摘 要

本文综述现今多用户检测算法发展动态，分析线性和非线性两类多用户检测法性能，将算法复杂度低、便于硬件实现的干扰抵消类算法作为研究目标，根据现有串、并行自适应干扰抵消算法不足提出自适应和盲适应改进算法，并将改进的盲自适应并行干扰抵消算法应用在高速率信道中。基于上述目的，本文主要做了以下四方面工作：

第一、比较现阶段CDMA移动通信系统中六种多用户检测算法，分析每种算法优缺点，选择复杂度低、结构简单的串、并行干扰抵消算法做进一步分析。

第二、由于串行干扰抵消算法存在误差累积缺点，基于最小均方误差（least mean square；LMS）的自适应串行干扰抵消算法可部分抑制误码传播，但该算法收敛速率慢，时延长，本文提出递归最小均方误差（recursive least square，RLS）自适应串行干扰抵消改进算法；虽然自适应串行干扰抵消算法可增强弱功率用户判决性能，却不能提高强功率用户判决性能，本文提出改进算法盲自适应串行干扰抵消算法，在自适应串行干扰抵消算法前端引入最小二乘恒模算法加强对强功率用户的判决并提高系统整体性能。

第三、并行干扰抵消算法也存在误差累积缺陷，基于 LMS 的部分自适应并行干扰抵消检测算法仅在干扰抵消第二级使用 LMS 算法自适应调节接收信号估计值，不能抑制误码累积，没有充分发挥自适应滤波作用，本文提出基于 LMS 和 RLS 的二次迭代自适应并行干扰抵消改进算法；由于 RLS 自适应并行干扰抵消算法复杂度随用户数增加呈指数级增长，本文提出改进的盲自适应并行干扰抵消算法，在 LMS 自适应并行干扰抵消算法前端加入最小二乘恒模算法改善系统性能，降低算法复杂度。

第四、由于串行类干扰抵消算法每判决一个用户时需对所有剩余用户进行排序，接入用户较多时算法复杂度增大，时延增加，本文在高速率MC-CDMA系统中采用盲自适应并行干扰抵消算法，仿真结果表明，盲自适应干扰抵消算法可实现抗多址干扰和抗符号间干扰双重目的。

关键词：盲自适应干扰抵消；串行干扰抵消；并行干扰抵消；多用户检测；CDMA；MC-CDMA

ABSTRACT

The paper totally describes today the multi-user detection's development state, deeply researches the linear and nonlinear multi-user detection algorithms, and chooses the lower complicated and easier realized algorithms to be research goal, which are interference canceller algorithms. According the default of successive\parallel adaptive interference canceller, It is proposed the adaptive and blind adaptive improved algorithms, and the same time, used the improved blind adaptive parallel interference canceller to high speed channel. Basing on the aim which describes above, the paper mainly does four aspect jobs as follows:

Firstly, it is compared the recently six multi-user detection algorithms in code division multiple access mobile communication system, which are conventional matched filter, optimal detection, decorrelating detection, minimum mean squared error detection, successive interference canceller and parallel interference canceller. At the same tiem, it is analysed their advantage and disadvantage and chose the successive/parallel interference canceller as the goal of the paper.

Secondly, as successive interference canceller has the error cumulate default, and the LMS-based adaptive successive interference canceller has a long time to convergence, it is proposed to use RLS-based adaptive successive interference canceller; but adaptive successive interference canceller could improve the feebleness user's performance and could not improve the strong user's performance, it is proposed blind adaptive successive interference canceller which is added LSCMA at the beginning of the adaptive successive interference canceller.

Thirdly, as parallel interference canceller has the error cumulate default too, and the partial adaptive parallel interference canceller ignored the first stage which did not used LMS, it is proposed the new LMS-based adaptive parallel interference canceller, which uses the LMS both on the first stage and second stage; Considering new LMS-based adaptive parallel interference canceller which has the same default with LMS-based adaptive successive interference canceller, it is proposed RLS-based adaptive parallel interference canceller. But the RLS-parallel interference canceller's algorithm complexity is growing as the user

number's growing, it is proposed the blind adaptive parallel interference canceller to improve the system performance.

Lastly, when adaptive interference canceller verdicts a user, it much make taxis to residual users, and as the user number is growing the algorithm complexity is bigger, so the paper only uses blind adaptive parallel interference canceller to MC-CDMA system, and the simulate result shows, the blind adaptive parallel interference canceller could realize the better performance on avoiding multiple access interference and inter symbol interference.

Keywords: Blind adaptive interference canceller; SIC; PIC; multi-user detection; CDMA; MC-CDMA

第1章 绪论

1.1 课题的研究背景

相比于传统FDMA、TDMA系统，CDMA系统具有频谱利用率高、软容量、软切换、低功率、保密性能好、易于无缝切换和宏分集等优点[1]，这些优点在已开通商用CDMA移动通信系统（基于IS-95标准）中已经得到了体现，但应该看到，目前的系统也存在一些不足。由于CDMA系统中使用扩频码集并不能实现严格正交，非零的互相关系数会引起同信道中各用户间相互干扰，这种干扰称为多址干扰（multiple access interference；MAI），在异步传输信道以及多径传播环境中多址干扰将更加严重。多址干扰的存在主要带来以下两个问题[2]：

1）系统容量受到限制。随着同时接入系统中用户数的增加，多址干扰的功率也在增加，致使判别误码性能下降，因此CDMA系统容量虽然大于TDMA、FDMA，但仍然受限于多址干扰，任何多址干扰的减少都将直接转化为系统容量进一步增加。

2）“远-近”效应严重影响系统性能。由于移动用户所在位置处于动态变化中，基站接收到各用户信号功率可能相差很大，即使各用户到基站距离相等，深衰落存在也会使到达基站信号各不相同，强信号对弱信号有着明显抑制作用，会使弱信号接收性能很差甚至无法通信。这种现象称为“远-近”效应（near-far effects）。

因此，随着CDMA商用化进程加快，提高带宽效率，缓解多址干扰、克服“远-近”效应成为一个瞩目课题。传统CDMA接收机采用匹配滤波器接收，但这种结构的接收机将多址干扰与信道中高斯白噪声都视为噪声来处理，系统容量始终无法提高；改进后的接收机采用功率控制方法平衡多址干扰，通过彼此间影响减少提高系统容量，但这样做只能暂时缓解，并没有真正去除多址干扰；想真正消除多址干扰，大幅度提高系统容量，采用多用户检测（multi-user detection；MUD）技术是最佳方案。

多用户检测基本思想是：综合利用包括干扰用户在内各种信息及信号处理手段，抑制甚至消除多址干扰，从而达到更准确检测期望用户信号的目的，并同时检测出所有这些用户或某些用户信息的一种信号检测方法。

1.2 多用户检测技术国内外发展现状

多用户检测（multi-user detection；MUD）理论研究源于八十年代初。早在1979年，Schneider就提出将多个用户的码元和定时（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[3]。随后，Kashihara和Kohno还提出异步多用户通信中使用维特比（Viterbi）算法的最优接收机[4]。

MUD技术真正引起广大研究者关注得益于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（maximum likelihood sequence detection；MLSD），适用于受符号间干扰（inter symbol interference ；ISI）影响的信道。这种算法的复杂度是用户数的指数幂级（2^K），并且最大似然序列（maximum likelihood sequence；MLS）检测算法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算法，以便合理地降低复杂度来接近最优检测算法。次优多用户检测分为两大类：线性多用户检测和非线性干扰抵消多用户检测。

线性多用户检测是对传统检测算法的输出进行解相关或其它线性变换以利于判决；其中基本的线性检测主要是解相关检测法和最小均方误差检测法，由于线性检测算法复杂度与用户数成线性关系，其中矩阵求逆运算也决定了算法复杂度，并会影响滤波器组输出的噪声，另外用户的参数也必须已知，这在实际中无法实现，因此本文不将线性检测作为研究目标。

非线性检测干扰抵消检测是利用抑制信号对干扰进行估计，然后在原信号中减去干扰以利于接收判决。主要分为两类：串行干扰抵消和并行干扰抵消。最早研究串行干扰抵消多用户检测法的有R.Konhno[5]、P.Patel和J.Holtzman[6]。其基本思想是在接收信号中对多个用户逐个进行数据判决，判出一个就重构并在后面用户解调前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决定的，功率较大的信号先进行操作。串行干扰抵消法在性能上比传统检测器有较大提高，而且在硬件上改动不大，易于实现，但如果初始数据判决不可靠的话将对下级产生较大干扰。针对这一缺点，Kuei-Chiang Lai[7]、Pulin Patel[8]等人均提出了自适应、正交均衡等改进算法，文献[9]提出自适应类串行干扰抵消检测法可作为今后研究的目标。

并行干扰抵消多用户检测器是由M.Varanasi和B.Aazhang等人最先提出的[10]-[14]，一般具有多级结构，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。并行干扰抵消的设计思想和串行干扰抵消基本相同，也存在误码累积的缺陷。针对这一现象， 文献[15]提出了部分自适应并行干扰抵消算法，之后文献[16]、[17]等也提出了有关自适应并行干扰抵消的算法，文献[9]亦提出自适应类并行干扰抵消检测法可作为今后研究的目标。

单一多用户检测技术研究应用，已经不能更好的提高系统性能，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[18][19]。

- 与智能天线结合

结合智能天线得到空域信息，将多用户检测技术推广到空时领域。由于引入空间信息，增加检测器输入信噪比，并使多用户检测可以应用到过载系统，即小区实际用户数比用于区分用户的扩频码序列数多。这样可进一步提高系统容量。

- 与多载波技术的结合

多载波技术能够有效的克服衰落信道引起的符号间串扰，因此将多用户检测引入到多载波 CDMA 系统，研究频域与码域二维信号处理技术，能够大大提高系统抗干扰能力。

- 与编译码相结合

由于多用户检测输出信号将进入译码单元，因此如果将译码单元与多用户检测结合考虑，相互作用，则可改善检测性能，提高系统容量。

将多用户检测与更多处理技术相结合，都将进一步提高系统容量，改善系统性能，但其代价是增加系统实现复杂度。

1.3 本论文主要研究内容

多用户检测技术作为第三代移动通信关键技术，其抑制多址干扰，抗“远-近”效应，都为系统容量提高和性能稳定提出可靠保障。近年来，各种多用户检测方法不断涌现，而算法复杂度能否降低以及能否实现是目前高性能多用户检测算法能否应用到实际中主要考虑因素。

本文主要工作是在对最佳检测法、解相关检测法、最小均方误差检测法、串行干扰抵消法以及并行干扰抵消法五种典型次优多用户检测算法研究基础上，对其中串行干扰抵消法和并行干扰抵消法以及相应的自适应算法提出改进的自适应干扰抵消算法和盲自适应干扰抵消算法，并将盲自适应算法应用于 MC-CDMA 高速率信道中。具体内容安排如下：

第一章 阐述课题研究背景、多用户检测技术发展现状，简要说明本论文

主要研究内容。

第二章 简要阐述扩频通信的原理、CDMA 接收端系统模型、多用户检测基本思想，给出最优多用户检测法、解相关检测法、最小均方误差检测法、串行干扰抵消法和并行干扰抵消法实现方法，分析这些算法的误比特率和抗“远-近效应”性能。

第三章 根据串行干扰抵消算法存在误码累积缺陷以及LMS-自适应串行干扰抵消算法收敛速率低、时延大的缺陷，提出改进的RLS-自适应串行干扰抵消算法改善系统性能；由于自适应串行干扰抵消算法自身设计缺陷，不能提高最强功率用户误码判决性能，影响对其它用户的误码判决，本文提出盲适应的改进算法，在自适应串行干扰抵消算法的前端引入最小二乘恒模算法改善最强功率用户判决性能，提高系统性能。

第四章 针对部分自适应并行干扰检测算法在干扰抵消的第二级使用LMS 算法来自适应调节接收信号估计值，没有完全抑制误码累积，不能充分发挥自适应滤波作用，本文提出在并行干扰抵消算法的第一级和第二级均使用自适应滤波器来消除误差累积的缺陷，仿真比较原始部分自适应并行干扰抵消算法和改进后的 LMS-自适应并行干扰抵消算法、RLS-自适应并行干扰抵消算法，结果证实基于 RLS 的改进算法可提高系统性能；鉴于 RLS-自适应并行干扰抵消算法复杂度大，不能满足实际需要，提出改进的盲自适应并行干扰抵消算法，在 LMS-自适应并行干扰抵消算法的前端引入最小二乘恒模算法改善每个用户的判决性能。

第五章 简要阐述 OFDM 系统基础知识，介绍 MC-CDMA 系统发送与接收原理，提出 MC-CDMA 系统接收端采用基于最小二乘恒模的盲自适应并行干扰抵消算法，实现抗多址干扰和抗符号间干扰双重目的，仿真实验进一步证明该算法可改善系统性能。

论文创新之处有：

针对 LMS-自适应串行干扰抵消算法不足提出改进的 RLS-自适应串行干扰抵消算法；针对自适应串行干扰抵消算法不足，提出改进的基于最小二乘恒模的盲自适应串行干扰抵消算法。

针对 LMS-部分自适应并行干扰抵消算法不足，提出改进算法，LMS-自适应并行干扰抵消算法和 RLS-自适应并行干扰抵消算法；针对自适应并行干扰抵消算法不足，提出改进算法，基于最小二乘恒模的盲自适应并行干扰抵消算法。

扩展改进的盲自适应并行干扰抵消算法应用范围，将其用于高速率 MC-CDMA 系统中。

第2章　多用户检测算法

由于CDMA系统中使用的扩频码一般并不能完全正交，非零互相关系数会引起各个用户间的相互干扰，即多址干扰（multiple access interference；MAI）。传统接收机均为单用户接收机，其中将其他用户信号作为干扰或噪声处理。而多用户检测算法把所有用户信号都当作有用的信号，而不是干扰信号，它充分利用造成多址干扰的所有用户信号对单用户信号进行检测，具有优良的抗干扰性能，解决了远近效益问题，由于最优多用户检测算法复杂度为$O(2^k)$，k为用户数，这在工程上基本无法实现，故本章将重点介绍解相关检测法、最小均方检测法、串行干扰抵消法以及并行干扰抵消法这四种次最优检测算法，并分析这些算法的优缺点。

2.1 扩频通信基本原理

所谓扩频通信（spread spectrum communication），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为传输信号所占用频带宽度，B为原始信息本身实际所需最小宽度，一般认为W与B比值是几十倍以上为扩频通信。

香农信息论中信道容量的理论公式为：

$$C = W\log_2(1+S/N) \qquad (2\text{-}1)$$

式中：C—信道容量；W—信号频带宽度；S—信号功率；N—高斯白噪声功率。由公式（2-1）可知：一定的信道容量C可用不同信号频带宽度W和信噪比S/N的组合来传输。若传输带宽较大，则同样信道容量能够由较小信号功率（较小的信噪比S/N）来传送。这样，宽带系统表现出较好的抗干扰性。扩频通信就是将信号频谱扩展100倍以上，然后再进行传输，因此提高了通信抗干扰能力。

扩频系统主要有直扩（direct sequence；DS）系统、跳频（frequency hopping；FH）系统[20]、脉冲线性调频（chirp）系统以及跳时（time hopping；TH）系统[21]等，由于直扩系统是目前扩频通信系统中最常使用扩频通信方式，本文所研究CDMA系统亦为DS-CDMA系统。

2.2 CDMA系统介绍

1. CDMA系统的伪随机序列

由2.1节所述扩频通信系统可知，扩频通信系统与传统通信系统重要区别就在于利用伪随机序列实现扩频和解扩步骤。伪随机序列作为扩频通信系统中的一部分十分关键，它关系到扩频系统性能。

具有良好伪随机特性和相关特性扩频编码对于扩频通信非常重要，对扩频通信性能具有决定性重要作用。扩频通信系统中，抗干扰、抗噪声、抗截获、信息数据隐蔽和保密、抗衰落、多址通信、实现同步与捕获等都是与扩频码设计密切相关。

Gold码是m序列的复合码，由R.Gold在1967年提出[22]。Gold序列具有良好的相关特性，且序列数远大于m序列数。它由两个码长相等、码片时钟速率相同的m序列优选对模2和构成。每改变两个m序列相对位移就可得到一个新的Gold序列。当相对位移(2^n-1)比特时，就得到一族(2^n-1)个Gold序列。再加上两个m序列优选对，共有(2^n+1)个Gold序列。

图2-1为$n=7$级并联型结构图。其本原多项式为：$f(x)=x^7+x^3+x^2+x+1(217), g(x)=x^7+x^3+1(211)$。它产生Gold的周期都是$N=2^n-1$。

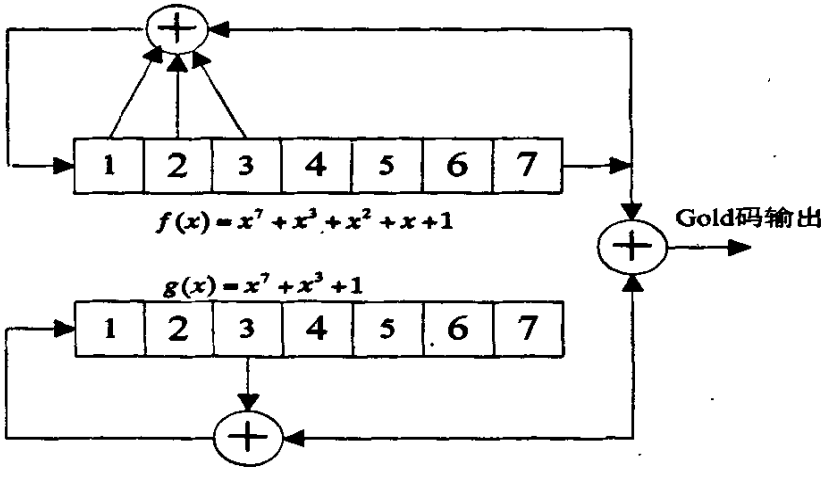


图2-1　并联型Gold码发生器

Gold序列主要特性有以下三点：

（1）Gold码具有三值互相关特性[23]

n为奇数时，码族中约有50%码序列有很低的互相关值（$-1/N$）。而n

为偶数时（$n \neq 0$，n 不是 4 的整倍数），有 75%码序列有很低的互相关函数值（$-1/N$）。Gold 码自相关旁瓣也同互相关函数一样取三值，只是出现的位置不一样。

（2）码族中的序列数

两个 m 序列优选对对不同移位相加产生新序列都是 Gold 序列。总共有 2^n-1 个不同相对位移，加上原来两个 m 序列本身，所以有两个 n 级移位寄存器可以产生 2^n+1 个 Gold 序列。

（3）平衡特性

平衡 Gold 序列是指“1”的码元数目比“0”的码元数目仅多一个。扩频通信中，对系统质量影响之一就是码平衡特性（即序列中 0、1 的均匀性）。平衡码具有更好的频谱特性。

本文选用 Gold 序列作为伪随机序列 PN。

2.CDMA 系统特点

CDMA（code division multiple access）系统中每个用户都有自己特定地址码，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。

实际通信中采用 CDMA 系统的优点显而易见，它具有系统容量大、系统容量配置灵活、通话质量佳、接通率高、通话不会被窃听以及节约能源等优点。虽然与传统 FDMA、TDMA 系统相比，CDMA 系统具有以上优点，但是在复杂的移动通信环境和有限的频率资源下，要达到高容量、高质量、高速率通信，CDMA 技术需要克服以下三个因素的影响：

- 多址干扰：在 CDMA 系统中，由于多个用户随机接入，用户地址码之间不能保证正交性，从而引起多址干扰。
- 远近效应：由于各用户发射功率不等和信道衰落，使得各用户在接收端信号功率不等，从而产生远近效应（Near-Far Problem）。
- 衰落信道：无线电信号经过移动信道时会受到来自不同途径衰落，一般来说，衰落信道是时变信道，这主要是由于移动台移动造成的。

3. CDMA 系统关键技术

为了抑制多址干扰、抗衰落、克服远近效应以保证业务质量，CDMA 系统采用关键技术有功率控制、分集技术与 RAKE 接收、智能天线、多载波调制、多用户检测等技术。下面分别介绍一下其中几个技术。

1、 功率控制技术

多址干扰和远近效应将大大降低 CDMA 系统性能，将会导致系统容量下降和通信服务范围缩小等。解决这两个问题最有效方法就是采用功率控制技

术。功率控制技术也存在一些缺点，不能从根本上消除多址干扰，其极限是各个用户的接收功率都相等时的接收性能；需要占用信道传递功率控制信息，存在算法收敛速度、性能与用户移动速度有关和系统复杂等问题。

2、RAKE 接收技术

移动通信是在复杂电波环境下进行的，如何克服电波传输所造成多径衰落现象是移动通信一个基本问题。分集技术就是其中一个最有效的技术。

3、 智能天线技术

智能天线最初应用于雷达、声纳、军事方面，主要用来完成空间滤波和定位。用智能天线对接收信号进行空域处理可减小多址干扰对信号的影响，采用具有一定方向性的扇形天线可以消除某一角度内的其他干扰，提高系统性能。智能天线技术也存在一些局限性，例如由于存在多径效应，每个天线均需一个 RAKE 接收机，从而使基带处理单元复杂度明显提高。

