

分布式无线通信系统的容量和 关键技术的研究

(申请清华大学工学博士学位论文)

培 养 单 位：清华大学电子工程系

专 业：通信与信息系统

研 究 生：代 琳

指 导 教 师：姚 彦 教授

副指导教师：周世东副教授

二零零二年十月

**Researches on the capacity and key techniques of
Distributed Wireless Communication System
(DWCS)**

Dissertation Submitted to

Tsinghua University

in partial fulfillment of the requirement

for the degree of

Doctor of Engineering

by

Lin Dai

(Communication and Information System)

Dissertation Supervisor: Prof. Yao Yan

Assoc. Prof. Zhou Shidong

独创性声明

本人声明所呈交的论文是我个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的地方外，论文中不包含其他人已经发表或撰写过的研究成果，也不包含为获得清华大学或其它教育机构的学位或证书而使用过的材料。与我一同工作的同志对本研究所做的任何贡献均已在论文中作了明确的说明并表示了谢意。

签 名：_____日 期：_____

关于论文使用授权的说明

本人完全了解清华大学有关保留、使用学位论文的规定，即：学校有权保留送交论文的复印件，允许论文被查阅和借阅；学校可以公布论文的全部或部分内容，可以采用影印、缩印或其他复制手段保存论文。

(保密的论文在解密后应遵守此规定)

签 名：_____导师签名：_____日 期：_____

谨以此献给我的导师

姚彦教授

没有姚教授一直以来的关心，支持和指导，
就不可能有本论文的诞生。

中文摘要

当前移动通信最大的问题就在于有限的频谱资源和人们无限的需求之间的矛盾。为了提高系统容量，人们研究了各种高频谱利用率技术，如多天线联合处理，多用户联合检测等等。然而，现有的蜂窝结构却并不利于这些技术的有效应用。

本论文所研究的分布式无线通信系统突破了传统的蜂窝限制，采用分布式天线和分布式处理结构，不仅有利于空间资源的充分利用和多维信号的联合处理，而且易于实现多种现有的和可预见的未来的协议和技术，和现有蜂窝系统相比具有巨大的容量优势，是一个全新的系统架构。

本论文首先介绍了其产生背景和基本概念，并与现有的分布式天线系统做比较以突出二者的联系和区别。然后进一步详细阐述了分布式无线通信系统的逻辑结构，新概念，特点以及本论文所用到的理论分析模型。

在介绍了基本概念和系统结构后，我们从单用户环境和多用户环境两个方面具体分析了分布式无线通信系统的信道容量以及反向和前向用户容量，并与现有的采用天线阵下的蜂窝移动通信系统做了相应的比较。在信道容量方面，我们借鉴多输入多输出(MIMO)信道容量的分析方法给出了分布式信道下的相应结果；在用户容量方面，我们在码分多址的假设前提下具体推导了多天线宏分集下分布式无线通信系统的反向和前向用户容量公式。数值分析结果表明，不论是信道容量还是用户容量，分布式无线通信系统都远优于同等条件下采用天线阵的蜂窝移动通信系统。

在容量分析的基础上，本论文的第三部分进一步提出了适合于分布式无线通信系统的前向多天线发送算法 C-MIMO。我们基于层次的时空发送结构，结合信道状态信息按照注水功率分配原则对各天线的发送波形进行联合调整，不仅大大提高了接收性能，而且具有很高的频谱效率，非常适合于分布式信道。我们从误帧率和平均接收信噪比两个方面对算法做了性能评价，结果表明，C-MIMO 的性能远优于已有的 V-BLAST 算法，且这一优势在分布式信道下尤其明显。

文章的最后我们还对分布式无线通信系统有关的关键技术未来的研究方向做了一定的展望。

关键词：分布式无线通信系统，分布式天线，多输入多输出，信道容量，用户容量，码分多址，发送分集

Abstract

The major challenge in today's wireless communication is how to serve the explosively increasing demand of multimedia service within the limited bandwidth. This drives the developments of new techniques, such as multiple-antenna space-time processing and multiuser detection, to increase the frequency efficiency for band-limited wireless channels. However, the existing cellular infrastructure imposes restrictions on the effective application of these techniques.

In this thesis, a new architecture, Distributed Wireless Communication System (DWCS), is proposed, which breaks through the barrier of traditional cells. It adopts distributed antennas and distributed processing, and thus makes full use of space resources and multidimensional information. Compared with the cellular system, enormous capacity advantage can be gained with DWCS.

We first introduce the background and basic concepts of DWCS, and compare it with existing Distributed Antenna System (DAS). Then we illustrate its logical structure, new concepts, new characteristics and our analytical model in details.

In order to prove its capacity advantage, we further focus on the capacity analysis, including information-theoretic capacity and user capacity. Based on the recent research about the capacity analysis in MIMO systems, the channel capacity analysis was conducted for distributed multiple-antenna channels in DWCS. In the analysis of user capacity, we derive the analytical outage probability expressions on the CDMA assumption. We demonstrate that DWCS is superior to cellular system with antenna array in both channel capacity and user capacity.

Based on the capacity analysis, a novel bandwidth efficient transmit diversity scheme (C-MIMO) based on layered space-time architecture for DWCS is presented, in which channel state information (CSI) is fully utilized to maximize channel capacity following water-filling principle. The average receive SNR and frame error rate (FER) are selected as the performance indicators. Compared with V-BLAST, C-MIMO can maintain the same high bandwidth efficiency, but achieve much better performance thanks to more effective transmission power allocation and diversity gain. Moreover, the performance gap becomes even larger in distributed channels. When the channel matrix is singular (or ill-conditional), the performance of V-BLAST degrades very quickly, while C-MIMO still maintains superior performance. In order to further improve the performance of C-MIMO, we drew inspiration from Linear Dispersion Codes and combine spatial processing with temporal processing. Besides, we also analyze the effect of feedback error on the performance of this new scheme.

Finally we put forward some ideas about the future research on the key techniques of DWCS.

Key Words: Distributed Wireless Communication System, distributed antennas, MIMO, channel capacity, user capacity, CDMA, transmit diversity

目录

中文摘要	i
Abstract	ii
目录	iii
本论文所用到的图形列表	vii
本论文所用到的表格列表	x
本论文所用到的主要数学符号列表	xi
第一章 绪论	1
1.1 无线通信的现状	1
1.2 蜂窝移动通信的局限	4
1.3 分布式无线通信系统的构想	6
1.4 论文的主要内容和结构	7
第一部分 分布式无线通信系统的概念	9
第二章 分布式无线通信系统与分布式天线系统	9
2.1 分布式天线系统的起源和历史	9
2.2 分布式无线通信系统与分布式天线系统的对比	11
第三章 分布式无线通信系统介绍	13
3.1 分布式无线通信系统的逻辑结构	13
3.2 分布式无线通信系统的几个新的概念	14
3.2.1 分布式处理	14
3.2.2 虚拟小区	15
3.2.3 虚拟基站	16
3.2.4 虚拟隧道	17
3.3 分布式无线通信系统的特点	18
3.4 分布式无线通信系统的研究方向	18
3.6 本文中的分布式无线通信系统模型	20
第二部分 分布式无线通信系统的容量分析	22

第四章	第二部分概述	22
4.1	容量的定义	22
4.2	分布式无线通信系统容量分析的目的和结果	22
第五章	信道容量分析	24
5.1	信道容量研究综述	24
5.2	预备知识	28
5.2.1	开环 MIMO 信道容量	28
5.2.2	闭环 MIMO 信道容量	29
5.3	分布式信道下的信道容量分析	34
5.3.1	模型和假设	34
5.3.2	仿真结果讨论	36
5.4	和点对点 MIMO 信道容量的比较	42
5.4.1	模型和假设	42
5.4.2	仿真结果讨论	43
5.5	小结	45
第六章	用户容量分析	46
6.1	用户容量研究综述	46
6.2	预备知识	50
6.2.1	中断率 (outage probability)	50
6.2.2	蜂窝 CDMA 系统的用户容量分析	50
6.3	分布式无线通信系统的反向用户容量分析	51
6.3.1	模型和假设	51
6.3.2	容量公式推导	52
6.3.3	仿真结果讨论	54
6.3.4	和采用天线阵的蜂窝系统反向用户容量的比较	59
6.4	分布式无线通信系统的前向用户容量分析	60
6.4.1	模型和假设	60
6.4.2	容量公式推导	61
6.4.3	仿真结果讨论	65
6.4.4	和采用天线阵的蜂窝系统前向用户容量的比较	68
6.5	小结	69
第七章	分布式无线通信系统容量分析总结	71

第三部分	适于分布式无线通信系统的前向发送算法	74
第八章	第三部分概述	74
第九章	新的发送分集算法 - C-MIMO	76
9.1	发送分集算法研究综述	76
9.2	预备知识	81
9.2.1	BLAST 的系统模型	81
9.2.2	BLAST 的层次发送结构	82
9.2.3	BLAST 的接收检测算法	84
9.2.3.1	线性多用户检测子	85
9.2.3.2	非线性多用户检测子	86
9.2.3.3	V-BLAST 的接收检测算法	89
9.3	算法原理	90
9.3.1	模型和假设	90
9.3.2	算法原理	90
9.4	算法性能分析和仿真结果	93
9.4.1	平均接收信噪比	94
9.4.2	误帧率	96
9.5	分布式信道下的算法性能	102
9.5.1	模型变化	102
9.5.2	仿真性能	102
9.6	算法的改进	105
9.6.1	改进原理	106
9.6.2	改进后的性能	107
9.7	反馈误差的影响	110
9.8	小结	111
第十章	适于分布式无线通信系统的前向发送算法总结	113
第四部分	结论	115
第十一章	未来的研究方向	115
11.1	适于分布式无线通信系统的多用户检测算法研究	115
11.2	适于分布式无线通信系统的功率控制算法研究	116
11.3	OFDM 技术在分布式无线通信系统中的应用	116

11.4 随机扩频在分布式无线通信系统中的应用.....	117
第十二章 总结	118
附录 1 式(6-17)的证明	119
附录 2 前向选择性功率分配最优性的证明.....	121
附录 3 前向最大比发送的证明	122
附录 4 解(9-10)满足式(9-3)的证明.....	123
附录 5 循环正交矩阵的形式	124
附录 6 式(9-19)的证明	125
参考文献	127
致谢	138
作者简介	139
攻读博士学位期间的研究工作及成果	140

本论文所用到的图形列表

1.1 分布式无线通信系统示意图	6
2.1 Leaky Feeder 原理和早期的分布式天线原理	9
3.1 分布式处理概念示意图	15
3.2 虚拟小区概念示意图	16
3.3 虚拟基站概念示意图	17
3.4 虚拟隧道概念示意图	17
3.5 本论文所用到的分布式信道模型示意图	21
5.1 “one-ring”模型原理示意图	26
5.2 “keyhole”现象原理示意图	27
5.3 点对点信道示意图	27
5.4 分布式信道示意图	27
5.5 开环 MIMO 信道容量随发送和接收天线数的变化	29
5.6 点对点信道下闭环 MIMO 信道容量随不同功率分配方式的变化	31
5.7 注水功率分配方式下，闭环 MIMO 信道容量随发天线数的变化	32
5.8 注水功率分配方式下，闭环 MIMO 信道容量随收天线数的变化	32
5.9 等功率分配方式下，闭环 MIMO 信道容量随发天线数的变化	33
5.10 等功率分配方式下，闭环 MIMO 信道容量随收天线数的变化	33
5.11 功控方案 1 下，分布式信道容量随最小距离的变化	37
5.12 功控方案 2 下，分布式信道容量随最小距离的变化	37
5.13 分布式信道容量随不同功率分配方式的变化	38
5.14 注水功率分配方式下，分布式信道容量随发天线数的变化	39
5.15 注水功率分配方式下，分布式信道容量随收天线数的变化	40
5.16 等功率分配方式下，分布式信道容量随发天线数的变化	41
5.17 等功率分配方式下，分布式信道容量随收天线数的变化	41

5.18 (2, 2)下分布式信道容量和点对点信道容量的比较	44
5.19 (4, 2)下分布式信道容量和点对点信道容量的比较	44
6.1 阴影瑞利衰落下的分布式无线通信系统的反向用户容量	54
6.2 阴影莱斯衰落下的分布式无线通信系统的反向用户容量	55
6.3 中断率与每天线用户数的性能曲线簇	56
6.4 (a)移动台位置分布平面图	57
6.4 (b)中断率随移动台位置的变化	57
6.5 阴影瑞利衰落下路径衰减因子 α 对反向用户容量的影响	58
6.6 阴影莱斯衰落下莱斯因子 K_r 对反向用户容量的影响	58
6.7 蜂窝系统采用天线阵下的反向用户容量	59
6.8 分布式无线通信系统和采用天线阵的蜂窝系统的反向用户容量对比	60
6.9 (a) $m=1$ 时前向干扰 I 的直方图	66
6.9 (b) $m=2$ 时前向干扰 I 的直方图	67
6.10 采用最大比发送后的分布式无线通信系统的前向用户容量	67
6.11 未采用最大比发送时, 等功率分配下的分布式无线通信系统的前向用户容量	68
6.12 蜂窝系统采用天线阵下的前向用户容量	69
9.1 BLAST 的系统结构框图	82
9.2 V-BLAST 的信息和天线的映射关系	82
9.3 D-BLAST 的信息与天线的映射关系	83
9.4 BLAST 衍生方案 1 的发送结构示意图	83
9.5 BLAST 衍生方案 2 的发送结构示意图	84
9.6 BLAST 衍生方案 2 的交织示意图	84
9.7 线性多用户检测子的结构框图	85
9.8 非线性多用户检测子的结构框图	86
9.9 串行干扰抵消原理框图	87
9.10 并行干扰抵消原理框图	88
9.11 迭代多用户检测原理框图	88

9.12 新发送分集方案结构示意图	90
9.13 C-MIMO 和 V-BLAST 的平均接收信噪比比较	95
9.14 (2, 2)下 C-MIMO 的误帧率	96
9.15 (2, 3)和(2, 4)下 C-MIMO 的误帧率	97
9.16 (3, 3)和(3, 4)下 C-MIMO 的误帧率	98
9.17 (2, 1)和(3, 2)下 C-MIMO 的误帧率	98
9.18 (2, 2)下 C-MIMO 和 V-BLAST 的误帧率比较	99
9.19 (2, 3)下 C-MIMO 和 V-BLAST 的误帧率比较	100
9.20 (2, 4)下 C-MIMO 和 V-BLAST 的误帧率比较	101
9.21 (3, 3)下 C-MIMO 和 V-BLAST 的误帧率比较	101
9.22 (2, 4)下, $c_1:c_2 = 5:1$ 时 C-MIMO 和 V-BLAST 的误帧率比较	103
9.23 (2, 4)下, $c_1:c_2 = 10:1$ 时 C-MIMO 和 V-BLAST 的误帧率比较	104
9.24 (2, 4)下, $c_1:c_2 = 50:1$ 时 C-MIMO 和 V-BLAST 的误帧率比较	104
9.25 (3, 3)下, C-MIMO 和 V-BLAST 的误帧率比较	105
9.26 (2, 1)下, 改进后的 C-MIMO 算法在点对点信道下的误帧率	108
9.27 (3, 2)下, 改进后的 C-MIMO 算法在点对点信道下的误帧率	108
9.28 (2, 1)下, 改进后的 C-MIMO 算法在分布式信道下的误帧率	109
9.29 (3, 2)下, 改进后的 C-MIMO 算法在分布式信道下的误帧率	110
9.30 存在反馈误差时 C-MIMO 的误帧率	111
10.1 动态虚拟小区选择示意图	114
11.1 分布式无线通信系统下的多用户联合检测原理示意图	115

本论文所用到的表格列表

1.1 有线传输方式与无线传输方式对比	2
1.2 WCDMA 和 cdma2000 主要技术参数	3
7.1 信道容量分析和用户容量分析的模型假设对比	71
7.2 信道容量分析和用户容量分析的结论对比	72

本论文所用到的主要数学符号列表

本论文中，矩阵用大写黑体字母表示，矢量用小写黑体字母表示，变量用斜体字母表示， $'$ 表示转置， $*$ 表示共轭转置， \mathbf{I}_n 表示 $n \times n$ 维单位阵， $diag(a_i)$ 表示对角元素为 a_i 的对角阵。

本论文中所用到的主要数学符号列表如下：

L	分布式天线总数
K	移动台总数
m	虚拟小区天线数
n	移动台天线数
\mathbf{H}	信道转移矩阵
\mathbf{U}	列向量为 $\mathbf{H}\mathbf{H}^*$ 的特征向量
\mathbf{V}	列向量为 $\mathbf{H}^*\mathbf{H}$ 的特征向量
Λ	对角线上的元素为 $\mathbf{H}\mathbf{H}^*$ 的特征值的平方根
λ_i	$\mathbf{H}\mathbf{H}^*$ 的第 i 个特征值
r	\mathbf{H} 的秩
C	信道容量
\mathbf{x}	发送信号矢量
\mathbf{y}	接收信号矢量
\mathbf{z}	噪声矢量
P_t	总发送功率
\mathbf{Q}	发送信号协方差矩阵
σ_z^2	高斯白噪声方差

r_{ij}	第 j 根发送天线到第 i 根接收天线之间的距离
α	路径衰减因子
K_f	莱斯因子
β_{ij}	综合表示了阴影衰落和瑞利衰落的影响
σ_s	阴影衰落变量的标准差
φ	话音激活因子
$\gamma_{i,j}$	移动台 i 到分布式天线 j 的信道增益
$\tau_{i,j}$	移动台 i 到分布式天线 j 的传输时延
ψ_i	移动台 i 的话音激活变量
$c_i(\cdot)$	移动台 i 所用的扩频码字
$b_i(\cdot)$	移动台 i 所发出的符号周期为 T 的信息比特
R	每天线的六边形覆盖区域半径
N	扩频比
$\varpi_{i,k}$	前向功率分配因子

第一章 绪论

1.1 无线通信的现状

当代通信技术的发展，极大地提高了人们传递信息和获取信息的能力。尤其在最近几十年，由于光纤的出现，使得数据传输率成百倍地增长，以光纤和电缆为介质的有线传输技术取得了长足的进步。与此同时，随着数字技术在无线传输领域的广泛应用，蜂窝移动通信、卫星通信等无线传输系统也都得到了很大的发展。宽带化和多媒体化成为了两种传输方式的共同目标。

相比较无线传输而言，有线传输在传输质量和传输速度方面有无线传输无法比拟的优势。首先，由于有线传输的封闭性，信号通过介质传输所造成的损害比较小，而且是确定性的，因此接收方很容易对接收信号进行整形以抵消传输介质对信号造成的影响。而无线传输则不然，其传输的开放性以及传输环境的时变性和不可预测性均导致无线信号的随机衰落，从而严重地影响了传输质量；其次，在有线传输系统中，人们可以通过增加波束（如波分复用技术 WDM）或并行电缆的数量来增加系统的传输能力，而不会牺牲其中任何一路的传输质量，但在无线传输系统中，人们只能依靠增加频谱和高效频率利用技术来提高传输能力。有限的频谱资源决定了无线传输不可能以带宽换容量，而只能在有效地利用现有频率资源的基础上扩展系统容量。这也是限制无线传输能力的主要原因之一。

然而，无线传输同样具有有线传输无法替代的优点。由于无线电波充满整个空间，无线传输可以真正实现在任何地点的通信。在一些人迹罕至或无法敷设光缆、电缆的地方，无线通信是唯一的通信方式。另外，无线传输也给人们的日常生活带来了方便，随时随地与他人保持联系正是依赖于移动通信的发展才得以实现。灵活性弥补了无线传输质量不高的缺点，使其成为不可或缺的传输方式之一。

近年来，随着 Internet 的迅速发展，人们对于多媒体业务的需求越来越强烈，

因此对于传输率也就提出了更高的要求。有线传输依靠光纤的强大的传输能力，将数据传输率提高至几十兆甚至上百兆比特/秒，较好地满足了人们的需要。相比之下，无线传输则面临着巨大的压力和挑战。由于频谱资源受限以及多径衰落和各种干扰噪声的影响，无线通信很难达到与有线通信相匹敌的数据率。表 1.1 列举了有线和无线传输的部分系统的数据率。

表 1.1 有线传输方式与无线传输方式对比

	干线网		接入网	
	系统	数据率	系统	数据率
有线传输	SDH	$N \times 50.84 \text{ Mbit/s}$ ($N=1,3,12,24,48,192$)	xDSL	$>1.5 \text{ Mbit/s}$
无线传输	Cellular (GSM , IS-95.....)	$<15 \text{ kbit/s}$	WLL ,MMDS , LMDS ,)	$<500 \text{ kbit/s}$

如表中所示，不论在干线网还是接入网中，无线传输的数据率都无法与有线传输相比。值得一提的是无线接入技术在最近几年来取得了很大的进步。由于接入网覆盖面积小，且接收天线一般放置于较高的楼顶，因此信号的衰落不大。不少系统如 MMDS，LMDS 等都成功地实现了多媒体业务的传送。与此同时，为了解决容量问题，无线传输系统还在向更高频段发展，如 LMDS 系统就工作在 28GHz 至 31GHz 的 Ka 频段，其频谱资源超过 1GHz。高数据率，大容量、低成本以及灵活性使得无线接入成为相对于 xDSL 而言非常有竞争力的技术。

然而，在蜂窝移动通信方面却存在着日益严重的问题。由表 1.1 可以看出，基于光纤的 SDH 网络的传输速率可以达到 Gbits/s 的量级，但与此对应的以 GSM 和 IS-54 为代表的第二代蜂窝移动通信系统的数据率却只有几 kbits/s，远远落后于光纤传输。这对于已有的第二代移动通信系统提出了严峻的挑战，其单一的业务传输体制以及低的数据率根本无法达到人们对于多媒体数据业务的要求。为了解决这一问题，以大容量、高数据率和承载多媒体业务为目的第三代移动通信系统应运而生。90 年代中，欧洲、日本、美国等有关组织便开始筹划第三代移动通信系统的标准制定工作，终于在新千年到来之际确定了包括欧洲标准

WCDMA, 美国标准 cdma2000, 中国标准 TD-SCDMA 等在内的第三代移动通信系统 (IMT-2000)。IMT-2000 的室内数据传输率可达 2Mbits/s, 即使在室外高速运动的情况下也可达 144kbits/s, 可支持包括数据、语音、视频、图像在内的各种业务, 部分实现了移动通信的宽带化和多媒体化。在关键的多址方式的选择中, 码分多址(CDMA)由于其良好的抗干扰性、保密性等优点而成为 IMT-2000 的主流多址方式。IMT2000 的工作频段为 2GHz, 其主要的技术参数如表 1.2 所示。

表 1.2 WCDMA 和 cdma2000 主要技术参数

	WCDMA	cdma2000
信道带宽	1.25, 5, 10, 20MHz	1.25, 5, 10, 15, 20MHz
射频信道结构	直接扩频	直接扩频/多载波
Chip 速率	3.84MHz	1.2288/3.6864MHz
扩频因子	4-256	4-256
调制方式	QPSK (下行) BPSK (上行)	QPSK (下行) BPSK (上行)
功率控制	开环和闭环方式 功率控制速度为 1.6kHz	开环和闭环方式 功率控制速度为 800Hz
切换	软切换 频率间切换	软切换 频率间切换
相干检测	用户专用的时间复用导频 下行链路没有公共导频	与 PC 和 EIB 进行导频时间复用(上行) 公共连续导频信道和辅助导频(下行)
多速率	可变扩频和多码	可变扩频和多码
帧长	10ms	20ms

尽管和第二代移动通信系统相比, 第三代移动通信系统的数据率有了大幅提

高，且具有了承载多媒体业务的能力，但其峰值速率只有 2Mbits/s，对于移动计算等业务而言数据率仍太低，和光纤传输相比仍相差甚远。如何提高蜂窝移动通信系统的数据传输率，将是未来相当长时间内无线通信的研究热点之一。

1.2 蜂窝移动通信的局限

在无线通信系统中，频谱资源是有限的，尤其对于蜂窝移动通信而言，其大面积覆盖面的要求以及面向个人通信的特点决定了其很难向微波频段扩展，因此，无法以带宽为代价来换取数据传输率的提高。与此同时，随着因特网的普及，人们对无线多媒体业务的需求日益增加，这便与蜂窝移动通信的现状产生了尖锐的矛盾。频谱资源是有限的，而人们的需求则是无限的，正是这对矛盾促使人们不得不研究如何在一定的带宽资源下尽可能地提高容量。

在现有的蜂窝移动通信系统中，提高系统容量的主要手段是从信号设计与处理的角度出发，如采用高效调制及强有力的信道编码等，以提高频谱利用率。就目前的技术而言，特别是 turbo 码的提出与应用，使得达到或接近香农信息容量不再是一个遥不可及的梦，目前采用 256QAM 调制的系统实际频谱利用率已接近 8bits/s/Hz，而 1024QAM 的应用也见报道，频谱利用率达 10bits/s/Hz。不过完全靠增加调制电平数提高传输速率的方法在超过 10bits/s/Hz 之上时其复杂度及对信道的要求已是实际系统所不能承受的了，特别是每增加 1bit/s/Hz 就要增加 3dB 的信噪比，实现复杂度、对时钟精度的要求及对信道参数估计精度的要求等都相应地要成倍增加。而所带来的好处只是频谱利用率的不到 10% 的增加。这也就是为什么在实际系统中不可能超过 10bits/s/Hz 的原因。

值得注意的是上面的结论是在单天线的情况下得到的，幸运的是我们还可以利用空间资源，而且从一定角度上讲空间资源与时频资源相比几乎是无限可利用的，或者说是取之不尽的。因此我们要从开发空间资源的角度来进一步提高无线系统的频谱利用率。历史上，移动通信的蜂窝化就是一场利用空间资源的革命。为了提高空间资源的利用率，人们进行了广泛而深入的研究，智能天线、时空编码，分布式天线等新兴研究领域正是因此而蓬勃发展起来。目前美国学

者在多天线收发系统中仅采用 16QAM 就达到了 20~40bits/s/Hz 的频谱利用率 [86]，因此多天线系统的应用前景是十分诱人的。

除此之外，多用户检测技术[137]也是目前无线通信领域的研究热点之一。我们知道，现有的无线通信系统中通常所采用的匹配滤波器虽然在单用户信道下已被证明为最优检测子，但在多用户信道下，由于其简单地将干扰用户的信号看作噪声抑制掉，从信息论的角度来看显然不是最优的。S.Verdu 提出的多用户检测技术综合利用了所有用户的信息，对多个用户联合求解，性能远优于已有的单用户检测子。

然而，在目前的蜂窝体制下采用多天线和多用户联合检测技术存在一定的局限性：

首先，在现有的蜂窝系统中，多天线一般集中放置于基站组成天线阵，这种集中放置实际上限制了天线数量，同时也并不利于空间资源的充分利用，在小区边界处的用户的性能往往比离基站近的用户性能要差的多。尽管采用微蜂窝技术以及分布式天线可以缩小小区半径，提高天线覆盖面积，从而提高用户的接收性能，但随之而来的另一个问题在于基站数目大大增加，导致建设和维护费用的大幅增长，而且切换也变得更加频繁；

其次，在蜂窝系统下由于小区的划分，邻小区用户的信号在当前小区被视作干扰加以抑制，从而损失了其所能提供的信息量，即使采用多用户检测也只是针对本小区用户而言的，这也会对边界用户的性能产生很大的影响。

导致以上这些问题的原因归根结蒂就在于：**目前蜂窝体制下的小区是根据地理位置划分，而不是面向用户的。**在这样的处理体制下小区边界处的用户会有相当大的性能损失，尤其随着小区半径的缩小，这种性能损失将会越来越大。可以想象，如果突破小区限制，将天线分散至各处，组成多点对多点的发送接收体系，以用户为单位采用多用户联合检测和多天线联合处理策略，就能更加充分地利用空间资源和用户信息，从而显著地提高系统容量。

1.3 分布式无线通信系统的构想

基于以上思想,清华大学微波与数字通信国家重点实验室在参与国家自然科学基金及国家 863 计划“十五”立项过程中,首次提出分布式无线通信系统的概念,即:采用分布式天线、分布式光纤、分布式计算和分布式网络的框架实现新一代无线通信。在分布式无线通信系统中,地上为分布式天线系统,如图 1.1(a)所示,天线散布于整片区域中,地下为分布式计算系统,如图 1.1(b)所示,光信号通过光纤网传至各处理器,进行分布式计算处理。

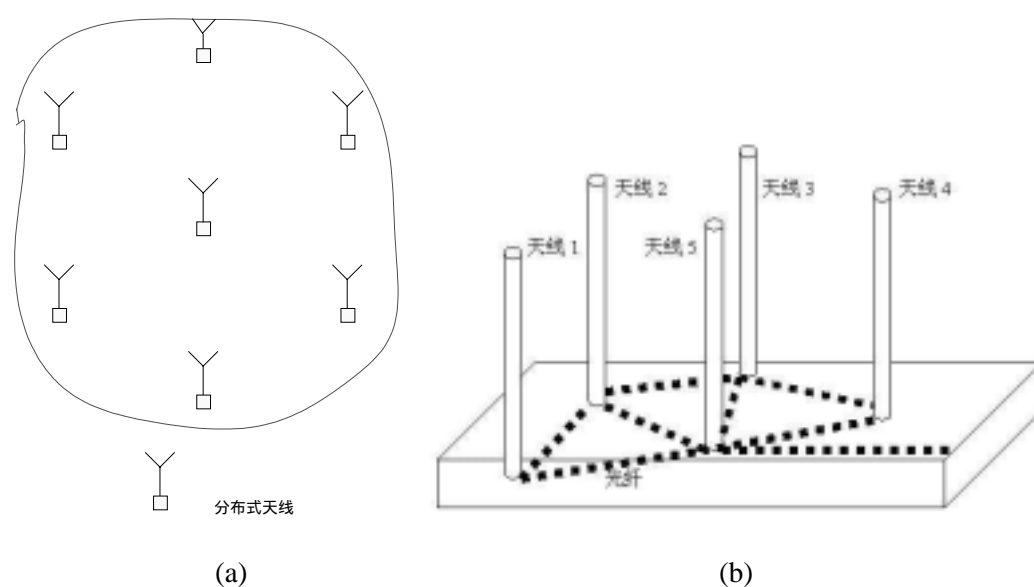


图 1.1 分布式无线通信系统示意图

具体而言,各天线将接收到的信号转化为光信号通过光纤传至各处理器,由处理器对各天线的输出信号进行联合处理,包括多用户联合检测,解调解码等等。反之,当需要发送数据时,处理器便将数据进行有关处理后通过各天线发送出去。在分布式无线通信系统中,分布式天线只是对信号进行简单的处理,如上/下变频,光电(电光)转换等,并不采用任何复杂的信号处理技术,因此它们的尺寸和成本可以大大降低,可以象路灯一样每隔几百甚至几十米安装一个。

分布式无线通信系统采用分布式天线和分布式处理结构,因此传统意义上的以地理位置为依据的小区划分机制不复存在,取而代之的是以用户为单位的**虚拟小区**。具体而言,实时测量各分布式天线到每用户的信道增益,始终由与用户信道质量最好的多根分布式天线联合组成该用户的虚拟小区,根据移动台当前的环境不断其虚拟小区,当移动台所处环境发生改变(如位置移动)时,移动台所对应的虚拟小区也会发生相应的变化。对于多用户情况,各用户的虚拟小区可能会发生重叠。在分布式无线通信系统中,仅用户的虚拟小区的天线负责该用户信号的收发。

可看出,在分布式无线通信系统中,分布式天线有助于空间资源的充分利用,分布式的处理结构有利于实现多维信号的联合处理,而面向用户的虚拟小区机制则保证了以用户为单位的信号处理从而最大限度地减少了性能损失。可以预见,与现有的蜂窝系统相比,分布式无线通信系统将具有巨大的容量优势。

1.4 论文的主要内容和结构

本论文所研究的分布式无线通信系统突破了传统的蜂窝限制,采用分布式天线和分布式处理结构,不仅有利于空间资源的充分利用和多维信号的联合处理,而且易于实现多种现有的和可预见的未来的协议和技术,是一个全新的系统架构。本论文具体分析了其基本概念,容量以及关键算法,具体而言,结构如下:

第一部分包括第二章和第三章,主要介绍分布式无线通信系统的基本概念。其中第二章将分布式无线通信系统与现有的分布式天线系统做了对比,以突出二者的联系和区别。第三章则详细介绍了分布式无线通信系统的逻辑结构,新概念,特点,未来的研究方向等等。

第二部分是分布式无线通信系统的容量分析,包括第四章至第七章。其中第四章概要介绍了第二部分的研究目的和意义,第五章和第六章分别具体研究了分布式无线通信系统的信道容量和用户容量,在信道容量方面,我们借鉴多输入多输出(MIMO)信道容量的分析方法给出了分布式信道下的相应结果;在用户容量方面,我们在码分多址的假设前提下具体推导了多天线宏分集下分布式

无线通信系统的反向和前向用户容量公式。第七章是对整个容量分析的总结。

第三部分侧重于关键算法的研究，即在容量分析的基础上，提出了适于分布式无线通信系统的前向多天线发送算法 C-MIMO，包括第八章至第十章。其中第九章具体介绍了 C-MIMO 的原理和性能，我们基于层次的时空发送结构，结合信道状态信息按照注水功率分配原则对各天线的发送波形进行联合调整，不仅大大提高了接收性能，而且具有很高的频谱效率，非常适合于分布式信道。我们从误帧率和平均接收信噪比两个方面对算法做了性能评价，结果表明，C-MIMO 的性能远优于已有的 V-BLAST 算法，且这一优势在分布式信道下尤其明显。第八章和第十章分别是对第三部分的概述和总结。

第四部分是结论部分，包括第十一章和第十二章。其中第十一章提出了有关分布式无线通信系统的未来的研究方向的一些初步构想，第十二章是对全文的总结。

第一部分 分布式无线通信系统的概念

在这一部分里，我们将对分布式无线通信系统的有关概念做详细的介绍。在第二章里，为了将分布式无线通信系统与已有的分布式天线系统区分开来，我们将二者做了相应的比较。分布式无线通信系统的具体概念，特点以及有关研究方向等问题将在第三章中做详细的阐述。

第二章 分布式无线通信系统与分布式天线系统

分布式无线通信系统中所采用的分布式天线并非新的概念。分布式天线系统（DAS，Distributed Antenna System）在过去的十年里已经广泛应用于微蜂窝和室内环境下，在学术界和业界都有广泛而深入的研究。为了更清楚地阐述分布式无线通信系统和分布式天线系统二者之间的区别和联系，本章里我们首先介绍分布式天线系统的概念。

2.1 分布式天线系统的起源和历史

50年代中期，人们偶然发现屏蔽不好的电缆会不断向外辐射电波，于是由此产生了leaky feeder技术（如图2.1(a)所示）。在此后的几十年中，leaky feeder被广泛地应用于地下通信，如矿井和隧道，以达到简单的覆盖目的。

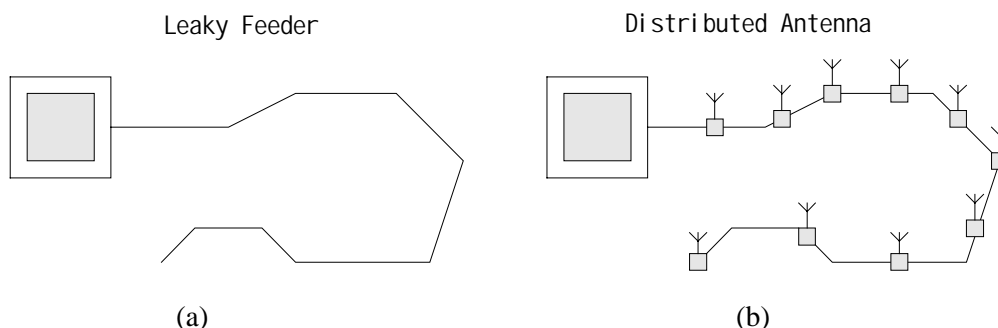


图 2.1 Leaky Feeder 原理和早期的分布式天线原理（摘自[19]，第 7 页）

最初的分布式天线 (Distributed Antennas) 即是 leaky feeder 结构的离散版本 (图 2.1(b)), 多根简单的全向天线散布于各处, 发送相同的信号, 并将接收到的信号通过电缆传回至中央处理器。和 leaky feeder 类似, 分布式天线通常被用于无线传输环境很恶劣的地区, 如建筑物内部, 隧道内, 高速公路两旁等, 以增加无线电波的覆盖面积。

A.M.Saleh 等在[1]中最早提出将分布式天线应用于室内环境下以对抗严重的信号衰减, 此后, 随着光纤技术以及微蜂窝的蓬勃发展, 分布式天线系统被进一步细化完善, [2]-[9]从不同的角度描述了基于光纤 (也包括同轴电缆) 的分布式天线在微蜂窝系统中的应用, 一般假设移动台信号被微小区内所有天线接收, 且所有天线均广播相同的信号 (也被称为 simulcasting)。不论[5][7]的测量结果还是[8][9]的分析结论都表明, 采用分布式天线不仅能提高接收信噪比, 降低发送功率, 而且还减少了切换次数, 从而大大改善了系统性能。但此时的分布式天线系统最主要的问题在于 simulcasting 所带来的自干扰。当移动台处于几根分布式天线中间时, 这些天线到移动台的接收功率大致相当, 但经过的路径衰落却各不相同, 因此, 在移动台这些有用信号会相互干扰, 从而降低接收性能。

实际上对于用户而言, 接收多个天线发出的信号应该是对性能提高有帮助的, 只是当时的分布式天线系统无法利用这一点。1991 年, A.Salmasi 和 K.S.Gilhousen 将 CDMA 技术应用于分布式天线系统[10], 采用 RAKE 接收机区分各天线发出的信号, 从而解决了 simulcasting 技术带来的自干扰问题。在基于 CDMA 的分布式天线系统中, 发送端预先插入一定延时以保证不同天线发出的信号到达接收端时的时延差至少大于 1 个 chip 宽度, 从而使得各天线信号可分。

基于 CDMA 的分布式天线系统自从问世以来就引起了业界的广泛兴趣, 主要用于室内无线数据传输的各种分布式天线系统不断面世。学术界方面, [10]-[17]建立分析模型或仿真模型研究了分布式天线系统对接收信干比以及切换性能等的改善。总的说来, 基于 CDMA 的分布式天线系统的优势如下:

- 1、增加了覆盖面积: 这是分布式天线系统的最大的优势, 也是其之所以广泛应用的最主要的原因。由于天线散布于整片区域, 无线信号被更有效地传送到

各处，这也带来了分布式天线系统的另一个优势，即——

- 2、节省了发送功率：接入距离的缩短带来的直接好处就是发送功率的降低，这对于无线终端（如手机）而言尤其重要，因为这将大大延长电池使用时间。在 CDMA 系统中，发送功率的降低还可以降低系统干扰，从而提高系统容量；
- 3、提高了移动台接收性能：在基于 CDMA 的分布式天线系统中，RAKE 接收机可以将各天线发出的信号有效地合并，因此显著地提高了移动台的接收信噪比。此外，由于各分布式天线所处位置各不相同，宏分集的优势也可被充分利用从而有效地克服阴影衰落的影响。

2.2 分布式无线通信系统与分布式天线系统的对比

由上节的分析可以看出，现有的分布式天线系统的最主要目的就是为了增加无线电波的覆盖面积，因此其研究和应用主要是在室内环境下，如一栋建筑物内，或是微蜂窝中，其天线的分布程度是相当有限的。分布式无线通信系统则是为了充分利用空间资源，提高频谱利用率和系统容量，在大范围内采用分布式天线进行无线传输。

具体地，我们将分布式无线通信系统相对于分布式天线系统的优势总结如下：

- 1、**系统干扰大大降低**：在分布式无线通信系统中，不再是系统内所有分布式天线都发送相同的信号，而只是由各移动台对应虚拟小区所包括的少数几根分布式天线发送，从而大大减小了总干扰；
- 2、**基站数目大大减小**：在分布式天线系统中，小区结构仍然有效，只是在各小区内部为了增加无线电波的覆盖面积而采用分布式天线，分布式天线的采用可以缩小小区半径，提高接收性能，但随之带来的问题在于基站数目增多，切换次数增加，这也即是微蜂窝结构的问题。分布式无线通信系统突破了原有的小区限制，采用分布式的处理结构，从而大大减少了基站数目，降低了建设和维护费用；

- 3、*切换损失大大减少*：分布式无线通信系统采用面向用户的收发机制，即虚拟小区随用户移动而实时改变，因此大大降低了切换带来的损失；
- 4、*有利于采用更加灵活的资源调配*：分布式无线通信系统采用灵活的分布式处理结构，通过各处理模块之间的协同工作更加灵活地进行资源调配；
- 5、*有利于采用多天线和多用户联合处理*：在分布式天线系统中，位于小区边界的用户只能和本小区的分布式天线进行联系，而不是和离他最近的邻小区天线联系，这必然会影响系统的性能。其次，在分布式天线系统中，即使采用多用户检测，也只是对于小区内多用户信号而言，邻小区用户信号仍被看作噪声，从而损失了其所能带来的信息量。分布式无线通信系统突破原有小区限制，其分布式的处理结构非常适合采用多天线和多用户的联合处理。

综上所述，分布式无线通信系统已不仅仅是将分布式天线简单地应用于无线传输环境恶劣地区以增加覆盖面积，也不是在现有蜂窝移动通信系统中采用分布式天线，而是从提高频谱利用率和系统容量的角度出发，同时采用多用户联合检测和多天线联合处理策略，从而更加充分地利用空间资源和用户信息，显著地提高系统性能。出发点的不同也就决定了分布式无线通信系统所蕴涵的全新的内容。下一章中我们就将对分布式无线通信系统的有关概念进行详细的描述。

第三章 分布式无线通信系统介绍

第二章分析了分布式无线通信系统与现有分布式天线系统的联系和区别。本章将从逻辑结构，新的概念，特点以及研究方向四个方面详细阐述分布式无线通信系统结构和原理，并在此基础上提出本论文所用到的分布式信道模型。

3.1 分布式无线通信系统的逻辑结构

从逻辑上来看，分布式无线通信系统主要分为四个层次：分布式天线系统，分布式光纤传输系统，分布式处理系统和分布式核心网络。

第一层是分布式天线系统。天线分布在地面的不同位置，发送和接收来自移动台的无线射频信号。由于在未来的高速无线通信中，往往采用比较高的频率发送，使得无线信号的传播距离很短，因此要实现对某个区域的无缝覆盖需要很多的天线。在分布式无线通信系统中，分布式天线对无线信号只完成功率放大和光电转换等最简单的功能。

第二层是分布式光纤传输系统。光纤分布在地下，完成分布式天线和分布式处理系统之间的信号传输，不对收发的无线信号进行任何信息处理。从功能上来看，分布式光纤传输系统相当于是空中传输的延续，但是它基本上不会降低信号质量，因为光纤传输的误码率很低。当然在分布式无线通信系统系统中，我们假设未来光纤的成本是很低，这是符合当前光纤技术的发展趋势的。

另外为了区分来自不同天线的信号，在这一层里需要给无线信号打包，以表明来自和发送给哪根天线，将要传送给哪个处理节点。一般情况下天线采用内部地址标识，而处理节点则可以采用内部地址或者全球识别的地址，如 IP 地址，在不同的发展阶段可以有不同规定。

第三层是分布式处理系统。每个处理节点分布在不同的位置，完成对无线信号的一项或多项处理功能，如调制解调、匹配接收机或信道编译码等。处理节点之间相互通信，协调工作任务，共同完成物理层和链路层的功能。

第四层是为虚拟或分布式核心网络。网络节点分布在不同的地理位置上，甚

至可以是 Internet 网络的节点。网络节点主要完成数据交换、路由、安全认证以及相关数据访问等功能，可以认为分布式网络相当于传统无线通信系统中的核心网络。当引入移动 IP 后，分布式网络还需要承担代理服务器的功能。由于在这一层里主要进行数据的网络层及信令的高层处理，因此可以采用 TCP/IP 协议进行数据传输，取代传统的建立在七号信令网上的 MAP 协议和 IS-41 协议，以便能够和 Internet 更好的结合，最终完成与 Internet 的融合，成为 Internet 的一部分。

3.2 分布式无线通信系统的几个新的概念

在分布式无线通信系统结构中引入了以下几个新的概念：分布式处理，虚拟小区，虚拟基站，和虚拟隧道。下面分别对其进行解释。

3.2.1 分布式处理

分布式无线通信系统中的分布式概念不再象分布式天线系统那样局限于分布式天线，处理单元的分布性是其新的特点。

图 3.1 给出了分布式处理的概念。各处理器分别负责一部分天线信号的处理，包括信号的调制/解调，编码/解码等。分布式处理的突出优点是容易引入并行计算，解决高速通信中集中处理计算复杂度高的问题，同时增加系统的可靠性。分布式处理系统主要完成物理层和链路层的功能，从功能上看相当于传统移动通信系统的基站子系统。由于分布式处理系统需要处理来自多根天线的信号，数据量远大于传统的小区基站所处理的数据，因此采用分布式结构不仅能降低对每个处理模块的要求，而且提高了系统的稳健性。

在分布式无线通信系统中，所有天线接收到的信号均送至各处理器进行分布式计算，基本思想是对通信功能解耦，并分成多个模块，然后由功能单元或 DSP 完成。模块与模块之间采用交换网络通信，互不控制对方，另外所有功能单元采用同样的硬件，易于扩展和实现，可看出，这就是符合软件无线电思想的有

效结构，因此这种联合处理最好能基于软件无线电平台实现。

由于篇幅关系，有关软件无线电的具体概念在此不再赘述，有关细节可参见 [20]-[24]。

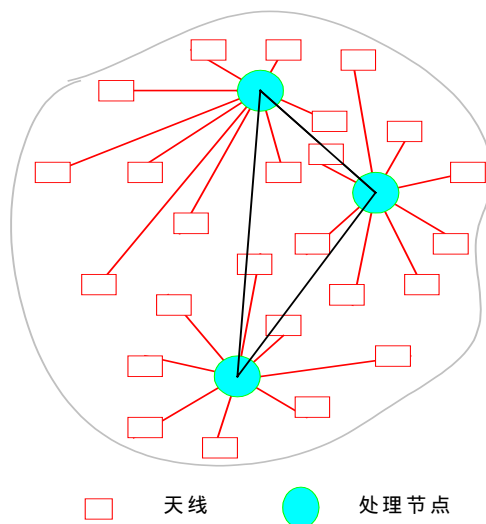


图 3.1 分布式处理概念示意图

3.2.2 虚拟小区

分布式无线通信系统中，若区域内所有天线均发同一移动台的信号将会造成功率上的极大浪费，因为信号的覆盖范围是有限的。因此我们提出虚拟小区的概念。

如第二章所提到的，虚拟小区并非地理上的划分，而是用户意义上的划分。具体地，如图 3.2(a)所示，通过不间断的前向测量实时检测和有用移动台信道质量¹最好的 m 根天线，由该 m 根天线组成该移动台的虚拟小区。对于多用户情况，各用户的虚拟小区可能会发生重叠。这里虚拟的含义体现在两点上：一是指小区是在连接建立时确定，可借鉴虚电路的概念；二是指小区不是固定的，当移动台移动时，虚拟小区会根据移动台当前的位置发生变化。如图 3.2(b)所示，移动台在点 a 时由天线 2, 4, 5 共同组成其虚拟小区，而在点 b 时虚拟小区由天线 1, 2, 4 组成。可看出，这种面向用户的虚拟小区机制保证了信号的最优接收和

