密级：　　保密期限：

北京郵電大學

硕士研究生学位论文

题目：MU-MIMO 调度算法研究

学　　号：076218

姓　　名：余 安

专　　业：信号与信息处理

导　　师：吕旌阳副教授

学　　院：通信与信息工程学院

2010 年　1 月　10　日

Y1757298

独创性（或创新性）声明

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

申请学位论文与资料若有不实之处，本人承担一切相关责任。

本人签名：宋安　　日期：2010.3.13

关于论文使用授权的说明

学位论文作者完全了解北京邮电大学有关保留和使用学位论文的规定，即：研究生在校攻读学位期间论文工作的知识产权单位属北京邮电大学。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磁盘，允许学位论文被查阅和借阅；学校可以公布学位论文的全部或部分内容，可以允许采用影印、缩印或其它复制手段保存、汇编学位论文。（保密的学位论文在解密后遵守此规定）

保密论文注释：本学位论文属于保密在__年解密后适用本授权书。非保密论文注释：本学位论文不属于保密范围，适用本授权书。

本人签名：宋安　　日期：2010.3.13

导师签名：冯登国　　日期：2010.3.13

MU-MIMO 调度算法研究

摘 要

多输入多输出（MIMO）技术和正交频分复用接入技术（OFDMA）由于具有高容量、高频谱利用率等优点，成为第四代移动通信系统的关键技术。本文主要研究在 MIMO-OFDMA 系统中的调度技术，该技术的目标是在多个用户对时间、频率、功率和缓冲区等有限资源的共享的过程中，确定合理的资源分配方式，实现多目标资源的优化使用。本文主要探讨了调度算法的三个方面：OFDMA 资源优化问题、分集与复用切换算法以及多用户选择算法。

文章中研究了几种现在常用的 OFDMA 资源优化算法；介绍了分集与复用的特点，并分析了以选择接收码本的最小欧氏距离为切换原则的分集复用切换算法；本文还详细描述了几种常用的多用户选择算法，最后提出了一种基于效用函数的用户选择算法和一种每用户归一化预编码与速率控制（PU2RC）改进型用户选择算法。

基于效用函数的用户选择算法在进行用户选择时综合考虑了所选用户的信道信息与已有的用户信道信息的正交性以及所选用户信道的增益。此算法在系统性能与复杂度之间的合理折中，具有较高的实用价值。改进的效用函数算法在降低复杂度的同时，很好的保持了效用函数算法的优势。

采用穷尽搜索用户选择算法能得到最优的用户子集，但这种方法所需要的计算量太大。因此，我们提出了一种计算复杂度较低的 PU2RC 改进型用户选择算法。这种算法基于相互正交的预编码码本。通过仿真分析，此算法的性能接近传统的穷举最优多用户选择算法性能。

关键字：MIMO 调度算法 用户选择 OFDMA 分集/复用

RESEARCH ON SCHEDULING ALGORITHMS IN MU-MIMO SYSTEM

ABSTRACT

MIMO and OFDMA have been the key technologies of the fourth generation communication system (4G) because of its high capacity, high spectral efficiency. This paper mainly studies the scheduling algorithm. The algorithm is to choose the reasonable resource allocation method in the process of time, frequency, power, and buffer sharing between multiple users. It can achieve multi-objective optimal use of resources. This article discusses the scheduling algorithm in three directions: OFDMA resource optimization problem, diversity/multiplexing switching algorithm and multi-user selection algorithm.

The article studies several OFDMA resource optimization algorithms which are now commonly used. It then introduces the diversity and multiplexing features and analyzes the diversity/multiplexing switching algorithm which is based on Minimum Euclidean Distance. This article also describes several common multi-user selection algorithms in details. The last part presents a user selection algorithm based on the utility function, and an improved per-user normalization pre-coding and rate control (PU2RC) user selection algorithm.

The user selection algorithm which is based on the utility function is to comprehensively consider the selected user's channel information, the orthogonal channel information of existing users, as well as the selected user channel gain when selecting users. This algorithm is a reasonable compromise between complexity and system performance and has a high practical value. Improved utility function algorithm reduces the system complexity while

maintaining taking advantage of the utility function algorithm.

The brute-force method search for the optimal user set, however, is computationally prohibitive. Based on orthogonal codebook, we propose a low complexity user selection algorithm which is suboptimal. We show that the proposed algorithm achieve nearly performance comparing with the total throughput of the brute-force search method through simulation.

Keyword: MIMO scheduling algorithm user selection OFDMA diversity/multiplexing

符号说明

H	信道响应矩阵
n	噪声矢量
σ^2	噪声方差
K	用户总数目
k	用户标号
P	功率矩阵
F	预编码矩阵
C	预编码码本
U	预编码中的矩阵
$\overline{r}_k(t)$	历史平均数据速率
$r_{k,n}$	用户 k 在子载波 n 的传输速率
T	符号周期
R_k	第 k 个用户的传输相关矩阵
μ_k	优先级因子
Ω	用户集合
E_s	每个符号的平均能量
Mt	发送天线数目
Mr	接收天线数目

目 录

第一章 绪论 **1**

1.1.研究背景 1

1.2.LTE 简介 2

1.3.论文的内容及安排 4

第二章 OFDMA 资源分配 **5**

2.1.OFDMA 基本原理 5

2.2.OFDMA 系统结构 6

2.3.优化分配策略 8

2.3.1.吞吐量最大化原则 9

2.3.2.发送功率最小化原则 9

2.3.3.公平性准则 10

第三章 分集与复用切换 **15**

3.1. 分集的基本理论 15

3.2. 复用的基本理论 16

3.3. 分集与复用切换算法 21

3.3.1.基本算法简介 22

3.3.2.复用分集之间的切换算法 24

3.3.3.仿真结果分析 25

第四章 MIMO 多用户选择算法 **27**

4.1. 基于准正交的用户选择算法（SUS） 27

4.2. 基于机会公平的用户选择算法 28

4.3. 考虑 QoS 的用户选择算法 30

4.4. 减少反馈量的调度算法 31

4.4.1.减少 CQI 反馈量调度算法 31

4.4.2.量化值反馈调度算法（SSF） 33

4.4.3.1bitCQI 反馈 33

4.5. LTE 中用户选择算法 35

4.5.1.PU2RC 方案 35

4.5.2.ZF 波束赋形 36

第五章 MU-MIMO 系统中改进的用户选择算法 **38**

5.1. 基于效用函数的用户选择算法 38
5.1.1.算法介绍 38
5.1.2.仿真分析 42
5.2. PU2RC 改进型用户选择算法 48
5.2.1.算法介绍 49
5.2.2.仿真分析 50
第六章 结束语 **53**
参考文献 **54**
致 谢 **57**
在读期间发表论文 **58**

第一章 绪论

现代社会正在步入信息化时代，在过去的 20 年里，以固定通信、移动通信和互联网为代表的信息技术飞速发展，渗透到了工农业、商业、医疗、灾难防治等社会生活的各个方面。信息技术的发展给人们的生活带来了极大的冲击，从根本上改变了人们的生活方式和思维方式。通信产业在世界各国的国内生成总值中所占的比重不断提高，已成为各国经济中的主要支柱产业之一。从上世纪 70 年代起，随着光纤技术、数字信号处理和集成电路技术的发展，有线通信的传输容量已经提高了上千倍。通过波分复用 WDM 技术，或者增加并行有线链路的数目就可以有效提高有线通信系统的容量。然而，与有线通信系统相对应的无线通信系统却面临着更多的挑战，传播环境的开放性使其不可避免的受到随机衰落和外界干扰的影响，频谱资源的稀缺性和终端功率的限制也使制约了无线通信系统容量的提升。因此，无线传输技术成为了信息网络发展的瓶颈。然而，无线通信系统本身却具有无可比拟的优势，如支持用户移动性，接入灵活便捷，网络建设成本低等。无线通信是目前唯一可能实现“任何人，在任何时间，在任何地点与任何人进行任何形式的通信[1]”这个通信领域最终目标的关键技术，所以它成为通信技术发展的核心。

1.1. 研究背景

在过去的二十中，移动通信经历了从第一代的模拟通信、第二代的数字通信到第三代的宽带多媒体通信的三个阶段。第一代移动通信系统采用了模拟调频技术和大区制，通信质量差，用户数少，不能满足人们日益增长的需求。第二代移动通信系统包括 GSM，IS54 和 IS95 系统，采用了小区制和数字传输技术，较好的满足了人们对于话音业务和低速数据业务的需求。第三代移动通信系统则从话音业务逐步向 Internet 接入和多媒体业务转移。

目前，第三代移动通信系统正进入实施阶段，第三代移动通信系统除了能够支持更高速率的多媒体业务以外，还能提高更高的频谱效率和服务质量，可以提供 144kbps 的车载通信速率，384kbps 的步行通信速率，2Mbps 的室内通信速率的通信带宽。然而，由于 3G 系统定位的偏差，使得 3G 系统提供的服务和人们不断增长的通信需求相比，还存在着一定的差距。于是，人们沿着两个方向来解决这个问题。第一个方向是由 3G 的两个标准化组织 3GPP 和 3GPP2 继续研究 3G 体制基础上的增强技术在 WCDMA 的 Release 5 中，补充了高速下行数据包访问(HSDPA)机制，其中采用了自适应编码和调制(AMC)，混合自动请求重传（H-ARQ），多天线处理技术（MIMO）等等，能够使通信质量较好的用户能够以 8Mbps-10Mbps 的速率进行数据传输。CDMA2000 标准提出了类

似的增强技术一 CDMA/HDR 这种技术利用了多用户分集，也即多用户信道衰落的统计独立来增强下行的传输速率。第二个方向就是研制一套容量更大，频谱效率更高的全新的无线系统，称为超 3G （beyond 3G），或者称为第四代移动通信系统。在 ITU 有关超 3G 的概念和需求的研究已于 1999 年被首次列为议事日程，2001 年 10 月在东京进行的 ITU-R WP8F 会议上，已收到较多有关超 3G 的研究提案，并初步明确了超 3G 的基本框架。超 3G 的能力将涵盖并远远超过 IMT2000 系统，并提供与 IMT2000 互连的能力。

1.2. LTE 简介

2004 年年底，正当人们惊讶于全球微波接入互操作（World interoperability for Microware Access，WiMAX）技术的迅猛崛起之时，第 3 代合作伙伴计划（3rd Generation Partnership Project，3GPP）也开始了通用移动通信系统（Universal Mobile Telecommunication System，UMTS）技术的长期演进计划（Long Term Evolution，LTE）项目[2]。这项受人瞩目的技术和第 3 代合作计划 2（3rd Generation Partnership Project 2，3GPP2）的超移动宽带（Ultra Mobile Broadband，UMB）技术被统称为“演进型 3G”（Evolution 3G，E3G）。但只要对这项技术稍加了解就会发现，这种以正交频分复用（OFDM）为核心的技术，与其说是 3G 技术的“演进”，不如说是“革命”，它和 UMB、WiMAX、电气和电子工程师学会（Institute of Electrical and Eletronics Engineers，IEEE）的 802.20 移动宽带频分双工/移动宽带时分双工（Mobile Broadband Frequency Division Duplex/ Mobile Broadband Time Division Duplex，MBFDD/MBTDD）等技术，由于已经具有某些第 4 代（4G）通信技术的特征，甚至可以被看作“准 4G”技术。

第 3 代（3G）移动通信技术是当前驻留的无线通信技术，在诸多 3G 技术标准中，又以 3GPP 制定的 UMTS 技术标准最具有影响力。3G 系统正在全世界范围逐步部署，增强型 UMTS 技术——高速下行分组接入（HSDPA）和高速上行分组接入（HSUPA）技术的标准化工作也基本完成。虽然移动通信系统的“宽带化”，“数据化”，“分组化”是必然趋势，但由于 3GPP 在移动通信领域占据了既有的优势地位，因此在其标准演进和产业升级的时间安排和工作节奏上有自己的考虑。

一方面，从 HSDPA 到 HSUPA，3GPP 一贯推行后向兼容的稳健演进路线。另一方面，3GPP 的主要成员公司也在按部就班地为 2008 年开始的先进的国际移动通信（International Mobile Telecommucations-Advanced，IMT-Advanced）技术（即俗称 B3G，或 4G 技术）的标准化做准备。在高速分组接入（HSPA，HSDPA 和 HSUPA 的统称）和 IMT-Advanced 之间，原来并没有 LTE 的位置，但基于 OFDM 技术的 WiMAX 标准的横空出世，迫使 3GPP 的移动通信厂商不得不团结起来快速跟进，为了使 3GPP 标准相对其他无线标准保持长期的优势，不遗余力地投入了 UMTS 技术的演进版本——LTE 的标准化工作。

为了能和可以支持 20MHz 带宽的 WiMAX 技术相抗衡，LTE 也必须将最大系统带宽从 5MHz 扩展到 20MHz。为此，3GPP 不得不放弃长期采用的码分多址（CDMA）技术（CDMA 技术在实现 5MHz 以上大宽带时实现复杂度过高），选用新的核心传输技术，即 OFDM/FDMA 技术（在 LTE 项目开始前不久，3GPP 还对采用 OFDM 技术的可行性得出过否定的结论）。在无线接入网（RAN）结构层面，为了降低用户面延迟，LTE 取消了重要的网元——无线网络控制器（RNC）。在整体系统结构方面，和 LTE 相对应的系统框架演进（System Architecture Evolution，SAE）项目推进了崭新的演进型分组系统（Evolved Packet System，EPS）架构。以 LTE/SAE 为标志的这次“革命”使系统不可避免地丧失了大部分和 3G 系统的后向兼容性。也就是说，LTE 系统虽然可以部署于 3G 的现有频谱，但从网络侧和终端侧都要做大规模的更新换代。因此很多公司实际上将 LTE 干脆看成 B3G 的技术范畴。

自 2004 年 11 月启动 LTE 项目以来，3GPP 以频繁的会议全力推进 LTE 的研究工作。仅半年就完成了需求的制定，在 2006 年 9 月完成了研究阶段的工作，2008 年年底基本完成工作阶段的标准制定工作，乐观估计到 2010 年即可商用。

3GPP 启动 LTE 项目的表面原因是应对 WiMAX 标准的市场竞争，但其深层原因是移动通信与宽带无线接入（Broadband Wireless Access，BWA）技术的融合。

宽带无线接入早期定位有线宽带接入技术的替代，其发展经历了从固定局域接入向游牧城域接入，再向广域移动接入的发展历程，体现出了明显的“宽带接入移动化”趋势，为蜂窝移动通信产业从传统话音业务拓展到宽带数据业务领域带来了契机。

如图 1-1 所示，传统通信产业和传统的 IT 产业不约而同地认识到无处不在的移动因特网市场的重要性，通过 Mobile Internet 平台，运营商可以在任何时间、任何地点向同一市场渗透，使两种技术的界线越来越模糊，呈现融合的趋势。

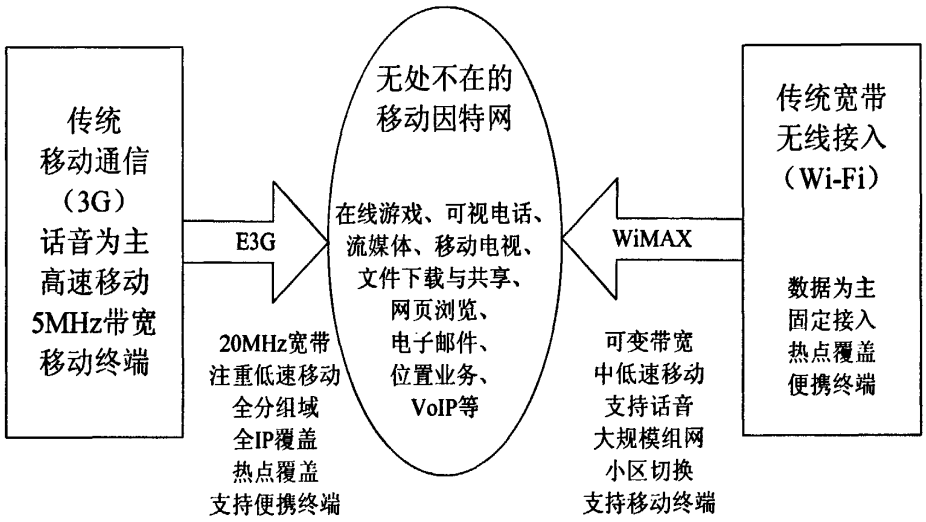


图 1-1 移动通信和宽带无线接入的融合

“宽带接入移动化”趋势表现为：由大带宽向可变带宽（有效支持小带宽）演变；由固定接入向支持中低速移动演变；由孤立热点覆盖向支持切换的多小区组网演变；由数据业务向同时支持话音业务演变；由支持以笔记本电脑为代表的便携终端，向同时支持以收集为代表的移动终端演变。

“移动通信宽带化”表现为：由 5MHz 以下宽带向 20MHz 宽带演变；由注重高速移动向为低速移动优化演变；由电路交换/分组交换并重向全分组域演变；由蜂窝网络向兼容热点覆盖演变；终端形态由以移动终端为主向便携、移动终端并重演变。

1.3. 论文的内容及安排

本文主要研究多用户 MIMO 系统中调度算法，主要包括 OFDMA 资源分配算法，分集与复用切换算法以及用户选择算法等，针对这三个大的方向进行了研究，最后提出了两种改进的用户选择算法。本论文的内容安排如下：

第二章介绍了 OFDMA 的基本知识和 OFDMA 系统模型，并重点介绍了 OFDMA 的几种资源分配策略，包括基于吞吐量最大化原则优化分配算法，基于发送功率最小化原则优化算法以及基于公平性的优化分配算法。

第三章讲述了多用户 MIMO 发送分集与复用的基本理论，研究现有的经典分集复用切换算法并对算法进行了仿真验证。

第四章研究了现有的多用户 MIMO 系统的用户选择算法，总结现有算法的分类与技术特点，并详述了经典的用户选择算法和 LTE 系统中采用的用户选择算法。

第五章针对现有的多用户 MIMO 系统用户调度算法中存在的缺点，提出了具有一定创新性的基于准正交原则的用户调度和基于 PU2RC 的用户选择算法，并对算法的具体流程进行详述并简单分析了仿真结果。

最后，对全文进行总结，并进一步探讨在此领域可以进一步研究的思路和方向。

第二章 OFDMA 资源分配

未来的移动通信业务将从话音扩展到数据、图像、视频等多媒体业务，对服务质量和传输速率的要求越来越高，这对移动通信系统的性能提出了更高的要求。必须采用先进的技术有效地利用宝贵的频率资源，以满足高速率、大容量的业务需求；同时克服高速数据在无线信道下的多径衰落，降低噪声和多径干扰，达到改善系统性能的目的。OFDMA 在众多技术中显示出优越的性能。可以肯定的是，OFDMA 技术已经取代单载波扩频技术（如 CDMA）。目前无线通信领域所有的新兴技术几乎都以 OFDMA 为核心。

在 OFDMA 系统里，用户的调度与资源分配之间的界限并不明晰，通常各种的资源分配中包含对用户的调度。广义的调度算法超出了时间的范畴，泛指多个用户对时间、频率、功率和缓冲区等有限资源的共享，它是确定合理的资源分配方式，实现多目标资源的优化使用。

2.1. OFDMA 基本原理

通用陆地无线接入(UTRA)演进的目标是构建出高速率、低时延、分组优化的无线接入系统[3]。演进的 UTRA 致力于建立一个上行速率达到 50MHz、下行速率达到 100MHz、频谱利用率为 3G R6 的 3～4 倍[4]的高速率系统。为达到上述目标，多址方案的选择应该考虑在复杂度比较合理的情况下，提供更高的数据速率和频谱利用率。在上行链路中，由于终端功率和处理能力的限制，多址方案的设计更具挑战性，除了性能和复杂度，还需要考虑峰值平均功率比(PAPR)对功率效率的影响。

在 3GPP LTE 的标准化过程中，诺基亚、北电等公司提交了若干多址方案，如多载波(MC)-WCDMA，MC-TD-SCDMA，正交频分多址接入(OFDMA)，交织频分复用(IFDMA)和基于傅立叶变换扩展的正交频分复用(DFT-S OFDM)。其中 OFDMA 已成为下行链路的主流多址方。

OFDMA 将整个频带分割成许多子载波，将频率选择性衰落信道转化为若干平坦衰落子信道，从而能够有效地抵抗无线移动环境中的频率选择性衰落。由于子载波重叠占用频谱，OFDM 能够提供较高的频谱利用率和较高的信息传输速率。通过给不同的用户分配不同的子载波，OFDMA 提供了天然的多址方式，并且由于占用不同的子载波，用户之间满足相互正交，没有小区内干扰。同时，OFDMA 可支持两种子载波分配模式：分布式和集中式。在子载波分布式分配的模式中，可以利用不同子载波的频率选择性衰落的独立性而获得分集增益。

