqrt{E_j} b_j R_{kj} + n_k \quad (4.25)$$

由式 (4.24) 得：

$$\begin{aligned}
 P_e^{(k)}(C) &= P_r[x_k > 0 \mid b_k = -1] \\
 &= E_\beta[P_r(n_k > \sqrt{E_k} - \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq k}}^K R_{kj} \sqrt{E_j} b_j)] \\
 &= \frac{1}{2^{K-1}} \sum Q\left[\frac{\sqrt{E_k} - \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq k}}^K R_{kj} \sqrt{E_j} b_j}{\sigma}\right]
 \end{aligned} \tag{4.26}$$

其中, $P_r[x]$ 表示对 x 求概率; β 表示除用户 k 以外的 $K-1$ 维列矢量, 表示其他用户对用户 k 的干扰; E_β 表示对 β 求均值, 比如, 在两用户系统中:

$$\begin{aligned}
 P_e^{(1)}(C) &= E_\beta[P_r(n_1 > \sqrt{E_1} - R_{12} \sqrt{E_2})] \\
 &= \frac{1}{2}[P_r(n_1 > \sqrt{E_1} - R_{12} \sqrt{E_2}) + P_r(n_1 > \sqrt{E_1} + R_{12} \sqrt{E_2})] \\
 &= \frac{1}{2} \sum [Q\left(\frac{\sqrt{E_1} - R_{12} \sqrt{E_2}}{\sigma}\right) + Q\left(\frac{\sqrt{E_1} + R_{12} \sqrt{E_2}}{\sigma}\right)]
 \end{aligned} \tag{4.27}$$

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty \exp\left(-\frac{t^2}{2}\right) dt \tag{4.28}$$

在单用户系统中, 多址干扰不存在, 式 (4.26) 可简化为:

$$P_e(CU) = P_r(n_1 > \sqrt{E_1}) = Q\left(\frac{\sqrt{E_1}}{\delta}\right) \tag{4.29}$$

在多用户系统中, 假如 $R_{ij} = 0 (i \neq j)$, 则:

$$P_e^1(C) = \frac{1}{2}[Q\left(\frac{\sqrt{E_1}}{\delta}\right) + Q\left(\frac{\sqrt{E_1}}{\delta}\right)] = Q\left(\frac{\sqrt{E_1}}{\delta}\right) = P_e(CU) \tag{4.30}$$

这与传统检测器的最佳检测结果相吻合, 且与单用户系统的性能相同。

对解相关多用户检测器, 其判决矢量为:

$$x_k = \sqrt{E_k} b_k + V_k \tag{4.31}$$

且 V 的自相关矩阵为 $\delta^2 R^{-1}$ 。

由式 (4.24) 可得到解相关多用户检测器的误码率:

$$\begin{aligned}
 P_e^{(k)}(D) &= P_r[x_k > 0 \mid b_k = -1] \\
 &= P_r[(\sqrt{E_k} b_k + V_k) > 0 \mid b_k = -1] \\
 &= P_r(v_k > \sqrt{E_k}) \\
 &= Q\left(\frac{\sqrt{E_k}}{\sqrt{\delta^2 R_{kk}^{-1}}}\right)
 \end{aligned} \tag{4.32}$$

比较式 (4.29) 和 (4.32)，由于 R 是归一正定矩阵，所以 $R_{kk}^{-1} \geq 1$ ，故可知 $P_e(CU) \leq P_e(D)$ ，($Q(x)$ 是单调递减函数)，表明解相关检测器性能的上限是单用户检测的性能。同时，可以证明，在实际的系统中， $P_e^{(k)}(D) \leq P_e^{(k)}(C)$ ，即解相关算法的误码率小于传统检测算法的误码率，也就是解相关多用户检测接收机的误比性能优于传统检测器。

图 4.5 和图 4.6 是解相关多用户检测器与传统检测器、单用户检测器的误比性能的比较。

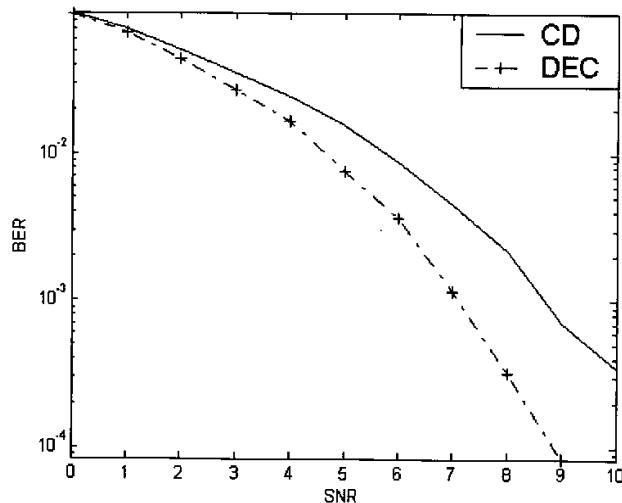


图 4.5 传统检测器和解相关检测器误码率性能曲线

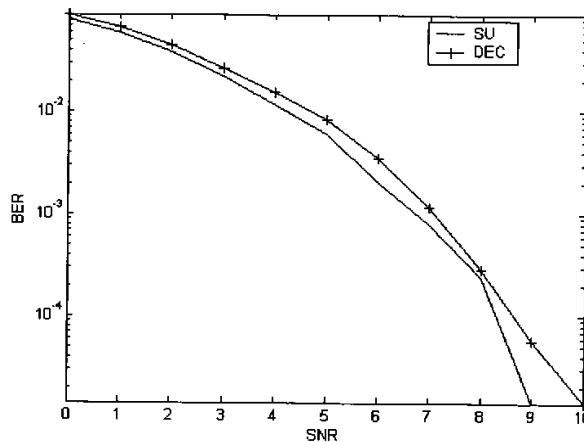


图 4.6 单用户检测器和解相关检测器误码率性能曲线

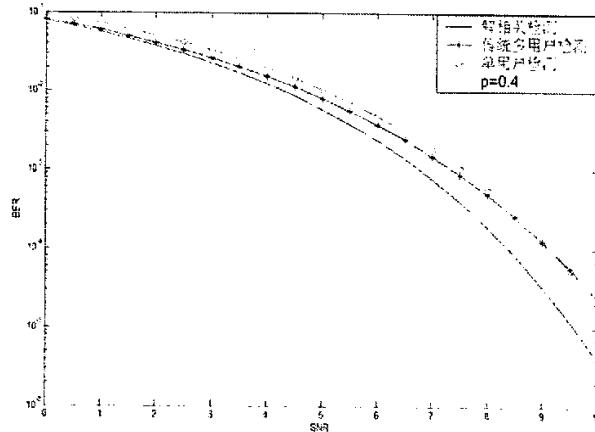
为了便于比较, 我们取 2 个用户的直接扩频 CDMA 系统, 取归一化互相关矩阵为:

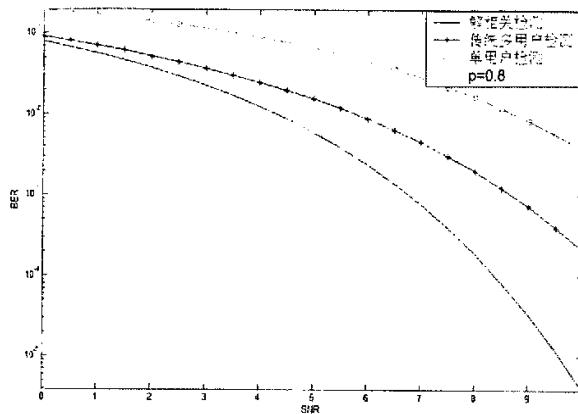
$$R = \begin{bmatrix} 1 & \rho \\ \rho & 1 \end{bmatrix}$$

由图 4.7 和图 4.8 不难看出解相关检测器的误码性能明显优于传统检测器, $\rho = 0.4$

但仍劣于单用户系统; 同时随着多址干扰强度的增加, 解相关检测器的误码率明显优于传统检测器, 但仍然劣于单用户系统。

图 4.7 和图 4.8 分别是当 $\rho = 0.4$, $\rho = 0.8$ 时, 解相关检测器和单用户检测器、传统检测器的比较结果。同时可以很明显的看出, 解相关检测器的性能与解收到的其他用户的信号功率无关, 具有最佳的抗远近效应能力。

图 4.7 $\rho = 0.4$ 时, 三种检测器性能比较

图 4.8 $\rho = 0.8$ 时, 三种检测器性能比较

(2) 渐近效率

根据文献[24]中对渐近效率的描述, 令 $P_e^{(k)}(\delta)$ 是第 k 个用户在功率谱密度为 δ^2 的高斯白噪声背景下的误比特率, $e_k(\delta)$ 满足:

$$P_e^{(k)} = Q\left(\frac{\sqrt{e_k(\delta)}}{\delta}\right) \quad (4.33)$$

由式(4.29)可知, $e_k(\delta)$ 等效于在同样噪声背景, 且无多址干扰情况下, 用户 k 达到 $P_e^{(k)}(\delta)$ 误比特率所需的能量, 故 $e_k(\delta)$ 称为有效能量。进一步把渐近效率定义为:

$$\eta_k = \lim_{\delta \rightarrow 0} \frac{e_k(\delta)}{E_k} \quad (4.34)$$

其中, E_k 是用户 k 的信息能量。

文献[25]给出了 η_k 另外两个等效形式:

$$\eta_k = \sup \left\{ 0 \leq r \leq 1; \lim_{\delta \rightarrow 0} \frac{P_e^{(k)}(\delta)}{Q\left(\frac{rE_k}{\delta}\right)} < \infty \right\} \quad (4.35)$$

$$\eta_k = \min \frac{1}{E_k} \max \left\{ 0, \frac{b^T E R P}{\sqrt{P^T R P}} \right\} \quad (4.36)$$

式 (4.36) 适用于线性检测器。

当 $P^T = I$ (I 是单位矩阵) 即传统检测器时:

$$\eta_k(C) = \min \frac{1}{E_k} \max \left\{ 0, \frac{b^T E R}{\sqrt{R}} \right\}^2 = \max \left\{ 0, 1 - \sum_{i \neq k} |R_{ik}| \sqrt{\frac{E_i}{E_k}} \right\}^2 \quad (4.37)$$

当 $P^T = R^{-1}$, 即解相关检测器时:

$$\eta_k(D) = \max\{0, \min \frac{1}{\sqrt{E_k}}, \sqrt{\frac{E_k b_k}{R_{kk}^{-1}}} \}^2 = \frac{1}{R_{kk}^{-1}} \quad (4.38)$$

