



专题：6G 无线传输技术

面向 mMIMO 系统的模式分割随机接入方案

戴晓明¹, 庞立卓¹, 常争¹, 张馨月¹, 邢怡然¹, 王曦元²

(1. 北京科技大学计算机与通信工程学院, 北京 100083;

2. 北京信息科技大学信息与通信工程学院, 北京 100083)

摘要: 为提升海量机器类通信 (massive machine-type communication, mMTC) 设备的随机接入 (random access, RA) 性能, 提出一种面向大规模多输入多输出 (massive multiple-input multiple-output, mMIMO) 系统的模式分割随机接入 (pattern division random access, PDRA) 方案。该方案将导频竞争空间扩展到模式域, 通过叠加同一 ZC (Zadoff-Chu) 根序列的 L 个不同循环移位序列, 设计基于“图样叠加”的模式域导频, 在不增加物理资源的前提下扩大导频集合。仿真结果表明, 在不影响信道估计和数据检测性能的前提下, 与传统 RA 方案相比, PDRA 方案能够显著降低导频碰撞概率, 提高接入成功率。

关键词: 海量机器类通信; 多输入多输出; 随机接入; 模式分割随机接入; 模式域

中图分类号: TN92

文献标志码: A

doi: 10.11959/j.issn.1000-0801.2022277

Pattern division random access (PDRA) scheme for mMIMO systems

DAI Xiaoming¹, PANG Lizhuo¹, CHANG Zheng¹, ZHANG Xinyue¹, XING Yiran¹, WANG Xiyuan²

1. School of Computer and Communication Engineering,

University of Science and Technology Beijing, Beijing 100083, China

2. School of Information and Communication Engineering,

Beijing Information Science and Technology University, Beijing 100083, China

Abstract: To enhance the massive machine-type communications (mMTC) random access (RA) performance, a pattern division random access (PDRA) scheme was proposed for massive multiple-input multiple-output (mMIMO) systems. In this scheme, the pilot contention space was expanded to the pattern-domain. To enlarge the size of contention space without resorting to increasing the physical resources, the pattern-domain pilot was constructed based on the superposition of L cyclically-shifted Zadoff-Chu (ZC) sequences. Simulation results illustrate that the PDRA scheme can reduce pilot collision probability significantly, and improve the access success probability compared with the conventional RA scheme, without compromising excessively on channel estimation and data detection performance.

Key words: mMTC, MIMO, random access, pattern division random access, pattern-domain

收稿日期: 2022-08-22; 修回日期: 2022-10-14

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (No.61871029)

Foundation Item: The National Natural Science Foundation of China (No.61871029)



0 引言

物联网 (Internet of things, IoT) 技术可实现任意时间、任意地点、任意对象的“万物互联”，机器类通信 (machine-type communication, MTC) 作为 IoT 的关键技术之一，可实现设备间的自主通信^[1-2]，受到学术界和工业界的广泛关注。海量机器类通信 (massive machine-type communication, mMTC) 主要应用在智慧城市、智能家居、智慧工业、智慧农业、环境监测等连接需求大的 IoT 业务上。与连接用户少、传输数据量大、传输速率要求高的人与人 (human to human, H2H) 通信不同，mMTC 业务场景主要具有以下特点。

- 高连接数密度。根据第三代合作伙伴计划 (3rd Generation Partnership Project, 3GPP) 标准，mMTC 场景应支持的连接数密度为 100 万设备/km²^[3]，甚至 1 000 万设备/km²。
- 短数据包业务。国际电信联盟 (International Telecommunications Union, ITU) 认为 mMTC 场景下的数据包通常比较短，一般不超过 1 000 byte。
- 零星式设备激活具有较强的偶发性和稀疏性^[4]。
- 终端设备低成本、低功耗。3GPP 要求终端设备的电池寿命应达到 10 年以上^[4]。
- 多样化、差异化的业务类型。mMTC 应用的多样性使其对底层通信要求更高。

目前，mMTC 场景的各类新需求和新挑战给现有网络架构带来诸多问题，特别地，对于 mMTC 场景高达千万的空闲用户、上万的同时活跃用户、短分组数据发送以及低能耗限制的业务特征，传统随机接入 (random access, RA) 面临着巨大挑战。RA 是用户设备与网络建立连接的关键过程，长期演进 (long term evolution, LTE) 技术标准中，RA 采用基于授权的随机接入 (grant-based random access, GBRA) 方案，需要在基站 (base station,

BS) 和用户设备 (user equipment, UE) 间通过 4 次握手进行信令交互以完成接入，而复杂的交互过程会引入较大的时延。在 mMTC 场景中，RA 资源有限，大量 MTC 设备同时向 BS 进行 RA 尝试会造成物理随机接入信道 (physical random access channel, PRACH) 拥塞^[5]和严重的导频碰撞问题，进而使各类接入指标严重退化，如设备接入时延增加、数据包丢失甚至网络瘫痪。因此，有限的导频资源严重制约了传统 LTE 标准中 GBRA 方法的接入能力。

