



東南大學

毕业设计（论文）报告

题目 基于多天线技术的多点协作通信系统研究

信息科学与工程 院（系） 信息工程 专 业

学 号 04008019

学生姓名 梁乐

指导教师 许威

顾问老师 赵春明

起讫日期 2012.02—2012.6

设计地点 李文正楼中505

东南大学毕业（设计）论文独创性声明

本人声明所呈交的毕业（设计）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，也不包含为获得东南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。

论文作者签名：_____ 日期：_____年___月___日

东南大学毕业（设计）论文使用授权声明

东南大学有权保留本人所送交毕业（设计）论文的复印件和电子文档，可以采用影印、缩印或其他复制手段保存论文。本人电子文档的内容和纸质论文的内容相一致。除在保密期内的保密论文外，允许论文被查阅和借阅，可以公布（包括刊登）论文的全部或部分内容。论文的公布（包括刊登）授权东南大学教务处办理。

论文作者签名：_____ 导师签名：_____

日期：_____年___月___日 日期：_____年___月___日

基于多天线技术的多点协作通信系统研究

04008019 梁乐
指导教师 许威

摘 要

多天线技术具有充分挖掘利用空间资源, 实现时频资源空间复用的潜力, 基于多天线技术的无线通信系统能够获得可观的复用增益和分集增益, 因而成为未来通信系统实现高速率、高质量数据传输的关键手段。同时, 在传统的蜂窝通信系统中, 小区基站分布密集、频率全局复用技术的采用导致了小区边缘用户受到相邻小区基站的强烈干扰, 大大降低了接收信号的质量, 因而限制了系统吞吐量的整体提升。另一方面, 在一些空旷的乡村地区, 由于基站架设密度过低、单个基站覆盖范围有限等原因, 偏远用户接收的信号经历了大幅衰减之后, 其功率强度不足以支持一定速率的数据传输, 也降低了用户的通信质量。为了有效解决这些问题, 近年来基于多天线的协作通信技术备受关注。本文主要研究了三种典型的多天线协作通信方式, 即多小区协作通信、多天线中继协作通信以及蜂窝系统中的设备间通信, 分析了它们在实际系统存在信道量化误差等非理想因素情况下的性能表现, 并对于如何进一步提升协作通信系统的信道容量提出了改进方法。

第二章中, 本论文研究了有限比特反馈机制下的多小区协作通信系统, 该系统能够有效减弱小区边缘用户受到的相邻小区的干扰, 提升边缘用户的通信质量。论文分析了当实际系统中存在路径损耗、反馈链路延时、信道信息量化误差等非理想因素时, 协作波束成形模式 (CBF, Coordinated Beamforming) 以及联合处理协作模式 (JP, Joint Processing) 两种多小区协作模式能够达到的系统性能, 并给出了两种模式下系统可达传输速率的闭式解。依据推导出的传输速率的闭式解, 论文提出了一种自适应协作多模传输方案, 以实现传输速率的优化, 并给出了两种协作模式相对于基站发射功率、多普勒频偏等系统状态参数的可行域以及数值仿真的结果。

第三章中, 论文研究了另一种能够有效改善蜂窝小区边缘用户通信质量的协作通信方式, 即多天线中继协作通信技术。分析了当基站以及中继只能通过有限信道反馈获得下行信道信息的情况下, 蜂窝小区用户由于信道量化误差而遭受的性能损失, 并给出了信道容量损失的理论上限。依据所推导出的理论上限的闭式解, 本文提出了一种信道信息反馈方案, 以保证由信道量化导致的性能损失处于一个相对稳定的阈值内。

第四章中，论文研究了在蜂窝通信系统中引入设备间通信的协作机制。在这种机制下小区基站将数据信号发送给蜂窝用户，同时允许临近的两个用户直接建立链路进行设备间通信。此时，小区基站有两种方式进行预编码，一种是旨在增强蜂窝用户接收信号强度的特征波束成形预编码方案，另一种是旨在减弱对设备间通信链路干扰的干扰消除预编码方案。论文分析了在小区基站能够获得理想下行信道信息和量化反馈信道信息两种情况下，蜂窝通信和设备间通信整个系统分别采用两种预编码方案能够达到的信道容量，并给出其闭式解。依据推导出的容量闭式解，论文提出了一种设备间通信中的自适应协作传输方案，以实现系统容量的优化。

关键词： 多天线技术，协作多点传输，中继，设备间通信，有限比特反馈

Multiple-Input Multiple-Output Coordinated Multi-Point Communications based on Limited Feedback

04008019 LIANG Le
Advisor XU Wei

Abstract

The multiple-input multiple-output (MIMO) technique is able to improve the channel capacity as well as channel reliability by exploiting multiplexing gains and diversity gains inherent of multi-antenna systems. Meanwhile, in traditional cellular systems, cell-edge users suffer substantial interference from adjacent cell base stations (BS) for global frequency reuse and densely populated BSs. This interference undermines communication quality of cell-edge users and in the end, decreases system throughput. In suburban areas, on the other hand, the BSs are deployed far from each other and thus fail to deliver high quality signals to remote users in most cases due to severe large-scale path loss. To address these issues, coordinated multi-point communication based on MIMO techniques have attracted much recent attention. This paper focuses on three typical coordination scenarios, i.e., coordinated multi-cell transmission, multi-antenna relay assistance, and device-to-device (D2D) communications underlying cellular networks. We study the capacity performance of these three communication systems under practical considerations such as quantization error and feedback delay and propose effective strategies to improve the system achievable rates.

In the second chapter, the paper studies the capacity performance of coordinated multi-point downlink transmissions based on limited feedback. We consider both path loss effects and channel imperfections including feedback delay and quantization error. Closed-form expressions are derived to characterize ergodic achievable rates for joint processing (JP) and coordinated beamforming (CBF) techniques, respectively. According to the derived expressions, an adaptive transmission strategy to switch between JP and CBF is proposed to maximize cell throughput. It is shown in the paper that the increase of feedback bits B can substantially improve the performance of the CBF mode and the feedback delay deteriorates the rate of the CBF mode more severely than the JP mode. This paper also points out that the user location with respect to its surrounding BSs can dramatically affect the mode switching results. The CBF

mode is preferred when each user is closer to its home BS than those in neighboring cells.

The third chapter studies the multi-antenna relay downlink channel with finite-rate feedback from both two-hop links. Data streams from the base station (BS) are transmitted to a relay station (RS), and then forwarded to multi-antenna users by performing block diagonalization (BD) precoding. We derive an upper bound for the system throughput loss due to channel quantization, and then propose a strategy of controlling feedback quality to maintain a bounded rate loss relative to the perfect channel knowledge case. We observe that the feedback load B_1 from the RS to the BS needs to scale in proportion to both the transmit power at the BS and RS while the feedback size B_2 from each user to the RS only needs to scale linearly with the transmit power at the RS. Another finding is that the scaling factor of BD indicates less feedback bits B_2 are required than zero-forcing beamforming to achieve the same multiplexing gain.

In the fourth chapter, the paper considers device-to-device (D2D) communications underlying cellular networks with a multi-antenna base station (BS). The BS serves its own cellular users while letting another remote terminal directly transmit signals to its nearby receiver via a D2D link. Two transmit strategies including beamforming (BF) and interference cancellation (IC) are considered at the BS for performance evaluation in terms of achievable channel capacity. The capacity performance of two different cases with perfect and quantized channel knowledge at the transmitter is derived with closed-form expressions. Based on these results, an adaptive transmission scheme to switch between BF and IC is proposed. Numerical results verify the accuracy of the derived expressions and draw the operating regions of BF/IC strategies at last.

Keywords: multiple-input multiple-output (MIMO), coordinated multi-point (CoMP) transmission, relay, device-to-device (D2D) communications, limited feedback

缩略词

AF	Amplify-and-Forward	放大转发
BD	Block Diagonalization	块对角化
BF	Beamforming	波束成形
BS	Base Station	基站
CBF	Coordinated Beamforming	协作波束成形
CCI	Co-Channel Interference	共信道干扰
CDI	Channel Direction Information	信道方向信息
CDMA	Code Division Multiple Access	码分多址接入
CoMP	Coordinated Multi-Point transmission	协作多点传输
CSI	Channel State Information	信道状态信息
CSIT	Channel State Information at the Transmitter	基站端获得的信道状态信息
CQI	Channel Quality Information	信道质量信息
D2D	Device-to-Device	设备间通信
DF	Decode-and-Forward	解码转发
DPC	Dirty Paper Coding	脏纸编码
FDD	Frequency Division Duplex	频分复用
FDMA	Frequency Division Multiple Access	频分多址接入
GSM	Global System for Mobile Communication	全球移动通信系统
IC	Interference Cancellation	干扰消除
JP	Joint Processing	联合处理
LTE	Long Term Evolution	长期演进
MIMO	Multiple-Input Multiple-Output	多输入多输出
RS	Relay Station	中继站
RMQ	Random Matrix Quantization	随机矩阵量化
RVQ	Random Vector Quantization	随机向量量化
SINR	Signal-to-Interference-plus-Noise Ratio	信干噪比
SNR	Signal-to-Noise Ratio	信噪比
SVD	Singular Value Decomposition	奇异值分解
TDD	Time Division Duplex	时分双工
TDMA	Time Division Multiple Access	时分多址接入
UE	User Equipment	用户设备

符号说明

M	基站天线数
N_t	中继站天线数
N_r	用户天线数
K	用户总数
k	第 k 个用户
$\Pr(\cdot)$	事件的概率
\mathbf{h}_k	用户 k 的信道状态信息
$\tilde{\mathbf{h}}_k$	用户 k 的信道方向信息
$\hat{\mathbf{h}}_k$	用户 k 的量化信道方向信息
\mathbf{H}	下行信道状态信息
x_k	用户 k 所需有用信号
\mathbf{x}	基站端发送信号向量
y_k	用户 k 处的接收信号
\mathbf{y}	用户端接收信号向量
n_k	用户 k 处的接收环境噪声
\mathbf{n}	用户端接收噪声信号向量
N_0	噪声功率
\mathbf{w}_k	用户 k 的波束成形向量
\mathbf{W}	预编码矩阵
P	基站端发射总功率
γ	用户接收信干噪比
\mathbf{z}_k	用户端接收噪声信号向量
ρ_k	用户 k 的延时系数
f_{dk}	用户 k 的多普勒平移
T_{sk}	用户 k 单位符号长度的反馈延时
\mathbf{C}_k	用户 k 的码本
α	路径损耗参数
η	路径损耗因子
B	反馈比特数
Z	量化误差
ϵ	量化误差的数学期望

$\mathbb{C}^{M \times N}$	$M \times N$ 的复矩阵集合
\mathbf{I}_M	M 阶单位矩阵
\mathcal{R}	系统容量, 吞吐量
$\mathbb{E}\{\cdot\}$	数学期望
$(\cdot)^H$	矢量或者矩阵的共轭转置
$(\cdot)^{-1}$	对方阵取逆
$\text{tr}(\mathbf{A})$	矩阵 \mathbf{A} 的迹
$\ \mathbf{A}\ _F$	矩阵 \mathbf{A} 的Frobenius范数
$\ \mathbf{x}\ $	向量 \mathbf{x} 的模
$\mathcal{CN}(\mu, \sigma^2)$	均值为 μ , 方差为 σ^2 的循环对称复高斯分布
$\text{diag}\{x_1, x_2, \dots, x_M\}$	以 x_1, x_2, \dots, x_M 为对角线元素的对角矩阵
χ_{2M}^2	自由度为 $2M$ 的卡方随机分布
$\text{Beta}(a, b)$	参数为 a 和 b 的贝塔分布

目 录

摘要	i
Abstract	iii
缩略词	v
符号说明	vii
第一章 绪论	1
1.1 论文的研究背景	1
1.1.1 多天线技术介绍	1
1.1.2 协作通信技术介绍	2
1.2 本论文的研究内容	3
第二章 多小区协作通信系统性能分析及自适应多模传输	5
2.1 引言	5
2.2 多小区协作通信系统模型	6
2.2.1 信道信息量化模型	7
2.2.2 延时信道模型	7
2.2.3 量化信道信息延时反馈模型	7
2.3 非理想CSIT下系统性能分析	8
2.3.1 JP协作模式下的系统性能分析	8
2.3.2 CBF协作模式下的系统性能分析	9
2.3.3 数值分析	11
2.4 自适应协作多模传输方案设计	11
2.5 本章小结	14
2.6 附录	14
2.6.1 引理 1 的证明	14
第三章 多天线中继协作通信中的信道信息反馈技术	17
3.1 引言	17
3.2 多天线中继协作通信系统模型	18
3.2.1 理想信道信息下的线性预编码	18
3.2.2 量化信道信息反馈下的线性预编码	19
3.3 一些基本结论	20

3.3.1	随机向量量化	20
3.3.2	随机矩阵量化	20
3.3.3	一个矩阵不等式	21
3.4	中继系统性能分析及信道反馈设计	21
3.4.1	性能损失上界分析	22
3.4.2	信道信息反馈方法设计	22
3.4.3	数值分析	24
3.5	本章小结	25
3.6	附录	25
3.6.1	引理 2 的证明	25
3.6.2	定理 1 的证明	27
3.6.3	定理 2 的证明	29
第四章	设备间通信中多天线自适应协作传输方案设计	31
4.1	引言	31
4.2	设备间通信系统模型	32
4.3	理想信道信息下系统性能分析	33
4.3.1	特征波束成形预编码性能分析	34
4.3.2	干扰消除预编码性能分析	35
4.4	量化信道信息下系统性能分析	36
4.4.1	特征波束成形预编码性能分析	36
4.4.2	干扰消除预编码性能分析	37
4.5	设备间通信的自适应协作传输方案设计 & 数值分析	39
4.5.1	自适应协作传输方法设计	39
4.5.2	数值分析	39
4.6	本章小结	40
4.7	附录	41
4.7.1	引理 5 的证明	41
第五章	全文总结及展望	43
5.1	本论文主要贡献	43
5.2	进一步研究的方向	44
致谢		47
参考文献		49
附录		53
作者毕业设计期间已投论文和已申请专利		55

第一章 绪论

1.1 论文的研究背景

二十世纪八十年代以来，蜂窝通信系统日益广泛的应用推动了移动通信技术的迅猛发展，深刻改变了人们的生活和交流方式^[1]。从以频分复用（FDMA, Frequency Division Multiple Access）技术为特征的第一代模拟通信系统，到以 GSM（Global System for Mobile Communication）和 CDMA One（IS-95）为典型代表的第二代数字通信系统，再到以频分复用（CDMA, Code Division Multiple Access）技术为主要特征的第三代通信系统，移动通信的发展经历了从仅支持语音通信的单一化服务到支持大数据量多样化服务的转变。第三代移动通信系统能够提供最高达 2 Mbps 的高速率、高质量的数据传输速率，同时与第二代移动通信系统保持良好的兼容性。随着第三代移动通信系统不断得到推广和使用，下一代移动通信技术研究又在如火如荼的开展着。与第三代移动通信系统相比，下一代通信技术将要实现每秒数百兆的数据传输速率。但是频谱资源是有限的，如何高效利用有限的频谱资源，提升通信容量成为下一代移动通信系统必须克服的关键问题。

1.1.1 多天线技术介绍

多天线技术通过利用空间复用增益和分集增益^[2]，能够在不增加额外发射功率和带宽的前提下显著提高系统的通信容量和可靠性，因而已经成为未来移动通信系统实现高速率数据传输的重要技术。该技术要求基站和用户端拥有多根天线，能够同时接收或发送多路数据流，因而能够在空间上对频率资源进行复用，从而显著提高频谱的利用效率。对于多天线技术的研究主要从上述的两种增益，即空间复用增益和分集增益出发的。

多天线复用增益来自于收发两端配置的多天线提供的多个空间自由度，这些空间自由度为多个独立的数据流复用同一个时频信道提供了可能，从而带来容量的提升。研究表明，在单用户MIMO信道中，当发送端和接收端分别拥有 M 和 N 根天线时，MIMO信道容量正比于 $\min\{M, N\}$ ^[2]。多天线的分集增益是抵抗信道衰落的一个有效手段，它是通过将相同的信息码元通过多个独立信道发送到接收端而获得，由于收发端的多根天线为数据在空间提供了多个独立的通道，因而MIMO技术可以很好的实现分集，在发送端和接收端分别拥有 M 和 N 根天线的情况下，系统通过空时编码可获得

最大为 MN 的分集重数^[2]。

需要指出的是，多天线技术的复用增益和分解增益等是通过基站端的预编码或空时编码获得的，而要获得理想的编码性能，基站端一般需要知晓理想的下行信道信息。但是在实际系统中，尤其是频分双工（FDD, Frequency Division Duplexing）系统中，这一信息很难精确获得，这种情况下，我们采用一种称为有限比特反馈的技术^[14]来解决这一问题。在有限比特反馈机制中，每次传输时隙开始，基站首先发送导频信号，接收端根据基站发送的导频信号进行信道估计获得准确的下行信道信息，并将该信道信息依据已有码本进行量化，最终将该量化信息通过有限个比特反馈给基站，反馈比特数的大小取决于反馈信道容量。基站最终根据有限反馈过来的信息，恢复出量化后的下行信道信息。

1.1.2 协作通信技术介绍

传统蜂窝通信系统中，由于频谱全局复用、小区基站分布密集等因素，蜂窝小区的边缘用户会受到相邻小区基站发送信号的强烈干扰^[3]，导致接收信号质量的下降。另一方面，在一些偏远的乡村地区，由于基站架设过于稀疏以及基站发射功率有限，偏远用户接收到的信号能量一般较弱，很难支持高速率的数据传输。针对上述这些问题，基于多天线的多点协作通信技术不断被研究人员提出并完善。该协作通信技术可以通过多个相邻小区基站间的协作、在蜂窝小区中引入多天线中继站、在蜂窝小区中支持设备间直接通信等多种形式，实现高速率、低延时等系统要求，已经成为未来无线通信系统 LTE-A(Long Term Evolution-Advanced) 的重要技术。下面我们介绍三种典型的协作通信场景。

第一种是多小区协作通信系统。该协作通信系统通过相邻小区基站间的协作，减少小区间的共信道干扰^[4]，提高用户接收信号的质量，从而提升系统的通信容量。目前，多小区协作通信机制主要有两种模式，一种是联合处理协作模式（JP, Joint Processing），另一种是协作波束成形协作模式（CBF, Coordinated Beamforming）。JP协作模式下，在一个传输时隙内，多个参与协作的基站同时对已调度好的一个用户进行联合数据传输，并在不同时隙，选择不同的用户进行传输。而CBF协作模式下，所有传输时隙内，每个基站只负责对本小区内已调度好的用户进行数据传输，同时利用共享的下行信道信息对相邻小区的用户做干扰抑制。与JP模式相比，CBF协作模式下协作基站只需要共享下行信道信息，而无需共享各基站发送的数据信息，因而数据共享负荷明显减小，系统延时也会随之降低^[5]。

第二种协作通信场景是多天线中继协作通信技术。该协作通信技术通过传统无线通信系统中引入中继站对基站发送的信号进行接收并转发给用户，来抵抗信道衰落、阴影效应等对信号质量造成的不良影响，因而能够有效提升偏远用户的接收信号强度，扩大小区覆盖范围^[7]。一般而言，中继技术分为两类，一类是解码并转发（DF, Decode-and-Forward），又称为再生中继；另一类是放大并转发（AF, Amplify-

and-Forward)，又称为非再生中继。在DF中继方式中，中继站首先接收小区基站发送的信号，并对该信号进行解码检测，再重新对解码后的数据进行编码并转发给小区用户。而在AF中继方式中，中继站接收到基站发送的信号后，不进行解码等操作，直接对信号进行功率放大，再将功率放大后的信号转发给小区用户。一般而言，DF中继方式在干扰受限信道中的性能比AF中继方式要好，这是由于AF中继方式在放大信号的同时也放大了噪声，但是DF中继方式具有很高的实现复杂度^[6]。

第三种协作通信场景是蜂窝系统中的设备间通信技术^[8]。该协作通信系统中，小区基站负责发送数据给蜂窝用户同时允许其他临近的用户直接建立链路进行通信而无需经由基站的转发。在蜂窝网络中引入设备间通信机制能够很好的满足网络局部高速数据传输的需求，同时通过通信资源的复用，提升系统的吞吐量。在蜂窝通信和设备间通信之间进行的资源分配主要有三种形式，第一种是普通非正交方式，该方式下系统为蜂窝通信链路和设备间通信链路分配相同的时频资源，因而能够提高通信资源的使用效率，但同时会造成两条链路间的相互干扰，此时需要基站协调两条通信链路发射机的发射功率以控制干扰水平。第二种是正交资源分配方式，该方式下系统为蜂窝通信链路和设备间通信链路分配相互正交的资源块，因而两条链路间不会产生任何的干扰，此时需要对资源的分配方式进行优化以实现系统通信性能的最优。第三种是小区方式，该方式下设备间进行通信是藉由基站转发实现的，基站此时充当上面所述的中继站的角色，对设备间通信发射机发送的信号进行功率增强或解码再编码之后转发给设备间通信接收机，这种方式跟传统的蜂窝系统概念上相似。

1.2 本论文的研究内容

本论文针对上述的三种典型的协作通信场景，分别分析研究了它们在实际系统存在信道量化误差等非理想因素情况下的性能，主要通过以下几个章节展开：

- 第二章主要研究了多小区协作通信场景，分析了当系统实施过程中存在信道信息量化误差、信达反馈延时以及信号路径损耗等情况下，协作波束成形和联合处理两种协作模式的性能表现，分别给出了它们所能达到的系统通信容量的闭式解。基于推导出的系统容量闭式解，本章提出了一种多小区自适应多模协作传输方案，要求系统根据当前实际状态自适应选择较优的协作模式，以实现数据传输速率的最优化。
- 第三章主要研究了多天线两跳中继协作通信场景，分析了当基站和中继站只能通过有限比特反馈获得非理想的下行信道信息的情况下，系统相对于理想信道信息情况的性能损失，并给出了该性能损失的上界。基于对信道量化误差导致的性能损失的分析，本章提出了一种高效的信道反馈设计方案，要求用户到中继站以及中继站到基站两级链路反馈比特数随着基站和中继站发射功率的增大而做相应的调整，以维持量化误差导致的性能损失处于一个相对稳定的范围内。

- 第四章分析了蜂窝系统中引入设备间通信机制的场景，分别研究了当蜂窝基站能够获得理想的下行信道状态信息以及量化反馈信道信息两种情况下，特征波束成形预编码以及干扰消除预编码两种预编码的性能，给出了它们所能达到的系统通信容量的闭式解。基于该闭式解，本章提出了设备间通信中的自适应协作传输方案，要求基站根据当前系统状态自适应选择编码方式，以保证系统始终能够获得较优的传输性能。
- 第五章中对全篇论文的研究成果进行了总结，并对未来的研究方向提出了建议。