此外，因为 OFDMA 已成为下行链路的主流方案，上行链路如果也采用 OFDMA，

LTE 的上下行链路将具有最大的一致性，可以简化终端的设计。

OFDM 技术中各个子载波之间相互独立，每个子载波都可以被指定一个特定的调制方式和发射功率电平，所以 OFDMA 技术可以给每一个用户分配符号内部分可用的子载波。从这一点上来说，它和 FDMA 是等价的；然而 OFDMA 技术中各个子载波频谱互相混叠，采用基于载波频率正交的快速傅立叶变换（FFT）调制，由于各个载波的中心频点处没有其他载波的频谱分量，所以能够实现各个载波间的正交，并不需要在用户之间设置保护频带从而避免了频率资源的浪费[5]。

由于 OFDM 的时域信号是若干平行随机信号之和，因而容易导致高 PAPR。基站端的功率限制相对较弱，并且可以采用较为昂贵的功率放大器，所以在下行链路中，高 PAPR 不会带来太大的问题。然而，在上行链路中，由于用户终端的功率放大器要求低成本，并且电池的容量有限，因而高 PAPR 会将降低 UE 的功率利用率，减小上行的有效覆盖。为避免 OFDM 的上述缺点，必须降低 PAPR。降低 OFDM 的 PAPR 的技术有很多，比如选择性映射、削波和滤波等等。文献[6]中证明了通过削波和滤波，可以将 PAPR 降低到 6dB 以下时，同时对 OFDM 的性能影响很小，而且带来的复杂度增加也是可以接受的。

OFDMA 系统利用子载波的正交特性来实现用户多址接入，系统中的资源调度模块根据各用户在各个子载波上的衰落，用户业务的 QoS 需求(最小传输速率，BER，时延等)，灵活地为每个用户分配所需的子载波和功率资源，从而充分发掘系统潜在的多用户分集增益，在保证用户服务质量的同时，有效提高系统的频谱效率。

2.2. OFDMA 系统结构

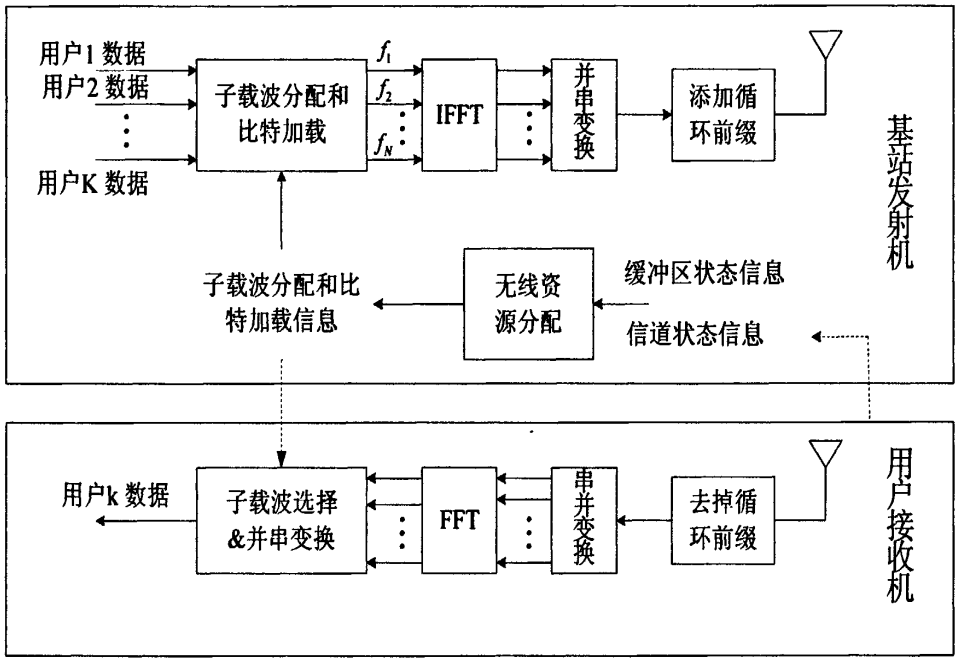
OFDMA 系统包括上行链路和下行链路，不管上行还是下行，都应在基站而不是终端来进行资源分配和调度，其中 OFDMA 系统无线资源分配算法的研究多集中在下行链路。

图 2-1 给出了下行链路的资源分配模型。系统的工作过程可以简述如下：

基站通过某种方式得到系统中所有用户的信道状态信息。在 TDD 系统中，根据互易性原理，信道状态信息可以通过对上行链路的信道估计的得到；在 FDD 系统中，通过在下行链路设置导频信道和导频符号，移动台对下行链路信道状态信息进行估计，并通过反馈信道反馈给基站。

根据信道状态信息和缓冲区状态信息为每个用户分配子载波、比特数（选择调制方式）和功率。

分配的结果分别送给基站的发射机和移动台的接收机，基站和移动台使用分配的子载波、比特数和功率进行数据发送和接收。



◆ 图 2-1 OFDMA 下行链路系统模型

图 2-1 给出了上行链路的资源分配模型。与下行链路相同的是：上行链路的资源分配也是由基站决定的；与下行链路不同的是：上行链路的信道状态信息不需要终端向基站传送，但是在考虑缓冲区状态时，需要终端将终端缓冲区状态传给基站。基站根据各个终端的信道状态信息和缓冲区状态信息进行资源调度。调度结果同样要通过信令信息传送给终端。同时，当涉及到具体分配策略时，还可以看到，二者的功率约束条件是不一样的。

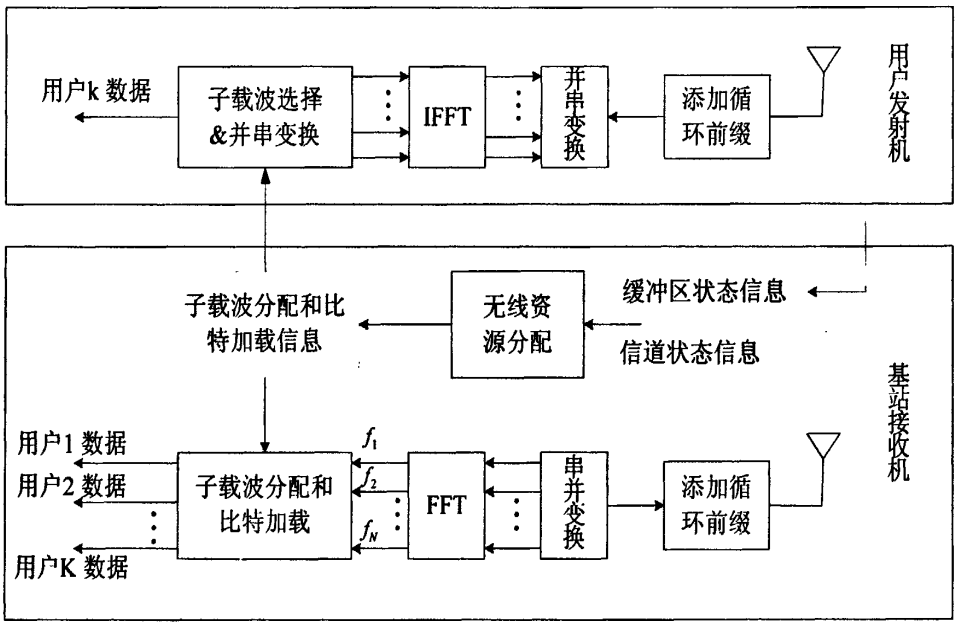


图 2-2 OFDMA 上行链路系统模型

2.3. 优化分配策略

OFDMA 的资源分配，基本都可以看作是有约束条件下的优化问题。其中 OFDMA 下行链路系统资源分配的优化问题可以表述如下：

$$\max_{\mathbf{A},\mathbf{P}} U$$

$$\text{s.t.} \sum_{k=1}^{K} a_{k,n} = 1, \forall n \qquad \text{式（2-1）}$$

$$\sum_{k=1}^{K}\sum_{n=1}^{N} p_{k,n} \le P_{\max},\ p_{k,n} \ge 0$$

OFDMA 上行链路系统资源分配的优化问题可表述如下：

$$\max_{\mathbf{A},\mathbf{P}} U$$

$$\text{s.t.} \sum_{k=1}^{K} a_{k,n} = 1, \forall n \qquad \text{式（2-2）}$$

$$\sum_{n=1}^{N} p_{k,n} \le P_{\max}^{k}, \forall k,\ p_{k,n} \ge 0$$

其中 **A**，**P** 分别是子载波分配矩阵和功率分配矩阵。$a_{k,n}=1$表示子载波 n 分配给用户 k，$a_{k,n}=0$表示不分配，并且每个子载波只能分配给一个用户。$p_{k,n}$表示用户 k 在子载波 n 得到的分配功率，下行时基站的发射功率受限于基站的总发射功率 $P_{\max}$，上行时用户终端的发射功率受限于终端发射机的功率 $P_{\max}^{k}$。

因此，可以看到下行链路与上行链路的相同之处在于：每个子载波只能分配一个用户；功率受限；应满足每个用户的需求。而区别主要在于：功率约束的不同。

上述的优化问题只是一个简单的数学模型，完备的问题描述还应该包括如下约束：

1) 如果使用自适应调制，则要受到调制方式的约束，即比特分配问题。
2) 用户的 QoS 要求，包括速率要求、时延要求等。目前，很难为每种应用找到合适的全面客观反映用户 QoS 要求的代价函数。
3) 自适应子载波－比特－功率分配问题是一个联合优化问题，也是一个非线性。
4) 优化问题，其最优解在实际系统中很难找到，寻求次优解是解决该问题的必然途径。次优解的求解方法可以通过放松约束条件和减少约束条件的方法实现。

如果将资源分配过程中的子载波分配、功率分配以及比特加载分解开来，则分配算法就变得简单易行，当然这样得到的结果并不是最优解，但却是算法复杂度和系统性能之间的一个折衷。

一般将分配过程分解为三个步骤：第一步是将子载波分配给用户，第二步是将功率

分配给子载波，第三步确定每个子载波上加载的比特数。

基于不同的优化目标（或称代价函数）U，OFDMA 系统的资源分配策略可以分为以下几类：吞吐量最大化原则、发送功率最小化原则和公平性准则。

2.3.1. 吞吐量最大化原则

吞吐量最大化原则就是在给定的发射功率和传输质量（误码率）的前提下，使系统中所有用户、所有子信道上的数据速率之和最大，即令$U=\sum_{k=1}^{K}\sum_{n=1}^{N}r_{k,n}$。下行链路优化问题表述如下：

$$\max_{\mathbf{A},\mathbf{P}}\sum_{k=1}^{K}\sum_{n=1}^{N}r_{k,n}$$

$$\text{s.t.}\ \sum_{k=1}^{K}a_{k,n}=1,\ \forall n \qquad \text{式（2-3）}$$

$$\sum_{k=1}^{K}\sum_{n=1}^{N}p_{k,n}\le P_{\max},\ p_{k,n}\ge 0$$

采用自适应调制后，功率注水算法比等功率分配算法获得的性能提高很小，所以在该类算法中，常常采用等功率分配算法，使问题变为受约束的子载波－比特分配问题。文献[7]采用等功率分配算法，先进行子载波分配使吞吐量最大，再对子载波进行交换、重新分配以满足用户速率要求并优化系统性能。而文献[8]则是通过先估算每一个用户所需的子载波数，再使用 Hungarian 算法分配子载波。

2.3.2. 发送功率最小化原则

发送功率最小化原则就是在给定传输速率和传输质量（误码率）的前提下，使系统中所有用户、所有子信道上的发射功率之和最小，即：$U=-\sum_{k=1}^{K}\sum_{n=1}^{N}P_{k,n}$。下行链路优化问题表述如下：

$$\max_{\mathbf{A},\mathbf{P}}-\sum_{k=1}^{K}\sum_{n=1}^{N}P_{k,n}\ \text{或}\ \min_{\mathbf{A},\mathbf{P}}\sum_{k=1}^{K}\sum_{n=1}^{N}P_{k,n}$$

$$\text{s.t.}\ \sum_{k=1}^{K}a_{k,n}=1,\ \forall n \qquad \text{式（2-4）}$$

$$\sum_{k=1}^{K}\sum_{n=1}^{N}p_{k,n}\le P_{\max},\ p_{k,n}\ge 0$$

文献[9]给出了此类问题的子载波、功率以及比特加载的联合分配算法，文献[10]提出了一种实时的资源分配算法。

基本的资源分配准则包括轮询（Round Robin）、最大载干比（Max C/I）、比例公平（Proportional Fairness）等。下面通过两个用户的例子对三种算法予以说明，假设系统中存在 8 个子载波需要分配，UE1 在前 6 个子载波上的信道增益大于 UE2，UE2 在后 2 个子载波上占优。图 2-3 给出了轮询算法的资源分配结果，它可以使每个用户都以相同的概率占用服务资源，从这一点来看，这是一种最公平的方式。但轮询的方式没有考虑用户的信道状态，用户虽然获得相同的服务机会，却难以达到相同的服务质量，因此也是一种效率最差的算法。

UE1	UE2	UE1	UE2	UE1	UE2	UE1	UE2

图 2-3 轮询算法资源分配

图 2-3 给出了最大载干比算法的分配结果，可以看到它的目标是确保信道条件最好的用户占用资源，得到的吞吐量是一种极限值的情况，但由于处于深衰落的用户始终得不到服务，因此公平性最差。

UE1	UE1	UE1	UE1	UE1	UE1	UE2	UE2

图 2-4 最大载干比算法资源分配

以上算法并不考虑用户以往被服务的情况，是无记忆的方式。图 2-3 给出了比例公平算法的分配结果，它需要同时考虑信道质量和过去一段时间获得的吞吐量，子载波资源不一定分配给信道条件最好的用户。

UE1	UE1	UE2	UE1	UE2	UE2	UE1	UE2

图 2-5 比例公平算法资源分配

2.3.3. 公平性准则

基于公平性准则的分配算法就是在给定发射功率和传输质量（误码率）的前提下，使系统中每个用户获得最公平的数据速率。但是，如何定义公平性准则，目前还没有统一的概念，但比较完备的公平准则应该至少包括用户的速率要求和时延要求。

Max-min 准则[11]。该准则使最小数据速率的用户速率最大化，即：$U=\min_k R_k=\min_k \sum_{k=1}^{N} r_{k,n}$。优化问题表述如下：

$$\max_{\mathbf{A},\mathbf{P}} \min_k \sum_{n=1}^{N} r_{k,n}$$

$$\text{s.t.} \sum_{k=1}^{K} a_{k,n} = 1, \forall n \qquad \text{式（2-5）}$$

$$\sum_{k=1}^{K}\sum_{n=1}^{N} p_{k,n} \le P_{\max},\ p_{k,n} \ge 0$$

该准则可以保证一定的公平性，使信道状况很差的用户总能得到服务。

比例公平准则（Proportional Fair, PF），它既充分利用了频率选择性衰落环境中的多用户分集效应，提高了系统的吞吐量，又可避免恶劣环境的用户处于饥饿状态。该准则可以表述如下：如果对于任意的调度策略 S，调度策略 P 能使用户的速率满足：

$$\sum_{k\in U} \frac{R_k^S - R_k^P}{R_k^P} \le 0 \qquad \text{式（2-6）}$$

则称调度策略 P 为比例公平的。其中 U 表示用户集合，R 表示用户的平均速率。

算法一：该算法准则的表述方式是使用户的平均速率的对数和最大化：

$$P = \arg\max_{S} \sum_{k\in U} \log R_k^S(t) \qquad \text{式（2-7）}$$

对于单载波系统，如 HDR，实现上述目标的调度策略为[12]：

$$k^* = \arg\max \frac{R_k(t)}{\bar{R}_k(t)} \qquad \text{式（2-8）}$$

其中 $R_k(t)$ 表示在 t 时刻用户 k 可以获得的传输速率，$\bar{R}_k(t)$ 表示用户 k 在调度时刻 t 之前获得的平均传输速率。在每次调度之后，$\bar{R}_k(t)$ 做如下更新：

$$\bar{R}_k(t+1) = \begin{cases} \left(1-\frac{1}{T}\right)\bar{R}_k(t) + \frac{1}{T}R_k(t) & k = k^* \\ \left(1-\frac{1}{T}\right)\bar{R}_k(t) & k \ne k^* \end{cases} \qquad \text{式（2-9）}$$

其中 T 是平均窗口的大小。

对于多载波系统，将上述算法进行推广，可以得到多载波的 PF 算法准则为：

$$P = \arg\max_{S} \prod_{k\in U_S} \left(1 + \frac{\sum_{n\in C_k} r_{k,n}}{(T-1)\bar{R}_k}\right) \qquad \text{式（2-10）}$$

算法二：文献[13]给出了另一种 PF 算法准则，即优化目标是系统的和容量，并在约束条件里加入了公平性原则：

$$\max_{p_{k,n},a_{k,n}} \sum_{k=1}^{K}\sum_{n=1}^{N} \frac{a_{k,n}}{N} \log_2\left(1 + \frac{p_{k,n}h_{k,n}^2}{N_0\frac{B}{N}}\right)$$

$$\text{s.t.} \sum_{k=1}^{K} a_{k,n} = 1, \forall n \qquad \text{式（2-11）}$$

$$\sum_{k=1}^{K}\sum_{n=1}^{N} p_{k,n} \le P_{\max},\ p_{k,n} \ge 0$$

$$R_1 : R_2 : \cdots : R_K = \gamma_1 : \gamma_2 : \cdots : \gamma_K$$

其中，$\{\gamma_i\}_{i=1}^{K}$是一组预先设定好的值，以保证用户间的比例公平性，并且公平系数可以被定义为：

$$F = \frac{\left(\sum_{k=1}^{K}\gamma_k\right)^2}{K\sum_{k=1}^{K}\gamma_k^2} \qquad \text{式（2-12）}$$

F 等于 1 时，系统达到最大公平性，即所有用户的等速率。当γ_i都相等时，目标函数就变为 Max-Min 问题的目标函数。

针对单载波的 EV-DO 系统，文献[14]提出了一种具有最小和最大速率约束的梯度调度算法(GMR)，在调度用户时考虑各用户的效用函数和最小、最大速率约束,从而满足不同用户的软 QoS 需求。其中，系统为每个用户提供的平均传输数据速率R_k需要满足最小和最大速率约束：

$$R_k^{\min} \le R_k \le R_k^{\max} \qquad \text{式（2-13）}$$

单载波系统时，每时隙只为一个用户提供服务，GMR 算法在t时刻调度用户j为：

$$j = \arg\max_{k \in K} e^{\alpha_k T_k(t)} H_k'(R_k(t)) r_k(t) \qquad \text{式（2-14）}$$

式（2-14）中：

$$R_k(t+1) = \left(1 - \frac{1}{T}\right) R_k(t) + \frac{1}{T}\mu_k(t) \qquad \text{式（2-15）}$$

$$\mu_k(t) = \begin{cases} r_k(t) \\ 0 \end{cases} \qquad \text{式（2-16）}$$

用户k在t时刻被调度则为$r_k(t)$，否则为 0

$$T_k(t+1) = T_k(t) + R_k^{token} - \mu_k(t) \qquad \text{式（2-17）}$$

$$R_k^{token} = \begin{cases} R_k^{\max} & T(t) < 0 \\ R_k^{\min} & T(t) \ge 0 \end{cases} \qquad \text{式（2-18）}$$

α_k为可控参数；$r_k(t)$为用户k在t时刻能获得的传输速率；$T_k(t)$为实现令牌计数机制，保证用户的最大和最小速率要求。

如果总将子信道分配给信道增益最高的用户，并采用自适应调制编码（AMC），则在子信道间做等功率分配对总吞吐量的损失很小，因此采用等功率的分配策略，可以利用这样的线性组合优化问题：

$$\max_{a_{k,n}(t)} \sum_{k=1}^{K}\sum_{n=1}^{N} e^{\alpha_k T_k(t)} H_k'(R_k(t)) r_{k,n}(t) a_{k,n}(t) \qquad \text{式（2-19）}$$

将该算法推广到多载波系统中[15]：

$$k^* = \arg\max_{k\in K} e^{\alpha_k T_k(t)} H_k'(R_k(t)) r_{k,n}(t) a_{k,n}(t) \qquad \text{式（2-20）}$$

