

10.0M

海量接入技术白皮书



摘要

海量接入技术是可以解决海量接入问题的技术的统称。6G 对连接密度提出了更高的要求，面向海量连接场景，6G 连接密度的愿景是千万终端/km²。6G 通过万物互联真正实现数字化社会，让人获得与环境之间自然的、启发式的、无处不在的交互，每个人将会触发数十到数百个终端连接到 6G 网络，预计机器型终端的交互周期从 5G 的 1 天或 2 小时降到秒级。6G 对低时延也提出了更高的要求，特别是其中的机器型终端偶发小包传输，需要将启动接入到建立 RRC（Radio Resource Control，无线资源控制）连接的时延进一步降低，实现至简接入。

6G 对 mMTC 场景进一步演进，提出 Massive Communication 场景，潜在的接入终端数量巨大，可达到每平方公里千万终端以上。同时，6G 中针对 eMBB 和 URLLC 场景演进形成的 Immersive Communication 和 HURLLC 场景对连接密度和时延等指标提出了更高的要求。为了满足这些需求，需要研究海量接入技术。

本白皮书的目标是建立海量接入技术的框架，研究海量接入技术的应用场景和需求，识别论证需要解决的技术问题，提供解决问题的技术路线以及具体的技术方案。首先分析海量接入技术的使用场景，给出不同用例对“连接密度”、“时延”、“数据发送频率”、“数据包大小”等指标的需求。然后结合具体用例的需求，分析对海量接入技术的需求，包括简化通信流程，提升连接密度、降低通信时延等方面。进而研究海量接入关键技术，对业界提出的主流技术方向无源多址接入方案进行研究，提出非协调随机接入和传输技术、高效无连接传输技术、基于 ODMA 的多用户编译码方法、稀疏 IDMA 无源多址技术。在此基础上，研究优化的发射机设计方案和接收机设计方案，提出基于虚拟用户分割的多址方案、基于资源跳跃的多址方案、模式分割的随机接入方案、基于稀疏结构变换迭代接收机、容量最优且低复杂度的迭代接收机和多用户编码方案。最后，对提出的关键技术进行整合和分类，提炼形成实现海量接入的技术路线。

目录

1.引言（中信科）	3
2.海量接入技术的应用场景（中信科、中国联通）	5
3.重要用例	7
3.1ToC 的数字孪生世界（中信科）	7
3.2 密集紧要连接的车联网（中兴、中信科）	9
3.3 极低功耗物联网（vivo）	11
4.基本需求（中信科）	13
5.海量连接的通信流程（中信科、vivo）	14
6.海量接入关键技术	18
6.1 无源多址接入方案	18
6.1.1 非协调随机接入和传输技术（中信科）	18
6.1.2 高效无连接传输（中兴）	20
6.1.3 基于 ODMA 的多用户编译码方法（西电）	32
6.1.4 稀疏 IDMA 无源多址技术（中国移动）	35
6.2 发射机设计方案	40
6.2.1 基于虚拟用户分割的多址方案（DOCOMO）	40
6.2.2 基于资源跳跃的多址方案（北交）	42
6.2.3 模式分割的随机接入方案（北科）	46
6.3 接收机设计方案	48
6.3.1 基于稀疏结构变换迭代接收机（北科）	48
6.3.2 容量最优且低复杂度的迭代接收机和多用户编码方案（西电、浙大）	51
7.技术路线（中信科）	57
8.总结与展望（中信科）	60
参考文献	61
贡献单位	64
缩写术语	65

1.引言（中信科）

随着物联网、人工智能等新兴技术的快速发展，人们对于通信技术的需求也越来越高。5G 技术的出现，为人们提供了更快、更稳定、更可靠的通信服务。然而，随着物联网设备数量的不断增加，海量设备接入已成为当今通信领域的关键挑战之一，传统的通信技术已经无法满足海量设备的接入需求。因此，研究和设计海量接入技术成为了 6G 时代的重要课题。

目前，多个标准化组织均开展了 6G 研究，在新型多址接入技术上取得了重大进展。其中，ITU 考虑了一种面向应用的动态接入方案，在一个总体的框架下根据不同的应用场景使用不同类型的多址接入方案，为不同多址接入方案的融合提供了可能，有助于新型多址接入技术的标准化推动。IMT 2030 新型多址接入技术任务组在技术概念、研究进展、面临挑战、研究方向等方面达成了共识，研究范围涵盖了发射侧的基本传输方式，以及接收侧的信号处理过程，为后续进行新型多址接入技术的研究提供了可参考的方向，有助于聚焦待解决的问题，进行专项突破。同时在 2022 年 11 月发布了关键技术研究报告，提出基于 NOMA（Non-Orthogonal Multiple Access，非正交多址接入）的无用户标识的海量接入技术有望大幅度提升终端的连接密度，有力支持 6G 低功耗、超大规模连接等场景，作为物理层空口技术的基础进行深入研究。FuTURE 论坛在 2020 年和 2022 年分别发布了《6G 愿景与技术趋势白皮书》[1]和《演进的多址接入技术白皮书》[2]，内容涵盖了不需要网络充分协调的 Grant-free 技术，同时提出将随机接入技术和多址传输技术进行融合的设计思路。6G FlagShip 指出在大连接场景中，NOMA 是关键技术，需要解决用户激活检测和数据译码的问题，提出研究不需要充分协调的 NOMA 技术。

与此同时，学术界在 NOMA 技术领域取得了重大突破，提出了巨址技术[3]。所有终端采用相同的码本对信息序列编码，编码比特经过调制后在共享资源上采用 slot-ALOHA 进行传输。其主要的特点是不需要为传输分配终端 ID，被称为无源（unsourced）或非协调（uncoordinated）多址接入，成为学术界的研究热点。近年来学术界在 6G 新型多址接入技术上做了许多方面的研究工作，普遍认为海量机器类终端通信是 6G 的一个重要场景，其性能指标需求较 5G 有进一步的提升，有必要引入新型多址接入技术来应对随之而来的各项挑战。针对前导/导频设计、信道估计、多用户激活检测等关键问题，现在已有许多研究结合压缩感知、多用户编码、深度学习等技术，提出了 URA(Unsourced Random Access，无源随机接入)/UMA(Unsourced Multiple Access，无源多址接入)方案，URA 多址技术的核心思想是不需要协调调度，也不需要单独的接入过程，同时进行接入和数据传输，能够有效简化接入流程，降低信令开销，是学术界研究的 6G 新型多址接入主流方案，也是绝大部分多址研究工作的方案基础。目前学术界提出的 URA 方案主要分为两类，一类是利用内外级联码的设计，同时传输前导和数据，实现接入和数据传输过程的融合。另一类是着重于减轻内外码的耦合。由于内外码级联的方式，往往需要一些额外的冗余信息，导致频谱效率降低。因此，该类方案主要是利用一些特殊的相关信息，如空间相关性、信道相关性等，来消除连接编码。

本白皮书旨在探讨 6G 时代海量接入技术的研究与发展，建立海量接入技术的框架，包括应用场景、技术需求、待解决的主要问题、可行的技术路线、若干关键技术等方面，为 6G 技术的发展提供有力的支持。第 2 章根据业务特征和指标需求的不同，介绍了海量接入技术的两大应用场景。第 3 章详细介绍海量接入技术在 6G 中的重要用例，包括 To C 的数字孪生世界、密集紧要连接的车联网、极低功耗物联网。第 4 章根据场景用例

对“连接密度”、“时延”、“终端数据发送频率”等指标的需求分析 6G 对海量接入技术的需求，通过简化通信流程来降低时延、优化技术方案来提升连接密度。第 5 章介绍海量连接的通信流程，包括简化的安全机制和传输机制。第 6 章分析了待解决的主要问题，深入探讨了满足这些需求的具体关键技术，包括非协调随机接入和传输技术、高效无连接传输技术、基于 ODMA 的多用户编译码方法、稀疏 IDMA 无源多址技术、基于虚拟用户分割的多址方案、基于资源跳跃的多址方案、模式分割的随机接入方案、基于稀疏结构变换迭代接收机、容量最优且低复杂度的迭代接收机和多用户编码方案等。第 7 章以技术演进的视角，提炼形成未来海量接入技术的发展路线，包括非正交、非协调、随机接入和多址传输融合、接收机设计等方面。第 8 章进行总结和展望。

本白皮书对于推动 6G 时代海量接入技术的研究和发展具有重要意义。首先，本白皮书提出了海量接入技术的基本框架和通用需求，为后续研究提供了指导和参考。其次，本白皮书详细介绍了海量接入技术的关键技术方案，为相关领域的研究提供了思路 and 方向。最后，本白皮书充分讨论了需要解决的需求问题及对应的技术路线，为未来工作提供了共识和基础。我们相信，在各方的共同努力下，海量接入技术将会得到更好的发展和应用，在物联网及诸多相关领域做出重要贡献，为构建更加美好的智能社会奠定基础，为人们的生活带来更多的便利和创新。

2.海量接入技术的应用场景（中信科、中国联通）

相比 4G 和 5G, 6G 连接密度的提升将会是非常明显的。4G 的连接密度是每平方公里 2000 个连接, 5G 的连接密度是每平方公里一百万个连接, 当前, 业界普遍认为 6G 的连接密度将达到每平方公里一千万个连接或者更大的连接数。从终端类型来看, 在海量连接场景中, 会有多种终端设备类型, 除了传统的 IoT 设备外, 还会引入新型无源低功耗终端设备。

2023 年 6 月, ITU 完成了 IMT 面向 2030 及未来发展的框架和总体目标建议书[4], 提出 6G 的六大使用场景。一方面, 对 5G 中的 eMBB (Enhanced Mobile Broadband, 增强移动带宽)、mMTC (Massive Machine Type Communication, 大规模机器类型通信)、URLLC (Ultra-Reliable Low-Latency Communications, 超高可靠低时延通信) 场景进行演进, 提出了 Immersive Communication、Massive Communication、Hyper Reliable and Low-Latency Communication 场景; 另一方面, 在 5G 场景的基础上进行扩展, 提出了 Ubiquitous Connectivity、Integrated Artificial Intelligence and Communication、Integrated Sensing and Communication 场景。

Massive Communication 场景的典型用例包括智能城市、交通、物流、健康、能源、环境监测、农业以及许多其他领域, 例如需要支持各种无电池或长寿命电池的物联网设备的应用。Massive Communication 场景需要支持高连接密度, 建议书中给出的连接密度需求是 $10^6 - 10^8$ devices/km²。并且根据具体的用例, 需要支持不同的数据速率、功耗、移动性、覆盖范围以及安全性和可靠性等指标。

现有技术中, 终端需要先接入网络, 接入成功后再进行数据传输, 能够支持的终端数量受限于数据传输资源和网络的协调信令资源。6G 的 Massive Communication 场景对连接密度提出了更高的要求, 相比于 5G 最大需要提升 100 倍。6G 中的场景能够支持多种典型用例和终端设备类型, 在业务模型上相较于 5G 也将提出新的要求, 例如终端的数据发送频率有所提升。5G mMTC 业务模型[5]给出的终端数据发送频率为 1 message/2 hours/device, IMT-2030 (6G) 推进组提到在超大规模连接场景中终端数据发送频率从一天一次到几毫秒一次不等[6]。终端数量的增加和终端数据发送频率的提升, 使单位时间内需要同时接入的用户数进一步提高, 预计每毫秒需要支持数百个终端同时接入。在有限的数据传输资源和网络协调信令资源下, 如何支持海量终端的通信, 是需要解决的问题。因此, 有必要研究海量接入技术来支持更大的终端连接数。

