**密级： 保密期限：**



**硕士学位论文**我我我我我我我我我



**题目：面向5G的非正交多址技术的研究**

**学 号： 2013110096**

**姓 名： 曲思聪**

**专 业： 信息与通信工程**

**导 师： 贺志强**

**学 院： 信息与通信工程学院**

**2015年11月20日**

独创性（或创新性）声明

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

申请学位论文与资料若有不实之处，本人承担一切相关责任。

本人签名： 日期：

关于论文使用授权的说明

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

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

本人签名： 日期：

导师签名： 日期：

面向5G的非正交多址技术的研究

摘 要

多址技术作为无线通信演进中的基础技术，为每一个无线通信系统中的用户提供资源，让所有的用户能够在无线的环境中同时传输。每一代无线通信的更新换代都伴随着多址技术的革命。随着下一代的网络规模的不断扩张，第五代移动通信对系统容量的提升的要求越来越高。可以预见，未来的移动互联网业务将呈现爆发式增长。然而传统的正交多址方案已经面临性能瓶颈，很难满足下一代移动通信的需求。所以，面向5G的多址技术的研究具有非常重要的意义。

现如今，在学界陆续有人提出了非正交多址技术方案，其中比较有代表性的是基于功率域的非正交多址技术。功率域非正交多址技术利用功率大小的不同区分不同的用户。因为所有用户可以在同一时频域传输信息，系统容量得到了显著地提高。然而，传统的功率域非正交多址技术所面临的问题在于随着用户数目的增多，在译码端的用户延时会增大，并且最后一个功率分配较少的用户的吞吐量太小，以至于失去了传输的意义。本文通过引入星座点旋转叠加调制技术，改进了传统的功率域非正交多址技术，可以在传统的功率域非正交多址技术上多承载2-3倍的用户数目。具体的研究内容及成果如下：

首先，本文介绍了传统功率域非正交多址的实现方案，并从信息论的角度证明了功率域非正交多址方案能够满足最优的信道容量。此外，我们就传统的非正交多址技术方案与OFDM调制方式结合下的发送端方案设计，接收端方案设计，功率分配技术，适用场景等重要问题进行了讨论。

其次，本文通过介绍星座点旋转叠加方案，从星座点旋转叠加的实现方案，性能分析以及功率分配等方面，证明了该方案在上行链路中既能满足理论上的信道容量，同时具有灵活性高，易于其他技术相结合的优点。

最后，我们将传统的功率域非正交多址技术方案与星座旋转叠加调制方案相结合，提出了新型功率域非正交多址技术。本文重点讨论了新型功率域非正交多址技术中的整体系统设计，发送端设计，接收端设计，不同需求下的功率分配，以及最优的角度分配方案。通过仿真，我们可以的出如下结论：在上行链路中，本文提出的新型功率域非正交多址方案在相同的用户数目的情况下比传统的功率域非正交多址方案在性能上有显著地提高。此外，本文提出的功率分配算法可以很好地完成整个系统的性能和公平性的调节。

综述，本文由传统的功率域非正交多址技术入手，重点介绍了改进后的新型功率域非正交多址方案。作为面向5G的新型非正交多址方案，相比传统的功率域非正交多址方案可以在同一时频资源上2-3倍的增加用户数量。该方案可以作为5G多址技术中的候选方案之一，具有很强的理论研究价值与实际使用价值。

**关键词**：功率域非正交多址，星座叠加调制技术，MMSE-SIC，用户分组，上行链路

Non-orthogonal Multiple Access Based on User Grouping and Multiple Layer Modulation for 5G

ABSTRACT

Multiple access technology as the basis for the evolution of wireless communications technology, providing resources for each user in the wireless communication system, so that all users can simultaneously transmit wireless environment. Each generation replacement for wireless communication revolution is accompanied by multiple access technology. With the continuous expansion of the size of the next generation network, the fifth generation of mobile communication system to enhance the capacity of the increasingly high demand. The foreseeable future of mobile Internet services will show explosive growth. However, the traditional orthogonal multiple access scheme already facing performance bottlenecks, it is difficult to meet the needs of the next generation of mobile communications. Therefore, the study of multiple access technologies for 5G has a very important significance.

Now, in the academic community it has been proposed non-orthogonal multiple access technology program, which is more representative of the region based on the power of non-orthogonal multiple access techniques. Non-orthogonal multiple access techniques NOMA's power division multiple access system utilizes power-sized distinguish different users. Frequency-domain transmit information to all users in the same time, can greatly improve system capacity. However, the problem with conventional power domain non-orthogonal multiple access technique that faced with the increase in the number of users, the end user decode delay will increase, and finally a power allocation fewer users of the system capacity is too small, It lost the meaning of transmission. Through the introduction of the constellation points rotation superimposed modulation technology to improve the traditional power domain non-orthogonal multiple access techniques, the number of users can be 2-3 times more technically carried in conventional power domain non-orthogonal multiple access. Specific research contents and results are as follows:

First, this paper introduces the implementation of traditional non-orthogonal multiple power domains and power domains proved non-orthogonal multiple access scheme from the perspective of information theory to meet the optimal channel capacity. In addition, we have the traditional non-orthogonal multiple access technology solutions combined with OFDM modulation scheme. The design of the sender, the receiver design, power distribution technology for the scene and other issues were discussed.

Secondly, this paper describes the constellation points rotation superimposed program, aspects from the constellation points rotation superimposed implementation, performance analysis, and power distribution, etc., proves that the program can meet in the uplink channel capacity theoretically, but also has flexible high, easy to combine the advantages of other technologies.

Finally, we have the traditional power domain non-orthogonal multiple access technology solutions and constellation rotation superimposed modulation scheme proposed by combining the new power domain non-orthogonal multiple access techniques. This article focuses on the overall system design new power domain non-orthogonal multiple access technology, the transmission end design, the receiver design, power distribution under different needs, as well as the optimal angle distribution scheme. Through simulation, we can out of the following conclusions: In the uplink, the new power domain non-orthogonal multiple access scheme proposed under the same circumstances the number of users than traditional power domain non-orthogonal multiple access scheme in performance It has significantly improved. In addition, the proposed power allocation algorithm can be well done performance and fairness of regulating the whole system.

Review article starting from the traditional power domain non-orthogonal multiple access technology, focusing on the new power-domain non-orthogonal multiple access scheme improved. The new non-orthogonal multiple access scheme compared to conventional power domain non-orthogonal multiple access scheme may frequency resources exponentially increase the number of users, with strong theoretical value at the same time.

* KEY WORDS: Non-orthogonal Multiple Access, MLM, MMSE-SIC, user grouping, uplink

目 录

[摘 要 III](#_Toc436696442)

[Non-orthogonal Multiple Access Based on User Grouping and Multiple Layer Modulation for 5G V](#_Toc436696443)

[ABSTRACT V](#_Toc436696444)

[目 录 VII](#_Toc436696445)

[第一章 绪论 1](#_Toc436696446)

[1.1 引言 1](#_Toc436696447)

[1.2 非正交多址接入技术的发展 2](#_Toc436696448)

[1.3 论文研究内容和结构安排 5](#_Toc436696449)

[第二章 功率域非正交多址技术概述 7](#_Toc436696450)

[2.1 功率域非正交多址技术概述 7](#_Toc436696451)

[2.1.1 功率域非正交多址技术的原理 7](#_Toc436696452)

[2.1.2 功率域非正交多址技术的理论基础 9](#_Toc436696453)

[2.1.3 功率域非正交多址技术的特点 11](#_Toc436696454)

[2.2 功率域非正交多址的实用化技术方案 11](#_Toc436696455)

[2.2.1 功率域非正交多址方案与正交频分复用相结合 11](#_Toc436696456)

[2.2.2 功率域非正交多址方案的发送端方案 12](#_Toc436696457)

[2.2.3 功率域非正交多址方案的接收端方案 13](#_Toc436696458)

[2.3 功率域非正交多址功率分配 14](#_Toc436696459)

[2.4 功率域非正交多址的应用场景 16](#_Toc436696460)

[2.5 本章小结 18](#_Toc436696461)

[第三章 星座叠加调制技术概述 19](#_Toc436696462)

[3.1 星座旋转叠加调制简介 19](#_Toc436696463)

[3.2 星座旋转叠加调制与高阶调制的对比 21](#_Toc436696464)

[3.3 星座旋转叠加调制的功率分配技术 22](#_Toc436696465)

[3.4 本章总结 23](#_Toc436696466)

[第四章 结合星座叠加调制的新型功率域非正交多址多址技术 24](#_Toc436696467)

[4.1 新型功率域非正交多址技术的系统设计 24](#_Toc436696468)

[4.2 新型功率域非正交多址技术的发送端设计 26](#_Toc436696469)

[4.3 新型功率域非正交多址技术的接收端设计 27](#_Toc436696470)

[4.4 新型功率域非正交多址技术的功率分配方案 28](#_Toc436696471)

[4.5 新型功率域非正交多址技术的角度优化方案 30](#_Toc436696472)

[4.6 新型功率域非正交多址技术的性能分析 31](#_Toc436696473)

[4.6.1 本文提出的方案与传统的功率域非正交多址技术的比较 31](#_Toc436696474)

[4.6.2 功率平衡因子的选取及影响 35](#_Toc436696475)

[4.6.3 仿真总结 36](#_Toc436696476)

[4.7 本章总结 36](#_Toc436696477)

[第五章 论文总结与展望 37](#_Toc436696478)

[参考文献 39](#_Toc436696479)

# 绪论

现在的生活中，人们越来越依赖多媒体和计算机通信。数据业务的发展，要求无线通信技术支持越来越高的数据速率。移动通信需要使所有的用户共享有限的无线资源，以达到不同用户不同地点同时通信并尽可能减少干扰的目的。通俗的说，多址技术就是为每一个无线通信系统中的用户提供资源，让所有的用户能够在无线的环境中同时传输。由于无线通信发展速度很快，几乎每一代无线通信技术对于承载用户数目的需求都有很大的提升。所以每一代移动通信的更新换代都伴随着新的多址接入技术的产生，从2G的GSM的时分复用，到3G的WCDMA，CDMA2000，TD-SCDMA的码分复用，最后到4G的LTE用到的正交频分复用技术。所以，我们相信，下一代通信系统中的非正交多址技术是非常有挑战性，并且具有颠覆之前系统的可能。根据上面的分析，我们可以看出，随着高速交通产业的快速发展， 2020 年及以后的未来无线接入（Future radio access FRA）（也就是下一代无线通信技术5G）需要进一步扩大系统容量和吞吐量，同时需要进一步提高视频业务和数据业务对时延的要求。因此，下一代移动通信的多址技术就成为了目前研究的热点。

因此，下面，本章会介绍非正交多址技术的背景，简要介绍多址技术的发展历史，并分析了已有的多种非正交多址的技术方案，着重介绍功率域非正交多址的已有成果，最后介绍论文的结构及内容的安排。

## 引言

前文已经指出，移动通信系统几乎每一代的多址方案都有所不同和颠覆。多址接入技术是指：所有用户能够共享有限的无线资源，从而能够达到不同用户能够在不同的地点在尽可能减少干扰的情况下同一时间完成通信。随着无线通信的快速增长，用户的数量和提供通信服务的业务量呈现出了爆炸性增长的趋势。该趋势已经对无线网络的系统容量提出了更高的要求。业界研究预测，每年移动数据业务流量以2倍左右的速度增长，到2020年，全球大约有500亿终端接入无线移动网络。多址接入技术决定了网络的基本容量，对系统的复杂度和部署成本会产生极大地影响。