针对 RA 资源稀缺问题，业界提出了多种改善方案^[6-9]。在过载控制方面，3GPP 提出了接入等级限制 (access class barring, ACB) 方案^[6]，该方案通过系统消息 2 (system information block 2, SIB2) 向所有 MTC 设备广播 ACB 参数，BS 可以临时限制优先级较低的设备接入或根据负载量动态调整限制因子降低设备接入 PRACH 的概率，以控制 MTC 设备数量，避免网络过载^[7]。在导频资源扩展方面，文献[8]提出基于码扩展的 RA 方案，该方案中每个设备跨越多个连续随机接入时隙并传输多个前导序列。文献[9]进一步推导了基于码扩展的 RA 方案的单次接入成功率，分析得到在有效扩展前导序列资源池之后，制约基于码扩展的 RA 机制的接入成功率的关键因素不再是前导序列资源池规模，而是 BS 可分配物理上行共享信道 (physical uplink shared channel, PUSCH) 个数。此外，在碰撞解决方面，文献[10]将连接请求消息中包含的参考导频信号正交化，采用多天技术对多个请求消息进行解调，但正交参考导频有限，不适用于碰撞数量过多的情况。文献[11]提出了部署缓存器发生缓存碰撞的连接请求信息，采取子帧间串行干扰消除 (successive interference cancellation, SIC) 解调，但其也仅适用于导频碰撞较少的情况。虽然传统 GBRA 可采用过载控制、碰撞解决等新机制进行改良，但这些增强型 GBRA 方法往往引入了复杂的信令交互过程，不适用于

mMTC RA 场景。因此,亟须突破 LTE 框架下的 GBRA 模式,设计适用于 mMTC 场景下的新型大规模 RA 方案。

大规模多输入多输出 (massive multiple-input multiple-output, mMIMO) 技术作为支持下一代无线通信数据高吞吐量的关键技术之一,通过在 BS 处部署大量天线可以提供足够的空间自由度,以支持海量设备连接,同时提高空间分集增益,适用于 mMTC 场景。文献[12-14]利用 mMIMO 系统的空间自由度支持 mMTC 设备的接入,提出免授权随机接入 (grant-free random access, GFRA) 方案,与 GBRA 相比,GFRA 免去了复杂的初始握手协议,无须经过 BS 授权,即可直接在相同的时频资源块上进行数据传输。文献[15-17]折中了 GBRA 和 GFRA 两种方案,提出半免授权随机接入 (semi-grant-free random access, SGFRA) 方案,利用非正交技术辅助大规模随机接入,如功率域非正交多址接入 (non-orthogonal multiple access, NOMA)、稀疏码分多址接入 (sparse code multiple access, SCMA)、图样分割多址接入 (pattern division multiple access, PDMA) 以及多用户共享接入 (multi-user shared access, MUSA) 等随机多址接入方法,使基于 GBRA 的用户保留的信道可以由基于 GFRA 的用户共享,同时提高连通性和频谱效率,但其相较于 GFRA 有额外的控制开销。文献[18]提出随机多址码的概念,即全网用户统一码本并不区分用户标识,分析大规模随机接入的系统性能上界,即 Polyanskiy 界。

尽管文献[6-18]从不同角度提出了改进方法,但由于导频是否发生碰撞是 UE 能否成功接入的关键因素之一,在 3GPP LTE 系统中,每个小区有 64 个导频序列,每个导频序列由具有不同循环移位和根索引的 ZC (Zadoff-Chu) 序列生成,UE 在公用导频池中随机选择一个导频序列发送至 BS 进而发起 RA 请求^[19-21]。因此,导频资源池规模仍然是制约接入性能的关键因素。针对 RA 资源受

限问题,本文提出一种模式分割随机接入 (pattern division random access, PDRA) 方案,即设计基于“图样叠加”的模式域导频,将导频竞争空间扩展到模式域,所设计的模式域导频由 L 个来自同一 ZC 根序列的不同循环移位序列叠加而成,该方案在不增加物理资源的前提下扩大了导频竞争空间。仿真结果表明,与传统选择单一导频的 RA 方案相比,PDRA 方案可以在不影响信道估计和数据检测性能的前提下显著降低导频碰撞概率,提高接入成功率。

1 系统模型

考虑 mMIMO 系统下单小区上行链路传输,BS 配置 M 根天线为随机分布于小区中的多个配置单天线的 UE 提供服务。考虑在每个相干时间内,有 K 个 UE 激活状态。采用 GFRA 两阶段传输结构,如图 1 所示。在导频发送阶段,激活 UE 端从公用导频池 $\{S = s_1, s_2, \dots, s_{N_p}\}$ 中随机选择一个导频发送至 BS, 其中 $s_i (1 \leq i \leq N_p)$ 表示第 i 个导频, N_p 表示导频集合大小, N_{ZC} 表示每个导频序列的长度。BS 根据接收到的导频估计激活 UE 的信道状态信息 (channel state information, CSI); 在数据传输阶段,激活 UE 端进行数据传输。由于 mMIMO 系统信道的渐近最优传播特性,激活 UE 之间的信道近似正交,BS 根据估计的 CSI 从多个 UE 中解码数据。第 k 个 UE 到 BS 的信道向量表示为 $\mathbf{f}_k = \sqrt{\xi_k} \mathbf{h}_k \in \mathbb{C}^M$, 其中 ξ_k 表示大尺度衰落系数, $\mathbf{h}_k \sim \mathcal{CN}(0, \mathbf{I}_M)$ 表示小尺度衰落。本文信道采用块衰落模型,即 $\mathbf{f}_k$ 在每个相干时间内保持不变,而在块与块之间独立变化。



图 1 GFRA 两阶段传输结构

在导频发送阶段,BS 接收到的导频信号 $\mathbf{Y} \in \mathbb{C}^{M \times N_{ZC}}$ 为:



$$\mathbf{Y} = \sum_{k=1}^K \sqrt{P} \mathbf{h}_k \mathbf{s}_k^T + \mathbf{N} \quad (1)$$

其中, K 表示激活 UE 总数, P 表示所有 UE 的目标接收功率, 在 3GPP LTE 系统中, UE 通过 BS 发送的参考信号来估计其路径损耗值, 基于下行链路参考信号功率的测量值调整其初始发射功率^[19-20], 假设每个激活 UE 采用理想功率控制, $\mathbf{N} \in \mathbb{C}^{M \times N_{\text{ZC}}}$ 表示加性白高斯噪声 (additive white Gaussian noise, AWGN) 矩阵, 其元素为独立同分布的循环对称复高斯随机变量, 即 $\mathbf{N} \sim \mathcal{CN}(0, \sigma^2 \mathbf{I}_M)$ 。定义每个 UE 的上行链路信噪比 (signal to noise ratio, SNR) 为 $\lambda_R \triangleq P/\sigma^2$ 。