此时，优化变量是单一变量$a_{k,n}(t)$，加权系数$e^{\alpha_k T_k(t)} H_k'(R_k(t))$的引入使调度算法满足用户的效用和软 QoS 要求，代价是系统吞吐量的降低；而效用函数 H(R)可以根据不同的业务特征和设计目的选取各种形式。

Round-Robin 调度算法：该算法是基于轮循的调度机制，保证所有用户在一个调度周期内吞吐量相等[16]：

$$\sum_{n=1}^{N}\sum_{t=1}^{T_A} a_{k,n,t} r_{k,n,t} = \sum_{n=1}^{N}\sum_{t=1}^{T_A} a_{k',n,t} r_{k',n,t}, \forall k,k', k \neq k' \qquad \text{式（2-21）}$$

其中T_A表示一个轮循的周期长度。如果所有用户的信道条件近似，则调度顺序表可以随机排列；否则，按照信道条件优劣依次排列，首先保证信道条件好的用户达到最大吞吐量。

M-LWDF 调度算法：Modified Largest Weighted Delay First 算法优先考虑延时最大的用户[17][18]：

$$k^* = \arg\max_{k} \left[\gamma_k \cdot W_k(t) \cdot r_{k,n}(t)\right] \qquad \text{式（2-22）}$$

其中，$W_k(t)$表示用户k队列当前数据包的等待时间，$r_{k,n}(t)$表示第k个用户在第n个子载波上的速率或信道增益，γ_k为一个正常数，如果考虑业务的 QoS，则$\gamma_k = a_k/\overline{r_k}$，$a_k = -\log\delta_k/T_k$，$\delta_k$为该业务期望的最大 violation probability，T_k为该业务设计的延时门限；为了保证用户的最小吞吐量，可以加入令牌桶，则此时$W_k(t)$不是实际的等待时间，而是$W_k(t) = W_{k,n}(t) = Q_k(t)/r_{k,n}(t)$，$Q_k(t)$表示用户$k$的队列长度。

纳什讨价还价解（Nash Bargaining Solution, NBS）：该准则来自博弈论里的纳什的议价理论，即令$U = \prod R_k - R_{\min}^k$。优化问题表述如下：

$$\max_{\mathbf{A},\mathbf{P}} \prod R_k - R_{\min}^k$$

$$\text{s.t.} \sum_{k=1}^{K} a_{k,n} = 1, \forall n \qquad \text{式 (2-23)}$$

$$\sum_{k=1}^{K}\sum_{n=1}^{N} p_{k,n} \le P_{\max},\ p_{k,n} \ge 0$$

$$\sum_{n=1}^{N} r_{k,n} \ge R_{\min}^{k}$$

文献[19]提出利用 NBS 来保证 OFDMA 系统里用户的公平，其提出的次优算法是使用 Hungarian 算法将多个用户的资源竞争分解为二人博弈，再利用文献[20]提出的两用户的频带分配算法来分配子载波。

第三章 分集与复用切换

传输分集的主要原理是利用空间信道的弱相关性，结合时间/频率上的选择性，为信号的传输提供更多的副本，提高信号传输的可靠性，从而改善接收信号的信噪比。空间复用技术的主要工作机理是在多个相互独立的空间信道上传递不同的数据流，从而提高数据传输的峰值速率。

3.1. 分集的基本理论

下一代的无线通信系统要求极高的频谱效率和极高的传输速率，仅仅通过传统的传输技术是难以实现的。近年来多天线技术研究上的突破，给这种高要求的实现提供了可能多天线技术几乎从移动通信开始出现时就得到了应用，主要是利用天线分集的能力来对抗信道衰落，以保证业务的服务质量。波束成型技术，发送分集，接收分集技术以及空时编码技术等都划分到这四类之中。在波束成型技术中，最典型的是智能天线技术，主要是利用天线加权的方式来控制能量的发送方向或者接收能量的方向，抑制其它方向的干扰，从而提高信干噪比(SINR)，增加通信系统的容量和覆盖范围。接收分集技术主要是用来对抗衰落的影响，从而减少通信中断的概率，达到提高服一务质量的目的。由于移动台体积的限制，使得多根天线的安装相对比较困难，因此，各种发送分集技术在无线通信系统中得到了应用其中比较典型的有相位扫描技术，延迟发送分集，空时网格码和空时分组码(space-time block code，STBC)等等。Alamouti 提出的空时正交分组码被第三代移动通信系统标准所采用。

分集技术可以通过在发射端发射多个信号样本，在接收端合并多个经历独立衰落的信号样本，以对抗无线信道中的衰落。根据接收信号样值的结构和统计特性，无线通信中常见的分集方式主要有时间分集、频率分集和空间分集。

时间分集利用一个随机衰落信号，当取样点的时间间隔足够大时，两个样点间的衰落是统计上互不相关的特点，即利用时间上衰落统计特性上的差异来实现时间选择性衰落的功能。在实现时，需要不同样点的时隙间隔大于信道相干时间，以保证信号在时域上的独立性。

频率分集利用位于不同频段的信号经衰落信道后在统计特性上的不相关性，即不同频段衰落统计特性上的差异，来实现频率选择性衰落的功能。在实现时，需要不同载波之间的间隔大于信道相干带宽，以保证各频率分集信号在频域上的独立性。

空间分集的基本思想是利用空间上分离的多个发射信号样本或多个接收信号样本(多个不相关的信道)来对抗多径衰落。由于空间分集技术不需要占用额外的时间和频率

资源，并且可以很容易的和其他分集方式相结合，因而更具吸引力。

下面介绍一种常用的复用方案空时/频编码。对于 2 天线传输来说，最著名的空时/频块编码方式是 Alamouti 编码，其编码矩阵为：

$$\begin{bmatrix} s_1 & -s_2^* \\ s_2 & s_1^* \end{bmatrix}$$

它表示在时刻t，天线 1 上传输符号s_1，天线 2 上传输符号s_2；在时刻$t+1$，天线 1 上传输符号$-s_2^*$，天线 2 上传输符号s_1^*。这种 Alamouti 编码方式又称为空时块（STBC）；如果上述编码分配对应于子载波f和$f+1$，则称这种编码方式为空频块（SFBC）。编码结构如图 3-1 所示。

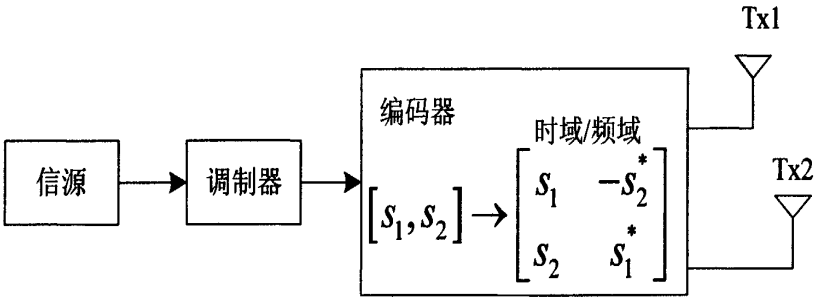


图 3-1 空频块结构图

Alamouti 编码是一种速率为 1 的正交编码方式，可以获得 2 天线传输情况下的全分集。

3.2. 复用的基本理论

复用技术主要是指在同一个信道中能够同时传输多路不同的信号，从而提高信道的效率，使信道的容量得以提高。目前，在通信系统中常用的复用技术包括：时分复用、频分复用、码分复用以及空分复用等。

时分复用（TDM）是指在同样的信道中使用不同的时隙来区分数据流，从而使得多个数据流的信号可以在同一个信道中传输，提高了该信道的使用效率。

频分复用（FDM）是在频率域将频率进行分割，不同的数据流占用不同的频率带进行数据的传输，提高了整个频带的使用率。

码分复用（CDM）是使用正交的码字来区分不同的数据流，从而使得同一个信道可以并发的传输多个数据流。

空分复用(SDM)是指通过将空间划分为不同的子空间，每个子空间都可以发送不同的数据流，进一步的提高空间的利用率。常采用预编码技术来实现子空间分割。

在目前的研究中，在发送端进行预编码的技术主要包括线性技术与非线性技术。线性技术是指通过对发送信号进行线性的变换，从而有效减少数据流间干扰。而非线性技

术则是指使用脏纸编码理论技术对发送信号进行处理，从而使接收端能够有效地利用接收到的信号来提取有效的目标信号，同时提高整个信道的利用率。

线形预编码操作可以按其预编码矩阵的活的位置划分为两大预编码方式：非码本的预编码操作与基于码本的预编码操作。两者具有不同的流程，如图 3-2 和图 3-3 所示。

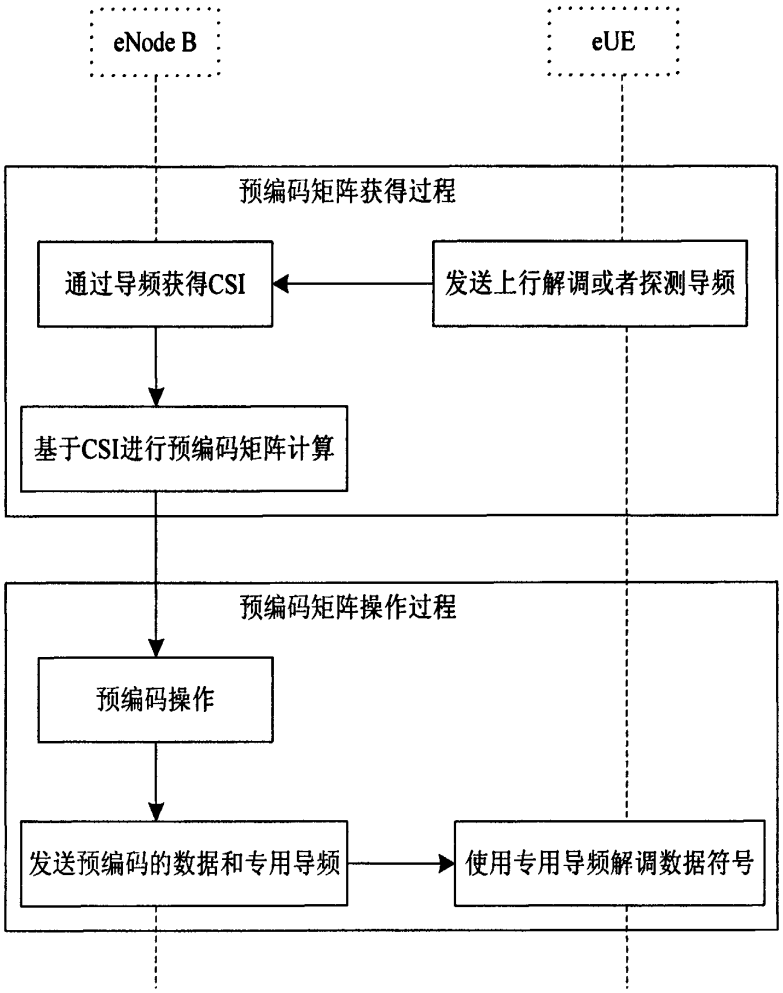


图 3-2 非码本的预编码操作流程

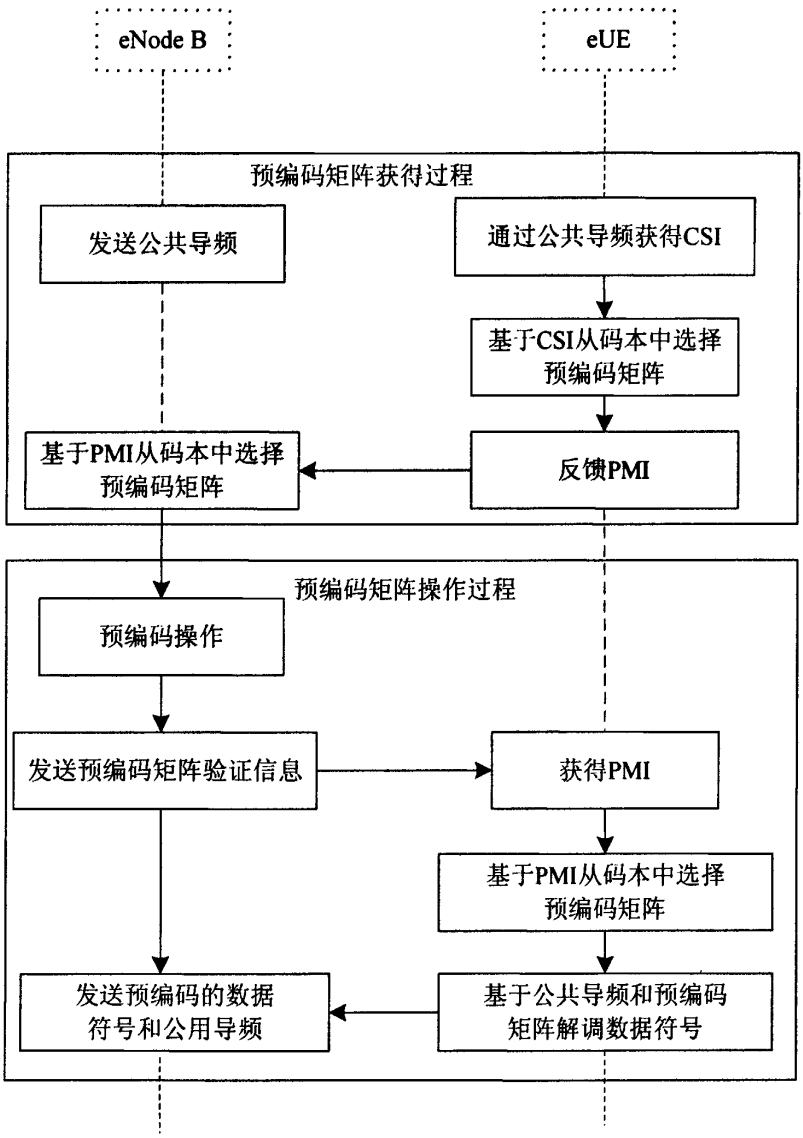


图 3-3 基于码本的预编码操作流程

非码本的预编码方式

在非码本的预编码方式中，预编码矩阵在发送端获得。发送端利用预测的信道信息，进行预编码矩阵的计算，常见的预编码矩阵计算方法有奇异值分解（SVD），均匀信道分解（UCD）等，其中 SVD 分解操作如下。

假设发送天线数目为 M，接收天线数目为 N，那么空间信道矩阵 H 的维数为 $N\times M$，空间信道矩阵 H 的 SVD 分解，即为：

$$H=U\Lambda V^{H}$$

U 和 V 分别是维数为 $N\times M$ 和 $M\times M$ 的酉矩阵，Λ 是一个维数为 $N\times M$ 的矩阵，其中对角线元素是非负的实数，非对角线元素为 0。并且 Λ 的对角线元素 $\lambda_1\geq\lambda_2\geq...\geq\lambda_n$，即按照大小排序之后的矩阵 H 的奇异值，其中 n 等于 M 和 N 的最小值。

经过奇异值分解后，获得的酉矩阵 V 即为线形预编码矩阵。如果需要秩的自适应，

则需要根据秩的大小，从酉矩阵中选择较大奇异值对应的列向量构成预编码矩阵。

非码本的预编码方式要求使用专用导频，即数据符号和导频符号一起进行预编码操作，这样接收端只需要通过信道估计就可以获得预编码后的等效信道，从而方便进行数据解调。

基于码本的预编码方式

在基于码本的预编码方式中，预编码矩阵在接收端获得。接收端利用预测的信道状态信息，在预定的预编码码本中选择预编码矩阵，并将选定的预编码矩阵的序号反馈给发送端。

3GPP 已经确定了线形预编码矩阵的码本，表 3-1 为 2Tx 天线 Householder 码本。

表 3-1 2Tx 天线 Householder 码本

Codebook index	Number of layers υ	
	1	2
0	$\begin{bmatrix}1\\0\end{bmatrix}$	$\frac{1}{\sqrt{2}}\begin{bmatrix}1 & 0\\0 & 1\end{bmatrix}$
1	$\begin{bmatrix}0\\1\end{bmatrix}$	$\frac{1}{2}\begin{bmatrix}1 & 1\\1 & -1\end{bmatrix}$
2	$\frac{1}{\sqrt{2}}\begin{bmatrix}1\\1\end{bmatrix}$	$\frac{1}{2}\begin{bmatrix}1 & 1\\j & -j\end{bmatrix}$
3	$\frac{1}{\sqrt{2}}\begin{bmatrix}1\\-1\end{bmatrix}$	-
4	$\frac{1}{\sqrt{2}}\begin{bmatrix}1\\j\end{bmatrix}$	-
5	$\frac{1}{\sqrt{2}}\begin{bmatrix}1\\-j\end{bmatrix}$	-

对于 4Tx 天线 $p\in\{0,1,2,3\}$,预编码矩阵 W 在表 3-2 中选出，其中 $W_n = I - 2u_n u_n^H / u_n^H u_n$ 。

表 3-2 4Tx 天线 Householder 码本

码本索引	u_n	层数目 υ			
		1	2	3	4
0	$u_0 = [1 \quad -1 \quad -1 \quad -1]^T$	$W_0^{\{1\}}$	$W_0^{\{14\}}/\sqrt{2}$	$W_0^{\{124\}}/\sqrt{3}$	$W_0^{\{1234\}}/2$
1	$u_1 = [1 \quad -j \quad 1 \quad j]^T$	$W_1^{\{1\}}$	$W_1^{\{12\}}/\sqrt{2}$	$W_1^{\{123\}}/\sqrt{3}$	$W_1^{\{1234\}}/2$

2	$u_2=[1\ \ 1\ \ -1\ \ 1]^T$	$W_2^{\{1\}}$	$W_2^{\{12\}}/\sqrt{2}$	$W_2^{\{123\}}/\sqrt{3}$	$W_2^{\{3214\}}/2$
3	$u_3=[1\ \ j\ \ 1\ \ -j]^T$	$W_3^{\{1\}}$	$W_3^{\{12\}}/\sqrt{2}$	$W_3^{\{123\}}/\sqrt{3}$	$W_3^{\{3214\}}/2$
4	$u_4=[1\ \ (-1-j)/\sqrt{2}\ \ -j\ \ (1-j)/\sqrt{2}]^T$	$W_4^{\{1\}}$	$W_4^{\{14\}}/\sqrt{2}$	$W_4^{\{124\}}/\sqrt{3}$	$W_4^{\{1234\}}/2$
5	$u_5=[1\ \ (1-j)/\sqrt{2}\ \ j\ \ (-1-j)/\sqrt{2}]^T$	$W_5^{\{1\}}$	$W_5^{\{14\}}/\sqrt{2}$	$W_5^{\{124\}}/\sqrt{3}$	$W_5^{\{1234\}}/2$
6	$u_6=[1\ \ (1+j)/\sqrt{2}\ \ -j\ \ (-1+j)/\sqrt{2}]^T$	$W_6^{\{1\}}$	$W_6^{\{13\}}/\sqrt{2}$	$W_6^{\{134\}}/\sqrt{3}$	$W_6^{\{1324\}}/2$
7	$u_7=[1\ \ (-1+j)/\sqrt{2}\ \ j\ \ (1+j)/\sqrt{2}]^T$	$W_7^{\{1\}}$	$W_7^{\{13\}}/\sqrt{2}$	$W_7^{\{134\}}/\sqrt{3}$	$W_7^{\{1324\}}/2$
8	$u_8=[1\ \ -1\ \ 1\ \ 1]^T$	$W_8^{\{1\}}$	$W_8^{\{12\}}/\sqrt{2}$	$W_8^{\{124\}}/\sqrt{3}$	$W_8^{\{1234\}}/2$
9	$u_9=[1\ \ -j\ \ -1\ \ -j]^T$	$W_9^{\{1\}}$	$W_9^{\{14\}}/\sqrt{2}$	$W_9^{\{134\}}/\sqrt{3}$	$W_9^{\{1234\}}/2$
10	$u_{10}=[1\ \ 1\ \ 1\ \ -1]^T$	$W_{10}^{\{1\}}$	$W_{10}^{\{13\}}/\sqrt{2}$	$W_{10}^{\{123\}}/\sqrt{3}$	$W_{10}^{\{1324\}}/2$
11	$u_{11}=[1\ \ j\ \ -1\ \ j]^T$	$W_{11}^{\{1\}}$	$W_{11}^{\{13\}}/\sqrt{2}$	$W_{11}^{\{134\}}/\sqrt{3}$	$W_{11}^{\{1324\}}/2$
12	$u_{12}=[1\ \ -1\ \ -1\ \ 1]^T$	$W_{12}^{\{1\}}$	$W_{12}^{\{12\}}/\sqrt{2}$	$W_{12}^{\{123\}}/\sqrt{3}$	$W_{12}^{\{1234\}}/2$
13	$u_{13}=[1\ \ -1\ \ 1\ \ -1]^T$	$W_{13}^{\{1\}}$	$W_{13}^{\{13\}}/\sqrt{2}$	$W_{13}^{\{123\}}/\sqrt{3}$	$W_{13}^{\{1324\}}/2$
14	$u_{14}=[1\ \ 1\ \ -1\ \ -1]^T$	$W_{14}^{\{1\}}$	$W_{14}^{\{13\}}/\sqrt{2}$	$W_{14}^{\{123\}}/\sqrt{3}$	$W_{14}^{\{3214\}}/2$
15	$u_{15}=[1\ \ 1\ \ 1\ \ 1]^T$	$W_{15}^{\{1\}}$	$W_{15}^{\{12\}}/\sqrt{2}$	$W_{15}^{\{123\}}/\sqrt{3}$	$W_{15}^{\{1234\}}/2$

