

分类号: TN929.53

单位代码: 10335

学 号: 21831109

浙江大学

硕士专业学位论文



中文论文题目: 面向蜂窝物联网的低成本
大规模接入设计

英文论文题目: Low-Cost Design of Massive Access
for Cellular Internet of Things

申请人姓名: 俞光华

指导教师: 陈晓明 研究员

专业名称: 信息与通信工程

研究方向: 无线通信

所在学院: 信息与电子工程学院

论文提交日期 2021年3月25日

面向蜂窝物联网的低成本

大规模接入设计



论文作者签名: 俞光华

指导教师签名: 陈晓明

论文评阅人1: 匿名

评阅人2: 匿名

评阅人3: 匿名

评阅人4: _____

评阅人5: _____

答辩委员会主席: 魏兴昌 教授 浙江大学

委员1: 于慧敏 教授 浙江大学

委员2: 余官定 教授 浙江大学

委员3: 黄科杰 教授 浙江大学

委员4: 彭亮 教授 杭州电子科技大学

委员5: _____

答辩日期: 2021年3月16日

浙江大学研究生学位论文独创性声明

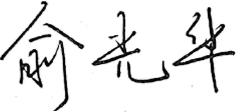
本人声明所提交的学位论文是本人在导师指导下进行的研究工作及取得的研究成果。除了文中特别加以标注和致谢的地方外，论文中不包含其他人已经发表或撰写过的研究成果，也不包含为获得 浙江大学 或其他教育机构的学位或证书而使用过的材料。与我一同工作的同志对本研究所做的任何贡献均已在论文中作了明确的说明并表示谢意。

学位论文作者签名： 签字日期：2021年3月25日

学位论文版权使用授权书

本学位论文作者完全了解 浙江大学 有权保留并向国家有关部门或机构送交本论文的复印件和磁盘，允许论文被查阅和借阅。本人授权浙江大学可以将学位论文的全部或部分内容编入有关数据库进行检索和传播，可以采用影印、缩印或扫描等复制手段保存、汇编学位论文。

（保密的学位论文在解密后适用本授权书）

学位论文作者签名： 导师签名：
签字日期：2021年3月25日 签字日期：2021年3月26日

致 谢

时光匆匆，如白驹过隙，转眼两年半的硕士生涯已接近尾声。在此论文完成之际，谨向关心、帮助和支持我的良师益友、父母亲人致以最诚挚的感谢！

首先，我要感谢我的恩师，陈晓明教授！从论文选题到方案制定，从技术创新到难点突破，从撰写论文到修稿定稿都倾注了导师大量的心血。回首两年多的硕士历程，陈晓明导师对我的求学生涯起到了至关重要的作用：刚入学迷茫之际，是陈老师为我答疑解惑，规划蓝图，领我走入科研的殿堂；面对难题束手无策的时候，是陈老师悉心指导，积极讨论，与我一同攻坚克难；撰写论文的时候，是陈老师科学严谨、一丝不苟的科研态度深深鼓舞着我。陈老师不仅是我的科研导师，更是我的人生导师。当我懒惰懈怠时，陈老师用行动向我诠释着拼搏的含义，节假日办公室里专注的身影激励着我们每一个人；当彼此的意见产生分歧时，陈老师能虚心接纳建议并理性决策；当我面临人生的重要抉择时，陈老师总能耐心听我倾诉并站在我的立场给出合理的建议。涓涓师恩，铭记于心！

感谢课题组张朝阳教授、王玮教授、钟财军教授、余官定教授以及授课老师赵民建教授、胡浩基副教授、谢磊副教授给予的帮助和指导。

感谢实验室所有的小伙伴们！感谢师兄润东、师姐晓丹、俏俏、飞燕、小杭、智赫、小强以及涔峰，感谢你们营造了一个勤奋乐观、温暖融洽的实验室氛围，让我在科研的过程中不觉孤单。其中，尤其要感谢润东师兄和晓丹学姐，在科研上给予了我很多帮助。此外，也非常感谢俏俏、飞燕和小杭，因为你们，实验室的生活充满了欢声笑语！

感谢我的几位挚友！感谢蒋轲同学、窦丹阳同学、吴羽飞同学和于欢学长，谢谢你们陪我走过了硕士两年多的生活。感谢轲哥经常与我探讨人生规划和个人价值理念，感谢豆子哥督促我去英语角强化口语，感谢飞哥一遍又一遍地帮助我修改润色论文，感谢欢哥给予我生活上的关心与帮助。

感谢我的室友！感谢班衡学长、剑南学长以及金春同学，感谢你们营造了一个良好的宿舍氛围。

感谢我的家人！感谢你们一直在背后默默地支持我，你们给予我的物质保障和精神支

持，是我硕士生涯的坚实后盾。

最后，再次由衷地感谢你们，很庆幸这段时光能与你们一同走过！硕士生涯的结束，意味着下一场人生阶段的起始。我们即将奔赴不同的旅程，谨此献上我最诚挚的祝福，愿往后平安健康，万事顺遂！

俞光华

2021年3月

摘 要

随着物联网在经济社会的各个领域的广泛应用，物联网设备的数量呈现了爆发式增长。因此，5G蜂窝物联网需要采用大规模多输入多输出技术，以实现广域范围内大规模物联网设备的接入。但是，传统的大规模多输入多输出技术存在高成本和高功耗的问题。在这种情况下，本文结合各种低成本低功耗硬件以及技术提出了三种大规模接入设计方案。

首先提出了一种低硬件成本的大规模接入方案。结合低精度模数转换器（ADC）和有限数量射频（RF）链路等低成本硬件的情况设计了包含信道估计、上行（UL）数据传输和下行（DL）数据传输的大规模接入框架，通过分析推导得到了上下行频谱效率的闭式表达式，从而揭示了低精度ADC对频谱效率的影响。进而根据所得到的频谱效率表达式，给出了低精度ADC情况下信道估计、上行数据传输和下行数据传输的时长分配算法，可以最小化系统的总能耗。仿真结果证实了算法的有效性。

其次提出了一种低能耗的大规模接入设计方案。利用智能反射面的低功耗特点设计了一个智能反射面辅助的大规模覆盖增强框架，给出了相应的信道估计、上行数据传输和下行数据传输方案，并推导得到了上下行频谱效率的闭式表达式，从而揭示了反射面参数对频谱效率的影响。进而根据所得到的频谱效率表达式，给出了反射面辅助情况下信道估计、上行数据传输和下行数据传输的时长分配策略以最小化系统的总能耗。仿真结果表明，所提策略具有较低的功耗。

然后提出了一种太赫兹频段下的低成本大规模接入设计方案。基于器件集约型子连接的低成本结构设计了一个太赫兹频段下智能反射面辅助的大规模接入框架，给出了详细的上下行数据传输方案，并推导了子连接情况下上下行频谱效率的闭式表达式，从而揭示了系统参数对频谱效率的影响。仿真结果证实了理论分析的准确性。

本论文的研究结果可以为5G蜂窝物联网的设计提供理论依据和技术支撑。

关键词： 蜂窝物联网，低成本，大规模接入，低精度ADC，智能反射面，太赫兹

Abstract

With the widespread application of the Internet of Things (IoT) in various fields of economy and society, the number of IoT devices has experienced explosive growth. Therefore, the B5G cellular IoT needs to adopt massive multiple-input multiple-output (MIMO) technology to achieve the massive access in a wide area. However, the traditional massive MIMO technology has the problems of high cost and high power consumption. This thesis proposes three low-cost massive access design schemes based on low-cost hardware and low-cost technologies.

Firstly, this thesis proposes a massive access scheme with low hardware cost. Combining low-resolution ADCs, a limited number of RF links and other low-cost hardware, a massive access framework including channel estimation, uplink (UL) data transmission and downlink (DL) data transmission is designed for B5G cellular IoT. This thesis derives closed-form expressions for uplink and downlink spectral efficiency through analysis and deduction, thereby revealing the impact of low-resolution ADCs on spectral efficiency. According to the results, a time allocation algorithm with low complexity is given to reduce system energy consumption. The simulation results verify the effectiveness of the proposed algorithm.

Secondly, this thesis proposes a low-power design of massive access. Based on the low power consumption characteristics, an Intelligent Reflecting Surface (IRS)- assisted coverage enhancement framework is designed for cellular IoT. The corresponding channel estimation, uplink data transmission and downlink data transmission schemes are given. Moreover, this thesis derives closed-form expressions for the uplink and downlink spectral efficiency, thus revealing the impact of the important parameters of IRS on the spectral efficiency. With the goal of minimizing system energy consumption, this thesis proposes a low-complexity time allocation algorithm. The simulation results show that the proposed scheme has lower power consumption.

Next, this thesis proposes a low-cost design of massive access in the Terahertz (THz) frequency band. Based on the device-intensive sub-connection architecture, this thesis designs a massive access framework with the aid of an IRS. This thesis gives a detailed uplink and downlink data

transmission scheme and derives closed-form expressions for uplink and downlink spectral efficiency, thus revealing the impact of important parameters on spectral efficiency. The simulation results confirmed the accuracy of the theoretical analysis.

The research results of this thesis can provide theoretical basis and technical support for the design of B5G cellular Internet of Things.

Keywords: cellular IoT, low-cost, massive access, low-resolution ADCs, IRS, THz

插图

1.1	2020全球物联网设备数量统计与预测.....	1
1.2	物联网应用场景.....	2
1.3	典型的基站端能耗图.....	4
1.4	射频单元逻辑架构.....	5
1.5	Massive MIMO模型.....	7
1.6	分为4个簇的NOMA模型.....	8
1.7	可编程超表面结构.....	9
2.1	采用低精度ADC方案的B5G蜂窝物联网框架.....	12
2.2	理论值与仿真值对比图.....	24
2.3	天线数量对频谱效率的影响.....	25
2.4	ADC精度对频谱效率的影响.....	25
2.5	SIC因子对频谱效率的影响.....	26
2.6	不同优化方案的性能比较.....	26
3.1	IRS辅助的B5G蜂窝物联网框架.....	30
3.2	理论值与仿真值对比图.....	42
3.3	IRS存在与否对频谱效率的影响.....	43
3.4	不同 β 值对频谱效率的影响.....	43
3.5	不同反射单元数量对频谱效率的影响.....	44
3.6	基站天线数量对频谱效率的影响.....	44
3.7	不同时长分配方案对总能耗的影响.....	45
4.1	THz频段下IRS辅助的B5G蜂窝物联网.....	48
4.2	理论值与仿真值对比图.....	56
4.3	天线数量对上下行频谱效率的影响.....	57

4.4	不同反射单元数量对频谱效率的影响.....	57
4.5	不同的子连接方案对频谱效率的影响.....	58
4.6	模拟预（后）编码误差对频谱效率的影响.....	58

表 格

1.1 无线接入技术对比.....	2
1.2 NB-IoT 和5G蜂窝物联网性能指标对比	3
1.3 1G-5G 功耗对比图.....	3
1.4 各类节能技术举例.....	6

符号对照表

加粗大写字母	矩阵
加粗小写字母	列向量
$(\cdot)^H$	共轭转置
$(\cdot)^T$	转置
\otimes	克罗内克积
\odot	矩阵点乘
$E[\cdot]$	数学期望
$\text{var}(\cdot)$	方差
$ \cdot $	绝对值
$\ \cdot\ $	L_2 范数
$\text{tr}(\cdot)$	矩阵的迹
$\text{Re}(\cdot)$	实数部分
$(\cdot)_{m,n}$	矩阵的第 m 行第 n 列元素
$(\cdot)_m$	向量的第 m 个元素
$\text{vec}(\cdot)$	矩阵向量化
$\text{diag}(\mathbf{a})$	以 \mathbf{a} 中元素为对角元素的对角矩阵
$\text{diag}(a_1, \dots, a_n)$	对角元素为 a_1, \dots, a_n 的对角矩阵
$\text{diag}(\mathbf{A})$	保留矩阵对角元素的对角矩阵
$\text{vec}(\text{diag}(\mathbf{A}))$	矩阵对角元素形成的列向量
\mathcal{N}_c	圆复高斯分布

缩写词列表

1/2/3/4/5G	the 1 st /2 nd /3 rd /4 th /5 th Generation	第一/二/三/四/五代移动通信
3GPP	3 rd Generation Partnership Project	第三代合作伙伴计划
ADC/DAC	Analog-to-Digital/Digital-to-Analog converter	模数/数模转换器
AOA	Angle of Arrival	到达角
AOD	Angle of Departure	出发角
AGQN	Additive Gaussian Quantization Noise	加性高斯量化噪声
AWGN	Additive white Gaussian Noise	加性高斯白噪声
B5G	Beyond 5G	后5G
BBU/RRU	Building Baseband Unit/Radio Remote Unit	室内基带处理/射频拉远单元
BS	Base Station	基站
CMOS	Complementary Metal-Oxide Semicconductoxor	互补金属氧化物半导体
CMOS LNA	CMOS Low Noise Amplifier	CMOS低噪声放大器
CDMA	Code Division Multiple Access	码分多址
CSI	Channel State Information	信道状态信息
DL/UL	Downlink/Uplink	下行/上行
FDD	Frequency Division Duplex	频分双工
IDMA	Interleave Division Multiple Access	交织多址接入
IoT	Internet of Things	物联网
IRS	Intelligent Reflecting Surface	智能反射面
ITU	International Telecommunication Union	国际电信联盟
LoRa	Long Range Radio	远距离无线电
LoS	Line of Sight	可视
LPWAN	Low-Power Wide-Area Network	低功耗广域网
LS	Least Square	最小二乘
Massive MIMO	Massive Multiple Input Multiple Output	大规模多输入多输出

MISO	Multiple Input Single Output	多输入单输出
MMSE	Minimum Mean Square Error	最小均方误差
MRC	Maximum Ratio Combination	最大比合并
MRT	Maximum Ratio Transmission	最大比传输
NB-IoT	Narrow Band Internet of Things	窄带物联网
NOMA	Non-Orthogonal Multiple Access	非正交多接入
OFDMA	Orthogonal Frequency Division Multiple Access	正交频分多址接入
RF	Radio Frequency	射频
RFID	Radio Frequency Identification	射频识别
SAR	Successive Approximation Register	逐次逼近
SIC	Successive Interference Cancellation	串行干扰消除
SINR	Signal to Interference plus Noise Ratio	信干噪比
SNR	Signal Noise Ratio	信噪比
SWIPT	Simultaneous Wireless Information and Power Transfer	无线信息与能量同时传输
TDD	Time Division Duplex	时分双工
THz	Tera-Hertz	太赫兹
UPA	Uniform Planar Array	均匀平面阵列
WLAN	Wireless Local Area Network	无线局域网

目 次

致谢	I
摘要	III
Abstract	V
插图	VII
表格	IX
符号对照表	XI
缩写词列表	XIII
目次	
1 绪论	1
1.1 研究背景	1
1.2 研究现状	5
1.3 关键技术简述	7
1.4 本文结构安排	10
2 低硬件成本大规模接入设计	11
2.1 引言	11
2.2 低精度ADC下B5G蜂窝物联网接入模型	12
2.3 频谱效率分析	17
2.4 低精度ADC蜂窝物联网优化设计方案	23
2.5 仿真结果	24
2.6 本章小结	27
3 低能耗大规模接入设计	29
3.1 引言	29
3.2 IRS辅助的B5G蜂窝物联网接入模型	29
3.3 频谱效率分析	33
3.4 系统能耗优化方案	40

3.5 仿真结果	41
3.6 本章小结	45
4 太赫兹频段下低成本大规模接入设计	47
4.1 引言	47
4.2 THz 频段下IRS辅助的B5G蜂窝物联网	48
4.3 频谱效率分析	52
4.4 仿真结果	56
4.5 本章小结	58
5 总结与展望	61
参考文献	63
附录	69
5.1 附录2A	69
5.2 附录2B	69
5.3 附录2C	70
5.4 附录2D	73
5.5 附录3A	74
5.6 附录3B	74
5.7 附录3C	75
5.8 附录3D	77
5.9 附录4A	79
5.10 附录4B	80
5.11 附录4C	82
个人研究成果	85

1 绪论

1.1 研究背景

随着以窄带物联网（NB-IoT）和远距离无线电（LoRa）为代表的低功耗广域网（LPWAN）技术的发展，物联网设备数量呈现出了爆炸式的增长趋势^{[1][2][3]}。如图1.1所示，截至2020年，物联网设备数量已增至百亿规模。预计在未来的几年时间里，物联网设备数量仍将持续快速增长^[4]。如今，物联网已经涉及我们生活的方方面面，小至衣食住行，如智能餐饮和智能出行，大至工业农业，如智能生产和智能制造等，如图1.2所示^{[5][6]}。由此可以看出世界正走向万物互联的全新时代。



图 1.1 2020全球物联网设备数量统计与预测

纵观物联网的发展历史，成本和性能是制约物联网发展的关键因素。1999年，美国麻省理工学院的Kevin Ashton教授首次提出了物联网的概念。2005年国际电信联盟（ITU）在突尼斯举办信息社会世界峰会，正式确定了物联网的概念。2008年各国政府陆续将目光聚焦在物联网上，如美国的“智慧地球”战略、欧盟的“欧盟物联网行动计划”（Internet of Things An action for Europe）、日本的“i-Japan 战略2015”以及韩国的“U-Korea”战略。2009年，中国提出“感知中国”概念，并于2010年首次写进政府工作报告^[7]。“物联网”概念提出后的这十年，物联网的发展是十分缓慢的。究其原因，一方面是物联网技术不成

表 1.2 NB-IoT 和B5G蜂窝物联网性能指标对比

指标	5G NB-IoT	B5G 蜂窝物联网
连接密度	5 万/小区	1000万/平方公里
功耗	电池寿命10年	电池寿命20年
覆盖	地面	空天地海全覆盖
时延	1ms	0.3ms
可靠性	10^{-4}	10^{-6}

表 1.3 1G-5G 功耗对比图

技术	功率密度(W/m^2)	设备功耗	基站功耗
1G	4.0	低	低
2G	4.5-9.0	24-39dBm	14-32dBm
3G	4.5-10	21-33dBm	24-38dBm
4G	10	23dBm	43-48dBm
5G	10	高	高

个领域^{[9][10][11]}。然而，基于WLAN的物联网有两大明显的缺点，覆盖范围小和设备功耗高。WLAN覆盖范围十分有限，无法全面覆盖如学校、工厂和医院等大型公共区域，一旦物联网设备离开覆盖区域，系统就无法提供可靠的无线接入服务。另一方面，设备功耗过高，意味着物联网设备寿命过短，这会导致物联网运行成本大大增加。目前，以NB-IoT和LoRa为代表的LPWAN物联网技术，突破了基于WLAN的物联网遇到的瓶颈，在有效提高网络覆盖范围的同时降低了设备功耗，延长了设备使用寿命。表1.1就覆盖范围、功耗、成本等方面比较了各种无线接入技术的性能差异。NB-IoT是3GPP专门为5G蜂窝物联网定制的技术标准^[12]，而LoRa技术需要重新建网。相比于LoRa，蜂窝物联网技术可以利用现有蜂窝网络实现设备接入，从而实现低成本高效接入^[13]。

当前的蜂窝物联网，如NB-IoT等，只能支持有限个设备的接入，因此学术界和工业界开始了对后5G（B5G）蜂窝物联网的研究。B5G蜂窝物联网是以B5G无线网络为主要接入手段的低功耗广域物联网。B5G蜂窝物联网的主要特征包括广覆盖、低功耗和巨接入^[14]。如表1.2所示，相比于如今正在部署的NB-IoT，B5G蜂窝物联网对功耗、连接性能以及覆盖范围有更严格的要求^[15]。采用传统的接入技术来实现这些性能要求十分困难，因此有必要探索新的接入技术来构建低成本、低功耗和巨连接的B5G蜂窝物联网。

如表1.3所示，从1G到5G，随着接入设备数量的增加和通信网络规模的扩大，系统的功耗不断增加。如今，拥有百亿台接入设备的物联网，其成本与功耗将会成为实际物联网部署与运营的关键因素^[16]。预计下一个十年，物联网设备有望突破千亿台。下一代移动通信技术（B5G和6G）将要面对超大规模的物联网设备接入量，同时还需要满足更快的传输速率、更大的覆盖范围以及更高的频谱效率^{[17][18][19]}。在满足通信系统性能要求的同时，综合考虑网络搭建成本和系统功耗，实现低成本、广覆盖和高性能的B5G蜂窝物联网的构建。成本是决定一项技术能否投入应用的关键指标。设备和基站的成本和功耗将直接影响到B5G蜂窝物联网的部署与运营。

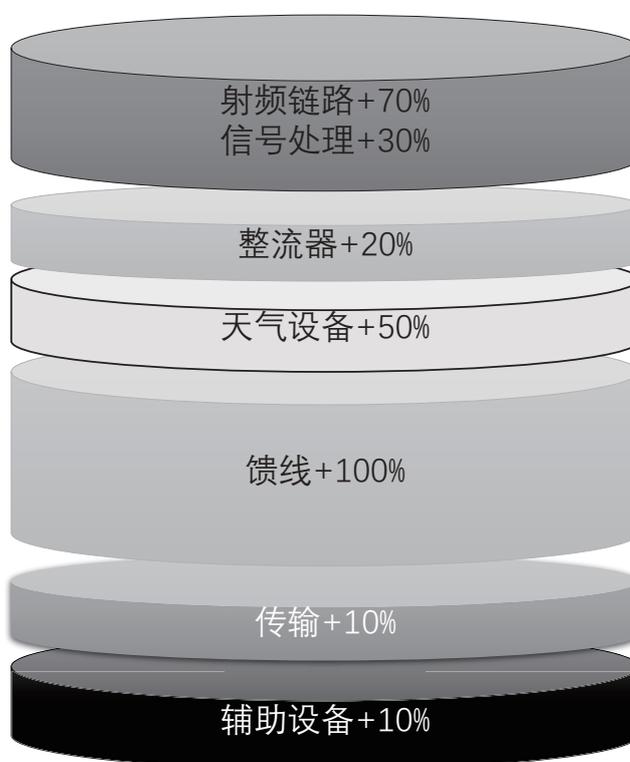


图 1.3 典型的基站端能耗图

如图1.3，射频链路层能耗是基站能耗的重要组成部分^[20]，降低射频链路层能耗可以有效降低基站能耗和系统运行成本。一个典型的射频单元架构如图1.4所示，包括变频器、模数转换器（ADC）、数模转换器（DAC）、滤波器、调制器、混频器、功放单元、双工器单元以及天线单元。在未来的B5G和6G移动通信系统中，基站通常配备大规模的天线阵列。采用传统的射频单元架构，意味着需要使用大量的ADC、功放和滤波器等元件，这无

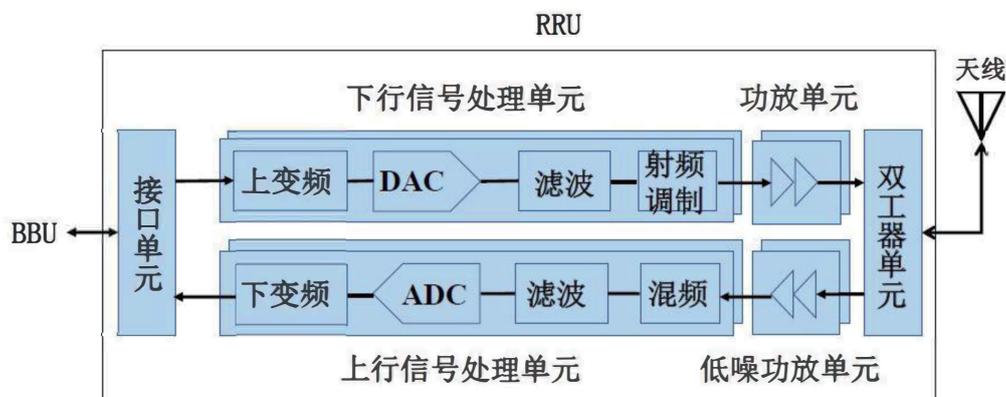


图 1.4 射频单元逻辑架构

疑会大幅提高系统建设成本；同时大量射频元器件的使用提高了系统的功耗。因此，构建低成本大规模接入的B5G蜂窝物联网已然势在必行。

1.2 研究现状

目前，面向B5G蜂窝物联网的低成本大规模接入技术研究主要包括两大领域：基于低成本和低能耗的接入技术研究。

基于低成本的大规模接入技术研究主要包括低成本硬件单元研究与应用以及降低硬件单元开销的接入方案设计。文献^{[21][22]}提出了利用3D打印技术来制造复杂但具有高增益和低成本特性的天线，文献^[23]介绍了各类高增益低成本天线在无线通信系统中的应用。文献^{[24][25]}介绍了面向5G毫米波技术的低成本天线阵列设计。基于B5G和6G系统大规模天线阵列的特征，采用低成本高增益的天线阵列将有效对抗无线信号传输过程中的路径损耗，提高系统覆盖范围并有效降低系统部署的硬件成本。

除此之外，ADC相关研究也吸引了学术界和工业界的关注。随着天线数量的增加和基站规模的扩大，ADC的使用数量也随之迅速增加。降低射频链路中ADC的造价将有效降低系统的硬件成本。文献^[26]介绍了一种基于CMOS技术的12比特高性能低成本ADC结

表 1.4 各类节能技术举例

	节能技术
节能系统架构	蜂窝规模优化：大蜂窝VS小蜂窝；中继技术；合作通信技术
节能资源管理	联合功率和资源分配算法
节能射频技术	异构网络网络部署；SWIPT；毫米波技术

构的设计和实现。文献^[27]提出了一种低成本的逐次逼近（SAR）式ADC，在保持ADC较高精度的同时降低了ADC的成本。ADC的精度取决于工艺水准，而工艺水准与器件造价挂钩，这意味着ADC精度越高，系统所需承担的硬件成本也就越高。因而，用低精度ADC替代传统的高精度ADC就可以有效降低系统部署的硬件成本。文献^[28]设计了一个低精度ADC的大规模多输入多输出（Massive MIMO）系统，分析了采用低精度ADC的Massive MIMO系统的各项性能以及低精度对频谱效率造成的影响。

除了低成本硬件单元的应用外，一个降低硬件成本开销的接入设计方案也可以有效降低系统的硬件成本。文献^[29]提出了一种低成本的码分多址方案（CDMA），其中在交织多址接入（IDMA）中，采取用户特定的移位来代替用户特定的交织，有效降低了系统的硬件成本。文献^[30]提出了一种应用于毫米波Massive MIMO系统的混合预编码结构，大大减少了射频链路的使用数量，从而有效节省了基站的硬件开销。

基于低能耗的大规模接入设计研究主要包括低能耗元件的研究与应用以及降低系统能耗开销的接入方案设计。文献^[31]设计了一款针对无线个人局域网的低功耗CMOS低噪声放大器（CMOS LNA）。文献^[32]设计了一种用于信号分析处理的低功耗芯片。文献^[33]介绍了一种有大量无源器件组成的可编程金属表面，其具有构造简单、造价低廉和超低能耗等显著特点。这些低功耗元件在通信系统中的应用将有效降低系统的功耗成本。其中，应用于无线通信领域中的可编程金属表面被称作是智能反射面（IRS），由于其具有实现广覆盖、低功耗和高频谱效率的无线接入的巨大潜力，因而吸引了全球的目光。文献^[34]设计了一个IRS辅助的多用户MIMO系统并通过被动波束成形设计降低了系统功耗。文献^[35]设计了一个IRS辅助的正交频分多址接入（OFDMA）系统并探讨了基于信道状态信息（CSI）获取的波束成形问题。

除使用低功耗元件外，低能耗大规模接入还可以通过各种节能技术实现。如表1.4所示，能效架构、能效资源管理和能效射频技术都是有效降低系统能源开销的方式。文献^[36]提出了一种小蜂窝的频率发现技术，可以有效提高能效和节省设备端能源开销；文献^[37]提出了一种高效启发式算法优化下行链路资源分配从而实现高能效；文献^[38]提

出了一个非正交多址接入（NOMA）协助的多输入单输出-无线信息与能量同时传输（MISO-SWIPT）高能效系统设计方案。

目前，虽然涌现出了许多低成本硬件单元和低功耗元件以及对应的众多应用场景，但是还没有完整的、成熟的低成本大规模接入设计方案。本文结合了各种大规模接入技术和节能技术，应用多种重要的低成本、低功耗元件，基于低硬件成本和低功耗设计提出了三种低成本大规模接入方案，旨在为未来低成本的B5G蜂窝物联网提供可行的解决方案。

1.3 关键技术简述

本文将对面向B5G蜂窝物联网的低成本大规模接入设计展开研究。为了利用低成本和低功耗实现海量物联网设备的有效接入，需要采用大规模多输入多输出（Massive MIMO）、非正交多接入（NOMA）和智能反射面（IRS）等技术。下面对这些关键技术做一个简要的阐述。

1.3.1 大规模多输入多输出（Massive MIMO）

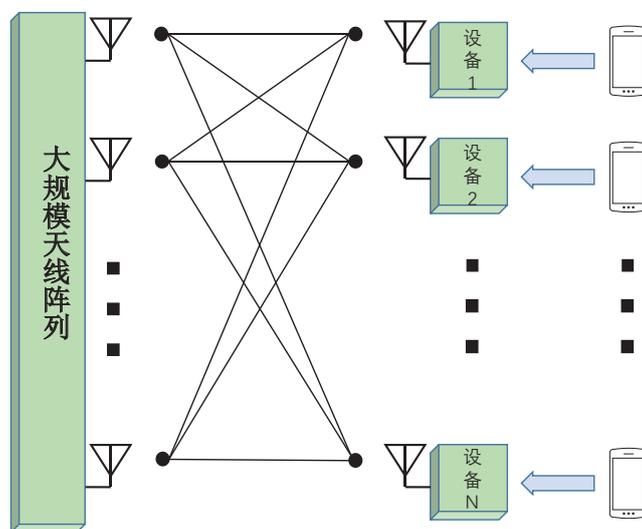


图 1.5 Massive MIMO模型

Massive MIMO 是实现大规模接入的一项核心技术。如图1.5所示，Massive MIMO 是一个多设备通信解决方案，它使用大量（几十甚至几百根）天线元件同时为多个设备提供服务，并且通过波束成形为特定的设备提供高质量服务。最常见的Massive MIMO 系统中，设备终端配备单天线，基站处配备大规模天线阵列。Massive MIMO 凭借空间复用和空间分集技术提高了系统的各项性能，例如频谱效率、鲁棒性、安全性和能效等方面都有了显

著提高^[39]。Massive MIMO各项优秀性能的实现依赖波束成形设计，波束越精确系统抗干扰能力越强，能效也越高。精准的波束成形设计要求基站和终端有尽可能充分的信道状态信息（CSI），因此信道估计是Massive MIMO系统中一个十分重要的环节。在传统的频分双工（FDD）系统中，信道状态信息的获取是一项极其挑战性的任务。在上行链路中，通过设备端发送的导频序列，基站可以很容易获取上行CSI，然而在下行链路中，基站需要设备的反馈获得下行CSI，但这会消耗大量的反馈资源。在时分双工（TDD）模式下，上下行信道具有互异性，基站可以通过估计上行CSI确定下行CSI^[40]。因此，本文所采用的是TDD模式下的Massive MIMO技术。

1.3.2 非正交多接入（NOMA）

NOMA是一种非正交多址接入技术，旨在支持海量设备接入。NOMA的基本思想是以增加接收机复杂度为代价来支持设备间的非正交资源分配，从而提高资源的利用效率。目前，有关NOMA的解决方案主要分为两个类别，即功率域NOMA^[41]和码域NOMA^[42]。本文所采用的NOMA技术为功率域NOMA技术。其核心理念为在发送端采用叠加编码的方式构建传输信号，在接收端通过串行干扰消除（SIC）降低干扰。

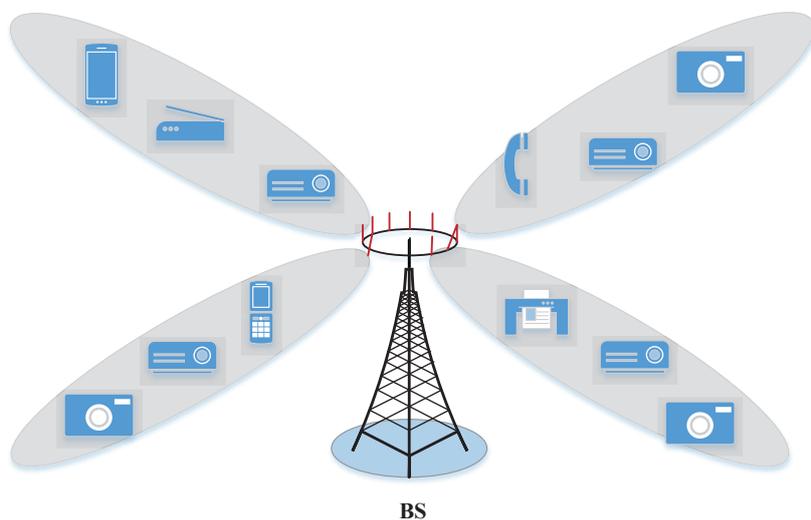


图 1.6 分为4个簇的NOMA模型

由于5G蜂窝物联网的基站将配置一个大规模天线阵列，本文将采用基于多天线的NOMA技术来实现大规模接入。如图1.6所示，基站根据设备的空间位置对其进行分簇，将处于相同传输方向上的用户分入同一个簇。在信道估计阶段，为一个簇内的设备分配相

同的导频序列，不同簇之间的导频序列两两正交。这种非正交的导频分配策略比起传统的正交导频分配策略大大提高了导频资源利用率，从而可以用较短的导频序列实现大规模设备的信道估计，但缺点是降低了CSI估计精度^[43]。简言之，非正交导频分配策略牺牲了部分CSI估计精度换取了更强的设备接入能力和更高的导频资源利用率。在上行传输过程中，所有设备向基站发送消息，基站对接收信号做如下的SIC处理：基站首先根据CSI对各设备信道增益进行排序 $1, \dots, N$ （“1”表示信道增益最大的设备，“N”为设备数），那么对应的解码顺序为 $N, \dots, 1$ ，即先解码信道增益最弱的信号，再将它从接收信号中减去，直到解码出所需信号。下行传输过程与上行类似，这里不再赘述。

1.3.3 可编程超表面

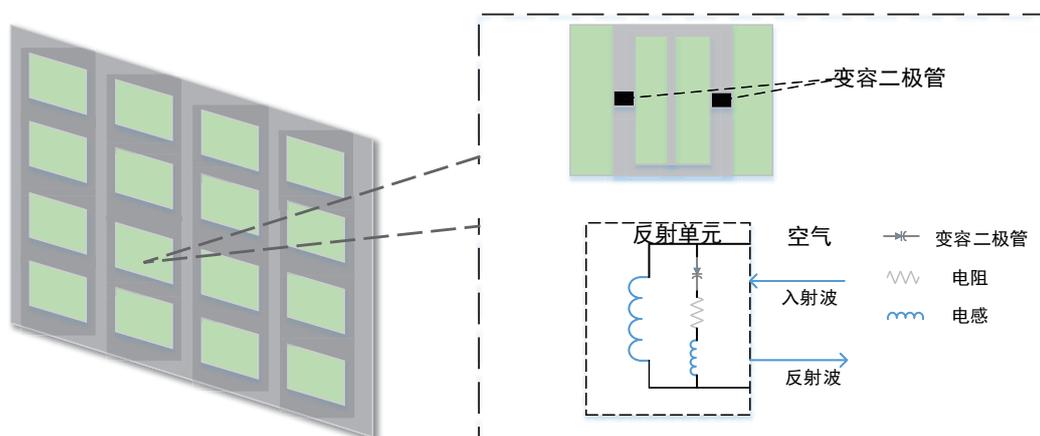


图 1.7 可编程超表面结构

可编程超表面是一种二维的人工亚波长结构，其具有独特的电磁特性，例如负折射，这在自然界中通常是不会发生的^[44]。如图1.7所示，超表面通常是一组精心设计的规则排列的小散射体，以实现引导和控制电磁波的能力^[45]。这种超表面材料可以非常容易地嵌入到所需应用的架构中^[46]。在传统的超表面技术中，用以操纵超表面的电磁波的能力和配置是固定的。例如，超表面的反射和投射系数固定，这意味着超表面的相位和反射系数被固定了。由于无法动态调整电磁波的控制特性，这种早期的超表面被称作是“模拟超表面”。最近有研究表明可编程超表面克服了传统超表面幅度相位固定不可调的问题^[47]。目前可编程超表面可以动态改变和控制在其表面反射/传输的电磁波的幅度、相位、极化，甚至是轨道角动量^[48]。这一发现使得超表面技术吸引了来自工业界和学术界研究人员的目光。可编程超表面在无线通信领域中通常被称作是智能反射面（IRS），其可以有效汇聚反射信号，从而显著提高接收信号的质量。基于此，本文将采用IRS技术实现低功耗情况下的广

域覆盖。

1.4 本文结构安排

为了实现低成本、低功耗和广覆盖的大规模接入，本文提出了三种面向**B5G**蜂窝物联网的低成本大规模接入设计方案，包括低硬件成本，低能耗以及太赫兹频段下的低成本大规模接入设计，并给出了各种设计方案的详细接入框架，综合分析了上下行频谱效率以及各重要系统参数对频谱效率的影响，由此给出了两种低复杂度的时长分配方案以进一步降低系统能耗，最后通过大量的仿真实验验证了方案的有效性。

全文共分为五章，具体结构安排如下：

第一章为绪论，主要介绍了本文的研究背景、研究现状以及**B5G**蜂窝物联网的一些关键技术。

第二章提出了一种低硬件成本的大规模接入方案。首先，本章介绍了低精度ADC情况下**B5G**蜂窝物联网接入模型，给出了详细的信道估计以及上下行数据传输方案。然后，本章通过数学推导得到了上下行频谱效率的闭式表达式，接着通过深入分析揭示了各重要参数对频谱效率的影响。基于得到的结果，本章提出了一种低精度ADC情况下**B5G**蜂窝物联网的时长分配算法。最后，本章通过大量的仿真实验证实了方案的有效性。

第三章提出了一种低能耗的大规模接入设计方案。首先，本章介绍了一个**IRS**协助的**B5G**蜂窝物联网接入框架，包括信道估计、上行数据传输和下行数据传输。借助信道硬化理论，推导得到了上下行频谱效率的闭式表达式。通过深入分析，本章得到了上下行传输的各种渐进特性，从而揭示了智能反射面对**B5G**蜂窝物联网性能的影响。为了进一步降低功耗，本章设计了一种低复杂度的能耗优化算法。最后，本章通过大量仿真实验证实了方案的有效性。

第四章提出了一种太赫兹频段下的低成本大规模接入设计方案。首先，本章介绍了一个太赫兹频段下**IRS**辅助的大规模接入框架，给出了上下行数据传输策略。接着，本章通过推导得到了上下行频谱效率的闭式表达式并分析了各重要参数对系统性能的影响。最后，本章通过大量仿真结果验证了理论结果的精确性。

第五章总结了本文的研究内容与主要贡献，并对未来进一步的研究进行了展望。

2 低硬件成本大规模接入设计

2.1 引言

本章主要介绍低硬件成本大规模接入设计方案，包括低精度模数转换器（ADC）方案在基站端的部署应用，大规模多输入多输出-非正交多址接入（Massive MIMO-NOMA）系统的有限RF链路数和短导频序列的信道估计方法。