在数据传输阶段, BS 接收到的数据信号 $\mathbf{r} \in \mathbb{C}^M$ 为:

$$\mathbf{r} = \sum_{k=1}^K \sqrt{P} \mathbf{h}_k d_k + \mathbf{n} \quad (2)$$

其中, d_k 表示第 k 个 UE 发送的数据符号, 且 $\mathbb{E}[|d_k|^2] = 1$, $\mathbf{n} \sim \mathcal{CN}(0, \sigma^2 \mathbf{I}_M)$ 表示 AWGN 向量。

2 模式分割随机接入

2.1 ZC 序列导频构造

ZC 序列是一种恒包络零自相关 (constant amplitude zero auto-correlation, CAZAC) 序列, 定义为:

$$\left\{ \mathbf{a}_u \middle| a_u(i) = e^{-j \frac{\pi u i(i+1)}{N_{\text{ZC}}}}, 0 \leq i \leq N_{\text{ZC}} - 1 \right\} \quad (3)$$

其中, i 为样点数, N_{ZC} 为序列长度, u 为 ZC 根序列号, 且 u 与 N_{ZC} 互为素数。

ZC 序列具有恒包络特性, 其幅值恒为 1, 且其具有良好的自相关特性, 除位置零处出现峰值 N_{ZC} 外, 其他自相关值均为零。导频集合由 ZC 序列进行循环移位构成, 同一根序列的不同循环移位序列间正交, 而不同根序列的循环移位序列之间非正交, 其互相关值为 $\sqrt{N_{\text{ZC}}}$ 。由单一 ZC 根序列 $\mathbf{a}_u$ 生成的循环移位序列表示为:

$$\left\{ \mathbf{a}_{u,v} \middle| a_{u,v}(i) = a_u((i + vN_{\text{CS}}) \bmod N_{\text{ZC}}), 0 \leq i \leq N_{\text{ZC}} - 1 \right\} \quad (4)$$

其中, N_{CS} 表示循环移位间隔, $vN_{\text{CS}} (0 \leq v \leq N_{\text{SS}} - 1)$ 表示循环移位值。对于循环移位间隔, 其取值决定了序列的零自相关区域 (zero correlation zone, ZCZ), 在该区域中各 UE 序列之间相互正交, 不受到达时间与时延扩展的影响, N_{CS} 的取值下界需要大于 UE 的时间不确定性和时延扩展, 即:

$$N_{\text{CS}} \geq \left\lceil \left(\frac{2R_c}{c} + \tau_{\text{max}} \right) N_{\text{ZC}} \Delta f_{\text{PRACH}} + n_g \right\rceil \quad (5)$$

其中, R_c 为小区半径, $c \approx 3 \times 10^8$ m/s 为光速, τ_{max} 为最大多径时延扩展, Δf_{PRACH} 为 PRACH 的子载波间隔, n_g 为保护采样个数, $\lceil \cdot \rceil$ 表示向上取整运算。假设单一 ZC 根序列构造的导频集合大小为 N_{SS} , 结合循环移位间隔 N_{CS} 有 $N_{\text{SS}} = \left\lfloor \frac{N_{\text{ZC}}}{N_{\text{CS}}} \right\rfloor$, 其中 $\lfloor \cdot \rfloor$ 表示向下取整运算。

2.2 模式域导频构造

本节提出一种模式域导频构造方法, 旨在缓解导频资源有限导致的严重导频碰撞问题。模式域导频能够增大导频集合大小, 从而扩大竞争空间, 降低 UE 间同时选择同一个导频发生碰撞的概率。另外, 模式域导频设计的主要思想为从同一 ZC 根序列构造的循环移位序列中随机选择 L 个不同序列进行叠加, 即基于“图样叠加”的导频设计, 对于根序列号为 u 的 ZC 序列, 其构造的第 j 个模式域导频表达式为:

$$\mathbf{s}_{u,j} = \frac{1}{\sqrt{L}} \sum_{l=1}^L \mathbf{a}_{u,v_l}, v_l \in \{0, \dots, N_{\text{SS}} - 1\}, 0 < j < N_{\text{PS}} - 1 \quad (6)$$

对于一个根序列, 其构造出的模式域导频大小为 $N_{\text{PS}} = C_{N_{\text{SS}}}^L$, 其中, $C_{N_{\text{SS}}}^L$ 表示 N_{SS} 个不同元素中取出 L 个元素的组合数。假设 ZC 根序列总数为 R , 则模式域导频集合的大小表示为 $N_p = RN_{\text{PS}}$ 。与传统 ZC 序列导频集合大小 N_{SS} 相比, 模式域导频集合扩大了 $\frac{RC_{N_{\text{SS}}}^L}{RN_{\text{SS}}} = \frac{C_{N_{\text{SS}}}^L}{N_{\text{SS}}}$ 倍。例

如, 假设 $L=2$ 、 $N_{ss}=64$, 在不占用更多时频资源的前提下, 模式域导频集合的大小较 N_{ss} 扩大约 $\frac{C_{64}^2}{64} = \frac{64!}{64 \times 2!(64-2)!} \approx 32$ 倍。

综上, 基于模式域导频构造原则, 模式导频集合 $\mathcal{S}$ 表示为:

$$\mathcal{S} = \{s_{u_1,0} \cdots s_{u_1,N_{ps}-1}, s_{u_2,0} \cdots s_{u_2,N_{ps}-1}, s_{u_R,0} \cdots s_{u_R,N_{ps}-1}\} \quad (7)$$