从预定的预编码码本中选择预编码矩阵可以依据如下两种方式。

1) 基于性能指标的选择，即预编码矩阵/向量依据性能指标在码本中选择，比如依据总的吞吐量，信干噪比，误帧率等。依据信道状态信息，分别计算位于码本中的每一个矩阵/向量的性能指标，以决定选择使用的预编码矩阵/向量。

2) 基于量化的选择，即预编码矩阵/向量是通过对信道的右奇异矩阵进行量化而得到的。在这种情况下，需要对信道矩阵进行奇异值分解，然后在码本中选择与右奇异矩阵均方误差最小的矩阵作为选择使用的预编码矩阵/向量。

接收端从码本中选出期望的预编码矩阵/向量后，需要将其在码本中的序号反馈给发送端。发送端根据接收端反馈的信息，获得预编码矩阵进行预编码操作，基于码本的预编码方式不要求使用专用导频，但是需要通过某种方式告知接收端目前所使用的预编码矩阵。这是因为虽然预编码矩阵是接收端进行选择并告知发送端的，但是在反馈的过程中可能会发生错误，并且发送端有权根据实际情况更改预编码矩阵。

3.3. 分集与复用切换算法

基于分集和复用各自的优缺点[21]，一些实际的系统要求在有效性和可靠性之间进行折中。本文主要从接收端码本的最小欧氏距离的角度来研究切换标准。在本研究中，由于对全部类型的分集技术进行分析是困难的，所以仅考虑包括 Alamouti 方案一类的正交空时块编码[22]；复用方案则考虑使用最大似然接收机[23]的标准的空间复用系统或 Blast 系统。

为了进行切换，需要在接收端分别计算空间复用和空时块编码的欧氏距离，算出的结果包括两重意义：第一，基于信道的 Demmel 条件数，找到一种对信道矩阵特性进行测量的有用的方法。前人文献已经用常规条件数或者它的倒数来评估信道矩阵的质量(由于它与信道质量有直接的关系)。但是，由于能够用 Demmel 条件数作为判断采用复用分集方案的充分条件，所以 Demmel 条件数比常规条件数更有用。第二，为了公平比较，总的数据速率是固定的，这表明分集和复用的星座大小是不同的。当总的传输速率固定时，最小欧氏距离是分集与复用之间进行选择的度量，这是因为通过信道传输一般会改变接收端码本的欧氏距离特性。系统模型如图 3-4 所示。

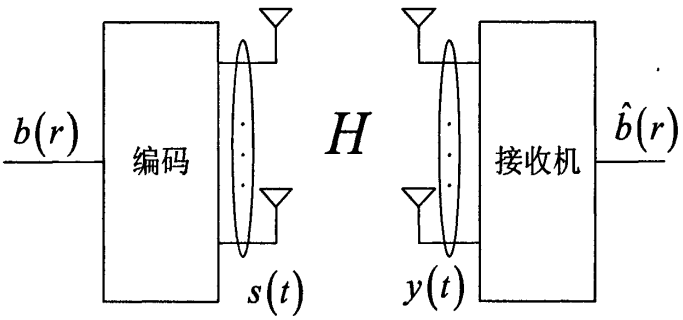


图 3-4 MIMO 系统模型

图 3-4 显示，MIMO 通信链路由 Mt 根发送天线和 Mr 根接收天线组成。系统包含一个带有空时编码器的发射机，空时编码器将比特映射为空时码字，空时接收机根据传输信道判决传输的比特流。

假设信道是平坦衰落的，且信道矩阵在接收端可以完全获得，但是在发送端未知。这种情况可以描述传输信道为 $Mt*Mr$ 的矩阵 H，第 k 列向量表示从第 k 根发送天线到每根接受天线的增益系数。忽略符号时间误差和频率偏移，接收端的接收信号向量为：

$$y(t)=\sqrt{E_s}Hs(t)+v(t),t=0,1,...,T-1 \qquad \text{式（3-1）}$$

$v(t)$ 是 $Mr*1$ 的独立同分布加性白高斯噪声，服从 $N\left(0,\left(N_0/2\right)I_{M_r}\right)$ 分布。E_s 是每个符号的平均能量，T 是块长度。为了计算简单，将发射信号矢量归一化为单位能量，即

$tr\left(E\left\{s(t)s(t)^H\right\}\right)=1$。

3.3.1. 基本算法简介

以$\{s^{(k)}(t)\}_{t=0}^{T-1}$表示码本中的第$k$个码字，定义接收码字的最小欧氏距离为：

$$d_{\min}^2(\mathrm{H})=\min_{m\neq k}\sum_{t=0}^{T-1}\left\|\mathrm{H}\left((s^{(m)}(t)-(s^{(k)}(t)\right)\right\|^2 \qquad \text{式（3-2）}$$

码字通过信道操作之后在接收端生成接收码字。由于精确的码字错误概率没有闭式解决方案，所以用码字错误概率的上界代替精确的码字错误概率。那么，给定信道的情况下，条件错误概率的上限为

$$P_r\left(error|\mathrm{H}\right)\leq\left(2^R-1\right)Q\left(\sqrt{\frac{E_s}{2N_0}d_{\min}^2(\mathrm{H})}\right) \qquad \text{式（3-3）}$$

由文献[24]可知，MIMO 分集和空间复用的误码率性能可以由式（3-3）表征出来，从而，可以选择接收码本的最小欧氏距离即可以作为判定分集复用切换的一个合理度量。

空间复用方案

空间复用是一种空时调制技术，其核心思想是每根发送天线发送独立的数据流。由于每个子信道是高斯的且是互不相关的，因此通过空间复用可以提高整个系统的容量。初期的空间复用系统是应用于低延迟的窄带系统，在以后的应用中，结合 OFDM 调制技术宽带信道也可以使用空间复用。空间复用系统框图如图 3-5 所示。

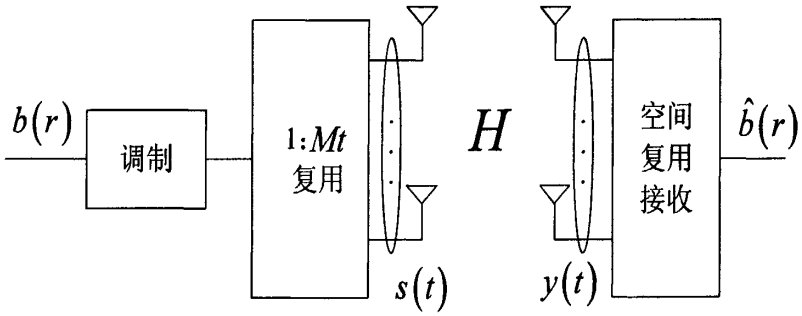


图 3-5 空间复用 MIMO 系统

在每一个具体的符号周期内，编码器将Mt个复数符号$\{S_k\}_{k=0}^{Mt-1}$串并变换，并使其模值为原来的$1/\sqrt{Mt}$，形成 S 复数向量。假定原始编码数据流的速率为 R，则复用后每支路的速率为R/Mt。

用S_{sm}表示$2^{R/Mt}$个可能传输的最小距离为$d_{\min,sm}^2$的星座点，S_{SM}表示所有可能的空间复用码字。因为固定每符号速率为R，所以$|S_{SM}|=|S_{sm}|^{Mt}=2^R$。接收机使用最大似然检测$\hat{s}=\arg\min_{s\in S_{sm}}\left\|y-\sqrt{E_s}\mathrm{H}s\right\|^2$来判决符号。

为了计算接收端最小欧氏距离，考虑两个传输的码字S和C，$S\in S_{SM}$，$C\in S_{SM}$并且S不等于C。接收端可能传输的两个码字的欧氏距离表示为$\|\mathrm{H}s-\mathrm{H}c\|^2$，则欧氏距离可以表示为

$$d^2_{\min,SM}(\mathrm{H})=\min_{s,c\in S_{sm},s\neq c}\|\mathrm{H}(s-c)\|^2 \qquad \text{式（3-4）}$$

观察到$d^2_{\min,SM}$并不是$d^2_{\min,sm}$ (传输星座点的最小欧氏距离)的简单函数，这是因为码字经过信道进行线性传输，并不能保持它们的距离特性不变(除非 H 是单位阵)。

由式（3-4）可知，计算最小欧氏距离需要最多遍历$|S_{SM}|(|S_{SM}|-1)/2$个向量，这对于大的星座图是很困难的，因此我们找到最小欧氏距离的上下界。首先：

$$\min_{s,c\in S_{sm},s\neq c}\|s-c\|^2=\frac{d^2_{\min,sm}}{Mt} \qquad \text{式（3-5）}$$

对式（3-5）应用 Rayleigh-Ritz 定理，则最小欧氏距离边界如下

$$\lambda^2_{\min}(\mathrm{H})\frac{d^2_{\min,sm}}{Mt}\le d^2_{\min,SM}(\mathrm{H})\le\lambda^2_{\max}(\mathrm{H})\frac{d^2_{\min,sm}}{Mt} \qquad \text{式（3-6）}$$

其中$M_r\ge M_t$。

MIMO 分集方案

与空间复用一样，分集调制是图 3-4 中的空时调制/解调器对的另一种特例。与空间复用不同的是，其核心思想是每根发送天线上传输相互相关的数据流，目的是为了减小误码率。MIMO 分集系统模型如图 3-6 所示。

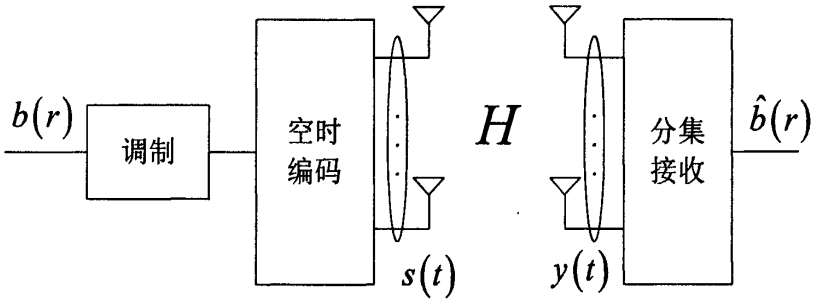


图 3-6 MIMO 分集系统

计算任意空时码的最小欧氏距离是困难的，因为它依赖于编码的规则。然而对于线性全速率空时块码字，我们能够简单的表示出最小欧氏距离的公式。全速率的意义是指他们在一个符号周期中平均传输一个符号。其最小欧氏距离如下：

$$d^2_{\min,MD}(\mathrm{H})\le\frac{1}{Mt}\|\mathrm{H}\|^2_F\,d^2_{\min,md} \qquad \text{式(3-7)}$$

为了更进一步分析分集的好处，将$\|\mathrm{H}\|^2_F$展开有：

$$d^2_{\min,MD}(\mathrm{H})\le\frac{1}{Mt}d^2_{\min,md}\sum_{k=1}^{Mt}\sum_{m=1}^{Mr}|h_{mk}|^2 \qquad \text{式（3-8）}$$

由于矩阵范数的平方与其奇异值的平方的和相当，所以

$$d^2_{\min,MD}(\mathrm{H}) \le \frac{1}{Mt} d^2_{\min,md} \sum_{k=1}^{L} \lambda_k^2(\mathrm{H}) \qquad \text{式（3-9）}$$

其中 $L=\min(Mt,Mr)$，λ_k 是 H 的第 K 个奇异值。

从式（3-7）可知，信道通过 F-范数来影响最小欧氏距离，因此好的信道可以定义为能够传输给接收端较大功率的信道。分集增益是通过累加每条路径上的功率来表征的，且信道的秩对分集系统性能没有直接的影响。另一方面，空间复用明显依赖于信道矩阵的秩，式（3-6）中显示它的性能严重依赖信道的最小奇异值。如果传输速率是固定的，两种方案适用的星座图具有不同的最小距离。这说明对空间复用和 MIMO 分集的选择主要依赖于信道矩阵、星座图和传输的固定速率。

基于给定的信道矩阵 H 更适合于应用空间复用还是 MIMO 分集，可以简单由式（3-4）和（3-7）得到，然而由于式（3-4）计算很不方便，故替换为最小欧氏距离的边界。当空间复用的最小欧氏距离的下界超过 MIMO 分集的上界时，即空间复用最坏的情况也比分集最好的情况要好，因此选择空间复用；反之，选择分集传输。即将式（3-6）与式（3-7）进行比较，发现当满足条件

$$\|\mathrm{H}\|_F^2 d^2_{\min,md} \le \lambda^2_{\min}(\mathrm{H}) d^2_{\min,sm} \qquad \text{式（3-10）}$$

复用较分集性能会更好。当不满足式（2-10）的条件时，选择 MIMO 分集方案。定义 K_D：$K_D = \|\mathrm{H}\|_F / \lambda_{\min}(\mathrm{H})$，将 K_D 带入式（2-10），得到：

$$K_D \le \frac{d_{\min,sm}}{d_{\min,md}} \qquad \text{式（3-11）}$$

其中 K_D 为 Demmel 条件数，对于矩阵 H，K_D 被定义为 $\|\mathrm{H}\|_F \|\mathrm{H}^{-1}\|_2$。

3.3.2. 复用分集之间的切换算法

空间复用和分集切换的系统如图 3-7 所示：

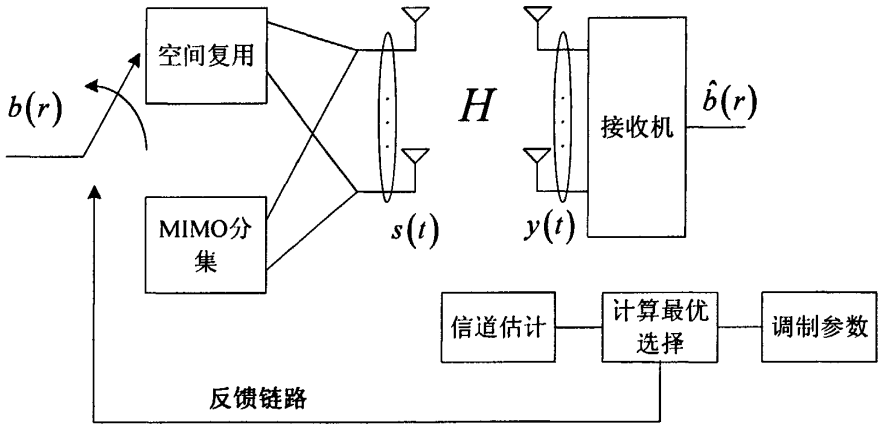


图 3-7 MIMO 分集与复用切换系统

由带有空间复用和 MIMO 分集切换控制器的发送器、接收机和一个低速率的反馈链路组成。当信道慢变时，接收机计算并选择最优的传送技术方案并将这一比特信息反馈给发送端，发送端为下一个信道安排相应的空间传输方法。文中假设接收端已知全部的信道信息，并且反馈信道的无延迟，能够完全正确传输。

通过选择误码率最低的方案可以实现固定速率系统的最优性能。本方案始终选择误码率最小的方案，所以会比单独使用分集传输或者复用传输方案好。在低信噪比时，由于分集传输采用较高阶的调制方式(相对复用传输)，所以误码率性能变差；但是，在高信噪比时，由于分集增益，误码率曲线会急速下降，采用分集方案会有较好的误码率性能。我们提出基于最小欧式距离的切换准则。方案流程如下：

a) 首先，分别计算分集与复用的最小欧氏距离 $d_{\min,md}$ 和 $d_{\min,sm}$ 以及 $\frac{d_{\min,sm}}{d_{\min,md}}$ 值。

b) 计算信道矩阵 H 的 F-范数 $\|H\|_F$ 和 H 矩阵的逆的 2-范数 $\|H^{-1}\|_2$。

c) 计算信道矩阵 H 的 Demmel 条件数 $K_D = \|H\|_F \|H^{-1}\|_2$。

d) 将 K_D 与 $\frac{d_{\min,sm}}{d_{\min,md}}$ 进行比较，$K_D \le \frac{d_{\min,sm}}{d_{\min,md}}$ 时，选择空间复用方案，否则选用 MIMO 分集方案。

3.3.3. 仿真结果分析

仿真实验假定从接收端到发送端为低速零延迟和零误差的反馈信道，且固定传输速率，信道为服从独立复高斯分布的块衰落信道，块长度为 50 个符号周期。具体参数设置见表 3-3：

表 3-3 分集复用切换仿真条件表

参数	取值
发射天线数	2
接收天线数	2
信道类型	平坦瑞利块衰落信道
分集方案	STBC(Alamouti MIMO dibersity scheme)
复用方案	V-BLAST scheme
分集调制方式	16QAM
复用调制方式	QPSK
固定传输速率	4 bit/s

单独分集、单独复用以及分集复用切换方案在 2×2 天线配置情况下的系统误码率随信噪比变化的仿真图形如图 3-8 所示。

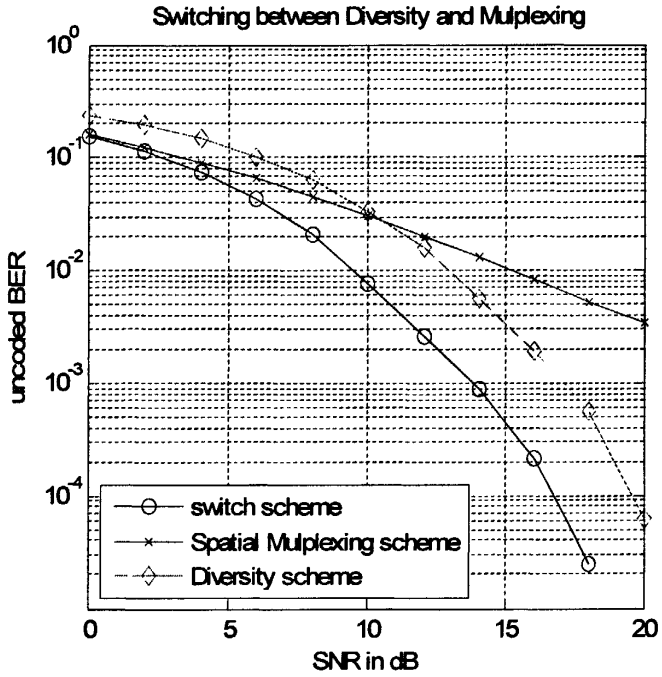


图 3-8 MIMO 分集与复用切换系统误码率比较

在低信噪比时复用方案误码率性能优于 MIMO 分集方案，在高信噪比时反之。这是由于分集增益在高信噪比的情况下获得的分集增益为 4，误码率会迅速下降；但是在低信噪比由于采用的调制阶数较高，会有较差的误码率表现。观察仿真图形，空间复用和 MIMO 分集的曲线大约在 SNR=10dB 的时候相交。在不使用切换的情况下，当信噪比 SNR<10dB 时，空间复用的性能比 MIMO 分集的性能好，SNR>10dB 时，MIMO 分集的性能比空间复用的性能好。因此，如果能够根据信道信息进行切换，综合两种方案在高低信噪比不同的误码率表现，选择两者中的最好的方案，性能比单独使用分集或者复用情况都有所提高。

第四章 MIMO多用户选择算法

当发送端和接收端都采用多天线的时候，通信系统的容量将得到极大的提高。1995年，Teltar首次给出了高斯白噪声信道中多天线系统的容量公式，随后，Gerard J Foschini和M J Gans对于多天线系统的容量作出了进一步的分析。研究表明，在具有丰富的反射体的信道中，当发送和接收的天线个数一样多的 MIMO 系统的容量随着发送天线的个数成线性增长，当发送天线个数不等时，信道容量将随着最小的天线个数而线性增长。近年来，发表了大量关于MIMO的文献，极大地丰富了多天线通信系统的理论和实践，其中讨论的比较多的一个问题就是在天线数目一定的情况下，怎样来选择用户以保证系统的容量达到最大化。