Massive Communication 场景对连接密度提出了更高的要求, 而对时延一般要求不高, 往往可以容忍相对较大的时延, 例如在数秒内完成端到端通信即可。在实际的应用场景中, 有时候不仅需要考虑能够支持的终端数量, 同时对传输的数据包大小、端到端通信时延、数据传输的可靠性等指标均会提出要求。例如, 部分应用场景的连接密度不需要像 Massive Communication 场景一样达到 10^8 devices/km², 支持约 10^6 devices/km² 即可, 但对端到端通信时延提出了更高的要求, 往往需要在毫秒级 (比如车联网、智慧工厂等应用场景)。还有一些应用场景对传输的数据包大小提出了更高的要求, 例如需要传输数百到数千字节大小的数据包 (比如数字孪生应用场景)。在满足更高时延要求、更大传输数据包的基础上, 进一步支持海量终端的接入, 面临着较大的挑战, 需要研究能够满足高时延要求、支持更大数据包传输的海量接入技术。

根据业务特征、指标需求的不同, 海量接入技术的应用场景分为两大类: 一类应用

场景为 Massive Communication 场景，需要支持很大的终端数量（例如 10^8 devices/km²），对时延不敏感，通常传输的是突发的小数据包，对应的关键指标能力如图 2-1 中的橙色曲线所示，对连接密度的要求很高，但对数据发送频率、时延、数据包大小、可靠性等指标要求较低；另一类应用场景为在支持较大终端数量（例如 10^6 devices/km²）的同时，对传输的数据包大小、端到端通信时延、数据传输的可靠性等诸多指标提出更高要求的场景，这类应用场景综合了 Massive Communication、Immersive Communication 和 URLLC 场景的特征，是三个场景的结合，对应的关键指标能力如图 2-1 中的蓝色曲线所示，对连接密度的要求低于第一类应用场景，但是对数据发送频率、时延、数据包大小、可靠性等的要求高于第一类应用场景。

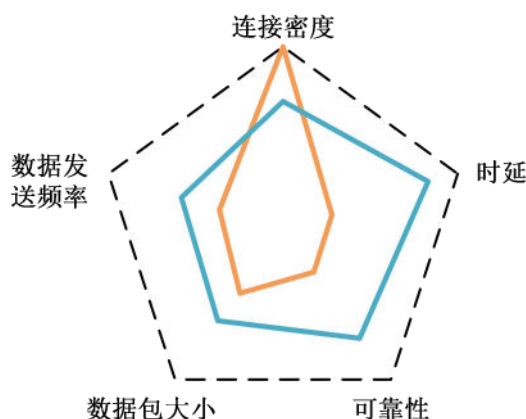


图 2-1 海量接入技术的应用场景

海量接入技术能够支持海量终端的连接，满足上述场景的需求。一方面，可以实现 6G 中对于连接密度、时延等指标的要求。另一方面，海量接入技术在数字孪生和极低功耗物联网等要求部署海量设备的用例中，可以作为一项底层技术，用于支持这些用例下的终端接入和数据传输。

3.重要用例

3.1 ToC 的数字孪生世界（中信科）

数字孪生综合运用感知、计算、建模、仿真、通信等技术，实现物理世界和数字世界两个世界之间的实时交互和无缝连接，广泛应用于智能制造、智慧城市、智慧农业、健康医疗等领域[7]。数字孪生将对 6G 网络的架构和能力提出诸多挑战，需要满足巨大的设备连接数、高吞吐量、低时延传输等要求，以便能够精确实时地捕捉物理世界的细微变化和传输交互信息。比如，技术指标需求包括：连接密度支持 $10^7 - 10^8$ devices/km²，空口时延小于 1ms，传输速率达到 Mbps~Gbps，差错概率小于 10^{-5} 等[6]。

数字孪生在消费侧（C 端）和产业侧（B 端）有着广泛应用，能够激发人们在虚拟世界中的创造和交流，加强人们对物理世界规律的掌握。ToC 的数字孪生世界在物理世界、数字世界的基础上，增加了一个由人的感官、身体、智力和价值观组成的人类世界，实现三个世界之间的信息交互，旨在以人为中心，为人提供个性化的、实时的、沉浸式的体验。具有全连接（all-inclusive connectivity）、实时（real time）、准确性（correct）三个典型特征。

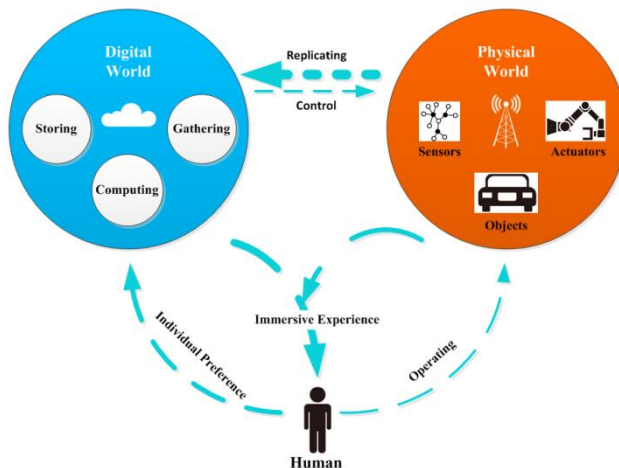


图 3-1 ToC 数字孪生世界

以“沉浸式游览故宫”为例，对 ToC 的数字孪生世界具有的下列典型特征进行说明：

- 个性化的体验：基于故宫搭建 ToC 的数字孪生世界，虚拟的故宫景象能够适配游客的个人喜好，提升观赏体验。对连接密度要求较高，需要支持 10^6 devices/km² 的连接密度，以实现游客个性化的体验。
- 实时的体验：虚拟的景象需要与建筑和文物进行适配，实时的展现在游客面前，实现虚实的无缝融合。对时延要求较高，需要满足毫秒级的端到端通信时延。
- 沉浸式的体验：类似 MR（Mixed Reality，混合现实技术）效果，真实的建筑和文物叠加虚拟的景象，把宫殿气势、色彩美学、历史沉淀等还原和展示出来，给游客带来足够震撼的沉浸式体验。对传输的数据包大小要求较高，需要满足数百到数千字节的数据包传输，以达到良好的沉浸式体验。

6G 和 5G 相比在沉浸式体验方面有显著的区别和更高的要求，相对于 5G，6G 将在传输速度、网络时延、连接密度和可靠性等方面提供更高的性能。

- 传输速度：5G 的目标传输速度是 20Gbps，6G 的目标传输速度预计将达到 1Tbps，这将使得沉浸式体验更加流畅和真实。
- 网络时延：6G 预计将实现低至 1ms 的超低时延，相比于 5G 中 1-10ms 的时延，将大大提高沉浸式体验中实时交互的性能，减少时延对用户体验的影响。
- 连接密度：5G 支持的连接密度为每平方公里 100 万个连接，6G 预计将支持每平方公里 1000 万个连接，这意味着 6G 将能够在高连接密度的场景中提供更高质量的沉浸式体验。
- 可靠性：为满足沉浸式的需求，6G 预计将在可靠性方面显著提升，例如针对关键任务和实时交互应用，提供 99.9999% 的服务可靠性。

在这个用例中，对终端设备类型、终端设备数量、状态上报频率等业务特征的估算如表 3-1 所示。

表 3-1 沉浸式游览故宫业务模型

终端设备类型	终端设备数量	状态上报频率	终端数量/每秒	估算依据
游客携带的智能终端	$10^4 \sim 10^5$	约 1/min	$10^3 \sim 10^4$	根据故宫游客数估算
建筑保护传感器	$10^4 \sim 10^5$	约 1/min	$10^3 \sim 10^4$	参考 TR 22.840 中的用例
展示文物传感器	$10^4 \sim 10^5$	约 1/min	$10^3 \sim 10^4$	根据故宫在展文物数估算
现实环境感知成像设备	$10^3 \sim 10^4$	约 1/s	$10^3 \sim 10^4$	根据故宫面积估算
仓储文物传感器	$10^5 \sim 10^6$	约 1/hour	$10^3 \sim 10^4$	参考 TS 22.011 中的用例
总计（每秒接入和传输的终端数量）			$10^4 \sim 10^5$	近似估算结果

ToC 的数字孪生世界以人为中心，在支持海量设备通信的基础上，为了提供满足用户需求的个性化的、实时的、沉浸式的体验，相比于 Massive Communication 场景，对数据传输时延和数据包大小均提出了更高的要求，大约需要支持 10^6 devices/km² 的连接密度，每毫秒数百个终端的通信，同时要求满足毫秒级的端到端时延，在不同的用例中，数据包大小在数百到数千字节不等。现有技术中先接入后进行数据传输的方式，会导致较大的数据传输时延，在 ToC 的数字孪生世界中，影响用户体验。因此，需要研究海量接入技术，简化初始接入到多址传输过程的信令交互，降低时延。

3.2 密集紧要连接的车联网（中兴、中信科）

高密度车联网的信息传输，具有海量和突发两个特点，而车联网信息传输又有低时延高可靠的需求。在海量、突发的信息传输场景要满足低时延高可靠的需求是非常大的挑战。进一步的，由于车辆节点的快速移动，导致车联网网络拓扑迅速变化，使得海量、突发、低时延、高可靠这些通信需求同时满足更为困难。

在高密度车辆分布的情况下，大规模车辆信息交换时竞争选择资源产生的冲突是 eV2X 性能下降的主要原因。如 TR 22.886 中定义了一种 US Freeway 密集场景，假设在每条高速公路上有 10 个车道，对于三条高速公路交叉的路口，车辆密度为每平方公里 3100 - 4300 辆车[8]。不管是 LTE-V 还是 IEEE802.11p/IEEE1609 都面临这个难题。

具体而言，如图 3-2 所示，大量车辆频繁信息交换的场景，会存在多个车辆同时广播自己的消息的情况。TR36.885 中定义的 V2V 的传输包大小为 190/300/800 Bytes[9]。由于车辆之间没有协作，每辆车的传输信号生成，传输资源的选择都是自主决定的，就会出现不同车辆选择了相同的传输资源，而且传输信号的生成方式也一样的情况，也即传输发生了“碰撞”，这会给其他车辆接收这些广播消息带来很大的困难。

另一方面，传统的 V2V 信息传输方案，不管是 LTE-V，还是 IEEE802.11p/1609，本质上都是基于半双工传输机制的，即每辆车选择了在某个信道上发射的话，就不会在这个信道上接收了，这会导致“漏收”的问题：即如果不止一辆车在某个信道广播自己的数据包的话，这些车辆就都收不到对方的数据包，如图 3-2 所示，这对高可靠性来说是非常不利的。虽然现有方法可以通过改良的感知机制结合更大的时频资源来减少“漏收率”，但依然难以确保不会出现漏收，这必然严重降低 V2V 传输的可靠性。

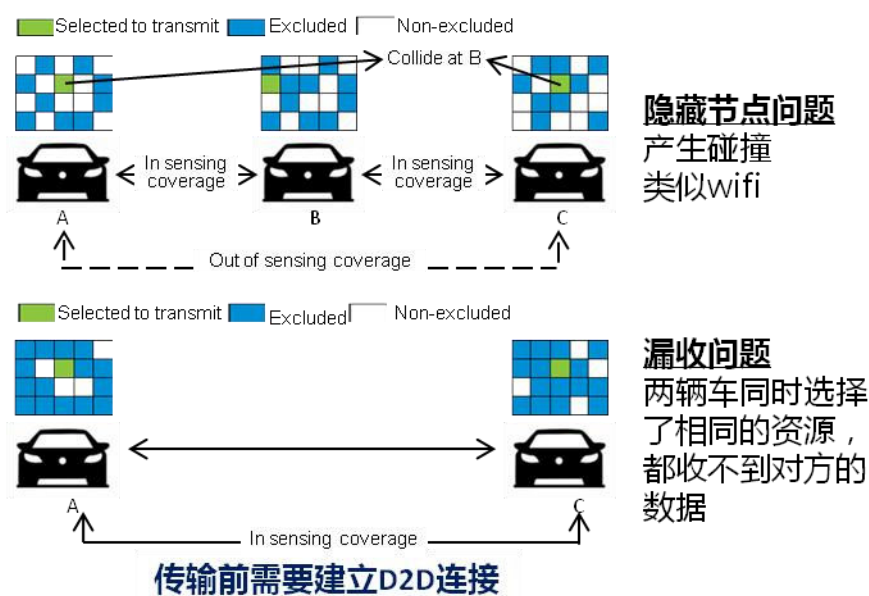


图 3-2 大量车辆频繁信息交换场景

密集紧要连接车联网场景所涉及的具体业务包括编队行驶、高级驾驶、扩展传感器业务、遥控驾驶和车辆质量服务支持等，表 3-2 针对这几类业务的具体用例列出它们的典型需求[8]。