4、多载波调制技术

3G 系统提供室内 2 Mbps 和室外 144 Kbps 速率，由于无线局域网（wireless local area network ； WLAN）和无线宽带接入的兴起，其传输速率远远超过 3G 水平，所以未来 4G 要使用多载波调制（multi-carrier modulation；MCM）技术。

从以上讨论的几种技术来看，智能天线能够有效地抑制多址干扰，多载波调制和 RAKE 接收机具有很好抗多径衰落效果，功率控制能够克服远近效应。但是智能天线只能部分抑制多址干扰，当用户比较密集或者用户很多时，多址干扰仍然严重地影响系统性能，而 RAKE 接收机不能抑制多址干扰，同时要达到理想功率控制，设备比较复杂，多载波系统则对前端放大器的线性要求比较高。因此以上技术仍然不能很好地解决实际系统中存在的多址干扰和远近效应问题，而多用户检测技术的提出则给上述问题提供了良好的解决方案。

2.3 传统 CDMA 检测技术

2.3.1 CDMA 系统接收端模型

考虑加性高斯白噪声（additive white Gaussian noise；AWGN）信道下具有 K 个用户的异步 CDMA 信号模型[2]，采用 BPSK（binary phase shift keying）

调制技术，则接收到的等效基带信号可以表示为：

$$r(t)=\sum_{k=1}^{K}A_k b_k(t-\tau_k)s_k(t-\tau_k)+\sigma n(t)\qquad t\in[o,T_b] \tag{2-2}$$

其中，T_b表示符号间隔；τ_k表示第k个用户信号延迟；A_k表示接收端第k个用户幅度；$b_k\in\{+1,-1\}$表示第k个用户发送比特信息符号，本文假定所有用户信息序列均等概；$s_k(t)$表示第k个用户归一化扩频信号；$n(t)$表示具有单位功率谱密度的零均值高斯白噪声；σ^2表示信道中噪声功率。并且$s_k(t)$满足

$$\|s_k\|^2=\int_0^{T_b}s_k(t)dt=1 \tag{2-3}$$

在(2-2)式中令τ_k=0，得到加性高斯白噪声信道下采用BPSK调制技术，具有K个用户的同步CDMA信号模型，在接收端收到的基带信号表示为

$$r(t)=\sum_{k=1}^{K}A_k b_k s_k(t)+\sigma n(t)\qquad t\in[o,T_b] \tag{2-4}$$

所有符号含义与(2-2)式相同。由于具有K个用户异步通信系统可以等效为$2K$-1个用户同步系统[24]。为了分析简单，本文在分析过程中只考虑同步系统。

2.3.2 传统检测器原理及性能仿真

常规检测时，使用K个相关器组成相关器组对接收信号$r(t)$进行检测。实际中，相关器常常由匹配滤波器（matched filter；MF）实现。其接收结构如图2-2所示。显然，这种检测器对每个用户进行单独检测，一路相关器只检测一个用户信号，并没有考虑其它用户的影响。

接收信号$r(t)$经过第k个用户匹配滤波器后输出采样值为

$$\begin{aligned}y_k&=\int_0^T r(t)s_k(t)dt\\&=A_k b_k+\sum_{\substack{j=1\\j\neq k}}^{K}A_j b_j\rho_{jk}+n_k\\&=A_k b_k+MAI_k+n_k\end{aligned} \tag{2-5}$$

其中，$\rho_{jk}=\frac{1}{T}\int_0^T s_j(t)s_k(t)dt$是用户扩频码间相关系数；

$n_k = \frac{1}{T}\int_0^T n(t)s_k(t)dt$ 是噪声经过相关器后的输出。

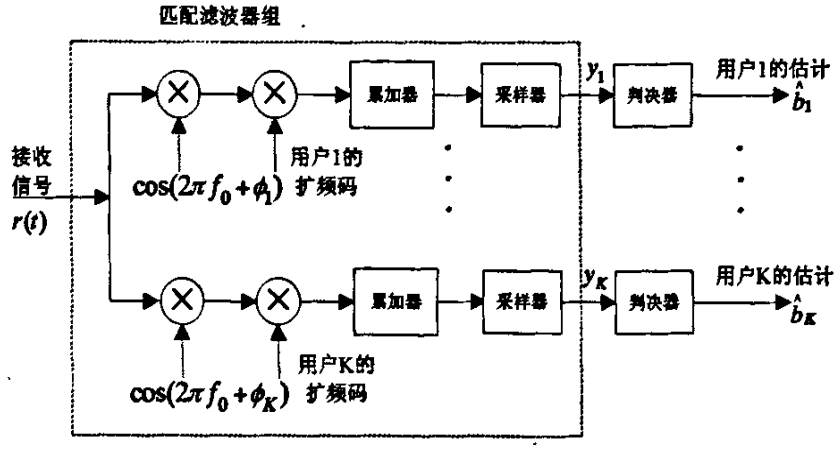


图 2-2　常规匹配滤波检测器结构图

分析（2-5）式，可以看出，匹配滤波器输出有三项，第一项为期望用户信号，总不为零；第二项是由于各用户扩频码不完全正交所造成用户间干扰，即多址干扰（multiple access interference；MAI）；这项当不同用户扩频码正交时为零，当不同用户扩频码不正交时，这项总是存在；第三项是输出噪声。传统检测器将多址干扰当作背景噪声处理，直接对匹配滤波器输出做判决。

$$\hat{b}_k = \mathrm{sgn}(y_k) \qquad k = 1,2,...,\mathrm{K} \tag{2-6}$$

若令 $y = [y_1, y_2, ..., y_K]^T$；$b = [b_1, b_2, ..., b_K]^T$；$n = [n_1, n_2, ..., n_K]^T$；

$A = diag(A_1, A_2, ..., A_K)$；$R = [\rho_{jk}]_{j,k=1}^{K}$；$\rho_{jk} = \frac{1}{T}\int_0^T s_j(t)s_k(t)dt$；

式（2-5）可写成矩阵形式为

$$y = RAb + n \tag{2-7}$$

其中，b，y，n 分别表示发送数据、匹配滤波器输出数据向量和噪声向量；A 是由用户信号幅度组成的对角阵；R 表示归一化互相关系数矩阵，$R(i,j) = \rho_{ij}$；其对角线元素 $\rho_{kk} = 1$，其余元素是不同用户扩频码间的归一化相关系数。

从以上对传统检测器模型及相关算法讨论可知，当信道中只有单个用户时，传统检测器性能应是最优的，当用户数不断增加时，多址干扰增加，有时甚至超过信道中高斯白噪声影响，有远近效应发生时，传统检测器性能将

大大降低。本节将使用 matlab 软件模拟信道环境，比较单用户与多用户时传统检测器性能。仿真中设定均采用 QPSK 调制方式，Gold 码为扩频码序列，扩频增益为 31。

仿真实验 1：当信道中同时存在高斯白噪声和远近效应时，分别针对单用户、两个用户、三个用户以及多个用户时进行计算机仿真，比较随信噪比不断增加时误码率曲线变化情况，分别如图 2-3~图 2-6 所示。

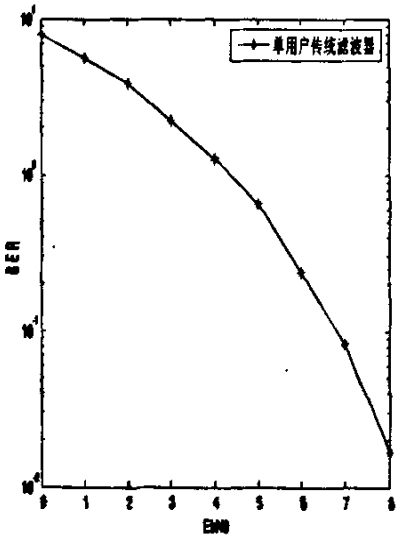


图 2-3 单用户时传统检测器性能图

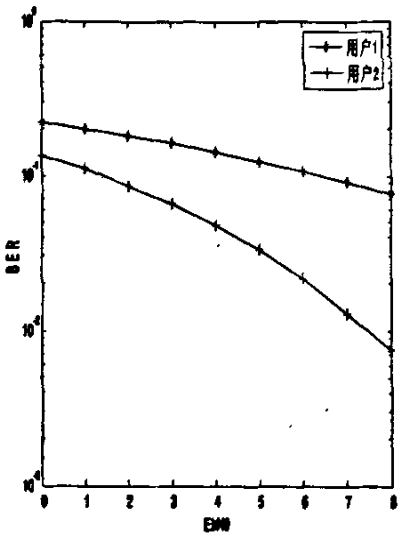


图 2-4 两用户时传统检测器性能

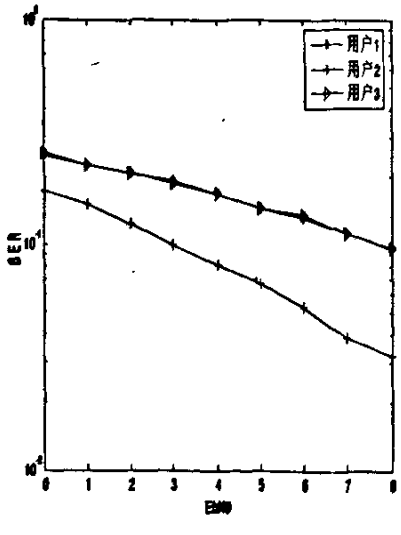


图 2-5 三用户时传统检测器性能

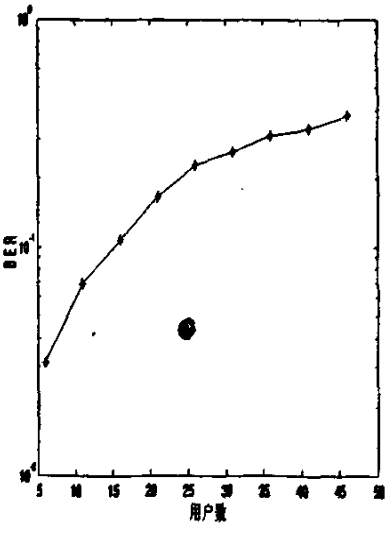


图 2-6 用户数增加时传统检测器性能

结论：由图 2-3~图 2-6 仿真结果可以看出，当信道中除含有高斯白噪声外，还存在远近效应时，即使是单用户时传统检测器性能也会下降，当用户数不断增加，甚至只增加两三个用户，性能远不能满足实际需要。

仿真实验 3：本实验将固定信噪比 EbN0=8，考虑用户数从 1 到 50 不断增加时，信道中只含噪声和信道中即有噪声又有远近效应时，误码率曲线变化。实验结果如图 2-7 所示。

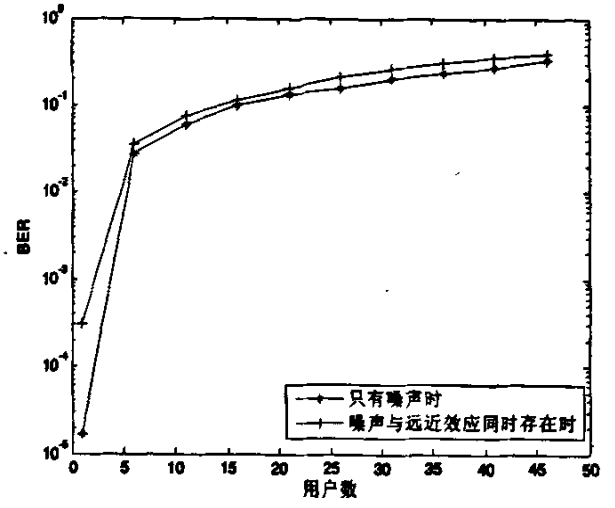


图 2-7 信道环境与用户数对误码率的影响

结论：从图 2-7 可以看出，信道中高斯白噪声与传输过程中产生远近效应是通信中对信号能否正确判决不可忽略两个重要因素，因此，本文以后部分将主要在这两种环境下，在已有多用户检测技术基础上，分析算法优劣，对误码率变化情况做详细分析，提出较为可靠判决方法。

从以上理论分析和计算机仿真不难看出，传统检测器具有结构简单、运算复杂度小等优点。当系统中不存在多址干扰，只存在背景高斯白噪声时，传统检测器就是最佳检测算法。传统接收机缺点是完全按照经典直接序列扩频理论对每个用户信号分别进行扩频匹配滤波处理，独立处理每个用户信号，完全没有利用其它用户信息，而是将多址干扰当作高斯白噪声进行处理，这样传统检测器性能在很大程度上信赖于不同用户扩频码间的相关性，如果多址干扰较大，传统检测器性能将明显下降。

2.4 多用户检测技术简介

1. 多用户检测基本思想

多用户检测技术基本思想就是把所有用户信号都当作有用信号，而不是作为干扰信号处理，充分利用多址干扰结构信息来联合检测单个用户信号，以达到较好的接收效果。多用户检测算法就是传统检测器基础上，增加多用户检测算法模块所组成，其结构框图如图 2-8 所示。

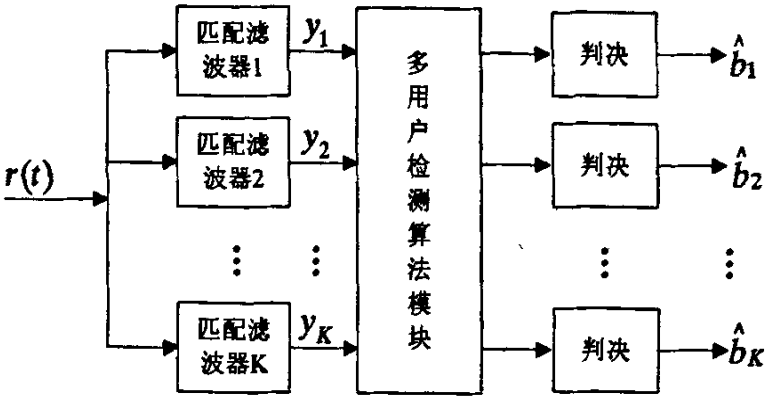


图 2-8　多用户检测算法结构图

2. 多用户检测作用

多用户检测技术主要用途是消除多址干扰，从而提高带宽效率，改进系统容量和覆盖范围，改善系统性能。一般主要在上行链路研究多用户检测技术。除了考虑复杂性，通常认为在上行链路上采用多用户检测是因为 CDMA 系统容量受上行链路限制。

3. 多用户检测技术性能指标

在设计或选择多用户检测算法时，需考虑多用户检测算法性能。在多用户检测算法性能评价中有两个最重要指标[25]：误码率和抗远近效应能力。

（1） 误码率

大多数通信系统基本目标都是减小误码率。在多用户检测中，最关心性能指标是检测算法在高信噪比范围内的误码率。

假定在加性高斯白噪声信道中只有一个用户 k，其能量为 E_k，信道噪声方差为 σ^2。该单用户的误码率定义为[26]：

$$P_{k,su}(\sigma)=Q\left(\sqrt{\frac{E_k}{\sigma^2}}\right) \tag{2-8}$$

其中，下标 su 表示单用户系统；$Q(x)=\frac{1}{\sqrt{2\pi}}\int_x^{\infty}\exp\left(\frac{-\mu^2}{2}\right)du$ 为 Q 函数。

Q 函数定义为 $Q(\alpha)=\int_{\alpha}^{\infty}\frac{1}{2\pi}e^{\frac{\alpha^2}{2}}dy$，它具有以下性质：$Q(0)=\frac{1}{2}$；

$Q(-\alpha)=1-Q(\alpha)\quad \alpha>0$；$Q(\alpha)\approx\frac{1}{\alpha\sqrt{2\pi}}e^{\frac{\alpha^2}{2}},\alpha\gg 1$（通常$\alpha>4$即可）。

由（2-8）可以看出，当存在干扰用户时，系统的误码率会增大，这时需要用期望用户的有效能量$e_k(\sigma)$来代替实际能量E_k。多用户系统中期望用户误码率定义为：

$$P_{k,mu}(\sigma)=Q(\sqrt{\frac{e_k(\sigma)}{\sigma^2}}) \tag{2-9}$$

其中，下标 mu 表示多用户系统；$e_k(\sigma)$称为第 k 个用户有效能量，它定义为第 k 个用户达到单用户系统误码率所需能量。

（2）抗远近效应能力

接收功率不相等会引起远近效应，弱接收功率用户会被强接收功率用户淹没。因此，要求多用户检测算法具有抵抗远近效应能力。多用户检测算法抗远近效应能力取决于码分多址通信系统使用的扩频码波形和系统解调算法。

抗远近能力定义为在所有相关用户能量范围内测量到的最坏情况下渐近性[26]，即

$$\overline{\eta_k}=\inf_{\substack{E_j>0\\ j\neq k}}\eta_k \tag{2-10}$$

其中，inf 表示下确界。

当抗远近能力不为零时，接收机性能可以等效于单用户环境下恶化的传统接收机（恶化是指多用户环境下以一定信噪比工作的接收机与单用户环境下以更低的信噪比工作的传统接收机有相同误码率）。这意味着不管干扰用户功率有多大，接收机性能都不低于一定值，也就是说具有抗远近效应能力；当抗远近效应能力为零时，即使信道背景噪声为零也会由于存在干扰用户而产生误判，而且干扰用户功率越大时，目标用户信息越无法可靠解调。

4.多用户检测技术分类

多用户检测算法从不同角度有不同分类结果，但从总体上大致分为最优多用检测算法和次最优多用户检测算法两种，次最优多用户检测算法又可分为线性多用户检测算法和干扰抵消多用户检测算法两大类[27][28]，如图 2-9 所示。

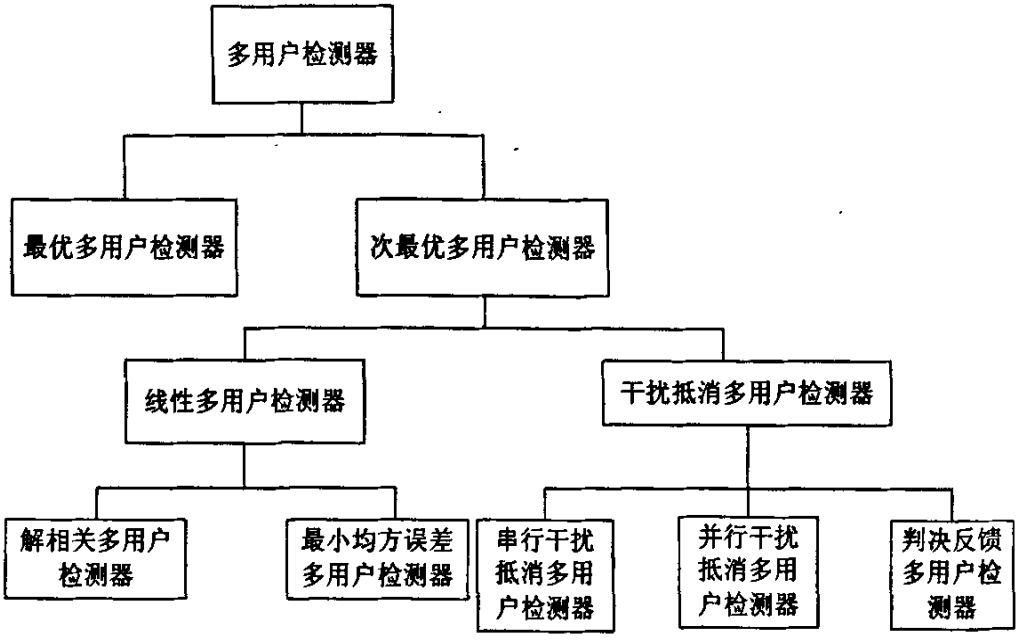


图 2-9　多用户检测算法的分类

2.5 最优多用户检测算法

1986年，S. Verdu 等人最早提出高斯白噪声信道下多用户检测算法：最优多用户检测算法。在各用户发射信号先验等概情况下，最佳多用户检测算法是一个基于最大似然准则的多用户检测算法，其目标是寻找使似然函数最大的序列，使其与发射信号序列错误概率最小。

考虑 K 个用户的基本同步 CDMA 信道，将式（2-4）重写如下：

$$r(t)=\sum_{k=1}^{K}A_k b_k s_k(t)+\sigma n(t) \qquad t\in[0,T] \qquad (2\text{-}11)$$

显然，可以把字符向量 $b=[b_1,b_2,...,b_K]^T$ 的联合最佳解调看作是一个 K 元决策问题，即

$$\begin{cases} H_1: r(t)=\sum_{k=1}^{K}A_k b_k s_k+\sigma n(t) \\ \quad\vdots \\ H_K: r(t)=\sum_{k=1}^{K}A_k b_k s_k+\sigma n(t) \end{cases} \qquad (2\text{-}12)$$

采用 Bayes 后验概率最大原理，即最大似然估计算法，以达到理论上最小错误概率得到：

$$[b_1,b_2,..b_K]=\arg\max_{b_1\cdots b_K}\exp\left\{-\frac{1}{2\sigma^2}\int_0^T[r(t)-\sum_{k=1}^{K}A_kb_ks_k(t)]^2dt\right\} \quad (2\text{-}13)$$

等价于使（2-14）最大化：

$$\begin{aligned}J(b)&=2\int_0^T\left[\sum_{k=1}^{K}A_kb_ks_k(t)\right]r(t)dt-\int_0^T\left[\sum_{k=1}^{K}A_kb_ks_k(t)\right]^2dt \\ &=2b^TAy-b^THb\end{aligned} \quad (2\text{-}14)$$