4.1. 基于准正交的用户选择算法（SUS）

对于 OFDM-SDMA 系统上行链路，用户选择算法主要是利用反馈信道的信息，用SVD分解出用户的空间特征，使用Gram-Schmidt正交化方法[25]搜索空间相关系数较小的用户，组成准正交用户组，使组内的用户可以在接受的干扰范围内共享子载波，同时，使同一子载波上的用户严格地限制在接收天线数内。

由于用户的空间特性与用户矢量$u_{k,m}$有关，定义用户的相关系数：

$$\rho^{m}_{k^*,k} = u^{m}_{k^*,k} u_{k,m} \qquad \text{式（4-1）}$$

SDMA 系统中的多址干扰时由于用户间的相关性引起，因此应该调度相关系数较低的用户共享同一子载波。当系统内的用户足够多时，总能够选出一组准正交的用户，使他们之间的干扰保持在可接受的范围内。

将 Gram-Schmidt 正交化方法适当修改，提出了构建准正交用户组的方案[26]，算法如下(在下面的描述中，忽略子载波下标 m)：

(1)初始化。候选用户组$\Omega=\{1,...K\}$，选中的用户组$M=\phi$。γ是选中用户的空间向量组$\{...,u_k,...\}$,ω由γ张成(span)目标相关系数ρ_0为一个很小的正数，迭代计数$i=1$。

(2)对Ω中每个用户，假设其加入M，计算其张成(span)的变量，

$$q_k = u_k - \sum_{j=1}^{length(\omega)} \frac{\omega_j^H u_k \omega_j}{\left\|\omega_j\right\|^2} \qquad \text{式(4-2)}$$

(3)选择q_k范数最大的用户加入M

$$k^* = \arg\max_{k\in\Omega} \left\|q_k\right\|,\ M = M \cup \{k^*\} \qquad \text{式（4-3）}$$

$$r(i)=u_{k^*},\omega(i)=q_{k^*} \qquad \text{式（4-4）}$$

$$\Omega=\Omega-\{k^*\} \qquad \text{式（4-5）}$$

(4)去掉相关系数大于ρ_0的用户。对Ω中的每个用户计算，

$$\rho_k=\frac{\omega(i)^H u_k}{\|\omega(i)\|\|u_k\|} \qquad \text{式（4-6）}$$

如果ρ_k大于ρ_0，则 $\Omega=\Omega-\{k\}$。

(5)检查 M 中的用户数是否达到接收天线数N_r。若是，则算法结束；否则，$i=i+1$，继续步骤(2)迭代。

在构建算法中，ω中的向量是保持正交的，其对应u_k的具有近似正交的特性，因此在系统用户数足够多时，该方法总可以选出一组准正交的用户。算法的复杂度为$o\left(MN_r\left(KN_r+K+N\right)\right)=O\left(\left(N_r^2+2N_r\right)MK\right)$，由于实际应用中接收天数$N_r$通常很小，所以算法的复杂度主要取决于用户数 K 和子载波数 M，与用户数和子载波数均成线性关系。该方案充分地利用了空间多用户的分集特性，在用户较多和较少的时候，都可以有效地提高系统容量。

4.2. 基于机会公平的用户选择算法

用户分组的核心思想如下：对于慢速移动或静止的用户，由于它们的信道空间特性相对稳定，因此可以预先把用户分成若干组，按照一定的准则把空间正交性好的用户分在一组，调度时只需挑选其中一组用户进行传输，而用户分组更新的周期远大于调度周期，这样大大降低了调度复杂度。而在多用户 MIMO 系统中，多个用户共享同一时频资源，选取空间正交性好的用户同时进行传输可以有效改善系统的性能，避免功率资源的浪费。用户之间的空间正交性与用户信道的空间特性有关，借鉴文献[27]中的准则，定义用户信道的相关系数$\rho_{i,j}$如式(4-7)。

$$\rho_{i,j}=\left|v_i * v_j\right| \qquad \text{式（4-7）}$$

其中，v_i表示用户i的信道子空间，对于用户采用单天线的情况，v_i取值为归一化的信道向量；对于多天线的情况，v_i为用户信道矩阵的最大奇异值对应的奇异向量。$\rho_{i,j}=0$表示用户 i 与用户 j 完全正交$\rho_{i,j}=1$表示用户 i 与用户 j 完全相关;一般情况下，$0<\rho_{i,j}<1$。定义门限值γ，对于相关系数低于该门限的两个用户，我们认为其空间正交性较好。由此，根据$\rho_{i,j}$的取值和门限值γ，系统中的用户可划分为若干个组，每个组内任意两个用户的相关系数都低于门限值γ。

首先，需要确定算法的起始点，寻找到空间相关性最强的两个用户$\left(k_1^1,k_1^2\right)$，若$\rho_{i,j}>\gamma$，则把用户k_1^1和用户k_1^2分别作为第 1 组和第 2 组的第一个用户。然后，对于第

一组开始如下的迭代过程：

在所有用户中，寻找与用户k_1^1相关系数低于门限值γ的用户作为第1组的候选用户集，并挑选与用户k_1^1正交性最好的用户k_2^1作为第1组的第2个用户。直到组内用户数目达到发射天线数M或候选集合为空为止。

以上描述了单个用户组的迭代过程，下面对新的用户组的产生进行说明。新用户组生成的条件是系统中有用户尚未分配给任何一个组，并且他们与当前组“新成员”相关系数高于门限值γ。这样，选取与当前组“新成员”相关系数最大的用户作为新用户组的首个用户。

下面给出基于用户分组的用户选择算法[28]如下：

步骤1：对于每个用户组，根据式(4-8)计算η，若$\eta \geq 1$，执行步骤2，否则删除最后进入分组的用户再次计算η，直到$\eta \geq 1$为止。

$$\eta = \frac{P_{\max}}{\sigma^2 \sum_{i=1}^{n} \frac{\gamma_i}{d_i^2}} \qquad \text{式（4-8）}$$

步骤2：对于每个用户组，根据式(4-9)计算其加权和速率，选取结果最大的用户组，即

$$\begin{aligned} \Theta(G_l, i) &= \sum_{k \in G_i} c_k(i) * \log_2(1 + \gamma_k \eta) \\ &= \sum_{k \in G_i} c_k(i) * \log_2\left(1 + \frac{\gamma_k P_{\max}}{\sigma^2 \sum_{i=1}^{n} \frac{\gamma_i}{d_i^2}}\right) \end{aligned} \qquad \text{式（4-9）}$$

$$\pi(i) = \underset{G_l \in G}{\operatorname{argmax}} \Theta(G_l, i) \qquad \text{式（4-10）}$$

其中$\pi(i)$是最终的调度决策，功率分配的结果可由式(4-11)得到。

$$p_i = \eta \frac{\sigma^2 \gamma_i}{d_i^2}, i = 1, ..., , m \qquad \text{式（4-11）}$$

步骤3：根据式(4-12)更新用户的权值系数

$$C(i+1) = a(i) y(i, C(i)) \qquad \text{式（4-12）}$$

对于信道条件非稳定的情况，$a(i)$可以设为一个较小的正值常数，以保证用户权值系数的收敛性。

4.3. 考虑 QoS 的用户选择算法

用户选择需要考虑多方面的因素：用户之间的空间正交性，用户业务的最小服务速率和最大等待时延，用户之间的公平性，系统潜在的多用户分集增益等。其中，用户之间的空间正交性将影响系统的传输效率(在 ZFB 系统中，表现为等效信道增益的大小)，因此需要尽量选择空间正交性好的用户进行传输；用户业务的最小服务速率，最大等待时延和用户之间的公平性可以看作用户对服务质量的需求，这是资源调度需要满足的首要目标，在大部分的相关研究中，用户服务质量的保障都是通过基于优先级的调度实现的，这里，我们仍采用这种策略；对多用户分集增益的利用的前提是用户服务质量可以得到满足，因此，对那些时延要求不高的数据业务，我们选择信道条件好的进行传输。下面给出用户选择具体方案。

为衡量用户之间的空间正交性，我们引入信道子空间的概念。令 $v_{k,n}$ 表示用户 k 在子载波 n 上的信道子空间。若基站已知用户实时信道状态信息，信道的子空间就定义为归一化的信道向量，即 $\tilde{h}_{k,n}=h_{k,n}/\|h_{k,n}\|$。若已知的是信道的统计状态信息，即信道的相关矩阵，信道的子空间定义为该相关矩阵的最大特征值对应的特征向量。对于给定归一化向量集合 $V=\{v_1,v_2...v_k\}$ 和向量 v_i，它们之间的空间正交性可以通过向量 v_i 在 V 张成的空间的正交补的投影来衡量，其数学表达如下

$$\rho=\sqrt{v_i P^{\perp} v_i^H} \qquad \text{式 (4-13)}$$

$$P^{\perp}=I-V^H\left[VV^H\right]^{-1}V \qquad \text{式 (4-14)}$$

其中 ρ 为投影，I 是于向量 v_i 维数相同的单位矩阵，$V=\left[v_1^T,v_2^T,...,v_k^T\right]$ 是向量组 V 中元素组成的负荷矩阵，$P^{\perp}$ 表示 V 的正交补矩阵。

在每个调度时刻的开始，基站端将收集用户当前的信道状态信息，QoS 需求信息和 QoS 统计信息，为每个用户赋予一个优先级。用户的信道状态信息表示为用户当前的可支持传输速率;用户的 QoS 需求信息包括最小传输速率，最大等待时延，时延抖动等；用户的 QoS 统计信息反映了用户当前接收到的服务质量，具体表现为某段时间的吞吐量，数据队列的等待时延等。用户的优先级定义和上述三个因素密切相关，从某种意义上讲，用户的优先级反应了用户占用当前资源所能够获得的收益。从直观上看，信道条件好的或者队列等待时延较长的用户的优先级也会相对较高。文献[29]给出了一种基于 QoS 的多维分组调度优先级计算方法，算法综合考虑 QoS 的多个方面，通过对多维分组调度权值的灵活调整，很好的保障了业务的 QoS。

参考文献[30]中提出的一种改进的比例公平调度算法，定义用户i的调度优先级因子如下：

$$\mu_k = \frac{\left\| h_{k,n} \right\|}{\left(\frac{A_k}{T_k r_k^t} + \varepsilon \right)^K} \qquad \text{式（4-15）}$$

其中$\left\| h_{k,n} \right\|$表示向量$h_{k,n}$的 Frobenius 范数，A_k代表在用户k过去的一段时间窗T_k内的吞吐量。r_k^t为用户k的目标速率，ε是一个辅助参数(防止分母为零)，K是一个公平性调整的参数。

令T_i为候选用户集合，Γ表示选中用户集合，$V(\Gamma)$表示选中用户组成的归一化复合矩阵$V(\Gamma)=\left[v_{l_1}^T, v_{l_2}^T, ..., v_{l_n}^T\right]^T$，$\delta$为一个预定的门限值，具体算法可以描述如下:

步骤 1：初始化，根据式(4-15)计算每个用户的调度优先级，令$T_1=\{1,...,K\}, i=1, \Gamma=\phi$。

步骤 2：从T_i中寻找用户，使得$l=\arg\max_{k\in T_i}\mu_k$，令$T-\{l_i\}, \Gamma \leftarrow \Gamma \cup \{l_i\}$。

步骤 3：对于T_i中所有用户，计算其在选中用户集合Γ的正交补空间的投影，投影矩$P_i^{\perp}=I_M - V(\Gamma)^H\left[V(\Gamma)V(\Gamma)^H\right]^{-1}V(\Gamma)$。去除投影值小于预定门限$\delta$的用户，令$T_{i+1}=\{k\in T_i, k\neq l_i \mid \sqrt{v_k P_i^{\perp} v_k^H} < \delta\}, i\leftarrow i+1$。如果$T_i$T 不为空，并且$\Gamma$中的元素小于发射天线$N_r$，则继续执行步骤 2，否则终止。

从上面描述可以看到，用户选择算法的出发点是系统中调度优先级最高的用户，然后在和选中用户空间正交性好的候选用户中，再次挑选调度优先级最高的用户，直到系统中不存在与选中用户空间正交性好的用户，或者选中用户的数目达到了发射天线数目为止。用户选择的过程既考虑了物理层上的约束，又考虑了 MAC 层的 QoS 需求。

4.4. 减少反馈量的调度算法

通过使用 DPC，MIMO BC 能达到全部的容量和，但是 DPC 要求在基站已知每个用户的全部的 CSI。对于拥有用户数目很大的实际系统这是不可能，另外，DPC 实现的复杂度非常高，实际都采用别的预编码方案。当运用预编码时，同时传输的数据流受限到 M，为了解决这个实际问题，非常必要设计一个在一个时刻从 K 个用户中动态选择一个用户子集来完成传输的调度方案。

4.4.1. 减少 CQI 反馈量调度算法

通过在 MU-MIMO 中引入多用户分集，采用机会调度能改善系统容量。然而，这需要每个用户 CQI 反馈给发送端，PU2RC 需要反馈首选预编码矩阵索引和 CQI，这样就对使用用户分组来调度流造成了障碍。为了克服这个缺点，这里提出了一种支持单用户和多用户 MIMO 的 OFDM 系统的减少反馈量算法。这个算法在联合频率调度和单/多用户资源分配引入了发送控制预编码和机会反馈（TCP-OFB）[31]。

在 PU2RC，需要反馈两种信道信息给发送端：波束成型矢量和信道质量信息。在 PU2RC 系统中，每个 MS 在基本集合$T^{(g)}, g=[0,1,...,G-1]$，对每个$M_t \times M_t$预编码矩阵计算出 post-processed SNR 值并找出最优的预编码矩阵$T^{(\text{opt})}$。在时刻t第k个用户的选择出来的预编码矩阵为

$$T_k^{(\text{opt})}(t)=\arg\max_g\left(\sum_{m=1}^{M_t}\gamma_{M,k,m}^{(g)}(t)\right) \qquad \text{式（4-16）}$$

通过式（4-16），通过轮询选择出用户k最大的 post-processed SNR $\gamma_{M,k,m}^{(g)}$和。

为了提供最大的系统容量，通过使用 MS 反馈回来的 CQI， BS 能选择$T^{(g)}$和调度最多 L 个独立数据流给不同的 MS。

PU2RC 容量依赖反馈信息量数量和码本的大小G。所以，我们需要一种新的方法在获得低复杂度的同时减少 CQI 反馈量的数量和在空间域最大化多用户分集。

为了对 PU2RC 减少反馈量负荷，有两种方法可以考虑：一种是通过引入发送控制预编码矩阵代替反馈回来的接收控制预编码来省略矩阵索引，另一种是减少反馈用户数目，也就是说仅仅可能被调度的用户才需要反馈信息。通过使用机会调度，仅仅对 post-processed SNR 速率和高于Γ的用户才参与反馈。基于这个想法，这里提出了一种发送控制预编码机会调度算法（TCP-OFB）。

当给定预编码矩阵$T^{(g)}$和在$T^{(g)}$下用户k的容量为$C_k\left(T^{(g)}\right)$，那么反馈 CQI 的用户集为

$$\mathrm{K}=\left\{k \mid C_k\left(T^{(\min)}\right)<...<\underbrace{C_k\left(T^{(g)}\right)<...<C_k\left(T^{(\max)}\right)}_{N_U \square \Gamma}\right\} \qquad \text{式（4-17）}$$

$C_k\left(T^{(\min)}\right)$和$C_k\left(T^{(\max)}\right)$分别表示最小和最大速率和。

由于 MS 反馈 MU-MIMO 和 SU-MIMO 整个块的 CQI 给 BS 在实际中是不理想的，所以下面给出了两种在N个块中分配N_A个的方法。

1) 基于 SU-MIMO 和 MU-MIMO 反馈的 TDM

为了表示出哪一个块对 MU-MIMO 有最好的条件，MS 反馈回N个块中最优的N_A个块的索引。在 SU-MIMO 条件下，则为了保证 Qos 反馈所有块的 CQI。

2) 基于 SU-MIMO 和 MU-MIMO 反馈的 FDM

由于对 MU-MIMO，N_A个块是预先决定的，所以 MS 不需要反馈块的索引，只需要反馈这些预先决定的块的 CQI。也就是说，对 MU-MIMO，仅仅在确定块中的预留了 SDMA 的候选用户。MU-MIMO 分配剩下的块自动分配给 SU-MIMO。

4.4.2. 量化值反馈调度算法（SSF）

我们考虑单小区多用户 MIMO 的广播信道，假设系统具有 K 个用户，在基站有 M 根天线，在每个移动终端有 N 根天线。第 k 个用户的 MIMO 平坦衰落 BC 信道是一个 $N\times M$ 矩阵 $\bar{H}_k$，$M\times M$ 矩阵 R_k [32]表示第 k 个用户的传输相关矩阵。信道矩阵 $\bar{H}_k$ 定义为：

$$\bar{H}_k = H_k R_k^{1/2} \qquad \text{式（4-18）}$$

H_k 是一个独立分布的均值为 0 的复高斯矩阵。

本段提出了一种每个用户量化反馈的调度算法，并且这个算法基于最大化系统容量和。假设在每个时隙内用户的信道信息是不发生变化的。在每个时隙开始时刻，BS 根据反馈来的量化信息在 K 个用户中选择 K_S 个用户，然后 BS 与这 K_S 个用户通信同时更新 SCI。用户集合为 $\Lambda=\{1,2,,...,K\}$，设定 Σ 为调度用户子集。

每个用户首先反馈信道信息 $\mathrm{tr}\left(\bar{H}_k^H \bar{H}_k\right)$ 的量化值给基站，基站就根据这些值选择 CSI 最大的 K_S 个用户来完成通信。调度算法如下[33]：

在用户端：对 $k=1$ to K，令 $t_k=\mathrm{tr}\left(\bar{H}_k^H \bar{H}_k\right)$。

在基站端：初始化 $\Sigma=\Phi,\ \Lambda=\{1,2,,...,K\}$

For $i=1$ to K_S do $k^*=\max_{k\in\Lambda} t_k$

$\Sigma=\Sigma\cup\{k^*\},\ \Lambda=\Lambda\backslash\{k^*\}$。

对每个用户调度，这个算法仅仅要求一个简单的 CSI 量化值而不是全部的 CSI。通过调度就能确定通信的用户，在基站需要知道选上的 K_S 个用户的具体信道信息，用来完成比如 DPC 或预编码的传输策略。

我们注意到在一个多用户系统中，即使采用量化反馈但是还需要消耗大量的带宽。为了进一步减少调度的反馈信息量，可以利用额外的信道信息。下面我们研究在基站已知长时间信道信息的条件下每个用户反馈 1bitCSI 的算法。

4.4.3. 1bitCQI 反馈

1bit 反馈的基本原理是让每个用户估计它们各自的信道质量与一个门限值 α 的大小。门限值预先设定好，并假设对每个用户都是相同的。我们使用信道相关矩阵的秩来表示信道质量。然后，对用户 k 1bit 指示 I_k 可以这样表示：

$$I_k=\begin{cases}1 & \mathrm{tr}\left(\bar{H}_k^H\bar{H}_k\right)\geq\alpha\\ 0 & \mathrm{tr}\left(\bar{H}_k^H\bar{H}_k\right)<\alpha\end{cases} \qquad \text{式（4-19）}$$

在每个时隙的开始时刻，每个用户首先传送I_k给基站。为了不失一般性，我们假设所有用户集合$\Gamma=\{1,2,...L\}$具有$I_k=1$，其余用户$I_k=0$。如果$L\leq K_S$，那么就选择L个$I_k=1$的用户和(K_S-L)个$I_k=0$的用户，(K_S-L)个用户的选择是根据长时间信道信息来进行的。如果$L>K_S$，那么BS需要在L个用户中选出K_S个用户来通信。下面介绍具体的选择方法。

用户端：for $k=1$ to K do 用户k根据（4-19）计算I_k。

基站段：初始化 $\Sigma=\Phi,\Gamma=\{l\,|\,I_k=1\}$ and $n=1$

if $L\leq K_S$ then $\Sigma=\Gamma$ $\Gamma=\{l\,|\,I_k=0\}$ and $n=L+1$ endif

for $i=n$ to K_S do

$k^*=\max_{k\in\Gamma}\left|I+\frac{P}{K_S}\left(\sum_{s\in\Sigma}R_s+R_k\right)\right|$，$P$为发送总功率。