表 3-2 车联网典型用例需求

场景分类	数据载荷	数据到达率	设备密度	时延要求
自动驾驶	6000 字节	10/s	high connection density	10-100ms
自动编队	6000 字节	50/s	high connection density	20ms
驾驶控制	1600 字节	-	9840 辆车/km ²	100ms

3.3 极低功耗物联网 (vivo)

在 6G “万物智联，数字孪生” 的总体愿景下[10]，物联网的发展前景广阔，物联网终端的连接需求强劲。比如，市场分析机构 IoT Analytics 指出[11]，到 2025 年的物联网终端需求将超过 270 亿。虽然 NB-IoT (Narrow Band Internet of Things, 窄带物联网) 和 RedCap 等标准已经可以实现物联网的部分需求，但依然面临一些挑战，特别是这类终端在大规模部署时的成本依然较高，且终端运行需要电池支撑，无法免维护长时间运行，限制了物联网的应用场景。因此，针对这些问题，需要发展极低功耗物联网技术，降低物联网终端的成本，追求无源化部署和弱维护运营，同时，继承蜂窝网络在广域覆盖、可管可控、可信安全等方面的优势。具体而言，极低功耗物联网终端可能有几种形态：

- 纯无源终端：自身无任何有源器件，无法自主生成载波信号。在发送信号时，终端通过调整天线的阻抗，改变网络侧提供的激励信号的幅度和/或相位，从而完成信号的发送，这样的信号发送方式被称为反向散射通信。纯无源终端的工作功耗可以维持在 μW 量级。
- 半无源终端：具备电容等储能单元，但储能的能力比电池要小，无法自主生成载波信号，需要通过反向散射通信完成信号的发送。与纯无源终端不同的是，半无源终端可以通过储存的能量对反向散射信号进行放大。半无源终端的工作功耗可以维持在几十到百 μW 量级。
- 有源低功耗终端：具有较大的储能单元，可以采集并储存环境中的能量，比如射频信号、太阳能、光能、热能等。这类终端具备载波生成能力，能力接近传统的物联网终端，但复杂度需要远低于 NB-IoT 设备。有源低功耗终端的工作功耗可以维持在 mW 量级。

从应用场景来看，极低功耗物联网可以广泛地应用在工业制造、智慧交通、仓储物流、智能家居等方面，承担控制信息下发、数据采集、定位等业务。

- 工业制造：工业 4.0 的愿景是打造一个数据驱动、智能协作的自动化规划、生产和维护平台，一方面需要引入极低功耗物联终端用于管理生产线上的材料堆放、运输和消耗情况，另一方面也需要部署大量的具备传感功能的极低功耗物联终端用于感知生产环境的信息，用于及时调整生产、加工的各个步骤。此外，还需要给各类生产加工设备嵌入极低功耗物联终端，用于及时获取各类加工制造环节的控制指令。
- 智慧交通：智慧交通是构建智慧城市的一个核心诉求，需要通过在道路部署具备流量、压力等传感功能的极低功耗物联终端，辅助云端的城市大脑及时获取道路、车辆和行人的动态信息，从而进行最优的道路规划、堵乱点预警和消除等决策，提升交通效率，规避潜在风险。
- 仓储物流/资产管理：仓储物流和资产管理类的应用都要求对货物或资产实现准确的识别和追踪，而仓储物流更是需要考虑货物流转过程中的高动态性。对于低价值的货物，可能以托盘、集装箱为单位安装极低功耗物联终端进行管理，而对于较高价值的货物，则可能会为每个货物都安装极低功耗物联终端。得益于极低功耗物联终端的低成本优势，部署门槛有望进一步降低，为较低价值的

货物也单独安装终端，从而进一步提升管理粒度。因此，考虑到货物堆叠放置的情况，终端的部署密度可能会非常可观。

- **智能家居：**智能家居的本质是为用户提供人性化、健康和便捷的生活模式，提升用户的生活质量，这就首先需要通过部署极低功耗物联终端连接大量的环境传感器和家庭电器，从而能够根据环境信息及时控制相关电器，达到自动化控温控湿、预警瓦斯泄露、检测入侵并自动报警等目的。此外，个人物品查找也是智能家居的一个重要应用，大量的小体积高价值物品容易随意放置且难以及时查找，比如钥匙、身份证等。通过为这些物品安装极低功耗物联终端，可以及时定位获取这些物品的位置，方便人们快捷寻找丢失的物品。

上述的几个重要应用场景所涉及的具体业务包括资产或货物盘点业务、传感数据业务、定位业务和控制业务，表 3-3 分别对这几类业务列出它们对连接的典型需求[12]。

表 3-3 极低功耗物联网典型用例需求

场景分类	部署场景	数据载荷	数据到达率	设备密度	时延要求
资产或货物盘点	室内或室外	< 256bits	< 1/s	< 1.5/m ²	< 1s
传感数据	室内	< 800bits	< 20/hour	< 1.5/m ²	< 30s
	室外			< 0.01/m ²	
定位	室内	< 1000bits	< 1/hour	< 0.25/m ²	< 1s
	室外		< 1/hour	< 0.01/m ²	
控制	室内	< 800bits	0.5~3/hour	< 1.5/m ²	< 10s
	室外	< 200bits	N/A	< 2/m ²	

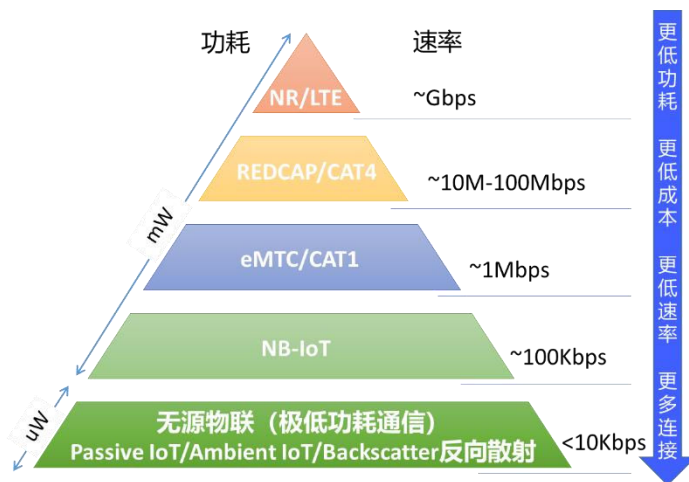


图 3-3 物联网发展趋势[13]

总体来说，相较于现有的蜂窝物联技术，比如 NB-IoT、eMTC（enhanced Machine-Type Communication，增强型机器类型通信）等，极低功耗物联技术具有更低功耗、更低成本、更低速率的特征，而正是这些特征极大地拓宽了应用场景和应用侧的部署动力，使得网络需要支撑更多的连接密度和连接数量。

4.基本需求（中信科）

随着移动互联网、物联网和大数据等相关技术的高速发展，人们对于数据传输速率、时延和连接密度的需求越来越高，现有的接入技术中，终端需要先完成初始接入，然后再进行数据传输，整个过程涉及多次信令交互，需要消耗大量时间和资源。

第3章中对海量接入技术的重要用例进行了介绍，对应的通信需求如表4-1所示：

表4-1 海量接入技术重要用例的通信需求

场景用例	连接密度	数据发送频率	平均数据包大小	平均通信时延
ToC 的数字孪生世界	约 $10^6/\text{km}^2$	1/s - 1/h	数百到数千字节	毫秒级
密集紧要连接的车联网	$10^5\text{-}10^6/\text{km}^2$	10/s - 1/min	数百到数千字节	毫秒级
极低功耗物联网	$10^6\text{-}10^7/\text{km}^2$	1/s - 1/h	数十字节	秒级

对于 Massive Communication 和其他需要支持大规模连接的应用场景，在有限的时频资源和信令资源条件下，采用现有的接入技术会导致较大的时延。对于某些要求实时性、低时延的应用场景，例如 ToC 的数字孪生世界，需要支持约 $10^6/\text{km}^2$ 的连接密度，终端发送频率在 1/s~1/h 不等，传输的数据包较大，一般在数百到数千字节，通常要求时延在毫秒级。与此同时，部分应用场景对连接密度提出了更高的要求，例如在极低功耗通信场景中，传输的数据包一般较小，在数十字节左右，数据发送频率在 1/s~1/h 不等，且时延不敏感，通信时延一般为秒级，但是需要支持 $10^6\text{-}10^7/\text{km}^2$ 的连接密度。

根据表4-1中这几个用例的连接密度、数据发送频率等需求分析，假设连接密度为 $10^7/\text{km}^2$ ，终端数据发送频率为 1 message/60 seconds/device，那么可以估算出 1 毫秒的时间内需要完成 167 个数据包的接收。如果进一步提高连接密度和终端数据发送频率，每毫秒的时间内需要支持的数据包个数进一步增加。根据以上假设，6G 连接密度为 5G 的 10 倍，6G 终端数据发送频率为 5G 的 1/120，可估算出 6G 的连接能力需要达到 5G 连接能力的 1200 倍。5G 技术难以支持 6G 海量连接场景，因此，为了支持每毫秒数百个终端同时接入，6G 中需要设计新的海量接入技术，包括简化通信流程，优化发射机和接收机方案等。

5.海量连接的通信流程（中信科、vivo）

在现有的通信系统中，当 UE 需要向网络发送数据时，UE 将先后经过接入 gNB、向网络注册、接受网络鉴权、接受网络安全配置、上报 UE 能力、与 gNB 建立 RRC 连接、与 UPF 建立 PDU 会话连接、调度请求、接受上行传输调度、数据传输、得到确认信息等基本流程[14]。UE 和 gNB 之间将进行至少 26 次空口传输，尤其当有重传发生时，空口传输次数会更大。针对 6G 中面向更大规模终端数量的海量连接场景，现有的多址接入技术无法满足该场景的需求指标，需要对接入技术进行方案优化，优化的目标包括简化多址接入的流程、降低多址接入的时延、提高系统效率、增加可以服务的终端数量等方面。

针对海量连接场景下的通信流程，可以采用非协调随机接入和传输方案（Uncoordinated Random Access and Transmission, URAT），从网络架构、协议栈、数据流、接口、安全机制、多址接入流程等多方面进行设计。

在网络架构方面，URAT 方案在 gNB 上增加应用代理，该应用代理为 gNB 服务的终端提供 NAS（Non-Access Stratum，非接入层）功能，向 gNB 服务的终端提供上行数据转发功能，使用该应用代理后终端不需要直接与核心网交互信令和数据。相应的，在新网络架构下，协议栈、数据流、接口等均需要进行相应调整。在安全机制方面，应用代理把终端使用的完整性保护密钥和数据加密密钥的生命周期延长。海量连接的通信过程如图 5-1 所示。在现有技术中，终端接入 gNB 后，向网络注册、接受网络鉴权、接受网络安全配置、上报 UE 能力、与 gNB 建立 RRC 连接、与 UPF 建立 PDU 会话连接等步骤，可以用图 5-1 中的 UE 和 gNB + APP Proxy 之间的信令 7~9 代替，通过使用低复杂度的安全机制简化流程；调度请求、接受上行传输调度、数据传输等步骤，可以用图 5-1 中的 UE 和 gNB + APP Proxy 之间的信令 10~11 代替，使用低复杂度的传输机制简化流程，图 5-1 中信令 10~11 两个流程，在完整性保护密钥和数据加密密钥的生命周期内可以进行任意次。