第二章 多小区协作通信系统性能分析及自适应多模传输

2.1 引言

多天线技术通过对时频资源进行空间上的复用，能够在不增加功率和带宽的前提下，显著提高系统的通信容量和可靠性。然而在传统的多小区MIMO系统中，由于基站的密集放置以及同一频段的全局复用，不同小区间的信号将会不可避免的产生相互干扰，并最终导致系统性能的恶化^[3]，基于相邻小区基站间合作的多点协作传输技术（CoMP, Coordinated Multi-Point）为解决该问题提供了一种很好的思路^{[4][9]}。目前CoMP下行技术主要有两种模式，一种是联合处理协作模式（JP, Joint Processing），另一种是协作波束成形协作模式（CBF, Coordinated Beamforming）。JP协作模式下，多个协作基站同时对所选定用户发送数据，实施联合传输；CBF协作模式下，参与协作的基站只为本小区用户发送数据，但是通过预编码技术对相邻小区用户做干扰消除。JP协作模式下，基站之间不仅需要共享各自的下行信道信息，还需要共享发送给本小区用户的数据信息，因而与只共享信道信息的CBF协作模式相比，系统延时较大^[5]。

然而，在实际通信系统中，尤其是当采用频分双工（FDD, Frequency Division Duplexing）技术时，基站很难获得理想的下行信道信息（CSIT, Channel State Information at the Transmitter）。此时一般采用绪论中介绍的有限比特反馈技术来解决这一问题^[14]，但是通过有限比特反馈获得的信息与理想的信道信息相比，不可避免的存在量化误差。并且由于反馈链路的延时，某一时刻基站获得的信道信息并不是当前时刻的真实信道信息，而是一段延时之前的信息。同时，由于路径损耗的影响，基站发送的信号会经历严重的大尺度衰落。因而，我们需要分析当实际系统存在量化误差、反馈延时和路径损耗等非理想因素时两种JP和CBF协作模式的性能，并基于此分析，为系统设计一种自适应多模传输方式，以实现系统传输速率的最大化。

本章的结构安排如下：第 2.2 节介绍了多小区协作通信系统的模型，第 2.3 节详细分析了JP和CBF两种协作模式下，实际系统能够达到的传输速率，推导出理论闭式解，并在最后仿真验证了该闭式解的准确性，第 2.4 节介绍了多小区协作通信系统中的自适应多模传输方案，第 2.5 节对本章做了小结。

2.2 多小区协作通信系统模型

图 2.1 所示为JP和CBF协作模式的系统示意图，在参与协作的 M 个相邻小区中，每个小区内有一个配有 N_t 根天线的基站，并且每个小区内通过调度在每个时隙只有一个单天线用户等待数据传输，不失一般性，我们假设 $N_t = M$ 。

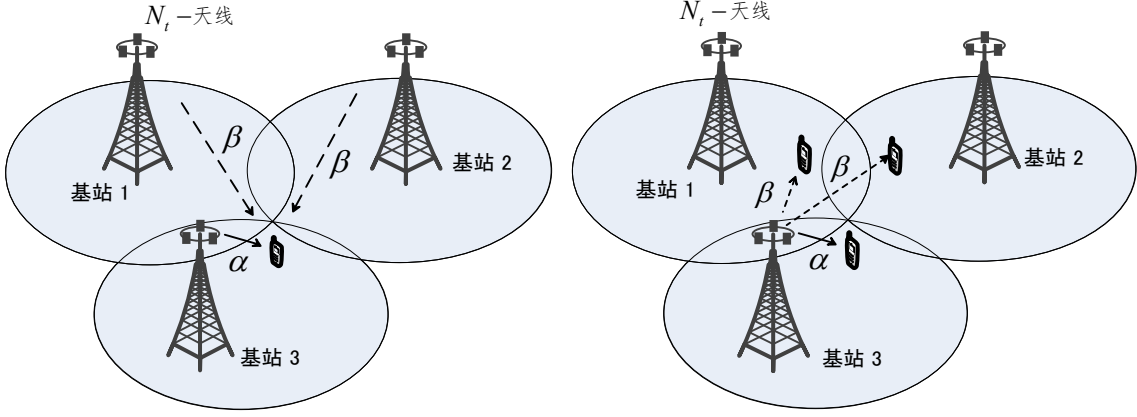


图 2.1 JP协作模式和CBF协作模式系统模型

在JP协作模式下，系统采用时分复用（TDMA, Time Division Multiple Access）的工作方式，每个时隙首先从 M 个已调度好的用户中选择一个用户进行数据传输。之后，参与协作的 M 个基站同时对该用户发送数据。 $\mathbf{h}_u[n]$ 表示在时刻 $[n]$ 从第 u 个基站到已调度用户的信道， $\mathbf{w}_u[n]$ 表示基站 u 的预编码矩阵，假设信道经历平坦衰落，则用户在 $[n]$ 时刻接收到的信号为：

$$y[n] = \sqrt{\alpha} \mathbf{h}_u^H[n] \mathbf{w}_u[n] x[n] + \sqrt{\beta} \sum_{v=1, v \neq u}^M \mathbf{h}_v^H[n] \mathbf{w}_v[n] x[n] + N[n] \quad (2.1)$$

其中 $x[n]$ 表示发送给已调度用户的信号，其功率受限为 $|x[n]|^2 = P/M$ ， $N[n]$ 表示归一化零均加性高斯噪声，即 $N[n] \sim \mathcal{CN}(0, 1)$ 。路径损耗的影响用 $\alpha = (D_0/D_\alpha)^\eta$ 和 $\beta = (D_0/D_\beta)^\eta$ 来表示，其中 D_0 表示参考距离， D_α 和 D_β 分别表示用户到其主基站的距离和到相邻小区基站的距离， η 的值可以通过实际测量。需要注意的是这里为了计算简便，我们假设每个用户到其 $M - 1$ 个相邻小区基站的距离相等，即它们的路径损耗都通过参数 β 来表达。

在CBF协作模式下，所有时隙内，每个基站只对本小区的用户发送数据，同时基于共享的下行信道信息进行预编码设计，以抵消对相邻小区用户的干扰。此时用户 u 在时刻 $[n]$ 接收到的信号 $y_u[n]$ 为：

$$y_u[n] = \sqrt{\alpha} \mathbf{h}_{u,u}^H[n] \mathbf{w}_u[n] x_u[n] + \sqrt{\beta} \sum_{v=1, v \neq u}^M \mathbf{h}_{u,v}^H[n] \mathbf{w}_v[n] x_v[n] + N_u[n] \quad (2.2)$$

其中 $x_u[n]$ 表示发送给用户 u 的数据信号， $\mathbf{h}_{u,v}[n] \in \mathbb{C}^{N_t \times 1}$ 表示基站 v 到用户 u 的信道， $N_u[n]$ 表示归一化的零均加性高斯噪声。

2.2.1 信道信息量化模型

这里我们采用随机向量量化方法对信道的方向信息 $\tilde{\mathbf{h}}$ ，即归一化的信道信息进行量化，根据文献[14]， $\tilde{\mathbf{h}}$ 可以做如下分解：

$$\tilde{\mathbf{h}} = \sqrt{1-Z} \hat{\mathbf{h}} + \sqrt{Z} \mathbf{s} \quad (2.3)$$

其中 $\hat{\mathbf{h}}$ 表示归一化信道信息 $\tilde{\mathbf{h}}$ 的量化值，向量 \mathbf{s} 在 $\hat{\mathbf{h}}$ 的零空间上独立同分布。量化误差用 Z 表示，并且变量 $\hat{\mathbf{h}}$ ， \mathbf{s} 和 Z 相互独立。 Z 的期望由文献[18]给出：

$$\mathbb{E}[Z] = \mathbb{E}[\sin^2\theta] = 2^B \cdot \beta(2^B, \frac{N_t}{N_t-1}) \quad (2.4)$$

其中 B 表示反馈比特数大小， θ 表示量化信道信息 $\hat{\mathbf{h}}$ 和归一化信道信息 $\tilde{\mathbf{h}}$ 的夹角， $\beta(x, y) = \frac{\Gamma(x)\Gamma(y)}{\Gamma(x+y)}$ 表示 β 函数，其中 $\Gamma(x) = \int_0^\infty t^{x-1} e^{-t} dt$ 。

2.2.2 延时信道模型

我们采用平稳高斯-马尔科夫块衰落模型[15]来对信道延时效应进行建模。不失一般性，假设信道信息延时一个符号周期，此时两次信道实现之间的关系为：

$$\mathbf{h}[n] = \rho \mathbf{h}[n-1] + \mathbf{e} \quad (2.5)$$

其中 $\mathbf{h}[n]$ 和 $\mathbf{h}[n-1]$ 分别表示时刻 $[n]$ 和时刻 $[n-1]$ 的信道， \mathbf{e} 表示信道误差，其各个元素满足 $e_i \sim \mathcal{CN}(0, \varepsilon_e^2)$ 且与信道 $\mathbf{h}[n-1]$ 无关。根据克拉克散射模型，我们得到 $\rho = J_0(2\pi f_d T)$ ，其中 $J_0(\cdot)$ 表示第一类零阶贝塞尔函数， f_d 表示多普勒频偏， T 表示符号周期，并且有 $\varepsilon_e^2 = 1 - \rho^2$ 。

2.2.3 量化信道信息延时反馈模型

基于公式(2.3)和(2.5)，我们依据有限比特反馈的实施步骤很容易得到描述信道信息延时反馈的综合模型。在时刻 $[n-1]$ ，用户将信道方向向量 $\tilde{\mathbf{h}}[n-1]$ 依据已有码本量化为 $\hat{\mathbf{h}}[n-1]$ ，并将此信息反馈给基站，经过一个符号周期的延时，基站在时刻 $[n]$ 接收到反馈的量化信道信息 $\hat{\mathbf{h}}[n-1]$ ，再基于该信息设计预编码 $\mathbf{w}[n]$ ，因此，信道信息 $\mathbf{h}[n]$ 可以表述为：

$$\begin{aligned} \mathbf{h}[n] &= \rho \|\mathbf{h}[n-1]\| \tilde{\mathbf{h}}[n-1] + \mathbf{e} \\ &= \rho \|\mathbf{h}[n-1]\| \left(\sqrt{1-Z} \hat{\mathbf{h}}[n-1] + \sqrt{Z} \mathbf{s}[n-1] \right) + \mathbf{e} \end{aligned} \quad (2.6)$$

其中， $\|\mathbf{h}[n-1]\|$ 表示 $[n]$ 时刻信道信息的模， $\mathbf{s}[n-1]$ 在信道量化信息 $\hat{\mathbf{h}}[n-1]$ 的零空间上独立同分布。

2.3 非理想CSIT下系统性能分析

本节分别针对JP和CBF协作模式，推导出系统可达传输速率的闭式解。在JP协作模式中，基站端采用特征波束成形的预编码方式，以增加用户接收的信号能量^[16]；在CBF协作模式中，基站采用迫零波束成形（ZFBF, Zero-Forcing Beamforming）预编码技术，以抑制协作基站对相邻小区用户的干扰。

2.3.1 JP协作模式下的系统性能分析

由于JP协作模式中，经过调度，在一个时隙内只有一个用户接收数据，因而可以直接计算该用户的接收信噪比（SNR, Signal-to-Noise Ratio）。在采用特征波束成形预编码的情况下，直接将量化反馈回来的信道信息 $\hat{\mathbf{h}}[n-1]$ 作为基站端的预编码向量，此时已调度用户的接收信噪比为：

$$\gamma = \frac{\alpha P}{M} \left| \mathbf{h}_u^H[n] \hat{\mathbf{h}}_u[n-1] \right|^2 + \frac{\beta P}{M} \sum_{v=1, v \neq u}^M \left| \mathbf{h}_v^H[n] \hat{\mathbf{h}}_v[n-1] \right|^2. \quad (2.7)$$

将综合信道模型 (2.6) 代入上式，可以得到：

$$\begin{aligned} \gamma = & \frac{\alpha \rho^2 P}{M} \|\mathbf{h}_u[n-1]\|^2 \cos^2 \theta_u + \frac{\alpha P}{M} \left| \mathbf{e}_u^H \hat{\mathbf{h}}_u[n-1] \right|^2 \\ & + \frac{\beta \rho^2 P}{M} \sum_{v=1, v \neq u}^M \|\mathbf{h}_v[n-1]\|^2 \cos^2 \theta_v + \frac{\beta P}{M} \sum_{v=1, v \neq u}^M \left| \mathbf{e}_v^H \hat{\mathbf{h}}_v[n-1] \right|^2 \end{aligned} \quad (2.8)$$

其中 $\cos^2 \theta_u$ 表示式 (2.4) 中的 $(1 - Z_u)$ 。

由于 \mathbf{e}_u 和 $\hat{\mathbf{h}}_u[n-1]$ 相互独立， $\left\| \hat{\mathbf{h}}_u[n-1] \right\|^2 = 1$ ，且 $\mathbf{e}_u \sim \mathcal{CN}(0, \varepsilon_e^2 \mathbf{I})$ ，可以得到 $\left| \mathbf{e}_u^H \hat{\mathbf{h}}_u[n-1] \right|^2$ 是一个以 ε_e^2 为均值的指数分布随机变量。另外，根据文献[16]的结论， $\|\mathbf{h}_u[n-1]\|^2 \cos^2 \theta_u$ 等价于一个满足 $\sigma \chi_{2N_t}^2$ 分布的随机变量，其中 σ 由下式确定：

$$\sigma = \mathbb{E} [\cos^2 \theta] = 1 - 2^B \cdot \beta(2^B, \frac{N_t}{N_t - 1}) \quad (2.9)$$

且 $\chi_{2N_t}^2$ 表示一个满足自由度为 $2N_t$ 的卡方分布的随机变量。

为简便起见，我们用 c_1, c_2, c_3 以及 c_4 来表示式 (2.8) 中的四个系数，即

$$\begin{aligned} c_1 &= \frac{\alpha \sigma P}{M} \rho^2 & c_2 &= \frac{\alpha P}{M} \varepsilon_e^2 \\ c_3 &= \frac{\beta \sigma P}{M} \rho^2 & c_4 &= \frac{\beta P}{M} \varepsilon_e^2. \end{aligned} \quad (2.10)$$

此时，(2.8) 中的接收信噪比就等价于四个满足卡方分布的随机变量的加权和，即

$$\gamma = c_1 \chi_{2N_t}^2 + c_2 \chi_2^2 + c_3 \chi_{2N_t(M-1)}^2 + c_4 \chi_{2(M-1)}^2. \quad (2.11)$$

虽然接收信噪比 γ 是由四个已知分布的随机变量的加权和组成，但是基于此公式直接计算 γ 的概率密度函数的准确值仍然非常困难。这里我们采用文献[19]中介绍的方法进行处理，将 $1 + \gamma$ 可以进一步近似为新的卡方随机变量，即

$$1 + \gamma \approx \psi \chi_l^2 \quad (2.12)$$

其中参数 ψ 和 l 由上式左右两边第一和第二阶统计量相等的条件计算获得：

$$\psi l = 1 + c_1 N_t + c_2 + c_3 (M - 1) N_t + c_4 (M - 1) \quad (2.13)$$

$$2\psi^2 l = N_t c_1^2 + c_2^2 + (M - 1) N_t c_3^2 + (M - 1) c_4^2. \quad (2.14)$$

基于 (2.13) 和 (2.14)，我们可以计算得到 ψ 和 l 的闭式解：

$$\psi = \frac{N_t c_1^2 + c_2^2 + (M - 1) N_t c_3^2 + (M - 1) c_4^2}{2(1 + c_1 N_t + c_2 + c_3 (M - 1) N_t + c_4 (M - 1))} \quad (2.15)$$

$$l = \frac{2(1 + c_1 N_t + c_2 + c_3 (M - 1) N_t + c_4 (M - 1))^2}{N_t c_1^2 + c_2^2 + (M - 1) N_t c_3^2 + (M - 1) c_4^2}. \quad (2.16)$$

因此，基于 (2.12)，JP协作模式下系统的可达传输速率的闭式解为：

$$\begin{aligned} \mathcal{R}_{JP} &= \mathbb{E} [\log_2(1 + \gamma)] \\ &\approx \mathbb{E} [\log_2 \psi + \log_2 \chi_l^2] \\ &= \log_2(\psi l) - \log_2(e) \left(\frac{1}{l} - \frac{1}{3l^2} - \frac{2}{15l^4} \right) \end{aligned} \quad (2.17)$$

其中，最后一个等式源于文献[13]：

$$\mathbb{E}[\ln \chi_l^2] = \ln l - \frac{1}{l} + \frac{1}{3l^2} + \frac{2}{15l^4} + O(l^{-6}). \quad (2.18)$$

2.3.2 CBF协作模式下的系统性能分析

在分析CBF协作模式下系统的可达传输速率之前，我们首先给出一条重要的引理：

引理 1 针对三个相互独立的随机变量 $x_0 \sim \chi_2^2$, $y_1 \sim \chi_{2m}^2$ 和 $y_2 \sim \chi_{2m}^2$ ，定义速率函数 $R(\mu, \mu_1, \mu_2, m) = \mathbb{E} \left[\log_2 \left(1 + \frac{\mu x_0}{1 + \mu_1 y_1 + \mu_2 y_2} \right) \right]$ ，其中 μ, μ_1 和 μ_2 是正整数，可以得到：

$$\begin{aligned} R(\mu, \mu_1, \mu_2, m) &= \frac{1}{\ln 2} \sum_{i=0}^{m-1} \sum_{j=1}^2 \mu^{i+1} i! A_i^{(j)} \left[e^{\frac{1}{\mu}} \Gamma \left(0, \frac{1}{\mu} \right) \left(\frac{\mu}{\mu_j} - 1 \right)^{-i-1} \right. \\ &\quad \left. - \sum_{k=1}^{i+1} \frac{e^{\frac{1}{\mu_j}}}{\mu^{k-1}} \Gamma \left(-k + 1, \frac{\mu}{\mu_j} \right) \left(\frac{\mu}{\mu_j} - 1 \right)^{-i+k-2} \right] \end{aligned} \quad (2.19)$$

其中 $\Gamma(a, x) \triangleq \int_x^\infty e^{-t} t^{a-1} dt$ ， $A_i^{(1)}$ 和 $A_i^{(2)}$ 分别来源于式 (2.28) 和 (2.29)。

证明：见附录 2.6.1。

在CBF协作模式下，参与协作的小区基站利用所获得的延时反馈下行信道信息依据迫零准则设计预编码向量。然而尽管这里采用了迫零准则，但由于计算所基于的信道信息是通过延时反馈获得的，而并非当前时刻准确的信道信息，因而多小区间的相互干扰仍然存在，这样我们需要评估用户 u 所接收信号的的信干噪比（SINR, Signal-to-Interference-plus-Noise Ratio），所依据公式如下：

$$\gamma_u = \frac{\alpha(P/M) |\mathbf{h}_{u,u}^H[n] \mathbf{w}_u[n]|^2}{1 + \beta(P/M) \sum_{v=1, v \neq u}^M |\mathbf{h}_{u,v}^H[n] \mathbf{w}_v[n]|^2}. \quad (2.20)$$

将综合信道模型 (2.6) 代入上式，我们可以得到：

$$\gamma_u = \frac{\alpha(P/M) |\mathbf{h}_{u,u}^H[n] \mathbf{w}_u[n]|^2}{1 + \beta(P/M) \sum_{v=1, v \neq u}^M |\rho \|\mathbf{h}_{u,v}[n-1]\| \sqrt{Z_{u,v}} \mathbf{s}_{u,v}^H[n-1] \mathbf{w}_v + \mathbf{e}_{u,v}^H \mathbf{w}_v|^2}. \quad (2.21)$$

为了进一步确定 γ_u 的分布，我们对上式中表征信号功率和干扰功率的项分开考虑。对于信号项，由于 $\mathbf{w}_u[n]$ 在 $\hat{\mathbf{h}}_{u,v}[n-1]$ 的零空间上进行选取，因而在 $\mathbb{C}^{N_t \times 1}$ 的复空间上各向同分布，并且独立于 $\mathbf{h}_{u,u}[n-1]$ 以及 $\mathbf{h}_{u,u}[n]$ ^[14]，同时 $\mathbf{w}_u[n]$ 是归一化向量，因而我们可以认为 $|\mathbf{h}_{u,u}^H[n] \mathbf{w}_u[n]|^2 \sim \chi_2^2$ 。

对于干扰项，由于基站利用延时反馈的信道信息 $\hat{\mathbf{h}}_{u,v}[n-1]$ 基于迫零准则进行预编码设计，因而可以得到 $\hat{\mathbf{h}}_{u,v}^H[n-1] \mathbf{w}_v[n] = 0$ 。对于由反馈延时引起的干扰项 $|\mathbf{e}_{u,v}^H \mathbf{w}_v[n]|^2$ ，由于 $\mathbf{e}_{u,v}$ 独立于 $\mathbf{w}_v[n]$ 并且 $\|\mathbf{w}_v[n]\|^2 = 1$ ，我们得出该项是一个均值为 ε_e^2 的指数分布随机变量。通过量化域近似的方法，我们可以得到由量化引起的干扰项 $(\|\mathbf{h}_{u,v}[n-1]\|^2 Z_{u,v} |\mathbf{s}_{u,v}^H[n-1] \mathbf{w}_v|^2)$ 可以近似为一个均值为 $\kappa = 2^{-\frac{B}{N_t-1}}$ 的指数随机变量^[16]，其概率密度函数为：

$$f_X(x) = \frac{1}{\kappa} e^{-\frac{x}{\kappa}}. \quad (2.22)$$

分析过程中，我们忽略了同时含有 $\mathbf{e}_{u,v}$ 和 $\mathbf{s}_{u,v}[n-1]$ 的交叉项，这是由于该值通常情况下都很小。基于上述分析，可以将用户 u 接收信号的信干噪比 γ_u 总结如下：

$$\gamma_u = \frac{\delta z}{1 + \delta_1 y_1 + \delta_2 y_2} \quad (2.23)$$

其中随机变量 $z \sim \chi_2^2$ ， $y_1 \sim \chi_{2(M-1)}^2$ ， $y_2 \sim \chi_{2(M-1)}^2$ ，且 $\delta = \alpha(P/M)$ ， $\delta_1 = \beta \rho^2 \kappa(P/M)$ ， $\delta_2 = \beta \varepsilon_e^2(P/M)$ 。

这里，通过比较 (2.23) 中信干噪比的分布和在引理 1 中定义的随机变量的分布关系，我们可以计算得到CBF协作模式下系统的可达传输速率为：

$$\begin{aligned} \mathcal{R}_{CBF} &= \sum_{u=1}^M \mathbb{E} [\log_2 (1 + \gamma_u)] \\ &= M \cdot R(\delta, \delta_1, \delta_2, M-1) \end{aligned} \quad (2.24)$$

其中 $R(\cdot, \cdot, \cdot, \cdot)$ 源于 (2.19)。

2.3.3 数值分析

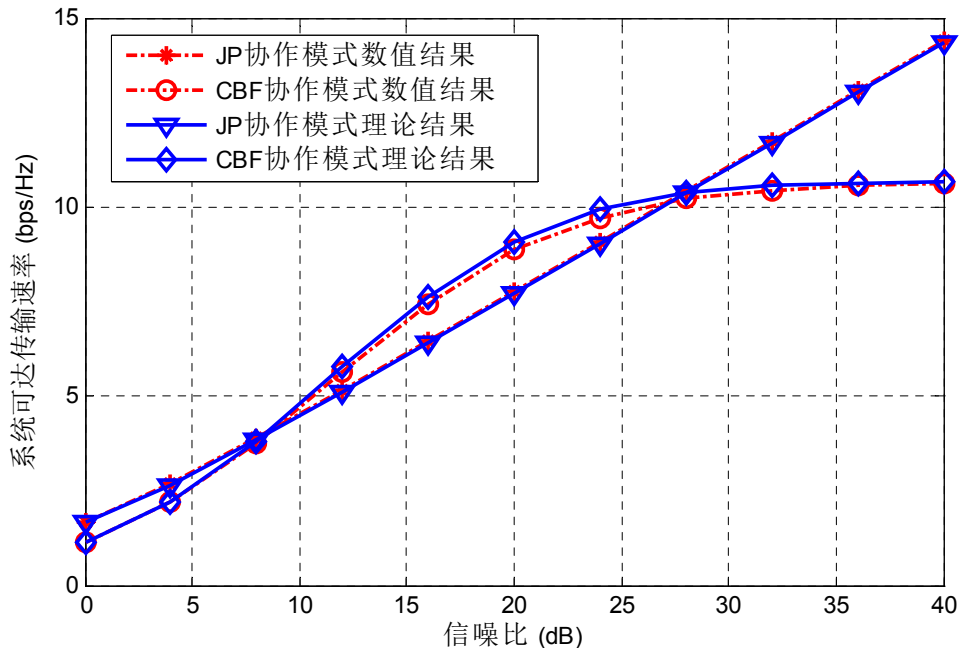


图 2.2 JP和CBF协作模式下的系统可达传输速率，系统参数为： $B = 10$, $f_d T_{JP} = 0.06$, $f_d T_{CBF} = 0.03$, $D_\beta = 1.2D_0$, $D_\alpha = D_0$, $\eta = 2$, $M = N_t = 3$.