最大似然矢量检测算法实际上是从2^K个 b 组合中找出与接收信号之间欧氏距离最小的矢量$\hat{b}$，极大似然检测算法在性能上优与传统检测算法，显示了 CDMA 系统在容量和性能上巨大潜力，从而拉开了多用户检测研究序幕。

研究结果表明，最优多用户检测算法理论上可以获得最佳抗远近效应能力，可以使系统中每个用户误码率达到最小，具有最佳渐近有效性。但是其优越性是以系统复杂度为代价，这种检测算法计算复杂度随用户数增加呈指数增长，当系统中用户数很大时，这种检测算法根本不可能实时实现。因此，人们提出了各种次最优多用户算法，希望在系统性能和计算复杂度之间寻求折衷，即在减少计算复杂度的前提下，使检测算法性能尽可能接近最佳多用户检测算法。

2.6 线性多用户检测算法

线性多用户检测算法基本思想是先对传统检测器中匹配滤波器输出进行某种线性变换 L，以降低接收端扩频码与发送端干扰用户扩频码间相关系数，从而减少或者消除多址干扰后再进行判决。

线性检测算法对（2-8）式进行线性变换 L 可得到：

$$x=Ly=L(RAb+n)=LRAb+n \quad (2\text{-}15)$$

可以看出，若线性变换矩阵 L 为单位矩阵，则线性多用户检测算法变为传统检测算法。

对 x 进行判决输出就得到信息矢量 b 的估计。

$$\hat{b}=\mathrm{sgn}(Ly) \quad (2\text{-}16)$$

根据线性变换矩阵L不同，线性多用户检测算法可以分为解相关检测算法[29][30]和最小均方误差（minimum mean squared error；MMSE）检测算法[29]-[32]。

2.6.1 解相关检测算法原理及性能仿真

多址干扰是由不同用户扩频序列间非零互相关系数所产生。如果在判决之前将不同用户之间线性相关去掉，使不同用户扩频序列相互正交[26]，就可以消除多址干扰。这就是解相关多用户检测算法基本思想。

令$L=R^{-1}$，则由式（2-15）可得

$$x_{dec}=Ly=Ab+R^{-1}n \tag{2-17}$$

由上式可看出，每个用户信号分量不再受其他用户影响，也就是说解相关解检测算法完全消除了多址干扰，系统所剩唯一干扰是背景噪声。但是解相关检测算法输出噪声项为$R^{-1}n$，当各用户扩频码不正交时，解相关检测算法噪声比传统检测算法噪声大，即解相关检测算法使背景噪声放大。

解相关检测算法第k个用户误码率推导如下[33]：

$$\begin{aligned}P_{e,dec}^{k}&=\Pr[\hat{b}_k=1/b_k=-1]\\&=Q\left(\sqrt{\frac{P_k}{\sigma^2R_{kk}^{-1}}}\right)\end{aligned} \tag{2-18}$$

其中，$\Pr(x)$表示对x求概率；P_k为第k个用户功率；σ^2为噪声方差；R_{kk}^{-1}是相关矩阵R的逆矩阵R^{-1}第（k，k）个元素。

从（2-18）式可看出，解相关检测算法误码率只与期望用户功率和背景噪声有关，而与其他用户（干扰用户）功率无关。

解相关检测算法第k个用户抗远近效应能力为[2]：

$$\overline{\eta_k}=\inf_{\substack{A_i\geq 0\\ i\neq k}}\eta_k=\frac{1}{R_{kk}^{-1}} \tag{2-19}$$

由（2-19）式可看出，解相关检测算法与最佳多用户检测算法抗远近效应能力相等，但其渐近有效性不及最佳多用户检测算法。

解相关多用户检测算法具有以下特点：

- 计算复杂度与用户数成线性关系，远小于最优多用户算法复杂度；

- 需要所有用户扩频序列和定时信息，但不需要估计用户信号幅度；
- 接收机误码率与用户信号幅度无关，具有最佳抗远近效应能力。

尽管解相关多用户检测算法计算复杂度小于最优多用户检测算法，但它仍需要求解互相关矩阵 R 逆矩阵。在复杂多变移动通信环境中，求解矩阵 R 逆矩阵并不是一个容易解决问题，不适合实时系统要求。当用户数 K 较多时面临着大型矩阵求逆运算，其计算复杂度仍难以接受。

由前面分析可知，影响 CDMA 通信系统性能因素主要有两个：多址干扰和背景噪声。解相关多用户检测算法只考虑多址干扰，不考虑背景噪声，理想情况下它能完全消除多址干扰，但却增强背景噪声，当多址干扰小于背景噪声时，传统检测器性能甚至优于解相关多用户检测性能。

根据信道环境以及用户数两个因素来比较传统检测算法与解相关检测算法性能，使用 matlab 软件模拟信道环境，仿真中设定均采用 QPSK 调制方式，选用 Gold 码为扩频码，扩频增益为 31。

仿真实验 1：信道中同时存在高斯白噪声与远近效应，当高斯白噪声影响增大时，比较解相关检测算法与传统检测算法的性能，用户数为 2。仿真结果如图 2-10 所示。

结论：由于解相关多用户检测算法只考虑多址干扰，不考虑背景噪声，当信道中用户数较少（只有两个）时，增强背景噪声，传统检测算法性能优于解相关多用户检测算法性能。

仿真实验 2：不考虑信道中干扰因素影响，即没有噪声和远近效应的发生，当用户数不断增加时，比较解相关检测算法和传统检测算法性能。仿真结果如图 2-11 所示。

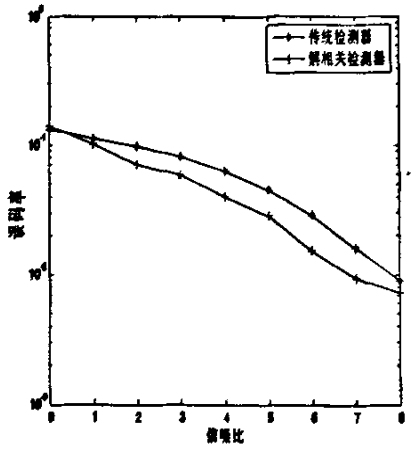


图 2-10　噪声增强时算法比较

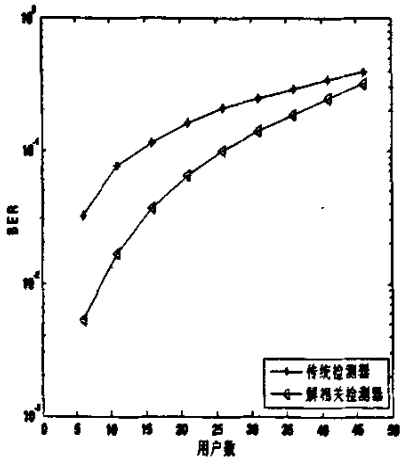


图 2-11　用户数量不断算法比较

结论：当信道中没有噪声等因素时，解相关检测算法不会增强背景噪声，多址干扰增加时，解相关检测算法性能明显优于传统检测算法性能。

2.6.2 最小均方误差检测算法原理及性能仿真

最小均方误差（minimum mean squared error；MMSE）检测算法既考虑背景噪声又考虑多址干扰存在，其基本思想是寻求线性变换矩阵 L，使实际数据和传统检测器输出之间均方误差最小。满足条件的变换矩阵 L 为：

$$L_{MMSE}=(R+\sigma^2A^{-2})^{-1} \tag{2-20}$$

可以看到，传统检测器和解相关检测算法其实是 MMSE 检测算法两种极限情况：

当背景噪声趋于零时，即 $\sigma\to 0\Rightarrow L=(R+\sigma^2A^{-2})\to R^{-1}$，此时 MMSE 检测算法变为解相关检测算法；

当背景噪声趋于无穷时，$\sigma\to\infty\Rightarrow L=(R+\sigma^2A^{-2})\to diag(\frac{A_i^2}{A_i^2+\sigma^2})\to I$（单位矩阵），此时 MMSE 检测算法变为传统检测器。

MMSE 检测算法第 k 个用户误码率可推导如下[33]：

$$\begin{aligned}P_{e,MMSE}^{k}&=\Pr[\hat{b}_k=1/b_k=-1]\\&=\Pr[x_{MMSE}=-1/b_k=-1]\\&=2^{1-K}\sum_{\beta\in\{1,-1\}^{K-1}}Q\left|\frac{\sum_{j=1}^{K}l_{k,j}R_{k,j}\sqrt{P_k}-\sum_{i=1,i\neq k}^{K}\sum_{j=1}^{K}l_{k,j}R_{k,j}\sqrt{P_i}b_i}{\sigma\sqrt{\sum_{i=1,i\neq k}^{K}\sum_{j=1}^{K}l_{k,j}l_{k,j}R_{i,j}}}\right|\end{aligned} \tag{2-21}$$

其中，K 为系统中总的用户数；$R_{k,j}$ 为互相关矩阵第（k,j）个元素；$l_{k,j}$ 为线性变换矩阵 L 第（k,j）个元素；其余符号含义与式（2-20）相同。

MMSE 检测算法具有以下特点：

- 计算复杂度与用户数成线性关系，比最优检测算法计算复杂度低。
- 用噪声项修正相关矩阵，在消除多址干扰和不增强背景噪声之间取得折中；噪声越大，对相关矩阵不完全取逆越重，避免加强背景噪声。
- 由于考虑了背景噪声，相同条件下，MMSE 误码率性能比解相关检测算法好，当背景噪声趋于零时，MMSE 检测算法就趋于解相关检测算法；

➢ 每个用户均方误差可以单独最小化，适于自适应方法实现。

但是，MMSE 检测算法需要估计信号幅度，其性能有赖于干扰用户功率，其抗远近效应能力不及解相关检测算法，并且同解相关检测算法一样，需要计算矩阵的逆，当用户数多时，计算复杂度大。

在信道环境同时存在高斯白噪声和远近效应两种干扰因素情况下，考虑单用户及多用户时传统检测器、解相关检测算法以及 MMSE 检测算法性能，使用 matlab 软件模拟信道环境，仿真中设定均采用 QPSK 调制方式，选用 Gold 码为扩频码，扩频增益为 31。

仿真实验：在信道环境存在高斯白噪声和远近效应时，考虑用户数量不断增加时，比较传统检测器、解相关检测算法、MMSE 检测算法性能。仿真结果如图 2-12 所示。

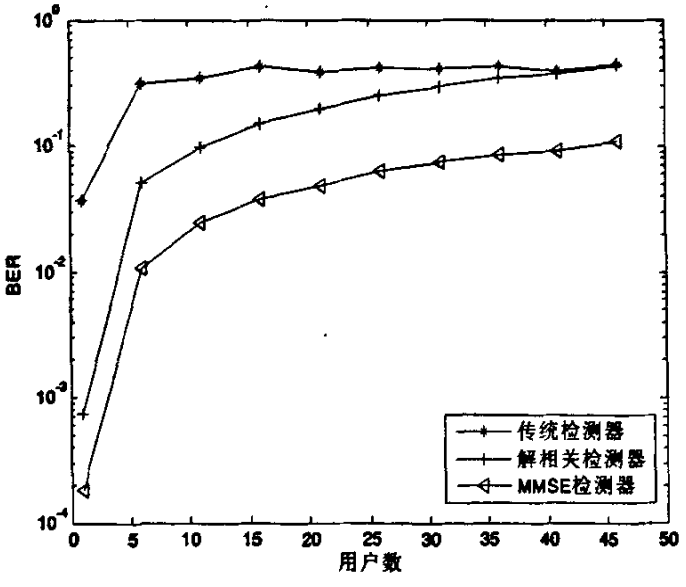


图 2-12　用户数量不断增加时三种检测算法性能比较

结论：由于 MMSE 检测算法既考虑背景噪声又考虑存在多址干扰，故其性能优于只考虑多址干扰而可能会增强背景噪声的解相关检测算法，也优于对多址干扰没有作用的传统检测器。

从上面的分析可以看出，线性多用户检测技术极大地降低了多用户检测技术计算复杂度，相对于传统检测器其性能改善很多，但是对背景噪声的放大消弱了线性多用户检测算法在应用中的优势；同时非自适应型线性多用户检测不能适应时变信道。

2.7 干扰抵消多用户检测算法

干扰抵消多用户检测算法又称为非线性多用户检测，其基本思想是利用已检测到信号重构期望用户的多址干扰，并从接收信号中减去这些多址干扰，并以此作为后一级检测算法输出，提高判决精度，如此循环。这种检测算法一般由多级结构来实现，各级结构大致相同，便于硬件实现。与线性多用户检测算法相比，非线性多用户检测算法取消了计算相关矩阵逆矩阵运算，计算复杂度相对较低。

干扰抵消多用户检测算法分为三类：串行干扰抵消算法[34]-[36]和并行干扰抵消算法[37][38]以及判决反馈多用户检测算法[28][39]，本节只针对串行干扰抵消、并行干扰抵消两种算法作详细讨论。

2.7.1 串行干扰抵消算法原理及性能仿真

串行干扰抵消算法（successive interference cancellation；SIC）采用串行方式去除多址干扰，一般由多级组成。检测判决每一级只对一个用户信号进行判决、再造、消除，使剩余用户遭受较少的多址干扰。

具体操作如下：接收机首先根据接收信号功率估值对用户进行排序，然后按功率由高到低次序对各用户信号依次进行判决和估计。即先解调出最强功率信号用户，根据判决结果，该信号扩频码、幅度估计值和相位信息得到该用户对其他用户所产生多址干扰，然后从总的接收信号中减去该多址干扰估计值，将结果作为一下级输入信号，这样就去掉了最强多址干扰分量，然后再检测次最强用户信号，重复以下步骤，“判决-再造-消除”，直至所有用户信号被检测出。接收端各用户信号功率相差越大，越利于串行干扰抵消检测算法的工作。串行干扰抵消算法之所以按信号功率强度由强到弱依次消除多址干扰是因为：对于功率最强用户信号，最容易正确解调和恢复；去除功率最强用户信号对剩下用户来说受益最大。因此，串行干扰抵消检测算法能大大提高弱用户检测准确率。图 2-13 所示是两个用户时串行干扰抵消检测算法结构[25]，图中假定用户 2 功率比用户 1 功率大。检测算法结构很容易推广到多个用户情况，这里就不再赘叙。

串行干扰抵消检测算法具有以下特点：

- 结构简单，只需在传统检测算法基础上附加少量硬件即可实现；

- 性能相对于传统检测算法有较大提高；
- 不改善最强功率用户抗多址干扰性能，明显改善弱功率用户抗多址干扰性能，总体性能得到改善；
- 计算复杂度与用户数成线性关系。

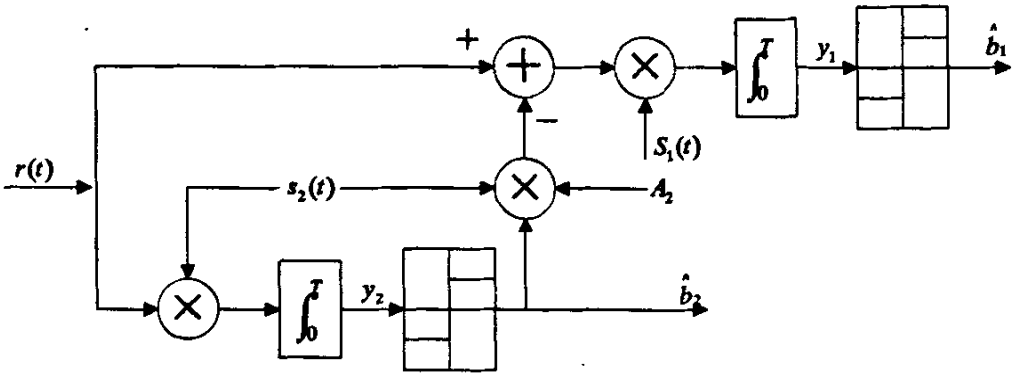


图 2-13　两个用户的串行干扰抵消检测算法

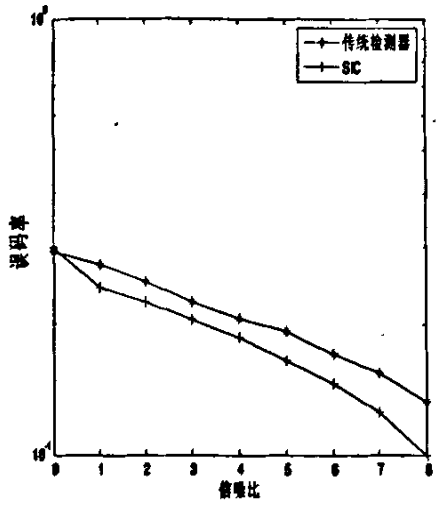
串行干扰抵消检测算法具有以下缺点：

- SIC 检测算法检测每个用户都会相应增加一个时延，当系统负荷较大时，时延大，不能满足实时要求；
- SIC 检测算法需要对用户按功率进行排序，因此当用户信号功率强度发生变化时需要重新排序；
- SIC 检测算法要求初级检测必须准确，否则不但不能消除多址干扰，还会引入虚拟用户，引起误差传播。

但是，由于串行干扰抵消检测算法算法概念和硬件实现都比较简单，是目前实际系统中最有可能广泛应用的多用户检测算法之一。

仿真实验：信道环境同时存在高斯白噪声和远近效应两种干扰因素情况下，比较多个用户时传统检测器与串行干扰抵消算法性能，使用 Matlab 软件模拟信道环境，仿真中设定均采用 QPSK 调制方式，选用 Gold 码为扩频码，扩频增益为 31，信道中用户数为 4，其中功率最强用户是功率最弱用户的 2 倍。

结论：由于串行干扰抵消算法对强功率用户在去除多址干扰方面没有明显改善，对于最弱功率用户在去除多址干扰方面获得明显改善。



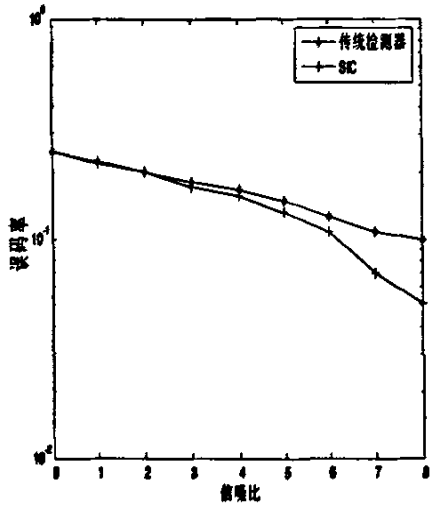


图 2-14 功率最弱用户检测算法比较　图 2-15 功率最强用户检测算法比较

2.7.2 并行干扰抵消算法原理及性能仿真

并行干扰抵消算法（parallel interference cancellation；PIC）基本思想与SIC检测算法类似，均采用多级结构实现“判决-再造-消除”的循环，来提高对用户信息估计精度。不同之处在于：SIC 检测算法每级只对功率最强用户进行检测，并在接收信号中去掉它产生的多址干扰；而 PIC 检测算法在每级中，根据上一级的输出在每个用户接收信号中去掉由所有其他用户对它产生的多址干扰，并用修改后接收信号对每个用户进行下一级重新检测。图 2-16 所示是一个多级并行干扰抵消算法[25]，初级采用传统检测器检测。

与串行干扰抵消算法相比，并行干扰抵消算法具有以下特点：

- PIC 算法的时延与用户数没有关系，仅和级数有关，可以保证实时处理的要求；
- 其运算复杂度与用户数成线性关系；
- 在有严格功率控制时[40]，PIC 算法的性能优于 SIC 算法；但当没有功率控制时，PIC 算法的性能不如 SIC 算法。

但是相对于 SIC 算法，PIC 算法实现结构复杂，并且当某一级算法对一个用户判决有误时，下一级不但不能消除误差，反而会使该用户对其它用户干扰加倍，即出现误差传播现象。如果级数过多，对性能改善并不明显，有可能出现下一级误码率高于上一级误码率现象，这时并行干扰抵消算法反而带来误码率的恶化。因此，PIC 检测算法结构选择十分重要。一般而言，从