为了便于说明, 使用 s_j 表示 $s_{u_r,j}$ 且 $u_r \in \{u_1, u_2, \dots, u_R\}$ 。由式 (6) 和式 (7) 可知, 在无碰撞情况下, 同一 ZC 根序列的模式导频之间正交, 而不同 ZC 根序列的模式导频之间呈现出较低的相关性。此外, 为了便于分析, 后文均基于 $L=2$ 时的模式域导频展开讨论。

2.3 PDRA 成功概率分析

为成功解码激活 UE 的数据, BS 首先需要根据导频发送阶段接收到的导频进行信道估计以获取激活 UE 的 CSI, 其次基于估计的 CSI 解码 UE 的数据, 而 CSI 的准确获取是数据成功解码的关键。基于此, RA 成功概率不仅取决于无导频碰撞的概率, 还取决于数据检测成功的概率。本文采用匹配滤波器 (matched filter, MF) 进行信道估计和数据检测, 数据检测成功的标志是激活 UE 的信干噪比 (signal to interference and noise ratios, SINR) 不小于给定的目标阈值。因此, UE1 的成功概率 P_{MF} 表示为:

$$P_{MF} = P_S P(\lambda_{MF}^1 \geq \lambda_{Th}) \quad (8)$$

其中, P_S 表示 UE1 和其他 $K-1$ 个 UE 之间没有发生模式导频碰撞的概率, $P(\lambda_{MF}^1 \geq \lambda_{Th})$ 表示 UE1 的 SINR 不小于目标阈值 λ_{Th} 的概率。其他 $K-1$ 个 UE 从大小为 N_p 的导频集合 $\mathcal{S}$ 中随机选取一个导频, 则 P_S 表示为:

$$P_S = \left(1 - \frac{1}{N_p}\right)^{K-1} \quad (9)$$

由于不同根 UE 模式导频之间具有较低的相关性, 而同根 UE 模式导频之间可能会发生 ZC 序列分量碰撞, 定义 E_0 表示同根的 $K-1-Q$ 个用户

与 UE1 没有发生 ZC 序列分量碰撞这一事件, E_1 表示上述 $K-1-Q$ 个用户与 UE1 发生单个 ZC 序列分量碰撞这一事件。因此, 式 (8) 中的 $P(\lambda_{MF}^1 \geq \lambda_{Th})$ 可进一步表示为:

$$P(\lambda_{MF}^1 \geq \lambda_{Th}) = \sum_{Q=0}^{K-1} P(Q) \left[P_{E_0} P(\lambda_{MF}^1 \geq \lambda_{Th} | Q, E_0) + P_{E_1} P(\lambda_{MF}^1 \geq \lambda_{Th} | Q, E_1) \right] \quad (10)$$

其中, $P(\lambda_{MF}^1 \geq \lambda_{Th} | Q, E_i), i = \{0, 1\}$ 表示有其他 Q 个 UE 选择了与 UE1 不同的根序列构造的模式导频和事件 E_i 发生的情况下 $\lambda_{MF}^1 \geq \lambda_{Th}$ 的概率, 其表达式在式 (23) 中给出; $P(Q)$ 表示其他 Q 个 UE 选择与 UE1 不同的根序列构造的模式导频, 且 $K-1-Q$ 个 UE 选择与 UE1 相同的根序列构造的模式导频这一事件发生的概率, 表示为:

$$P(Q) = \frac{C_{K-1}^Q (N_p - N_{ps})^Q (N_{ps} - 1)^{K-1-Q}}{(N_p - 1)^{K-1}} \quad (11)$$

其中, P_{E_0} 和 P_{E_1} 分别表示事件 E_0 和 E_1 发生的概率。

$$P_{E_0} = \frac{(C_{N_{ss}-2}^2)^{K-1-Q}}{(C_{N_{ss}}^2 - 1)^{K-1-Q}} \quad (12)$$

$$P_{E_1} = \frac{2 \sum_{T=1}^{K-1-Q} C_{K-1-Q}^T (C_{N_{ss}-2}^1)^T (C_{N_{ss}-2}^2)^{K-1-Q-T}}{(C_{N_{ss}}^2 - 1)^{K-1-Q}} \quad (13)$$

P_{E_0} 和 P_{E_1} 的推导过程如下。

假设导频集合中不同 ZC 序列的数量为 S , 定义 a_i 表示第 i 个 ZC 序列, N 表示 UE 的数量。每个 UE 从导频集合中随机选择两个不同的 ZC 序列, 且 $a_1 a_2$ 和 $a_2 a_1$ 视为同一选择。若 UE1 选择导频 $a_1 a_2$, 则其他用户选择导频的情况如图 2 所示。

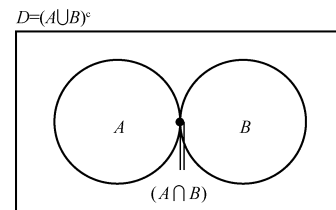


图2 导频集合图解

(1) 将整个导频空间集定义为 $G = \{a_j a_i | 1 \leq j, i \leq S, j \neq i\}$, 其中 G 的元素数目为



$g = (a+1)(a+2)/2$, $a = S-2$ 。

(2) 包含 a_1 且不包含 a_2 的导频集合定义为 $A = \{a_i | 3 \leq i \leq S\}$, 其中 A 的元素数目为 a 。

(3) 包含 a_2 且不包含 a_1 的导频集合定义为 $B = \{a_i | 3 \leq i \leq S\}$, 其中 B 的元素数目为 a 。

(4) 既不包含 a_2 也不包含 a_1 的导频集合定义为 A 和 B 并集的补集 $D = (A \cup B)^c = \{a_i | 3 \leq i, i \leq S, j \neq i\}$, 其中 D 的元素数目为 $d = a(a-1)/2$ 。