可以看出, 解相关检测器的渐近效率仅与扩频码的相关矩阵有关, 而传统的检测器在多址干扰加大时效率降低。

4.3.4 最小均方误差 (MMSE) 检测原理

考虑有 k 个用户的同步 CDMA 系统, 那么经过 AWGN 新到后基带接收信号由式 (4.7) 可以描述成为:

$$r(t) = \sum_{k=1}^K \sqrt{E_k} b_k(t) C_k(t) + n(t) \quad (4.39)$$

其中 $\sqrt{E_k}$, $C_k(t)$ 是第 k 个用户接收信号的幅度和具有单位功率的波形, $b_k(t)$ 为用户 k 发送数据波形, 由式 (4.40) 给出:

$$b_k(t) = \sum_{n=0}^{M-1} b_{k,n} \varphi(t - nT_b) \quad (4.40)$$

其中, $b_{k,n} \in \{+1, -1\}$ 是用户 k 发射的第 n 个数据比特, M 是信息比特的个数; $\varphi(t)$ 为数据形状函数。本文假定 $\varphi(t)$ 是宽度为 T_b 的单位能量矩形脉冲:

$$\varphi(t) = \begin{cases} 1 & (0 \leq t \leq T_b) \\ 0 & (t < 0, t > T_b) \end{cases}$$

扩频码采用短码, 即码周期长度等于扩频增益 $N = T_b/T_c$, T_b 和 T_c 分别是比特间隔和码片间隔, 用户数 $K \leq N$ 。 $n(t)$ 是具有双边功率谱密度 $N_0/2$ 的高斯白噪声。

最小均方误差检测器可看作是对解相关检测器的一个修正, 如图 4.9 所示。它在消除多址干扰的同时, 也考虑了背景噪声功率。

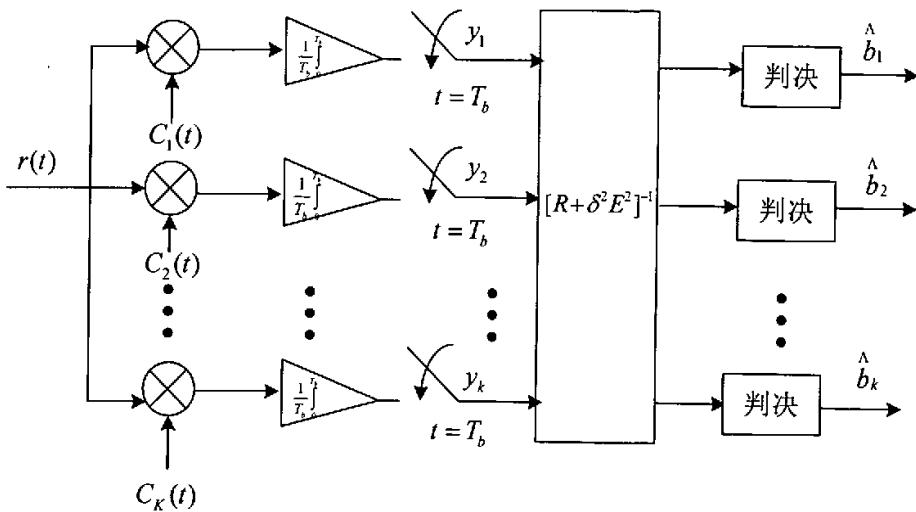


图 4.9 最小均方误差检测器结构

最小均方误差检测的代价函数是使所有用户均方差总和达到最小值，实际也是使每一个用户的均方差达到最小值，也即实际发送的信号与判决前信号之间均方误差最小。设用户 1 为期望用户，定义其解调序列为 $C_1(t)$ ，则其均方误差 (MSE) 为：

$$MSE(c_1) = E[(\sqrt{E_1} b_1 - \int r(t) C_1(t) dt)^2] \quad (4.41)$$

文献^{[26]-[27]}证明是均方误差最小的线性变换因子为：

$$L_{MMSE} = [R + \delta^2 E^{-2}]^{-1} \quad (4.42)$$

线性变换后得到新的判决矢量为：

$$X = L_{MMSE} Y = [R + \delta^2 E^{-2}]^{-1} [REb + N] \quad (4.43)$$

于是，最小均方误差检测器的输出可表示为：

$$\hat{X} = \text{sgn}(X) = \text{sgn}([R + \delta^2 E^{-2}]^{-1} [REb + N]) \quad (4.44)$$

由式 (4.43) 可见，最小均方误差检测器是对改正后的互相关矩阵进行求逆运算。改正的大小与背景噪声功率成正比，噪声功率越大， L_{MMSE} 距相关矩阵 R 的逆阵越远，从而对匹配滤波器组的解相关越不完全。当噪声功率趋向于零时，最小均方误差检测器的性能与解相关检测器的性能趋向一致。

文献[29]给出了最小均方误差检测器的另一结构：分布式线性检测器的结构，如图 4.10。前段是一个码片匹配滤波器加一个按码片速率采样的采样器，离散信号 $r(n)$ 被送入有 N 级延迟线的 FIR 滤波器，滤波器的输出按比特速率采样、判决。

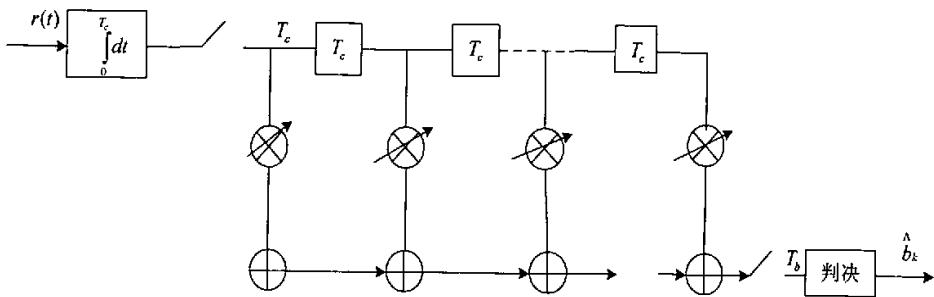


图 4.10 分布式线性检测器的结构

设 $r_n = [r(nN) \dots r(nN - N + 1)]^T$ 是延迟线中的离散接收信号矢量, 容易得到:

$$r_n = \sum_{k=1}^K \sqrt{E_k} b_k C_k + N \quad (4.45)$$

其中, N 是高斯白噪声, 且 $E\{N\} = 0$, $E\{NN^T\} = \delta^2 I_N$ 。式(4-45)写成矩阵形式:

$$r_n = CEb + N \quad (4.46)$$

其中, $C = [C_1, C_2 \dots C_K]$, $E = \text{diag}(\sqrt{E_1}, \sqrt{E_2}, \dots, \sqrt{E_K})$ 使对角阵, $b = [b_1 \dots b_K]^T$ 。记 FIR 滤

波器的权矢量为 $F_k = [F_{k,0}, F_{k,1} \dots F_{k,N-1}]^T$, 那么滤波器的输出为 $y_n = F_k^T r_n$ 。

最小均方误差检测器在消除多址干扰和抑制背景噪声之间取得了一定的均衡。

4.3.5 最小均方误差检测性能分析

(1) 误比特率 (BER)

对式 (4.44) 中矢量作判决, 第 k 个用户误比特率推导如下:

$$\begin{aligned} P_e^{(k)}(M) &= P_e(\hat{b} = 1 \mid b_k = -1) \\ &= E_\beta [P_r(n_k > \sum_{j=1}^K l_{kj} R_{jk} \sqrt{E_k} - \sum_{i=1}^K \sum_{j=1}^K l_{kj} R_{ji} \sqrt{E_i} b_i)] \quad (4.47) \\ &= \frac{1}{2^{K-1}} \sum Q \left[\frac{\sum_{j=1}^K l_{kj} R_{jk} \sqrt{E_k} - \sum_{i=1}^K \sum_{j=1}^K l_{kj} R_{ji} \sqrt{E_i} b_i}{\delta \sqrt{\sum_{i=1}^K \sum_{j=1}^K l_{ki} l_{kj} R_{ji}}} \right] \end{aligned}$$

不是一般性, 设用户 1 为期望用户, 最小均方误差检测的代价函数是:

$$MSE = E[\left|y_n - \sqrt{E_1} b_1\right|^2] \quad (4.48)$$

经典的 Wiener 解为：

$$F_1 = R_r^{-1}P = E_1[CE^2C^T + \delta^2 I_N]^{-1}c_1 \quad (4.49)$$

其中， $R_r = E[r_n r_n^T] = [CE^2C^T + \delta^2 I_N]$ ， $P = E[\sqrt{E_1} b_1^* r_n] = E_1 c_1$ 。容易得到对应输出的信号干扰比 (SIR) 为：

$$SIR(MMSE) = \frac{E^2[F_1^T r_n]}{\text{var}[F_1^T r_n]} = \frac{E_1}{\{c_1^T [CE^2C^T + \delta^2 I_N]^{-1} c_1\}^{-1} - E_1} \quad (4.50)$$

虽然 (4.50) 给出了最小均方误差检测器输出的 SIR 的表达式，但是这不能反应 SIR 的表达式，但是这不能反应 SIR 与扩频码间相关阵、信号噪声比等之间的关系，下面将解答这个问题。

记 $R = C^T C$ 表示扩频码间的相关矩阵， $d_k = \frac{E_k}{E_1}$ 表示远近因子， $SNR = \frac{E_1}{\delta^2}$ 表示信噪比， $D = \text{diag}(d_1, \dots, d_k)$ 是对角阵， $e_1 = [1 \ 0 \ \dots]^T$ 。由于线性检测器的权矢量必然是用户扩频码的线性组合，因此 $F_1 \in \text{span}(C)$ ，其中 $\text{span}(C)$ 表示由 C 所有列向量张成的空间，这意味着 F_1 可以写成：

$$F_1 = Ca, a \in \Re^K \quad (4.51)$$

其中 \Re^K 表示 K 维实数线性空间。利用式 (4.49) 和 (4.51) 可得：

$$Ca = E_1[CE^2C^T + \delta^2 I_N]^{-1}c_1 \quad (4.52)$$

两边同时左乘 $C^T(CE^2C^T + \delta^2 I_N)$ 得到：

$$C^T(CE^2C^T + \delta^2 I_N)Ca = E_1 C^T c_1 \quad (4.53)$$

$$\Leftrightarrow R(E^2 R + \delta^2 I_K) a = E_1 R e_1 \quad (4.54)$$

其中，我们用到了关系式 $c_1 = C e_1$ 。因为用户间的扩频码互不相关，所以 $\text{rank}(C) = K$ ，容易证明 $\text{rank}(R) = K$ ，即相关阵 R 是可逆的。因此系数 a 为：

$$a = E_1(E^2 R + \delta^2 I_K)^{-1} e_1 \quad (4.55)$$

利用 (4.55) 和 (4.51) 容易得到权矢量的表达式：

$$F_1 = E_1 C (E^2 R + \delta^2 I_K)^{-1} e_1 \quad (4.56)$$

比较 (4.43) 和 (4.56) 容易得到以下等式：

$$[CE^2C^T + \delta^2 I_N]^{-1} c_1 = C(E^2 R + \delta^2 I_K)^{-1} e_1 \quad (4.57)$$