系统处理时延和复杂度考虑，级数应限制在三级以内。

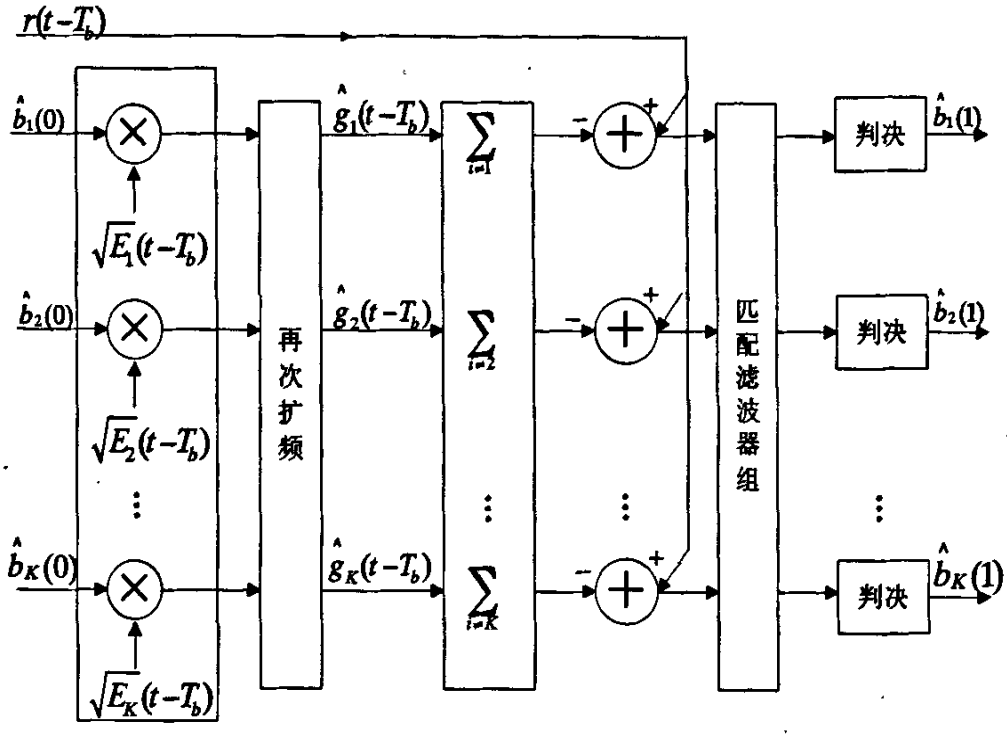


图 2-16　并行干扰抵消检测算法框图

在信道环境同时存在高斯白噪声和远近效应两种干扰因素情况下，考虑并行干扰抵消算法性能，并与之前讨论过的传统检测器、解相关检测算法、MMSE 检测算法和串行干扰抵消算法相比较，使用 matlab 软件模拟信道环境，仿真中设定均采用 QPSK 调制方式，选用 Gold 码为扩频码，扩频增益为 31。

仿真实验 1：当信道中用户数为 4 时，比较传统检测器、并行干扰第一级、并行干扰第二级以及并行干扰第三级的性能。仿真结果如图 2-17 所示。

结论：PIC 算法原理是在每级中，根据上一级输出在每个用户接收信号中去掉由所有其他用户对它产生的多址干扰，并用修改后接收信号对每个用户进行下一级重新检测。因此第二级并行干扰抵消检测算法要比第一级性能好，而第三级时与第一级性能无差别，考虑系统处理时延和复杂度等因素，一般采用二级 PIC 为宜。

仿真实验 2：信道中仍为 4 个用户，比较传统检测器、解相关检测算法、MMSE 检测算法、串行干扰抵消算法以及二级并行干扰抵消算法性能。仿真结果如图 3-18 所示。

结论：从图 2-18 中可以看出，MMSE 检测法性能最好，但由于该检测法需要对信号幅值进行较为准确的估计，且并不能跟踪时变信道，在实际中难以实现，目前研究更多的是 SIC 算法和 PIC 算法，可以通过对每一个（级）要消除的干扰进行加权而产生自适应干扰抵消算法，即 ASIC 和 APIC，来实现更好的降低误码率要求。

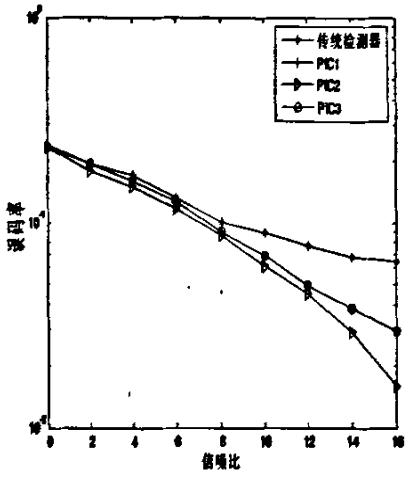


图 2-17 并行干扰抵消算法性能比较

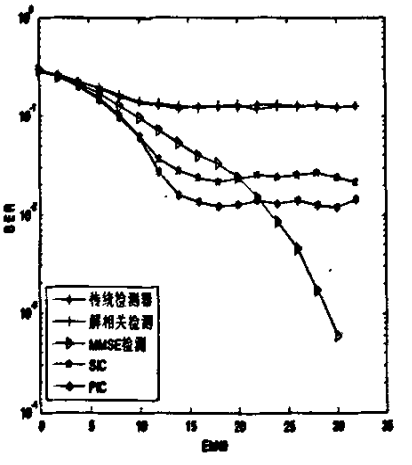


图 2-18 五种检测算法性能比较

2.8 本章小结

本章主要介绍五种典型多用户检测技术，分析它们优缺点，指出各自不足。可以看出，阻碍多用户检测算法实用化主要因素是检测算法实现太复杂。最优多用户检测算法计算复杂度太高，实际中几乎不可能实现。对于次最优多用户检测算法，其复杂度虽然比最优多用户检测算法低，但仍然具有相当的复杂度。寻找复杂度与性能之间的合理折中是实用化多用户检测算法研究主要方向。线性多用户检测有完整的定量的数学描述与分析方法，具有较大理论研究价值，但涉及到矩阵求逆运算，具有高复杂度，在工程上无法实用化。非线性多用户检测虽然没有系统的数学描述，理论上研究比较困难，但可以采用工程数学方法进行粗略描述与分析，并引用计算机仿真进行深入分析与研究。由于干扰抵消多用户检测算法结构简单，计算复杂度相对较低，是目前研究的重点，也是当前最容易实现多用户检测算法。

但从前面对串行干扰抵消算法与并行干扰抵消算法分析可知，当对一个

（级）用户判决有误时，下一个（级）不但不能消除误差，反而会使该用户对其它用户干扰加倍，即出现误差传播现象。故对于干扰抵消类检测算法来说，如何正确判断每一个（级）用户至关重要，而自适应信号处理可以通过自身与外界环境的接触来改善自身对信号处理性能。因此可以将干扰抵消算法与自适应处理相结合，通过系统根据信道环境和具体用户信号变化来自适应地调节下一个（级）用户判决，以达到改善算法性能目的。下一章将详细讨论基于自适应滤波算法的串行干扰抵消算法。

第3章 自适应串行干扰抵消算法

串行干扰抵消多用户算法（successive interference canceller；SIC）因其结构简单、计算复杂度低而倍受关重，同时其误差累积的缺陷可以加入自适应滤波算法获得相应改善，文献[9]提到了一种基于最小均方误差（least mean square；LMS）的自适应串行干扰抵消算法（adaptive successive interference canceller；ASIC），本章在该算法基础上，提出基于递归最小二乘（recursive least square；RLS）算法的ASIC。另外，就SIC和ASIC自身结构设计而言，其对功率较强用户的误码判决改善并不明显，而最小二乘恒模算法（LSCMA）可以捕获输入端最强包络的信号，且LSCMA收敛速率快，算法简单，可在进行自适应滤波器前加入该算法来改善强功率用户判决性能，去除强用户干扰，弱用户的判决性能相应提高，故本章提出自适应串行干扰抵算法的改进算法盲自适应串行干扰检测算法。

3.1 自适应信号滤波算法

自适应信号处理研究的是结构可调整系统，它通过自身与外界环境接触来改善自身对信号处理的性能[41]。通常这类系统是时变非线性系统，可以自动适应（即“自适应”）信号传送变化的环境和要求，无需详细知道信号结构和信号实际知识，无需精确设计信号处理系统本身。

所谓自适应实现是指[42]：M阶FIR滤波器抽头系数$w_0, w_1, ...w_M$可以根据估计误差$e(n)$的大小自动调节，使得某个代价函数最小。滤波器设计最常用准则是使滤波器实际输出$y(n)=u^H(n)w^*=w^Hu(n)$与期望用户$d(n)$之间均方误差$E\{|\varepsilon(n)|^2\}$为最小，即最小均方误差准则。

介绍以下两种自适应滤波器之前，首先将各符号及公式所代表意义说明如下：

$u(n)$代表滤波器输入；$d(n)$代表n时刻期望信号；$w(n)$代表抽头权向量；$e(n)$代表高斯白噪声；$R=E\{u(n)u^H(n)\}$为滤波器输入相关矩阵；$r=E\{u(n)d^*(n)\}$为期望信号与输入的互相关矢量；$\varepsilon(n)=d(n)-w^T(n-1)u(n)$为先验误差；$J(n)\overset{def}{=}E\{|\varepsilon(n)|^2\}=E\{|d(n)-w^Hu(n)|^2\}$为代价函数。

3.1.1 LMS算法

自适应系统根据期望信号$d(n)$与滤波算法输出$w^T(n-1)u(n)$间（先验）误差$\varepsilon(n)=d(n)-w^T(n-1)u(n)$调整滤波算法权值$w(n)$使输出逼近$d(n)$。在平衡环境下，$d(n)$线性回归模型[43]为

$$d(n)=w_{MMSE}^T u(n)+e_0(n) \tag{3-1}$$

其中$e_0(n)$为零均值白色序列，所以其方差就等于最小均方误差σ_0^2。根据维纳滤波理论：$e_0(n)$与输入$u(n)$正交，即$E[e_0(n)u(n)]=O$。又$e_0(n)$零均值，进而两者不相关。若是高斯过程，则两者统计独立。

LMS算法可描述为[43]

$$\xi(n)=w^T(n-1)u(n) \tag{3-2}$$

$$\varepsilon(n)=d(n)-\xi(n) \tag{3-3}$$

$$w(n)=w(n-1)+\mu u(n)\varepsilon(n) \tag{3-4}$$

其中μ是步长（收敛因子）。初始值$w(0)=0_N$（0_N为N维零矢量）。

自Widrow提出最小均方（least mean square；LMS）算法以来，很多文献采用著名的独立性假定[43]-[53]，即输入矢量互相独立，期望信号互相独立，期望信号仅信赖于当前时刻的输入等等，以简化分析，本文也采用这样的独立假定，尽管这些假定不很符合实际情况，分析得到的结论却与实际符合的很好。文献[43]、[53]~[59]给出了LMS算法性能分析及结论如下：

1）收敛性

如果步长满足

$$0<\mu<\kappa/tr(R) \tag{3-5}$$

则LMS算法均方误差收敛，称算法在均方意义下收敛。这里κ是一个弱依赖于输入统计特性的常数，当输入服从高斯分布时，$\kappa=2/3$就能保证算法收敛。

2）收敛速度

暂态均方误差将按指数规律逐渐消失而没有任何振荡。暂态消失的时间与平均时间常数$\tau_{ave}=1/(\mu\lambda_{ave})$成比例，其中$\lambda_{ave}=\sum_{i=1}^{N}\lambda_i/N$，而$\lambda_i$为$R$的特征值。

步长越大（在保证收敛的前提下），收敛速度越快，稳态失调越大；反之

亦然。LMS 算法有一个基本特征是：在收敛速度和稳态过量均方误差之间有一个折衷。

LMS 算法因其简单、运算高效而被广泛应用，但是该算法需要根据输入相关矩阵的迹或者输入功率来选择合适的步长以保证算法收敛，并且在相关矩阵特征值分散程度很大时，收敛速度非常慢。下一小节所要介绍的递推最小二乘（recursive least square；RLS）算法，其突出优点是收敛速度快，且与输入统计特性无关，跟踪性能好，有效的避免了 LMS 存在的缺陷。

3.1.2 RLS 算法

指数加权最小二乘（least square；LS）自适应滤波算法设计为从开始直到当前时刻，滤波算法系数使误差平方的指数加权和最小，该最优化问题可表示为

$$\min \sum_{i=1}^{n} \lambda^{n-i}[d(i)-w^T(n)u(i)]^2 \tag{3-6}$$

其中遗忘因子 $\lambda(0<\lambda\le 1)$ 使滤波算法具有跟踪时变环境能力。由于文献[42]对 RLS 算法有很详细推导过程，故本文只将算法过程叙述如下：

$$k(n)=\frac{\Phi^{-1}(n-1)u(n)}{\lambda+u^T(n)\Phi^{-1}(n-1)u(n)} \tag{3-7}$$

$$\varepsilon(n)=d(n)-w^T(n-1)u(n) \tag{3-8}$$

$$w(n)=w(n-1)+k(n)\varepsilon(n) \tag{3-9}$$

$$\Phi^{-1}(n)=\lambda^{-1}[\Phi^{-1}(n-1)-k(n)u^T(n)\Phi^{-1}(n-1)] \tag{3-10}$$

其中输入向量相关矩阵 $\Phi(n)=\sum_{i=1}^{n}\lambda^{n-i}u(i)u^T(i)$，输入与期望响应之间互相关矩阵 $z(n)=\sum_{i=1}^{n}\lambda^{n-i}u(i)d(i)$，$k(n)$ 为增益向量。

初始值 $\Phi^{-1}(0)=\delta^{-1}I$ 和 $w(0)=0_N$。

文献[43]~[53]采用独立性假定以简化 RLS 算法的性能分析，得到 $\lambda=1$ 和 $\lambda<1$ 两种情况下 RLS 算法收敛性能，由于 $\lambda=1$ 时，所有误差信号对目标函数的影响相同，因而不能跟踪环境变化，本文不再考虑该种情况，现将 $0<\lambda<1$ 时性能总结如下[42]：

- RLS 算法在均方意义上收敛性独立于输入向量 $u(n)$ 集平均相关矩阵

R的特征值。

➢ RLS算法集平均学习曲线收敛大约需要2M次迭代，其中M是滤波算法长度，而LMS算法在一次迭代中需加2M+1次复数乘法和2M次复数加法，故RLS算法的收敛速率比LMS算法快一个数量级。

➢ RLS算法的复杂度是$O(M^2)$，LMS算法复杂度是$O(M)$，复杂度明显增加。

3.2 盲自适应算法

在无线通信系统中，为获取信道参数信息而发射独立的训练序列要浪费大量宝贵的频谱，因而人们考虑利用发射本身的特性而不需要参考信号来实现正常通信。Godard于1980年首次提出了恒模算法，它是Bussgang类盲均衡算法中最常用的一种。GAgee随后于1986年提出了最小二乘恒模算法，这种最小二乘恒模算法是利用发送信号的幅度统计特性来调整权系数，使得输出信号的幅度保持恒定，它能够快速收敛、易于实现、计算复杂度低，因此很快发展为一类重要的盲算法。

3.2.1 恒模算法

所谓恒模性，是指许多常见的通信信号都具有恒定包络的特性。

恒模算法定义的代价函数为：

$$J_{pq}(k)=E\left[\left\|y(k)\right\|^{p}-1\right\|^{q}\right] \tag{3-11}$$

其中p、q是正整数，在实际中取1和2，并相应地记作“CMA_{p-q}”。由于恒模算法的代价函数是非线性的，无法直接求解，只能采用迭代的方法逐步逼近最优解，一般采用梯度下降法来优化恒模代价函数，其迭代公式为：

$$\omega(k+1)=\omega(k)-\mu\nabla_{\omega}J_{pq}(k) \tag{3-12}$$

这里$\mu>0$是步长因子，∇_{ω}表示关于ω的梯度算子。用瞬时值取代期望值，并取定p、q值，得到：

$$\omega(k+1)=\omega(k)-\mu X^{*}(k)e(k) \tag{3-13}$$

输入数据为X，权向量$\omega(k)$，输出向量$y(k)$

其中：

$$CMA_{1-1}: e(k) = \frac{y(k)}{\|y(k)\|}\operatorname{sgn}(\|y(k)\|-1) \tag{3-14}$$

$$CMA_{2-1}: e(k) = 2y(k)\operatorname{sgn}(\|y(k)\|^2-1) \tag{3-15}$$

$$CMA_{1-2}: e(k) = 2\frac{y(k)}{\|y(k)\|}(\|y(k)\|-1) \tag{3-16}$$

$$CMA_{2-2}: e(k) = 4y(k)(\|y(k)\|^2-1) \tag{3-17}$$

上述四式以CMA_{1-2}和CMA_{2-2}最为常用。众所周知，随机梯度恒模算法的收敛性能很大程度上最决于算法设置的初值和步长因子[60]。一般而言，在使用算法之前需要仔细地校正步长，如是步长过小，则收敛速度太慢；若步长过大，性能容易失调。

3.2.2 最小二乘恒模算法

由于一般的CMA算法存在对步长因子的依赖性，现考虑在LS意义下的恒模算法，即LSCMA。它是由Agee在1986年提出的，使用了非线性最小二乘即高斯法的推广来设计的恒模算法。受篇幅所限，这里不再给出具体的推导公式，而只对这种方法作一般性的描述，其具体推导过程参见文献[61]。LSCMA算法的代价函数为：

$$F(\omega) = \sum_{n=1}^{N}(y(n)-1)^2 = \left\|x^T(n)\omega\right|-1\Big\|_2^2 \tag{3-18}$$

其中，N代表一个时间窗内的采样数。把一种高斯扩展的方法应用于最速下降法，最后可以得到权矢量更新公式：

$$\omega(k+1) = \omega(k) - \left[X^*X^T\right]^{-1}X^*(y_k - r_k) = \left[X^*X^T\right]^{-1}X^*r_k \tag{3-19}$$

这里X是输入数据矩阵，y_k和r_k为输出数据向量和复限幅输出向量，且有：

$$X = [x(1), x(2), \ldots, x(N)]$$

$$y_k = [y_k(n)] = X^T\omega_k \tag{3-20}$$

$$r_k = [r_k(n)] = [y_k(n)/|y_k(n)|] \tag{3-21}$$

这称为静态最小二乘恒模算法，因为算法是使用了N个数据向量组成的单个数据块$\{x(n)\}$迭代的。一旦计算出权矢量$\omega(k+1)$，便可得到滤波器输出的新估计值y_{k+1}，并产生新值r_{k+1}，算法重复迭代，直至收敛。

而动态最小二乘恒模算法不是在一个静态的数据块内进行迭代，而是使用最新的N个数据向量构成的窗口进行权向量更新，并且每隔N个样本进行一次更新。将第k步的数据块记做

$$X(k) = [x(1+kN)x(2+kN)...x(N+kN)] \tag{3-22}$$

则动态最小二乘恒模算法由下列式子给出

$$y(k) = [X(k)^H \omega(k)] = [y(1+kN)y(2+kN)...y(N+kN)]^T \tag{3-23}$$

$$r(k) = \frac{y(k)}{|y(k)|} \tag{3-24}$$

$$\omega(k+1) = [X(k)X^H(k)]^{-1}X(k)r^*(k) \tag{3-25}$$

通过上面的理论分析可以看出，LSCMA比一般的CMA算法有所改善。首先，它的收敛速度快，由于LSCMA在一次迭代过程中使用了直接矩阵求逆的方法，从而避免了基于LMS算法的CMA中所固有的对输入信号协方差矩阵特征值分布敏感的问题，所以它的收敛速度快；第二，在CMA中，由于收敛因子的取值不当可能造成收敛速度很慢，甚至不能收敛，但是在LSCMA中，不会存在这种情况，它能够稳定收敛。但是，它同具有和CMA算法一样的缺点，那就是这种类型的算法简单的捕获输入端最强包络的信号，不能进行多用户信号的分离。

考虑无线通信信道的复杂多变性，本文采用动态最小二乘恒模算法。

3.3 自适应串行干扰抵消算法

3.3.1 自适应串行干扰抵消算法原理

与常规的串行干扰抵消算法（successive interference canceller；SIC）一样，自适应串行干扰抵消算法（adaptive successive interference canceller；ASIC）也是一种多级接收机[9]，该接收机顺次从由单天线接收到的信号中检测并消除同信道用户干扰。为了能可靠地消除用户干扰，必须再生相应多址

干扰 MAI，并从接收信号中将其减去。要想做到这一点，必须对用户信号幅度进行精确估计，计算以码片速率更新的自适应加权因子。ASIC 每一级均有常规 MF 检测算法，后接一个使用自适应滤波算法的自适应干扰抵消算法。因为用户是移动的，无线通信环境是动态的，为了使干扰抵消算法加权系数能动态地跟踪信道变化，有必要使用自适应算法。

图 3-1 给出了 ASIC 检测算法第 m 级框图[62]。常规检测算法由 MF 滤波算法组后接一个硬判决算法组成，用来检测这一级中最强用户的信号。

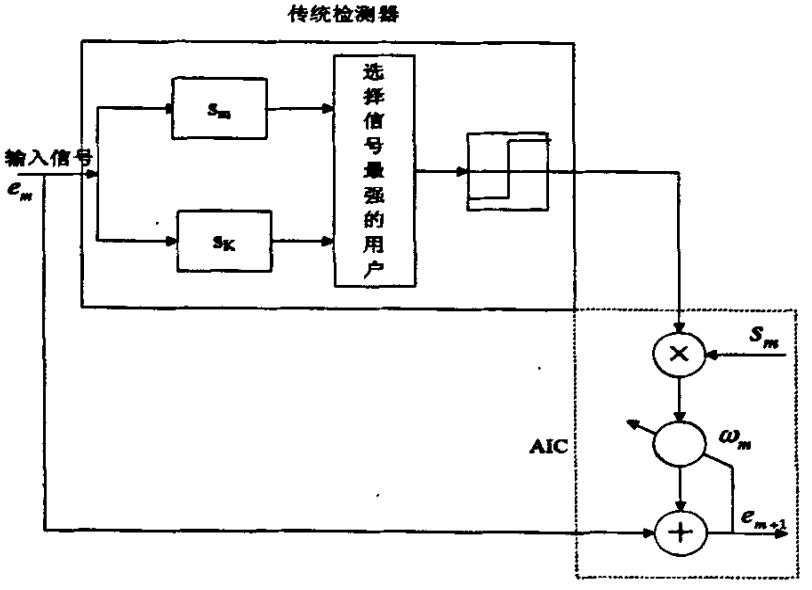


图 3-1　ASIC 的第 m 级

在第 i 个符号间隔内，第 m 级常规检测器的输出为：

$$\hat{b}_m(i) = \mathrm{sgn}[s_v^T e_m(i)] \tag{3-26}$$

其中

$$v = \arg \max_{m \le p \le K} \{|s_p^T e_m(i)|\} \tag{3-27}$$

为信号最强用户编号，$s_p = [s_{p,0},...,s_{p,N-1}]^T$ 为用户 p 的扩频序列，$e_m(i)$ 为第 m 级输入信号矢量。在第一级中，$e_1(i) = r(i)$。$e_m(i) = [e_m(k),...,e_m(k+N-1)]^T$，其中 i 和 k 分别为符号和码片指标，满足 $k = iN$。利用扩频序列 s_m 和接收到幅度估计 $w_m(k)$，自适应干扰抵消算法（adaptive interference canceller；AIC）将检测得到的数据符号 $\hat{b}_m(i)$ 进行扩展，并将其从这一级的输入中减去。得到的差信号

$$e_{m+1}(k) = e_m(k) - w_m(k)\hat{b}_m(i)s_m(k) \tag{3-28}$$

作为第 $m+1$ 级的输入，其中，$s_m(k) \triangleq s_{m,(k)_N}$ 是用户 m 扩频序列码片，下标 $(k)_N$ 表示 $k \bmod N$。如果检测数据符号和接收信号幅度估计均正确，下一级就不会存在由上一级检测引起的 MAI。