$\Sigma=\Sigma\cup\{k^*\}$ and $\Gamma=\Gamma\backslash\{k^*\}$。

对于1bit反馈算法我们还需要解决的一个问题就是α值的确定。如果α取值太小，由于调度了一些信道质量差的用户，这个算法获得的多用户信道增益就会减少。另一方面如果α值取得太大，那么仅有非常少量的用户反馈$I_k=1$，同样一些信道质量差的用户通过基于长时间CSI而被调度。

由于在α和容量之间复杂的非线性关系，寻找最优的α值是非常困难的。我们想找到使$I_k=1$的用户平均数目接近一个确定值$\bar{L}$的α值。我们确定$\bar{L}>K_S$，但是为了避免在达到较好的Qos的同时，使得选择K_S个用户过程太复杂，$\bar{L}$的值不能太大。

定义p_k为用户k发送$I_k=1$的概率，

$$p_k=\Pr\left\{\mathrm{tr}\left(R_kH_k^HH_k\right)\geq\alpha\right\} \qquad \text{式（4-20）}$$

$I_k=1$的用户的平均值为

$$E\{L\}=\sum_{k=1}^{K}p_k \qquad \text{式（4-21）}$$

我们的问题是找到一个α值使$E\{L\}=\bar{L}$。为了使问题简化，我们进一步假设$R_k=I$，那么（4-20）可以简化为：

$$p_k=\Pr\left\{\mathrm{tr}\left(H_k^HH_k\right)\geq\alpha\right\}=e^{-\alpha}\sum_{i=0}^{MN-1}\frac{\alpha^i}{i!} \qquad \text{式（4-22）}$$

式（4-22）在文献[34]中给出了，由于规范的不完整 gamma 函数定义为 $\Gamma(n,x)=\frac{1}{(n-1)!}\int_x^\infty t^{n-1}e^{-t}dt$，那么概率可以进一步定义为

$$p_k=\Gamma(MN,\alpha) \qquad \text{式（4-23）}$$

联合式（4-22）（4-23），我们得到

$$\alpha=\Gamma^{-1}\left(MN,\frac{\bar{L}}{K}\right) \qquad \text{式(4-24)}$$

通过仿真可以看出，通过（4-24）得到的α获得的性能接近最优α值获得的性能。

4.5. LTE 中用户选择算法

LTE 中有两种 MU-MIMO 方式，其主要差别是如何进行空间数据流的分离，一种是采用每用户酉速率控制（PU2RC）方案[35]，另外一种是采用迫零（ZF）波束赋形方案[36]。在 PU2RC 方案中，数据流的分离是在接收端进行的，它通过利用接收端的多根天线对干扰数据流进行取消和零陷达到分离数据流的目的。在 ZF 波束成型方案中，空间数据流的分离是在基站进行的，基站利用反馈的信道状态信息，为给定的用户进行波束赋形，并保证对其他用户不会造成干扰或者只有很小的干扰，即传输给给定用户的波束对其他用户形成了零陷。

4.5.1. PU2RC 方案

对于一个具有M根发送天线和N根接收天线的 MIMO 系统，发送和接收天线之间的复信道矩阵可以描述为：

$$H=\begin{bmatrix} h_{11} & .. & h_{1M} \\ : & : & : \\ h_{N1} & .. & h_{NM} \end{bmatrix} \qquad \text{式（4-25）}$$

对于一个任意的酉预编码矩阵E，可以用它对传输的数据进行预编码，这样接收机将看到一个预编码后的 MIMO 信道HE。

在引入预编码矩阵E后，并没有改变信道的香农容量，这是因为对于任意酉矩阵E来说，$\det(E)=1$，$\det(HE)=\det(H)$。建议使用一个预编码矩阵集合，从该集合中终端可以选择最优的预编码矩阵，并且上报所有或者仅仅一个预编码矩阵对应的信干噪比。

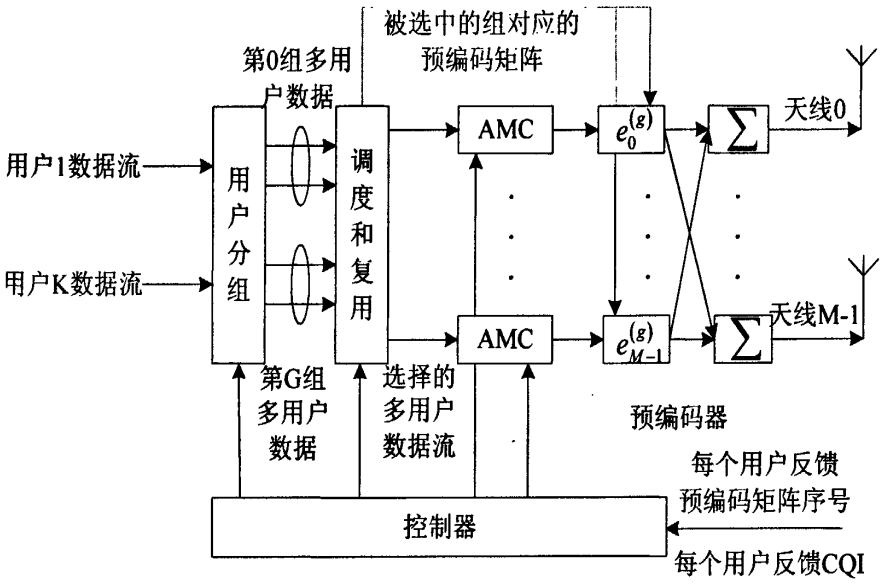


图 4-1 PU2RC 传输框图

对于图 4-1 所示的 PU2RC 系统，基站可以选择一个预编码组，其对应的预编码矩阵为 $E^{(g)}$，根据具体的调度方法，调度最多 M 个码字的独立数据流给不同的或者同一个终端。具体流程如下：

1) 收集反馈信息，包括首选的预编码矩阵的指示，以及该矩阵中所有的预编码向量对应的 CQI 值。
2) 将反馈相同首选预编码矩阵的用户分为一组。
3) 选中具有最高优先权的一组。
4) 在选中的组中为具有最高优先权的多个用户选择码字。
5) 为选中的码字应用合适的 AMC 方案。
6) 为选中的组使用预编码方案。

LTE 中经典的 MU-MIMO 预编码方案是 PU2RC。为了获得高的速率和，基站运用反馈回来的 PMI 和 CQI 选择预编码矩阵来为用户同时传输数据。同时调度的用户必须满足调度用户的索引属于同一个酉矩阵并且调度用户索引是码本矩阵的不同矢量[37]。因此，在基站存在着配对不成功的可能行，这将会导致系统容量的下降。在基站的天线数目和同时的用户数目增加时，这种用户配对失败的可能性也会增加。

4.5.2. ZF 波束赋形

如图 4-2 所示，假设基站有 M 根发送天线，同时被服务的单天线终端用户集合为 S，使用 $x(S)$ 表示 $|S|$ 维的传输信号向量，其中 $|S|$ 表示集合 S 中元素的个数。使用 $G(S)$ 表示预编码矩阵。

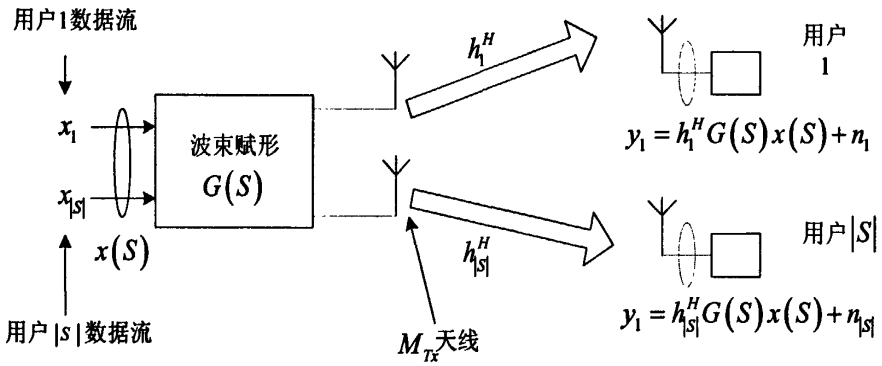


图 4-2 ZF 波束赋形传输框图

在 PU2RC 方案中，预编码矩阵的列对应于终端上行反馈指示的预编码向量，并且通常情况下这些向量是彼此正交的，从而构成酉预编码矩阵。ZF 波束赋形也需要利用量化的上行终端反馈来决定预编码矩阵。不过 ZF 波束赋形利用终端请求的预编码向量重新计算一组预编码向量，以降低波束之间的干扰。

常用的一种方法是反馈量化的预编码向量。假设码本中包含 2^B 个预编码向量，每个向量是一个归一化的 M 维向量 $w_b,\left(b=1,...,2^B\right)$，并且 $\|w_b\|=1$。每个终端使用 B 比特反馈首选的预编码向量的序号。假设 K 为一个小区中的用户数，那么第 k 个用户可以使用如下准则选择预编码向量，即：

$$b_k = \arg\max_{b=1,...,2^B} \left|h_k^H w_b\right| / \|h_k\| \qquad \text{式（4-26）}$$

被选中的预编码向量的序号被反馈给基站。在 K 个用户中，基站按照一定的准则（容量最大化）选择出用户来进行服务，比如最大化总的吞吐量。假设被选中用户集合为 S，其中用户的个数为 $|S|$。那么预编码矩阵 $G(S)$ 可以按照下面公式计算。

$$G(S)=W(S)\left[W^H(S)W(S)\right]^{-1} \qquad \text{式（4-27）}$$

其中 $W(S)$ 是 $M\times|S|$ 维的矩阵，它的每一列对应集合 S 中每一个用户反馈的预编码向量。

LTE 中非酉矩阵 MU-MIMO 方案是有限反馈 ZF MU-MIMO。对于有限反馈的 ZF MU-MIMO 每个 MS 根据具有 N_t 个矢量的码本（比如 Grassmiannian codebook）量化信道矩阵每个用户根据量化信道来计算 CQI。然后每个用户反馈码本的量化矩阵索引和 CQI 给 BS。ZF MU-MIMO 具有如下缺点：

由于预编码矩阵是在 BS 端通过量化用户信道的 ZF 来生成的，所以每个用户是事先是不知道预编码矢量的，所以每个用户不能反馈一个准确的信干噪比值。这样也造成用户需要 DRS(dedicate reference signal)来获得预编码矩阵。

第五章 MU-MIMO 系统中改进的用户选择算法

在多天线应用中，空间无线信道的相关性对接收机的性能会产生非常大的影响[38]。在目前的研究中，如何来克服信道的相关性一直是人们关注的课题，预编码技术的提出，为人们提供了一种解决问题的思路，但是在一个拥有大量用户的下行 MU-MIMO 系统中，怎样使得系统总的吞吐量最大，又成了一个新的问题。

在 MIMO 系统中，基站端的多根天线发送不同用户的信息，因此多个用户之间无可避免的会造成一定的干扰。为了消除这种干扰，可以采用预编码技术来预先估计这种内部干扰。但是要想在基站端完全消除这种干扰往往是不可行的，因为它会对发射天线的数目产生限制，要求发射天线的总是大于或等于接收天线的总数。这种限制往往会导致系统吞吐量和支持的多用户数目的降低。因此，当系统中用户数目较多的情况下，如何从所有用户中选择出最好的用户使系统的容量最大化显得十分必要。

现有的多用户 MIMO 的用户选择算法可以分为两大类：一类是应用于 TDD 系统中，基站端根据上、下行信道的互易性完全已知所有用户的信道状态信息。然后按照既定的准则完成对用户的选择。本文提到的算法均是基于 TDD 系统的算法。

另一类是主要应用于 FDD 系统中结合有限反馈的预编码方案提出的 PU2RC 用户选择方案。这一类方法基站端不进行信道的估计，只是通过用户端的反馈信息对用户进行选择。

5.1. 基于效用函数的用户选择算法

基于效用函数的用户选择算法在进行用户选择时综合考虑了所选用户的信道信息与已有的用户信道信息的正交性以及所选用户信道的增益。此算法在系统性能与复杂度之间的合理折中，具有较高的实用价值。改进的效用函数算法在降低复杂度的同时，很好的保持了效用函数算法的优势。

5.1.1. 算法介绍

在介绍基于效用函数的用户选择算法之前，首先简单介绍一下贪婪用户选择算法，本节最后将两种算法进行了性能仿真。贪婪算法又称贪心算法。它以系统吞吐量最大化为准则，对可选用户集合进行进行调度。其算法思想可描述如下，在选择 N 个用户的过程中，从可选用户中将能够使系统容量达到最大的用户临时选择出来，只有在总的系统容量增加的情况下才会将临时选择的用户放入调度用户集合中，重复上述操作直到找到

最优的用户组合使的系统容量最大。

假设有N根发射天线，M个用户，要从M个用户中选出N个用户进行调度，并使系统容量达到最大，过程可描述如下：

1) 初始化

$$\Omega_1 = \{1,.....K\}$$

$$i = 1$$

$$S_0 = \phi(empty_set)$$

2) 计算加入一个用户后的临时信道容量

$$H(k) = [H(S_{i-1})^T h_k^T]^T \qquad k \in T_i$$

$$W = H(k)^H [H(k)H(k)^H]^{-1}$$

$$c(k) = \sum_{j \in \{S_{i-1} \cup k\}} \log 2(1 + \frac{p}{iN_0 \| w_j \|^2})$$

$$\pi(i) = \arg\max_{k \in T_i} c(k)$$

$$C_i = \max_{k \in T_i} c(k)$$

3) 选择第i个用户：

$$S_i \leftarrow S_{i-1} \cup \pi(i)$$

$$\Omega_{i+1} = \Omega_i / \pi(i)$$

4) 如果T_{i+1}非空，且满足$|S_0|$<M，则回到步骤2，否则算法结束。

由以上过程可以看出，贪婪算法能够达到较优的信道容量，但其复杂度很高，给基站端造成严重的负担，在实际应用中并不可行。

对于2个用户的情况，MIMO广播信道容量的一个下界为[39]

$$C_{BC}(H,P) \geq lb|I_2 + \frac{P}{2}(h_1^H h_1 + h_2^H h_2)| =$$

$$lb\left\{1 + \frac{P}{2}(\| h_1 \|^2 + \| h_2 \|^2) + \frac{P^2}{4} \| h_1 \|^2 + \| h_2 \|^2 U_{12}\right\} \qquad \text{式（5-1）}$$

式中：$U_{12} \overset{def}{=} \frac{|h_1 h_2^H|^2}{\| h_1 \|^2 \| h_2 \|^2}$

两个信道矢量的夹角的余弦为：

$$\cos\theta = \frac{|h_1 h_2^H|}{\| h_1 \| \times \| h_2 \|} \qquad \text{式（5-2）}$$

其中$|h_1 h_2^H|$为信道矢量h_1和h_2的内积，$\| h_1 \|$和$\| h_2 \|$分别为其模值。因此U_{12}反应了用户信道间的相关性，U_{12}越大信道正交性越好，用户间的干扰就越小。由此可得：MU-MIMO系统的信道容量与用户信道矢量的模值以及信道间的正交性密切相关。基于此，为获得更大的系统下行速率和，构造信道模值—角度效用函数：

$$Q(\mathrm{i}) = (\| h_{\Omega(i)} \| \times \beta)^{\beta} \qquad \text{式（5-3）}$$

其中$\| h_{\Omega(i)} \|$是待选用户集合Ω_i中第i个用户的信道模值，β为i用户与已选用户信道之间的角度累积和。算法迭代选取的用户使$Q(\mathrm{i})$最大化，每次迭代完成后，选中的用户进入已选用户子集 A，并从待选用户集合Ω_i中删除，直到选择的用户数|A|等于发射天线数 M。具体算法流程如下：

1) 初始化

$$s = 1$$
$$A = \phi$$
$$\Omega_1 = \{1,2,\cdots,K\}$$

2) 选取第一个用户

$$\pi(1) = \arg\max_{k \in \Omega_s} \| h_k \|$$
$$A \leftarrow A \cup \{\pi(1)\}$$
$$\Omega_2 = \{k \in \Omega_1, k \neq \pi(1)\}$$
$$s = s + 1$$

3) 按下列方法依次选取其余M-1个用户

While $s \le M$

for i=1:$|\Omega_s|$

$\beta = 0$;

for j=1:(s-1)

$$\cos\theta = \frac{| h_{\pi(j)} h_{\Omega,(i)}^{H} |}{\| h_{\pi(j)} \| \| h_{\Omega_s}(i) \|};$$

$\beta = \beta + \theta$;

end

$Q(\mathrm{i}) = (\| h_{\Omega(i)} \| \times \beta)^{\beta}$;

end

$\pi(s) = \arg\max_{k \in \Omega_s} Q(k)$;

$A \leftarrow A \cup \{\pi(s)\}$;

$\Omega_{s+1} = \{k \in \Omega_s, k \neq \pi(s)\}$;

$s = s + 1$;

在SUS算法中，由于引入了角度门限值α，大大的降低了运算的复杂度。基于此，本文设想在效用函数算法中也引入角度门限值，以此来降低在每次进行用户选择过程中可选用户的数目，达到降低算法复杂度的目的。由于效用函数算法是与用户信道矢量的模值$\| h_{\Omega(i)} \|$和信道间的正交性有关的算法，所以可以引入角度门限值，使其只保留正

交性较好的用户，再进行效用函数计算，从而能够大大简化算法复杂度。改进后的效用函数算法流程如下：

1) 初始化

$$s=1$$

$$A=\phi$$

$$\Omega_1=\{1,2,\cdots,K\}$$

2) 计算效用函数

对于Ω_s中的用户k依次计算与上次选出的用户间的角度值，并累加到前一次的角度值中。

$$\cos\theta=\frac{|h_{A(s-1)}h^H_{\Omega_s(k)}|}{\|h_{A(s-1)}\|\times\|h_{\Omega_s(k)}\|}$$

if $\theta<\alpha$

将用户k从集合Ω_s中删除

else

$$\beta_{\Omega_s(k)}=\beta_{\Omega_s(k)}+\theta$$

$$Q_{\Omega_s(k)}=(\|h_{\Omega_s(k)}\|\times\beta)^{\beta}$$

当$s=1$时，$Q_{\Omega_s(k)}=\|h_{\Omega_s(k)}\|$

3) 选择用户

$$\pi(s)=\arg\max Q_{\Omega_s(k)};$$

$$A\leftarrow A\cup\{\pi(s)\}$$

$$\Omega_{s+1}=\{k\in\Omega_s,k\neq\pi(s)\}$$

$$s=s+1;$$

下文的仿真参数设置中，角度门限值α取值为60°，在实际应用中，需要在实际的系统中经过反复的实验，确定合适的角度门限值。在信道状态好的条件下，可以提高角度门限值；反之，降低门限值。因此应根据信道状态灵活选取α合。在实际情况下，可以根据信道状态灵活选取α。其值越大，算法的复杂度越小，但是不能过大，否则会导致选不出足够的用户。在信道正交性较好和用户数目多的情况下，α的值可以适当大一些，此时能够在大大降低算法复杂度的情况下很好的保持系统的容量。

由以上内容可知上，在 SUS 算法中，由于排除了与已选用户不半正交的用户，其复杂度比效用函数算法要小，且其复杂度的高低在一定程度上取决于α值的大小。基于效用函数的用户选择算法有效地避免了贪婪算法过程中的矩阵求广义逆运算。以一次矢量内积运算为基本单元考察算法的复杂度，所提出算法的矢量内积运算主要集中在步骤(3):迭代选择用户时，需要求出待选用户和已选用户信道间的角度。1 个角度包括了 1

次矢量内积和两个向量范数计算。对于信道模值，基站可以通过用户反馈的信道状态信息，在调度开始前一次性计算得到。每次计算角度时，不需要再计算各用户的信道模值，而只需根据选中的用户标号直接调用。因此，求信道间的角度仅为 1 次内积运算。效用函数算法需要迭代选出第 2～M 个用户。选择第 2 个用户时，需要求待选的 K-1 个用户与已选的第 1 个用户的信道角度，即 K-1 次矢量内积。依此类推，选择第 M 个用户时，要求待选的 K-M+1 个用户与已选的 M-1 个用户间的角度，每一个待选用户需要进行 M-1 次矢量内积。加上 K 个用户信道模值的计算，效用函数算法总运算量为

$$K+\sum_{i=1}^{M-1} i(K-i)=\frac{(M^2-M+2)K}{2}-\frac{M(M-1)(2M-1)}{6} \qquad \text{式（5-4）}$$