相比于之前的第四代移动通信，与4G无线技术主要基于网络中数据服务的驱使不同，未来新一代移动通信系统的应用场景将更加的多元化。高容量的网络依然是一个重要的需求，尤其是针对亚洲这一个人口需求量巨大的市场。值得注意的是，仅仅提高传输速率已经不再能够满足无线通信发展的需求，在面对“暴风式”流量接入的现实面前，高容量、高可靠性、随时随地可接入等特性都需要被纳入考虑重点中。

爆炸性的用户增长对于无线通信而言是一个严峻的挑战。区别于传统的固定式有线通信，为了满足同时通信的要求，首先需要动态的寻址；其次是对多个地址的动态划分和识别。非正交多址技术区别于正交多址技术，区别在于正交多址技术中为了保证不同用户之间没有干扰，会将时域，频域等资源进行切割，每一个用户都利用自己独有的时频域资源进行传输，而非正交多址技术的各个用户在传输的过程中并不会保证在时频域上完全正交。这样的做法下能够将无线资源分配给更多的用户，从而提高了整个系统所能承载的用户数目。为了能介绍现有的非正交多址技术的原理，我们首先简要的说明一下正交多址的原理及特点。频分多址（FDMA）将整个频谱资源切割成数个等间隔的信道，每一个用户使用其中一个信道。接收端根据每个用户所对应的频段通过频带滤波器进行解析，获得用户的信息。时分多址（TDMA）将将时间域切割成了数个等间隔的时间片，每一个用户选择一个时间片进行传输。接收端根据自己的时间片处理接收信号。这两种方案的缺点在于不能无限切割时频域资源，否则会引起比较大的码间干扰。第三代移动通信的码分多址（CDMA）通过使用不同的扩频码区别不同的用户。每个用户的扩频码满足正交性，从而保证信号之间能够独立，CDMA的问题在于无法找到满足正交性的足量扩频码，用户数目越多，干扰越大。第四代移动通信的正交频分多址（OFDMA）的信道带宽被划分为过个正交的子载波，每个用户分配不同的子载波组用于承载业务数据。OFDMA的各个子信道具有正交性，虽然各个子载波互相重叠，但是能够很好地抵抗干扰，缺点是提升空间不是很大，仍然不能满足下一代移动通信的需求。

本节我们主要介绍了非正交多址技术的技术背景和需求，并简单阐述了每一代移动通信中的多址接入技术，为下一章介绍现有的非正交多址技术做了铺垫。

## 非正交多址接入技术的发展

传统的频分多址技术受限于频谱效率，OFDMA在复杂度可接受的范围内达到了很好的系统性能，然而，随着网络的扩增，OFDMA已经不能满足下一代移动通信的需求。非正交多址技术越来越受到大家的关注。

现在主流的非正交多址技术大致分为三个方向：准正交多址接入技术，信号空间域叠加多址技术和非正交多址接入技术。

1）准正交多址接入技术：首先我们可以肯定的说，OFDMA，CDMA技术相比FDMA，TDMA等其他正交多址方案具有更好的性能。从技术的演变的角度来看，研究的重点在于如何通过改进非正交的方法改进传统的技术，能够去掉保护时间、保户带宽、循环前缀所引入的开销，以便达到提高频谱利用率的目的。信号在这种情况下不满足严格正交的条件，所以我们将这一类技术成为准正交多址接入技术。准正交多址接入技术主要是在传统的正交多址接入技术上进行改进，所以准正交多址接入技术具有系统信号处理过程相对较小，系统升级比较容易的特点。然而为了抵抗强干扰，计算复杂度一般大幅度上升，并且这种方式下资源的节约比较有限。

准正交多址接入技术主要分为以下三个方向：以基于波时分复用的准正交时分复用（QOTDM，Quasi-Orthogonal Time Division Multiplexing）、基于正交频分复用的改进技术准正交多载波复用和基于码分复用的改进版LAS-CDMA这三种主要技术。

QOTDM作为一种准正交技术，主要思路是将多路带限连续信号的信息通过时分的方式复接在一起。其步骤是将首先将多个连续信号进行采样。采样后的信号点可以表示带限的任意连续信号。其次，根据采样后的信号可以根据信道的个数，可能为一个可能是多个，将信号进行交织时分复接传输。在接收端，接收信号首先将接收到的信号进行采样量化，其次根据信道的交织时分情况进行解交织操作，解交织后的各路信号进行时分分接，将每一路的信号分别进行判决，最终恢复出信号。QOTDM通过交织时分复用可以用于多路连续信号的传输。该方案的优点在于通过交织和变换抵抗信道的衰落。

准正交多载波复用技术目前有以下几个方向：时频同步非正交频分复用技术数字传输技术（Time-Domain Synchronous OFDM, TDS-OFDM），时频训练序列正交频分复用数字传输技术（Time-Frequency Training OFDM, TFT-OFDM），离散小波变换正交频分复用数字传输技术（Discrete Wavelet Transforms OFDM, DWT-OFDM），广义多载波调制技术（Generalized Multi-Carrier，GMC），广义频分复用多载波技术（Generalized Frequency Division Multiplexing, GFDM）。

时频同步非正交频分复用技术（TDS-OFDM），作为一种改变OFDM频谱利用率的改进方案，保护间隔里填充了PN序列，这个PN的序列的作用在于充分利用OFDM的保护间隔，节省了导频信号。该方案已经用在了我国数字电视地面广播传输中。我们可以看出，该方案通过节省导频信号提升频谱利用率，但是由于导频信号本身所占的空间不大，提升频谱利用率的性能有限。

离散小波变换正交频分复用（DWT-OFDM）通过寻找一种在时频域同时满足紧支撑特性的正交小波基函数。利用这种正交基函数代替传统的OFDM系统中的DFT，提高了主副瓣的差距，减少了各个子信道之间相互干扰。通过这种方式，我们无需增加大量的保护间隔，从而提高了频谱利用率。离散小波变换正交频分复用在抗干扰的性能上要优于OFDM，此外，离散小波使用的正交基的波形不规则，不周期，在峰均比性能上也要优于传统的OFDM系统。由于不使用循环前缀，该方案的接收端复杂度要高于传统的OFDM系统。

广义多载波调制技术（GMC）可以作为OFDM技术的广义形式，能够调节各个子载波的带宽，交叠程度以及各子载波信号化方式，克服了传统正交频分复用系统对定时和频偏的敏感性，可以兼容传统FDMA、TDMA和CDMA方式。GMC系统作为准正交多址系统的一种主流方案具有灵活性高，易于与正交多址技术相结合的优势，但是在频谱利用率的提升方面比较有限。

广义频分复用多载波技术（GFDM）技术相比OFDM技术采用非矩形脉冲，同样的，在克服带外衰减方面有很好的效果。由于带外衰减比较小，OFDM需要更少的CP，在一定程度上可以提高频谱利用率。

此外，滤波器组多载波技术（FBMC）也是非正交多址领域里面的一个主流研究方向。滤波器组多载波技术通过设置新的原型滤波器设计减少了带外衰减。相邻子载波间抗干扰能力大大加强，无需引入循环前缀，提高了传输效率，同时对同步的要求没有OFDM严格。在多点协同传输接收技术（CoMP，Coordinated Multi-Point transmission and reception）中有很好的应用。

在实际的OFDM系统中，需要的CP的开销大概是25%，也就是说，即使将CP的开销全部省下，提升系统的频谱利用率也是很有限制的。并且，一般省下的开销都伴随着很高的接收端译码复杂度。所以，准正交多址技术很难从根本上解决下一代移动通信对于多址技术的需求。

另一种准正交多址技术LAS-CDMA是基于CDMA的改进，CDMA的缺点在于正交的扩频码比较少。LAS-CDMA有两层编码，分别称为LA与LS。这两层编码通过联合能够产生强大的零干扰多址码。LAS-CDMA通过对扩频码的改进能够有效地甚至完全的抵抗干扰。

2）信号空间叠加多址接入技术：传统的正交多址技术为了区分不同的用户，会给每一个用户独立的资源（频域，时域，时频域，空域），以便于对不同用户进行区分。然而对于每一个用户而言，其他的用户发送的信号就是干扰，所以每个用户并不关心其他用户的发送数据。干扰对齐技术是这类技术的典型代表。干扰对齐技术将干扰信号压缩到更小的子空间。这样做的目的是实现了所有用户能够同时利用相同的时频资源而不会相互干扰。通过这种方式，干扰对齐技术可以得到更大的系统容量，具有很强的研究价值。

3）完全非正交多址接入技术：交织多址接入技术（Interleaver-Division Multiple Access, IDMA）和功率域非正交多址接入技术（NOMA）是非正交多址技术的两种主流方案。交织多址接入技术来源于对码分多址技术的改进。传统的码分多址在多用户接入信道达到最佳性能的前提是要利用整个扩展带宽，然而在实际环境中是不能实现的。交织多址技术（IDMA）将扩频码的优化问题和信道编码的优化问题合二为一，利用低码率的FEC码将扩频与编码结合在一起降低编码的比特率，最大化编码的增益。区分于传统的CDMA系统靠扩频码来区分用户，IDMA技术用不同的交织器来区分用户。交织多址不再使用正交扩展码字，节省了开销。此外，在接收端省去了码分多址的解扩部分，联合译码的复杂度大幅度降低。综上所述，IDMA技术继承了CDMA技术的优点，并且额外的具备了抗多址干扰（MAI）能力强，低复杂度的多用户检测等优点。所以IDMA技术自从Li Ping提出后就受到了学术界的重视，是下一代移动通信中的主流多址方案。IDMA的难点在于交织器的设计。在IDMA系统中，由于不同用户依靠不同的交织器进行区分，性能不理想的交织器无法将不同用户的信号区分开，会引入大量的码间干扰。

功率域非正交多址技术是由DoCoMo最早提出的。由于传统的正交多址方案的在功率域上并不进行切分，每一个用户始终独占一个时频域上独占所有的资源。功率域非正交多址技术提出了不同用户可以通过在功率域上的切分实现共享同一时频资源的方案。并提出了完整的系统框架。

功率域非正交多址技术并不是一种单独使用的多址方案。功率域非正交多址技术可以和4G的OFDM技术相融合，可以在OFDM技术的基础之上提升每一个时频资源所能承载的用户数量。功率域非正交多址方案引入了一个新的维度——功率域，可以有效的区分叠加在一起的路径损耗不同的用户信息，从而实现了不同的用户能够共享相同的时频域资源。

功率域非正交多址技术可以利用不同的路径损耗的差异对多路的发射信号进行叠加，从而提高信号增益。同时，功率域非正交多址技术能够让同一个小区覆盖范围内的所有移动设备获得最大的可接入带宽，可以解决由于大规模连接带来的网络挑战。

功率域非正交多址技术的另一个优点是，无需知道每个新到的CSI（信道状态信息），从而有望在高速移动场景下获得更好的性能。

本节主要从现有的非正交多址接入技术入手，对不同的非正交多址接入技术进行分类，并对业界的主流非正交多址技术进行简要介绍。

## 论文研究内容和结构安排

本文将主要研究功率域非正交多址方案及其改进算法。考虑到传统的功率域非正交多址方案单纯用功率区分用户不具有实用化，在同一时频资源上不能承载大量的用户的特点，本文研究了基于与星座旋转叠加调制结合的新型功率域非正交多址方案，重点解决新型功率域非正交多址技术在发送端设计，接收端设计，功率分配，角度选择等问题进行了详细的研究和讨论。

本论文的结构安排如下：

第一章：绪论，在本章，我们通过分析传统的正交多址接入技术的优缺点，引出了非正交多址接入技术的意义和必要性；从现有的非正交多址接入技术入手，对现阶段的非正交多址技术进行分类，并对每一种类型的优缺点进行了讨论；最后对本论文的主要研究内容进行概括，并说明论文的结构安排。