LMS 算法根据如下方式来改变干扰抵消算法加权因子：

$$w_m(k+1) = w_m(k) + \mu e_{m+1}(k)\hat{b}_m(i)s_m(k) \tag{3-29}$$

其中，$\mu > 0$ 为步长参数。此时，公式（3-28）中减法和公式（3-29）中干扰抵消算法加权因子的更新都是在码片速率下进行，这使得算法可以跟踪快速变化（衰落）信道。由于 ASIC 算法目的是使差信号 $e_{m+1}(i)$ 最小，所以其加权值也相应地是接收信号幅度一种估计。

3.3.2 改进的 RLS-自适应串行干扰抵消算法

考虑到 LMS 滤波算法对步长参数的依赖以及收敛速度较慢等缺陷，本文提出将 ASIC 中 LMS 滤波算法由 RLS 替代，以期达到更好的判决性能。

由于基于 LMS 和基于 RLS 的自适应串行干扰抵消算法原理相同，故本节依然沿用图 3-1 所示的原理图以及各符号含义。RLS-自适应串行干扰抵消算法公式推导如下：

在第 i 个符号间隔内，第 m 级常规检测器的输出为：

$$\hat{b}_m(i) = \mathrm{sgn}[s_v^T e_m(i)] \tag{3-30}$$

将检测得到的数据符号 $\hat{b}_m(i)$ 与相应的扩频序列相乘，得到扩展后的信号序列，并将其从这一级的输入中减去。得到的差信号

$$e_{m+1}(k) = e_m(k) - w_m(k)\hat{b}_m(i)s_m(k) \tag{3-31}$$

式（3-32）和式（3-33）定义了检测信号自相关函数和检测信号与差信号的互相关函数

$$\phi_m(k) = \sum_{i=1}^{k} \lambda^{k-i} \hat{b}_m(i)\hat{b}_m^T(i) \tag{3-32}$$

$$z_m(k) = \sum_{i=1}^{k} \lambda^{k-i} \hat{b}_m(i)e_m(k) \tag{3-33}$$

此时干扰抵消算法的加权因子产生方式为：

$$\omega_{m+1}(k)=\omega_m(k-1)+\frac{\phi_m^{-1}(k-1)\hat{b}_m(k)}{\lambda+\hat{b}_m^T(k)\phi_m^{-1}(k-1)\hat{b}_m(k)}\varepsilon_m(k) \qquad (3\text{-}34)$$

其中 $\varepsilon_m(k)=e_m(k)-\omega_m^T(k-1)\hat{b}_m(k)$。设遗忘因子 λ=0.7，初始时 $\omega_0=0$。

3.3.3 算法仿真及结论

设信道中包含加性高斯白噪声，并伴有远近效应。使用 matlab 软件模拟信道环境，比较传统检测器、SIC 及 ASIC 抗多址干扰和远近效应能力。仿真中设定均采用 QPSK 调制方式，选用 Gold 码为扩频码，扩频增益为 31，信道中用户数为 4。

仿真实验 1：采用 LMS 自适应算法，设步长参数 μ=0.0005，其中最强用户功率比最弱用户功率大 6dB，次强用户功率比最弱用户功率大 3dB。仿真结果如图 3-2~图 3-4 所示。

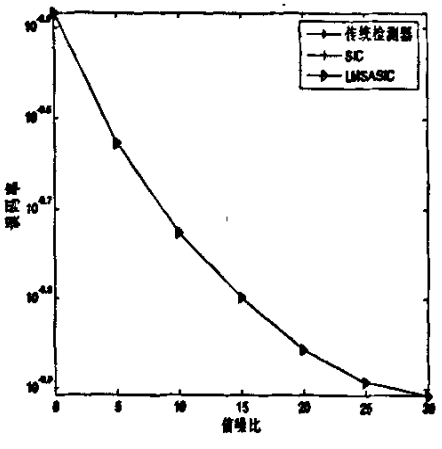


图 3-2 最强用户时算法比较

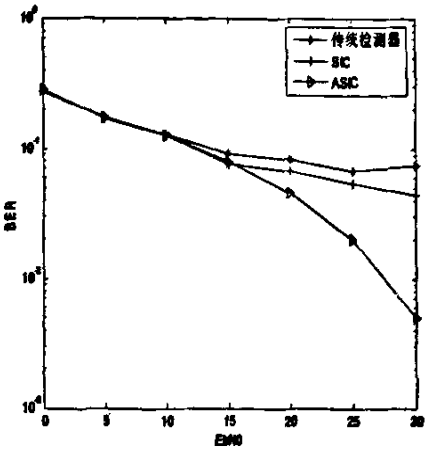


图 3-3 次强用户时算法比较

结论：由 SIC 和 ASIC 的设计结构可知，这类检测算法对功率最强用户没有改变（为简化程序，假设判决过程中用户功率强弱顺序没有改变，以后各章仿真均采用这个假设），故图 3-3 中三种检测算法误码曲线相重合，而对于次强以及之后用户来说，ASIC（采用 LMS 算法）在误码率方面均有改善，而最弱用户改善最明显。

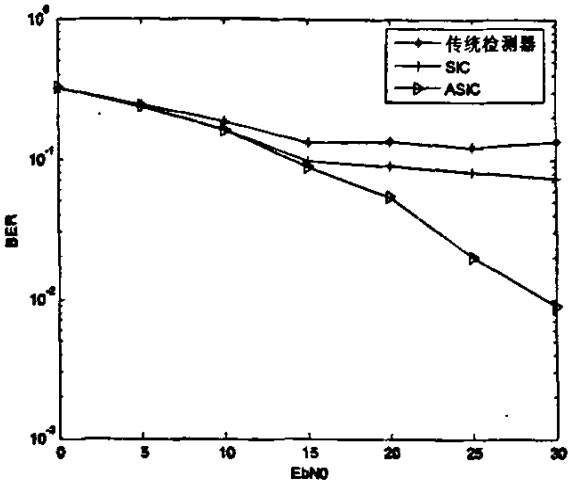


图 3-4 最弱用户时传统检测器、SIC、LMS-ASIC 比较

仿真实验 2：采用 RLS 滤波算法，设遗忘因子 λ=0.7，其中最强用户功率比最弱用户大 6dB，次强用户功率比最弱用户大 3dB。仿真结果如图 3-5~图 3-7 所示。

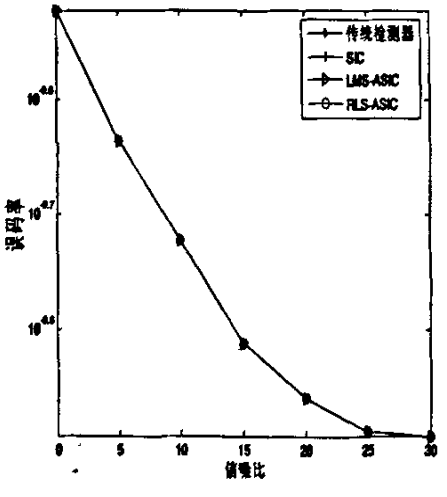


图 3-5 最强用户时算法比较

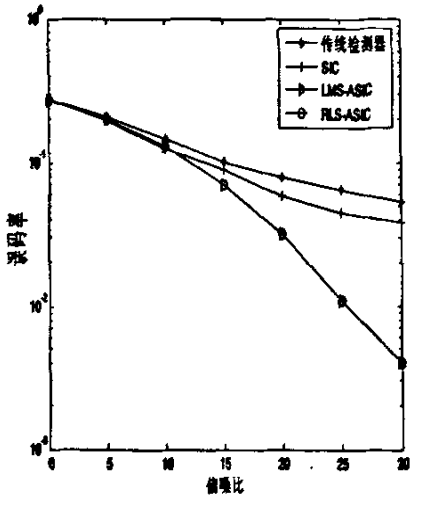


图 3-6 次强用户时算法比较

结论：由 SIC 和 ASIC 设计结构可知，这类检测算法对功率最强用户没有改变，故图 3-5 中四种检测算法误码曲线相重合，而对于次强以及之后用户来说，ASIC 在误码率方面均有改善，次强用户时 LMS-ASIC 和 RLS-ASIC 无差别，如图 3-6。随着用户功率逐渐减小，RLS-ASIC 性能较 LMS-ASIC 有改善，如图 3-7 所示。

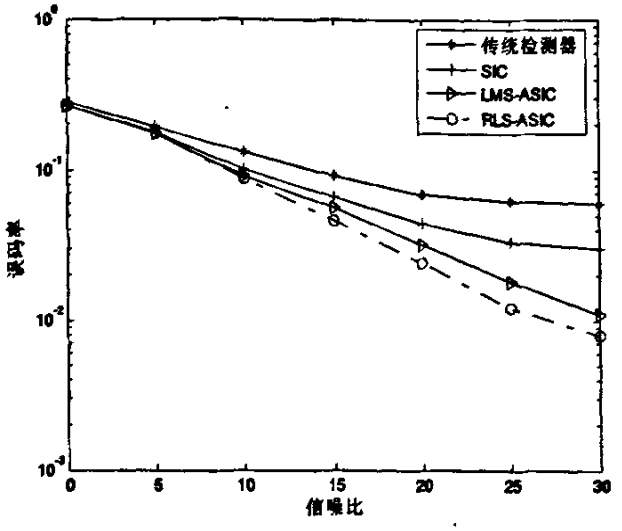


图 3-7 最弱用户时算法比较

3.4 盲自适应串行干扰抵消算法

从以上基于 LMS 和 RLS 的自适应串行干扰抵消算法原理分析和计算机仿真不难看出，虽然该类自适应方法可以提高弱功率用户的判决性能，但没有改善最强功率用户性能。由于存在共信道干扰的情况时最小二乘恒模算法一般会收敛于功率最强的恒模信号，并且基于 RLS 的自适应串行干扰抵消法的算法复杂度远大于串行干扰抵消算法，不适应实际需要，而最小二乘恒模算法具有收敛迅速，无需调整步长因子等优点，因此本节将在 LMS-自适应干扰抵消算法的前端引入最小二乘恒模算法提高整个系统的性能。

3.4.1 改进的 LSCMA 盲自适应串行干扰抵消算法

综合最小二乘恒模算法与自适应串行干扰抵消算法二者的特点，本节提出基于 LSCMA 的盲自适应串行干扰抵消算法，具体思路是在 ASIC 的第一级引入最小二乘恒模算法，由于最小二乘恒模算法对大功率用户较敏感，可以捕捉到最强功率用户的信号，结构原理图如下：

接收端收到的信号 $r(t)$ 进入最小二乘恒模算法模块后，先将输入信号 $r(t)$ 按扩频增益抽样：

$$R(k)=[r(1+kN)r(2+kN)...r(N+kN)] \tag{3-35}$$

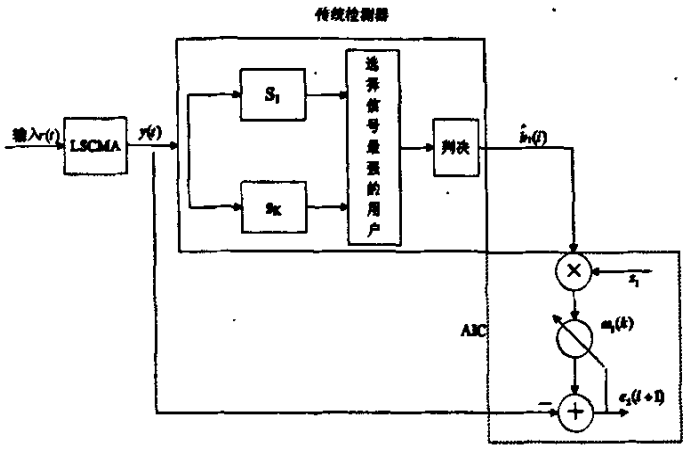


图 3-8 盲自适应串行干扰抵消算法第一级

初始时 $\omega(k)$ 为单位矩阵，预输出信号序列为：

$$y(k)=[R(k)^H\omega(k)]=[y(1+kN)y(2+kN)...y(N+kN)]^T \tag{3-36}$$

对输出信号取模运算：

$$r(k)=\frac{y(k)}{|y(k)|}=\left[\frac{y(1+kN)}{|y(1+kN)|},...,\frac{y(N+kN)}{|y(N+kN)|}\right]^T \tag{3-37}$$

权矢量公式：

$$\omega(k+1)=[R(k)R^H(k)]^{-1}R(k)r^*(k) \tag{3-38}$$

经数次迭代后，输出 $y(t)$ 与 K 个用户的扩频码相乘并选择其中功率最强用户，通过硬判决器后得 $\hat{b}_1(t)$，通过自适应串行干扰抵消器时

$$e_2(k)=e_1(k)-w_1(k)\hat{b}_1(i)s_1(k) \tag{3-39}$$

加权因子：

$$w_2(k+1)=w_2(k)+\mu e_2(k)\hat{b}_1(i)s_1(k) \tag{3-40}$$

且 $e_1(k)=r(t)$。

考虑到 RLS 算法比 LMS 算法复杂度高，本节只采用 LMS 算法作为盲自适应串行干扰抵消算法中的自适应滤波器，而最小二乘恒模算法收敛速率快、算法简单，与 LMS 算法相结合后，不会明显提高整个系统的复杂度，算法实现速度快，结构简单。从次强用户开始，无需加入最小二乘恒模算法，直

接通过 ASIC 即可顺次判断出各个用户。

3.4.2 算法仿真及结论

仿真实验：采用 LMS 自适应算法时设步长参数 μ=0.0005，采用 RLS 自适应算法时设遗忘因子 λ=0.7，采用 LSCMA 算法时设迭代次数为 100 次，假设信道中有 4 个用户，其中最强用户的功率比最弱用户的大 6dB，次强用户功率比最弱用户的大 3dB。仿真结果如图 3-9 和图 3-10 所示。

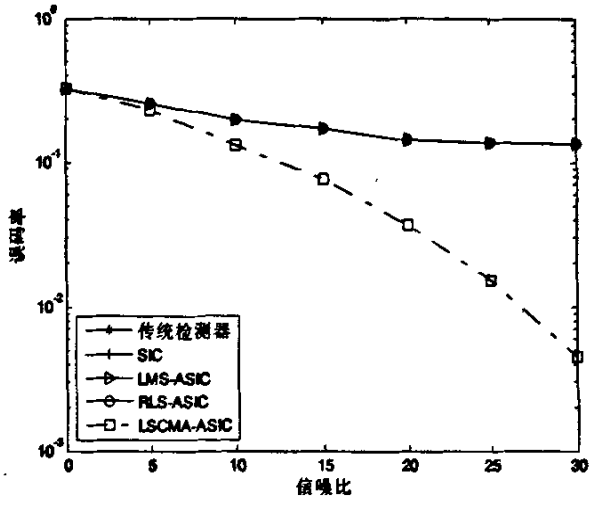


图 3-9 最强用户时五种检测算法比较

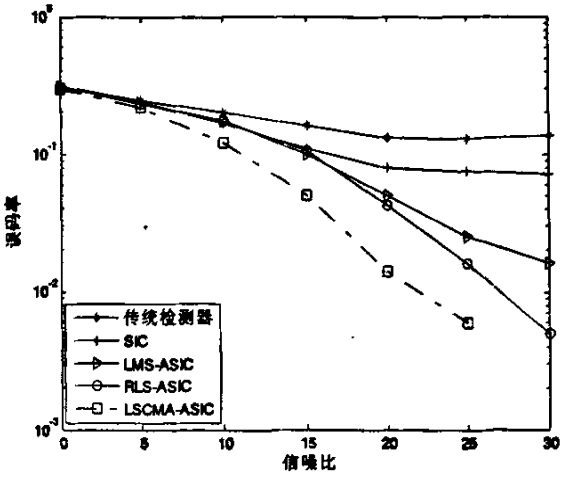


图 3-10 最弱用户时五种检测算法比较

结论：由SIC和ASIC的设计结构可知，这类检测器对功率最强用户没有改善，为改变这类检测器的局限性，本节引入最小二乘恒模算法来改善对功率最强用户的误码判决，图3-9表明引入该算法可以改善系统性能，而对最强用户误码率的改善，势必影响之后其它用户的误码判决，从而提升整个系统的性能。

3.5 本章小结

串行干扰抵消多用户检测法因其结构简单、易于硬件实现而倍受关重，而改进算法也层出不穷。本章在已有的 LMS-自适应串行干扰抵消算法的基础上提出两种改进算法，通过计算机仿真实现可以看出，基于最小二乘恒模算法的盲自适应串行干扰抵消算法性能较其它算法好，可提升整体系统误码判决性能。然而，串行类干扰抵消算法每一个用户的判决都需要有一个字符的延时，当信号功率强度顺序发生变化时需要重新排序，当用户数较多时时延增加，算法复杂度也相应增加。而并行干扰抵消算法不存在这样的缺陷，故下一章将着重讨论并行类干扰抵消算法。

第 4 章 自适应并行干扰抵消算法

与串行干扰抵消算法类似，并行干扰抵消检测算法（PIC）也存在误差累积缺点，而基于 LMS 的部分自适应并行干扰抵消（partial adaptive parallel interference canceller；PAPIC ）只能够部分提高系统性能，没有完全消除抑制误差累积缺陷，本章针对这一缺陷，提出二次迭代的 LMS-APIC 和 RLS-APIC 改进算法。另外，由于 RLS-APIC 算法复杂度随用户数的增加呈指数级增长，不适应宽带多用户共同传输的需要，本章亦提出在 LMS-自适应并行干扰抵消法的前端引入最小二乘恒模算法来改善每一个用户的判决性能，从而降低复杂度并提升系统性能。

4.1 自适应并行干扰抵消算法原理

传统并行干扰抵消（parallel interference cancellation；PIC）接收机存在一个问题，即当减去的干扰是基于一个错误比特判决时，则干扰功率不仅不会减少，反而会成倍增大。为了克服这一问题，文献[63]引入一种自适应并行干扰（adaptive parallel interference cancellation；APIC）算法，该算法是基于 MMSE（minimum mean squared error）准则的部分自适应并行干扰抵消算法（partial adaptive parallel interference canceller，PAPIC），在算法中，对于不同用户和不同比特，均设一个抵消系数，这时就要求一种能够实时更新系数的自适应算法，[63]中采用了 LMS 算法来计算最佳权值。相关原理图如图 4-1 所示。

然而，文献[63]中 PAPIC 第一级只通过传统匹配滤波算法的判决即作为第二级自适应处理时的前一级估值，而通过第三章对 PIC 性能分析可知，PIC 的第二级性能最优，第三级则性能开始下降。如果只在第二级采用自适应算法，远不能体现出自适应算法在 APIC 中的作用，并且如果第一级存在误判，则不能避免误差累积现象的发生。