如图 2.2 所示，JP和CBF协作模式下系统可达传输速率的闭式解 (2.17) 和 (2.24) 与实际仿真得到的数值解基本一致，从而验证了本论文推导的准确性。值得注意的是仿真过程中，我们假定JP协作模式下经历的反馈延时是CBF协作模式是两倍，这是由于在实际系统实施的过程中，JP协作模式由于大量的数据信息共享，会产生比CBF模式更大的系统延时^[17]。从图 2.2 中我们可以发现，JP协作模式和CBF协作模式的性能曲线存在两个交点，当信噪比较低或者较高时，JP协作模式优于CBF模式，但是当信噪比处于一个中等水平时，CBF协作模式的性能会优于JP模式。

2.4 自适应协作多模传输方案设计

从图 2.2 我们已经观察发现，JP和CBF协作模式的优劣性取决于系统的信噪比，只有当信噪比处于中等水平时，CBF协作模式才会达到比JP模式更有的传输性能。因此系统应该根据当前信噪比的情况适时调整协作模式，以实现传输速率的最大化。在 2.3 节中，我们已经对多小区协作通信系统存在信道信息量化误差、反馈链路延时以及路径损耗等非理想因素时，JP和CBF 两种协作模式下的传输性能做了详细分析，并给出了闭式解，下面我们将利用推导出的闭式解设计自适应协作多模传输方案：

$$s = \arg \max_{s \in \mathcal{S}} \mathcal{R}_s \quad (2.25)$$

其中 $\mathcal{S} = \{\text{JP}, \text{CBF}\}$ ，JP和CBF协作模式下，系统传输速率 \mathcal{R}_s 分别来源于公式 (2.17) 和 (2.24)。

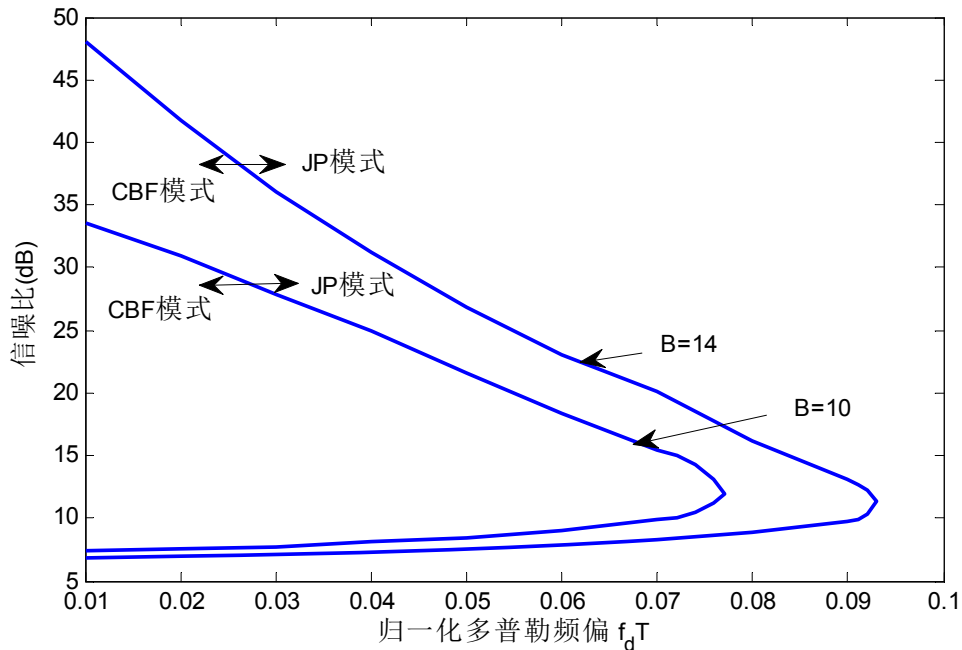


图 2.3 JP和CBF协作模式的可行域，系统参数： $D_\beta = 1.2D_0$, $D_\alpha = D_0$, $\eta = 1.2$, $M = N_t = 3$ 。

由于JP和CBF协作模式下系统传输速率的闭式解已经在式 (2.17) 和 (2.24) 中给出，因此可以直接通过数值的方法给出 (2.25) 的解。图 2.3 给出了JP和CBF协作模式相对于归一化多普勒频偏 $f_d T$ 和平均信噪比 SNR 的可行域，从该图中可以看出当系统延时较小或者处于中等水平时，CBF协作模式能够在一定信噪比范围内达到比JP模式更优的性能。但是当系统延时非常大时，JP协作模式的性能始终占优，且和系统的平均信噪比无关。同时，还可以从图 2.3 中发现，CBF协作模式性能的损失可以通过增大反馈比特数来改善，而JP模式对于这一做法的改善效果并不明显。综合以上两点，可以得出结论：JP协作模式的鲁棒性比CBF协作模式更强。

在图 2.4 中，给出了 JP 协作模式和 CBF 协作模式相对于系统平均信噪比以及反馈比特数两个参数的可行域，分别画出了用户平均移动速率为 3 m/s 以及 6 m/s 两种情况。从图中可以观察发现，当系统反馈比特数较小时，即基站所获得的下行信道信息的准确程度很低的情况下，CBF协作模式的性能比JP协作模式差，而随着系统反馈比特数的增大，基站端能够获得的下行信道信息的准确度不断提高时，CBF协作模式的可行域在逐渐变大。同时，还可以发现，当用户的平均移动速率较小时，用户经历的多普勒频偏较小，CBF协作模式的可行域比较大。这两点观察结果与从图 2.3 得到的结论一致，即JP协作模式比CBF协作模式的鲁棒性更强。

进一步在图 2.5 中研究JP和CBF协作模式相对于用户位置这一变量的可行域。图中分别考虑了系统的平均信噪比在-5 dB和5 dB两种情形下的可行域。从图中我们可以发现，当用户离本小区主基站的距离小于用户到相邻小区基站的距离时，JP协作模

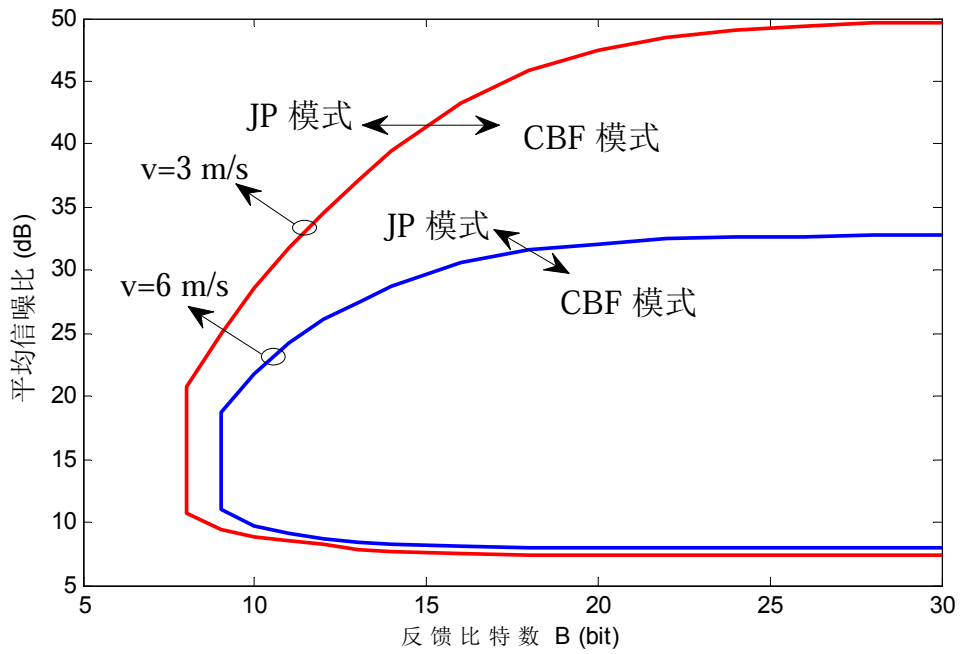


图 2.4 JP和CBF协作模式的可行域，系统参数： $D_\beta = 1.2D_0, D_\alpha = D_0, \eta = 1.2, M = N_t = 3$ 。

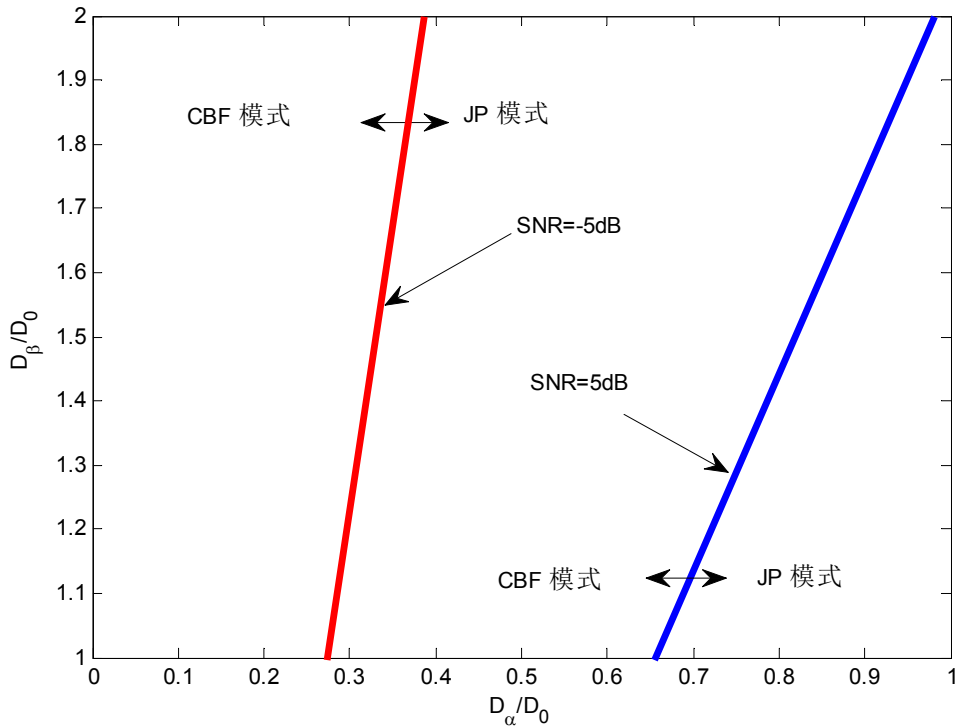


图 2.5 JP和CBF协作模式的可行域，系统参数： $B = 10, f_d T_{JP} = 0.06, f_d T_{CBF} = 0.03, \eta = 1.2, M = N_t = 3$ 。

式的性能较优，即图中JP协作模式的可行域往右下方集中。同时，比较 SNR=-5 dB 和 SNR=5 dB 两种情况，可以发现系统的平均信噪比对JP和CBF协作模式的选择产生重要影响，系统信噪比越高，CBF协作模式被选中的可能性越大。

2.5 本章小结

在本章中，我们主要研究了当实际系统采用有限比特反馈机制时，存在下行信道信息量化误差、反馈链路延时以及路径损耗的情况下，两种多小区协作传输模式，即JP和CBF协作模式的性能表现。并给出了两种协作模式在实际应用场景中可以达到的系统传输速率的闭式解，基于该闭式解，我们提出了一种自适应协作多模传输方案，以保证系统能够始终以较高的速率传输数据。研究结果表明，反馈比特数的增大能够显著改善CBF协作模式的系统表现性能，但是反馈链路延时的影响对CBF协作模式的恶化效应也更明显。与此同时，本章还指出用户相对于周边基站的距离也会对协作模式的选择产生重要影响，当用户到本小区基站距离相对于用户到相邻小区基站距离小的时候，CBF协作模式被选择的可能性更大。

2.6 附录

2.6.1 引理 1 的证明

针对随机变量 $x_0 \sim \chi_2^2$ ，定义 $x \triangleq \mu x_0$ ，并得到 x 的概率分布函数为：

$$F_X(x) = 1 - e^{-\frac{x}{\mu}}. \quad (2.26)$$

定义 $y = \mu_1 y_1 + \mu_2 y_2$ ，其中 $y_1 \sim \chi_{2m}^2$ ， $y_2 \sim \chi_{2m}^2$ ，依据文献[21]，可以得到 y 的概率密度函数为

$$f_Y(y) = \sum_{i=0}^{m-1} \left[A_i^{(1)} e^{-\frac{y}{\mu_1}} y^i + A_i^{(2)} e^{-\frac{y}{\mu_2}} y^i \right] \quad (2.27)$$

其中

$$A_i^{(1)} = \frac{(-1)^m (\mu_1 \mu_2)^{m-1-i}}{(\mu_2 - \mu_1)^{2m-1-i}} \frac{(2(m-1) - i)!}{i!(m-1-i)!(m-1)!} \quad (2.28)$$

$$A_i^{(2)} = \frac{(-1)^m (\mu_1 \mu_2)^{m-1-i}}{(\mu_1 - \mu_2)^{2m-1-i}} \frac{(2(m-1) - i)!}{i!(m-1-i)!(m-1)!}. \quad (2.29)$$

定义 $z \triangleq \frac{x}{1+y}$, 并计算 z 的概率分布函数为:

$$\begin{aligned} F_Z(z) &= \Pr\left(\frac{x}{1+y} \leq z\right) \\ &= \int_0^\infty f_Y(y) \left(\int_0^{z(1+y)} f_X(x) dx\right) dy \\ &= \int_0^\infty F_X(z(1+y)) f_Y(y) dy \end{aligned} \quad (2.30)$$

$$= 1 - e^{-\frac{z}{\mu}} \sum_{i=0}^{m-1} \int_0^\infty \left(A_i^{(1)} e^{-\left(\frac{z}{\mu} + \frac{1}{\mu_1}\right)y} y^i + A_i^{(2)} e^{-\left(\frac{z}{\mu} + \frac{1}{\mu_2}\right)y} y^i \right) dy \quad (2.31)$$

$$= 1 - e^{-\frac{z}{\mu}} \sum_{i=0}^{m-1} \sum_{j=1}^2 \mu^{i+1} i! \left[A_i^{(1)} \left(z + \frac{\mu}{\mu_j} \right)^{-i-1} \right] \quad (2.32)$$

其中等式 (2.31) 通过将 (2.26) 和 (2.27) 代入 (2.30) 中得到。最后一个等式源于 $\int_0^\infty x^n e^{-\mu x} dx = n! \mu^{-n-1}$ [22]。因此, 在引理 1 中定义的速率函数等价于

$$\begin{aligned} R(\mu, \mu_1, \mu_2, m) &= \mathbb{E}[\log_2(1+z)] \\ &= \frac{1}{\ln 2} \int_0^\infty \frac{1 - F_Z(z)}{1+z} dz \end{aligned} \quad (2.33)$$

$$= \frac{1}{\ln 2} \sum_{i=0}^{m-1} \sum_{j=1}^2 \mu^{i+1} i! \left[A_i^{(j)} \int_0^\infty \frac{e^{-\frac{z}{\mu}}}{(z+1) \left(z + \frac{\mu}{\mu_j} \right)^{i+1}} dz \right] \quad (2.34)$$

$$= \frac{1}{\ln 2} \sum_{i=0}^{m-1} \sum_{j=1}^2 \mu^{i+1} i! \left[A_i^{(j)} \mathbf{I} \left(\frac{1}{\mu}, \frac{\mu}{\mu_j}, i+1 \right) \right] \quad (2.35)$$

其中 (2.33) 通过分部积分得到, (2.34) 应用了式 (2.32) 中得到的概率分布函数。最后一个等式源于下面的定义

$$\mathbf{I}(a, b, n) = \int_0^\infty \frac{e^{-az}}{(z+1)(z+b)^n} dz. \quad (2.36)$$

请注意公式 (2.36) 中的积分项在文献[20]给出了解答, 但是这里我们将给出一个更为简洁的闭式解, 通过使用如下分解:

$$\frac{1}{(z+1)(z+b)^n} = \frac{(b-1)^{-n}}{z+1} - \sum_{k=1}^n \frac{(b-1)^{-n+k-1}}{(z+b)^k} \quad (2.37)$$

我们得到

$$\mathbf{I}(a, b, n) = (b-1)^{-n} \int_0^\infty \frac{e^{-az}}{z+1} dz - \sum_{k=1}^n (b-1)^{-n+k-1} \int_0^\infty \frac{e^{-az}}{(z+b)^k} dz \quad (2.38)$$

$$= (b-1)^{-n} e^a \Gamma(0, a) - e^{ab} \sum_{k=1}^n (b-1)^{-n+k-1} a^{k-1} \Gamma(-k+1, ab) \quad (2.39)$$

其中等式 (2.38) 通过将 (2.37) 代入 (2.36) 中获得, (2.39) 依据文献[22]得到。

基于 (2.39) 为积分项 $I(\cdot, \cdot, \cdot)$ 给出的闭式解, 我们可以得到在 (2.35) 中定义的速率函数 $R(\mu, \mu_1, \mu_2, m)$ 的表达式为:

$$\begin{aligned}
 & R(\mu, \mu_1, \mu_2, m) \\
 &= \frac{1}{\ln 2} \sum_{i=0}^{m-1} \sum_{j=1}^2 \mu^{i+1} i! A_i^{(j)} \left[e^{\frac{1}{\mu}} \Gamma\left(0, \frac{1}{\mu}\right) \left(\frac{\mu}{\mu_j} - 1\right)^{-i-1} \right. \\
 & \quad \left. - \sum_{k=1}^{i+1} \frac{e^{\frac{1}{\mu_j}}}{\mu^{k-1}} \Gamma\left(-k+1, \frac{\mu}{\mu_j}\right) \left(\frac{\mu}{\mu_j} - 1\right)^{-i+k-2} \right]. \quad (2.40)
 \end{aligned}$$

第三章 多天线中继协作通信中的信道信息反馈技术

3.1 引言

第二中，我们研究了基于多天线技术的多小区协作通信技术，该技术可以通过多个小区基站间的协作，减少基站对相邻小区边缘用户的干扰，从而提高边缘用户的通信质量。事实上，解决小区边缘用户接收信噪比低、通信质量差等问题的另外一个有效方法近年来也备受关注，该方法通过在小区内适当位置引入中继站，对基站发射的信号进行处理后再转发给边缘用户，增强边缘用户接收到的信号强度^{[26][27]}。中继站的引入不仅能缓解基站设置过于密集造成的小区间干扰的问题，同时还能够被应用在单个基站需要覆盖范围很大的乡村区域，增强覆盖边界处用户的信号强度，扩大整个小区的覆盖范围。文献^[26]从信息论的角度对中继系统的信道容量进行了详细的理论分析，文献^[27]通过联合设计基站和中继站的预编码来提升系统的容量。针对现实场景中很难获得理想的下行信道信息的问题，文献^{[7][10][28]}研究了当采用有限比特反馈技术时，系统的性能表现，尤其值得注意的是，文献^[28]提出了一种次优的结构化线性预编码方案，并且详细分析了该编码方案下中基于有限比特反馈的中继系统的信道容量。

在文献^[28]中，基站和中继站均配备有多根发射天线，但是每个用户只拥有一根天线，这就限制了每个用户同时接收多路数据流的可能性，因而严重制约了系统通信容量的提升。基于该观察，我们考虑将文献^[28]中对单天线用户有限比特反馈机制下的性能分析推广到多天线用户的场景下。在多用户广播信道中，系统采用有限比特反馈机制时，针对用户配有单天线还是多根天线的情形，文献^[11]和^[14]文献分别对迫零波束成形和块对角化预编码的性能进行了深入的研究，可以作为我们分析中继系统用户单天线和多天线场景的基础。在用户多天线的两跳中继系统中，为了有效利用用户多天线带来的空间自由度并避免中继站发送给不同用户的信号之间产生干扰，系统为中继站进行块对角化预编码设计。块对角化预编码设计的一个重要特点是，只要为不同的用户做干扰抵消，而无需为每根天线做干扰抵消。这是因为每个用户能够协调发送给自己的多路数据流，即使这多路数据流之间已经在不同天线的接收过程中产生干扰，这种预编码设计方法的优势在于能够保证更多的空间自由度被用来进行信号功率增强，而非用来进行干扰抵消。

本章的结构安排如下：第 3.2 节介绍了多天线中继协作通信系统的模型，第 3.3 节给出了后面小节推导中需要用到的一些初步结论，第 3.4 节分析了有限比特反馈机制

下，中继协作通信系统相对于理想情况下的性能损失，给出了该性能损失的上界，并基于该分析对信道信息有限反馈的方案进行了改进，以保证该性能损失始终处于一个预定可控的范围内，第 3.5 节对本章进行了小结。