第二章：对传统的功率域非正交多址接入技术进行了阐述。与传统的正交多址方案相比，从信息论的角度证明了非正交多址技术的优点。分析现有的功率域非正交多址技术的功率分配技术。本章最后对该技术的典型适用场景进行了阐述。

第三章：针对第二章里传统的功率域非正交多址接入技术发现的问题，引入了星座叠加调制方案。该方案在理论上也可以达到理论容量的上界。在随后的分析得出结论，虽然在性能上不如映射后的MQAM技术，但是具有灵活性，实现简单，非常适用于上行链路中，可以与传统的功率域非正交多址接入技术相结合，修正传统功率域非正交多址方案在同一时频资源上不能负载大量用户的不足。

第四章：介绍了结合星座叠加调制下的功率域非正交多址方案设计。从新方案下的系统设计入手，先分析了原理，然后讨论了发送端的设计方案，以及对应的接收端方案。此外，针对重点两个问题，功率分配和角度优化，我们进行了详细的阐述。在功率分配问题上，首先分析了基于最大合容量的方案在现实的通信系统中为什么是不可行的。引出了基于特定条件下的最大合容量功率分配方案，最后提出了本文中的利用功率平衡因子分配功率的方案。在角度选择上通过全局的搜索，找出最合适的角度优化。本章的最后对新型功率域非正交多址技术的性能进行分析。此外，本章还针对本文所提的系统的性能进行仿真分析。包括，新型功率域非正交多址与传统的功率域非正交多址的性能比较；是否加入信道编码对新型非正交多址技术的影响；角度最优化对新型功率域非正交多址技术的影响；本文提出的功率平衡因子的功率分配方案对对新型功率域非正交多址技术的影响。

第五章：全文总结。总结文章所有讨论和阐述的方面，并对外来的工作进行了展望。

# 功率域非正交多址技术概述

如上一章所说，传统的正交多址方案不能满足下一代移动通信的要求。功率域非正交多址接入技术区别于传统的正交多址接入技术，不切分时频域资源，可以达到更高的频谱利用率。下面，我们将对DoCoMo提出的传统的功率域非正交多址方案进行介绍，并对里面的关键技术进行详解，并对该技术的优缺点进行剖析。

## 功率域非正交多址技术概述

### 功率域非正交多址技术的原理

功率域非正交多址技术与正交多址技术在原理上有很大的不同。正交多址技术通过频域或者码域上的调度实现分集增益。功率域非正交多址技术通过将不同信道增益情况下多个用户的信号在功率域上进行叠加，从而获得复用增益。非正交多址技术的基本原理可以如图（2-1）所示。



图2-1 NOMA系统原理图

在发送端，不同发送功率的信号在频域完全复用，仅通过功率来区分；在接收端，基于不同的信道增益，通过串行干扰抵消算法依次解出所有用户的信号。以两个用户为例，如图2-1所示，两个用户的信号直接叠加到一起，对于用户1而言，直接解析用户1的发送信号。此时，用户2的信号和噪声干扰是用户1的所有干扰，因为用户1的信干噪比较大，用户1可以直接进行解析。用户2为了解出自己发送的信号，与用户1一样，需要首先把用户1的信息解析出来，解出用户1的信息后，从总的接收信号中去除掉用户1的信号，只保留用户2的信号和白噪声干扰。此时，我们已经将用户1的干扰消除，用户2可以得到正常的解析。下面，将结合公式对该方案每个用户的速率进行分析。

在系统中，发送信号可以叠加为：

 （2.1）

在用户端，通过串行干扰抵消算法依次解出所有用户的发送信号。最优的解码顺序应该为用户接收信号的信干噪比的降序。在理想没有差错传播的情况下，每个用户都可以准确的解出己的发送信号，则此时两个用户的速率分别为：

 （2.2）

 （2.3）

可以看出，每个用户的功率分配会对其他用户的吞吐量产生很大影响，系统整体的平均吞吐量和用户之间的公平性也很大程度上依赖于用户的功率分配方案。

下面，我们通过一个例子来说明NOMA的优势，在这里我们考虑两个用户，两个用户之间的信噪比相差较大，用户1的信道条件比较理想，接收信噪比20dB，用户2的信道条件比较恶劣，接收信噪比为0dB。用户1和用户2分别采用等宽分布的OFDM系统和等功率分配的NOMA系统，具体情况如下图所示。在这种情况下，采用OFDM系统的两个用户可达速率分别为用户1，用户2。采用NOMA方案下的可达速率分别为，。可以看出，两个用户的传输速率都得到了加强，其中第一个用户得到了53.2%的增益，第二个用户获得了18%的增益。从图2-2可以看出，传统的功率域非正交多址在频率上是复用的，所有的用户在同一块时频率资源上同时传输。换句话说，OFDM使用的是频率上通过切分子信道完成不同用户的区分，而NOMA通过引入一个新的域——功率域，完成用户信号在另一个域的区分。这种方式的性能我们将在下一节从信息论的角度进行分析。



图2-2 NOMA与FDMA的比较

### 功率域非正交多址技术的理论基础

本小节我们将从信息论的角度证明，传统的非正交多址接入技术能够达到多址接入信道的容量。

从信息论的角度讲，传统的正交多址接入技术，频分多址接入技术、时分多址接入技术和码分多址接入技术都是基于信号空间的正交分解，将整个信道划分为若干个独立的互不干扰的子信道，每个信源可使用一个子信道传送信息，每个子信道采用的正交基函数不同。三种多址方式分别采用了在频率域、时间域和码域上的正交划分，实际系统中这三种多址方式下传输可达的信道容量是不完全一样的。下面以二址接入信道为例，进行阐述。

假设，和分别为和信道编码后的信息传输速率，表示传输每个码字所携带的信息量。信道为高斯白噪声信道。

一个二址接入信道的容量满足一个满足以下条件的凸集合：

 （2.4）

 （2.5）

 （2.6）

式中，为平均互信息，它对应在联合集上概率分布乘积的某种选择。其二址接入信道的可达速率示意图如下图所示：

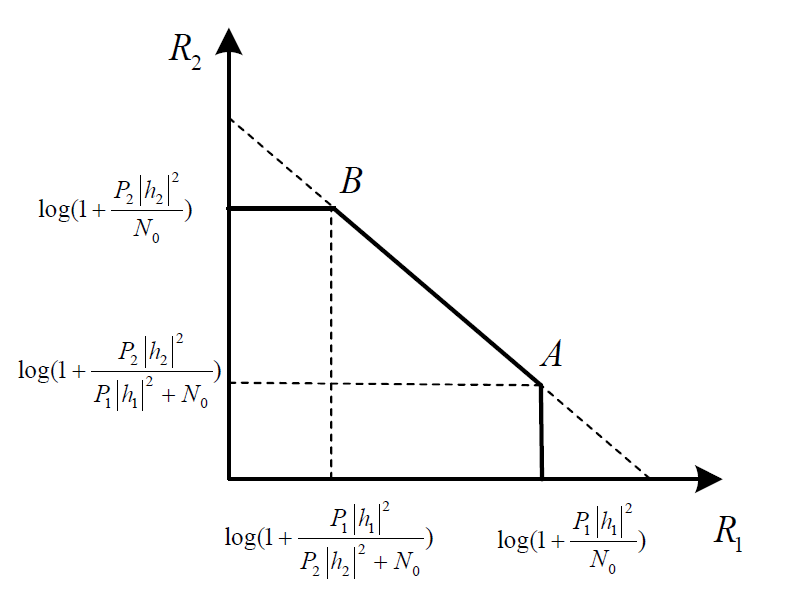


图2-3 二址接入信道容量图

和的合速率如公式（2.6）表示，可以被重新写成下式：



 （2.7）

或者： （2.8）

五边形内的任意一个点代表和的速率和能达到的值得范围。点的含义是指，发送者1以最大的信息传输率发送时，发送者2能够发送的最大信息传输率。点的含义是指，发送者2以最大的信息传输率发送时，发送者1能够发送的最大信息传输率。从图中可以看出，线段上的每一个点都能达到两个用户的传输速率和的最大值，传统的功率域非正交多址接入技术的信道容量是点或点，达到了理论上的最大容量。而传统的正交多址接入技术并不能时刻达到最大容量。可以证明，频分多址的速率只有一个点与线段相交，时分多址的速率也只有一个点与线段相交。结论是，在平均功率受限的情况下，采用时分多址方式和频分多址方式的可达速率均小于理论给出的容量区域。但是通过设计时隙分配或带宽分配的比例，时分多址与频分多址又都可使速率达到理论容量域的最大值。传统的功率域非正交多址接入技术能够始终达到理论容量与的最大值。所以，功率域非正交多址接入技术具有更好的信道容量。此外，我们从图中还可以看出，串行干扰抵消（SIC）技术在接收端的原理正好满足（2.7）式和（2.8）式的链式法则。所以传统的功率域非正交多址技术可以达到合速率的理论最大值。

### 功率域非正交多址技术的特点

通过上面的分析可以看出，功率域非正交多址技术将所有用户的信息叠加到一起，所有用户叠加在同一个时频资源下进行传输。在接收端按照链式法则的方式用串行干扰抵消的方法进行解析。在保证译码正确性的方式下，该方案能够满足始终达到最大合速率。功率域非正交多址技术的技术的难点在于如何进行功率分配使得每一次的串行干扰抵消操作都能被正确的译码，不会带来误码传播现象。此外，随着用户数目的增多，最后一个用户为了解析出自身的信息，首先需要解析之前出现的所有用户的信息，带来的结果是在接收端的复杂度大大增加。所以，如何进行功率分配和如何在增加同一时频资源下的用户数目的情况下，减少串行干扰抵消的次数，降低译码复杂度。

## 功率域非正交多址的实用化技术方案

### **功率域非正交多址方案与正交频分复用相结合**

功率域非正交多址方案相比传统的正交多址方案革命性的改变是增加了一个除时域，频域，码域，空域以外的一个新的域，功率域。如图2-3所示，我们是可以将OFDM方案与功率域非正交多址方案相结合，其示意图如图2-4所示：



图2-4 OFDM方案与功率域非正交多址方案相结合示意图

由于一个小区内有大量的终端需要接入，每一个用户都需要资源块进行传输，由图2-4我们可以看出，结合OFDM的功率域非正交多址技术相比OFDM技术有成倍的时频域资源块（在图中所示的数目为三倍），所以，该方案能在传统的正交频分多址的方案中增加大量的用户，并且，译码复杂度的增加仅仅局限在每个子载波传输信息的处理，子载波间的复杂度并没有变化，所以本节讨论的将OFDM技术与功率域非正交多址方案相结合的技术具有很强的是实用价值。

### **功率域非正交多址方案的发送端方案**

上一个小节重点介绍了功率域非正交多址技术是如何与OFDM技术相结合的。本小节，我们对功率域非正交多址方案的实用化发送端设计进行讨论。在这里，我们假设系统为一个下行链路，如上文所述，为了实现图2-4所示的结果，我们的发送端框架如图2-5所示：



图2-5 功率域非正交多址的发送端方案

从图中我们可以看出，基站在发送端首先将每一个用户的信号首先进行FEC编码，用户的信号进行映射和串行转并后，将不同用户的信号转换到对应的子载波上，其中用户的数目为N，子信道的数目为L，满足关系式。之后对在相同子信道下的不同用户进行不一样的功率分配，将叠加后的信号传输给所有的接收端。其流程为：