(5) $A \cap B$ 为一个单元素集合, 仅包含一个元素 $a_1 a_2$, 即 $A \cap B = \{a_1 a_2\}$ 。

P_{E_1} 表示为:

$$P_{E_1} = 2g^{-(N-1)} \sum_{n=0}^{N-2} C_{N-1}^n d^n a^{N-1-n} \quad (14)$$

P_{E_0} 表示为:

$$P_{E_0} = \left(\frac{d}{g}\right)^{N-1} \quad (15)$$

证毕。

不失一般性, 假设 UE1 的模式导频为 $\mathbf{s}_1 = \frac{1}{\sqrt{2}}(\mathbf{a}_{1,1} + \mathbf{a}_{1,2})$, 使用 MF 检测器进行信道估计和数据检测。在事件 E_0 发生的情况下, 将式 (1) 中的 $\mathbf{Y}$ 与 $\mathbf{s}_1$ 进行互相关运算得到 UE1 的信道估计向量 $\mathbf{g}_{1,E_0}$ 。

$$\mathbf{g}_{1,E_0} = \mathbf{Y} \frac{\mathbf{s}_1^*}{\|\mathbf{s}_1\|} = \sqrt{P} \mathbf{h}_1 \mathbf{s}_1^T \frac{\mathbf{s}_1^*}{\|\mathbf{s}_1\|} + \sum_{q=2}^{Q+1} \sqrt{P} \mathbf{h}_q \mathbf{s}_q^T \frac{\mathbf{s}_1^*}{\|\mathbf{s}_1\|} + \sum_{m=Q+2}^K \sqrt{P} \mathbf{h}_m \mathbf{s}_m^T \frac{\mathbf{s}_1^*}{\|\mathbf{s}_1\|} + \mathbf{N} \frac{\mathbf{s}_1^*}{\|\mathbf{s}_1\|} \quad (16)$$

其中, 第二个等号右侧第二项对应选择了不同根序列的 UE, 第三项对应选择了相同根序列的 UE, 由于无碰撞情况下同一根序列的模式导频之间正交, 式 (16) 可以进一步表示为:

$$\mathbf{g}_{1,E_0} = \sqrt{PN_{\text{ZC}}} \mathbf{h}_1 + \sum_{q=2}^{Q+1} 2\sqrt{P} \mathbf{h}_q + \tilde{\mathbf{N}} \quad (17)$$

其中, $\tilde{\mathbf{N}} = \mathbf{N} \frac{\mathbf{s}_1^*}{\|\mathbf{s}_1\|} \sim \mathcal{CN}(0, \sigma^2 \mathbf{I}_M)$ 。

基于 MF 接收机, 结合式 (2) 可得到 UE1

的数据符号。

$$\mathbf{d}_1 = \mathbf{g}_{1,E_0}^H \mathbf{r} = \sqrt{P} \mathbf{g}_{1,E_0}^H \mathbf{h}_1 \mathbf{d}_1 + \sum_{k=2}^K \sqrt{P} \mathbf{g}_{1,E_0}^H \mathbf{h}_k \mathbf{d}_k + \mathbf{g}_{1,E_0}^H \mathbf{n} \quad (18)$$

UE1 的 SINR 表示为:

$$\lambda_{\text{MF}}^1 = \frac{P |\mathbf{g}_{1,E_0}^H \mathbf{h}_1|^2}{\sum_{k=2}^K P |\mathbf{g}_{1,E_0}^H \mathbf{h}_k|^2 + \|\mathbf{g}_{1,E_0}^H\|^2 \sigma^2} \quad (19)$$

将式 (17) 代入式 (19) 得:

$$\frac{P |\mathbf{g}_{1,E_0}^H \mathbf{h}_1|^2}{M} \xrightarrow{M \rightarrow \infty} P^2 N_{\text{ZC}} \frac{|\mathbf{h}_1^H \mathbf{h}_1|^2}{M} + \sum_{q=2}^{Q+1} 4P^2 \frac{|\mathbf{h}_q^H \mathbf{h}_1|^2}{M} + \frac{P \sigma^2 \|\mathbf{h}_1\|^2}{M} \quad (20)$$

$$\frac{P |\mathbf{g}_{1,E_0}^H \mathbf{h}_k|^2}{M} \xrightarrow{M \rightarrow \infty} P^2 N_{\text{ZC}} \frac{|\mathbf{h}_1^H \mathbf{h}_k|^2}{M} + \sum_{q=2}^{Q+1} 4P^2 \frac{|\mathbf{h}_q^H \mathbf{h}_k|^2}{M} + \frac{P \sigma^2 \|\mathbf{h}_k\|^2}{M} \quad (21)$$

当天线数 M 趋于无穷时, 根据中心极限定理

可知, $\frac{|\mathbf{h}_k^H \mathbf{h}_k|^2}{M} \xrightarrow{M \rightarrow \infty} M$, $\frac{|\mathbf{h}_k^H \mathbf{h}_q|^2}{M} \xrightarrow{M \rightarrow \infty} 1$, $\frac{\|\mathbf{h}_1\|^2}{M} \xrightarrow{M \rightarrow \infty} 1$ 。

因此, 进一步可将 λ_{MF}^1 表示为:

$$\lambda_{\text{MF}}^1 \xrightarrow{M \rightarrow \infty} \frac{N_{\text{ZC}}}{4Q} \quad (22)$$

其中, 推导过程中不包含 M 的部分在 M 趋于无穷时被忽略。

由式 (22) 可以得出, 式 (10) 中 $P(\lambda_{\text{MF}}^1 \geq \lambda_{\text{Th}} | Q, E_0)$ 的渐近表达式为:

$$\lim_{M \rightarrow \infty} P(\lambda_{\text{MF}}^1 \geq \lambda_{\text{Th}} | Q, E_0) = \begin{cases} 1, & Q \leq \frac{N_{\text{ZC}}}{4\lambda_{\text{Th}}} \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (23)$$