¹ 这里指的是反向信道质量

最优合并。

在分布式无线通信系统中,仅由各移动台对应的虚拟小区负责该移动台信号的发送和接收,这样在前向信道可以有效地降低发送功率,降低系统干扰,在反向信道则可以在尽量不牺牲接收性能(或损失很小)的前提下降低处理复杂度(相对于分布式天线系统的收发机制而言)。

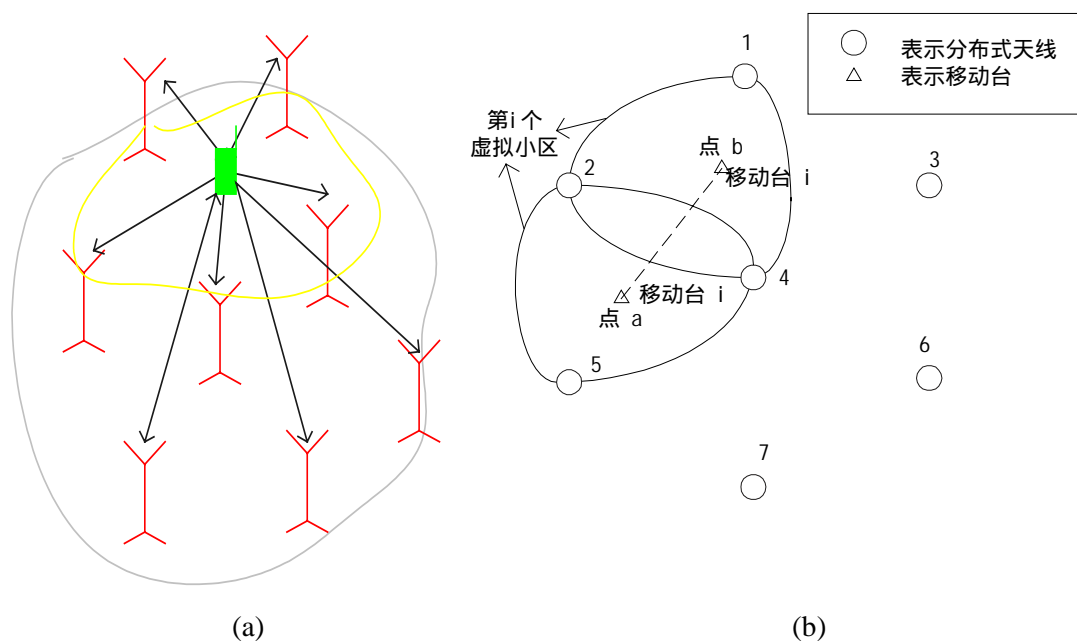


图 3.2 虚拟小区概念示意图

3.2.3 虚拟基站

分布式无线通信系统的基本思想是将传统的以基站为中心的覆盖方式转变为以移动台为中心的分布式接收、发送,各计算单元分别负责一部分天线信号的处理,包括信号的调制/解调,编码/译码等等。因此分布式无线通信系统不再有传统的中心处理基站,代之而起的是虚拟基站,如图 3.3。在图中移动台 1 正在收发来自五根天线的射频信号,通过光纤网络传输到计算单元 2,3 和 4,这五根天线与这三个计算单元共同构成了 MT1 的虚拟基站。移动台 2 与另外四根天线和计算单元 1、3 构成了 MT2 的虚拟基站。

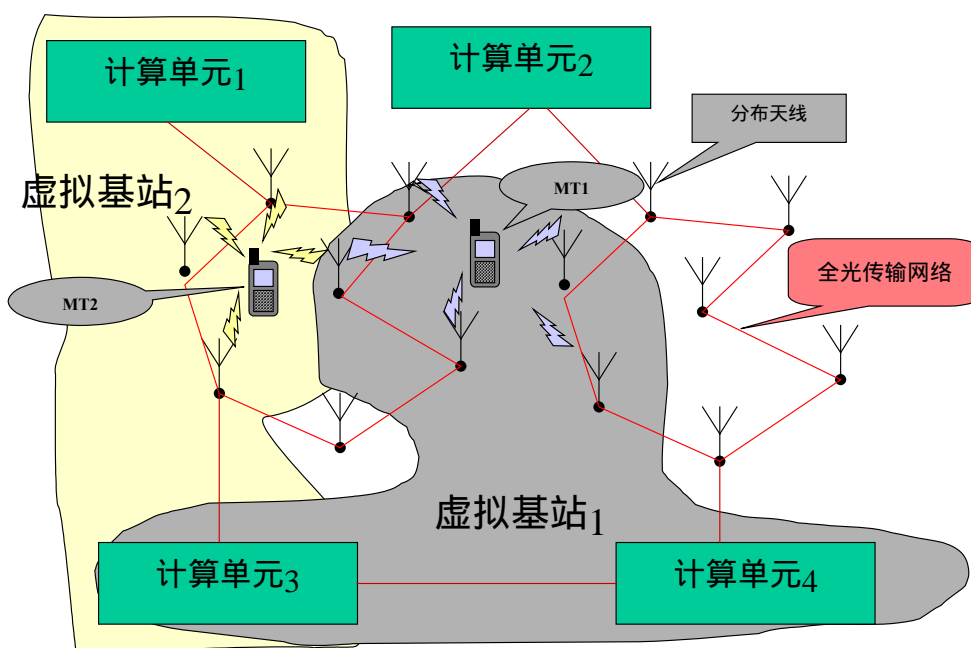


图 3.3 虚拟基站概念示意图 (摘自[25], 第 8 页)

3.2.4 虚拟隧道

在分布式无线通信系统系统中,分布式节点相互协调完成无线信号和数据的处理,显然这需要在节点之间建立高速率和高质量的通信机制。虚拟隧道的基本思想是在高速的有线网络上建立虚拟连接,使得节点之间能够有效地进行点对点通信。一个虚拟隧道由一个或多个数字链路组成,在连接过程中,数字链路可能发生变化,如图3.5。每个虚拟隧道有一个唯一的标识号VTI,并在连接过程中保持不变。

分布式无线通信系统中的隧道分为两层:一是分布式处理网络中的虚拟隧道,传送RF数字信号;二是分布式核心网络中的虚拟隧道,传送数据。虚拟隧道主要解决分布式无线通信系统高速数据传输和移动管理问题。

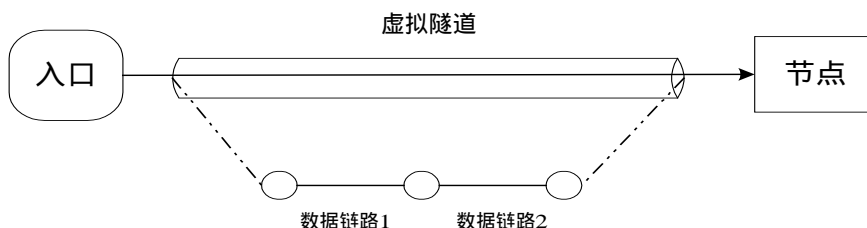


图 3.4 虚拟隧道概念示意图 (摘自[25], 第 9 页)

3.3 分布式无线通信系统的特点

由以上介绍我们可将分布式无线通信系统的特点总结如下：

- 1、*充分利用空间资源*：在分布式无线通信系统中，分布式天线均匀分布于整片区域中，而非集中于一处，显然比蜂窝系统更有利于空间资源的充分利用；
- 2、*利用有线传输的优势提高无线通信系统的质量*：分布式光纤传输系统相当于空中传输的延续，以传输质量很高的光纤取代恶劣的无线信道，可以大大缩短无线传输距离，降低误码率，从而大大提高系统性能；
- 3、*有利于多用户和多天线联合处理*：分布式无线通信系统突破了小区限制，分布式的处理结构以及面向用户的虚拟小区和虚拟基站机制非常有利于多用户和多天线联合处理的实现；
- 4、*无缝的，开放的，灵活的体系结构*：采用软件无线电技术实现分布式处理系统，可以灵活地实现不同的无线传输体制，而不需要重新设计硬件平台，有效地解决了无线系统之间互不兼容的问题，并易于实现现有的和可预见的未来的协议和技术，是开放的，灵活的和无缝的体系结构。

3.4 分布式无线通信系统的研究方向

分布式无线通信系统是一个全新的系统结构，涉及领域也十分广泛。在此我们仅列出了一些主要的研究方向：

- ◇ 容量分析
 - ◇ 分布式无线通信系统信道容量（bits/s/Hz）的研究；
 - ◇ 分布式无线通信系统用户容量（单位面积用户数）的研究；
 - ◇ 和蜂窝系统采用天线阵下的信道容量和用户容量的对比。
- ◇ 关键技术
 - ◇ 多天线发送分集和时空联合编码在分布式无线通信系统中的应用；
 - ◇ 多用户检测在分布式无线通信系统中的应用；
 - ◇ 分布式无线通信系统系统的功率控制方案；

- ◇ OFDM在分布式无线通信系统中的应用；
- ◇ 虚拟小区相关理论
 - 虚拟小区的测量和确定方法的研究；
 - 虚拟小区之间的信号切换问题研究；
 - 虚拟小区中信号资源的管理问题。
- ◇ 虚拟无线电
 - 基于交换网络和基于总线结构的软件无线电平台的研究；
 - 分布式天线系统的功能划分，采用软件无线电实现的研究；
 - 引入并行计算，提高系统处理能力的研究。
- ◇ 光纤传输
 - 光纤无线系统的网络拓扑结构的研究；
 - 光信号的复用技术的研究。
- ◇ 分布式网络
 - 将分布式天线系统的核心网络与 INTERNET 结合的研究；
 - 采用虚拟无线电技术实现分布式网络的研究。

本论文的研究工作主要集中于前两个研究方向：即分布式无线通信系统的容量分析和关键技术的研究。

容量分析方面，本论文分析了分布式无线通信系统的信道容量以及用户容量，并和现有蜂窝系统做了比较，这也是分布式无线通信系统理论完善的第一步，即首先确定其容量优势，后面的工作才显得更有说服力，同时容量界的确定也为各种技术的采用指明了方向。

通过容量分析可发现，分布式无线通信系统的前向容量是系统容量的瓶颈所在，这也是所有多天线系统共同存在的问题，因此本论文算法研究的重点也就放在前向多天线发送分集算法上，主要是基于多天线 MIMO 理论，提出了一种高频谱利用率的发送分集算法，其性能接近于香农信息论容量，远优于目前已有的 V-BLAST 等算法。

3.6 本文中的分布式无线通信系统模型

为了便于下面的研究，我们提取出分布式无线通信系统的有关特征，并做了一定的简化假设，得到分布式信道模型如下：

如图 3.5 所示，考虑 L 根分布式天线均匀放置于区域内，设移动台总数为 K ，各移动台均匀分布，每移动台对应的虚拟小区均包含 m 根分布式天线，移动台自身设有 n 根天线。具体而言，有关各假设如下：

- 1、*拓扑结构*：分布式天线均匀分布于整片区域，考虑到六边形拓扑结构可实现对空间的无缝分割，且最接近电波的覆盖特性，设每根天线的覆盖区域为六边形，半径为 R ；
- 2、*信道假设*：综合考虑路径衰减，阴影衰落和瑞利衰落的影响，但假设多径不可分辨，即设信道为平衰落。此外，设信道为准静态，即假设信道在一帧内保持不变，帧与帧之间信道可能会发生变化；
- 3、*天线收发机制*：只有移动台对应虚拟小区中的天线负责该移动台信号的发送和接收；
- 4、*其他理想假设*：假设虚拟小区的各天线可无误选择，即假设总是能够实时选出信道增益最好的 m 根天线组成移动台的虚拟小区。不考虑功率控制误差的影响，即假设理想功率控制方案，具体方案细节参见各章。

以上假设将贯穿全文，各章分析中用到的进一步的假设将在各自章节中分别予以介绍。

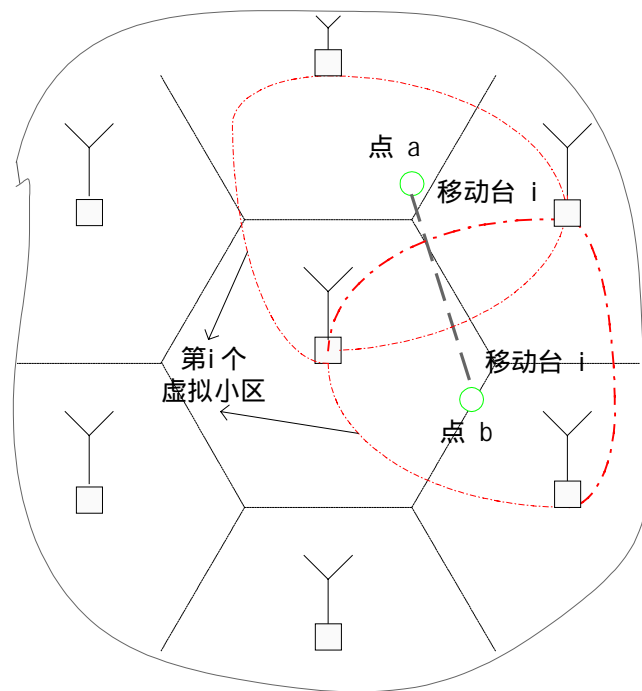


图 3.5 本论文所用到的分布式信道模型示意图

第二部分 分布式无线通信系统的容量分析

第四章 第二部分概述

4.1 容量的定义

无线通信系统中的容量一般有两个方面的含义：一是单位带宽单位时间内以任意小的错误概率所能传送的最大信息量，即香农信息论意义上的容量，通常称为信道容量，单位为比特每秒每赫兹（bits/s/Hz）；二是满足 QoS 要求下单位面积单位带宽下所能容纳的最大用户数，也被称为用户容量。

在目前的文献中很难找到一种研究方法将信道容量和用户容量两方面的定义统一起来，要么在给定传输率的前提下最大化用户数，要么在给定用户数的前提下最大化传输率，这便导致了两种不同的研究思路。在信道容量方面，研究方法比较单一，目前多集中于单用户点对点信道，基于香农公式研究信噪比和容量之间的关系，在多用户信道下一般只能得到容量区，除非做出更多的假设，否则很难得到各用户各自的信道容量；在用户容量方面，分析方法则相对比较灵活，既可采用系统仿真方法，也可采用理论分析方法，影响因素也更多，如系统的多址方式，接收检测子的选择等等。根据多址方式的不同，研究方法也不同，目前研究多集中于 CDMA 系统下用户容量的分析。

值得说明的是，不论信道容量还是用户容量，由于信道变化的随机性，得到的容量结果都是和中断率（outage probability）有关的，在下面的分析中也将看到，我们在谈到容量的时候，都是在一定的中断率的前提下的。

4.2 分布式无线通信系统容量分析的目的和结果

第三章中已经谈到过，容量分析是分布式无线通信系统理论完善的第一步，这是因为，首先，前面的分析只是从物理意义上定性地分析了分布式无线通信

系统应该比现有的蜂窝系统和分布式天线系统具有更好的性能，但具体有多少的优势还需要从容量方面进一步进行定量的分析；其次，通过对容量的分析也为各种技术的采用指明了方向，这是分布式无线通信系统关键技术研究的基础。

在这一部分里，我们深入研究了分布式无线通信系统的信道容量和用户容量。具体地，第五章建立分布式信道模型分别分析了不同功率分配方式，不同收发天线数以及不同功控方案对信道容量的影响。其结论表明，在分布式信道下，信道容量与移动台的位置是有关的，不同的功率控制方案决定了二者的关系；注水发送功率分配方式将获得比等功率分配方式大得多的容量增益，不论接收天线数是否大于发送天线数，因此，在分布式信道下应该采用注水功率分配方式以最优化信道容量。除此之外，我们还进一步比较了点对点信道和分布式信道下的信道容量，比较结果表明，分布式信道下的信道容量显著优于点对点信道下的信道容量，这得益于分布式信道下接入距离的缩短从而导致了发送功率的降低。

第六章则分析了多用户环境下分布式无线通信系统的反向和前向用户容量，考虑采用 CDMA 作为多址方式，并假设理想的功率控制。理论推导结果表明，反向用户容量会随着虚拟小区天线数 m 的增加而增加，但前向用户容量却会随之减小。我们证明，此时不论采用何种功率分配方案都不能使前向用户容量随 m 的增加而增加，选择性发送时可得到最大前向用户容量。在分析前向容量下降的原因的基础上，我们进一步提出了一种新的前向发送方案，仿真结果表明，新发送方案下的前向用户容量将随着 m 的增加而迅速增长。和第五章类似，我们还将分布式无线通信系统和现有蜂窝天线阵系统的反向和前向用户容量做了一个比较，比较结果显示，在现有蜂窝系统下采用天线阵尽管可以提高小区的前向和反向用户容量，但随着天线阵元数的增加，每天线阵元的用户数却没有得到提高反而下降了。因此，在相同天线数的情况下，分布式无线通信系统的反向和前向用户容量是优于现有蜂窝系统的。

第七章是对整个分布式无线通信系统容量分析的总结，指出了现有分析的不足并对未来研究方向进行了展望。

第五章 信道容量分析

本章主要分析了分布式无线通信系统的信道容量。在对现有点对点信道容量研究进行综述的基础上，我们进一步提出了分布式信道模型，并借鉴已有的 MIMO 容量分析方法得到了分布式信道下的信道容量结果。本章的最后是对点对点信道与分布式信道的信道容量的比较。

5.1 信道容量研究综述

自从 C.E.Shannon 关于信息论的经典著作[26]问世以来，信息论领域的研究已经取得了长足的发展。过去的研究一般局限于单用户单维（单天线）高斯信道下的信道容量，重点在时域或频域采用各种先进技术，如信道编码，以尽量接近理论容量极限。但在近十几年内，随着信号处理技术的发展，如多天线阵列的广泛应用以及多用户检测理论的提出，多用户多天线信道容量研究开始成为研究热点。

在 S.Verdu[27]于 1989 年掀起多用户信道容量研究热潮后，S.V.Hanly 和 P.Whiting 率先在[28]中详细研究了多用户多接收天线高斯信道下的信道容量。文中他们不仅推导了单用户单接收机，单用户多接收机，多用户单接收机，多用户多接收机四种情况下的信道容量，而且给出了简化模型（circle 模型）下的容量公式，并探讨了功率控制方案和信道容量之间的关系（有关功率控制进一步的研究可参见[29][33]）。A.D.Wyner[30]在 Hanly 的 circle 模型的基础上进一步将其发展成为一维和二维蜂窝模型，推导出了在等功率控制下，仅与信号衰减因子，信号接收信噪比以及用户数有关的信道容量公式。我们知道，在多用户信道中，很难像单用户信道一样给出信道容量的显式解，一般只能得到容量界，然后在假设各用户速率相等的前提下得到平均信道容量。加入多天线后信道容量界变得更加复杂，Hanly 和 Wyner 的研究中都仅考虑相邻有限根天线的联合处理（最多 6 根），并假设各用户等功率控制，速率相等，只考虑信号衰减（此后 S.Shamai 还进一步考虑了 Rayleigh 衰落的影响[31]）。尽管模型十分理想化，但

仍是很有意义的。

此后的几年里研究一般集中于两方面：一是进一步细化模型，在更实际化的模型下推导多用户信道容量[32]；二是在信道容量的指导下寻求最优功率控制方案[33]。此时的研究重点主要在于多用户而非多天线，一般均假设基站接收端采用多天线，而移动台发送端采用单天线，直到 E.Telatar[34]和 G.J.Foschini[35]发现，在发送和接收端同时采用多天线可使容量线性增长。Telatar 在[34]中分别推导了发送端确知信道信息（闭环）和未知信道信息（开环）情况下，收发双方均采用多天线的信道容量公式，Foschini 则集中讨论了开环多天线信道容量与接收信噪比，发送和接收天线数的关系，并给出了容量下界以及达到容量下界的方法。二者均假设单用户点对点信道，信道转移矩阵各分量为独立同分布复高斯随机变量，信道为准静态平衰落，接收机可获得精确的信道信息。他们认为，在一个 n 发 m 收的无线通信系统中，当 n 固定时，信道随 m 的增加对数增长；当 m 固定时，信道容量随 n 的增加趋于一常数；若 $m > n$ ，则信道容量将随 n 呈线性增长。因此，为了得到高的信道容量，应该同时增加收发双方的天线数，这样的系统称为多输入多输出（MIMO）系统。

在用户需求急剧增长且带宽资源日趋紧张的今天，这样的结果无疑大大鼓舞了研究者们，它说明，充分利用空间资源可以成倍地提高信道容量。然而值得注意的是以上结论是基于准静态平衰落且充分散射（rich scattering）的理想假设的，实际上在此之后的进一步研究发现，当以上假设发生变化时，信道容量并非象理想中的随收发天线数的小者成倍增加。[36]研究了频率选择性衰落下的确知（deterministic）信道的信道容量，其结论表明，在频率选择性衰落下，信道容量不仅和收发天线数有关，而且和多径数有关，它是随发送天线数，接收天线数和多径数的最小值线性增长的。[37]在此基础上进一步将信道转移矩阵设为随机变量得到时间统计下（各态历经 ergodic）的信道容量。最近[38]建立更为细致的模型综合考虑了空间相关衰落，散射半径等因素对信道容量的影响。其结论表明，和单输入单输出（SISO）系统不同的是，在 MIMO 系统下频率选择性衰落下的信道容量要高于平衰落下的信道容量，换句话说，时延扩展对于 MIMO

信道是有好处的。另一方面, [39]研究了快衰落信道下的信道容量, 由于信道变化速率快, 因此假设接收端未知信道特性。其结论表明, 此时的信道容量受限于信道的相关时间 (以符号周期数为单位), 即当发送天线数大于信道相关的符号周期数时, 增加发送天线数不会对容量增加带来任何好处。这个结论比较令人失望, 因为这也说明当信道以一个符号的速度快变时, 我们只能通过增加接收天线数目来增加信道容量。

我们知道, 在 Telatar 和 Foschini 的信道模型中除了准静态和平衰落假设之外, 还有一个很重要的简化, 就是充分散射。在充分散射的环境下, 可以假设各子信道之间独立不相关。然而在实际情况中这个假设通常是不成立的。为了得到更加实际化的模型, 一方面工作集中于从实际测量中提取信道参数[40][41]², 另一方面则期望建立数学模型推导信道容量, 其中比较具有代表性的是 D.Shui 提出的 MIMO 下的 one-ring 模型[42]。如图 5.1 所示, 在 one-ring 模型中, Shui 考虑基站周围基本没有散射源而移动台周围散射源很多的情况, 建立了空间衰落相关性和天线间隔, 天线放置方式, 角度扩散和到达角各参数之间的关系。[43][44]中进一步考虑了收发之间距离的影响, 指出, 当散射半径相对于该距离而言非常小时, 即使收发双方周围都存在很多的散射源, 仍有可能出现信道矩阵低秩的情况, 即所谓的“pinhole”或“keyhole”, 如图 5.2 所示。因此, 修正后的信道模型中应该进一步加上这部分的影响。[42-44]的结论均表明, 相关性会导致信道容量的大大降低, 发送端天线间隔, 接收端天线间隔以及不同的发送功率分配方式都会对相关衰落下的信道容量产生不同的影响。

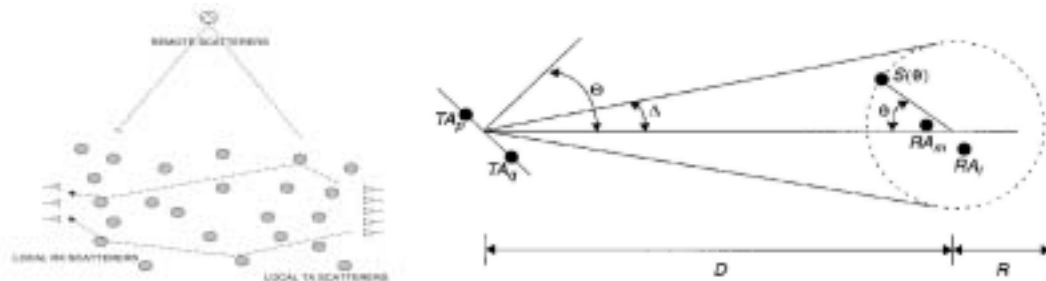


图 5.1 “one-ring”模型原理示意图 (摘自[42], 第 2 页)

²[40]发现相关性会带来 30%的容量损失; 频率选择性会使得信道容量的累积概率密度函数 cdf 更加陡峭, 从而增加 outage 容量, 但对平均容量影响不大。

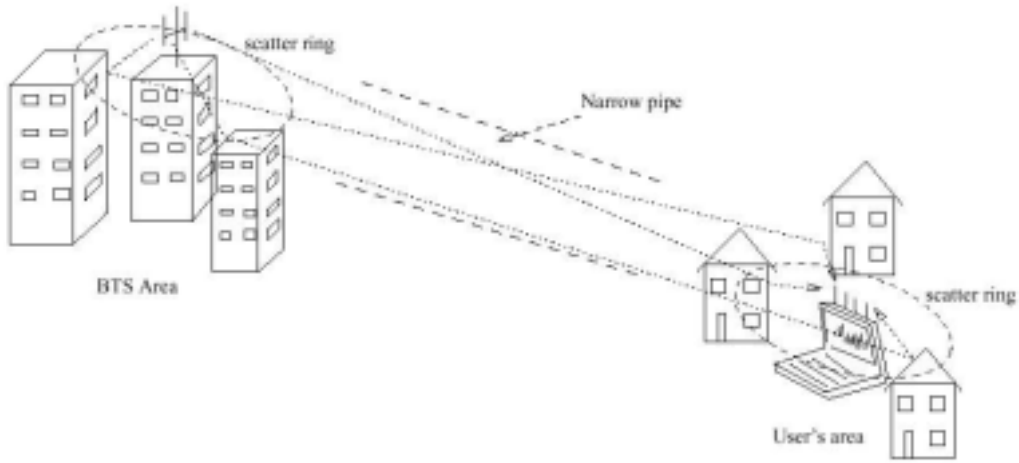


图 5.2 “keyhole”现象原理示意图（摘自[45]，第7页）

目前，MIMO 容量研究正在成为全球研究的热点，所涉及的范围也非常广。但其共同特点在于：均基于点对点信道，即收发双方的天线均为集中放置，如图 5.3 所示。



图 5.3 点对点信道示意图

在分布式无线通信系统中，由于分布式天线散布在区域中，对于单用户而言，其信道为多点对单点（或单点对多点）信道，如图 5.4 所示，而非传统的点对点信道，因此，原有的这些 MIMO 容量结果不能直接用于分布式无线通信系统中，但其分析方法是可借鉴的。

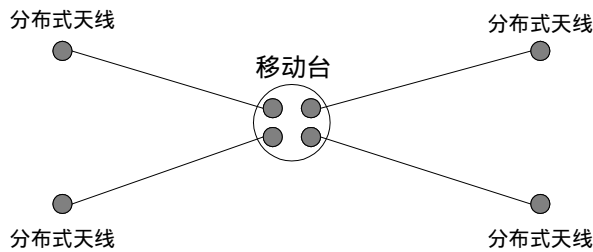


图 5.4 分布式信道示意图

5.2 预备知识

为了便于下面的分析，我们首先对将要用到的一些重要的 MIMO 理论进行简单的介绍。

5.2.1 开环 MIMO 信道容量

假设发端仅知道信道矩阵 \mathbf{H} 的概率分布，而收端精确获知信道信息，信道矩阵 \mathbf{H} 假设为准静态平衰落，其各元素假设为独立同分布的随机变量，且满足瑞利分布。则，Foschini 等在[35]中推导出：

- 接收分集 $(1, n)$ ³下的容量为：

$$C = \log_2(1 + \rho \cdot \chi_{2n}^2) \quad (5-1)$$

其中 ρ 表示每接收天线的信噪比。易看出，此时的信道容量随接收天线数 n 近似呈对数增长。

- 发送分集 $(m, 1)$ 下的容量为：

$$C = \log_2 \left[1 + (\rho/m) \cdot \chi_{2m}^2 \right] \quad (5-2)$$

易看出，增加发送天线数 m 对容量的增长影响不大。

- Telatar 在[34]中推导出 (m, n) 下的容量为：

$$C = \int_0^\infty \log(1 + P\lambda/m) \sum_{k=0}^{a-1} \frac{k!}{(k+b-a)!} [L_k^{b-a}(\lambda)]^2 \lambda^{b-a} e^{-\lambda} d\lambda \quad (5-3)$$

其中 $L_k^{b-a}(x) = \frac{1}{k!} e^x x^{b-a} \frac{d^k}{dx^k} (e^{-x} x^{b-a+k})$ 是 k 阶的 Laguerre 多项式，

$$a = \min(m, n), \quad b = \max(m, n)。$$

Telatar 进一步分别给出了不同 ρ ($0\text{dB} \leq \rho \leq 35\text{dB}$ ，间隔为 5dB) 下， $(t, 1)$ ， $(1, r)$ ， (r, r) 对应的信道容量如图 5.5(a)，(b)，(c)所示：

³ 以下我们均采用 (m, n) 来表示发天线数为 m ，收天线数为 n 。

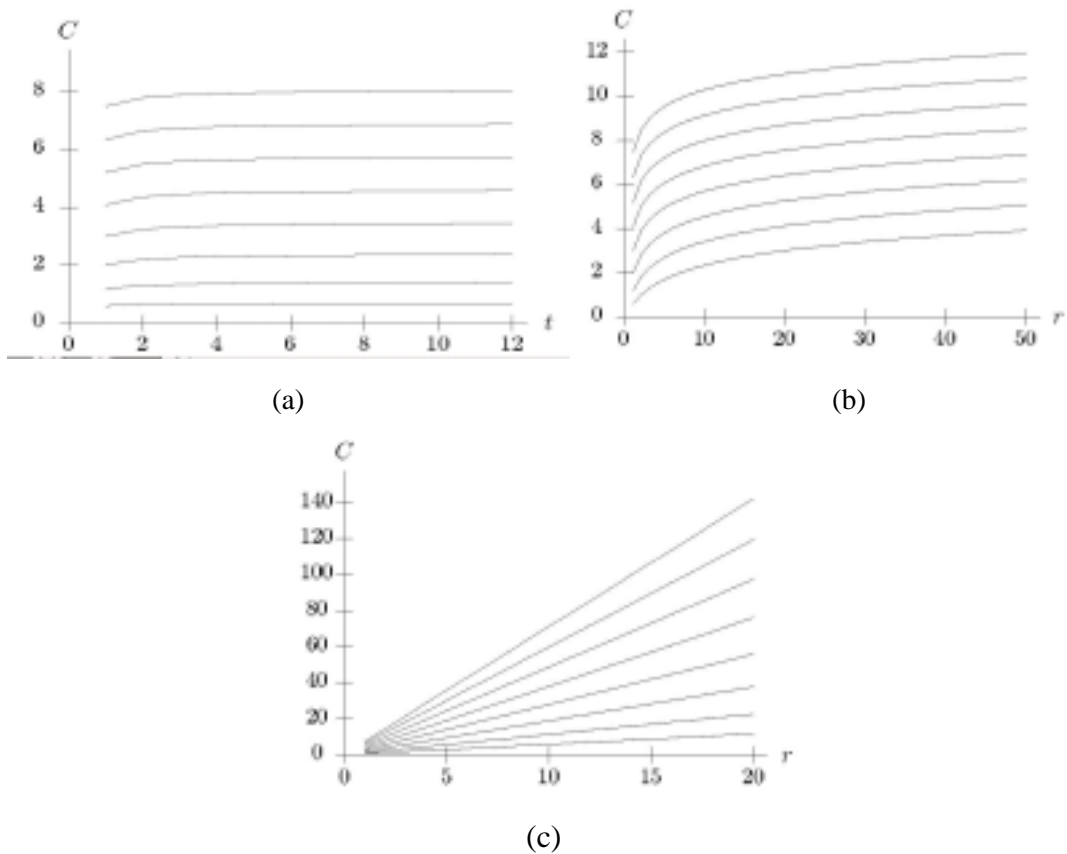


图 5.5 开环 MIMO 信道容量随发送和接收天线数的变化 (摘自[34], 第 15,16,17 页)

由图 5.5 可看出, 仅仅增加发天线数 t , 容量基本上保持不变, 增加收天线数 r 可使容量随之呈对数增长, 只有在同时增加发送和接收端的天线数时, 才能使信道容量随 r 线性增长。

综上所述, 对于准静态平衰落独立同分布的 (m, n) 瑞利信道, 开环 MIMO 信道容量: $C \propto \min\{m, n\} \log \rho$ 。

Telatar 证明, 此时最优的发送功率分配方式即为等功率分配。

5.2.2 闭环 MIMO 信道容量

假设收发端均精确获知信道信息, 则发送端可根据信道信息对发送功率进行调整, 以使得互信息最大, 即

$$C = \max_{\mathbf{Q}} \log \det \left(\mathbf{I}_n + \frac{1}{\sigma_z^2} \mathbf{H} \mathbf{Q} \mathbf{H}^* \right) \text{ bps/Hz}, \quad (5-4)$$

其中 \mathbf{Q} 为发送信号的协方差矩阵, σ_z^2 表示加性高斯白噪声每维的方差。

Telatar 在[34]中已证明, 当信道矩阵 \mathbf{H} 确知时, 采用注水 (water-filling) 分配方案可使得信道容量最大, 即:

$$\text{当 } \mathbf{Q} = \sigma_z^2 \cdot \mathbf{V} \tilde{\mathbf{Q}} \mathbf{V}^* \text{ 时, } C = \sum_{i=0}^{r-1} (\log(\mu \lambda_i))^+ \quad (5-5)$$

其中 \mathbf{V} 是 $m \times m$ 维矩阵, 其列向量为 $\mathbf{H}^* \mathbf{H}$ 的特征向量. r 是 \mathbf{H} 的秩. λ_i 是 $\mathbf{H} \mathbf{H}^*$ 的第 i 个特征根. $\tilde{\mathbf{Q}} = \text{diag}(\mu - \lambda_i^{-1})^+$, 其对角元素满足: $\sum_{i=1}^m \tilde{q}_{ii} = P_t / \sigma_z^2$, 其中 P_t 表示总发送功率。

若发送端对发送功率进行等功率分配, 则易知此时的互信息

$$I = \log \det \left(\mathbf{I}_n + \frac{P_t}{m \sigma_z^2} \mathbf{H} \mathbf{H}^* \right) = \sum_{i=1}^r \log \left(1 + \frac{\rho}{m} \lambda_i \right) \quad (5-6)$$

其中 $\rho = P_t / \sigma_z^2$ 。

C.Chuah 和 D.Shiu 分别在[41]和[46]中分析了不同功率分配方式——注水和等功率——下闭环信道容量的差异, 前者发现, 在高信噪比时, 二者的差异几乎缩小为 0, 而后者则发现发天线间 (或收天线间) 相关性会导致两种功率分配方式下得到的信道容量差异增加。

为了更深入地分析点对点信道下闭环 MIMO 信道容量和不同功率分配方式以及不同收发天线数目的关系, 同时也为了和分布式信道下的有关结论做对比, 我们假设信道为准静态平衰落独立同分布的 (m, n) 瑞利信道, 由式(5-5)和(5-6)分别得到注水和等功率分配方式下的闭环 MIMO 信道容量结果如下:

A. 相同收发天线数下, 不同功率分配方式对闭环 MIMO 信道容量的影响

图 5.6 显示了 2 发 3 收和 4 发 2 收下, 注水和等功率分配两种功率分配方式

⁴ a^+ 表示 $\max\{0, a\}$.

下，中断率为 90%⁵时对应的闭环 MIMO 信道容量。可看出，当发天线数大于收天线数时，注水功率分配能获得明显的信道容量增益，但这一优势会随着收天线数的增加而减小。因此，在点对点信道下，当收天线数大于发天线数时，采用注水功率分配可获得的信道容量的好处并不多，稍后会看到，在分布式信道下，这一结论会发生变化。

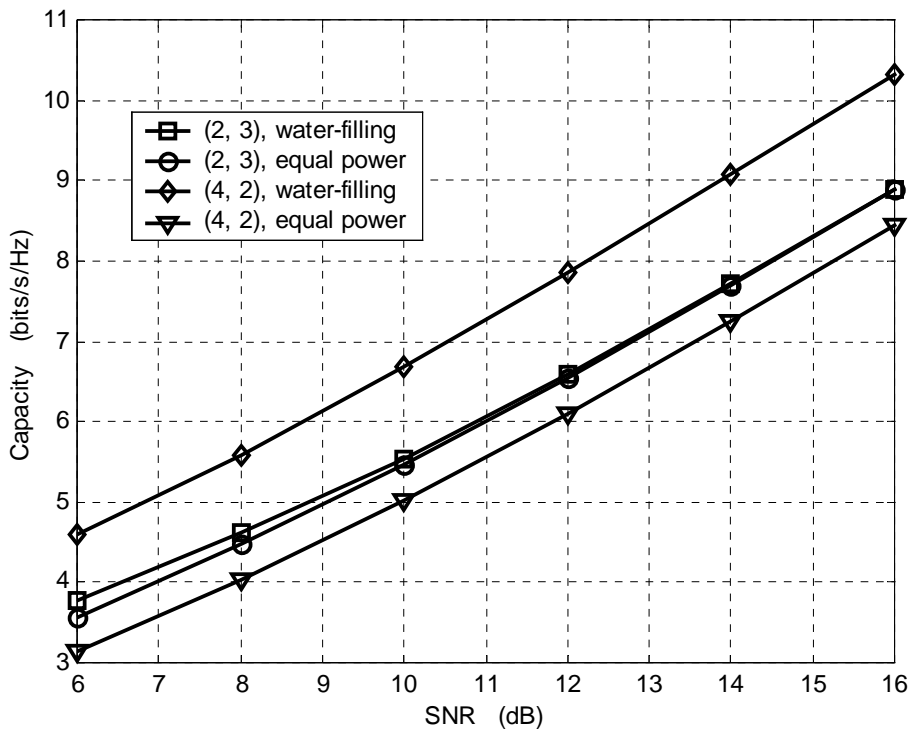


图 5.6 点对点信道下闭环 MIMO 信道容量随不同功率分配方式的变化

B. 相同功率分配方式下，不同收发天线数对闭环 MIMO 信道容量的影响

a) 注水功率分配方式

图 5.7 和图 5.8 分别表示了注水功率分配方式下，信道容量随发天线数和收天线数变化的情况。可看出，在注水功率分配方式下，增加发天线数和收天线数都能提高信道容量，且其带来的容量的好处几乎是一样的，这是因为注水功率分配方式能根据信道特征向量有效地分配发送功率，因而信道容量

⁵ 若没有特殊说明，则以下均为中断率为 90%时对应的信道容量结果。

只取决于信道特征值的大小,从这个意义上来看增加发送天线数和增加收天线数对信道特征值的改善是一样的,故而对信道容量的影响也相同。

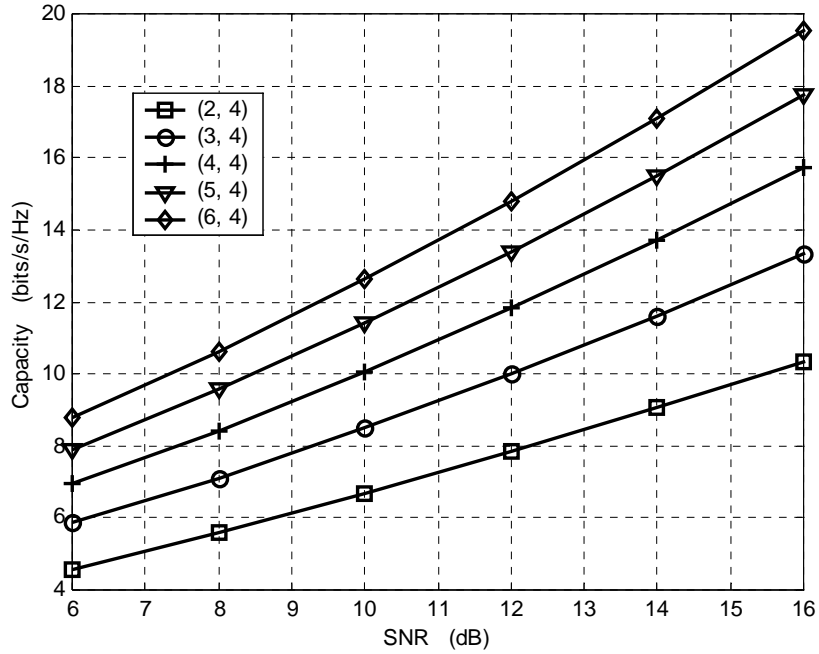


图 5.7 注水功率分配方式下, 闭环 MIMO 信道容量随发天线数的变化

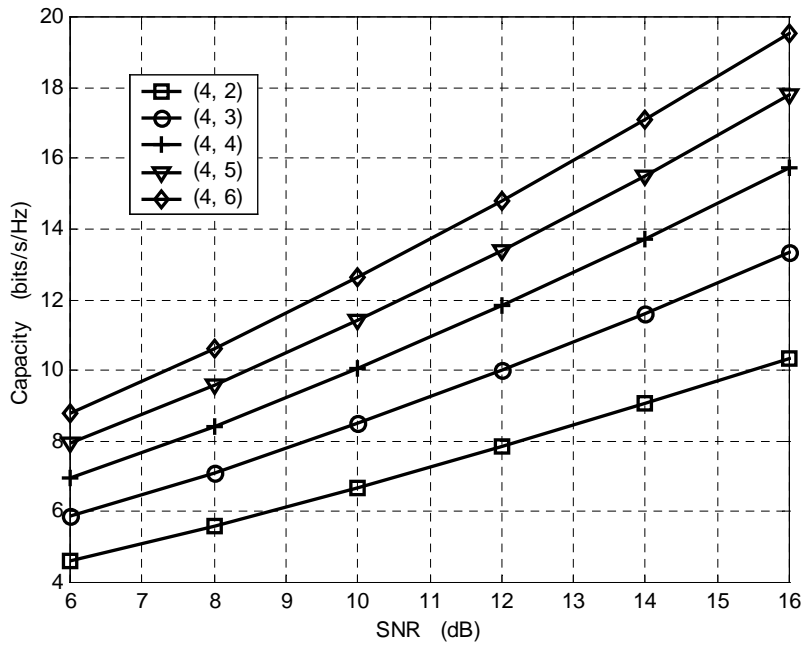


图 5.8 注水功率分配方式下, 闭环 MIMO 信道容量随收天线数的变化

b) 等功率分配方式

从图 5.9 和图 5.10 可看出，在等功率分配方式下，当发天线数增加至超过信道维数时，信道容量的增加迅速变缓趋于饱和，此时增加发天线对提高信道容量而言已经意义不大。而收天线的增加依旧能够大大提高信道容量，这一点和注水功率分配方式下的结果是类似的。

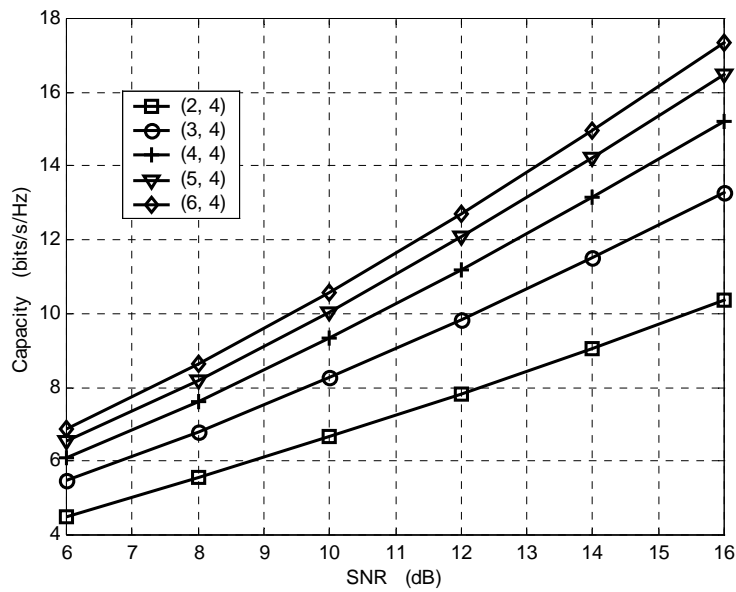


图 5.9 等功率分配方式下，闭环 MIMO 信道容量随发天线数的变化

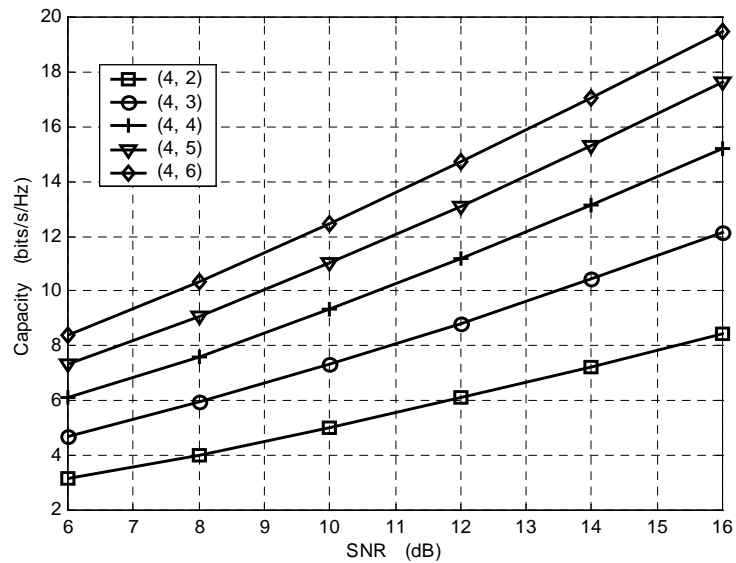


图 5.10 等功率分配方式下，闭环 MIMO 信道容量随收天线数的变化

C. 小结

由以上仿真结果,我们将点对点信道下闭环 MIMO 信道容量的有关结论总结如下:

- MIMO 信道容量随信道维数的增加而增加;
- 当发送天线数大于接收天线数时,注水功率分配方式下的信道容量显著大于等功率分配下的信道容量,反之则差异很小;
- 当发天线数 m 超过信道维数时,等功率分配下信道容量很快趋于饱和,而注水功率分配方式下信道容量仍随 m 增长;
- 当收天线数 n 超过信道维数时,等功率分配和注水功率分配方式下的信道容量均能随 n 增长。

由此可看出,在点对点信道下,当接收天线数大于发送天线数时,两种功率分配方式下的闭环 MIMO 信道容量差异并不大,因此在点对点信道下可以采用复杂度相对较低的等功率分配方式。此外,不论在何种功率分配方式下,增加发天线数都还是能获得一定的好处的,虽然在等功率分配方式下好处不多。在下面的分析中我们将会看到,分布式信道下的容量结果是不相同的。

5.3 分布式信道下的信道容量分析

5.3.1 模型和假设

在分布式模型中,各分布式天线分布于整片区域中,因此尽管移动台上的天线为集中放置,但信道模型已经由 MIMO 中的点对点信道变为了此时的多点对单点信道(或单点对多点信道⁶),在仿真信道容量时,不仅要考虑信道衰落的影响,还需要考虑路径衰减,因为此时各分布式天线到移动台的距离并不相等。