1. N个用户的发送信号分别进行FEC编码操作。
2. 对每一路FEC编码后的信号进行映射。
3. 每一路的映射后的信号根据事先确定的对应子载波进行IFFT变换。
4. 为每一路信号添加循环前缀。
5. 每一路信号进行并串转换。
6. 将所有用户的信号叠加在一起进行传输。

从图中我们可以看出，步骤（3）-（5）为OFDM技术的步骤。功率域非正交多址技术与OFDM调制技术结合，实现了L个子信道传输N个用户的信息，提高了频谱的利用率。

### **功率域非正交多址方案的接收端方案**

基于发送端的系统框图，每一个接收端在接收信号的时候需要确定自己所对应的子载波和在该子载波下的解码顺序。

接收端的每一个用户的流程如下：

1. 接收端的每一个用户通过事先约定的子载波进行译码，首先从接收信号中提取出该用户发送信号所在子载波内的所有信号。
2. 根据事先已知的该用户在这个子载波里面的顺序，在这里，我们假设子载波里的接收端在译码顺序的第位。
3. 初始化
4. 接收端按顺序进行译码，首先译码出第个用户的信号，并从总信号中消除第个用户的信号。如果，，重复步骤（4），否则，返回译出的信号。

该方案相比传统的正交频分多址方案能够成倍的提升用户数目，根据仿真结果表明，用功率域区分的3个BPSK调制下用户可以在同一个子信道中进行传输。所以该方案比频分复用正交多址方案能够大幅度的提高同一时频资源承载的用户数目。传统的功率域非正交多址技术由于使用了串行干扰抵消作为接收端译码方案，在接收端的译码延时将随着同一个子载波下的用户的数目的增加而大幅度增加，此外，随着同一个子载波下的用户树木的增加，功率最小的用户由于功率太小，传输的码率会受到限制，所以串行干扰抵消的用户数目不宜设置过大。在下一个小节将重点讨论，在传统的功率域非正交多址方案中，将如何进行功率分配。

## 功率域非正交多址功率分配

由于一个小区内的所有终端在的最底层上其实是共用一个基站，每一个用户的信道条件都是未知且不同的。一般而言，距离基站远的用户信道衰减比较厉害，而距离基站近的用户信道衰减比较小。在这里，我们根据用户和基站间的平均路径损耗将用户分为两种，中心用户和边缘用户。如果固定了每个用户的使用频带，也就是中心用户使用中心用户的频带资源，边缘用户只用边缘用户的频带资源。这种方式的缺点是：并不是所有的用户都在同一时间发送信息，在每一个时间片内，系统的频谱利用率都无法达到最大。其次，这种分配方式由于固定了每一个用户使用的带宽，在接收端使用串行干扰抵消进行信号判决的时候，无法获得信道条件好的中心用户和信道条件差的边缘用户之间的复用增益。

基于上述问题，传统的功率域非正交多址方案采用了比例公平算法。比例公平（PF）算法通过最大化平均用户吞吐量乘积来平衡系统总吞吐量和小区边缘用户吞吐量之间的折中的一种有效方案。

下面我们不妨假设一个1个发送端，2个接收端的系统。每个用户通过事先分配好的发送功率模块。假设在一个蜂窝中有K个用户，将整个频带分成B份，每个频带的带宽为WHz。

在这个系统中，多用户的用户集合为。在这个集合中，我们用表示第b个用户的索引，其中表示频带的带宽。b中被调度的用户数用参数表示。通过以上假设，我们在每个子载波的接收端的接收信号可以如下式表示：

 （2.9）

其中是用户与接收端间的信道系数矩阵，它包括路径损耗，阴影衰落和瞬时衰落系数。为简单起见，我们假设瞬时衰落互相关系数在一个频带内是恒定的。是用户在频带b上的发送功率。是接收端噪声和蜂窝间干扰向量。由上式可知，最大的总的用户吞吐量可以表示为:

 （2.10）

在接收端根据上一小节的描述，我们将采用串行干扰抵消与最小均方误差相结合的算法（MMSE-SIC）。代表用户在中的任意的排列顺序。首先根据最小均方误差算法计算出的信号。在检测出的信号后，我们将原来的信号进行重建的操作，从发送信号中去除掉实际发送的信号作为检测的输入信号。以此类推，利用串行干扰抵消技术和最小均方误差相结合的方式，我们可以检测出所有用户在同一个子载波上传输的实际信号。滤波器用于分辨用户的输入信号可以表示为：

 （2.11）

则MMSE过滤后信号的信干噪比SINR为：

 （2.12）

串行干扰抵消的原理是在解自己信号的时候，将高斯白噪声与剩余用户的信号都当成干扰信号。每次成功解出一个用户的信号，剩余用户的信干噪比越大。所以需要大吞吐率的用户可以将自身的解码顺序向后移动。为了保证每一个用户的吞吐率都满足其需求，我们按照吞吐率需求的倒叙将用户进行排序。可以看出，调度算法的好坏将直接影响整个系统的公平性，在下面的论述中我们将重点研究在功率域非正交多址技术中使用的调度算法。

比例公平算法可以有效的缓解像素的在每个频率带中，用户k的平均吞吐量可以表示为：

 （2.13）

作为一个衡量吞吐量的测试时间跨度的变量，在实际系统中大约设置为100ms。为用户k在频带b上在时刻t的吞吐量，其中t为子帧的时间索引。比例公平算法使平均用户吞吐量最大化的调度算法需要满足以下条件：

 （2.14）

 （2.15）

由公式可以看出，PF算法可以通过最大化用户瞬时吞吐量的加权和来使调度矩阵最大化。最优化的功率分配是迭代注水功率分配算法。

## 功率域非正交多址的应用场景

区别于其他的正交多址系统，由于功率域非正交多址技术通过功率的大小来区分用户，所以远近效应下的功分多址系统拥有更好的性能。因此，在实际的应用场景中，有两种场景中适合使用功率域非正交多址技术。下面我们将具体阐述两种场景。

1）单蜂窝小区多用户场景

如图（2-6）所示的场景，用户1距离基站非常近，具有非常好的信道条件，用户2距离基站距离适中，用户3距离基站非常远，信道条件比较恶劣。如果3个用户都采用相同的功率分配方案，在该情况下的总吞吐量比传统的正交多址方案的总吞吐率要大一些，但是小于理论上的极限吞吐量。为了能达到最大的吞吐量，可以为信道条件好的用户将获得更大的发送端功率。然而该方案下，处于小区边缘的用户3功率会相应降低，用户3的吞吐量会继续降低。所以，我们需要将用户的公平性作为考量系统性能的另一个因素。通过不同用户间的功率分配技术，我们可以找到总吞吐量和公平性性能的折中方案，使得功率域非正交多址技术在该场景下能够获得很好的实用价值。

图2-6单蜂窝小区多用户场景

2）Hetnet场景

图（2-7）所展示的场景是另一个功率域非正交多址技术适用的场景。此时，用户不仅处在微蜂窝小区基站中，还处在宏蜂窝小区基站的覆盖范围内。在这种情况下，会产生同频干扰的现象。该场景下引入功率域非正交多址方案。宏蜂窝和微蜂窝分别根据与用户的信道状况选择发送信号的功率，在接收端，用户可以通过串行干扰抵消的方法将两个基站的信号同时进行解析。该技术实现了在同一个频带上如何同时接收两个基站的信号。

图2-7 Hetnet场景示意图

## 本章小结

本章从基本理论出发，首先阐述了传统的功率域非正交多址技术的基本原理，并从信息论的角度证明了为什么传统的功率域非正交多址技术能够达到信道容量。其次，本章重点讨论了传统的功率域非正交多址技术的功率分配方案。阐述了比例公平算法是如何寻找系统总吞吐量和小区边缘用户吞吐量之间的折中方案。最后，本章对传统功率域非正交多址技术的使用场景进行了简单的分析与说明。

# 星座叠加调制技术概述

星座旋转叠加调制技术可以被看做是一种特殊的多层调制技术，与传统的多层调制技术不同，星座叠加调制技术通过对星座图的伸缩与旋转，克服了传统多层调制技术系统容量受限的缺点。

## 星座旋转叠加调制简介

星座旋转叠加是一种多层调制技术。区别于传统的调制方案，多层调制技术是一种特殊的调制方式。多层调制技术可以认为是一种更少约束的调制方式。在多层调制方案中，每层用户在时域和频域上完全叠加在一起。从而实现不同用户可以共享相同的时频域资源。下面，我们将从理论上解释星座旋转滴的原理和优势。

星座旋转叠加，顾名思义，每一层用户的信号采用相同的调制方式，旋转后叠加在一起。调制后的信号可以表示为：

 （3.1）

其中，是第层的传输信号。所有信号经过叠加后的合信号为。不失一般性，多个用户都采用BPSK调制为例。每个用户发送的数据为1或者-1。个用户可以选择的发送的数据一共有种可能。如果是2个用户直接叠加，收到的合信号为 [-2 , 0 , 2]。也就是说，收到的信号只有3种可能，当收到的信号为2或者-2的时候，可以确定两个用户同时发送的是+1 或者 -1。然而，当接收信号为0的时候，接收端无法判别收到的信号到底是什么。可能为：第一个用户+1，第二个用户-1，或者第一个用户 -1，第二个用户+1。推广到多维的情况。如果所有的用户都只发送 +1 或者 -1，接收端能收到L+1个信号，远远小于根据排列组合下的个，所以将不同用户的数据叠加是不科学的。星座旋转叠加通过将不同用户的信号先经过旋转，再将旋转后的信号叠加在一起。这种做法保证了接收端接收的信号为个结果。

用信息论的角度讨论这个问题。当收到的叠加的信号具有等概分布时，整个系统能够得到最大的信息熵。而直接多层叠加的技术的接收端收到的信号是非等概率分布的，这种方式下会损失信息量。

此外，如果不能一一映射，这个系统在实际的通信场景下是不能使用的。多对一的映射不能在接收端正确解出。从以上两个方面来讲，单纯的使用多层调制是不可行的。

以上两个方面是非常重要的两个问题。对于一个三个用户的BPSK多层调制方案为例，叠加后星座图上有4个独立的星座点，系统的信道容量为也就是2比特/符号，最大可达速率为也就是3比特/符号。因此，多层调制方案必须得进行改进。

上面的多层调制方案，每一个用户的功率，相位都是相同的。星座旋转多层叠加方案在这个问题上进行了改进。功率控制和相位控制在该方案中被引用。在星座旋转叠加调制方案里，所有用户依然叠加到一起进行传输，换句话说依然共享所有的时频资源。每一个用户使用一个独立专有的幅度缩放因子和相位旋转因子来作为识别标识。也就是说，叠加后的信号可以表示为：

 （3.2）

这里我们继续以三用户BPSK调制为例，通过首先对每层分配一个独有的旋转因子。三个用户的旋转角度分别为30度，70度，110度。我们将三层用户的信号分别叠加起来。叠加后信号用紫色点标记。可以看出，8个点完全分开。系统容量达到3比特/符号，也就是最高可达速率，系统容量不再受限。