众所周知，ADC的硬件成本和功耗随着量化比特位数的增加呈现指数增长^[49]。面对B5G蜂窝物联网众多的基站以及庞大的基站天线阵列，高精度ADC的部署将是一笔巨额的开销，也将成为限制B5G蜂窝物联网商用部署和运营的瓶颈^{[50][51][52]}。采用低精度ADC已然势在必行。与此同时，将Massive MIMO与NOMA相结合，使得同一个簇的用户共享一个波束，即同一个RF链路，由此大大降低了构建整个系统所需的RF链路数量以及ADC数量，有效地降低了系统部署所需的硬件成本。此外，考虑到数量庞大的物联网接入设备，提出了一种短导频序列信道估计方法，即非正交信道估计方法。传统的正交信道估计方法使得导频资源需求随着接入设备数量的增加而不断提高，致使最后导频资源匮乏，基站需要为信道估计提供额外的资源，极大增加了系统的成本与开销。本章所提结合MIMO与NOMA技术的非正交信道估计方法可以有效降低导频序列长度，节省导频资源开销，从而降低系统功耗与成本。本章还综合考虑了各种实际因素，例如不完美信道状态信息（CSI），不完美串行干扰消除（SIC）以及具有相关性的莱斯信道条件，这些使得所提方案更具可行性。

本章结构安排如下：2.2节介绍了低精度ADC下B5G蜂窝物联网的接入模型，2.3节分析了所提低硬件成本接入方案的系统性能，2.4节提出了一种基于低精度ADC的B5G蜂窝物联网优化设计方案，2.5节则通过大量的仿真实验验证了低硬件设计方案的有效性，2.6节总结了本章内容。

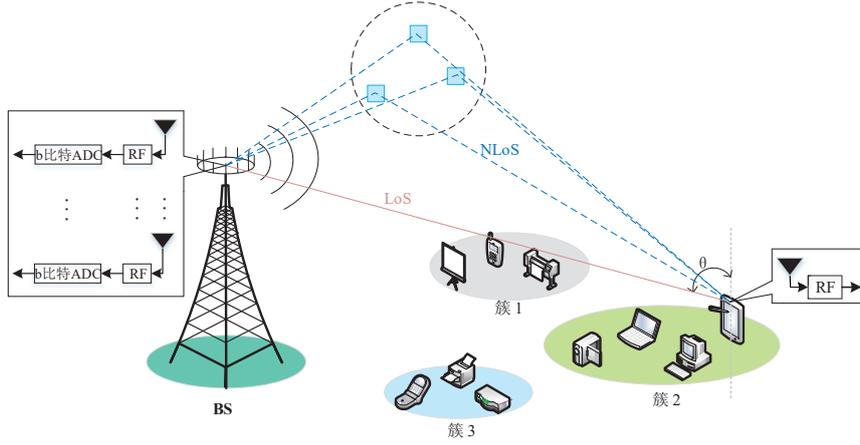


图 2.1 采用低精度ADC方案的B5G蜂窝物联网框架

2.2 低精度ADC下B5G蜂窝物联网接入模型

考虑如图2.1所示的一个B5G蜂窝物联网，系统运行模式为时分双工（TDD）。基站（BS）端配备 N_t 根天线，设备端配备单天线。为了权衡系统性能和执行复杂度，将 K 个设备分成 M 个簇，每个簇包含 N_m 个设备。用 $\mathbf{h}_{m,n}$ 表示从基站到第 m 个簇中第 n 个设备的 N_t 维信道向量。如图2.1所示，假定基站和设备的信号传播既包含可视部分（LoS）又包含非可视部分（NLoS），那么信道向量可以表示为

$$\mathbf{h}_{m,n} = \bar{\mathbf{h}}_{m,n} + \tilde{\mathbf{h}}_{m,n} \quad (2.1)$$

信道向量满足如下分布：

$$\mathbf{h}_{m,n} \sim \mathcal{N}_c(\bar{\mathbf{h}}_{m,n}, \mathbf{R}_{m,n}), \quad (2.2)$$

其中均值 $\bar{\mathbf{h}}_{m,n}$ 是LoS部分，可以表示为^[53]

$$\bar{\mathbf{h}}_{m,n} = \sqrt{\frac{\alpha_{m,n} K_{m,n}}{K_{m,n} + 1}} [1 \quad e^{j2\pi d \sin(\theta_{m,n})/\lambda} \quad \dots \quad e^{(N_t-1)j2\pi d \sin(\theta_{m,n})/\lambda}]^T, \quad (2.3)$$

其中 $\alpha_{m,n}$ 表示路径损失， $K_{m,n}$ 表示莱斯K因子， $\theta_{m,n}$ 表示到达角（AOA）， λ 表示载波波长， d 表示基站天线的间距。另外， $\tilde{\mathbf{h}}_{m,n}$ 是NLoS部分，满足零均值复高斯分布，其相关矩阵用 $\mathbf{R}_{m,n}$ 表示。相关矩阵的第 (i, j) 个元素可以表示为

$$(\mathbf{R}_{m,n})_{i,j} = \frac{1}{K_{m,n} + 1} c_{m,n}^{i,j}, \quad (2.4)$$

其中 $c_{m,n}^{i,j}$ 表示第 m 个簇中第 n 个设备的NLoS部分里在基站端第 i 根天线与第 j 根天线的相关系数¹。

¹假定NLoS部分的相关矩阵 $\mathbf{R}_{m,n}$ 是已知的，因为信道统计信息在一段较长的时间内是不变的，因此可以通过实际测量获取相应信息。

对于基于TDD传输模式的B5G蜂窝物联网，一个长为 τ 的传输时隙通常包含三部分：长为 τ_p 的信道估计部分，长为 τ_u 的上行数据传输部分以及长为 τ_d 的下行数据传输部分。接下来对这三部分做一个详细的介绍。

2.2.1 信道估计

信道估计阶段，所有设备同时将导频序列通过上行信道发送给基站。为了有效降低大规模接入中导频资源有限的问题，一个簇内的所有设备分配相同的导频序列，而不同簇之间的导频序列则是两两正交的。这种导频设计方法，牺牲了一定的信道估计精度换来了更高的导频资源利用率，为导频资源稀缺的B5G蜂窝物联网提升物联网设备接入能力提供了一种新的设计思路。假定第 m 个簇的导频序列为 Φ_m ，包含 τ_p 个符号，那么根据所提设计原则，有 $\Phi_i^H \Phi_j = 0$ ， $\Phi_i^H \Phi_i = 1$ ， $\forall i \neq j$ 。这样基站接收到的信号可以表示为

$$\mathbf{Y} = \sum_{i=1}^M \sum_{j=1}^{N_i} \sqrt{Q_{i,j}^p \tau_p} \mathbf{h}_{i,j} \Phi_i^H + \mathbf{N}, \quad (2.5)$$

其中 $Q_{i,j}^p$ 表示第 i 个簇中第 j 个设备的导频发射功率， \mathbf{N} 是 $N_t \times \tau_p$ 维加性高斯白噪声(AWGN)矩阵，其每个元素的方差均为单位1。由于B5G蜂窝物联网的基站配置了一个大规模天线传输阵列，因此会极大地提高系统的成本，尤其是ADC器件成本，从而限制通信系统的发展以及商用部署。为了有效降低成本，基站端采用低精度ADC方案，因此接收信号可以改写为

$$\mathbf{Y}' = \sum_{i=1}^M \sum_{j=1}^{N_i} \delta \sqrt{Q_{i,j}^p \tau_p} \mathbf{h}_{i,j} \Phi_i^H + \delta \mathbf{N} + \mathbf{N}_q, \quad (2.6)$$

其中 δ 表示ADC精度，可以近似表示为 $(1 - \frac{\pi\sqrt{3}}{2} 2^{-2b})$ ， b 表示量化比特位数， \mathbf{N}_q 表示加性高斯量化噪声(AGQN)，其方差矩阵可以表示为^{[54][55]}

$$\text{Var}(\mathbf{N}_q) = \delta(1 - \delta) \text{Var}\left(\sum_{i=1}^M \sum_{j=1}^{N_i} \sqrt{Q_{i,j}^p \tau_p} \mathbf{h}_{i,j} \Phi_i^H + \mathbf{N}\right). \quad (2.7)$$

一般来说，ADC的作用就是通过量化将接收到的模拟信号转变成数字信号。根据ADC的这项特性，信号量化的影响可以分为两方面。首先，量化信号的幅度受量化因子 δ 影响。其次，还引入了一项量化噪声 \mathbf{N}_q 。由于ADC精度系数近似表示为 $(1 - \frac{\pi\sqrt{3}}{2} 2^{-2b})$ ，因此量化比特数决定了ADC精度。例如，当量化比特数量趋近于无穷时， δ 趋近于1，即没有量化损失和量化噪声。因为量化比特数量直接决定了ADC器件的成本，因而实际的系统需要采用只有较少量化比特位数的低精度ADC。因为一个簇内的设备共用

相同的导频序列，因此只需要估计簇的信道状态信息。例如估计第 m 个簇的等效信道状态信息 \mathbf{h}_m ，首先将 \mathbf{Y}' 右乘 Φ_m^H ，可以得到

$$\begin{aligned}\mathbf{Y}'\Phi_m &= \sum_{j=1}^{N_m} \delta \sqrt{Q_{m,j}^p \tau_p} \mathbf{h}_{m,j} + \delta \mathbf{N}\Phi_m + \mathbf{N}_q \Phi_m \\ &= \sqrt{\sum_{j=1}^{N_m} \delta^2 Q_{m,j}^p \tau_p} \mathbf{h}_m + \delta \mathbf{N}\Phi_m + \mathbf{N}_q \Phi_m,\end{aligned}\quad (2.8)$$

其中 $\mathbf{h}_m = \frac{\sum_{j=1}^{N_m} \sqrt{Q_{m,j}^p \tau_p} \mathbf{h}_{m,j}}{\sqrt{\sum_{j=1}^{N_m} Q_{m,j}^p \tau_p}}$ 表示第 m 个簇的等效CSI。至于 $\bar{\mathbf{h}}_m = \frac{\sum_{j=1}^{N_m} \sqrt{Q_{m,j}^p \tau_p} \bar{\mathbf{h}}_{m,j}}{\sqrt{\sum_{j=1}^{N_m} Q_{m,j}^p \tau_p}}$ 和 $\tilde{\mathbf{h}}_m = \frac{\sum_{j=1}^{N_m} \sqrt{Q_{m,j}^p \tau_p} \tilde{\mathbf{h}}_{m,j}}{\sqrt{\sum_{j=1}^{N_m} Q_{m,j}^p \tau_p}}$ 则分别表示等效CSI的LoS部分和NLoS部分。 $\mathbf{N}_q \Phi_m$ 的方差为

$$\begin{aligned}\text{Var}(\mathbf{N}_q \Phi_m) &= \delta(1-\delta) \text{Var}\left(\sum_{j=1}^{N_m} \sqrt{Q_{m,j}^p \tau_p} \mathbf{h}_{m,j} + \mathbf{N}\Phi_m\right) \\ &= \delta(1-\delta) \left(\sum_{j=1}^{N_m} Q_{m,j}^p \tau_p \mathbf{R}_{m,j} + \mathbf{I}_{N_t}\right).\end{aligned}\quad (2.9)$$

另外， $\tilde{\mathbf{h}}_m$ 的分布满足

$$\tilde{\mathbf{h}}_m \sim \mathcal{N}_c(\mathbf{0}, \mathbf{R}_m), \quad (2.10)$$

其中 $\mathbf{R}_m = \frac{\sum_{j=1}^{N_m} Q_{m,j}^p \tau_p \mathbf{R}_{m,j}}{\sum_{j=1}^{N_m} Q_{m,j}^p \tau_p}$ 表示簇信道的相关矩阵。因为LoS部分可以认为在相对较长的一段时间内是保持不变的，所以假定 $\bar{\mathbf{h}}_m$ 是基站已知的。因此只需要估计NLoS部分 $\tilde{\mathbf{h}}_m$ 。重写式(2.8)可以得到

$$\tilde{\mathbf{y}} = \sqrt{\sum_{j=1}^{N_m} \delta^2 Q_{m,j}^p \tau_p} \tilde{\mathbf{h}}_m + \delta(\Phi_m^H \otimes \mathbf{I}_{N_t}) \mathbf{n} + (\Phi_m^H \otimes \mathbf{I}_{N_t}) \mathbf{n}_q, \quad (2.11)$$

其中 $\mathbf{n} = \text{vec}(\mathbf{N})$ ， $\mathbf{n}_q = \text{vec}(\mathbf{N}_q)$ 。通过使用最小均方误差（MMSE）估计方法，估计得到NLoS部分 $\hat{\tilde{\mathbf{h}}}_m$ 为

$$\hat{\tilde{\mathbf{h}}}_m = \sqrt{\sum_{j=1}^{N_m} \delta^2 Q_{m,j}^p \tau_p} \mathbf{R}_m \Psi_m \tilde{\mathbf{y}}, \quad (2.12)$$

其中 $\Psi_m = (\mathbf{R}_m \sum_{j=1}^{N_m} \delta Q_{m,j}^p \tau_p + \delta \mathbf{I}_{N_t})^{-1}$ 。为了解决大规模IoT设备接入导致导频资源短缺的问题，本章提出了一种短导频序列策略：将IoT设备根据空间位置分布分成许多个簇，每个簇内的设备共享一个导频序列，而簇之间的导频序列则是两两正交的。因此，导频序列的长度就被明显的缩短了，但是同时也引入了干扰，降低了信道估计精度。因为一个簇内的设备使用的是相同的导频序列，所以基站只能估计一个簇的等效CSI。例如，第 m 个

簇的等效CSI为 $\mathbf{h}_m = \frac{\sum_{j=1}^{N_m} \sqrt{Q_{m,j}^p} \tau_p \mathbf{h}_{m,j}}{\sqrt{\sum_{j=1}^{N_m} Q_{m,j}^p \tau_p}}$ 。显而易见， \mathbf{h}_m 是簇内各设备CSI的一个加权和，权重因子是归一化的导频发射能量。通过MMSE估计器，估计得到的等效CSI为

$$\tilde{\mathbf{h}}_{m,n} = \sqrt{\rho_{m,n}} \hat{\mathbf{h}}_m + \sqrt{1 - \rho_{m,n}} \mathbf{e}_{m,n}, \quad (2.13)$$

$$\mathbf{h}_{m,n} = \bar{\mathbf{h}}_{m,n} + \sqrt{\rho_{m,n}} \hat{\mathbf{h}}_m + \sqrt{1 - \rho_{m,n}} \mathbf{e}_{m,n}, \quad (2.14)$$

其中 $\rho_{m,n} = \frac{\delta^2 Q_{m,n}^p \tau_p \text{tr}^2(\mathbf{R}_m \Psi_m \mathbf{R}_{m,n})}{\text{tr}(\mathbf{R}_{m,n}) \text{tr}(\mathbf{R}_m \Psi_m \mathbf{R}_m)}$ 表示基站与第 m 个簇中第 n 个设备的信道估计精度， $\mathbf{e}_{m,n}$ 表示独立于 $\hat{\mathbf{h}}_m$ 的信道估计误差。 $\mathbf{e}_{m,n}$ 满足如下分布

$$\mathbf{e}_{m,n} \sim \mathcal{N}_c(\mathbf{0}, \mathbf{D}_{m,n}), \quad (2.15)$$

其中 $\mathbf{D}_{m,n} = (1 - \rho_{m,n})^{-1} (\mathbf{R}_{m,n} - \rho_{m,n} \sum_{j=1}^{N_m} \delta^2 Q_{m,j}^p \tau_p \mathbf{R}_m \Psi_m \mathbf{R}_m)$ 。

证明: 参见附录2A。 □

一般来说，信道估计精度对SIC具有很大的影响。在执行SIC时，最弱的信号首先被解码然后从接收信号中分离出来。因此如果存在信道估计误差，那么可能会存在解码误差，从而导致残留干扰，也就是不完美SIC。

另外，第 m 个簇实际的CSI \mathbf{h}_m 和估计得到的CSI $\hat{\mathbf{h}}_m$ 有如下关系

$$\hat{\mathbf{h}}_m = \bar{\mathbf{h}}_m + \hat{\mathbf{h}}_m, \quad (2.16)$$

和

$$\mathbf{h}_m = \bar{\mathbf{h}}_m + \hat{\mathbf{h}}_m + \mathbf{e}_m, \quad (2.17)$$

其中 $\hat{\mathbf{h}}_m$ 表示第 m 个簇的等效CSI， \mathbf{e}_m 表示独立于 $\hat{\mathbf{h}}_m$ 的估计误差。 \mathbf{e}_m 和 $\hat{\mathbf{h}}_m$ 的分布分别满足

$$\mathbf{e}_m \sim \mathcal{N}_c(\mathbf{0}, \mathbf{C}_m) \quad (2.18)$$

和

$$\hat{\mathbf{h}}_m \sim \mathcal{N}_c(\bar{\mathbf{h}}_m, \mathbf{R}_m - \mathbf{C}_m), \quad (2.19)$$

其中 $\mathbf{C}_m = \mathbf{R}_m - \sum_{j=1}^{N_m} \delta^2 Q_{m,j}^p \tau_p \mathbf{R}_m \Psi_m \mathbf{R}_m$ 。

2.2.2 上行数据传输

上行数据传输阶段，所有设备通过上行信道将数据发送给基站，基站接收到的信号 \mathbf{y}^u 可以表示为

$$\mathbf{y}^u = \sum_{i=1}^M \sum_{j=1}^{N_i} \sqrt{Q_{i,j}^u} \mathbf{h}_{i,j} s_{i,j}^u + \mathbf{n}, \quad (2.20)$$

其中 $Q_{i,j}^u$ 表示上行信号发射功率， $s_{i,j}^u$ 表示第 m 个簇中第 n 个设备的复高斯数据信号， \mathbf{n} 表示具有单位方差的加性高斯白噪声。类似地，由于低精度ADC的影响，接收信号可以改写为

$$\mathbf{y}_{adc}^u = \sum_{i=1}^M \sum_{j=1}^{N_i} \delta \sqrt{Q_{i,j}^u} \mathbf{h}_{i,j} s_{i,j}^u + \delta \mathbf{n} + \mathbf{n}_q^u, \quad (2.21)$$

其中 \mathbf{n}_q^u 是AGQN，其方差矩阵如下

$$\begin{aligned} \text{Var}(\mathbf{n}_q^u) &= \delta(1-\delta) \text{Var}\left(\sum_{i=1}^M \sum_{j=1}^{N_i} \sqrt{Q_{i,j}^u} \mathbf{h}_{i,j} s_{i,j}^u + \mathbf{n}\right) \\ &= \delta(1-\delta) \left[\sum_{i=1}^M \sum_{j=1}^{N_i} Q_{i,j}^u (\mathbf{R}_{i,j} + \bar{\mathbf{h}}_{i,j} \bar{\mathbf{h}}_{i,j}^H) + \mathbf{I}_{N_t} \right] \end{aligned} \quad (2.22)$$

为了权衡系统性能和计算复杂度，基站采用最大比合并（MRC）的方法来降低簇间干扰。对于第 m 个簇的信号，MRC向量可以表示为 $\mathbf{w}_m^u = \frac{\hat{\mathbf{h}}_m}{\sqrt{\mathbb{E}(\|\hat{\mathbf{h}}_m\|^2)}}$ 。那么，经过MRC处理后的信号可以表示为

$$\mathbf{y}_m^u = \sum_{i=1}^M \sum_{j=1}^{N_i} \delta \sqrt{Q_{i,j}^u} (\mathbf{w}_m^u)^H \mathbf{h}_{i,j} s_{i,j}^u + \delta (\mathbf{w}_m^u)^H \mathbf{n} + (\mathbf{w}_m^u)^H \mathbf{n}_q^u. \quad (2.23)$$

为了降低簇内干扰，需要在基站端对每个簇做SIC。假定第 m 个簇的信道增益是按照降序排列的，那么经过SIC处理后的第 m 个簇中第 n 个设备的信号可以写为

$$\begin{aligned} y_{m,n}^u &= \delta \sqrt{Q_{m,n}^u} (\mathbf{w}_m^u)^H \mathbf{h}_{m,n} s_{m,n}^u + \sum_{j=1}^{N_m} \delta \sqrt{Q_{m,j}^u} \kappa_{m,j} (\mathbf{w}_m^u)^H \mathbf{h}_{m,j} s_{m,j}^u \\ &+ \sum_{i=1, i \neq m}^M \sum_{j=1}^{N_i} \delta \sqrt{Q_{i,j}^u} (\mathbf{w}_m^u)^H \mathbf{h}_{i,j} s_{i,j}^u + \delta (\mathbf{w}_m^u)^H \mathbf{n} + (\mathbf{w}_m^u)^H \mathbf{n}_q^u, \end{aligned} \quad (2.24)$$

其中 $\kappa_{m,j}^u = \begin{cases} \eta_{m,n}^u, & j > n \\ 1, & \text{其他} \end{cases}$ 。其中 $\eta_{m,n}^u \in [0, 1]$ 表示由于基站的译码误差而导致的不完美SIC因子，这个数值可以由长期测量获取²。

² $\eta_{m,n}^u = 0$ 表示SIC是完美的， $\eta_{m,n}^u \in (0, 1)$ 表示SIC是不完美的，而 $\eta_{m,n}^u = 1$ 则表示没有进行SIC处理。实际处理过程中，如果信道增益的排序为 $1, \dots, N_m$ ，那么对应的解码顺序应该是 $N_m, \dots, 1$ 。一台设备的信道增益排序为第 j 位，那么它首先解码信道增益最弱的设备信号，即第 (N_m) 台设备信号，然后依次是 $N_m - 1, \dots, j + 1$ 。解码出这些信号后，第 j 台设备将这些信号从接收到的和信号中减去，而这一操作受SIC因子影响。如果SIC因子是0，那么簇内干扰就可以完全从接收到的和信号中减去。

2.2.3 下行数据传输

下行数据传输阶段，为了提高下行数据传输的频谱效率，基站端采用叠加编码的方式来构建发射信号。首先，基站为第 m 个簇的设备构建发射信号 x_m^d ：

$$x_m^d = \sum_{n=1}^{N_m} \sqrt{Q_{m,n}^d} s_{m,n}^d, \quad (2.25)$$

其中 $Q_{m,n}^d$ 和 $s_{m,n}^d$ 分别表示第 m 个簇中第 n 个设备的信号发射功率和归一化的复高斯数据信号。那么，基站构建的总的发射信号可以表示为

$$\mathbf{x}^d = \sum_{m=1}^M \mathbf{w}_m^d x_m^d, \quad (2.26)$$

其中 \mathbf{w}_m^d 为第 m 个簇的发射波束，用来降低簇间干扰。类似地，基站端采用最大比传输(MRT)方法传输数据，即 $\mathbf{w}_m^d = \frac{\hat{\mathbf{h}}_m}{\sqrt{E(\|\hat{\mathbf{h}}_m\|^2)}}$ 。因此，第 m 个簇第 n 个设备的接收信号可以写为

$$y_{m,n}^d = \sum_{i=1}^M \sum_{j=1}^{N_i} \sqrt{Q_{i,j}^d} \mathbf{h}_{m,n}^H \mathbf{w}_i^d s_{i,j}^d + n_{m,n}, \quad (2.27)$$

其中 $n_{m,n}$ 是满足单位方差的加性高斯白噪声(AWGN)。每个簇中的设备都通过SIC来降低簇内干扰。由于采用了低复杂度接收机方案，第 m 个簇第 n 个设备经过SIC处理后的信号可以表示为

$$\begin{aligned} (y_{m,n}^d)' &= \sqrt{Q_{m,n}^d} \mathbf{h}_{m,n}^H \mathbf{w}_m^d s_{m,n}^d + \sum_{j=1, j \neq n}^{N_m} \sqrt{Q_{m,j}^d} \kappa_{m,j}^d \mathbf{h}_{m,n}^H \mathbf{w}_m^d s_{m,j}^d \\ &+ \sum_{i=1, i \neq m}^M \sum_{j=1}^{N_i} \sqrt{Q_{i,j}^d} \mathbf{h}_{m,n}^H \mathbf{w}_i^d s_{i,j}^d + n_{m,n}, \end{aligned} \quad (2.28)$$

其中 $\kappa_{m,j}^d = \begin{cases} \eta_{m,n}^d, & j > n \\ 1, & \text{else} \end{cases}$ ， $\eta_{m,n}^d \in [0, 1]$ 表示第 m 个簇中第 n 个设备由于存在解码误差而导致的不完美SIC因子。

由此可知，基于低精度ADC的蜂窝物联网设计方案对上行和下行数据传输的信号质量都有很大的影响。为了揭示低精度ADC与系统性能的关系，下一节做了详尽的性能分析。

2.3 频谱效率分析

这一节分析了低硬件成本大规模接入设计的频谱效率，并且揭示了低成本设计的重要影响。在进行性能分析之前，首先提供Massive MIMO系统中一些基本的结论。

2.3.1 基本结论

相关矩阵：

$$\begin{aligned} \limsup_{N_t \rightarrow \infty} \|\mathbf{R}_{m,n}\| &< \infty, \forall m, n, \\ \liminf_{N_t \rightarrow \infty} \frac{1}{N_t} \text{tr}(\mathbf{R}_{m,n}) &> 0, \forall m, n. \end{aligned} \quad (2.29)$$

设备信道相关：

$$\begin{aligned} \limsup_{N_t \rightarrow \infty} \frac{1}{N_t} \|\bar{\mathbf{h}}_{m,n}\|^2 &< \infty, \forall m, n, \\ \lim_{N_t \rightarrow \infty} \frac{1}{N_t} |\bar{\mathbf{h}}_{m,n}^H \bar{\mathbf{h}}_{i,j}| &\rightarrow 0, \forall (m, n) \neq (i, j). \end{aligned} \quad (2.30)$$

簇信道相关：

$$\begin{aligned} \lim_{N_t \rightarrow \infty} \frac{1}{N_t} |\bar{\mathbf{h}}_{m,n}^H \bar{\mathbf{h}}_i| &\rightarrow 0, \forall m \neq i, \\ \limsup_{N_t \rightarrow \infty} \frac{1}{N_t} |\bar{\mathbf{h}}_{m,n}^H \bar{\mathbf{h}}_m| &< \infty, \\ \limsup_{N_t \rightarrow \infty} \frac{1}{N_t} \|\bar{\mathbf{h}}_m\|^2 &< \infty, \end{aligned} \quad (2.31)$$

其中基本结论中的相关矩阵部分为典型的Massive MIMO 渐进特性^[56]。

证明：参见附录2B。 □

2.3.2 上行频谱效率

不失一般性，考虑第 m 个簇中第 n 个设备的上行频谱效率。根据香农容量定理，第 m 个簇中第 n 个设备的上行频谱效率可按如下方式计算

$$R_{m,n}^u = \frac{\tau^u}{\tau} \mathbb{E}[\log_2(1 + \gamma_{m,n}^u)], \quad (2.32)$$

其中 $\gamma_{m,n}^u$ 表示接收信干噪比（SINR）。根据式(2.24)接收信号表达式，接收SINR可以表示为

$$\gamma_{m,n}^u = \frac{\delta^2 Q_{m,n}^u |\mathbf{h}_{m,n}^H \hat{\mathbf{h}}_m|^2}{\sum_{j=1, j \neq n}^{N_m} \delta^2 Q_{m,j}^u \kappa_{m,j}^u |\mathbf{h}_{m,j}^H \hat{\mathbf{h}}_m|^2 + \sum_{i=1, i \neq m}^M \sum_{j=1}^{N_i} \delta^2 Q_{i,j}^u |\mathbf{h}_{i,j}^H \hat{\mathbf{h}}_m|^2 + \delta^2 |\mathbf{n}^H \hat{\mathbf{h}}_m|^2 + |(\mathbf{n}_q^u)^H \hat{\mathbf{h}}_m|^2}. \quad (2.33)$$

由于式(2.33)中的随机变量 $\gamma_{m,n}^u$ 复杂度较高，直接计算期望的难度很大。作为折中，可以计算上行频谱效率的下界。

根据先前的工作^[57]，当天线数量足够大时，可以得到一个紧的下界：

$$\begin{aligned}
R_{m,n}^u &\geq \underline{R}_{m,n}^u \\
&= \frac{\tau_u}{\tau} \log_2(1 + \gamma_{m,n}^u) \\
&= \frac{\tau_u}{\tau} \log_2\left(1 + \frac{\Phi_{0,m,n}^u}{\Phi_{1,m,n}^u + \Phi_{2,m,n}^u + \Phi_{3,m,n}^u + \Phi_{4,m,n}^u}\right)
\end{aligned} \tag{2.34}$$

其中

$$\Phi_{0,m,n}^u = \delta^2 Q_{m,n}^u |\mathbb{E}[\mathbf{h}_{m,n}^H \hat{\mathbf{h}}_m]|^2, \tag{2.35}$$

$$\Phi_{1,m,n}^u = \delta^2 Q_{m,n}^u \mathbb{E}[|\mathbf{h}_{m,n}^H \hat{\mathbf{h}}_m|^2] - \delta^2 Q_{m,n}^u |\mathbb{E}[\mathbf{h}_{m,n}^H \hat{\mathbf{h}}_m]|^2, \tag{2.36}$$

$$\Phi_{2,m,n}^u = \sum_{j=1, j \neq n}^{N_m} \delta^2 Q_{m,j}^u \kappa_{m,j}^u \mathbb{E}[|\mathbf{h}_{m,j}^H \hat{\mathbf{h}}_m|^2], \tag{2.37}$$

$$\Phi_{3,m,n}^u = \sum_{i=1, i \neq m}^M \sum_{j=1}^N \delta^2 Q_{i,j}^u \mathbb{E}[|\mathbf{h}_{i,j}^H \hat{\mathbf{h}}_m|^2], \tag{2.38}$$

和

$$\Phi_{4,m,n}^u = \delta^2 \mathbb{E}[|\mathbf{n}^H \hat{\mathbf{h}}_m|^2] + \mathbb{E}[|(\mathbf{n}_q^u)^H \hat{\mathbf{h}}_m|^2], \tag{2.39}$$

分别代表理想信号、信号泄露³、残留簇内干扰、残留簇间干扰和噪声的方差。根据信道估计结果，各期望项 $\Phi_{0,m,n}^u \sim \Phi_{4,m,n}^u$ 的计算结果如下：

$$\mathbb{E}[\mathbf{h}_{m,n}^H \hat{\mathbf{h}}_m] = \bar{\mathbf{h}}_{m,n}^H \bar{\mathbf{h}}_m + \sqrt{\rho_{m,n}} \text{tr}(\mathbf{R}_m - \mathbf{C}_m), \tag{2.40}$$

$$\begin{aligned}
\mathbb{E}[|\mathbf{h}_{m,n}^H \hat{\mathbf{h}}_m|^2] &= \rho_{m,n} |\text{tr}(\mathbf{R}_m - \mathbf{C}_m)|^2 + \rho_{m,n} \text{tr}[(\mathbf{R}_m - \mathbf{C}_m)^2] + |\bar{\mathbf{h}}_{m,n}^H \bar{\mathbf{h}}_m|^2 \\
&\quad + 2\text{Re}\sqrt{\rho_{m,n}} \text{tr}(\mathbf{R}_m - \mathbf{C}_m) \bar{\mathbf{h}}_m^H \bar{\mathbf{h}}_{m,n} + \bar{\mathbf{h}}_{m,n}^H (\mathbf{R}_m - \mathbf{C}_m) \bar{\mathbf{h}}_{m,n} \\
&\quad + \bar{\mathbf{h}}_m^H \rho_{m,n} (\mathbf{R}_m - \mathbf{C}_m) \bar{\mathbf{h}}_m + (1 - \rho_{m,n}) \{\text{tr}[(\mathbf{R}_m - \mathbf{C}_m) \mathbf{D}_{m,n}] \\
&\quad + \bar{\mathbf{h}}_m^H \mathbf{D}_{m,n} \bar{\mathbf{h}}_m\},
\end{aligned} \tag{2.41}$$

$$\begin{aligned}
\mathbb{E}[|\mathbf{h}_{m,j}^H \hat{\mathbf{h}}_m|^2] (j \neq n) &= \rho_{m,j} |\text{tr}(\mathbf{R}_m - \mathbf{C}_m)|^2 + \rho_{m,j} \text{tr}[(\mathbf{R}_m - \mathbf{C}_m)^2] + |\bar{\mathbf{h}}_{m,j}^H \bar{\mathbf{h}}_m|^2 \\
&\quad + 2\text{Re}\sqrt{\rho_{m,j}} \text{tr}(\mathbf{R}_m - \mathbf{C}_m) \bar{\mathbf{h}}_m^H \bar{\mathbf{h}}_{m,j} + \bar{\mathbf{h}}_{m,j}^H (\mathbf{R}_m - \mathbf{C}_m) \bar{\mathbf{h}}_{m,j} \\
&\quad + \bar{\mathbf{h}}_m^H \rho_{m,j} (\mathbf{R}_m - \mathbf{C}_m) \bar{\mathbf{h}}_m + (1 - \rho_{m,j}) \{\text{tr}[(\mathbf{R}_m - \mathbf{C}_m) \mathbf{D}_{m,j}] \\
&\quad + \bar{\mathbf{h}}_m^H \mathbf{D}_{m,j} \bar{\mathbf{h}}_m\},
\end{aligned} \tag{2.42}$$

³为了便于进行性能分析，本章推导了频谱效率的下届，其中用理想信号的期望值来代替理想信号的真实值。理想信号与其期望值间存在一个差距，这也就是信号泄露。当天线数量增加时，理想信号项的真实值由于信道硬化就会趋向于它的期望值。因此，当基站天线数量足够大时，信号泄露项趋近于0，这时频谱效率的下界是紧的。

$$\begin{aligned}
 E[|\mathbf{h}_{i,j}^H \hat{\mathbf{h}}_m|^2] (i \neq m) &= \rho_{i,j} \text{tr}[(\mathbf{R}_m - \mathbf{C}_m)(\mathbf{R}_i - \mathbf{C}_i)] + |\bar{\mathbf{h}}_{i,j}^H \bar{\mathbf{h}}_m|^2 \\
 &\quad + \bar{\mathbf{h}}_{i,j}^H (\mathbf{R}_m - \mathbf{C}_m) \bar{\mathbf{h}}_{i,j} + \bar{\mathbf{h}}_m^H \rho_{i,j} (\mathbf{R}_i - \mathbf{C}_i) \bar{\mathbf{h}}_m \\
 &\quad + (1 - \rho_{i,j}) \{ \text{tr}[(\mathbf{R}_m - \mathbf{C}_m) \mathbf{D}_{i,j}] + \bar{\mathbf{h}}_m^H \mathbf{D}_{i,j} \bar{\mathbf{h}}_m \}, \quad (2.43)
 \end{aligned}$$

$$E[|\mathbf{n}^H \hat{\mathbf{h}}_m|^2] = \text{tr}(\mathbf{R}_m - \mathbf{C}_m) + \|\bar{\mathbf{h}}_m\|^2 \quad (2.44)$$

和

$$\begin{aligned}
 E[|(\mathbf{n}_q^u)^H \hat{\mathbf{h}}_m|^2] &= \delta(1 - \delta) \text{tr}\{(\mathbf{R}_m - \mathbf{C}_m) [\sum_{i=1}^M \sum_{j=1}^{N_i} Q_{i,j}^u (\mathbf{R}_{i,j} + \bar{\mathbf{h}}_{i,j} \bar{\mathbf{h}}_{i,j}^H) + \mathbf{I}_{N_t}]\} \\
 &\quad + \delta(1 - \delta) \bar{\mathbf{h}}_m^H [\sum_{i=1}^M \sum_{j=1}^{N_i} Q_{i,j}^u (\mathbf{R}_{i,j} + \bar{\mathbf{h}}_{i,j} \bar{\mathbf{h}}_{i,j}^H) + \mathbf{I}_{N_t}] \bar{\mathbf{h}}_m \quad (2.45)
 \end{aligned}$$

证明: 参见附录2C. □

因为MRC向量是基于估计得到的CSI设计的, 因而信道估计误差对理想信号部分有很大影响。如式(2.35)和式(2.40)所示, 理想信号部分的值是一个与信道估计精度 $\rho_{m,n}$ 有关的函数。结合式(2.34)~式(2.45), 可以推导出上行频谱效率的闭式表达式。这样一来, 对于给定的系统参数, 可以非常容易的分析它的系统性能。

除此之外, 根据2.3.1中的基本结论, 当天线数量趋近于无穷时, 上行渐进频谱效率趋近于

$$\lim_{N_t \rightarrow \infty} \frac{R_{m,n}^u}{\tau} = \lim_{N_t \rightarrow \infty} \frac{\tau_u}{\tau} \log_2(1 + \gamma_{m,n}^u) = \frac{\tau_u}{\tau} \log_2(1 + \frac{\Omega_{0,m,n}^u}{\Omega_{1,m,n}^u}), \quad (2.46)$$

其中

$$\Omega_{0,m,n}^u = Q_{m,n}^u |\bar{\mathbf{h}}_{m,n}^H \bar{\mathbf{h}}_m + \sqrt{\rho_{m,n}} \text{tr}(\mathbf{R}_m - \mathbf{C}_m)|^2, \quad (2.47)$$

和

$$\begin{aligned}
 \Omega_{1,m,n}^u &= \sum_{j=1, j \neq n}^{N_m} Q_{m,j}^u \kappa_{m,j}^u \{ \rho_{m,j} |\text{tr}(\mathbf{R}_m - \mathbf{C}_m)|^2 + |\bar{\mathbf{h}}_{m,j}^H \bar{\mathbf{h}}_m|^2 \\
 &\quad + 2\text{Re}\{ \sqrt{\rho_{m,j}} \text{tr}(\mathbf{R}_m - \mathbf{C}_m) \bar{\mathbf{h}}_{m,j}^H \bar{\mathbf{h}}_m \} \}. \quad (2.48)
 \end{aligned}$$

证明: 参见附录2D. □

可以发现当基站天线数量足够大时簇间干扰趋向于零。因此, 削减簇内干扰将可以进一步提升频谱效率。

2.3.3 下行频谱效率

类似于上行性能分析，第 m 个簇中第 n 个设备的下行频谱效率可以表示为

$$R_{m,n}^d = \frac{\tau_d}{\tau} \mathbb{E}[\log_2(1 + \gamma_{m,n}^d)], \quad (2.49)$$

其中 $\gamma_{m,n}^d$ 是第 m 个簇中第 n 个设备的接收SINR，可以表示为

$$\gamma_{m,n}^d = \frac{Q_{m,n}^d |\mathbf{h}_{m,n}^H \mathbf{w}_m^d|^2}{\sum_{j=1, j \neq n}^{N_m} Q_{m,j}^d \kappa_{m,j}^d |\mathbf{h}_{m,n}^H \mathbf{w}_m^d|^2 + \sum_{i=1, i \neq m}^M \sum_{j=1}^{N_i} Q_{i,j}^d |\mathbf{h}_{m,n}^H \mathbf{w}_i^d|^2 + 1}. \quad (2.50)$$

为了便于分析，可以计算下行频谱效率的下界：

$$\begin{aligned} R_{m,n}^d &\geq \underline{R}_{m,n}^d \\ &= \frac{\tau_d}{\tau} \log_2(1 + \underline{\gamma}_{m,n}^d) \\ &= \frac{\tau_d}{\tau} \log_2\left(1 + \frac{\Phi_{0,m,n}^d}{\Phi_{1,m,n}^d + \Phi_{2,m,n}^d + \Phi_{3,m,n}^d + 1}\right) \end{aligned} \quad (2.51)$$