3.2 多天线中继协作通信系统模型

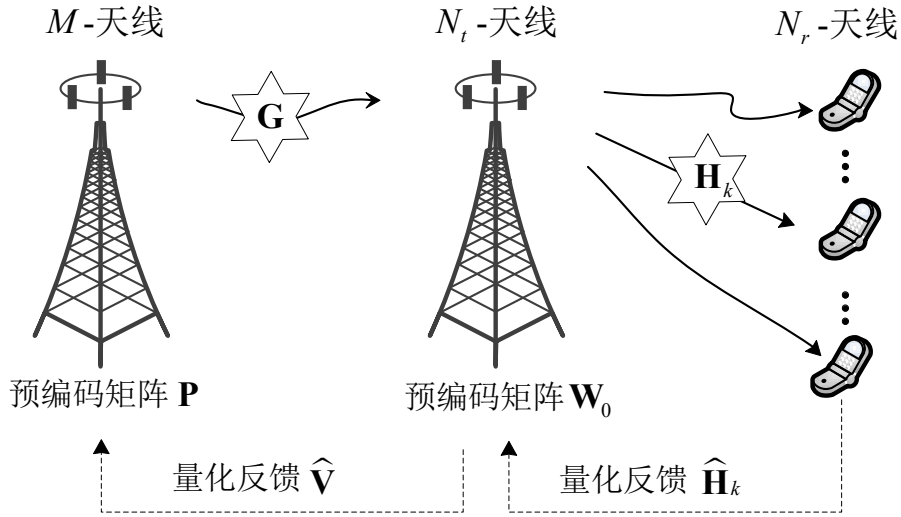


图 3.1 多天线中继协作通信系统模型

如图 3.1 所示为多天线中继协作通信系统模型，其中基站和中继站分别拥有 \$M\$ 和 \$N_t\$ 根天线，每个用户拥有 \$N_r\$ 根天线用以同时接收多路数据流。这里我们对发送信号向量 \$\mathbf{x} \in \mathbb{C}^{N_t \times 1}\$ 进行归一化处理，即 \$\mathbb{E}[\mathbf{x}\mathbf{x}^H] = \mathbf{I}_{N_t}\$，同时忽略基站到达每个用户的直径，这是因为从基站发送到用户的直达信号经历了严重的大尺度衰落，到达用户的时候强度很弱。这样用户 \$k\$ 接收到的信号为：

$$\mathbf{y}_k = \sqrt{\rho_1 \rho_2} \mathbf{H}_k^H \mathbf{W}_0 \mathbf{G} \mathbf{P} \mathbf{x} + \sqrt{\rho_2} \mathbf{H}_k^H \mathbf{W}_0 \mathbf{n} + \mathbf{z}_k \quad (3.1)$$

其中 \$\mathbf{G} \in \mathbb{C}^{N_t \times M}\$ 表示从基站到中继站的信道，\$\mathbf{H}_k^H \in \mathbb{C}^{N_r \times N_t}\$ 表示用户 \$k\$ 到中继站的信道，两者都经历瑞利衰落，各个元素建模为独立同分布的均值为零方差为一的高斯随机变量。\$\mathbf{P} \in \mathbb{C}^{M \times N_t}\$ 和 \$\mathbf{W}_0 \in \mathbb{C}^{N_t \times N_t}\$ 分别表示基站和中继站的预编码矩阵，参数 \$\rho_1\$ 和 \$\rho_2\$ 的引入是为了满足基站和中继站的功率限制。同时 \$\mathbf{n}\$ 和 \$\mathbf{z}_k\$ 表示归一化的零均加性高斯噪声。这里我们假设基站的天线数不小于中继站的天线数，即 \$M \geq N_t\$，同时假设 \$K = \frac{N_t}{N_r}\$ (\$K \geq 2\$) 以避免用户选择的问题。

3.2.1 理想信道信息下的线性预编码

基站和中继站预编码矩阵 \$\mathbf{P}\$ 以及 \$\mathbf{W}_0\$ 的联合最优化设计是个复杂的理论问题，至今没有找到有效的解决方案，这里我们采用在文献[28]中提出的结构化线性预编码方案，

并将该方案由单天线用户推广到多天线用户。根据该预编码方案，首先对信道 \mathbf{G} 进行奇异值分解，即：

$$\mathbf{G} = \mathbf{U} [\boldsymbol{\Sigma} \mathbf{0}] [\mathbf{V} \mathbf{V}_0]^H \quad (3.2)$$

其中 $\boldsymbol{\Sigma}$ 是个以矩阵 \mathbf{G} 的 N_t 个奇异值为对角元素的对角矩阵。这样可以得到理想信道信息情况下，基站和中继站的预编码矩阵 \mathbf{P} 和 \mathbf{W}_0 分别为：

$$\mathbf{P} = \mathbf{V}, \quad \mathbf{W}_0 = \mathbf{W}\mathbf{U}^H \quad (3.3)$$

其中 $\mathbf{W} \in \mathbb{C}^{N_t \times N_t}$ 依据块对角化准则进行设计^[24]，矩阵 \mathbf{W} 的第 k 个列块矩阵 $\mathbf{W}_k \in \mathbb{C}^{N_t \times N_r}$ 满足 $\mathbf{H}_j^H \mathbf{W}_k = 0, j \neq k$ ，即 \mathbf{W}_k 是在级联矩阵 $[\mathbf{H}_1 \cdots \mathbf{H}_{k-1} \mathbf{H}_{k+1} \cdots \mathbf{H}_K]^H$ 的零空间上进行选取的。显然这里也可以采用完全对角化的方案，即采用基于天线的迫零波束成形预编码方案，这样做能够保证天线间的干扰被消除，当然也能保证不同用户间的干扰被消除，但是这种方案却降低了用户接收的信号功率，因为每个用户可以协调发送给本用户的多路数据流，它们之间并不需要进行干扰抵消，而此时若将那些本可以用来通过预编码增强信号功率的自由度，用来进行同一用户多路数据流间的干扰抵消，用户接收信号强度就会被削弱。

因为我们已经假设基站和中继端可以获知理想的下行信道信息，因而通过预编码可将用户间的干扰完全抵消，在基站和用户间形成 K 个独立的传输通道，此时每个用户的可达传输速率为：

$$R_{CSIT} = \frac{1}{2} \mathbb{E} \left[\log_2 \frac{|\mathbf{I} + \rho_2 \mathbf{H}_k^H \mathbf{W}_k \mathbf{W}_k^H \mathbf{H}_k + \rho_1 \rho_2 \mathbf{H}_k^H \mathbf{W}_k \boldsymbol{\Sigma}_k^2 \mathbf{W}_k^H \mathbf{H}_k|}{|\mathbf{I} + \rho_2 \mathbf{H}_k^H \mathbf{W}_k \mathbf{W}_k^H \mathbf{H}_k|} \right] \quad (3.4)$$

其中出现 $\frac{1}{2}$ 是由于符号的传输需要经历两个时隙的时间， $\boldsymbol{\Sigma}_k \in \mathbb{C}^{N_r \times N_r}$ 是矩阵 $\boldsymbol{\Sigma}$ 的第 k 个对角块，即 $\boldsymbol{\Sigma} = \text{diag}\{\boldsymbol{\Sigma}_1, \cdots, \boldsymbol{\Sigma}_k, \cdots, \boldsymbol{\Sigma}_K\}$ ， $\text{diag}\{\cdots\}$ 表示以输入值为对角元的对角矩阵，当系统采用(3.3)所决定的预编码时， ρ_1 和 ρ_2 可以依据下式进行计算：

$$\rho_1 = \frac{P_1}{N_t}, \quad \rho_2 = \frac{P_2}{P_1 M + N_t} \quad (3.5)$$

其中 P_1 和 P_2 分别表示基站和中继站发射功率的限制。

3.2.2 量化信道信息反馈下的线性预编码

在有限比特反馈机制中，每个时隙开始前，用户和基站通过无延时的反馈信道将信道信息由有限个比特反馈给前级。这里采用文献[11]中介绍的随机矩阵量化方法量化中继站到用户的信道信息 \mathbf{H}_k ，这样中继站的预编码矩阵由下式给出：

$$\mathbf{W}_0 = \hat{\mathbf{W}}\mathbf{U}^H \quad (3.6)$$

这里我们假设中继站可以完美的估计基站到中继站的下行信道信息 \mathbf{G} ，因而即使在有限比特反馈的情况下，矩阵 \mathbf{U} 仍然是精确的。同时预编码矩阵 $\hat{\mathbf{W}}_k$ 是基于信道量化反馈信息 $\hat{\mathbf{H}}_k$ 依据块对角化准则设计的，矩阵 $\hat{\mathbf{W}}$ 是通过将 $\hat{\mathbf{W}}_k$ 级联获得。

我们采用文献[14]介绍的随机向量量化方法来量化矩阵 \mathbf{V} 的每一个列向量¹，并将量化后的列向量级联成新的矩阵 $\hat{\mathbf{V}}$ ，这样基站端预编码矩阵为：

$$\mathbf{P} = \hat{\mathbf{V}}. \quad (3.7)$$

3.3 一些基本结论

本节将介绍一些数学上的基本结论，为下一节详细的系统容量分析推导服务。

3.3.1 随机向量量化

依据文献[14]，得到矩阵 \mathbf{V} 的每一个列向量 \mathbf{v} 可以分解成它的量化向量 $\hat{\mathbf{v}}$ 以及在 $\hat{\mathbf{v}}$ 的零空间上独立同分布的另一向量的加权和，如下式所示：

$$\mathbf{v} = \sqrt{1-Z}\hat{\mathbf{v}} + \sqrt{Z}\mathbf{s} \quad (3.8)$$

其中 Z 表示量化误差，是 2^{B_1} 个 $\text{Beta}(M-1,1)$ 随机变量中的最小值，定义量化误差 Z 的期望为 $\mathbb{E}[Z] \triangleq \epsilon$ ，继而得到^[29]

$$\epsilon \approx \frac{M-1}{M} 2^{-\frac{B_1}{M-1}}. \quad (3.9)$$

依据上述结论，这里给出下面的引理：

引理 2 定义 $\hat{\mathbf{V}}_k \in \mathbb{C}^{M \times N_r}$ 为 \mathbf{V} 的第 k 个列矩阵块，即 $\hat{\mathbf{V}} = [\hat{\mathbf{V}}_1 \cdots \hat{\mathbf{V}}_k \cdots \hat{\mathbf{V}}_K]$ ，则量化矩阵块 $\hat{\mathbf{V}}_j$ 和原始矩阵 \mathbf{V} 满足如下关系式：

$$\begin{aligned} \sum_{j=1, j \neq k}^K \mathbb{E} \left[\mathbf{V}^H \hat{\mathbf{V}}_j \hat{\mathbf{V}}_j^H \mathbf{V} \right] &= \text{diag} \left\{ \left(1 - \frac{M - N_t + N_r}{M - 1} \epsilon \right) \mathbf{I}_{N_r}, \right. \\ &\left. \dots, \underbrace{\left(\frac{N_t - N_r}{M - 1} \epsilon \right) \mathbf{I}_{N_r}}_{\text{第 } k \text{ 个矩阵块}}, \left(1 - \frac{M - N_t + N_r}{M - 1} \epsilon \right) \mathbf{I}_{N_r}, \dots \right\}. \end{aligned} \quad (3.10)$$

证明：见附录 3.6.1。

3.3.2 随机矩阵量化

依据文献[11]，信道 \mathbf{H}_k 的标准正交基 $\tilde{\mathbf{H}}_k$ 可以被分解成量化矩阵 $\hat{\mathbf{H}}_k \in \mathbb{C}^{N_t \times N_r}$ 及其左零空间上的另一个矩阵 $\mathbf{S}_k \in \mathbb{C}^{N_t \times N_r}$ 的加权和，即如下面的引理所述：

¹ 这里直觉上很容易认为应该用随机矩阵量化方法来量化 \mathbf{V} ，但是实际上这个方法在这里并不适用。这是由于随机矩阵量化要求两个矩阵的距离最小，这样仅能保证这两个矩阵的列向量所张成的空间尽量的一致。同时这个方向具有酉变换不变性，即若采用随机矩阵量化方法量化 \mathbf{V} 得到矩阵 $\hat{\mathbf{V}}_M$ ，那么即使在反馈比特数无穷大的时候，也不能满足 $\mathbf{V}^H \hat{\mathbf{V}}_M = \mathbf{I}$ 。因而这里我们采用随机向量量化的方法来量化矩阵 \mathbf{V} 的各列，并将它们级联在一起作为最终结果，该方法能够很好的满足我们的要求。

引理 3 [11] 信道的标准正交基 $\tilde{\mathbf{H}}_k$ 以及它的量化矩阵 $\hat{\mathbf{H}}_k$ 遵循如下关系:

$$\tilde{\mathbf{H}}_k = \hat{\mathbf{H}}_k \mathbf{X}_k \mathbf{Y}_k + \mathbf{S}_k \mathbf{Z}_k \quad (3.11)$$

其中 $\mathbf{X}_k \in \mathbb{C}^{N_r \times N_r}$ 是一个在 \mathfrak{g}_{N_r, N_r} 上独立同分布的酉矩阵, 其中 $\mathfrak{g}_{M, N}$ 表示 M 维空间中所有穿过其原点的 N 维子空间的集合。 $\mathbf{Z}_k \in \mathbb{C}^{N_r \times N_r}$ 和 $\mathbf{Y}_k \in \mathbb{C}^{N_r \times N_r}$ 都是对角元为正数的上三角矩阵, 且满足关系式: $\mathbf{Y}_k^H \mathbf{Y}_k = \mathbf{I}_{N_r} - \mathbf{Z}_k^H \mathbf{Z}_k$ 。

3.3.3 一个矩阵不等式

这里给出一个重要的矩阵不等式, 为后面的容量分析推导服务。

引理 4 对于任意的半正定矩阵 \mathbf{A} , \mathbf{B} 以及正定矩阵 \mathbf{A}_0 , 下面的矩阵不等式成立:

$$\log_2 \frac{|\mathbf{A}_0 + \mathbf{A} + \mathbf{B}|}{|\mathbf{A}_0 + \mathbf{A}|} \leq \log_2 \frac{|\mathbf{A}_0 + \mathbf{B}|}{|\mathbf{A}_0|}. \quad (3.12)$$

证明: 由于 \mathbf{A}_0 是半正定矩阵, 即 $(\mathbf{A} + \mathbf{A}_0) \succeq \mathbf{A}$, 我们可以得到^[30]

$$(\mathbf{A})^{-1} \succeq (\mathbf{A} + \mathbf{A}_0)^{-1} \quad (3.13)$$

进而

$$(\mathbf{B}^{1/2})^H \mathbf{A}^{-1} \mathbf{B}^{1/2} \succeq (\mathbf{B}^{1/2})^H (\mathbf{A} + \mathbf{A}_0)^{-1} \mathbf{B}^{1/2} \quad (3.14)$$

其中 $\mathbf{B}^{1/2}$ 是半正定矩阵 \mathbf{B} 的唯一平方根矩阵, 同时也是半正定的, 因而 $(\mathbf{B}^{1/2})^H = \mathbf{B}^{1/2}$ 。这样可以得到:

$$|\mathbf{I} + \mathbf{A}^{-1} \mathbf{B}| = |\mathbf{I} + \mathbf{B}^{1/2} \mathbf{A}^{-1} \mathbf{B}^{1/2}| \quad (3.15)$$

$$\geq |\mathbf{I} + \mathbf{B}^{1/2} (\mathbf{A} + \mathbf{A}_0)^{-1} \mathbf{B}^{1/2}| \quad (3.16)$$

$$= |\mathbf{I} + (\mathbf{A} + \mathbf{A}_0)^{-1} \mathbf{B}| \quad (3.17)$$

其中等式 (3.15) 是因为任意两个满足相乘条件的矩阵 \mathbf{A}_1 和 \mathbf{A}_2 , 都满足 $|\mathbf{I} + \mathbf{A}_1 \mathbf{A}_2| = |\mathbf{I} + \mathbf{A}_2 \mathbf{A}_1|$, 同时等式 (3.16) 由文献[30]推论 7.7.4 给出。

3.4 中继系统性能分析及信道反馈设计

由于进行了信道信息量化, 由此导致的量化误差直接影响了系统的性能, 使得系统的可达传输速率相对于理想信道信息情况有一定的性能损失^[28]。在这一节中, 我们将推导出性能损失的上界, 并依据此上界设计一种将反馈比特数 B_1 和 B_2 随着发射功率的增大而变化的策略, 以保证由于信道信息量化导致的性能损失处于一个相对稳定的范围内。

3.4.1 性能损失上界分析

在有限比特反馈机制中，中继站和基站的预编码矩阵分别由式 (3.6) 和 (3.7) 给出，由此计算出单用户可达传输速率为：

$$R_{QUANT} = \frac{1}{2} \mathbb{E} \left[\log_2 \frac{\left| \mathbf{I} + \rho_2 \mathbf{H}_k^H \hat{\mathbf{W}} \hat{\mathbf{W}}^H \mathbf{H}_k + \rho_1 \rho_2 \mathbf{H}_k^H \hat{\mathbf{W}} \Sigma \mathbf{V}^H \hat{\mathbf{V}} \hat{\mathbf{V}}^H \mathbf{V} \Sigma^H \hat{\mathbf{W}}^H \mathbf{H}_k \right|}{\left| \mathbf{I} + \rho_2 \mathbf{H}_k^H \hat{\mathbf{W}} \hat{\mathbf{W}}^H \mathbf{H}_k + \rho_1 \rho_2 \sum_{j \neq k} \mathbf{H}_k^H \hat{\mathbf{W}} \Sigma \mathbf{V}^H \hat{\mathbf{V}}_j \hat{\mathbf{V}}_j^H \mathbf{V} \Sigma^H \hat{\mathbf{W}}^H \mathbf{H}_k \right|} \right] \quad (3.18)$$

定理 1 当中继站到基站的信道和用户到中继站的信道反馈分别采用 B_1 和 B_2 个比特时，每个用户的可达传输速率的损失量可以被限定为：

$$\Delta R = R_{CSIT} - R_{QUANT} \quad (3.19)$$

$$\leq \frac{N_r}{2} \log_2 \left(1 + T \rho_1 \rho_2 2^{-\frac{B_1}{M-1}} + A \rho_2 (1 + \rho_1 M) 2^{-\frac{B_2}{T}} \right) + o(1) \quad (3.20)$$

其中

$$T = N_r (N_t - N_r) \quad (3.21)$$

$$A = \frac{N_t}{N_r} \frac{\Gamma\left(\frac{1}{T}\right)}{T} \left(\frac{1}{T!} \prod_{i=1}^{N_r} \frac{(N_t - i)!}{(N_r - i)!} \right)^{-\frac{1}{T}}. \quad (3.22)$$

证明： 请参考附录 3.6.2。

定理 1 表明由于量化误差导致的系统性能损失随着两级反馈比特数 B_1 和 B_2 的增大而减小，同时随着功率参数 ρ_1 和 ρ_2 的增大而增加。这一点与直觉相吻合，因为当反馈比特数趋于无穷的情况下，系统相较于理想信道信息的情况应该没有性能损失。但是在反馈比特数固定的情况下，随着基站和中继站发射信号功率的增强，用户间干扰急剧增加，此时传输信道将最终变成文献[14]中提出的“干扰受限”信道。我们在图 3.2 中对定理 1 中给出的理论上界进行了仿真验证，其中参数设定为： $M = 8, N_t = 4, N_r = 2$ ，需要注意的是在仿真过程中无穷小项 $o(1)$ 被忽略。

3.4.2 信道信息反馈方法设计

第 3.4.1 节已经指出，有限比特反馈机制下中继传输系统的性能损失随着两级反馈比特数的增大而减小，同时随着基站和中继站发射功率的增大而增加。这就启发我们可以在发射功率不断增加的情况下，增加中继站到基站以及用户到中继站的两级反馈比特数，以保证系统的性能损失处于一个相对稳定的范围内。这样，多天线中继系统尽管遭受了一些性能损失，却仍然能够充分利用多根天线提供的空间自由度来获得复用增益，达到系统容量的提升。

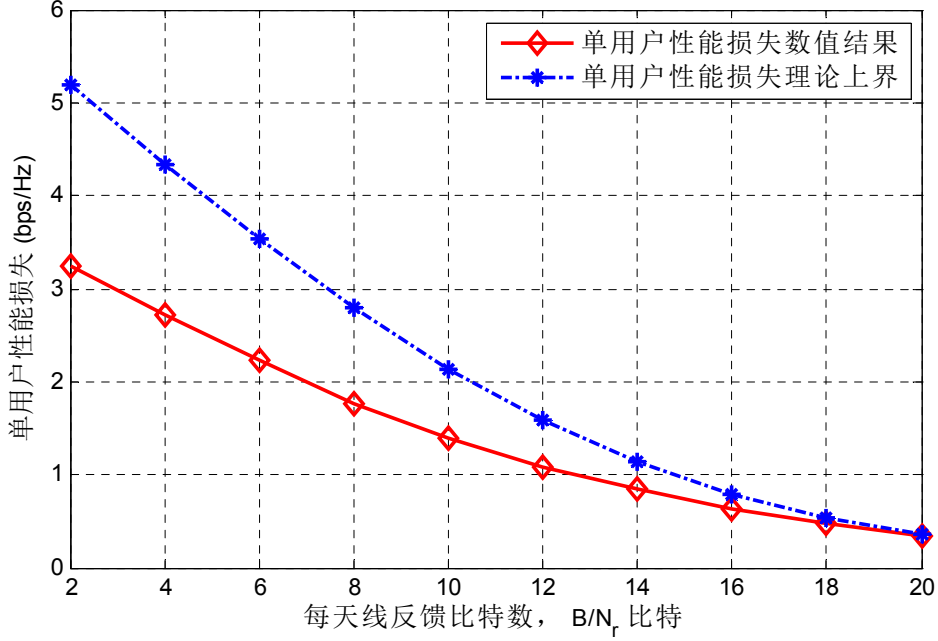


图 3.2 单用户性能损失理论解与数值解对比, 仿真参数: $M = 8, N_t = 4, N_r = 2, K = \frac{N_t}{N_r} = 2,$
 $P_1 = P_2 = 20$ dB

定理 2 为了将信道量化反馈误差导致的系统相对于理想信道信息情况下的容量损失控制在 $\frac{1}{2} \log_2 b$ 的范围内, 基站到中继站的反馈比特数 B_1 和用户到中继站的反馈比特数 B_2 只要依据如下关系式变化即可:

$$B_1 = \frac{M-1}{3} P_2(\text{dB}) - (M-1) \log_2 \left(M + \frac{N_t}{P_1} \right) + (M-1) \log_2 \frac{2T}{N_t \left(b^{\frac{1}{N_r}} - 1 \right)} \quad (3.23)$$

$$B_2 = \frac{N_r(N_t - N_r)}{3} P_2(\text{dB}) + N_r(N_t - N_r) \log_2 \frac{2A}{N_t \left(b^{\frac{1}{N_r}} - 1 \right)} \quad (3.24)$$