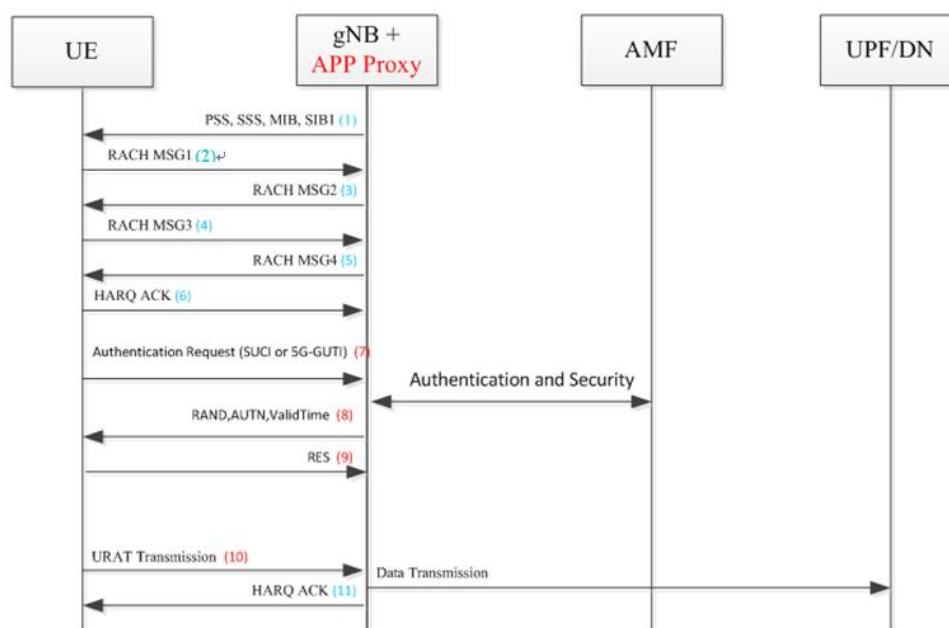


图 5-1 海量连接终端的上行信令交互过程

图 5-1 中的 URAT Transmission，是一种融合随机接入和数据传输过程的海量接入技术，相关的关键技术 在 6.1.1 节中进行介绍。URAT 空口传输的信号发送流程如图 5-2 所示。

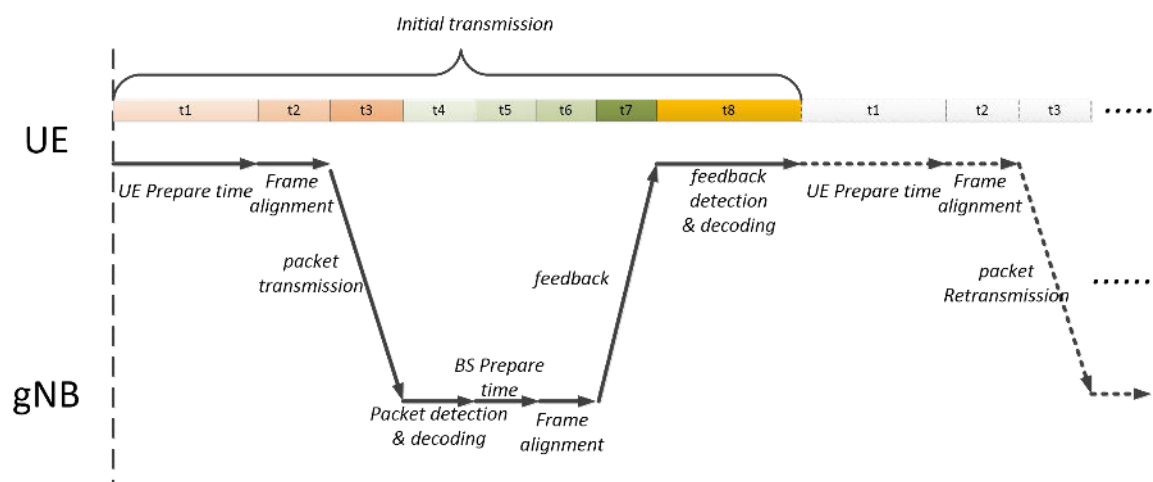


图 5-2 URAT 空口传输的通信流程

终端在进行数据传输时，无需等待接入完成，可以在发送前导码进行接入时，同时发送数据。如果数据传输失败，则可以进一步发起数据的重传，具体信号发送过程如下所示。

- **终端信号发送前的准备阶段 (t1)：**终端在进行数据传输之前，需要首先生成待传输的数据（包含前导码和通信数据包），并对其信号发送前的处理，包含编码、资源映射等；
- **终端时间同步、帧对齐 (t2)：**终端在完成数据发送的准备之后，需要进行时间同步和帧对齐等处理；
- **终端空口数据发送 (t3)：**经过同步和帧对齐处理之后，终端在空口中进行数据传输，发送的信号包含前导码和通信数据包；
- **网络设备的信号检测与译码 (t4)：**网络设备接收到终端发送的数据包之后，进行数据包的检测与译码。需要先完成前导码的检测，基于前导码的检测结果，进行通信数据包的检测和译码；
- **网络设备发送反馈信息的准备阶段 (t5)：**根据对终端发送数据包的检测和译码结果，网络设备需要向终端发送反馈信息，在发送反馈信息之前，需要进行反馈信息的生成、编码、调制、资源映射等；
- **网络设备时间同步、帧对齐 (t6)：**网络设备在发送反馈信息时，首先进行时间同步和帧对齐处理；
- **网络设备反馈信息的发送 (t7)：**经过同步和帧对齐处理之后，网络设备在空口中进行反馈信息的发送；
- **终端设备对反馈信息进行检测和译码 (t8)：**终端完成数据包的发送 (t3) 之后，进行网络设备发送的反馈信息的监听，对监听到的反馈信息进行检测和译码。

在接收到网络设备发送的反馈信息之后，终端可以根据反馈信息，确定数据包是否正确发送，进而确定是停止数据包的传输，还是发起数据包的重传。URAT 传输方案对终端进行随机接入和数据传输的信令交互流程进行了简化，同时结合图 5-1 所示的信令交互流程，对海量连接场景下的通信过程实现了简化。

随着移动通信的不断发展，网络中的终端类型越来越多，包括智能终端、NB-IoT 终端、RedCap 终端、mMTC 终端等。在海量连接的应用场景中，终端的功耗问题尤为重要，6G 可以支持被动通信方式的极低功耗终端，和现有通信终端相比，极低功耗终端可能会受到更加严格的复杂度限制，其通信流程需要遵循必要和至简的原则进行设计。从通信业务类型看，极低功耗终端的通信业务包括下行触发和上行触发两大类。下行触发的业务是指终端只有在接收到网络发送的寻呼、盘点等信令后再发起数据传输的业务。这类业务更适合纯无源和半无源的极低功耗终端，因为它们必须要依赖网络侧提供的射频载波才能进行上行数据传输。上行触发的业务是指终端可以自行发起数据传输的业务。这类业务更适合能够自主生成射频载波的有源极低功耗终端。图 5-1 所示的海量连接场景中简化的通信流程，同样可以适用于极低功耗终端的通信。与此同时，根据极低功耗终端的设备特点，除了数据传输，极低功耗通信终端还可能需要依赖网络侧提供的射频载波来供能，因此，在通信流程之外，还需要为这类终端设计相应的能量供给、能量采集流程。具体来说，极低功耗终端的接入过程包括以下几个部分：

（1）触发过程：对于下行触发的业务，终端在接收到寻呼、盘点等信令后，发起上行的接入；对于上行触发的业务，终端在满足自身的条件（比如周期触发、数据缓存达到阈值、能量低于或高于阈值）后发起上行接入。

（2）获取传输数据的射频载波的过程：对于纯无源或半无源终端，发起上行接入、传输数据的前提是网络侧发送了射频载波，因此，终端需要在下行触发信令中获取射频载波相关的信息，或在预设的频率栅格中搜索射频载波的频点。

（3）获取能量采集的射频载波的过程：在网络侧和终端都支持射频传能时，若终端未接入网络或未完成鉴权流程，网络可能仅会在某些默认频率上发送功率较低的射频载波，终端在预设的频率栅格中搜索并接收供能信号完成后续流程；而在终端已经接入网络并完成鉴权流程后，终端可以向网络侧发送专用的供能请求，网络侧在接收到供能请求后向终端发送专用的供能射频信号。

（4）同步过程：包括下行同步和上行同步两个部分。其中，极低功耗终端可以通过接收网络侧的公共广播信号，或者下行触发信令进行下行同步，包括频率同步和定时同步；此外，极低功耗终端也可以根据网络侧指示发送上行信号，网络侧测量 TA、频偏，并根据测量结果以真实的频率和定时接收信号。需要说明的是，进行上行同步会增加终端的开销，应该尽可能避免。

（5）注册和鉴权过程：极低功耗终端向网络侧发送注册请求，网络侧对终端进行鉴权和注册；终端可以在注册请求中包含关于设备类型、维持同步的能力、能量获取能力、电量情况等信息。在终端第一次接入网络时，注册和鉴权请求可以在上行接入的第一个信息中完成，或者连同数据一起发送，降低终端开销。

（6）资源配置和授权过程：可以通过 Configured Grant/Grant-free 或者 Dynamic Grant 两类方式进行。前者可以免除终端发起上行接入前获取授权的开销，网络侧在注册和鉴权过程中向终端配置可以使用的资源池，终端随后以竞争式的方式在配置的资源池上发送上行信息；后者则需要网络侧在下行信令中携带终端专用的资源用于终端接入网络和

传输数据，或者当终端密度较大时配置一个竞争式接入的资源池。

（7）连接释放过程：当终端完成业务且网络侧确定无需再与终端通信后，网络侧指示去激活或者禁用终端，删除网络侧的上下文、释放对应的资源或资源池；当终端满足一定条件（如完成业务、电量低于阈值等），向网络侧发送连接释放请求，网络侧后续指示去激活或者禁用终端，删除网络侧的上下文、释放对应的资源或资源池。需要说明的是，极低功耗终端可能为无连接通信方式，此时，终端或网络侧无需维持上下文，连接释放为可选过程。

6.海量接入关键技术

5G 中对非正交多址技术进行了研究，指出非正交多址技术可以用于上行免调度传输。采用非正交多址和上行免调度传输后，终端简化了传输流程，进而节省了信令开销、降低了功耗、降低了时延、增加了系统容量。在 5G 标准化阶段，对共计 17 种 NOMA 方案进行了研究，涉及基于扩频、加扰、交织、编码和调制等方面进行设计的 NOMA 方案。但是由于候选 NOMA 方案讨论不收敛等原因，5G 最终没有对非正交多址技术进行标准化。

5G 中，终端需要先接入网络，接入成功后，在网络的控制下进行数据传输过程。具体的，支持四步 RACH（Random Access Channel，随机接入信道）和两步 RACH 两种接入方式，其中两步 RACH 相比四步 RACH 能够降低接入所需的时延。在完成接入后，为了降低数据传输过程的时延，支持上行免调度传输方案，即终端先接入网络，然后一直保持连接状态，网络给终端预配置好资源，当终端有数据要进行发送时，可以不经网络动态调度，直接在资源上进行数据传输。

6G 需要支持海量接入场景，连接密度进一步增大。在海量接入场景中，需要支持巨量的终端设备，终端可能每次只是需要发送一个小包数据，比如 20B~100B，并且发送的频率、时刻可能都是没有严格规律的，这时，如果采用 5G 中现有的先接入后进行数据传输的方案，通过网络对这些终端进行协调，包括初始接入、连接维持、资源调度/配置等，可能带来巨大的开销和时延，同时受限于有限的数据传输资源和网络的协调信令资源，能够支持的终端数量有限。

为了能够支持海量接入场景，6G 在接入技术方面需要进一步演进，与 5G 的接入技术相比，6G 中可以将网络协调的终端接入过程和数据传输过程，演进为不需要基于网络协调的过程。采用非协调的方式进行终端接入和数据传输，相比 5G 中先接入、网络协调后再传输的技术，平均时延可以降低。同时，不需要依赖于有限的数据传输资源和信令协调资源进行调度和控制，节省了网络的协调信令资源，解除了网络协调信令资源对终端数量的限制，能够支持的终端数量大大提升。更具体的，6G 在基于非协调的方式进行终端接入和数据传输时，可以进一步对通信过程、发送端、接收端等进行优化设计，例如，可以简化终端接入和数据传输过程，采用适合海量接入场景的无连接通信方式，针对海量接入场景的特点，进行导频优化设计和接收机设计等。接下来将会对这些海量接入技术进行详细介绍。