⁶ 在分析信道容量时,将信道矩阵进行转置即可以完成从前向容量到反向容量(或从反向容量到前向容量)的转换,换句话说,将收发天线数互换即可即可将前向容量结果转换为相应的反向容量结果(或反之)。因此,在以下的分析中我们仅针对前向信道容量。

此外,在分布式无线通信系统中,虚拟小区的选择决定了其固有的闭环特性(即发送端获知信道状态信息),因此,以下的分布式信道下的容量分析均是基于闭环信道容量的。

具体地,我们假设信道为准静态平衰落,建立离散线性时不变信道模型如下:

$$\mathbf{y} = \mathbf{H} \cdot \mathbf{x} + \mathbf{z} \quad (5-7)$$

其中 \mathbf{x} 表示 $m \times 1$ 维发送信号矢量, \mathbf{y} 和 \mathbf{z} 分别表示 $n \times 1$ 维接收信号矢量和高斯白噪声矢量。设 \mathbf{z} 每维均为复高斯随机变量,均值为 0 方差为 σ_z^2 。设第 j 根发送天线到第 i 根接收天线之间的信道增益为 h_{ij} ,则综合考虑路径衰减,阴影衰落和瑞利衰落后, $h_{ij} = r_{ij}^{-\alpha/2} \cdot \beta_{ij}$,其中 r_{ij} 表示从第 j 根发送天线到第 i 根接收天线之间的距离, α 为路径衰减因子, β_{ij} 综合表示了阴影衰落和瑞利衰落的影响,其幅度为瑞利衰落,均方值为满足均值为 0 标准差为 σ_s 的对数正态分布随机变量。

此外,在分布式信道模型中,由于各分布式天线到移动台的距离不等,很难找到一种功率控制方案能够完全抵消所有子信道的路径衰减。这里我们考虑如下两种功率控制方案:

$$\text{功控方案 1: 发送总功率与移动台位置无关: } P_t = \tilde{P} \cdot R^4. \quad (5-8)$$

其中 R 表示分布式天线的六边形覆盖区域的半径, \tilde{P} 表示发送功率初始值。

这是最简单的一种前向功率控制方案,由式(5-8)易看出,此时由于在任何位置上的发送功率均相同,因此移动台离某根分布式天线越近,其接收信噪比越大,换句话说,在这种功控方案下,信道容量会随着移动台与分布式天线距离的增加而降低,在交界处达到最低。

功控方案 2: 发送总功率与移动台位置有关:

$$P_t = \tilde{P} \cdot r^4, \quad r = \min\{r_1, r_2, \dots, r_m\}. \quad (5-9)$$

其中 r_i 表示移动台到分布式天线 i 的距离。

和功控方案 1 相比,采用功控方案 2 后的总发送功率显然大大降低,因此此

时的总发送功率只和最小距离有关。此外，从式(5-9)可看出，此时最近的分布式天线到移动台的路径衰减的影响可以被抵消，但其他参与发送的分布式天线所发送的信号仍然有部分路径衰减的影响。因此可以推断：移动台离其中某个分布式天线越近，可利用的信道维数越少，信道容量也就越低。这和功控方案 1 的结果是正好相反的。

5.3.2 仿真结果讨论

建立如上分布式信道模型，设路径衰减因子 α 为 4，阴影衰落变量标准差 σ_s 为 8dB，采用式(5-5)和(5-6)，可得到分布式信道闭环信道容量结果如下：

A. 分布式信道下信道容量和距离 r 的关系

图 5.11 和图 5.12 分别是功控方案 1 和功控方案 2 下信道容量随移动台到最近分布式天线的距离 r (归一化距离 r/R) 的变化曲线。可看出，两种方案下信道容量均与移动台所处的位置有关，与我们的分析相同，在功控方案 1 中，离分布式天线越近，信道容量越高，而功控方案 2 则正好相反，在边界处 $r = \sqrt{3}R/2 \approx 0.9R$ 达到最大信道容量。比较两种功控方案下的容量结果可发现，在功控方案 1 中不同位置的信道容量差异比 2 要大的多，在靠近分布式天线处信道容量急剧上升，此外，尽管功控方案 1 中的信道容量值大于 2，但其耗费的总发送功率也比 2 大，因此，我们选择方案 2 作为分布式信道的功控方案⁷。

在下面的仿真结果中，我们均采用距离平均意义上的信道容量。

⁷ 值得说明的是，即使采用功控方案 1，所得到的不同功率分配方式以及不同收发天线数对分布式信道容量的影响结果也是相同的。但由于篇幅关系，在此不再赘述。

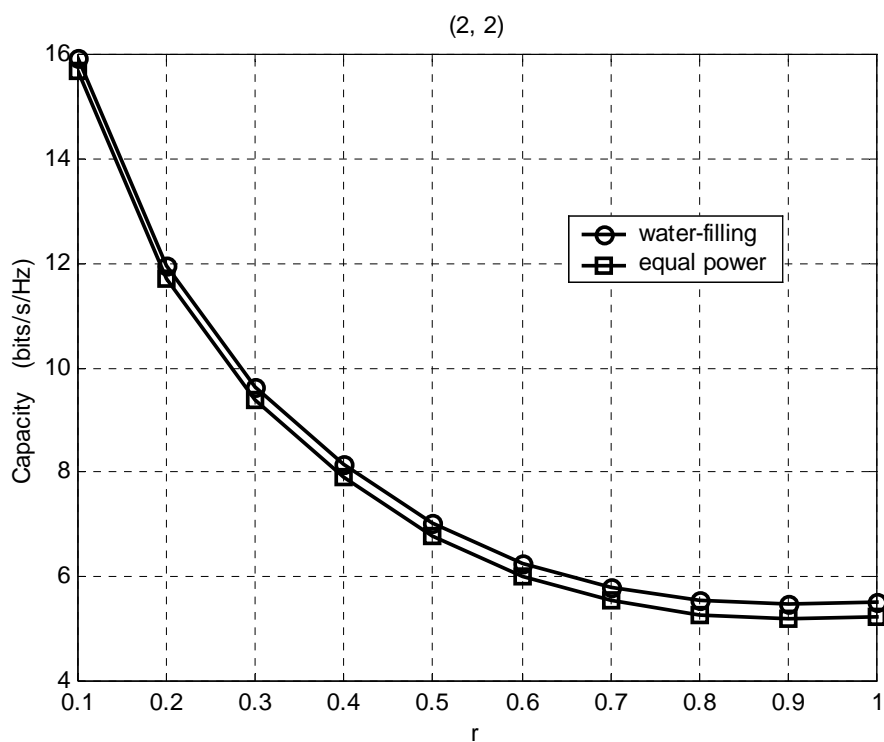


图 5.11 功控方案 1 下，分布式信道容量随最小距离的变化

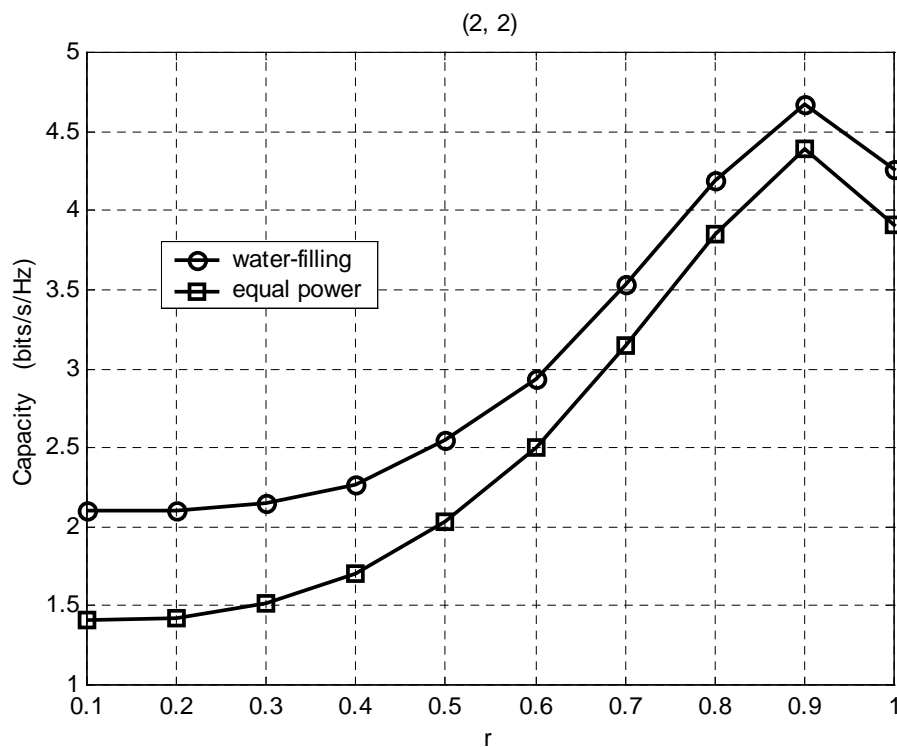


图 5.12 功控方案 2 下，分布式信道容量随最小距离的变化

B. 相同收发天线数下，不同功率分配方式对分布式信道容量的影响

图 5.13 显示了各种收发天线数下，不同功率分配方式对分布式信道容量的影响。可看出，和点对点信道 MIMO 容量结果不同的是，在分布式信道下，即使收天线数大于发送天线数，相对于等功率分配方式，注水功率分配方式仍能获得显著的容量增益。

实际上，在分布式信道下，由于各子信道路径衰减不同，采用等功率分配必然会导致发送功率的极大浪费，即使在收天线数大于发天线数的情况也是如此。而注水功率分配方式是在信道特征向量上分配发送功率，因此在分布式信道下其容量优势尤其明显。

值得说明的是图中的横坐标 $\rho = \tilde{P} / \sigma_z^2$ 。

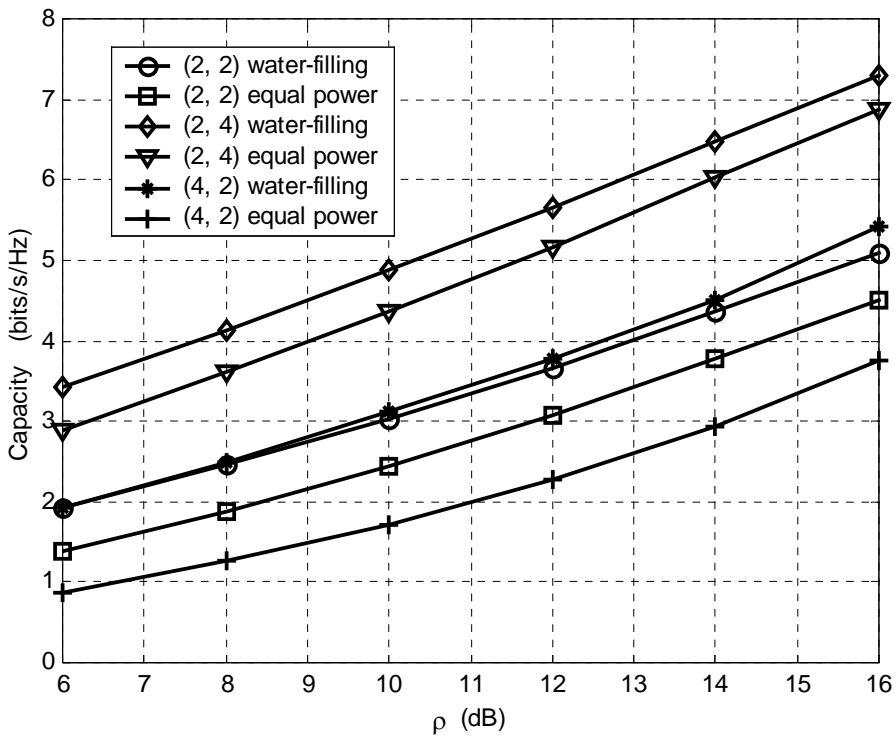


图 5.13 分布式信道容量随不同功率分配方式的变化

C. 相同功率分配方式下，不同收发天线数对分布式信道容量的影响

a) 注水功率分配方式

图 5.14 表示了注水功率分配方式下，信道容量随发送天线数的变化。可看出，在分布式信道下采用注水功率分配方式时，增加发天线数几乎无法获得任何的好处。原因在于在分布式信道下，大部分情况下信道维数都在一维左右，只有在边界附近才能获得更多的维数，增加发天线对增加信道维数几乎没有什么作用，因此尽管采用注水功率分配方式可以最有效地分配发送功率，但仍然无法提高信道容量。这和点对点信道是不同的。图 5.15 则表明在分布式信道下，增加收天线数对容量还是可以带来好处的。这一点与点对点信道下的结论是类似的。

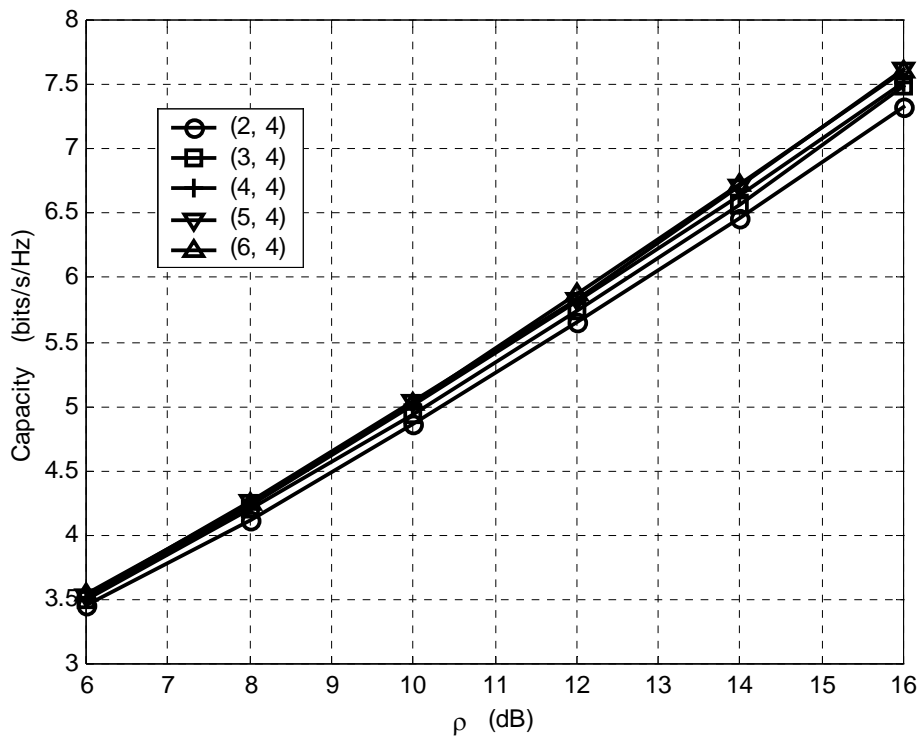


图 5.14 注水功率分配方式下，分布式信道容量随发天线数的变化

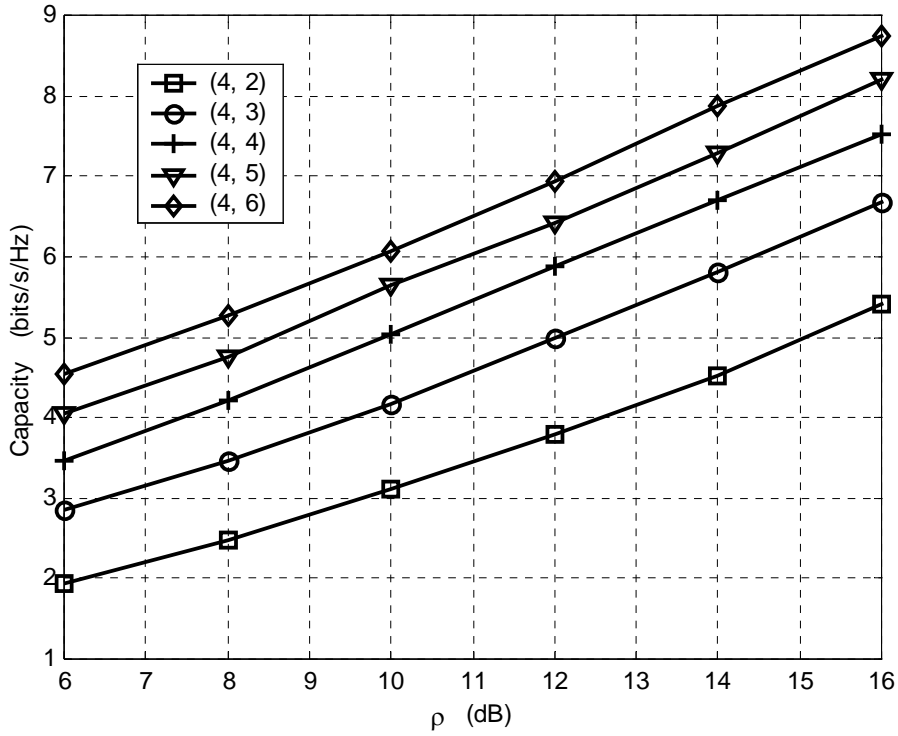


图 5.15 注水功率分配方式下，分布式信道容量随收天线数的变化

b) 等功率分配方式

图 5.16 和图 5.17 分别表示了等功率分配方式下增加发天线数和增加收天线数对容量的影响。可看出，在等功率分配方式下，发天线数的增加不仅不能提高信道容量，反而导致了信道容量的降低！这是因为在分布式信道下，将功率分散至更多的发送天线只会进一步降低接收信噪比，从而导致容量的下降。当然收天线数的增加还是可以提高信道容量的。

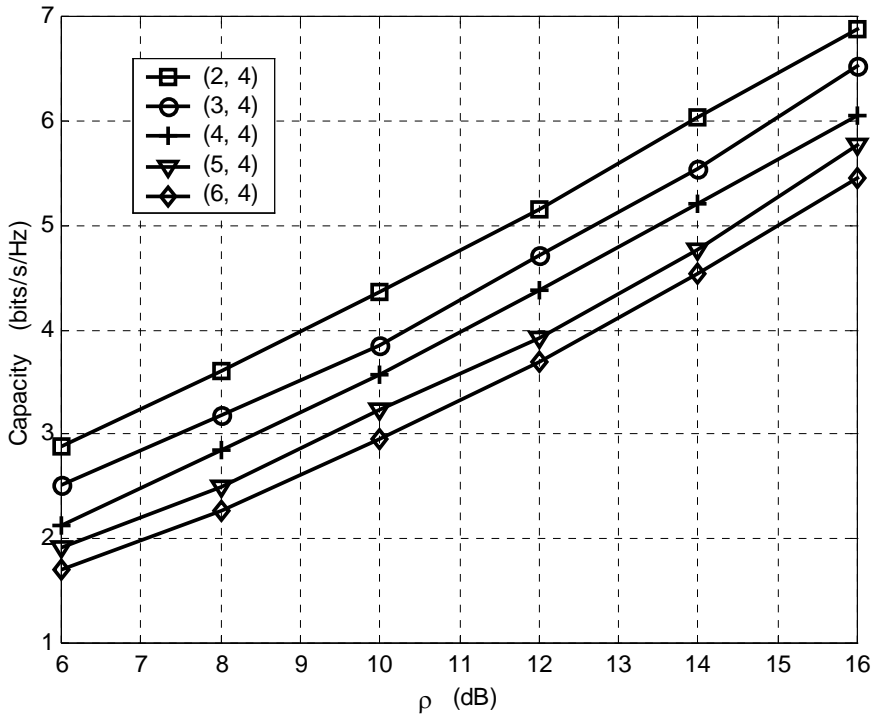


图 5.16 等功率分配方式下，分布式信道容量随发天线数的变化

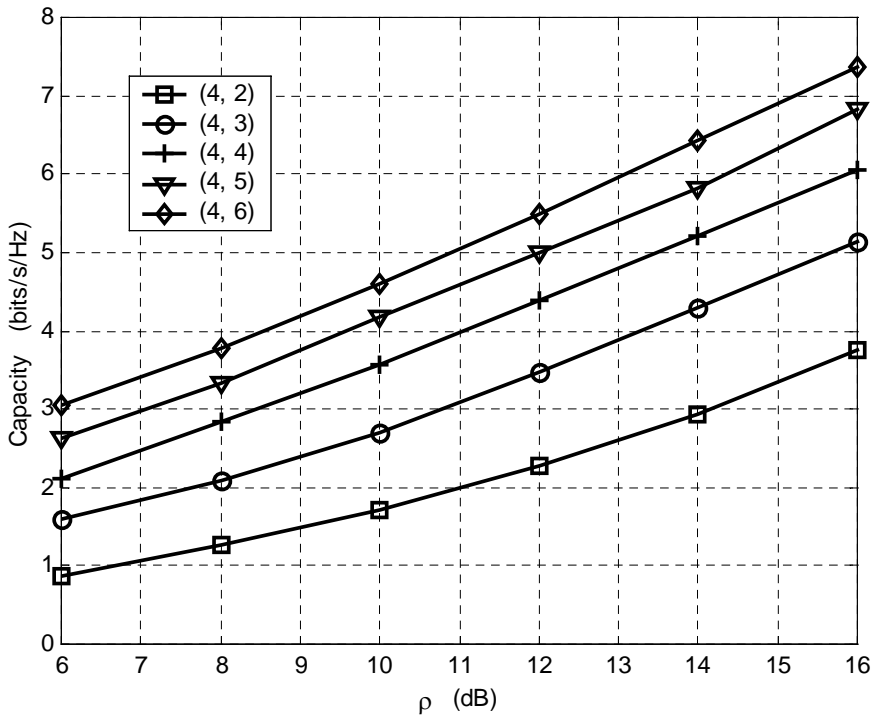


图 5.17 等功率分配方式下，分布式信道容量随收天线数的变化

D. 小结

由以上仿真结果，我们将分布式信道下闭环 MIMO 信道容量的有关结论总结如下：

- 容量随最小距离的增加而增加，在天线交界处最大；
- 注水比等功率分配方式具有明显的容量优势，即使在收天线数大于发天线数的情况，因此，在分布式信道下应该采用注水功率分配方式以使得信道容量最大化；
- 在等功率分配方式下增加发天线数会导致信道容量的下降，在注水功率分配方式下则容量基本保持不变；
- 容量随收天线数的增加而增加。

此外，值得说明的是，在分布式信道下，由于各子信道增益互不相同，且随移动台位置的变化而变化，因此分布式信道的信道容量不仅与发送功率分配方式密切相关，而且与距离有关。不同的功控方案决定了信道容量和距离的关系。

5.4 和点对点 MIMO 信道容量的比较

在分别分析了点对点信道和分布式信道下闭环 MIMO 信道容量基础上，下面我们将二者做一个比较，以突出分布式无线通信系统的信道容量优势。

5.4.1 模型和假设

为了公平地比较分布式信道和点对点信道的信道容量，我们给定下面两个假设：

a. 单位面积内的收发天线数目相等： $\frac{m}{R_c^2} = \frac{1}{R_d^2}$ ，其中 R_c 表示点对点信道下小区半径（每基站 m 根天线）， R_d 表示分布式信道下每天线覆盖区域半径；

b. 单位面积内的总发送功率相等：

点对点信道下小区内总发送功率为：

$$P_c = \left(\int_0^{2\pi} \int_0^{R_c} \tilde{P}_c \times r^4 \times r \, dr d\theta \right)^8 \quad (5-10)$$

分布式信道下每天线覆盖区域内总发送功率为：

$$P_d = \left(\int_0^{2\pi} \int_0^{R_d} \tilde{P}_d \times r^4 \times r \, dr d\theta \right) \quad (5-11)$$

于是由 $\frac{P_c}{R_c^2} = \frac{P_d}{R_d^2}$ ，可得

$$\tilde{P}_c \cdot R_c^4 = \tilde{P}_d \cdot R_d^4 \Rightarrow \tilde{P}_c = \frac{1}{m^2} \tilde{P}_d \quad (5-12)$$

5.4.2 仿真结果讨论

图 5.18 和图 5.19 分别给出了 2 发 2 收和 4 发 2 收下分布式信道容量和点对点信道容量的比较。可看出，不论在何种分配方式下，分布式信道均可获得更大的信道容量，且发送天线数越大，二者的差距越大。如图 5.18 所示，在(2, 2)下采用注水功率分配方式时，分布式信道下可获得约 30%的容量增益，而在(4, 2)下，这一增益增加至 66%。实际上，这一容量优势的获得的直接原因就在于分布式信道下接入距离的缩短从而导致了发送功率的降低。

图中的横坐标 $\rho = \tilde{P}_d / \sigma_z^2$ 。

⁸ 这里我们做了一个简化，即将六边形的面积用圆形面积来近似。

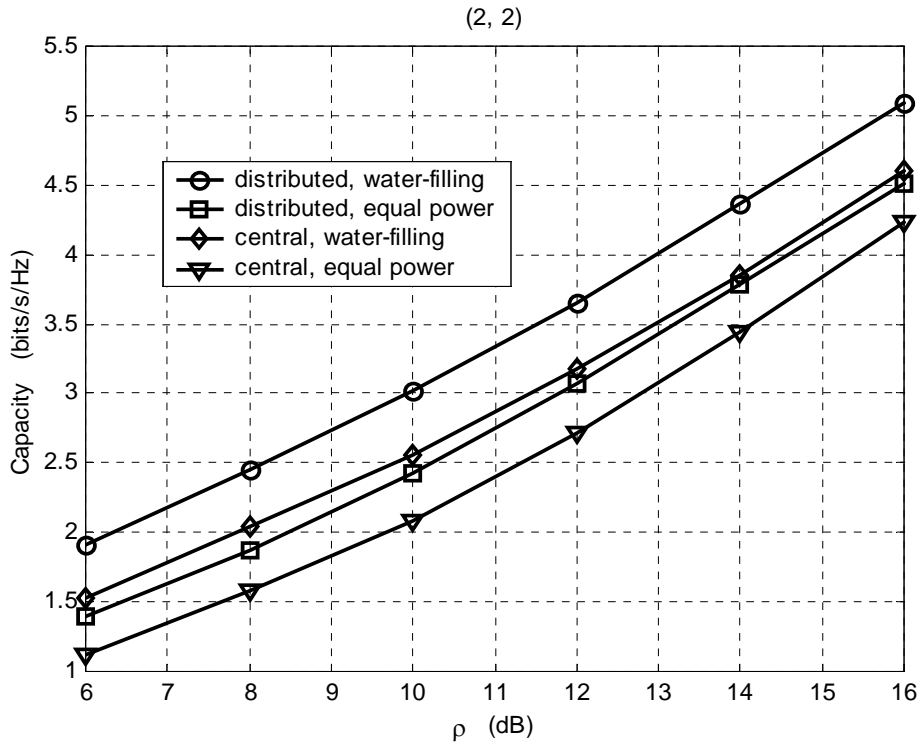


图 5.18 (2, 2)下分布式信道容量和点对点信道容量的比较

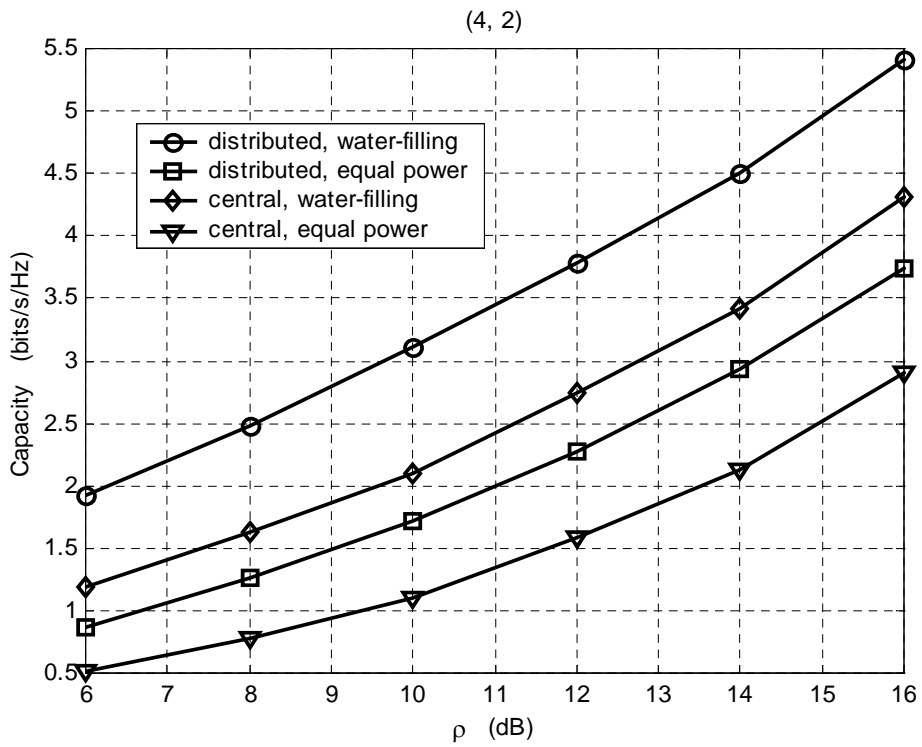


图 5.19 (4, 2)下分布式信道容量和点对点信道容量的比较

5.5 小结

在本章中，我们主要分析了准静态平衰落信道下，分布式无线通信系统的信道容量，其重要结论总结如下：

- 1、分布式信道下的信道容量优于点对点 MIMO 信道下的信道容量；
- 2、分布式信道下注水功率分配方式与等功率分配方式相比具有明显的容量优势；
- 3、分布式信道下信道容量与移动台的位置有关，不同的功控方案决定了信道容量与移动台位置的关系；
- 4、分布式信道下增加发天线对信道容量没有明显的好处，但收天线数的增加还是能带来显著的容量增益的，不论采用何种功率分配方案；
- 5、由于分布式无线通信系统固有的闭环特性，应该采用注水或类似的方案对发送功率进行分配。

关于分布式无线通信系统信道容量未来的研究方向，我们考虑一是可以进一步优化功率控制方案。本章仅仅比较了两种不同的功控方案下的结果，而且我们也并没有证明方案 2 的最优性，如何找到一个更加优化的功控方案是下一步的研究方向之一。二是可以进一步考虑频率选择性衰落和时间选择性衰落对分布式信道容量的影响。本章所采用的信道模型是假设准静态，平衰落的，引入多径和快衰落后信道容量会发生什么样的变化是需要进一步研究的问题。

第六章 用户容量分析

本章主要分析了分布式无线通信系统的用户容量。和第五章不同的是，用户容量的分析是在多用户环境下进行的。因此，在本章里我们推导了采用码分多址方式下分布式无线通信系统的反向和前向用户容量，并与蜂窝系统采用天线阵下的反向和前向用户容量做了对比。比较结果表明，不论是反向信道还是前向信道，分布式无线通信系统都具有显著的用户容量优势。

6.1 用户容量研究综述

与信道容量不同，影响用户容量的因素有很多，除了天线的拓扑结构，功控方式，还有诸如系统多址方式，接收端检测方式等多种系统参数，因此这方面的研究文献涉及内容非常广泛，很难对其做一个全面的综述。在此，我们将根据用户容量的几个主要影响因素对现有研究成果做一个简单的分类描述。

1、多址方式

目前已有的各种多址方式（FDMA，TDMA，CDMA）中，CDMA 由于其优越的抗干扰性，保密性等已占据主流位置，这多少也得益于 K.S.Gilhousen 等在[48]中对 CDMA 下系统用户容量的分析。他们指出，在 CDMA 多址方式下可得到的系统用户容量大概是同等条件下 FDMA 多址方式下系统用户容量的 18 倍，TDMA 多址方式下系统用户容量的 6 倍。实际上，CDMA 本身并不具有容量上的优势，W.C.Y.Lee 在[47]中就证明，在单小区情况下（大区制），三种制式所能提供的容量是大致相同的，但在多小区情况下（蜂窝制），CDMA 则能提供更多的容量，其原因就在于 CDMA 系统中，干扰的减少将直接导致容量的增加，通过采用各种减小干扰的方法（如语音激活，采用扇区化天线等）可以有效地提高系统用户容量，而 FDMA 和 TDMA 系统只能依靠带宽的增加来提高容量，这在频谱资源日益紧张的今天是不现实的。

研究 CDMA 系统用户容量的文献很多，尤其随着 3G 的广泛应用，

WCDMA, cdma2000 等系统容量的研究成为热点[49][50], 但它们多集中于建立仿真模型, 在特定的系统参数下得到容量仿真结果。也有不少文献在[48]的基础上采用分析的方法研究蜂窝 CDMA 系统在各种信道条件以及各种功率控制方式下的容量, 如[51]就分析了蜂窝 CDMA 系统在莱斯/瑞利衰落信道模型下的用户容量。下面的综述中我们也将主要针对 CDMA 系统。

2、收发天线数和分集方式

基站和移动台的收发天线数目以及分集方式反应了系统可利用资源的多少以及效率, 从而直接影响着整个系统容量。在现有 CDMA 系统中, 基站一般装备有天线阵或扇区天线, 而移动台由于体积功率等的限制通常采用单根全向天线, 因此 CDMA 系统各种分集方式的研究一般也就针对基站天线而言。

自从 K.S.Gilhousen 等在[48]中第一次从理论上系统的推导出 CDMA 系统容量以来, 十年间人们采用了各种各样的方法尽量降低用户间干扰, 提高容量, 其中比较重要的就是在基站利用多天线。从最初的扇区化, 到自适应天线(微分集) 软切换(宏分集), 这些技术的采用已使得 CDMA 系统的容量有了很大的提高。自适应天线技术的采用使得空分多址成为可能, 它能形成窄波束, 将主瓣对准要接收的用户, 并抑制旁瓣增益, 从而降低其他用户的干扰, 提高了容量。J.C.Liberti 和 A.F.Naguib 分别在[52]和[53]中讨论了采用自适应天线阵后的前向和反向用户容量, 仿真结果表明较传统的采用全向天线的 CDMA 蜂窝系统而言, 采用自适应天线后容量可增加 2 至 4 倍。

除此之外, [54][55]进一步研究了软切换对 CDMA 系统反向用户容量的影响, 其结论表明, 采用软切换可大大改善反向信道质量, 拓展小区覆盖范围并增加反向用户容量。然而, 对前向信道而言, 尽管采用软切换可以增强接收信号功率, 但与此同时由于参与软切换的各基站都必须与移动台建立连接, 因此系统内总干扰也增大了。[56]和[57]都表明, 软切换(宏分集) 会引起容量损失, [57]更进一步指出该损失会随着参与宏分集的基站数目的增多而增加。其结论还表明, 只有当参与宏分集的各基站采用最大比发送时才

能使前向用户容量随之增加，但此时复杂度将大大增加。

3、多用户检测

CDMA 系统中传统的接收检测子是匹配滤波器，在单用户情况下，匹配滤波器可以达到最优性能，然而在多用户环境下，匹配滤波器将其他用户的信号看成噪声，因此损失了信息量，尤其在干扰用户功率很大时，会发生远近效应，从而大大抑制用户容量。[58]和[59]中分别提出了去相关（decorrelator）和 MMSE 线性检测子，可以证明，这两种线性检测子都有抗远近效应的能力，因此一种自然的想法是在系统中采用这两种检测方式可以提高用户容量。S.V.Hanly 和 D.N.C.Tse 对此做了深入的研究[60]⁹，提出了有效干扰和有效带宽的概念，并在此基础上对分别采用匹配滤波器，去相关和 MMSE 三种线性检测方式下得到的反向用户容量做了比较。他们认为，有效带宽表征了用户占用系统资源的大小，类似于 TDMA 或 FDMA 系统中用户分配的时隙或频谱。有效带宽越小，系统可容纳的用户数越多。在以上三种检测子中，MMSE 的有效带宽最小，因此可得到的用户容量最大。

此外，绝大部分多用户检测研究方面的文章都从不同侧面研究了采用多用户检测子后可达到的 CDMA 系统用户容量[116]-[122]。具体有关多用户检测算法的详细描述参见第九章。

4、功率控制

在扩频系统中，发送功率控制是用于分配资源和抑制干扰的核心技术。在以往的研究中一般将功率控制看作是克服信道衰落的一种手段[61][62]，但近年来涌现出的一种新的观点是合适的功率控制可以降低系统干扰，从而提高系统用户容量。[63][64]研究了 CDMA 系统采用线性检测子时的最优功率控制方案，即满足所有用户 SIR 要求下使用户发送功率最小的功率控制方案。我们知道 CDMA 系统是干扰受限系统，这种干扰受限系统有两个特点：一是守恒。用户容量不随用户发送功率的增加而无限增大。当发射功率趋于无

⁹ Hanly 和 Tse 写[60]的初衷是想给出几种线性检测子在网络层次上的性能比较，因为以往的文献在评价一个多用户检测子的检测能力时一般以渐近效率来衡量，它所体现的是其最坏情况下的抗干扰能力，而[60]提出了新的衡量标准，即比较有效带宽和有效干扰的大小。该标准反映的是检测子在平均意义上的抗多址干扰能力，而非最坏情况。当然，[60]实际上也给出了采用不同线性检测子所能得到的用户容量。

穷时，其容量趋于一上界。二是单调性。增加某一用户的功率会导致其他用户接收 SIR 的减少。这两个特点说明，在干扰受限的系统中，总资源是有限的，一个用户占用的资源增加，其他用户占有的资源也就减少了。该性质保证了唯一的最小功率分配方案的存在。但试图从数学推导出问题的显式解几乎是不可能的，因此，[65]提出了一种自适应迭代功率控制算法，能迅速收敛于最小解。

用户容量分析范围广阔，所采用的分析手段也很灵活，可以抽象出数学模型采用数学工具推导容量界，如[18][66-69]，也可以建立仿真模型得到具体的系统用户容量结果，如[49]。前者的好处在于这样得到的容量界具有普适意义，但缺点是理想化的数学模型离实际系统总是会存在一定的差距。后者则正好相反，可以综合考虑各种实际的系统参数得到具体系统（如 WCDMA，cdma2000）的容量结果，但一旦参数发生变化则需要对整个仿真模型进行修正。

为了得到更加具有普遍意义的结果，本章建立数学模型对分布式无线通信系统的反向和前向用户容量进行了分析，综合考虑路径衰减，阴影衰落，瑞利/莱斯衰落，以及话音激活因子¹⁰，扩频因子等多种系统参数，具体假设如下：

- 采用 CDMA 作为系统多址方式；
- 考虑路径衰减，阴影衰落，瑞利（莱斯）衰落影响，并设信道为平衰落；
- 设信道被精确测量，因此反向和前向信道均采用最大比合并（MRC）；
- 在 CDMA 干扰受限系统中，热噪声影响可忽略；
- 不考虑多用户检测，采用匹配滤波器接收；
- 各移动台的虚拟小区分布式天线数为 m ，移动台天线数为 $n=1$ ¹¹；
- 移动台的虚拟小区对该移动台发送相同的信号；
- 理想功率控制，具体反向和前向功率控制方案分别见 6.3 和 6.4 节；

¹⁰ 本章中我们仅考虑单一话音业务。

¹¹ 和信道容量分析中不同的是，这里假设移动台采用单天线，目的主要是为了简化分析，但是其结果还是很有意义的。对于前向信道而言，增加移动台的接收天线数必然会提高接收性能，因此这里的前向容量分析结果可以作为移动台多天线情况下的前向容量的下界。对于反向信道而言，在保证总发送功率不变的前提下，移动台采用多天线发送所得到的反向用户容量应该和本论文推导得到的结果差别不大。

- 话音激活因子 ϕ 为 0.375，阴影衰落标准差 σ_s 为 8dB，扩频比为 $N = 127$ ，要求信干比为 7dB。

6.2 预备知识

在具体分析分布式无线通信系统的用户容量之前，我们首先对有关理论进行介绍。

6.2.1 中断率 (outage probability)

中断率是指系统不满足 QoS 要求的概率，即 $P_{out} = \Pr(X < X_0)$ ， X_0 表示要求的 QoS 参数，如误码率要求，信干比要求，等等。在 CDMA 系统中，用户的接收信干比是和系统内的用户数有关的，系统内的用户数越多，干扰越大，用户的接收信干比就越低，因此不满足 QoS 要求的概率也就越大。因此，我们总是能建立用户数 K 和中断率之间的关系，即： $K \sim f(K) = \Pr(X < X_0)$ 。

6.2.2 蜂窝 CDMA 系统的用户容量分析

K.S.Gilhousen 等在[48]中首次对蜂窝 CDMA 系统的反向和前向用户容量进行了详细的分析，成功地建立了反向和前向用户数和中断率之间的关系。由于其分析方法对于分布式无线通信系统的容量分析具有很强的借鉴意义，我们在此以反向用户容量分析为例对其进行简单地介绍。

假设 1：用户在小区内均匀分布，每小区内用户数为 K ，每扇区内用户数为 K_s ，每小区被划分为 3 个扇区，小区半径为单位 1。则用户密度 $\rho = \frac{2K}{3\sqrt{3}} = \frac{2K_s}{\sqrt{3}}$ 。

假设 2：各小区内用户通过功率控制使其发送信号到达基站时均相等，为 S 。信号传输损耗模型为 $r^{-\alpha} 10^{(\xi/10)}$ （考虑路径衰减和阴影衰落），其中 α 为距离衰减

因子, ξ 为均值为 0, 方差为 σ_s^2 的高斯随机变量, r 为移动台到基站的距离。设话音激活变量为 ψ , 激活因子为 φ , 扩频比为 N 。设某干扰用户距其所属小区基站为 r_m , 距有用用户所属小区基站为 r_0 。

则: 小区外信干比为: $I_{out}/S = \iint \psi (r_m/r_0)^\alpha \{10^{(\xi_0-\xi_m)/10}\} \Phi(\xi_0-\xi_m, r_0/r_m) \rho dA$,

其中 $\Phi(\xi_0-\xi_m, r_0/r_m) = \begin{cases} 1 & \text{if } (r_m/r_0)^\alpha 10^{(\xi_0-\xi_m)/10} \leq 1 \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases}$;

小区内信干比为: $I_{in}/S = \sum_{i=1}^{K_S-1} \psi_i$ 。

于是由 $E_b/N_0 = \frac{N}{(I_{in}/S) + (I_{out}/S)}$ 可知,

$$P_{out} = P_r(E_b/I_0 < (E_b/I_0)_{req}) = \sum_{k=0}^{K_S-1} \binom{K_S-1}{k} \varphi^k (1-\varphi)^{K_S-1-k} \cdot Q\left(\frac{\delta-k-\mu K_S}{\sqrt{\nu K_S}}\right),$$

其中 $\delta = N/(E_b/I_0)_{req}$, $\mu = E(I_{out}/S)$, $\nu = Var(I_{out}/S)$ 。

这样我们便得到了每扇区反向用户容量 K_S 与中断率之间的关系。

6.3 分布式无线通信系统的反向用户容量分析

6.3.1 模型和假设

假设任一移动台发出的信号被其对应的虚拟小区接收后进行最大比合并, 设采用理想功率控制, 使得各移动台对应的虚拟小区进行最大比合并后的有用信号功率相等, 为 \tilde{P} , 即: 若假设移动台 i 发送功率为 P_i , 则 P_i 需满足 $P_i = \tilde{P} / \|\gamma_{i_x}\|^2$, 其中 γ_{i_x} 表示移动台 i 到其对应的虚拟小区各天线的信道增益矢量。

6.3.2 容量公式推导

由以上假设可知，移动台 0 的虚拟小区¹²的接收信号矢量为：

$$\mathbf{X}(\mathbf{t}) = \sum_{i=0}^{K-1} \psi_i \sqrt{P_i} \mathbf{S}_i(\mathbf{t}) \boldsymbol{\gamma}_i + \mathbf{n}(\mathbf{t}) , \quad (6-1)$$

其中 $\boldsymbol{\gamma}_i$ 表示移动台 i 到虚拟小区 0 的各天线的信道增益，是一个 $m \times 1$ 维矢量，

$\boldsymbol{\gamma}_i = (\gamma_{i,0}, \gamma_{i,1}, \dots, \gamma_{i,m-1})'$ ，其中 $\gamma_{i,j} = \sqrt{r_{i,j}^{-\alpha}} \cdot \beta_{i,j}$ ， $\beta_{i,j}$ 的含义见 4.3 节。 $\mathbf{S}_i(\mathbf{t})$ 是

一个 $m \times m$ 维对角阵，对角线上元素为 $s_{j,j}(t) = b_i \left(\left[\frac{t - \tau_{i,j}}{T} \right] \right) c_i(t - \tau_{i,j})$ ，其中下标

j 表示虚拟小区 0 的第 j 根天线。 $\mathbf{n}(\mathbf{t})$ 表示热噪声。

匹配滤波器的输出矢量为 $\mathbf{Y}(\mathbf{l}) = (Y_0(l), Y_1(l), \dots, Y_{m-1}(l))'$ ，其中

$$Y_j(l) = \int_{t_{1j}}^{t_{2j}} c_0(t - \tau_{0,j}) X_j(t) dt = E_j(l) + \sum_{i=1}^{K-1} \psi_i I_{i,j}(l) + n_{Tj}(l) , \quad (6-2)$$

$$j = 0, 1, \dots, m-1, \quad t_{1j} = (l-1)T - \tau_{0,j}, \quad t_{2j} = lT - \tau_{0,j} ,$$

$$E_j(l) = \int_{t_{1j}}^{t_{2j}} \sqrt{P_0} b_0 \left(\left[\frac{t - \tau_{0,j}}{T} \right] \right) c_0(t - \tau_{0,j}) c_0(t - \tau_{0,j}) \gamma_{0,j} dt , \quad (6-3)$$

$$I_{i,j}(l) = \int_{t_{1j}}^{t_{2j}} \sqrt{P_i} b_i \left(\left[\frac{t - \tau_{i,j}}{T} \right] \right) c_i(t - \tau_{i,j}) c_0(t - \tau_{0,j}) \gamma_{i,j} dt . \quad (6-4)$$

对所有输出分量进行最大比合并，于是可得到

$$z(l) = \boldsymbol{\gamma}_0^* \mathbf{Y}(\mathbf{l}) = N \sqrt{P_0} b_0(l) \boldsymbol{\gamma}_0^* \boldsymbol{\gamma}_0 + \sum_{i=1}^{K-1} \psi_i \boldsymbol{\gamma}_0^* \mathbf{I}_i(\mathbf{l}) + \boldsymbol{\gamma}_0^* \mathbf{n}_T(\mathbf{l}) = z_0(l) + z_1(l) + z_2(l) , \quad (6-5)$$

其中 N 表示扩频因子， $\mathbf{I}_i(\mathbf{l}) = (I_{i,0}(l), I_{i,1}(l), \dots, I_{i,m-1}(l))'$ 。

类似于[53]，我们可推得

¹² 以下简称“虚拟小区 0”。

$$\text{Var}(z_0(l)) = N^2 P_0 \|\gamma_0^* \gamma_0\|^2, \quad \text{Var}(z_1(l)) = N \sum_{i=1}^{K-1} \psi_i P_i \|\gamma_0^* \gamma_i\|^2. \quad (6-6)$$

于是忽略热噪声影响，可知信干比为

$$\frac{E_b}{N_0 + I_0} \approx \frac{E_b}{I_0} = \frac{N^2 P_0 \|\gamma_0^* \gamma_0\|^2}{N \sum_{i=1}^{K-1} \psi_i P_i \|\gamma_0^* \gamma_i\|^2}. \quad (6-7)$$

由理想的功率控制方案，我们可得到

$$\frac{P_0}{P_i} = \frac{\tilde{P}/\|\gamma_0\|^2}{\tilde{P}/\|\gamma_{i_x}\|^2} = \frac{\|\gamma_{i_x}\|^2}{\|\gamma_0\|^2}, \quad (6-8)$$