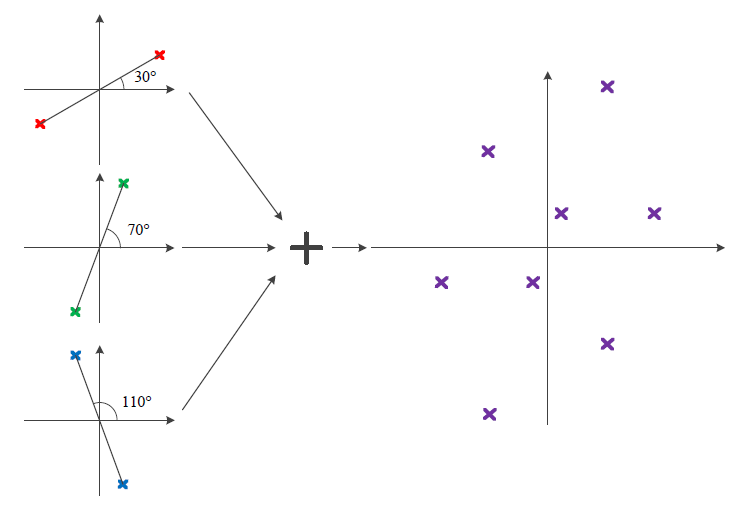


图3-1 星座叠加示意图

## 星座旋转叠加调制与高阶调制的对比

星座叠加调制和高阶调制都能在同一条信道上，同时传送最大可达速率的信息。举例说明：4个用户的BPSK调制发送消息时，发送的消息是4比特/符号。将四个用户的BPSK信号映射到16QAM上面时，16QAM也可以同时发送4比特/符号。下面我们将对这两种方式的性能进行讨论：

首先，针对不同的信道环境，最优的星座点设计是不一样的。但是最优的星座点设计在解调过程中会非常困难，而以16QAM为例的矩形MQAM信号星座虽不是最优的星座结构，但是满足一给定的最小欧氏距离条件下，即在一定误符率条件下，矩形星座的MQAM信号所需平均发送功率仅比最优的MQAM星座结构的信号的平均发送功率稍大，而矩形星座的MQAM信号的产生和解调在实际实现时比较容易，矩形星座MQAM信号在实际通信中得到了广泛的应用。

星座旋转叠加调制的特点在于，将不同用户的信号叠加在一起，组成一个新的星座点矩阵，根据映射关系在接收端进行译码。下面，讨论的重点为：当合成后的星座点映射图用相同的功率发射后，哪种方案下的抗干扰能力更强。

显然，直接根据互信息计算信道容量的方案应该被采用。但是这种方案的计算量太大，在这里，两种方案将比较最大化的最小欧式距离。我们假设星座旋转叠加调制方案的功率不变，第一个用户的角度为0度，也就是基准点位，第二个用户，第三个用户和第四个用户分别以1度为单位进行穷举搜索。搜索完成后，选择最大的最小欧氏距离方案。在这种方案下，三个用户的角度分别为30度，90度，120度。经过测试，该情况下的最小欧式距离比16QAM小。可以证明，星座旋转叠加方案比矩形MQAM的性能略差。下面从原理上分析一下这个事情。

以16个点为例，寻找最小欧式距离的方案可以用下式表示：

 （3.3）

Subject to:  （3.4）

其中为所有点的功率和，所以每一个符号的平均传输能量为。从上面这个式子，我们可以看出，在这个里面，一共有32个参数，1个条件，也就是说，这是一个31维度的空间。为了保证我们能找到有意义的点，这个优化问题的解应该是31维度的子空间。而星座旋转叠加调制方案的公式如公式所示，4个BPSK用户一共有8个参数，同样满足一个功率和一定的条件，所以最优解应该在一个7维的子空间。而且每一个7维子空间上面的点都能在31维的空间中找到映射，反之则不能保证。所以31维子空间上的最优解一定不弱于7维子空间上面的最优解。

然而，星座旋转叠加调制与MQAM用的场景不同，在无线通信中，如果MQAM通过映射的方案用于非正交多址里，首先发送端必须要知道所有用户发射的内容是什么，这种情况在实际的过程中是非常难实现的。星座旋转调制叠加不需要如此受约束，每一个用户只要知道分配给自己的幅度缩放因子和角度缩放因子就可以了。每个用户发射的发送信号可以在无线空间中直接进行叠加产生星座图，具有操作简单的优点，并且性能损失不大，非常适用于上行非正交多址链路。

## 星座旋转叠加调制的功率分配技术

下面我们将重点讨论星座叠加技术的幅度因子的选择。假设个用户，不是一般性的假设。第个用户的输出信号信干噪比（Signal to Interference plus Noise Ratio, SINR）应该如下式表示：

 （3.5）

因为当每一个用户的传输速率相同时，每一用户的信道容量与每一个用户的输出信号信干噪比呈现出单调递增的关系，每一个用户的应该保持一致，所以，我们可以将上式为等式关系进行求解。

这个结果的每一层用户的功率呈比例下减。相邻层之间的功率分配满足关系式：。下面，我们的讨论重点变成：是如何确定的。按照上述的步骤，我们假设总功率为，的表达式应该满足：。从这个式子我们可以看出。只跟两个参数有关，分别是信噪比和叠加的总层数。星座叠加技术的功率分配对于每一层的可达速率会随着层数的增加而趋近于信道的信道容量。然而上述讨论的星座多层调制的功率分配有如下几个特点：

功率分配必须建立在完美的串行干扰抵消，可以保证在每一层消除处自己信息外的其它层用户信息的时候，可以做到正确译出自己层的信息，不会出现错误判决。

上述考虑的功率分配方案并不在意输入信号的分配，无论是高斯分布还是其他类型的分布都可以适用。信道容量都会随着信干噪比的提升而单调递增。

由于每一个用户的传输的需求不一样，我们可以将个用户进行排列组合得到种排列组合。除了我们给出的一种方案外，还有  方案可以被考虑，基于这点考虑，其他的功率分配方案也可以被使用以便达到相同的效果。这一点体现出了星座叠加调制方案的功率分配方案的灵活性。

## 本章总结

本章从基本理论出发，首先介绍了星座点叠加调制技术的基本原理，并从理论上分析为什么星座点叠加调制技术能够达到理论上的信道容量。星座点叠加调制是如何实现不同的用户能在时频域共享的情况下区分出来。紧接着，本章从理论上分析了星座点叠加调制技术的性能，以及星座点叠加调制技术在非正交多址领域的使用场景。最后研究了星座点叠加调制方案的功率分配，讨论了功率分配技术的几个重要问题。本章对星座叠加调制技术的研究，是为了后续章节对新型功率域非正交多址方案的研究做铺垫。

# 结合星座叠加调制的新型功率域非正交多址多址技术

本文在第二章介绍了传统的功率域非正交多址技术，并且在第三章中介绍了星座点叠加调制技术。传统的功率域非正交多址技术为了保证不同用户在同一个时频域资源上能够区分开，用户间的功率必须按指数倍递减，并且在期间必须要使用比较强的信道编码。所以，在这个系统中不能同时承载太多数量的用户，否则最后一个用户分配的功率太小以至于这个用户的实际传输过程中不存在实用性。既然在用户的数目的增长上遇到了瓶颈，本文考虑引入星座叠加调制技术，每一个用户的发送信号被替代成多个用户星座叠加后的“超级信号”。换句话说，在同一个时频资源下，信道同时承载了更多的用户数目，在工程上实现简单，有很强的实用性。下面，本章从系统设计，发送端设计，接收端设计，功率分配，角度优化等技术进行分析。

## 新型功率域非正交多址技术的系统设计

因为在新的系统中每一个用户拥有一个独立的缩放因子和角度旋转因子，新系统能够承载大量的用户数目。我们在本章分析的场景如图所示。

假设在上述系统中一共有N个用户被考虑，代表第n个用户的信道系数。在这里，我们可以把重新写成下式：

 （4.1）

在上式中，代表信道的衰落幅度大小，代表信道的相位变化。在我们设计的新型功率域非正交多址方案中，在一个组内的用户具有相同的信道衰落幅度。在同一个组内的功率分配技术为等功率分配技术。在这里，我们假设一共有K个组。N个用户根据其信道衰落幅度的大小均分到K个组中。

图4-1 新型功率域非正交多址技术系统示意图

根据上面说的方案，下面将重新假设情景。定义是第个组的第个用户的调制信号。的范围是从1到L。的范围是从1到K。并且满足以下条件：



 （4.2）

所以在接收端的信号可以表示为：

 （4.3）

是第组第个用户可调整的相位，代表第组第个用户的信道的实际相位偏转。参数代表是第组在发送端的发送功率的和。代表第组的信道的衰落幅度大小。代表所有用户所经历的高斯白噪声，其功率谱密度是。



为了简化上式，在接收端，假定如下：

 （4.4）

是多层叠加调制的相位，包括调制时的相位变化和信道的相位变化。可以根据信道估计后得到的调整使得为0，我们将（4.4）带入到（4.3）中，可以得到简化后的发送端信号：



 （4.5）

在接收端，我们利用SIC-MMSE解调方案进行解调。下面我们从发送端和接收端两方面进行详述。

## 新型功率域非正交多址技术的发送端设计

该系统的发送端需要处理的事情有两个，第一个是如何获取一个用户的信道状态。第二个是在拿到了自身的信道状态后，根据自身的信道状态对信号选择幅度缩放因子和相位缩放因子，然后进行调制。

发送端获取信道状态的方式可以采用，发送端首先在第一个时隙中发送一个导频，接收端根据导频的信道信息，计算出每一个用户应该选择的幅度因子和相位旋转角度。接收端在第二个时隙向发送端发射信息，将计算出的参数传递给发送端的每一个用户。发送端收到参数信息后，调节自身的信号，在第三个时隙中把数据发送给接收端。

其具体流程如下：

所有的发送端事先向基站发送正交的导频信号进行信道估计。在基站的处理包含以下操作步骤：

1. 第一个时隙，发送端向接收端发射伪随机导频信号。
2. 在第二个时隙，对所有用户进行信道估计，得到每一个用户的信道状态，其特征为。
3. 确定分组方式：将具有相同信道衰落幅度的用户分为一组。每个组内的用户数量为，且，组的数目为，其中。每个用户的信道条件为，，是第组第个用户的信道的相位偏移。表示每个组的信道衰落幅度，其特征为，，，。
4. 对不同组用户进行功率分配：第组的用户的总功率设置为，满足，。是一个常数，特征为。
5. 对每个组内的用户进行星座旋转：组内每一个用户的星座图旋转角度分别为、、…、，其中代表在第组内，其特征为 ，， 为基于最大互信息准则下的预先设定的组间用户的相位。并把上述信息发送给发送端。
6. 在第三个时隙中，发送端将信号按照接收到的参数进行调制。然后把信号发送出去。

发送端根据基站分配的功率和旋转角度对发送信号进行处理与发送。其发送端结构参见下图。

图4-2 新型功率域非正交多址技术系统发送端设计

## 新型功率域非正交多址技术的接收端设计

根据已知的用户分组和功率分配情况，在接收端采用串行干扰抵消技术对不同组的信号进行检测，对于同一组内采用最小均方误差的方法对组内的不同用户的信号进行检测。MMSE-SIC译码算法可以成功的对该情况进行译码操作。在这里，假设每一组用户的功率随着序号的递增而逐级递减。接收端译码流程如下所示：

1. 令，初始接收信号为待处理信号。
2. 待处理的信号将除了第组外的信号作为干扰，利用最小均方误差原则解出第组的合并信号。
3. 根据检测出的，判决出，即为第组的第个用户实际发送的数据。
4. 从原来的待处理信号中除去，作为新的待处理信号。
5. 若，返回（2）步骤，且。