6.1 无源多址接入方案

6.1.1 非协调随机接入和传输技术（中信科）

5G mMTC 场景下，终端的数据发送频率约为 1 message/2 hours/device 或者 1 message/1 day/device[15]，6G 中不仅终端的数量不断激增，同时还需要支持更高的终端数据发送频率。连接密度和终端数据发送频率的提升都对 6G 中的接入和传输技术提出了更高要求。现有 5G 系统中需要先完成接入再进行数据传输，在 6G 海量连接场景继续沿用这一方式容易造成接入网的过载以及信令拥塞，带来严重的时延和信令开销。在海量连接场景下，存在资源池大小受限以及检测复杂度过高等问题，难以支持 6G 海量

接入的目标，因此需要设计新的海量接入技术来解决这一问题。

非协调随机接入和传输方案能够提升终端连接数，缓解海量终端设备采用现有多址接入技术带来的接入网过载、信令拥塞、严重的时延和信令开销等问题。URAT 在前导码和多用户编码两方面进行了设计：通过增加候选前导码数目的方式，降低前导码碰撞概率；基于前导码对数据部分进行加扰、交织、重复传输等控制，采用多用户编码的方式，同时进行前导码和数据的发送。URAT 方案将随机接入和多址传输过程进行融合，减小信令开销和资源开销，从而降低接入时延，支持更多的终端连接。

与传统的先接入再传输数据的多址接入不同，URAT 技术将初始接入和多址传输过程进行融合，不需要网络协调，采用非正交的方式同时实现随机接入和多址传输两个过程。

- **不需要网络协调：**终端在从随机接入到多址传输的整个过程中不需要 UE-specific 的网络协调信令，仅需要广播的小区基本配置信息。根据广播的小区基本配置信息，所有的终端采用完全相同的发送方案，终端之间的区别可能仅仅是待传输的数据比特。为提高空口传输的可靠性，网络需要向终端提供空口传输的反馈确认信息，可以使用内生终端标识，让终端能够检测出网络发送给自己的确认信息。
- **非正交：**所有终端共享小区基本配置信息指示的时间频率资源，在编码域实现非正交多址传输。编码域非正交多址，即通过有限块长编码实现的非正交多址。在压缩感知巨址接入技术的框架下，可以进一步增大不同终端码字之间的距离，除了对编码比特采用不同交织器外，还可以对编码比特采用不同扰码、对编码块采用不等分集度的重复，以及在整个时频域上分散发送。终端所采用的交织器、扰码、分集度、联合交织器等，可以由元比特决定和指示。
- **随机接入和多址传输的融合：**单次传输实现随机接入功能和多址传输功能，不需要专用配置信息的传输，不需要终端身份信息的交互，仅需要网络对终端数据的确认。从随机接入到多址传输的整个过程，都统一采用 URAT 空口技术。终端发送前导信号，除了携带元比特外，主要的目的是向网络指示存在同时传输的多用户编码信号，以提升多用户编码信号的检测性能，因此前导信号起到随机接入的作用。终端和网络之间鉴权认证、安全加密等交互信令都可以作为待传输数据通过 URAT 空口技术进行传输，不再有显式的鉴权认证、安全加密等子过程。网络对终端的 URAT 传输进行反馈确认，根据接收到的反馈信息，终端决定是否需要重传。

URAT 技术的原理框图如图 6-1 所示：

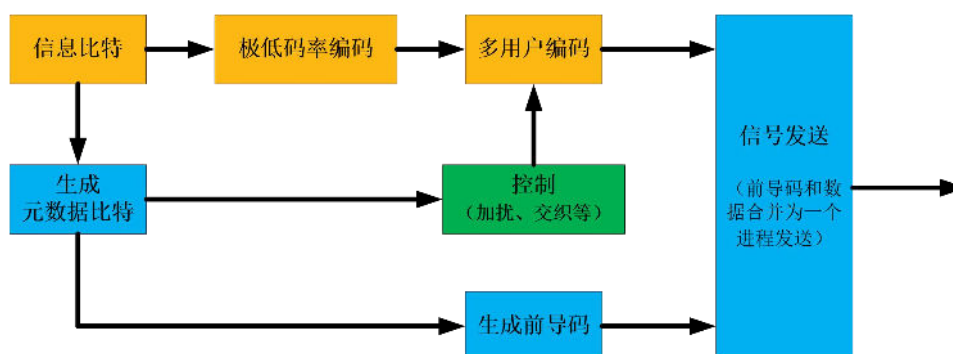


图 6-1 非协调随机接入和传输技术的原理框图

URAT 将用于随机接入的前导信号和多址传输的数据信号复用在一起进行传输，前导信号与数据信号存在关联关系：

- **在生成多址传输的数据信号时：**终端将待发送数据的信息比特（包括应用层身份信息）进行极低码率编码和多用户编码后由类似 PUSCH（Physical Uplink Shared Channel，物理上行共享信道）的信道承载。
- **在生成用于随机接入的前导信号时：**将前导信号与数据信号建立连接。具体的，首先根据待发送的信息比特得到用于生成前导信号的元数据比特，基于元数据比特和预设的规则，生成进行传输的前导信号，例如终端对元数据比特经过索引变换后从候选资源池中确定相应的前导信号。前导信号除了用于随机接入外，还可以携带元数据比特信息。
- **在进行数据信号的发送时：**将数据信号和前导信号相关联，具体的，使用生成前导信号的元数据比特对数据信号进行控制，例如使用元数据比特来控制多用户编码，包括加扰、交织、重复传输图样、资源映射、功率等，以增加用户之间的区分度。

URAT 方案通过终端身份信息和终端数据信息的联合传输处理，能够简化网络侧的动态协调，有效提升接入的终端数量，适用于海量终端的接入和传输；另一方面，通过融合初始接入和数据传输两个过程，接收端可以同时获取终端身份信息和终端数据信息，缩短传输时延，适用于小包数据的突发传输；此外，通过增强的不等分集度传输技术，可以对不同的终端集合实现不等分集度的传输，有效提高接入和传输的成功率，有利于高优先级终端集合的接入和传输。

URAT 方案在满足每终端差错性能的条件下，通过一个统一的编码过程来实现海量终端共享资源，URAT 的传输方式不需要网络的协调，因此节省了网络的协调信令资源，解除了网络协调信令资源对终端数量的限制，能够支持海量终端的接入和传输。

6.1.2 高效无连接传输（中兴）

传统的基于调度的传输和基于预配置机制的 SPS（Semi-Persistent Scheduling，半静态调度）传输，都不适合 6G 巨连接场景。为了最大化地减轻系统的负担和终端的功耗，终端最好多数时间处于深度睡眠状态（也称为空闲态（RRC Idle）），当有数据要发送时无需事先建立连接，而是处于无连接状态的终端，立刻自主地直接发起数据传输。传输完成后马上进入近乎设备关停的深度睡眠状态，如图 6-2 所示。这样的无连接传输可以做到极简化的传输，系统谱效和终端功耗可以做到极致，很适合作为 6G 巨连接场景的使能技术。

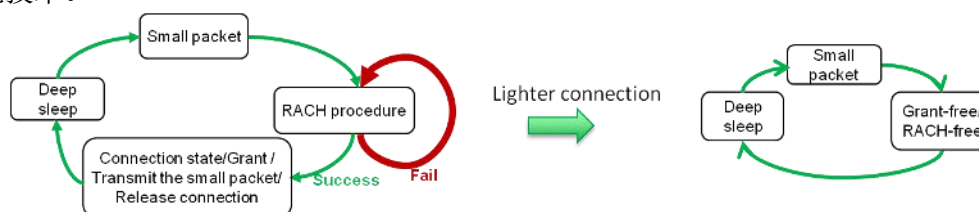


图 6-2 面向巨连接的极简无连接传输

但巨连接场景下，这样的无需建立连接的极简传输挑战也很大。基站有可能在相同

时频资源上面对大量终端自主发送的数据包，高效解调这些数据包是一个非常大的难题。首先需要承载不同用户信息的信号具备足够的差异性，这是这些用户信息可以分离的物理基础；其次，还需要这些差异性可以在无连接传输下也能被基站充分利用起来。

非正交技术通过允许不同用户信号不完全正交，增加信号的多样性，使得用户间干扰更平均，尽可能减少严重到不可分离的用户间干扰的出现，从而让多用户性能更鲁棒。进一步，先进的非正交多用户检测技术，通过一定的复杂度代价，可以在严重的多用户互扰下依然能确保检测的性能。因此无连接传输需要先进的非正交发射和接收技术。但是，传统的非正交收发技术都需要依赖导频去获取不同用户数据信号的差异性，然后才能利用这些差异性去分离用户的数据；然而在无连接传输场景，导频严重碰撞下，基站难以利用碰撞严重的导频去估计数据信号的差异性，实现多用户检测。因此，高效无连接传输需要进一步考虑可以少依赖导频甚至不依赖导频的先进非正交技术：

发射侧需要应用先进的非正交传输技术来减少数据信号中不可分离的严重用户间干扰；同时也要考虑可以减少导频碰撞的发射方案。

接收侧需要考虑可以少依赖甚至不依赖导频的先进检测技术，以期在无连接传输下，依然可以充分利用功率域、码域、空域提供的多用户信号的差异性，也即多用户复用能力，去高效分离多用户的传输信息，确保无连接传输的性能。

（一）基于非正交的高效无连接传输

基于功率域远近效应的无连接传输

无连接传输由于没有基站等中心的控制，因而也就没办法实现精确的功率控制，这必然会导致远近效应。远近效应对于传统无线通信系统来说是有害的，但实际上远近效应可以提供了一个在功率域上分离多用信息的能力。例如，如果两个用户的传输信号到达基站处一强一弱，基站就可以先去解调译码强用户的信息，然后将信息重构回传输信号，进而就可以从接收的合信号中消除强用户的信号；这样解调弱用户信号时，就不再需要面对强用户的干扰了。如图 6-3 所示。可见只要基站能够准确获取用户的信道，并处理得当，是完全可以利用远近效应来提升系统支持的连接数。

不过，面向巨连接场景仅利用一维的功率域，即远近效应，还是不足以实现高效的传输。例如，如果多个用户的达到功率相等，那这些用户在功率域就难以区分了。巨连接场景出现这种情况的概率不低，因此需要进一步借助码域扩展和空域扩展来支持多用户传输。