其中 γ_{i_x} 表示移动台 i 和它自己对应的虚拟小区之间的信道增益。

于是将式(6-8)带入(6-7)，最终我们得到

$$\frac{E_b}{I_0} = \frac{N^2 P_0 \|\gamma_0^* \gamma_0\|^2}{N \sum_{i=1}^{K-1} \psi_i P_i \|\gamma_0^* \gamma_i\|^2} = \frac{N}{\sum_{i=1}^{K-1} \psi_i \frac{\|\gamma_0^* \gamma_i\|^2}{\|\gamma_0\|^2 \|\gamma_{i_x}\|^2}}. \quad (6-9)$$

设 δ 表示系统所需要的 E_b / I_0 值，则中断率

$$P_{out} = P_r \left(\frac{E_b}{I_0} < \delta \right) = P_r \left(I > \frac{N}{\delta} \right), \quad (6-10)$$

$$\text{其中 } I = \sum_{i=1}^{K-1} \psi_i \xi_i, \quad \xi_i = \frac{\|\gamma_0^* \gamma_i\|^2}{\|\gamma_0\|^2 \|\gamma_{i_x}\|^2}.$$

当移动台数目很大时，干扰变量 I （由于 $K-1$ 个用户造成的干扰）可近似看作高斯随机变量，均值为 $\mu_I = (K-1) \cdot E(\psi_i \xi_i) = (K-1) \cdot \varphi \mu_\xi$ ，方差为 $\sigma_I^2 = (K-1) \cdot \text{Var}(\psi_i \xi_i) = (K-1) \cdot [\varphi(\mu_\xi^2 + \sigma_\xi^2) - \varphi^2 \mu_\xi^2]$ ，其中 μ_ξ 表示 ξ_i 的均值， σ_ξ^2 表示 ξ_i 的方差。

$$\text{最后, 我们得到 } P_{out} = Q\left(\frac{N/\delta - \mu_l}{\sigma_l}\right), \quad (6-11)$$

$$\text{其中 } Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} e^{-y^2/2} dy。$$

式(6-11)给出了中断率和系统可支持的反向用户数之间的关系。

6.3.3 仿真结果讨论

假设话音激活因子 ϕ 为 0.375, 扩频比 N 为 127, 阴影衰落变量 σ_s 为 8dB, 系统要求信干比为 7dB。

图 6.1 和 6.2 分别表示了阴影瑞利衰落和阴影莱斯衰落下的每天线的反向用户数和中断率的对应曲线。可看出, 随着虚拟小区天线数 m 的增加, 两种信道下的反向用户容量都会随之增加, 但增长速度变缓。当 $m > 4$ 时, 增加虚拟小区天线数对于容量的改善意义已经不太大了。

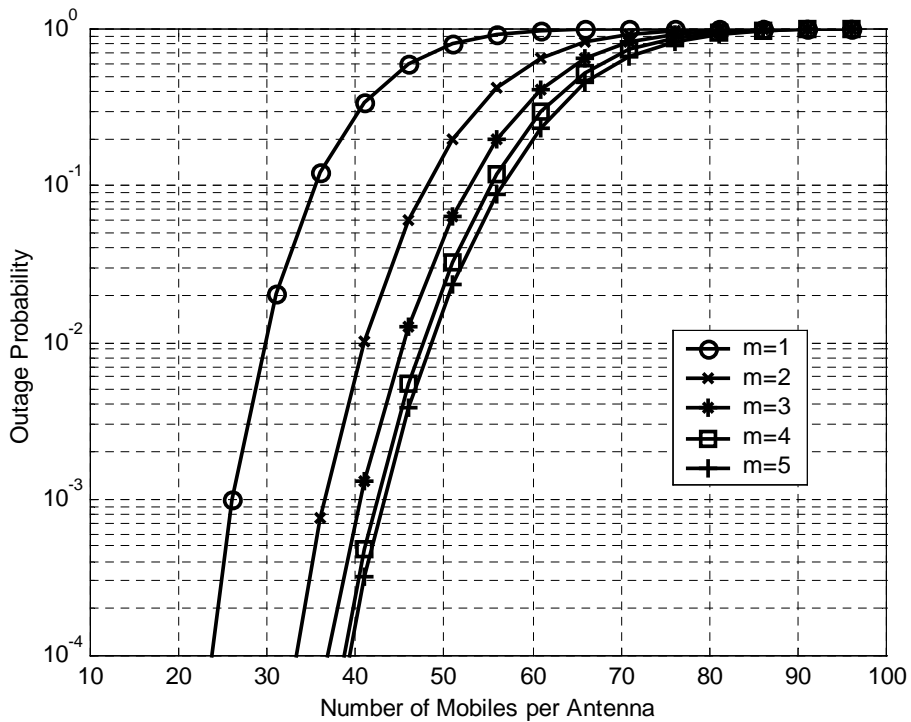


图 6.1 阴影瑞利衰落下的分布式无线通信系统的反向用户容量

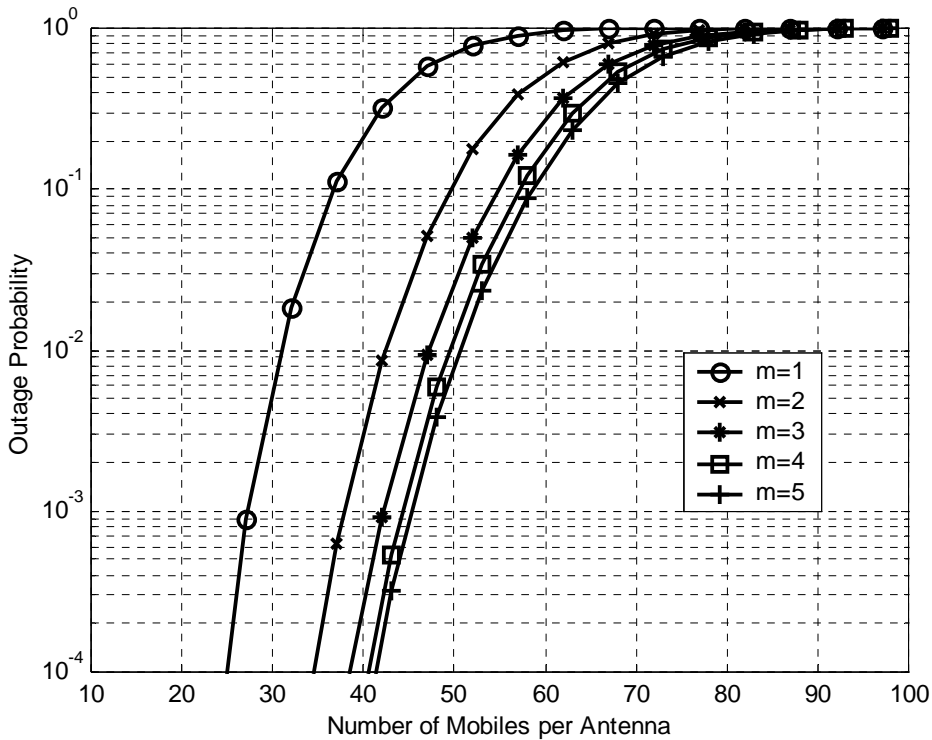


图 6.2 阴影莱斯衰落下的分布式无线通信系统的反向用户容量

此外，我们知道在原有蜂窝系统中，理想功率控制下，反向性能是不随移动台位置变化而变化的。可是在分布式无线通信系统中，移动台到虚拟小区的各分布式天线之间的信道增益不再是标量而是矢量，且其各维均是独立的，具有不同的幅度和相位值。因此，对于两个具有相同的虚拟小区的移动台而言，理想功率控制只能保证其对应的接收信号的功率相等，具体的接收信号矢量仍是不同的。这会产生两方面的影响。首先，对于干扰用户而言，即使其与移动台 0 的虚拟小区相同，他们对应的接收信号矢量的各分量间仍然存在着幅度差和相位差，这便使得信号之间的相关性大大降低了，从而抑制了系统内的干扰。其次，对于移动台 0 而言，当其位置变化时，其对应的接收信号矢量也随之变化，从而导致接收信干比发生变化。因此在分布式无线通信系统中移动台 0 的接收性能与其所在位置有关，算得的中断率与每天线用户数的对应曲线应是一簇，上面所画出的曲线只是平均性能曲线。图 6.3 给出了阴影瑞利衰落下中断率与每天线用户数的性能曲线簇。

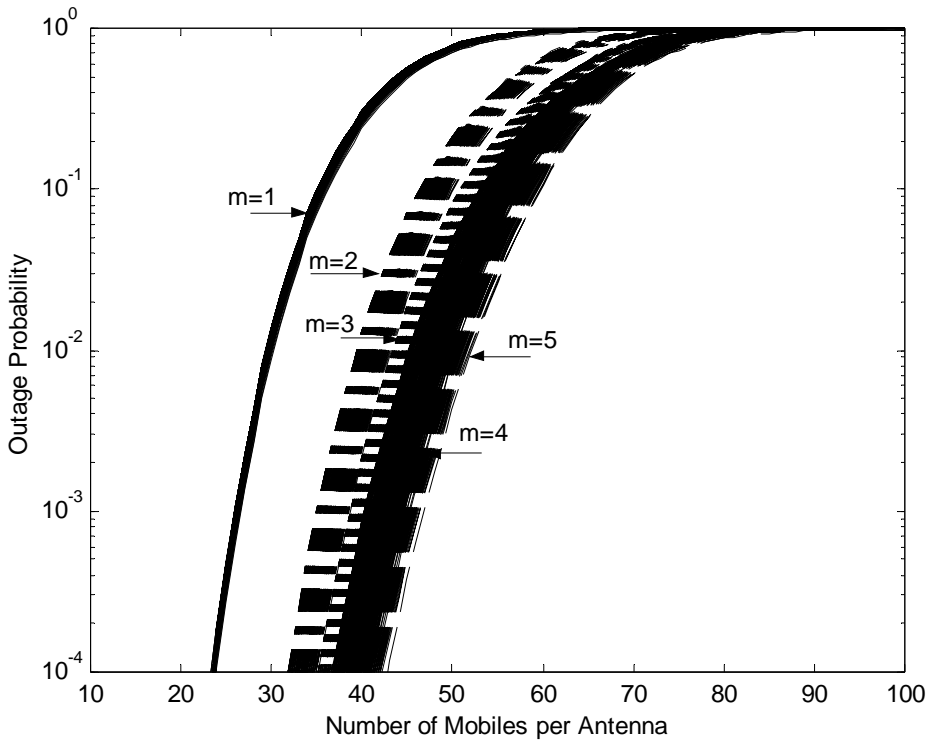


图 6.3 中断率与每天线用户数的性能曲线簇

为了研究中断率与移动台位置之间的关系，我们画出了中断率随移动台在单天线覆盖区域内位置分布的变化曲线，如图 6.4 所示。从图中可看出，靠近分布式天线处的中断率大于边界处。这也表明此时边界处的性能要优于靠近分布式天线处。实际上我们知道，由于采用最大比合并方式，虚拟小区中所有的分布式天线的接收信号均被最优结合起来，越靠近某一分布式天线，其他天线对该移动台的接收性能的改善就越少，而在边界处可最充分的利用多天线接收的优势，因此边界处的性能最佳。

为了更加清楚的显示不同的衰落分布及其他因素变化对于容量的影响，在下面图中仅画出中断率的平均值曲线。

图 6.5 和图 6.6 讨论了衰落因子对于容量的影响。其中图 6.5 表明了阴影瑞利衰落下路径衰减因子 α 对用户容量的影响。由图可看出，当 α 减小时，曲线左移，容量亦随之减小。图 6.6 显示了莱斯因子对于容量的影响。从图中可看出，随着莱斯因子由 2 增加到 4，容量亦有所增加。

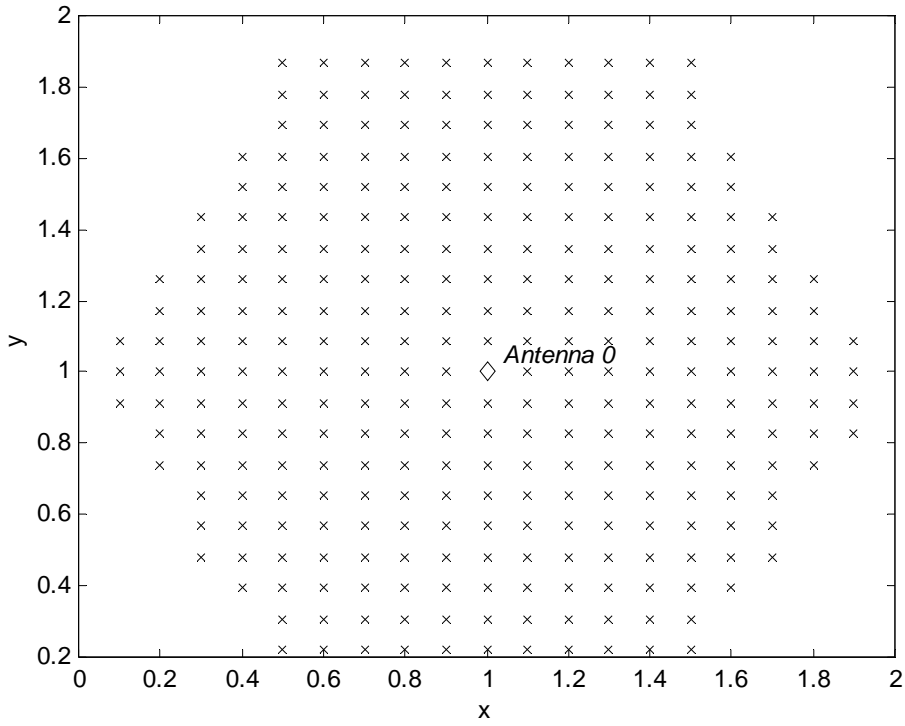


图 6.4(a) 移动台位置分布平面图

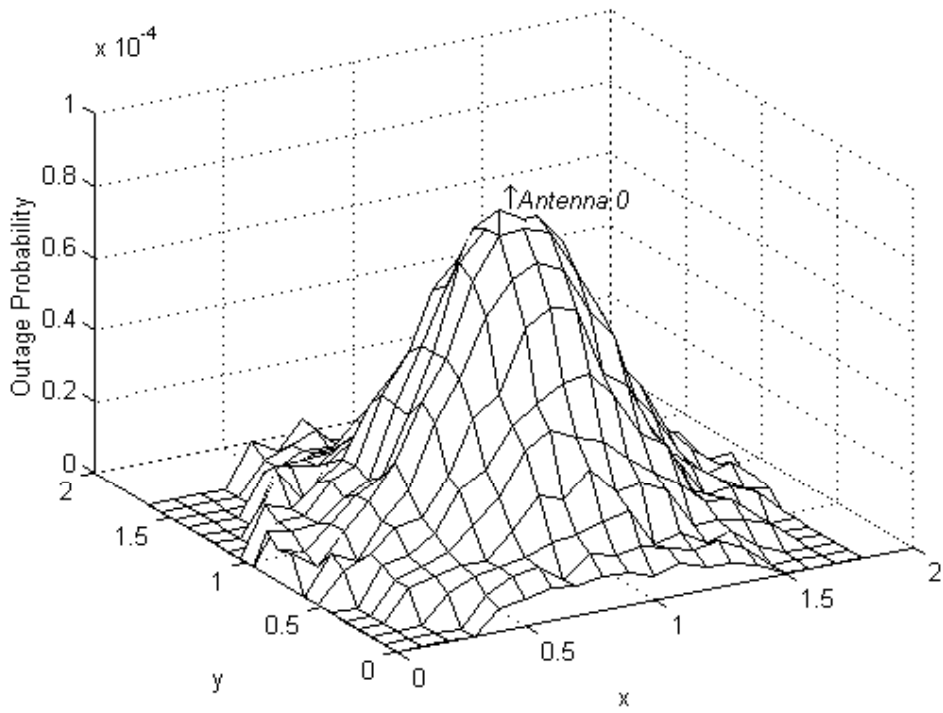


图 6.4(b) 中断率随移动台位置的变化

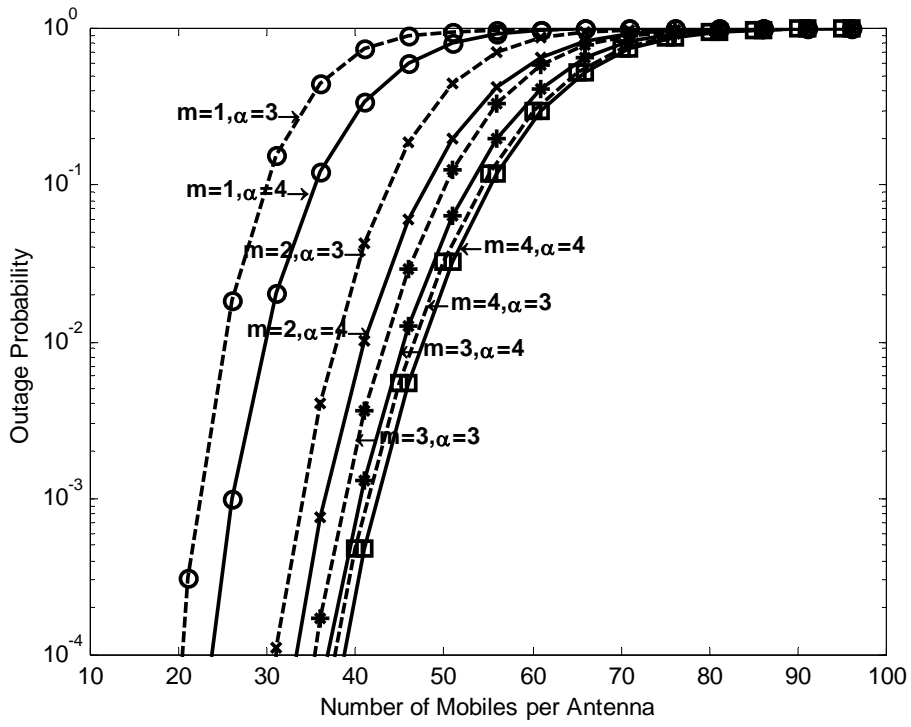


图 6.5 阴影瑞利衰落下路径衰减因子 α 对反向用户容量的影响

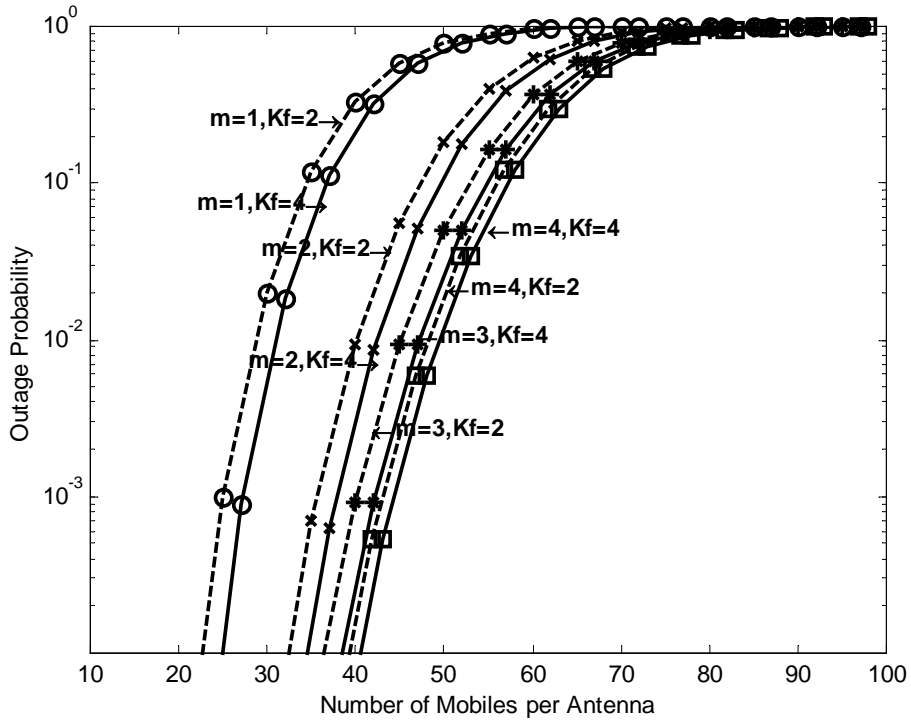


图 6.6 阴影莱斯衰落下莱斯因子 K_f 对反向用户容量的影响

6.3.4 和采用天线阵的蜂窝系统反向用户容量的比较

关于采用天线阵后的蜂窝系统的反向用户容量分析,我们借用了 A.F.Naguib 等在[53]中的分析方法(有关信道假设与本论文相同),假定和上节相同的仿真参数,仿真得到反向用户容量和小区天线阵元数的关系如图 6.7 所示¹³。由图 6.7 可看出,随着小区天线阵元数的增加,小区内反向用户数迅速增加,但值得注意的是实际上平均每天线的用户数是在降低的。我们在假定单位面积天线数目相等的情况下比较了分布式无线通信系统和采用天线阵的蜂窝系统的用户数,如图 6.8 所示。可看出,在分布式无线通信系统中,每天线用户数是随虚拟小区天线数的增加而增加的,因此总用户数远大于蜂窝系统。实际上,蜂窝系统采用天线阵后小区容量的提高是以增加阵元数作为代价的,如果将天线均匀分布而非集中放置,则可得到更高的反向容量。

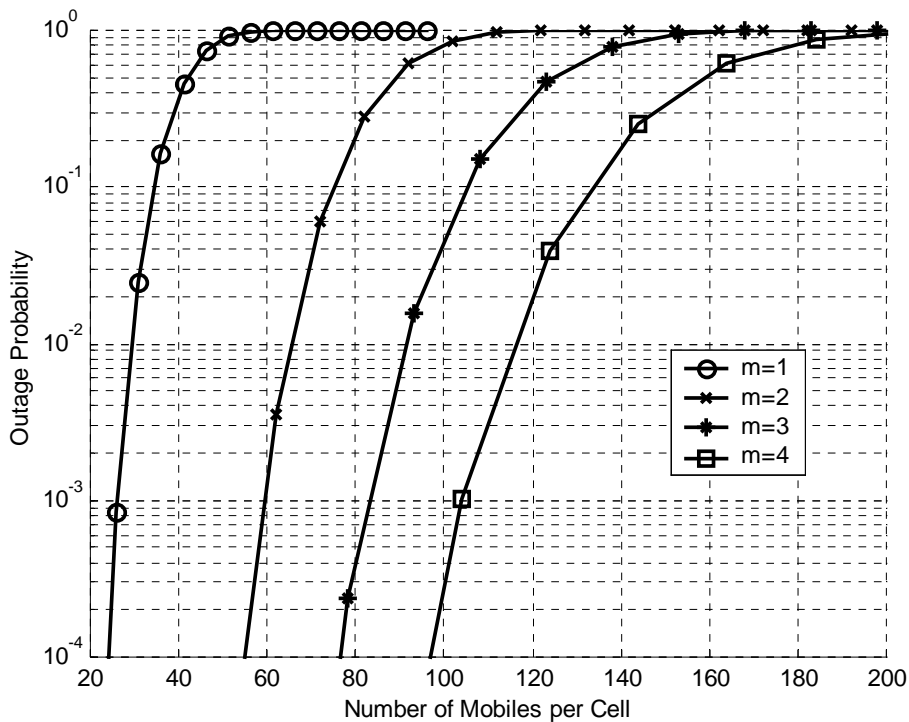


图 6.7 蜂窝系统采用天线阵下的反向用户容量

¹³ [53]中给出的反向用户容量仿真结果对应的是不同的波束宽度(30°, 60°, ……),我们重新仿真得到了不同天线阵元数下中断率和反向用户数的曲线。

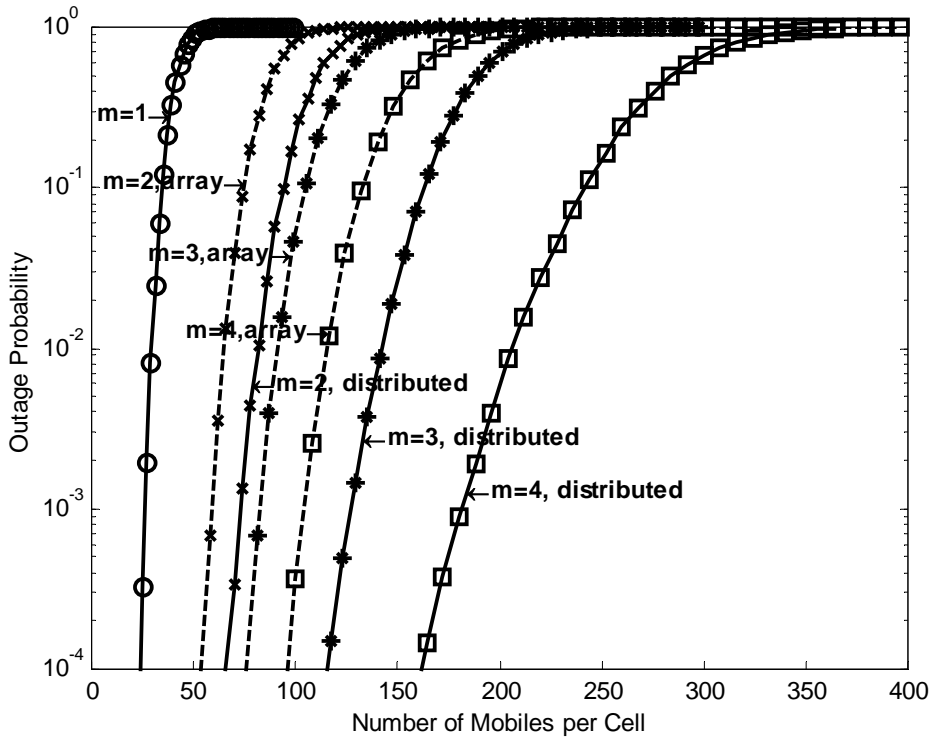


图 6.8 分布式无线通信系统和采用天线阵的蜂窝系统的反向用户容量对比

6.4 分布式无线通信系统的前向用户容量分析

6.4.1 模型和假设

假设前向信道采用导频相干解调，导频功率设为 P ，各移动台对应的虚拟小区分配给每移动台的总功率均相同，也为 P ，但由于移动台到其虚拟小区的各天线的路径均不相同，因此需要对各天线的发送功率进行加权。

假设天线 $l_{k,i}$ 分配给移动台 k 的功率为 $\omega_{k,l_{k,i}}^2 \cdot P$ ，其中 $l_{k,i}$ 表示虚拟小区 k 中第 i 个天线的编号， $\omega_{k,l_{k,i}}$ 表示加权值，则有： $\forall k, \sum_{i=0}^{m-1} \omega_{k,l_{k,i}}^2 = 1$ 。

对于系统中每一移动台，我们均可通过对其加权系数的调整以达到最佳性能。

6.4.2 容量公式推导

设虚拟小区 0 中的各分布式天线编号为 0 至 $m-1$ ，则移动台 0 的接收信号为

$$x(t) = \sum_{i=0}^{L-1} \sum_{m_i=0}^{K_i-1} \psi_{m_i} \sqrt{P} \varpi_{m_i,i} \gamma_{0,i} b_{m_i} \left(\left\lfloor \frac{t - \tau_{0,i}}{T} \right\rfloor \right) c_{m_i}(t - \tau_{0,i}) \\ + \sum_{i=0}^{L-1} \sqrt{P} \gamma_{0,i} b'_i \left(\left\lfloor \frac{t - \tau_{0,i}}{T} \right\rfloor \right) c'_i(t - \tau_{0,i}) + n(t) \quad (6-12)$$

其中 K_i 表示和天线 i 联系的移动台数目。 $\gamma_{0,i}$ 表示移动台 0 和天线 i 之间的信道增益。 $b'_i(\cdot)$ 表示天线 i 的导频比特， $c'_i(\cdot)$ 表示天线 i 的导频信道所用的扩频码字。

将虚拟小区 0 中各分布式天线发出至移动台 0 的信号看作有用信号的多径，于是我们可以用 RAKE 接收机分离各径，第 j 个叉指为：

$$y_j(l) = N\sqrt{P}b_0(l)\varpi_{0,j}\gamma_{0,j} + \sqrt{P}\sum_{\substack{i=0 \\ i \neq j}}^{m-1} \varpi_{0,i}\gamma_{0,i}I_{i,j}(l) + \sqrt{P}\sum_{i=0}^{m-1} \sum_{m_i=1}^{K_i-1} \psi_{m_i} \varpi_{m_i,i} \gamma_{0,i} I_{m_i,j}(l) \\ + \sqrt{P}\sum_{i=m}^{L-1} \sum_{m_i=0}^{K_i-1} \psi_{m_i} \varpi_{m_i,i} \gamma_{0,i} I_{m_i,j}(l) + \sqrt{P}\sum_{i=0}^{L-1} \gamma_{0,i} I'_{i,j}(l) + n_T(l) \quad (6-13) \\ = z_0(l) + z_1(l) + z_2(l) + z_3(l) + z_4(l) + n_T(l)$$

其中

$$I_{i,j}(l) = \int_{t_{1j}}^{t_{2j}} b_0 \left(\left\lfloor \frac{t - \tau_{0,i}}{T} \right\rfloor \right) c_0(t - \tau_{0,i}) c_0(t - \tau_{0,j}) dt, \quad (6-14)$$

$$I_{m_i,j}(l) = \int_{t_{1j}}^{t_{2j}} b_{m_i} \left(\left\lfloor \frac{t - \tau_{0,i}}{T} \right\rfloor \right) c_{m_i}(t - \tau_{0,i}) c_0(t - \tau_{0,j}) dt, \quad (6-15)$$

$$I'_{i,j}(l) = \int_{t_{1j}}^{t_{2j}} b'_i \left(\left\lfloor \frac{t - \tau_{0,i}}{T} \right\rfloor \right) c'_i(t - \tau_{0,i}) c_0(t - \tau_{0,j}) dt, \quad (6-16)$$

$$t_{1j} = (l-1)T - \tau_{0,j}, \quad t_{2j} = lT - \tau_{0,j}, \quad j = 0, 1, \dots, m-1.$$

于是可推得

$$\text{Var}(z_0(l)) = N^2 P (\varpi_{0,j} \gamma_{0,j})^2, \quad \text{Var}(z_1(l)) = NP \sum_{\substack{i=0 \\ i \neq j}}^{m-1} (\varpi_{0,i} \gamma_{0,i})^2, \quad \text{Var}(z_4(l)) = NP \sum_{i=0}^{L-1} \gamma_{0,i}^2,$$

$$\text{Var}(z_2(l)) = NP \sum_{i=0}^{m-1} \gamma_{0,i}^2 \sum_{m_i=1}^{K_i-1} (\psi_{m_i} \varpi_{m_i,i})^2, \quad \text{Var}(z_3(l)) = NP \sum_{i=m}^{L-1} \gamma_{0,i}^2 \sum_{m_i=0}^{K_i-1} (\psi_{m_i} \varpi_{m_i,i})^2。$$

当移动台数目很大时，随机变量 K_i 可近似看作均值为 Km/L 的泊松分布¹⁴，在附录 1 中已证明：

$$\lim_{K \rightarrow \infty} \frac{\sqrt{\text{Var} \left[\sum_{m_i=0}^{K_i-1} (\psi_{m_i} \varpi_{m_i,i})^2 \right]}}{E \left[\sum_{m_i=0}^{K_i-1} (\psi_{m_i} \varpi_{m_i,i})^2 \right]} = 0。 \quad (6-17)$$

这表明此时各分布式天线产生的干扰信号的波动相对于其平均值而言是可以忽略的。因此， $\sum_{m_i=0}^{K_i-1} (\psi_{m_i} \varpi_{m_i,i})^2$ 可以由均值 $E \left[\sum_{m_i=0}^{K_i-1} (\psi_{m_i} \varpi_{m_i,i})^2 \right] = \varphi K / L$ 近似代替。

采用最大比合并，我们可得到

$$\begin{aligned} \frac{E_b}{N_0 + I_0} &\approx \frac{E_b}{I_0} = \sum_{j=0}^{m-1} \left(\frac{E_b}{I_0} \right)_j \\ &= \sum_{j=0}^{m-1} \frac{N \cdot (\varpi_{0,j} \gamma_{0,j})^2}{\sum_{\substack{i=0 \\ i \neq j}}^{m-1} (\varpi_{0,i} \gamma_{0,i})^2 + (\varphi K / L - \varphi / m) \sum_{i=0}^{m-1} \gamma_{0,i}^2 + (\varphi K / L) \sum_{i=m}^{L-1} \gamma_{0,i}^2 + \sum_{i=0}^{L-1} \gamma_{0,i}^2} \\ &\approx \sum_{j=0}^{m-1} \frac{N \cdot (\varpi_{0,j} \gamma_{0,j})^2}{\sum_{\substack{i=0 \\ i \neq j}}^{m-1} (\varpi_{0,i} \gamma_{0,i})^2 + (\varphi K / L + 1) \sum_{i=0}^{L-1} \gamma_{0,i}^2} \approx \frac{N \cdot \sum_{j=0}^{m-1} (\varpi_{0,j} \gamma_{0,j})^2}{(\varphi K / L + 1) \sum_{i=0}^{L-1} \gamma_{0,i}^2} \end{aligned} \quad (6-18)$$

从式(6-18)我们可看出， E_b / I_0 是依赖于特定的功率分配方案的。一旦功率分配方案确定下来，移动台 0 的功率加权矢量 \mathbf{w}_0 也就确定下来了（ $\mathbf{w}_0 = (\varpi_{0,0}, \varpi_{0,1}, \dots, \varpi_{0,m-1})$ ），将 \mathbf{w}_0 带入式(6-18)，就可以得到前向用户容量。因此我们希望找到最优的功率分配方案以得到最大的前向用户容量。

¹⁴ 随机变量 K_i 满足二项分布。当 K 时，二项分布趋近于泊松分布。

设 $g(\mathbf{w}_0) = \sum_{i=0}^{m-1} (\varpi_{0,i} \gamma_{0,i})^2$ ，我们试图将 \mathbf{w}_0 调整到 \mathbf{w}_0^* ，以使得 $g(\mathbf{w}_0^*) = \max_{\mathbf{w}_0} g(\mathbf{w}_0)$ 。由式(6-18)可知，这样的方案 $\{\mathbf{w}_0^*\}$ 即可使得移动台的 E_b/I_0 最大化从而最大化前向用户容量。附录 2 中证明，当 $\mathbf{w}_0 = \mathbf{w}_0^* = (0, \dots, 0, 1, 0, \dots, 0)$ 时， $g(\mathbf{w}_0^*) = \max_{\mathbf{w}_0} g(\mathbf{w}_0) = \gamma_{0,x}^2$ 其中 $\varpi_{0,x} = 1$ 且 $\gamma_{0,x} = \max\{\gamma_{0,0}, \gamma_{0,1}, \dots, \gamma_{0,m-1}\}$ 。这表明，在各种功率分配方案中，当信号功率集中于与移动台信道增益最大的分布式天线发送时得到的前向容量是最大的，即选择性发送分集最优，前提是虚拟小区内各分布式天线发送相同的信号且经过独立的路径传播以不同的时间和相位到达移动台。这个结论多多少少有些让人失望，尤其在非对称业务日益增多，前向容量要求日益提高的今天，因为它表明在分布式前向信道增加发送天线数并不能象反向信道一样获得用户容量的增加。不过后面我们将会看到，若对各天线发送信号的时间和相位进行联合调整，还是可以让前向容量随着发送天线数的增加而提高的。

分析前向容量损失的原因，是因为此时移动台接收到的有用信号总功率是接收到的各分布式天线发送给该移动台有用信号的功率和，这时若分配给各用户的功率恒定，即保持系统内总干扰恒定，那么将信号功率分散至多个分布式天线发送与将功率集中于信道最好的分布式天线发送相比，前者的接收功率显然会下降，从而导致接收信干比下降，前向容量也就随之减少。但如果与某移动台相联系的各分布式天线对该移动台发送相同的信号，且使其以相同的相位同时到达，那么总有有用接收功率就不再是接收到的各分布式天线的发送给该移动台有用信号的功率和，而是各信号幅度和的平方，当联合发送天线数增多时，移动台接收到的有用信号的总功率随之以平方律增长，而干扰功率仅以线性增长，这时的接收信干比较以前会有很大提高，甚至可能带来前向容量增益。

具体地，假设对虚拟小区 0 发出的有用信号的时间和相位进行联合调整，以使其同时同相到达移动台 0，则移动台 0 的接收信号为

$$\begin{aligned}
x(t) = & \sum_{i=0}^{m-1} \sqrt{P} \varpi_{0,i} \gamma_{0,i} b_0 \left(\left[\frac{t-\tau_{0,0}}{T} \right] \right) c_0(t-\tau_{0,0}) + \sum_{i=0}^{m-1} \sum_{m_i=1}^{K_i-1} \psi_{m_i} \sqrt{P} \varpi_{m_i,i} \gamma_{0,i} b_{m_i} \left(\left[\frac{t-\tau_{0,i}}{T} \right] \right) c_{m_i}(t-\tau_{0,i}) + \\
& \sum_{i=m}^{L-1} \sum_{m_i=0}^{K_i-1} \psi_{m_i} \sqrt{P} \varpi_{m_i,i} \gamma_{0,i} b_{m_i} \left(\left[\frac{t-\tau_{0,i}}{T} \right] \right) c_{m_i}(t-\tau_{0,i}) + \sum_{i=0}^{L-1} \sqrt{P} \gamma_{0,i} b'_i \left(\left[\frac{t-\tau_{0,i}}{T} \right] \right) c'_i(t-\tau_{0,i}) + n(t)
\end{aligned} \quad (6-19)$$

匹配滤波器的输出为

$$\begin{aligned}
y(l) = & N \sqrt{P} b_0(l) \sum_{i=0}^{m-1} \varpi_{0,i} \gamma_{0,i} + \sqrt{P} \sum_{i=0}^{m-1} \sum_{m_i=1}^{K_i-1} \psi_{m_i} \varpi_{m_i,i} \gamma_{0,i} I_{m_i}(l) + \sqrt{P} \sum_{i=m}^{L-1} \sum_{m_i=0}^{K_i-1} \psi_{m_i} \varpi_{m_i,i} \gamma_{0,i} I_{m_i}(l) \\
& + \sqrt{P} \sum_{i=0}^{L-1} \gamma_{0,i} I'_i(l) + n_T(l) = z_0(l) + z_1(l) + z_2(l) + z_3(l) + n_T(l)
\end{aligned} \quad (6-20)$$

其中

$$I_{m_i}(l) = \int_{t_1}^{t_2} b_{m_i} \left(\left[\frac{t-\tau_{0,i}}{T} \right] \right) c_{m_i}(t-\tau_{0,i}) c_0(t-\tau_{0,0}) dt, \quad (6-21)$$

$$I'_i(l) = \int_{t_1}^{t_2} b'_i \left(\left[\frac{t-\tau_{0,i}}{T} \right] \right) c'_i(t-\tau_{0,i}) c_0(t-\tau_{0,0}) dt, \quad (6-22)$$

$$t_1 = (l-1)T - \tau_{0,0}, \quad t_2 = lT - \tau_{0,0}.$$

于是我们得到

$$\text{Var}(z_0(l)) = N^2 P \left(\sum_{i=0}^{m-1} \varpi_{0,i} \gamma_{0,i} \right)^2, \quad \text{Var}(z_1(l)) = NP \sum_{i=0}^{m-1} \gamma_{0,i}^2 \sum_{m_i=1}^{K_i-1} (\psi_{m_i} \varpi_{m_i,i})^2,$$

$$\text{Var}(z_2(l)) = NP \sum_{i=m}^{L-1} \gamma_{0,i}^2 \sum_{m_i=0}^{K_i-1} (\psi_{m_i} \varpi_{m_i,i})^2, \quad \text{Var}(z_3(l)) = NP \sum_{i=0}^{L-1} \gamma_{0,i}^2.$$

类似可推得

$$\frac{E_b}{N_0 + I_0} \approx \frac{E_b}{I_0} = \frac{N \left(\sum_{i=0}^{m-1} \varpi_{0,i} \gamma_{0,i} \right)^2}{(\varphi K/L - \varphi/m) \sum_{i=0}^{m-1} \gamma_{0,i}^2 + (\varphi K/L) \sum_{i=m}^{L-1} \gamma_{0,i}^2 + \sum_{i=0}^{L-1} \gamma_{0,i}^2} \approx \frac{N \left(\sum_{i=0}^{m-1} \varpi_{0,i} \gamma_{0,i} \right)^2}{(\varphi K/L + 1) \sum_{i=0}^{L-1} \gamma_{0,i}^2} \quad (6-23)$$

设 $g(\mathbf{w}_0) = \sum_{i=0}^{m-1} \varpi_{0,i} \gamma_{0,i}$, 则由式(6-23)易知满足 $g(\mathbf{w}_0^*) = \max_{\mathbf{w}_0} g(\mathbf{w}_0)$ 的方案 $\{\mathbf{w}_0^*\}$

即为前向容量最大意义上的最优方案。附录 3 中证明，

$$\text{当 } \mathbf{w}_0 = \mathbf{w}_0^* = \left(\sqrt{\frac{\gamma_{0,0}^2}{\sum_{i=0}^{m-1} \gamma_{0,i}^2}}, \sqrt{\frac{\gamma_{0,1}^2}{\sum_{i=0}^{m-1} \gamma_{0,i}^2}}, \dots, \sqrt{\frac{\gamma_{0,m-1}^2}{\sum_{i=0}^{m-1} \gamma_{0,i}^2}} \right) \text{ 时,} \quad (6-24)$$

$$g(\mathbf{w}_0^*) = \max_{\mathbf{w}_0} g(\mathbf{w}_0) = \sqrt{\sum_{i=0}^{m-1} \gamma_{0,i}^2} \circ \quad (6-25)$$

这实际上也就是熟知的最大比发送 (Maximum Ratio Transmission)。

将式(6-25)带入式(6-23)，可得

$$\frac{E_b}{I_0} = \frac{N \cdot \sum_{i=0}^{m-1} \gamma_{0,i}^2}{(\varphi K / L + 1) \sum_{i=0}^{L-1} \gamma_{0,i}^2} = \frac{N}{(\varphi K / L + 1)} \cdot \frac{\sum_{i=0}^{m-1} \gamma_{0,i}^2}{\sum_{i=0}^{L-1} \gamma_{0,i}^2} \quad (6-26)$$

最后，设 δ 为要求达到的 E_b / I_0 值，则中断率为

$$\begin{aligned} P_{out} &= P_r \left(\frac{E_b}{I_0} < \delta \right) = P_r \left(\frac{\sum_{i=0}^{L-1} \gamma_{0,i}^2}{\sum_{i=0}^{m-1} \gamma_{0,i}^2} > \frac{N}{\delta(\varphi K / L + 1)} \right) = P_r \left(\sum_{i=m}^{L-1} \frac{1}{\sum_{j=0}^{m-1} \gamma_{0,j}^2} > \frac{N}{\delta(\varphi K / L + 1)} - 1 \right) \\ &= P_r \left(I > \frac{N}{\delta(\varphi K / L + 1)} - 1 \right) \end{aligned} \quad (6-27)$$

和反向信道不同，这里我们没有大量统计独立的随机变量，因此 I 的分布不能近似为高斯分布。我们采用蒙特卡洛仿真的方法来估计 P_{out} 。

6.4.3 仿真结果讨论

前向性能也是和移动台的位置有关的，只不过和反向信道正好相反的是，这时最差的性能是在边界处获得的（这是由特定的功率控制方案决定的，4.3节分析分布式信道的信道容量时已经谈到过）。因此我们假设移动台 0 处于边界处并对 I 的分布仿真了 50,000 次。图 6.9 显示了部分直方图。由这些直方图我们可以估计出中断率，结果如图 6.10 所示。可看出，当采用最大比发送时，前向容量可随着虚拟小区的天线数的增加迅速提高。为了做比较，我们还画出了不采用

最大比发送（即不对虚拟小区的各分布式天线进行时间和相位的联合调整）时，将发送功率平均分至虚拟小区各分布式天线（而非最优的选择性发送）得到的前向容量，如图 6.11 所示。显然前向容量会随着虚拟小区分布式天线数 m 的增加而迅速减小。实际上前面已经证明，此时不论采用什么功率分配方案，前向容量都不会随着 m 的增加而提高， $m = 1$ 时对应的前向容量即为最大值。

这里需要指出的是，尽管采用最大比发送可大大提高前向用户容量，但由于各分布式天线到达移动台的距离各不相同，要联合调整虚拟小区内所有天线的发送时间和相位使之同时同相到达指定移动台会使得实现复杂度大大增加。