在事件 E_1 发生的情况下, 假设 UE1 的导频分量 $\mathbf{a}_{1,1}$ 未被碰撞, 将 $\mathbf{Y}$ 与 $\mathbf{a}_{1,1}$ 进行互相关运算, 得到 UE1 的信道估计向量。

$$\mathbf{g}_{1,E_1} = \sqrt{P \frac{N_{\text{ZC}}}{2}} \mathbf{h}_1 + \sum_{q=2}^{Q+1} 2\sqrt{\frac{P}{2}} \mathbf{h}_q + \tilde{\mathbf{N}} \quad (24)$$

其中, $\tilde{\mathbf{N}} = \mathbf{N} \frac{\mathbf{a}_{1,1}^*}{\|\mathbf{a}_{1,1}\|} \sim \mathcal{CN}(0, \sigma^2 \mathbf{I}_M)$, 与式 (22) 类

似, 在事件 E_1 发生时可以得到相同的 SINR 值。

将式(9)~式(13)和式(23)代入式(8), 可得到成功概率 P_{MF} 。

$$P_{MF} = \left(1 - \frac{1}{N_p}\right)^{K-1} \times \sum_{Q=0}^{\min\left\{\left\lfloor \frac{N_{ZC}}{4\lambda_{th}} \right\rfloor, K-1\right\}} \frac{C_{K-1}^Q (N_p - N_{PS})^Q (N_{PS} - 1)^{K-1-Q}}{(N_p - 1)^{K-1}} \times \left(\frac{(C_{N_{ss}-2}^2)^{K-1-Q}}{(C_{N_{ss}}^2 - 1)^{K-1-Q}} + \frac{2 \sum_{T=1}^{K-1-Q} C_{K-1-Q}^T (C_{N_{ss}-2}^1)^T (C_{N_{ss}-2}^2)^{K-1-Q-T}}{(C_{N_{ss}}^2 - 1)^{K-1-Q}} \right) \quad (25)$$

3 仿真结果

本文在19个正六边形蜂窝小区组成的通信场景内进行仿真, 仿真分布在3层干扰上, 具体分布如图3所示。假设UE均匀分布在距离BS 30 m以外的区域, 每个UE以 P_A 的概率接入网络, 路径损耗模型根据城市微观情景建立^[22], 分别考虑空间不相关瑞利衰落信道 $\mathbf{f}_n \sim \mathcal{CN}(0, \xi_n \mathbf{I}_M)$ 和空间相关瑞利衰落信道 $\mathbf{f}_n \sim \mathcal{CN}(0, \xi_n \mathbf{R}_n)$ 两种信道模型, 其中空间相关瑞利信道采用相关系数为 ρ 的指数相关模型建立的均匀线阵, 即 $[\mathbf{R}_n]_{i,j} = \rho^{|j-i|} e^{j\delta_n(j-i)}$, δ_n 为BS和第 n 个UE之间的角度, 体现了非视距场景下的空间选择性, 即信道在某些方向上的统计性要高于其他方向。蜂窝小区内随机接入仿真参数见表1。

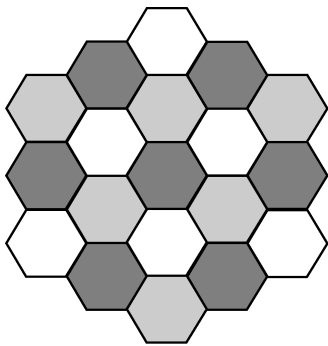


图3 蜂窝小区

表1 蜂窝小区内随机接入仿真参数

参数	数值
小区半径/m	500
UE数/个	10 000
ZC序列长度	839
信道模型	空间相关/不相关瑞利衰落
路径损耗指数	2.5 (视距) / 3.8 (非视距)
对数正态分布阴影衰落标准	4 dB (视距) / 10 dB (非视距)

图4给出了不同的BS天线数 M 下, RA成功概率 P_{MF} 随ZC根序列数 R 的变化曲线。从图4可以看出, P_{MF} 仿真值与理论值之间的差距随着 M 的增大逐渐减小, 当 $M=256$ 时, 仿真值与式(25)的理论值基本吻合。这是因为UE间信道随着天线数 M 的增加趋于正交, 当 M 趋于无穷时, UE间信道近似正交。

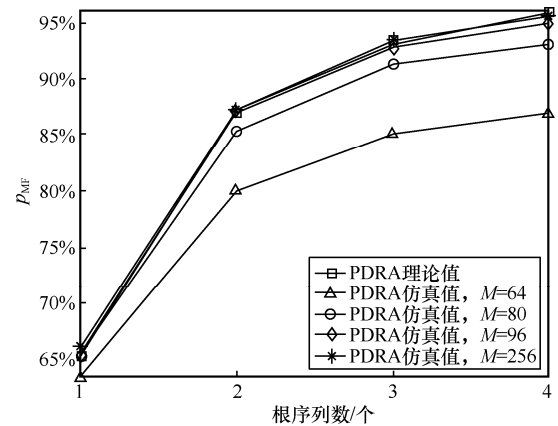


图4 PMF仿真值与理论值随根序列数变化曲线
($N_{ss}=32$, $\lambda_{th}=5$ dB, $P_A=0.15\%$)

图5和图6分别给出空间不相关瑞利衰落信道下, 激活概率分别为 $P_A=0.1\%$ 和 $P_A=0.15\%$ 时, RA成功概率 P_{MF} 随ZC根序列数 R 的变化曲线, 其中 $M=256$ 、 $\lambda_{th}=4$ dB。从图5和图6均可以看出, 随着 N_{ss} 的增大, 传统RA方案和PDRA方案的RA成功概率都有所提高, 但PDRA方案性能更好。另外, 图5中 $R>2$ 时以及图6中 $R>3$ 时, PDRA方案在 $N_{ss}=32$ 时的性能甚至优于传统RA方案在 $N_{ss}=64$ 时的性能, 这是因为模式域导频通过扩大导频竞争空间有效避免了导频碰撞。从图7可以看出,