利用 (4.50) 和 (4.57) 可以得到：

$$SIR(MMSE) = \frac{E_1}{\{[e_1^T (E^2 + \delta^2 R)^{-1} e_1]^{-1} - E_1\}^{-1}} \quad (4.58)$$

分子分母同时除以 E_1 并进行化简就可以得到 (4.59) 式。

最小均方误差检测器输出的信号干扰比为：

$$SIR(MMSE) = \frac{1}{\{[e_1^T (D + SNR^{-1} R^{-1})^{-1} e_1]^{-1} - 1\}} \quad (4.59)$$

上面给出了 MMSE 检测器输出的 SIR 与远近因子阵 D、信号噪声比 SNR 和扩频码相关阵 R 之间的关系表达式。下面我们根据 (4.59) 式，采用矩阵方法讨论其中的参数对 SIR 的影响。

当 $\delta \rightarrow 0 \Leftrightarrow SNR \rightarrow \infty$ 时，MMSE 检测器等效为解相关(DEC)检测器，输出的 SIR 为：

$$\lim_{SNR \rightarrow \infty} SIR(MMSE) = SIR(DD) = SNR / [R^{-1}]_{1,1} \quad (4.60)$$

其中 $[X]_{1,1}$ 表示矩阵 X 的第一行、第一列元素。

反之，当 $\delta \rightarrow \infty \Leftrightarrow SNR \rightarrow 0$ 时，MMSE 检测器等效为匹配滤波器，输出的 SIR 为：

$$\lim_{SNR \rightarrow 0} SIR(MMSE) = SNR [R]_{1,1} = SNR \quad (4.61)$$

因为，在矩阵理论中，对于任意方阵 A，可以做如下级数展开

$$(I + A)^{-1} = I - A + o(A), \rho(A) < 1 \quad (4.62)$$

其中 $\rho(A) = \max\{|\lambda_1|, \dots, |\lambda_m|\}$ ， $|\lambda_i|$ 是方阵 A 的特征值， $o(A)$ 是相对于方阵 A 的极小量。

为方便分析，我们记 $\Gamma = D + SNR^{-1} R^{-1}$ ，重写 (4.56) 式：

$$F_1 = CR^{-1} \Gamma^{-1} e_1 \quad (4.63)$$

当 $SNR \rightarrow \infty$ 时，利用 (4.62) 可以将 Γ^{-1} 展开为：

$$\begin{aligned} \Gamma^{-1} &= (I + SNR^{-1} D^{-1} R^{-1})^{-1} D^{-1} \\ &= D^{-1} - SNR^{-1} D^{-1} R^{-1} D^{-1} + o(SNR^{-1} D^{-1} R^{-1}) D^{-1} \end{aligned} \quad (4.64)$$

忽略极小项，将 (4.64) 代入 (4.63) 可得：

$$F_1 = CR^{-1} D e_1 = CR^{-1} e_1 \quad (4.65)$$

其中我们用到了 D 是对角阵，且 $d_i = 1$ 的性质。实际上 (4.65) 就是解相关检测的权矢量。容易得到对应的 SIR 为：

$$\lim_{SNR \rightarrow \infty} SIR(MMSE) = SIR(DD) = SNR / [R^{-1}]_{1,1} \quad (4.66)$$

以上说明当噪声功率很低时，MMSE 检测可以完全抑制多址干扰，其性能与解相关检测的性能一致。当 $SNR \rightarrow 0$ 时， Γ^{-1} 展开为：

$$\begin{aligned}\Gamma^{-1} &= (I + SNRRD)^{-1} SNRR \\ &= SNR[R - SNRRNR - o(SNRRD)R]\end{aligned}\quad (4.67)$$

忽略极小项, 将 (4.67) 代入式 (4.63) 可得:

$$F_1 = SNR c_1 \quad (4.68)$$

实际上这就是匹配滤波器的权矢量, 只是这时输出 SIR 约等于 SNR 高背景噪声的情况下, MMSE 检测对多址干扰的抑制能力降低。

当相关阵 R 接近单位时, MMSE 检测器输出的 SIR 接近单用户接收性能, 即:

$$\lim_{R \rightarrow I_K} SIR(MMSE) = SNR \quad (4.69)$$

对 (4.59) 两边取极限 $R \rightarrow I_K$ 即可得到式 (4.69) 的结论, 实际上, 这时 MMSE 检测、解相关检测和匹配滤波器是等效的。当 $d_k \rightarrow \infty$ 时, 这意味着系统存在严重的远近效应, 那么对角阵 D 趋近奇异阵, 显然 Γ 也趋近奇异阵, 因此 MMSE 检测器输出的 SIR 将急剧下降。有关远近效应因子对系统性能的影响可以参考下面对 MMSE 检测器抗远近效应能力的分析。

图 4.11 和图 4.12 分别是 MMSE 检测器和单用户检测器、传统检测器的误码率比较结果, 由图可见, MMSE 监测器的误码率明显低于传统监测器的误码率, 但仍然高于单用户检测器的误码率。

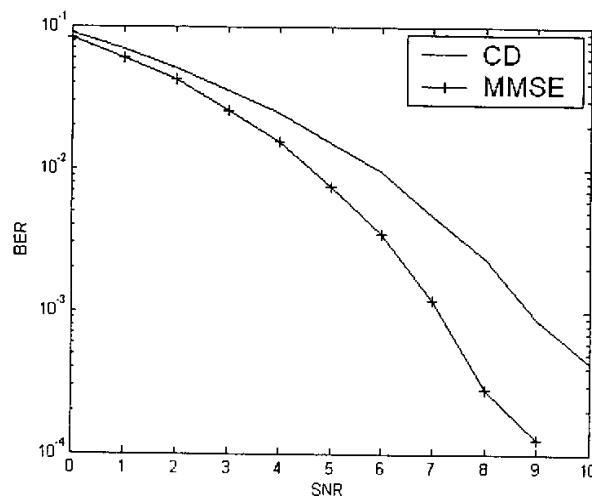


图 4.11 MMSE 检测器和传统检测器误码率性能曲线

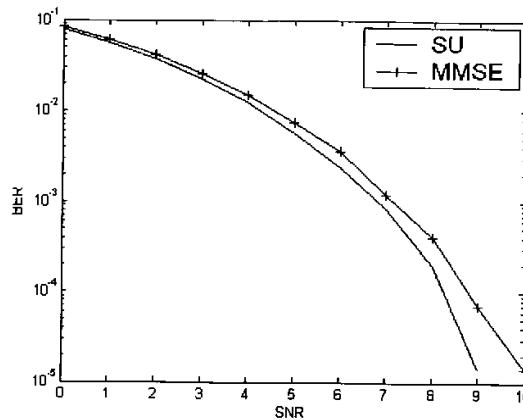
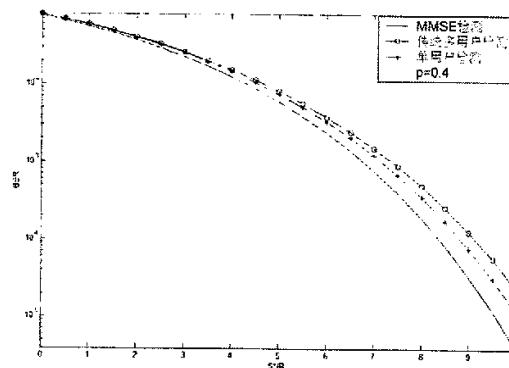
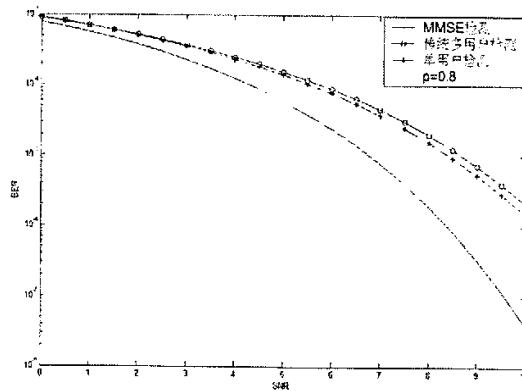


图 4.12 MMSE 检测器和单用户检测器误码率性能曲线

图 4.13 与图 4.14 是当 $\rho = 0.4$ 及 $\rho = 0.8$ 时，MMSE 检测器和单用户检测器、传统检测器的比较结果。同时可以很明显的看出，解相关检测器的性能与解收到的其他用户的信号功率无关，具有最佳的抗远近效应能力。

图 4.13 $\rho = 0.4$ 时，三种检测器性能比较图 4.14 $\rho = 0.8$ 时，三种检测器性能比较

(2) 抗远近效应能力:

由于直接分析多用户检测的误码率往往比较困难, 因此 S.Verdu 提出了渐近效率(AME)的概念^[33], 它描述了在噪声很小的情况下, 多用户检测的性能与单用户接收的误码率(取对数)的斜率的关系。考虑严重的远近效应情况, 文献[33]同时还定义了多用户检测的抗远近效应能力, 具体指在存在远近效应时 AME 的下界。文献[34]采用代数方法分析了 MMSE 检测的 AME, 指出 MMSE 检测具有最优的抗远近效应能力, 但是分析方法比较复杂, 这里我们采用矩阵方法进行推导。

线性多用户检测器的渐近效率定义为:

$$\eta_1 = \sup \left\{ 0 \leq r \leq 1 : \lim_{\delta \rightarrow 0} \frac{P_1(\delta)}{Q\left(\frac{\sqrt{r}\sqrt{E_1}}{\delta}\right)} < +\infty \right\} \quad (4.70)$$

其中 $P_1(\delta)$ 是误码率, $Q(x) = (\frac{1}{2\pi})^{\frac{1}{2}} \int_x^{\infty} e^{-\frac{t^2}{2}} dt$ 。抗远近效应能力定义为:

$$\bar{\eta}_1 = \inf_{\substack{\sqrt{E_k} > 0 \\ k \neq 1}} \{\eta_1\} MMSE \quad (4.71)$$