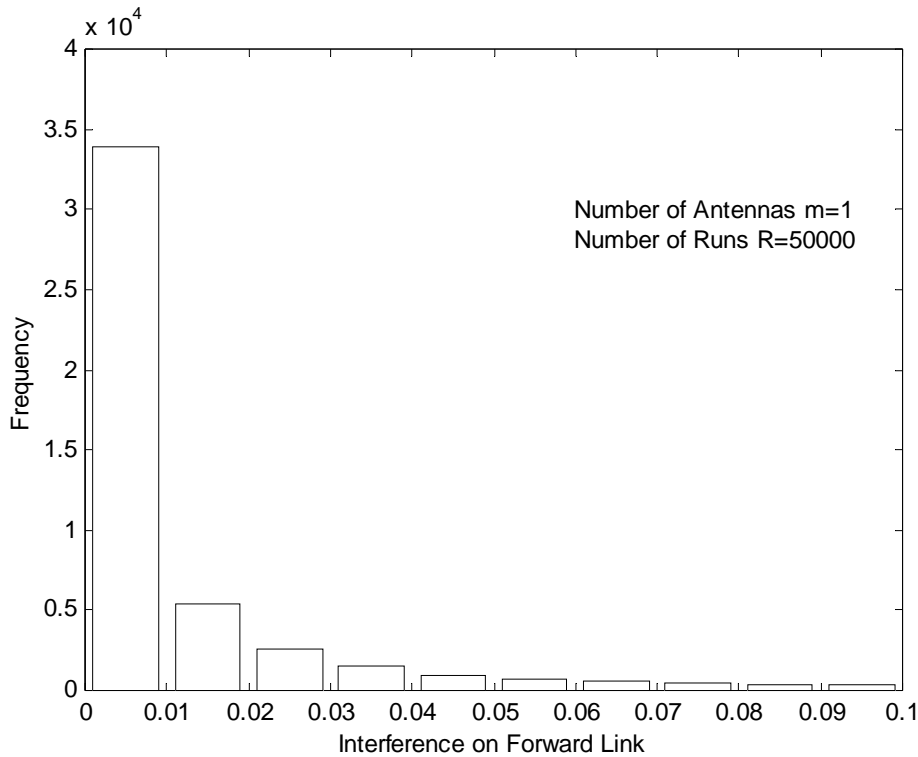


图 6.9(a) $m=1$ 时前向干扰 I 的直方图

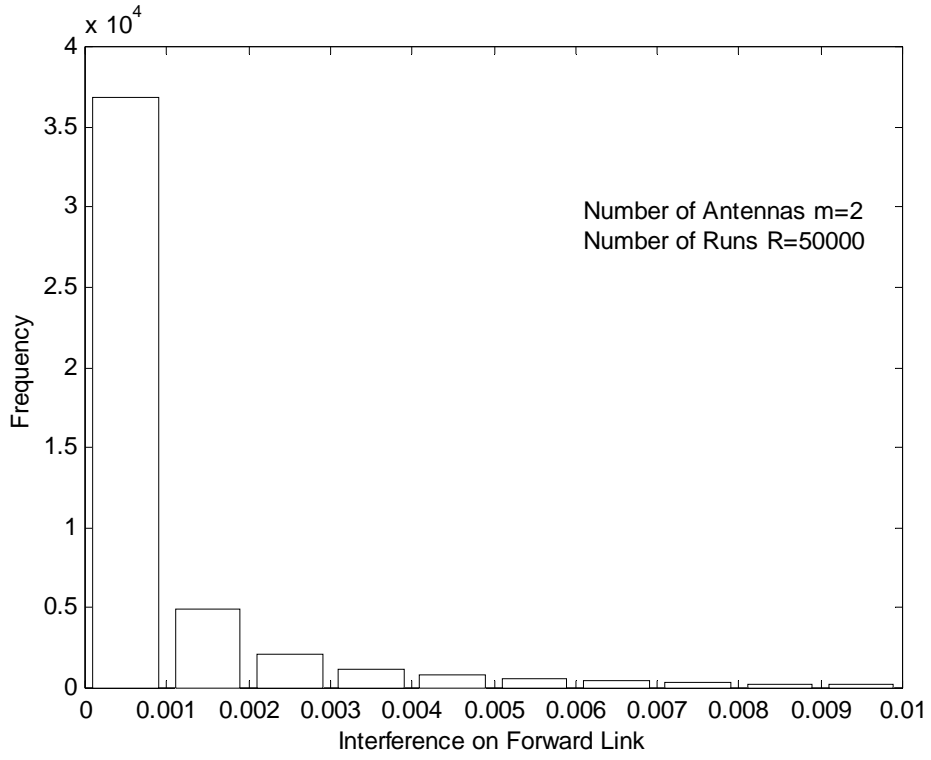


图 6.9(b) $m=2$ 时前向干扰 I 的直方图

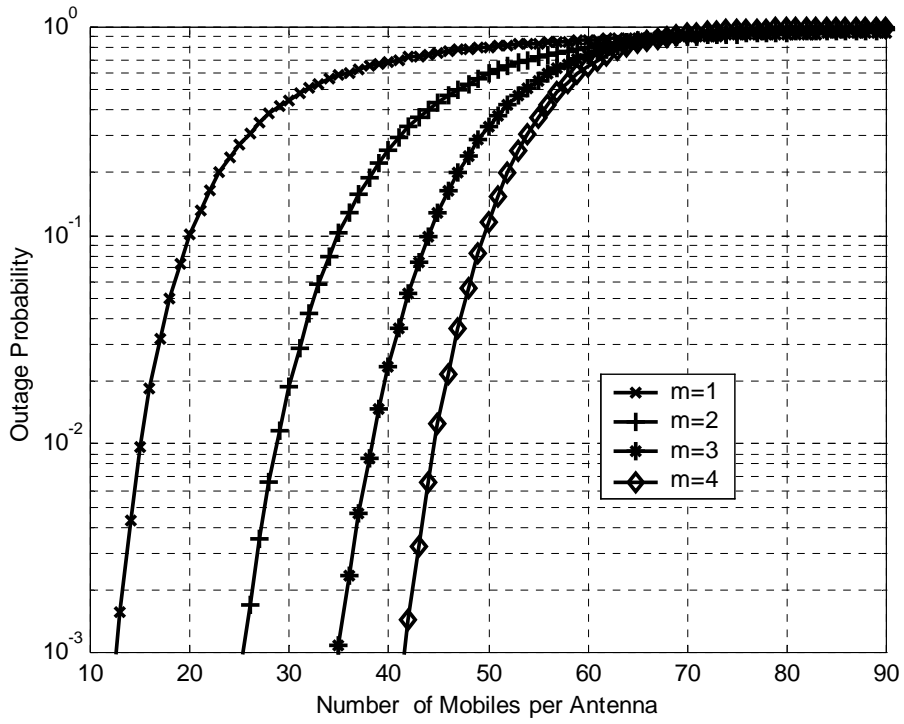


图 6.10 采用最大比发送后的分布式无线通信系统的前向用户容量

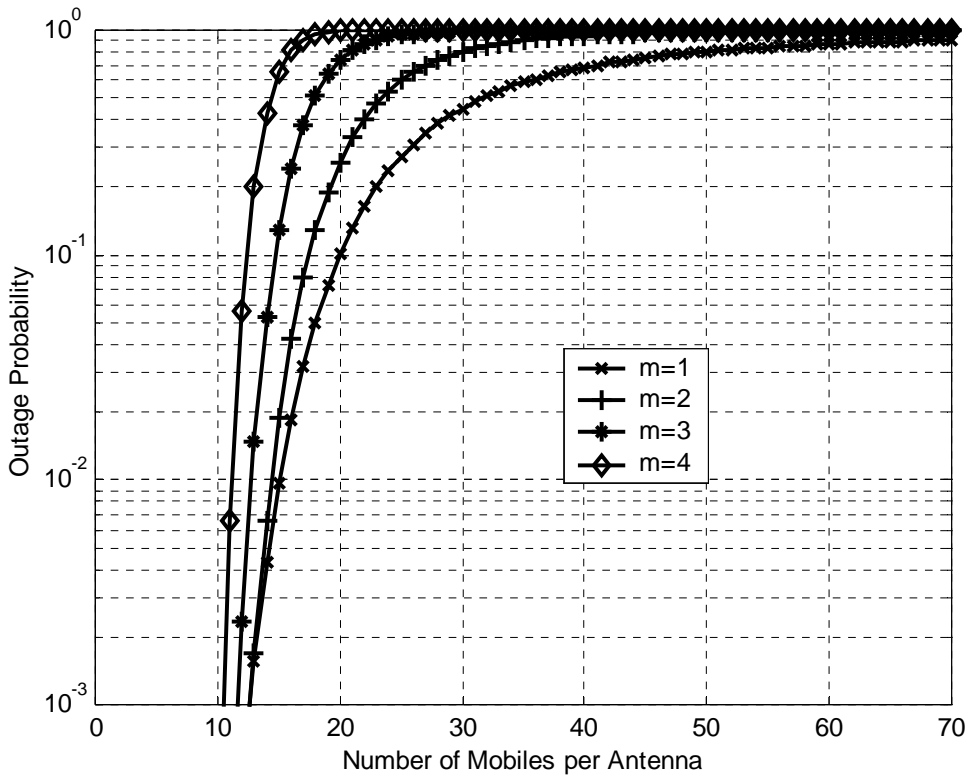


图 6.11 未采用最大比发送时，等功率分配下的分布式无线通信系统的前向用户容量

6.4.4 和采用天线阵的蜂窝系统前向用户容量的比较

我们同样借用 A.F.Naguib 等在[53]中的分析结果，如图 6.12 所示，图中 M 表示天线阵元数。由图 6.12 可看出，采用天线阵后的蜂窝系统的前向容量随天线阵元数的增加而增加，但平均每阵元的用户数实际在降低。如 $M = 1$ 时中断率为 10^{-4} 对应的用户数为 20，当 M 增加至 5 时小区总用户数增加至 90，但每天线阵元对应的用户数则下降为 18，当 M 增加至 7 时每天线阵元对应的用户数则进一步下降为 17。而在分布式无线通信系统中，当采用最大比发送时，每天线的前向用户数是随着联合发送的分布式天线数的增加而增加的，显然优于采用天线阵的蜂窝系统。

值得说明的是，在采用天线阵的蜂窝系统中，必须采用波束成形才能提高前向容量，而采用波束成形实际上就是使得各天线阵元发出的有用信号到达移动

台时同时同相。从这个意义上来讲，在比较两个系统的前向容量时，应该假设分布式无线通信系统也采用最大比发送才是公平的。只是在分布式无线通信系统中采用最大比发送会导致比蜂窝系统高得多的实现复杂度。

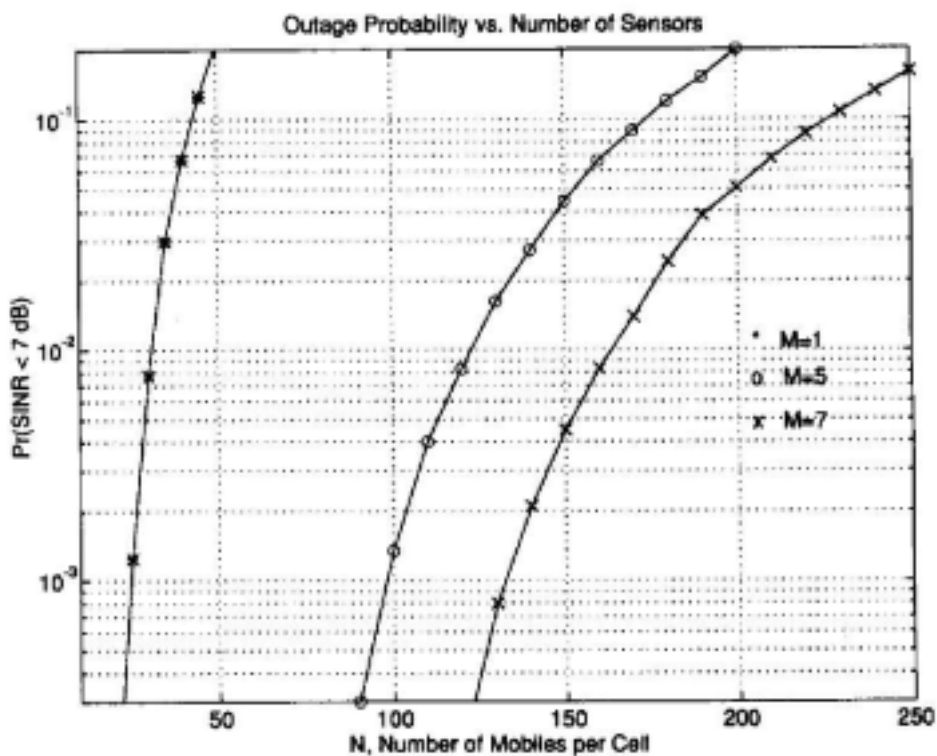


图 6.12 蜂窝系统采用天线阵下的前向用户容量（摘自[53]，第 7 页）

6.5 小结

本章主要分析了分布式无线通信系统的反向和前向用户容量。我们假设采用码分多址方式，理想的信道估计和功率控制，移动台采用单天线发送和接收信号，不考虑多用户检测和多径，得到的有关结论如下：

- 1、反向用户容量随虚拟小区天线数的增加而增加，但增加幅度变缓；
- 2、前向用户容量随虚拟小区天线数的增加而减小，选择性发送时的前向用户容量最大；
- 3、采用最大比发送可使得前向用户容量随虚拟小区天线数的增加而增加，但随之带来的问题在于实现复杂度大大提高；

4、分布式无线通信系统的反向和前向用户容量均优于蜂窝系统采用天线阵下的容量。

在本章的分析中假设接收端采用的是匹配滤波器，且假设信道为平衰落，加入多径和多用户检测子建立更加复杂的模型是需要我们进一步考虑的问题。此外，在以上分析中我们仅考虑了单一的话音业务，综合考虑语音，数据等多类业务后的容量分析也是下一步的研究方向之一。

第七章 分布式无线通信系统容量分析总结

第二部分从两个方面对分布式无线通信系统的容量进行了分析。在信道容量方面，我们建立单用户分布式信道模型，借鉴已有的 MIMO 理论得到了分布式信道容量的分析结果。在用户容量方面，我们推导了码分多址方式下分布式无线通信系统的反向和前向用户容量。第四章中已经提到过，由于信道容量和用户容量的研究思路不同，二者所建立的模型假设也是不尽相同的，表 7.1 列出了二者的异同点。

表 7.1 信道容量分析和用户容量分析的模型假设对比

模型假设		信道容量	用户容量
不同点	单用户/多用户	单用户环境	多用户环境
	收发天线数	虚拟小区天线数： m 移动台天线数： n (m, n)	虚拟小区天线数： m 移动台天线数： 1 $(m, 1)$
	功率控制方案	发送总功率与最短距离的四次方成正比	反向：各移动台对应的虚拟小区进行最大比合并后的有用信号功率相等
			前向：所有移动台的总分配功率均相同，等于导频功率
	接收检测方式	未限定	匹配滤波器，最大比合并
虚拟小区发送信号是否相同	未限定，一般不同以保证高的频谱效率	相同	
相同点		准静态平衰落信道，综合考虑路径衰减，阴影衰落和瑞利（或莱斯）衰落的影响	

分析思路的不同自然会得到不同的结论，但将二者的结论对比还是能得到一些启发性的结果。表 7.2 列出了信道容量和用户容量分析下的有关结论。

表 7.2 信道容量分析和用户容量分析的结论对比

结论	信道容量	用户容量	
最优功率分配方案	注水功率分配方案	各发送信号不同时间同相到达移动台(A):选择性发送	
		各发送信号不同时间同相到达移动台(B):最大比发送	
与收发天线数的关系	随发天线数的增加基本保持不变; 随收天线数的增加而增加	反向	随收天线数的增加而增加
		前向	A. 不随发天线数的增加而增加
			B. 随发天线数的增加而增加
与移动台距离的关系	最小距离越大,容量越大,在边界处达到最大	反向:同信道容量	前向:离分布式天线越近,容量越大,在边界处最差

可看出,收天线数增加对信道容量和用户容量都是有好处的,但发天线的增加则并不能带来什么增益,反而有可能降低前向用户容量。此外,在功率分配方案的选择上,不论信道容量还是用户容量的分析都表明,等功率分配方案在分布式无线通信系统下的性能是比较差的,我们应该根据当前信道状态对各天线的发送功率进行调整,这也是符合分布式无线通信系统的闭环特性的。

我们还分别比较了同等条件下(相同的天线密度,发送功率以及收发方式)分布式无线通信系统和蜂窝系统采用天线阵后的信道容量以及用户容量。比较结果表明,无论是信道容量还是反向及前向用户容量,分布式无线通信系统都

具有明显的优势，尤其对于用户容量而言，在分布式无线通信系统下每天线的用户容量会随着虚拟小区天线数的增加而提高，但在蜂窝系统中却正好相反，这也更加验证了分布式无线通信系统能充分利用空间资源的优势。当然以上这些容量增益的获得主要还是归功于分布式信道下接入距离的缩短。

关于容量方面未来的研究方向，除了在第五章和第六章的总结中已经分别提到的进一步细化模型之外，我们还希望通过更加深入的研究，将信道容量和用户容量研究融合起来，提出一个统一的容量评价标准，建立统一的多天线多用户模型，联合优化功率控制和功率分配方案，并承载包括语音，数据在内的多种业务。

第三部分 适于分布式无线通信系统的前向发送算法

第八章 第三部分概述

第二章中已经谈到过,提高系统容量最根本的方法是采用多天线技术来提高频谱利用率,然而如何找到合适的多天线发送接收方案是需要进一步考虑的问题。如第六章用户容量分析中所看到的,若多根天线发送相同的信号,不仅不能提高频谱利用率,反而会降低整个系统的性能。

我们知道,在 Internet 迅速发展的今天,非对称业务日益增加,因而对前向容量的要求远超过反向容量,前向信道日益成为整个系统性能的瓶颈。此外,从上一部分的容量分析可看出,收天线数的增加对提高容量(不论信道容量还是用户容量)是很有好处的,因此只要增加虚拟小区的天线数就可以提高反向容量。然而,前向容量的提高却相对比较困难。移动台可装备的天线数有限,增加发天线数对容量的改善又不明显(甚至还可能起反作用),因此,前向发送算法的研究显得尤为迫切。

目前研究得比较多的前向发送算法多集中于开环算法的研究,这是因为在点对点信道下,各子信道只存在小尺度衰落的差别,将信道信息反馈回发送端所能得到的好处并不多,但复杂度却大大增加了,这一点已在第五章的信道容量分析中提到过。分布式信道则不同,由于各子信道的差异较大,直接采用等功率发送会导致性能的严重损失。此外,由于分布式无线通信系统的虚拟小区机制本身也决定了发送的闭环特性,因此,我们将研究重点放在了闭环发送算法上。

这一部分研究了适于分布式无线通信系统的前向多天线发送算法。具体地,由第五章信道容量分析结果可知,闭环方式下采用注水功率分配方式可使得信道容量最大化,因此,我们提出了一种基于层次时空结构(BLAST)的闭环发送分集方案,在发送端根据注水功率分配原则对发送波形进行调整,同时还借鉴了线性散射码[84]的思想,加入时域处理,不仅频谱效率高,性能接近信道容

量，而且非常适于分布式信道。这一新方案的原理和性能将在第九章中详细介绍，第十章是对第三部分的总结，指出了现有方案的不足并提出了一些改进的想法。

第九章 新的发送分集算法 - C-MIMO

本章详细介绍了一种新的发送分集算法 - C-MIMO，它不仅具有高的频谱效率，而且性能远优于现有的 V-BLAST 算法，非常适于分布式信道。

具体而言，在介绍了现有的发送分集方案以及有关预备知识的基础上，第三节描述了算法的原理以及实现算法，第四节从平均接收信噪比和误帧率两个方面评价了新算法 C-MIMO 的性能，并与 V-BLAST 的性能做了比较。仿真结果显示即使在无编码的情况下，C-MIMO 与信道容量极限的差距也仅在 5 个 dB 左右，远优于 V-BLAST 的性能。第五节讨论了在分布式信道下算法的性能，随着各子信道的差异的增大，C-MIMO 始终保持良好的性能，而 V-BLAST 则迅速恶化，这也凸显了 C-MIMO 在分布式信道下的性能优势。为了进一步提高 C-MIMO 在 MMSE-SIC 检测子下的性能，我们在原有基础上加入了一定的时域处理，具体原理见第六节。因为 C-MIMO 的闭环特性，第七节讨论了反馈误差对 C-MIMO 性能的影响。结果显示，C-MIMO 对于反馈误差还是相当敏感的。最后是对全章的总结。

9.1 发送分集算法研究综述

发送分集一般是指在发送端采用多天线发送信号以提高系统性能，它是相对于接收分集而言的。最初的研究重点多集中于接收分集，因为反向容量通常被看作是系统性能的瓶颈所在。但随着非对称业务的普及以及反向信道导频相干检测的采用，前向信道的性能越来越成为限制整个系统的主要因素，因此，近年来发送分集算法的研究成为热点。

自从 A.Wittenben 首先提出带宽有效的发送分集方案以来[70]，各种发送分集方案已经层出不穷。总的说来，根据其设计目的的不同，可将其分为两类：

- 1、追求分集增益：早期的发送分集方案都属于该类型，如时延分集（DD，Delay Diversity）[72]，正交发送分集（OTD，Orthogonal Transmit Diversity）[73]，扫相发送分集（PSTD，Phase Sweeping Transmit Diversity）[74]，时间切换发

送分集(TSTD ,Time Switched Transmit Diversity) [76] ,选择性发送分集(STD , Selective Transmit Diversity) [75] , 最大比发送 (MRT , Maximum Ratio Transmission) [77] , 等等。这些方案的共同特点在于：多根发天线发送的是相同的信息，以不同的时间，相位，扩频码来区分多天线信号，或根据信道调整发送信号的时间和相位以使得接收端可采用相干接收，尽管获得了分集增益，却牺牲了系统资源或复杂度，整个系统的效率并不高。此外，这些方案大都将空域和时域处理割裂开来，即编码参数和空间分集并未有效地结合起来考虑。

V.Tarokh 等在[78]中首次提出了空时网格码 (space-time trellis code) 的概念，推导出了在准静态平衰落信道中，使分集增益和编码增益最大的秩准则和行列式准则，并用穷举的方法得到了部分最优码字。仿真结果表明，该方案可获得信道容量的 2-3dB 以内的性能，远远优于上述各发送分集方案。此后，[79]中还进一步讨论了该码在多径、信道估计错误等恶劣环境下的性能，其结果表明，即使测量得到的信道状态信息可能存在错误，空时网格码依然有效。只不过当发送天线数增多时，系统对于信道状态信息错误的敏感程度会加剧，即误码率会随之上升。当发送天线数较小时，该码仍能保持最佳性能。此外，[80]还具体给出了一个采用空时网格码的两发两收的窄带 TDMA/STCM (Space-Time Code Modulation)系统实现。

尽管空时网格码能获得优异的性能，但由于在收端采用的是维特比译码 (最大似然准则)，其译码复杂度随收发天线数和频谱效率 (或传输率) 呈指数增长，当天线数目较多或调制制式较高时几乎是不可实现的。相比之下，S.M.Alamouti 在[81]中提出的发送分集方案的译码复杂度就低的多。他通过简单的时域设计使得两天线上的发送序列彼此正交，因此在收端可将二维联合最大似然译码简化为两个独立的一维最大似然译码，不仅获得了全分集增益，且大大降低了复杂度，现已被第三代移动通信 WCDMA 标准采纳。实际上，V.Tarokh 等在[82][83]中指出，Alamouti 的方案即是发送天线数 m 为 2 时的正交设计，也被称作空时分组码 (space-time block code)。他们进一步运用

正交设计理论证明,对于实数序列,当且仅当发送天线数 $m=2, 4, 8$ 时才存在正交方案,而对于复数序列,当且仅当 $m=2$ 时才存在正交方案(即 Alamouti 的发送分集方案)。此外,他们还推得发送天线数 $n=3, 5, 6, \dots$ 时的空时分组码。不过此时的最大传输率只能达到原来的 c/r (r 为时隙数, c 为发送天线数, $c < r$), 传输效率有损失。

B.Hassibi 等在[84]中进一步指出,空时分组码仅在发送天线数为 2, 接收天线数为 1 时可获得的最大互信息才等于信道容量,接收天线数越多,则可获得的互信息与信道容量之间的差距越大(不论采用什么编码),当发送天线数大于 2 时更是如此。实际上,导致这一结果的原因在于采用空时分组码在获得分集和编码增益的同时实际上降低了信道的自由度。

- 2、追求频谱效率:以上方案尽管能获得较高的分集增益,但频谱效率普遍不高。即使空时网格码能达到信道容量极限的 2-3dB,其频谱效率的提高也只是通过增加调制星座尺寸来达到的,增加发送或接收天线数并不能带来频谱效率的提高。Alamouti 的方案也是如此。因此,它们并不是严格意义上的带宽有效的 (bandwidth-efficient)。

1996 年, G.J.Foschini 首次在[85]中提出了一种对角的层次时空结构 (D-BLAST, Diagonal Bell Lab Layered Space-time Architecture)。在发送端,未编码的数据流经串并变换后得到的各子流被称为层(layer),各层独立编码,并轮换着映射到各发送天线上。在接收端,译码也按照层为单位来进行,先将已译出的层的信号从总信号中减去,然后采用迫零算法 (zero-forcing) 得到正在检测的层的信息并进行译码。之所以将各层与发送天线之间的映射关系进行轮换,是为了使各层的发送信道尽量均衡(也可看作是对原数据流的一种交织)。但这种轮换增加了接收端的复杂度。为了解决这一问题,[86]中进一步提出了垂直的层次时空结构 (V-BLAST)。在 V-BLAST 中,各层信号不需要进行复杂的映射,而是直接对应于不同的天线发送,在收端仍采用基于迫零算法的串行干扰抵消 (ZF-SIC) 方案,但要根据各层信号的接收信噪比进行排序,而不是象 D-BLAST 那样顺次译码。由于收端采用的不是根据

距离大小判断的最大似然译码，而是逐符号判决的次优的线性检测算法，因此 BLAST 方案要求接收天线数大于或等于发送天线数，否则性能将急剧恶化而导致方案不可用。实际上，仿真结果表明，即使接收天线数等于发送天线数时，BLAST 方案的性能也不理想。

BLAST 方案的频谱效率不仅随调制星座尺寸增长，而且还随发送天线数的增加而增加，是真正的带宽有效的方案。但在原始的 BLAST 方案中并没有限定编码方式，各层的编码方式都是独立的，因此虽然实现复杂度低，但由于其时域处理和空域处理并没有有效地结合起来，其性能劣于空时网格码和空时分组码[87]。尽管如此，[85]还是表明，D-BLAST 可达到信道容量下界，只是[85]中没有具体给出时空联合编码方案。此后，[88]进一步将 turbo 处理概念加入其中，在发端加入层间交织器，并在收端采用迭代并行干扰抵消算法，大大提高了 BLAST 的性能。

另一方面，V-BLAST 由于其实现简单，目前关于它的研究文献很多，包括检测算法的进一步简化[89]，新的检测算法的提出和比较[90-94]，闭环算法的提出[95-98]等等。可是，V-BLAST 的检测方案尽管简单，却要求接收天线数大于或等于发送天线数，这对于前向信道而言几乎是不可忍受的，因为移动台的天线比基站的天线总是少的多。而且 V-BLAST 的各层编码是独立进行的（而不是和空域处理结合起来），没有任何措施可以对抗深衰落。空时网格码和空时分组码尽管可以获得分集增益以对抗衰落，但上面的分析也已表明，当发送和接收天线数增加时，空时网格码的译码复杂度将不可接受，而空时分组码的性能损失也会很大。

为了同时解决以上两方面的问题，B.Hassibi 等在[84]中提出了所谓的线性散射码（LDC，Linear Dispersion Code），既利用了空时分组码的线性结构，又可采用 V-BLAST 的低复杂度的译码检测算法，可适用于任何发送和接收天线数的情况且编码简单。在提出 LDC 的通用结构后，Hassibi 等进一步根据互信息最大给出了三条准则，并给出了部分 LDC 例子。仿真结果表明，虽然 V-BLAST 和空时分组码都可看成 LDC 的特例，但根据准则搜索到的 LDC 性

能显然优于二者。

除了以上的分类之外，还可以根据收发端是否知道信道特性，将其分为三类：

- 1、 收端已知信道特性，发端未知：这是用的最多的一个假设，通常适用于准静态衰落，充分散射的信道中。前面提到的空时网格码，空时分组码，BLAST，以及线性散射码都是基于这一前提的。此时发端各发送天线的功率平均分配。
- 2、 收端和发端均已知信道特性(包括完全反馈和部分反馈)：当信道慢变时(如一帧变一次)，收端可以将测量的到的信道状态信息反馈给发端，发端利用当前的信道信息对发送信号进行调整，其性能显然会优于发端未知信道特性时能得到的性能。尤其在信道比较奇异(如具有相关性)的情况下，两者的差异更为明显[46][95]。[95]所提出的闭环算法要求将信道状态信息完全反馈回发送端，但由于反馈信道通常是低速率信道，反馈信息量有限，[99]进一步分析了不完全反馈下的发送算法。
- 3、 收端和发端均未知信道特性：当信道快变时，测量速率很难达到要求，因此比较合理的假设是收发双方均未知信道特性，这时需要在原有空时编码的基础上引入差分的概念。[100-104]深入分析了这一问题。

发送分集算法已被广泛应用于现有系统中，如

- cdma2000 系统中的 STS (Space-Time Spreading) 方案[105]：借鉴了正交发送分集的思想，但克服了其占用双倍扩频码资源的缺点；
- WCDMA 系统中的 STTD (Space-Time Transmit Diversity) 和 FBTD (FeedBack Transmit Diversity) 方案[106]：其中前者即为 Alamouti 的发送分集方案在扩频系统中的应用，后者则是类似于最大比发送的闭环发送分集方案；
- 软切换的 SSDT (Site Selection Diversity Transmission) 方案[107]：选择性发送分集的应用，即移动台在软切换过程中根据公共导频信号选择最好的一个基站，然后将选择信息通过反馈信道反馈回各基站。选中的基站继续发送信号而未被选中的基站则挂起数据信号。

此外，发送分集算法还和多天线阵，多载波以及多用户检测技术结合起来，详见[108-115]。

在分布式无线通信系统中,虚拟小区体制决定了前向发送的闭环特性,此外,由于分布式信道中各分布式天线到移动台的路径相互独立,路径衰减和阴影衰落各不相同,原有的开环发送分集算法将发送功率均匀分至各分布式天线不仅会造成发送功率的极大浪费,而且会大大降低接收性能,第五章的信道容量分析也已表明,在分布式信道中,等功率分配比注水功率分配能获得的信道容量要少的多。因此,我们的研究重点在于闭环发送分集算法,假设发送端可根据接收端反馈的信道状态信息对发送信号进行调整,从而优化接收性能。此外,为了获得高的频谱效率和利用 BLAST 的低复杂度的接收检测算法,我们的研究基于 BLAST 时空分层结构。

9.2 预备知识

由于我们的新发送分集算法是基于 BLAST 时空分层结构的,因此我们首先对 BLAST 的发送及接收算法做一个简单的介绍。

9.2.1 BLAST 的系统模型

BLAST 时空分层结构是基于准静态平衰落假设的,因此十分适合室内静止环境下的高速数据传输。它假设散射物充分多,因此各子信道独立不相关,收端便可根据不同的信道衰落区分发送端各天线发出的不同的信号,而不牺牲时间或频率资源。

具体而言,BLAST 的系统结构如图 9.1 所示。原始信息流经过串并变换分成 m 层(layer,即各子信号流),各层经过矢量编码器独立编码并通过 m 根天线同时发送出去。可看出,和空时网格码(STTC)不同之处在于,BLAST 的信息流是先分层,再分别独立编码的,将编码和多天线发送独立开来固然牺牲了分集增益,但这样做也是有好处的:1. 频谱利用率可随着发送天线数的增加而增加,而不像 STTC 中频谱利用率只能由调制星座尺寸的增加而提高;2. 收端可借鉴多用户检测的思想对各层独立检测译码,这一点在下面还会详细解释。

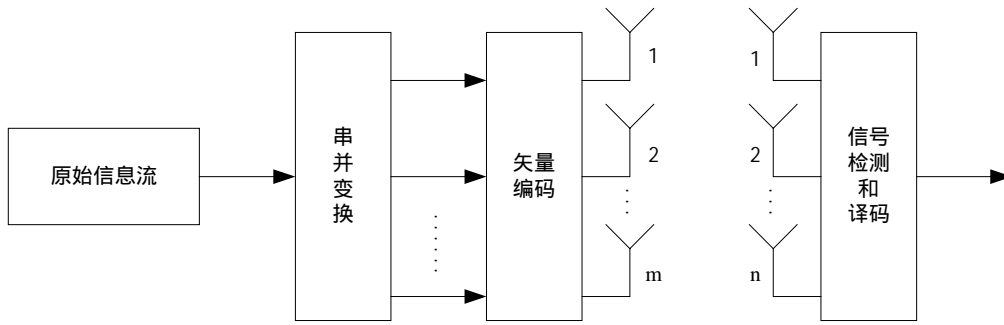


图 9.1 BLAST 的系统结构框图

9.2.2 BLAST 的层次发送结构

这节中我们介绍几种典型的发送结构。

A. V-BLAST

V-BLAST 是最简单的一种结构。各层信息分别经过编码后直接对应各天线发送出去，其信息和天线的映射关系如图 9.2 所示：

$$\begin{pmatrix} c_1^1 & c_2^1 & \cdots & c_l^1 \\ c_1^2 & c_2^2 & \cdots & c_l^2 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ c_1^m & c_2^m & \cdots & c_l^m \end{pmatrix} \rightarrow \begin{pmatrix} c_1^1 & c_2^1 & \cdots & c_l^1 \\ c_1^2 & c_2^2 & \cdots & c_l^2 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ c_1^m & c_2^m & \cdots & c_l^m \end{pmatrix}$$

图 9.2 V-BLAST 的信息和天线的映射关系

B. D-BLAST

V-BLAST 结构固然简单，但由于各层与天线的映射关系固定，一旦有的子信道比较差，则其携带的该层的信息会全部丢失，无法从其他子信道中获得，从而大大降低性能。D-BLAST 结构较好地克服了这个问题。在 D-BLAST 中，各层与发天线的映射关系不是一成不变的，而是不断地轮换，如图 9.3 所示。

$$\begin{pmatrix} c_1^1 & c_2^1 & \cdots & c_m^1 \\ c_1^2 & c_2^2 & \cdots & c_m^2 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ c_1^m & c_2^m & \cdots & c_m^m \end{pmatrix} \rightarrow \begin{pmatrix} c_1^1 & c_1^2 & \cdots & c_1^m & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & c_2^1 & c_2^2 & \cdots & c_2^m & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & c_m^1 & c_m^2 & \cdots & c_m^m \end{pmatrix}$$

图 9.3 D-BLAST 的信息与天线的映射关系

实际上 ,D-BLAST 结构也可以看作在 V-BLAST 基础上加入了一个空域交织器,或层间交织器,从而增强抗衰落能力。其最大的问题在于边界处的开销太大,由图 9.3 可看出,发送矩阵的左下角和右上角均为空闲状态,因而降低了传输效率。此外,和 V-BLAST 相比,D-BLAST 的接收端复杂度显然提高了。

C. 几种衍生的发送结构

在 Foschini 等提出时空分层结构 (D-BLAST 和 V-BLAST) 后,人们在此基础上提出了各种改进方案。这里我们选取比较典型的两种发送结构进行说明。

方案 1[147]如图 9.4 所示,该结构和 V-BLAST 很类似,不同之处在于各层加上了层内交织器(时域交织,而非 D-BLAST 的空域交织),进一步增强各层的抗衰落能力。

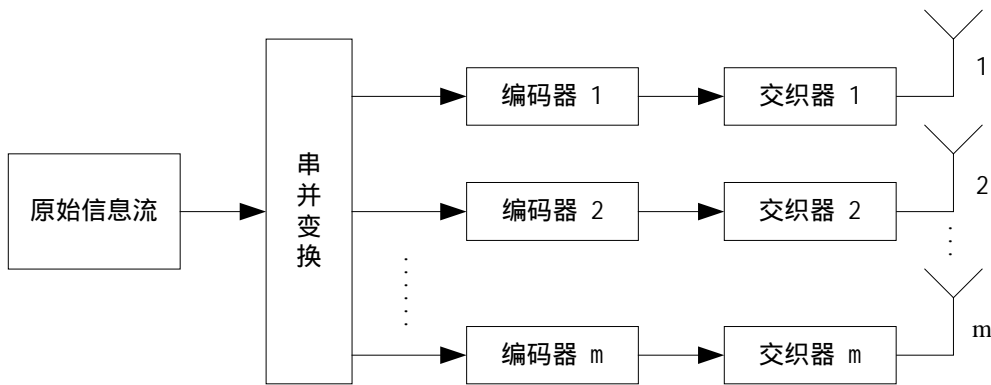


图 9.4 BLAST 衍生方案 1 的发送结构示意图

方案 2[88]如图 9.5 所示,和 D-BLAST 类似,这里也加入了层间交织器,但克服了 D-BLAST 效率低的缺点,我们以 $m=4$ 为例,其交织方案如图 9.6 所示:

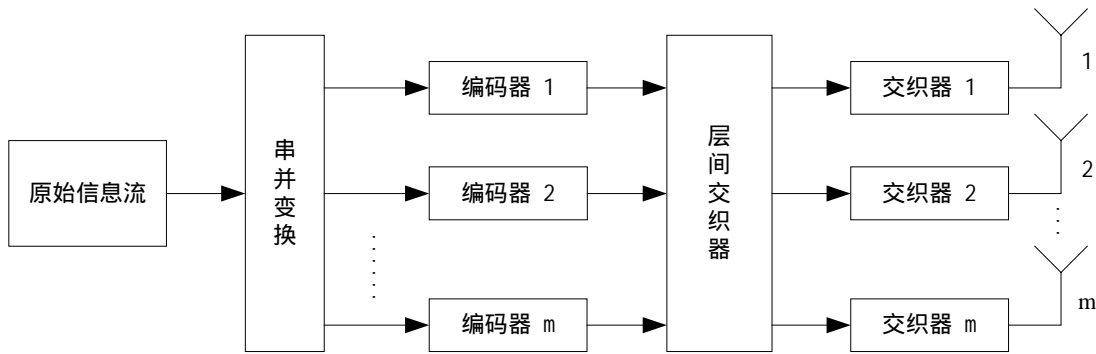


图 9.5 BLAST 衍生方案 2 的发送结构示意图

$$\begin{pmatrix} c_1^1 & c_2^1 & c_3^1 & c_4^1 & \cdots \\ c_1^2 & c_2^2 & c_3^2 & c_4^2 & \cdots \\ c_1^3 & c_2^3 & c_3^3 & c_4^3 & \cdots \\ c_1^4 & c_2^4 & c_3^4 & c_4^4 & \cdots \end{pmatrix} \rightarrow \begin{pmatrix} c_1^1 & c_2^4 & c_3^3 & c_4^2 & \ddots \\ c_1^2 & c_2^1 & c_3^4 & c_4^3 & \ddots \\ c_1^3 & c_2^2 & c_3^1 & c_4^4 & \ddots \\ c_1^4 & c_2^3 & c_3^2 & c_4^1 & \ddots \end{pmatrix}$$

图 9.6 BLAST 衍生方案 2 的交织示意图

易看出，这种结构有效地克服了 D-BLAST 的边界问题，提高了发送效率。

9.2.3 BLAST 的接收检测算法

我们知道，在 CDMA 系统中，多用户检测子根据各用户不同的扩频序列来检测不同用户的发送信号。类似的，在时空层次结构中，各层经历了不同的信道衰落，因此在收端也可采用多用户检测子，根据各层不同的信道衰落来检测各层的信号。正是由于 BLAST 的收端可采用复杂度相对较低的多用户检测子(复杂度随天线数呈线性增长，而非 STTC 所采用的维特比算法随天线数呈指数增长)，这才使得在 BLAST 中采用大数目的发送和接收天线（如 $m=10, n=12$ ）成为可能。目前在 D-BLAST 和 V-BLAST 算法中主要采用的是基于迫零的串行干扰抵消（ZF-SIC，或基于去相关的串行干扰抵消，Decorrelator-SIC），也有文献研究了采用并行干扰抵消（PIC），MMSE 检测子，迭代多用户检测子等的性能。在此我们首先对多用户检测子作一简单的综述。

9.2.3.1 线性多用户检测子

A. 线性多用户检测子的结构框图

如图 9.7 所示, 设接收信号矢量为 \mathbf{y} , 经过线性滤波器 \mathbf{F} 后的信号矢量为 \mathbf{x}' , 则 $\mathbf{x}' = \mathbf{F} \cdot \mathbf{y}$ 。

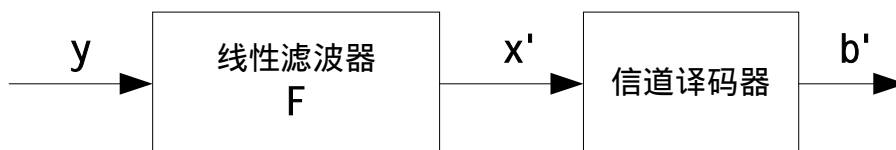


图 9.7 线性多用户检测子的结构框图

采用匹配滤波器时, $\mathbf{F} = \mathbf{H}^*$, 因此滤波器的输出为 $\mathbf{x}' = \mathbf{H}^* \mathbf{y} = \mathbf{H}^* \mathbf{H} \mathbf{x} + \mathbf{H}^* \mathbf{z}$ 。

可看出, 因为 $\mathbf{H}^* \mathbf{H}$ 不是对角阵, 因此输出信号 \mathbf{x}'_i 中会包含非本用户信号 x_k , $k \neq i$ 的影响。进一步地, 当有些天线发送信号的接收强度显著地大于其他信号时, 会导致 $\mathbf{H}^* \mathbf{H}$ 非对角线上元素的值甚至比对角线上相应元素的值还要大, 从而无法正确检测。这在 CDMA 系统中也就是熟知的远近效应 (near-far problem)。

当然采用匹配滤波器的好处在于这里线性变换只是信道矩阵的共轭转置, 不需要求逆操作。

B. 去相关 (Decorrelator)

为了克服 CDMA 系统的远近效应问题 R.Lupas 等在[116]中首次提出了一种次最优的线性多用户检测子 Decorrelator。我们将它应用到多天线信道模型下, 即 $\mathbf{F} = (\mathbf{H}^* \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^*$ 。

于是检测子输出为 $\mathbf{x}' = (\mathbf{H}^* \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^* \mathbf{y} = \mathbf{x} + (\mathbf{H}^* \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^* \mathbf{z}$ 。

可看出, 去相关检测子有效地消除了其他天线带来的干扰, 因而也就克服了远近效应问题。但它增强了噪声。

C. 最小均方误差 (MMSE)

[117]中提出的 MMSE 检测子有效地克服了噪声增强问题。在 MMSE 检测子中， $\mathbf{F} = \left((\mathbf{H}^* \mathbf{H} + \sigma^2 \mathbf{I})^{-1} \right)^* \mathbf{H}^*$ 。

实际上 \mathbf{F} 即是使得均方误差 $E \left\{ \left\| \mathbf{x} - \hat{\mathbf{x}} \right\|^2 \right\}$ 最小的解。

在线性多用户检测子 Decorrelator 和 MMSE 的实现中均存在一个问题，即需要矩阵求逆操作，这是非常耗资源的。[118]提出采用多项式扩展的方法，即由

$$p(\mathbf{R}) = \sum_{i=0}^{N_s} w_i \mathbf{R}^i \approx \mathbf{R}^{-1} \text{ 可知，给定合适的 } N_s \text{ 以及加权因子 } w_i \text{，我们就可以将求逆}$$

操作转换为多项式求和，而后者实现起来是比较方便的。

9.2.3.2 非线性多用户检测子

A. 非线性多用户检测子的结构框图

如图 9.8 所示，和线性多用户检测子不同的是，这里除了前向滤波器 \mathbf{F} 之外，还需要加入反馈滤波器 \mathbf{B} ，这时估计信号为 $\mathbf{x}' = \mathbf{F} \cdot \mathbf{y} - \mathbf{B} \cdot \mathbf{b}'$ 。

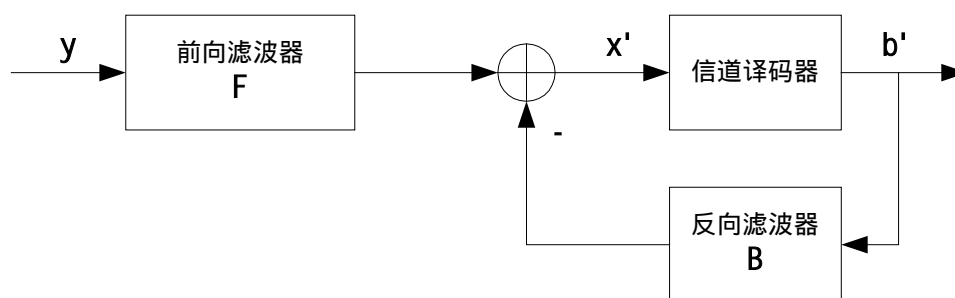


图 9.8 非线性多用户检测子的结构框图

不同的 \mathbf{F} 和 \mathbf{B} 对应于不同的检测子。如 \mathbf{B} 为下三角阵时，即为串行干扰抵消 SIC， \mathbf{B} 除了对角线元素为 0 其他元素均不为 0 则为并行干扰抵消 PIC。下面则具体对这两种非线性多用户检测子进行介绍。

B. 串行干扰抵消 (Successive or Subtractive Interference Cancellation)

[119]提出的串行干扰抵消原理如图 9.9 所示。

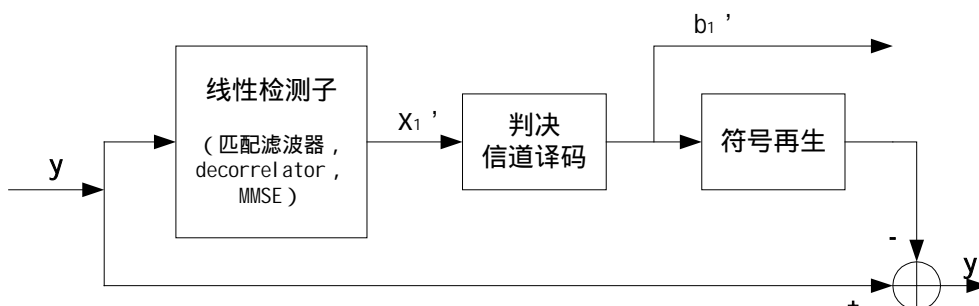


图 9.9 串行干扰抵消原理框图

具体检测步骤如下：

- 1、采用线性检测子（匹配滤波器，去相关，MMSE）检测最强信号 x_1' ；
- 2、对 x_1' 做判决和译码；
- 3、根据 b_1' 再生出信号 \hat{x}_1 ；
- 4、将 \hat{x}_1 从总接收信号 y 中减去；
- 5、若未检测完，则返回步骤 1 重复，直至所有信号检测完毕。

当各子信号强度差别较大时，串行干扰抵消可以获得非常好的效果，因为在检测弱信号时，强信号已从接收信号中被去掉。[29]中还证明，当各子信号接收功率 P_i 满足 $P_i = P \left(1 + \frac{P}{\eta W} \right)^{i-1}$ 时，可使得信道容量最优。反过来，若各子信号的强度差别不大，则采用串行干扰抵消得到的初始符号估计很不可靠，而不可靠的初始符号估计会导致错误传播，从而大大降低性能。[120]中提出，此时采用并行干扰抵消能获得更好的效果。

C. 并行干扰抵消 (Parallel Interference Cancellation)

[121]提出的并行干扰抵消原理如图 9.10 所示。

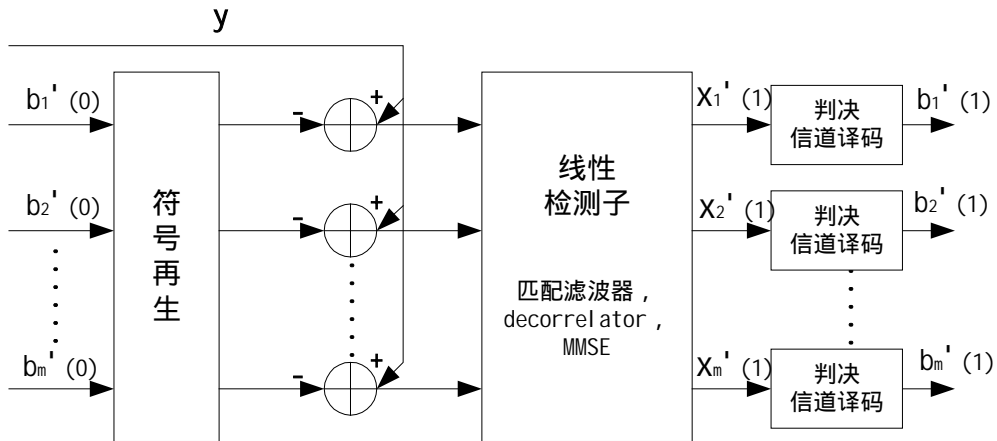


图 9.10 并行干扰抵消原理框图

和串行干扰抵消不同，这里各符号的检测判决和再生是同时进行的，为了提高检测性能，可适当增加检测阶段（stage）数¹⁵。可以看出，在并行干扰抵消中，初始阶段的符号估计的误差仍然会影响到整个检测性能。考虑到不同阶段的符号检测可靠程度不同，[122]中提出了一种部分并行干扰抵消（Partial PIC）方案，即对各阶段检测结果进行加权，初始阶段权重低，越往后权重越高，仿真结果表明，部分并行干扰抵消可显著地提高检测性能。