模式域导频的设计极大地降低了导频碰撞概率，但模式域导频之间的非正交性也在一定程度上降低了信道估计和数据检测性能，尽管如此，模式导频碰撞概率降低所带来的性能增益依然超过了其非正交性带来的性能损失。

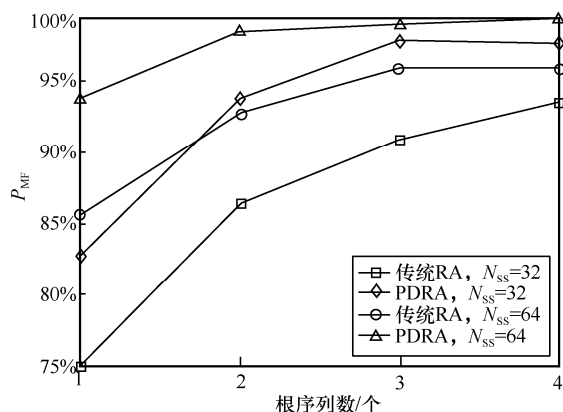


图5 空间不相关瑞利衰落信道下的 P_{MF} 随根序列数变化曲线 ($M=256$, $\lambda_{Th}=4$ dB, $P_A=0.1\%$)

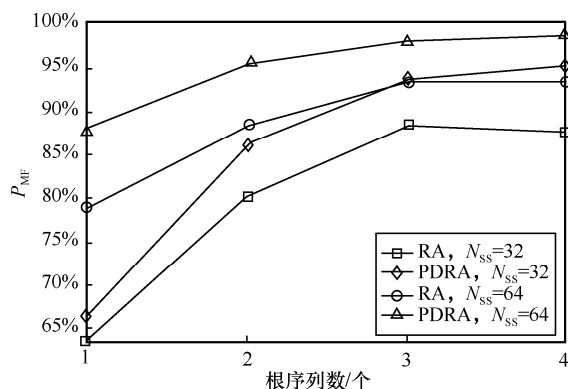


图6 空间不相关瑞利衰落信道下的 P_{MF} 随根序列数变化曲线 ($M=256$, $\lambda_{Th}=4$ dB, $P_A=0.15\%$)

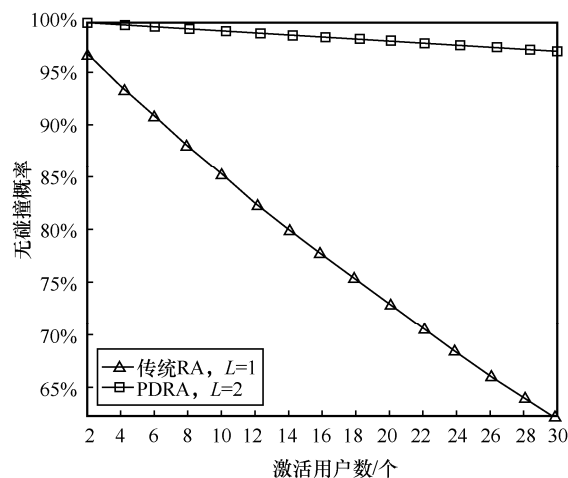


图7 P_s 随激活用户数变化曲线 ($N_{SS}=32$)

图8和图9分别给出空间相关瑞利衰落信道下, $N_{SS}=32$ 和 $N_{SS}=64$ 时RA成功概率 P_{MF} 随ZC根序列数的变化曲线, 其中 $P_A=0.15\%$ 、 $\lambda_{Th}=4$ dB、 $\rho=0.6$ 。与空间不相关瑞利衰落信道下的仿真结果相比, 两种方案的RA成功概率 P_{MF} 都有所下降, 其原因在于信道空间的相关性。当 M 增大时, 信道空间相关性对 P_{MF} 的影响减弱, 对比图8或图9中 $M=96$ 和 $M=256$ 的曲线可以发现, P_{MF} 的下降幅度在 $M=256$ 时有所减小。另外, 与传统方案相比, 所提PDRA方案仍能获得与图5和图6相似的性能增益。

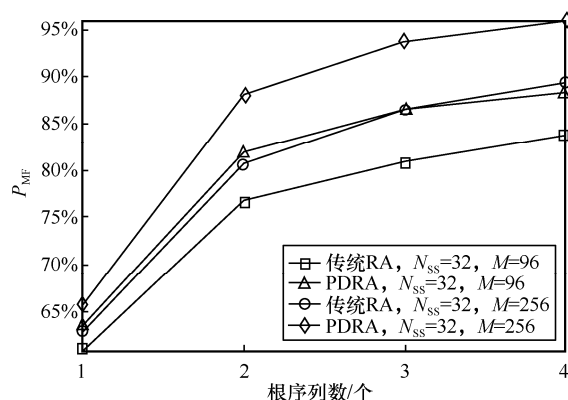


图8 空间相关瑞利衰落信道下的 P_{MF} 曲线 ($\rho=0.6$, $\lambda_{Th}=4$ dB, $P_A=0.15\%$)

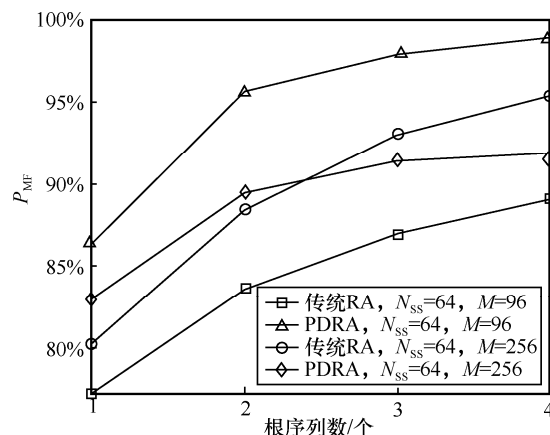


图9 空间相关瑞利衰落信道下的 P_{MF} 曲线 ($\rho=0.6$, $\lambda_{Th}=4$ dB, $P_A=0.15\%$)