首先, 我们将 MMSE 检测器输出的残余干扰近似为高斯白噪声, 这在一般情况下是符合实际的。因此 MMSE 检测器的误码率可以近似为:

$$P_1(\delta) = Q(\sqrt{SIR}) \quad (4.72)$$

由于当 $SNR \rightarrow \infty \Leftrightarrow \delta \rightarrow 0$ 时, Γ^{-1} 可以展开成 (4.65) 式, 忽略极小项并注意 $d_1 = 1$, 利用 (4.59) 我们可以得到:

$$\lim_{\delta \rightarrow 0} SIR(MMSE) = \lim_{\delta \rightarrow 0} \left\{ \frac{SNR - (R^{-1})_{1,1}}{(R^{-1})_{1,1}} \right\} \quad (4.73)$$

将上式代入 (4.70) 容易得到:

$$\eta_1 = \sup \left\{ 0 \leq r \leq 1 : \lim_{\delta \rightarrow 0} \frac{Q\left(\sqrt{\frac{SNR - (R^{-1})_{1,1}}{(R^{-1})_{1,1}}}\right)}{Q\left(\frac{\sqrt{r}\sqrt{E_1}}{\delta}\right)} < +\infty \right\} = \frac{1}{(R^{-1})_{1,1}} \quad (4.74)$$

因此, MMSE 检测器的抗远近效应能力为:

$$\bar{\eta}_1 = \frac{1}{(R^{-1})_{1,1}} \quad (4.75)$$

上式说明 MMSE 多用户检测器的抗远近效应能力只由用户间的相关矩阵决定, 如

果 R 等于单位阵, 即扩频码相互正交, 那么 MMSE 检测具有理想的抗远近效应能力 $\bar{\eta}=1$, 而如果 R 是奇异阵, 例如 $K > N$, 那么 MMSE 检测不具有抗远近效应能力, 这是我们为什么要求 $K \leq N$ 的原因。

4.3.6 解相关检测器和 MMSE 检测器的性能比较

下面对 MMSE 检测器与解相关检测器的性能进行比较, 设采用 31 位的 Gold 码扩频, 在 AWGN 信道、同步 CDMA 系统下, 图 4.15 给出了高信噪比和低信噪比时二者的性能差。可以看出, 当 $K < 25$ 时, 二者输出的 SIR 相差很小, 基本可以忽略; 当 $31 > K > 25$ 时, 二者的性能差急剧增加, 这是由于码相关阵趋近奇异阵引起的, 但是 SIR 的差别不大于 0.6dB; 另外低信噪比情况下二者的性能相差不大, 因此 MMSE 检测器的性能虽然比解相关检测器要好, 但是性能差别不大。

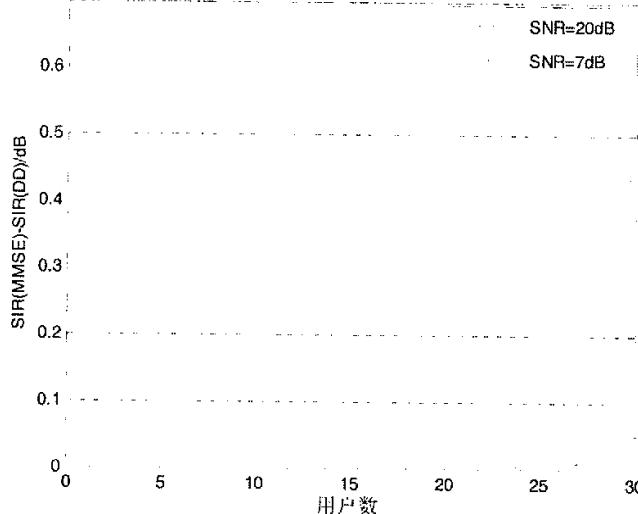


图 4.15 MMSE 检测器与解相关检测器的性能对比

尽管线性解相关检测器、最小均方误差(MMSE)检测器和最佳线性检测器的理论分析已经很成熟, 并且在不同方面能达到较为理想的性能指标, 但这些检测方法应用于同步 CDMA 通信系统中, 有着各自的局限性, 因为它们几乎需要所有的与期望用户和干扰用户有关的信息, 如: 期望用户的定时信息、幅值和特征波形。在实际的 CDMA 通信系统中, 如果把所有的期望用户和干扰用户的信息全部准确的表达出来, 那么系统设备的复杂度将大大提高。但这些方法可以为其他线性多用户检测方法提供了理论基础和性能标准。

4.4 本章小结

本章给出了多用户检测系统的模型。深入研究了解相关多用户检测器和最小均方误差多用户检测器，并讨论了它们的性能。同时，给出了基于这两种多用户检测算法的接收机结构。这样可以得出传统检测器，单用户系统，解相关检测器和最小均方误差检测器的性能。从中可以得到以下结论：

- (1) 在相同条件下，MMSE 检测器的误码率均小于传统检测器和解相关检测器的误码率。互相关系数越大，MMSE 检测器的性能改善越大。
- (2) 在抗远近效应方面，MMSE 检测器强于传统检测器，而弱劣于解相关检测器。互相关系数越小，MMSE 检测器抗远近效应能力越强。

5 基于信号子空间的盲多用户检测方法

本章将采用基于信号子空间的方法设计多用户检测器，对检测器的原理方法进行理论说明，在理论上计算相关性能，然后用 MATLAB 对检测器的性能作仿真实验，进一步讨论这种方法各方面的优越性能。

线性多用户检测主要有最优线性检测、MMSE 检测和解相关检测三种类型。最优线性检测较难实现；解相关检测虽然能够完全抑制多址干扰，但它是以提高高斯噪声功率为代价的。MMSE 检测的思想在抑制干扰和提高噪声功率之间取得折中，其目标是使得最小均方误差最小，这有利于采用自适应方法实现。

多用户检测的性能分析一般基于 AWGN 信道，主要考虑检测具有最优的抗远近效应能力，能够有效地抑制多址干扰，其性能受接收信号的特征向量、奇异值影响，一般情况下检测器输出的残余干扰可以近似为高斯白噪声。在衰落信道中需要考虑多径干扰的影响，如果是平坦衰落信道，那么只需要在以上结论中增加估计信道复衰落，如果是频率选择性衰落信道(移动通信信道往往是这种信道)，则在多用户检测中引入 RAKE 接收机的思想^{[42]~[43]}。

5.1 基于信号子空间检测方法的提出

CDMA 系统具有频谱效率高、软容量、保密性好以及易于无缝切换等优点。但在 CDMA 系统中，在一个小区中的所有用户共用一个频带，每个用户都有一个不同的扩频码，若不同用户的扩频码波形是正交的，在接收端通过一个匹配滤波器的接收机是最佳的，多址干扰根本不存在。然而，由于所使用的扩频码集一般并非严格正交，非零互相关系数会引起各用户之间的相互干扰。在实际的异步传输信道以及多径传播环境中多址干扰将更为严重。多址干扰的存在将带来两个问题：

(1) 系统的容量受到限制：CDMA 系统是一个严重的干扰受限系统，干扰的大小直接影响到系统容量，当接入用户多时，误码性能下降。

(2) “远近效应”(Near-Far Effects)：如果干扰用户比期望用户离基站的距离近，基站对于干扰信号的接收功率就会比对于期望用户信号的接收功率大很多，扩频序列与干扰信号之间的相关性就有可能比扩频序列与期望信号之间的相关性大，因此在相关接收机的输出中多址干扰的影响就很严重，导致期望用户的信号淹没在干扰用户中，严重影响系统性能，如果直接采用传统的接收机，误码率性能严重下降，整个接收机没有办法正常工作。因此，随着 CDMA 商用化进程的加快，提高带宽效率、缓解多址干扰、克服远近效应的影响成为一个引人注目的课题。

由于要将所有用户的扩频序列、定时、幅度、相位等信息用于接收机参数的估计，

计算复杂度之高是可想而知的。而在移动用户端要进行多用户检测，一种可以参考的方法是发送已知的训练序列，自适应地将接收机参数调整到理想的工作状态，而这种方法有明显的弊病：它的实时性很差，当信道响应突然变化或者用户数目变化的时候，就要重新发送训练序列，而频繁发送训练序列就会对宝贵的频谱资源造成极大的浪费。

由于以上所列举的诸多问题，自 Honig 和 Madhow 于 1995 年提出盲多用户检测的思想以来^[35]，开发既不需要知道所有用户的扩频序列信息也不需要发送训练序列的盲多用户检测（BMUD）算法就一跃成为了移动通信领域的焦点。以线性检测为例，就是在不知道干扰用户扩频序列信息且不需要训练序列的情况下求出权向量的过程。由于所有用户都是以相同的调制方式独立工作，我们可以假设各用户的信息码元及同一用户的不同码元之间都是独立同分布的，而幅度的差异可以反映在混合矩阵的系数中。因此研究不需要训练序列的自适应盲多用户检测就成为新的热点，研究其对提高系统容量，改善系统性能，提高通信质量有着重要的理论意义和实用价值。

研究首先集中在为 AWGN 信道寻找次优的多用户检测器，之后是研究多径衰落信道下的多用户检测器。次最优多用户检测器主要分为线性检测器和非线性检测器^[9]。线性检测器是指先对匹配滤波器的输出进行一次线性变换，然后再进行判决。典型的有解相关多用户检测器和最小均方误差多用户检测器。解相关多用户检测器的优点是完全克服了 MAI 和远近效应，复杂度与用户数呈线性关系，且无需估计用户的信号功率，缺点是对噪声有放大效应，不适用于信噪比较低的环境，且求逆矩阵运算的复杂度高。最小均方误差多用户检测器是对解相关多用户检测器的一个改进，在线性变换的同时引入一个与信道噪声功率成正比的修正项，总体性能上要好于解相关多用户检测器，并且可以自适应实现，缺点是要对接收信号幅度进行估计。

线性和非线性多用户检测器的实现都需要知道期望用户的扩频码、定时信息以及信道冲击响应，同时还需要知道其它干扰用户的相应信息。因为多用户检测的参数，如振幅、相位和用户之间的互相关系数是经常改变的，所以又开始了对自适应多用户检测器的研究，但自适应多用户检测器需不断的发送训练序列来获得变化的信息，而频繁发送浪费了频率资源。为此，开始研究一种既不需要干扰用户信息，又不需要发送训练序列的盲自适应多用户检测器^[10]。

盲自适应多用户检测器无需训练序列，具有开销小、效率高、复杂度低等优点，成为当前的首选。一般的研究方法是将各个关键技术分割后独立研究，各种算法独立，这种分割方法在理论上并不能使得系统的性能达到最优。因此，近年来各种关键技术的结合问题引起了人们的广泛注意。包括 RAKE 接收机和盲多用户检测的结合，智能天线、RAKE 接收机和盲多用户检测的结合，空时编码和盲多用户检测的结合，多载波、多速率在盲多用户检测中的应用等等。这是一个综合的课题，需要在各种技术指标，包括复杂性、收敛性、稳定性、误码率和性价比之间做一个折衷。