其中

$$\Phi_{0,m,n}^d = Q_{m,n}^d |\mathbb{E}[\mathbf{h}_{m,n}^H \mathbf{w}_m^d]|^2, \quad (2.52)$$

$$\Phi_{1,m,n}^d = Q_{m,n}^d \mathbb{E}[|\mathbf{h}_{m,n}^H \mathbf{w}_m^d|^2] - Q_{m,n}^d |\mathbb{E}[\mathbf{h}_{m,n}^H \mathbf{w}_m^d]|^2, \quad (2.53)$$

$$\Phi_{2,m,n}^d = \sum_{j=1, j \neq n}^{N_m} Q_{m,j}^d \kappa_{m,j}^d \mathbb{E}[|\mathbf{h}_{m,n}^H \mathbf{w}_m^d|^2], \quad (2.54)$$

和

$$\Phi_{3,m,n}^d = \sum_{i=1, i \neq m}^M \sum_{j=1}^{N_i} Q_{i,j}^d \mathbb{E}[|\mathbf{h}_{m,n}^H \mathbf{w}_i^d|^2], \quad (2.55)$$

分别表示理想信号、信号泄露、残留簇内干扰和残留簇间干扰。各项期望的计算结果如下：

$$\mathbb{E}[\mathbf{h}_{m,n}^H \mathbf{w}_m^d] = \frac{1}{\sqrt{\text{tr}(\mathbf{R}_m - \mathbf{C}_m) + \|\bar{\mathbf{h}}_m\|^2}} \{\bar{\mathbf{h}}_{m,n}^H \bar{\mathbf{h}}_m + \sqrt{\rho_{m,n}} \text{tr}(\mathbf{R}_m - \mathbf{C}_m)\}, \quad (2.56)$$

$$\begin{aligned} \mathbb{E}[|\mathbf{h}_{m,n}^H \mathbf{w}_m^d|^2] &= \frac{1}{\text{tr}(\mathbf{R}_m - \mathbf{C}_m) + \|\bar{\mathbf{h}}_m\|^2} \{ \rho_{m,n} |\text{tr}(\mathbf{R}_m - \mathbf{C}_m)|^2 \\ &\quad + \rho_{m,n} \text{tr}[(\mathbf{R}_m - \mathbf{C}_m)^2] + |\bar{\mathbf{h}}_{m,n}^H \bar{\mathbf{h}}_m|^2 + 2\text{Re}[\sqrt{\rho_{m,n}} \text{tr}(\mathbf{R}_m - \mathbf{C}_m) \bar{\mathbf{h}}_m^H \bar{\mathbf{h}}_{m,n}] \\ &\quad + \bar{\mathbf{h}}_{m,n}^H (\mathbf{R}_m - \mathbf{C}_m) \bar{\mathbf{h}}_{m,n} + \rho_{m,n} \bar{\mathbf{h}}_m^H (\mathbf{R}_m - \mathbf{C}_m) \bar{\mathbf{h}}_m \\ &\quad + (1 - \rho_{m,n}) \{ \text{tr}[(\mathbf{R}_m - \mathbf{C}_m) \mathbf{D}_{m,n}] + \bar{\mathbf{h}}_m^H \mathbf{D}_{m,n} \bar{\mathbf{h}}_m \} \}, \end{aligned} \quad (2.57)$$

和

$$\begin{aligned}
 E[|\mathbf{h}_{m,n}^H \mathbf{w}_i^d|^2] (i \neq m) &= \frac{1}{\text{tr}(\mathbf{R}_i - \mathbf{C}_i) + \|\bar{\mathbf{h}}_i\|^2} \{ \rho_{m,n} \text{tr}[(\mathbf{R}_i - \mathbf{C}_i)(\mathbf{R}_m - \mathbf{C}_m)] \\
 &\quad + |\bar{\mathbf{h}}_{m,n}^H \bar{\mathbf{h}}_i|^2 + \bar{\mathbf{h}}_{m,n}^H (\mathbf{R}_i - \mathbf{C}_i) \bar{\mathbf{h}}_{m,n} + \rho_{m,n} \bar{\mathbf{h}}_i^H (\mathbf{R}_m - \mathbf{C}_m) \bar{\mathbf{h}}_i \\
 &\quad + (1 - \rho_{m,n}) \{ \text{tr}[(\mathbf{R}_i - \mathbf{C}_i) \mathbf{D}_{m,n}] + \bar{\mathbf{h}}_i^H \mathbf{D}_{m,n} \bar{\mathbf{h}}_i \} \}. \quad (2.58)
 \end{aligned}$$

证明: 证明与上行情况类似, 已省略。 \square

结合式(2.51)~式(2.58), 可以推导出下行频谱效率下界的闭式表达式。随着基站天线数量的增加, 渐进下行频谱效率可以表示为

$$\lim_{N_t \rightarrow \infty} R_{m,n}^d = \frac{\tau_d}{\tau} \log_2 \left(1 + \frac{\Omega_{0,m,n}^d}{\Omega_{1,m,n}^d} \right), \quad (2.59)$$

其中

$$\begin{aligned}
 \Omega_{0,m,n}^d &= Q_{m,n}^d |\bar{\mathbf{h}}_{m,n}^H \bar{\mathbf{h}}_m + \sqrt{\rho_{m,n}} \text{tr}(\mathbf{R}_m - \mathbf{C}_m)|^2 \\
 &= Q_{m,n}^d \{ \rho_{m,n} |\text{tr}(\mathbf{R}_m - \mathbf{C}_m)|^2 + |\bar{\mathbf{h}}_{m,n}^H \bar{\mathbf{h}}_m|^2 \\
 &\quad + 2\text{Re}\{ \sqrt{\rho_{m,n}} \text{tr}(\mathbf{R}_m - \mathbf{C}_m) \bar{\mathbf{h}}_m^H \bar{\mathbf{h}}_{m,n} \} \}, \quad (2.60)
 \end{aligned}$$

和

$$\begin{aligned}
 \Omega_{1,m,n}^d &= \left(\sum_{j=1, j \neq n}^{N_m} Q_{m,j}^d \kappa_{m,j}^d \right) \{ \rho_{m,n} |\text{tr}(\mathbf{R}_m - \mathbf{C}_m)|^2 + |\bar{\mathbf{h}}_{m,n}^H \bar{\mathbf{h}}_m|^2 \\
 &\quad + 2\text{Re}\{ \sqrt{\rho_{m,n}} \text{tr}(\mathbf{R}_m - \mathbf{C}_m) \bar{\mathbf{h}}_m^H \bar{\mathbf{h}}_{m,n} \} \}. \quad (2.61)
 \end{aligned}$$

证明: 证明与上行类似, 已省略。 \square

有趣的是, 式(2.59)可以简化为

$$\lim_{N_t \rightarrow \infty} R_{m,n}^d = \frac{\tau_d}{\tau} \log_2 \left(1 + \frac{Q_{m,n}^d}{\sum_{j=1, j \neq n}^{N_m} Q_{m,j}^d \kappa_{m,j}^d} \right). \quad (2.62)$$

可以发现下行渐进频谱效率独立于CSI精度和ADC精度。由此可得, 一方面, 随着基站天线数量的增加, 波束精度越来越高, 使得簇间干扰趋向于零。另一方面, 一个簇内的设备共享一个波束, 这使得渐进下行频谱效率独立于CSI精度。至于低精度ADC的影响, 它需要通过CSI的精度起作用。因为渐进下行频谱效率独立于CSI精度, 所以也独立于ADC精度。由此可知, 可以通过增加基站天线数量的方式来弥补低精度ADC和短导频传输策略所带来的性能损失。

2.4 低精度ADC蜂窝物联网优化设计方案

以上分析结果表明低精度ADC设计方案会影响数据传输过程的三个阶段，从而影响蜂窝物联网的传输性能。为了贯彻低成本的设计理念，有必要联合优化三个阶段的传输长度以降低系统的总能耗和系统开销。这一节中以系统一个时隙内的总能耗为目标函数，以三个阶段长度 τ_p ， τ_u 和 τ_d 为优化变量，致力于最小化系统总能耗，从而降低系统运行成本。

最小化一个时隙内系统总能耗的优化问题可以表示为

$$\begin{aligned}
 \text{OP} : & \min_{\tau_p, \tau_u, \tau_d} \sum_{i=1}^M \sum_{j=1}^{N_i} (Q_{i,j}^p \tau_p + Q_{i,j}^u \tau_u + \varepsilon \cdot Q_{i,j}^d \tau_d) & (2.63) \\
 \text{s.t. C1} : & \underline{R}_{m,n}^u \geq Th_{m,n}^u, \forall m, n, \\
 \text{C2} : & \underline{R}_{m,n}^d \geq Th_{m,n}^d, \forall m, n, \\
 \text{C3} : & \tau_p \geq M, \\
 \text{C4} : & \tau_p + \tau_u + \tau_d \leq \tau, \\
 \text{C5} : & \tau_u \geq 0, \\
 \text{C6} : & \tau_d \geq 0,
 \end{aligned}$$

其中 ε 是一个权重因子，用来平衡基站发射功率和设备发射功率， $Th_{m,n}^u$ 和 $Th_{m,n}^d$ 分别表示上下行频谱效率的最低要求。限制条件C1和C2是为了满足频谱效率要求，限制条件C3是为了保证导频两两正交。因为 $\underline{R}_{m,n}^u$ 和 $\underline{R}_{m,n}^d$ 是优化变量 τ_p 的复杂函数，使得整个优化问题是非凸的。我们注意到变量 τ_p 直接决定了CSI估计精度，他们具有如下的关系：

$$\begin{aligned}
 \rho_{m,n} &= \frac{\delta^2 Q_{m,n}^p \tau_p \text{tr}^2(\mathbf{R}_m \Psi_m \mathbf{R}_{m,n})}{\text{tr}(\mathbf{R}_{m,n}) \text{tr}(\mathbf{R}_m \Psi_m \mathbf{R}_m)} \\
 &= \frac{\delta^2 Q_{m,n}^p \tau_p \text{tr}^2\left(\frac{\sum_{j=1}^{N_m} Q_{m,j}^p \mathbf{R}_{m,j} \mathbf{R}_{m,n}}{\sum_{j=1}^{N_m} Q_{m,j}^p (\sum_{j=1}^{N_m} \delta Q_{m,j}^p \tau_p \mathbf{R}_{m,j} + \delta \mathbf{I}_{N_t})}\right)}{\text{tr}(\mathbf{R}_{m,n}) \text{tr}\left(\frac{(\sum_{j=1}^{N_m} Q_{m,j}^p \mathbf{R}_{m,j})^2}{\sum_{j=1}^{N_m} Q_{m,j}^p (\delta \sum_{j=1}^{N_m} Q_{m,j}^p \tau_p \mathbf{R}_{m,j} + \delta \mathbf{I}_{N_t}) \sum_{j=1}^{N_m} Q_{m,j}^p}\right)}. & (2.64)
 \end{aligned}$$

在未来的B5G时代，大规模接入的蜂窝物联网一般是干扰受限的，即

$$\sum_{j=1}^{N_m} \delta Q_{m,j}^p \tau_p \gg \delta. \quad (2.65)$$

在这种情况下，部分噪声可以忽略，这意味着 $\Psi_m = (\sum_{j=1}^{N_m} \delta Q_{m,j}^p \tau_p \mathbf{R}_{m,j})^{-1}$ ，因此变量 $\rho_{m,n}$ 可以近似为

$$\rho_{m,n} = \frac{\delta Q_{m,n}^p \text{tr}(\mathbf{R}_{m,n})}{\sum_{j=1}^{N_m} Q_{m,j}^p \text{tr}(\mathbf{R}_{m,j})}. \quad (2.66)$$

可以发现CSI估计精度 $\rho_{m,n}$ 独立于导频长度 τ_p 。换句话说，可以通过增加导频发射功率的方式来补偿短导频序列带来的性能损失。将式(2.66)代入式(2.15)和式(2.19)，可以得到

$$\mathbf{R}_m - \mathbf{C}_m = \delta \mathbf{R}_m, \quad (2.67)$$

和

$$\mathbf{D}_{m,n} = (1 - \rho_{m,n})^{-1} (\mathbf{R}_{m,n} - \rho_{m,n} \sum_{j=1}^{N_m} \delta^2 Q_{m,j} \tau_p \mathbf{R}_m \Psi_m \mathbf{R}_m) = \frac{\mathbf{R}_{m,n} - \rho_{m,n} \delta \mathbf{R}_m}{1 - \rho_{m,n}}, \quad (2.68)$$

这使得 $\underline{\gamma}_{m,n}^u$ 和 $\underline{\gamma}_{m,n}^d$ 都独立于导频长度 τ_p 。重写限制条件C1和C2为

$$\text{C1} : \frac{\tau_u}{\tau} \log_2(1 + \underline{\gamma}_{m,n}^u) \geq Th_{m,n}^u \rightarrow \frac{\log_2(1 + \underline{\gamma}_{m,n}^u)}{Th_{m,n}^u} \tau_u - \tau_u - \tau_d - \tau_p \geq 0, \quad (2.69)$$

$$\text{C2} : \frac{\tau_d}{\tau} \log_2(1 + \underline{\gamma}_{m,n}^d) \geq Th_{m,n}^d \rightarrow \frac{\log_2(1 + \underline{\gamma}_{m,n}^d)}{Th_{m,n}^d} \tau_d - \tau_u - \tau_d - \tau_p \geq 0. \quad (2.70)$$

至此，所有约束条件都被转化成了线性约束条件，优化问题变成了一个标准的线性优化问题，可以使用优化工具直接求解，例如matlab。

2.5 仿真结果

这一节通过大量的仿真工作来验证理论结果的精确性以及低成本设计方案对频谱效率的影响。仿真参数设置如下： $K = 48$ ， $M = 12$ ， $d/\lambda = 0.5$ ， $N_m = 4$ ， $\forall m$ 。

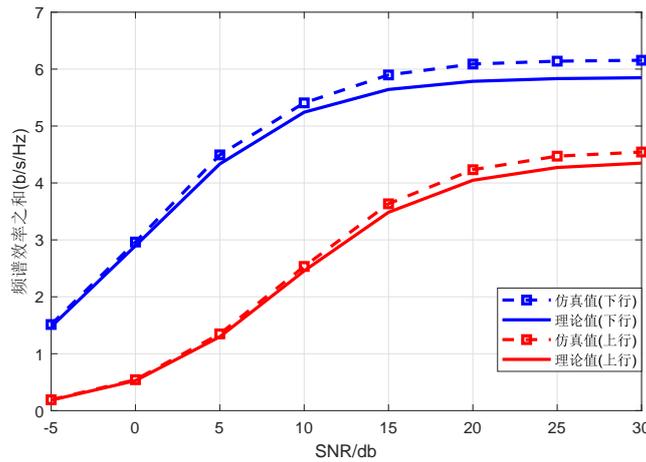


图 2.2 理论值与仿真值对比图

信道向量中的LoS部分已经在信道模型中给出，这里给出NLoS部分的构造方法。相关矩阵的第 (i,j) 个元素可表示为 $(\mathbf{R}_{m,n})_{i,j} = \frac{1}{K_{m,n}+1} (\chi_{m,n})^{|i-j|}$ ，其中 $\chi_{m,n}$ 表示第 m 个

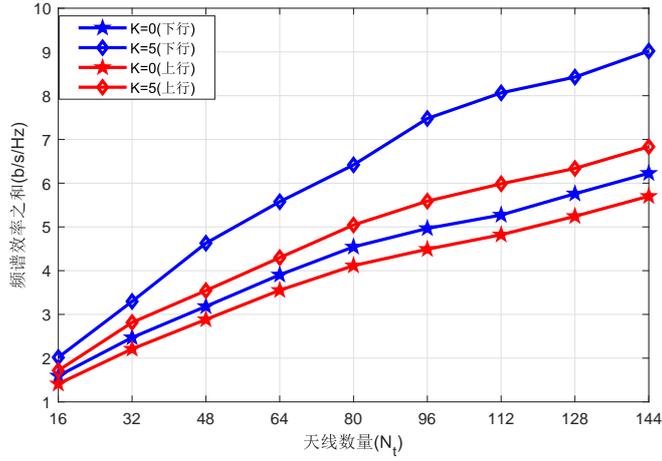


图 2.3 天线数量对频谱效率的影响

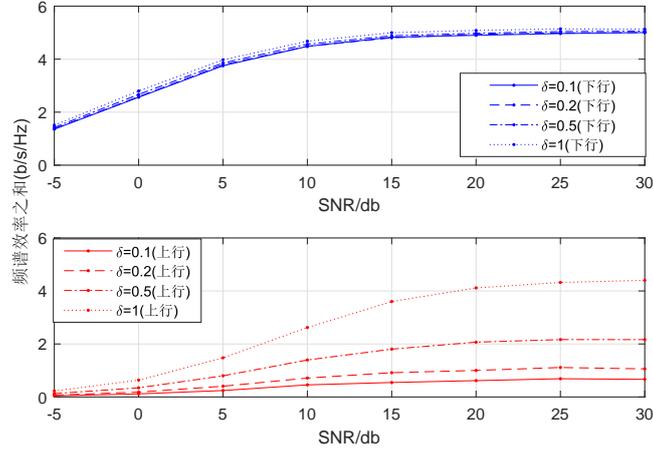


图 2.4 ADC 精度对频谱效率的影响

簇中第 n 个设备对应的天线相关因子。另外， P^u ， P^d 分别表示上下行总发射功率， $\zeta_{m,n}^u$ 和 $\zeta_{m,n}^d$ 分别表示第 m 个簇中第 n 个设备的上下行发射功率分配因子，即第 m 个簇中第 n 个设备的上行发射功率为 $Q_{m,n}^u = \zeta_{m,n}^u P^u$ ，下行发射功率为 $Q_{m,n}^d = \zeta_{m,n}^d P^d$ 。为了表述方便，用 $\text{SNR}^u = 10 \log_{10} P^u$ 和 $\text{SNR}^d = 10 \log_{10} P^d$ 来表示上下行发射功率（dB形式）。

首先验证推导得出的上下行频谱效率下界表达式的精确性。在这次仿真中，其他的仿真参数设置如下： $\tau_p = 15$ ， $\tau_u = 50$ ， $\tau_d = 50$ ， $Q_{m,n}^p = 10$ ， $\delta = 0.9$ ， $K_{m,n} = 5$ ， $\eta_{m,n} = 0.02$ ， $\forall m, n$ 。如图2.2，在上下行数据传输过程中，理论下界值和仿真值在整个SNR域都十分接近。另外，可以发现在同样的环境条件下，下行频谱效率要高于上行频谱效率。这是因为上行传输过程中的信号受到了更多低精度ADC的影响。因此，低精度ADC对系统性能具有很大影响。

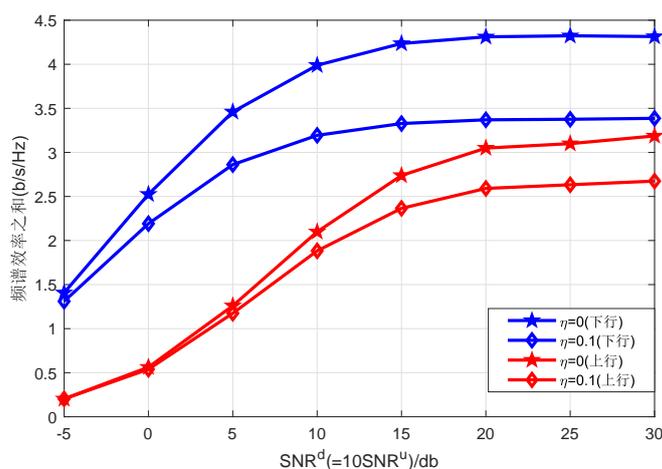


图 2.5 SIC 因子对频谱效率的影响

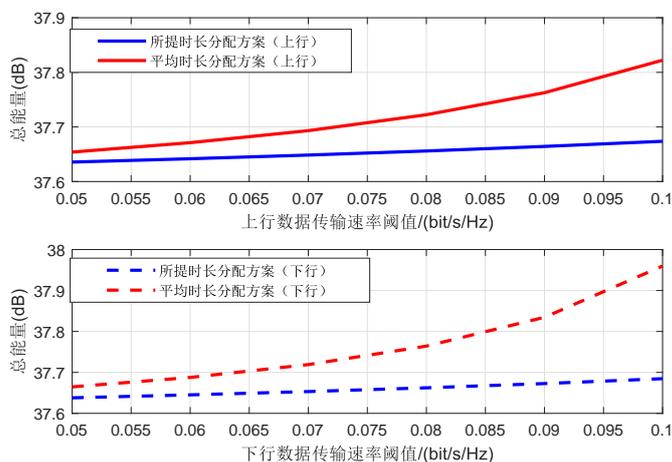


图 2.6 不同优化方案的性能比较

从图2.3可以看出上下行频谱效率随着基站天线数量的增加而增加。因此，可以通过增加基站天线数量的方式来改善由于高SNR所导致的频谱效率饱和问题。另外，可以看到随着K因子的增加，频谱效率也会明显提升。这是因为随着K因子的增加，LoS部分成为信道的主要部分，也就意味着基站可以获得更加精确的CSI。

接着，图2.4研究了ADC精度对频谱效率的影响。正如图2.2所显示的，ADC对上下行数据传输会有不一样的影响。对于下行数据传输，ADC精度只能影响CSI精度，从而间接地影响下行传输。然而，对于上行传输，ADC精度不仅会影响CSI精度，还会直接影响上行信号的信号质量。

此外，本章还探究了不同SIC因子对频谱效率的影响。如图2.5所示，SIC因子对频谱效率具有显著影响。SIC因子越小，则频谱效率越高。当SIC因子趋于0，即SIC是完美的，

这意味着簇内干扰完全被SIC消除了。因此，SIC对消除簇内干扰和提升频谱效率具有重要作用。

最后，图2.6比较了所提优化方案和平均分配方案的性能差异。这项仿真中系统参数设置如下： $Q_{m,n}^p = 10\text{dB}$ ， $\text{SNR}^u = 10\text{dB}$ ， $\text{SNR}^d = 20\text{dB}$ ， $\varepsilon = 0.1$ 。作为对照组的平均分配方案，设置 $\tau_p = 15$ ， $\tau_u = \tau_d$ ，而在实验组中，利用所提优化方案联合优化 τ_p ， τ_u ， τ_d 的长度。如图2.6所示，随着限制速率的增加，性能增益越来越大。

2.6 本章小结

本章刻画了面向5G蜂窝物联网的低成本大规模接入设计在实际传播环境中存在的问题，例如具有空间相关性的莱斯衰减信道、低精度ADC和不完美CSI，揭示了低成本设计对频谱效率的影响，发现渐进下行频谱效率独立于CSI精度和ADC精度，这意味着可以通过增加基站天线数量的方式来弥补低精度ADC和短导频序列所导致的性能损失。另外，提出了低复杂度的时长分配算法，可以显著降低系统能耗。

3 低能耗大规模接入设计

3.1 引言

本章主要研究低能耗大规模接入设计，包括智能反射面（IRS）辅助的B5G蜂窝物联网大规模接入架构以及低复杂度的能耗优化算法。

IRS作为可编程超表面技术在无线通信领域的一项重要应用^[58]，继承了可编程超表面技术的各项优越特性。例如，IRS由大量的无源器件组成，具有低成本、低功耗的巨大优势。同时，IRS构造简单，易植入到各大型建筑物及大型设备表面，可以在不改变原有通信系统软硬件架构的前提下增强信号质量和强化覆盖范围。IRS辅助的B5G蜂窝物联网为下一代移动通信的更新迭代提供了一种低成本低功耗的解决方案。本章提出了一种IRS辅助的B5G蜂窝物联网接入架构，包括信道估计方案、上行数据传输方案和下行数据传输方案。本章深入研究了IRS辅助的低功耗大规模接入的系统性能以及IRS各项重要参数对系统性能的影响。为了贯彻低成本低功耗的设计理念，本章提出了一种能耗优化方案来进一步降低系统运行成本。

本章结构安排如下：3.2节介绍了IRS辅助的B5G蜂窝物联网接入架构，3.3节分析了系统性能以及探究了各项关键参数对系统性能的影响，3.4节提出了一种低复杂度的时长分配算法来降低系统能量消耗，3.5节提供了大量仿真结果来验证理论推导的准确性以及所提优化方案的有效性，3.6节总结了本章内容。

3.2 IRS 辅助的B5G蜂窝物联网接入模型

考虑一个如图3.1所示的工作在时分双工（TDD）模式的B5G蜂窝物联网。在这个网络中，基站配备 N_t 根天线，设备配备单天线，在基站附近随机分布 M 个设备。基站与设备间的通信由IRS辅助增强。IRS表面分布着 N 个反射单元，可以反射基站发送的信号，也可以反射设备发送的信号。因此，对于基站和设备而言，既可以接收直接发送的信号，也可以接受反射的信号，从空间维度提高了接收信号质量，尤其是在路径衰减十分严重的场

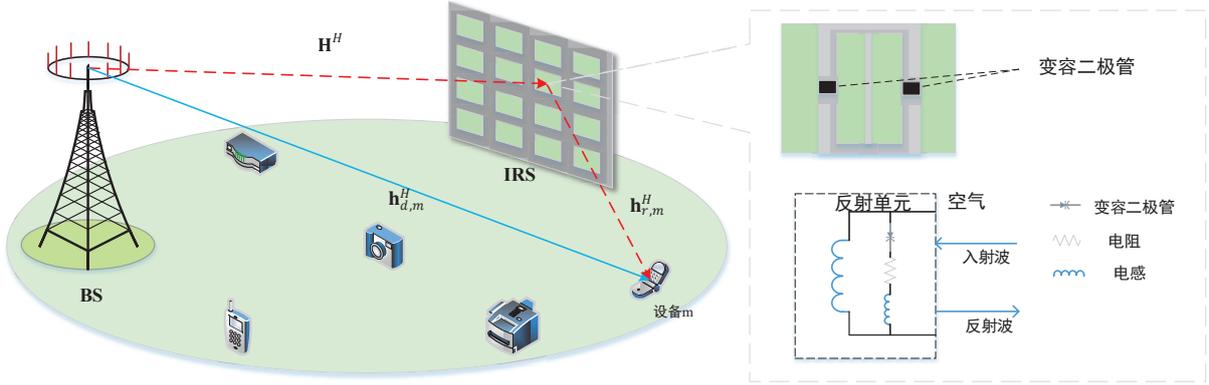


图 3.1 IRS 辅助的B5G 蜂窝物联网框架

景。换言之，IRS辅助的B5G蜂窝物联网用低功耗实现了无线信号的强化覆盖。

在每一个长度为 τ 的时隙中，基站首先通过上行信道进行信道估计，获取对应的信道状态信息（CSI），然后基站与设备开始进行数据信号的交互。下面介绍具体的信道模型，以及长度为 τ_p 、 τ_u 、 τ_d 的信道估计、上行数据传输和下行数据传输。

3.2.1 信道模型

$\mathbf{H}^H \in \mathbb{C}^{N \times N_t}$ ， $\mathbf{h}_{r,m}^H \in \mathbb{C}^{1 \times N}$ 和 $\mathbf{h}_{d,m}^H \in \mathbb{C}^{1 \times N_t}$ 分别表示从基站到IRS，从IRS到第 m 个设备以及从基站到第 m 个设备的信道矢量。考虑到B5G蜂窝物联网中基站天线数量和反射单元数量将会十分庞大，由于空间限制，从而导致信道具有天线相关性和反射单元相关性。在这种情况下，信道分布可以表示为

$$\mathbf{H} \sim \mathcal{N}_c(\mathbf{0}, \mathbf{R}_T \otimes \mathbf{R}_R), \quad (3.1)$$

$$\mathbf{h}_{r,m} \sim \mathcal{N}_c(\mathbf{0}, \mathbf{R}_{r,m}), \quad (3.2)$$

和

$$\mathbf{h}_{d,m} \sim \mathcal{N}_c(\mathbf{0}, \mathbf{R}_{d,m}), \quad (3.3)$$

其中 \mathbf{R}_T 和 $\mathbf{R}_{d,m}$ 分别表示发射相关矩阵， \mathbf{R}_R 和 $\mathbf{R}_{r,m}$ 分别表示接收相关矩阵¹。相关矩阵可按照如下方式构造：

$$(\mathbf{R}_T)_{i,j} = L^2(d_{BS-IRS})\chi_T^{i,j}, \quad (3.4)$$

$$(\mathbf{R}_{r,m})_{i,j} = L^2(d_{IRS,m})\chi_{r,m}^{i,j}. \quad (3.5)$$

¹假定基站已知相关矩阵信息。这是因为相关矩阵信息在一段相对较长的时间里通常是保持不变的，因此可以通过一段时间的测量来获取相关矩阵信息。

其中 d_{BS-IRS} 表示基站和IRS之间的距离， $d_{IRS,m}$ 表示IRS和第 m 个设备之间的距离， $L(d_{BS-IRS})$ 表示基站和IRS之间的路径损失， $L(d_{IRS,m})$ 表示IRS和第 m 个设备之间的路径损失， $\chi_T^{i,j}$ 表示基站端第 i 根天线与第 j 根天线的发射相关因子， $\chi_{r,m}^{i,j}$ 表示IRS端第 i 块反射单元与第 j 块反射单元的发射相关因子。 \mathbf{R}_R 和 $\mathbf{R}_{r,m}$ 可按类似方法构造。

如图3.1所示，从基站到第 m 个设备的组合信道矢量 \mathbf{h}_m^H 可以表示为：

$$\mathbf{h}_m^H = (\mathbf{H}\Theta\mathbf{h}_{r,m} + \mathbf{h}_{d,m})^H, \quad (3.6)$$

其中 $\Theta = \beta \text{diag}(e^{j\theta_1}, \dots, e^{j\theta_n}, \dots, e^{j\theta_N})$ 表示IRS的相移对角阵，其中 $\theta_n \in [0, 2\pi)$ 和 $\beta \in [0, 1]$ 分别表示相移角度和幅度反射因子。因为采用TDD工作模式，一个时隙内上下行信道响应是一样的，因而使用 \mathbf{h}_m 表示上行信道向量，用 \mathbf{h}_m^H 表示下行信道向量。

3.2.2 信道估计

信道估计阶段，第 m 个设备将导频序列 $\Phi_m \in \mathbb{C}^{\tau_p \times 1}$ 通过上行信道发送给基站。为了保证信道估计的精确性，设备间的导频序列满足两两正交，即 $\Phi_i^H \Phi_j = 0$ 和 $\Phi_i^H \Phi_i = 1$ ， $\forall i \neq j$ 。那么，基站接收到的信号就可以表示为

$$\mathbf{Y} = \sum_{i=1}^M \sqrt{Q_i^p} \tau_p \mathbf{h}_i \Phi_i^H + \mathbf{N}, \quad (3.7)$$

其中 Q_i^p 表示第 i 个设备的导频发射功率， \mathbf{N} 表示 $N_t \times \tau_p$ 维方差为 σ_e^2 的加性高斯白噪声(AWGN)矩阵。对于第 m 个设备， \mathbf{h}_m 表示等效CSI。因此只需要估计等效CSI，即 \mathbf{h}_m 。首先，将 \mathbf{Y} 右乘 Φ_m ，可以得到

$$\mathbf{Y}\Phi_m = \sqrt{Q_m^p} \tau_p \mathbf{h}_m + \mathbf{N}\Phi_m. \quad (3.8)$$

考虑到5G蜂窝物联网中信道维度很高，接入设备数量十分庞大，基站采用低复杂度的最小二乘(LS)信道估计器估计CSI。基于LS估计器，估计得到的 $\hat{\mathbf{C}}\mathbf{S}\mathbf{I}\mathbf{h}_m$ 可以表示为^[59]

$$\hat{\mathbf{h}}_m = \frac{1}{\sqrt{Q_m^p} \tau_p} (\sqrt{Q_m^p} \tau_p \mathbf{h}_m + \mathbf{N}\Phi_m^H), \quad (3.9)$$

其与实际CSI的关系可表示为

$$\hat{\mathbf{h}}_m = \mathbf{h}_m + \mathbf{e}_m, \quad (3.10)$$

其中 $\mathbf{e}_m \sim \mathcal{N}_c(\mathbf{0}, \frac{\sigma_e^2 \mathbf{I}_{N_t}}{Q_m^p \tau_p})$ 表示估计误差。估计误差和估计得到的 $\hat{\mathbf{C}}\mathbf{S}\mathbf{I}\mathbf{h}_m$ 有关，独立于实际的 $\mathbf{C}\mathbf{S}\mathbf{I}\mathbf{h}_m$ 。可以发现信道估计精度由导频能量决定。如果发射能量足够高，那么估计得到的CSI就会接近真实的CSI。

3.2.3 上行数据传输

上行数据传输阶段，设备同时通过上行信道将数据发送给基站。基站接收到的信号可以表示为

$$\mathbf{y}^u = \sum_{i=1}^M \sqrt{Q_i^u} \mathbf{h}_i s_i^u + \mathbf{n}, \quad (3.11)$$

其中 Q_i^u 表示上行数据发射功率， s_i^u 表示复高斯分布的数据信号， \mathbf{n} 表示具有 σ_u^2 方差阵的加性高斯白噪声（AWGN）。为了权衡系统性能和计算复杂度，基站采用最大比合并（MRC）方法恢复信号。基于估计得到的CSI，MRC向量可以表示为 $\mathbf{w}_m^u = \frac{\hat{\mathbf{h}}_m}{\sqrt{\mathbb{E}[\|\hat{\mathbf{h}}_m\|^2]}}$ 。经过MRC处理后的基站接收信号可以重写为

$$\begin{aligned} y_m^u &= \sum_{i=1}^M \sqrt{Q_i^u} (\mathbf{w}_m^u)^H \mathbf{h}_i s_i^u + (\mathbf{w}_m^u)^H \mathbf{n} \\ &= \sqrt{Q_m^u} (\mathbf{w}_m^u)^H \mathbf{h}_m s_m^u + \sum_{i=1, i \neq m}^M \sqrt{Q_i^u} (\mathbf{w}_m^u)^H \mathbf{h}_i s_i^u + (\mathbf{w}_m^u)^H \mathbf{n} \\ &= \sqrt{Q_m^u} (\mathbf{w}_m^u)^H (\mathbf{H} \Theta \mathbf{h}_{r,m} + \mathbf{h}_{d,m}) s_m^u \\ &\quad + \sum_{i=1, i \neq m}^M \sqrt{Q_i^u} (\mathbf{w}_m^u)^H (\mathbf{H} \Theta \mathbf{h}_{r,i} + \mathbf{h}_{d,i}) s_i^u + (\mathbf{w}_m^u)^H \mathbf{n}. \end{aligned} \quad (3.12)$$

根据式(3.12)，可以发现IRS对B5G蜂窝物联网有非常大的影响。一方面，由于空间分集，IRS可以强化信号质量。另一方面，由于空间复用，IRS也可能会引入额外的干扰。因此，合理利用IRS优化系统性能具有十分重要的意义。

3.2.4 下行数据传输

下行数据传输阶段，基站基于估计得到的CSI为设备构建总的发射信号：

$$\mathbf{x} = \sum_{m=1}^M \mathbf{w}_m^d \sqrt{Q_m^d} s_m^d, \quad (3.13)$$

其中 $\mathbf{w}_m^d = \frac{\hat{\mathbf{h}}_m}{\sqrt{\mathbb{E}[\|\hat{\mathbf{h}}_m\|^2]}}$ 是最大比传输（MRT）波束， Q_m^d 表示下行数据发射功率， s_m^d 表示第 m 个设备所需的数据信号。那么第 m 个设备接收到的信号就可以表示为

$$\begin{aligned} y_m &= \mathbf{h}_m^H \mathbf{x} + n_m \\ &= \sqrt{Q_m^d} \mathbf{h}_m^H \mathbf{w}_m^d s_m^d + \sum_{i=1, i \neq m}^M \sqrt{Q_i^d} \mathbf{h}_m^H \mathbf{w}_i^d s_i^d + n_m \\ &= \sqrt{Q_m^d} (\mathbf{h}_{r,m} \Theta \mathbf{H} + \mathbf{h}_{d,m})^H \mathbf{w}_m^d s_m^d \\ &\quad + \sum_{i=1, i \neq m}^M \sqrt{Q_i^d} (\mathbf{h}_{r,m} \Theta \mathbf{H} + \mathbf{h}_{d,m})^H \mathbf{w}_i^d s_i^d + n_m, \end{aligned} \quad (3.14)$$

其中 n_m 表示具有 σ_d^2 方差的AWGN。式(3.14)显示IRS对下行系统性能的影响也有两面性。为了给IRS在B5G蜂窝物联网中的应用指明方向，下一节将对系统性能进行分析。

3.3 频谱效率分析

这一节分析IRS辅助的B5G蜂窝物联网的频谱效率，从而揭示IRS对大规模接入的重要影响。

3.3.1 上行频谱效率

上行数据传输阶段，以第 m 个设备为例，其频谱效率可以表示为

$$R_m^u = \frac{\tau^u}{\tau} \mathbb{E}[\log_2(1 + \gamma_m^u)], \quad (3.15)$$

其中 γ_m^u 为接收信干噪比(SINR)，可以表示为

$$\gamma_m^u = \frac{Q_m^u |(\mathbf{w}_m^u)^H \mathbf{h}_m|^2}{\sum_{i=1, i \neq m}^M Q_i^u |(\mathbf{w}_m^u)^H \mathbf{h}_i|^2 + |(\mathbf{w}_m^u)^H \mathbf{n}|^2}. \quad (3.16)$$

由于随机变量 γ_m^u 的复杂性，直接求期望比较困难。作为折衷，转而求取频谱效率的下界。 R_m^u 的下界可以表示为

$$\begin{aligned} R_m^u &\geq \underline{R}_m^u \\ &= \frac{\tau_u}{\tau} \log_2(1 + \underline{\gamma}_m^u) \\ &= \frac{\tau_u}{\tau} \log_2\left(1 + \frac{\phi_{0,m}^u}{\phi_{1,m}^u + \phi_{2,m}^u + \phi_{3,m}^u}\right), \end{aligned} \quad (3.17)$$

其中

$$\begin{aligned} \phi_{0,m}^u &= Q_m^u \mathbb{E}[|(\mathbf{w}_m^u)^H \mathbf{h}_m|^2], \\ \phi_{1,m}^u &= Q_m^u \mathbb{E}[|(\mathbf{w}_m^u)^H \mathbf{h}_m|^2] - Q_m^u \mathbb{E}[|(\mathbf{w}_m^u)^H \mathbf{h}_m|]^2, \\ \phi_{2,m}^u &= \sum_{i=1, i \neq m}^M Q_i^u \mathbb{E}[|(\mathbf{w}_m^u)^H \mathbf{h}_i|^2], \end{aligned} \quad (3.18)$$