其中 T 和 A 分别在式 (3.21) 和 (3.22) 中定义。

证明: 见附录 3.6.3。定理 2 表明为了将量化系统相对于理想信道信息情况的性能损失控制在一个可控的范围内, 中继站到基站链路的反馈比特数 B_1 需要随着基站和中继站发射功率 P_1 和 P_2 的增大而增加, 但是用户到中继站链路的反馈比特数 B_2 仅需随中继站发射功率 P_2 的增加而做线性增长。同时, 我们还可以注意到在高信噪比情况下, 基站的发射功率 P_1 对反馈比特数的影响没有中继站的发射功率 P_2 大, 由于 P_1 仅出现在式 (3.25) 中对数项的分母上。另外, 我们可以发现定理 2 是文献[28]中定理 3 的对于多天线情形的推广形式, 并且在 B_2 的表达式中, 取对数操作之前的系数为 $\frac{N_r(N_t - N_r)}{3}$ 而非 $\frac{N_r(N_t - 1)}{3}$, 这表明为了获得相同的复用增益, 基于块对角化方式的预编码方式比基于迫零波束成形完全对角化方式的预编码方案, 需要更少的反馈比特数。

$$B_1 = \frac{M-1}{3} P_2(\text{dB}) - (M-1) \log_2 \left(M + \frac{N_t}{P_1} \right) + (M-1) \log_2 \frac{2T}{N_t \left(b^{\frac{1}{N_r}} - 1 \right)} \quad (3.25)$$

$$B_2 = \frac{N_r(N_t - N_r)}{3} P_2(\text{dB}) + N_r(N_t - N_r) \log_2 \frac{2A}{N_t \left(b^{\frac{1}{N_r}} - 1 \right)} \quad (3.26)$$

3.4.3 数值分析

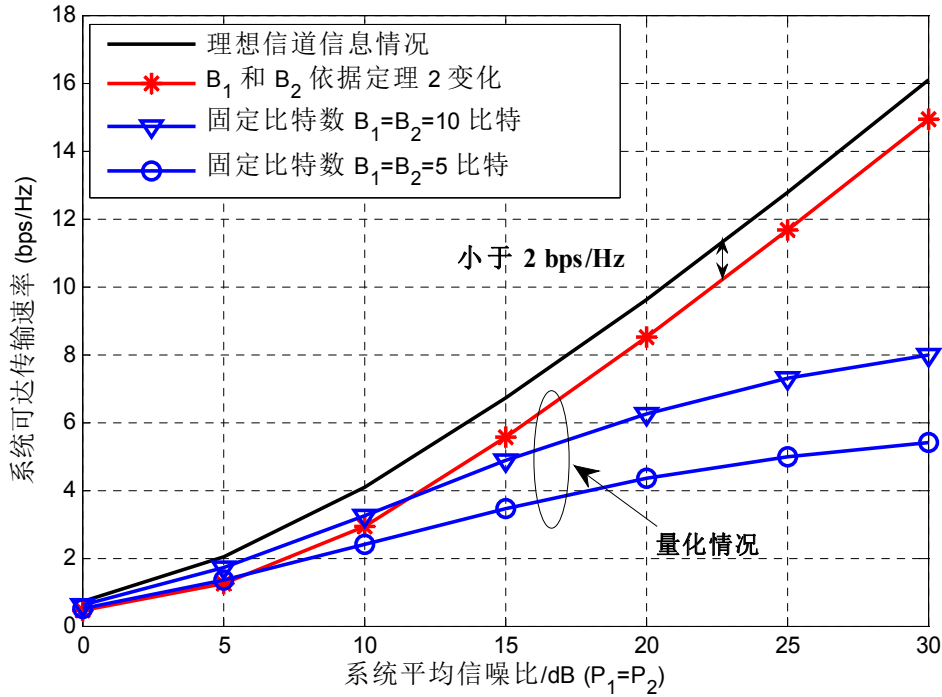


图 3.3 单用户性能损失理论解与数值解对比, 仿真参数: $M = 4, N_t = 4, N_r = 2, K = \frac{N_t}{N_r} = 2$

由定理 2 决定的反馈比特数 B_1 和 B_2 可能比较大, 尤其是在基站和中继站的发射功率很大的时候, 仿真时的计算复杂度可能让人难以接受。此时我们利用随机量化码本的一些统计信息来模拟有限比特反馈机制的实际实施过程, 这一点可以参考文献 [12] 和文献 [11]。

我们分别在图 3.3 和图 3.4 中给出了在不同反馈机制下系统的性能表现, 其中系统设定为: 中继站天线数 $N_t = 4$, 每个用户的天线数 $N_r = 2$, 用户数 $K = 2$, 在图 3.3 中基站天线数 $M = 4$, 在图 3.4 中系统天线数 $M = 6$ 。其中, 我们设定的性能损失阈值为 2 bps/Hz, 即在式 (3.25) 和式 (3.26) 中设置 $b = 2$, 由于我们给出的是控制性能损失在给定范围的充分条件, 因而当两级反馈比特数依据定理 2 变化时, 量化反馈中继系统的性能损失小于 2 bps/Hz。从图中还可以发现, 当反馈比特数大小被限定时, 系统性能将会在高信噪比情况下产生“淹没”, 即此时即使基站和中继站都增加发射功率, 系统的吞吐量也不会再增加, 这样便导致相对于理想信道信息情况下的性能损失变得不可控制。

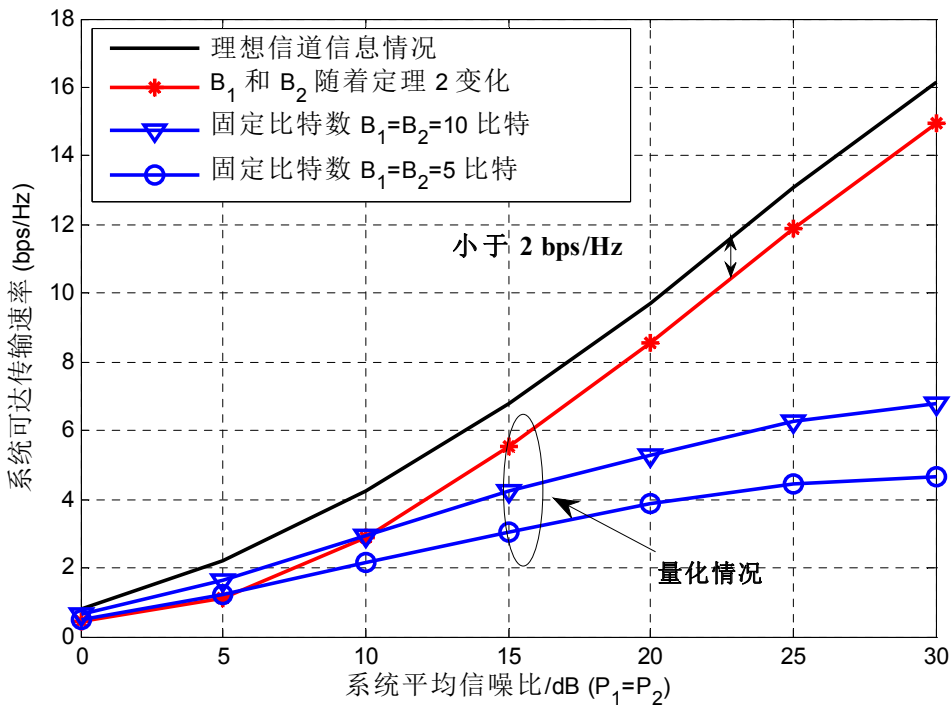


图 3.4 单用户性能损失理论解与数值解对比，仿真参数： $M = 6, N_t = 4, N_r = 2, K = \frac{N_t}{N_r} = 2$

3.5 本章小结

在本章中，我们研究了有限比特反馈机制下多天线中继通信系统的传输性能，其中基站、中继站和用户都配有多根天线。本章首先推导了由于信道信息量化反馈导致的系统性能损失的上界，继而基于推导出上界的闭式解，设计了一种控制该性能损失的有限比特反馈策略。该策略能够保证相对于理想信道信息情况而言，量化信道信息系统的性能损失处于一个限定的范围内。最后，本章给出了数值仿真的结果以验证所推导上界的准确性和所设计的反馈策略的有效性。

3.6 附录

3.6.1 引理 2 的证明

下面我们首先证明

$$\mathbb{E} \left[\mathbf{V}^H \hat{\mathbf{V}}_k \hat{\mathbf{V}}_k^H \mathbf{V} \right] = \text{diag} \left\{ \frac{N_r \epsilon}{M-1} \mathbf{I}_{N_r}, \dots, \underbrace{\left(1 - \frac{M-N_r}{M-1} \epsilon \right)}_{\text{第 } k \text{ 个矩阵块}} \mathbf{I}_{N_r}, \frac{N_r \epsilon}{M-1} \mathbf{I}_{N_r}, \dots \right\} \quad (3.27)$$

- $i \neq j$ ，从文献[28]引理 2 的证明可以得到， $\mathbb{E} \left[\mathbf{V}^H \hat{\mathbf{V}}_k \hat{\mathbf{V}}_k^H \mathbf{V} \right]_{i,j} = 0$ 。
- $i = j \neq k$ ，逐项分析 \mathbf{V} 和 $\hat{\mathbf{V}}_k$ 的每一个列向量可以得到：

$$\begin{aligned}
 \mathbb{E} \left[\mathbf{V}^H \hat{\mathbf{V}}_k \hat{\mathbf{V}}_k^H \mathbf{V} \right]_{i,i} &= \mathbb{E} \left[\mathbf{v}_i^H \hat{\mathbf{v}}_k \hat{\mathbf{v}}_k^H \mathbf{v}_i \right] \\
 &= \begin{bmatrix} \sum_{p=1}^{N_r} \mathbb{E} \left[|\mathbf{v}_{i1}^H \hat{\mathbf{v}}_{kp}|^2 \right] & & \\ & \dots & \\ & & \sum_{p=1}^{N_r} \mathbb{E} \left[|\mathbf{v}_{iN_r}^H \hat{\mathbf{v}}_{kp}|^2 \right] \end{bmatrix} \quad (3.28)
 \end{aligned}$$

由于 $i = j \neq k$, 依据文献[28], 得到 $\mathbb{E} \left[|\mathbf{v}_{iq}^H \hat{\mathbf{v}}_{kp}|^2 \right] = \frac{\epsilon}{M-1}$, 因而,

$$\mathbb{E} \left[\mathbf{V}^H \hat{\mathbf{V}}_k \hat{\mathbf{V}}_k^H \mathbf{V} \right]_{i,i} = \frac{N_r \epsilon}{M-1} \mathbf{I}_{N_r} \quad (3.29)$$

- $i = j = k$, 逐项分析 \mathbf{V} 和 $\hat{\mathbf{V}}_k$ 的每一个列向量可以得到:

$$\begin{aligned}
 &\mathbb{E} \left[\mathbf{V}^H \hat{\mathbf{V}}_k \hat{\mathbf{V}}_k^H \mathbf{V} \right]_{i,i} \\
 &= \mathbb{E} \left[\mathbf{v}_i^H \hat{\mathbf{v}}_k \hat{\mathbf{v}}_k^H \mathbf{v}_i \right] \\
 &= \begin{bmatrix} \mathbb{E} \left[|\mathbf{v}_{i1}^H \hat{\mathbf{v}}_{i1}|^2 \right] + \sum_{p \neq 1}^{N_r} \mathbb{E} \left[|\mathbf{v}_{i1}^H \hat{\mathbf{v}}_{ip}|^2 \right] & & \\ & \dots & \\ & & \mathbb{E} \left[|\mathbf{v}_{iN_r}^H \hat{\mathbf{v}}_{iN_r}|^2 \right] + \sum_{p=1, p \neq N_r}^{N_r} \mathbb{E} \left[|\mathbf{v}_{iN_r}^H \hat{\mathbf{v}}_{ip}|^2 \right] \end{bmatrix} \quad (3.30)
 \end{aligned}$$

依据文献[28], 可以得到 $\mathbb{E} \left[|\mathbf{v}_{ij}^H \hat{\mathbf{v}}_{ij}|^2 \right] = 1 - \epsilon$ 和 $\mathbb{E} \left[|\mathbf{v}_{ip}^H \hat{\mathbf{v}}_{iq}|^2 \right] = \frac{\epsilon}{M-1}$, 因而

$$\begin{aligned}
 \mathbb{E} \left[\mathbf{V}^H \hat{\mathbf{V}}_k \hat{\mathbf{V}}_k^H \mathbf{V} \right]_{k,k} &= \left(\frac{(N_r - 1)\epsilon}{M-1} + 1 - \epsilon \right) \mathbf{I}_{N_r} \\
 &= \left(1 - \frac{M - N_r}{M-1} \epsilon \right) \mathbf{I}_{N_r} \quad (3.31)
 \end{aligned}$$

综上所述, 可以得到:

$$\mathbb{E} \left[\mathbf{V}^H \hat{\mathbf{V}}_k \hat{\mathbf{V}}_k^H \mathbf{V} \right] = \text{diag} \left\{ \frac{N_r \epsilon}{M-1} \mathbf{I}_{N_r}, \dots, \underbrace{\left(1 - \frac{M - N_r}{M-1} \epsilon \right) \mathbf{I}_{N_r}}_{\text{第 } k \text{ 个矩阵块}}, \frac{N_r \epsilon}{M-1} \mathbf{I}_{N_r}, \dots \right\} \quad (3.32)$$

将所得各项进行累加，我们可以进一步得到：

$$\sum_{j=1, j \neq k}^K \mathbb{E} \left[\mathbf{V}^H \hat{\mathbf{V}}_j \hat{\mathbf{V}}_j^H \mathbf{V} \right] = \text{diag} \left\{ \left(1 - \frac{M - N_t + N_r}{M - 1} \epsilon \right) \mathbf{I}_{N_r}, \right. \\ \left. \dots, \underbrace{\left(\frac{N_t - N_r}{M - 1} \epsilon \right) \mathbf{I}_{N_r}}_{\text{第 } k \text{ 个矩阵块}}, \left(1 - \frac{M - N_t + N_r}{M - 1} \epsilon \right) \mathbf{I}_{N_r}, \dots \right\}. \quad (3.33)$$

引理 2 得证。

3.6.2 定理 1 的证明

将式 (3.4) 和 (3.18) 代入式 (3.19)，经过一些简单的处理，可以得到下式：

$$\Delta R = \frac{1}{2} \mathbb{E} \left[\underbrace{\log_2 \frac{\left| \mathbf{I} + \rho_2 \mathbf{H}_k^H \hat{\mathbf{W}} \hat{\mathbf{W}}^H \mathbf{H}_k + \rho_1 \rho_2 \sum_{j \neq k} \mathbf{H}_k^H \hat{\mathbf{W}} \Sigma \mathbf{V}^H \hat{\mathbf{V}}_j \hat{\mathbf{V}}_j^H \mathbf{V} \Sigma^H \hat{\mathbf{W}}^H \mathbf{H}_k \right|}{\left| \mathbf{I} + \rho_2 \mathbf{H}_k^H \mathbf{W}_k \mathbf{W}_k^H \mathbf{H}_k \right|}}_{\Delta R_1} \right] \\ + \frac{1}{2} \mathbb{E} \left[\underbrace{\log_2 \frac{\left| \mathbf{I} + \rho_2 \mathbf{H}_k^H \mathbf{W}_k \mathbf{W}_k^H \mathbf{H}_k + \rho_1 \rho_2 \mathbf{H}_k^H \mathbf{W}_k \Sigma_k^2 \mathbf{W}_k^H \mathbf{H}_k \right|}{\left| \mathbf{I} + \rho_2 \mathbf{H}_k^H \hat{\mathbf{W}} \hat{\mathbf{W}}^H \mathbf{H}_k + \rho_1 \rho_2 \mathbf{H}_k^H \hat{\mathbf{W}} \Sigma \mathbf{V}^H \hat{\mathbf{V}} \hat{\mathbf{V}}^H \mathbf{V} \Sigma^H \hat{\mathbf{W}}^H \mathbf{H}_k \right|}}_{\Delta R_2} \right] \quad (3.34)$$

下面分别 ΔR_1 和 ΔR_2 的影响，并由此两项相加得到定理 1 的结论。

3.6.2.1 ΔR_1 的影响分析

$$2\Delta R_1 \stackrel{(a)}{\leq} \mathbb{E} \left[\log_2 \left| \mathbf{I} + \rho_2 \sum_{j \neq k} \mathbf{H}_k^H \hat{\mathbf{W}}_j \hat{\mathbf{W}}_j^H \mathbf{H}_k + \rho_1 \rho_2 \sum_{j \neq k} \mathbf{H}_k^H \hat{\mathbf{W}} \Sigma \mathbf{V}^H \hat{\mathbf{V}}_j \hat{\mathbf{V}}_j^H \mathbf{V} \Sigma^H \hat{\mathbf{W}}^H \mathbf{H}_k \right| \right] \\ \stackrel{(b)}{=} \mathbb{E} \left[\log_2 \left| \mathbf{I} + \left(\rho_2 \sum_{j \neq k} \tilde{\mathbf{H}}_k^H \hat{\mathbf{W}}_j \hat{\mathbf{W}}_j^H \tilde{\mathbf{H}}_k \right. \right. \right. \\ \left. \left. + \rho_1 \rho_2 \sum_{j \neq k} \tilde{\mathbf{H}}_k^H \hat{\mathbf{W}} \Sigma \mathbf{V}^H \hat{\mathbf{V}}_j \hat{\mathbf{V}}_j^H \mathbf{V} \Sigma^H \hat{\mathbf{W}}^H \tilde{\mathbf{H}}_k \right) \Lambda_k \right| \right] \\ \stackrel{(c)}{\leq} \log_2 \left| \mathbf{I} + \rho_2 N_t \sum_{j \neq k} \mathbb{E}_{\mathbf{H}} \left[\tilde{\mathbf{H}}_k^H \hat{\mathbf{W}}_j \hat{\mathbf{W}}_j^H \tilde{\mathbf{H}}_k \right] \right. \\ \left. + \rho_1 \rho_2 N_t \mathbb{E}_{\mathbf{H}, \mathbf{G}} \left[\tilde{\mathbf{H}}_k^H \hat{\mathbf{W}} \Sigma \sum_{j \neq k} \mathbf{V}^H \hat{\mathbf{V}}_j \hat{\mathbf{V}}_j^H \mathbf{V} \Sigma^H \hat{\mathbf{W}}^H \tilde{\mathbf{H}}_k \right] \right| \quad (3.35)$$

其中步骤(a) 来源于引理 4 以及 $\mathbf{H}_k^H \mathbf{W}_k \mathbf{W}_k^H \mathbf{H}_k$ 和 $\mathbf{H}_k^H \hat{\mathbf{W}}_k \hat{\mathbf{W}}_k^H \mathbf{H}_k$ 服从同样的分布，这是由于 \mathbf{W}_k 和 $\hat{\mathbf{W}}_k$ 各项同性分布并且独立于 \mathbf{H}_k 。步骤(b) 来源于 $\mathbf{H}_k \mathbf{H}_k^H = \tilde{\mathbf{H}}_k \mathbf{\Lambda}_k \tilde{\mathbf{H}}_k^H$ 其中 $\tilde{\mathbf{H}}_k$ 是 \mathbf{H}_k 列空间的标准正交基， $\mathbf{\Lambda}_k$ 是以 $\mathbf{H}_k \mathbf{H}_k^H$ 的 N_r 个非排序的特征值为对角元素的对角矩阵，同时步骤(b) 还利用了等式 $|\mathbf{I} + \mathbf{A}_1 \mathbf{A}_2| = |\mathbf{I} + \mathbf{A}_2 \mathbf{A}_1|$ 只要 \mathbf{A}_1 和 \mathbf{A}_2 满足矩阵相乘的条件。最后一步(c) 基于 $\log_2 |\cdot|$ 的凹形利用了杰森不等式以及等式 $\mathbb{E}[\mathbf{\Lambda}_k] = N_t \mathbf{I}_{N_r}$ [11]。

依据[11]的公式 (45)，我们得到：

$$\sum_{j \neq k} \mathbb{E}_{\mathbf{H}} \left[\tilde{\mathbf{H}}_k^H \hat{\mathbf{W}}_j \hat{\mathbf{W}}_j^H \tilde{\mathbf{H}}_k \right] = \frac{D(K-1)}{N_t - N_r} \mathbf{I} = \frac{D}{N_r} \mathbf{I} \quad (3.36)$$

其中 D 表示 \mathbf{H}_k 的量化误差，定义为：

$$D \triangleq \mathbb{E} \left[\min_{\mathbf{Q} \in \mathcal{C}} d^2(\mathbf{H}_k, \mathbf{Q}) \right] \leq \bar{D} \quad (3.37)$$

其中 \mathcal{C} 表示量化码本， \bar{D} 在文献[29]定理 4 中给出，可以近似成如下表达式：

$$\bar{D} \approx \frac{AN_r}{N_t} 2^{-\frac{B_2}{T}} \quad (3.38)$$

其中 T 和 A 在式 (3.21) 和 (3.22) 中定义。

下面再来考虑式 (3.35) 的第二项，可以得到

$$\begin{aligned} & \mathbb{E}_{\mathbf{H}, \mathbf{G}} \left[\tilde{\mathbf{H}}_k^H \hat{\mathbf{W}} \mathbf{\Sigma} \sum_{j \neq k} \mathbf{V}^H \hat{\mathbf{V}}_j \hat{\mathbf{V}}_j^H \mathbf{V} \mathbf{\Sigma}^H \hat{\mathbf{W}}^H \tilde{\mathbf{H}}_k \right] \\ & \stackrel{(d)}{=} \mathbb{E}_{\mathbf{H}} \left[\tilde{\mathbf{H}}_k^H \hat{\mathbf{W}} \mathbb{E}_{\mathbf{\Sigma}} [\mathbf{\Sigma}^2] \sum_{j \neq k} \mathbb{E}_{\mathbf{G}} [\mathbf{V}^H \hat{\mathbf{V}}_j \hat{\mathbf{V}}_j^H \mathbf{V}] \hat{\mathbf{W}}^H \tilde{\mathbf{H}}_k \right] \\ & \stackrel{(e)}{=} \frac{M(N_t - N_r)\epsilon}{M-1} \mathbb{E} \left[\tilde{\mathbf{H}}_k^H \hat{\mathbf{W}}_k \hat{\mathbf{W}}_k^H \tilde{\mathbf{H}}_k \right] + M \left(1 - \frac{M - N_t + N_r}{M-1} \epsilon \right) \sum_{j \neq k} \mathbb{E} \left[\tilde{\mathbf{H}}_k^H \hat{\mathbf{W}}_j \hat{\mathbf{W}}_j^H \tilde{\mathbf{H}}_k \right] \\ & \stackrel{(f)}{=} \left(\frac{MT\epsilon}{N_t(M-1)} + \frac{DM}{N_r} - \frac{M(M - N_t + N_r)D\epsilon}{N_r(M-1)} \right) \mathbf{I} \end{aligned} \quad (3.39)$$