以前关于多用户检测的研究一般都假设所有用户的扩频码都已知，并利用这些知识来消除多址干扰。但实际上，移动台只知道自己的扩频码，基站只知道本小区用户扩频码，大约 40% 的干扰来自小区外的用户。因此，只利用本小区用户的知识而忽略小区外用户的存在将导致用户检测性能严重下降。盲多用户检测可以只利用期望检测用户的知识来消除所有用户的干扰。但是，对基站的多用户检测而言，盲多用户检测没有利用基站已知本小区用户的扩频码这一知识。所以，近年来，利用已知用户的扩频码来同时消除已知和未知用户干扰的半盲多用户检测成为一个热门研究课题。

所谓“盲”是指不知道干扰用户的地址码，适用于移动台；所谓“半盲”是指于对于干扰用户的地址码，小区内的已知而小区外的未知，适用于基站。但是，多用户检测也存在一些局限性，例如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，另外由于条件的限制，多用户检测技术不能直接用于下行链路的接收。对此，人们提出了半盲检测和盲检测技术。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。

基于子空间跟踪的盲线性多用户检测技术从空间角度来研究线性盲多用户检测，利用子空间跟踪算法，只需要知道系统用户的定时信息和期望用户信号的扩频码波形，使得解相关和线性 MMSE 检测器均可以盲获得，而且算法复杂度可以降到 $O(NK)$ （其中 N 为扩频增益， K 为用户数）。所以，基于子空间方法的多用户检测已经成为现在研究的一个热点方向。

5.2 信号子空间概念及系统模型

盲多用户检测不需要训练序列，可以自适应跟踪信道变换，对复杂信道只有更强的鲁棒性。本文提出一种可变加权广义能量函数 (VWGEF) 快速实现多主分量并行提取，提高了子空间多用户检测的性能。

在实际中，我们总是以有限次样本估计相关矩阵，这时，期望信号和干扰信号及噪声间存在交叉项，使用含有期望信号的逆相关矩阵可能引起信号对消。假设存在较强单干扰信号，可以得到输出信干噪比 $SINR_0$ 。

$$SINR_0 = \frac{SINR_{max} \cdot K}{K + (N - 1) \cdot SINR_{max}} \quad (5.1)$$

其中， $SINR_{max} \approx N \cdot SINR_i$ ， N 表示天线数， $SINR_{max}$ 表示理想输出信干噪比； $SINR_i$ 表示输入信干噪比。为使输出信干噪比 $SINR_0$ 损失小于 3dB，所以需要快拍数： $K \geq N(N - 1)SINR_i$ 。

为便于分析，我们还是考虑具有 K 个用户的同步 CDMA 系统，但是每个用户的传播信道独立，设每个用户信道为线性时不变的频率选择性衰落信道，其冲击响应函数可

以表示为:

$$h_k(t) = \sum_{l=0}^{L_k} \alpha_{k,l} \delta(t - \tau_{k,l})$$

其中 $\alpha_{k,l}$ 、 $\tau_{k,l}$ 是第 k 个用户第 l 条径的复衰落和延迟, 且 $\tau_{k,l} = 0, k = 1, \dots, K$ 。那么接收信号可以表示为:

$$r(t) = \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{k=1}^K A_k b_k[n] s_k(t - nT) * h_k(t) + n(t) \quad (5.2)$$

其中的符号含义与第四章的相同。接收机结构为一个 MMSE 检测器, 如图 4.9。利用合成扩频码的概念, 我们可以得到离散接收信号矢量为:

$$r_n = \sum_{k=1}^K A_k b_k[n] s_k^R + \sum_{k=1}^K A_k b_k[n-1] s_k^L + z \quad (5.3)$$

此时:

$$s_k^R = S_k^R h_k, \quad s_k^L = S_k^L h_k \quad (5.4)$$

其中 $h_k = [h_{k,0} \dots h_{k,L}]^T$, $L = \left\lceil \frac{\max\{\tau_{k,l}\}}{T_c} \right\rceil + 1$ 是信道长度, 由于信息比特是独立同分布的二进

制序列, 因此, 式 (5.4) 可等效为来自 $2K$ 个用户的干扰。我们记 $s_k = s_k^R$, $s_{k+K} = s_k^L$, 将 (5.3) 写成矩阵形式为:

$$r_n = \tilde{S} \tilde{A} b + z \quad (5.5)$$

其中 $\tilde{S} = [s_1 \dots s_{2K}]$ 是合成扩频码阵, $\tilde{A} = \text{diag}(A_1, \dots, A_K, A_1, \dots, A_K)$ 是对角阵, $b = [b_1[n] \dots b_k[n], b_1[n-1] \dots b_k[n-1]]^T$ 是信息比特矢量。不妨设用户 1 为期望用户, 记权矢量为 c_1 , 那么检测器输出的信号为: $\text{sign}(\text{Re}\{c_1^H r_n\})$ 。

基于 MMSE 准则, 不难得到检测器的 Wiener 解为:

$$c_1 = R_r^{-1} P_1 = (\tilde{S} \tilde{A} \tilde{S}^H + \delta^2 I_N)^{-1} \tilde{A}_1 \tilde{s}_1 \quad (5.6)$$

其中 $R_r = E\{r_n r_n^H\} = \tilde{S} \tilde{A} \tilde{S}^H + \delta^2 I_N$ 是接收信号的自相关函数, $P_1 = E\{A_1 b r_n\} = \tilde{A}_1 \tilde{s}_1$ 是接收信号和期望信息的相关值。对 R_r 进行奇异值分解 (SVD) 得到:

$$R_r = U \Lambda U^H \quad (5.7)$$

其中 $\Lambda = \text{diag}(\lambda_1, \dots, \lambda_N)$ 是对角阵, 它的对角线元素是 R_r 的奇异值, $U = [u_1 \dots u_N]$ 是酉阵, 它的列矢量是奇异值对应的特征向量。由于 $\text{rank}(\tilde{S}) = 2K$, 因此 $\lambda_{2K+1} = \dots = \lambda_N = \delta^2$, 记 $\Lambda_s = \text{diag}(\lambda_1, \dots, \lambda_{2K})$, $\Lambda_n = \text{diag}(\lambda_{2K+1}, \dots, \lambda_N)$, U_s 、 U_n 是对应 Λ_s 和 Λ_n 的特征向量组成

的矩阵。容易证明 $\text{span}(\tilde{S}) = \text{span}(U_s)$ ，因此称 U_s 为信号子空间，称 U_n 为噪声子空间。根据式(5.7)我们还可以得到：

$$\tilde{S}^H A \tilde{S}^H = U_s (\Lambda_s - \delta^2 I_K) U_s^H \quad (5.8)$$

由 (5.6)、(5.7) 和 (5.8)，重写 Wiener 解为：

$$c_1 = A_1 U_s \Lambda_s^{-1} U_s^H \tilde{s}_1 \quad (5.9)$$

由于检测器输出的 SIR 与权矢量的幅度无关，所以求解式 (5.9) 只需知道 U_s 、 Λ_s 和 \tilde{s}_1 ，其中前两个参数通过对离散接收信号矢量进行奇异值分解得到，后一个参数 $\tilde{s}_1 = S_1^R h_1$ 。需要知道信道特征，因此基于子空间的盲算法包括两部分：一部分是信道估计，另外一部分是子空间跟踪算法，以下将对子空间跟踪算法作主要说明。

5.3 子空间线性多用户检测及其性能分析

5.3.1 解相关多用户检测器的子空间表示

基于信号子空间估计，解相关检测器和线性 MMSE 检测器都可以用盲的方法获得：而利用子空间跟踪算法，就可以用自适应算法来实现基于子空间的盲多用户检测。下面介绍基于子空间的盲线性多用户检测器。

设基带接收信号模型为：

$$r(t) = \sum_{k=1}^K A_k b_k s_k(t) + \delta n(t), t \in [0, T] \quad (5.10)$$

对于直接序列扩频多址模式，用户 k 的特征波形取：

$$s_k(t) = \sum_{j=0}^{N-1} \beta_j^k \varphi(t - jT_c), t \in [0, T] \quad (5.11)$$

式中， N 为处理增益； $(\beta_0, \dots, \beta_{N-1})$ 表示分配给用户 k 的特征序列，且 $\beta_j^k \in \{-1, +1\}$ ； φ 是归一化的码片波形，其间隔为 T_c ，且 $NT_c = T$ 。

在接收端，先进行码片匹配滤波，然后用码片速率采样，在一个码元间隔内即可得到 N 个码片匹配滤波器输出样本组成的向量 r 。因此，同步模型(5.10)可用向量形式写作：

$$r = \sum_{k=1}^K A_k b_k s_k + \delta n \quad (5.12)$$

式中：

$$s_k = \frac{1}{\sqrt{N}} [\beta_0^k, \beta_1^k, \dots, \beta_{N-1}^k]^T \quad (5.13)$$

为用户 k 的归一化特征波形向量，而 n 是均值为 0，协方差矩阵为 ($I_N (N \times N)$ 单位矩阵) 的高斯白噪声向量。

为方便计，并且不失一般性，假设 k 个用户的特征波形 $\{s_1, \dots, s_K\}$ 是线性独立的。记 $S = \{s_1, \dots, s_K\}$ 和 $A = \text{diag}(A_1^2, A_2^2, \dots, A_K^2)$ 。于是，接收信号向量 r 的自相关矩阵为：

$$R = E\{rr^T\} = \sum_{k=1}^K A_k^2 s_k s_k^T + \delta^2 I_N = SAS^T + \delta^2 I_N \quad (5.14)$$

对矩阵 R 进行特征值分解，得：

$$R = U \Lambda U^T = [U_s, U_n] \begin{bmatrix} \Lambda_s & 0 \\ 0 & \Lambda_n \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_s^T \\ U_n^T \end{bmatrix} \quad (5.15)$$

式中：

$$U = [U_s, U_n]$$

和

$$\Lambda = \text{diag}\{\Lambda_s, \Lambda_n\}$$

且 $\Lambda_s = \text{diag}\{\lambda_1, \dots, \lambda_K\}$ 含有矩阵 R 的 k 个最大特征值，而 $U_s = [u_1, \dots, u_K]$ 含有对应的正交特征向量。