D. 迭代多用户检测子（Iterative Multiuser Detector）

迭代多用户检测子是最近几年发展起来的一项新的多用户检测技术 [123-126]，其主要思想和迭代译码类似，具体原理框图如图 9.11 所示。

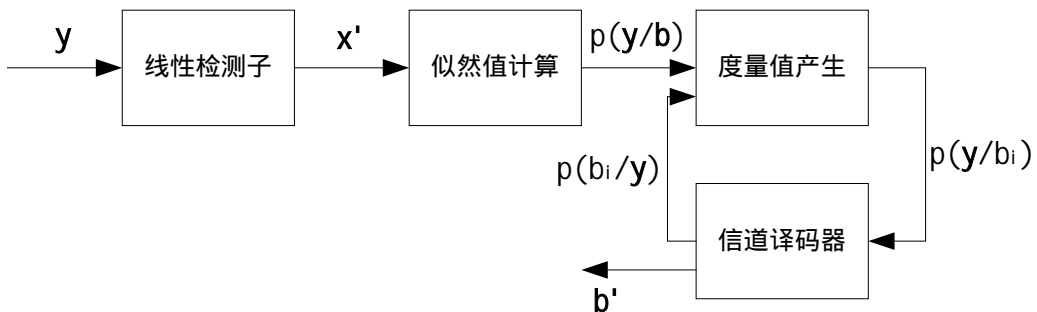


图 9.11 迭代多用户检测原理框图

迭代多用户检测子将软输入软输出迭代译码器和多用户有效地结合起来，其

¹⁵ 当阶段数增加到一定程度后，增加阶段数就不会对性能有明显的改善了，一般取 3 - 5 为宜。

性能远远优于其他已有的多用户检测子。但其问题在于计算复杂度太高。

由于篇幅关系，在此我们只能对多用户检测理论做一个简单的介绍，更多的细节可参见文献[127-137]。

9.2.3.3 V-BLAST 的接收检测算法

V-BLAST 方案中采用的是基于去相关的串行干扰抵消 (Decorrelator-SIC) 检测算法。具体算法[86]如下：

初始化：

$$i \leftarrow 1$$

$$\mathbf{G}_1 = (\mathbf{H}^* \mathbf{H})^{-1} \cdot \mathbf{H}^*$$

$$k_1 = \arg \min_j \|(\mathbf{G}_1)_j\|^2$$

循环开始：

$$\mathbf{w}_{k_i} = (\mathbf{G}_i)_{k_i}$$

$$y_{k_i} = \mathbf{w}_{k_i}^* \mathbf{r}_i$$

$$\hat{a}_{k_i} = Q(y_{k_i})$$

$$\mathbf{r}_{i+1} = \mathbf{r}_i - \hat{a}_{k_i} (\mathbf{H})_{k_i}$$

$$\mathbf{G}_{i+1} = \left((\mathbf{H}_{k_i}^-)^* \mathbf{H}_{k_i}^- \right)^{-1} \cdot (\mathbf{H}_{k_i}^-)^*$$

$$k_{i+1} = \arg \min_{j \neq \{k_1, \dots, k_i\}} \|(\mathbf{G}_{i+1})_j\|^2$$

$$i \leftarrow i + 1$$

循环结束

其中 $\mathbf{H}_{k_i}^-$ 表示去掉 \mathbf{H} 的 k_1, k_2, \dots, k_i 列。

本论文中采用的 MMSE-SIC 与其类似，只是将性能更好的 MMSE 检测子代替了去相关检测子，其他步骤相同。

9.3 算法原理

从以上介绍可以看出，尽管 V-BLAST 方案实现简单，频谱效率高，但由于其开环特性，发送功率在各天线上均匀分配，可以预见当各子信道差异较大时，V-BLAST 性能会恶化。因此，我们在 V-BLAST 的基础上，假设发送端可根据信道状态信息对发送波形进行调整，并根据信道容量分析结果（闭环下分布式信道中注水功率分配最优且优势显著），基于注水功率分配方案提出了一种新的闭环发送分集方案 - C-MIMO。下面就对新方案的原理进行介绍。

9.3.1 模型和假设

考虑单用户， m 发 n 收的点对点信道。假设信道为平衰落，准静态，即假设信道状态在一帧内保持恒定，各帧之间可能发生变化。假设发送和接收端均可获知信道的精确信息（通过测量和反馈），总发送功率保持为 P_t ，不随发送天线数 m 的变化而变化。

假设信道转移矩阵 \mathbf{H} 的各分量为独立同分布的零均值单位方差的复高斯随机变量，高斯白噪声每维均为均值为 0，方差为 σ_z^2 的复高斯随机变量。

9.3.2 算法原理

图 9.12 是 C-MIMO 结构示意图。

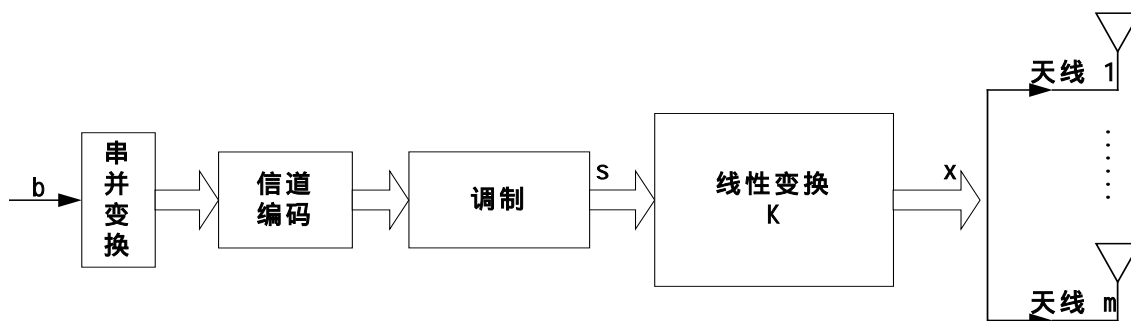


图 9.12 C-MIMO 结构示意图

如图 9.12 所示，原始信息被分为 m 个并行子流并分别编码，调制。将调制

后的各子流进行线性变换 $\mathbf{K} \in \mathbb{C}^{m \times m}$ 后从 m 根天线发出, 我们根据信道状态信息精心设计线性变换 \mathbf{K} 以使得信道容量最大。

具体的, 令 $\mathbf{s} = [s_0, s_1, \dots, s_{m-1}]^T$ 表示调制后的符号矢量, 其中 \mathbf{s} 各分量均相互独立且功率为 P_t/m 。于是发送符号矢量可表示为 $\mathbf{x} = \mathbf{K} \cdot \mathbf{s}$, 其协方差为

$$\mathbf{Q}_1 = \mathbf{K}\mathbf{Q}\mathbf{K}^*, \quad (9-1)$$

$$\text{其中 } \mathbf{Q} = E[\mathbf{s}\mathbf{s}^*] = \text{diag}(P_t/m)。 \quad (9-2)$$

\mathbf{Q}_1 应该满足平均功率限制, 因此要求 \mathbf{K} 不能改变 \mathbf{Q}_1 的迹, 即要求

$$\text{tr}(\mathbf{Q}_1) = \text{tr}(\mathbf{Q})。 \quad (9-3)$$

由特征值分解定理可知, $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{n \times m}$ 可写成 $\mathbf{H} = \mathbf{U}\mathbf{\Lambda}\mathbf{V}^*$, 其中 $\mathbf{U} \in \mathbb{C}^{n \times n}$ 和 $\mathbf{V} \in \mathbb{C}^{m \times m}$ 均为酉矩阵, $\mathbf{\Lambda} \in \mathbb{R}^{n \times m}$ 为非负对角阵。 \mathbf{U} 和 \mathbf{V} 的列分别为 $\mathbf{H}\mathbf{H}^*$ 和 $\mathbf{H}^*\mathbf{H}$ 的特征向量, $\mathbf{\Lambda}$ 的对角线上的元素为 $\mathbf{H}\mathbf{H}^*$ 的特征值的平方根。于是我们有

$$\begin{aligned} C &= \log \det(\mathbf{I}_n + \frac{1}{\sigma_z^2} \mathbf{H}\mathbf{Q}_1\mathbf{H}^*) = \log \det(\mathbf{I}_n + \frac{1}{\sigma_z^2} \mathbf{Q}_1\mathbf{H}^*\mathbf{H}) \\ &= \log \det(\mathbf{I}_n + \frac{1}{\sigma_z^2} \mathbf{\Lambda}\mathbf{V}^*\mathbf{Q}_1\mathbf{V}\mathbf{\Lambda}') = \log \det(\mathbf{I}_n + \mathbf{\Lambda}\tilde{\mathbf{Q}}\mathbf{\Lambda}') \end{aligned} \quad (9-4)$$

$$\text{其中 } \tilde{\mathbf{Q}} = \frac{1}{\sigma_z^2} \mathbf{V}^*\mathbf{K}\mathbf{Q}\mathbf{K}^*\mathbf{V}。 \quad (9-5)$$

由 5.2.2 节可知, 当

$$\tilde{\mathbf{Q}} = \text{diag}(\mu - \lambda_i^{-1})^+, \quad \text{且 } \sum_{i=1}^m \tilde{q}_{ii} = P_t/\sigma_z^2 = \rho \text{ 时,} \quad (9-6)$$

$$\max C = \sum_{i=0}^{r-1} (\log(\mu\lambda_i))^+。 \quad (9-7)$$

将式(9-2)和(9-6)带入式(9-5), 可得

$$\mathbf{K}\mathbf{K}^* = \mathbf{V}\mathbf{D}\mathbf{V}^*, \quad (9-8)$$

其中 $\mathbf{D} = \text{diag}(m(\mu - \lambda_i^{-1}) / \rho)^+$ 。 (9-9)

需要指出的是，由式(9-8)解得的 \mathbf{K} 并不是唯一的。设 \mathbf{W} 为任意的酉矩阵，则 \mathbf{K} 的解可写成

$$\mathbf{K} = \mathbf{V}\mathbf{D}^{1/2}\mathbf{W}。 \quad (9-10)$$

可证明解(9-10)是满足限制条件(9-3)的（具体证明见附录 4），即此时得到的发送信号是满足平均功率限制的。

这时我们便得到了使得信道容量最大化的线性变换 \mathbf{K} 。需要说明的是，在式(9-10)中，尽管任意酉矩阵 \mathbf{W} 都可满足要求（使信道容量最大化），我们还是应该仔细的选择 \mathbf{W} 以得到尽量好的性能。本文中我们以成对差错概率为准则，即寻找最优的 \mathbf{W} 使得成对差错概率最小，也就是接收矢量的最小距离最大：

$$\max_{\mathbf{W}} \left\{ \min_{\mathbf{s}_1, \mathbf{s}_2} d^2(\mathbf{s}_1, \mathbf{s}_2) \right\}, \quad \text{其中 } \mathbf{s}_1 \text{ 和 } \mathbf{s}_2 \text{ 是任意两个调制符号矢量，且}$$

$$d^2(\mathbf{s}_1, \mathbf{s}_2) = \|\mathbf{H}\mathbf{K} \cdot (\mathbf{s}_1 - \mathbf{s}_2)\|。$$

直接穷举搜索最优 \mathbf{W} 会导致极高的复杂度。由于 \mathbf{W} 为 $m \times m$ 维酉矩阵，随着 m 的增大，该问题成为 NP 问题，最优解几乎不可得。因此，我们考虑从两个方面简化 \mathbf{W} 的搜索：

- ◇ 仅考虑 \mathbf{W} 为循环正交矩阵的情况（具体形式见附录 5），从而使得未知数个数大大减少；
- ◇ 搜索局部最优值而非全局最优值。

由此得到简化算法如下：

- 1、由发送天线数 m 确定 \mathbf{W} 形式以及未知数个数 $t - 1$ ；
- 2、初始化：标志 $\text{flag}=0$ ，比较变量 $\text{sum} = 0$ ，循环变量 $i=1$ ，寄存矢量 $\text{wx} = \text{zeros}(t-1,1)$ ；
- 3、固定 x_1 为 1，设 x_2, \dots, x_t 初值为 0，得到 \mathbf{W} 的初值 \mathbf{W}_1 ；

循环开始：

- 4、求 $f(\mathbf{W}_i) = \min_{\tilde{\mathbf{s}}} d_N^2(\tilde{\mathbf{s}}) = \min_{\tilde{\mathbf{s}}} \|\mathbf{A} \cdot \mathbf{W}_i \cdot \tilde{\mathbf{s}}\| = \min_{\tilde{\mathbf{s}}} \left\{ \sum_{i=1}^r \sum_{j=1}^m \tilde{s}_j a_i w_{ij} \right\}$ ，其中 $\mathbf{A} = \mathbf{A}\mathbf{D}^{1/2}$ ，

$r = \min\{m, n\}$;

5、 if $f(\mathbf{W}_i) \geq sum$

$sum = f(\mathbf{W}_i)$, $flag = 0$, $wx = [x_2, x_3, \dots, x_i]$;

else

if $flag = Terminate_num$ (连续 $Terminate_num$ 次大于后续点)

break (跳出循环, 结束搜索);

else $flag = flag + 1$;

end

$i = i + 1$, $[x_2, x_3, \dots, x_i] = vx(i, t, \Delta x)$, 其中函数 vx 根据当前循环次数 i , 决定未知数矢量的取值, 回到步骤 4 ;

循环结束。

算法中有两个参数需要选择, 一是步长 Δx , 二是终止次数 $Terminate_num$ 。步长越小, 终止次数越大, 结果越精确, 但复杂度也越高。经过仿真我们发现, 步长取 0.1, 终止次数取值 >20 时, 一般就可以得到较好的结果。

最后, 根据式(9-10)以及以上 \mathbf{W} 的搜索算法, 我们就可以设计出最优的线性变换 \mathbf{K} 以使得信道容量最大。显然 C-MIMO 具有很高的频谱效率, 因为和 V-BLAST 一样, m 个符号同时同频发送。此外, 在 C-MIMO 中, 发送功率根据注水原理进行了调整, 从而使得具有更高增益的信道维具有更多的发送功率, 因此, 可以预计 C-MIMO 和 V-BLAST 相比将会具有更优越的性能。

9.4 算法性能分析和仿真结果

我们从平均接收信噪比和误帧率两个方面来比较 C-MIMO 和 V-BLAST 的性能差异。

9.4.1 平均接收信噪比

在 C-MIMO 中，接收信号矢量为 $\mathbf{y} = \mathbf{H} \cdot \mathbf{x} + \mathbf{z} = \mathbf{U} \mathbf{\Lambda} \mathbf{D}^{1/2} \mathbf{W} \cdot \mathbf{s} + \mathbf{z}$ 。 (9-11)

我们知道，如果 \mathbf{U} 是酉阵，则对任意矢量 \mathbf{y} 都有 $\|\mathbf{U}^* \cdot \mathbf{y}\| = \|\mathbf{y}\|$ 成立。因此 \mathbf{U} 和 \mathbf{V} 不会影响接收矢量 \mathbf{y} 的距离特性。我们不妨假定 $\mathbf{U} = \mathbf{I}_n$ 且 $\mathbf{V} = \mathbf{I}_m$ ，于是

$\mathbf{H} = \mathbf{\Lambda}$ 。不失一般性，我们假设 $\sum_{i=1}^r \lambda_i = n$ 。

已知接收信号矢量为 $\mathbf{y} = \mathbf{H} \cdot \mathbf{x} + \mathbf{z} = \mathbf{G} \cdot \mathbf{s} + \mathbf{z}$ ， (9-12)

于是第 i 个分量的接收信噪比为

$$\gamma_i = \frac{P_i}{m \cdot \sigma_z^2} \cdot \sum_{j=0}^{m-1} |g_{ij}|^2 = \frac{\rho}{m} \cdot \sum_{j=0}^{m-1} |g_{ij}|^2, \quad i = 0, 1, \dots, n-1. \quad (9-13)$$

在 V-BLAST 中， $\mathbf{G} = \mathbf{H}$ ，

$$\text{于是由 } \gamma_i = \frac{\rho}{m} \cdot \sum_{j=0}^{m-1} |g_{ij}|^2 = \frac{\rho}{m} \cdot \lambda_i, \quad i = 0, 1, \dots, n-1 \quad (9-14)$$

可知，V-BLAST 的平均接收信噪比为 $\bar{\gamma}_V = \frac{1}{n} \sum_{i=0}^{n-1} \gamma_i = \frac{\rho}{m} \cdot \frac{\sum_{i=0}^{n-1} \lambda_i}{n} = \frac{\rho}{m}$ 。 (9-15)

在 C-MIMO 中， $\mathbf{G} = \mathbf{H} \cdot \mathbf{K} = \mathbf{U} \mathbf{\Lambda} \mathbf{D}^{1/2} \mathbf{W}$ ， (9-16)

于是第 i 个分量的接收信噪比为

$$\gamma_i = \frac{\rho}{m} \cdot \sum_{j=0}^{m-1} |g_{ij}|^2 = \frac{\rho}{m} \cdot \sum_{j=0}^{m-1} |\sqrt{\lambda_i} d_{ij} \cdot w_{ij}|^2 = \frac{\rho}{m} \cdot \lambda_i d_{ii}, \quad i = 0, 1, \dots, n-1. \quad (9-17)$$

因此 C-MIMO 的平均接收信噪比为

$$\bar{\gamma}_N = \frac{1}{n} \sum_{i=0}^{n-1} \gamma_i = \frac{\rho}{m} \cdot \frac{\sum_{i=0}^{n-1} \lambda_i d_{ii}}{n} = \frac{\rho}{mn} \cdot \sum_{i=0}^{n-1} \lambda_i d_{ii}. \quad (9-18)$$

可证明 $\bar{\gamma}_N \geq \bar{\gamma}_V$ ， (9-19)

具体证明见附录 6。

我们对 2 发 2 收情况下 V-BLAST 和 C-MIMO 的平均接收信噪比做了仿真，假定 $\lambda_1 \leq \lambda_2$ 并设 $\alpha = \lambda_2 / \lambda_1$ ，则可得到平均接收信噪比 $\bar{\gamma}$ 和 α 在不同 ρ 值下的曲线，如图 9.13 所示。可看出，当信道矩阵 \mathbf{H} 的特征值相同，即 $\alpha = 1$ 时，C-MIMO 和 V-BLAST 的平均接收信噪比 $\bar{\gamma}$ 是一样的。可随着 α 的增加，C-MIMO 的性能增益越来越大，最终可得到 3dB 的性能增益。实际上由

$$\lim_{\alpha \rightarrow \infty} \bar{\gamma}_N = \lim_{\alpha \rightarrow \infty} \left(10 \log \left(\frac{\alpha}{1+\alpha} \right) + 10 \log(\rho/m) + \log 2 \right) = \bar{\gamma}_V + 3 \quad (9-20)$$

也可以得到以上结论。

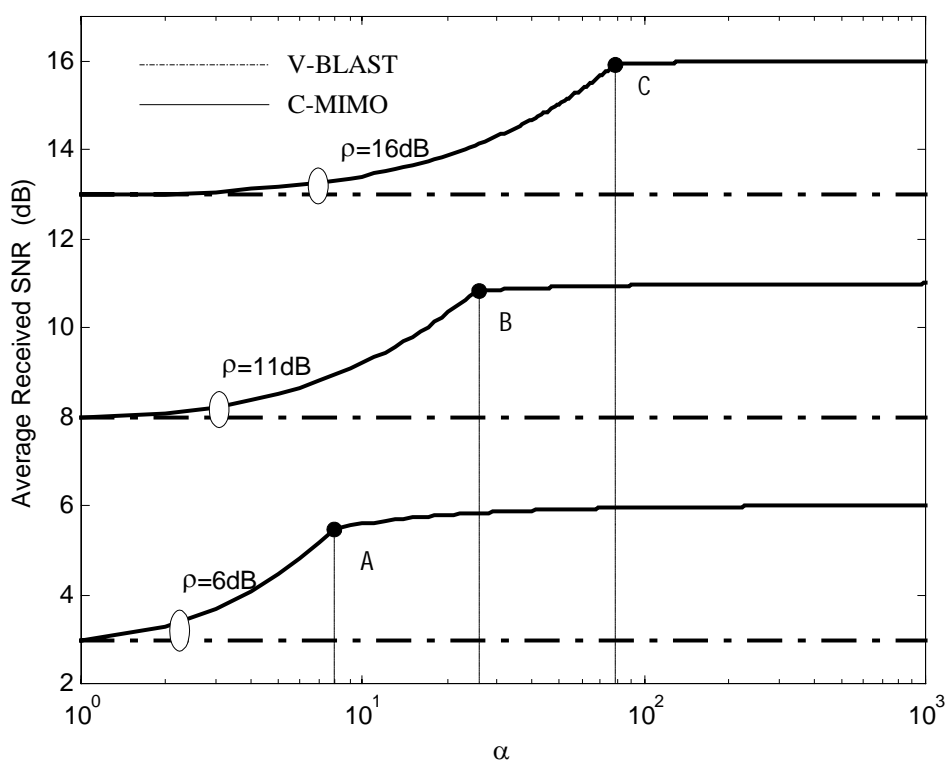


图 9.13 C-MIMO 和 V-BLAST 的平均接收信噪比比较

9.4.2 误帧率

当然，评价一个算法性能的好坏的通常标准还是误码率（BER）或误帧率（FER）。这里我们取误帧率作为评价标准，假设信道为准静态，即一帧内信道保持不变，帧与帧之间信道可能发生变化，并设每帧每天线发送 130 个符号，采用 QPSK 调制，无编码。此外，我们还假设收端采用最大似然检测（MLD）或基于 MMSE 的串行干扰抵消（MMSE-SIC）算法。

图 9.14 给出了(2, 2)下 C-MIMO 的误帧率。为了便于比较，图中还画出了相应的闭环信道容量曲线，即 4bits/s/Hz 下中断率和信噪比的曲线。可看出，当采用 MLD 时 C-MIMO 仅比容量极限差 5 个 dB。值得注意的是这一结果是在无编码的情况下获得的，因此是非常惊人的。如果我们采用强的纠错编码，如 Turbo 码，还可以获得更好的性能。不过，当采取 MMSE-SIC 检测子时会有一定的性能损失。在 10% 的误帧率下，MLD 比 MMSE-SIC 的性能高出了近 3.5dB，在 1% 误帧率时这一优势增加到了 9dB。

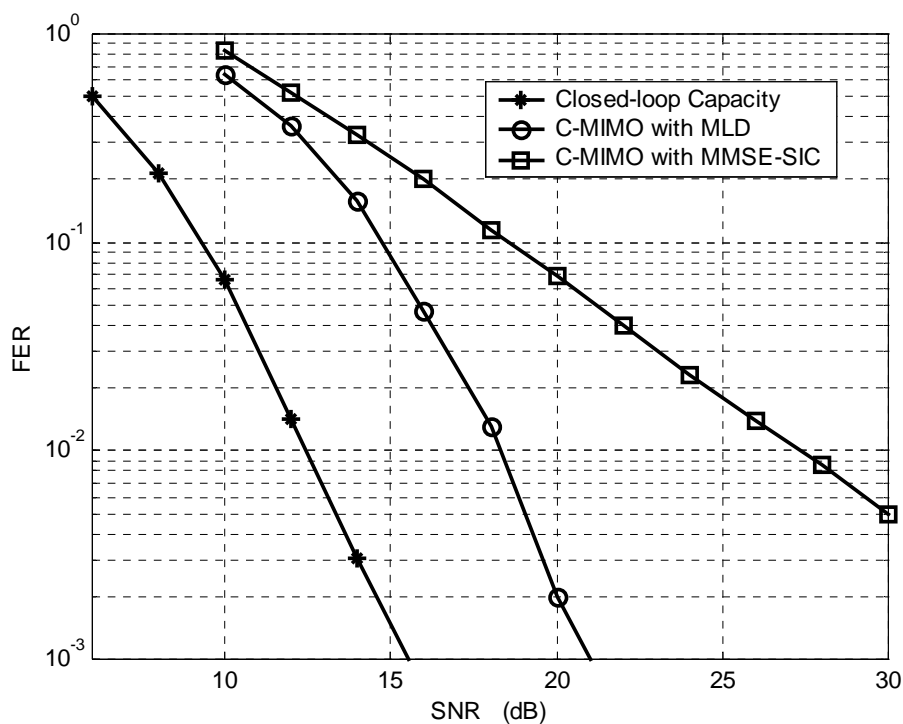


图 9.14 (2, 2)下 C-MIMO 的误帧率

图 9.15 给出了(2, 3)和(2, 4)下的结果。显然随着接收天线数的增加, 不论采用 MLD 还是 MMSE-SIC 检测子, C-MIMO 的性能都大大提高了, 只是采用 MLD 时 C-MIMO 和信道容量的差距并没有进一步减小, 仍然保持在 6dB 左右。此外, 可观察到此时 MLD 和 MMSE-SIC 检测子的性能差距在缩小。当接收天线数为 4 时, 和 MLD 检测子相比, MMSE-SIC 检测子的性能损失只有不到 1 个 dB。

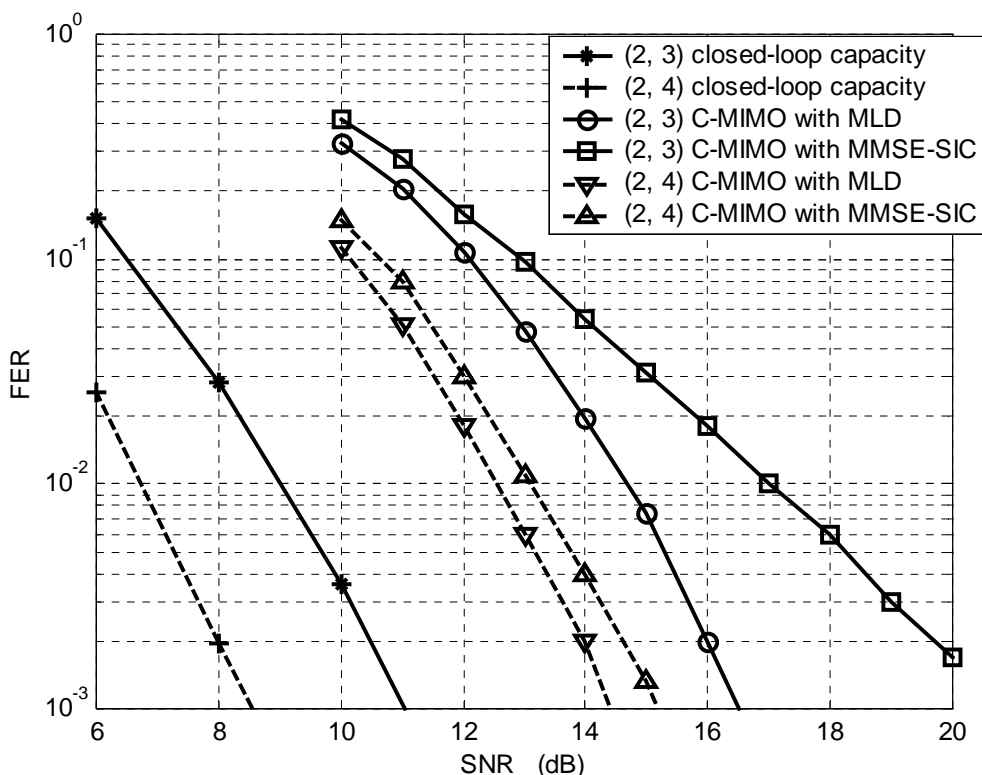


图 9.15 (2, 3)和(2, 4)下 C-MIMO 的误帧率

图 9.16 和图 9.17 分别给出了(3, 3), (3, 4)和(2, 1), (3, 2)下 C-MIMO 的性能曲线。由图 9.16 可看出, 当天线数增加至 3 时, MLD 检测子下的 C-MIMO 和信道容量的差距略微有所增加, 为 7dB。此外, 由图 9.17 可看出, 在发送天线数大于接收天线数时, 采用 MMSE-SIC 检测子后 C-MIMO 的性能会急剧恶化无法工作。导致这一现象的原因就在于接收端采用的是线性检测子, 我们知道当方程式的个数小于未知数的个数时是不可能唯一求解的, 因此即使 C-MIMO 在发端利用信道状态信息对信号进行了调整, 仍然无法克服这一问题。在 9.6 节的改进算法中我们会进一步利用时域处理来提高 MMSE-SIC 检测子在发送天线数

大于接收天线数时的性能。

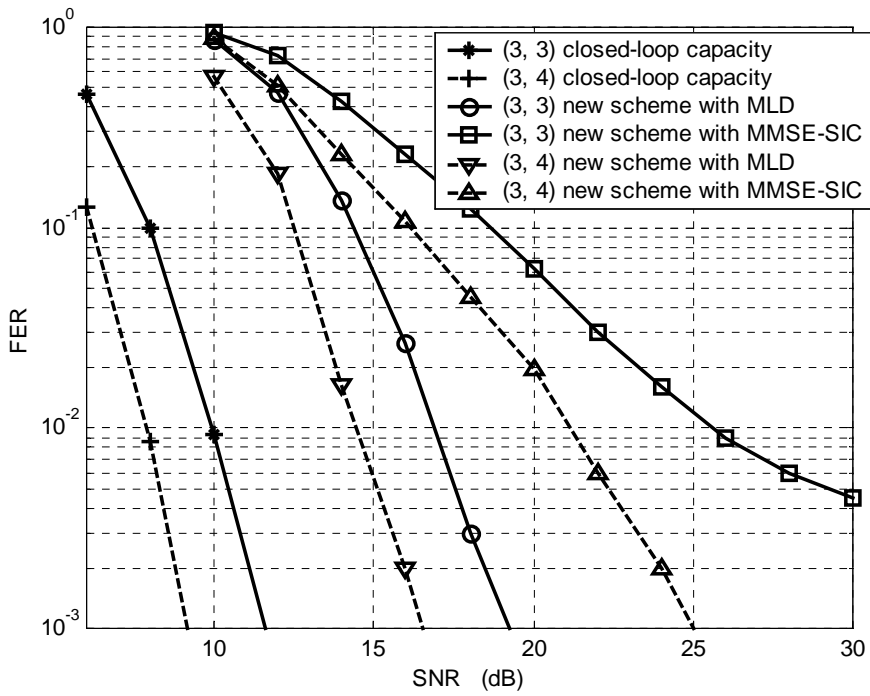


图 9.16 (3, 3)和(3, 4)下 C-MIMO 的误帧率

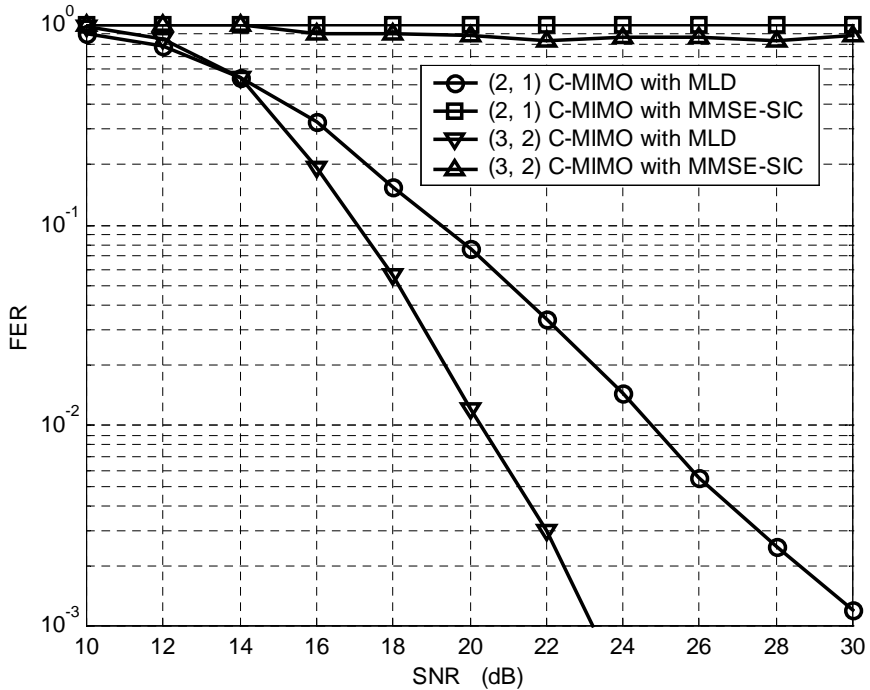


图 9.17 (2, 1)和(3, 2)下 C-MIMO 的误帧率

到目前为止，已有的仿真结果已经清楚地表明了 C-MIMO 优异的性能，即使无编码的情况下，C-MIMO 性能与信道容量之间的差距也只有 5-7 个 dB。下面我们进一步将 C-MIMO 和 V-BLAST 的性能作一比较。

图 9.18 给出了(2, 2)下 C-MIMO 和 V-BLAST 的性能比较。可看出，即使 V-BLAST 采用最优检测子 MLD, 其和开环信道容量的差距在 10% 误帧率处仍然达到了 7.5dB，在 1% 误帧率处则增加到了 10dB。和 C-MIMO 相比，V-BLAST 的性能损失也相当大。在 0.1% 误帧率处 C-MIMO 的性能优势甚至达到了 7dB。不过值得注意的是，当采用 MMSE-SIC 检测子时，C-MIMO 和 V-BLAST 的性能差异倒不太大。这个结果多多少少有些让人失望，它表明当采用次优检测算法时，似乎 C-MIMO 和 V-BLAST 并没有什么明显的性能优势。

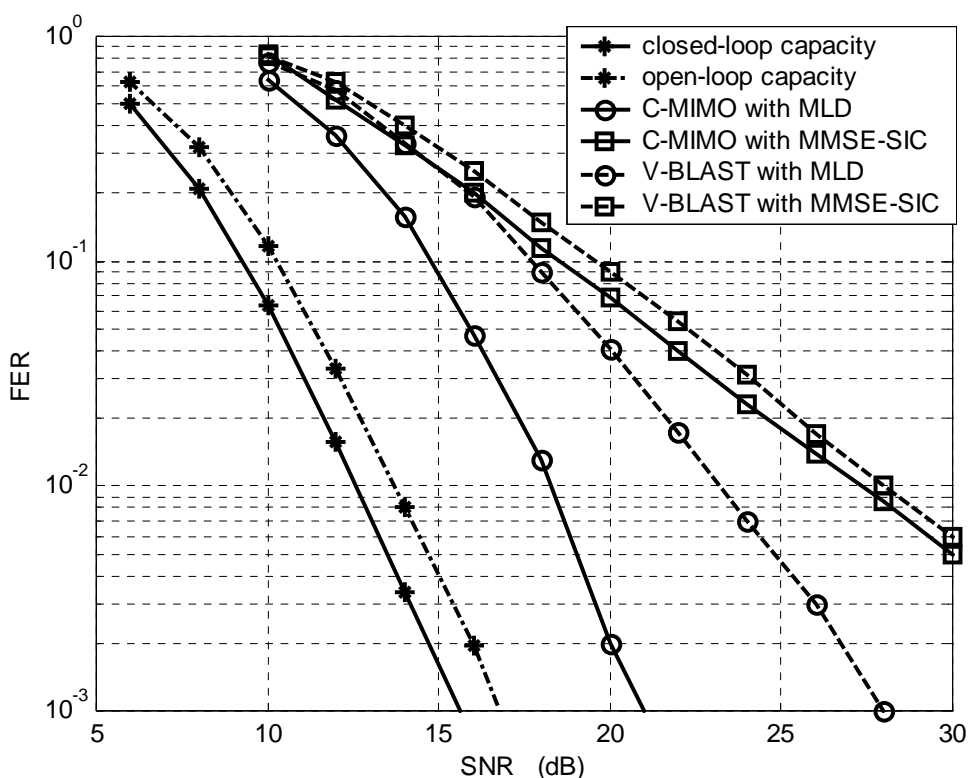


图 9.18 (2, 2)下 C-MIMO 和 V-BLAST 的误帧率比较

不过值得庆幸的是，当接收天线数增多时，MMSE-SIC 检测子下的 C-MIMO 算法可获得更多的改善。如图 9.19 和图 9.20 所示，随着接收天线数的增加，

C-MIMO 采用 MLD 和 MMSE-SIC 下的性能差别越来越小。当接收天线数为 4 时，C-MIMO 采用 MMSE-SIC 检测子的性能甚至比 V-BLAST 采用 MLD 还要好，当误帧率为 0.1% 时，可获得近 2 个 dB 的增益。当然，总的来说，随着接收天线数的增加，C-MIMO 与 V-BLAST 的性能差距还是在减小。当接收天线数为 2 时，0.1% 误帧率处 C-MIMO 在 MLD 下的性能比 V-BLAST 高出 7 个 dB。但当接收天线增至 4 时，这一优势只有 2.5dB 了。

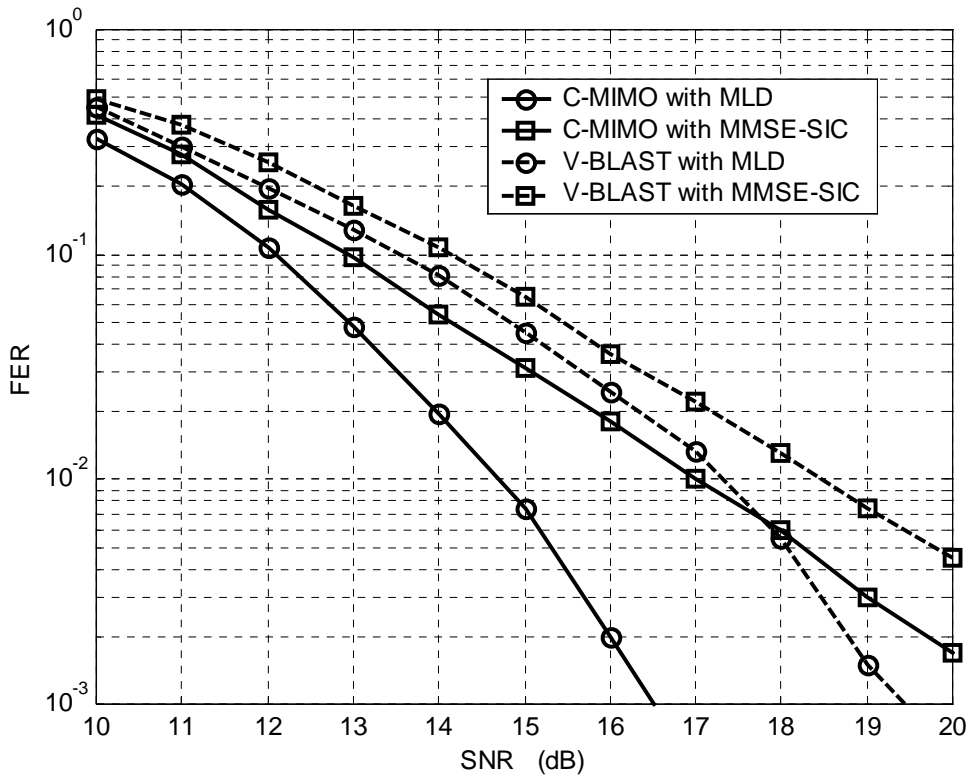


图 9.19 (2, 3)下 C-MIMO 和 V-BLAST 的误帧率比较

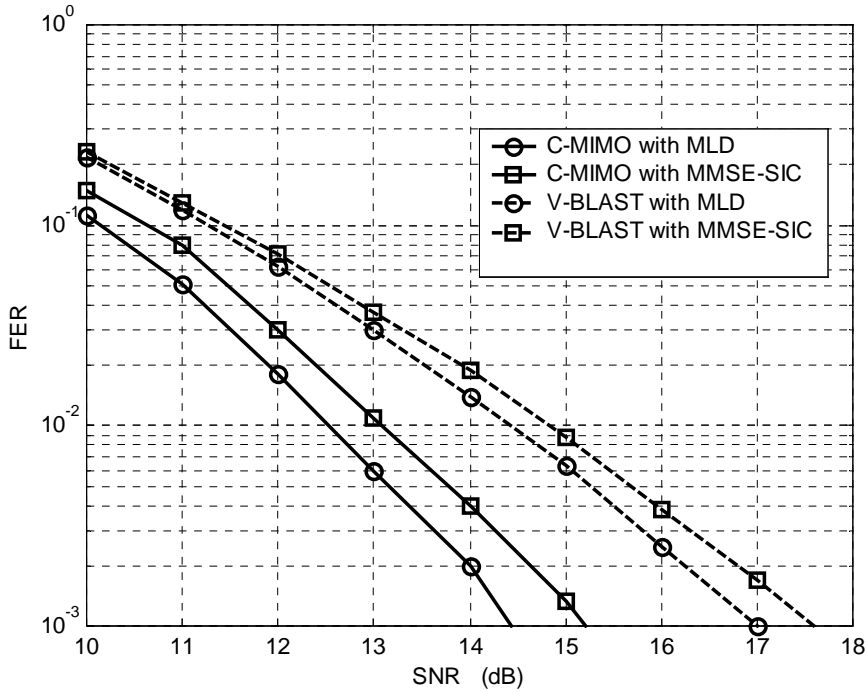


图 9.20 (2, 4)下 C-MIMO 和 V-BLAST 的误帧率比较

图 9.21 显示了(3, 3)下 C-MIMO 和 V-BLAST 的性能对比。

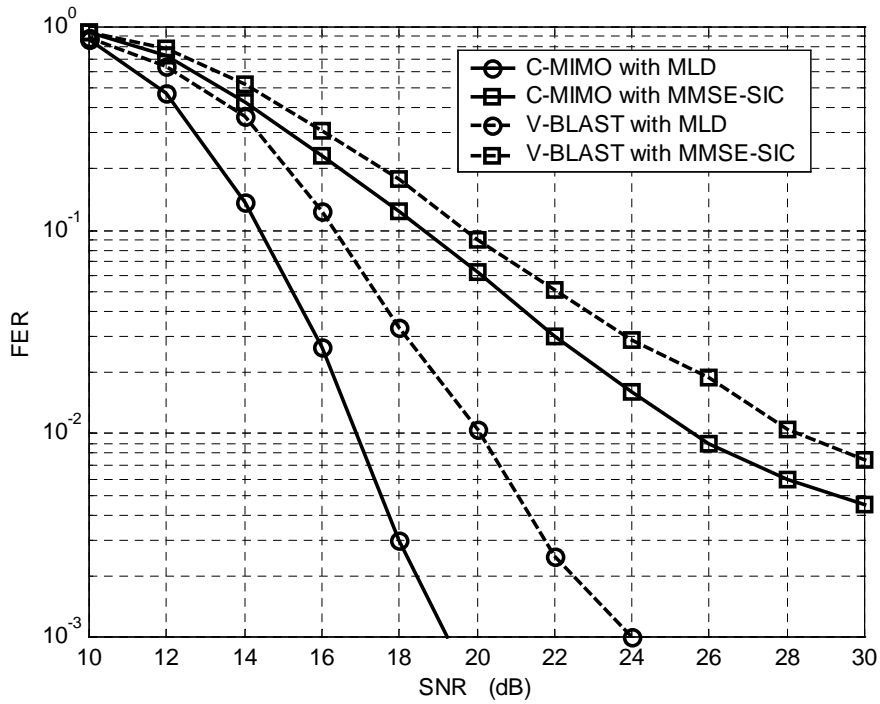


图 9.21 (3, 3)下 C-MIMO 和 V-BLAST 的误帧率比较

9.5 分布式信道下的算法性能

以上仿真结果均是基于点对点信道的。我们对模型进行一定的修改即可得到分布式信道下算法的性能。

9.5.1 模型变化

分布式信道和点对点信道最大的不同在于，前者需要考虑路径衰减（包括阴影衰落）的影响，因为移动台到各分布式天线的路径的距离和大尺度衰落都是不相同的。现在原模型的基础上进一步加入路径衰减和阴影衰落的影响，得到分布式信道下的算法性能。

由于路径衰减和阴影衰落反映在信道模型上，体现出的仅仅是系数大小的差异，因此考虑在原有 i.i.d 信道上加上路径因子，具体如下：

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & \cdots & h_{1m} \\ h_{21} & h_{22} & \cdots & h_{2m} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{n1} & h_{n2} & \cdots & h_{nm} \end{bmatrix} \Rightarrow \mathbf{H}_{new} = \begin{bmatrix} c_1 h_{11} & c_2 h_{12} & \cdots & c_m h_{1m} \\ c_1 h_{21} & c_2 h_{22} & \cdots & c_m h_{2m} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ c_1 h_{n1} & c_2 h_{n2} & \cdots & c_m h_{nm} \end{bmatrix}$$

其中系数 c_j 反映了从分布式天线 j 到移动台的距离和阴影衰落的影响。

9.5.2 仿真性能

设定 $\sum_{j=1}^m c_j = m$ ，变换 c_j 间比例以反映不同信道间路径衰减和阴影衰落影响。

图 9.22 给出了(2, 4)下， $c_1:c_2=5:1$ 时 C-MIMO 和 V-BLAST 的性能曲线。可看出，在分布式信道下 V-BLAST 的性能和点对点信道相比有显著的恶化，而采用 MLD 检测子的 C-MIMO 则仍然保持了原有的优异性能，因而二者的差距增加至 10dB（0.1%误帧率处）。此外，采用 MMSE-SIC 检测子下 C-MIMO 的性能也有一定程度的恶化。

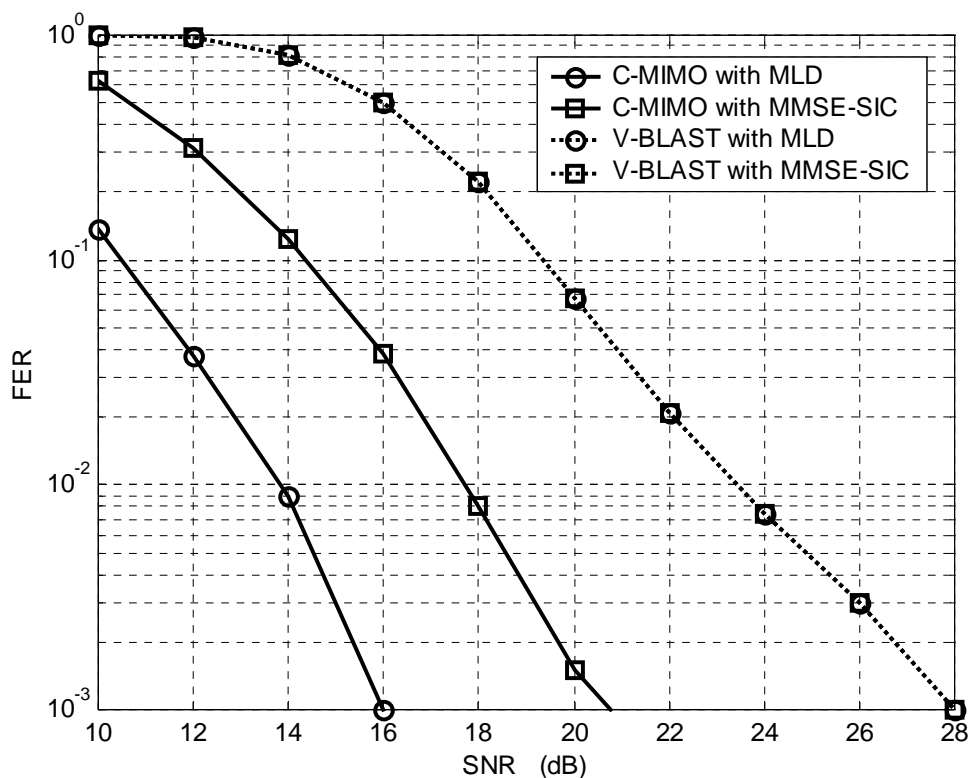


图 9.22 (2, 4)下, $c_1:c_2 = 5:1$ 时 C-MIMO 和 V-BLAST 的误帧率比较

图 9.23 和图 9.24 分别是 $c_1:c_2 = 10:1$ 和 $c_1:c_2 = 50:1$ 下的结果。可看出,随着比值的进一步加大, V-BLAST 的性能急剧恶化,直至完全不能工作,而 MLD 下 C-MIMO 的性能则始终保持基本不变,非常适合分布式信道下的数据传输。值得注意的是, C-MIMO 采用 MMSE-SIC 后的性能也随着比值的增加而恶化,这一问题在 9.6 节的算法改进中将会得到解决。