由此可得效用函数算法的复杂度近似为 $o(M^2K)$，贪婪用户选择算法的复杂度为 $o(M^3K)$，复杂度大大降低。在 SUS 算法中，由于排除了与已选用户不半正交的用户，其复杂度比效用函数算法要小，且其复杂度的高低在一定程度上取决于 α 值的大小，由于每个用户的信道状态矢量的角度是近似服从均匀分布的，在第二次选择中减少的可选用户数目约为 $(\alpha/180)\pi$。改进的效用函数算法沿用 SUS 算法的思想，设置角度阈值，排除正交性太差的用户，合理的实现了复杂度的降低。

下面的仿真图形表明效用函数法实现了系统性能与复杂度之间的合理折中，具有较高的实用价值。改进的效用函数算法在降低复杂度的同时，很好的保持了效用函数算法的优势，是一种好的算法。

5.1.2. 仿真分析

假定信道为准静态的频率非选择性衰落信道，即信道在每一帧传输开始时刻随机产生，而在每一帧的传输间隔内保持不变，进一步假定用户将信道响应直接反馈回基站端。

仿真主要完成在所有条件相同的情况下，各种用户选择算法的在系统容量方面的不同。

A 不同发送天线数目算法性能比较仿真

具体参数的设置见表 5-1：

表 5-1 不同算法仿真条件表

参数	取值
发射天线	2 4
接收天线/用户	1
信道类型	平坦瑞利衰落信道
用户数	20 40
用户选择方案	SUS UF greedy

图 5-1和图 5-2分别为三种用户选择算法在2×1，4×1天线配置下的系统容量仿真

图形。

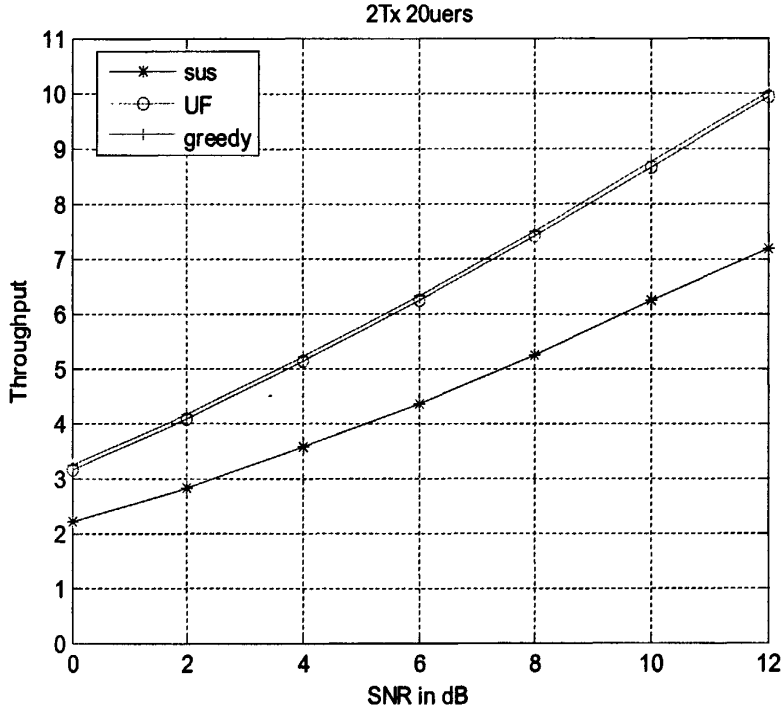


图 5-1 2 发射天线性能比较

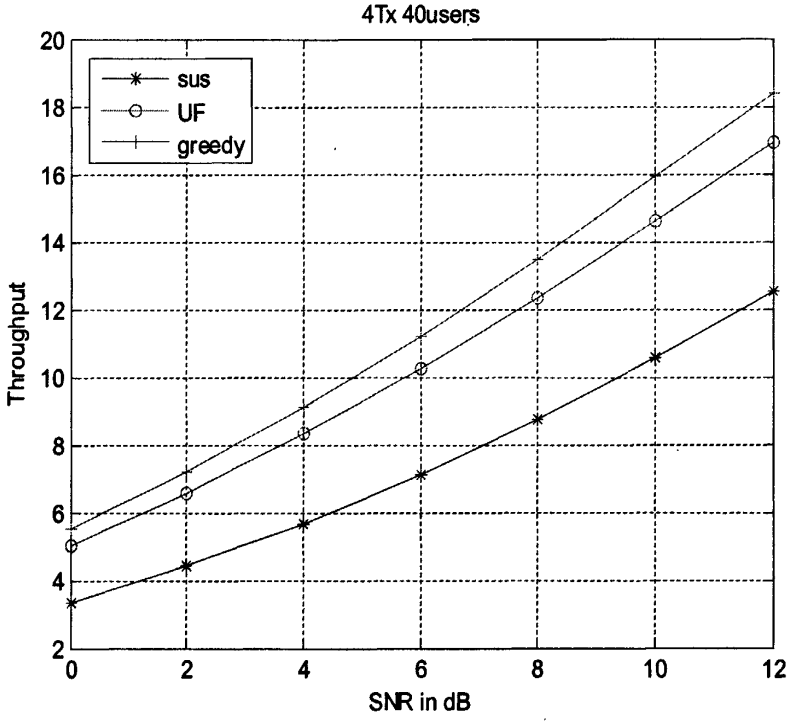


图 5-2 4 发射天线性能比较

由图 5-1 和图 5-2 可以看出，贪婪算法的性能最好，效用函数算法次之，SUS 算法最差。但是效用函数算法能好很好的逼近贪婪算法的性能，在同样的用户数目下采用两

根发射天线比四根发射天线，效用函数法的性能更接近贪婪算法。于此相反，SUS 算法的性能却随着天线数目的增加而变好。

B 不同用户数目算法性能比较仿真条件

仿真主要完成在随着用户数目的增加，各种用户选择算法性能的比较。具体参数的设置见下表 5-2：

表 5-2 不同用户数目仿真条件表

参数	取值
发射天线	2
接收天线/用户	1
信道类型	平坦瑞利衰落信道
用户数	60 120
用户选择方案	SUS QF greedy

图 5-3 和图 5-4 分别为三种用户选择算法在 2×1 天线配置下，不同用户数目情况下的系统容量仿真图形。

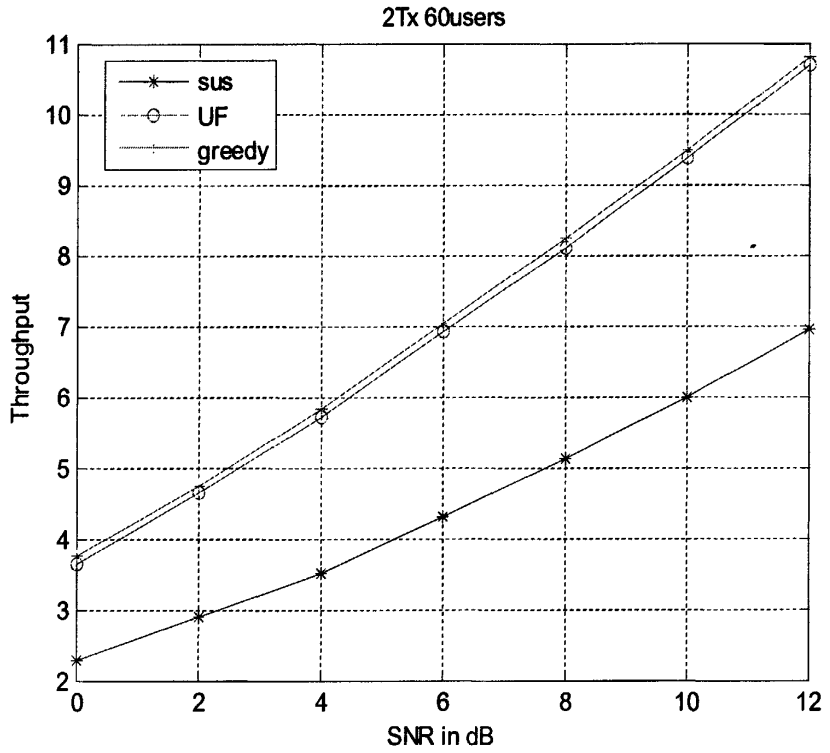


图 5-3 60 个用户下性能比较

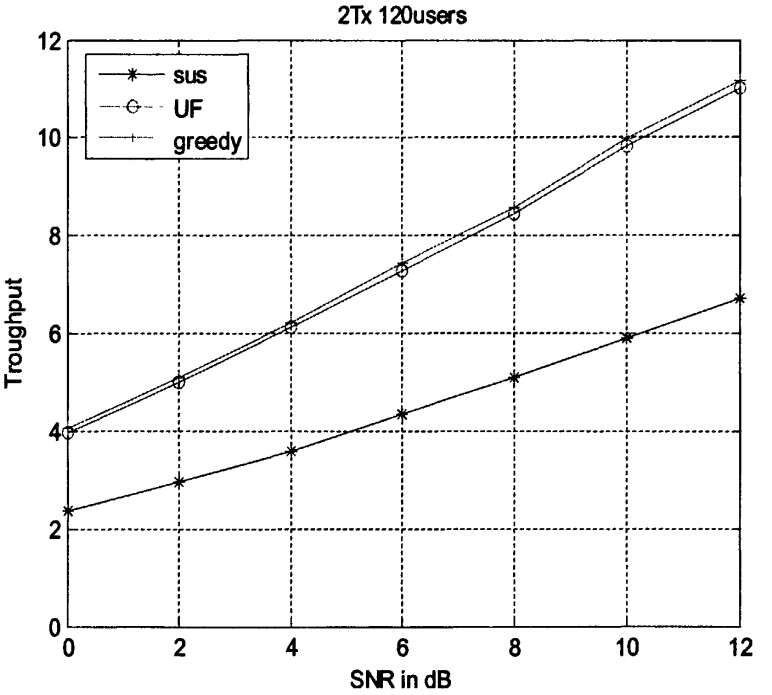


图 5-4 120个用户下性能比较

由图 5-3 和图 5-4 可以看出，在不同的用户数目下，效用函数算法均能很好的接近贪婪算法的性能，而 SUS 算法性能不是很理想。所以在用户数目多的情况下采用效用函数算法，能够大大降低运算的复杂度，并且能够达到很好的性能。

C 低复杂度的改进算法性能比较仿真分析

仿真主要完成改进后的效用函数算法与原始算法在系统容量方面的性能比较。具体参数的设置见表 5-3 和表 5-4：

表 5-3 3种角度阈值性能比较仿真条件表

参数	取值
发射天线	4
接收天线/用户	1
信道类型	平坦瑞利衰落信道
用户数	80
用户选择方案	improved
角度阈值	50 60 70

表 5-4 改进算法性能比较仿真条件表

参数	取值
发射天线	2 4
接收天线/用户	1

信道类型	平坦瑞利衰落信道
用户数	80 200
用户选择方案	improved(阈值 60°) UF

为了确定合适的角度阈值，按照表 5-3 的仿真条件进行仿真，仿真后的图形如图 5-5 所示。

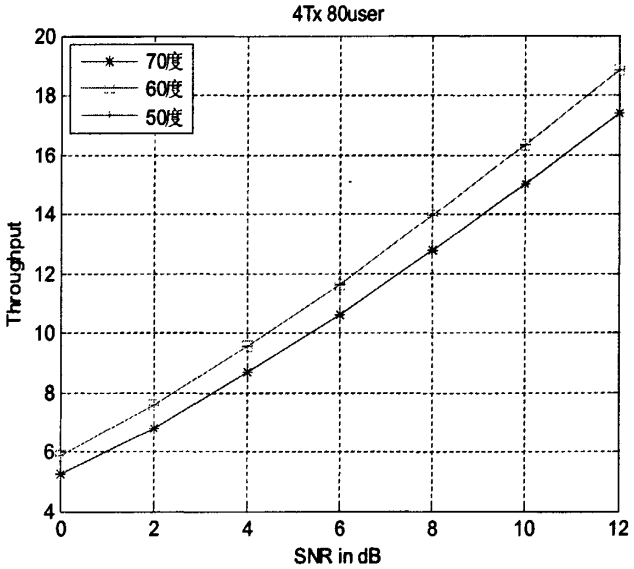


图 5-5 4Tx 不同角度值性能比较

改进后选择算法与原算法在 2×1，4×1 天线配置下的系统容量仿真图形。

1）2 天线发射情况：

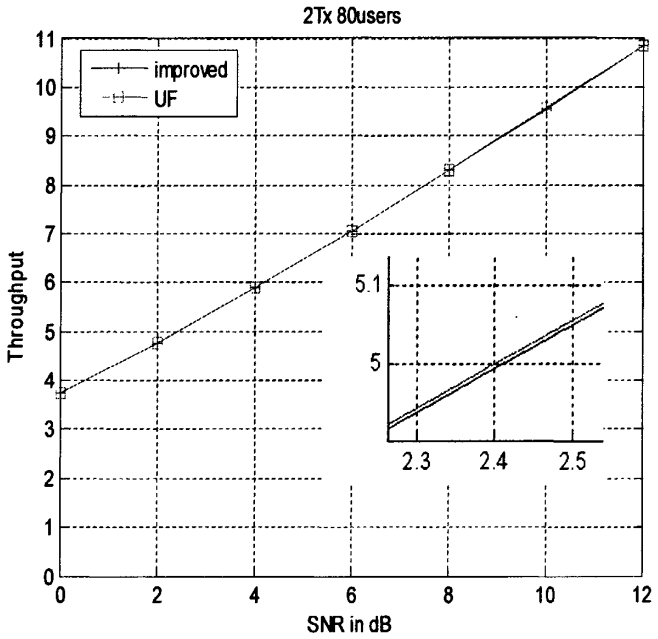


图 5-6 2Tx 80 个用户下性能比较

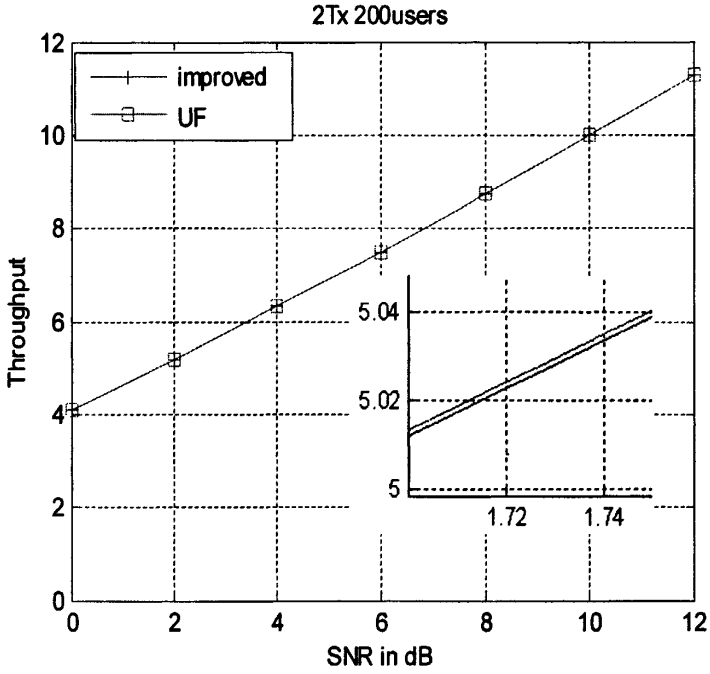


图 5-7 2Tx 200 个用户下性能比较

2）4 线发射情况：

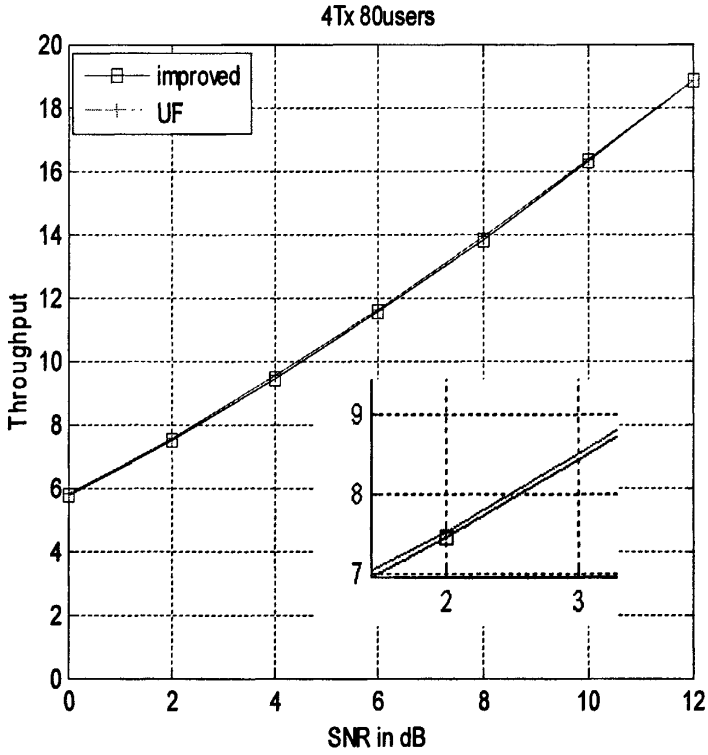


图 5-8 4Tx 80 个用户下性能比较

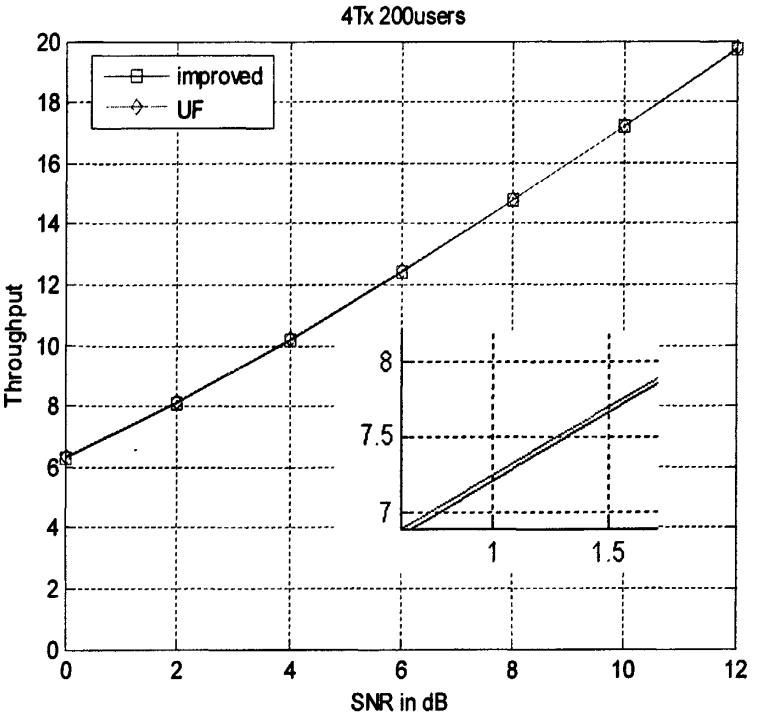


图 5-9 4Tx 200 个用户下性能比较

由图 5-5 可以看出，在 80 个用户的 4 发射天线的 MIMO 系统中，角度阈值为 50 度和 60 度的仿真曲线是相差不大的，即二者性能是基本一致的，而角度阈值为 70 度时，性能明显降低。角度阈值设的过大时，如 70 度，基站端没有选出足够的用户进行调度，因而影响了这个系统的吞吐量，造成了资源的浪费，这种情况是需要避免的；角度阈值设的过小时，不能达到简化算法，降低算法复杂度的目的。基于此，选取角度阈值为 60 度，此时能够实现复杂度和系统性能的合理折中。

由图 5-6、图 5-7、图 5-8 和图 5-9 可以看出，改进的效用函数算法能很好的逼近效用函数的性能，并且随着用户数目的增多，两者之间的差距越来越小。在 4 天线的情况下，效果要比 2 天线的情况差一些，但这种差距同样会随着用户数目的增多而减小。因此，本文得出结论，在用户数目多的情况下改进后的效用函数算法实现了性能和复杂度的双重优化，是一种实用的好的算法。

5.2. PU2RC 改进型用户选择算法

本段主要针对 TDD 系统中多用户选择算法进行研究，并提出了一种低复杂度的多用户选择的次优算法。此算法较 PU2RC 方案，系统的性能有大大改善。

5.2.1. 算法介绍

考虑一个拥有K个用户的下行MU-MIMO系统，假设基站有M根天线，用户端一根天线。假设采用C为码本的集合，由L个M×M的归一化矩阵组成，M为传输天线的数目。即，$C=\left\{C^{(0)},...,C^{(L-1)}\right\}$，这样可以得到码本集合中向量的数目为$N_q=LM$，通过在发送端的线性预编码后接收端得到：

$$y=HGu+n \qquad \text{式（5-5）}$$

其中，u为独立数据符号矢量，并通过M个发送天线并行发送出去。$\mathrm{E}\left[uu^H\right]=I$，$y=\left(y_0,...,y_{K-1}\right)^T$为K个用户分别接收的数据矢量，$n$服从（0，I）复高斯正态分布。$H=\left[h_0^T,...,h_{K-1}^T\right]^T$包含有从$M$根天线到$K$个用户的信道系数。则系统的信干噪比SINR为：

$$\gamma_k=\frac{p_k\left[\Phi\right]_{k,k}}{1+\sum_{i\neq k}p_i\left[\Phi\right]_{k,i}} \qquad \text{式（5-6）}$$