5.3.3 子空间方法线性检测器的性能分析

(1) 渐进多用户有效性、误码率及抗远近效应

在第四章我们已经分析：解相关检测器和最小均方误差检测器均具有最佳抗远近效能力，这里对子空间方法的线性检测器的抗远近效能力进行分析。由于解相关检测器和最小均方误差检测器仅仅是最初检测器的形式不同，所以下面以解相关检测为例进行分析。

由以前的知识可以得出，判决规则对于线性检测器的正缩放比例没有影响，所以我们可以简化检测器权向量表示如下：

$$\overline{w_1^{\text{DEC}}} = U_s (V_s - \sigma^2 I_k)^{-1} U_s^T \overline{s_1} \quad (5.16)$$

$$\overline{w_1^{\text{MMSE}}} = (U_s V_s^{-1} U_s^T) \overline{s_1} \quad (5.17)$$

可以得到期望用户 1 的渐进多用户有效性表示：

$$\eta_1 = \sup \left\{ 0 \leq r \leq 1 : \lim_{\delta \rightarrow 0} \frac{P_1(\delta)}{Q\left(\frac{\sqrt{r}\sqrt{E_1}}{\delta}\right)} < +\infty \right\}$$

$$\eta_1 = \sup \left\{ 0 \leq r \leq 1 : \lim_{\delta \rightarrow 0} \frac{P_1(\delta)}{Q\left(\frac{\sqrt{r}\sqrt{E_1}}{\delta}\right)} < +\infty \right\} \quad (5.18)$$

由此可见, 从式 (4.6) 得到用户 1 的抗远近效应能力:

$$\bar{\eta}_1 = \inf_{A_K \geq 0, j \neq 1} \eta_1 \quad (5.19)$$

从而得到:

$$V_0^+ = \text{diag}([\lambda_1 - \sigma^2]^{-1}, \Delta, [\lambda_K - \sigma^2]^{-1}, 0, \Delta, 0) \quad (5.20)$$

对信号 S 进行 SVD 分解:

$$S = W \sum J^T \quad (5.21)$$

其中, 在 $N \times K$ 维矩阵 $\sum = [\sigma_{ij}]$ 中, 对于所有的 $i \neq j$ 满足 $\sigma_{ij} = 0$, 而且 $\sigma_{11} \geq \sigma_{22} \geq \Delta \geq \sigma_{KK}$ 。 $\{\sigma_{KK}\}_{k=1}^K$ 的值是 $Q = E\{S^T S\}$ 的特征值的正平方根, 因此值唯一。 $K \times K$ 维矩阵 J 是矩阵 Q 的正交特征向量。 $N \times N$ 维矩阵 W 的各列是 SS^T 的正交特征向量。

定义新矩阵 $H = SAS^T$, $G = W \sum^+ J^T A^{-1} J \sum^+ W^T$ 。所以, $G = W \sum^+ J^T A^{-1} J \sum^+ W^T$ 。

则矩阵 H 的 M-P 广义逆矩阵为:

$$H^+ = (SAS^T)^+ = UV_0^+U^T \quad (5.22)$$

矩阵 H 的 M-P 广义逆矩阵 H^+ 应满足如下条件^{[37]-[38]}:

- 1) $H^+ H$ 和 HH^+ 是对称矩阵;
- 2) $HH^+ H = H$;
- 3) $H^+ HH^+ = H^+$ 。

根据式 (5.21) 及其分解分量性质, 可以得出 $W^T W = I_N$, $\sum^T \sum^+ = J^T J = JJ^T = I_K$ 。所以有:

$$HG = (W \sum J^T A J \sum^+ W^T)(W \sum^+ J^T A^{-1} J \sum^+ W^T) = W \sum \sum^+ W^T \quad (5.23)$$

由于 $\sum \sum^+ = \text{diag}(I_K, 0)$, 所以由上式可以看出 HG 是对称矩阵, 同理, GH 也是对称矩阵。

继续计算可得:

$$\begin{aligned}
 HGH &= (W \sum J^T AJ \sum^+ W^T) (W \sum^+ J^T A^{-1} J \sum^+ W^T) (W \sum J^T AJ \sum^+ W^T) \\
 &= W \sum \sum^+ J^T A \sum^+ W^T \\
 &= W \sum J^T AJ \sum^+ W^T \\
 &= SAS^T \\
 &= H
 \end{aligned} \tag{5.24}$$

可知 $GHG=G$ 。因此, 我们可以看到, 矩阵 G 满足矩阵 H 的 M-P 广义逆矩阵形式, 即满足 $G = H^+$ 。

所以由式 (5.22) 可得:

$$H^+ = UV_0^+U^T = G = W \sum^+ J^T A^{-1} J \sum^+ W^T \tag{5.25}$$

则 $N \times N$ 维对角矩阵 V_0^+ 可以表示为:

$$V_0^+ = U^T W \sum^+ J^T A^{-1} J \sum^+ W^T U \tag{5.26}$$

其中, 当 S 的正值由它的倒数所代替时, \sum^+ 表示 \sum 的转置。以解相关检测器为例, 由式 (5.16) 可得:

$$\overline{w}_1^{\text{DEC}} = U_s (V_s - \sigma^2 I_k)^{-1} U_s^T \overline{s}_1 = UV_0^+ U^T \overline{s}_1 \tag{5.27}$$

即为: $\overline{w}_1^{\text{DEC}} = \frac{\overline{w}}{\overline{w}^T \overline{s}_1}$ 。令 e_k 为 \Re^k 的第 k 项单位基, 即有 $\overline{s}_k = Se_k$ 。所以有:

$$\begin{aligned}
 \overline{w}^{\text{DEC}} \overline{s}_k &= \overline{s}_k^T UV_0^+ U^T S e_k = e_k^T S^T (SAS^T)^+ S e_k \\
 &= e_k^T (J \sum^+ W^T) (W \sum^+ J^T A^{-1} J \sum^+ W^T) (W \sum J^T) e_k \\
 &= e_k^T A^{-1} e_k
 \end{aligned} \tag{5.28}$$

当 $k=1$ 时, 结果为 A_1^{-2} , 当 $k=2, 3, \dots, K$ 时, 结果为 0。

可以看出, $\overline{w}^{\text{DEC}^T} \overline{s}_1 = 1$ 且 $\overline{w}^{\text{DEC}^T} \overline{s}_k = 0$, 因为, $k=2, A, K$ 。且可以得到:

$$\overline{w_1}^{\text{DEC}^T} \overline{w_1}^{\text{DEC}} = \frac{(\overline{w}^{\text{DEC}^T} \overline{w}^{\text{DEC}})}{(\overline{w}^{\text{DEC}^T} \overline{s_1})^2} = A_1^4 \overline{w}^{\text{DEC}^T} \overline{w}^{\text{DEC}} \quad (5.29)$$

而其中有：

$$\begin{aligned} \overline{w}^{\text{DEC}^T} \overline{w}^{\text{DEC}} &= \overline{s_1} U V_0^+ U^T U V_0^+ U^T \overline{s_1} \\ &= e_1^T (J \sum W^T) U V_0^+ V_0^+ U^T (W \sum J^T) e_1 \\ &= e_1^T A^{-1} [J (\sum W^T) J^T] A^{-1} e_1 \\ &= A^{-4} e_1^T [J (\sum W^T) J^T] e_1 \\ &= A^{-4} e_1^T (S^T S)^{-1} e_1 \\ &= A^{-4} [Q^{-1}]_{11} \end{aligned} \quad (5.30)$$

由此得知：

$$\overline{w_1}^{\text{DEC}^T} \overline{w_1}^{\text{DEC}} = [Q^{-1}]_{11} \quad (5.31)$$

由上面的讨论可知， $\overline{w_1}^{\text{DEC}}$ 的输出只包含期望用户信号和高斯白噪声。在输出端期望用户信号的幅值为 $A_1(\overline{w_1}^{\text{DEC}^T} \overline{s_1}) = A_1$ ，高斯噪声的方差为 $\sigma^2(\overline{w_1}^{\text{DEC}^T} \overline{w_1}^{\text{DEC}}) = \sigma^2 [Q^{-1}]_{11}$ 。检测器误码率为：

$$P_{k, \mu}(\sigma) = Q \left(\frac{A_1(\overline{w_1}^{\text{DEC}^T} \overline{s_1})}{\sigma \sqrt{\overline{w_1}^{\text{DEC}^T} \overline{w_1}^{\text{DEC}}}} \right) = Q \left(\frac{A_1}{\sigma \sqrt{[Q^{-1}]_{11}}} \right) \quad (5.32)$$

因此， $\eta_1 = \overline{\eta_1} = \frac{1}{[Q^{-1}]_{11}}$ 。

(2) 检测器估计的渐近性

前面的分析中，均假设信号的自相关矩阵 R 及其特征分量已知，而实际用来构造解相关和最小均方误差检测器的自相关矩阵 R 是由 n 次估计得到的^[36]：

$$\hat{R}(n) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n r(i)r(i)^T \quad (5.33)$$

这里我们就来分析一下两个线性检测器的一致和渐近估计^[39]。式(5.34)(5.35)表示的线性检测器的期望估计形式可以表示为：

$$\hat{w}_1^{\text{DEC}}(n) = \hat{U}_s(n) \left(\hat{V}_s(n) - \hat{\sigma}(n)^2 I_k \right)^{-1} \hat{U}_s(n)^T \overline{s_1} \quad (5.34)$$

$$\hat{w}_1^{\text{MMSE}}(n) = (U_s(n)V_s(n)^{-1}U_s(n)^T)\bar{s}_1 \quad (5.35)$$

其中, $U_s(n)$, $V_s(n)$ 和 $\hat{\sigma}(n)$ 是 $\hat{R}(n)$ 的特征分量。即有:

$$\hat{R}(n) = \hat{U}_s(n)\hat{V}_s(n)\hat{U}_s(n)^T + \sigma^2 \hat{U}_n(n)\hat{U}_n(n)^T \quad (5.36)$$

假设接收信号独立同分布, 则估计信号 $\hat{R}(n)$ 的均值几乎收敛于 $R(n)$ 。即: 当 $n \rightarrow \infty$ 时, 有 $\hat{\lambda}(n) \rightarrow \lambda_k$, $\hat{u}_k(n) \rightarrow \bar{u}_k$ 。因此可以得到, 当 $n \rightarrow \infty$ 时有:

$$\hat{w}_1^{\text{MMSE}}(n) = \sum_{k=1}^K \frac{1}{\hat{\lambda}_k} \hat{u}_k(n) \hat{u}_k(n)^T \bar{s}_1 \rightarrow \sum_{k=1}^K \frac{1}{\lambda_k} \bar{u}_k \bar{u}_k^T \bar{s}_1 = \bar{w}^{\text{MMSE}} \quad (5.37)$$