4 结束语

本文在 mMTC 场景下, 针对传统 RA 方案导频碰撞概率高和接入成功率低的问题, 提出一种

面向 mMIMO 系统的 PDRA 方案。本文给出了所提 PDRA 方案中基于“图样叠加”的模式域导频设计范例,接着基于模式域导频 ($L=2$) 给出了 RA 成功概率的解析表达式。最后,通过仿真实验验证了所提方案的有效性,仿真结果表明在不影响信道估计和数据检测性能的前提下,PDRA 方案与现有 4G LTE 和 5G NR 标准相比,显著降低了导频碰撞概率,提高了用户接入成功率。未来将考虑通过更先进的信道估计和数据检测方法来提升 PDRA 性能,并进一步研究将模式导频的设计扩展到一般的“准正交块叠加”,将叠加运算扩展为一般的有限域运算。

参考文献:

- [1] ERICSSON L. More than 50 billion connected devices[R]. 2011.
- [2] HU R Q, QIAN Y, CHEN H H, et al. Recent progress in machine-to-machine communications[Guest editorial][J]. IEEE Communications Magazine, 2011, 49(4): 24-26.
- [3] 3GPP. Considerations and evaluation results for IMT-2020 for mMTC connection density: R1-1903968[S]. 2019.
- [4] 3GPP. IMT 2020 self evaluation: mMTC coverage, data rate, latency & battery life: R1-1905187[S]. 2019.
- [5] WANG Z H, WONG V W S. Optimal access class barring for stationary machine type communication devices with timing advance information[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2015, 14(10): 5374-5387.
- [6] 3GPP. Study on RAN improvements for machine-type communications: TR 37.868[S]. 2011.
- [7] LIN T M, LEE C H, CHENG J P, et al. PRADA: prioritized random access with dynamic access barring for MTC in 3GPP LTE-A networks[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2014, 63(5): 2467-2472.
- [8] PRATAS N K, THOMSEN H, STEFANOVIĆ Č, et al. Code-expanded random access for machine-type communications[C]//Proceedings of 2012 IEEE Globecom Workshops. Piscataway: IEEE Press, 2012: 1681-1686.
- [9] VURAL S, WANG N, FOSTER G, et al. Success probability of multiple-preamble-based single-attempt random access to mobile networks[J]. IEEE Communications Letters, 2017, 21(8): 1755-1758.
- [10] KIM T, JUNG B C, SUNG D K. An enhanced random access with distributed pilot orthogonalization for cellular IoT networks[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2020, 69(1): 1152-1156.
- [11] KIM T, JUNG B C. An enhanced random access with inter-frame successive interference cancellation for stationary cellular IoT networks[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2020, 9(5): 606-610.
- [12] DING J, QU D M, JIANG H, et al. Success probability of grant-free random access with massive MIMO[J]. IEEE Internet of Things Journal, 2019, 6(1): 506-516.
- [13] LIU L, YU W. Massive connectivity with massive MIMO—part I: device activity detection and channel estimation[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2018, 66(11): 2933-2946.
- [14] SENEL K, LARSSON E G. Grant-free massive MTC-enabled massive MIMO: a compressive sensing approach[J]. IEEE Transactions on Communications, 2018, 66(12): 6164-6175.
- [15] DING Z G, SCHÖBER R, FAN P Z, et al. Simple semi-grant-free transmission strategies assisted by non-orthogonal multiple access[J]. IEEE Transactions on Communications, 2019, 67(6): 4464-4478.
- [16] TANG W W, KANG S L, REN B, et al. Uplink grant-free pattern division multiple access (GF-PDMA) for 5G radio access[J]. China Communications, 2018, 15(4): 153-163.
- [17] YUAN Z F, YAN C L, YUAN Y F, et al. Blind multiple user detection for grant-free MUSA without reference signal[C]//Proceedings of 2017 IEEE 86th Vehicular Technology Conference. Piscataway: IEEE Press, 2017: 1-5.
- [18] POLYANSKIY Y. A perspective on massive random-access[C]//Proceedings of 2017 IEEE International Symposium on Information Theory. Piscataway: IEEE Press, 2017: 2523-2527.
- [19] 3GPP. Evolved universal terrestrial radio access (E-UTRA); medium access control (MAC) protocol specification: TS 36.321[S]. 2009.
- [20] 3GPP. Technical specification group radio access network, NR, physical layer procedures: TS 36.213[S]. 2017.
- [21] SESIA S, TOUFIK I, BAKER M. LTE – the UMTS long term evolution[M]. Hoboken: Wiley, 2011.
- [22] 3GPP. Spatial channel model for multiple input multiple output (MIMO) simulations (release 13): TR 25.996[S]. 2019.

[作者简介]



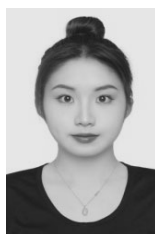
戴晓明 (1973—), 男, 博士, 北京科技大学教授、博士生导师, 主要研究方向为宽带无线通信、5G+/6G、人工智能、NOMA 及大数据处理等。



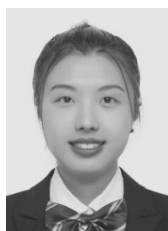
庞立卓 (2000—), 女, 北京科技大学硕士生, 主要研究方向为大规模多输入多输出系统、随机接入。



常争（2001—），男，北京科技大学硕士生，主要研究方向为非正交多址接入。



邢怡然（1999—），女，北京科技大学硕士生，主要研究方向为大规模多输入多输出系统、信号检测与估计。



张馨月（1999—），女，北京科技大学硕士生，主要研究方向为随机接入、非正交多址接入。



王曦元（1981—），男，博士，北京信息科技大学副教授，主要研究方向为无线通信、信息论和信号处理。