和

$$\phi_{3,m}^u = \mathbb{E}[|(\mathbf{w}_m^u)^H \mathbf{n}|^2], \quad (3.19)$$

分别表示理想信号、信号泄露、设备间干扰和噪声的方差。根据其方差与分布，各项期望 $\phi_{0,m}^u \sim \phi_{3,m}^u$ 的计算结果如下：

$$\mathbb{E}[\|\hat{\mathbf{h}}_m\|^2] = \text{tr}(\mathbf{\Psi}_m + \frac{\sigma_e^2 \mathbf{I}_{N_t}}{Q_m^p \tau_p}), \quad (3.20)$$

$$\mathbb{E}[\hat{\mathbf{h}}_m^H \mathbf{h}_m] = \text{tr}(\mathbf{\Psi}_m), \quad (3.21)$$

$$\mathbb{E}[\|\hat{\mathbf{h}}_m^H \mathbf{h}_m\|^2] \approx \text{tr}^2(\mathbf{\Psi}_m) + \frac{\sigma_e^2 \text{tr}(\mathbf{\Psi}_m)}{Q_m^p \tau_p}, \quad (3.22)$$

$$\begin{aligned} \mathbb{E}[\|\hat{\mathbf{h}}_m^H \mathbf{h}_i\|^2] (i \neq m) &\approx \frac{\sigma_e^2 \text{tr}(\mathbf{\Psi}_i)}{Q_m^p \tau_p} + \text{tr}(\mathbf{\Theta} \mathbf{R}_{r,i} \mathbf{\Theta}^H \mathbf{R}_R^{\frac{1}{2}H} \mathbf{R}_R^{\frac{1}{2}}) \text{tr}(\mathbf{R}_{d,m} \mathbf{R}_T) + \text{tr}(\mathbf{R}_{d,i} \mathbf{\Psi}_m) \\ &+ \text{tr}^2(\mathbf{R}_T) \text{tr}(\mathbf{R}_{r,m} \mathbf{\Theta}^H \mathbf{R}_R^{\frac{1}{2}H} \mathbf{R}_R^{\frac{1}{2}} \mathbf{\Theta} \mathbf{R}_{r,i} \mathbf{\Theta}^H \mathbf{R}_R^{\frac{1}{2}H} \mathbf{R}_R^{\frac{1}{2}} \mathbf{\Theta}), \end{aligned} \quad (3.23)$$

和

$$\mathbb{E}[\|\hat{\mathbf{h}}_m^H \mathbf{n}\|^2] = \sigma_u^2 \text{tr}(\mathbf{\Psi}_m + \frac{\sigma_e^2 \mathbf{I}_{N_t}}{Q_m^p \tau_p}) \quad (3.24)$$

其中 $\mathbf{R}_R^{\frac{1}{2}} \mathbf{R}_R^{\frac{1}{2}H} = \mathbf{R}_R$ 和 $\mathbf{\Psi}_m = \mathbf{R}_{d,m} + \mathbf{R}_T \text{tr}(\mathbf{\Theta} \mathbf{R}_{r,m} \mathbf{\Theta}^H \mathbf{R}_R^{\frac{1}{2}H} \mathbf{R}_R^{\frac{1}{2}})$ 。

证明：参见附录3C。 □

由于空间分集和空间复用效应，等效信道向量 \mathbf{h}_m 的分布也相应变得较为复杂，从而提高了频谱效率分析的难度。因此转而求取频谱效率的下界的近似值。结合式(3.17)~式(3.24)，可以得到如下频谱效率的近似值

$$\begin{aligned} \underline{R}_m^u &\approx \underline{R}_m^{u-Approx} \\ &= \frac{\tau_u}{\tau} \log_2(1 + \gamma_m^{u-Approx}) \\ &= \frac{\tau_u}{\tau} \log_2 \left(1 + \frac{Q_m^u \text{tr}^2(\mathbf{\Psi}_m)}{\frac{Q_m^u \sigma_e^2 \text{tr}(\mathbf{\Psi}_m)}{Q_m^p \tau_p} + \sum_{i=1, i \neq m}^M Q_i^u \left(\frac{\sigma_e^2 \text{tr}(\mathbf{\Psi}_i)}{Q_m^p \tau_p} + \Upsilon_{m,i} \right) + \sigma_u^2 \text{tr}(\mathbf{\Psi}_m + \frac{\sigma_e^2 \mathbf{I}_{N_t}}{Q_m^p \tau_p})} \right) \end{aligned} \quad (3.25)$$

其中

$$\begin{aligned} \Upsilon_{m,i} &= \text{tr}(\mathbf{\Theta} \mathbf{R}_{r,i} \mathbf{\Theta}^H \mathbf{R}_R^{\frac{1}{2}H} \mathbf{R}_R^{\frac{1}{2}}) \text{tr}(\mathbf{R}_{d,m} \mathbf{R}_T) + \text{tr}(\mathbf{R}_{d,i} \mathbf{\Psi}_m) \\ &+ \text{tr}^2(\mathbf{R}_T) \text{tr}(\mathbf{R}_{r,m} \mathbf{\Theta}^H \mathbf{R}_R^{\frac{1}{2}H} \mathbf{R}_R^{\frac{1}{2}} \mathbf{\Theta} \mathbf{R}_{r,i} \mathbf{\Theta}^H \mathbf{R}_R^{\frac{1}{2}H} \mathbf{R}_R^{\frac{1}{2}} \mathbf{\Theta}). \end{aligned} \quad (3.26)$$

根据式(3.25)，可以发现IRS主要通过幅度反射因子、相位翻转矩阵和反射单元数量影响频谱效率。因为反射单元具有不同的相位，从统计信道的角度揭示相位翻转矩阵的影响

响比较困难。本章致力于揭示幅度反射因子以及反射单元数量对频谱效率的影响。首先，将 $\Theta = \beta \text{diag}(e^{j\theta_1}, \dots, e^{j\theta_n}, \dots, e^{j\theta_N}) = \beta \Lambda$ 代入式(3.25)，可以得到

$$\begin{aligned} R_m^{u-Approx} &= \frac{\tau_u}{\tau} \log_2(1 + \gamma_m^{u-Approx}) \\ &= \frac{\tau_u}{\tau} \log_2 \left(1 + \frac{\beta^4 \psi_{0,m}^u + \beta^2 \psi_{1,m}^u + \psi_{2,m}^u}{\beta^4 \psi_{3,m}^u + \beta^2 \psi_{4,m}^u + \psi_{5,m}^u} \right) \end{aligned} \quad (3.27)$$

其中

$$\psi_{0,m}^u = Q_m^u \text{tr}^2(\mathbf{R}_T) \text{tr}^2(\Lambda \mathbf{R}_{r,m} \Lambda^H \mathbf{R}_R^{\frac{1}{2}H} \mathbf{R}_R^{\frac{1}{2}}), \quad (3.28)$$

$$\psi_{1,m}^u = 2Q_m^u \text{tr}(\mathbf{R}_{d,m}) \text{tr}(\mathbf{R}_T) \text{tr}(\Lambda \mathbf{R}_{r,m} \Lambda^H \mathbf{R}_R^{\frac{1}{2}H} \mathbf{R}_R^{\frac{1}{2}}), \quad (3.29)$$

$$\psi_{2,m}^u = Q_m^u \text{tr}^2(\mathbf{R}_{d,m}), \quad (3.30)$$

$$\psi_{3,m}^u = \sum_{i=1, i \neq m}^M Q_i^u \text{tr}^2(\mathbf{R}_T) \text{tr}(\mathbf{R}_{r,m} \Lambda^H \mathbf{R}_R^{\frac{1}{2}H} \mathbf{R}_R^{\frac{1}{2}} \Lambda \mathbf{R}_{r,i} \Lambda^H \mathbf{R}_R^{\frac{1}{2}H} \mathbf{R}_R^{\frac{1}{2}} \Lambda), \quad (3.31)$$

$$\begin{aligned} \psi_{4,m}^u &= \frac{Q_m^u \sigma_e^2}{Q_m^p \tau_p} \text{tr}(\mathbf{R}_T) \text{tr}(\Lambda \mathbf{R}_{r,m} \Lambda^H \mathbf{R}_R^{\frac{1}{2}H} \mathbf{R}_R^{\frac{1}{2}}) + \sum_{i=1, i \neq m}^M Q_i^u \left(\frac{\sigma_e^2}{Q_m^p \tau_p} \text{tr}(\mathbf{R}_T) \text{tr}(\Lambda \mathbf{R}_{r,i} \Lambda^H \mathbf{R}_R^{\frac{1}{2}H} \mathbf{R}_R^{\frac{1}{2}}) \right. \\ &\quad \left. + \text{tr}(\Lambda \mathbf{R}_{r,i} \Lambda^H \mathbf{R}_R^{\frac{1}{2}H} \mathbf{R}_R^{\frac{1}{2}}) \text{tr}(\mathbf{R}_{d,m} \mathbf{R}_T) + \text{tr}(\Lambda \mathbf{R}_{r,m} \Lambda^H \mathbf{R}_R^{\frac{1}{2}H} \mathbf{R}_R^{\frac{1}{2}}) \text{tr}(\mathbf{R}_{d,i} \mathbf{R}_T) \right) \\ &\quad \left. + \sigma_u^2 \text{tr}(\mathbf{R}_T) \text{tr}(\Lambda \mathbf{R}_{r,m} \Lambda^H \mathbf{R}_R^{\frac{1}{2}H} \mathbf{R}_R^{\frac{1}{2}}), \end{aligned} \quad (3.32)$$

$$\psi_{5,m}^u = \left(\frac{Q_m^u \sigma_e^2}{Q_m^p \tau_p} + \sigma_u^2 \right) \text{tr}(\mathbf{R}_{d,m}) + \frac{\sigma_u^2 \sigma_e^2 N_t}{Q_m^p \tau_p} + \sum_{i=1, i \neq m}^M Q_i^u \left(\frac{\sigma_e^2 \text{tr}(\mathbf{R}_{d,i})}{Q_m^p \tau_p} + \text{tr}(\mathbf{R}_{d,m} \mathbf{R}_{d,i}) \right). \quad (3.33)$$

式(3.27)揭示了幅度反射因子对频谱效率产生影响的两个重要特征。一方面，函数 $\gamma_m^{u-Approx}(\beta)$ 的单调性和凹凸性取决于 $\psi_{0,m}^u$, $\psi_{1,m}^u$, $\psi_{2,m}^u$, $\psi_{3,m}^u$, $\psi_{4,m}^u$, $\psi_{5,m}^u$ 和 β 各项的值。另一方面，频谱效率 $R_m^{u-Approx}$ 随着 β 的增加收敛到常数 $\frac{\tau_u}{\tau} \log_2(1 + \frac{\psi_{0,m}^u}{\psi_{3,m}^u})$ 。常数值与导频发射功率和导频长度无关。因此，可以通过提高幅度反射因子的方式来提高受导频能量限制的频谱效率。此外，令 $Q_m^u = \zeta_m^u P^u$ ，其中 $\sum_{m=1}^M \zeta_m^u = 1$ ， P^u 为总的上行数据发射功率， ζ_m^u 表示第 m 个设备的功率分配因子。因此可得

$$\frac{\tau_u}{\tau} \log_2 \left(1 + \frac{\psi_{0,m}^u}{\psi_{3,m}^u} \right) = \frac{\tau_u}{\tau} \log_2 \left(1 + \frac{\zeta_m^u \text{tr}^2(\mathbf{R}_T) \text{tr}^2(\Lambda \mathbf{R}_{r,m} \Lambda^H \mathbf{R}_R^{\frac{1}{2}H} \mathbf{R}_R^{\frac{1}{2}})}{\sum_{i=1, i \neq m}^M \zeta_i^u \text{tr}^2(\mathbf{R}_T) \text{tr}(\mathbf{R}_{r,m} \Lambda^H \mathbf{R}_R^{\frac{1}{2}H} \mathbf{R}_R^{\frac{1}{2}} \Lambda \mathbf{R}_{r,i} \Lambda^H \mathbf{R}_R^{\frac{1}{2}H} \mathbf{R}_R^{\frac{1}{2}} \Lambda)} \right) \quad (3.34)$$

式(3.34)表明当幅度反射因子足够大时频谱效率会趋近饱和。

接下来探究反射单元数量对频谱效率的影响。为了便于分析，得到更加直观的结果，考虑无相关性的瑞丽信道情况，即 $\mathbf{R}_T = \mathbf{I}_{N_t}$, $\mathbf{R}_R = \mathbf{I}_N$, $\mathbf{R}_{r,m} = \mathbf{I}_N$ 和 $\mathbf{R}_{d,m} = \mathbf{I}_{N_t}$ 。在这种

情况下, 可得

$$\underline{R}_m^{u-Approx'} = \frac{\tau_u}{\tau} \log_2(1 + \gamma_m^{u-Approx'}) = \frac{\tau_u}{\tau} \log_2\left(1 + \frac{N^2\omega_{0,m}^u + N\omega_{1,m}^u + \omega_{2,m}^u}{N\omega_{3,m}^u + \omega_{4,m}^u}\right) \quad (3.35)$$

其中

$$\omega_{0,m}^u = Q_m^u N_t \beta^4, \quad (3.36)$$

$$\omega_{1,m}^u = 2Q_m^u N_t \beta^2, \quad (3.37)$$

$$\omega_{2,m}^u = Q_m^u N_t, \quad (3.38)$$

$$\omega_{3,m}^u = \beta^2 \left(\left(\frac{\sigma_e^2}{Q_m^p \tau_p} + 2 + N_t \beta^2 \right) \sum_{i=1, i \neq m}^M Q_i^u + \frac{Q_m^u \sigma_e^2}{Q_m^p \tau_p} + \sigma_u^2 \right), \quad (3.39)$$

$$\omega_{4,m}^u = \left(\frac{\sigma_e^2}{Q_m^p \tau_p} + 1 \right) \sum_{i=1, i \neq m}^M Q_i^u + \frac{Q_m^u \sigma_e^2}{Q_m^p \tau_p} + \frac{\sigma_u^2 \sigma_e^2}{Q_m^p \tau_p} + \sigma_u^2. \quad (3.40)$$

根据式(3.35), 可以发现反射单元数量 N 对频谱效率的影响与 β 不太一样。相同点是函数 $\gamma_m^{u-Approx'}(N)$ 的单调性与凹凸性也取决于 $\omega_{0,m}^u$, $\omega_{1,m}^u$, $\omega_{2,m}^u$, $\omega_{3,m}^u$, $\omega_{4,m}^u$ 和 N 各项的值。然而, 随着 N 的增加, 频谱效率不再趋向于一个常数, 而是一个关于 N 的递增函数 $\frac{\tau_u}{\tau} \log_2\left(1 + \frac{N\omega_{0,m}^u + \omega_{1,m}^u}{\omega_{3,m}^u}\right)$ 。换言之, 可以通过增加反射单元数量的方式来提高上行频谱效率。

因为在B5G蜂窝物联网中基站通常都会配备大规模的天线阵列, 所以有必要分析当基站天线数量趋近于无穷时系统的频谱效率。在这种情况下, 上行频谱效率趋近于

$$\begin{aligned} \underline{R}_m^{u-Asy} &= \lim_{N_t \rightarrow \infty} \underline{R}_m^{u-Approx} \\ &= \lim_{N_t \rightarrow \infty} \frac{\tau_u}{\tau} \log_2 \left(1 + \frac{Q_m^u \text{tr}^2(\Psi_m)}{\frac{Q_m^u \sigma_e^2 \text{tr}(\Psi_m)}{Q_m^p \tau_p} + \sum_{i=1, i \neq m}^M Q_i^u \left(\frac{\sigma_e^2 \text{tr}(\Psi_i)}{Q_m^p \tau_p} + \Upsilon_{m,i} \right) + \sigma_u^2 \text{tr}(\Psi_m + \frac{\sigma_e^2 \mathbf{1}_{N_t}}{Q_m^p \tau_p})} \right) \\ &= \frac{\tau_u}{\tau} \log_2 \left(1 + \frac{Q_m^u \text{tr}^2(\Psi_m)}{\sum_{i=1, i \neq m}^M Q_i^u \text{tr}^2(\mathbf{R}_T) \text{tr}(\mathbf{R}_{r,m} \Theta^H \mathbf{R}_R^{\frac{1}{2}H} \mathbf{R}_R^{\frac{1}{2}} \Theta \mathbf{R}_{r,i} \Theta^H \mathbf{R}_R^{\frac{1}{2}H} \mathbf{R}_R^{\frac{1}{2}} \Theta)} \right) \end{aligned} \quad (3.41)$$

证明: 参见附录3D. □

如式(3.41)所示, 随着基站天线数量的增加信号泄露和噪声项都趋近于零。渐进频谱效率受限于由IRS空间复用引起的设备间干扰。此外, 渐进频谱效率独立于 Q_m^p 和 τ_p , 这意味着可以通过增加基站天线数量的方式来弥补信道估计造成的性能损失。

3.3.2 下行频谱效率

下行数据传输阶段，第 m 个设备的频谱效率可以表示为

$$R_m^d = \frac{\tau_d}{\tau} \mathbb{E}[\log_2(1 + \gamma_m^d)]. \quad (3.42)$$

其中 γ_m 是第 m 个设备的接收SINR，可以表示为

$$\gamma_m^d = \frac{Q_m^d |\mathbf{h}_m^H \mathbf{w}_m^d|^2}{\sum_{i=1, i \neq m}^M Q_i^d |\mathbf{h}_m^H \mathbf{w}_i^d|^2 + \sigma_d^2}. \quad (3.43)$$

类似上行性能分析，本章求取频谱效率下界的近似值，其可以表示为

$$\begin{aligned} R_m^d &\geq \underline{R}_m^d \\ &= \frac{\tau_d}{\tau} \log_2(1 + \gamma_m^d) \\ &= \frac{\tau_d}{\tau} \log_2\left(1 + \frac{\phi_{0,m}^d}{\phi_{1,m}^d + \phi_{2,m}^d + \sigma_d^2}\right) \end{aligned} \quad (3.44)$$

其中

$$\phi_{0,m}^d = Q_m^d \mathbb{E}[\mathbf{h}_m^H \mathbf{w}_m^d]^2, \quad (3.45)$$

$$\phi_{1,m}^d = Q_m^d \mathbb{E}[|\mathbf{h}_m^H \mathbf{w}_m^d|^2] - Q_m^d |\mathbb{E}[\mathbf{h}_m^H \mathbf{w}_m^d]|^2, \quad (3.46)$$

和

$$\phi_{2,m}^d = \sum_{i=1, i \neq m}^M Q_i^d \mathbb{E}[|\mathbf{h}_m^H \mathbf{w}_i^d|^2], \quad (3.47)$$

分别表示理想信号、信号泄露和残留设备间干扰的方差。各项期望的计算结果如下：

$$\mathbb{E}[\mathbf{h}_m^H \mathbf{w}_m^d] = \frac{\text{tr}(\Psi_m)}{\sqrt{\text{tr}(\Psi_m + \frac{\sigma_e^2 \mathbf{I}_{N_t}}{Q_m^p \tau_p})}}, \quad (3.48)$$

$$\mathbb{E}[|\mathbf{h}_m^H \mathbf{w}_m^d|^2] \approx \frac{1}{\text{tr}(\Psi_m + \frac{\sigma_e^2 \mathbf{I}_{N_t}}{Q_m^p \tau_p})} \left(\text{tr}^2(\Psi_m) + \frac{\sigma_e^2 \text{tr}(\Psi_m)}{Q_m^p \tau_p} \right), \quad (3.49)$$

和

$$\begin{aligned} \mathbb{E}[|\mathbf{h}_m^H \mathbf{w}_i^d|^2] (i \neq m) &\approx \frac{1}{\text{tr}(\Psi_i + \frac{\sigma_e^2 \mathbf{I}_{N_t}}{Q_m^p \tau_p})} \left(\frac{\sigma_e^2 \text{tr}(\Psi_m)}{Q_m^p \tau_p} + \text{tr}(\Theta \mathbf{R}_{r,i} \Theta^H \mathbf{R}_R^{\frac{1}{2}H} \mathbf{R}_R^{\frac{1}{2}}) \text{tr}(\mathbf{R}_{d,m} \mathbf{R}_T) \right. \\ &\quad \left. + \text{tr}(\mathbf{R}_{d,i} \Psi_m) + \text{tr}^2(\mathbf{R}_T) \text{tr}(\mathbf{R}_{r,m} \Theta^H \mathbf{R}_R^{\frac{1}{2}H} \mathbf{R}_R^{\frac{1}{2}} \Theta \mathbf{R}_{r,i} \Theta^H \mathbf{R}_R^{\frac{1}{2}H} \mathbf{R}_R^{\frac{1}{2}} \Theta) \right) \\ &= \frac{1}{\text{tr}(\Psi_i + \frac{\sigma_e^2 \mathbf{I}_{N_t}}{Q_m^p \tau_p})} \left(\frac{\sigma_e^2 \text{tr}(\Psi_m)}{Q_m^p \tau_p} + \Upsilon_{m,i} \right). \end{aligned} \quad (3.50)$$

证明：证明与上行类似，已省略。 \square

根据式(3.50), 可以发现下行传输阶段的部分设备间干扰 $\Upsilon_{m,i}$ 与上行相同。换句话说, 降低干扰 $\Upsilon_{m,i}$ 可以同时提升上行和下行的频谱效率。结合式(3.44)~式(3.50), 可以得到下行频谱效率下界的近似值:

$$\begin{aligned} \underline{R}_m^d &\approx \underline{R}_m^{d-Approx} \\ &= \frac{\tau_d}{\tau} \log_2(1 + \gamma_m^{d-Approx}) \\ &= \frac{\tau_d}{\tau} \log_2 \left(1 + \frac{Q_m^d \frac{\text{tr}^2(\Psi_m)}{\text{tr}(\Psi_m + \frac{\sigma_e^2 \mathbf{I}_{N_t}}{Q_m^p \tau_p})}}{\frac{Q_m^d \sigma_e^2 \text{tr}(\Psi_m)}{Q_m^p \tau_p \text{tr}(\Psi_m + \frac{\sigma_e^2 \mathbf{I}_{N_t}}{Q_m^p \tau_p})} + \sum_{i=1, i \neq m}^M \frac{Q_i^d}{\text{tr}(\Psi_i + \frac{\sigma_e^2 \mathbf{I}_{N_t}}{Q_m^p \tau_p})} (\frac{\sigma_e^2 \text{tr}(\Psi_m)}{Q_m^p \tau_p} + \Upsilon_{m,i}) + \sigma_d^2} \right) \end{aligned} \quad (3.51)$$

然后, 将 $\Theta = \beta \Lambda$ 代入式(3.51), 可以得到

$$\begin{aligned} \underline{R}_m^{d-Approx} &= \frac{\tau_d}{\tau} \log_2(1 + \gamma_m^{d-Approx}) \\ &= \frac{\tau_d}{\tau} \log_2 \left(1 + \frac{\beta^4 \psi_{0,m}^d + \beta^2 \psi_{1,m}^d + \psi_{2,m}^d}{\beta^4 \psi_{3,m}^d + \beta^2 \psi_{4,m}^d + \psi_{5,m}^d} \right) \end{aligned} \quad (3.52)$$

其中

$$\psi_{0,m}^d = Q_m^d \text{tr}^2(\mathbf{R}_T) \text{tr}^2(\Lambda \mathbf{R}_{r,m} \Lambda^H \mathbf{R}_R^{\frac{1}{2}H} \mathbf{R}_R^{\frac{1}{2}}), \quad (3.53)$$

$$\psi_{1,m}^d = 2Q_m^d \text{tr}(\mathbf{R}_{d,m}) \text{tr}(\mathbf{R}_T) \text{tr}(\Lambda \mathbf{R}_{r,m} \Lambda^H \mathbf{R}_R^{\frac{1}{2}H} \mathbf{R}_R^{\frac{1}{2}}), \quad (3.54)$$

$$\psi_{2,m}^d = Q_m^d \text{tr}^2(\mathbf{R}_{d,m}), \quad (3.55)$$

$$\psi_{3,m}^d = \sum_{i=1, i \neq m}^M \mathcal{F}(m, i) \text{tr}^2(\mathbf{R}_T) \text{tr}(\mathbf{R}_{r,m} \Lambda^H \mathbf{R}_R^{\frac{1}{2}H} \mathbf{R}_R^{\frac{1}{2}} \Lambda \mathbf{R}_{r,i} \Lambda^H \mathbf{R}_R^{\frac{1}{2}H} \mathbf{R}_R^{\frac{1}{2}} \Lambda), \quad (3.56)$$

$$\begin{aligned} \psi_{4,m}^d &= \sum_{i=1, i \neq m}^M \mathcal{F}(m, i) (\text{tr}(\Lambda \mathbf{R}_{r,i} \Lambda^H \mathbf{R}_R^{\frac{1}{2}H} \mathbf{R}_R^{\frac{1}{2}}) \text{tr}(\mathbf{R}_{d,m} \mathbf{R}_T) + \text{tr}(\Lambda \mathbf{R}_{r,m} \Lambda^H \mathbf{R}_R^{\frac{1}{2}H} \mathbf{R}_R^{\frac{1}{2}}) \text{tr}(\mathbf{R}_{d,i} \mathbf{R}_T) \\ &\quad + \frac{\sigma_e^2}{Q_m^p \tau_p} \text{tr}(\mathbf{R}_T) \text{tr}(\Lambda \mathbf{R}_{r,m} \Lambda^H \mathbf{R}_R^{\frac{1}{2}H} \mathbf{R}_R^{\frac{1}{2}}) + (\frac{Q_m^d \sigma_e^2}{Q_m^p \tau_p} + \sigma_d^2) \text{tr}(\mathbf{R}_T) \text{tr}(\Lambda \mathbf{R}_{r,m} \Lambda^H \mathbf{R}_R^{\frac{1}{2}H} \mathbf{R}_R^{\frac{1}{2}})) \end{aligned} \quad (3.57)$$

$$\psi_{5,m}^d = \sum_{i=1, i \neq m}^M \mathcal{F}(m, i) (\text{tr}(\mathbf{R}_{d,i} \mathbf{R}_{d,m}) + \frac{\text{tr}(\mathbf{R}_{d,m})}{Q_m^p \tau_p}) + (\frac{Q_m^d \sigma_e^2}{Q_m^p \tau_p} + \sigma_d^2) \text{tr}(\mathbf{R}_{d,m}) + \frac{\sigma_d^2 \sigma_e^2 N_t}{Q_m^p \tau_p}. \quad (3.58)$$

和

$$\mathcal{F}(m, i) = \frac{\beta^2 Q_i^d \text{tr}(\mathbf{R}_T) \text{tr}(\Lambda \mathbf{R}_{r,m} \Lambda^H \mathbf{R}_R^{\frac{1}{2}H} \mathbf{R}_R^{\frac{1}{2}}) + Q_i^d (\text{tr}(\mathbf{R}_{d,m}) + \frac{\sigma_e^2 N_t}{Q_m^p \tau_p})}{\beta^2 \text{tr}(\mathbf{R}_T) \text{tr}(\Lambda \mathbf{R}_{r,i} \Lambda^H \mathbf{R}_R^{\frac{1}{2}H} \mathbf{R}_R^{\frac{1}{2}}) + \text{tr}(\mathbf{R}_{d,i}) + \frac{\sigma_e^2 N_t}{Q_m^p \tau_p}}. \quad (3.59)$$

$\mathcal{F}(m, i)$ 是一个关于 β 的函数。根据式(3.52)和式(3.59), 函数 $\gamma_m^{d-Approx}(\beta)$ 的单调性和凹凸性随着 $\psi_{0,m}^d$, $\psi_{1,m}^d$, $\psi_{2,m}^d$, $\psi_{3,m}^d$, $\psi_{4,m}^d$, $\psi_{5,m}^d$ 和 β 变化而变化。然而, 随着 β 的增加, $\mathcal{F}(m, i)$

趋近常数 $\mathcal{F}(m, i)' = \frac{Q_i^d \text{tr}(\Lambda \mathbf{R}_{r,m} \Lambda^H \mathbf{R}_R^{\frac{1}{2}H} \mathbf{R}_R^{\frac{1}{2}})}{\text{tr}(\Lambda \mathbf{R}_{r,i} \Lambda^H \mathbf{R}_R^{\frac{1}{2}H} \mathbf{R}_R^{\frac{1}{2}})}$ 。在这种情况下，可以得到类似上行的结论。一方面，频谱效率随着 β 的增加收敛于常数 C_d

$$C_d = \frac{\tau_d}{\tau} \log_2 \left(1 + \frac{\psi_{0,m}^d}{\psi_{3,m}^{d'}} \right) \quad (3.60)$$

其中

$$\psi_{3,m}^{d'} = \sum_{i=1, i \neq m}^M \mathcal{F}(m, i)' \text{tr}^2(\mathbf{R}_T) \text{tr}(\mathbf{R}_{r,m} \Lambda^H \mathbf{R}_R^{\frac{1}{2}H} \mathbf{R}_R^{\frac{1}{2}} \Lambda \mathbf{R}_{r,i} \Lambda^H \mathbf{R}_R^{\frac{1}{2}H} \mathbf{R}_R^{\frac{1}{2}} \Lambda). \quad (3.61)$$

另一方面，运用功率分配方案，即 $Q_m^d = \zeta_m^d P^d$ ， $\sum_{m=1}^M \zeta_m^d = 1$ ， P^d 是总的下行发射功率， ζ_m^d 表示第 m 个设备的功率分配因子，可以得到

$$\frac{\tau_d}{\tau} \log_2 \left(1 + \frac{\psi_{0,m}^d}{\psi_{3,m}^{d'}} \right) = \frac{\tau_d}{\tau} \log_2 \left(1 + \frac{\zeta_m^d \text{tr}^2(\mathbf{R}_T) \text{tr}^2(\Lambda \mathbf{R}_{r,m} \Lambda^H \mathbf{R}_R^{\frac{1}{2}H} \mathbf{R}_R^{\frac{1}{2}})}{\sum_{i=1, i \neq m}^M \mathcal{G} \text{tr}^2(\mathbf{R}_T) \text{tr}(\mathbf{R}_{r,m} \Lambda^H \mathbf{R}_R^{\frac{1}{2}H} \mathbf{R}_R^{\frac{1}{2}} \Lambda \mathbf{R}_{r,i} \Lambda^H \mathbf{R}_R^{\frac{1}{2}H} \mathbf{R}_R^{\frac{1}{2}} \Lambda)} \right), \quad (3.62)$$

其中

$$\mathcal{G} = \frac{\zeta_i^d \text{tr}(\Lambda \mathbf{R}_{r,m} \Lambda^H \mathbf{R}_R^{\frac{1}{2}H} \mathbf{R}_R^{\frac{1}{2}})}{\text{tr}(\Lambda \mathbf{R}_{r,i} \Lambda^H \mathbf{R}_R^{\frac{1}{2}H} \mathbf{R}_R^{\frac{1}{2}})}. \quad (3.63)$$

类似于上行，在给定功率分配方案下，下行频谱效率随着 β 增加会趋向饱和。换句话说，可以增加 β 来降低下行数据发射功率。

至于反射单元数量 N 对频谱效率的影响，本章考虑无相关性的瑞丽信道模型以简化分析，即 $\mathbf{R}_T = \mathbf{I}_{N_t}$ ， $\mathbf{R}_R = \mathbf{I}_N$ ， $\mathbf{R}_{r,m} = \mathbf{I}_N$ 和 $\mathbf{R}_{d,m} = \mathbf{I}_{N_t}$ 。因此，可以得到

$$\underline{R}_m^{d-Approx'} = \frac{\tau_d}{\tau} \log_2 \left(1 + \gamma_m^{d-Approx'} \right) = \frac{\tau_d}{\tau} \log_2 \left(1 + \frac{N^2 \omega_{0,m}^d + N \omega_{1,m}^d + \omega_{2,m}^d}{N \omega_{3,m}^d + \omega_{4,m}^d} \right) \quad (3.64)$$

其中

$$\omega_{0,m}^d = Q_m^d N_t \beta^4, \quad (3.65)$$

$$\omega_{1,m}^d = Q_m^d 2\beta^2 N_t, \quad (3.66)$$

$$\omega_{2,m}^d = Q_m^d N_t, \quad (3.67)$$

$$\omega_{3,m}^d = \left(\frac{Q_m^d \sigma_e^2}{Q_m^p \tau_p} + \sigma_d^2 \right) \beta^2 + (\beta^4 N_t + 2\beta^2 + \frac{\sigma_e^2 \beta^2}{Q_m^p \tau_p}) \sum_{i=1, i \neq m}^M Q_i^d \quad (3.68)$$

和

$$\omega_{4,m}^d = \frac{Q_m^d \sigma_e^2 + \sigma_d^2 \sigma_e^2}{Q_m^p \tau_p} + \sigma_d^2 + \left(\frac{\sigma_e^2}{Q_m^p \tau_p} + 1 \right) \sum_{i=1, i \neq m}^M Q_i^d. \quad (3.69)$$

根据式(3.64)，发现函数 $\gamma_m^{d-Approx'}(N)$ 的单调性和凹凸性取决于 $\omega_{0,m}^d$ ， $\omega_{1,m}^d$ ， $\omega_{2,m}^d$ ， $\omega_{3,m}^d$ ， $\omega_{4,m}^d$ 和 N 。此外，随着 N 的增加，下行频谱效率趋近于 $\frac{\tau_d}{\tau} \log_2(1 + \frac{N\omega_{0,m}^d + \omega_{1,m}^d}{\omega_{3,m}^d})$ ，这是一个关于 N 递增的函数。因此，可以增加反射单元数量来提高下行频谱效率。

最后，基于B5G蜂窝物联网的基站配备大规模天线阵列的背景，本章推导了渐进下行频谱效率

$$\begin{aligned}
 \underline{R}_m^{d-Asy} &= \lim_{N_t \rightarrow \infty} \underline{R}_m^{d-Approx} \\
 &= \lim_{N_t \rightarrow \infty} \frac{\tau_d}{\tau} \log_2 \left(1 + \frac{Q_m^d \frac{\text{tr}^2(\Psi_m)}{\sigma_e^2 \mathbf{1}_{N_t}}}{\text{tr}(\Psi_m + \frac{\sigma_e^2 \mathbf{1}_{N_t}}{Q_m^p \tau_p})} \right) \\
 &= \frac{\tau_d}{\tau} \log_2 \left(1 + \frac{Q_m^d \frac{\text{tr}^2(\Psi_m)}{\sigma_e^2 \mathbf{1}_{N_t}}}{\frac{Q_m^d \sigma_e^2 \text{tr}(\Psi_m)}{Q_m^p \tau_p \text{tr}(\Psi_m + \frac{\sigma_e^2 \mathbf{1}_{N_t}}{Q_m^p \tau_p})} + \sum_{i=1, i \neq m}^M \frac{Q_i^d}{\text{tr}(\Psi_i + \frac{\sigma_e^2 \mathbf{1}_{N_t}}{Q_m^p \tau_p})} (\frac{\text{tr}(\sigma_e^2 \Psi_m)}{Q_m^p \tau_p} + \Upsilon_{m,i}^d) + \sigma_d^2} \right) \\
 &= \frac{\tau_d}{\tau} \log_2 \left(1 + \frac{Q_m^d \frac{\text{tr}^2(\Psi_m)}{\sigma_e^2 \mathbf{1}_{N_t}}}{\sum_{i=1, i \neq m}^M \frac{Q_i^d}{\text{tr}(\Psi_i + \frac{\sigma_e^2 \mathbf{1}_{N_t}}{Q_m^p \tau_p})} \text{tr}^2(\mathbf{R}_T) \text{tr}(\mathbf{R}_{r,m} \Theta^H \mathbf{R}_R^{\frac{1}{2}H} \mathbf{R}_R^{\frac{1}{2}} \Theta \mathbf{R}_{r,i} \Theta^H \mathbf{R}_R^{\frac{1}{2}H} \mathbf{R}_R^{\frac{1}{2}} \Theta)} \right) \quad (3.70)
 \end{aligned}$$

证明: 证明与上行类似，已省略。 \square

式(3.70)表明渐进下行频谱效率是关于 τ_p 和 Q_m^p 的函数。这就意味着不同于上行数据传输，渐进下行频谱效率受限于信道估计精度。

3.4 系统能耗优化方案

在未来的B5G蜂窝物联网系统中，能量消耗是一个十分重要的问题。这一节设计了一种时长分配算法来降低系统的总能耗。

最小化一个时隙内系统的总能耗可以建模为以下优化问题：

$$\begin{aligned}
 \text{OP} &: \min_{\tau_p, \tau_u, \tau_d} \sum_{i=1}^M (Q_i^p \tau_p + Q_i^u \tau_u + \varepsilon \cdot Q_i^d \tau_d) \\
 \text{s.t. C1} &: \underline{R}_m^{u-Asy} \geq \nu_m^u, \forall m, \\
 \text{C2} &: \underline{R}_m^{d-Asy} \geq \nu_m^d, \forall m, \\
 \text{C3} &: \tau_p \geq M, \\
 \text{C4} &: \tau_u \geq 0, \\
 \text{C5} &: \tau_d \geq 0, \\
 \text{C6} &: \tau_p + \tau_u + \tau_d \leq \tau, \quad (3.71)
 \end{aligned}$$

其中 ε 是为了平衡基站和设备发射功率的权重因子， ν_m^u 和 ν_m^d 是第 m 个设备上下行频谱效率的最低要求。C1和C2是频谱效率要求，C3是满足导频正交的长度要求。由于目标函数OP和C3~C6都是关于 τ_p ， τ_u 和 τ_d 的线性函数，因此只需关注约束条件C1和C2。重写约束条件C1和C2，可得

$$\text{C1} : (\nu_m^u - \log_2(1 + \chi_m^u)) \tau_u + \nu_m^u \tau_p + \nu_m^u \tau_d \leq 0, \quad (3.72)$$

$$\text{C2} : (\nu_m^d - \log_2(1 + \chi_m^d)) \tau_d + \nu_m^d \tau_p + \nu_m^d \tau_u \leq 0, \quad (3.73)$$

其中

$$\chi_m^u = \frac{Q_m^u \text{tr}^2(\Psi_m)}{\sum_{i=1, i \neq m}^M Q_i^u \text{tr}^2(\mathbf{R}_T) \text{tr}(\mathbf{R}_{r,m} \Theta^H \mathbf{R}_R^{\frac{1}{2}H} \mathbf{R}_R^{\frac{1}{2}} \Theta \mathbf{R}_{r,i} \Theta^H \mathbf{R}_R^{\frac{1}{2}H} \mathbf{R}_R^{\frac{1}{2}} \Theta)}, \quad (3.74)$$

$$\chi_m^d = \frac{Q_m^d \frac{\text{tr}^2(\Psi_m)}{\text{tr}(\Psi_m + \frac{\sigma_e^2 \mathbf{I}_{N_t}}{Q_m^p \tau_p})}}{\sum_{i=1, i \neq m}^M \frac{Q_i^d}{\text{tr}(\Psi_i + \frac{\sigma_e^2 \mathbf{I}_{N_t}}{Q_m^p \tau_p})} \text{tr}^2(\mathbf{R}_T) \text{tr}(\mathbf{R}_{r,m} \Theta^H \mathbf{R}_R^{\frac{1}{2}H} \mathbf{R}_R^{\frac{1}{2}} \Theta \mathbf{R}_{r,i} \Theta^H \mathbf{R}_R^{\frac{1}{2}H} \mathbf{R}_R^{\frac{1}{2}} \Theta)}. \quad (3.75)$$

显然，由于 χ_m^u 独立于 τ_p ，约束条件C1关于优化变量是线性的。然而， χ_m^d 是个关于 τ_p 的复杂函数，这使得整个问题是非凸的。考虑到B5G蜂窝物联网实际的参数设置，以下不等式成立²：

$$\text{tr}(\Psi_m) \gg \text{tr}\left(\frac{\sigma_e^2 \mathbf{I}_{N_t}}{Q_m^p \tau_p}\right). \quad (3.76)$$

这样一来， χ_m^d 可以重写为

$$\chi_m^d = \frac{Q_m^d \text{tr}(\Psi_m)}{\sum_{i=1, i \neq m}^M \frac{Q_i^d}{\text{tr}(\Psi_i)} \text{tr}^2(\mathbf{R}_T) \text{tr}(\mathbf{R}_{r,m} \Theta^H \mathbf{R}_R^{\frac{1}{2}H} \mathbf{R}_R^{\frac{1}{2}} \Theta \mathbf{R}_{r,i} \Theta^H \mathbf{R}_R^{\frac{1}{2}H} \mathbf{R}_R^{\frac{1}{2}} \Theta)}, \quad (3.77)$$