其中步骤(d) 来源于矩阵 \mathbf{G} 和 \mathbf{H} 相互独立且 $\sum_{j=1, j \neq k}^K \mathbb{E} [\mathbf{V}^H \hat{\mathbf{V}}_j \hat{\mathbf{V}}_j^H \mathbf{V}]$ 是对角矩阵。步骤(e) 可以通过代入引理 2 中的等式 (3.10) 并利用 $\mathbb{E}[\mathbf{\Sigma}^2] = M \mathbf{I}_{N_t}$ 获得，上式成立的原因在于 $\mathbf{\Sigma}^2$ 的元素是韦夏特矩阵 $\mathbf{G} \mathbf{G}^H$ 的非排序特征值[28]。注意 $\tilde{\mathbf{H}}_k^H \hat{\mathbf{W}}_k \hat{\mathbf{W}}_k^H \tilde{\mathbf{H}}_k$ 是一个矩阵随机变量，其分布满足 $\text{Beta}(N_r, N_t - N_r)$ 并且 $\mathbb{E} \left[\tilde{\mathbf{H}}_k^H \hat{\mathbf{W}}_k \hat{\mathbf{W}}_k^H \tilde{\mathbf{H}}_k \right] = \frac{N_r}{N_t} \mathbf{I}_{N_r}$ [31]，这是由于 $\tilde{\mathbf{H}}_k$ 和 $\hat{\mathbf{W}}_k$ 独立同分布，这就保证了将等式 (3.36) 代入后步骤(f) 能够成立。

将等式 (3.36) 和 (3.39) 代入式 (3.35)，并且忽略二次正定项 $\frac{M(M - N_t + N_r)D\epsilon}{N_r(M-1)} \mathbf{I}_{N_r}$ ，我们得到

$$\Delta R_1 \leq \frac{N_r}{2} \log_2 \left(1 + T \rho_1 \rho_2 2^{-\frac{B_1}{M-1}} + A \rho_2 (1 + \rho_1 M) 2^{-\frac{B_2}{T}} \right).$$

3.6.2.2 ΔR_2 的影响分析

$$\begin{aligned}
 2\Delta R_2 &\stackrel{(a)}{=} \mathbb{E} \left[\log_2 \left| \frac{\mathbf{I} + \rho_2 \mathbf{H}_k^H \hat{\mathbf{W}}_k \hat{\mathbf{W}}_k^H \mathbf{H}_k + \rho_1 \rho_2 \mathbf{H}_k^H \hat{\mathbf{W}} \Sigma \mathbf{V}^H \mathbf{V}_k \mathbf{V}_k^H \mathbf{V} \Sigma^H \hat{\mathbf{W}}^H \mathbf{H}_k}{\mathbf{I} + \rho_2 \mathbf{H}_k^H \hat{\mathbf{W}} \hat{\mathbf{W}}^H \mathbf{H}_k + \rho_1 \rho_2 \mathbf{H}_k^H \hat{\mathbf{W}} \Sigma \mathbf{V}^H \hat{\mathbf{V}} \hat{\mathbf{V}}^H \mathbf{V} \Sigma^H \hat{\mathbf{W}}^H \mathbf{H}_k} \right| \right] \\
 &= \mathbb{E} \left[\log_2 \left| \mathbf{I} + \left(\mathbf{I} + \rho_2 \mathbf{H}_k^H \hat{\mathbf{W}} \hat{\mathbf{W}}^H \mathbf{H}_k + \rho_1 \rho_2 \mathbf{H}_k^H \hat{\mathbf{W}} \Sigma \mathbf{V}^H \hat{\mathbf{V}} \hat{\mathbf{V}}^H \mathbf{V} \Sigma^H \hat{\mathbf{W}}^H \mathbf{H}_k \right)^{-1} \right. \right. \\
 &\quad \times \left(\rho_1 \rho_2 \mathbf{H}_k^H \hat{\mathbf{W}} \Sigma \mathbf{V}^H \left(\mathbf{V}_k \mathbf{V}_k^H - \hat{\mathbf{V}}_k \hat{\mathbf{V}}_k^H \right) \mathbf{V}^H \Sigma^H \hat{\mathbf{W}}^H \mathbf{H}_k \right. \\
 &\quad \left. \left. - \rho_2 \sum_{j \neq k} \mathbf{H}_k^H \hat{\mathbf{W}}_j \hat{\mathbf{W}}_j^H \mathbf{H}_k - \rho_1 \rho_2 \mathbf{H}_k^H \hat{\mathbf{W}} \Sigma \sum_{j \neq k} \left(\mathbf{V}^H \hat{\mathbf{V}}_j \hat{\mathbf{V}}_j^H \mathbf{V} \right) \Sigma^H \hat{\mathbf{W}}^H \mathbf{H}_k \right) \right| \right] \quad (3.40)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 &\stackrel{(b)}{\leq} \mathbb{E} \left[\log_2 \left| \mathbf{I} + \left(\mathbf{I} + \rho_2 \mathbf{H}_k^H \hat{\mathbf{W}} \hat{\mathbf{W}}^H \mathbf{H}_k + \rho_1 \rho_2 \mathbf{H}_k^H \hat{\mathbf{W}} \Sigma \mathbf{V}^H \hat{\mathbf{V}} \hat{\mathbf{V}}^H \mathbf{V} \Sigma^H \hat{\mathbf{W}}^H \mathbf{H}_k \right)^{-1} \right. \right. \\
 &\quad \left. \left. \times \left(\rho_1 \rho_2 \mathbf{H}_k^H \hat{\mathbf{W}} \Sigma \mathbf{V}^H \left(\mathbf{V}_k \mathbf{V}_k^H - \hat{\mathbf{V}}_k \hat{\mathbf{V}}_k^H \right) \mathbf{V}^H \Sigma^H \hat{\mathbf{W}}^H \mathbf{H}_k \right) \right| \right] \\
 &\stackrel{(c)}{\leq} \mathbb{E} \left[\log_2 \left| \mathbf{I} + \left(\mathbf{H}_k^H \hat{\mathbf{W}} \Sigma \left(\mathbf{V}^H \hat{\mathbf{V}} \hat{\mathbf{V}}^H \mathbf{V} \right) \Sigma^H \hat{\mathbf{W}}^H \mathbf{H}_k \right)^{-1} \left(\sqrt{Z_k} \mathbf{H}_k^H \hat{\mathbf{W}} \Sigma^2 \hat{\mathbf{W}}^H \mathbf{H}_k \right) \right| \right] \quad (3.41)
 \end{aligned}$$

其中步骤(a)成立是由于 $\mathbf{H}_k^H \hat{\mathbf{W}}_k \hat{\mathbf{W}}_k^H \mathbf{H}_k$ 和 $\mathbf{H}_k^H \mathbf{W}_k \mathbf{W}_k^H \mathbf{H}_k$ 服从相同的分布并且都独立于 Σ_k 。步骤(b)通过忽略式(3.40)中最后两个半正定矩阵项而获得。步骤(c)源于引理4以及不等式 $\sqrt{Z_k} \mathbf{I} \succeq \left(\mathbf{V}_k \mathbf{V}_k^H - \hat{\mathbf{V}}_k \hat{\mathbf{V}}_k^H \right)$ ，这个不等式在文献[28]的引理3中给出，不同的是，这里需要做如下定义： $\sqrt{Z_k} = \sum_{j=1}^{N_r} \sqrt{Z_{kj}}$ ，这个结论是通过单独分析矩阵 \mathbf{V}_k 和 $\hat{\mathbf{V}}_k$ 的每一列获得的，其中 Z 在等式(3.8)中定义。

观察不等式(3.41)，我们容易发现 ΔR_2 随着反馈比特数 B_1 的增大而减小，并且与基站以及中继站的发射功率 P_1 和 P_2 无关。与此相对的是， ΔR_1 随着发射功率 P_1 和 P_2 的变大而急剧增大，这就导致其在高发射功率、高信噪比情况下对系统性能的恶化占据了主导作用，因而在这种情况下，我们可以忽略 ΔR_2 的影响，并直接将其表达成 $o(1)$ 。

3.6.3 定理2的证明

将式(3.20)的右表达式与 $\frac{1}{2} \log_2 b$ 取等，并忽略无穷小项 $o(1)$ ，我们得到：

$$2^{-\frac{B_1}{M-1}} + \frac{A(1 + \rho_1 M)}{T \rho_1} 2^{-\frac{B_2}{T}} = \frac{b^{\frac{1}{N_r}} - 1}{T \rho_1 \rho_2}. \quad (3.42)$$

这里我们采取一种简洁有效的方式来求解式 (3.42) :

$$2^{-\frac{B_1}{M-1}} = \frac{1}{2} \frac{b^{\frac{1}{N_r}} - 1}{T \rho_1 \rho_2} \quad (3.43)$$

$$\frac{A(1 + \rho_1 M)}{T \rho_1} 2^{-\frac{B_2}{T}} = \frac{1}{2} \frac{b^{\frac{1}{N_r}} - 1}{T \rho_1 \rho_2}. \quad (3.44)$$

分别求解等式 (3.43) 和 (3.44) 便可以得到式 (3.25) 和 (3.26) 给出的结果。

第四章 设备间通信中多天线自适应协作传输方案设计

4.1 引言

在前两章中，我们分别研究了相邻小区基站间协作以及在蜂窝小区中布设多天线中继站两种协作传输方式对改善小区边缘用户通信质量以及提高通信系统整体性能所具有的积极意义。本章中，我们将考虑在现有蜂窝通信系统中引入设备间通信的机制，该机制允许用户不通过基站而直接经由用户到用户的链路进行通信，这种通信方式能够显著提高局部用户的通信速率，很好的服务于热点区域对数据传输的高速率要求，同时还可以通过复用蜂窝小区的通信资源，提高频谱效率和系统的整体通信容量^[8]。

但是频率资源的复用也会导致设备间通信链路和蜂窝小区的通信链路之间产生相互干扰，在设备间通信和蜂窝通信系统均采用较高的发射功率时，这一干扰可能导致整个通信系统性能的急剧恶化^[32]。消除这一干扰最直接的方式就是为设备间通信链路和蜂窝通信链路分配相互正交的资源，例如在LTE(Long Term Evolution)系统中的资源块。文献^[33]指出正交资源分配的机制下，由于设备间通信链路和蜂窝通信链路之间不产生相互干扰，当设备间通信的发射机和蜂窝基站都采用最大功率发送时，整个通信系统的容量将达到最大。尽管如此，正交资源分配方案却降低了频谱的复用增益，为了完全实现设备间通信引入的初衷，非正交的资源分配方式更具有实际价值，此时如何控制设备间通信链路和蜂窝链路之间的相互干扰以保证稳定可靠的设备间通信和蜂窝通信质量成为很关键的问题。在文献^[32]中，作者提出了一种称为 δ_D 干扰区域限制的技术，该技术限制设备间通信发射机的最大发射功率并且不允许处于 δ_D 干扰区域内的蜂窝用户发送上行信号，因而该技术能够显著提高设备间通信的质量同时对蜂窝通信的性能产生较小的影响。文献^[34]指出针对信号干扰处于不同水平，设备间通信的接收机可以采用不同的接收模式，并提出了三种不同的接收模式以改善系统的中断容量。

需要指出的是，上述文献都考虑了基站多天线的情况，但是却没有研究多天线预编码对于改善系统复用增益、减少链路间干扰带来的系统性能的改善。另外，上述文献中都假定发射机能够获得理想的下行信道信息，因而蜂窝基站能够根据理想的下行信道信息决定最佳的资源分配模式。在时分双工的系统中，由于上行信道和下行信道的互易性，可以通过上行信道估计校正得到较为准确的下行信道信息，因而这一假设能够得到部分满足，但是在频分双工的系统中，上下行信道不具备互易性，这一假设

很难得到满足，这种情况下，我们可以考虑采用有限比特反馈技术^{[14][28]}来解决这一问题。因此，本章主要研究在有限比特反馈机制下，多天线基站采用不同预编码方式对设备间通信和蜂窝通信的性能产生的影响。

本章的结构安排如下：第 4.2 节介绍了设备间通信的系统模型，第 4.3 节研究了在发射机完全知晓理想的下行信道信息的情况下，蜂窝基站分别采用两种不同的预编码方式设备间通信和蜂窝通信系统的性能表现，第 4.4 节分析了当采用有限比特反馈机制时，上述两种预编码方式下系统的性能表现，第 4.5 节提出了一种设备间通信的自适应协作传输方案，并给出了数值分析的结果，最后第 4.6 节对本章进行了小结。

4.2 设备间通信系统模型

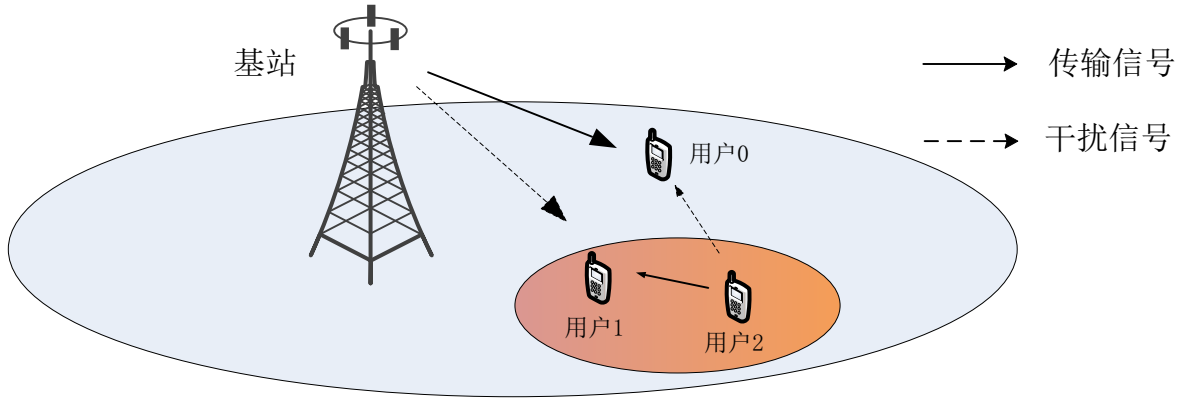


图 4.1 蜂窝小区中设备间通信系统模型

蜂窝小区中设备间通信系统的模型如图 4.1 所示，其中小区基站拥有 M 根天线，小区中有三个单天线用户 UE0, UE1, UE2，用户 UE0 接收基站发送的数据，而用户 UE1 和 UE2 通过直接相连的链路进行设备间通信，而无须经由基站进行信号转发。小区基站的功率限制为 P_B ，设备间通信的发射机 UE2 的功率限制为 P_2 ，在下行阶段，基站发送数据符号 s_0 给用户 UE0，而用户 UE2 发送符号 s_2 给用户 UE1，它们共享相同的频段。

我们假设发送符号能量归一化，即 $\mathbb{E}[\|s\|^2] = 1$ ，此时小区用户 UE0 接收到的信号为：

$$y_0 = \sqrt{\alpha_{B0} P_B} \mathbf{h}_{B0}^H \mathbf{w} s_0 + \sqrt{\alpha_{20} P_2} h_{20} s_2 + n_0 \quad (4.1)$$

其中 $\mathbf{h}_{B0} \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ 和 $h_{20} \in \mathbb{C}^{1 \times 1}$ 分别表示基站-UE0 通信链路和设备间通信的发射机对蜂窝通信的干扰链路 UE2-UE0，两者的元素都建模成独立同分布的零均归一化高斯随机变量。向量 \mathbf{w} 表示基站端的预编码，而设备间通信的发射机 UE2 不进行预编码，由于其只有一根发射天线。路径损耗通过定义参数 $\alpha_{ij} \triangleq (D_0/D_{ij})^\eta$ 来表示，其中 D_0 表示参考距离， D_{ij} 表示所研究的链路，其下标选自集合 $\{B, 0, 1, 2\}$ ，这里 B 表示基站，其他几

个整数表示相应的用户，参数 η 可以通过实际测量获得^[16]，典型值为 $\eta = 4$ 。 n_0 表示蜂窝用户UE0经历的加性高斯白噪声， $n_0 \sim \mathcal{CN}(0, 1)$ 。

设备间通信的接收机UE1接收的信号为：

$$y_1 = \sqrt{\alpha_{21}P_2}h_{21}s_2 + \sqrt{\alpha_{B1}P_B}\mathbf{h}_{B1}^H\mathbf{w}s_0 + n_1 \quad (4.2)$$

其中各个参数和变量的含义与式(4.1)中相似，这里不再赘述。

依据式(4.1)和(4.2)，我们可以得到蜂窝用户UE0和设备间通信用户UE1的接收信干噪比，分别为：

$$\gamma_0 = \frac{\alpha_{B0}P_B|\mathbf{h}_{B0}^H\mathbf{w}|^2}{\alpha_{20}P_2(|h_{20}|^2 + 1)} \quad (4.3)$$

和

$$\gamma_1 = \frac{\alpha_{21}P_2|h_{21}|^2}{\alpha_{B1}P_B|\mathbf{h}_{B1}^H\mathbf{w}|^2 + 1}, \quad (4.4)$$

这样我们可以将整个设备间通信和蜂窝通信系统的传输容量表达为：

$$\mathcal{R} = \mathbb{E}[\log_2(1 + \gamma_0)] + \mathbb{E}[\log_2(1 + \gamma_1)]. \quad (4.5)$$

下面，我们将分析在发射端获得不同精确程度的信道信息的情况下，特征波束成形预编码和干扰消除预编码两种编码方式能够获得的系统容量，并给出闭式解。

4.3 理想信道信息下系统性能分析

由于配备有多根天线，蜂窝小区基站可以选择两种不同的预编码方式，一种是为设备间通信用户做干扰消除的预编码，另外一种增强蜂窝用户接收能量的预编码，称为特征波束成形预编码。若采用干扰消除预编码方式，设备间通信用户的接收信干噪比将得到增强，但是蜂窝用户的接收信号将会被削弱，而若采用特征波束成形预编码方式，蜂窝用户接收信号能量得到增强，但设备间通信用户由于受到基站强烈的干扰，其接收信干噪比将会大大降低。因此，我们有必要研究在一个实际系统中，哪一种预编码方式能够获得最优的系统容量。在这一节中，我们假设基站端能够获得所有理想的下行信道信息，并依据该信息计算确定预编码向量，同时我们推导出了这种情况下两种编码方案能够达到的系统容量的闭式解。下面，我们首先给出两个引理，为后面的容量计算服务：

引理 5 对于两个随机变量 $x \sim \chi_{2L}^2$, $y \sim \chi_2^2$, 以及正数 a 和 b , 我们有如下等式成立:

$$\begin{aligned}
 R_1(a, b, L) &\triangleq \mathbb{E} \left[\log_2 \left(1 + \frac{x}{ay + b} \right) \right] \\
 &= \frac{1}{\ln 2} \sum_{k=0}^{L-1} \sum_{m=0}^k \frac{b^m}{m!a} \left[\left(\frac{1}{a} - 1 \right)^{m-k-1} e^b \Gamma(k+1) \Gamma(-k, b) \right. \\
 &\quad \left. - \sum_{j=1}^{k-m+1} \sum_{i=0}^k \binom{k}{i} \left(-\frac{1}{a} \right)^i a^{-k+i+j-1} e^{\frac{b}{a}} \Gamma \left(k-i-j+1, \frac{b}{a} \right) \left(\frac{1}{a} - 1 \right)^{m-k+j-2} \right].
 \end{aligned} \tag{4.6}$$

证明: 见附录 4.7.1。

引理 6 对于随机变量 $x \sim \chi_2^2$ 以及正数 δ , 我们有如下等式成立:

$$\begin{aligned}
 R_2(\delta) &\triangleq \mathbb{E} [\log_2(1 + \delta x)] \\
 &= \frac{1}{\ln 2} e^{\frac{1}{\delta}} E_1 \left(\frac{1}{\delta} \right)
 \end{aligned} \tag{4.7}$$

其中 $E_1(z) = \int_z^\infty \frac{e^{-t}}{t} dt$ 表示第一阶指数积分函数。

证明: 定义 $y \triangleq \delta x$, 我们可以得到它的概率分布函数为:

$$F_Y(y) = 1 - e^{-\frac{y}{\delta}}. \tag{4.8}$$

由此我们得到:

$$\mathbb{E} [\log_2(1 + y)] = \frac{1}{\ln 2} \int_0^\infty \frac{1 - F_Y(y)}{1 + y} dy \tag{4.9}$$

$$\begin{aligned}
 &= \frac{1}{\ln 2} \int_0^\infty \frac{e^{-\frac{y}{\delta}}}{1 + y} dy \\
 &= \frac{1}{\ln 2} e^{\frac{1}{\delta}} E_1 \left(\frac{1}{\delta} \right)
 \end{aligned} \tag{4.10}$$

其中我们可以通过分部积分得到等式 (4.9), 同时等式 (4.10) 源于文献[22]。

4.3.1 特征波束成形预编码性能分析

当采用特征波束成形预编码策略时, 小区基站旨在增强蜂窝用户的信号能量, 而不考虑对设备间通信接收机的干扰, 此时, 基站预编码向量 \mathbf{w} 的方向应该和信道方向一致, 因此我们得到:

$$\mathbf{w} = \mathbf{h}_{B0} / \|\mathbf{h}_{B0}\|. \tag{4.11}$$

基于公式 (4.11), 我们得到如下分布结果:

$$|\mathbf{h}_{B0}^H \mathbf{w}|^2 \sim \chi_{2M}^2 \tag{4.12}$$

$$|h_{20}|^2 \sim \chi_2^2 \tag{4.13}$$

其中 χ_{2M}^2 表示一个自由度为 $2M$ 的卡方随机变量。因此式(4.3)中定义的蜂窝用户UE0的接收信干噪比数值上等价于:

$$\gamma_{0,\text{CSIT}}^{\text{BF}} \sim \frac{\alpha_{B0}P_B\chi_{2M}^2}{\alpha_{20}P_2\chi_2^2 + 1}. \quad (4.14)$$

我们继续考虑在式(4.4)中定义的的设备间通信用户接收信干噪比,显然 $|h_{21}|^2 \sim \chi_2^2$,对于 $|\mathbf{h}_{B1}^H \mathbf{w}|^2$,由于 \mathbf{h}_{B1} 和 \mathbf{w} 在向量空间上独立同分布并且向量 \mathbf{w} 已经归一化,因而 $|\mathbf{h}_{B1}^H \mathbf{w}|^2 \sim \chi_2^2$,相应的,我们得到:

$$\gamma_{1,\text{CSIT}}^{\text{BF}} \sim \frac{\alpha_{21}P_2\chi_2^2}{\alpha_{B1}P_B\chi_2^2 + 1}. \quad (4.15)$$