同理有: 当 $n \rightarrow \infty$ 时有 $\hat{w}^{\text{DEC}}(n) = \bar{w}^{\text{DEC}}(n)$ 。可以看出, 基于接收信号的两个估计的线性检测器是强相容的。但对于有限样本, 一般是有偏的。

5.4 子空间跟踪多用户检测算法仿真分析及评估

在前面章节中, 我们给出解相关和最小均方误差两种线性检测器的子空间参数表不形式, 所以, 多用户检测器的问题就转换为对接收信号子空间参数的逼近。下面, 我们进一步研究子空间参数的逼近以及由此实现的子空间跟踪多用户检测算法的仿真。

在 CDMA 系统中, 高斯白噪声信道下, 信号子空间参数的逼近通过两个模块来完成: 子空间跟踪模块和秩估计模块。子空间跟踪模块采用子空间跟踪算法对用以表示多用户检测器权向量的子空间参数进行迭代逼近求值; 秩估计模块则通过计算子空间跟踪中的信号空间的秩来反馈给子空间跟踪模块, 实现子空间参数的逼近。其基本检测器结构可以表示如下^{[40]~[41]}:

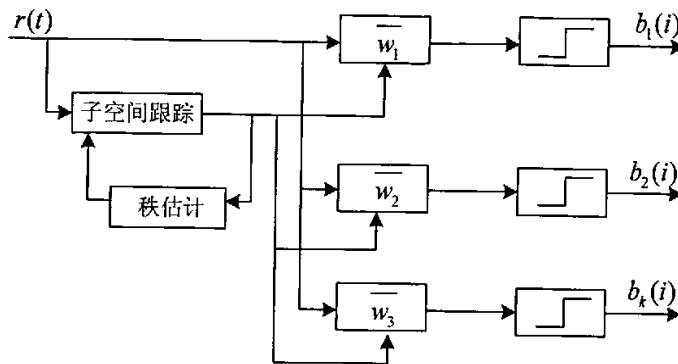


图 5.1 子空间多用户监测器结构模型

在子空间跟踪模块中，用到了近年来发展迅速的阵列天线处理技术。在阵列天线技术的各种跟踪算法中，子空间跟踪的经典算法是对抽样自相关矩阵的特征值分解算法(ED)或矩阵的奇异值分解算法。但是，应用在自适应算法上，这两种算法的运算量太大，算法复杂度给系统带来了巨大的计算负担。所以这些经典算法并不适用于实时处理系统中。

为了克服这个困难，有很多低算法复杂度的自适应算法相继被提出。其中，将 ED/SVD

看作是约束或非约束最小化问题、基于梯度的一类自适应算法用来自适应跟踪数据矩阵的最大或最小特征值及它们相对应的特征向量。如 BinYang 提出的预测逼近子空间跟踪算法 PAST、Rabideau 提出的基于矩阵 URV 分解的快速子空间跟踪算法 FST、Strobach 提出的 Bi-iteration SVD 子空间分解算法、K.Abed-Merai 等提出的正交预测逼近子空间跟踪算法 OPAST、J.L.Yu 提出的相关预测逼近子空间跟踪算法 COPAST^[32] 等等。近年来还有 Champagne 等提出的基于 EVD 的 PROTEUS 算法等也用来跟踪信号或噪声子空间。

B. Yang 提出的 PAST 算法把信号子空间的跟踪解释为非约束最小化问题。它通过一种预测逼近将最小化问题简化为指数加权最小二乘问题，通过最小二乘法(RLS)跟踪信号子空间的特征值和相应的特征向量。其目的是求得全局最小收敛点，当代价函数全局收敛时，即可以由参数 W 的值来逼近矩阵的信号特征向量。

在 PAST 算法的基础上，B.Yang 运用压缩技术将其简化，提出了压缩预测逼近子空间跟踪算法(PASTd)。压缩技术的基本观点是对自相关矩阵主干部分的顺序估计。先用 PAST 算法秩等于 1 时更新最大特征值所对应的那个最主要的特征向量，然后用预测到的当前向量，然后重复执行。PASTd 算法实际上相当于在重复执行秩为 1 的 PAST。所以 PASTd 算法的计算复杂度进一步降低为。但是，压缩技术也引起了算法正交性的减弱。由于其迭代简单，算法复杂度低，PASTd 算法已广泛用于子空间跟踪理论中^{[42]-[44]}。

我们对 PAST, PASTd 这两种子空间跟踪算法进行仿真比较。首先对 PASTd 子空间跟踪算法进行仿真比其中 PASTd 子空间跟踪算法的信噪比公式引用文献[47]:

$$SIR = \frac{(\overline{w}_1^T s_1)^2 A_1^2}{\overline{w}_1^T \overline{w}_1 \delta^2 + \sum_{k=2}^K (\overline{w}_1^T s_k)^2 A_k^2} \quad (5.38)$$

经典的子空间跟踪方法是特征值分解 (EVD) 和奇异值分解 (SVD) [48], 虽然其性能比较好, 但是复杂度比较高 $O(N^3)$, 不利于工程实现, 因此研究比较广泛的是快速子空间跟踪算法 [48] ~ [49], 主要有 PRO_TEUS 算法、FSD 算法、ULV 算法、快速 QRD 算法、投影估计子空间跟踪 (PAST) 算法等, 它们的计算复杂度可以降低到 $O(N^2)$ 或 $O(NK)$ 。

由于在线性检测器中, 输入给延迟线的数据是按数据块更新的, 数据块长为 N , 这不同于传统 FIR 滤波器(按单个比特更新), 因此很多快速子空间跟踪算法不适用于多用户检测中的盲算法, 如 ULV 算法、FSD 算法等。有关盲多用户检测中的子空间跟踪算法有待进一步研究。

假设一个同步 CDMA 系统, 其处理增益为 $N=13$, 用户数 $K=11$, 目标用户为用户 1。所有的用户的相同的信号幅度。BER 的理论值可以由下式渐进表示:

$$P_e \approx Q(\sqrt{SINR}) \quad (5.39)$$

图 5.2 表示的是子空间盲检测器的 SINR 在理论值和仿真值的比较。其中实线表示理论分析, 虚线表示的是仿真值。

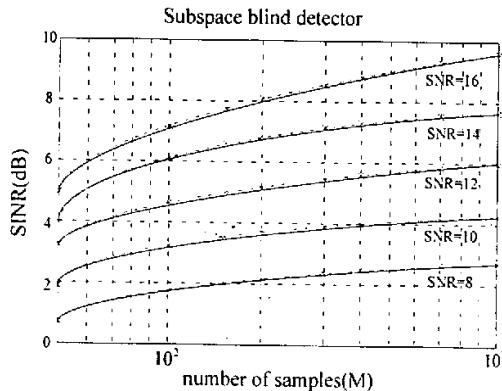


图 5.2 SINR 与 M 的相互关系

图 5.3 表示的是子空间盲检测器的 SNR 在理论值和仿真值的比较。

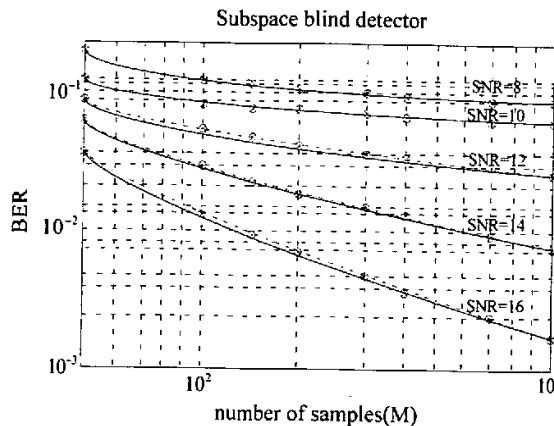


图 5.3 BER 与 M 的相互关系

从图 5.2 与图 5.3 可以看出, 对于 SINR 和 BER 来说, 理论值和仿真值几乎是完全匹配的。只有当采样数目 M 很小的时候, 理论值和仿真值会出现一定的偏差, 但这并不是很重要的, 因为理论值是基于一种渐进的分析。

5.5 本章小结

根据上一章提出的检测器的结构和性能比较, 本章讨论了一种基于子空间的盲多用户检测技术的算法和研究, 并给出了线性解相关 (DEC) 多用户检测和最小均方误差 (MMSE) 多用户检测的子空间表示, 并且对基于子空间方法的 DEC 和 MMSE 检测器在高信噪比下的性能进行理论分析。

同时, 对子空间跟踪多用户检测算法进行了深入研究。仿真研究表明该类算法在 BER 和 SINR 这两个方面都有着很好的性能。

6 结论

6.1 总结

在现有 CDMA 移动通信系统中, 码分多址(CDMA)接入方式的不足之处在于它是一个自干扰系统, 其容量和性能主要会受其他用户的干扰, 即多址干扰(MAI)的限制。同时, 同时还存在着远近效应的问题, 因而对系统容量的提高很有限。多用户检测是基于信息论中的最佳信号检测理论, 寻求蜂窝式码分多址的多用户的最优联合检测理论。充分利用扩频码的已知结构信息, 完全有可能进一步消除负面影响, 从而达到提高系统性能的目的。

首先在介绍了 CDMA 系统的发展及本文所必需的基础知识的基础之上, 重点介绍了各项多用户检测技术, 通过比较分析了在多径信道下、解相关检测器以及 MMSE 检测器的性能, 证明了这两种检测器能够有效地抑制多址干扰、多径干扰, 并具有良好的抗远近效应能力, 从而提高系统容量; 最后本文研究了基于子空间的盲多用户检测算法, 并在信道估计部分改进了基于信号子空间的算法, 在保证性能的条件下降低了算法的计算复杂度。本文的主要结论分为以下几个部分:

- (1) 满足对第三代移动通信系统的要求, 必须提高系统的容量和加强系统的抗干扰能力。在现有的条件下, 根据仿真 CDMA 系统, 可以得知使用多用户检测技术。可以有效的抑制多址干扰和码间干扰。
- (2) 通过对单用户检测器、传统检测器、解相关检测器和最小均方误差检测器的性能指标, 发现解相关检测器和最小均方误差检测器在抗多址干扰和远近效应方面的的确有了很好的性能提升。
- (3) 由于通信信道变化很快, 所以需要频繁发送训练序列, 这将造成很大的浪费, 从而引出了现阶段线性盲多用户检测器的研究, 因为它不仅具有良好的抑制多址干扰的能力, 而且它需要很少的关于用户的信息(一般只需要期望用户的特征波形和定时信息)。因此在对线性多用户检测器理论深入研究的基础上, 引入的一种新的盲多用户检测器—基于子空间的线性盲多用检测器, 它可以在抑制多址干扰的同时, 去除具有高斯特性的高斯白噪声, 即信道噪声。