其独立于优化变量 τ_p 。因此，限制条件C2就被转化成了关于 τ_p 、 τ_u 和 τ_d 的线性约束。原始的优化问题转化成了一个标准的线性约束问题，可以通过常用的优化工具进行解决，例如matlab。在未来的B5G蜂窝物联网中，接入设备数量将会十分庞大，这意味着低复杂度的算法将更具前景和竞争力。

3.5 仿真结果

这一节进行了大量的仿真实验。实验设置传输带宽为180kHz并采用如下的路径损失模型：

$$L(d) = \frac{10^{-3.53}}{d^{3.76}}. \quad (3.78)$$

²在B5G蜂窝物联网中，将导频功率设置为噪声功率的10倍以上合理的。另外长度 τ_p 要大于设备数量以满足导频正交。因此，导频能量 $Q_m^p \tau_p$ 将会足够大，从而使得不等式成立。

至于小尺度衰落，本章采用具有天线相关性和反射单元相关性的瑞利衰落信道。相关矩阵 \mathbf{R}_T 构造方式如下：

$$(\mathbf{R}_T)_{i,j} = L^2(d_{BS-IRS})(\chi_T)^{|i-j|}. \quad (3.79)$$

其中 d_{BS-IRS} 表示基站到IRS的距离， χ_T 表示天线相关因子。 \mathbf{R}_R ， $\mathbf{R}_{r,m}$ 和 $\mathbf{R}_{d,m}$ 可以按照类似方法构造。其他实验参数设置如下： $N_t = 225$ ， $M = 48$ ， $N = 20$ ， $\beta = 1$ ， $\tau_p = 50$ ， $\tau_u = 100$ ， $\tau_d = 100$ ， $\sigma_e^2 = \sigma_u^2 = \sigma_d^2 = -50\text{dBm}$ 和 $Q_m^p = Q^p = 10\text{dB}$ 。方便起见，用 $\text{SNR}^u = 10 \log_{10} P^u$ 和 $\text{SNR}^d = 10 \log_{10} P^d$ 表示dB形式的发射SNR。

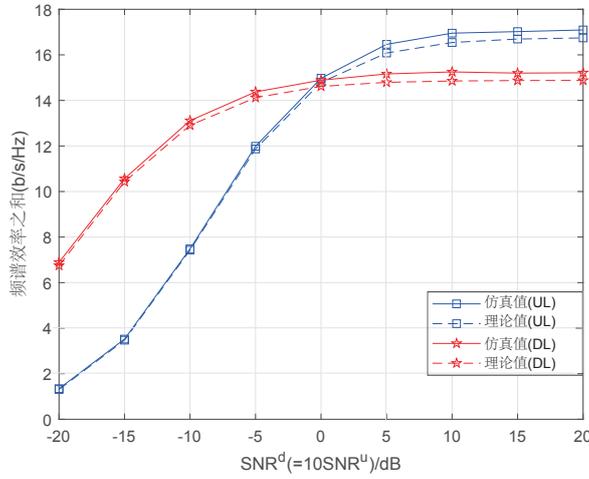


图 3.2 理论与仿真值对比图

首先验证推导得到的上下行频谱效率下界的近似值表达式的精确性。相比于设备，基站拥有更大的发射功率，因此将下行数据发射功率设置为上行发射功率的10倍。如图3.2所示，理论与仿真值之间的差距可以忽略不计，也就是说，可以用推导得到的近似表达式来评估IRS辅助的B5G蜂窝物联网的性能。另外，可以发现随着SNR的增加，频谱效率在低SNR区域变化明显，在高SNR区域会达到饱和。

图3.3展示了IRS存在与否对频谱效率的影响。 α 表示从基站到设备的信道的路径损失因子：一个大的 α 因子表示较短的传播距离，也就是较小的路径损失，即中心设备；一个小的 α 因子代表较远的传播距离，也就是较大的路径损失，即边缘设备。可以发现使用IRS可以实现边缘设备性能的显著提升。因此，IRS可以有效强化B5G蜂窝物联网的覆盖。然而，随着 α 增加，IRS不存在的曲线性能表现更加优异，这是因为IRS造成了严重的中心设备干扰。根据图3.3所示，IRS应该放置在小区的边缘地带，既可以增强信号覆盖，又可以降低对中心设备的干扰。

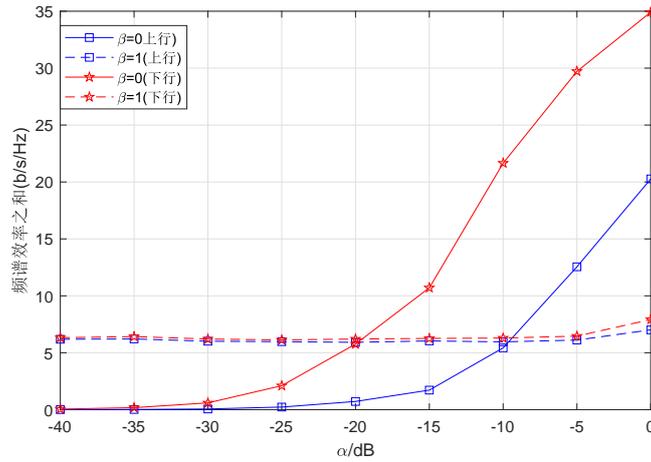


图 3.3 IRS 存在与否对频谱效率的影响

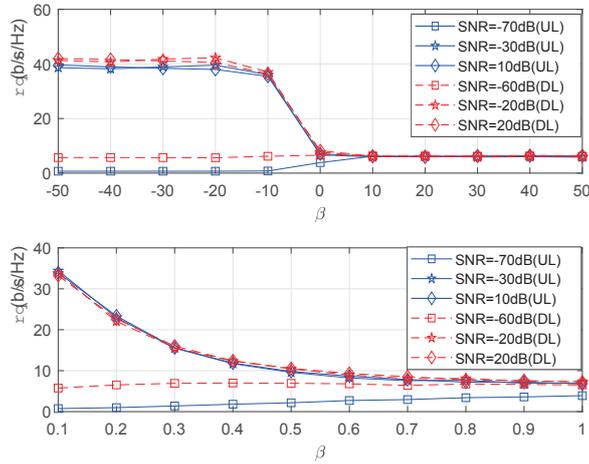
图 3.4 不同 β 值对频谱效率的影响

图3.4 显示了反射因子 β 对频谱效率的影响。正如性能分析中所说，关于 β 的频谱效率函数不是一个简单的单调函数。频谱效率函数的单调性与凹凸性取决于各系统参数的取值，如SNR等。此外，随着 β 的增加，不同SNR曲线收敛于同一个值，这也验证了性能分析中的结论。因此，灵活调整反射因子可以最大化频谱效率。例如，在低SNR区域增大反射因子，在高SNR区域，降低反射因子。

图3.5 表明频谱效率随着反射单元数量的增加而提高。正如性能分析中所说，频谱效率是 N 的递增函数。由于反射单元数量具有低硬件成本、低能耗和简单构造等特点，可以通过增加反射单元数量的方式来解决高SNR区域性能饱和的问题。

图3.6 揭示了频谱效率和天线数量之间的关系。在低 N_t 区域，频谱效率随着天线数量的增加而提高，在高 N_t 区域，频谱效率趋向饱和。因此，在实际的5G蜂窝物联网中应该

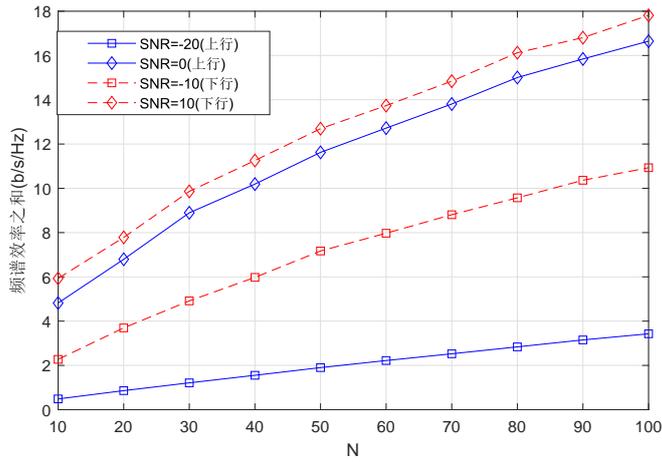


图 3.5 不同反射单元数量对频谱效率的影响

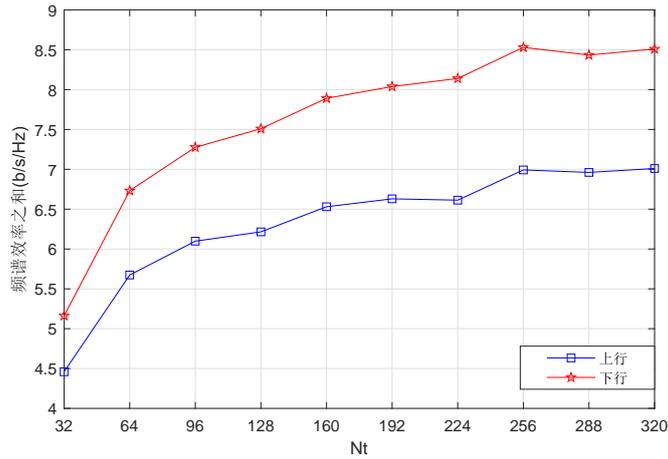


图 3.6 基站天线数量对频谱效率的影响

权衡性能增益与天线花费，寻找满足设计要求的平衡点。

最后，图3.7比较了所提优化方案和平均时长分配方案的性能差异。根据图3.5结果，设置 $\text{SNR}^u = 10\text{dB}$ ， $\text{SNR}^d = 20\text{dB}$ 和 $\beta = 0.1$ 。至于平均时长分配方案，则设置 $\tau_p = 50$ 和 $\tau_u = \tau_d$ 。图3.7显示，所提时长分配方案比起平均时长分配方案在整个速率限制区域都表现得更好。因此，所提低复杂度的时长分配算法可以有效降低系统能耗，同时也进一步保证了未来5G蜂窝物联网的低成本通信。

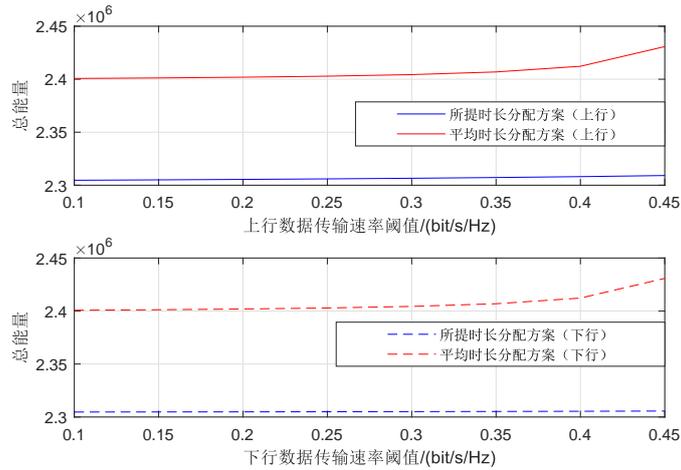


图 3.7 不同时长分配方案对总能耗的影响

3.6 本章小结

本章节深入分析了IRS各参数对频谱效率的影响。研究发现当基站和设备间的路径损失很严重时IRS可以显著提升系统性能。因此，IRS可以显著提高B5G蜂窝物联网的信号覆盖能力。另外，IRS的幅度反射因子对频谱效率具有重要影响，需要根据信道条件和性能要求谨慎选择。最后，仿真结果表明所提时长分配方案能够有效降低B5G蜂窝物联网的能耗，从而降低系统运行成本。

4 太赫兹频段下低成本大规模接入设计

4.1 引言

本章主要介绍太赫兹 (THz) 频段下的低成本大规模接入设计, 包括THz 技术、考虑天线阵元误差的混合预(后)编码技术、器件集约型低功耗子连接架构以及低功耗智能反射面 (IRS) 辅助传输的B5G 蜂窝物联网接入框架。

THz通信(0.1-10THz) 具有四大优势^[60]: 1)10倍以上的GHz 带宽资源, 2) 皮秒级符号时间, 3)几千毫米波天线的集成, 4) 干扰很小。以上优势得益于THz 所处频段, 0.1-10THz的超高频段, 使得THz通信具有充足的带宽资源, 缓解了如今通信系统中带宽资源紧缺的问题。皮秒级的符号时间使得THz 通信具有更低的延迟, 而集成效应则进一步降低了通信系统的硬件成本。弱干扰效应也使得THz 通信具有更强的可靠性。然而, 超高频的特性也会存在一些弊端。THz 通信面临的一个重要挑战便是由高频引起的严重的路径损失, 10m的THz无线链路在自由空间中的路径损失就达到了100dB^[61]。除传播距离外, THz 通信极易受环境影响, 例如大气环境、天气情况以及遮挡物等, 都会显著降低THz通信质量以及信号覆盖范围^[62]。本章利用IRS 可以有效增强信号覆盖范围且具有低功耗低成本的特点, 将IRS技术与THz技术结合, 提出了一个低成本低功耗的大规模接入框架。除此之外, 考虑到大规模多输入多输出 (Massive MIMO) 技术中需要用到大量的射频 (RF) 链路以及移相器 (PS), 这会极大地增加系统能耗(每条RF 链路约250mW^[63])。因此本章采用混合预(后)编码模型, 并采用子连接架构^[64]。相比于全链接架构, 子连接架构可以使用更少的PS, 从而具有更高的能效^[65]。

本章结构安排如下: 4.2节描述了THz频段下IRS辅助的B5G蜂窝物联网接入架构, 4.3节深入分析了B5G 蜂窝物联网的上下行频谱效率, 4.4 节用大量仿真结果验证了理论分析的准确性并揭示了各项系统参数对系统性能的影响, 4.5节总结了本章内容。

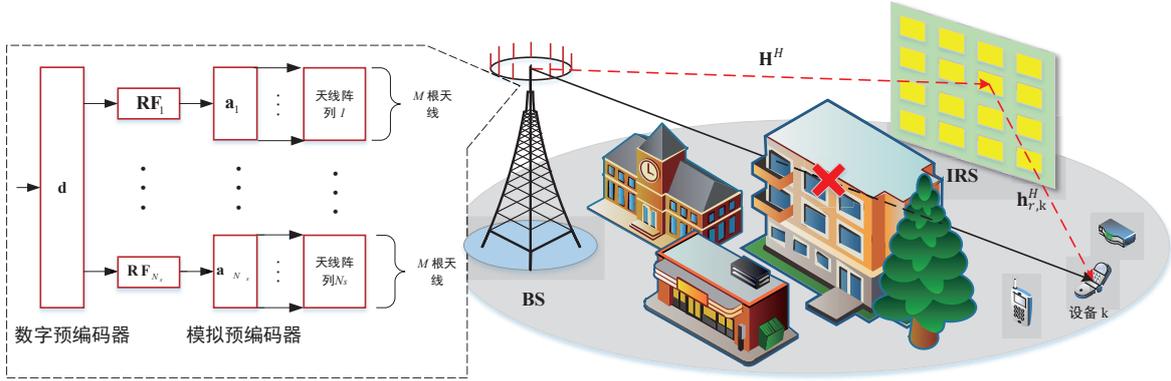


图 4.1 THz 频段下IRS 辅助的B5G 蜂窝物联网

4.2 THz 频段下IRS辅助的B5G蜂窝物联网

考虑一个如图4.1所示的B5G蜂窝物联网，系统运行模式为TDD。在此系统中，基站配备 N_t ($N_t = MN_s$ ，其中 N_s 为数据流数量， M 为每个数据流对应的天线数量)根天线，周围存在 K 个单天线的设备以及一块具有 N_r 个反射单元的IRS。由于THz超高频的特性，THz信号的路径损耗十分严重，从而导致THz系统的信号覆盖范围十分局限。如图4.1所示，基站和设备间的传播路径，经常由于障碍物的阻挡等物理环境因素被阻断。为了应对此问题，本章采用IRS技术扩大B5G蜂窝物联网的覆盖范围。

在一个下行数据传输过程，信号经过数字预编码器 \mathbf{d} 后变成 N_s 个数据流。在本系统中，数字预编码器 \mathbf{d} 的作用是实现功率分配，可建模为 $\mathbf{d} = [d_1, \dots, d_{N_s}]^T$ ，其中 $d_n \in \mathcal{R}$ 。接着，数据流经过对应的RF链路后，进入模拟预编码器。第 n 个数据流对应的模拟预编码器向量为 $\mathbf{a}_n \in \mathcal{C}^{M \times 1}$ 。最后，每个数据流经过一个由 M 根天线组成的天线阵列广播出去。IRS将接收到的信号反射给各个设备，增强边缘设备的信号质量，从而实现覆盖增强。接下来详细介绍信道模型、上行数据传输和下行数据传输方案。

4.2.1 信道模型

基于THz的高频特性，本章假定基站和设备的信号传播既包含可视部分(LoS)又包含非可视部分(NLoS)，那么基站到IRS和IRS到第 K 个设备的信道可以分别表示为

$$\mathbf{H} = \bar{\mathbf{H}} + \tilde{\mathbf{H}}, \quad (4.1)$$

和

$$\mathbf{h}_{r,k} = \bar{\mathbf{h}}_{r,k} + \tilde{\mathbf{h}}_{r,k}. \quad (4.2)$$

其中 $\bar{\mathbf{H}}$ 和 $\bar{\mathbf{h}}_{r,k}$ 表示LoS部分， $\tilde{\mathbf{H}}$ 和 $\tilde{\mathbf{h}}_{r,k}$ 表示NLoS部分。由于THz信道的散射路径有限，因此可以采用几何模型来描述各信道。假定基站与IRS只有 L 条散射路径，IRS与第 k 个设备间只有 L_k 条散射路径。如果每一条散射路径都对应一条传播路径，那么信道向量 \mathbf{H} 和 $\mathbf{h}_{r,k}$ 可以改写为

$$\mathbf{H} = \alpha_{LoS} \mathbf{a}(N_t, \phi_{LoS}^r, \theta_{LoS}^r) \mathbf{a}^H(N_r, \phi_{LoS}^t, \theta_{LoS}^t) + \sum_{l=1}^L \alpha_l \mathbf{a}(N_t, \phi_l^r, \theta_l^r) \mathbf{a}^H(N_r, \phi_l^t, \theta_l^t), \quad (4.3)$$

和

$$\mathbf{h}_{r,k} = \beta_{LoS,k} \mathbf{a}(N_r, \phi_{LoS,k}^r, \theta_{LoS,k}^r) + \sum_{l=1}^{L_k} \beta_{l,k} \mathbf{a}(N_r, \phi_{l,k}^r, \theta_{l,k}^r), \quad (4.4)$$

其中 α_{LoS} 和 $\beta_{LoS,k}$ 分别代表基站和IRS之间、IRS和设备之间LoS部分的路径损失。根据文献^{[66][67]}，路径损失 α_{LoS} 可表示为

$$\alpha_{LoS} = \alpha_{LoS}^{spr} \cdot \alpha_{LoS}^{abs}, \quad (4.5)$$

其中 α_{LoS}^{spr} 是扩散损失， α_{LoS}^{abs} 是分子吸收损失，具体可表示为

$$\alpha_{LoS}^{spr} = \frac{c}{4\pi f d_{BS-IRS}}, \quad (4.6)$$

和

$$\alpha_{LoS}^{abs} = e^{-\frac{1}{2}k(f)d_{BS-IRS}}, \quad (4.7)$$

其中 c 是真空中光速， f 是中心频率， d_{BS-IRS} 是基站到IRS的距离， $k(f)$ 是介质吸收系数。 $\beta_{LoS,k}$ 的表示方式类似。 α_l 和 $\beta_{l,k}$ 表示复增益并且满足iid分布： $\alpha_l \sim N_c(0, \sigma_\alpha^2)$ ， $\beta_{l,k} \sim N_c(0, \sigma_{\beta,k}^2)$ ， σ_α^2 和 $\sigma_{\beta,k}^2$ 为平均功率并且 σ_α 可表示为

$$\sigma_\alpha = c(f) \cdot \frac{c}{4\pi f d_{BS-IRS}} \cdot e^{-\frac{1}{2}k(f)d_{BS-IRS}}, \quad (4.8)$$

其中 $c(f)$ 是反射因子。 $\sigma_{\beta,k}$ 可按照类似方法构造。除此之外， $\mathbf{a}(\cdot)$ 表示天线阵列响应向量， $\phi_{LoS}^r(\theta_{LoS}^r) \in [0, 2\pi]$ 和 $\phi_{LoS}^t(\theta_{LoS}^t) \in [0, 2\pi]$ 分别表示LoS部分的到达角(AoA)和出发角(AoD)， $\phi_{LoS,k}^r(\theta_{LoS,k}^r)$ 表示LoS部分的AOA，变量 $\phi_l^r(\theta_l^r) \in [0, 2\pi]$ 和 $\phi_l^t(\theta_l^t) \in [0, 2\pi]$ 分别代表基站和IRS之间第 l 条路径的AOA和AoD。 $\phi_{l,k}^r(\theta_{l,k}^r) \in [0, 2\pi]$ 表示IRS与第 k 个设备的AOA。对于具有 N 个元素的均匀平面阵列，假定水平方向上有 W 个元素，垂直方向上有 H 个元素，且有 $WH = N$ ，则阵列响应向量可以表示为

$$\mathbf{a}(N, \phi, \theta) = [1, \dots, e^{j(2\pi/\lambda)d(x \sin(\phi) \sin(\theta) + y \cos(\theta))}, \dots, e^{j(2\pi/\lambda)d((W-1)\sin(\phi) \sin(\theta) + (H-1)\cos(\theta))}], \quad (4.9)$$

其中 λ 表示信号波长， d 表示天线单元之间的距离，且有 $0 \leq x \leq (W - 1)$ 和 $0 \leq y \leq (H - 1)$ 。

为了方便起见，采用如下的矩阵形式来表示信道 \mathbf{H} 和 $\mathbf{h}_{r,k}$ 的NLoS部分：

$$\tilde{\mathbf{H}} = \mathbf{A}_r \mathbf{\Lambda} \mathbf{A}_t^H, \quad (4.10)$$

$$\tilde{\mathbf{h}}_{r,k} = \mathbf{A}_k \mathbf{v}_k, \quad (4.11)$$

其中

$$\mathbf{\Lambda} = \text{diag}[\alpha_1, \dots, \alpha_L], \quad (4.12)$$

$$\mathbf{v}_k = [\beta_{1,k}, \dots, \beta_{L_k,k}]^T, \quad (4.13)$$

$$\mathbf{A}_r = [\mathbf{a}(N_t, \phi_1^r, \theta_1^r), \dots, \mathbf{a}(N_t, \phi_L^r, \theta_L^r)], \quad (4.14)$$

$$\mathbf{A}_t = [\mathbf{a}(N_r, \phi_1^t, \theta_1^t), \dots, \mathbf{a}(N_r, \phi_L^t, \theta_L^t)], \quad (4.15)$$

和

$$\mathbf{A}_k = [\mathbf{a}(N_r, \phi_{1,k}^r, \theta_{1,k}^r), \dots, \mathbf{a}(N_r, \phi_{L_k,k}^r, \theta_{L_k,k}^r)]. \quad (4.16)$$

因此，第 k 个设备到基站的上行信道 \mathbf{h}_k 可以表示为

$$\begin{aligned} \mathbf{h}_k &= \mathbf{H}\mathbf{\Theta}\mathbf{h}_{r,k} \\ &= \bar{\mathbf{H}}\mathbf{\Theta}\bar{\mathbf{h}}_{r,k} + \bar{\mathbf{H}}\mathbf{\Theta}\tilde{\mathbf{h}}_{r,k} + \tilde{\mathbf{H}}\mathbf{\Theta}\bar{\mathbf{h}}_{r,k} + \tilde{\mathbf{H}}\mathbf{\Theta}\tilde{\mathbf{h}}_{r,k} \\ &= \bar{\mathbf{H}}\mathbf{\Theta}\bar{\mathbf{h}}_{r,k} + \bar{\mathbf{H}}\mathbf{\Theta}\mathbf{A}_k\mathbf{v}_k + \mathbf{A}_t\mathbf{\Lambda}\mathbf{A}_r^H\mathbf{\Theta}\bar{\mathbf{h}}_{r,k} + \mathbf{A}_t\mathbf{\Lambda}\mathbf{A}_r^H\mathbf{\Theta}\mathbf{A}_k\mathbf{v}_k, \end{aligned} \quad (4.17)$$

其中 $\mathbf{\Theta}$ 表示IRS对角相移矩阵。为了权衡性能与计算复杂度， $\mathbf{\Theta}$ 可以设计为

$$\mathbf{\Theta} = \eta \text{diag} \left(\frac{\sum_{i=1}^K \sqrt{\rho_i} \mathbf{h}_{r,i}^H}{\sqrt{\sum_{i=1}^K \rho_i \mathbb{E}[\|\mathbf{h}_{r,i}\|^2]}} \right), \quad (4.18)$$

其中 $\eta \in [0, 1]$ 表示幅度反射因子， ρ_i 表示第 i 个设备的权重因子。如式(4.18)所示， $\mathbf{\Theta}$ 的设计全面考虑了所有设备的信道，因此具备提高系统整体性能的巨大潜力。

4.2.2 上行数据传输

上行数据传输阶段，设备同时向基站发送信号。基站接收到的信号 \mathbf{y}^u 可以表示为

$$\mathbf{y}^u = \sum_{k=1}^K \sqrt{P_k^u} \mathbf{h}_k s_k^u + \mathbf{n}, \quad (4.19)$$

其中 P_k 表示上行数据发射功率， s_k 表示复高斯分布的数据信号， \mathbf{n} 是具有 σ_u^2 方差阵的加性高斯白噪声 (AWGN)。基于子连接混合后编码结构，经过后编码处理的信号可以表示为

$$\begin{aligned} y_k^u &= (\mathbf{\Gamma}_k \mathbf{d}_k)^H \mathbf{y}^u \\ &= (\mathbf{\Gamma}_k \mathbf{d}_k)^H \left(\sum_{i=1}^K \sqrt{P_i^u} \mathbf{h}_i s_i^u + \mathbf{n} \right) \\ &= \sqrt{P_k^u} (\mathbf{\Gamma}_k \mathbf{d}_k)^H \mathbf{h}_k s_k^u + \sum_{i=1, i \neq k}^K \sqrt{P_i^u} (\mathbf{\Gamma}_k \mathbf{d}_k)^H \mathbf{h}_i s_i^u + (\mathbf{\Gamma}_k \mathbf{d}_k)^H \mathbf{n} \end{aligned} \quad (4.20)$$

其中 $\mathbf{\Gamma}_k \in \mathcal{C}^{N_t \times N_s}$ ，其可以表示为

$$\mathbf{\Gamma}_k = \begin{bmatrix} \mathbf{a}_{1,k} & \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{a}_{2,k} & & \mathbf{0} \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{a}_{N_s,k} \end{bmatrix}, \quad (4.21)$$

其中 $\mathbf{a}_{n,k} \in \mathcal{C}^{M \times 1}$ 表示模拟权重因子，其每个元素具有相同的幅度 $1/\sqrt{M}$ ，但是相位不同 [68]。为了平衡系统性能与计算复杂度，本章采用最大比合并 (MRC) 方法降低设备间干扰。因此，数字后编码器可以设计为

$$\mathbf{d}_k = \frac{\mathbf{\Gamma}_k^H \mathbf{h}_k}{\sqrt{\mathbb{E} \|\mathbf{\Gamma}_k^H \mathbf{h}_k\|^2}}. \quad (4.22)$$

至于模拟后编码器，它是一个对应信道的相位匹配器，具体可以表示为

$$\mathbf{a}_{n,k} = \frac{\mathbf{h}_{n,k}}{\sqrt{\mathbb{E} \|\mathbf{h}_{n,k}\|^2}}, \quad (4.23)$$

其中 $\mathbf{h}_{n,k} \in \mathcal{C}^{M \times 1}$ 为第 n 个数据流对应的信道向量，即有

$$\mathbf{h}_k = [\mathbf{h}_{1,k}^H, \cdots, \mathbf{h}_{n,k}^H, \cdots, \mathbf{h}_{N_s,k}^H]^H. \quad (4.24)$$

受限于物理器件和环境，模拟后编码器不能完美实现模拟后编码。考虑到相位误差和增益误差，模拟后编码矩阵 $\mathbf{\Gamma}_{k,e}$ 可以表示为

$$\mathbf{\Gamma}_{k,e} = \Delta \mathbf{\Gamma}_k = \begin{bmatrix} \Delta_1 \mathbf{a}_{1,k} & \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \Delta_2 \mathbf{a}_{2,k} & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{0} & \Delta_{N_s} \mathbf{a}_{N_s,k} \end{bmatrix}. \quad (4.25)$$

其中

$$\Delta_m = \text{diag}(\mu_{m,1}e^{j\nu_{m,1}}, \dots, \mu_{m,M}e^{j\nu_{m,M}}), \quad (4.26)$$

其中 $\Delta \in \mathcal{C}^{N_t \times N_t}$ 表示模拟后编码误差矩阵, $\mu_{m,n} \sim \mathcal{N}(1, \sigma_\mu^2)$ 表示增益误差, $\nu_{m,n} \sim \mathcal{N}(0, \sigma_\nu^2)$ 表示相移误差¹。

因此, 接收到的信号可以进一步表示为

$$y_{k,e}^u = \sqrt{P_k^u}(\Gamma_{k,e}\mathbf{d}_k)^H \mathbf{h}_k s_k^u + \sum_{i=1, i \neq k}^K \sqrt{P_i^u}(\Gamma_{k,e}\mathbf{d}_k)^H \mathbf{h}_i s_i^u + (\Gamma_{k,e}\mathbf{d}_k)^H \mathbf{n}. \quad (4.27)$$

根据式 (4.27), 可以发现模拟后编码误差将会影响到期望信号、干扰和噪声。

4.2.3 下行数据传输

下行数据传输阶段, 基站为所有设备构建如下发射信号:

$$\mathbf{x} = \sum_{k=1}^K (\Gamma_k \mathbf{d}_k) \sqrt{P_k^d} s_k^d, \quad (4.28)$$

其中 P_k^d 和 s_k^d 分别是下行信道上第 k 个设备的发射功率和复高斯分布的数据信号。类似地, 考虑相移误差和增益误差, 经过混合预编码后的发射信号可表示为

$$\mathbf{x}_e = \sum_{k=1}^K (\Gamma_{k,e} \mathbf{d}_k) \sqrt{P_k^d} s_k^d, \quad (4.29)$$

那么, 第 k 个设备接收到的信号可以表示为

$$y_{k,e}^d = \sqrt{P_k^d} \mathbf{h}_k^H (\Gamma_{k,e} \mathbf{d}_k) s_k^d + \sum_{i=1, i \neq k}^K \sqrt{P_i^d} \mathbf{h}_k^H (\Gamma_{i,e} \mathbf{d}_i) s_i^d + n_k, \quad (4.30)$$

其中 n_k 是具有 σ_d^2 方差的 AWGN。为了揭示相移误差对应用了 IRS 的 B5G 蜂窝物联网的影响, 下一节将对系统频谱效率进行详细的分析。

4.3 频谱效率分析

这一节分析 THz 频段下 IRS 辅助的 B5G 蜂窝物联网的频谱效率, 从而揭示由物理环境所导致的混合预(后)编码器误差的影响以及 IRS 在强化 THz 通信覆盖中扮演的角色。

¹模拟预编码误差由基站设备的物理特性决定, 并且和信道向量以及环境噪声独立。另外, 本章假定 Δ 中每个元素都是各自独立的。

4.3.1 上行频谱效率

以第 k 个设备为例，其上行频谱效率可表示为

$$R_k^u = \mathbb{E}[\log_2(1 + \gamma_k^u)] \quad (4.31)$$

其中 γ_k^u 是接收第 k 个设备信号的SINR，可以表示为

$$\gamma_k^u = \frac{P_k^u |(\mathbf{\Gamma}_{k,e} \mathbf{d}_k)^H \mathbf{h}_k|^2}{\sum_{i=1, i \neq k}^K P_i^u |(\mathbf{\Gamma}_{k,e} \mathbf{d}_k)^H \mathbf{h}_i|^2 + |(\mathbf{\Gamma}_{k,e} \mathbf{d}_k)^H \mathbf{n}|^2}. \quad (4.32)$$

由于式(4.32)中的随机变量 γ_k 十分复杂，计算其期望是一项十分艰巨的任务。因此，转而求取频谱效率的下界。第 k 个设备的频谱效率下界可以表示为

$$\begin{aligned} R_k^u &\geq \underline{R}_k^u \\ &= \log_2(1 + \underline{\gamma}_k^u), \end{aligned} \quad (4.33)$$

其中 $\underline{\gamma}_k^u$ 是等效SINR，可以表示为

$$\underline{\gamma}_k^u = \frac{\varpi_{0,k}^u}{\varpi_{1,k}^u + \varpi_{2,k}^u + \varpi_{3,k}^u} \quad (4.34)$$

其中

$$\varpi_{0,k}^u = P_k^u \mathbb{E}[|(\mathbf{\Gamma}_{k,e} \mathbf{d}_k)^H \mathbf{h}_k|^2], \quad (4.35)$$

$$\varpi_{1,k}^u = P_k^u (\mathbb{E}[|(\mathbf{\Gamma}_{k,e} \mathbf{d}_k)^H \mathbf{h}_k|^2] - |\mathbb{E}[(\mathbf{\Gamma}_{k,e} \mathbf{d}_k)^H \mathbf{h}_k]|^2), \quad (4.36)$$

$$\varpi_{2,k}^u = \sum_{i=1, i \neq k}^K P_i^u \mathbb{E}[|(\mathbf{\Gamma}_{k,e} \mathbf{d}_k)^H \mathbf{h}_i|^2], \quad (4.37)$$

和

$$\varpi_{3,k}^u = \mathbb{E}[|(\mathbf{\Gamma}_{k,e} \mathbf{d}_k)^H \mathbf{n}|^2] \quad (4.38)$$

分别表示理想信号、信号泄露、残留设备间干扰和噪声的方差。各期望项可以通过如下方式计算：

$$\mathbb{E}[(\mathbf{\Gamma}_{k,e} \mathbf{d}_k)^H \mathbf{h}_k] = \frac{\mathbb{E}[(\mathbf{\Gamma}_k^H \mathbf{h}_k)^H \mathbf{\Gamma}_{k,e}^H \mathbf{h}_k]}{\sqrt{\mathbb{E}[|\mathbf{\Gamma}_k^H \mathbf{h}_k|^2]}}, \quad (4.39)$$

$$\mathbb{E}[|\mathbf{\Gamma}_k^H \mathbf{h}_k|^2] = \text{tr}(\mathbf{R}_k \mathbf{R}_k^{sub}), \quad (4.40)$$

$$\mathbb{E}[(\mathbf{\Gamma}_k^H \mathbf{h}_k)^H \mathbf{\Gamma}_{k,e}^H \mathbf{h}_k] = e^{-\frac{\sigma_v^2}{2}} \text{tr}(\mathbf{R}_k \mathbf{R}_k^{sub}), \quad (4.41)$$

$$\mathbb{E}[|(\mathbf{\Gamma}_k^H \mathbf{h}_k)^H \mathbf{\Gamma}_{k,e}^H \mathbf{h}_k|^2] = e^{-\sigma_v^2} |\text{tr}(\mathbf{R}_k \mathbf{R}_k^{sub})|^2, \quad (4.42)$$

$$\mathbb{E}[|(\mathbf{\Gamma}_{k,e} \mathbf{d}_k)^H \mathbf{h}_i|^2] = \frac{\mathbb{E}[|(\mathbf{\Gamma}_k^H \mathbf{h}_k)^H \mathbf{\Gamma}_{k,e}^H \mathbf{h}_i|^2]}{\sqrt{\mathbb{E}[|\mathbf{\Gamma}_k^H \mathbf{h}_k|^2]}}, \quad (4.43)$$

$$\mathbb{E}[|(\mathbf{\Gamma}_k^H \mathbf{h}_k)^H \mathbf{\Gamma}_{k,e}^H \mathbf{h}_i|^2] = \text{tr}(\mathbf{R}_k \mathbf{R}_k^{sub} \mathbf{R}_i^e \mathbf{R}_k^{sub}), \quad (4.44)$$

$$\mathbb{E}[|(\mathbf{\Gamma}_{k,e} \mathbf{d}_k)^H \mathbf{n}|^2] = \frac{\mathbb{E}[|(\mathbf{\Gamma}_k^H \mathbf{h}_k)^H \mathbf{\Gamma}_{k,e}^H \mathbf{n}|^2]}{\mathbb{E}[|\mathbf{\Gamma}_k^H \mathbf{h}_k|^2]} \quad (4.45)$$

和

$$\mathbb{E}[|(\mathbf{\Gamma}_k^H \mathbf{h}_k)^H \mathbf{\Gamma}_{k,e}^H \mathbf{n}|^2] = \sigma_u^2 (\sigma_\mu^2 + 1) \text{tr}(\mathbf{R}_k \mathbf{R}_k^{sub} \mathbf{R}_k^{sub}), \quad (4.46)$$

其中 \mathbf{R}_k 是自相关矩阵，可以表示为

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_k &= \bar{\mathbf{H}} \bar{\mathbf{\Theta}} \mathbf{R}_{r,k} \bar{\mathbf{\Theta}}^H \bar{\mathbf{H}}^H + \sigma_\alpha^2 \mathbf{A}_r \text{diag}(\mathbf{A}_t^H \bar{\mathbf{\Theta}} \mathbf{R}_{r,k} \bar{\mathbf{\Theta}}^H \mathbf{A}_t) \mathbf{A}_r^H \\ &+ 2\text{Re} \left\{ \frac{\eta \sqrt{\rho_k}}{\sqrt{\sum_{i=1}^K \rho_i \text{tr}(\mathbf{R}_{r,i})}} (\bar{\mathbf{H}} \bar{\mathbf{\Theta}} \bar{\mathbf{h}}_{r,k} \text{vec}(\text{diag}(\mathbf{R}_{r,k} - \bar{\mathbf{h}}_{r,k} \bar{\mathbf{h}}_{r,k}^H))^T \bar{\mathbf{H}}^H \right. \\ &+ \sigma_\alpha^2 \mathbf{A}_r \text{diag}(\mathbf{A}_t^H \bar{\mathbf{\Theta}} \bar{\mathbf{h}}_{r,k} \text{vec}(\text{diag}(\mathbf{R}_{r,k} - \bar{\mathbf{h}}_{r,k} \bar{\mathbf{h}}_{r,k}^H))^T \mathbf{A}_t) \mathbf{A}_r^H \\ &+ \bar{\mathbf{H}} \bar{\mathbf{\Theta}} (\mathbf{R}_{r,k} - \bar{\mathbf{h}}_{r,k} \bar{\mathbf{h}}_{r,k}^H) \text{diag}(\bar{\mathbf{h}}_{r,k}^H) \bar{\mathbf{H}}^H \\ &\left. + \sigma_\alpha^2 \mathbf{A}_r \text{diag}(\mathbf{A}_t^H \bar{\mathbf{\Theta}} (\mathbf{R}_{r,k} - \bar{\mathbf{h}}_{r,k} \bar{\mathbf{h}}_{r,k}^H) \text{diag}(\bar{\mathbf{h}}_{r,k}^H) \mathbf{A}_t) \mathbf{A}_r^H \right\} \\ &+ \frac{\eta^2}{\sum_{i=1}^K \rho_i \text{tr}(\mathbf{R}_{r,i})} \left(\bar{\mathbf{H}} ((\mathbf{R}_{r,i} - \bar{\mathbf{h}}_{r,i} \bar{\mathbf{h}}_{r,i}^H) \odot \mathbf{R}_{r,k}) \bar{\mathbf{H}}^H \right. \\ &\left. + \sum_{i=1}^K \rho_i \sigma_\alpha^2 \mathbf{A}_r \text{diag}(\mathbf{A}_t^H ((\mathbf{R}_{r,i} - \bar{\mathbf{h}}_{r,i} \bar{\mathbf{h}}_{r,i}^H) \odot \mathbf{R}_{r,k}) \mathbf{A}_t) \mathbf{A}_r^H \right). \quad (4.47) \end{aligned}$$