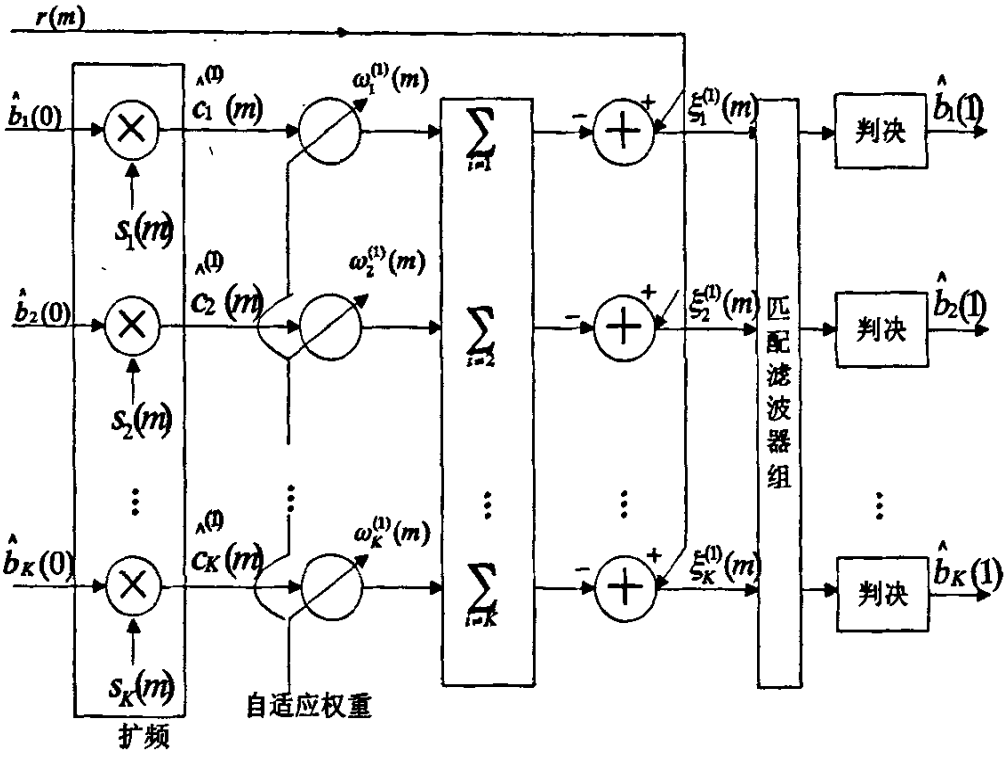


图 4-1 部分自适应并行干扰抵消算法原理图

4.2 改进的自适应并行干扰抵消算法

本节中，提出 PAPIC 的改进算法，即在 PIC 第一级中也引入自适应算法，从一开始抑制误差累积，同时，参考文献[64]基于 RLS 解相关自适应算法思想，提出基于 RLS 的 APIC 改进算法，由于 RLS 较 LMS 收敛快、跟踪性能好，可改善系统性能。

4.2.1 改进的 LMS-自适应并行干扰抵消算法

由于改进 LMS-APIC 和 RLS-APIC 算法原理一致，这里只采用一种结构图，具体方式如图 4-2 所示。

系统中，假设有 K 个用户，每个通信中的用户均被唯一地分配了一个伪随机序列作为扩频码，系统扩频增益为 N。所有用户信号使用同一载波频率，且各用户之间同步，系统采用 QPSK（quadrature phase shift keying）调制方

式。

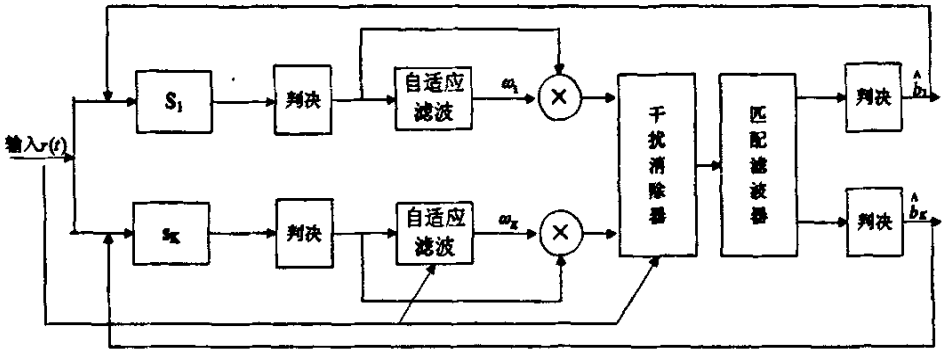


图 4-2　自适应多级并行干扰抵消算法原理图

引用第三章 CDMA 接收端模型，将式（2-4）重写如下（各符号含义与第三章相同），在接收端处

$$r(t)=\sum_{k=1}^{K}A_k(t)b_k(t)s_k(t)+\sigma n(t) \tag{4-1}$$

通过传统匹配滤波器后：

$$\hat{b}_k^{(0)}(t)=\mathrm{sgn}(r(t)s_k(t)) \tag{4-2}$$

经 LMS-自适应并行干扰第一级时，根据判决信号重构扩频后的序列：

$$\hat{r}^{(1)}(t)=\sum_{i=1}^{K}s_i(t)\hat{b}_i^{(0)}\omega_i^{(k)}(t) \tag{4-3}$$

从接收端所接收到信号减去重构序列，得第一级差信号：

$$e^{(1)}(t)=r(t)-\hat{r}^{(1)}(t) \tag{4-4}$$

此时并行干扰抵消算法的加权因子产生方式为：

$$\omega^{(1)}(t+1)=\omega^{(1)}(t)+\mu s_i(t)\hat{b}_i^{(0)}(t)e^{(1)}(t) \tag{4-5}$$

将目标信号外的其余干扰用户减去，即得所需用户的扩频信号

$$\zeta^{(1)}(t)=r(t)-\sum_{j=1,j\neq i}^{K}\omega_j^{(1)}(t)s_j(t)\hat{b}_j^{(0)}(t) \tag{4-6}$$

目标信号解扩，得到并行干扰抵消算法第一级输出

$$\hat{b}_i^{(1)}(t)=\mathrm{sgn}[\zeta^{(1)}(t)s_i(t)] \tag{4-7}$$

只要将$\hat{b}_l^{(1)}(t)$代替式（4-3）中的$\hat{b}_l^{(0)}(t)$即可顺次进行 LMS-自适应并行算法的第二级计算，如果将$\hat{b}_l^{(0)}(t)$作为最终的判决结果，则是文献[63]所提出的部分自适应并行干扰抵消算法。

以上各式中，$\omega^{(k)}=(\omega_1,\omega_2,...\omega_K)^T$为第 k 级权向量。$\hat{r}^{(s)}(m)$是在第 k 级对接收信号估计。它被定义为

$$\hat{r}^{(s)}(m)=\sum_{i=1}^{K}s_i(m)\hat{b}_i^{(s-1)}\omega_i^{(k)}(m) \tag{4-8}$$

$\hat{b}_i^{(s-1)}$是检测算法在第 s-1 级对b_i的估计。

$e^{(s)}$是期望响应和估计信号之间的误差，$\mu^{(s)}$是可变迭代步长，

在 LMS 算法中，步长决定收敛速度，选择大步长会得到较快的收敛速度，但稳态误差也会较大；选择较小步长可使稳态误差变小，同时减小了收敛速度。由于上述自适应并行干扰抵消算法要求在一个比特周期内计算出干扰抵消系数，因此自适应算法收敛速度对于干扰抵消起着非常重要作用。而 RLS 算法收敛速率比 LMS 算法快一个数量级，故本文提出采用 RLS 滤波算法来代替 LMS 滤波算法。

4.2.2 改进的 RLS-自适应并行干扰抵消算法

由于基于 LMS 和基于 RLS 的自适应并行干扰抵消算法原理相同，故本节依然沿用图 4-2 所示的原理图以及各符号含义。此时 RLS-自适应并行干扰抵消算法公式推导如下：

接收端处：

$$r(t)=\sum_{k=1}^{K}A_k(t)b_k(t)s_k(t)+\sigma n(t) \tag{4-9}$$

通过传统匹配滤波器后：

$$\hat{b}_k^{(0)}(t)=\mathrm{sgn}(r(t)s_k(t)) \tag{4-10}$$

经 RLS-自适应并行干扰第一级时，根据判决信号重构扩频后的序列：

$$\hat{r}^{(1)}(t)=\sum_{i=1}^{K}s_i(t)\hat{b}_i^{(0)}\omega_i^{(k)}(t) \tag{4-11}$$

从接收端所接收到信号减去重构序列，得第一级差信号：

$$e^{(1)}(t)=r(t)-\hat{r}^{(1)}(t) \tag{4-12}$$

又由初判决信号的自相关和其与差信号的互相关函数定义：

$$\phi^{(1)}(t)=\sum_{i=1}^{k}\lambda^{k-i}\hat{b}^{(0)}(t)(\hat{b}^{(0)}(t))^{T} \tag{4-13}$$

$$z^{(1)}(t)=\sum_{i=1}^{k}\lambda^{k-i}\hat{b}^{(0)}(t)e^{(1)}(t) \tag{4-14}$$

可得并行干扰抵消算法的加权因子产生方式为：

$$\omega^{(1)}(t+1)=\omega^{(1)}(t)+\frac{(\phi^{(1)}(t))^{-1}\hat{b}^{(0)}(t)}{\lambda+(\hat{b}^{(0)}(t))^{T}(\phi^{(1)}(t))^{-1}\hat{b}^{(0)}(t)}\varepsilon^{(1)}(t) \tag{4-15}$$

其中：

$$\varepsilon^{(1)}(t)=e^{(1)}(t)-\omega^{(1)^{T}}(t-1)\hat{b}^{(0)}(t) \tag{4-16}$$

将目标信号外的其余干扰用户减去，即得所需用户的扩频信号：

$$\zeta^{(1)}(t)=r(t)-\sum_{j=1,j\neq i}^{K}\omega_j^{(1)}(t)s_j(t)\hat{b}_j^{(0)}(t) \tag{4-17}$$

目标信号解扩，得到并行干扰抵消算法第一级输出

$$\hat{b}_i^{(1)}(t)=\mathrm{sgn}[\zeta^{(1)}(t)s_i(t)] \tag{4-18}$$

遗忘因子 λ=0.7，初始时 $\omega_0^{(1)}=0$。只要将 $\hat{b}_i^{(1)}(t)$ 代替式（4-11）中的 $\hat{b}_i^{(0)}(t)$ 即可顺次进行 RLS-自适应并行算法的第二级计算。

4.2.3 算法仿真及结论

设信道中包含加性高斯白噪声，并伴有远近效应。使用 matlab 软件模拟信道环境，比较传统检测算法、PIC 及 APIC 抗多址干扰和远近效应能力。仿真中设定均采用 QPSK 调制方式，选用 Gold 码为扩频码，扩频增益为 31，信道中用户数为 4。

仿真实验 1：采用 LMS 自适应算法，设步长参数 μ=0.0005，设信道中用

户功率相等，共有用户数为 4。仿真结果如图 4-3~图 4-5 所示。

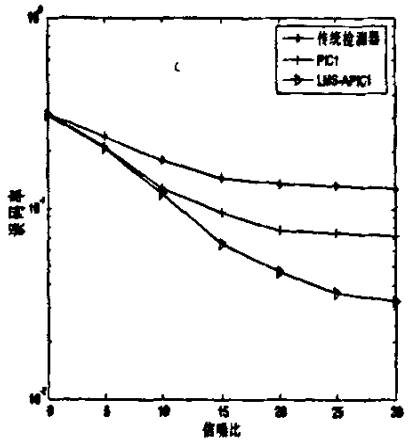


图 4-3　APIC 算法第一级的比较

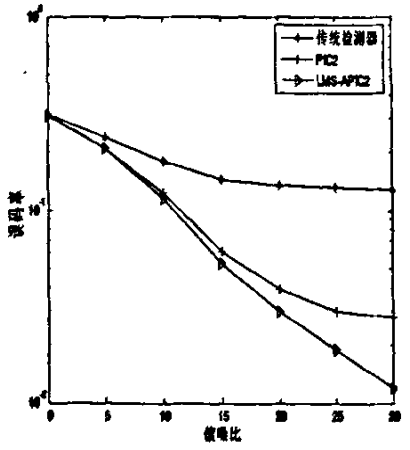


图 4-4　APIC 算法第二级的比较

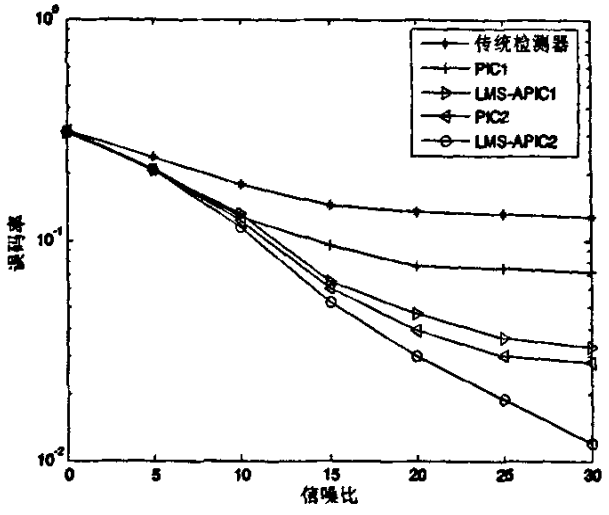


图 4-5 五种不同检测算法性能比较

结论：图 4-3 中的 LMS-APIC1 即为 PAPIC 的最终输出结果，从图 4-5 中可以看出二次迭代的 LMS-APIC 性能要优于 PAPIC，另外，从第 3 章对 PIC 分析可知，当取其第三级时，性能与第一级无异。故在本章中对 APIC 进行分析时，仍只取其前两级。

仿真实验 2：采用 RLS 自适应算法，设遗忘因子 λ=0.7，设信道中用户功率相等，共有用户数为 4。仿真结果如图 4-6 和图 4-7 所示。

结论：当信道中用户功率均相等时，采用自适应并行干扰抵消算法，RLS 算法收敛速率比 LMS 算法收敛速率快一个数量级，故对应在检测算法误码

率性能，RLS-APIC 优于 LMS-APIC。

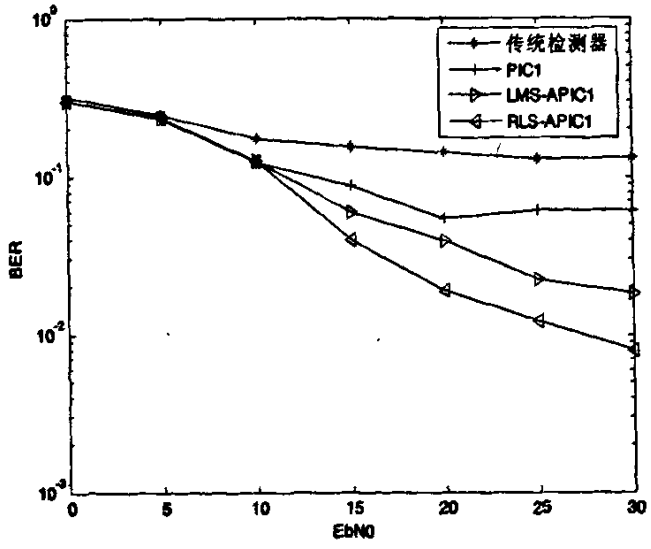


图 4-6　自适应并行干扰抵消算法第一级比较

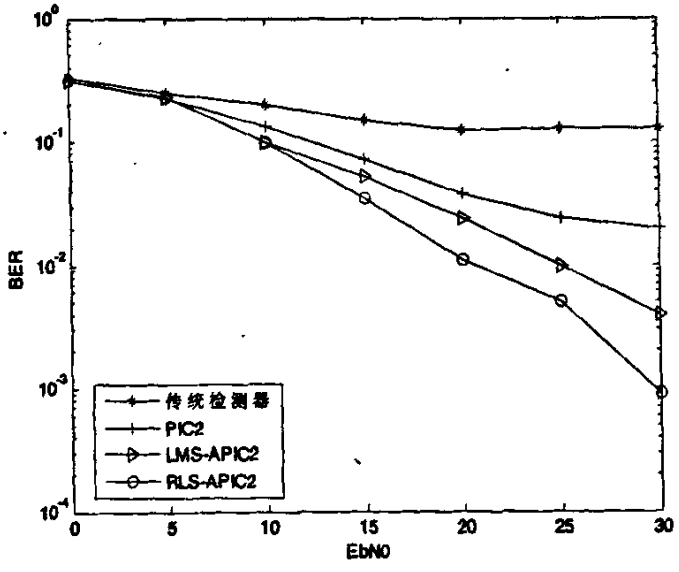


图 4-7 自适应并行干扰抵消算法第二级比较

然而，二次迭代的自适应并行干扰算法增加了算法的复杂度，尤其当使用 RLS 滤波器作二次迭代时，matlab 仿真时间明显增加，不能适应实际需要，故下一小节就针对该问题提出改进算法。

4.3 盲自适应并行干扰抵消算法

参考盲自适应串行干扰抵消算法的实现原理，本节将最小二乘恒模算法引入自适应并行类干扰抵消检测法中，期望将最小二乘恒模算法的优势与LMS-自适应干扰抵消法相结合，降低算法复杂度的同时，提升每一个用户的判决性能。

4.3.1 改进的LSCMA盲自适应并行干扰抵消算法

综合最小二乘恒模算法与自适应并行干扰抵消算法二者的特点，本文提出基于LSCMA的盲自适应并行干扰抵消的改进算法，具体思路是在接收端的最初引入最小二乘恒模算法，之后再经过APIC进行自适应调整，最后经传统匹配器进行硬判决，结构原理图如图4-8所示。

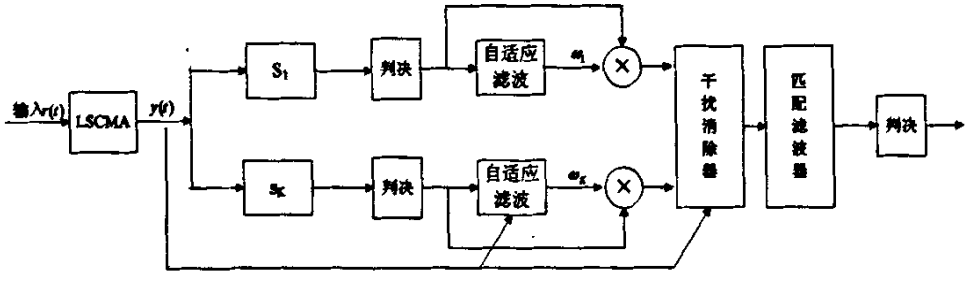


图4-8 盲自适应并行干扰抵消算法原理图

接收端收到的信号$r(t)$进入最小二乘恒模算法模块后，先将输入信号$r(t)$按扩频增益抽样

$$R(k)=[r(1+kN)r(2+kN)..r(N+kN)] \tag{4-19}$$

初始时$\omega(k)$为单位矩阵

$$y(k)=[R(k)^H\omega(k)]=[y(1+kN)y(2+kN)...y(N+kN)]^T \tag{4-20}$$

对要输出信号取模运算

$$r(k)=\frac{y(k)}{|y(k)|}=\left[\frac{y(1+kN)}{|y(1+kN)|},...,\frac{y(N+kN)}{|y(N+kN)|}\right]^T \tag{4-21}$$

权矢量公式：

$$\omega(k+1)=[R(k)R^H(k)]^{-1}R(k)r^*(k) \tag{4-22}$$

输出$y(t)$与K个用户的扩频码相乘，通过传统匹配滤波器后：

$$\hat{b}_k^{(0)}(t)=\mathrm{sgn}(y(t)s_k(t)) \tag{4-23}$$

经LMS-自适应并行干扰第一级时，

$$\hat{y}^{(1)}(t)=\sum_{i=1}^{K}s_i(t)\hat{b}_i^{(0)}\omega_i^{(k)}(t) \tag{4-24}$$

从经LSCMA模块后的序列减去减去重构序列，得LMS第一级差信号：

$$e^{(1)}(t)=y(t)-\hat{y}^{(1)}(t) \tag{4-25}$$

此时加权因子产生方式为：

$$\omega^{(1)}(t+1)=\omega^{(1)}(t)+\mu s_i(t)\hat{b}_i^{(0)}(t)e^{(1)}(t) \tag{4-26}$$

减去其他用户的干扰，得目标信号最终序列：

$$\zeta^{(1)}(t)=y(t)-\sum_{j=1,j\neq i}^{K}\omega_j^{(1)}(t)s_j(t)\hat{b}_j^{(0)}(t) \tag{4-27}$$

目标信号解扩，得到盲自适应并行干扰抵消算法输出：

$$\hat{b}_i^{(1)}(t)=\mathrm{sgn}[\zeta^{(1)}(t)s_i(t)] \tag{4-28}$$

考虑到RLS算法比LMS算法复杂度高，本节只采用LMS算法作为自适应串行干扰抵消算法中的自适应滤波器，而最小二乘恒模算法收敛速率快、算法简单，与LMS算法相结合后，系统复杂度低，算法实现时间快，结构简单。

4.3.2 算法仿真及结论

设信道中包含加性高斯白噪声，并伴有远近效应。使用matlab软件模拟信道环境，比较传统检测算法、LMS-APIC及LSCMA-APIC抗多址干扰和远近效应能力。仿真中设定均采用QPSK调制方式，选用Gold码为扩频码，扩频增益为31，信道中用户数为4。

仿真实验：采用LMS自适应算法时，设步长参数μ=0.0005，采用LSCMA算法时，设迭代次数为100次，假设信道中用户功率相等，共有用户数为4。仿真结果如图4-9所示。