接收端的译码流程图如下图所示：

图4-3 新型功率域非正交多址技术系统接收端设计

## 新型功率域非正交多址技术的功率分配方案

在本小节将重点研究发送端的功率分配技术。在本章中我们提供的功率域非正交多址方案的功率分配技术主要研究如下几点。

1. 当满足所有用户的吞吐量的和最大的情况下，功率分配方案。

2. 当满足特定公平性条件下，使得所有用户的吞吐量和最大。

3. 本文提出的可以通过调节系数，在最大化吞吐量和保证每个用户公平性条件下的次优化功率分配方案。

首先，不失一般性，在本小节我们假设带宽为1Hz。此外，本小节不考虑信道估计不准确对本方案的影响，所以，本小节认为所有的分析都是基于理想的信道估计的条件下。

现在分析第一种情况，首先要找到满足功率和一定的情况下，如何能得到最大的合吞吐率。每一个用户的吞吐率可以表示成下式：

 （4.6）

其中代表当前除第i个组以外，剩余没有解调的信号的总功率。所以为了使得总吞吐量最大，功率分配问题的表达式如下所示：

 （4.7）

Subject to:  （4.8）

其实，把第一个式子展开写，可以发现上式可以经过化简，得到的化简结果如下：

 （4.9）

Subject to:  （4.10）

上式的数学意义为，在总功率一定的情况下，最优的吞吐率的分配希望上面的分子项越大越好，所以在这种情况下，最优的方案为将所有的功率发送给最大的组。换句话而言，为了能达到最大的合吞吐率，功率应该尽量分给信道条件比较好的用户。然而在实际情况中，这种做法是不能够实现的。所以我们有必要引入公平性的条件。

为了保证公平性条件，下面我们将引入几种公平性的条件。

保证最小的用户的吞吐率大于某个阈值，则上式的优化问题将改为：

 （4.11）

Subject to:  （4.12）

 （4.13）

这个问题是一个优化问题，根据最优化理论，这个问题是线性规划问题，可以用单纯形法解出最优解。

第二种引入公平性的方案是保证组之间的吞吐量呈比例下降，在这里，我们引入比例因子，相邻组之间的吞吐率呈比例下减，这样，最后一组用户也将拥有可观的吞吐量。优化问题可以重新表示为下式：

 （4.14）

Subject to:  （4.15）

 （4.16）

该问题是一个非线性的最优化问题。简化后利用二分法可以进行求解，因为过程比较复杂，在本小节中不打算详细展开。

最后，本论文提出了一种次优化的新型功率域非正交多址技术的功率分配方案。为了寻找最大化吞吐量和公平性的平衡，新的功率分配方案引入了一个平衡因子，受到第三章星座叠加方案的功率分配的启发。我们让呈指数递减，选择合适的可以满足最大化的吞吐量和公平性的平衡，越大，总吞吐量越小，各个组之间的吞吐量相差越小；越小，总吞吐量越大，各个组之间的吞吐量相差越大。其数学表达式如下所示：

 （4.17）

 （4.18）

随着的增大，系统会将更多的功率分配给那些信道条件差的组。如果的值确定，每个组的功率求解不需要复杂的优化问题运算，直接用显示表达式给出。所以该方案具有实现简单，运算复杂度低的优点。

## 新型功率域非正交多址技术的角度优化方案

每一个组内分配的角度有多种选择方案，理论上，只要叠加出来的星座点之间不重合，那么在高斯白噪声足够小的前提下，系统都能达到理论上的信道容量。

最优的求解方案是寻找，相同信噪比下能达到的最大信道容量。这种通过互信息下的求解非常困难。在本小节，角度优化的目标的函数是寻找在功率一定下的最小欧氏距离最大化。我们以BPSK和QPSK为例进行了研究。在这两种方式下，不失一般性，一个用户的旋转角度置为0度。剩下的用户以1度为单位进行遍历搜索，在搜索的过程中，记录每一种情况下的最小欧式距离。然后，我们将最优的情况记录下来。

现在分析下两种情况下的结果。

BPSK的角度优化的结果：

|  |  |  |  |  |
| --- | --- | --- | --- | --- |
|  | 第一个用户 | 第二个用户 | 第三个用户 | 第四个用户 |
| 2用户 | 0度 | 60-120度 |  |  |
| 3用户 | 0度 | 36度 | 144度 |  |
| 4用户 | 0度 | 30度 | 90度 | 120度 |

QPSK的角度优化的结果，两用户的最佳旋转角度为0度和30度。

所以，在为每一个组的用户分配角度的时候，根据每个组内用户的调制方式和用户的数目，为每一个用户选择合适的角度旋转，从而做到找出最优的星座图案。

## 新型功率域非正交多址技术的性能分析

本小节将对本节提出的新型功率域非正交多址技术的性能进行评估并进行仿真。验证该方案的优缺点，并与传统的功率域非正交多址技术进行比较。 模型为上行链路模型，所有的信道都是基于块衰落信道，噪声为高斯白噪声。

### 本文提出的方案与传统的功率域非正交多址技术的比较

在第一个例子里，我们首先比较一下传统的功率域非正交多址的性能和本文提出的功率域非正交多址技术的性能。在下图中，所有的用户仅仅通过了调制，并没有选择编码。



图4-4 无信道编码情况下的所有用户平均误比特率分析

红色的线表示使用了本文提出的新型功率域非正交多址方案，六个用户使用BPSK调制方案，分为三组，每个组有两个用户，组之间的功率比为0.1，旋转角度分别为0度和90度下的每个用户的平均误比特率曲线。在这里，所有情况下的仿真数据量为：100000次。

绿色的线表示相比红色的线，仅仅修改了旋转角度，并没使用最优的旋转角度，旋转角度的选择为0度，45度。

蓝色的线表示的传统的功率域非正交多址情况下的6个用户，用户之间的功率比为0.1的所有用户的平均误比特率信息。

棕色的线表示4个用户在本文提出的方案在QPSK调制的情况下，分为2组，组之间的功率比值为0.03，每个组两个用户的旋转角度为0度和30度的情况下的所有用户的平均误比特率。

黑色的线表示4个用户在组之间功率比为0.03的情况下，用传统的功率域非正交多址方案下的所有用户的平均误比特率。

从图中我们可以得到如下的分析：

1. 在上行链路中，本文提出的新型功率域非正交多址方案在相同的用户数目的情况下比传统的功率域非正交多址方案在性能上有显著地提高。以红线和蓝线做比较，在误比特率为的情况下，蓝线的性能在实际的通信系统中不可用。从理论上分析，随着功率的逐层递减，一般到最后一个用户的时候分配的发射的功率比较小，不能很好的对抗恶劣的信道条件。
2. 是否使用最优的角度调制也会对结果造成影响。以红线与绿线为例，红线使用了最优的旋转角度，而绿线没有使用最优的旋转角度，最优的旋转角度带来了2dB左右的增益。

由于没有使用信道编码，用户抗噪声的能力比较差。为了解决这个问题，

我们在仿真过程中引入了信道编码，Turbo编码。所有用户的Turbo编码的码率均为1/3，码长为1024，仿真结果如下图所示：

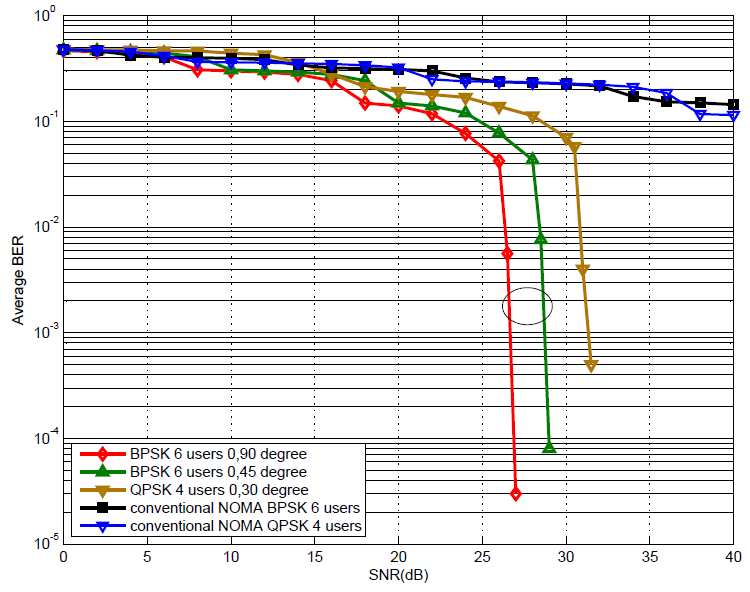


图4-5 Turbo编码情况下的所有用户平均误比特率分析

对比图4-4和图4-5，以红线为例，Turbo编码带来了一定的增益5dB以上的增益。并且我们在图中看到了一个奇怪的现象，所有的曲线都是抖动的。这个现象的原因是因为信道编码具有译码门限，由于这张图为所有用户的平均误比特率，如果信噪比能到译码门限，一个组的误比特率会很快地降低下来，整体用户的平均误比特率就会有很大的波动。每一个快速抖动代表一个组的信干噪比达到了译码门限。所以，通过比较图4-4和图4-5，我们通过仿真证明本文提出的功率域非正交多址方案可以与信道编码相结合从而提高性能。

更多的分析曲线请参见图5-3：

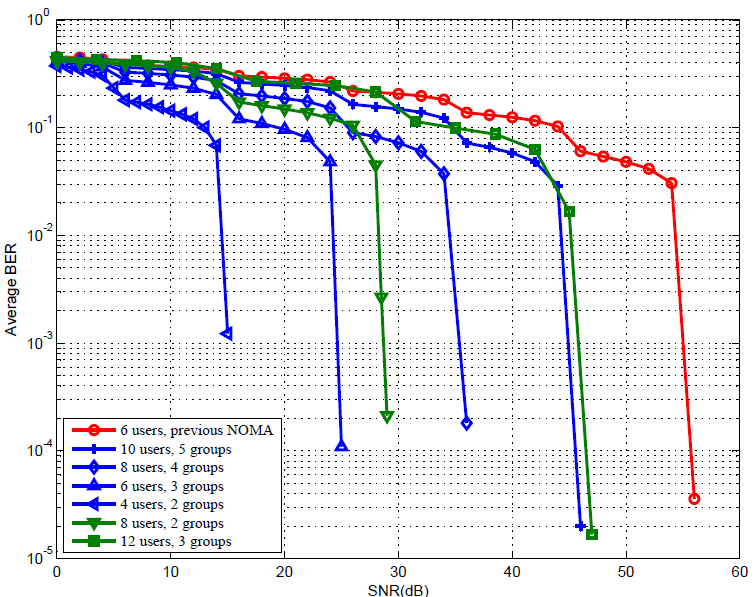


图4-6 多组多用户下新型功率域非正交多址方案分析

在图4-6中，我们重点分析不同的用户数目的条件下，传统的功率域非正交多址技术和本文提出的新型功率域非正交多址技术的比较。在所有的情况下，调制方式均为BPSK，使用的信道编码是Turbo码，码长1024，码率1/3。蓝线表示的是本文提出的方案，每个组有两个用户，旋转角度为0度，90度，分别有2,3,4,5组。功率分配方案采取本文提出的次优化功率分配方案，为0.1。从图中可以看出，即使是5组，每组2用户，也就是承载的用户总数为10个的情况下，性能仍然远好于传统的功率域非正交多址方案。绿线代表每个组内有4个用户，一共分成2组和3组的情况，旋转角度选取最优的旋转角度，功率分配的设置为0.1。通过比较我们可以看出12个用户在分成3组，每组4个用户的情况下，其性能仍然大幅度好于传统的不分组的功率域非正交多址方案。