图 9.25 给出了(3, 3)下的结果。和上面类似, C-MIMO 的性能始终比较稳定,而 V-BLAST 会随着比值的增加而迅速恶化。

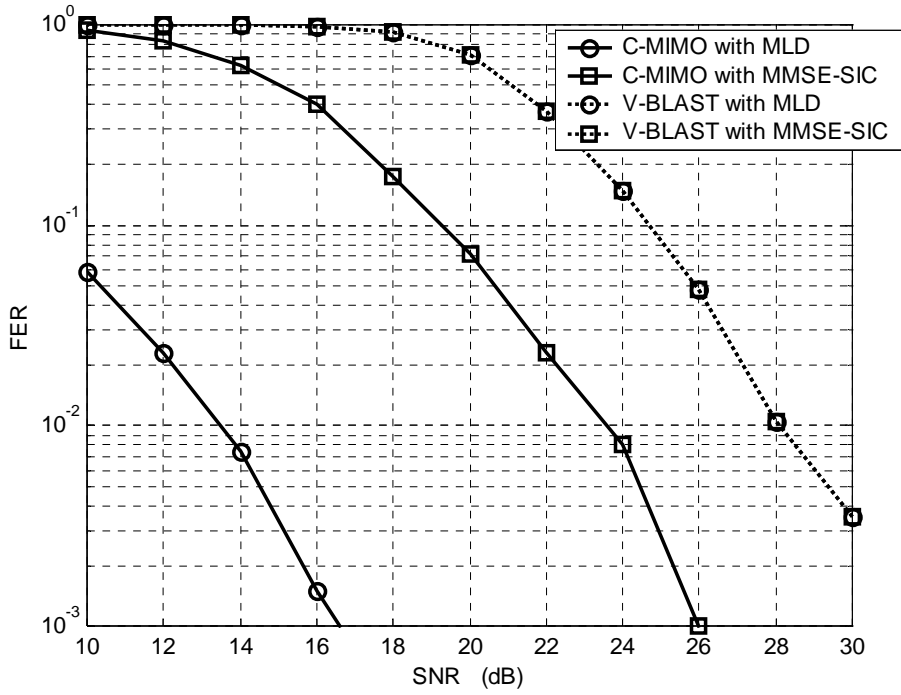


图 9.23 (2, 4)下, $c_1:c_2 = 10:1$ 时 C-MIMO 和 V-BLAST 的误帧率比较

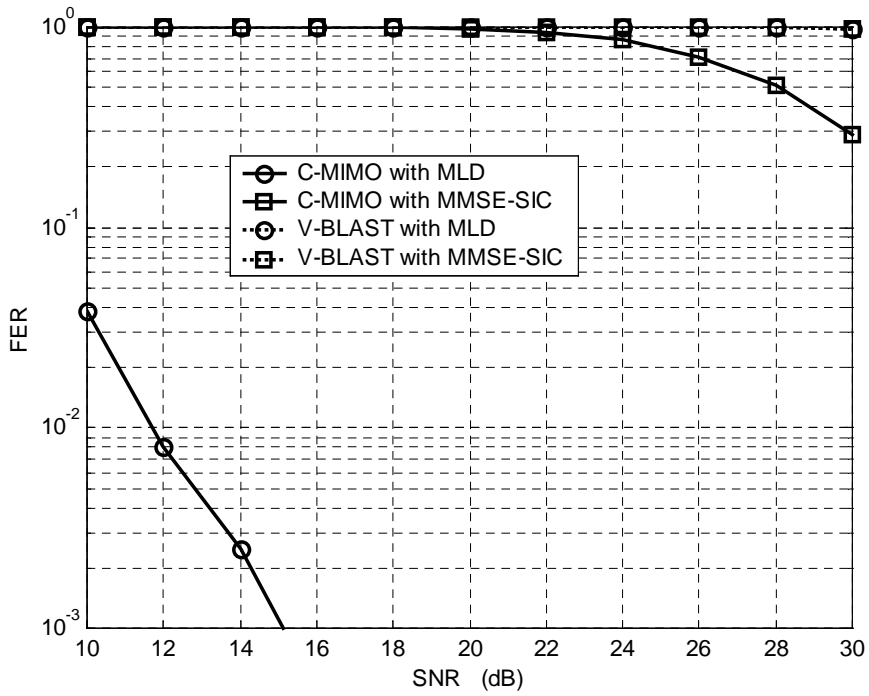


图 9.24 (2, 4)下, $c_1:c_2 = 50:1$ 时 C-MIMO 和 V-BLAST 的误帧率比较

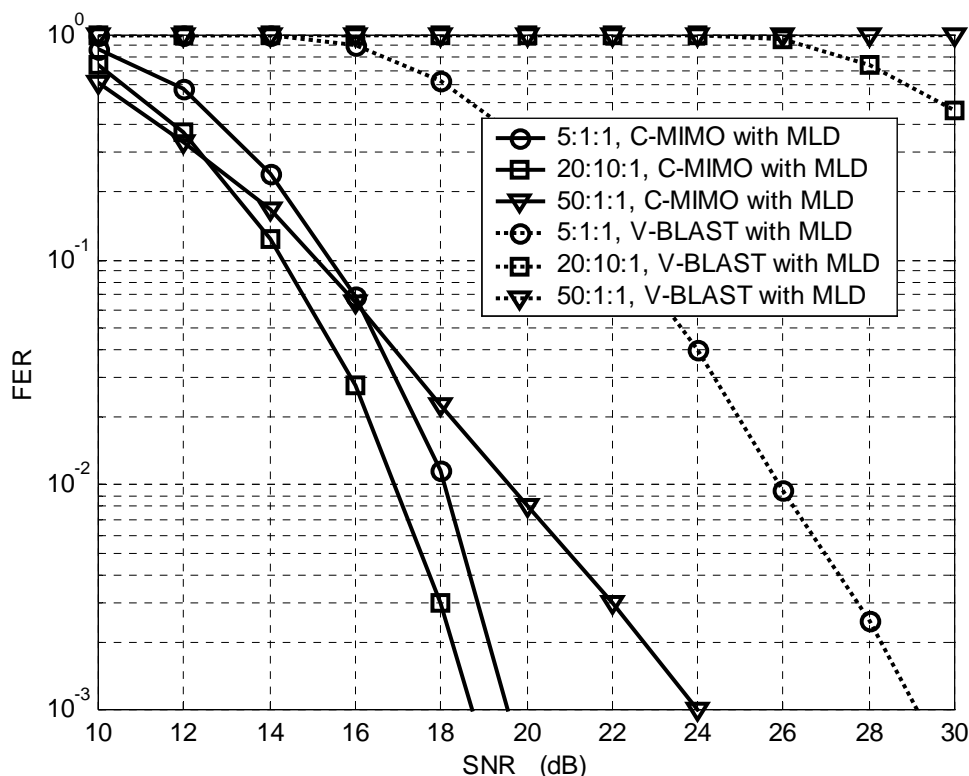


图 9.25 (3, 3)下, C-MIMO 和 V-BLAST 的误帧率比较

9.6 算法的改进

由以上仿真结果可看出, 采用 MLD 检测子下的 C-MIMO 性能固然优异, 但采用 MMSE-SIC 检测子下的 C-MIMO 性能却存在以下问题:

1. 要求发天线数必须小于或等于收天线数, 否则性能将急剧恶化;
2. 在分布式信道下, 采用 MMSE-SIC 检测子后性能会随着比值的增加而恶化。

实际上, 以上这些问题都是由线性检测子本身引起的, 不论是发天线数大于收天线数还是分布式信道比值的增加, 都会导致未知数的个数大于方程式的个数, 从而无法得到确定解。因此, 要提高 MMSE-SIC 检测子的性能, 必须提高接收端的维数。

值得注意的是, 上面的算法并没有利用时间维, 仅在空间维上做了一定的变换。因此, 受[84]的启发, 我们考虑对发送信号在时域上做一定的处理, 从而增加接收端维数, 以提高采用线性检测算法后 C-MIMO 的性能。

9.6.1 改进原理

首先将信道模型修改如下：

设信道在 T 符号周期内保持恒定，则

$$\mathbf{y}_\tau = \mathbf{H} \cdot \mathbf{s}_\tau + \mathbf{z}_\tau, \quad \tau = 1, \dots, T \quad (9-21)$$

定义 $\mathbf{Y} = [\mathbf{y}_1 \ \mathbf{y}_2 \ \dots \ \mathbf{y}_T]^T$, $\mathbf{S} = [\mathbf{s}_1 \ \mathbf{s}_2 \ \dots \ \mathbf{s}_T]^T$, $\mathbf{Z} = [\mathbf{z}_1 \ \mathbf{z}_2 \ \dots \ \mathbf{z}_T]^T$,

则可得 $\mathbf{Y}' = \mathbf{H} \cdot \mathbf{S}' + \mathbf{Z}'$, 亦即 $\mathbf{Y} = \mathbf{S} \cdot \mathbf{H}' + \mathbf{Z}$ 。 (9-22)

下面我们用个例子来说明时域处理是如何增加接收端维数的[84]。

Alamouti 在[81]中提出了 $T=2, m=2$ 的正交设计如下：

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

因此对于 $m=2, n=1$ 系统而言，有

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 \\ -s_2^* & s_1^* \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} h_{11} \\ h_{12} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \end{bmatrix} \quad (9-23)$$

亦即

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{12}^* & -h_{11}^* \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2^* \end{bmatrix} \quad (9-24)$$

可见，加入时域处理后，收端由 n 维变为了 nT 维，调整 T ，我们就可使得 $nT \geq m$ ，从而提高线性检测子的性能。

在改进新算法时，我们考虑如下原则，即尽量少占用时域资源，因此仅当 $m > n$ 时，取使得 $nT \geq m$ 的最小 T 值。

具体的，我们以 $m=2, n=1$ 和 $m=3, n=2$ 为例说明改进后的 C-MIMO 算法：

➤ $m=2, n=1$ ：

在原算法中待发送符号进行线性变换 \mathbf{K} 后对应各天线发出，现在考虑首先采用 Alamouti 的正交设计后，再进行线性变换 \mathbf{K} 发出，即：

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 \\ -s_2^* & s_1^* \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{h}_{11} \\ \tilde{h}_{12} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \end{bmatrix}, \quad (9-25)$$

$$\text{其中 } \tilde{\mathbf{H}} = (\mathbf{H} \cdot \mathbf{K})'. \quad (9-26)$$

➤ $m=3, n=2$: 取 $T=2$, 并简单地设定发送符号在时域上扩展后的序列为 :

$$\begin{bmatrix} s_1 & s_2 & s_3 \\ s_3^* & -s_2^* & s_1^* \end{bmatrix}$$

9.6.2 改进后的性能

图 9.26 给出了(2, 1)下改进后的 C-MIMO 算法的性能。可看出, 改进后的 C-MIMO 算法由于增加了时域处理, 利用了分集增益, 性能大大提高, 即使采用 MMSE-SIC 这样的次优检测子, 也比原来采用 MLD 下的性能提高了 6 个 dB。当然, 在两根发送天线下我们可以利用 Alamouti 的最优序列从而获得优异的性能, 但在当发送天线数为 3, 采用最优序列会导致效率的降低 ([83]: 发送天线数为 3 的正交设计要求 $T=8$), 因此, 我们只是任意地指定了一个发送序列。由图 9.27 可看出, 尽管性能与原来相比也提高了很多, 但还是不如 MLD 检测子下的性能。如何在尽量少占用时域资源的前提下找到最优的发送序列将时域处理和空域处理更优的结合起来是下一步的一个研究方向。

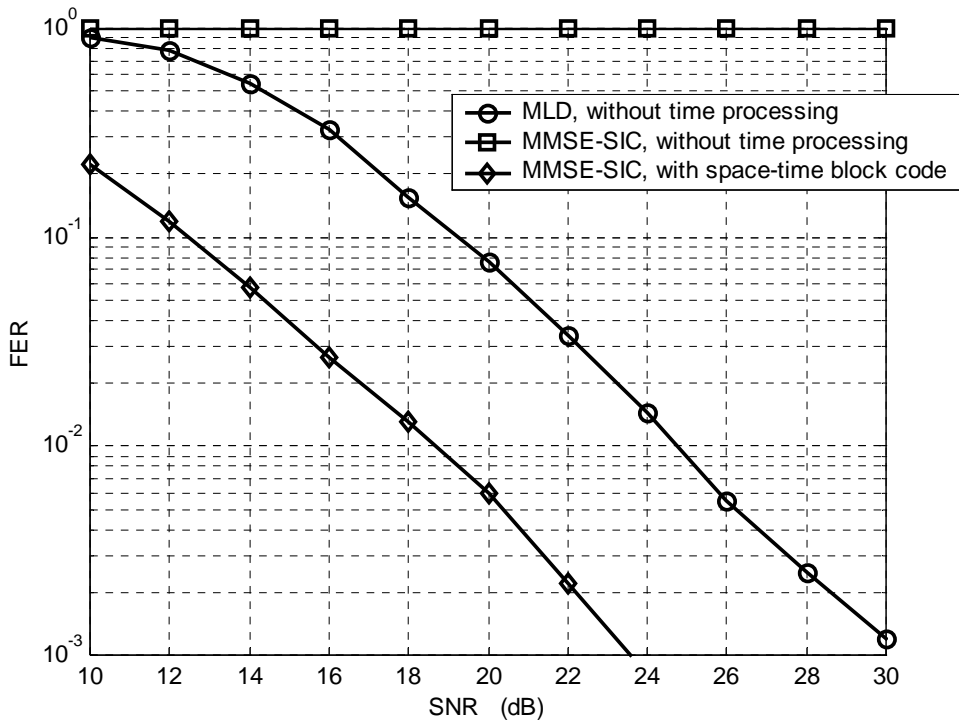


图 9.26 (2, 1)下, 改进后的 C-MIMO 算法在点对点信道下的误帧率

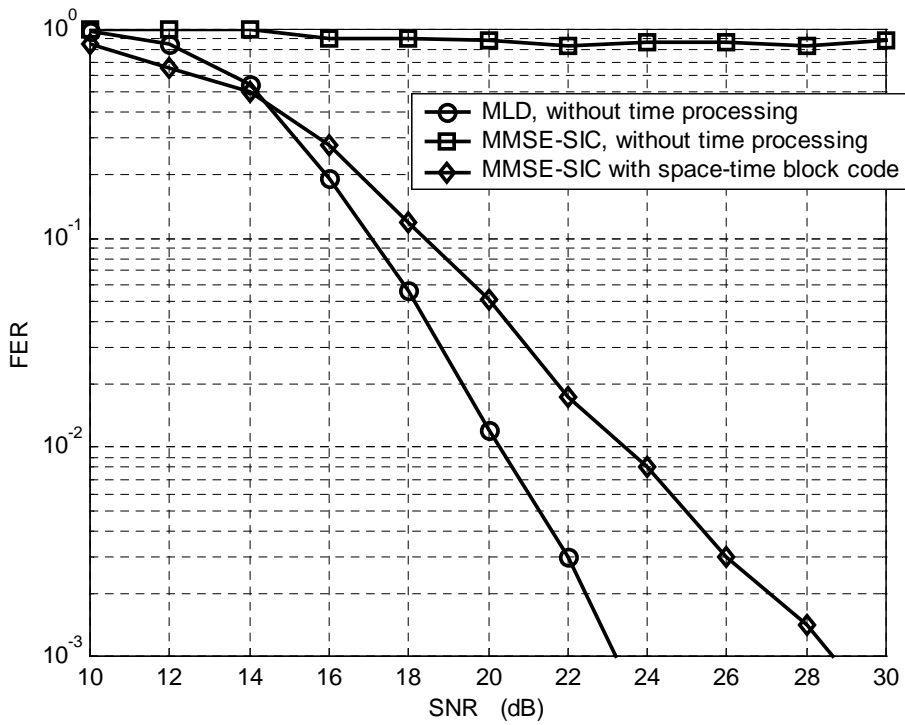


图 9.27 (3, 2)下, 改进后的 C-MIMO 算法在点对点信道下的误帧率

图 9.28 和图 9.29 分别给出了(2, 1)和(3, 2)下改进后的 C-MIMO 算法在分布式信道下的性能。可看出，由于接收端维数的增加，原来算法随比值增加性能恶化的问题也得到了很好的解决。类似的，在(2, 1)下采用最优序列后算法的性能几乎不随比值增加而变化，但在(3, 2)下由于发送序列的随意性，当比值增加时，改进算法性能还是有一定的恶化。

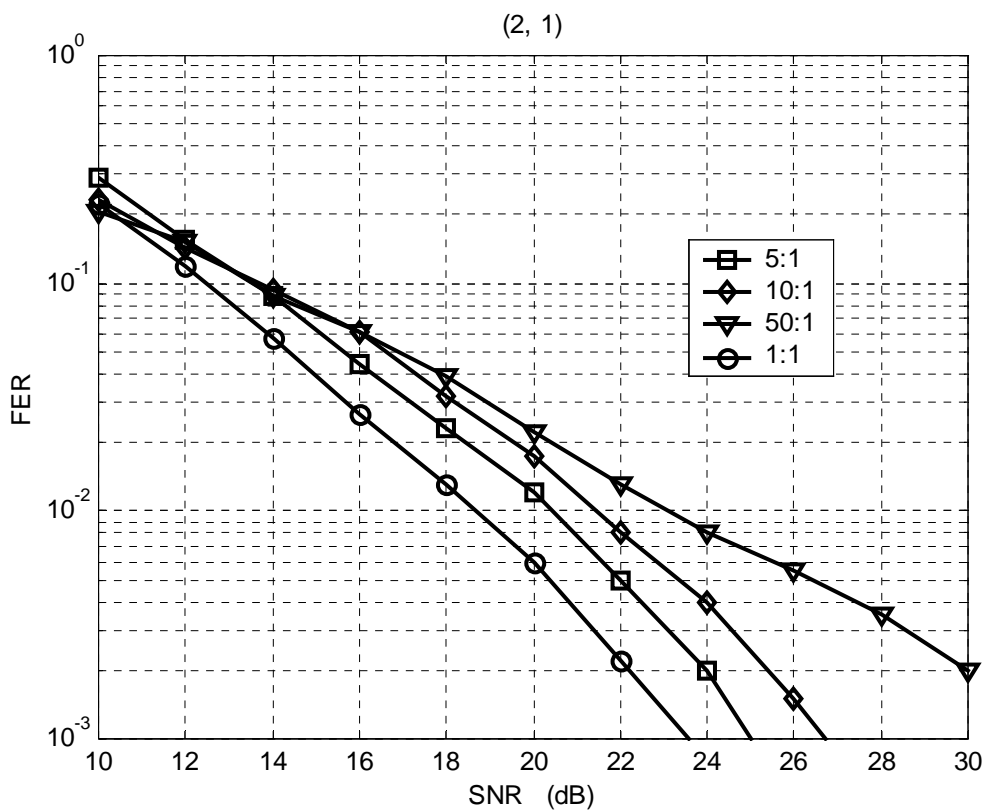


图 9.28 (2, 1)下，改进后的 C-MIMO 算法在分布式信道下的误帧率

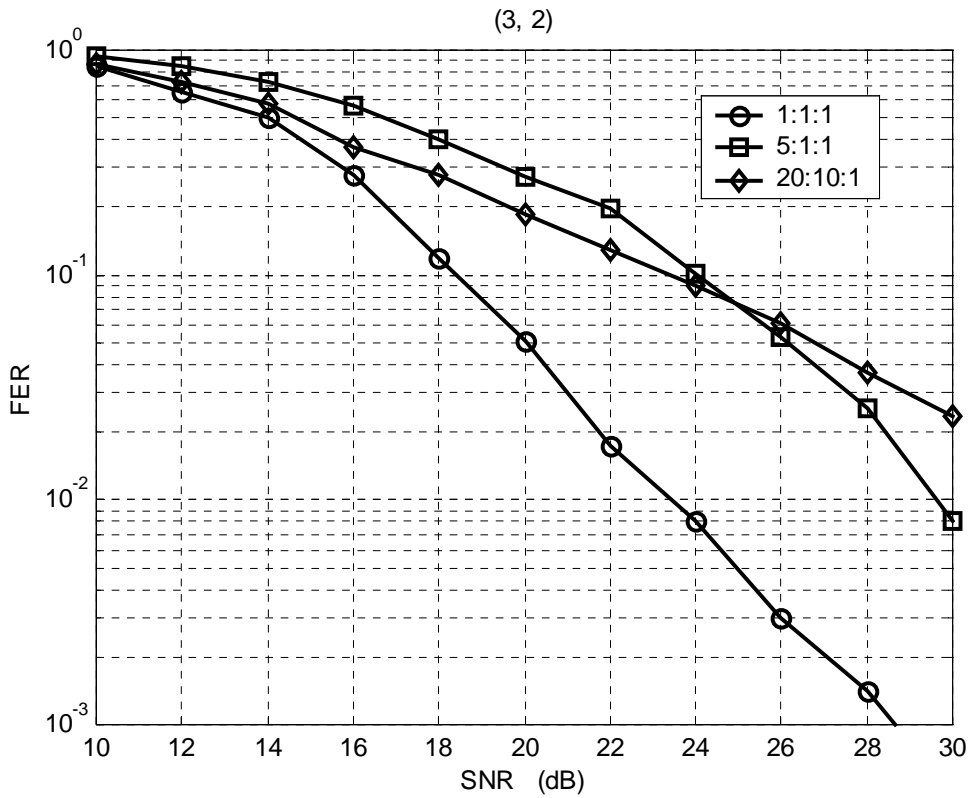


图 9.29 (3, 2)下, 改进后的 C-MIMO 算法在分布式信道下的误帧率

9.7 反馈误差的影响

C-MIMO 的以上种种性能优势很大程度上是由于闭环特性带来的, 即发送端确知信道状态信息。可闭环方案最大的问题在于反馈时延和反馈信道会带来反馈误差, 反馈误差是否会对算法性能造成严重的影响是我们比较关注的问题(以下均假设接收端可知精确的信道状态信息)。

设反馈误差为高斯分布, 均值为 0 方差为 σ_h^2 , 信号功率和反馈误差功率比定义为 $SER = P_t / \sigma_h^2$ 。下面给出了(2, 2)下不同的 SER 下的 C-MIMO 性能曲线。

由图9.30可看出, 当反馈误差增加时, 算法性能恶化还是很明显的。这里 $SER = \infty$ dB表示无误差, 发送端可获得精确的信道信息, 当SER减小至30dB时, 算法性能恶化在10dB以上, 当SER进一步减小至20dB时, 算法的性能基本上已经不能接受了。这说明该方案对于反馈误差还是很敏感的。

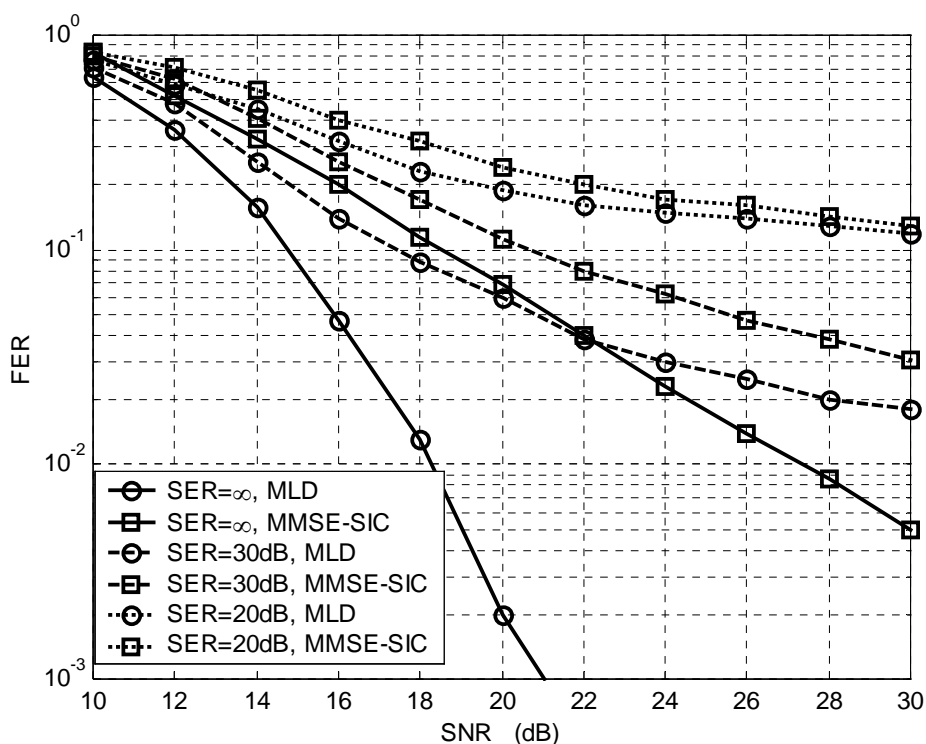


图 9.30 存在反馈误差时 C-MIMO 的误帧率

9.8 小结

本章提出了一种适于分布式无线通信系统的前向多天线发送算法 C-MIMO。

总的说来，该算法有如下特点：

- 1、频谱效率高：频谱效率随发送天线数以及调制星座尺寸增长，是带宽有效的方案；
- 2、性能优越：由于发送波形可根据信道当前的状态信息进行调整，性能较以往的开环 V-BLAST 算法有显著的改善，尤其适用于分布式信道。此外，由于加入了一定的时域处理，即使收端采用次优检测子 MMSE-SIC 也仍然能够保持很好的性能；
- 3、接收复杂度低：由于发端采用层次发送结构，因此可利用多用户检测子 MMSE-SIC 进行接收，大大降低了收端的复杂度；
- 4、增加了发送复杂度：和开环方案相比，C-MIMO 需要增加线性变换 \mathbf{K} 的计算，

增加了一定的复杂度，但考虑到性能改善明显，且复杂度的增加是在处理器一端，因此还是可以接受的；

- 5、对反馈误差敏感：作为一种闭环算法，C-MIMO 对反馈误差还是很敏感的，而且所需的反馈量较大，尤其当发送接收天线数较多时。但是考虑到在分布式无线通信系统中一般虚拟小区的天线数不会太大，且移动台所装备的天线数也有限，因此，反馈量还是可以接收的。

C-MIMO最大的问题在于对反馈误差比较敏感，这是由发送端所采用的最优注水功率分配方式所引起的，可以考虑应用自适应调制编码技术以得到更加鲁棒的闭环算法。此外，本章的研究是基于单用户环境下的，如何提出多用户环境下的最优发送算法也是需要进一步研究的问题。

第十章 适于分布式无线通信系统的前向发送算法总结

第三部分具体研究了适于分布式无线通信系统的前向多天线发送算法。基于前面的容量分析结果以及分布式无线通信系统虚拟小区机制所带来的闭环特点，我们将重点放在了闭环多天线发送分集算法的研究上。研究表明，在分布式信道下，由于各子信道差异较大，必须根据当前信道特性对发送波形进行调整，沿用现有的开环发送分集方案会导致性能的严重恶化。本文所提出的基于注水功率分配原则的多天线发送方案 C-MIMO 可使信道容量最大化，在保证高频谱效率的同时还具有优越的性能，即使在无编码的情况下和信道容量的差距也只有 5dB 左右。此外，由于利用了层次发送结构，在收端可以采用复杂度较低的多用户检测子 MMSE-SIC，而且为了克服多用户检测子在分布式信道以及发送天线数大于接收天线数情况下性能恶化严重的问题，我们还加入了一定的时域处理，从而大大提高了其接收性能。

然而，该方案要求移动台将测量得到的整个信道信息反馈回基站，这不仅导致了反馈量的增加，而且该方案对反馈误差比较敏感。关于这一问题，我们考虑一方面研究更加精确的反馈和测量方案；另一方面，我们考虑能否基于注水原理对这一方案进行一定的简化。相对而言我们更关心后者。

我们知道，在分布式无线通信系统中，由于移动台与各分布式天线的距离衰减各不相同，各子信道的差异是很大的。当离某些分布式天线较近时，这些子信道的增益远大于其他子信道。因此，我们借鉴自适应调制编码的思想，考虑根据移动台位置的不同，**选择数目可变的分布式天线组成虚拟小区**，并根据当前信道的状态决定虚拟小区内各天线的发送功率以及调制和编码方式。这样需要反馈的只有被选中的分布式天线编号，以及它们各自的发送功率和调制编码方式，大大降低了反馈量。

具体的，如图 10.1 所示，当移动台 k 处于点 a 时，由于其离分布式天线 1 很近，其他分布式天线到移动台 k 的子信道增益相对分布式天线 1 而言几乎可以忽略不计，于是这时可仅选择分布式天线 1 作为移动台 k 的虚拟小区，采用尽量

高的调制方式（此时信道状态好）；当移动台 k 移至点 b 时，此时 k 与分布式天线 1, 2 和 3 的距离差不多，子信道差异也不大，于是便可选择分布式天线 1, 2, 3 共同组成移动台 k 的虚拟小区，每根天线的调制方式可适当降低，但由于总发送天线数增加，总频谱效率还是可以保持不变的。

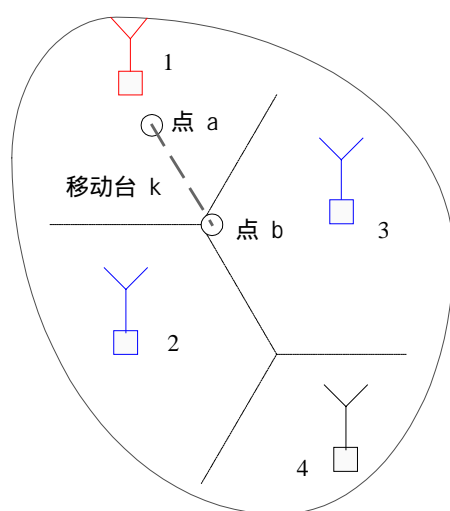


图 10.1 动态虚拟小区选择示意图

基于这一思想，[97]中提出了一种简化的闭环发送分集方案，假设总要求频谱效率一定，可选择的调制制式集合一定，总分布式天线数一定，由移动台根据当前的信道状态，选择使得总发送功率最小的分布式天线集合，并将这些分布式天线的编号以及各自的发送功率和调制方式反馈回去。仿真结果表明，和现有的 V-BLAST 相比，该方案不仅大大提高了接收性能（尽管劣于前面提出的基于注水功率分配方式的发送分集方案），而且非常鲁棒，甚至可以采取盲发送功率分配，即仅反馈回天线编号以及各自的调制方式¹⁶，这样便将反馈量降到了极低的水平，而且发送端复杂度和开环相比也并未增加很多。值得注意的是以上是在点对点信道下的结果，其在分布式信道下的具体性能还有待进一步的研究，但可以预见的是由于该方案优越的性能，极低的复杂度以及对反馈误差的鲁棒性，应该会非常适合分布式无线通信系统的前向传输。

¹⁶ 天线编号和调制方式均为离散量，因而不存在量化损失。但发送功率为连续量，即使将其反馈也会存在一定的量化损失，因此[97]中研究了一种极端情况，即完全不反馈发送功率，而由发送端根据反馈回的调制方式来确定各天线的发送功率，仿真结果表明，即使采用盲发送功率分配，性能损失也仅在 1dB 左右，是完全可以接收的。

第四部分 结论

第十一章 未来的研究方向

在分布式无线通信系统的关键算法研究方面,除了第三部分的前向多天线发送算法的研究之外,我们考虑还有如下几个比较重要的研究方向:

11.1 适于分布式无线通信系统的多用户检测算法研究

分布式无线通信系统最大的优点之一就是有利于多用户的联合处理。在分布式无线通信系统中,没有根据地理位置划分的小区概念的存在,取而代之的是面向用户的虚拟小区,因此我们可以以需要检测的用户为中心确定一个检测集合,然后进行多用户检测。具体如图 11.1 所示,设用户 $1, 2, \dots, K$ 为待检测用户组,则将邻近的用户 $K+1, K+2, \dots, K'$ 也加入检测集合 S^{17} ,对 S 内的 K' 个用户进行多用户联合检测,得到待检测用户的信号。

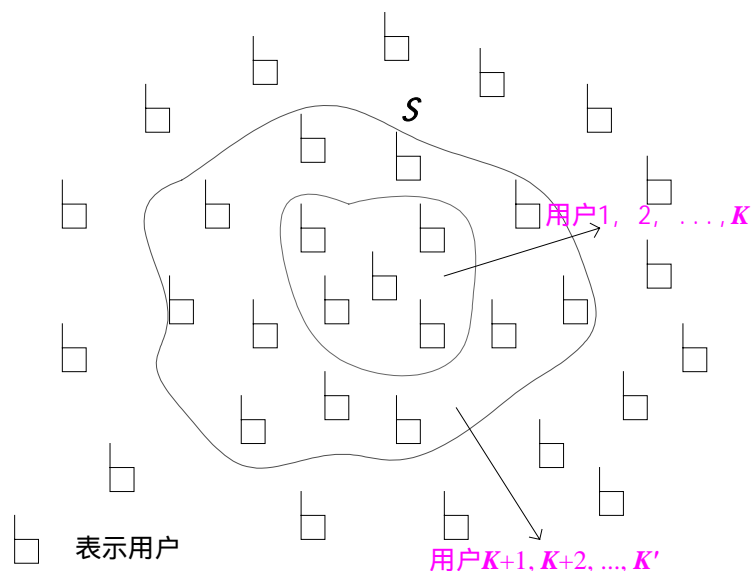


图 11.1 分布式无线通信系统下的多用户联合检测原理示意图

这样做的好处是显而易见的,即充分利用了多个用户彼此提供的信息量,但

¹⁷ 假设其他用户对于待检测用户 $1, 2, \dots, K$ 的影响可忽略。

随之带来的是处理复杂度的大大增加：每处理 K 个用户即需要 K' 个用户的数据进行联合处理。 K' 的减小固然能降低处理量，但也会带来性能损失，因此，如何得到 K' 的折中值是需要仔细研究的问题。此外，每个用户均有对应的虚拟小区，但由于不同的用户对应的虚拟小区可能各不相同，现有的二维多用户检测方案是不能直接应用于分布式无线通信系统中的。如何在分布式无线通信系统中将多天接收与多用户检测结合起来也是难点所在。

值得说明的是，以上只是我们的一个初步设想，具体方案还有待进一步的研究。

11.2 适于分布式无线通信系统的功率控制算法研究

功率控制往往被看作是克服信道衰落的一种手段，但在扩频系统中，合适的功率控制不仅可以克服衰落提高接收性能，还能降低系统干扰，从而提高系统容量。本文所提出的反向和前向功率控制主要是从容量分析的角度出发，比较理想化，真正适于分布式无线通信系统的实用的功率控制算法还需要进一步的研究。

11.3 OFDM 技术在分布式无线通信系统中的应用

OFDM 技术早在本世纪六七十年代就已提出，但直到最近十年里，由于数字信号处理技术的飞速发展，OFDM 技术才真正开始受到人们广泛的重视，成为研究热点。采用 OFDM 技术可将宽带信号分至多个窄的相互正交的子载波上传输，从而有效地克服了多径衰落的影响，且大大提高了数据传输率。在 OFDM 系统中，发端和收端分别采用快速反傅立叶变换 (IFFT) 和快速傅立叶变换 (FFT) 来实现，为了保持各子载波彼此间的正交性，在发端还需要加上长度大于时延扩展的循环前缀。

鉴于多天线和 OFDM 技术所表现出来的巨大的容量潜力，将多天线和 OFDM 结合起来的 MIMO-OFDM (以及 ST-OFDM, Space Time OFDM) 技术现已成为热点中的热点[142-146]。[142]还进一步给出了 MIMO-OFDM 的一个系统实现方

案，其实测数据表明，仅在 2 发 3 收的 MIMO-OFDM 系统中前向峰值速率就可以达到 13.6Mbps/s，小区内超过 80% 的用户的数据率超过了 6.8Mbps/s。可以预见，将 OFDM 技术应用于分布式无线通信系统中将会获得更加惊人的结果。但如何将 OFDM 技术和分布式天线有效地结合起来是需要深入研究的问题。

11.4 随机扩频在分布式无线通信系统中的应用

随机扩频技术是当前研究的一个热点。具体而言，随机扩频即指扩频序列是被随机且独立的选择的，可能是各用户从一组可用序列集合中随机并独立的选择自己的扩频序列并发送，也可能是这些发送序列经历了独立且随机的多径衰落。我们知道，在码分多址系统中，各用户的接收信噪比直接与扩频序列的性质有关，因此，一个普遍的看法是扩频序列选择的好坏将直接影响到系统性能以及频谱效率的高低。但随着对扩频序列研究的进一步深入，人们发现，当 $K \ll N$ ， $SIR \ll 1$ （ K 为用户数， N 为扩频序列长度）时，和最优序列相比，随机选择的扩频序列导致的频谱效率的损失将会消失 [138]。[139][140]还给出了当 $K \ll N$ 时采用随机扩频序列的平均容量下界。这便为扩频系统的容量研究开辟了一片新的领域。研究随机扩频不仅可以在研究中避开对特定扩频序列的讨论得到具有通用意义的结论，而且更重要的是，它也为采用确定扩频序列可达到的最优频谱效率提供了平均性能下界[140]。

研究随机扩频对于分布式移动通信系统的用户容量研究具有特殊的意义。分布式移动通信系统的用户数多，采用的扩频序列长，其分布式的控制可使得用户扩频序列的选择相互独立且随机。因此，基于随机扩频假设下的容量分析对于分布式移动通信系统的用户容量的进一步研究具有很强的借鉴意义。

以上这些工作希望能在将来的研究中得以进一步的完善。

第十二章 总结

本论文研究了一种新型的无线通信系统——分布式无线通信系统。在介绍了其具体概念和特点后，我们对其容量进行了深入细致的分析，并在此基础上提出了相应的前向多天线发送分集算法。具体而言，本论文的主要贡献如下：

- 1、整理并细化了分布式无线通信系统的架构和有关概念，提出了分布式无线通信系统的理论分析模型；
- 2、分析了分布式无线通信系统的容量，包括：
 - a) 分析了分布式信道下的信道容量，讨论了不同功率分配方式，不同收发天线数以及不同功控方案对信道容量的影响；
 - b) 分析了分布式无线通信系统的反向和前向用户容量，并提出了最优前向功率分配方案；
 - c) 与现有蜂窝系统采用天线阵后的信道容量以及反向和前向用户容量进行了比较；
- 3、基于容量分析，提出了一种新的闭环多天线发送分集算法 C-MIMO，该算法频谱效率高且性能优越，非常适于分布式无线通信系统。

分布式无线通信系统充分利用了空间资源，有利于多天线和多用户的联合处理，有利于多种现有的和可预见的未来的协议和技术的实现和兼容，是一个非常具有前途的，无缝的，开放的和灵活的体系结构。如第三章中所指出的，分布式无线通信系统有待研究的方向还很多，如光纤传输和分布式网络的研究等等，本论文所研究的只是其中的一小部分。尽管目前的工作才刚刚起步，但我们坚信，随着通信和信息处理技术日新月异的发展，在不久的将来，分布式无线通信系统必将得到广泛的应用。

附录 1 式(6-17)的证明

$$\lim_{K \rightarrow \infty} \frac{\sqrt{\text{Var} \left[\sum_{m_i=0}^{K_i-1} (\psi_{m_i} \varpi_{m_i,i})^2 \right]}}{E \left[\sum_{m_i=0}^{K_i-1} (\psi_{m_i} \varpi_{m_i,i})^2 \right]} = 0$$

证明: 文献[141]中已经证明, 假设 $X = \sum_{n=1}^N Y_n$, N 是泊松随机变量, $\{Y_n\}$ 是一组

独立同分布的离散随机变量, 则

$$E[X] = E[N] \cdot E[Y], \quad (\text{A1-1})$$

$$\text{Var}[X] = E[N] \cdot E[Y^2]. \quad (\text{A1-2})$$

\therefore 移动台均匀分布

$$\therefore \forall i \in \{0, 1, \dots, L-1\}, \quad E[K_i] = mK/L. \quad (\text{A1-3})$$

对于 $\forall k$, 将 $\{\varpi_{k,l_{k,0}}, \varpi_{k,l_{k,1}}, \dots, \varpi_{k,l_{k,m-1}}\}$ 降序排列。令

$\mathbf{w}'_k = (\varpi'_{k,0}, \varpi'_{k,1}, \dots, \varpi'_{k,m-1})$ 表示排序结果, 即 \mathbf{w}'_k 满足 $\varpi'_{k,0} \geq \varpi'_{k,1} \geq \dots \geq \varpi'_{k,m-1}$,

且 $\sum_{i=0}^{m-1} (\varpi'_{k,i})^2 = 1$, 则

$$\therefore P(\varpi_{m_i,i} = \varpi'_{m_i,j}) = 1/m, \quad j=0,1,\dots,m-1, \quad i=0,1,\dots,L-1 \quad (\text{A1-4})$$

$$\therefore E[(\varpi_{m_i,i})^2] = \sum_{j=0}^{m-1} (\varpi'_{m_i,j})^2 \cdot \frac{1}{m} = \frac{1}{m}. \quad (\text{A1-5})$$

设 $\xi_{m_i} = (\psi_{m_i} \varpi_{m_i,i})^2$, 则 $\{\xi_{m_i}\}$ 也是一组独立同分布的离散随机变量, 且 K_i

满足泊松分布, 于是利用[141]中的结论可知,

$$E \left[\sum_{m_i=0}^{K_i-1} \xi_{m_i} \right] = E[K_i] \cdot E[\xi_{m_i}] = mK/L \cdot \frac{\varphi}{m} = \varphi K/L \quad (\text{A1-6})$$

$$\text{Var} \left[\sum_{m_i=0}^{K_i-1} \xi_{m_i} \right] = E[K_i] \cdot E[\xi_{m_i}^2] = mK/L \cdot \mu \quad (\text{A1-7})$$

$$\because \mu = E[\xi_{m_i}^2] = E[\psi_{m_i}^4] \cdot E[\varpi_{m_i,i}^4] = \varphi \cdot \left(\sum_{j=0}^{m-1} (\varpi_{m_i,j}')^4 \cdot \frac{1}{m} \right) \leq \varphi \cdot \left(\sum_{j=0}^{m-1} (\varpi_{m_i,j}')^2 \cdot \frac{1}{m} \right) = \frac{\varphi}{m}$$

$$\therefore \lim_{K \rightarrow \infty} \frac{\sqrt{\text{Var} \left[\sum_{m_i=0}^{K_i-1} \xi_{m_i} \right]}}{E \left[\sum_{m_i=0}^{K_i-1} \xi_{m_i} \right]} = \lim_{K \rightarrow \infty} \frac{\sqrt{mK/L \cdot \mu}}{mK/L \cdot \frac{\varphi}{m}} = 0 \quad (\text{A1-8})$$

类似的，我们还可推得

$$E \left[\sum_{m_i=1}^{K_i-1} \xi_{m_i} \right] = E[K_i - 1] \cdot E[\xi_{m_i}] = (mK/L - 1) \cdot \frac{\varphi}{m} = \varphi K/L - \varphi/m \circ \quad (\text{A1-9})$$

附录 2 前向选择性功率分配最优性的证明

当 $\mathbf{w}_0 = \mathbf{w}_0^* = (0, \dots, 1, \dots, 0)$ 时, $g(\mathbf{w}_0^*) = \max_{\mathbf{w}_0} g(\mathbf{w}_0) = \gamma_{0,x}^2$, 其中 $\varpi_{0,x} = 1$ 且 $\gamma_{0,x} = \max\{\gamma_{0,0}, \gamma_{0,1}, \dots, \gamma_{0,m-1}\}$ 。

证明: 设 $f(\mathbf{w}) = \sum_{i=0}^{m-1} a_i \varpi_i$, 其中系数 $\{a_i\}$ 满足 $\forall i, a_i \geq 0$, 且

$a_x = \max\{a_0, a_1, \dots, a_{m-1}\}$, \mathbf{w} 满足 $\sum_{i=0}^{m-1} \varpi_i = 1$, 于是由

$$f(\mathbf{w}) = \sum_{i=0}^{m-1} a_i \varpi_i \leq a_x \sum_{i=0}^{m-1} \varpi_i = a_x = a_0 \cdot 0 + \dots + a_x \cdot 1 + \dots + a_{m-1} \cdot 0, \quad (\text{A2-1})$$

可知: 当 $\mathbf{w} = \mathbf{w}^* = (0, \dots, 1, \dots, 0)$, 其中 $\varpi_x = 1$ 时, (A2-2)

$$f(\mathbf{w}^*) = \max_{\mathbf{w}} f(\mathbf{w}) = a_x. \quad (\text{A2-3})$$

对于 $g(\mathbf{w}_0)$, 设 $a_i = \gamma_{0,i}^2$, 于是 $g(\mathbf{w}_0) = \sum_{i=0}^{m-1} a_i \cdot \varpi_{0,i}^2$, (A2-4)

其中 $\sum_{i=0}^{m-1} \varpi_{0,i}^2 = 1$ 。 (A2-5)

于是由(A2-2)和(A2-3)可知,

当 $\mathbf{w}_0 = \mathbf{w}_0^* = (0, \dots, 1, \dots, 0)$ 时, $g(\mathbf{w}_0^*) = \max_{\mathbf{w}_0} g(\mathbf{w}_0) = \gamma_{0,x}^2$, (A2-6)

其中 $\varpi_{0,x} = 1$, 且 $\gamma_{0,x} = \max\{\gamma_{0,0}, \gamma_{0,1}, \dots, \gamma_{0,m-1}\}$ 。