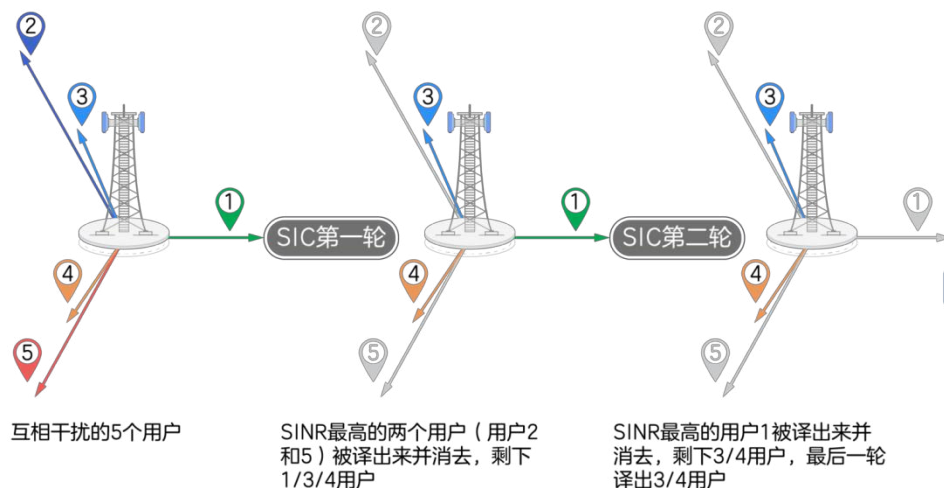


图 6-3 基于干扰消除的多用户检测技术

基于码域扩展的无连接传输

利用码域扩展的无连接传输中，发射端随机挑选扩展码字，接收端利用扩展码来降低用户间干扰，提升符号信噪比。扩展序列的属性会直接影响无连接传输的性能和接收机复杂度，是码域扩展方案的关键。如果像传统 DS-CDMA（如 IS-95 标准）那样使用很长的伪随机序列（PN 序列），那序列之间的低相关性是很容易保证的，而且可以为系统提供一个软容量，即允许同时接入的用户数量（也即序列数量）大于序列长度，这时系统相当于工作在过载的状态。长 PN 序列虽然可以提供一定的软容量，即一定的过载率，但是在巨连接系统需求下，系统过载率往往是比较大的，而在大过载率的情况下，采用长 PN 序列所导致的 SIC（Successive Interference Cancellation，串行干扰删除）过程是非常复杂和冗长的。进一步，发射侧符号的时频展开太多，也增加终端发射的复杂度。相对的，如果较短的序列，通过优化设计，也能达到长序列的高过载率的话，那从发射接收复杂度和处理时延考量，使用这样的短序列更合适。然而，传统 PN 序列缩短后所能支持的用户过载率下降还是比较快的，这是因为传统 PN 序列是二元实序列，序列缩短后，随机产生的序列集合的低互相关性难以保证。相对的，好的码域扩展方案都是通过优化符号扩展序列来提升码域竞争式非正交的性能的。其中 eMUSA（enhanced Multi-User Shared Access，增强多用户共享接入）技术方案使用复数域多元码序列来作为符号扩展的序列[16]，这样可让扩展序列的组合变得更加丰富，即使很短也能找出很多低互相关的序列，例如，典型的 eMUSA 序列中每一个元素的实部/虚部取值于一个简单的二元集合 $\{-1,1\}$ 或三元集合 $\{-1,0,1\}$ ，如图 6-4 所示。此类序列即使很短时，如长度为 8，甚至 4 时，也能获得大量低相关的序列。例如长度为 4 的序列，PN 序列最多只能找到 8 条不同的序列；而 eMUSA 序列，互相关能量（即互相干扰的能量）小于 0.63 的话，可以找到多达 156 条，如表 6-1 所示。这样即使大量无连接用户同时自主选择扩展序列，也能很大程度上避免碰撞，从而实现很好的用户间干扰随机化的效果。

再结合高效的 SIC 接收机，eMUSA 可以支持数倍于扩展码长度的节点通过自主选取扩展序列在相同的时频资源传输，从而实现巨量节点的极简无连接传输。

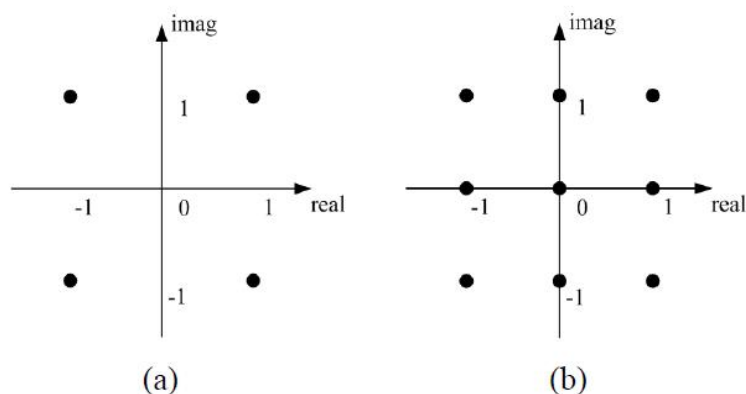


图 6-4 (a)二元复序列元素星座图, (b)三元复序列元素星座图

表 6-1 PN 序列和 eMUSA 序列对比

序列长度=4	PN real code	eMUSA code
Total number	16	6561
互相关能量 ≤ 0.25	8	20
互相关能量 ≤ 0.5	8	60
互相关能量 ≤ 0.63	8	156

基于多天线空域扩展能力的无连接传输

巨连接场景，如果用户的扩展码序列碰撞了，到达功率也相当，也就是码域、功率域都没办法区分这两个用户了。怎么办呢？高效无连接传输方案还需要在码域、功率域都无能为力时，仍然能充分利用多天线的空域扩展能力来分离用户。

基站部署 M 根接收天线时，不同用户的 M 维空域信道矢量通常不是完全相同的，这点提供了多用户复用能力。形象地看，多天线基站可以形成不同的接收波束去接收不同用户的信号。如图 6-5 所示，基站可以形成黄色波束去接收用户 1 的信号。这样就算不同用户的达功率相同，扩展码也相同，只要这些用户的空域信道有一定的差异，基站还是有可能通过空域分离他们的。空域多用户复用的能力通常会随着基站接收天线数量的增加而增加，这是因为天线间隔一定的情况下（通常为半波长间隔），天线数量越多，天线孔径就会越大，空域信道的相关性会越低。例如 2 个位置比较靠近的用户，基站接收天线比较少时，这 2 个用户的空域信道相关度可能会比较大，难以区分；相对的，基站接收天线比较多时，孔径增加，这 2 个用户的空域信道相关度就会减少，从而更容易区分。

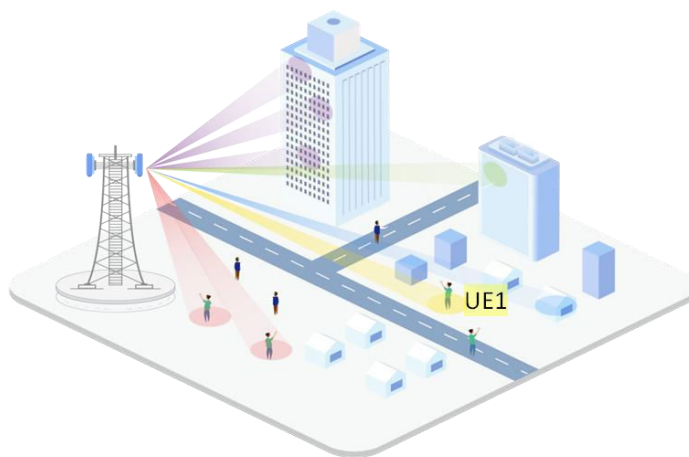


图 6-5 空域多用户复用能力

(二) 高效无连接传输中的导频设计

如果基站知道各用户信号的差异性：强弱，扩展码，以及空域信道矢量的差异性，就可以通过先进非正交检测技术去实现多用户数据的分离和解调。但无连接传输中导频也是用户自主选择的，不同用户是有可能选择相同的导频的(导频碰撞)。巨连接场景出现导频碰撞的概率非常高。一旦导频发生碰撞，就算这些用户的空域信道是低相关的，或者有明显的远近效应的，基站还是很难通过碰撞的导频去准确估计用户的这些差异性，也就难以通过信号强弱或空域信道的低相关性来分离出用户的数据。另一方面，扩展码是一个有限的集合，而且会和导频有一个对应关系，通常情况下，导频碰撞了，扩展码也同样是碰撞的。可见，在传统非正交多技术中，一旦导频碰撞了，空域，功率域和码域的多用户区分能力都基本没有了。

为了显著减少导频碰撞，通常的做法是数倍地增加导频的数量。但是传统检测技术不单需要依赖导频去估计无线信道，还需要依赖导频去估计时偏和频偏，这要求每个导频在整个传输时频资源上分布足够多的已知符号。这会导致导频开销显著增加，甚至出现导频占用时频资源超过数据包的情况。进一步，基站进行多用户检测时，需要对大量长导频进行检测，复杂度也会显著增加。

为了减少导频开销和复杂度，需要考虑少依赖甚至不依赖导频的先进检测技术，确保无连接传输下依然可以充分利用空域，码域，功率域多用户复用能力来支持巨量连接。

下面以 eMUSA 无连接数据传输技术为例，介绍可以少依赖导频甚至不依赖导频的检测技术：Data-only 技术[17][18][19][20][21]以及超低碰撞导频技术[22][23][24]。这两种技术总的指导思想是相同的：传统的多用户检测方法都是先利用导频符号来做信道估计，再利用估计的信道来做用户间干扰抑制，以及数据符号的均衡，进而解调译码，如图 6-6 上半部分所示。但无连接的导频高碰撞，导致信道都估不准，制约了后面的多用户检测。eMUSA 检测技术反转了传统检测顺序：先利用空域\码域\功率域进行干扰抑制，再利用干扰抑制后的数据符号来估计信道，进而均衡、解调译码。如图 6-6 下半部分所示。即使大连接高负载场景，通过空域\码域\功率域干扰抑制后的数据符号的信干噪比仍然可以比较高，因而可确保信道估计性能。

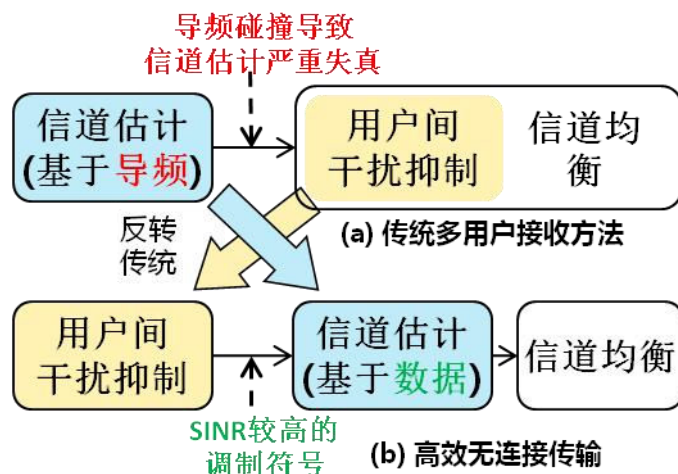
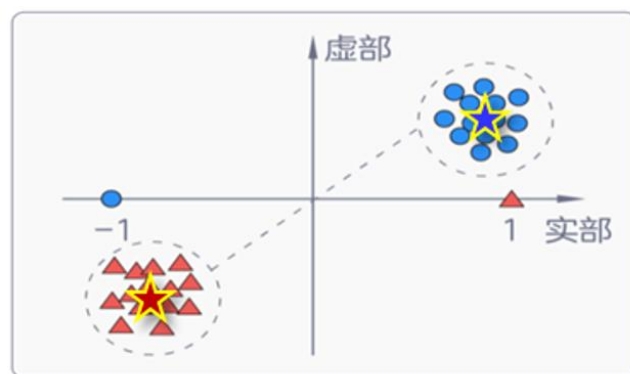


图 6-6 传统多用户检测技术与 eMUSA 无连接检测技术

无需传统导频的 Data-only 技术

Data-only 技术通过挖掘各个用户接收数据符号的统计特性和几何特性来实现高效的盲检测。其中最主要的部分是基于调制符号星座图的几何特点，来估计整个传输资源上的信道以及时频偏。

低阶调制符号，例如 BPSK (Binary Phase Shift Keying, 二进制相移键控) \ QPSK (Quadrature Phase Shift Keying, 正交相移键控)，对应的星座图都具备简单的几何形状，就算接收机收到的调制符号经过了信道的畸变，这些调制符号对应的星座图也只是经历了旋转缩放，几何形状依然比较简单。经过信道旋转缩放的 BPSK 形星座如图 6-7 所示。



- 分区匹配法，只需加法提取散点中心★★★
- 传统聚类法，需要乘法，实现复杂
- 可以估计频选信道\时频偏

图 6-7 分区匹配法 (PM 法) 示意图

因此，接收机可以利用如由图 6-7 的星座图的几何形状来估计星座图所受到的旋转缩放量，也就是将旋转缩放估计出来。一种具体方法-分区匹配法(PM 法)如下：

首先，将二维平面或者说二维信号平面分为 4 个分区，例如两种典型的将二维信号平面分为 4 个分区的方法是：

- ◇ 第一种，以 4 个象限为 4 分区，也即以 x 轴和 y 轴为分区线，如图 6-8(a)所示，

斜线填充是分区 1,

细点填充是分区 2,

竖线填充是分区 3,

砖块状填充是分区 4。

- ✧ 第二种是：将第一种的四分区旋转 45° 形成的四分区为所需的分区，如图 6-8(b)所示。也就是：

以由原点往 45° 射线至由原点往 135° 射线为分区 1，以斜线填充；

以由原点往 135° 射线至由原点往 225° 射线为分区 2，以细点填充；

以由原点往 225° 射线至由原点往 315° 射线为分区 3，以竖线填充；

以由原点往 315° 射线至由原点往 45° 射线为分区 4，以砖块状填充。

除了如图 6-8 所示两种分区方法，其他可以将二维平面分为 4 个分区的方法也是可以的，不过采用如图 6-8 所示两种分区方法时，判断一个星座点属于哪个分区可以仅通过对星座点坐标进行一些简单的加减法，不需要复杂的乘法运算，因而实现更简单。