通过比较式(4.14)和(4.15)中的信干噪比和引理5中定义的变量,我们可以得到在发射端能够获得理想信道信息的情况下,蜂窝基站采用特征波束成形预编码的方式时系统的通信容量为:

$$\begin{aligned} \mathcal{R}_{\text{CSIT}}^{\text{BF}} &= \mathbb{E} [\log_2 (1 + \gamma_{0,\text{CSIT}}^{\text{BF}})] + \mathbb{E} [\log_2 (1 + \gamma_{1,\text{CSIT}}^{\text{BF}})] \\ &= R_1 \left(\frac{\alpha_{20}P_2}{\alpha_{B0}P_B}, \frac{1}{\alpha_{B0}P_B}, M \right) + R_1 \left(\frac{\alpha_{B1}P_B}{\alpha_{21}P_2}, \frac{1}{\alpha_{21}P_2}, 1 \right) \end{aligned} \quad (4.16)$$

其中 $R_1(\cdot, \cdot, \cdot)$ 在引理5中定义。

4.3.2 干扰消除预编码性能分析

当蜂窝基站采用干扰消除预编码策略时,基站端的预编码向量 \mathbf{w} 的选取准则是:消除对设备间通信接收机干扰的同时,最大化蜂窝用户的接收能量,因此我们将 \mathbf{w} 选取为: \mathbf{h}_{B0} 在 \mathbf{h}_{B1} 的零空间上投影向量的归一化向量。据此我们可以得到 $|\mathbf{h}_{B1}^H \mathbf{w}|^2 \sim \chi_{2(M-1)}^2$ ^[35],因而:

$$\gamma_{0,\text{CSIT}}^{\text{IC}} \sim \frac{\alpha_{B0}P_B\chi_{2(M-1)}^2}{\alpha_{20}P_2\chi_2^2 + 1}. \quad (4.17)$$

类似的,对于用户UE1,我们可以得到:

$$\gamma_{1,\text{CSIT}}^{\text{IC}} \sim \alpha_{21}P_2\chi_2^2 \quad (4.18)$$

其中来自蜂窝小区基站的干扰已经完全消除,利用引理5和引理6的结论,我们可以得到在基站端能够获得理想下行信道信息的情况下,干扰消除预编码策略能够达到的系统容量为:

$$\begin{aligned} \mathcal{R}_{\text{CSIT}}^{\text{IC}} &= \mathbb{E} [\log_2 (1 + \gamma_{0,\text{CSIT}}^{\text{IC}})] + \mathbb{E} [\log_2 (1 + \gamma_{1,\text{CSIT}}^{\text{IC}})] \\ &= R_1 \left(\frac{\alpha_{20}P_2}{\alpha_{B0}P_B}, \frac{1}{\alpha_{B0}P_B}, M - 1 \right) + R_2 (\alpha_{21}P_2) \end{aligned} \quad (4.19)$$

其中 $R_1(\cdot, \cdot, \cdot)$ 和 $R_2(\cdot, \cdot, \cdot)$ 分别在引理5和引理6中定义。图4.2给出了在基站天线数 $M = 4$ 且能够获得理想信道信息的情况下,特征波束成形和干扰消除两种预编码能够达到的系统性能,并验证了论文中所推导的系统容量闭式解(4.16)和(4.19)的准确性。

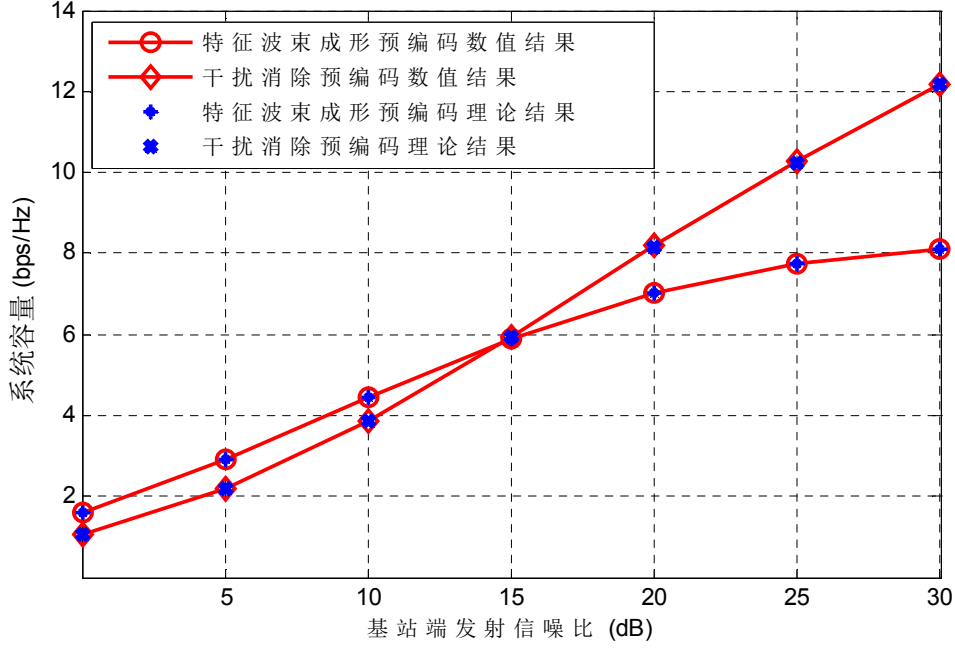


图 4.2 理想信道信息情况下两种预编码性能比较, $M = 2, P_2 = P_B/20$

4.4 量化信道信息下系统性能分析

在本节中, 我们考虑当基站端通过有限比特反馈获得下行信道信息的情况下系统的传输性能^[14], 此时, 蜂窝用户UE0和设备间通信接收机UE1首先通过信道估计获得基站到其的信道信息, 接着依据现有码本对信道信息进行量化, 再将该信道信息通过有限个比特反馈给基站。下面我们分析在有限反馈机制下, 特征波束成形和干扰抵消两种预编码的性能表现。

4.4.1 特征波束成形预编码性能分析

基站端只能获得量化信道信息反馈的情况下, 特征波束成形预编码 \mathbf{w} 与反馈信道向量 $\hat{\mathbf{h}}_{B0}$ 相等。依据文献^[14], 真实信道信息 \mathbf{h}_{B0} 的归一化向量 $\tilde{\mathbf{h}}_{B0}$ 可以作如下分解:

$$\tilde{\mathbf{h}}_{B0} = \sqrt{1-Z}\hat{\mathbf{h}}_{B0} + \sqrt{Z}\mathbf{s} \quad (4.20)$$

其中向量 \mathbf{s} 在量化信道向量 $\hat{\mathbf{h}}_{B0}$ 的零空间上各向同分布, Z 表示量化误差, 其期望为:

$$\mathbb{E}[Z] = \frac{M-1}{M} 2^{-\frac{B}{M-1}} \triangleq \epsilon \quad (4.21)$$

其中, M 表示基站的天线数, B 表示信道反馈比特数^[29]。因而, $|\mathbf{h}_{B0}^H \hat{\mathbf{h}}_{B0}|^2$ 满足如下分布:

$$|\mathbf{h}_{B0}^H \hat{\mathbf{h}}_{B0}|^2 \sim (1-\epsilon)\chi_{2M}^2 \quad (4.22)$$

同时，我们还知道：

$$|h_{20}|^2 \sim \chi_2^2. \quad (4.23)$$

因而，信道信息有限反馈的情况下，特征波束成形预编码使得蜂窝用户UE0的接收信干噪比满足如下分布：

$$\gamma_{0,\text{LF}}^{\text{BF}} \sim \frac{\alpha_{B0}P_B(1-\epsilon)\chi_{2M}^2}{\alpha_{20}P_2\chi_2^2 + 1}. \quad (4.24)$$

对于设备间通信的接收机UE1，它的信干噪比与理想信道信息情况下相似。由于归一化向量 $\hat{\mathbf{h}}_{B0}$ 独立于 \mathbf{h}_{B0} ，且 \mathbf{h}_{B0} 的各个元素服从于归一化零均高斯分布，即 $\mathcal{CN}(0, 1)$ ，因而我们得到 $|\mathbf{h}_{B1}^H \hat{\mathbf{h}}_{B0}|^2 \sim \chi_2^2$ ，同时由于 $|h_{21}|^2 \sim \chi_2^2$ ，我们可以得到：

$$\gamma_{1,\text{LF}}^{\text{BF}} \sim \frac{\alpha_{21}P_2\chi_2^2}{\alpha_{B1}P_B\chi_2^2 + 1}. \quad (4.25)$$

依据引理 5，同时结合式 (4.24) 和 (4.25)，我们可以得到在有限比特反馈情况下，特征波束成形预编码能够达到的系统容量为：

$$\mathcal{R}_{\text{LF}}^{\text{BF}} = R_1 \left(\frac{\alpha_{20}P_2}{\alpha_{B0}P_B(1-\epsilon)}, \frac{1}{\alpha_{B0}P_B(1-\epsilon)}, M \right) + R_1 \left(\frac{\alpha_{B1}P_B}{\alpha_{21}P_2}, \frac{1}{\alpha_{21}P_2}, 1 \right) \quad (4.26)$$

其中 $R_1(\cdot, \cdot, \cdot)$ 在引理 5 中定义。

4.4.2 干扰消除预编码性能分析

有限比特反馈机制下，与理想信道信息情况下类似，干扰消除预编码 \mathbf{w} 的方向与反馈信道向量 $\hat{\mathbf{h}}_{B0}$ 在向量 $\hat{\mathbf{h}}_{B1}$ 零空间上的投影方向一致。与理想信道信息情况不同的是，这里无法确切的知道蜂窝用户UE0接收信干噪比的准确分布，因而，这里我们采取一种有效的近似方法，该方法的准确性将在后面的仿真过程中得以证实。

考虑在式 (4.3) 中给出的蜂窝用户UE0的接收信干噪比，其信号项 $|\mathbf{h}_{B0}^H \mathbf{w}|^2$ 对不同码本的期望如下：

$$\begin{aligned} & \mathbb{E} [|\mathbf{h}_{B0}^H \mathbf{w}|^2] \\ &= \|\mathbf{h}_{B0}\|^2 \mathbb{E} \left[\left| \sqrt{1-Z} \hat{\mathbf{h}}_{B0}^H \mathbf{w} + \sqrt{Z} \mathbf{s}^H \mathbf{w} \right|^2 \right] \\ &\approx \mathbb{E}[1-Z] \|\mathbf{h}_{B0}\|^2 |\hat{\mathbf{h}}_{B0}^H \mathbf{w}|^2 \end{aligned} \quad (4.27)$$

$$\sim (1-\epsilon)\chi_{2(M-1)}^2 \quad (4.28)$$

其中我们忽略始终较小的误差项便可得到式 (4.27)^[16]，由于向量 \mathbf{w} 与信道反馈向量 $\hat{\mathbf{h}}_{B0}$ 在向量 \mathbf{h}_{B1} 的零空间上的投影方向一致，因此式 (4.28) 的成立，这一结论与理想反馈信道信息情况下得到式 (4.17) 的依据类似。相应的，我们得到如下结论：

$$\gamma_{0,\text{LF}}^{\text{IC}} \sim \frac{\alpha_{B0}P_B(1-\epsilon)\chi_{2(M-1)}^2}{\alpha_{20}P_2\chi_2^2 + 1}. \quad (4.29)$$

蜂窝基站对设备间通信接收机的干扰项 $|\mathbf{h}_{B1}\mathbf{w}|^2$ 满足如下关系式:

$$\begin{aligned} |\mathbf{h}_{B1}\mathbf{w}|^2 &= \|\mathbf{h}_{B1}\|^2 \left| \sqrt{1 - Z\hat{\mathbf{h}}_{B1}^H\mathbf{w}} + \sqrt{Z}\mathbf{s}^H\mathbf{w} \right|^2 \\ &= Z\|\mathbf{h}_{B1}\|^2 \cdot \beta(1, M - 2) \end{aligned} \quad (4.30)$$

其中式 (4.30) 基于如下事实: 预编码向量 \mathbf{w} 在量化信道向量 $\hat{\mathbf{h}}_{B1}$ 的零空间上, 并且 \mathbf{s} 也在 $\hat{\mathbf{h}}_{B1}$ 的零空间上独立同分布。文献[20]的引理 1 表明:

$$Z\|\mathbf{h}_{B1}\|^2 \cdot \text{Beta}(1, M - 2) \sim \mu\chi_2^2 \quad (4.31)$$

其中 $\mu = 2^{-\frac{B}{M-1}}$, $\text{Beta}(a, b)$ 表示以 a 和 b 为参数的贝塔随机变量, 因此我们得到:

$$\gamma_{1,\text{LF}}^{\text{IC}} \sim \frac{\alpha_{21}P_2\chi_2^2}{\alpha_{B1}P_B\mu\chi_2^2 + 1}. \quad (4.32)$$

综合上述分析可以知, 在有限比特反馈机制下, 干扰消除预编码可以达到的系统性能为:

$$\mathcal{R}_{\text{LF}}^{\text{IC}} = R_1 \left(\frac{\alpha_{20}P_2}{\alpha_{B0}P_B(1 - \epsilon)}, \frac{1}{\alpha_{B0}P_B(1 - \epsilon)}, M - 1 \right) + R_1 \left(\frac{\alpha_{B1}P_B\mu}{\alpha_{21}P_2}, \frac{1}{\alpha_{21}P_2}, 1 \right) \quad (4.33)$$

其中 $R_1(\cdot, \cdot, \cdot)$ 在引理 5 中定义。我们在图 4.3 中给出了在有限比特反馈情况下, 特征波束成形预编码和干扰消除预编码的性能对比, 其中基站天线数 $M = 4$, 反馈比特数 $B = 14$, 图中同时验证了文中所推导的闭式解 (4.26) 和 (4.33) 的准确性。

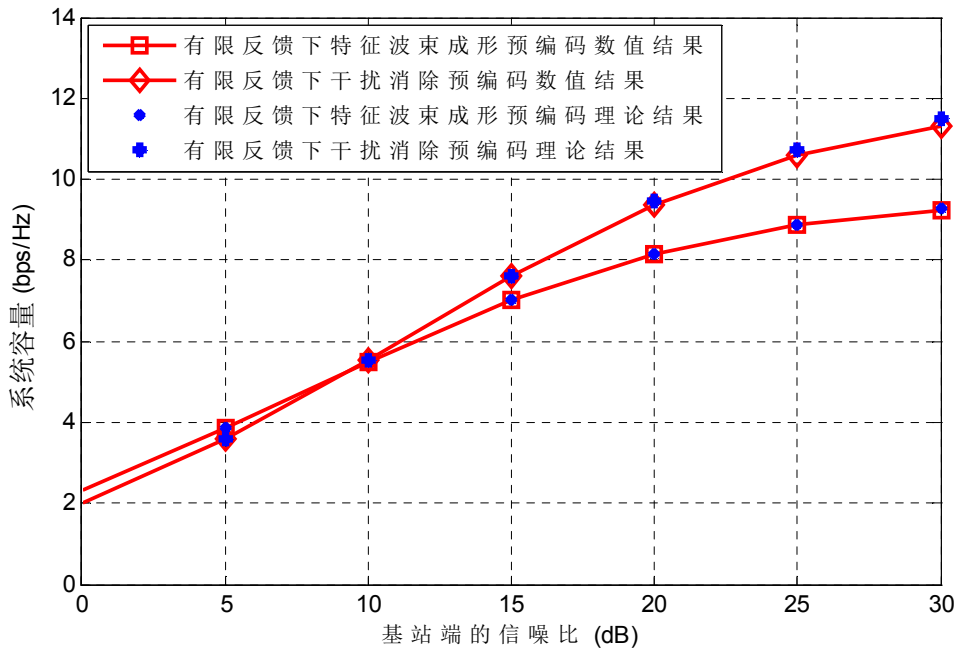


图 4.3 有限反馈情况下两种预编码性能比较, $M = 4, B = 14, P_2 = P_B/20$

4.5 设备间通信的自适应协作传输方案设计及数值分析

4.5.1 自适应协作传输方法设计

从图 4.2 和图 4.3 中可以发现，在低信噪比情况下，由于特征波束成形预编码能够将现有的较小功率尽可能的用来增强蜂窝用户的信号强度，因而产生了比干扰消除预编码更优的系统性能。但是在信噪比处于一个中等或者较高的情况下，干扰抵消预编码模式性能更好，由于此时干扰消除预编码方案能够很好的改善导致系统性能衰弱的主导因素：蜂窝基站信号对设备间通信设备的强烈干扰。这一发现可以让我们很自然的想到，系统应该根据实际场景，在特征波束成形预编码和干扰消除预编码两种方案间进行切换以实现通信容量的最大化。现有策略集合 $\mathcal{S} = \{BF, IC\}$ ，我们按照如下标准设计两种预编码模式的切换策略：

$$s = \arg \max_{s \in \mathcal{S}} \mathcal{R}_s \quad (4.34)$$

其中在有限反馈场景下，对于特征波束成形与干扰消除预编码两种模式， \mathcal{R}_s 分别对应于等式 (4.26) 和 (4.33)，而对于理想信道信息的情况，两种预编码模式下分别对应于等式 (4.16) 和 (4.19)。

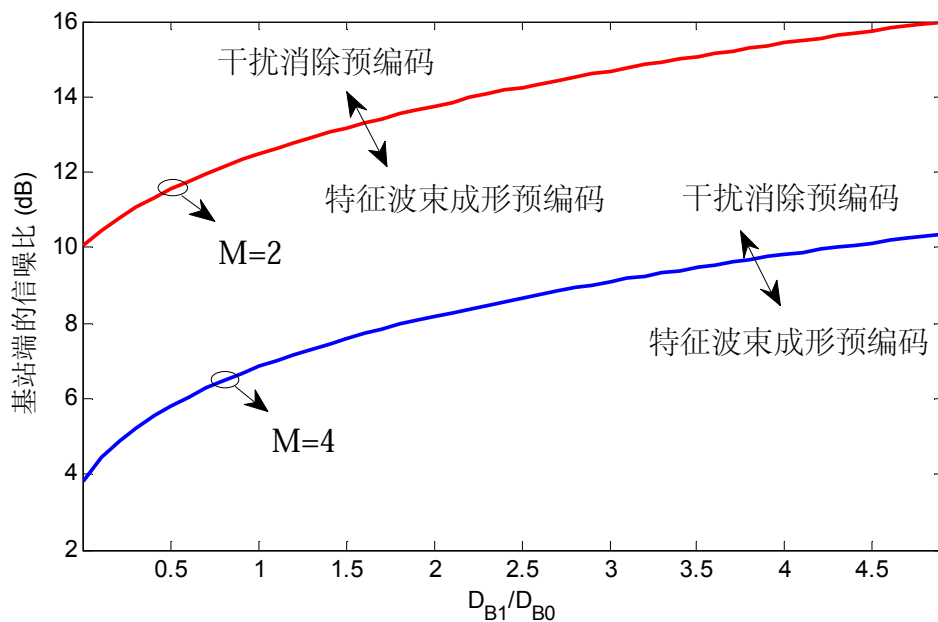


图 4.4 理想信道信息情况下两种预编码方案的可行域， $P_2 = P_B/20$

4.5.2 数值分析

上面的分析中，我们已经给出了当基站可以获得理想信道信息以及量化反馈信道信息情况下，特征波束成形预编码和干扰消除预编码两种方案能够达到的系统容量的闭式解，因此式 (4.34) 表示的切换问题可以通过数值方法高效的求解。从给出的系统容量

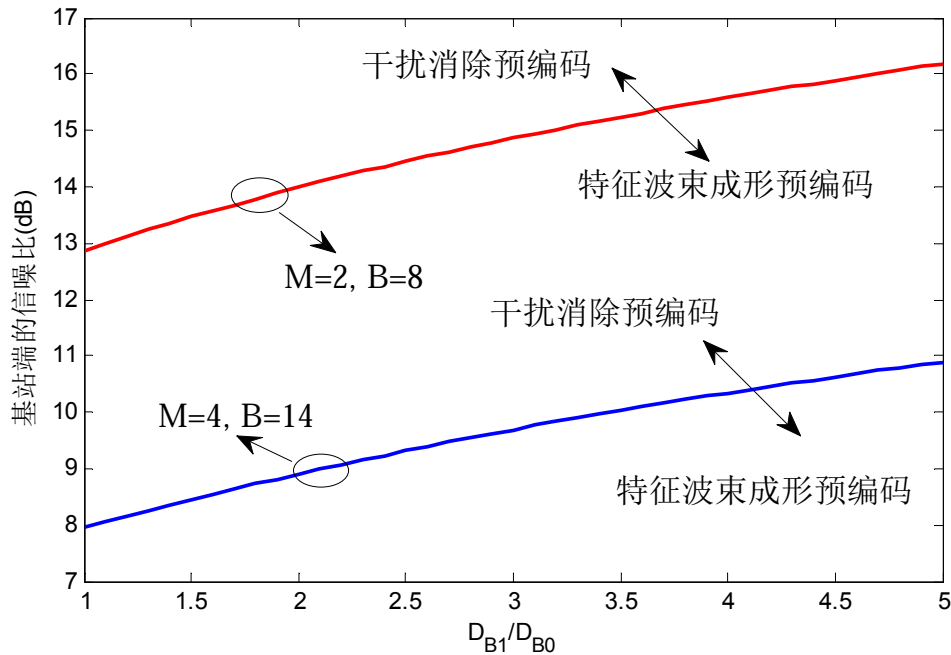


图 4.5 有限反馈情况下两种预编码方案的可行域, $P_2 = P_B/20$

闭式解中可以看出, 特征波束成形和干扰消除预编码两种方式的优劣性取决于基站的发射功率、基站天线数、反馈比特数以及基站到设备间通信用户和蜂窝用户的距离关系。因而在图 4.4 和图 4.5 中分别画出了基站可以获得理想信道信息和有限反馈信道信息两种情况下, 特征波束成形预编码以及干扰消除预编码两种模式的可行域相对于基站发射功率以及基站到蜂窝用户和设备间通信用户的距离比的关系。

图 4.4 和图 4.5 中的可行域符合直觉判断, 当设备间通信的用户离基站距离相对于蜂窝用户离基站的距离越远时, 基站发射信号对设备间通信链路的影响越小, 此时基站采用功率增强型的波束成形预编码方案的可能性越大, 由于该方案能够集中可用的发射功率增强蜂窝用户的接收信号强度, 而不必考虑对设备间通信链路的影响, 这样便能够显著提升整个系统的通信容量。

4.6 本章小结

本章主要研究了在现有蜂窝通信系统中引入可以建立直接链路进行数据交互的设备间通信的新型通信场景, 分别分析了当小区基站能够获得理想信道信息和有限反馈信道信息情况下, 特征波束成形预编码和干扰消除预编码两种编码方案的性能, 并给出了这两种预编码能够达到的系统通信容量的闭式解。基于该闭式解, 本章提出了一种设备间通信中的自适应协作传输方法, 即系统根据实际状态自适应选择预编码模式以达到通信容量最大化, 并给出了特征波束成形预编码和干扰消除预编码两种模式相对于基站发射功率和用户位置信息的可行域。