\mathbf{R}_k^{sub} 可以表示为

$$\mathbf{R}_k^{sub} = \begin{bmatrix} \frac{\mathbf{R}_{1,k}}{\text{tr}(\mathbf{R}_{1,k})} & \cdots & \mathbf{0} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0} & \cdots & \frac{\mathbf{R}_{N_s,k}}{\text{tr}(\mathbf{R}_{N_s,k})} \end{bmatrix}. \quad (4.48)$$

$\mathbf{R}_{n,k} (n \in [1, N_s])$ 为 $\mathbf{h}_{n,k}$ 的自相关矩阵，即 $\mathbf{R}_{n,k} = \mathbb{E}[\mathbf{h}_{n,k} \mathbf{h}_{n,k}^H]$ 。 \mathbf{R}_i^e 为带误差的自相关矩阵，其可以表示为

$$(\mathbf{R}_i^e)_{m,n} = \begin{cases} (1 + \sigma_\mu^2) (\mathbf{R}_i)_{m,n}, & m = n \\ e^{-\sigma_\nu^2} (\mathbf{R}_i)_{m,n}, & m \neq n \end{cases}, \quad (4.49)$$

证明：证明参见附录4C。 □

结合式 (4.33) ~ 式 (4.46)，可以得到第 k 个设备的上行频谱效率下界的近似值为

$$R_k^u \approx \log_2 \left(1 + \frac{P_k^u e^{-\sigma_\nu^2} |\text{tr}(\mathbf{R}_k \mathbf{R}_k^{sub})|^2}{\sum_{i=1, i \neq k}^K P_i^u \text{tr}(\mathbf{R}_k \mathbf{R}_k^{sub} \mathbf{R}_i^e \mathbf{R}_k^{sub}) + \sigma_u^2 (\sigma_\mu^2 + 1) \text{tr}(\mathbf{R}_k \mathbf{R}_k^{sub} \mathbf{R}_k^{sub})} \right). \quad (4.50)$$

式(4.50)表明上行频谱效率下界的近似值是个关于 σ_μ 和 σ_ν 的减函数，这意味着降低模拟预(后)编码误差可以有效提高IRS辅助的太赫兹通信系统系统能。

4.3.2 下行频谱效率

下行数据传输阶段，第 k 个设备的下行频谱效率可以表示为

$$R_k^d = \mathbb{E}[\log_2(1 + \gamma_k^d)], \quad (4.51)$$

其中 γ_k^d 是下行信道上第 k 个设备的接收SINR，可以表示为

$$\gamma_k^d = \frac{P_k^d |\mathbf{h}_k^H(\boldsymbol{\Gamma}_{k,e} \mathbf{d}_k)|^2}{\sum_{i=1, i \neq k}^K P_i^d |\mathbf{h}_k^H(\boldsymbol{\Gamma}_{i,e} \mathbf{d}_i)|^2 + \sigma_d^2}, \quad (4.52)$$

类似地，第 k 个设备下行频谱效率的下界可以表示为

$$\begin{aligned} R_k^d &\geq \underline{R}_k^d \\ &= \log_2(1 + \underline{\gamma}_k^d), \end{aligned} \quad (4.53)$$

其中 $\underline{\gamma}_k^d$ 是第 k 个设备的下行等效SINR并且可以表示为

$$\underline{\gamma}_k^d = \frac{\varpi_{0,k}^d}{\varpi_{1,k}^d + \varpi_{2,k}^d + \sigma_d^2} \quad (4.54)$$

其中

$$\varpi_{0,k}^d = P_k^d |\mathbb{E}[\mathbf{h}_k^H(\boldsymbol{\Gamma}_{k,e} \mathbf{d}_k)]|^2, \quad (4.55)$$

$$\varpi_{1,k}^d = P_k^d (\mathbb{E}[|\mathbf{h}_k^H(\boldsymbol{\Gamma}_{k,e} \mathbf{d}_k)|^2] - |\mathbb{E}[\mathbf{h}_k^H(\boldsymbol{\Gamma}_{k,e} \mathbf{d}_k)]|^2), \quad (4.56)$$

和

$$\varpi_{2,k}^d = \sum_{i=1, i \neq k}^K P_i^d \mathbb{E}[|\mathbf{h}_k^H(\boldsymbol{\Gamma}_{i,e} \mathbf{d}_i)|^2], \quad (4.57)$$

其中各项期望值可以按如下方式计算：

$$\mathbb{E}[\mathbf{h}_k^H(\boldsymbol{\Gamma}_{k,e} \mathbf{d}_k)] = \frac{1}{\sqrt{\mathbb{E}[|\boldsymbol{\Gamma}_k^H \mathbf{h}_k|^2]}} \mathbb{E}[\mathbf{h}_k^H \boldsymbol{\Gamma}_{k,e} \boldsymbol{\Gamma}_k^H \mathbf{h}_k] \quad (4.58)$$

$$\mathbb{E}[|\boldsymbol{\Gamma}_k^H \mathbf{h}_k|^2] = \text{tr}(\mathbf{R}_k \mathbf{R}_k^{sub}), \quad (4.59)$$

$$\mathbb{E}[\mathbf{h}_k^H \boldsymbol{\Gamma}_{k,e} \boldsymbol{\Gamma}_k^H \mathbf{h}_k] = e^{-\frac{\sigma_v^2}{2}} \text{tr}(\mathbf{R}_k \mathbf{R}_k^{sub}), \quad (4.60)$$

$$\mathbb{E}[|\mathbf{h}_k^H(\boldsymbol{\Gamma}_{k,e} \mathbf{d}_k)|^2] = \frac{1}{\mathbb{E}[|\boldsymbol{\Gamma}_k^H \mathbf{h}_k|^2]} \mathbb{E}[|\mathbf{h}_k^H \boldsymbol{\Gamma}_{k,e} \boldsymbol{\Gamma}_k^H \mathbf{h}_k|^2], \quad (4.61)$$

$$\mathbb{E}[|\mathbf{h}_k^H \boldsymbol{\Gamma}_{k,e} \boldsymbol{\Gamma}_k^H \mathbf{h}_k|^2] = e^{-\sigma_v^2} |\text{tr}(\mathbf{R}_k \mathbf{R}_k^{sub})|^2, \quad (4.62)$$

$$\mathbb{E}[|\mathbf{h}_k^H \boldsymbol{\Gamma}_{i,e} \mathbf{d}_i|^2] = \frac{1}{\mathbb{E}[|\boldsymbol{\Gamma}_i^H \mathbf{h}_i|^2]} \mathbb{E}[|\mathbf{h}_k^H \boldsymbol{\Gamma}_{i,e} \boldsymbol{\Gamma}_i^H \mathbf{h}_i|^2], \quad (4.63)$$

和

$$E[|\mathbf{h}_k^H \mathbf{\Gamma}_{i,e} \mathbf{\Gamma}_i^H \mathbf{h}_i|^2] = \text{tr}(\mathbf{R}_i \mathbf{R}_i^{sub} \mathbf{R}_k^e \mathbf{R}_i^{sub}). \quad (4.64)$$

结合式 (4.53) ~ 式 (4.64)，可以得到第 k 个设备的下行频谱效率下界的近似值为

$$\underline{R}_k^d \approx \log_2 \left(1 + \frac{\frac{P_k^d e^{\sigma_\nu^2}}{\text{tr}(\mathbf{R}_k \mathbf{R}_k^{sub})} |\text{tr}(\mathbf{R}_k \mathbf{R}_k^{sub})|^2}{\sum_{i=1, i \neq k}^K \frac{P_i^d}{\text{tr}(\mathbf{R}_k \mathbf{R}_k^{sub})} \text{tr}(\mathbf{R}_i \mathbf{R}_i^{sub} \mathbf{R}_k^e \mathbf{R}_i^{sub}) + \sigma_d^2} \right). \quad (4.65)$$

如式(4.65)所示，下行情况与上行类似，下行频谱效率下界的近似值也是关于变量 σ_μ 和 σ_ν 的减函数。

4.4 仿真结果

这一节通过大量的仿真实验来验证理论推导的精确性以及低成本设计对系统性能的影响。实验参数设置如下^[66]： $f = 0.3 \text{ THz}$, $k(f) = 0.5$, $c(f) = 0.1$, $\lambda = 10^{-3} \text{ m}$, $d = \lambda/2$, $N_t = 64$, $N_s = 16$, $M = 4$, $N_r = 64$, $K = 48$, $L = 2$, $L_k = 2$, $\sigma_\alpha^2 = \sigma_{\beta,k}^2 = 1$, $\sigma_\mu^2 = \sigma_\nu^2 = 0.01$, $\eta = 1$, $\rho_i = 1, \forall i \in [1, K]$ 。为了方便起见，我们用 $SNR^u = \log_{10} P^u$ 和 $SNR^d = \log_{10} P^d$ 表示dB形式的发射SNR。

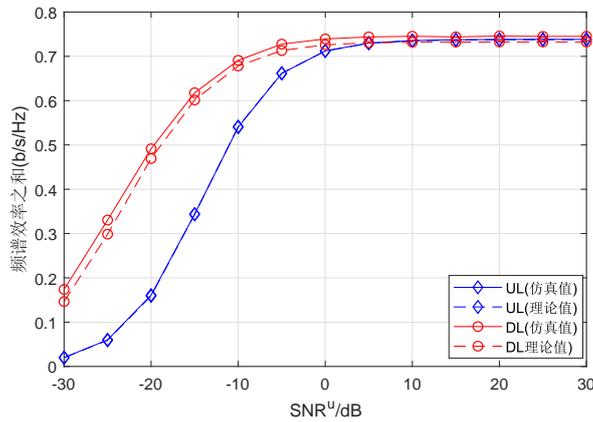


图 4.2 理论值与仿真值对比图

首先验证推导得到的上下行频谱效率下界的近似表达式的精确性。相较于设备，基站具有更大的发射功率，因此在仿真中将基站发射功率设置为设备发射功率的10倍。如图4.2所示，相较于下行，上行理论曲线和仿真曲线的匹配程度更高。总的来说，上下行理论值和仿真值的差距在整个SNR区域都可以忽略不计。因此，推导得到的上下行频谱效率

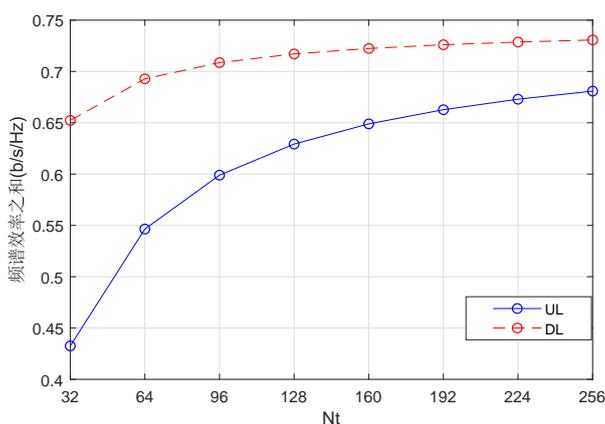


图 4.3 天线数量对上下行频谱效率的影响

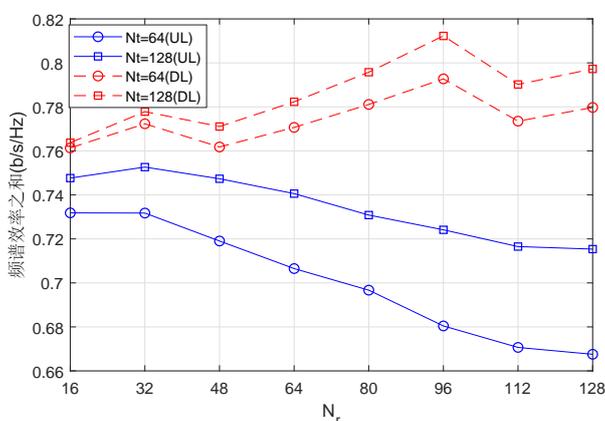


图 4.4 不同反射单元数量对频谱效率的影响

下界的近似值可以用来评估系统性能。此外，可以发现频谱效率在低SNR区域变化明显，在高SNR区域性能达到饱和。

图4.3展示了天线数量和反射单元数量对上下行频谱效率的影响。可以发现，随着天线数量的增加，上下行频谱效率在低 N_t 区域增速较快，在高 N_t 区域增速较缓，频谱效率趋近饱和。因此，在实际的太赫兹频段下IRS协助的多用户Massive MIMO系统中，需要仔细权衡性能增益与天线花费，从而实现低成本、高性能的大规模接入网络构建。

接着，本章探究了不同反射单元数量对频谱效率的影响。如图4.4所示，频谱效率关于反射单元数量不是一个单调函数。这是因为IRS在多用户场景下不仅可以强化理想信号，同时也会增强设备间干扰。因此，实际场景中需要选取合适的反射单元数量从而提升系统的整体性能。

此外，本章还探究了不同子连接方案对频谱效率的影响。在基站天线数量固定的情况下，不同的 M 对应不同数量的数据流。如图4.5所示，可以发现不同的 M 并不会改变频谱

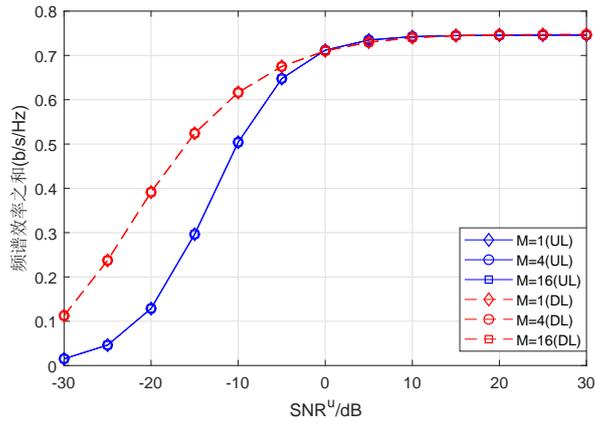


图 4.5 不同的子连接方案对频谱效率的影响

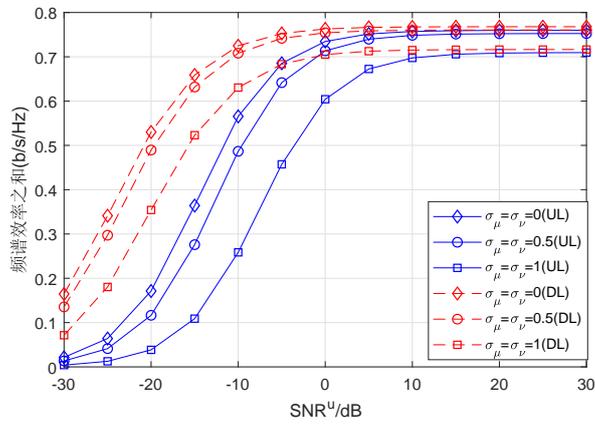


图 4.6 模拟预（后）编码误差对频谱效率的影响

效率。在这种情况下，可以选择一个较大 M 的子连接架构来降低RF链路数量，从而有效降低THz频段下IRS协助的多用户Massive MIMO系统的成本。

最后，图4.6研究了模拟预（后）编码误差对频谱效率的影响。其中 $\sigma_\mu = \sigma_\nu = 0$ 表示不存在模拟预（后）编码误差， $\sigma_\mu = \sigma_\nu \neq 0$ 表示存在模拟预（后）编码误差。可以发现，随着误差的增加，系统性能会显著降低。因而降低模拟预（后）编码误差将有效提高系统性能。

4.5 本章小结

本章提出了一个太赫兹频段下的低成本大规模接入方案，推导得到了上下行频谱效率下界的近似表达式并探究了模拟预(后)编码误差对频谱效率的影响。研究发现，上下行频谱效率是关于模拟预编码误差的减函数。因此，消除模拟预(后)编码误差可以有效提

高系统性能。另外，研究还发现频谱效率关于反射单元数量不是一个单调函数，这是因为IRS不仅增强了理想信号质量，同时也加强了设备间干扰。因此选择合适的反射单元数量对提高系统性能具有重要意义。需要指出的是，受限于研究时间和研究能力，本章有一些问题仍待研究：子连接架构对频谱效率的影响仍待进一步研究，优化权重因子 ρ_i 提高系统性能。

5 总结与展望

物联网的发展改变了人们的生活和生产方式。在物联网向万物互联转变的过程中，有一些问题值得我们关注，例如急剧增加的物联网设备和不断扩大的物联网规模使得系统的成本与功耗不断增加，因此降低系统能耗与成本已迫在眉睫。传统的接入技术已经无法满足高频谱效率、低时延、高可靠接入以及低成本和低功耗等性能要求，因而亟需探求新一代低成本大规模接入技术。

综上，本文提出了三种设计方案并深入分析了各项设计方案的系统性能。主要成果如下：

1) 从系统硬件成本和系统能耗角度分别提出了低硬件大规模接入设计方案和低能耗大规模接入设计方案，最后结合器件集约型子连接架构和低功耗IRS技术提出了THz频段下低成本大规模接入设计方案。

2) 本文提出的设计方案包括完整的上下行数据传输方案，通过理论推导与分析，得到了相应频谱效率的闭式表达式，从而揭示了低成本设计对系统性能的影响，并通过大量仿真实验证明了理论推导的准确性，由此提出了低成本设计的一些建设性意见。

3) 为了进一步降低系统成本，基于得到的频谱效率闭式表达式，本文提出了低复杂度的时长分配算法来降低系统的能耗。所提算法复杂度均为线性复杂度，由此可以大幅降低设备和基站的计算压力，使优化方案更具可行性。

然而，受限于研究时间和研究领域，本文所提设计方案仍有许多不足之处，在低成本大规模接入设计领域仍有许多可以深入研究和拓展的内容。以下是作者对低成本大规模接入研究的一些展望：

1) 本文所采用的基于低精度ADC的大规模接入技术只考虑了在基站端使用低精度ADC技术。随着接入设备数量的增加，在设备端采用低精度ADC技术也可以为系统节省一笔巨大的硬件开销。在设备端与基站端均采用低精度ADC技术的大规模接入设计方案仍待研究。

2) 本文所采用的波束设计均为基于统计信道状态信息的匹配波束设计。实际通信系

统中，基站可以获取更为精确的瞬时信道状态信息从而设计出更为精确的波束，从而可以进一步提高能效、降低成本。结合统计信道状态信息与瞬时信道状态信息的波束设计方法仍待进一步研究。

3) 本文所提出的太赫兹频段下的低成本大规模接入设计只给出了上下行数据传输方案。如何准确估计太赫兹频段下IRS辅助的B5G蜂窝物联网的信道状态信息是一项具有挑战性但非常有意义的工作。此外，这一系统的能耗优化方案仍待进一步研究。

未来的B5G蜂窝物联网应该是融合了各种关键低成本处理和接入技术的低功耗、广覆盖和巨连接的物联网。本文结合部分关键技术给出了几种低成本大规模接入方案，希望能为未来B5G蜂窝物联网的构建提供一些新的思路。目前，低成本大规模接入方向仍有大量问题亟待研究。例如，尽可能结合各种低成本硬件和大规模接入技术来降低系统成本和提高性能，如何权衡系统性能与成本开销等。发展和完善面向蜂窝物联网的低成本大规模接入技术将会是我们走向万物互联的重要一步！

参考文献

- [1] U. Raza, P. Kulkarni, M. Sooriyabandara. Low power wide area networks: An overview[J]. IEEE Communications Surveys Tutorials, 2017, 19(2):855–873.
- [2] J. P. Shanmuga Sundaram, W. Du, Z. Zhao. A survey on lora networking: Research problems, current solutions, and open issues[J]. IEEE Communications Surveys Tutorials, 2020, 22(1):371–388.
- [3] A. I. Sulyman, S. M. A. Oteafy, H. S. Hassanein. Expanding the cellular-iot umbrella: An architectural approach[J]. IEEE Wireless Communications, 2017, 24(3):66–71.
- [4] A. Zanella, N. Bui, A. Castellani, L. Vangelista, M. Zorzi. Internet of things for smart cities[J]. IEEE Internet of Things Journal, 2014, 1(1):22–32.
- [5] N. Ahmed, D. De, I. Hussain. Internet of things (iot) for smart precision agriculture and farming in rural areas[J]. IEEE Internet of Things Journal, 2018, 5(6):4890–4899.
- [6] L. D. Xu, W. He, S. Li. Internet of things in industries: A survey[J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2014, 10(4):2233–2243.
- [7] 黄静. 物联网综述[J]. 北京财贸职业学院学报, 2016, 032(006):21–26.
- [8] Lars Schor, Philipp Sommer, Roger Wattenhofer. Towards a zero-configuration wireless sensor network architecture for smart buildings[J]. 2009.
- [9] S. G. Varghese, C. P. Kurian, V. I. George, A. John, V. Nayak, A. Upadhyay. Comparative study of zigbee topologies for iot-based lighting automation[J]. IET Wireless Sensor Systems, 2019, 9(4):201–207.
- [10] K. Chang. Bluetooth: a viable solution for iot? [industry perspectives][J]. IEEE Wireless Communications, 2014, 21(6):6–7.
- [11] S. R. Pokhrel, C. Williamson. Modeling compound tcp over wifi for iot[J]. IEEE/ACM Transactions on Networking, 2018, 26(2):864–878.
- [12] Y. Wang, H. Zhu. A low-complexity method of nb-iot identification. In 2018 IEEE 4th International Conference on Computer and Communications (ICCC). 2018, 1223–1227.
- [13] H. Wang, A. O. Fapojuwo. A survey of enabling technologies of low power and long range machine-to-machine communications[J]. IEEE Communications Surveys Tutorials, 2017, 19(4):2621–2639.
- [14] R. Jia, X. Chen, Q. Qi, H. Lin. Massive beam-division multiple access for b5g cellular internet of things[J]. IEEE Internet of Things Journal, 2020, 7(3):2386–2396.

- [15] X. Chen, D. W. K. Ng, W. Yu, E. G. Larsson, N. Al-Dhahir, R. Schober. Massive access for 5g and beyond[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2020, 1–1.
- [16] A. Abrol, R. K. Jha. Power optimization in 5g networks: A step towards green communication[J]. *IEEE Access*, 2016, 4:1355–1374.
- [17] A. Dogra, R. K. Jha, S. Jain. A survey on beyond 5g network with the advent of 6g: Architecture and emerging technologies[J]. *IEEE Access*, 2020, 1–1.
- [18] A. H. Sodhro, S. Pirbhulal, L. Zongwei, K. Muhammad, N. Zahid. Towards 6g architecture for energy efficient communication in iot-enabled smart automation systems[J]. *IEEE Internet of Things Journal*, 2020, 1–1.
- [19] F. Tang, Y. Kawamoto, N. Kato, J. Liu. Future intelligent and secure vehicular network toward 6g: Machine-learning approaches[J]. *Proceedings of the IEEE*, 2020, 108(2):292–307.
- [20] A. Kumar, K. Singh, D. Bhattacharya. Green communication and wireless networking. In *2013 International Conference on Green Computing, Communication and Conservation of Energy (ICGCE)*. 2013, 49–52.
- [21] S. Y. Jun, B. Sanz-Izquierdo, E. A. Parker, D. Bird, A. McClelland. Manufacturing considerations in the 3-d printing of fractal antennas[J]. *IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology*, 2017, 7(11):1891–1898.
- [22] E. A. Rojas-Nastrucci, J. T. Nussbaum, N. B. Crane, T. M. Weller. Ka-band characterization of binder jetting for 3-d printing of metallic rectangular waveguide circuits and antennas[J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2017, 65(9):3099–3108.
- [23] R. Xu, S. Gao, B. S. Izquierdo, C. Gu, P. Reynaert, A. Standaert, G. J. Gibbons, W. B?sch, M. E. Gadringer, D. Li. A review of broadband low-cost and high-gain low-terahertz antennas for wireless communications applications[J]. *IEEE Access*, 2020, 8:57615–57629.
- [24] N. O. Parchin, R. A. Abd-Alhameed, M. Shen. Design of low cost fr4 wide-band antenna arrays for future 5g mobile communications. In *2019 International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP)*. 2019, 1–3.
- [25] Y. Yang, B. Sun, J. Guo. A low-cost, single-layer, dual circularly polarized antenna for millimeter-wave applications[J]. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2019, 18(4):651–655.
- [26] H. P. Le, A. Zayegh, J. Singh. A 12-bit high performance low cost pipeline adc. In *10th IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems, 2003. ICECS 2003. Proceedings of the 2003*. 2003, volume 2, 471–474 Vol.2.
- [27] C. Liu, C. Kuo, Y. Lin. A 10 bit 320 ms/s low-cost sar adc for ieee 802.11ac applications in 20 nm cmos[J]. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 2015, 50(11):2645–2654.
- [28] P. Dong, H. Zhang, Q. Wu, G. Y. Li. Spatially correlated massive mimo relay systems with low-resolution

- adcs[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2020, 69(6):6541–6553.
- [29] Y. Hu, C. Liang, J. Hu, L. Ping. Low-cost implementation techniques for interleave division multiple access[J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2018, 7(6):1026–1029.
- [30] X. Gao, L. Dai, S. Han, C. I, R. W. Heath. Energy-efficient hybrid analog and digital precoding for mmwave mimo systems with large antenna arrays[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2016, 34(4):998–1009.
- [31] H. Liu, Z. Zhang. An ultra-low power cmos lna for wpan applications[J]. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 2017, 27(2):174–176.
- [32] C. Chen, Y. Wang, Z. Hsieh, E. Chua, W. Fang, T. Jung. A low power independent component analysis processor in 90nm cmos technology for portable eeg signal processing systems. In 2011 IEEE International Symposium of Circuits and Systems (ISCAS). 2011, 801–804.
- [33] W. Tang, X. Li, J. Y. Dai, S. Jin, Y. Zeng, Q. Cheng, T. J. Cui. Wireless communications with programmable metasurface: Transceiver design and experimental results[J]. *China Communications*, 2019, 16(5):46–61.
- [34] W. Yan, X. Yuan, Z. Q. He, X. Kuai. Passive beamforming and information transfer design for reconfigurable intelligent surfaces aided multiuser mimo systems[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2020, 38(8):1793–1808.
- [35] B. Zheng, C. You, R. Zhang. Intelligent reflecting surface assisted multi-user ofdma: Channel estimation and training design[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2020, 1–1.
- [36] A. Prasad, O. Tirkkonen, P. Lund é n, O. N. C. Yilmaz, L. Dalsgaard, C. Wijting. Energy-efficient inter-frequency small cell discovery techniques for lte-advanced heterogeneous network deployments[J]. *IEEE Communications Magazine*, 2013, 51(5):72–81.
- [37] Y. Yu, A. Pang, P. Hsiu, Y. Fang. Energy-efficient downlink resource allocation for mobile devices in wireless systems. In 2013 IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM). 2013, 4692–4698.
- [38] V. Nguyen, O. Shin. An efficient design for noma-assisted miso-swipt systems with ac computing[J]. *IEEE Access*, 2019, 7:97094–97105.
- [39] E. G. Larsson, O. Edfors, F. Tufvesson, T. L. Marzetta. Massive mimo for next generation wireless systems[J]. *IEEE Communications Magazine*, 2014, 52(2):186–195.
- [40] J. Nam, J. Ahn, A. Adhikary, G. Caire. Joint spatial division and multiplexing: Realizing massive mimo gains with limited channel state information. In 2012 46th Annual Conference on Information Sciences and Systems (CISS). 2012, 1–6.
- [41] M. Zeng, A. Yadav, O. A. Dobre, G. I. Tsiropoulos, H. V. Poor. Capacity comparison between mimo-noma and mimo-oma with multiple users in a cluster[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2017, 35(10):2413–2424.
- [42] R. Hoshyar, R. Razavi, M. Al-Imari. Lds-ofdm an efficient multiple access technique. In 2010 IEEE 71st

- Vehicular Technology Conference. 2010, 1–5.
- [43] X. Chen, Z. Zhang, C. Zhong, R. Jia, D. W. K. Ng. Fully non-orthogonal communication for massive access[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2018, 66(4):1717–1731.
- [44] Shelby, A. R., Smith, R. D., Schultz, S. Experimental verification of a negative index of refraction.[J]. *Science*, 2001.
- [45] C. L. Holloway, E. F. Kuester, J. A. Gordon, J. O’Hara, J. Booth, D. R. Smith. An overview of the theory and applications of metasurfaces: The two-dimensional equivalents of metamaterials[J]. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, 2012, 54(2):10–35.
- [46] Jb Pendry, D Schurig, Dr Smith. Controlling electromagnetic fields.[J]. *ence*, 2006, 312(5781):1780–1782.
- [47] Lianlin Li, Tie Jun Cui, Wei Ji, Shuo Liu, Jun Din, Xiang Wan, Yun Bo Li, Menghua Jiang, Cheng Wei Qiu, Shuang Zhang. Electromagnetic reprogrammable coding-metasurface holograms[J]. *Nature Communications*, 2017.
- [48] Tie Jun Cui, Mei Qing Qi, Xiang Wan, Jie Zhao, Qiang Cheng. Coding metamaterials, digital metamaterials and programmable metamaterials[J]. *Light Science & Applications*, 2014, 3(10):e218.
- [49] X. Hu, C. Zhong, X. Chen, W. Xu, H. Lin, Z. Zhang. Cell-free massive mimo systems with low resolution adcs[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2019, 67(10):6844–6857.
- [50] H. He, C. Wen, S. Jin. Bayesian optimal data detector for hybrid mmwave mimo-ofdm systems with low-resolution adcs[J]. *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, 2018, 12(3):469–483.
- [51] S. Hong, S. Kim, N. Lee. A weighted minimum distance decoding for uplink multiuser mimo systems with low-resolution adcs[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2018, 66(5):1912–1924.
- [52] J. Choi, B. L. Evans. Analysis of ergodic rate for transmit antenna selection in low-resolution adc systems[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2019, 68(1):952–956.
- [53] H. Yin, D. Gesbert, M. Filippou, Y. Liu. A coordinated approach to channel estimation in large-scale multiple-antenna systems[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2013, 31(2):264–273.
- [54] J. Max. Quantizing for minimum distortion[J]. *IRE Transactions on Information Theory*, 1960, 6(1):7–12.
- [55] S. Jacobsson, G. Durisi, M. Coldrey, U. Gustavsson, C. Studer. Throughput analysis of massive mimo uplink with low-resolution adcs[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2017, 16(6):4038–4051.
- [56] J. Hoydis, S. ten Brink, M. Debbah. Massive mimo in the ul/dl of cellular networks: How many antennas do we need?[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2013, 31(2):160–171.
- [57] J. Jose, A. Ashikhmin, T. L. Marzetta, S. Vishwanath. Pilot contamination and precoding in multi-cell tdd systems[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2011, 10(8):2640–2651.
- [58] S. Hu, F. Rusek, O. Edfors. Beyond massive mimo: The potential of data transmission with large intelligent

- surfaces[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2018, 66(10):2746–2758.
- [59] ö. özdoğan, E. Björnson, E. G. Larsson. Massive mimo with spatially correlated rician fading channels[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2019, 67(5):3234–3250.
- [60] Chong Han, Yongzhi Wu, Zhi Chen, Xudong Wang. Terahertz communications (teracom): Challenges and impact on 6g wireless systems[J]. 2019.
- [61] K. Guan, B. Peng, D. He, J. M. Eckhardt, S. Rey, B. Ai, Z. Zhong, T. Kü rner. Measurement, simulation, and characterization of train-to-infrastructure inside-station channel at the terahertz band[J]. *IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology*, 2019, 9(3):291–306.
- [62] C. Han, Y. Chen. Propagation modeling for wireless communications in the terahertz band[J]. *IEEE Communications Magazine*, 2018, 56(6):96–101.
- [63] P. V. Amadori, C. Masouros. Low rf-complexity millimeter-wave beamspace-mimo systems by beam selection[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2015, 63(6):2212–2223.
- [64] S. Han, C. I, Z. Xu, C. Rowell. Large-scale antenna systems with hybrid analog and digital beamforming for millimeter wave 5g[J]. *IEEE Communications Magazine*, 2015, 53(1):186–194.
- [65] S. Han, C. I, Z. Xu, S. Wang. Reference signals design for hybrid analog and digital beamforming[J]. *IEEE Communications Letters*, 2014, 18(7):1191–1193.
- [66] C. Han, A. O. Bicen, I. F. Akyildiz. Multi-ray channel modeling and wideband characterization for wireless communications in the terahertz band[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2015, 14(5):2402–2412.
- [67] S. P. Maruthi, T. Panigrahi, M. Hassan. Improving the reliability of pulse-based terahertz communication using intelligent reflective surface. In *2020 IEEE International Conference on Communications Workshops (ICC Workshops)*. 2020, 1–6.
- [68] S. Hur, T. Kim, D. J. Love, J. V. Krogmeier, T. A. Thomas, A. Ghosh. Millimeter wave beamforming for wireless backhaul and access in small cell networks[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2013, 61(10):4391–4403.
- [69] N. Jindal. Mimo broadcast channels with finite-rate feedback[J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 2006, 52(11):5045–5060.
- [70] H. Q. Ngo, E. G. Larsson, T. L. Marzetta. Energy and spectral efficiency of very large multiuser mimo systems[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2013, 61(4):1436–1449.
- [71] W. Wang, A. Liu, Q. Zhang, L. You, X. Gao, G. Zheng. Robust multigroup multicast transmission for frame-based multi-beam satellite systems[J]. *IEEE Access*, 2018, 6:46074–46083.