附录 3 前向最大比发送的证明

$$\mathbf{w}_0 = \mathbf{w}_0^* = \left(\sqrt{\frac{\gamma_{0,0}^2}{\sum_{i=0}^{m-1} \gamma_{0,i}^2}}, \sqrt{\frac{\gamma_{0,1}^2}{\sum_{i=0}^{m-1} \gamma_{0,i}^2}}, \dots, \sqrt{\frac{\gamma_{0,m-1}^2}{\sum_{i=0}^{m-1} \gamma_{0,i}^2}} \right), \quad g(\mathbf{w}_0^*) = \max_{\mathbf{w}_0} g(\mathbf{w}_0) = \sqrt{\sum_{i=0}^{m-1} \gamma_{0,i}^2} \circ$$

$$\text{证明：设 } f(\mathbf{w}_0) = \sum_{i=0}^{m-1} \varpi_{0,i} \gamma_{0,i} - \lambda \left(\sum_{i=0}^{m-1} \varpi_{0,i}^2 - 1 \right), \quad (\text{A3-1})$$

$$\text{则由 } \frac{\partial f(\mathbf{w}_0)}{\partial \varpi_{0,i}} = \gamma_{0,i} - 2\lambda \varpi_{0,i} = 0, \quad (\text{A3-2})$$

$$\text{可知：} \begin{cases} \frac{\varpi_{0,0}^*}{\gamma_{0,0}} = \frac{\varpi_{0,1}^*}{\gamma_{0,1}} = \dots = \frac{\varpi_{0,m-1}^*}{\gamma_{0,m-1}} \\ \sum_{i=0}^{m-1} (\varpi_{0,i}^*)^2 = 1 \end{cases} \quad (\text{A3-3})$$

$$\text{于是即可解得当 } \mathbf{w}_0 = \mathbf{w}_0^* = \left(\sqrt{\frac{\gamma_{0,0}^2}{\sum_{i=0}^{m-1} \gamma_{0,i}^2}}, \sqrt{\frac{\gamma_{0,1}^2}{\sum_{i=0}^{m-1} \gamma_{0,i}^2}}, \dots, \sqrt{\frac{\gamma_{0,m-1}^2}{\sum_{i=0}^{m-1} \gamma_{0,i}^2}} \right) \text{ 时,}$$

$$\max_{\mathbf{w}_0} g(\mathbf{w}_0) = \sqrt{\sum_{i=0}^{m-1} \gamma_{0,i}^2} \circ$$

附录 4 解(9-10)满足式(9-3)的证明

当 $\mathbf{K} = \mathbf{V}\mathbf{D}^{1/2}\mathbf{W}$ 时, $tr(\mathbf{Q}_1) = tr(\mathbf{Q})$ 。

证明: $\because \mathbf{Q}_1 = \mathbf{K}\mathbf{Q}\mathbf{K}^*, \quad \mathbf{K} = \mathbf{V}\mathbf{D}^{1/2}\mathbf{W}$

$$\therefore tr(\mathbf{Q}_1) = tr(\mathbf{K}^*\mathbf{K}\mathbf{Q}) = tr(\mathbf{W}^*\mathbf{D}\mathbf{W}\mathbf{Q}) = tr\left(\mathbf{W}^*\left(\frac{P_t}{m}\mathbf{D}\right)\mathbf{W}\right)$$

$$\because \mathbf{D} = \text{diag}(m(\mu - \lambda_i^{-1})/\rho)^+$$

$$\therefore tr\left(\mathbf{W}^*\left(\frac{P_t}{m}\mathbf{D}\right)\mathbf{W}\right) = tr\left(\frac{P_t}{m}\mathbf{D}\right) = P_t = tr(\mathbf{Q})$$

$$\therefore tr(\mathbf{Q}_1) = tr(\mathbf{Q})。$$

附录 5 循环正交矩阵的形式

\mathbf{W} 为循环正交矩阵是指 \mathbf{W} 具有如下特殊形式：

$$\begin{bmatrix} x_1 & x_2 & \cdots & x_m \\ x_2 & x_3 & \cdots & x_1 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ x_m & x_1 & \cdots & x_{m-1} \end{bmatrix}。$$

由于 \mathbf{W} 为正交矩阵，因此参数 x_1, x_2, \dots, x_m 是具有相关性的。以 3×3 阶为例：

设 $\mathbf{W} = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 & x_3 \\ x_2 & x_3 & x_1 \\ x_3 & x_1 & x_2 \end{bmatrix}$ ，则由 \mathbf{W} 的正交性可得到如下的联立方程组：

$$\begin{cases} x_1^2 + x_2^2 + x_3^2 = 1 \\ x_1x_2 + x_2x_3 + x_1x_3 = 0 \end{cases} \quad (\text{A5-1})$$

由(A5-1)的方程 2 可解得 $x_3 = -\frac{x_1x_2}{x_1 + x_2}$ 。因此，只需要确定 x_1 和 x_2 的值即可

得到 3×3 维的正交矩阵 \mathbf{W} ，大大减少了未知参数的个数。

类似的，我们还可求得 4×4 维 \mathbf{W} 的形式如下：

$$\begin{bmatrix} x_1 & x_2 & \frac{x_2^2}{x_1} & -x_2 \\ x_2 & \frac{x_2^2}{x_1} & -x_2 & x_1 \\ \frac{x_2^2}{x_1} & -x_2 & x_1 & x_2 \\ -x_2 & x_1 & x_2 & \frac{x_2^2}{x_1} \end{bmatrix}。$$

任意的 $m \times m$ 维 \mathbf{W} 的形式均可按照以上方法解得。

附录 6 式(9-19)的证明

$$\bar{\gamma}_N \geq \bar{\gamma}_V, \text{ 其中 } \bar{\gamma}_V = \frac{\rho}{m}, \bar{\gamma}_N = \frac{\rho}{mn} \cdot \sum_{i=0}^{r-1} \lambda_i d_{ii}.$$

$$\text{证明: 实际上我们需要证明的是 } \sum_{i=0}^{r-1} \lambda_i d_{ii} \geq n. \quad (\text{A6-1})$$

$$\text{设 } \lambda_0 \geq \lambda_1 \geq \dots \geq \lambda_{r-1}, \text{ 且 } d_{ii} = \begin{cases} \frac{m}{\rho}(\mu - \lambda_i^{-1}) & i = 0, \dots, x-1 \\ 0 & i = x, \dots, r-1 \end{cases}, \quad x \leq r, \quad (\text{A6-2})$$

$$\text{则可知: } \sum_{i=0}^{r-1} \lambda_i d_{ii} = \sum_{i=0}^{x-1} \lambda_i \cdot \frac{m}{\rho}(\mu - \lambda_i^{-1}) = \frac{m\mu}{\rho} \sum_{i=0}^{x-1} \lambda_i - \frac{mx}{\rho}. \quad (\text{A6-3})$$

$$\text{由式(9-6), 我们知道 } \sum_{i=0}^{x-1} (\mu - \lambda_i^{-1}) = \rho, \text{ 于是 } \mu = \frac{1}{x} \left(\rho + \sum_{i=0}^{x-1} \lambda_i^{-1} \right). \quad (\text{A6-4})$$

将式(A6-4)带入式(A6-3)可得

$$\sum_{i=0}^{r-1} \lambda_i d_{ii} = \frac{m \sum_{i=0}^{x-1} \lambda_i}{\rho} \cdot \frac{1}{x} \left(\rho + \sum_{i=0}^{x-1} \lambda_i^{-1} \right) - \frac{mx}{\rho} = \frac{m}{x} \sum_{i=0}^{x-1} \lambda_i + \frac{m}{\rho} \left(\frac{\sum_{i=0}^{x-1} \lambda_i \cdot \sum_{i=0}^{x-1} \lambda_i^{-1}}{x} - x \right). \quad (\text{A6-5})$$

$$\text{进一步地, 由 Jensen 不等式可知, } \left(\frac{\sum_{i=0}^{x-1} \lambda_i}{x} \right)^{-1} \leq \frac{1}{x} \sum_{i=0}^{x-1} \lambda_i^{-1}. \quad (\text{A6-6})$$

$$\text{于是易知 } \sum_{i=0}^{x-1} \lambda_i \cdot \sum_{i=0}^{x-1} \lambda_i^{-1} \geq x^2, \text{ 当且仅当 } \lambda_0 = \lambda_1 = \dots = \lambda_{x-1} \text{ 时等号成立.} \quad (\text{A6-7})$$

$$\text{又: } \frac{\sum_{i=0}^{x-1} \lambda_i}{x} \geq \frac{\sum_{i=0}^{r-1} \lambda_i}{r}, \text{ 当且仅当 } x = r \text{ 时等号成立,} \quad (\text{A6-8})$$

$$\therefore \sum_{i=0}^{r-1} \lambda_i d_{ii} \geq \frac{m}{r} \sum_{i=0}^{r-1} \lambda_i = \frac{m}{r} \cdot n \geq n, \text{ 当且仅当 } x = r = m, \text{ 且对于}$$

$\forall i, j \in \{0, 1, \dots, r-1\}$, $\lambda_i = \lambda_j$ 时等号成立。

参考文献

- [1] A.M.Saleh, A.J.Rustako, and R.S.Roman, "Distributed antennas for indoor radio communications", IEEE Trans. Commun., vol.35, pp. 1245-1251, Dec. 1987.
- [2] D.M.Fye, "Design of fiber optic antenna remoting links for cellular radio applications", in Proc. IEEE VTC'90, Orlando, FL, pp. 622-625, May 1990.
- [3] T.-S.Chu and M.J.Gans, "Fiber optic microcellular radio", IEEE Trans. Veh. Technol., vol.40, pp. 599-606, Aug. 1991.
- [4] K.Morita and H.Ohtsuka, "The new generation of wireless communications based on fiber-radio technologies", IEICE Trans. Commun., vol.E76-B, no.9, pp. 1061-1068, Sep.1993.
- [5] W.I.Way, "Optical fiber-based microcellular systems: an overview", IEICE Trans. Commun., vol.E76-B, no.9, pp. 1061-1068, Sep.1993.
- [6] R.W.Donaldson and A.S.Beasley, "Wireless CATV network access for personal communications using simulcasting", IEEE Trans. Veh. Technol., vol.43, pp. 666-671, Aug. 1994.
- [7] S.Ariyavisitakul, T.E.Darcie, L.J.Greenstein, M.R.Phillips and N.K.Shankaranarayanan, "Performance of simulcast wireless techniques for personal communication systems", IEEE Journal On Selected Areas In Communications, vol.14, No.4, pp. 632-643, May 1996.
- [8] Chow, P.; Karim, A.; Fung, V.; Dietrich, C., "Performance advantages of distributed antennas in indoor wireless communication systems", in Proc. IEEE VTC'94, pp. 1522-1526, May 1994.
- [9] Kerpez, K.J., "A radio access system with distributed antennas", IEEE Trans. Veh. Technol., vol.45, pp. 265-275, May 1996
- [10] A.Salmasi and K.S.Gilhousen, "On the system design aspects of code division multiple access (CDMA) applied to digital cellular and personal communications networks", in Proc. IEEE VTC'91, St.Louis, MO, pp. 57-62, May 1991.
- [11] Sousa, E. S., "Antenna architectures for CDMA integrated wireless access networks", in Proc. PIMRC'95, pp. 921-925, 1995.
- [12] H.H.Xia, A.B.Herrera, S.Kim and F.S.Rico, "A CDMA-distributed antenna system for in-building personal communications services", IEEE Journal On Selected Areas In Communications, vol.14, No.4, pp. 644-650, May 1996.
- [13] S.Ariyavisitakul, T.E.Darcie, L.J.Greenstein, M.R.Phillips and N.K.Shankaranarayanan,

- “Performance of simulcast wireless techniques for personal communication systems”, IEEE Journal On Selected Areas In Communications, vol.14, No.4, pp. 632-643, May 1996.
- [14] J.Yang, “Analysis and simulation of a CDMA PCS indoor system with distributed antennae”, in Proc. PIMRC’95, Toronto, Canada, pp. 1123-1127, 1995.
- [15] G.-H.Chen, C.-M.Yu and C.-C.Huang, “A simulation study of a distributed antenna-based CDMA”, in Proc. PIMRC’96, pp. 517-521, 1996.
- [16] J.H.Lee, J.H.Roh, J.H.Kwun and C.E.Kang, “A controlled distributed antenna system for increasing E_b/I_0 in the DS-SS-CDMA system”, in Proc. IEEE PIMRC’98, pp. 1401-1405, Sep. 1998.
- [17] A.Obaid and H.Yanikomeroglu, “Reverse-link power control in CDMA distributed antenna systems”, in Proc. IEEE WCNC’2000, pp. 608-612, 2000.
- [18] S.V.Hanly, “Capacity and power control in spread spectrum macrodiversity radio networks”, IEEE Trans. Commun., vol. 44, pp. 247-256, Feb. 1996.
- [19] H.Yanikomeroglu, *Multi-antenna systems and interconnection strategies for CDMA wireless access networks*, Ph.D. Thesis, University of Toronto, 1998.
- [20] J.Mitola, “The software radio architecture”, IEEE Commun. Mag., vol. 33, no. 5, pp. 26-28, May 1995.
- [21] J.Mitola, “Software radio architecture: a mathematical perspective”, IEEE Journal On Selected Areas In Communications, vol. 17, no. 4, pp. 514-538, Apr. 1999.
- [22] J.J.Patti, R.M.Husnay, J.Pintar, “Smart software radio: concept development and demonstration”, IEEE Journal On Selected Areas In Communications, vol. 17, no. 4, pp. 631-649, Apr. 1999.
- [23] J.Mitola, “Technical challenges in the globalization of software radio”, IEEE Commun. Mag., vol. 37, no. 2, pp. 84-89, Feb. 1999.
- [24] K.Joseph K, C.S.Mark, “Direction finding and smart antennas using software radio architectures”, IEEE Commun. Mag., vol. 33, no. 5, pp. 62-68, May 1995.
- [25] 王艺, 分布式无线通信系统 (DWCS) 概念研究, 985 项目申请书。
- [26] C.E.Shannon, “A mathematical theory of communication”, The Bell System Technical Journal, vol.27, pp. 379-423, 623-656, July, Oct. 1948.
- [27] S.Verdu, “The capacity region of the symbol-asynchronous Gaussian multiple-access channel”, IEEE Trans. Inf. Theory, vol. 35, no. 4, pp. 733-750, July 1989.
- [28] S.V.Hanly, and P.Whiting, “Information Theory and the Design of Multi-Receiver Networks”, in Proc. ISSTA’92, pp. 103-106, 1992.

- [29] A.J.Viterbi, "Very low rate convolutional codes for maximum theoretical performance of spread-spectrum multiple-access channels", *IEEE Journal on Selected Areas in Commun.*, vol. 8, no. 5, pp. 641-649, May. 1990.
- [30] A.D.Wyner, "Shannon-theoretic approach to a Gaussian cellular multiple-access channel", *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 40, no. 6, pp. 1713-1727, Nov. 1994.
- [31] S.Shamai, and A.D.Wyner, "Information theoretic considerations for symmetric cellular multiple access fading channels—Part I", *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol.43, no. 6, pp. 1877-1894, Nov. 1997.
- [32] O.Somekn, and S.Shamai, "Shannon-theoretic approach to a Gaussian cellular multiple-access channel with fading", *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol.46, no. 4, pp. 1401-1425, July 2000.
- [33] S.V.Hanly, and D.N.C.Tse, "Power control and capacity of spread spectrum wireless networks", *Automatica*, vol. 35, no.12, pp. 1987-2012, Dec. 1999.
- [34] E. Telatar, "Capacity of multi-antenna Gaussian channels", AT&T Bell Labs Internal Tech. Memo., June 1995.
- [35] G.J.Foschini and M.J.Gans, "On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas", *Wireless Personal Commun.*, vol. 6, pp. 311-335, March 1998.
- [36] G. G. Raleigh, and J. M. Cioffi, "Spatio-temporal coding for wireless communication", *IEEE Trans. Commun.*, vol. 46, no. 3, pp. 357-366, March 1998.
- [37] G. G. Raleigh and V. K. Jones, "Multivariate modulation and coding for wireless communication," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 17, pp.851–866, 1999.
- [38] H.Bölskei, D.Gesbert, and A.J.Paulraj, "On the Capacity of OFDM-Based Spatial multiplexing systems", *IEEE Trans. Commun.*, vol. 50, no. 2, pp. 225-234, Feb. 2002.
- [39] T.L.Marzetta, and B.M.Hochwald, "Capacity of a mobile multiple-antenna communication link in Rayleigh flat fading", *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 45, no. 1, pp. 139-157, Jan. 1999.
- [40] A.F.Molisch, M.Steinbauer, M.Toeltsch, E.Bonek, and R.S.Thoma, "Capacity of MIMO systems based on measured wireless channels", *IEEE Journal on Selected Areas in Commun.*, vol. 20, no. 3, pp. 561-569, Apr. 2002.
- [41] C. Chuah, J. M. Kahn and D. Tse, "Capacity of multi-antenna array systems in indoor wireless environment", in *Proc. Globecom'98*, Sydney, Australia, pp. 1894 -1899, Nov., 1998.
- [42] D.Shiu, G.J.Foschini, M.J.Gans, and J.M.Kahn, "Fading correlation and its effect on the capacity of multielement antenna systems", *IEEE Trans. Commun.*, vol. 48, no. 3, pp.

- 502-514, Mar. 2000.
- [43] D.Gesbert, H.Bolcskei, D.Gore, and A.J.Paulraj, "MIMO wireless channels: capacity and performance prediction", in Proc. Globecom'00, San Francisco, CA, pp. 1083-1088, Nov. 2000.
- [44] D.Chizhik, G.J.Foschini, M.J.Gans, and R.A.Valenzuela, "Keyholes, correlations, and capacities of multielement transmit and receive antennas", IEEE Trans. Wireless Commun., vol. 1, no. 2, pp. 361-368, Apr. 2002.
- [45] D.Gesbert, and J.Akhtar, "Breaking the barriers of Shannon's capacity: An overview of MIMO wireless systems", TELENOR'S JOURNAL: TELEKTRONIKK.
- [46] D.Shiu, and J.M.Kahn, "Power allocation strategies for wireless systems with multiple transmit antennas", Internal report of University of California at Berkeley, July 1, 1998.
- [47] W. C. Y. Lee, *Mobile communications engineering: theory and applications*, New York: McGraw-Hill, 1997.
- [48] K.S.Gilhousen, I.M.Jacobs, R.Padovani, A.J.Viterbi, L.A.Weaver, and C.E.Wheatley, "On the capacity of a cellular CDMA system", IEEE Trans. Veh. Technol., vol. 40, no. 2, pp. 303-312, May 1991.
- [49] A.de Hoz, C.Cordier, "W-CDMA downlink performance analysis", in Proc. VTC'99, Amsterdam, Netherlands, pp. 968-972, Sep. 1999.
- [50] C.Mihailescu, X.Lagrange, P.Godlewski, "Soft handover analysis in downlink UMTS WCDMA system", in Proc. MOMUC'99, San Diego, CA, pp. 279-285, Nov. 1999.
- [51] B.Hashem, and E.S.Sousa, "On the capacity of cellular DS/CDMA systems under slow Rician/Rayleigh-fading channels", IEEE Trans. Veh. Technol., vol. 49, no. 5, pp. 1752-1759, Sep. 2000.
- [52] J.C.Liberti, and T.S.Rappaport, "Analytical results for capacity improvements in CDMA", IEEE Trans. Veh. Technol., vol. 43, no. 3, pp. 680-690, Aug. 1994.
- [53] A.F.Naguib, A.Paulraj and T.Kailath, "Capacity improvement with base-station antenna arrays in cellular CDMA", IEEE Trans. Veh. Technol., vol. 43, no. 3, pp. 691-698, Aug 1994.
- [54] A.J.Viterbi, A.M.Viterbi, K.S.Gilhousen, and E.Zehavi, "Soft handoff extends CDMA cell coverage and increase reverse link capacity", IEEE J. Selected Areas In Commun., vol. 12, no. 10, pp. 1281-1288, Oct. 1994.
- [55] S.V. Hanly, "Capacity and power control in spread spectrum macrodiversity radio networks", IEEE Trans. Commun., vol. 44, no. 2, pp. 247-256, Feb. 1996.
- [56] C.-C.Lee, and R.Steele, "Effect of soft and softer handoffs on CDMA system capacity",

- IEEE Trans. Veh. Technol., vol. 47, no. 8, pp. 830-841, 1998.
- [57] L.Dai, S.Zhou, and Y.Yao, "Effect of Macrodiversity on CDMA Forward-Link Capacity", in Proc. VTC'01-Fall, Atlantic City, NJ, pp. 2452-2456, Oct. 2001.
- [58] R.Lupas, and S.Verdu, "Linear multiuser detectors for synchronous code-division multiple access", IEEE Trans. Inform. Theory, vol. 35, no. 1, pp. 123-136, Jan. 1989.
- [59] U.Madhow, and M.Honig, "MMSE interference suppression for direct-sequence spread-spectrum CDMA", IEEE Trans. Commun., vol. 42, no. 12, pp. 3178-3188, Dec. 1994.
- [60] D.N.C.Tse, and S.V.Hanly, "Linear multiuser receivers: effective interference, effective bandwidth and user capacity", IEEE Trans. Inform. Theory, vol.45, no. 2, pp. 641-657, Mar. 1999.
- [61] R.R.Gejji, "Forward-link Power control in CDMA cellular systems", IEEE Trans. Veh. Technol., vol. 41, no. 4, pp. 532-536, Nov. 1992.
- [62] M.Zorzi, "Simplified forward-link power control law in cellular CDMA", IEEE Trans. Veh. Technol., vol. 43, no. 4, pp. 1088-1093, Nov. 1994.
- [63] D.N.C.Tse, and S.V.Hanly, "Multi-access fading channels: Part I: Polymatroid structure, optimal resource allocation and throughput capacities", IEEE Trans. Inform. Theory, vol. 44, no. 7, pp. 2796-2815, Nov. 1998.
- [64] S.V.Hanly, and D.N.C.Tse, "Multi-access fading channels: Part II: Delay-limited capacities", IEEE Trans. Inform. Theory, IEEE Trans. Inform. Theory, vol. 44, no. 7, pp. 2816-2831, Nov. 1998.
- [65] R.D.Yates, "A framework for uplink power control in cellular radio systems", IEEE J. Selected Areas in Commun., vol.13, no. 7, pp. 1341-1348, Sep. 1995.
- [66] W.Ye, A.M.Haimovich, "Performance of cellular CDMA with cell site antenna arrays, Rayleigh fading, and power control error", IEEE Trans. Commun., vol. 48, no. 7, pp. 1151-1159, July 2000.
- [67] A.Yener, R.D.Yates, and S.Ululuk, "Interference management for CDMA systems through power control, multiuser detection, and beamforming", IEEE Trans. Commun., vol. 49, no. 7, pp. 1227-1237, July 2001.
- [68] J.Y.Kim, and G.L.Stuber, "CDMA soft handoff analysis in the presence of power control error and shadowing correlation", IEEE Trans. Wireless Commun., vol. 1, no. 2, pp. 245-255, Apr. 2002.
- [69] J.Y.Kim, G.L.Stuber, and I.F.Akyildiz, "A simple performance/capacity analysis of multiclass macrodiversity CDMA cellular systems", IEEE Trans. Commun., vol. 50, no. 2, pp. 304-308, Feb. 2002.

- [70] A. Wittneben, "A new bandwidth efficient transmit antenna modulation diversity scheme for linear digital modulation", in Proc. ICC'93, Geneva, Switzerland, pp. 1630-1634, May 1993.
- [71] N. Seshadri and J. H. Winters, "Two signaling schemes for improving the error performance of frequency-division-duplex (FDD) transmission systems using transmitter antenna diversity", in Proc. VTC'93, Secasus, NJ, pp. 508-511, May 1993.
- [72] J. H. Winters, "The diversity gain of transmit diversity in wireless systems with Rayleigh fading", IEEE Trans. Veh. Technol., vol. 47, no. 1, pp. 119-123, Feb. 1998.
- [73] V. Weerackody, "Diversity for the direct-sequence spectrum system using multiple transmit antennas", in Proc. ICC'93, Geneva, Switzerland, pp. 1775-1779, May 1993.
- [74] W. Kuo and M. Fitz, "Design and analysis of transmitter diversity using intentional frequency offset for wireless communications", IEEE Trans. Veh. Technol., vol. 46, n. 4, pp.871-881, Nov. 1997.
- [75] A. Hottinen and R. Wichman, "Transmit diversity by antenna selection in CDMA downlink", in Proc. ISSSTA'98, Sun City, South Africa, pp. 767-770, Sep. 1998.
- [76] J. S. Thompson, P. M. Grant, and B. Mulgrew, "Downlink transmit diversity schemes for CDMA networks", IEE Proc. Commun., vol. 147, no. 6, pp. 371-380, Dec. 2000.
- [77] T. K. Y. Lo, "Maximum ratio transmission", IEEE Trans. Commun., vol. 47, no. 10, pp. 1458-1461, Oct. 1999.
- [78] V.Tarokh, N.Seshadri and A.R.Calderbank, "Space-time codes for high data rate wireless communication: performance criterion and code construction", IEEE Trans. Inform. Theory, vol.44, no. 2, pp. 744-765, Mar. 1998.
- [79] V.Tarokh, A.Naguib, N.Seshadri and A.R.Calderbank, "Space-time codes for high data rate wireless communication: Performance criteria in the presence of channel estimation errors, Mobility, and multiple paths", IEEE Trans. Commun. Vol.47, no.2, pp. 199-207, Feb 1999.
- [80] A.F.Naguib, V.Tarokh, N.Seshadri and A.R.Calderbank, "A space-time coding modem for high-data-rate wireless communications", IEEE J. Selected Areas Commun., vol.16, no. 8, pp. 1459-1478, Oct. 1998.
- [81] S. M. Alamouti, "A simple transmit diversity technique for wireless communications", IEEE J. Select Areas in Commun., vol. 16, no. 8, pp. 1451-1458, Oct. 1998.
- [82] V.Tarokh, H.Jafarkhani and A.R.Calderbank, "Space-time block coding for wireless communications: Performance results", IEEE J. Selected Areas in Commun., vol. 17, no. 3, pp. 451-460, Mar.1999.
- [83] V.Tarokh, H.Jafarkhani and A.R.Calderbank, "Space-time block codes from orthogonal designs", IEEE Trans. Inform. Theory, vol.45, no. 5, pp. 1456-1467, July. 1999.

-
- [84] B.Hassibi, and B.M.Hochwald, "High-rate codes that are linear in space and time", IEEE Trans. Inf. Theory, vol. 48, no. 7, pp. 1804-1824, July 2002.
- [85] G.J.Foschini, "Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multiple antennas", Bell Lab. Technical J., vol. 1, no. 2, pp. 41-59, Aut. 1996.
- [86] P. W. Wolniansky, G. J. Foschini, G. D. Golden and R. A. Valenzuela, "V-BLAST: an architecture for realizing very high data rates over the rich-scattering wireless channel", in Proc. ISSSE'98, Pisa, Italy, pp.295-300, Sep. 1998.
- [87] D. Bevan, and R. Tanner, "Performance comparison of space-time coding techniques", Electronics Letters, vol. 35, no. 20, pp. 1707-1708, Sep. 1999.
- [88] M.Sellathurai, and S.Haykin, "A simplified diagonal BLAST architecture with iterative parallel-interference cancellation receivers", in Proc. ICC'01, Helsinki, Finland, pp. 3067-3071, June 2001.
- [89] W.K.Wai, C.-Y.Tsui, R.S.Cheng, "A low complexity architecture of the V-BLAST system", in Proc. WCNC'00, Chicago, IL, pp. 310-314, Sep. 2000.
- [90] W.H.Chin, A.G.Constantinides and D.B.Ward, "Parallel multistage detection for multiple antenna wireless systems", Electronics Letters, vol. 38, no. 12, pp. 597-599, June 2002.
- [91] Y.Li, "Parallel detection for V-BLAST system", in Proc. ICC'02, New York, USA, pp. 340-344, Apr. 2002.
- [92] A.Benjebbour, H.Murata and S.Yoshida, "Performance of iterative successive detection algorithm with space-time transmission", in Proc. VTC'01-Spring, Rhodes Island, Greece, pp. 1287-1291, May 2001.
- [93] A.Bhargave, R.J.P.de Figueiredo, and T.Eltoft, "A Detection algorithm for the V-BLAST system", in Proc. ICC'01, Helsinki, Finland, pp. 494-498, June 2001.
- [94] B.Hassibi, "An efficient square-root algorithm for BLAST", in Proc. ICASSP'00, Istanbul, Turkey, pp. II737-II740, June 2000.
- [95] L.Dai, H.Zhuang, S.Zhou, and Y.Yao, "A Novel Bandwidth Efficient Transmit Diversity Scheme Based on Water-filling", submitted to IEICE Trans. Commun.
- [96] S.T.Chung, A.Lozano and H.C.Huang, "Low complexity algorithm for rate and power quantization in extended V-BLAST", in Proc. VTC'01-Fall, Atlantic City, NJ, pp. 910-914, Oct. 2001.
- [97] H.Zhuang, L.Dai, S.Zhou, and Y.Yao, "A Low Complexity Closed-loop BLAST Architecture in MIMO Environments with Fading Correlations", submitted to IEEE Trans. Commun.

-
- [98] D.A.Gore, R.U.Nabar, and A.Paulraj, "Selecting an optimal set of transmit antennas for a low rank matrix channel", in Proc. ICASSP'00, Istanbul, Turkey, pp. 2785-2788, March 2000.
- [99] J.Brehmer, "On the impact of incomplete feedback on the capacity of MIMO wireless systems", EE 381K.11 Wireless Communications, Spring 2002.
- [100] V.Tarokh, and H.Jafarkhani, "A differential detection scheme for transmit diversity", IEEE J. Select Areas Commun., vol. 18, no. 7, pp. 1169-1174, July 2000.
- [101] B.Hughes, "Differential space-time modulation", IEEE Trans. Inf. Theory, vol. 46, no. 7, pp. 2567-2578, Nov. 2000.
- [102] B.M.Hochwald, and W.Sweldens, "Differential unitary space time modulation", IEEE Trans. Commun., vol. 48, no. , pp. 2041-2052, Dec. 2000.
- [103] G. G. Raleigh, and J. M. Cioffi, "Spatio-temporal coding for wireless communication", IEEE Trans. Commun., vol. 46, nol. 3, pp. 357 - 366, March 1998.
- [104] A. Lozano, and C. Papadias, "Layered space-time receivers for frequency-selective wireless channels", IEEE Trans. Commun., vol. 50, no. 1, pp. 65-73, Jan. 2002.
- [105] B.M. Hochwald, T. L. Marzetta, and C. B. Papadias, "A transmitter diversity scheme for wideband CDMA systems based on space-time spreading", IEEE J. Selected Areas Commun., vol. 19, no. 1, pp. 48-60, Jan. 2001.
- [106] R. Vishwakarma, and K. S. Shanmugan, "Performance analysis of transmit antenna diversity in 3G WCDMA system", in Proc. ICPWC'00, pp. 1-4, 2000.
- [107] H. Furukawa, K. Hamabe, and A. Ushirokawa, "SSDT--Site selection diversity transmission power control for CDMA forward link", IEEE J. Selected Areas Commun., vol. 18, no. 8, pp. 1546-1554, Aug. 2000.
- [108] K. LEE, M. Nakagawa, "Adaptive base station sector antenna pre-selection transmitter diversity using CDMA forward link signal for indoor wireless LAN", IEICE Trans. Commun., vol. E83-B, no. 11, pp. 2464-2473, Nov. 2000.
- [109] Y. Zhou, F. Chin, Y. Liang, and C. Ko, "A novel beam selection transmit diversity scheme for DS-CDMA system", IEICE Trans. Commun., vol. E84-B, no. 8, pp. 2178-2185, Aug. 2001.
- [110] M. Katz and J. Ylitalo, "Extension of space-time coding to beamforming WCDMA base stations", in Proc. VTC'00-Spring, Tokyo, Japan, pp. 1230-1234, May 2000.
- [111] X. Cai and A. N. Akansu, "Multicarrier CDMA systems with transmit diversity", in Proc. VTC'00-Fall, Boston, USA, pp. 2817-2821, Sep. 2000.
- [112] H. Takahashi, and M. Nakagawa, "Antenna and multi-carrier combined diversity system",

- IEICE Trans. Commun., vol. E79-B, no. 9, pp. 1221-1226, Sep. 1996.
- [113] H. Huang and H. Viswanathan, "Multiple antennas and multiuser detection in high data rate CDMA systems", in Proc. VTC'00-Spring, Tokyo, Japan, pp. 556-560, May 2000.
- [114] W. Hamouda and P. McLane, "Performance of space-time MMSE multiuser detection in synchronous DS-CDMA systems with FEC coding", in Proc. VTC'00-Fall, Boston, USA, pp. 1049-1056, Sep. 2000.
- [115] K.L.Lo, "Layered space time structures with low density parity check and convolutional codes", Master Thesis, University of Sydney, Oct. 2001.
- [116] R.Lupas, and S.Verdu, "Linear multiuser detectors for synchronous code-division multiple access", IEEE Trans. Inform. Theory, vol. 35, no. 1, pp. 123-136, Jan. 1989.
- [117] U.Madhow, and M.Honig, "MMSE interference suppression for direct-sequence spread-spectrum CDMA", IEEE Trans. Commun., vol. 42, no. 12, pp. 3178-3188, Dec. 1994.
- [118] S.Moshavi, E.G.Kanterakis, and D.L.Schilling, "Multistage linear receivers for DS-CDMA systems", Int. J. Wireless Info. Networks, vol. 3, no. 1, Jan. 1996.
- [119] P.Patel, and J.Holtzman, "Analysis of a simple successive interference cancellation scheme in a DS/CDMA system", IEEE J. Sel. Areas. Commun., vol. 12, no. 5, pp. 796-807, June 1994.
- [120] P.Patel, and J.Holtzman, "Performance comparison of a DS/CDMA system using a successive interference cancellation (IC) scheme and a parallel IC scheme under fading", in Proc. ICC'94, New Orleans, USA, pp. 510-514, 1994.
- [121] M.K.Varanasi, and B.Aazhang, "Multistage detection in asynchronous code-division multiple-access communications", IEEE Trans. Commun., vol. 38, no. 4, pp. 509-519, Apr. 1990.
- [122] D.Divsalar, and M.K.Simon, "Improved CDMA performance using parallel interference cancellation", in Proc. MILCOM'94, pp.911-917, Oct. 1994.
- [123] M.Moher, "An iterative multiuser decoder for near-capacity communications", IEEE Trans. Commun., vol.46, no. 7, pp. 870-880, July 1998.
- [124] M.C.Reed, C.B.Schlegel, P.D.Alexander, and J.A.Asenstorfer, "Iterative multiuser detection for CDMA with FEC: near-single-user performance", IEEE Trans. Commun., vol. 46, no. 12, pp. 1693-1699, Dec. 1998.
- [125] M.C.Reed, and P.D.Alexander, "Iterative multiuser detection using antenna arrays and FEC on multipath channels", IEEE J. Sel. Areas. Commun., vol. 17, no. 12, pp. 2082-2089, Dec. 1999.

- [126] H.E.Gamal, and E.Geraniotis, "Iterative multiuser detection for coded CDMA signals in AWGN and fading channels", IEEE J. Sel. Areas. Commun., vol. 18, no. 1, pp. 30-41, Jan. 2000.
- [127] A.Duel-Hallen, "Decorrelating decision-feedback multiuser detector for synchronous code-division multiple-access channel", IEEE Trans. Commun., vol. 41, no. 2, pp. 285-290, Feb. 1993.
- [128] M.Honig, U.Madhow and S.Verdu, "Blind adaptive multiuser detection", IEEE Trans. Inf. Theory, vol. 41, no. 4, pp. 944-960, July 1995.
- [129] G.Xue, J.Weng, T.Le-ngoc, and S.Tahar, "Adaptive multistage parallel interference cancellation for CDMA", IEEE J. Sel. Areas. Commun., vol. 17, no. 10, pp. 1815-1827, Oct. 1999.
- [130] D.R.Brown, M.Motani, V.V.Veeravalli, H.V.Poor, and C.R.Johnson, "On the performance of linear parallel interference cancellation", IEEE Trans. Inf. Theory, vol. 47, no. 5, pp. 1957-1970, July 2001.
- [131] A.Nahler, R.Irmer, and G.Fettweis, "Reduced and differential parallel interference cancellation for CDMA systems", IEEE J. Sel. Areas. Commun., vol. 20, no. 2, pp. 237-247, Feb. 2002.
- [132] R.M.Buehrer, N.S.Correal-Mendoza, and B.D.Woerner, "A simulation comparison of multiuser receivers for cellular CDMA", IEEE Trans. Veh. Technol., vol. 49, no. 4, pp. 1065-1085, July 2000.
- [133] Z.Guo, and K.B.Letaief, "An effective multiuser receiver for DS/CDMA systems", IEEE J. Sel. Areas. Commun., vol. 19, no. 6, pp. 1019-1028, June 2001.
- [134] M.J.Juntti, and M.Latva-aho, "Multiuser receivers for CDMA systems in Rayleigh fading channels", IEEE Trans. Veh. Technol., vol. 49, no. 3, pp. 885-899, May 2000.
- [135] S.Moshavi, "Multi-user detection for DS-CDMA communications", IEEE Commun. Mag., vol. 34, no. 10, pp. 124-136, Oct. 1996.
- [136] D.Koulakiotis, and A.H.Aghvami, "Data detection techniques for DS/CDMA mobile systems: a review", IEEE Personal Commun., vol. 7, no. 3, pp. 24-34, June 2000.
- [137] S.Verdu, *Multiuser Detection*, New York: Cambridge University Press, 1998.
- [138] J.L.Massey, "Is the choice of spreading sequences important?", in Proc. ISSSTA'96, Mainz, Germany, Sep. 1996.
- [139] A.J.Grant, and P.D.Alexander, "Random sequence multisets for synchronous code-division multiple-access channels", IEEE Trans. Inform. Theory, vol. 44, no. 7, pp. 2832-2836, Nov. 1998.

- [140] S.Verdu, and S.Shamai, "Spectral efficiency of CDMA with random spreading", IEEE Trans. Inform. Theory, vol.45, no. 2, pp. 622-640, Mar. 1999.
- [141] 陆大金, *随机过程及其应用*, pp. 138, 北京:清华大学出版社, 1986.
- [142] H.Sampath, S.Talwar, J.Tellado, V.Erceg, and A.Paulraj, "A fourth-generation MIMO-OFDM broadband wireless system: Design, performance, and field trial results", IEEE Commun. Mag., vol. 40, no. 9, pp. 143-149, Sep. 2002.
- [143] G.L.Ye, J.H.Winters, and N.R.Sollenberger, "MIMO-OFDM for wireless communications: signal detection with enhanced channel estimation", IEEE Trans. Commun., vol. 50, no. 9, pp. 1471-1477, Sep. 2002.
- [144] A.N.Mody, and G.L.Stuber, "Synchronization for MIMO OFDM systems", in Proc. Globecom'01, pp. 509-513, Nov. 2001.
- [145] R.S.Blum, Q.Yan, Y.Li, and J.H.Winters, "Improved techniques for 4 transmit and 4 receive antenna MIMO-OFDM for wireless communications", in Proc. VTC'01-Spring, Rhodes Island, Greece, pp. 1298-1302, May 2001.
- [146] A.Stamoulis, S.N.Diggavi, and N.Al-Dhahir, "Intercarrier interference in MIMO OFDM", IEEE Trans. Signal Processing, vol. 50, no. 10, pp. 2451-2464, Oct. 2002.
- [147] S.L.Ariyavisitakul, "Turbo space-time processing to improve wireless channel capacity", IEEE Trans. Commun., vol. 48, no. 8, pp. 1347-1358, Aug. 2000.
- [148] T.M.Cover, *Elements of Information Theory*, New York: Wiley, 1991.

致谢

在我的论文即将完成之际，谨向我的导师——姚彦教授表达最最深切的感激之情！

姚教授渊博的学识、对国内外学术动态的敏锐的洞察力、严谨踏实的治学态度以及乐观真诚的为人给我留下了深刻的印象。在研究上，正是由于得到姚教授系统和方向性的指导，才使我的博士课题顺利完成；在生活上，姚教授慈父般无微不至的关心和支持令我终身难忘。

特别感谢副导师周世东副教授对我的指导和帮助。如果没有周教授手把手耐心细致的指导，我是无法取得今天的成绩的。他严谨的科学作风、开阔灵活的思路和乐于助人的品德使我受益匪浅。

本论文是在微波与数字通信国家重点实验室的学术环境下完成的，其浓厚的学术气氛对开拓本人的思路起了很大的促进作用。在论文工作期间，还得到了王京教授，许希斌副教授，赵明、栗欣、肖立民、韩明老师，王艺、张忠培博士后以及庄海若、肖亮等同学的帮助，在此一并表示衷心的感谢。

最后要感谢我的父亲母亲，没有他们含辛茹苦的养育和无微不至的关怀，就没有我的今天。他们给予了我最伟大最深沉最无私的爱。

向所有给予过我支持和鼓励的人们表示我最诚挚的谢意！

作者简介

代琳，女，汉族，中共党员，1979年10月生于湖北省武汉市。1994年9月考入华中科技大学少年班，1998年9月以电信系第一名的成绩保送至清华大学电子系直接攻读博士学位。

在攻读博士学位期间，已撰写论文20篇，其中作为第一作者已发表和收录的论文11篇，SCI收录2篇，EI收录8篇，作为第二作者发表论文1篇，另有8篇文章在审。

在攻读博士学位期间，参加国家863重大项目“第三代移动通信--WCDMA高速信道译码器”，“新一代蜂窝移动通信无线传输链路技术研究”等，目前已申请三项专利。

在攻读博士学位期间，曾获得校“学术新秀”称号，校特等奖学金，以及中望奖学金。

攻读博士学位期间的研究工作及成果

参与项目：

1998.9-1999.6：

参与了国家自然科学基金重点项目“软件无线电理论与技术及其在个人通信中的应用”。

1999.9-2000.7：

作为主要研发人员之一参加了国家 863 重大项目“C3G（中国第三代移动通信）计划”的一期研究和系统实现工作，并作为第二完成人完成子课题“高速信道译码器”的设计、实现和调试。该工作已作为 WCDMA 系统的一个重要部分于 2000 年 6 月通过了总体组的一期验收，并由于其在联试中稳定而优越的性能而获得了高度评价。其关键技术已分别申请了两项专利。

2000.8-2001.2：

作为主要研发人员之一参加了国家 863 重大项目“C3G 计划”的二期系统设计和调试工作，主要负责移动台编码和译码单元的设计和实现。

2001.4-2001.7：

作为主要项目承担人与上海贝尔公司合作开发 WCDMA 基站 BTS 子系统，负责基站编码和译码单盘的方案总体设计工作，并指导项目开发人员完成系统实现和调试工作，其关键技术申请了一项专利。

2001.10 至今：

作为主要研发人员之一参加了国家 863 “十五”重大项目“新一代蜂窝移动通信无线传输链路技术研究（4G）”的理论研究工作，主要负责多天线时空联合处理及 MIMO 部分。

2002.8 至今：

作为主要研发人员之一参加了与韩国电信研究院(ETRI)合作项目“Technical Study of Increasing Forward Link Capacity in Distributed Antenna Systems”。

2000.6 至今：

参加了国家自然科学基金重点项目“基于分布式天线的无线通信系统理论及其关键技术”的立项申请。

研究成果：

A： 专利

- 1 一种实现 WCDMA 上行信道解复接的方法，申请号 01136715. 6, 申请日 2001 年 10 月 22 号。
- 2 一种实现 WCDMA 下行信道解复接的方法，申请号 01136710. 5, 申请日 2001 年 10 月 22 号。
- 3 一种实现 WCDMA 上行信道复接的方法，申请号 01136709. 1, 申请日 2001 年 10 月 22 号。

B： 在国内外核心学术刊物上发表的论文¹⁸

- 1 *Lin Dai, Shi-dong Zhou, Hai-ruo Zhuang, Yan Yao. A Novel Closed-loop MIMO Architecture Based on Water-filling. Accepted by Electronics Letters.*
- 2 *Lin Dai, Shi-dong Zhou, Yan Yao. Effects of Microdiversity and Macrodiversity on CDMA Forward-Link Capacity. IEICE Trans. Commun., 2002, E95-B(4): 748-757*
- 3 代琳, 周世东, 姚彦. 宏分集对于 CDMA 系统前向容量的影响. 电子学报, 2002, 30 (7): 974 - 977
- 4 代琳, 周世东, 姚彦. 微分集和宏分集对于 CDMA 系统前向容量影响之比较. 清华学报, 2002, 52 (7): 913 - 916
- 5 代琳, 周世东, 姚彦. 最大比宏分集下的 CDMA 系统反向容量分析. 电子学报 (已录用)
- 6 代琳, 周世东, 姚彦. 用于 WCDMA 编码复接的一种新的算法. 电子学报, 2000, 28 (11)(增刊): 119 - 122

¹⁸ 以下黑体表示被 SCI 收录，斜体表示被 EI 收录

C：在国际学术会议上发表的论文

- 7 Lin Dai, Shi-dong Zhou, Yan Yao. *Capacity with MRC-based Macrodiversity in CDMA Distributed Antenna Systems*. Accepted by IEEE Globecom'02, Taiwan, China.
- 8 Lin Dai, Shi-dong Zhou, Yan Yao. *A Comparative Study of the Effects of Microdiversity and Macrodiversity on CDMA Forward-Link Capacity*. IEEE ICC'02, New York, May 2002. 1893-1897.
- 9 Lin Dai, Hai-ruo Zhuang, Shi-dong Zhou, Yan Yao. *Reverse-link Capacity with MRC-based Macrodiversity in DS-CDMA Cellular systems*. IEEE VTC'02-Spring, Birmingham, AL, May 2002. 255-259
- 10 Lin Dai, Shi-dong Zhou, Yan Yao. *Effect of macrodiversity on CDMA forward-link capacity*. IEEE VTC'01-Fall, Atlantic City, NJ, Oct. 2001. 2452-2456
- 11 Lin Dai, Shi-dong Zhou, Yan Yao. *A new implementation algorithm for multiplexing and channel coding scheme in WCDMA*. ICCT'2000, Beijing, Aug. 2000. 1685-1688
- 12 Liang Xiao, Lin Dai, Hai-ruo Zhuang, Shi-dong Zhou, Yan Yao. *A Comparative Study of MIMO Capacity with Different Antenna Topologies*. Accepted by IEEE ICCS'02, Singapore.

D：已投出的论文

- 13 Hai-ruo Zhuang, Lin Dai, Shi-dong Zhou, Yan Yao. *A Low Complexity Closed-loop BLAST Architecture in MIMO Environments with Fading Correlations*. IEEE Trans. Commun., 1st revision.
- 14 Lin Dai, Shi-dong Zhou, Yan Yao. *Capacity Analysis in CDMA Distributed Antenna Systems*. Submitted to IEEE Trans. Wireless Commun.

- 15 Lin Dai, Hai-ruo Zhuang, Shi-dong Zhou, Yan Yao. A Novel Bandwidth Efficient Transmit Diversity Scheme Based on Water-filling. Submitted to IEICE Trans. Commun.
- 16 Lin Dai, Hai-ruo Zhuang, Shi-dong Zhou, Yan Yao. A Novel Bandwidth Efficient Transmit Diversity Scheme Based on Water-filling. Submitted to IEEE ICC'03.
- 17 Hai-ruo Zhuang, Lin Dai, Shi-dong Zhou, Yan Yao. A Low Complexity Closed-loop BLAST Architecture. Submitted to IEEE ICC'03.
- 18 Hai-ruo Zhuang, Lin Dai, Shi-dong Zhou, Yan Yao. A Bandwidth Efficient MIMO Scheme Based on Distributed Antenna Systems. Submitted to IEEE VTC'03-Spring.
- 19 Xiaojian Lu, Lin Dai, Ming Zhao, Jing Wang. Optimized Parameter Design of Linear Dispersion Codes in MIMO Channels. Submitted to IEEE VTC'03-Spring.
- 20 Liang Xiao, Lin Dai, Hai-ruo Zhuang, Shi-dong Zhou, Yan Yao. Information-theoretic Capacity Analysis in MIMO Distributed Antenna Systems. Submitted to IEEE VTC'03-Spring.