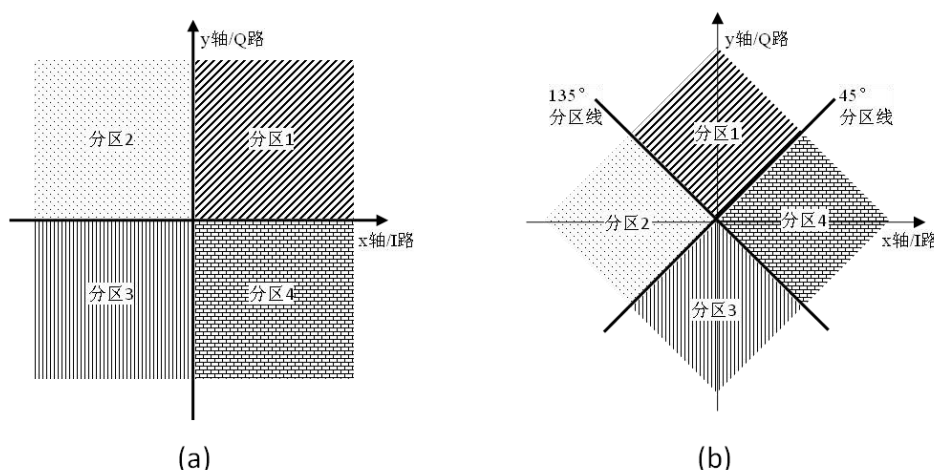


图 6-8 分区方法示例

接收机将二维信号平面分为 4 个分区后，分别将每个分区里面的星座点加起来，再除以该分区内星座点的数量，所得的星座点，就是该分区星座点的中心。然后通过所有分区的星座点中心，就可以求得整个星座图的旋转缩放量的一个估计。

存在 AWGN (Additive White Gaussian Noise, 加性高斯白噪声) 时，有些调制符号受到的 AWGN 比较大时，可能会发生越区。为了更准确估计旋转缩放量，通常需要用上述两种分区方法，然后针对每种分区分别按照上述方法计算星座图的旋转缩放量，然后两个旋转缩放量模值大的一个作为星座图的旋转缩放量。

应用 Data-only 技术的无连接传输性能如图 6-9 所示，其中发射侧使用 4 长 eMUSA 扩展序列[16]，没有插入导频，传输时频资源是 2PRB (Physical Resource Block, 物理资源块)，全部用于传输数据符号，包括 CRC (Cyclic Redundancy Check, 循环冗余校验) 的编码比特是 84 bits。基站部署了 2 根接收天线。如图 6-9 所示，无需导频的 Data-only 的传输性能可以非常逼近理想信道估计下的 MMSE-SIC，而后者是容量可达的最优接收

机。

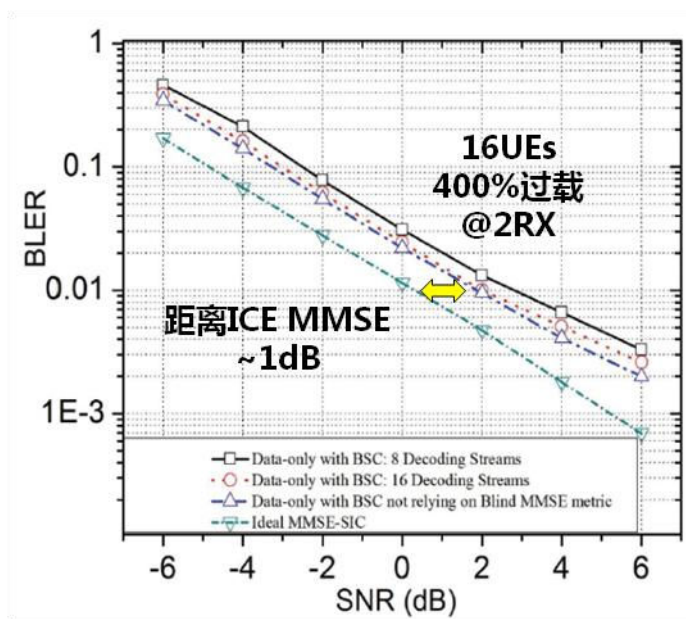


图 6-9 Data-only 技术的无连接传输性能

基于极稀疏导频和独立多导频的超低碰撞导频技术

为了减少导频的碰撞，eMUSA 超低碰撞导频技术的主要思想是：应用 Data-only 技术，利用数据调制符号去完成大部分信道估计任务，这样可以让导频的估计任务最小化，数量最大化，碰撞最少化。具体而言，超低碰撞导频技术中，导频只需负责空域合并权值的估计，而不用估计多径选择性衰落，也不用估计时频偏。

eMUSA 超低碰撞导频技术具体如图 6-10 所示。其中，传统的导频需要估计整个时频资源的信道，因此导频符号需要铺满整个时频资源，开销很大，可以说是稠密分布的。而应用 Data-only 技术后，每个导频可以只需估计一个时频位置上的信道，这个估值量通常用于多天线空域合并权值的计算，而剩下的信道估计任务通过数据调制符号来完成，因此，每个导频可以只占用一个时频位置，这样的开销是最小化的，也可以说是最稀疏的。相同的导频开销下，极稀疏导频方案可以让导频数量最大化，导频碰撞最小化。

进一步，传统数据传输帧中，通常只有一个导频，这个导频碰撞了就没法准确检测了。eMUSA 超低碰撞导频技术另一个主要部分是独立多导频技术：一次传输中包含多个导频，并且导频之间独立无关的。不同用户的独立多个导频同时碰撞的概率会比传统单导频小很多，如图 6-10 所示。基站通过迭代的多用户接收机，每轮都可以通过那些没有碰撞的导频解出对应的用户数据，然后将其数据和导频都重构出来并从接收信号中消除掉，如此迭代直到解出所有可解的用户。

超低碰撞率导频技术

通过基于数据符号的信道估计和均衡技术，可不依赖或少依赖导频 → 极大减轻导频的负担
→ 极稀疏导频让导频数量最大化；结合通过独立多导频技术 → 极低碰撞率 + 高性能多用户检测

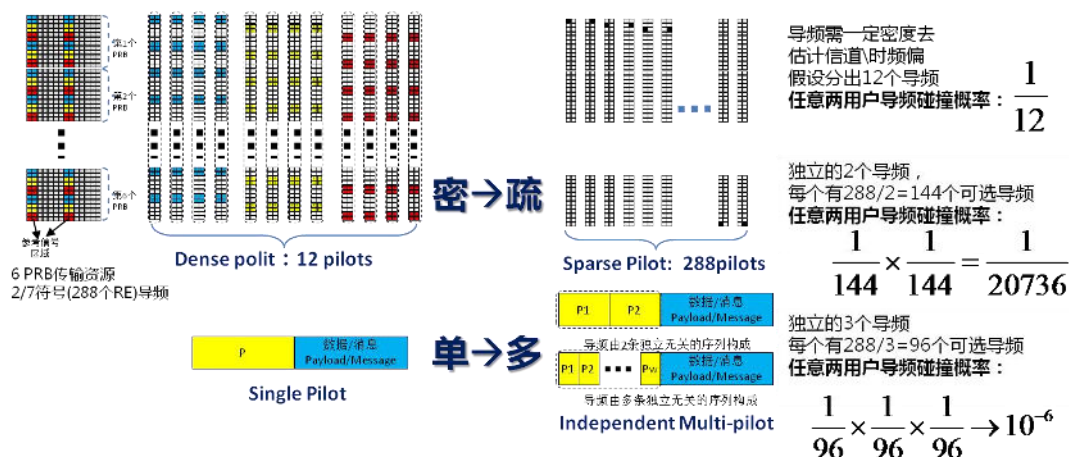


图 6-10 超低碰撞率导频技术示意图

由于 Data-only 技术和超低碰撞导频技术可以显著减轻、甚至避免导频碰撞难题，eMUSA 无连接传输可以在极简无连接传输下依然能地利用空域、码域和功率域的多用户复用能力来支持很高的用户负载。图 6-11 是 eMUSA 无连接传输的性能，其仿真参数如下表 6-2 所示。eMUSA 可以在基站侧 32 根接收天线的情况下，支持高达 100 个用户同时无连接下传输数据。而且平均谱效可超过 1bps/天线。这是相当高的连接密度以及谱效，尤其是在无连接传输下取得的。

表 6-2 eMUSA 无连接传输性能评估的仿真参数

Parameters	Assumptions
Carrier Frequency	5GHz
Waveform	CP-OFDM
Numerology	15kHz subcarrier spacing, 1ms subframe with 14 OFDM symbols
Resource unit	6RBs(1.08 MHz), 1ms
RS overhead	2/7
TBS per UE	40/60/80 Bytes
Modulation and coding scheme	BPSK, LDPC encoding(code rate:0.4667~0.9111)
UE antenna configuration	1 Tx
BS antenna configuration	32Rx
Propagation channel & UE velocity	CDL-A 30ns; CDL-D 30ns; UE velocity:3km/h.
Timing offset	0~4.7us 均匀分布
Frequency offset	[-200Hz 200Hz]均匀分布

Distribution of avg.SNR	Equal
Spatial combining	MMSE+干扰消除

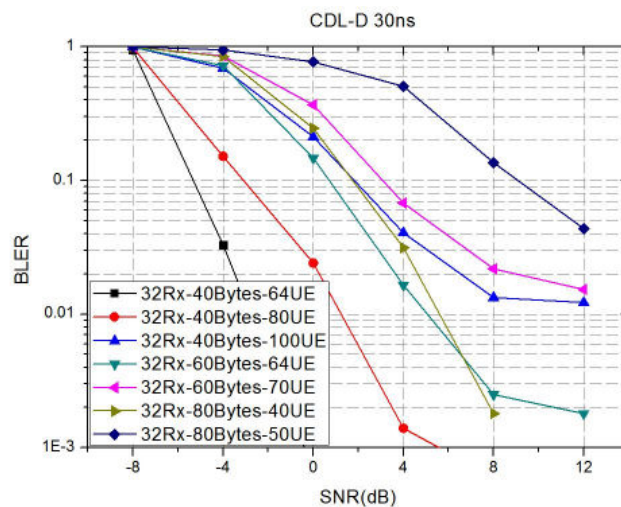


图 6-11 eMUSA 无连接传输的性能评估结果

在需要同时大连接和低时延高可靠的场景，eMUSA 无连接传输也可以通过更多的独立多导频技术，例如 4~6 个独立无关的极稀疏导频，来实现极低的导频碰撞率，从而达到高可靠的无连接传输。仿真参数如下表 6-3 所示。仿真性能如图 6-12 所示，eMUSA 可以在 32 根接收天线的情况下，支持高达 12 个用户同时无连接下传输数据，而且可靠性可以低于 10^{-6} 。无连接天然就是低时延传输，而这里的评估，接收机采用的是没有干扰消除的低时延接收机。因此整体可以实现大量终端无连接传输下，取得低时延高可靠的性能。

表 6-3 独立多导频性能评估的仿真参数

Parameter	Value
Carrier frequency	5 GHz
Subcarrier spacing	30 kHz
Transmission resource	6 RB, 1 slot(0.5ms)
Number of UE	8, 12
Modulation and coding scheme	BPSK, LDPC
Size of transport block	32 Bytes
Length of CRC	16 bits
Number of independent pilots	4, 5, 6
Antenna configuration	32Rx
Channel model and delay spread	TDL-D 30ns, 3km/h
Time offset	Uniform within [0, 1CP]