6.2 展望

目前, 无线通信中的多用户检测和子空间技术的结合都是迅速发展的研究领域。对于基于子空间的盲线性多用户检测的研究还不成熟, 许多问题有待于进一步的研究和探讨。

多用户 CDMA 通信系统的性能分析一直是十分困难的问题。盲空时多用户检测需要进一步的研究。现有的各种方法(例如最小方差方法、子空间方法和线性预测方法等等)需要进行深入的分析和比较。特别地,直接实现盲空时多用户检测器,能够避免对空时信道的显式估计,这里应该深入研究。

值得注意的是,基于子空间多用户检测不仅能够应用到移动通信,而且可以应用到卫星通信、水下声纳通信等等领域,具有广阔的发展前景。

致 谢

在论文撰写完成之际，我要向导师李白萍教授表示最衷心的感谢和最崇高的敬意！

本文是在导师李白萍教授的悉心指导下完成的。李老师帮我认真地选择题目，在研究过程中以其丰富的经验和学识指导着我的研究工作，论文结束后还给我仔细的审阅并提出修改意见，在预答辩的时候更是倍加关心。从始至终李老师对我的论文和工作都给予了极大的关心和指导，使我顺利的完成了课题的研究和论文的撰写。可以说，如果没有李老师的热忱、耐心和亲切的关怀就不可能有我硕士生活中所取得的成绩。她那深厚的学术功底、活跃的教学方法、宽宏大量的为人处事方式、兢兢业业的治学态度、以及对学生要求不断创新的精神，都使我倍受感动并受益匪浅，在此向李老师表示衷心的感谢和深深的敬意！

在课题研究过程中，师兄王选宏、师姐陈莉和韩冰同学和邵美云同学及研究室的其他同学均给予了我热情的指点和帮助，使我圆满地完成了学业，愉快地度过了三年的研究生生活。在此，对我所有在我的工作和生活中给予帮助的老师和同学们表示最真挚的感谢！

最后，我还要感谢将要评审本论文的各位老师和专家们，谢谢您们对我的关心和帮助。

参考文献

- [1] VARANASI M K. Multistage direction in asynchronous code-division multiple-access communications. *IEEE Trans Commune.* 1998, 38(4): 1107~1120
- [2] 杨峰义. 第三代移动通信系统. 北京: 人民邮电出版社, 2000: 112~145
- [3] 张贤达, 保铮著. 通信信号处理. 北京: 国防出版社, 2000: 420~461
- [4] 易继锴, 侯媛彬. 智能控制技术. 北京: 北京工业大学出版社, 1999: 15~40
- [5] Qingchong Liu, Robert A. Scholtz and Zhen Zhang. Complexity of Verdu Optimum Multiuser Detection Algorithm in Multichannel CDMA Systems. *IEEE Transaction on Communications.* Dec. 1999. Vol. 47. No.12. pp.1913~1921
- [6] K.S.Gilhousen et al. On the capacity of cellular CDMA system. *IEEE Trans.* 1991, 40(2):133~138
- [7] 李白萍. 通信原理常见题型解析及模拟题. 西安: 西北工业大学出版社, 2000: 28~30
- [8] H.V.Poor, X.Wang, "Code-aided interference suppression for DSICDMA communications-Part II:Parallel blind adaptive implementations", *IEEE Trans. Commun.*, Vol. 45, pp. 1112~1122, Sep. 1997
- [9] 杨大成等编著, "CDMA2000 技术", 北京:北京邮电大学出版社, 2000
- [10] Cz B. Giannakis, Y Hua, P Stoica, "Signal processing advances in wireless and mobile communications: Trends in single and multi-user systems", 北京: 人民邮电大学出版社, 2002
- [11] 王秉钧, 居溢, 孙学军, 沈保锁著. 扩频通信. 天津: 天津大学出版社, 1993: 3~9
- [12] 查光明, 熊贤祚著. 扩频通信. 西安: 西安电子科技大学出版社, 1988: 28~46
- [13] 彭林等编著. 第三代移动通信技术. 北京: 电子工业出版社, 2003: 117~130
- [14] 龚秋莎.3G 中的关键技术——多用户检测.电子科技.2002, (6): 34~37
- [15] 李永强. CDMA 系统中多用户检测算法及其与智能大线技术相结合的研究[硕士学位论文]. 重庆. 重庆邮电学院.2001
- [16] 郭梯云, 杨家玮, 李建东著. 数字移动通信. 西安: 人民有点出版社, 1996
- [17] Qingchong Liu, Robert A. Scholtz and Zhen Zhang. Complexity of Verdu Optimum Multiuser Detection Algorithm in Multichannel CDMA Systems. *IEEE Transaction on Communications.* Dec. 1999. Vol. 47. No.12. pp.1913~1921
- [18] B.P. Paris, B.Aazhang and G. Orsak. Neural Network for Multiuser Detection in CDMA Communication. *IEEE Transaction on Communication.* July 1992. Vol.40. pp1212~1222
- [19] Zhang Aiping Luo Hanwen. Iterative Multi-user Receiver Based on Decorrelating

- Decision-Feedback Detection. 系统工程与电子技术: 英文版. 2003,14(1): 86~91
- [20] FrankIbikunle ZhongYixin. Neural Network Implementation of the Optimum CDMA Multi-user Detector. The Journal of China Universities of Pests and Telecommunications. 1999, 6(1): 16~221
- [21] WeidongMao. Two-Stage Address Coding in MFSK/FH-CDMA System 通信学报.1995, 16(4): 89~93
- [22] 张力军, 张宗橙, 郑宝玉等译.数字通信(第三版), 电子工业出版社, 2001 年 4 目第 1 版
- [23] 张贤达, 保铮.通信信号处理, 国防工业出版社, 2000 年
- [24] Verdu, "Minimum probability of error for asynchronous Gaussian multiple-access channels", IEEE Trans .Info. Theory, vo1.31, no.1, Jan. 1986, pp.85~96
- [25] R.Lupas and S.Verdu. "Near-far asynchronous channels", IEEE 1990,pp.496~508
- resistance Trans of multi-user detectors in Commun.,vo1.38, no.4, April
- [26] Z.Xie,R.T.Short and C.K.Rushforth, "A family of suboptimum detectors for coherent multi-user communications", IEEE JSAC,vo1.8,no 4, May.1990,pp.683~690
- [27] M.Honig,U.Madhow and S.Verdu. "Blind adaptive multiuser detection" IEEE Trans. Info.Theory, vo1.41, no.4, July .1995, pp.994~960
- [28] URL: <http://www.3gpp.org>.
- [29] 青松, 程岱松, 武建华著. 数字通信系统的 Systemview 仿真与分析. 北京: 北京航空航天大学出版社.2001
- [30] 张平. 第三代蜂窝移动通信系统—WCDMA. 北京. 北京邮电大学出版社. 2000
- [31] B.P. Paris, B.Aazhang and G. Orsak. Neural Network for Multiuser Detection in CDMA Communication. IEEE Transaction on Communication. July 1992. Vol.40. pp1212~ 1222
- [32] 焦李成, 郑建忠.多径 CDMA 信道下最小均方盲空时多用户检测.电子学报.2002, 30(7): 981~985
- [33] S.Verdu, "Optimum multi-user asymptotic efficiency", IEEE Trans. Commun., no.9, 1986, pp. 890~897
- [34] R.Lupas and S.Verdu. "Near-far resistance of multiuser detectors in asynchronous channels", IEEE Trans Commun., vo1.38, no.4, April.1990, pp.496~508
- [35] 王勇, 尤肖虎, 陈明. 一种子空间盲自适应多用户检测技术在天线阵 CDMA 系统中的应用. 电子学报. 2000, 28(8): 82~84
- [36] U. Madbow and M. Honig. MMSE Interference Suppression for Direct-Sequence Spread-Spectrum CDMA. IEEE Trans. Comm. 1994, 42: 3178~3188
- [37] S. L. Miller. An Adaptive Direct-Sequence Code-Division Multiple-Access Receiver for

- Multi-user Interference Rejection", IEEE Trans on Commune.1995, 3
- [38] Woodward G, Vucetic B S. Adaptive detection for DS-CDMA. Proc. IEEE 1998. 86: 1413~1434
- [39] Michael Hong, Upamanyu Madhow and Sergio Verdu. Blind Adaptive Multi-user detection. IEEE Trans on Inform Theory. 1995 41 (4)
- [40] J. B. Schroeder, D. B. Williams. A constrained optimization approach to multi-user detection. IEEE Trans. Signal Processing. 1997, 45(1): 258~267
- [41] D.J. Rabideau. Fast, rank adaptive subspace tracking and applications. IEEE Trans. Signal Process. 1996, 44: 2229~2244
- [42] Hui Liu, Michael. D. Zoltowaki. Blind equalization in antenna array CDMA systems. IEEE Trans. Signal Processing. 1997,45(1): 161~171
- [43] 刘胜美, 赵春明.基于最小二乘恒模算法及子空间方法的盲多用户检测算法.通信学报.2003,24(5):128~133
- [44] 张晋, 张辉.子空间方法盲多用户检测技术分析与探讨.电视技术.2003, (2): 93~96
- [45] X. Wang, H. V. Poor. Blind multi-user detection: A subspaces approach. IEEE Trans. Inform. Theory. 1998, 44(2): 677~690
- [46] X. Wang, H. V. Poor. Blind equalization and multi-user detection in dispersive CDMA channels. IEEE Trans. Comm. 1998, 46(1):91~103
- [47] Vafi; Ghazi-Moghadam, Mostafa Kaveh. A CDMA interference canceling receiver with an adaptive blind array. IEEE JSAC. 1998, 16(8):1542~1554
- [48] A-J. Vand der veen, F.Deprettere, and A.L.Swindlehurst, "Subspace-based signal analysis using singular value decomposition", Proc. of the IEEE, vol.81, no.9, Sep. 1993. Pp1277~1308
- [49] 张贤达, "信号处理中的线性代数", 科学出版社, 1997

附录

攻读硕士期间发表的论文

- [1] 田磊, 李白萍.Matlab 在通信原理试验中的应用.西安科技大学高教研究(增刊).2005, 5
- [2] 陈吉学, 李白萍, 田磊.无线通信 OFDM 技术研究.西安邮电学院学报.2005, 1
- [3] 田磊, 李白萍, 王选宏.联合检测在码分多址无线系统中的干扰问题研究.西安科技大学报 (增刊) .2005, 9