4.7 附录

4.7.1 引理 5 的证明

对于随机变量 $x \sim \chi_{2L}^2$ 和 $y \sim \chi_2^2$ ，我们已知 x 的概率分布函数

$$F_X(x) = 1 - e^{-x} \sum_{k=0}^{L-1} \frac{x^k}{k!} \quad (4.35)$$

以及 y 的概率密度函数

$$f_Y(y) = e^{-y}. \quad (4.36)$$

定义 $z \triangleq \frac{x}{ay+b}$ ，其概率分布函数依据下式计算：

$$\begin{aligned} F_Z(z) &= \Pr\left(\frac{x}{ay+b} \leq z\right) \\ &= \int_0^\infty f_Y(y) \left(\int_0^{ayz+bz} f_X(x) dx\right) dy \\ &= \int_0^\infty F_X(ayz+bz) f_Y(y) dy \\ &= 1 - e^{-bz} \sum_{k=0}^{L-1} \frac{(az)^k}{k!} \int_0^\infty \left(y + \frac{b}{a}\right)^k e^{-(az+1)y} dy \end{aligned} \quad (4.37)$$

$$= 1 - e^{-bz} \sum_{k=0}^{L-1} \frac{(az)^k}{k!} (az+1)^{-k-1} e^{\frac{b}{a}+bz} \Gamma\left(k+1, \frac{b}{a}+bz\right) \quad (4.38)$$

其中将等式 (4.35) 和 (4.36) 代入计算便可得到等式 (4.37)。最后一个等式 (4.38) 源于文献[22]中等式 3.382.4， $\Gamma(a, x) \triangleq \int_x^\infty e^{-t} t^{a-1} dt$ 表示互补伽马函数。依据文献[22]中等式 8.352.4，互补伽马函数可以进行如下分解：

$$\Gamma(a, x) = (a-1)! e^{-x} \sum_{m=0}^{a-1} \frac{x^m}{m!}. \quad (4.39)$$

接着，将等式 (4.39) 代入 (4.38) 得到：

$$F_Z(z) = 1 - \sum_{k=0}^{L-1} \sum_{m=0}^k \frac{b^m}{m! a} \frac{z^k e^{-bz}}{\left(z + \frac{1}{a}\right)^{k-m+1}}. \quad (4.40)$$

因此当信干噪比为 z 时，系统的通信容量等价于：

$$\mathbb{E}[\log_2(1+z)] = \frac{1}{\ln 2} \int_0^\infty \frac{1 - F_Z(z)}{1+z} dz \quad (4.41)$$

$$= \frac{1}{\ln 2} \sum_{k=0}^{L-1} \sum_{m=0}^k \frac{b^m}{m! a} \int_0^\infty \frac{z^k e^{-bz}}{\left(z+1\right)\left(z+\frac{1}{a}\right)^{k-m+1}} dz \quad (4.42)$$

其中通过分部积分可以得到等式 (4.41)，等式 (4.42) 使用了在式 (4.40) 中得出的 z 的概率分布函数。需要指出的是文献[16]已经给出了 (4.42) 中的积分的一个闭式解，但是这里，我们将重新推导，给出一个具有更简洁形式的闭式解。通过如下分解：

$$\frac{1}{(z+1)\left(z+\frac{1}{a}\right)^{k-m+1}} = \frac{\left(\frac{1}{a}-1\right)^{m-k-1}}{z+1} - \sum_{j=1}^{k-m+1} \frac{\left(\frac{1}{a}-1\right)^{m-k+j-2}}{\left(z+\frac{1}{a}\right)^j}, \quad (4.43)$$

我们可以将式 (4.42) 中给出的系统通信容量等价的写为：

$$\begin{aligned} & \mathbb{E}[\log_2(1+z)] \\ &= \frac{1}{\ln 2} \sum_{k=0}^{L-1} \sum_{m=0}^k \frac{b^m}{m!a} \left[\int_0^\infty \frac{\left(\frac{1}{a}-1\right)^{m-k-1} z^k e^{-bz}}{z+1} dz \right. \\ & \quad \left. - \sum_{j=1}^{k-m+1} \sum_{i=0}^k \binom{k}{i} \left(\frac{1}{a}-1\right)^{m-k+j-2} \left(-\frac{1}{a}\right)^i \int_0^\infty e^{-bz} \left(z+\frac{1}{a}\right)^{k-i-j} dz \right] \quad (4.44) \\ &= \frac{1}{\ln 2} \sum_{k=0}^{L-1} \sum_{m=0}^k \frac{b^m}{m!a} \left[\left(\frac{1}{a}-1\right)^{m-k-1} e^b \Gamma(k+1) \Gamma(-k, b) \right. \\ & \quad \left. - \sum_{j=1}^{k-m+1} \sum_{i=0}^k \binom{k}{i} \left(-\frac{1}{a}\right)^i a^{-k+i+j-1} e^{\frac{b}{a}} \Gamma\left(k-i-j+1, \frac{b}{a}\right) \left(\frac{1}{a}-1\right)^{m-k+j-2} \right] \quad (4.45) \end{aligned}$$

将等式 (4.43) 代入式 (4.42)，并将式 $\left(z+\frac{1}{a}-\frac{1}{a}\right)^k$ 做二项式分解，我们可以得到等式 (4.44)。式 (4.45) 依据文献[22]中式 (3.383.10) 以及式 (3.382.4)。需要指出的是我们上面考虑的是一般形式 $a \neq 1$ 。对于特例 $a = 1$ ，我们有：

$$\begin{aligned} & \mathbb{E}[\log_2(1+z)] \\ &= \frac{1}{\ln 2} \sum_{k=0}^{L-1} \sum_{m=0}^k \sum_{i=0}^k \frac{b^m}{m!} \binom{k}{i} (-1)^i b^{i-m+1} e^b \Gamma(m-1-i, b). \quad (4.46) \end{aligned}$$

第五章 全文总结及展望

多天线技术通过在通信系统的发射端或接收端布设多根天线，为基站和用户设备提供了更大的空间自由度，使得它们可以利用合适的预编码获得现有频率资源在空间上的复用。由于能够显著提升频谱的利用效率和系统的容量，多天线技术已经成为未来无线通信系统实现高速数据传输的关键技术之一。在现有蜂窝通信系统中，多天线技术的引入可以实现系统性能的大幅提升，但是对于蜂窝小区边缘用户而言，它们由于受到来自相邻小区基站发送信号的干扰或者由于单个小区覆盖范围太大导致本小区基站发送信号衰减强烈等因素的影响，其接收信噪比一般比较低，这就严重影响了整个系统的通信质量。为了解决这一问题，包括多天线中继技术、协作多小区传输技术等在内的协作通信技术近年来受到研究人员的关注。该技术可以通过相邻小区基站间的协作、引入协作中继站、允许临近设备间直接通信等多种形式，增强目标用户接收信号的强度，减弱用户间的相互干扰，提升频谱资源的利用效率和整个系统的通信容量。基于多天线技术的协作传输技术在发掘多天线技术优势的基础上，进一步改善系统的通信性能，为未来无限通信实现高速率、低误码率传输提供了可靠的技术保证。本文主要研究了三种典型的协作通信技术，即多小区协作通信技术、多天线中继协作技术、蜂窝系统中的设备间通信协作技术，在实际系统中性能表现，并依据此分析提出相应的协作多模传输方案、信道信息反馈方案，以实现系统容量的最大化。本章对全篇论文进行总结，并对进一步开展的研究工作提出了建议。

5.1 本论文主要贡献

下面对全文的研究工作进行总结：

- 第一章首先简要回顾了移动通信技术的发展，并介绍了多天线技术的基本概念和应用前景以及一种有效的下行信道信息获取方法：有限比特反馈技术。接着本章介绍了协作通信技术的基本理念和主要方式。最后给出了全文的框架和主要研究内容。
- 第二章主要研究了基于多天线技术的多小区协作通信方案在有限比特反馈机制下的性能表现。本章考虑了在系统实际实施过程中存在信号路径损耗、反馈链路延时、信道信息量化误差等诸多非理想因素的情况下，JP和CBF两种协作模式能够达到的系统的传输速率，推导了可达速率的闭式解。并基于该闭式解提出了一种

自适应协作多模传输方案，即系统根据当前状态自适应选择协作传输模式，保证系统的传输速率最大化。最后，本章给出了两种协作模式针对发射功率、多普勒频偏等系统参数的可行域。

- 第三章研究了有限比特反馈下的两跳多天线中继协作通信系统。多天线中继将基站发送的数据流接收并处理后转发给用户，以改善用户接收的信号强度，同时中继站采用块对角化预编码技术减小用户间的信号干扰，提升用户的接收信干噪比。但是，由于系统进行了信道量化，发射端获得的信道信息只是量化反馈的信息而非理想的下行信道信息，此时与理想信道信息的情况相比，系统会产生一定的性能损失。本章推导出了该性能损失的上界，并基于此分析提出了一种信道反馈设计方法，以保证相较于理想信道信息情况而言，系统的性能损失处于一个稳定可控的阈值范围内。
- 第四章研究了在蜂窝系统中引入设备间通信机制后的系统性能。在该机制下，小区基站只服务蜂窝用户，同时允许临近的用户设备直接建立链路进行设备间通信。此时多天线基站可以采用两种不同的编码方式，分别为旨在增强蜂窝用户接收信号的特征波束成形预编码和旨在减小对设备间通信用户干扰的干扰消除预编码。本章分析了在基站端能够获得理想信道信息和反馈信道信息的情况下，两种预编码模式能够达到的系统容量的闭式解，并基于该闭式解提出了一种小区基站的自适应协作传输模式，即基站根据当前系统状态自适应选择预编码模式，以实现蜂窝通信和设备间通信系统容量的最大化。

5.2 进一步研究的方向

本论文研究了基于多天线的多小区协作通信技术、基于多天线的中继协作通信技术以及蜂窝系统中基于多天线的设备间通信技术，这些基于多天线技术的多点协作通信系统中还有许多值得进一步研究的地方：

- 第二章介绍了通过相邻多个小区基站间的协作增强小区边缘用户的接收信号质量的协作方法，而第三章单独考虑了中继站引入蜂窝通信系统对小区边缘用户性能的改善。由此，我们可以进一步研究若实际场景可以同时支持这两种协作通信的模式，那么系统如何根据当前状态决定采用何种协作模式，或者如何将两种协作模式有机结合在一起，共同改善系统性能。
- 第三章介绍的多天线中继协作通信系统中，我们仅考虑了单个固定中继站以及小区用户天线总数等于中继站天线数的场景。还可以进一步研究当用户数很大的情况下，用户选择给系统带来的分集增益对通信性能的影响以及如何设计用户选择算法，以获得更大的分集增益。同时还可以研究当存在多个中继站的场景下，自适应选择合适数量以及合适位置的中继站的可能性。

- 第三章研究的两跳中继系统中，我们忽略了基站到用户的直达径的影响。后续工作中我们可以进一步研究当这一直达径不可忽略的情况下，基于有限比特反馈机制的系统性能，以及如何在这种场景下重新设计信道信息反馈策略。更进一步，我们可以考虑当这一直达径很强时，是否需要中继站的协作传输，即系统根据当前信道状态，自适应选择基站将数据直接传输还是借助中继站进行转发，以及协作中继站数量及位置的选择等。

致谢

衷心感谢我的导师许威老师，在移动通信国家重点实验室的这一年里，无论学习、研究还是生活上，我都得到了许威老师无微不至的关怀和教导，他带着我迈出了科学研究的第一步，引领我进入了纷繁多姿的通信研究世界，他还教会了我许多做人做事的经验，同时积极为我个人未来的发展出谋划策，并给我推荐到加拿大一流大学继续深造。再多的言语也难以表达我对许老师的感激之情，谨将本篇毕业设计论文作为对许老师近一年来悉心教诲的回报。

感谢赵春明老师，他给了我以及我的本科同学们进入移动通信国家重点实验室的机会，让我们得以在这样一个温馨优秀的环境里学习和研究。赵老师关心同学的发展，热衷于为同学们答疑解惑、传道授业，是一名真正的师者和长者，他严谨认真的治学态度和宽容和藹的待人方式，必将深深的影响每一位有幸聆听他教诲的年轻学生。

感谢姜明老师、张华老师、史锋锋老师、王家恒老师，以及金石老师等各位老师给我的帮助和关心，你们让我感受到我们移动通信国家重点实验室是那么的优秀和温暖。

特别感谢沈弘、朱道华师兄给我多次不厌其烦的指导和帮助，以及积极有益的学术讨论。

感谢戴斌斌学长介绍我认识许威老师并有幸进入移动通信国家重点实验室，感谢梁霄、潘乐园、左大华、彭张节、秦东润、唐成君师兄以及刚毕业不久的孙小钧师兄对我的帮助和关心。

由衷感谢我的同窗好友徐逸佳、叶浩、张文聪、梁琦、万飞、袁颖、万芝灵、翟晨曦、郑心如，因为有你们，大学最后的这段时光充满了喜悦与感动。

最后，特别感谢我的家人及多位挚友长期以来的支持和鼓励，感谢母校东南大学，感谢吴健雄学院、信息科学与工程学院对我的辛勤栽培。

在论文即将完成之际，再次向本科学习阶段给予我帮助和关心的老师、同学、朋友和亲人致以最诚挚的谢意！

参考文献

- 1 Paulraj A, Nabar R, Gore D. Introduction to space-time wireless communications [M].[S. 1.]: Cambridge Univ. Press, 2003.
- 2 Tse D, Viswanath P. Fundamentals of Wireless Communication[M].[S.1.]: Cambridge Univ. Press, 2005.
- 3 Andrew J G, Choi W, Heath Jr R W. Overcoming interference in spatial multiplexing MIMO cellular networks [J]. *IEEE Wireless Commun. Mag.*,2007, 14: 95–104.
- 4 Karakayali M K, Foschini G J, Valenzuela R A. Network coordination for spectrally efficient communications in cellular systems [J]. *IEEE Wireless Commun. Mag.*, 2006, 13: 56–61.
- 5 Jin J, Wang Q, Liu G, Yang H, Wang Y, Zhang X. A novel cooperative multi-cell MIMO scheme for the downlink of LTE-Advanced system [A]. in *Proc. IEEE International Conference on Communications (ICC)* [C], 2009. 1–5.
- 6 Saleh A B, Redana S, Raaf B *et al.* Performance of amplify-and-forward and decode-and-forward relays in LTE-Advanced [A]. in *Proc. Vehicular Technology Conference (VTC) 2009-Fall* [C], Sep. 2009.
- 7 Khoshnevis B, Yu W, Adve R. Grassmannian beamforming for MIMO amplify-and-forward relaying [J]. *IEEE J. Select. Areas Commun.*, 2008, 26(8):1397–1407.
- 8 Doppler K, Rinne M P, Wijting C, Ribeiro C, Hugl K. Device-to-device communication as an underlay to LTE-advanced networks [J]. *IEEE Commun. Mag.*, 2009, 47(12):42–49.
- 9 Gesbert D, Hanly S, Huang H, Shitz S S, Simeone O, Yu W. Multi-cell MIMO cooperative networks: A new look at interference [J]. *IEEE J. Select. Areas Commun.*, 2010, 28(9): 1380–1408.
- 10 Xu W, Dong, Lu W S. Joint precoding optimization for multiuser multi-antenna relaying downlinks using quadratic programming [J]. *IEEE Trans. Commun.*, 2011, 59(5):1228–1235.
- 11 Ravindran N, Jindal N. Limited feedback-based block diagonalization for the MIMO broadcast channel [J]. *IEEE J. Select. Areas Commun.*, 2008, 26(8):1473–1482.
- 12 Jindal N. Antenna combining for the MIMO downlink channel [J]. *IEEE Trans, Wireless Commun.*, 2008, 7(10):3824–3844.
- 13 Rui Y, Li M, Cheng P, Luo Y, Guo A. Achievable rates of coordinated multi-point transmission schemes under imperfect CSI [A], in *Proc. IEEE International Conference on Communications (ICC)* [C], Jun. 2011.

- 14 Jindal N. MIMO broadcast channels with finite-rate feedback [J]. *IEEE Trans. Inform. Theory*, 2006, 52(11):5045–5059.
- 15 Dai B, Xu W, Zhao C. Optimal MMSE beamforming for multiuser downlink with delayed CSI feedback using codebooks [A]. in *Proc. IEEE Global Communications Conference (Globecom)* [C], Dec. 2011.
- 16 Zhang J, Andrews J G. Adaptive spatial intercell interference cancellation in multicell wireless networks [J]. *IEEE J. Select. Areas Commun.*, 2010, 28(9):1455–1468.
- 17 R1-100258. The standardization impacts of downlink CoMP [P]. Huawei, 3GPP TSG RAN WG1 #58bis, Oct. 2009.
- 18 Au-Yeung C, Love D J. On the performance of random vector quantization limited feedback beamforming in a MISO system [J]. *IEEE Trans. Wireless Commun.*, 2007, 6(2):158–462.
- 19 Zhang Q T, Liu D P. A simple capacity formula for diversity Rician channels [J]. *IEEE Commun. Lett.*, 2002, 6(11):481–483.
- 20 Zhang J, Heath Jr R W, Koutouris M, Andrews J G. Mode switching for MIMO broadcast channel based on delay and channel quantization [J]. *EURASIP Journal on Advances in Signal Processing, special issue on Multiuser Limited Feedback*, 2008.
- 21 Simon M K. Probability Distributions Involving Gaussian Random Variables: A Handbook for Engineers and Scientists [M]. [S.l.]: Springer, 2002.
- 22 Gradshteyn I S, Ryzhik L M. Table of Integrals, Series, and Products [M][S.l.]: Elsevier, 2000.
- 23 Caire G, Shitz S S. On the achievable throughput of a multi-antenna Gaussian broadcast channel [J]. *IEEE Trans. Inform. Theory*, 2003, 49(7):1691–1706.
- 24 Spencer Q, Swindlehurst L, Haardt M. Zero-forcing methods for downlink spatial multiplexing in multiuser MIMO channels [J]. *IEEE Trans. Signal Process.*, 2004, 52(2):461–471.
- 25 Mulkavilli K K, Sabharwal A, Erkip E, Azzhang B. On beamforming with finite rate feedback in multiple-antenna system [J]. *IEEE Trans. Inform. Theory*, 2003, 49(10):2562–2579.
- 26 Wang B, Zhang J, Host-Madsen A. On the capacity of MIMO relay channels [J]. *IEEE Trans. Inform. Theory*, 2005, 51(1):29–43.
- 27 Chae C B, Tang T, Heath Jr R W, Cho S. MIMO relaying with linear processing for multiuser transmission in fixed relay networks [J]. *IEEE Trans. Signal Process.*, 2008, 56(2):727–738.
- 28 Xu W, Dong X, Lu W S. MIMO relaying broadcast channels with linear precoding and quantized channel state information feedback [J]. *IEEE Trans. Signal Process.*, 2010, 58(10):5233–5245.
- 29 Dai W, Liu Y, Rider B. Quantization bounds on Grassmann manifolds and applications to MIMO communications [J]. *IEEE Trans. Inform. Theory*, 2008, 54(3):1108–1123.

-
- 30 R. A. Horn and C. R. Johnson, *Matrix Analysis*. New York: Cambridge Univ. Press, 1985.
 - 31 Gupta A, Nagar D. Matrix Variate Distributions [M]. [S.1]: Chapman & Hall/CRC, 2000.
 - 32 Min H, Lee J, Park S, Hong D. Capacity enhancement using an interference limited area for device-to-device uplink underlaying cellular networks [J]. *IEEE Trans. Wireless Commun.*, 2011, 10(12):3995–4000.
 - 33 Doppler K, Yu C H, Ribeiro C B, Jänis P. Mode selection for device-to-device communication underlaying an LTE-advanced network [A]. in *Proc. IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC)*, Apr. 2010.
 - 34 Min H, Seo W, Lee J, Park S, Hong D. Reliability improvement using receive mode switching in the device-to-device uplink period underlaying cellular networks [J]. *IEEE Trans. Wireless Commun.*, 2011, 10(2):413–418.
 - 35 Jindal N, Andrews J G, Weber S. Rethinking MIMO for wireless networks: Linear throughput increases with multiple receive antennas [A]. in *Proc. IEEE International Conference on Communications (ICC)*, Jun. 2009.

附录

本论文仿真参数均选择一般场景下的典型值，部分摘自于本附录，来自文献[2]中列出的信道物理参数及其离散时间基带信道模型中关键参数变化的时间尺度。

表 .1 信道物理参数及其离散时间基带信道模型中关键参数变化的时间尺度总结

关键信道参数与时间尺度	典型值
载波频率	1GHz
通信带宽	1MHz
发射机与接收机之间的距离	1km
移动速度	64km/h
一条路径的多普勒平移	50Hz
对应于一个抽头的多条路径的多普勒扩展	100Hz
路径幅度变化的时间尺度	1min
路径相位变化的时间尺度	5ms
路径改变抽头的时间尺度	20s
相干时间	2.5ms
时延扩展	1 μ s
相干带宽	500kHz

作者毕业设计期间已投论文和已申请专利

已发表或已投论文

- **Le Liang**, Wei Xu, and Hua Zhang, “Adaptive coordinated multi-point transmission based on delayed limited feedback,” in *Proc. IEEE International Symposium on Personal, Indoor, and Mobile Radio Communications (PIMRC’12)*, Sydney, Australia, Sept. 2012. (to appear, **EI**)
- Wei Xu, **Le Liang**, “Approaching downlink capacity of multiplexing relay channels with imperfect channel information,” in *Proc. IEEE International High Speed Intelligent Communication Forum (HSIC)*, **invited paper**, Nanjing, China, May 2012. (**EI**)
- 梁乐, “Limited Feedback Design for MIMO Relay Multi-User Channels”, 2012东南大学第二届大学生学术报告会, **优秀报告**, 二零一二年六月。
- **Le Liang**, Wei Xu, Xiaodai Dong, Chunming Zhao, and Jiaheng Wang, “Block diagonalization for multi-antenna relay broadcast channels with limited feedback,” *IEEE Global Communications Conference (Globecom’12)*, **submitted**, Dec. 2012.
- Wei Xu, **Le Liang**, Shi Jin, James Li, and Ming Lei, “Performance enhanced transmission in device-to-device communications: beamforming or interference cancellation?” *IEEE Global Communications Conference (Globecom’12)*, **submitted**, Dec. 2012.

已申请专利

- 许威, 梁乐, 赵春明, “一种基于延时反馈的多小区自适应协作传输方法”, 专利申请号: 201210013070.1
- 许威, 梁乐, 沈弘, 赵春明, “多天线两跳中继系统利用有限反馈信息的传输方法”, 专利申请号: 201210162240.2
- Chaofeng Li, Ming Lei, Wei Xu, **Le Liang**, Hua Zhang, and Shi Jin, ”Method and apparatus for interference control”, NEC 联合申请国际专利, 申请号: PCT/2012/076585, 前两位申请人为 NEC 人员。
- 许威, 梁乐, 沈弘, 赵春明, “延时反馈下多天线中继预编码的鲁棒设计方法”, 已提交专利申请。