CQI（channel quality indicator）的计算就是基于SINR的计算而得到的[40][41]。下面是CQI的计算方案。

利用公式（5-6）通过轮询，计算出码本中每个向量所带来的SINR值，其干的扰由码本矩阵中除了选定的码本向量之外的其他M-1个正交向量产生。最大的SINR值作为即为CQI。

$$CQI_k=\arg\max\gamma_k\left(c_j^{(i)}\right)=\frac{\frac{P}{M}\left\|h_k\right\|^2\cos^2\theta_{k,j}^{(i)}}{1+\frac{P}{M}\left\|h_k\right\|^2\sin^2\theta_{k,j}^{(i)}} \qquad \text{式（5-7）}$$

$$\text{其中，}\ \cos\theta_{k,j}^{(i)}=\left|\left\langle\tilde{h}_k^H,c_j^{(i)}\right\rangle\right|=\left|c_j^{(i)H}\tilde{h}_k^H\right| \qquad \text{式（5-8）}$$

现有的多用户选择多采用穷尽搜索算法也就是在用户集合中轮寻找一个用户子集合，使得系统性能最优（系统和容量最大）。但由于需要对所有用户进行轮询，在用户数目比较多的情况下，算法复杂度非常高，难以应用于实际系统中[42]。

基于正交码本[43]的多用户选择算法在保证性能的前提下计算复杂度有明显的改善。其具体的实施方案如下：

1) 首先完成对码本的分组，每组包括 4 个码本向量，且一个分组中的码本向量之间正交，并在基站和用户端都对这 16 个码本进行存储；
2) 在用户端，利用信道估计获得信道向量，计算信道向量模平方的值和每个码本在此信道状态信息下所对应的 SINR（CQI）值，选择最大 SINR 对应的码本的编号记为 PVI，将 PVI 和信道向量模平方的量化值反馈给基站；在基站端，通过上、下行信道的互易性获得每个用户的信道向量，并根据用户反馈的 PVI 将

用户分配到不同的正交分组中去；

3) 信道向量模平方值最大的用户即为所选用户 1，其所在的分组即为所要选择用户的分组，按照和容量最大化的准则[44]，从这一分组中轮询计算出另外的几个用户，具体的计算过程如下。

a) 从所选分组中用户集合Φ中找出对应的用户k_1，满足$k_1 = \arg\max_{k\in\Phi}\|h_k\|$；

b) 将k_1设为选定的第一个用户，并设定已选用户的集合为Ψ；

c) 根据k_1对应的信道状态信息h_k，利用 household 正交化找到与用户 1 对应的一组正交基设为W，其中$W(1)=\overline{h}_{k_1}=h_k/\|h_k\|$；

d) 按照穷举算法，对集合$\Phi-\Psi$中的用户进行遍历计算出一组用户，使得系统性能最优（系统和容量最大）。其中 M 代表基站端天线数目，P 代表发射的总能量数目。

e) 计算出的用户即为所选用户。

5.2.2. 仿真分析

仿真的具体参数设置见表 5-5：

表 5-5 用户选择仿真参数表

参数	取值
基站发射天线数	4
用户接收天线数	1
信道类型	平坦瑞利衰落信道
用户数目	200

TDD 系统的利用码本正交性的用户选择算法与 PU2RC 和现有的用户选择算法的性能比较见图 5-10 和图 5-11。

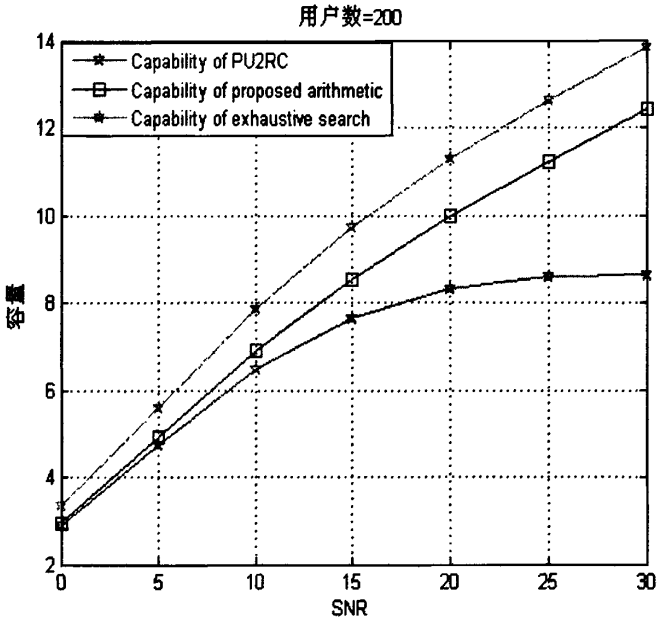


图 5-10 相同用户数目下所提用户选择算法和现有算法的容量比较图

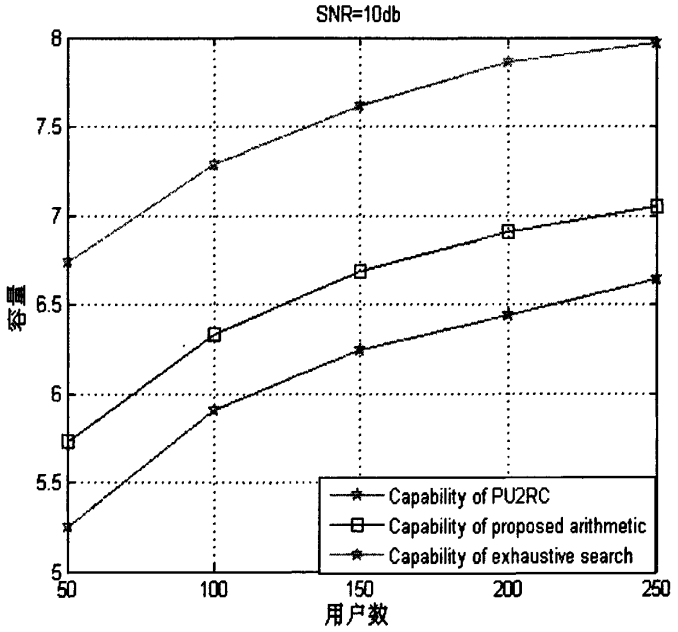


图 5-11 不同用户数目下所提用户选择算法和现有算法的容量比较图

在 4 天线条件下，我们以 200 个用户作为用户选择的集合。从系统性能上看，PU2RC 方案在 30dB 时能够达到的和容量为 8.5bit/s/Hz，最优的 TDD 系统的用户选择方案可以达到将近 14 bit/s/Hz，而我们提出的次优用户选择方案则可以达到 12.5 bit/s/Hz。而从算法复杂度上看，由于通过分组缩小了用户选择的范围，次优的算法较最优的算法大大降低了算法的复杂度。而较 PU2RC 方案，次优算法能够大大改善系统的性能。由此可见，次优算法是一种针对用户选择算法在系统性能和实现复杂度上的折中方案。

在一个下行 MU-MIMO 系统中，为了使得系统总的吞吐量最大，我们需要一个低复杂高有效的多用户选择算法。在此我们提出了一种基于相互正交的预编码码本的次最优多用户选择算法。该算法在计算复杂度明显低于最优算法，但是通过仿真分析，此算法的性能接近传统的穷举最优多用户选择算法性能，并且在 30dB 信道容量较 PU2RC 有 4 bit/s/Hz 的提高。

第六章 结束语

随着无线通信技术的发展，尤其是LTE提案的逐步完善，OFDM及MIMO技术在未来的通信系统中扮演着越来越重要的角色。为了提高频谱利用率，未来通信系统正逐步向全频率全空间复用方向发展。基于此，调度技术将成为未来通信技术的核心之一，也是制约通信发展的瓶颈。本文主要讨论了调度算法的三个方向：OFDMA资源优化问题、分集与复用切换算法以及多用户选择算法。

在文中研究了几种现在常用的OFDMA资源优化算法；介绍了分集与复用的特点和使用场景，并分析了以选择接收码本的最小欧氏距离为切换原则的分集复用切换算法和性能；本文还详细描述了几种常用的多用户选择算法，最后提出了一种基于效用函数的用户选择算法和一种PU2RC改进型用户选择算法，文章对算法的性能进行了仿真，并与相似算法进行了比较，仿真结果表明所提算法要比现有算法在性能上一定的改善。

出于个人能力和时间的限制，本文的研究工作做的还不够深入，所以在以下几个方面还需要进一步探索和补充：

1) 考虑用户的业务特性对于调度的影响。不同的业务都有不同的QoS要求，如何进行区分业务的数据调度将成为下一步的研究点。
2) 本文所研究的用户调度只局限于单个小区，在多小区环境下，用户间的干扰以及所使用的资源都会发生较大的变化，情况也更加复杂，后期可予以研究。
3) 本文所提到了3种调度方式都是独立的进行分析的，在以后的研究中可以综合考虑几种调度方式，这样也会使调度过程更加麻烦。

随着多用户MIMO系统研究的进一步深入，用户调度的重要性更加不容忽视，如何在多小区环境下在提高系统容量的同时兼顾用户间的公平性并减少反馈率以及计算复杂度，必将是今后调度研究的重要方向。

参考文献

[1] M H Callendar, International mobile telecommunications-2000 standards efforts of the ITU IEEE personal communications, 4. 1997 pp.6-7.

[2] 沈嘉等,"3Gpp 长期演进（LTE）技术原理与系统设计," 北京 人民邮电出版社, 2008.11.

[3] 3GPP RP-040461, " Proposed study item on evolved UTRA and UTRAN[S]," 2004.

[4] 3GPP TR 25.812, "Requirement for evolved UTRA and UTRAN[S],". 2005.

[5] 余彩虹, "基于 OFDMA 的 LTE 下行多址接入方案," 通信与信息技术 2009 年第 3 期(第 179 期) 总.

[6] 3GPP R1-05079, "PAPR reduction for TDD uplink OFDMA [S]," 2005.

[7] Zhang Ying Jun, Letaief K.B., "Multiuser Adaptive Subcarrier and Bit Allocation with Adaptive Cell Selection for OFDM Systems," IEEE Trans on Wireless Communications, 3(5), 1566-1575, 2004.

[8] Yin H., Liu H., "An Efficient Multiuser loading algorithm for OFDM-based Broadband Wireless Systems," IEEE Globecom, 103-107, 2000.

[9] Wong C.Y., Cheng R.S., "Multiuser OFDM with Adaptive Subcarrier, Bit and Power Allocation," IEEE Journal on Selected Areas in Communications 17(10), 1747-1758, 1999.

[10] Wong C.Y., Tsui C.Y., "A Real-time Subcarrier Allocation Scheme for Multiple Access Downlink OFDM Transmission," IEEE VTC, 1124-1128, 1999.

[11] Rhee W., Cioffi J.M., "Increasing in Capacity of Multiuser OFDM System Using Dynamic Subchannel Allocation," IEEE VTC, vol 2, 1085-1089, 2000.

[12] Bender P., Black P. and Grob M., et al, "CDMA/HDR: A Bandwidth Efficient High Speed Data Service for Nomadic Users," IEEE Communication Magazine, vol 38, 70-77, 2000.

[13] Zukang Shen, Jeffrey G. Andrews and Brian L.Evans, "Adaptive Resource Allocation in Multiuser OFDM Systems With Proportional Rate Constraints," IEEE Trans. on Wireless Communication, 6(5), 2726-2737, 2005.

[14] Andrews M., Qian L., Stolyar A.L., "Optimal utility based multi-user throughput allocation subject to throughput constraints," IEEE INFOCOM, 2415-2424, 2005.

[15] 许宁, 张平,"多载波系统中提供软QoS的资源调度," 北京邮电大学学报, 29(6), 90-93, 2006.

[16] Navid Damji, Tho Le-Ngoc, "Dynamic resource allocation for delay-tolerant services in downlink OFDM wireless cellular systems," IEEE ICC, vol 5, 3095-3099, 2005.

[17] Andrews, M., Kumaran, K., Ramanan, K., and Stolyar, A. et al, "Providing quality of service over a shared wireless link". IEEE Communication Magazine, 39(2), 150-154, 2001.

[18] Kanghee Kim, Insoo Koo, Seokjin Sung and Kiseon Kim, "Multiple QoS support using M-LWDF in OFDMA adaptive resource allocation". The 13th IEEE Workshop on LANMAN, 217-222, 2004.

[19] Zhu Han, Zhu Ji and Liu K, "Low-complexity OFDMA Channel Allocation with Nash Bargaining Solution Fairness". IEEE Global Telecommunications Conference, vol6, 3726-2721, 2004.

[20] Yu W. and Cioffi J. M., "FDMA capacity of Guassian multi-access channels with ISI". IEEE Trans on Communication, vol 50, 102-111, 2002.

[21] R.W. Heath Jr. and A. Paulraj, "Switching between spatial multiplexing and transmit diversity based on constellation distance," in Proc. Allerton Conf. Communication, Control, and Computers, Oct. 2000.

[22] S. M. Alamouti, "A simple transmit diversity technique for wireless communications," IEEE J. Sel. Areas Commun., vol. 16, no. 8, pp.1451–1458, Oct. 1998.

[23] 吴伟陵 牛凯,"移动通信原理". 北京：电子工业出版社，2005.1.

[24] R. W. Heath Jr., "Space-time signaling in multiantenna systems," Ph.D.thesis, Stanford Univ., Stanford, CA, Nov. 2001.

[25] 张贤达，"矩阵分析与运用," 北京:清华大学出版社，2004 pp.47-51.

[26] 孙治水，"B3G 移动通信系统中资源分配技术研究," 博士学位论文 北京邮电大学 2007.5 pp.98-100.

[27] Lu Songwu, V Bharghawan, R Srikant, "Fair scheduling in wireless packet networks, " IEEE/ACM Trans on Networking, Vol 7,No.4, Aug 1999 pp.473-489.

[28] 汪安春，"未来无线通信系统中的无线资源分配," 博士学位论文，清华大学 pp.55-57）.

[29] S. Abedi, "Efficient radio resource management for wireless multimedia communications a multidimensional QoS-based packet scheduler"，IEEE Trans. Wireless. Commun., Nov. 2005, vol. 4, pp. 2811-2822.

[30] P. Svedman, S. K. Wilson and B. Ottersten, "A QoS-Aware Proportional Fair Scheduler for Opportunistic OFDM", in Proc. IEEE VTC-2004-Fall, Los Angeles,

Sep. 2004, vol. 1, pp. 558-562.

[31] Myeon-gyun Cho and Shik Kim, "An Efficient CQI Feedback Scheme for Multi-user and Single-user MIMO/OFDMA Systems," IEEE International Conference on Wireless & Mobile Computing, Networking & Communication.

[32] B. Bandemer and S. Visuri, "Capacity-based uplink scheduling using long-term channel knowledge," in Proceedings of IEEE International Conference on Communications (ICC), Glasgow, UK, June, 2007, pp.785-790.

[33] Wei Xu and Chunming Zhao, "Efficient User Scheduling under Low RateFeedback for Correlated MIMO Broadcast Channels," IEEE Communications Society,2008.

[34] J. Proakis, Digital Communications, McGraw-Hill, Inc., New York, 3rd Ed., 1995.

[35] 3GPP R1-060335. Samsung, "Downlink MIMO for EUTRA," 3GPP TSG RAN WG1 Meeting #44.

[36] 3GPP R1-062925. Lucent Technologies, "Link-level results for nonunitary precoding using zero-forcing in LOS channels, 3GPP TSG RAN WG1 Meeting #46bis."

[37] 3GPP R1-091971. Potevio, "Further discussion on downlink MU-MIMO for LTE-A," 3GPP TSG RAN WG1 Meeting #57.

[38] D. Dabbagh and D. J. Love, "Precoding for multiple antenna Gaussian broadcast channels with successive zero-forcing," IEEE Trans. Signal Process., vol. 55, no. 7, pp. 3837–3850, July 2007.

[39] Jagannathan K P , Borst S , Whiting P , et al . "Efficient scheduling of multi-user multi-antenna systems," 2006 4th International Symposium on Modeling and Optimization in Mobile , Ad Hoc and wireless Networks(WiOpt 2006) . Boston , Massachuset t s , USA : IEEE ,2006.

[40] R1-072394, "Definition of PMI / CQI feedback calculation for MU-MIMO", RAN1#49,Philips.

[41] R1-074391, "E-UTRA PUCCH: ACK/NACK, CQI, PMI, and RI Issues", RAN1 #50, InterDigital Communications, LLC.

[42] Alireza Bayesteh and Amir K. Khandani, "On the User Selection for MIMO Broadcast Channels," IEEE TRANSACTIONS ON INFORMATION THEORY, VOL. 54, NO. 3, MARCH 2008.

[43] 3GPP TS 36.211 V8.2.0,2008-03.

[44] Zukang Shen and Runhua Chen, "Low Complexity User Selection Algorithms for Multiuser MIMO Systems With Block Diagonalization," IEEE TRANSACTIONS ON SIGNAL PROCESSING, VOL. 54, NO. 9, SEPTEMBER 2006.

致 谢

在我的硕士论文即将完成之际，向所有曾在我的学习和生活中给过我无私教导和帮助的老师和同学们表示最诚挚的谢意！首先深深地感谢我的导师吕旌阳副教授为我创造的良好的工作环境和学术氛围，以及对我学术上的指导和生活上的关怀。吕老师严谨的治学态度，孜孜不倦、勤恳踏实的工作作风深深地影响了我，将使我终身受益。

感谢龚平老师在两年多的时间里，作为项目组长，对工作认真负责，每个星期坚持组织我们进行学术讨论，开阔了研究思路。衷心感谢房亮博士对我学术研究的启发与帮助。感谢项目组的王绪振师兄等，与他们的合作讨论让我受益匪浅。感谢实验室的王财进师兄、梁童师姐等师兄师姐给我的指导与帮助。非常我的感谢同窗好友王新秋、傅斯颖、王峰伟、陈进源，三年来我们在学习和工作中结下的友谊令我终身难忘。

特别感谢我的父母，他们多年来的养育之恩以及对我一如既往的支持和鼓励，是我不竭的前进动力，我所走过的每一步都凝聚了他们的牵挂和关爱。还要感谢百忙中审阅我论文的尊敬的老师们，谢谢你们，你们辛苦了！

硕士生活的这两年半时间，是我人生中具有重要意义的历程，我将永远记住我所经历的一切。以上致谢难免挂一漏万，在此衷心感谢所有关心、支持和帮助过我的老师、亲人和朋友，谢谢你们！

余 安

2010 年 1 月于北京邮电大学

在读期间发表论文

余安，“MU-MIMO 系统中一种低复杂度的用户选择算法” 中国科技论文在线 2009.4

MU-MIMO调度算法研究

作者：余安
学位授予单位：北京邮电大学

参考文献(3条)

1. 余彩虹 基于OFDMA的LTE下行多址接入方案[期刊论文]-通信与信息技术 2009(03)

2. 许宁,邹婷,王莹,张平 多载波系统中提供软QoS的资源调度[期刊论文]-北京邮电大学学报 2006(06)

3. 孙治水 B3G移动通信系统中资源分配技术研究[学位论文]博士 2007

本文读者也读过(5条)

1. 温万惠.刘光远.贺一.WEN Wan-Hui.LIU Guang-Yuan.HE Yi 基于自适应集中性和多样性搜索策略的多用户检测方法[期刊论文]-计算机科学2005,32(3)

2. 王笑天 多用户MIMO(MU-MIMO)系统下行链路预编码和调度算法研究[学位论文]2010

3. 龙银芳.赵知劲.赵治栋.LONG Yin-fang.ZHAO Zhi-jin.ZHAO Zhi-dong 基于离散粒子群算法的MC-CDMA多用户检测[期刊论文]-压电与声光2009,31(3)

4. 程平勇 多用户MIMO-OFDM资源分配技术研究[学位论文]2010

5. 阎石.吕振肃.Yan Shi.Lü Zhen-su 基于进化算法的多用户检测器[期刊论文]-电子与信息学报2006,28(2)

引用本文格式：余安 MU-MIMO调度算法研究[学位论文]硕士 2010