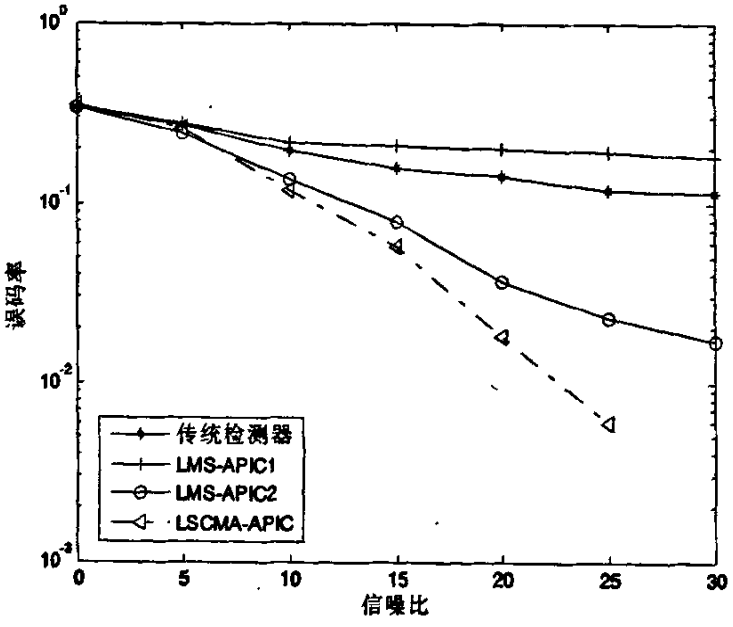


图 4-9 盲自适应并行干扰抵消算法性能仿真

结论：图 4-9 所示的是信道中任一用户的误码判决曲线图，从图中可以看到，引入了最小二乘恒模算法的盲自适应并行干扰抵消算法提升了用户的判决性能。

4.4 本章小结

本章通过对基于 LMS 的部分自适应并行干扰抵消算法 PAPIC 分析，提出改进算法 LMS-APIC 和 RLS-APIC，虽然改进算法可以提高性能，但算法复杂度亦相应增加，不符合实时通信的需要；之后，本章提出改进算法，将 LSCMA 与 LMS-APIC 相结合，改进的盲自适应并行干扰抵消法可以降低算法复杂度且改善系统性能。

CDMA 广泛应用，较原有无线通信系统有很多优势，为了能够提高带宽利用率、保证业务质量，可以采用 CDMA 与 OFDM 相结合产生 MC-CDMA 系统，在该系统中采用本章所提出的改进型自适应干扰抵消检测算法，则亦可以达到消除多址干扰目的。下一章将详细讨论本节所讨论基于 LSCMA 的盲自适应并行干扰抵消算法在 MC-CDMA 中的应用。

第 5 章　MC-CDMA 中的盲自适应干扰抵消算法

从模拟通信到数字通信、从 FDMA 到 CDMA，以及未来“第四代移动通信”[65]，移动通信的发展日新月益。“第四代移动通信”将把包括语音、数据、影像等大量多媒体信息通过宽带信道传送出去，传输速率可达 10-20Mbit/s，容量是第三代系统 5-10 倍[66]。为了能够用有限的频谱资源来提供更多通信业务、更高传输速率和更好通信质量，抑制干扰是系统必然要求。

本章在第四章所提出改进算法基础上，考虑将基于自适应滤波的干扰抵消检测算法应用于高速率移动通信系统接收端处，由于串行类干扰抵消检测算法存在用户数不能过多的瓶颈，本章拟采用盲自适应并行干扰抵消改进算法，将其应用在 MC-CDMA 系统的接收端，以期达到更好的抗多址干扰和抗符号间干扰目的，提升系统容量和性能。

5.1　正交频分复用技术简介

正交频分复用（orthogonal frequency division multiplexing；OFDM）是一种特殊的多载波传输方案，可被看作一种调制技术，也可被当作一种复用技术。OFDM 最早起源于 20 世纪 50 年代中期，在 60 年代形成使用并行数据传输和频分复用概念。

正交频分复用（OFDM）基本原理就是把高速数据流通过串并变换，分配到传输速率相对较低的若干个子信道中进行传输。由于每个子信道中符号周期会相对增加，由此可以减轻由无线信道多径时延扩展所产生时间弥散性对系统的影响，并且还可在 OFDM 符号之间插入保护间隔，令保护间隔大于无线信道最大时延扩展，这样可以最大限度地消除由于多径而带来的符号间干扰（inter symbol interference；ISI）。而且，一般都采用循环前缀作为保护间隔，从而可以避免由多径带来的信道间干扰（inter carrier interference；ICI）。另外，在并行数据中，用多个相互正交载波构成子信道来分别调制并行数据，且载波间隔经过特殊选择。虽然频谱有交叠，但由于各个载波具有正交特性，载波之间没有互相干扰，因此可以有效提高频谱利用率。

为了消除由于多径造成的 ICI，OFDM 符号在其保护间隔内填入循环前缀（cyclic prefix；CP）信号，即将每个 OFDM 符号后 T_g 时间中的样点复制到 OFDM 符号的前面，形成前缀，在交接点没有任何间断[67]。图 5-1 显示了

保护间隔的插入。符号总长度为T_g+T_{FFT}，其中T_g为抽样保护间隔长度，T_{FFT}为 FFT 变换产生无保护间隔的 OFDM 符号长度。这样可保证子载波间正交性不受影响，因此时延小于保护间隔T_g的时延信号就不会在解调过程中产生 ICI。

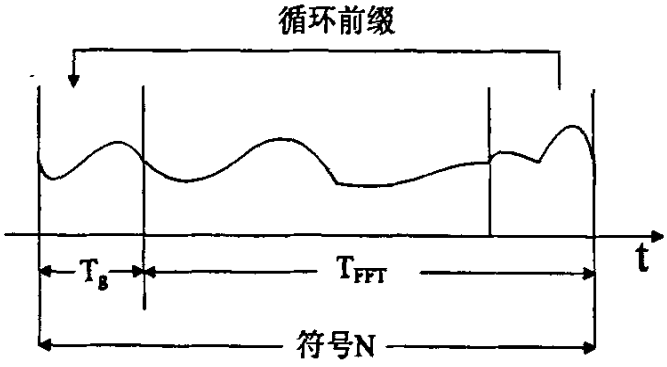


图 5-1　循环前缀作为保护间隔

加入保护间隔之后基于 IFFT/FFT 的 OFDM 系统框图可以表示为图 5-2。

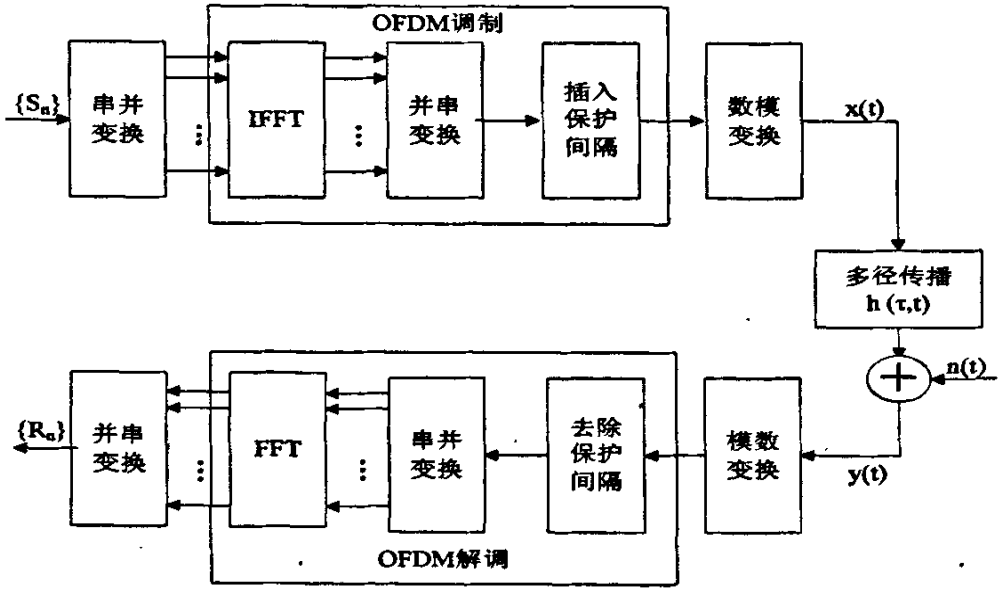


图 5-2　加入保护间隔后基于 IFFT/FFT 的 OFDM 系统框图

OFDM 技术具有抗干扰能力强、频带利用率高、系统结构简单、成本低等优点，但其缺点也不容忽视：

- 对相位噪声和载波频偏十分敏感

OFDM 系统对各个子载波之间正交性要求格外严格，任何一点小的载波频偏都会破坏子载波之间正交性，引起 ICI。同样，相位噪声也会导致码元星座点旋转、扩散，从而形成 ICI。

➢ 峰平比（peak-to-average ratio，PAR）过大

多载波信号是多个单载波信号的叠加，因此其峰值功率比平均功率比值大于单载波系统，它对前端放大算法线性要求较高。

从 1993 年开始，陆续出现一些将多载波和 CDMA 技术相结合方法的研究，这些方法可以分为两大类：频域扩频和时域扩频[68]。本文主要研究的是基于频域扩频的 MC-CDMA（multi-carrier code division multiple access；MC-CDMA）系统。

5.2 MC-CDMA 发射/接收系统

5.2.1 MC-CDMA 发射机模型

MC-CDMA 是在频域内使用扩频序列对原始信号进行扩频。在多载波系统中，原始输入数据速率很高，经过串并变换，每个数据符号周期变长，不易受到频率选择性衰落影响，因此每个子载波可认为是非频率选择性衰落信道。同时每个数据周期变长更容易实现同步[68]。

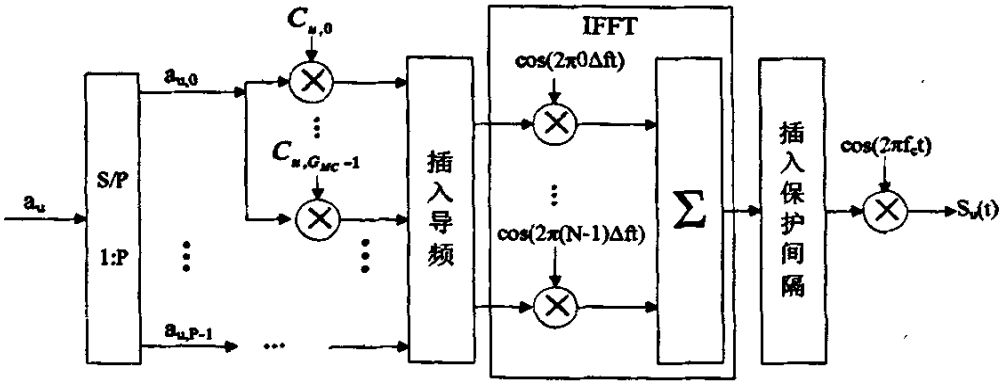


图 5-3　MC-CDMA 的发射机模型

MC-CDMA 发射机模型如图 5-3 所示。对于第 u 个用户，输入数据序列首先串并变换成 P 路并行数据 $\{a_{u,0}, a_{u,1}, ..a_{u,P-1}\}$。这时符号周期 $T_s' = PT_s$（T_s 为原始数据符号周期）。每路输出先复制为 G_{MC} 路相同数据，然后每 G_{MC} 路相同数据与长度为 G_{MC} 扩频码 $C_u = [C_{u,0}, C_{u,1}, ..., C_{u,G_{MC}-1}]^T$ 相乘完成频域扩频。扩频后 $G_{MC} \times P$ 路并行信号需要进行 OFDM 调制。第 u 个用户发送信号复等效低通形式为

$$s_u(t)=\sum_{i=-\infty}^{\infty}\sum_{p=0}^{P-1}\sum_{m=0}^{G_{MC}-1}a_{u,p}(i)C_{u,m}P_s(t-iT)\exp(j2\pi(Pm+p)\Delta f(t-iT)) \quad (5\text{-}1)$$

式（5-1）中 $P_s(t)$ 是矩形脉冲波形，其表达式为

$$P_s(t)=\begin{cases}1 & 0\le t\le T\\ 0 & otherwise\end{cases} \quad (5\text{-}2)$$

在 MC-CDMA 系统中，扩频系列一般采用 Gold 码，这种码在码组内所有码序列是相互正交的，所有具有很好的互相关特性。在 MC-CDMA 系统中，只要保证准确的定时同步及理想的信道估计，很容易恢复不同用户扩频码之间的正交性。因此系统能容纳最大用户数 N_u 等于扩频码长度 G_{MC}，从而提高系统容量。

5.2.2　MC-CDMA 接收机模型

MC-CDMA 接收机模型（针对第 u 个用户信号接收）如图 5-4 所示。接收机将接收信号进行与发射机相反的一系列操作。下变频后去除保护间隔，用 FFT 变换进行 OFDM 解调。FFT 变换后需要去零和提取导频信号，利用导频信号来进行信道估计获取信道信息用于完成后面的检测合并。合并之前，第 u 个用户每路子载波数据乘以对应扩频码片实现解扩，然后再乘以增益因子 $g_{u,m}$ 来完成信道均衡，$g_{u,m}$ 包含第 u 个用户第 m 个子信道信息。把合并后数据进行判决，就可以恢复原始数据信息[69]。

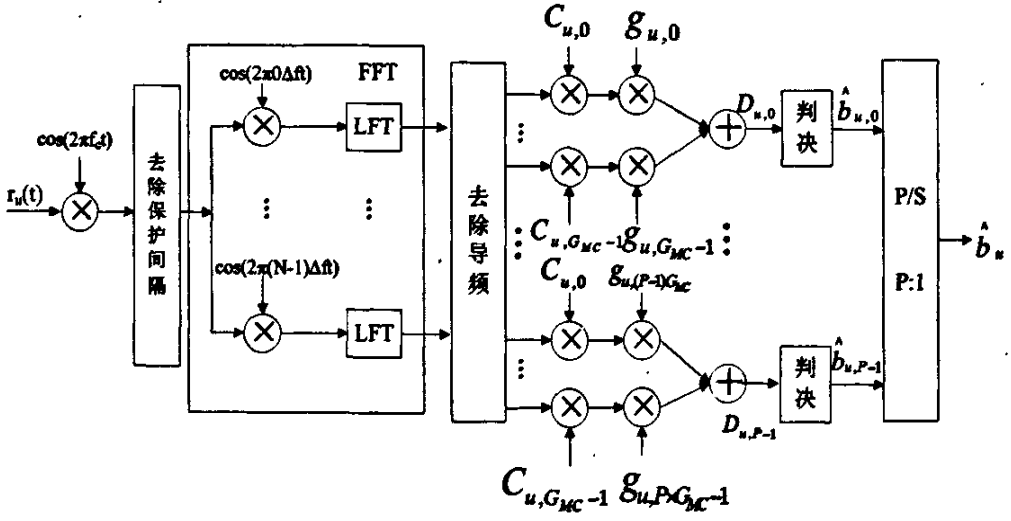


图 5-4　MC-CDMA 的接收机模型

以图 5-4 中第一路数据信息 $a_{u,0}$ 为例，接收信号合并后的判决变量表达

式：

$$D_{u,0}=\sum_{m=0}^{G_{MC}-1}h_{u,m}a_{u,0}g_{u,m}+\sum_{m=0}^{G_{MC}-1}\sum_{j=1,j\neq u}^{N_u}h_{j,m}a_{j,0}C_{j,m}C_{u,m}g_{u,m}+\sum_{m=0}^{G_{MC}-1}C_{u,m}g_{u,m}n_m \quad (5-3)$$

式（5-3）中第1项是有用信息，第2项是其他用户干扰（MAI），第3项是加性噪声干扰。接收机目的就是要尽可能消除第2项和第3项带来的影响。

采用多载波技术的 CDMA 在频谱利用率和抗多径衰落性能上有很大改善。这种在频域上扩频方案，不但能充分聚集信号能量，具有较好的抗衰落特性。MC-CDMA 系统缺点就是由于所有用户共享相同频带所引入多址干扰会限制系统容量，降低系统性能，为此接收机必须选用合适的检测合并技术降低多址干扰，改善系统性能。

5.3 MC-CDMA 中的盲自适应并行干扰抵消算法

MC-CDMA 系统中主要干扰有两类：符号间干扰（inter symbol interference；ISI）和子载波间干扰（inter carrier interference；ICI）。符号间干扰是由于信号时延产生，在 OFDM 系统中，将原先信号串联传送转换为并联传送，增加每个信号持续时间，降低了每个子载波上的传送速率，有效地降低了 ISI，理论上讲，在 OFDM 符号之间加和长度大于信道最大延迟扩散的保护间隔就可以消除 ISI。但是，时变衰落信道会破坏子信道之间正交性而引起 ICI，并且随着传输速率提高和多普勒频移增大而变得严重。和 DS-CDMA 系统一样，多载波 CDMA 系统也是干扰受限系统，其性能和容量主要受限于系统内存在的各类干扰。在 CDMA 中，针对消除多址干扰提出了多用户检测技术，通过第三章和第四章的理论推导和计算机仿真可知，盲自适应并行干扰抵消算法有着其他多用户检测技术不可比拟的优势，因此在本章中，将把盲自适应并行干扰抵消算法引入多载波 CDMA 系统中，以期达到抑制系统内部干扰目的。

5.3.1 MC-CDMA 中改进算法应用描述

考虑包含 K 个用户异步 MC-DS-CDMA 系统，每个子载波均采用 BPSK 调制。接收到信号 $r(t)$ 为[70]

$$r(t)=\sum_{k=1}^{K}\sum_{j=-\infty}^{\infty}\sum_{p=1}^{P}\sum_{m=1}^{M}\sqrt{\frac{2P_k}{M}}d_{p,j}^{(k)}p_{T_b}(t-jT_b-\tau_n)\times c^{(k)}(t-\tau_k)\alpha_{q,j}^{(k)}\cos(\omega_q t+\theta_{q,j}^{(k)})+n(t) \tag{5-4}$$

式中，P_k是第k个用户的功率；$d_{p,j}^{(k)}$是第k个用户的第p个并行分支上的第j比特；$p_\lambda(t)$单位幅度的矩形脉冲，λ是间距；ω_q是第q个载波频率；$c^{(k)}(t)$是用户k的扩频序列，且

$$c^{(k)}(t)=\sum_{n=-\infty}^{\infty}c^{(k)}(n)p_{T_c}(t-nT_c) \tag{5-5}$$

其中$c^{(k)}(n)$是用户k的第n个扩频序列码，而T_c是码片持续周期。扩频序列满足$\int_0^{T_b}[c^{(k)}(t)]^2dt=1$。

这里，假定信道衰减比较慢并且信道增益$\xi_q^k(t)$在 1 bit 间隔内是常数。因此这里并不将信道增益标志为时间函数，引入下标j，则$\xi_{q,j}^{(k)}=\alpha_{q,j}^{(k)}\exp[\beta_{q,j}^{(k)}]$表示第$j$个符号信道增益，$\alpha_q^{(k)}(t)$是单位时间内服从瑞利分布的随机过程，$\beta_q^{(k)}(t)$在$0-2\pi$间服从标准正态分布。延迟$\tau_n$在异步传输信道中在$[0,T_b)$服从标准正态分布，因此任意两个用户间最大延迟不会超过 1 bit。$\theta_{q,j}^{(k)}=\beta_{q,j}^{(k)}-\omega_q\tau_n$在$0-2\pi$间服从标准正态分布，包含了信道增益相位和由衰落延迟引起相位。

参数$q=p+(m-1)P$表示子载波数，对应第 p 个并行分支和第 m 个同一比特流。最后，$n(t)$表示零均值、双边功率谱密度为$N_0/2$的加性高斯白噪声。

参考文献[70]的接收端结构框图，依据第四章盲自适应并行干扰抵消器实现原理，重构结构图如图 5-5 所示，可把接收端分为四个部分：

首先，在接收到的信号转换为它的等价基带信号，经过每个用户的子载波解调、接收机前端 FFT 块等。相应地用户的 FFT 块输出信号可以组成P个集合，每一个集合是由M个同一比特流组成的。

这些信号进入最小二乘恒模算法模块进行迭代，进入匹配滤波器（matched filter，MF）后，通过相应的解扩、硬判决等过程，产生初判决。当没有损耗时，假定用户 1 是期望用户，并设$\tau_n=0$。则对用户 1 的第h并行分支的第 0 比特的初判决可写为

$$\hat{d}_{h,0}^{(1)}=sign(Z_{h,0}^{(1)}) \tag{5-6}$$

这里，

$$Z_{h,0}^{(1)}=\sum_{l=1}^{M}\int_{0}^{T_b} y(t)\cos(\omega_i t+\theta_{i,0}^{(1)})c^{(1)}(t)\alpha_{i,0}^{(1)}dt \tag{5-7}$$

$y(t)$是经 LSCMA 模块后的输出，$i=h+(l-1)P$是第h个并行分支和第l个同一步比特流对应的子载波数。

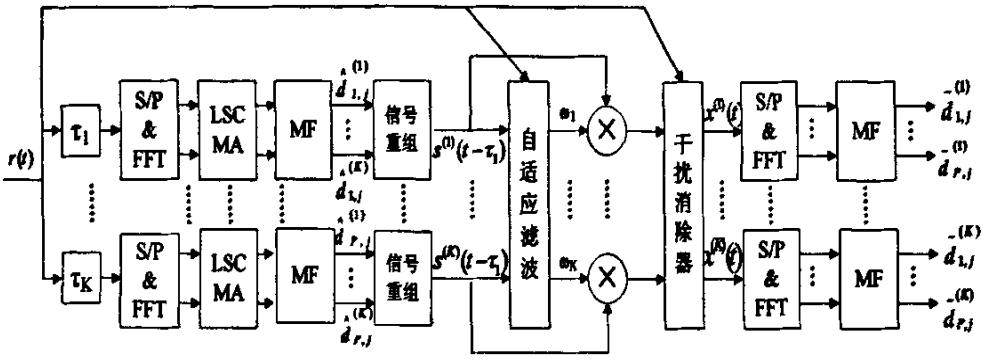


图 5-5　MC-CDMA 系统盲自适应干扰抵消接收机框图

第二，根据初判决的结果，复制 M 个$\hat{d}_{k,j}^{(k)}$组成的同一比特流并重新扩频，乘以相应用户的扩频码$c^{(k)}(t)$并乘以对应的信道增益。然后令这些重组后的信号经过 IFFT 环路。假定信道是理想的，有理想时延估计和功率控制，则第k个用户的输出信号可写为

$$\begin{aligned} s^{(k)}(t-\tau_k)=&\sum_{j=-\infty}^{\infty}\sum_{i=1}^{PM}\sqrt{\frac{2P_k}{M}}\hat{d}_{k,j}^{(k)}p_{T_b}(t-jT_b-\tau_k)\\ &\times c^{(k)}(t-\tau_k)\alpha_{i,j}^{(k)}\cos(\omega_i t+\theta_{i,j}^{(k)}) \end{aligned} \tag{5-8}$$