附录

5.1 附录2A

对于接收信号式(2.11)，应用MMSE信道估计方法，估计得到的NLoS部分可以表示为

$$\begin{aligned}\hat{\mathbf{h}}_m &= \mathbf{R}_m \left\{ \mathbf{R}_m + [\delta^2 \mathbf{I}_{N_t} + \delta(1-\delta) \left(\sum_{j=1}^{N_m} Q_{m,j}^p \tau_p \mathbf{R}_m + \mathbf{I}_{N_t} \right)] \left(\sum_{j=1}^{N_m} \delta^2 Q_{m,j}^p \tau_p \right)^{-1} \right\}^{-1} \left(\sqrt{\sum_{j=1}^{N_m} \delta^2 Q_{m,j}^p \tau_p} \right)^{-1} \tilde{\mathbf{y}} \\ &= \sqrt{\sum_{j=1}^N \delta^2 Q_{m,j}^p \tau_p} \mathbf{R}_m \Psi_m \tilde{\mathbf{y}}.\end{aligned}\quad (5.1)$$

根据[69]，基于MMSE的信道估计方法，实际CSI和估计CSI以及估计误差存在如下关系：

$$\tilde{\mathbf{h}}_{m,n} = \sqrt{1 - \sin^2(\angle(\tilde{\mathbf{h}}_{m,n}, \hat{\mathbf{h}}_m))} \hat{\mathbf{h}}_m + \sqrt{\sin^2(\angle(\tilde{\mathbf{h}}_{m,n}, \hat{\mathbf{h}}_m))} \mathbf{e}_{m,n}. \quad (5.2)$$

为了简化描述，定义 $\left(1 - \sin^2(\angle(\tilde{\mathbf{h}}_{m,n}, \hat{\mathbf{h}}_m))\right)$ 为 $\rho_{m,n}$ 。根据 $\rho_{m,n}$ 的定义有

$$\rho_{m,n} = \cos^2(\angle(\tilde{\mathbf{h}}_{m,n}, \hat{\mathbf{h}}_m)) = \left(\frac{\mathbf{E}(\tilde{\mathbf{h}}_{m,n}^H \hat{\mathbf{h}}_m)}{\sqrt{\mathbf{E}(\|\tilde{\mathbf{h}}_{m,n}\|^2)} \sqrt{\mathbf{E}(\|\hat{\mathbf{h}}_m\|^2)}} \right)^2 = \frac{\delta^2 Q_{m,n}^p \tau_p \text{tr}^2(\mathbf{R}_m \Psi_m \mathbf{R}_{m,n})}{\text{tr}(\mathbf{R}_{m,n}) \text{tr}(\mathbf{R}_m \Psi_m \mathbf{R}_m)}. \quad (5.3)$$

在角度 $\angle(\tilde{\mathbf{h}}_{m,n}, \hat{\mathbf{h}}_m)$ 推导过程中，瞬时值用统计值代替。

5.2 附录2B

如系统模型里提到的，LoS部分可以表示为

$$\bar{\mathbf{h}}_{m,n} = \sqrt{\frac{\alpha_{m,n} K_{m,n}}{K_{m,n} + 1}} [1 \quad e^{j2\pi d \sin(\theta_{m,n})/\lambda} \quad \dots \quad e^{(N_t-1)j2\pi d \sin(\theta_{m,n})/\lambda}]^T. \quad (5.4)$$

因此可得

$$\lim_{N_t \rightarrow \infty} \frac{1}{N_t} \|\bar{\mathbf{h}}_{m,n}\|^2 = \lim_{N_t \rightarrow \infty} \frac{1}{N_t} \frac{\alpha_{m,n} K_{m,n}}{K_{m,n} + 1} N_t = \frac{\alpha_{m,n} K_{m,n}}{K_{m,n} + 1}. \quad (5.5)$$

基于采用的信道模型，基本结论中设备信道相关部分结论正确。然而，对于 $(m, n) \neq (i, j)$ ， $\lim_{N_t \rightarrow \infty} \frac{1}{N_t} |\bar{\mathbf{h}}_{m,n}^H \bar{\mathbf{h}}_{i,j}|$ 趋于零。

$$\begin{aligned} \lim_{N_t \rightarrow \infty} \frac{1}{N_t} |\bar{\mathbf{h}}_{m,n}^H \bar{\mathbf{h}}_{i,j}| &= \lim_{N_t \rightarrow \infty} \frac{1}{N_t} \sqrt{\frac{\alpha_{m,n} \alpha_{i,j} K_{m,n} K_{i,j}}{(K_{m,n} + 1)(K_{i,j} + 1)}} \left| \sum_{n=0}^{N_t-1} \left(e^{j2\pi d(\sin \theta_{m,n} - \sin \theta_{i,j})/\lambda} \right)^n \right| \\ &= \lim_{N_t \rightarrow \infty} \frac{1}{N_t} \sqrt{\frac{\alpha_{m,n} \alpha_{i,j} K_{m,n} K_{i,j}}{(K_{m,n} + 1)(K_{i,j} + 1)}} g(\theta_{m,n}, \theta_{i,j}) \end{aligned}$$

和

$$g(\theta_{m,n}, \theta_{i,j}) = \begin{cases} \frac{\sin(\pi d N_t (\sin \theta_{m,n} - \sin \theta_{i,j})/\lambda)}{\sin(\pi d (\sin \theta_{m,n} - \sin \theta_{i,j})/\lambda)} & \text{若 } \sin \theta_{m,n} \neq \sin \theta_{i,j}, \\ N_t & \text{若 } \sin \theta_{m,n} = \sin \theta_{i,j}, \end{cases} \quad (5.6)$$

根据式(5.6)， $\lim_{N_t \rightarrow \infty} \frac{1}{N_t} |\bar{\mathbf{h}}_{m,n}^H \bar{\mathbf{h}}_{i,j}|$ 对于 $\sin \theta_{m,n} \neq \sin \theta_{i,j}$ 会趋于零，对于 $\sin \theta_{m,n} = \sin \theta_{i,j}$ 会趋于一个有限值 $\sqrt{\frac{\alpha_{m,n} \alpha_{i,j} K_{m,n} K_{i,j}}{(K_{m,n} + 1)(K_{i,j} + 1)}}$ 。因为 $\bar{\mathbf{h}}_m$ 是 N_m 项 $\bar{\mathbf{h}}_{m,n}$ 的加权和，因而有

$$\lim_{N_t \rightarrow \infty} \frac{1}{N_t} |\bar{\mathbf{h}}_{m,n}^H \bar{\mathbf{h}}_i| \leq \lim_{N_t \rightarrow \infty} \frac{1}{N_t} \frac{\sum_{j=1}^{N_i} \sqrt{Q_{i,j}^p} |\bar{\mathbf{h}}_{m,n}^H \bar{\mathbf{h}}_{i,j}|}{\sqrt{\sum_{j=1}^{N_i} Q_{i,j}^p}} \rightarrow 0, \quad \forall i \neq m, \quad (5.7)$$

$$\lim_{N_t \rightarrow \infty} \frac{1}{N_t} |\bar{\mathbf{h}}_{m,n}^H \bar{\mathbf{h}}_m| \leq \lim_{N_t \rightarrow \infty} \frac{1}{N_t} \frac{\sum_{j=1}^{N_m} \sqrt{Q_{m,j}^p} |\bar{\mathbf{h}}_{m,n}^H \bar{\mathbf{h}}_{m,j}|}{\sqrt{\sum_{j=1}^{N_m} Q_{m,j}^p}} \rightarrow \frac{\alpha_{m,n} K_{m,n} \sqrt{Q_{m,n}^p}}{(K_{m,n} + 1) \sqrt{\sum_{j=1}^{N_m} Q_{m,j}^p}}, \quad (5.8)$$

$$\lim_{N_t \rightarrow \infty} \frac{1}{N_t} |\bar{\mathbf{h}}_m^H \bar{\mathbf{h}}_m| \leq \lim_{N_t \rightarrow \infty} \frac{1}{N_t} \frac{\sum_{j=1}^{N_m} Q_{m,j}^p |\bar{\mathbf{h}}_{m,j}^H \bar{\mathbf{h}}_{m,j}|}{\sum_{j=1}^{N_m} Q_{m,j}^p} \rightarrow \frac{\sum_{j=1}^{N_m} Q_{m,j}^p \left(\frac{\alpha_{m,j} K_{m,j}}{K_{m,j} + 1} \right)}{\sum_{j=1}^{N_m} Q_{m,j}^p}. \quad (5.9)$$

5.3 附录2C

在推导之前，首先提供一些有用的结论。对于以下两个向量 $\mathbf{x} \sim \mathcal{N}_c(\bar{\mathbf{x}}, \mathbf{R}_x)$ ， $\mathbf{y} \sim \mathcal{N}_c(\bar{\mathbf{y}}, \mathbf{R}_y)$ ，如果它们各自独立，则有

$$\mathbb{E}[|\mathbf{x}^H \mathbf{y}|^2] = \text{tr}(\mathbf{R}_y \mathbf{R}_x) + \bar{\mathbf{x}}^H \mathbf{R}_y \bar{\mathbf{x}} + \bar{\mathbf{y}}^H \mathbf{R}_x \bar{\mathbf{y}} + |\bar{\mathbf{x}}^H \bar{\mathbf{y}}|^2. \quad (5.10)$$

然而，如果它们是相关的并且可以按照如下方式构造 $\mathbf{x} = \mathbf{R}_x^{\frac{1}{2}} \mathbf{w} + \bar{\mathbf{x}}$ and $\mathbf{y} = \mathbf{R}_y^{\frac{1}{2}} \mathbf{w} + \bar{\mathbf{y}}$ ，其中 $\mathbf{w} \sim \mathcal{N}_c(\mathbf{0}, \mathbf{I}_{N_t})$ ，那么有

$$\mathbb{E}[|\mathbf{x}^H \mathbf{y}|^2] = |\text{tr}((\mathbf{R}_x^{\frac{1}{2}})^H \mathbf{R}_y^{\frac{1}{2}})|^2 + \text{tr}(\mathbf{R}_y \mathbf{R}_x) + |\bar{\mathbf{x}}^H \bar{\mathbf{y}}|^2 + 2\text{Re}\{\text{tr}((\mathbf{R}_x^{\frac{1}{2}})^H \mathbf{R}_y^{\frac{1}{2}}) \bar{\mathbf{y}}^H \bar{\mathbf{x}}\} + \bar{\mathbf{x}}^H \mathbf{R}_y \bar{\mathbf{x}} + \bar{\mathbf{y}}^H \mathbf{R}_x \bar{\mathbf{y}}. \quad (5.11)$$

接下来计算其中的期望项。第 m 个簇中第 n 个设备的实际的CSI包含LoS部分和NLoS部分，其可以表示为

$$\mathbf{h}_{m,n} = \bar{\mathbf{h}}_{m,n} + \sqrt{\rho_{m,n}}\hat{\mathbf{h}}_m + \sqrt{1 - \rho_{m,n}}\mathbf{e}_{m,n}. \quad (5.12)$$

为了描述方便，定义 $\mathbf{v}_{m,n} = \bar{\mathbf{h}}_{m,n} + \sqrt{\rho_{m,n}}\hat{\mathbf{h}}_m$ 。因而有

$$\mathbf{h}_{m,n} = \mathbf{v}_{m,n} + \sqrt{1 - \rho_{m,n}}\mathbf{e}_{m,n} \quad (5.13)$$

其中

$$\mathbf{v}_{m,n} \sim \mathcal{N}_c(\bar{\mathbf{h}}_{m,n}, \rho_{m,n}(\mathbf{R}_m - \mathbf{C}_m)). \quad (5.14)$$

由于 $\hat{\mathbf{h}}_m \sim \mathcal{N}_c(\bar{\mathbf{h}}_m, \mathbf{R}_m - \mathbf{C}_m)$ ，可以得到 $E[\|\hat{\mathbf{h}}_m\|^2] = \text{tr}(\mathbf{R}_m - \mathbf{C}_m) + \|\bar{\mathbf{h}}_m\|^2$ 。那么可得

$$E[\mathbf{h}_{m,n}^H \hat{\mathbf{h}}_m] = E[(\mathbf{v}_{m,n} + \sqrt{1 - \rho_{m,n}}\mathbf{e}_{m,n})^H \hat{\mathbf{h}}_m] = E[\mathbf{v}_{m,n}^H \hat{\mathbf{h}}_m] + \sqrt{1 - \rho_{m,n}}E[\mathbf{e}_{m,n}^H \hat{\mathbf{h}}_m]. \quad (5.15)$$

显然，第二项 $\sqrt{1 - \rho_{m,n}}E[\mathbf{e}_{m,n}^H \hat{\mathbf{h}}_m]$ 趋于零，因为 $\mathbf{e}_{m,n}$ 和 $\hat{\mathbf{h}}_m$ 互相独立并且 $E[\mathbf{e}_{m,n}] = 0$ 。因此第一项的值可以计算为

$$E[\mathbf{v}_{m,n}^H \hat{\mathbf{h}}_m] = \bar{\mathbf{h}}_{m,n}^H \bar{\mathbf{h}}_m + \sqrt{\rho_{m,n}}\text{tr}(\mathbf{R}_m - \mathbf{C}_m). \quad (5.16)$$

然后分析 $E[|\mathbf{h}_{m,n}^H \hat{\mathbf{h}}_m|^2]$:

$$\begin{aligned} E[|\mathbf{h}_{m,n}^H \hat{\mathbf{h}}_m|^2] &= E[\mathbf{v}_{m,n}^H \hat{\mathbf{h}}_m \hat{\mathbf{h}}_m^H \mathbf{v}_{m,n}] + \sqrt{1 - \rho_{m,n}}E[\mathbf{v}_{m,n}^H \hat{\mathbf{h}}_m \hat{\mathbf{h}}_m^H \mathbf{e}_{m,n}] \\ &\quad + \sqrt{1 - \rho_{m,n}}E[\mathbf{e}_{m,n}^H \hat{\mathbf{h}}_m \hat{\mathbf{h}}_m^H \mathbf{v}_{m,n}] + (1 - \rho_{m,n})E[\mathbf{e}_{m,n}^H \hat{\mathbf{h}}_m \hat{\mathbf{h}}_m^H \mathbf{e}_{m,n}] \end{aligned} \quad (5.17)$$

$$= E[|\mathbf{v}_{m,n}^H \hat{\mathbf{h}}_m|^2] + (1 - \rho_{m,n})E[|\mathbf{e}_{m,n}^H \hat{\mathbf{h}}_m|^2], \quad (5.18)$$

式(5.17)成立，因为 $\mathbf{e}_{m,n}$ 独立于 $\mathbf{v}_{m,n}$ 和 $\hat{\mathbf{h}}_m$ 。至于 $E[|\mathbf{v}_{m,n}^H \hat{\mathbf{h}}_m|^2]$ ，可以发现 $\mathbf{v}_{m,n}$ 和 $\hat{\mathbf{h}}_m$ 是相关的且有

$$\begin{aligned} \mathbf{v}_{m,n} &= \bar{\mathbf{x}} + \mathbf{R}_x^{\frac{1}{2}}\mathbf{z}, \text{ 其中 } \bar{\mathbf{x}} = \bar{\mathbf{h}}_{m,n}, \mathbf{R}_x^{\frac{1}{2}}(\mathbf{R}_x^{\frac{1}{2}})^H = \rho_{m,n}(\mathbf{R}_m - \mathbf{C}_m), \mathbf{z} \sim \mathcal{N}_c(\mathbf{0}, \mathbf{I}_{N_t}), \\ \hat{\mathbf{h}}_m &= \bar{\mathbf{y}} + \mathbf{R}_y^{\frac{1}{2}}\mathbf{z}, \text{ 其中 } \bar{\mathbf{y}} = \bar{\mathbf{h}}_m, \mathbf{R}_y^{\frac{1}{2}}(\mathbf{R}_y^{\frac{1}{2}})^H = \mathbf{R}_m - \mathbf{C}_m, \end{aligned}$$

因此，根据式(5.11)，可得

$$\begin{aligned} E[|\mathbf{v}_{m,n}^H \hat{\mathbf{h}}_m|^2] &= \rho_{m,n}|\text{tr}(\mathbf{R}_m - \mathbf{C}_m)|^2 + \rho_{m,n}\text{tr}[(\mathbf{R}_m - \mathbf{C}_m)^2] + |\bar{\mathbf{h}}_{m,n}^H \bar{\mathbf{h}}_m|^2 \\ &\quad + 2\text{Re}\{\sqrt{\rho_{m,n}}\text{tr}(\mathbf{R}_m - \mathbf{C}_m)\bar{\mathbf{h}}_m^H \bar{\mathbf{h}}_{m,n}\} + \bar{\mathbf{h}}_{m,n}^H(\mathbf{R}_m - \mathbf{C}_m)\bar{\mathbf{h}}_{m,n} \\ &\quad + \bar{\mathbf{h}}_m^H \rho_{m,n}(\mathbf{R}_m - \mathbf{C}_m)\bar{\mathbf{h}}_m \end{aligned} \quad (5.19)$$

类似地，由于 $\mathbf{e}_{m,n}$ 和 $\hat{\mathbf{h}}_m$ 的独立性，应用式(5.10)，可以得到

$$\mathbb{E}[|\mathbf{e}_{m,n}^H \hat{\mathbf{h}}_m|^2] = \text{tr}[(\mathbf{R}_m - \mathbf{C}_m)\mathbf{D}_{m,n}] + \bar{\mathbf{h}}_m^H \mathbf{D}_{m,n} \bar{\mathbf{h}}_m. \quad (5.20)$$

结合式(5.18)，式(5.19)和式(5.20)，可以得到

$$\begin{aligned} \mathbb{E}[|\mathbf{h}_{m,n}^H \hat{\mathbf{h}}_m|^2] &= \rho_{m,n} |\text{tr}(\mathbf{R}_m - \mathbf{C}_m)|^2 + \rho_{m,n} \text{tr}[(\mathbf{R}_m - \mathbf{C}_m)^2] + |\bar{\mathbf{h}}_{m,n}^H \bar{\mathbf{h}}_m|^2 \\ &\quad + 2\text{Re}\sqrt{\rho_{m,n}} \text{tr}(\mathbf{R}_m - \mathbf{C}_m) \bar{\mathbf{h}}_m^H \bar{\mathbf{h}}_{m,n} + \bar{\mathbf{h}}_{m,n}^H (\mathbf{R}_m - \mathbf{C}_m) \bar{\mathbf{h}}_{m,n} \\ &\quad + \bar{\mathbf{h}}_m^H \rho_{m,n} (\mathbf{R}_m - \mathbf{C}_m) \bar{\mathbf{h}}_m + (1 - \rho_{m,n}) \{ \text{tr}[(\mathbf{R}_m - \mathbf{C}_m)\mathbf{D}_{m,n}] \\ &\quad + \bar{\mathbf{h}}_m^H \mathbf{D}_{m,n} \bar{\mathbf{h}}_m \}. \end{aligned} \quad (5.21)$$

类似地，因为 $\mathbf{h}_{m,j}, \forall j \neq n$ 和 $\hat{\mathbf{h}}_m$ 是相关的，可以计算 $\mathbb{E}[|\mathbf{h}_{m,j}^H \hat{\mathbf{h}}_m|^2]$ 为

$$\begin{aligned} \mathbb{E}[|\mathbf{h}_{m,j}^H \hat{\mathbf{h}}_m|^2] (j \neq n) &= \rho_{m,j} |\text{tr}(\mathbf{R}_m - \mathbf{C}_m)|^2 + \rho_{m,j} \text{tr}[(\mathbf{R}_m - \mathbf{C}_m)^2] + |\bar{\mathbf{h}}_{m,n}^H \bar{\mathbf{h}}_m|^2 \\ &\quad + 2\text{Re}\sqrt{\rho_{m,j}} \text{tr}(\mathbf{R}_m - \mathbf{C}_m) \bar{\mathbf{h}}_m^H \bar{\mathbf{h}}_{m,j} + \bar{\mathbf{h}}_{m,j}^H (\mathbf{R}_m - \mathbf{C}_m) \bar{\mathbf{h}}_{m,j} \\ &\quad + \bar{\mathbf{h}}_m^H \rho_{m,j} (\mathbf{R}_m - \mathbf{C}_m) \bar{\mathbf{h}}_m + (1 - \rho_{m,j}) \{ \text{tr}[(\mathbf{R}_m - \mathbf{C}_m)\mathbf{D}_{m,j}] \\ &\quad + \bar{\mathbf{h}}_m^H \mathbf{D}_{m,j} \bar{\mathbf{h}}_m \}. \end{aligned} \quad (5.22)$$

对于 $i \neq m$ ，向量 $\mathbf{v}_{i,j}$ 独立于向量 $\hat{\mathbf{h}}_m$ 。在这种情况下，可以基于式(5.10)推导得出 $\mathbb{E}[|\mathbf{h}_{i,j}^H \hat{\mathbf{h}}_m|^2]$ 为

$$\begin{aligned} \mathbb{E}[|\mathbf{h}_{i,j}^H \hat{\mathbf{h}}_m|^2] (i \neq m) &= \rho_{i,j} \text{tr}[(\mathbf{R}_m - \mathbf{C}_m)(\mathbf{R}_i - \mathbf{C}_i)] + |\bar{\mathbf{h}}_{i,j}^H \bar{\mathbf{h}}_m|^2 \\ &\quad + \bar{\mathbf{h}}_{i,j}^H (\mathbf{R}_m - \mathbf{C}_m) \bar{\mathbf{h}}_{i,j} + \bar{\mathbf{h}}_m^H \rho_{i,j} (\mathbf{R}_i - \mathbf{C}_i) \bar{\mathbf{h}}_m \\ &\quad + (1 - \rho_{i,j}) \{ \text{tr}[(\mathbf{R}_m - \mathbf{C}_m)\mathbf{D}_{i,j}] + \bar{\mathbf{h}}_m^H \mathbf{D}_{i,j} \bar{\mathbf{h}}_m \}. \end{aligned} \quad (5.23)$$

应用式(5.10)，可以计算 $\mathbb{E}[|\mathbf{n}^H \hat{\mathbf{h}}_m|^2]$ 和 $\mathbb{E}[|(\mathbf{n}_q^u)^H \hat{\mathbf{h}}_m|^2]$ 为

$$\mathbb{E}[|\mathbf{n}^H \hat{\mathbf{h}}_m|^2] = \text{tr}(\mathbf{R}_m - \mathbf{C}_m) + \|\bar{\mathbf{h}}_m\|^2 \quad (5.24)$$

和

$$\begin{aligned} \mathbb{E}[|(\mathbf{n}_q^u)^H \hat{\mathbf{h}}_m|^2] &= \delta(1 - \delta) \text{tr}\{(\mathbf{R}_m - \mathbf{C}_m) [\sum_{i=1}^M \sum_{j=1}^{N_i} Q_{i,j}^u (\mathbf{R}_{i,j} + \bar{\mathbf{h}}_{i,j} \bar{\mathbf{h}}_{i,j}^H) + \mathbf{I}_{N_t}]\} \\ &\quad + \delta(1 - \delta) \bar{\mathbf{h}}_m^H [\sum_{i=1}^M \sum_{j=1}^{N_i} Q_{i,j}^u (\mathbf{R}_{i,j} + \bar{\mathbf{h}}_{i,j} \bar{\mathbf{h}}_{i,j}^H) + \mathbf{I}_{N_t}] \bar{\mathbf{h}}_m. \end{aligned} \quad (5.25)$$

5.4 附录2D

首先，将 $\underline{\gamma}_{m,n}^u$ 的分子分母同除以 $N_t|E[\mathbf{h}_{m,n}^H \hat{\mathbf{h}}_m]|$ ，那么有

$$\underline{\gamma}_{m,n}^u = \frac{(\Phi_{0,m,n}^u)'}{(\Phi_{1,m,n}^u)' + (\Phi_{2,m,n}^u)' + (\Phi_{3,m,n}^u)' + (\Phi_{4,m,n}^u)'}. \quad (5.26)$$

对于分子，则有

$$\lim_{N_t \rightarrow \infty} (\Phi_{0,m,n}^u)' = \lim_{N_t \rightarrow \infty} \frac{\delta^2 Q_{m,n}^u |\bar{\mathbf{h}}_{m,n}^H \bar{\mathbf{h}}_m + \sqrt{\rho_{m,n}} \text{tr}(\mathbf{R}_m - \mathbf{C}_m)|}{N_t}. \quad (5.27)$$

根据基本结论中相关矩阵和簇信道相关的结论，这一项是严格大于零且有限的。对于分母，则有

$$\begin{aligned} \lim_{N_t \rightarrow \infty} (\Phi_{1,m,n}^u)' &\leq \lim_{N_t \rightarrow \infty} \frac{\delta^2 Q_{m,n}^u}{N_t |\bar{\mathbf{h}}_{m,n}^H \bar{\mathbf{h}}_m + \sqrt{\rho_{m,n}} \text{tr}(\mathbf{R}_m - \mathbf{C}_m)|} \{ \rho_{m,n} \|\mathbf{R}_m - \mathbf{C}_m\| \text{tr}[(\mathbf{R}_m - \mathbf{C}_m)] \\ &\quad + \|\mathbf{R}_m - \mathbf{C}_m\| |\bar{\mathbf{h}}_{m,n}^H \bar{\mathbf{h}}_m| + \rho_{m,n} \|\mathbf{R}_m - \mathbf{C}_m\| |\bar{\mathbf{h}}_m^H \bar{\mathbf{h}}_m| \\ &\quad + (1 - \rho_{m,n}) \{ \text{tr}[(\mathbf{R}_m - \mathbf{C}_m) \mathbf{D}_{m,n}] + \bar{\mathbf{h}}_m^H \mathbf{D}_{m,n} \bar{\mathbf{h}}_m \} \} \end{aligned} \quad (5.28)$$

$$\rightarrow 0, \quad (5.29)$$

$$\begin{aligned} \lim_{N_t \rightarrow \infty} (\Phi_{2,m,n}^u)' &\leq \lim_{N_t \rightarrow \infty} \frac{1}{N_t |\bar{\mathbf{h}}_{m,n}^H \bar{\mathbf{h}}_m + \sqrt{\rho_{m,n}} \text{tr}(\mathbf{R}_m - \mathbf{C}_m)|} \sum_{j=1, j \neq n}^{N_m} \delta^2 Q_{m,j}^u k_{m,j}^u \\ &\quad \{ \rho_{m,j} |\text{tr}(\mathbf{R}_m - \mathbf{C}_m)|^2 + \rho_{m,j} \|\mathbf{R}_m - \mathbf{C}_m\| \text{tr}(\mathbf{R}_m - \mathbf{C}_m) + |\bar{\mathbf{h}}_{m,n}^H \bar{\mathbf{h}}_m|^2 \\ &\quad + 2\text{Re}\{\sqrt{\rho_{m,j}} \text{tr}(\mathbf{R}_m - \mathbf{C}_m) \bar{\mathbf{h}}_m^H \bar{\mathbf{h}}_{m,j}\} + |\bar{\mathbf{h}}_{m,j}^H \bar{\mathbf{h}}_{m,j}| \|\mathbf{R}_m - \mathbf{C}_m\| \\ &\quad + \rho_{m,j} |\bar{\mathbf{h}}_m^H \bar{\mathbf{h}}_m| \|\mathbf{R}_m - \mathbf{C}_m\| + (1 - \rho_{m,j}) \{ \|\mathbf{D}_{m,j}\| \text{tr}[(\mathbf{R}_m - \mathbf{C}_m)] \\ &\quad + |\bar{\mathbf{h}}_m^H \bar{\mathbf{h}}_m| \|\mathbf{D}_{m,j}\| \} \} \end{aligned} \quad (5.30)$$

$$\begin{aligned} &\rightarrow \lim_{N_t \rightarrow \infty} \frac{1}{N_t |\bar{\mathbf{h}}_{m,n}^H \bar{\mathbf{h}}_m + \sqrt{\rho_{m,n}} \text{tr}(\mathbf{R}_m - \mathbf{C}_m)|} \sum_{j=1, j \neq n}^{N_m} \delta^2 Q_{m,j}^u k_{m,j}^u \\ &\quad \{ \rho_{m,j} |\text{tr}(\mathbf{R}_m - \mathbf{C}_m)|^2 + |\bar{\mathbf{h}}_{m,n}^H \bar{\mathbf{h}}_m|^2 \\ &\quad + 2\text{Re}[\sqrt{\rho_{m,j}} \text{tr}(\mathbf{R}_m - \mathbf{C}_m) \bar{\mathbf{h}}_m^H \bar{\mathbf{h}}_{m,j}] \}, \end{aligned} \quad (5.31)$$

$$\begin{aligned} \lim_{N_t \rightarrow \infty} (\Phi_{3,m,n}^u)' &\leq \lim_{N_t \rightarrow \infty} \frac{1}{N_t |\bar{\mathbf{h}}_{m,n}^H \bar{\mathbf{h}}_m + \sqrt{\rho_{m,n}} \text{tr}(\mathbf{R}_m - \mathbf{C}_m)|} \sum_{i=1, i \neq m}^M \sum_{j=1}^{N_i} \delta^2 Q_{i,j}^u \\ &\quad \{ \rho_{i,j} \|\mathbf{R}_m - \mathbf{C}_m\| \text{tr}[(\mathbf{R}_i - \mathbf{C}_i)] + |\bar{\mathbf{h}}_{i,j}^H \bar{\mathbf{h}}_{i,j}| \|\mathbf{R}_m - \mathbf{C}_m\| \\ &\quad + \rho_{i,j} |\bar{\mathbf{h}}_m^H \bar{\mathbf{h}}_m| \|\mathbf{R}_m - \mathbf{C}_m\| + |\bar{\mathbf{h}}_{i,j}^H \bar{\mathbf{h}}_{i,j}|^2 + (1 - \rho_{i,j}) \{ \|\mathbf{D}_{i,j}\| \text{tr}[(\mathbf{R}_m - \mathbf{C}_m)] \\ &\quad + |\bar{\mathbf{h}}_m^H \bar{\mathbf{h}}_m| \|\mathbf{D}_{i,j}\| \} \} \end{aligned} \quad (5.32)$$

$$\rightarrow 0, \quad (5.33)$$

和

$$\begin{aligned} \lim_{N_t \rightarrow \infty} (\Phi_{4,m,n}^u)' &\leq \lim_{N_t \rightarrow \infty} \frac{\delta}{N_t |\bar{\mathbf{h}}_{m,n}^H \bar{\mathbf{h}}_m + \sqrt{\rho_{m,n}} \text{tr}(\mathbf{R}_m - \mathbf{C}_m)|} \left[(1 - \delta) \sum_{i=1}^M \sum_{j=1}^{N_i} Q_{i,j}^u \right. \\ &\quad \left. \{ \|\mathbf{R}_m - \mathbf{C}_m\| \text{tr}(\mathbf{R}_{i,j} + \bar{\mathbf{h}}_{i,j} \bar{\mathbf{h}}_{i,j}^H) + \|\mathbf{R}_{i,j} + \bar{\mathbf{h}}_{i,j} \bar{\mathbf{h}}_{i,j}^H\| \|\bar{\mathbf{h}}_m^H \bar{\mathbf{h}}_m\} \right. \\ &\quad \left. + \text{tr}(\mathbf{R}_m - \mathbf{C}_m) + \|\bar{\mathbf{h}}_m\|^2 \right] \end{aligned} \quad (5.34)$$

$$\rightarrow 0, \quad (5.35)$$

式(5.28), 式(5.30), 式(5.32)和式(5.34)成立是因为 $\text{tr}(\mathbf{AB}) \leq \|\mathbf{A}\| \text{tr}(\mathbf{B})$, 其中 $\mathbf{A} \in \mathbb{C}^{N_t \times N_t}$ 和 $\mathbf{B} \in \mathbb{C}^{N_t \times N_t}$ 为半正定矩阵。基于给出的基本结论, 可以得到渐进值式(5.29), 式(5.31), 式(5.33)和式(5.35)。计算结果表明当天线数量趋近无穷时, 信号泄露、簇间干扰以及噪声项都会趋近零, 只会留下一部分簇内干扰。渐进上行频谱效率表达式可以表示为

$$\begin{aligned} \lim_{N_t \rightarrow \infty} \gamma_{m,n}^u &= \\ & \frac{Q_{m,n}^u |\bar{\mathbf{h}}_{m,n} \bar{\mathbf{h}}_m + \sqrt{\rho_{m,n}} \text{tr}(\mathbf{R}_m - \mathbf{C}_m)|^2}{\sum_{j=1, j \neq n}^{N_m} Q_{m,j}^u k_{m,j}^u \{ \rho_{m,j} |\text{tr}(\mathbf{R}_m - \mathbf{C}_m)|^2 + |\bar{\mathbf{h}}_{m,j}^H \bar{\mathbf{h}}_m|^2 + 2\text{Re}[\sqrt{\rho_{m,j}} \text{tr}(\mathbf{R}_m - \mathbf{C}_m) \bar{\mathbf{h}}_m^H \bar{\mathbf{h}}_{m,j}] \}} \end{aligned} \quad (5.36)$$

5.5 附录3A

Lemma 3.1: 若 $\mathbf{x} \sim \mathcal{N}_c(\mathbf{0}, \mathbf{R}_x)$, 其中 $\mathbf{R}_x \in \mathbb{C}^{N \times N}$, $\mathbf{B} \in \mathbb{C}^{N \times N}$, 那么, 以下式子成立:

$$\mathbb{E}[\mathbf{x}^H \mathbf{B} \mathbf{x}] = \text{tr}(\mathbf{R}_x \mathbf{B}). \quad (5.37)$$

Lemma 3.2: 若 $\mathbf{Y} \sim \mathcal{N}_c(\mathbf{0}, \mathbf{R}_1 \otimes \mathbf{R}_2)$, 其中 $\mathbf{R}_1 \in \mathbb{C}^{N_1 \times N_1}$, $\mathbf{R}_2 \in \mathbb{C}^{N_2 \times N_2}$, $\mathbf{B} \in \mathbb{C}^{N_1 \times N_1}$, 那么, 以下式子成立:

$$\mathbb{E}[\mathbf{Y}^H \mathbf{B} \mathbf{Y}] = \text{tr}(\mathbf{R}_1 \mathbf{B}) \mathbf{R}_2^{\frac{1}{2}H} \mathbf{R}_2^{\frac{1}{2}} \quad (5.38)$$

其中

$$\mathbf{R}_2^{\frac{1}{2}} \mathbf{R}_2^{\frac{1}{2}H} = \mathbf{R}_2. \quad (5.39)$$

5.6 附录3B

首先需要计算两个重要的值, 一个是组合信道 \mathbf{h}_m 的协方差, 另一个就是估计得到的 $\hat{\mathbf{C}}\mathbf{S}\mathbf{I}\hat{\mathbf{h}}_m$ 的协方差。

根据组合信道的定义，有

$$\begin{aligned}
\text{Cov}(\mathbf{h}_m) &= \text{E}[\mathbf{h}_m \mathbf{h}_m^H] \\
&= \text{E}[(\mathbf{H}\Theta \mathbf{h}_{r,m} + \mathbf{h}_{d,m})(\mathbf{H}\Theta \mathbf{h}_{r,m} + \mathbf{h}_{d,m})^H] \\
&= \text{E}[\mathbf{H}\Theta \mathbf{h}_{r,m}(\mathbf{H}\Theta \mathbf{h}_{r,m})^H + \mathbf{H}\Theta \mathbf{h}_{r,m} \mathbf{h}_{d,m}^H \\
&\quad + \mathbf{h}_{d,m}(\mathbf{H}\Theta \mathbf{h}_{r,m})^H + \mathbf{h}_{d,m} \mathbf{h}_{d,m}^H].
\end{aligned} \tag{5.40}$$

$\text{E}[\mathbf{H}\Theta \mathbf{h}_{r,m} \mathbf{h}_{d,m}^H] = 0$ 和 $\text{E}[\mathbf{h}_{d,m}(\mathbf{H}\Theta \mathbf{h}_{r,m})^H] = 0$ 成立因为 $\mathbf{h}_{d,m}$ ， $\mathbf{h}_{r,m}$ 和 \mathbf{H} 互相独立。因此有

$$\text{Cov}(\mathbf{h}_m) = \text{E}[\mathbf{H}\Theta \mathbf{h}_{r,m}(\mathbf{H}\Theta \mathbf{h}_{r,m})^H + \mathbf{h}_{d,m} \mathbf{h}_{d,m}^H] \tag{5.41}$$

基于Lemma 3.2，式(5.41)可以进一步计算为

$$\text{Cov}(\mathbf{h}_m) = \mathbf{R}_T \text{tr}(\Theta \mathbf{R}_{r,m} \Theta^H (\mathbf{R}_R^{\frac{1}{2}})^H \mathbf{R}_R^{\frac{1}{2}}) + \mathbf{R}_{d,m} = \Psi_m. \tag{5.42}$$

根据式(3.10)，有

$$\begin{aligned}
\text{Cov}(\hat{\mathbf{h}}_m) &= \text{E}[\hat{\mathbf{h}}_m \hat{\mathbf{h}}_m^H] \\
&= \text{E}[(\mathbf{h}_m + \mathbf{e}_m)(\mathbf{h}_m + \mathbf{e}_m)^H] \\
&= \text{E}[\mathbf{h}_m \mathbf{h}_m^H] + \text{E}[\mathbf{h}_m \mathbf{e}_m^H] + \text{E}[\mathbf{e}_m \mathbf{h}_m^H] + \text{E}[\mathbf{e}_m \mathbf{e}_m^H] \\
&= \text{E}[\mathbf{h}_m \mathbf{h}_m^H] + \text{E}[\mathbf{e}_m \mathbf{e}_m^H].
\end{aligned} \tag{5.43}$$

式(5.43)成立因为估计误差 \mathbf{e}_m 和实际CSI \mathbf{h}_m 互相独立。因此有

$$\text{Cov}(\hat{\mathbf{h}}_m) = \text{Cov}(\mathbf{h}_m) + \text{Cov}(\mathbf{e}_m) = \Psi_m + \frac{\sigma_e^2 \mathbf{I}_{N_t}}{Q_m^p \tau_p}. \tag{5.44}$$

5.7 附录3C

首先来计算 $\text{E}[\|\hat{\mathbf{h}}_m\|^2]$ 。根据式(5.44)，可得

$$\text{E}[\|\hat{\mathbf{h}}_m\|^2] = \text{tr}(\Psi_m + \frac{\sigma_e^2 \mathbf{I}_{N_t}}{Q_m^p \tau_p}). \tag{5.45}$$

至于 $\text{E}[\hat{\mathbf{h}}_m \mathbf{h}_m]$ ，有

$$\text{E}[\hat{\mathbf{h}}_m \mathbf{h}_m] = \text{E}[(\mathbf{h}_m + \mathbf{e}_m) \mathbf{h}_m] = \text{tr}(\Psi_m). \tag{5.46}$$

接着，来计算 $\text{E}[|\hat{\mathbf{h}}_m^H \mathbf{h}_m|^2]$ ：

$$\begin{aligned}
\text{E}[|\hat{\mathbf{h}}_m^H \mathbf{h}_m|^2] &= \text{E}[|(\mathbf{h}_m + \mathbf{e}_m)^H \mathbf{h}_m|^2] \\
&= \text{E}[|\mathbf{h}_m^H \mathbf{h}_m|^2] + \text{E}[\mathbf{h}_m^H \mathbf{h}_m \mathbf{h}_m^H \mathbf{e}_m] + \text{E}[\mathbf{e}_m^H \mathbf{h}_m \mathbf{h}_m^H \mathbf{h}_m] + \text{E}[|\mathbf{e}_m^H \mathbf{h}_m|^2].
\end{aligned} \tag{5.47}$$

第二项和第三项为零因为 \mathbf{h}_m 独立于 \mathbf{e}_m 并且 $E[\mathbf{e}_m] = 0$ 。因此，式(5.47)可以计算为

$$E[|\hat{\mathbf{h}}_m^H \mathbf{h}_m|^2] = E[|\mathbf{h}_m^H \mathbf{h}_m|^2] + E[|\mathbf{e}_m^H \mathbf{h}_m|^2]. \quad (5.48)$$

在大规模天线阵列的场景下，由于信道硬化第一项可以计算为[70]:

$$E[|\mathbf{h}_m^H \mathbf{h}_m|^2] = \text{tr}^2(\Psi_m). \quad (5.49)$$

根据Lemma 3.1，第二项可以计算为

$$E[|\mathbf{e}_m^H \mathbf{h}_m|^2] = \frac{\sigma_e^2 \text{tr}(\Psi_m)}{Q_m^p \tau_p}. \quad (5.50)$$

结合式(5.48)，式(5.49)和式(5.50)，可以得到

$$E[|\hat{\mathbf{h}}_m^H \mathbf{h}_m|^2] = \text{tr}^2(\Psi_m) + \frac{\sigma_e^2 \text{tr}(\Psi_m)}{Q_m^p \tau_p}. \quad (5.51)$$

类似地，可以计算 $E[|\hat{\mathbf{h}}_m^H \mathbf{h}_i|^2] (i \neq m)$ 为

$$\begin{aligned} E[|\hat{\mathbf{h}}_m^H \mathbf{h}_i|^2] &= E[|(\mathbf{h}_m + \mathbf{e}_m)^H \mathbf{h}_i|^2] \\ &= E[\mathbf{h}_m^H \mathbf{h}_i \mathbf{h}_i^H \mathbf{h}_m + \mathbf{e}_m^H \mathbf{h}_i \mathbf{h}_i^H \mathbf{h}_m + \mathbf{h}_m^H \mathbf{h}_i \mathbf{h}_i^H \mathbf{e}_m + \mathbf{e}_m^H \mathbf{h}_i \mathbf{h}_i^H \mathbf{e}_m] \end{aligned} \quad (5.52)$$

$$= E[\mathbf{h}_m^H \mathbf{h}_i \mathbf{h}_i^H \mathbf{h}_m] + E[\mathbf{e}_m^H \mathbf{h}_i \mathbf{h}_i^H \mathbf{e}_m] \quad (5.53)$$

式(5.52)成立因为 \mathbf{e}_m 均值为0且独立于 \mathbf{h}_m 和 \mathbf{h}_i 。应用Lemma 3.1，第二项可以计算为

$$E[\mathbf{e}_m^H \mathbf{h}_i \mathbf{h}_i^H \mathbf{e}_m] = \frac{\sigma_e^2 \text{tr}(\Psi_i)}{Q_m^p \tau_p}. \quad (5.54)$$

至于第一项，则有

$$\begin{aligned} E[|\mathbf{h}_m^H \mathbf{h}_i|^2] &= E[|(\mathbf{H}\Theta \mathbf{h}_{r,m} + \mathbf{h}_{d,m})^H (\mathbf{H}\Theta \mathbf{h}_{r,i} + \mathbf{h}_{d,i})|^2] \\ &= \Delta_{0,m,i} + \Delta_{1,m,i} + \Delta_{2,m,i} + \Delta_{3,m,i} \end{aligned} \quad (5.55)$$

其中

$$\Delta_{0,m,i} = E[(\mathbf{H}\Theta \mathbf{h}_{r,m} + \mathbf{h}_{d,m})^H (\mathbf{H}\Theta \mathbf{h}_{r,i}) (\mathbf{H}\Theta \mathbf{h}_{r,i})^H (\mathbf{H}\Theta \mathbf{h}_{r,m} + \mathbf{h}_{d,m})], \quad (5.56)$$

$$\Delta_{1,m,i} = E[(\mathbf{H}\Theta \mathbf{h}_{r,m} + \mathbf{h}_{d,m})^H (\mathbf{H}\Theta \mathbf{h}_{r,i}) \mathbf{h}_{d,i}^H (\mathbf{H}\Theta \mathbf{h}_{r,m} + \mathbf{h}_{d,m})], \quad (5.57)$$

$$\Delta_{2,m,i} = E[(\mathbf{H}\Theta \mathbf{h}_{r,m} + \mathbf{h}_{d,m})^H (\mathbf{h}_{d,i}) (\mathbf{H}\Theta \mathbf{h}_{r,i})^H (\mathbf{H}\Theta \mathbf{h}_{r,m} + \mathbf{h}_{d,m})], \quad (5.58)$$

和

$$\Delta_{3,m,i} = E[(\mathbf{H}\Theta \mathbf{h}_{r,m} + \mathbf{h}_{d,m})^H (\mathbf{h}_{d,i}) (\mathbf{h}_{d,i})^H (\mathbf{H}\Theta \mathbf{h}_{r,m} + \mathbf{h}_{d,m})]. \quad (5.59)$$