### 功率平衡因子的选取及影响

本小节我们将通过仿真讨论，的变化是如何调节用户的性能和公平性的。仿真结果如下：

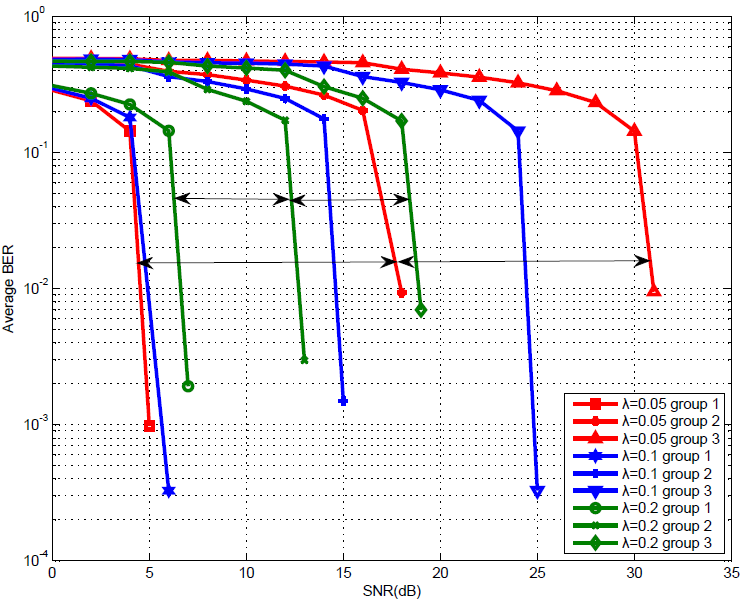


图4-7 基于平衡因子下的功率分配技术的性能分析

上面的情况都是基于6个用户BPSK调制的情况，6个用户分成3组，每个组有两个用户，红色的线代表当选择为0.05的情况下，三组用户的每一组用户的平均误比特率。蓝色的线代表当选择为0.1的情况下，三组用户的每一组用户的平均误比特率。绿色的线代表当选择为0.2的情况下，三组用户的每一组用户的平均误比特率。信道编码为Turbo码，相位选择为2用户最优相位选择，0度，90度。在这个例子中，我们可以发现，随着的减小，第一组用户的性能会越来越好，第三组用户的性能会越来越差。组之间的性能差异会随着的增大而变小。所以，如果在传输过程中希望最差用户在传输过程中的性能有保证，可以通过增大的值实现。从而，该仿真结果证明了本文提出的功率分配方案可以调节性能和公平性的平衡。

### 仿真总结

在研究了传统的功率域非正交多址方案和星座叠加方案以后，本章对新型非正交多址方案进行了阐述。首先本章介绍了新型功率域非正交多址技术的基本原理，然后从发送端设计，接收端设计，功率分配问题和角度优化问题等多个角度进行了阐述。可以看出，本章介绍的新型功率域非正交多址技术相比传统的功率域非正交多址技术能够成倍的增加叠加的用户数目。对传统的功率域非正交多址技术有了比较大的提升。具有比较好的研究价值。

## 本章总结

在研究了传统的功率域非正交多址方案和星座叠加方案以后，本章对新型非正交多址方案进行了阐述。首先本章介绍了新型功率域非正交多址技术的基本原理，然后从发送端设计，接收端设计，功率分配问题和角度优化问题等多个角度进行了阐述。通过仿真结果我们可以看出，本章介绍的新型功率域非正交多址技术相比传统的功率域非正交多址技术能够2-3倍的增加叠加的用户数目，对传统的功率域非正交多址技术有了比较大的提升，具有比较好的研究价值与使用价值，可以作为下一代移动通信考虑的多址方案。

# 论文总结与展望

本文的主要内容是研究功率域非正交多址方案中用功率域，取代传统的时域，频域，码域，空域等正交域的多址技术。非正交多址技术让所有的用户是用相同的时频域资源，能够大大的提升系统容量，所以是下一代移动通信中的主流技术方向。功率域作为区分不同用户的新的维度，在实际的使用中会受到大量的同频和噪声干扰，严重影响接收的准确率，导致不能在相同的时频资源上叠加大量的用户。本文提出了一个新型功率域非正交多址方案能够成倍数的提高用户的数目，以便获得更好的系统性能。

在本文的第一章，重点介绍了两个部分，第一个部分是传统的正交多址技术，并对TDMA，FDMA，CDMA，SDMA，OFDMA等技术进行了简要的介绍，着重强调了传统正交多址技术的特点，阐明了传统正交多址技术所带来的性能瓶颈。第二部分重点介绍了现阶段已有的非正交多址技术的原理，包括基于准正交技术的QOTDM技术，基于准正交多载波复用技术的TDS-OFDM技术，TFT-OFDM技术，DWT-OFDM技术，GMC技术，GFDM技术。以及FBMC技术，LAS-CDMA技术。这些技术从不同的角度对已有的正交多址方案进行了改进，取得了非正交多址的效果，但是由于这些方案主要是减少了系统开销，所以实际传输过程中带来的增益有限。

在本文的第二章，着重介绍了传统的功率域非正交多址技术方案，首先介绍了NOMA的实现原理，然后从信息论的角度证明了NOMA技术为什么能达到信道容量。此外，详细介绍了在NOMA的实用化领域，NOMA是如何与OFDM技术相结合的。着重讨论了在两个技术相结合的情况下的，系统的发送端设计，接收端设计，以及功率分配问题，最后介绍了NOMA技术的适用场景。通过第二章的论述，我们可以看出，NOMA技术实现了多个用户能同时在同一个时频域资源上传播，但是在强同频干扰的情况下，不能在同一时频资源上叠加大量的用户。

在本文的第三章，针对第二章里NOMA发现的问题，引入了星座叠加调制方案。该方案在理论上也可以达到理论容量的上界。在随后的分析得出结论，虽然在性能上不如映射后的MQAM技术，但是具有灵活性，实现简单，非常适用于上行链路中，可以与NOMA技术相结合，修正传统功率域非正交多址方案在同一时频资源上不能负载大量用户的不足。

第四章的重点是介绍了结合星座叠加调制下的功率域非正交多址方案设计。我们从新方案下的系统设计入手，先分析了原理，然后讨论了发送端的设计方案，以及对应的接收端方案。此外，针对重点两个问题，功率分配和角度优化，我们进行了详细的阐述。在功率分配问题上，首先分析了基于最大合容量的方案在现实的通信系统中为什么是不可行的。引出了基于特定条件下的最大合容量功率分配方案，最后提出了本文中的利用功率平衡因子分配功率的方案。在角度选择问题上，我们通过试验，搜索出了最优的角度分配方案。

虽然通过仿真结果，可以证明了本文提出的新型功率域非正交多址方案具有比传统的功率域非正交多址方案更好的性能，并且能够承载更多的用户数目。但是为了完善整个的系统，应该建立系统级的仿真，并对新系统的性能进行进一步的测试。此外，在实用化的一些关键技术上，比如导频信号如何传输到接收端，接收端如何将分配结果的信息发送给发送端这些方面还需要进行更深一层次的研究。

# 参考文献

1. 吴伟陵，牛凯，《移动通信原理》 北京：电子工业出版社，2004.11
2. Schaepperle, Joerg; Ruegg, Andreas, “Enhancement of throughput and fairness in 4G wireless access systems by non-orthogonal signaling ” Bell Labs Technical Journal, vol.13, no.4, pp. 59-77, Winter. 2009
3. D. Tse and P. Viswanath, “Fundamentals of Wireless Communication”,Cambridge University Press, 2005
4. Rong Zhang; Hanzo, L., "A Unified Treatment of Superposition Coding Aided Communications: Theory and Practice," in Communications Surveys & Tutorials, IEEE , vol.13, no.3, pp.503-520, Third Quarter 2011
5. Ahmed, M.T.; Khalid, J.; Noori, K.; Haider, S.A., "Bit Error Rate Comparison of OFDM and MC-CDMA Systems," in Computer Science and Information Technology, 2008. ICCSIT '08. International Conference on , vol., no., pp.665-668, Aug. 29 2008-Sept. 2 2008
6. Haider, S.A.; Noori, K., "System design and performance analysis of layered MIMO OFDM and MC-CDMA communication systems," in Advanced Communication Technology, 2009. ICACT 2009. 11th International Conference on , vol.03, no., pp.1509-1511, 15-18 Feb. 2009
7. Enchang Sun; Bin Tian; Yongchao Wang; Kechu Yi, "Quasi-Orthogonal Time Division Multiplexing and Its Applications under Rayleigh Fading Channels," in Advanced Information Networking and Applications Workshops, 2007, AINAW '07. 21st International Conference on , vol.1, no., pp.172-176, 21-23 May 2007
8. Hancheng Liao, "MIMO-LAS-CDMA System with Multiple Antennas," in Wireless Communications, Networking and Mobile Computing, 2007. WiCom 2007. International Conference on , vol., no., pp.97-100, 21-25 Sept. 2007
9. Fan Yang; Yun Bai; Daoben Li, "An investigation of twice-spreading on reducing ACI in LAS-CDMA," in Communications and Information Technology, 2005. ISCIT 2005. IEEE International Symposium on , vol.2, no., pp.1389-1391, 12-14 Oct. 2005
10. Lujing Geng; Jintao Wang, "Low complexity implementation of channel estimation and equalization for TDS-OFDM system," in Broadband Multimedia Systems and Broadcasting (BMSB), 2011 IEEE International Symposium on , vol., no., pp.1-4, 8-10 June 2011
11. Xuesi Wang; Jintao Wang; Wenbo Ding, "Optimal pilot pattern for sparse channel estimation in TFT-OFDM systems," in Broadband Multimedia Systems and Broadcasting (BMSB), 2015 IEEE International Symposium on , vol., no., pp.1-5, 17-19 June 2015
12. Hariprasad, N.; Sundari, G., "Comparative analysis of the BER performance of DWT OFDM over that of FFT OFDM in presence of phase noise," in Robotics, Automation, Control and Embedded Systems (RACE), 2015 International Conference on , vol., no., pp.1-4, 18-20 Feb. 2015
13. Yong Liu; Xingzhong Xiong; Zhongqiang Luo, "Effect of carrier frequency offsets on OFDM-IDMA systems," in Consumer Electronics, Communications and Networks (CECNet), 2012 2nd International Conference on , vol., no., pp.299-302, 21-23 April 2012
14. Dwivedi, S.; Singh, R.; Nitin, H.; Yadav, S.; Shukla, M., "Optimal Spreading Mechanism with Different Modulation Techniques Using Random Interleaver in IDMA System," in Communication Systems and Network Technologies (CSNT), 2013 International Conference on , vol., no., pp.224-229, 6-8 April 2013
15. Tripathi, P.; Dixit, S.; Agarwal, R.; Shukla, M., "Maximal Ratio Combining Diversity Technique for IDMA Systems," in Communication Systems and Network Technologies (CSNT), 2015 Fifth International Conference on , vol., no., pp.448-452, 4-6 April 2015
16. Yang Lan; Benjebboiu, A.; Xiaohang Chen; Anxin Li; Huiling Jiang, "Considerations on downlink non-orthogonal multiple access (NOMA) combined with closed-loop SU-MIMO," in Signal Processing and Communication Systems (ICSPCS), 2014 8th International Conference on , vol., no., pp.1-5, 15-17 Dec. 2014
17. Saito, Y.; Benjebbour, A.; Kishiyama, Y.; Nakamura, T., "System-Level Performance of Downlink Non-Orthogonal Multiple Access (NOMA) under Various Environments," in Vehicular Technology Conference (VTC Spring), 2015 IEEE 81st , vol., no., pp.1-5, 11-14 May 2015
18. Xiaohang Chen; Benjebbour, A.; Anxin Li; Harada, A., "Multi-User Proportional Fair Scheduling for Uplink Non-Orthogonal Multiple Access (NOMA)," in Vehicular Technology Conference (VTC Spring), 2014 IEEE 79th , vol., no., pp.1-5, 18-21 May 2014
19. Saito, Y.; Kishiyama, Y.; Benjebbour, A.; Nakamura, T.; Anxin Li; Higuchi, K., "Non-Orthogonal Multiple Access (NOMA) for Cellular Future Radio Access," in Vehicular Technology Conference (VTC Spring), 2013 IEEE 77th , vol., no., pp.1-5, 2-5 June 2013
20. Saito, K.; Benjebbour, A.; Kishiyama, Y.; Okumura, Y.; Nakamura, T., "Performance and design of SIC receiver for downlink NOMA with open-loop SU-MIMO," in Communication Workshop (ICCW), 2015 IEEE International Conference on , vol., no., pp.1161-1165, 8-12 June 2015
21. Xiao Ma; Li Ping, "Coded modulation using superimposed binary codes," in Information Theory, IEEE Transactions on , vol.50, no.12, pp.3331-3343, Dec. 2004
22. 恩昌. 准正交时分复用技术研究[D]. 西安：西安电子科技大学，2008:1-96
23. 赵亚红，李伟华，吴伟陵，正交多载波调制（OFDM）技术及其应用[J].电讯技术，2001,41（1）：92-95
24. Otao, N.; Kishiyama, Y.; Higuchi, K., "Performance of non-orthogonal access with SIC in cellular downlink using proportional fair-based resource allocation," in Wireless Communication Systems (ISWCS), 2012 International Symposium on , vol., no., pp.476-480, 28-31 Aug. 2012
25. Jinho Choi, "Minimum Power Multicast Beamforming With Superposition Coding for Multiresolution Broadcast and Application to NOMA Systems," in Communications, IEEE Transactions on , vol.63, no.3, pp.791-800, March 2015
26. Z. Rong and L. Hanzo. “A Unified Treatment of Superposition Coding Aided Communications: Theory and Practice”, IEEE communications surveys & tutorials, 13(3), pp: 503-520. 2011
27. Wulich, D.; Dabora, R.; Tsouri, G.R., “On increasing spectral efficiency of frequserncy division multiple access using synchronized superposition-modulation,” Microwaves, Communications, Antennas and Electronics Systems, 2009. IEEE International Conference on pp. 1-4,Nov. 2009

Aaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaawi我aaaaaa我我我我我我我我我我我我我

# 致 谢

在北邮已经不知不觉走过了6年多的时光，想想以前的青涩，觉得自己在6年里成长了很多。来的时候自己是一个无知的少年，走的时候，感觉自己已经武装到了牙齿。从这个校门走出，我已准备好迎接未来的挑战。感谢母校对我的培养，人的一生有多少年这样的青春年少，在北邮，我无悔。在我的研究生的生涯里，需要感谢的人太多，有指导我的老师们，并肩奋斗的同学们还有在我身后默默支持我的父母。

首先感谢我的导师贺志强老师，填报志愿的时候选择了您是我一生中做出的最正确的决定。贺老师对我学术上的指导使我开拓了眼界，让我在学术的路上不再迷茫，贺老师对我的信任使我在研究生期间做过很多个项目，我从中受益匪浅。贺老师的和蔼与宽容，使我收获了信心，无惧困难。贺老师就是我人生的灯塔，生活上的益友。贺老师的幽默乐观的生活态度是我学习的榜样。

其次，感谢司中威老师对我的指导。对老师的感情很难用言语表达，抛开华丽的辞藻，只剩下感激。时光飞逝，情意长存。

然后感谢实验室里的小伙伴，708里风趣的各位，有风趣幽默的大学霸“肉博士”，“毕院士”，也有姜博，芳博两位博士对我平时的指导，还有宋奇同学，于耀江同学，外加上各位学弟学妹们。在708的日子里，我很开心，希望以后大家不管在哪里，常保持联系。

在这里我要感谢一下我的父母。感谢我的朋友们，同学们，是你们在背后默默地支持着我，让我在困难面前从不低头。唯独有一点小遗憾的是我觉得我不适合继续深造读一个博士，也算是没有完成父亲的一个心愿吧。

最后，感谢负责论文评审和答辩的各位专家，祝你们工作顺利。

我我我我我我我我Aaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaawi我aaaaaa我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我aaaaaaaaaaaawi我aaaaaa我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我Aaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaawi我aaaaaa我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我aaaaaaaaaaaawi我aaaaaa我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我Aaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaawi我aaaaaa我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我aaaaaaaaaaaawi我aaaaaa我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我Aaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaawi我aaaaaa我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我aaaaaaaaaaaawi我aaaaaa我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我Aaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaawi我aaaaaa我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我aaaaaaaaaaaawi我aaaaaa我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我Aaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaawi我aaaaaa我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我aaaaaaaaaaaawi我aaaaaa我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我Aaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaawi我aaaaaa我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我aaaaaaaaaaaawi我aaaaaa我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我Aaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaawi我aaaaaa我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我aaaaaaaaaaaawi我aaaaaa我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我Aaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaawi我aaaaaa我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我aaaaaaaaaaaawi我aaaaaa我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我Aaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaawi我aaaaaa我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我aaaaaaaaaaaawi我aaaaaa我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我Aaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaawi我aaaaaa我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我aaaaaaaaaaaawi我aaaaaa我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我Aaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaawi我aaaaaa我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我aaaaaaaaaaaawi我aaaaaa我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我Aaaaa我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我Aaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaawi我aaaaaa我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我aaaaaaaaaaaawi我aaaaaa我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我Aaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaawi我aaaaaa我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我aaaaaaaaaaaawi我aaaaaa我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我Aaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaawi我aaaaaa我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我aaaaaaaaaaaawi我aaaaaa我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我Aaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaawi我aaaaaa我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我aaaaaaaaaaaawi我aaaaaa我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我Aaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaawi我aaaaaa我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我aaaaaaaaaaaawi我aaaaaa我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我Aaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaawi我aaaaaa我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我aaaaaaaaaaaawi我aaaaaa我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我Aaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaawi我aaaaaa我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我aaaaaaaaaaaawi我aaaaaa我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我Aaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaawi我aaaaaa我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我aaaaaaaaaaaawi我aaaaaa我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我Aaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaawi我aaaaaa我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我aaaaaaaaaaaawi我aaaaaa我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我Aaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaawi我aaaaaa我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我aaaaaaaaaaaawi我aaaaaa我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我Aaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaawi我aaaaaa我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我aaaaaaaaaaaawi我aaaaaa我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我Aaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaawi我aaaaaa我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我aaaaaaaaaaaawi我aaaaaa我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我Aaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaawi我aaaaaa我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我aaaaaaaaaaaawi我aaaaaa我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我Aaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaawi我aaaaaa我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我aaaaaaaaaaaawi我aaaaaa我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我Aaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaawi我aaaaaa我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我aaaaaaaaaaaawi我aaaaaa我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我Aaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaawi我aaaaaa我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我aaaaaaaaaaaawi我aaaaaa我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我Aaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaawi我aaaaaa我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我aaaaaaaaaaaawi我aaaaaa我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我Aaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaawi我aaaaaa我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我aaaaaaaaaaaawi我aaaaaa我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我Aaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaawi我aaaaaa我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我aaaaaaaaaaaawi我aaaaaa我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我Aaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaawi我aaaaaa我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我aaaaaaaaaaaawi我aaaaaa我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我Aaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaawi我aaaaaa我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我aaaaaaaaaaaawi我aaaaaa我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我Aaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaawi我aaaaaa我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我aaaaaaaaaaaawi我aaaaaa我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我Aaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaawi我aaaaaa我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我aaaaaaaaaaaawi我aaaaaa我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我Aaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaawi我aaaaaa我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我aaaaaaaaaaaawi我aaaaaa我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我Aaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaawi我aaaaaa我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我aaaaaaaaaaaawi我aaaaaa我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我Aaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaawi我aaaaaa我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我aaaaaaaaaaaawi我aaaaaa我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我Aaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaawi我aaaaaa我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我aaaaaaaaaaaawi我aaaaaa我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我Aaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaawi我aaaaaa我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我aaaaaaaaaaaawi我aaaaaa我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我Aaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaawi我aaaaaa我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我aaaaaaaaaaaawi我aaaaaa我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我Aaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaawi我aaaaaa我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我aaaaaaaaaaaawi我aaaaaa我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我Aaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaawi我aaaaaa我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我Aaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaawi我aaaaaa我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我aaaaaaaaaaaawi我aaaaaa我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我Aaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaawi我aaaaaa我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我aaaaaaaaaaaawi我aaaaaa我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我Aaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaawi我aaaaaa我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我aaaaaaaaaaaawi我aaaaaa我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我Aaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaawi我aaaaaa我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我aaaaaaaaaaaawi我aaaaaa我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我Aaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaawi我aaaaaa我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我aaaaaaaaaaaawi我aaaaaa我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我Aaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaawi我aaaaaa我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我aaaaaaaaaaaawi我aaaaaa我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我Aaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaawi我aaaaaa我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我aaaaaaaaaaaawi我aaaaaa我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我Aaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaawi我aaaaaa我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我aaaaaaaaaaaawi我aaaaaa我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我Aaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaawi我aaaaaa我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我aaaaaaaaaaaawi我aaaaaa我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我Aaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaawi我aaaaaa我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我aaaaaaaaaaaawi我aaaaaa我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我Aaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaawi我aaaaaa我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我aaaaaaaaaaaawi我aaaaaa我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我Aaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaawi我aaaaaa我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我aaaaaaaaaaaawi我aaaaaa我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我Aaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaawi我aaaaaa我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我Aaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaawi我aaaaaa我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我aaaaaaaaaaaawi我aaaaaa我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我Aaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaawi我aaaaaa我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我aaaaaaaaaaaawi我aaaaaa我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我Aaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaawi我aaaaaa我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我aaaaaaaaaaaawi我aaaaaa我我我我我

# 攻读学位期间发表的学术论文目录

学术论文：

1. Sicong Qu, Zhongwei Si, Zhiqiang He, and Kai Niu,” NOMA based on User Grouping and Multiple Layer Modulation” Communications, Signal Processing, and Systems(CSPS), 2015
2. Zhiqiang He; Zhouhao Lang; Yue Rong; Sicong Qu, "Joint Transceiver Optimization for Two-Way MIMO Relay Systems With MSE Constraints," in Wireless Communications Letters, IEEE , vol.3, no.6, pp.613-616, Dec. 2014

我我我我我我我我我我我我我我我我Aaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaawi我aaaaaa我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我aaaaaaaaaaaawi我aaaaaa我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我Aaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaawi我aaaaaa我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我aaaaaaaaaaaawi我aaaaaa我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我Aaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaawi我aaaaaa我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我aaaaaaaaaaaawi我aaaaaa我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我Aaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaawi我aaaaaa我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我aaaaaaaaaaaawi我aaaaaa我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我Aaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaawi我aaaaaa我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我aaaaaaaaaaaawi我aaaaaa我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我Aaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaawi我aaaaaa我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我aaaaaaaaaaaawi我aaaaaa我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我Aaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaawi我aaaaaa我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我aaaaaaaaaaaawi我aaaaaa我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我Aaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaawi我aaaaaa我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我aaaaaaaaaaaawi我aaaaaa我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我Aaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaawi我aaaaaa我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我aaaaaaaaaaaawi我aaaaaa我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我Aaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaawi我aaaaaa我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我aaaaaaaaaaaawi我aaaaaa我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我Aaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaawi我aaaaaa我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我aaaaaaaaaaaawi我aaaaaa我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我Aaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaawi我aaaaaa我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我aaaaaaaaaaaawi我aaaaaa我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我我Aaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaaawi我aaaaaa我我我我我我我我我我我