所有用户重组后的信号均乘以自适应权重$\omega^{(k)}(t)$，之后加在一起产生一个对接收信号$r(t)$的估计。这些权重根据自适应算法（LMS）自适应地调整，其间有 2 bit 的间隔。选择 2 bit 的时间窗是因为之前假设任意两个用户间的时延不会超过 1 bit。迭代次数根据采样速率和窗口间隔来确定。迭代最后可得到最终的权重ω_k,而该权重将用于接收端的下一级。

第三，在干扰抵消阶段，最终权重ω_k将乘以输入信号$s^{(k)}(t-\tau_k)$。则用户 1 的干扰抵消后输出可写为

$$x^{(1)}(t)=r(t)-\sum_{k=2}^{K}\hat{v}^{(k)}(t) \tag{5-9}$$

其中

$$\hat{v}^{(k)}(t) = s^{(k)}(t-\tau_k)\omega_k \tag{5-10}$$

最后，重复第一步的最后操作，由输入信号 $x^{(1)}(t)$ 代替 $r(t)$。则用户 1 的最后判决为

$$\bar{d}_{k,0}^{(1)} = sign\{\bar{Z}_{k,0}^{(1)}\} \tag{5-11}$$

这里关于 $\bar{Z}_{k,0}^{(1)}$ 的表达式只要将式（5-7）中的 $y(t)$ 由 $x^{(1)}(t)$ 代替即可。

5.3.2 算法仿真及结论

设信道中包含加性高斯白噪声，并伴有远近效应。使用 matlab 软件模拟信道环境，比较传统检测器、LMS-APIC 第二级、RLS-APIC 第二级以及 LSCMA-APIC 在 MC-CDMA 系统中的抗 ICI 和 ISI 能力。仿真中设定均采用 QPSK 调制方式，选用 Gold 码为扩频码，扩频增益为 31，子载波数为 31，串并转换路数为 52，FFT 长度为 128，用户数为 31。

仿真实验：比较并行类抵消算法在 MC-CDMA 系统中的误码性能，采用 LMS 时设步长参数 μ=0.0005，采用 RLS 算法时设遗忘因子 λ=0.7，采用 LSCMA 算法时设迭代次数为 100 次，设信道中用户功率相等，结果如下。

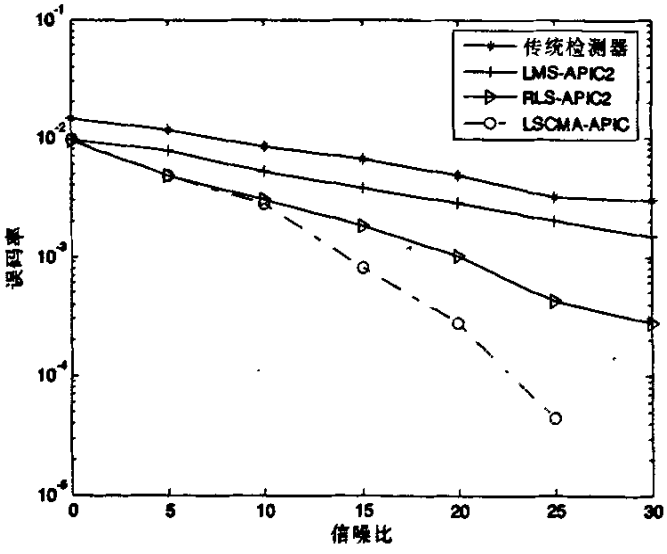


图 5-6　31 用户时各种并行干扰抵消算法性能分析

结论：从仿真结果图中看出，基于最小二乘恒模算法的自适应并行干扰抵消法可以提高用户的误码判决性能，当信道中用户数较多时，系统亦有改善。

5.4 本章小结

在第四章所提出的改进算法盲自适应并行干扰抵消算法基础上，本章提出将该算法应用于 OFDM 系统中，通过对 MC-CDMA 系统的分析，将改进算法应用到 MC_CDMA 系统的接收端处，仿真证明改进的盲自适应并行干扰抵消算法可提升系统接收端的判决性能。

结　论

第三代移动通信系统容量主要受限于用户间的多址干扰，如何降低或消除这种多址干扰，进一步提高系统容量和性能，一直受到广泛关注。多用户检测技术作为抑制多址干扰的主要手段，20世纪80年代中期以来成为国际研究的热点。本文围绕多用户检测算法展开，分析六种典型算法，针对干扰抵消类算法及其自适应算法的不足提出改进算法，同时，考虑到未来通信发展的趋势，提出将改进后的盲自适应并行干扰抵消算法与MC-CDMA系统相结合，提高系统性能。基于以上目的，本文所做的主要工作如下：

首先简要介绍本课题的研究背景，回顾多用户检测技术的发展及研究现状。之后阐述CDMA技术相关知识，包括扩频通信原理、Gold序列、CDMA系统结构和信道模型以及第三代移动通信中的关键技术等。

继而详细阐述多用户检测技术原理，分析了传统检测器、最优检测算法、解相关检测算法、最小均方误差检测算法、串行干扰抵消检测算法（successive interference canceller；SIC）及并行干扰抵消检测算法（parallel interference canceller；PIC）的原理、性能和优缺点，通过在高斯白噪声和含远近效应的信道中对以上六种检测算法进行计算机仿真比较，SIC和PIC的实现复杂度低、易于硬件实现，可通过进一步改进改善两者抗干扰性能。

针对SIC和基于LMS的自适应串行干扰抵消算法的缺点，提出改进算法RLS-自适应串行干扰抵消算法；考虑到基于自适应滤波的自适应串行干扰抵消算法不能改善最强功率用户性能，提出基于最小二乘恒模的盲自适应串行干扰抵消改进算法，仿真结果证明改进算法可提高系统接收端性能。

针对PIC和基于LMS的部分自适应并行干扰抵消算法的缺点，提出基于LMS和RLS的二次迭代自适应并行干扰抵消的改进算法；由于二次迭代自适应并行干扰抵消算法复杂度高、不适应实时通信的需要，提出将最小二乘恒模算法与LMS-自适应并行干扰抵消算法相结合的改进算法，即盲自适应并行干扰抵消算法，改进算法降低了算法复杂度、收敛速率快、提高系统性能。

最后考虑到未来移动通信的发展将以宽带高速率信道为主，提出在OFDM系统中应用改进的盲自适应并行干扰抵消算法，本文最后阐述了OFDM原理、MC-CDMA的发射机与接收机原理，在MC_CDMA接收端使

用了盲自适应并行干扰抵消算法，仿真结果证实了改进算法的有效性。

虽然改进后的多用户检测技术从一定程度上提高了系统性能，但还不能达到理想上的最优，所以多用户检测技术正寻求与其它优化技术相结合：

（1）与空时二维信号处理技术相结合：由于信号在信道中传播会产生空域和时域的二维扩散，因此空时二维联合信号处理可以进一步提高系统性能。经典结构是二维 RAKE 接收机，而将智能天线与多用户检测结合起来，可实现联合优化和检测。

（2）与信道空时编码技术相结合：由于在接收机中，信道译码是接在多用户检测算法的后面，若能将两者统一考虑实现联合优化，将进一步提高系统性能。

（3）与功率控制技术相结合：由于两者都可以克服远效效应，显然多用户检测的应用可以降低对功率控制的要求。

这些技术的结合必将大大推动多用户检测的发展以及 3G 之后技术的研究与应用。

致 谢

本论文是在我的导师王建英副教授的悉心指导、热情关怀和鼓励下完成的。王老师为人师表的高尚品德、实事求是的科学态度、渊博的学识、一丝不苟的治学作风、敏锐的洞察力，对我硕士期间的学习以及以后的研究工作产生了极其重要的影响，我获益菲浅。在此衷心地向王老师致以最诚挚的感谢。

另外，向研究生三年里曾给予过我耐心指导、悉心培养的每一位老师表示自己最真诚的感激和崇敬之情，也向给了我莫大帮助的同学们表示最诚挚的谢意。

最后向我的父母、哥哥、朋友表示感谢，在论文完成期间，他们为我付出了许多，他们对我的理解和支持让我终生难忘，他们永远是我前进的动力源泉。

老师和亲人们的教育、培育和帮助，是我永远的财富和动力。最后，再一次向他们表达感激之情。

参考文献

[1] 杨峰义. 第三代移动通信系统. 北京: 人民邮电出版社, 2000:112-145.

[2] 张贤达, 保铮著. 通信信号处理. 北京: 国防出版社, 2000: 420-461.

[3] Schneider K.S, Optimum Detection of Code Division Signal, IEEE Trans. on Aerospace and Electronic System, 1979, 15: 181-185.

[4] VARANASI M K. Multistage direction in asynchronous code-division multiple-access communication. IEEE Trans Commune. 1998, 38(4): 1107-1120.

[5] R.Kohno. Pseudo-noise sequence and interference cancellation techniques for spread spectrum systems-spread spectrum theory and techniques in Janpan. IEICE Trans., E.74:-1083-1092, May, 1991.

[6] P.Patel and J.Holtzman. Ayalysis of a DS/CDMA successive interference cancellation scheme using correlation. Proc 93 IEEE Global Telecommunications Conf. pp. 76-80, Nov.29-Dec.2, 1993.

[7] Kuei-Chiang Lai et.Adaptive Successive Interference Cancellation for the IS-95 Uplink, Vehicular Technology Conference. pp.1187-1192, Sept.24-28,2000.

[8] Pulin Patel and Jack Holtzman. Analysis of a Simple Successive Interference Cancellation Scheme in a DS/CDMA System. IEEE JOURNAL ON SELECTED AREAS IN COMMUNICATIONS, VOL. 12, NO.5, JUNE 1994.

[9] Georgios B.Giannakis, Yingbo Hua, Petre Stoica, Lang Tong 编，刘郁林,邵怀宗等译.无线通信与移动通信中信号处理研究的新进展.北京:电子工业出版社,2004:532-567

[10] M.Varanasi and B.Aazhang, Multistage Detection in Asychronous CDMA Communications, IEEE Trans. on Comm., vol. 38, no.4, pp509-519, April 1990.

[11] M.Varanasi and B.Aazhang, Near-Optimum Detection in Sychronous Code-Division Multiple-Access Communications, IEEE Trans. On Comm.,39(5), pp725-726, May 1991.

[12] M.Varanasi and B.Aazhang, Probability of error comparison of linear and interative Multiuser detector, Advance in communications and signal

processing, Lecture Notes in control and information sciences, 129:15-26, 1989.

[13] Thomas R.Giallorenzi and Stephen G.Wilson, Decision Feedback Multiuser Receivers For Asynchronous CDMA Systems, Proc. of GLOBECOM'93, Houston, TX, Nov-Dec, 1993,pp.1677-1681.

[14] R.Kohno, H.Imai, M.Hatori and S.Pasupathy, An adaptive canceller of co-channel interference for spread-spectrum multiple-access communication networks in a power line, IEEE Journal on selected areas in Communications, 8, no.4:691-699. April, 1990.

[15] Guoqiang Xue, Jinafeng Weng, Adaptive Multistage Parallel Interferecne Cancellation for CDMA, IEEE JOURNAL ON SELECTED AREAS IN COMMUNICATIONS, VOL. 17, NO.10, Oct 1999.

[16] 李国民,王书朋,曾召华, 一种改进的自适应并行干扰抵消算法, 西安科技大学学报, 24(3), Nov,2004.

[17] 李岳衡,陈明,程时昕, 软判决并行部分干扰抵消检测器权重因子的确定, 通信学报, 23(6), Jun,2002.

[18] Champagne, Q.G.Liu. Plane rotation-based EVD updating schemes for efficient subspace tracking. IEEE Trans Signal Process. 1998, 46: 1886-1900.

[19] Ramjee Prassad, Ramjee Prasad 著, 朱旭红, 卢学军, 卢天真等译. 宽带CDMA: 第三代移动通信技术. 北京: 人民邮电出版社, 2001:45-58.

[20] R.C.Dixon. Spread Spectrum Systems with commercial Applications. New York: John Wiley & Sons, 1994.

[21] M.K.Simon, J.K.Omura, R.A.Scholz, and B.K.Lavitt. Spread Spectrum Communications Handbook. New York: McGraw-Hill, 1994.

[22] R.Gold. Optimal binary sequences for speed spectrum multiplexing. IEEE Trans. Inform. Theory, vol.13, 1967: pp.619-621.

[23] R.Gold. Maximum recursive sequence with 3-valued recursive cross correlation functions. IEEE Trans. Inform. Theory, vol. 14, 1968: pp. 154-156.

[24] S.Verdu. Minimum probability of error for asynchronous Gaussian multiple access channels. IEEE Transactions on Information Theory. 1986, 32(1): 85-96.

[25] R.Prasd. CDMA for wireless personal communication. Norwood MA: Artech House, 1996.

[26] R.Lupas and S.Verdu. Near-far resistance of multi-user detectors in asynchronous channels. IEEE Transactions on Communications, 1990, 38(4): 496-508.

[27] A.H. Duel. A family of multi-user decision feedback detectors for asynchronous code division multiple access channels. IEEE Transactions on Communications, 1995, 2/3/4, 421-434.

[28] S.Moshavi. Multi-user detection for DS-CDMA communications. IEEE Communication Magazine, 1996, 10: 124-136.

[29] U.Madhow and M.L. Honing. MMSE interference suppression for direct sequence spread spectrum CDMA. IEEE Transactions on Communications, 1994, 42(2): 3178-3188.

[30] S.Verdu. Optimum multi-user asymptotic efficiency. IEEE Transactions On Communications, 1986, 34: 890-897.

[31] 陈敏, DS/CDMA系统中的多用户检测技术研究[硕士学位论文], 西安交通大学, 2002.

[32] Seema Sud, Wilbur Myrick, Paula Cifuentes, A low complexity MMSE multiuser detector for DS-CDMA, IEEE Conference Record of 35th Asilomar Conference on Signals. Systems and Computers, 2001, 1: 404-409.

[33] 杨大成. cdma2000技术. 北京: 北京邮电大学出版社, 2000.

[34] P.Patel ect. Analysis of a simple successive interference cancellation scheme in a DS/CDMA system. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 1994, 12(5): 796-807.

[35] A.J.Viterbi. Very low rate convolutional codes for maximum theoretical performance of spread spectrum multi-access channels. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 1999,8: 641~649

[36] Wei Zha, Steven D.Blostein, Soft-decision multistage multiuser interference cancellation, IEEE Trans. on Vehicular Technology, 2003, 52(2): 380-389.

[37] R.Kohno. Combination of an adaptive array antenna and a canceller of interference for direct sequence spread spectrum multiple access system. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 1999, 8:675~682.

[38] A.Kaul ect. Analytic Limits on Performance of Adaptive Multistage Interference Cancellation for CDMA. IEEE Electronics Letters, 1994, 30(25): 2093~2094.

[39] A.D.Hallen and J.Holtzman. Multi-user detection for CDMA systems. IEEE

personal communications, 1995, 46~58.

[40] 沈福民著.自适应信号处理.西安：西安电子科技大学出版社,2001:1-20.

[41] 张贤达著. 现代信号处理. 第2版.北京:清华大学出版社, 2002: 204-253.

[42] Simon Haykin 著, 郑宝玉等译.自适应滤波算法原理. 北京:电子工业出版社,2003:223-350.

[43] J.G Mc Whirter, Recursive least-squares minimization using a systolic array, in Proc. SPIE Real Time Signal Processing VI, K.Bromely, Ed., Aug. 1983, pp. 105-112.

[44] H.Leung and S.Haykin, Stability of recursive QRD-RLS algorithm using finite precision systolic array implementation, IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing, vol. 37, pp. 760-763, May 1989.

[45] B.Yang and J.F.Bohme, Rotation-based RLS algorithms: Unified derivations, numerical properties, and parallel implementations, IEEE Trans. Signal Processing, vol. 40, pp. 1151-1166, May 1992.

[46] S.T.Alexander and A.L.Ghimikar, A method of recursive least squares filtering based upon an inverse QR decomposition, IEEE Trans. Signal Processing, vol. 41, pp.20-30, Jan. 1993.

[47] G.Carayannis, D.Manolakis, and N.Kalouptsidis, A fast sequential algorithm for least squares filtering and prediction, IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing, vol. 31, pp. 1392-1402, June 183.

[48] J.M.Cioffi and T.Kailath, Fast recursive least squares transversal filters for adaptive filtering, IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing, vol. 32,pp.304-337, Feb. 1984.

[49] B.Friedlander, Lattice filters for adaptive filtering, Proc. IEEE, vol. 70, pp. 839-867, Aug. 1982.

[50] O.Macchi and N.J.Bershad, Adaptive recovery of a chirped sinusoid in noise-Part I: Performance of the RLS algorithm, IEEE Trans. Signal Processing, vol. 39, pp. 583-594, Mar. 1991.

[51] E.Eleftheriou and D.D.Falconer, Tracking properties and steady-state proformance of RLS adaptive filter algorithm, IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing, vol.ASSP-34, pp. 1097-1101, Oct. 1986.

[52] A.H.Sayed and T.Kailath, A state-space approach to adaptive RLS filtering, IEEE Signal Processing Mag., vol.11, pp. 18-60, July 1994.

[53] G.C. Goodwin and K.S. Sin, Adaptive Filtering, Prediction and Control,

Prentice-Hall, Englewood Cliffs, N.J., 1984.

[54] A.Feuer and E.Weinstein, Convergence Analysis of LMS Filters with Uncorrelated Gaussian Data, IEEE Trans. Acoustic, Speech, and Signal Processing, Vol. 33, 222-230, Feb. 1985.

[55] B.Widrow and E.Walach, Adaptive Inverse Control, 刘树堂，韩崇昭译，西安交通大学出版社，2002,12.

[56] 丁玉美，阔永红，高新波编著，数字信号处理—时域离散随机信号处理，西安电子科技大学出版社，2002，12.

[57] J.R.Zeidler, Performance analysis of LMS adaptive prediction filters, Proc. IEEE, vol. 78, pp.1781-1806, Dec. 1990.

[58] 李琳. 扩频通信系统中的自适应窄带干扰抑制技术研究[博士论文].北京: 国防科学技术大学, 2004, 4.

[59] P.Patel and J.M.Holtzman, Analysis of a simple successive interference cancellation scheme in a DS/CDMA system, IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol. 12, pp.796-807, June 1994.

[60] Simon Haykin 著，郑宝玉等译.自适应滤波算法原理. 北京:电子工业出版社,2003:75-90.

[61] Brian G.Agee, The least squares CMA: a new technique for rapid correction of constant modulus signals, in Proc.IEEE Int. Conf. Acoust Speech, Signal Process, 1986, pp.953-956.

[62] B.Zhu, N.Ansari, and Z.Siveski, Convergence and stability analysis of a synchronous adaptive CDMA receiver, IEEE Trans. on Communications, vol. 43, pp. 3073-3079, Dec. 1995.

[63] Guoqiang Xue ect. Adaptive Multistage Parallel Interference Cancellation for CDMA, IEEE journal on selected areas in communications, vol. 17, No.10, Oct.1999.

[64] D.S.Chen and S.Roy, An adaptive multi-user receiver for CDMA systems, I IEEE journal on selected areas in communications, vol. 12, No.5, Jun.1994.

[65] 宋铁成,龙肖虎,沈连丰. OFDM 技术应用于 Beyond 3G 的仿真研究. 通信技术, 2002, 第 3 期: 40-43.

[66] 梁洪卫. OFDM 技术在移动通信系统中的应用研究. 大庆石油学院硕士学位论文,2004,2.

[67] 佟学俭，罗涛. OFDM 移动通信技术原理与应用.北京:人民邮电出版社.2003:1-8, 15-16, 18-19, 30-36, 136-137.

[68] 吴伟陵. 移动通信中的关键技术.北京:北京邮电大学出版社.2000: 221-222.

[69] 袁冰冰. MC-CDMA 系统上行链路中的多用户检测技术. 哈尔滨: 哈尔滨工程大学硕士学位论文,2005, 2.

[70] Hushui Wang, ect. Performance Analysis of an Adaptive PIC Receiver for Asynchronous Multicarrier DS-CDMA System. The 14th IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communication Proceedings, 2003.

攻读硕士学位期间发表的论文及科研成果

[1] 马瑞芳. CDMA 移动通信中若干多用户检测技术性能比较. 重庆邮电大学学报（增刊），2006.

[2] 马瑞芳. 多载波 CDMA 系统中基于干扰抵消的多用户检测法应用. 西南交通大学学报（增刊），2006.