第二项 $\Delta_{1,m,i}$ 和第三项 $\Delta_{2,m,i}$ 为零因为 $\mathbf{h}_{d,i}$ 独立于 $\mathbf{h}_{d,m}$ 、 $\mathbf{h}_{r,m}$ 、 $\mathbf{h}_{r,i}$ 和 \mathbf{H} 并且 $E[\mathbf{h}_{d,i}] = \mathbf{0}$ 。因此，可以推导出第一项 $\Delta_{0,m,i}$ 的值为

$$\begin{aligned}
\Delta_{0,m,i} &= E[(\mathbf{H}\Theta\mathbf{h}_{r,m})^H(\mathbf{H}\Theta\mathbf{h}_{r,i})(\mathbf{H}\Theta\mathbf{h}_{r,i})^H(\mathbf{H}\Theta\mathbf{h}_{r,m})] \\
&\quad + E[(\mathbf{h}_{d,m})^H(\mathbf{H}\Theta\mathbf{h}_{r,i})(\mathbf{H}\Theta\mathbf{h}_{r,i})^H(\mathbf{H}\Theta\mathbf{h}_{r,m})] \\
&\quad + E[(\mathbf{H}\Theta\mathbf{h}_{r,m})^H(\mathbf{H}\Theta\mathbf{h}_{r,i})(\mathbf{H}\Theta\mathbf{h}_{r,i})^H(\mathbf{h}_{d,m})] \\
&\quad + E[(\mathbf{h}_{d,m})^H(\mathbf{H}\Theta\mathbf{h}_{r,i})(\mathbf{H}\Theta\mathbf{h}_{r,i})^H(\mathbf{h}_{d,m})] \\
&= E[(\mathbf{H}\Theta\mathbf{h}_{r,m})^H(\mathbf{H}\Theta\mathbf{h}_{r,i})(\mathbf{H}\Theta\mathbf{h}_{r,i})^H(\mathbf{H}\Theta\mathbf{h}_{r,m})] \\
&\quad + E[(\mathbf{h}_{d,m})^H(\mathbf{H}\Theta\mathbf{h}_{r,i})(\mathbf{H}\Theta\mathbf{h}_{r,i})^H(\mathbf{h}_{d,m})]. \tag{5.60}
\end{aligned}$$

式(5.60)成立因为 $\mathbf{h}_{d,m}$ 和 $\mathbf{h}_{r,i}$ 、 $\mathbf{h}_{r,m}$ 、 \mathbf{H} 独立且 $E[\mathbf{h}_{d,m}] = \mathbf{0}$ 。使用信道硬化的结论，可以得到

$$\begin{aligned}
\Delta_{0,m,i} &\approx \text{tr}(\Theta\mathbf{R}_{r,i}\Theta^H\mathbf{R}_R^{\frac{1}{2}H}\mathbf{R}_R^{\frac{1}{2}})\text{tr}(\mathbf{R}_{d,m}\mathbf{R}_T) \\
&\quad + \text{tr}^2(\mathbf{R}_T)\text{tr}(\mathbf{R}_{r,m}\Theta^H\mathbf{R}_R^{\frac{1}{2}H}\mathbf{R}_R^{\frac{1}{2}}\Theta\mathbf{R}_{r,i}\Theta^H\mathbf{R}_R^{\frac{1}{2}H}\mathbf{R}_R^{\frac{1}{2}}\Theta). \tag{5.61}
\end{aligned}$$

至于第四项 $\Delta_{3,m,i}$ ，有

$$\begin{aligned}
\Delta_{3,m,i} &= \text{tr}(\mathbf{R}_{d,m}\mathbf{R}_{d,i}) + \text{tr}(\mathbf{R}_T\mathbf{R}_{d,i})\text{tr}(\Theta\mathbf{R}_{r,m}\Theta^H\mathbf{R}_R^{\frac{1}{2}H}\mathbf{R}_R^{\frac{1}{2}}) \\
&= \text{tr}(\mathbf{R}_{d,i}\Psi_m). \tag{5.62}
\end{aligned}$$

结合式(5.53)，式(5.54)，式(5.55)，式(5.61)和式(5.62)，可以得到

$$\begin{aligned}
E[|\hat{\mathbf{h}}_m^H\mathbf{h}_i|^2](i \neq m) &= \frac{\sigma_e^2\text{tr}(\Psi_i)}{Q_m^p\tau_p} + \text{tr}(\Theta\mathbf{R}_{r,i}\Theta^H\mathbf{R}_R^{\frac{1}{2}H}\mathbf{R}_R^{\frac{1}{2}})\text{tr}(\mathbf{R}_{d,m}\mathbf{R}_T) + \text{tr}(\mathbf{R}_{d,i}\Psi_m) \\
&\quad + \text{tr}^2(\mathbf{R}_T)\text{tr}(\mathbf{R}_{r,m}\Theta^H\mathbf{R}_R^{\frac{1}{2}H}\mathbf{R}_R^{\frac{1}{2}}\Theta\mathbf{R}_{r,i}\Theta^H\mathbf{R}_R^{\frac{1}{2}H}\mathbf{R}_R^{\frac{1}{2}}\Theta). \tag{5.63}
\end{aligned}$$

5.8 附录3D

推导开始前，首先提供一些基本结论。根据先前的一些工作，有[56]：

$$\liminf_{N_t \rightarrow \infty} \frac{\text{tr}(\mathbf{R}_{d,m})}{N_t} > 0, \forall m, \tag{5.64}$$

$$\liminf_{N_t \rightarrow \infty} \frac{\text{tr}(\mathbf{R}_T)}{N_t} > 0, \tag{5.65}$$

$$\liminf_{N_t \rightarrow \infty} \frac{\text{tr}(\Psi_m)}{N_t} > 0, \forall m, \tag{5.66}$$

$$\limsup_{N_t \rightarrow \infty} \|\mathbf{R}_{d,m}\| < \infty, \forall m. \quad (5.67)$$

$$\limsup_{N_t \rightarrow \infty} \|\mathbf{R}_T\| < \infty, \forall m. \quad (5.68)$$

和

$$\limsup_{N_t \rightarrow \infty} \|\Psi_m\| < \infty, \forall m. \quad (5.69)$$

然后，将分子分母同除以 N_t^2 ，可以得到

$$\gamma_m^{u-Approx} = \frac{\phi_{0,m}^{u'}}{\phi_{1,m}^{u'} + \phi_{2,m}^{u'} + \phi_{3,m}^{u'}}. \quad (5.70)$$

对于分子则有

$$\lim_{N_t \rightarrow \infty} \phi_{0,m}^{u'} = \lim_{N_t \rightarrow \infty} \frac{Q_m^u \text{tr}^2(\Psi_m)}{N_t^2}, \quad (5.71)$$

根据式(5.66)，这一项是非负并且有限。至于分母，则有

$$\lim_{N_t \rightarrow \infty} \phi_{1,m}^{u'} = \lim_{N_t \rightarrow \infty} \frac{Q_m^u \sigma_e^2}{Q_m^p \tau_p} \cdot \frac{\text{tr}(\Psi_m)}{N_t^2} \rightarrow 0, \quad (5.72)$$

$$\begin{aligned} \lim_{N_t \rightarrow \infty} \phi_{2,m}^{u'} &= \lim_{N_t \rightarrow \infty} \sum_{i=1, i \neq m}^M Q_i^u \left(\frac{\sigma_e^2 \text{tr}(\Psi_i)}{Q_m^p \tau_p N_t^2} + \frac{\Upsilon_{m,i}}{N_t^2} \right) \\ &= \lim_{N_t \rightarrow \infty} \sum_{i=1, i \neq m}^M Q_i^u \frac{\Upsilon_{m,i}}{N_t^2} \\ &= \lim_{N_t \rightarrow \infty} \sum_{i=1, i \neq m}^M \frac{Q_i^u}{N_t^2} \left(\text{tr}(\Theta \mathbf{R}_{r,i} \Theta^H \mathbf{R}_R^{\frac{1}{2}H} \mathbf{R}_R^{\frac{1}{2}}) \text{tr}(\mathbf{R}_{d,m} \mathbf{R}_T) + \text{tr}(\mathbf{R}_{d,i} \Psi_m) \right. \\ &\quad \left. + \text{tr}^2(\mathbf{R}_T) \text{tr}(\mathbf{R}_{r,m} \Theta^H \mathbf{R}_R^{\frac{1}{2}H} \mathbf{R}_R^{\frac{1}{2}} \Theta \mathbf{R}_{r,i} \Theta^H \mathbf{R}_R^{\frac{1}{2}H} \mathbf{R}_R^{\frac{1}{2}} \Theta) \right) \\ &\leq \lim_{N_t \rightarrow \infty} \sum_{i=1, i \neq m}^M \frac{Q_i^u}{N_t^2} \left(\text{tr}(\Theta \mathbf{R}_{r,i} \Theta^H \mathbf{R}_R^{\frac{1}{2}H} \mathbf{R}_R^{\frac{1}{2}}) \text{tr}(\mathbf{R}_{d,m}) \|\mathbf{R}_T\| + \text{tr}(\Psi_m) \|\mathbf{R}_{d,i}\| \right. \\ &\quad \left. + \text{tr}^2(\mathbf{R}_T) \text{tr}(\mathbf{R}_{r,m} \Theta^H \mathbf{R}_R^{\frac{1}{2}H} \mathbf{R}_R^{\frac{1}{2}} \Theta \mathbf{R}_{r,i} \Theta^H \mathbf{R}_R^{\frac{1}{2}H} \mathbf{R}_R^{\frac{1}{2}} \Theta) \right) \quad (5.73) \\ &\rightarrow \lim_{N_t \rightarrow \infty} \sum_{i=1, i \neq m}^M \frac{Q_i^u}{N_t^2} \left(\text{tr}^2(\mathbf{R}_T) \text{tr}(\mathbf{R}_{r,m} \Theta^H \mathbf{R}_R^{\frac{1}{2}H} \mathbf{R}_R^{\frac{1}{2}} \Theta \mathbf{R}_{r,i} \Theta^H \mathbf{R}_R^{\frac{1}{2}H} \mathbf{R}_R^{\frac{1}{2}} \Theta) \right), \quad (5.74) \end{aligned}$$

和

$$\lim_{N_t \rightarrow \infty} \phi_{3,m}^{u'} = \lim_{N_t \rightarrow \infty} \sigma_u^2 \left(\frac{\text{tr}(\Psi_m)}{N_t^2} + \frac{\sigma_e^2 N_t}{Q_m^p \tau_p N_t^2} \right) \rightarrow 0. \quad (5.75)$$

式(5.73)成立因为 $\text{tr}(\mathbf{A}\mathbf{B}) \leq \|\mathbf{A}\| \text{tr}(\mathbf{B})$ ，其中 \mathbf{A} 和 \mathbf{B} 为半正定矩阵。结合式(5.70)，式(5.71)，式(5.72)，式(5.74)和式(5.75)，可以得到渐进上行SINR表达式

$$\lim_{N_t \rightarrow \infty} \gamma_m^{u-Approx} = \frac{Q_m^u \text{tr}^2(\Psi_m)}{\sum_{i=1, i \neq m}^M Q_i^u \left(\text{tr}^2(\mathbf{R}_T) \text{tr}(\mathbf{R}_{r,m} \Theta^H \mathbf{R}_R^{\frac{1}{2}H} \mathbf{R}_R^{\frac{1}{2}} \Theta \mathbf{R}_{r,i} \Theta^H \mathbf{R}_R^{\frac{1}{2}H} \mathbf{R}_R^{\frac{1}{2}} \Theta) \right)}. \quad (5.76)$$

5.9 附录4A

Lemma 4.1: 若有向量 \mathbf{x} 可以表示为

$$\mathbf{x} = \mathbf{A}_x \mathbf{v}, \quad (5.77)$$

其中 $\mathbf{A}_x \in \mathcal{C}^{M \times N}$, $\mathbf{v} \sim \mathcal{N}_c(\mathbf{0}, \sigma_x^2 \mathbf{I}_N)$ 。那么, 以下式子成立

$$\mathbb{E}[\mathbf{x}\mathbf{x}^H] = \sigma_x^2 \mathbf{A}_x \mathbf{A}_x^H \quad (5.78)$$

和

$$\mathbb{E}[\mathbf{x}^H \mathbf{B} \mathbf{x}] = \sigma_x^2 \text{tr}(\mathbf{B} \mathbf{A}_x \mathbf{A}_x^H) \quad (5.79)$$

其中 $\mathbf{B} \in \mathcal{C}^{M \times M}$ 。

证明: 证明参见附录4B。 □

Lemma 4.2: 若有矩阵 \mathbf{Y} 可以表示为

$$\mathbf{Y} = \mathbf{A}_1 \mathbf{U} \mathbf{A}_2, \quad (5.80)$$

其中 $\mathbf{A}_1 \in \mathcal{C}^{M \times L}$, $\mathbf{A}_2 \in \mathcal{C}^{L \times N}$ 和 $\mathbf{U} = \text{diag}(\alpha_1, \dots, \alpha_L)$, $\alpha_i \sim \mathcal{N}_c(0, \sigma_y^2)$ 。以下式子成立

$$\mathbb{E}[\mathbf{Y} \mathbf{B}_1 \mathbf{Y}^H] = \sigma_y^2 \mathbf{A}_1 \text{diag}(\mathbf{A}_2 \mathbf{B}_1 \mathbf{A}_2^H) \mathbf{A}_1^H \quad (5.81)$$

和

$$\mathbb{E}[\mathbf{Y}^H \mathbf{B}_2 \mathbf{Y}] = \sigma_y^2 \mathbf{A}_2^H \text{diag}(\mathbf{A}_1^H \mathbf{B}_2 \mathbf{A}_1) \mathbf{A}_2 \quad (5.82)$$

其中 $\mathbf{B}_1 \in \mathcal{C}^{N \times N}$ 和 $\mathbf{B}_2 \in \mathcal{C}^{M \times M}$ 。

证明: 证明参见附录4B。 □

Lemma 4.3: 若有 N 维随机向量 \mathbf{h} , 其中 $\mathbb{E}[\mathbf{h}\mathbf{h}^H] = \mathbf{R}$, $\mathbf{R} \in \mathcal{C}^{N \times N}$ 。那么下式成立

$$\mathbb{E}[\mathbf{h}^H \mathbf{B} \mathbf{h}] = \text{tr}(\mathbf{B} \mathbf{R}) \quad (5.83)$$

其中 $\mathbf{B} \in \mathcal{C}^{N \times N}$ 。

证明: 证明参见附录4B。 □

5.10 附录4B

Lemma 4.1 证明: 对于 $E[\mathbf{x}\mathbf{x}^H]$, 有

$$E[\mathbf{x}\mathbf{x}^H] = E[\mathbf{A}_x \mathbf{v}\mathbf{v}^H \mathbf{A}_x^H] = \mathbf{A}_x E[\mathbf{v}\mathbf{v}^H] \mathbf{A}_x^H = \sigma_x^2 \mathbf{A}_x \mathbf{A}_x^H. \quad (5.84)$$

至于 $E[\mathbf{x}^H \mathbf{B}\mathbf{x}]$, 有

$$E[\mathbf{x}^H \mathbf{B}\mathbf{x}] = E[\mathbf{v}^H \mathbf{A}_x^H \mathbf{B} \mathbf{A}_x \mathbf{v}]. \quad (5.85)$$

为了进一步简化计算结果, 假定

$$\mathbf{v} = [v_1, \dots, v_n, \dots, v_N], \quad (5.86)$$

$$\mathbf{A}_x^H \mathbf{B} \mathbf{A}_x = \begin{bmatrix} w_{1,1} & \cdots & w_{1,n} & \cdots & w_{1,N} \\ \vdots & & \vdots & & \vdots \\ w_{n,1} & \cdots & w_{n,n} & \cdots & w_{n,N} \\ \vdots & & \vdots & & \vdots \\ w_{N,1} & \cdots & w_{N,n} & \cdots & w_{N,N} \end{bmatrix}, \quad (5.87)$$

那么, 可以得到

$$E[\mathbf{v}^H \mathbf{A}_x^H \mathbf{B} \mathbf{A}_x \mathbf{v}] = E[w'_{1,1} v_1 + \cdots + w'_{1,n} v_n + \cdots + w'_{1,N} v_N], \quad (5.88)$$

其中

$$w'_{1,n} = v_1^H w_{1,n} + \cdots + v_n^H w_{n,n} + \cdots + v_N^H w_{N,n}. \quad (5.89)$$

因为 \mathbf{v} 中各元素之间互相独立, 则 $E[v_i^H w v_j] = 0, \forall i \neq j$ 成立。因此, 有

$$E[\mathbf{x}^H \mathbf{B}\mathbf{x}] = E[\mathbf{v}^H \mathbf{A}_x^H \mathbf{B} \mathbf{A}_x \mathbf{v}] = \sigma_x^2 (w_{1,1} + \cdots + w_{n,n} + \cdots + w_{N,N}) = \sigma_x^2 \text{tr}(\mathbf{A}_x^H \mathbf{B} \mathbf{A}_x) \quad (5.90)$$

Lemma 4.1 证明完毕。

Lemma 4.2 证明: 对于第一项 $E[\mathbf{Y}\mathbf{B}_1 \mathbf{Y}^H]$, 有

$$E[\mathbf{Y}\mathbf{B}_1 \mathbf{Y}^H] = E[\mathbf{A}_1 \mathbf{U} \mathbf{A}_2 \mathbf{B}_1 \mathbf{A}_2^H \mathbf{U}^H \mathbf{A}_1^H]. \quad (5.91)$$

假定

$$\mathbf{A}_2 \mathbf{B}_1 \mathbf{A}_2^H = \begin{bmatrix} p_{1,1} & \cdots & p_{1,n} & \cdots & p_{1,L} \\ \vdots & & \vdots & & \vdots \\ p_{n,1} & \cdots & p_{n,n} & \cdots & p_{n,L} \\ \vdots & & \vdots & & \vdots \\ p_{L,1} & \cdots & p_{L,n} & \cdots & p_{L,L} \end{bmatrix}. \quad (5.92)$$

那么 $\mathbf{U}\mathbf{A}_2\mathbf{B}_1\mathbf{A}_2^H\mathbf{U}^H$ 可以计算为

$$\mathbf{U}\mathbf{A}_2\mathbf{B}_1\mathbf{A}_2^H\mathbf{U}^H = \begin{bmatrix} \alpha_1 p_{1,1} \alpha_1^H & \cdots & \alpha_1 p_{1,n} \alpha_n^H & \cdots & \alpha_1 p_{1,L} \alpha_L^H \\ \vdots & & \vdots & & \vdots \\ \alpha_n p_{n,1} \alpha_1^H & \cdots & \alpha_n p_{n,n} \alpha_n^H & \cdots & \alpha_n p_{n,L} \alpha_L^H \\ \vdots & & \vdots & & \vdots \\ \alpha_L p_{L,1} \alpha_1^H & \cdots & \alpha_L p_{L,n} \alpha_n^H & \cdots & \alpha_L p_{L,L} \alpha_L^H \end{bmatrix}. \quad (5.93)$$

$E[p\alpha_i\alpha_j] = 0 (\forall i \neq j)$ 成立因为 $\alpha_1, \dots, \alpha_L$ 互相独立。因此有

$$\begin{aligned} E[\mathbf{Y}\mathbf{B}_1\mathbf{Y}^H] &= \mathbf{A}_1 E[\mathbf{U}\mathbf{A}_2\mathbf{B}_1\mathbf{A}_2^H\mathbf{U}^H] \mathbf{A}_1^H \\ &= \sigma_y^2 \mathbf{A}_1 \begin{bmatrix} p_{1,1} & 0 & \cdots & \cdots & 0 \\ 0 & \ddots & & & \vdots \\ \vdots & & p_{n,n} & & \vdots \\ \vdots & & & \ddots & 0 \\ 0 & \cdots & \cdots & 0 & p_{L,L} \end{bmatrix} \mathbf{A}_1^H \\ &= \sigma_y^2 \mathbf{A}_1 \text{diag}[\mathbf{A}_2\mathbf{B}_1\mathbf{A}_2^H] \mathbf{A}_1^H. \end{aligned} \quad (5.95)$$

类似地，可以得到

$$E[\mathbf{Y}^H\mathbf{B}_2\mathbf{Y}] = \sigma_y^2 \mathbf{A}_2^H \text{diag}(\mathbf{A}_1^H\mathbf{B}_2\mathbf{A}_1) \mathbf{A}_2. \quad (5.96)$$

Lemma 4.2 证明完毕。

Lemma 4.3 证明: 假定

$$\mathbf{h} = [h_1, \dots, h_n, \dots, h_N], \quad (5.97)$$

$$\mathbf{R} = E[\mathbf{h}\mathbf{h}^H] = \begin{bmatrix} r_{1,1} & \cdots & r_{1,n} & \cdots & r_{1,N} \\ \vdots & & \vdots & & \vdots \\ r_{n,1} & \cdots & r_{n,n} & \cdots & r_{n,N} \\ \vdots & & \vdots & & \vdots \\ r_{N,1} & \cdots & r_{N,n} & \cdots & r_{N,N} \end{bmatrix} \quad (5.98)$$

和

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} b_{1,1} & \cdots & b_{1,n} & \cdots & b_{1,N} \\ \vdots & & \vdots & & \vdots \\ b_{n,1} & \cdots & b_{n,n} & \cdots & b_{n,N} \\ \vdots & & \vdots & & \vdots \\ b_{N,1} & \cdots & b_{N,n} & \cdots & b_{N,N} \end{bmatrix}. \quad (5.99)$$

因此, $E[\mathbf{h}^H \mathbf{B} \mathbf{h}]$ 可以计算为

$$\begin{aligned} E[\mathbf{h}^H \mathbf{B} \mathbf{h}] &= E[(h_1^H b_{1,1} + \cdots + h_N^H b_{N,1})h_1 + \cdots + (h_1^H b_{1,N} + \cdots + h_N^H b_{N,N})h_N] \\ &= \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N r_{i,j} b_{i,j}. \end{aligned} \quad (5.100)$$

那么 $\text{tr}(\mathbf{B} \mathbf{R})$ 可以表示为

$$\begin{aligned} \text{tr}(\mathbf{B} \mathbf{R}) &= (b_{1,1} r_{1,1} + \cdots + b_{1,N} r_{N,1}) + \cdots + (b_{N,1} r_{1,N} + \cdots + b_{N,N} r_{N,N}) \\ &= \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N r_{i,j} b_{i,j}. \end{aligned} \quad (5.101)$$

因此, 可以得到

$$E[\mathbf{h}^H \mathbf{B} \mathbf{h}] = \text{tr}(\mathbf{B} \mathbf{R}). \quad (5.102)$$

上式对任意分布的随机向量 \mathbf{h} 都成立。Lemma 4.3 证明完毕。

5.11 附录4C

首先, 计算 \mathbf{h}_k 的自相关矩阵 \mathbf{R}_k :

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_k &= E[\mathbf{h}_k \mathbf{h}_k^H] \\ &= E[\mathbf{H} \Theta \mathbf{h}_{r,k} (\mathbf{H} \Theta \mathbf{h}_{r,k})^H] \\ &= E[\mathbf{H} (\bar{\Theta} + \tilde{\Theta}) (\bar{\mathbf{h}}_{r,k} + \tilde{\mathbf{h}}_{r,k}) (\bar{\mathbf{h}}_{r,k} + \tilde{\mathbf{h}}_{r,k})^H (\bar{\Theta}^H + \tilde{\Theta}^H) \mathbf{H}^H] \\ &= E[\mathbf{H} (\bar{\Theta} \bar{\mathbf{h}}_{r,k} \bar{\mathbf{h}}_{r,k}^H \bar{\Theta}^H + \bar{\Theta} \tilde{\mathbf{h}}_{r,k} \tilde{\mathbf{h}}_{r,k}^H \bar{\Theta}^H) \mathbf{H}^H] + E[\mathbf{H} (\bar{\Theta} \tilde{\mathbf{h}}_{r,k} \tilde{\mathbf{h}}_{r,k}^H \bar{\Theta}^H + \bar{\Theta} \tilde{\mathbf{h}}_{r,k} \bar{\mathbf{h}}_{r,k}^H \tilde{\Theta}^H) \mathbf{H}^H] \\ &\quad + E[\mathbf{H} (\tilde{\Theta} \bar{\mathbf{h}}_{r,k} \bar{\mathbf{h}}_{r,k}^H \tilde{\Theta}^H + \tilde{\Theta} \tilde{\mathbf{h}}_{r,k} \tilde{\mathbf{h}}_{r,k}^H \tilde{\Theta}^H) \mathbf{H}^H] + E[\mathbf{H} (\tilde{\Theta} \bar{\mathbf{h}}_{r,k} \bar{\mathbf{h}}_{r,k}^H \tilde{\Theta}^H + \tilde{\Theta} \tilde{\mathbf{h}}_{r,k} \bar{\mathbf{h}}_{r,k}^H \tilde{\Theta}^H) \mathbf{H}^H] \quad (5.103) \\ &= E[\mathbf{H} \bar{\Theta} \mathbf{R}_{r,k} \bar{\Theta}^H \mathbf{H}^H] + 2\text{Re}(E[\mathbf{H} \bar{\Theta} \bar{\mathbf{h}}_{r,k} \tilde{\mathbf{h}}_{r,k}^H \tilde{\Theta}^H \mathbf{H}^H] \\ &\quad + E[\mathbf{H} \tilde{\Theta} \tilde{\mathbf{h}}_{r,k} \bar{\mathbf{h}}_{r,k}^H \bar{\Theta}^H \mathbf{H}^H]) + E[\mathbf{H} \tilde{\Theta} \mathbf{R}_{r,k} \tilde{\Theta}^H \mathbf{H}^H]. \end{aligned} \quad (5.104)$$

式(5.103)成立是因为 \mathbf{H} 独立于 Θ 和 $\mathbf{h}_{r,k}$ 并且有 $E[\tilde{\Theta}] = E[\tilde{\mathbf{h}}_{r,k}] = 0$ 。根据 Lemma 1 ~ 3, 应用信道硬化法则, 可以由式(5.103)得到式(5.104)。接着, 计算式(5.104)的第一项:

$$E[\mathbf{H} \bar{\Theta} \mathbf{R}_{r,k} \bar{\Theta}^H \mathbf{H}^H] = E[\bar{\mathbf{H}} \bar{\Theta} \mathbf{R}_{r,k} \bar{\Theta}^H \bar{\mathbf{H}}^H] + E[\tilde{\mathbf{H}} \bar{\Theta} \mathbf{R}_{r,k} \bar{\Theta}^H \tilde{\mathbf{H}}^H] \quad (5.105)$$

$$= \bar{\mathbf{H}} \bar{\Theta} \mathbf{R}_{r,k} \bar{\Theta}^H \bar{\mathbf{H}}^H + \sigma_\alpha^2 \mathbf{A}_r \text{diag}(\mathbf{A}_t^H \bar{\Theta} \mathbf{R}_{r,k} \bar{\Theta}^H \mathbf{A}_t) \mathbf{A}_r^H. \quad (5.106)$$

式(5.105)成立是因为 $E[\tilde{\mathbf{H}}] = 0$ 。根据Lemma 2可以得到式(5.106)。类似地，式(5.104)中的第二项可以计算为：

$$\begin{aligned}
& 2\text{Re}(E[\mathbf{H}\bar{\Theta}\bar{\mathbf{h}}_{r,k}\tilde{\mathbf{h}}_{r,k}^H\tilde{\Theta}^H\mathbf{H}^H] + E[\mathbf{H}\bar{\Theta}\tilde{\mathbf{h}}_{r,k}\bar{\mathbf{h}}_{r,k}^H\tilde{\Theta}^H\mathbf{H}^H]) \\
= & 2\text{Re}\left\{\frac{\eta\sqrt{\rho_k}}{\sqrt{\sum_{i=1}^K\rho_iE[\|\mathbf{h}_{r,i}\|^2]}}(E[\mathbf{H}\bar{\Theta}\bar{\mathbf{h}}_{r,k}\text{vec}(\text{diag}(\mathbf{R}_{r,k} - \bar{\mathbf{h}}_{r,k}\bar{\mathbf{h}}_{r,k}^H))^T\mathbf{H}^H] \right. \\
& \left. + E[\mathbf{H}\bar{\Theta}(\mathbf{R}_{r,k} - \bar{\mathbf{h}}_{r,k}\bar{\mathbf{h}}_{r,k}^H)\text{diag}(\bar{\mathbf{h}}_{r,k}^H)\mathbf{H}^H])\right\} \\
= & 2\text{Re}\left\{\frac{\eta\sqrt{\rho_k}}{\sqrt{\sum_{i=1}^K\rho_i\text{tr}(\mathbf{R}_{r,i})}}(\bar{\mathbf{H}}\bar{\Theta}\bar{\mathbf{h}}_{r,k}\text{vec}(\text{diag}(\mathbf{R}_{r,k} - \bar{\mathbf{h}}_{r,k}\bar{\mathbf{h}}_{r,k}^H))^T\bar{\mathbf{H}}^H \right. \\
& + \sigma_\alpha^2\mathbf{A}_r\text{diag}(\mathbf{A}_t^H\bar{\Theta}\bar{\mathbf{h}}_{r,k}\text{vec}(\text{diag}(\mathbf{R}_{r,k} - \bar{\mathbf{h}}_{r,k}\bar{\mathbf{h}}_{r,k}^H))^T\mathbf{A}_t)\mathbf{A}_r^H \\
& + \bar{\mathbf{H}}\bar{\Theta}(\mathbf{R}_{r,k} - \bar{\mathbf{h}}_{r,k}\bar{\mathbf{h}}_{r,k}^H)\text{diag}(\bar{\mathbf{h}}_{r,k}^H)\bar{\mathbf{H}}^H \\
& \left. + \sigma_\alpha^2\mathbf{A}_r\text{diag}(\mathbf{A}_t^H\bar{\Theta}(\mathbf{R}_{r,k} - \bar{\mathbf{h}}_{r,k}\bar{\mathbf{h}}_{r,k}^H)\text{diag}(\bar{\mathbf{h}}_{r,k}^H)\mathbf{A}_t)\mathbf{A}_r^H\right\}. \quad (5.107)
\end{aligned}$$

接着，计算式(5.104)的第三项：

$$\begin{aligned}
E[\mathbf{H}\tilde{\Theta}\mathbf{R}_{r,k}\tilde{\Theta}^H\mathbf{H}^H] &= \frac{\eta^2}{\sum_{i=1}^K\rho_iE[\|\mathbf{h}_{r,i}\|^2]}\left(\sum_{i=1}^K\rho_iE[\bar{\mathbf{H}}((\mathbf{R}_{r,i} - \bar{\mathbf{h}}_{r,i}\bar{\mathbf{h}}_{r,i}^H) \odot \mathbf{R}_{r,k})\bar{\mathbf{H}}^H] \right. \\
& \left. + \sum_{i=1}^K\rho_iE[\tilde{\mathbf{H}}((\mathbf{R}_{r,i} - \bar{\mathbf{h}}_{r,i}\bar{\mathbf{h}}_{r,i}^H) \odot \mathbf{R}_{r,k})\tilde{\mathbf{H}}^H]\right) \\
&= \frac{\eta^2}{\sum_{i=1}^K\rho_i\text{tr}(\mathbf{R}_{r,i})}\left(\bar{\mathbf{H}}((\mathbf{R}_{r,i} - \bar{\mathbf{h}}_{r,i}\bar{\mathbf{h}}_{r,i}^H) \odot \mathbf{R}_{r,k})\bar{\mathbf{H}}^H \right. \\
& \left. + \sum_{i=1}^K\rho_i\sigma_\alpha^2\mathbf{A}_r\text{diag}(\mathbf{A}_t^H((\mathbf{R}_{r,i} - \bar{\mathbf{h}}_{r,i}\bar{\mathbf{h}}_{r,i}^H) \odot \mathbf{R}_{r,k})\mathbf{A}_t)\mathbf{A}_r^H\right). \quad (5.108)
\end{aligned}$$

结合式(5.104)~式(5.108)，可以得到自相关矩阵 \mathbf{R}_k ：

$$\begin{aligned}
\mathbf{R}_k &= \bar{\mathbf{H}}\bar{\Theta}\mathbf{R}_{r,k}\bar{\Theta}^H\bar{\mathbf{H}}^H + \sigma_\alpha^2\mathbf{A}_r\text{diag}(\mathbf{A}_t^H\bar{\Theta}\mathbf{R}_{r,k}\bar{\Theta}^H\mathbf{A}_t)\mathbf{A}_r^H \\
& + 2\text{Re}\left\{\frac{\eta\sqrt{\rho_k}}{\sqrt{\sum_{i=1}^K\rho_i\text{tr}(\mathbf{R}_{r,i})}}(\bar{\mathbf{H}}\bar{\Theta}\bar{\mathbf{h}}_{r,k}\text{vec}(\text{diag}(\mathbf{R}_{r,k} - \bar{\mathbf{h}}_{r,k}\bar{\mathbf{h}}_{r,k}^H))^T\bar{\mathbf{H}}^H \right. \\
& + \sigma_\alpha^2\mathbf{A}_r\text{diag}(\mathbf{A}_t^H\bar{\Theta}\bar{\mathbf{h}}_{r,k}\text{vec}(\text{diag}(\mathbf{R}_{r,k} - \bar{\mathbf{h}}_{r,k}\bar{\mathbf{h}}_{r,k}^H))^T\mathbf{A}_t)\mathbf{A}_r^H \\
& + \bar{\mathbf{H}}\bar{\Theta}(\mathbf{R}_{r,k} - \bar{\mathbf{h}}_{r,k}\bar{\mathbf{h}}_{r,k}^H)\text{diag}(\bar{\mathbf{h}}_{r,k}^H)\bar{\mathbf{H}}^H \\
& \left. + \sigma_\alpha^2\mathbf{A}_r\text{diag}(\mathbf{A}_t^H\bar{\Theta}(\mathbf{R}_{r,k} - \bar{\mathbf{h}}_{r,k}\bar{\mathbf{h}}_{r,k}^H)\text{diag}(\bar{\mathbf{h}}_{r,k}^H)\mathbf{A}_t)\mathbf{A}_r^H\right\} \\
& + \frac{\eta^2}{\sum_{i=1}^K\rho_i\text{tr}(\mathbf{R}_{r,i})}\left(\bar{\mathbf{H}}((\mathbf{R}_{r,i} - \bar{\mathbf{h}}_{r,i}\bar{\mathbf{h}}_{r,i}^H) \odot \mathbf{R}_{r,k})\bar{\mathbf{H}}^H \right. \\
& \left. + \sum_{i=1}^K\rho_i\sigma_\alpha^2\mathbf{A}_r\text{diag}(\mathbf{A}_t^H((\mathbf{R}_{r,i} - \bar{\mathbf{h}}_{r,i}\bar{\mathbf{h}}_{r,i}^H) \odot \mathbf{R}_{r,k})\mathbf{A}_t)\mathbf{A}_r^H\right). \quad (5.109)
\end{aligned}$$

然后，计算 $E[\|\Gamma_k^H \mathbf{h}_k\|^2]$ 。应用信道硬化相关结论[70]，可得

$$E[\|\Gamma_k^H \mathbf{h}_k\|^2] = E[\|\mathbf{h}_k^H \Gamma_k \Gamma_k^H \mathbf{h}_k\|] = \text{tr}(\mathbf{R}_k \mathbf{R}_k^{sub}), \quad (5.110)$$

其中

$$\mathbf{R}_k^{sub} = \begin{bmatrix} \frac{\mathbf{R}_{1,k}}{\text{tr}(\mathbf{R}_{1,k})} & \cdots & \mathbf{0} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0} & \cdots & \frac{\mathbf{R}_{N_s,k}}{\text{tr}(\mathbf{R}_{N_s,k})} \end{bmatrix}. \quad (5.111)$$

至于 $E[(\Gamma_k^H \mathbf{h}_k)^H \Gamma_{k,e}^H \mathbf{h}_k]$ ，则有

$$E[(\Gamma_k^H \mathbf{h}_k)^H \Gamma_{k,e}^H \mathbf{h}_k] = E[\mathbf{h}_k^H \Gamma_k \Gamma_{k,e}^H \mathbf{h}_k] = e^{-\frac{\sigma_v^2}{2}} E[\text{tr}(\mathbf{R}_k \mathbf{R}_k^{sub})]. \quad (5.112)$$

由于模拟预(后)编码误差和CSI是统计独立的，因此式(5.112)成立。根据先前的工作[71]，可得

$$E[\mu_{m,n} e^{j\nu_{m,n}}] = e^{-\sigma_v^2/2}, \quad (5.113)$$

和

$$E[\mu_{m,n} e^{j\nu_{m,n}} \mu_{i,j}^H e^{-j\nu_{i,j}}] = \begin{cases} \sigma_\mu^2 + 1 & \forall (m,n) = (i,j), \\ e^{-\sigma_v^2} & \forall (m,n) \neq (i,j). \end{cases} \quad (5.114)$$

然后考虑期望项 $E[\|(\Gamma_k^H \mathbf{h}_k)^H \Gamma_{k,e}^H \mathbf{h}_k\|^2]$ 。类似地，根据信道硬化结论可得

$$E[\|(\Gamma_k^H \mathbf{h}_k)^H \Gamma_{k,e}^H \mathbf{h}_k\|^2] = E|\text{tr}(\mathbf{R}_k \mathbf{R}_k^{sub} \Delta^H)|^2 = e^{-\sigma_v^2} |\text{tr}(\mathbf{R}_k \mathbf{R}_k^{sub})|^2. \quad (5.115)$$

类似地，可以计算 $E[\|(\Gamma_k^H \mathbf{h}_k)^H \Gamma_{k,e}^H \mathbf{h}_i\|^2]$ 如下：

$$E[\|(\Gamma_k^H \mathbf{h}_k)^H \Gamma_{k,e}^H \mathbf{h}_i\|^2] = \text{tr}(\mathbf{R}_k \mathbf{R}_k^{sub} \mathbf{R}_i^e \mathbf{R}_k^{sub}), \quad (5.116)$$

其中

$$(\mathbf{R}_i^e)_{m,n} = \begin{cases} (1 + \sigma_\mu^2) (\mathbf{R}_i)_{m,n} & \forall m = n, \\ e^{-\sigma_v^2} (\mathbf{R}_i)_{m,n} & \forall m \neq n, \end{cases} \quad (5.117)$$

最后，可以计算期望项 $E[\|(\Gamma_k^H \mathbf{h}_k)^H \Gamma_{k,e}^H \mathbf{n}\|^2]$ 为

$$E[\|(\Gamma_k^H \mathbf{h}_k)^H \Gamma_{k,e}^H \mathbf{n}\|^2] = \sigma_u^2 E[\mathbf{h}_k^H \Gamma_k \Gamma_{k,e}^H \Gamma_k \Gamma_k^H \mathbf{h}_k] = \sigma_u^2 (\sigma_\mu^2 + 1) \text{tr}(\mathbf{R}_k \mathbf{R}_k^{sub} \mathbf{R}_k^{sub}). \quad (5.118)$$

个人研究成果

(1). 发表和录用的论文（第一作者）

1. 文章标题：Low-Cost Design of Massive Access for Cellular Internet of Things[J].
收录细节：IEEE Transactions on Communications, 2019, 67(11):8008-8020. (SCI)
相关章节：第二章
2. 文章标题：Design, Analysis and Optimization of A Large Intelligent Reflecting Surface Aided B5G Cellular Internet of Things[J].
收录细节：IEEE Internet of Things Journal, 2020, 7(9):8902-8916. (SCI)
相关章节：第三章
3. 文章标题：Large Intelligent Reflecting Surface Enhanced Massive Access for B5G Cellular Internet of Things[C].
收录细节：2020 IEEE 91st Vehicular Technology Conference (VTC2020-Spring). IEEE, 2020.(EI)
相关章节：第三章

(2). 授权专利

1. 发明名称：一种低成本的大规模非正交多接入方法
专利号：ZL 2019 1 0107480.4
相关章节：第二章

(3). 其他

1. 文章标题：Low-Cost Intelligent Reflecting Surface Aided Terahertz Multiuser Massive MIMO: Design and Analysis[J].

在投期刊：SCIENCE CHINA Information Sciences.(SCI)

相关章节：第四章