Frequency offset	Uniform within ± 250 Hz
Receiver algorithm	MMSE (无干扰消除)

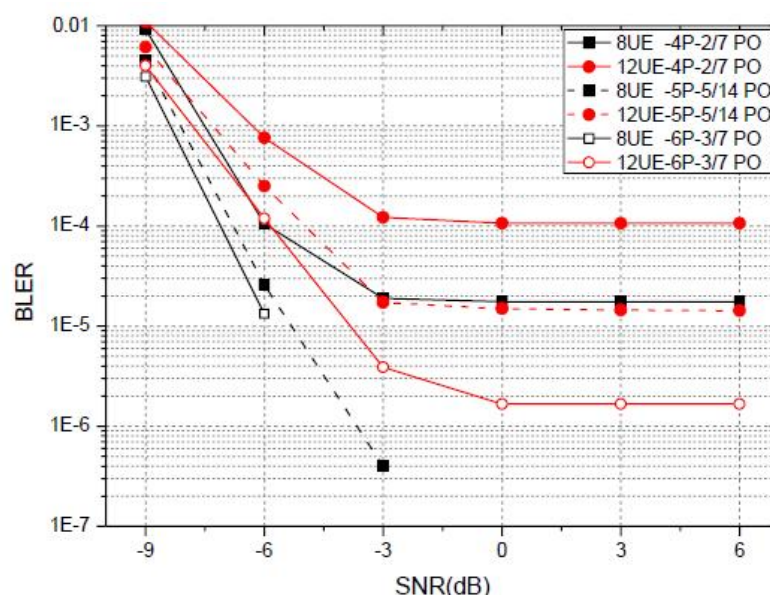


图 6-12 独立多导频性能评估结果

(三) V2V 场景中的高效无连接传输

进一步，eMUSA 无连接传输不仅仅可以应用于基于蜂窝的物联网场景，还可以应用到更广泛的场景中，例如 V2V 通信场景中[25]。高密度车联网的信息传输，具有海量和突发两个特点，而车联网信息传输又有低时延高可靠的需求。在海量、突发的信息传输场景要满足低时延高可靠的需求是非常大的挑战。进一步，由于车辆节点的快速移动，导致车联网网络拓扑迅速变化，使得海量、突发、低时延、高可靠这些通信需求同时满足更为困难。

在高密度车辆分布的情况下，大规模车辆信息交换时竞争选择资源产生的冲突是 eV2X 性能下降的主要原因。不管是 LTE-V 还是 IEEE802.11p/IEEE1609 都面临这个难题。而无需事先建立连接的，eMUSA 无连接传输结合高效全双工技术，有望解决这个难题。具体而言：

大量车辆频繁信息交换的场景，会存在多个车辆同时广播自己的消息的情况。由于车辆之间没有协作，每辆车的传输信号生成，传输资源的选择都是自主决定的，就会出现不同车辆选择了相同的传输资源，而且传输信号的生成方式也一样的情况，也即传输发生了“碰撞”。这会给其他车辆接收这些广播消息带来很大的困难。“去中心化”的 eMUSA 无连接传输，可以使得 V2V 中混叠的多用户信号更容易解调。

另一方面，传统的 V2V 信息传输方案，不管是 LTE-V，还是 IEEE802.11p/1609，本质上都是基于半双工传输机制的，即每辆车选择了在某个信道上发射的话，就不会在这个信道上接收了，这会导致“漏收”的问题：即如果不止一辆车在某个信道广播自己的数据包的话，这些车辆就都收不到对方的数据包，这对可靠性来说是非常不利的。虽然现有方法可以通过改良的感知机制结合更大的时频资源来减少“漏收率”，但依然难以确保不会出现漏收。全双工机制可以彻底避免这个“漏收”难题，即只需要一个信道，每辆车

都在这个信道上同时发射和接收。这样可用少得多的频谱解决漏收难题。不过，传统的全双工通信会面临非常强的自干扰，即使采用复杂的自干扰消除方法，依然难以将消除干净，这必然严重降低 V2V 传输的可靠性。eMUSA 无连接传输方案充分利用 V2V 传输的特点，实现一种非常高效的 V2V 传输方案，充分利用下面两个特点：

- 1) 车辆体积比一般通信终端大得多
- 2) 越近车辆的信息越重要

将收发天线尽量分离放置，如图 6-13 所示，以使得即使完全不进行自干扰消除，全双工的自干扰也不会比目标信号大很多。进一步，eMUSA 无连接传输可以无连接下充分利用空域/码域/功率域的多用户复用能力，并将全双工的自干扰当成是目标信号来处理，实现了全双工下的无连接传输的高可靠性。而且这样可以不用额外增加自干扰消除模块，进一步简化全双工 V2V 通信。

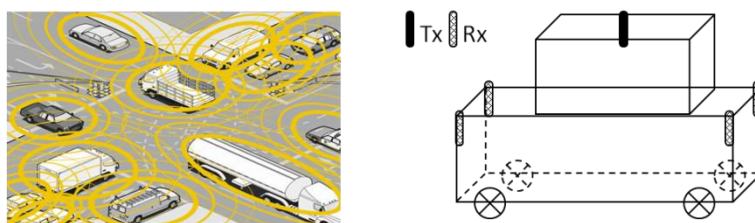


图 6-13 针对 V2V 的 eMUSA 无连接传输

通过结合 eMUSA 无连接传输技术和高效全双工技术，可以允许大量车辆终端无需先听后发，直接交换信息；并且避免传统技术的漏收和隐藏节点问题；最终实现超低时延和超高可靠性的 V2V 直接通信。仿真结果显示，如图 6-14，高密度车辆网场景，该方法可以传统方法的 1/5~1/10 传输时延，实现可靠性提高 1~3 个量级。

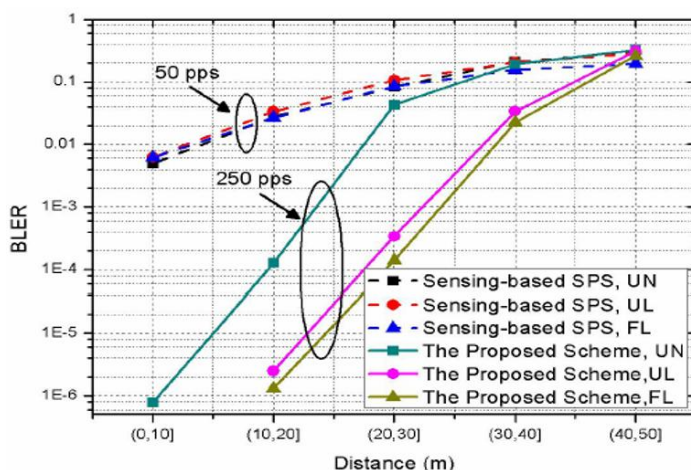




图 6-14 eMUSA 无连接 V2V 传输方案的性能

6.1.3 基于 ODMA 的多用户编译码方法（西电）

在现有的 CDMA（Code Division Multiple Access，码分多址接入）方案中，例如 DS-CDMA、SCMA（Sparse Code Multiple Access，稀疏码分多址接入）和 IDMA（Interleave Division Multiple Access，交织多址接入）方案，都采用了重复，也被称之为扩频。在 SCMA 中，部分重复实际上被“0”（空闲传输）所取代，导致由部分空闲和部分重复组成了扩展序列。在 IDMA 系统中，重复码通常被用作内部码来提高迭代译码。相比于重复，我们发现大量的空闲时间可以实现更好的译码性能。因此，文献[26]和[27]提出了一种开关分多址接入(On-Off Division Multiple Access, ODMA)方案。每个用户使用长度为 m 的相同的信道编码。在 BPSK 调制之后，编码的比特以随机跳时的方式传输。这些 m 个编码位是随机调度的，使用 n 个时槽发送，即只有 m 个时槽用于信号传输，另外 $n - m$ 个是空闲时槽。每个用户的插槽选择规则（如传输或空闲），称为其开关模式，每个用户的开关模式都是唯一的。通过这样做，只有极少数用户可以在每个时间段同时访问该通道，这大大减少了多用户重叠负担和译码复杂度。由于超稀疏访问特性，其迭代多用户译码可以被认为几乎是在树状因子图上译码，这是该方案的基础。

与其他 CDMA 方案相比，ODMA 不依赖于重复（扩频）和用户交织。通过用空闲代替重复，用于译码的因子图在非常短的周期内变得超稀疏，从而使迭代译码具有更好的性能。因此，ODMA 方案实现了显著的多用户译码性能增益，同时显著降低了译码复杂度。

在本节中，我们介绍一种面向大规模机器类型通信的无标识多址接入方法[27]。对于一个用户数量为 K_{tot} ，活跃用户数为 K_a ， $K_a \ll K_{\text{tot}}$ 的无标识多址接入系统，活跃用户数在接收端已知。每个活跃用户在 n 次传输中共传输 B_{bit} 信息。活跃用户的信息被分为两部分，长度分别为 B_s 和 $B - B_s$ ，一部分为索引信息，选择开关模式来决定另一部分编码信息在哪些信道传输，另一部分经过信道编码后在被选的信道中传输，如图 6-15 所示。

具体来说，首先随机生成一个二元正则稀疏矩阵 $A \in \{0,1\}^{2^{B_s} \times n}$ 作为开关模式码本，其中，开关模式码本行和列的汉明权重分别为 n_c 和 $n_c 2^{B_s \times n}$ ；将第一部分信息转化为十进制数 M ，通过索引调制选择 A 的第 M 行作为该活跃用户的开关模式码本 a_M ；然后将第二部分信息通过信道编码、BPSK 调制后得到 $w_k \in \{-1,1\}^{n_c}$ ；将 n_c 个符号在开关模式码本 a_M 确定的信道中进行传输，其余 $n - n_c$ 个信道为空余信道，其中 $a_M =$

$(a_{M,1}, a_{M,2}, \dots, a_{M,n}), a_{M,j} \in \{0,1\}$, 当 $a_{M,j} = 1$ 表示第 j 个信道用来传输信息, 最终生成传输信号 x_k 进行传输。

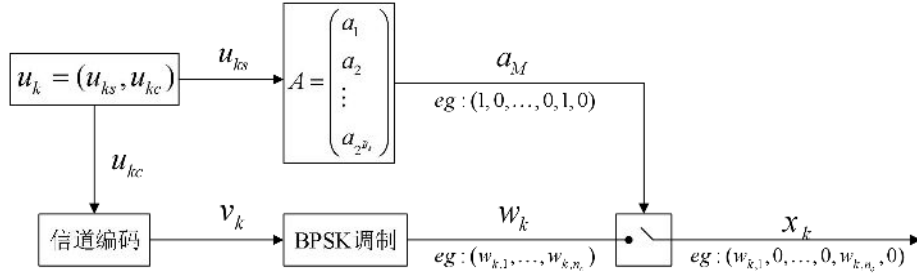


图 6-15 活跃用户 k 的编码过程

对于上述的编码方案, 本节介绍了一种两阶段迭代算法来联合恢复编码后的数据 [27], 如图 6-16 所示。在第一阶段检测被选择的开关模式从而恢复用户的第一部分消息。其基本思想就是基于接收信号 y , 将编码后的数据视为随机变量, 穷尽搜索所有可能的开关模式, 利用贝叶斯规则, 找出对数似然比最大的 K_a 个作为被选择的开关模式; 在第二阶段, 基于第一阶段检测的开关模式, 设计了联合迭代多用户译码方案来恢复用户的第二部分消息, 并将译码输出信息 $\{L_{k,j}^a\}$ 传递至第一阶段进行迭代; 对于两阶段的联合迭代过程, 依据第二阶段输出信息 $\{L_{k,j}^a\}$ 逐步更新第一阶段得到开关模式, 进而实现两阶段迭代过程, 当所有用户数据全部恢复或达到最大迭代次数时终止迭代。

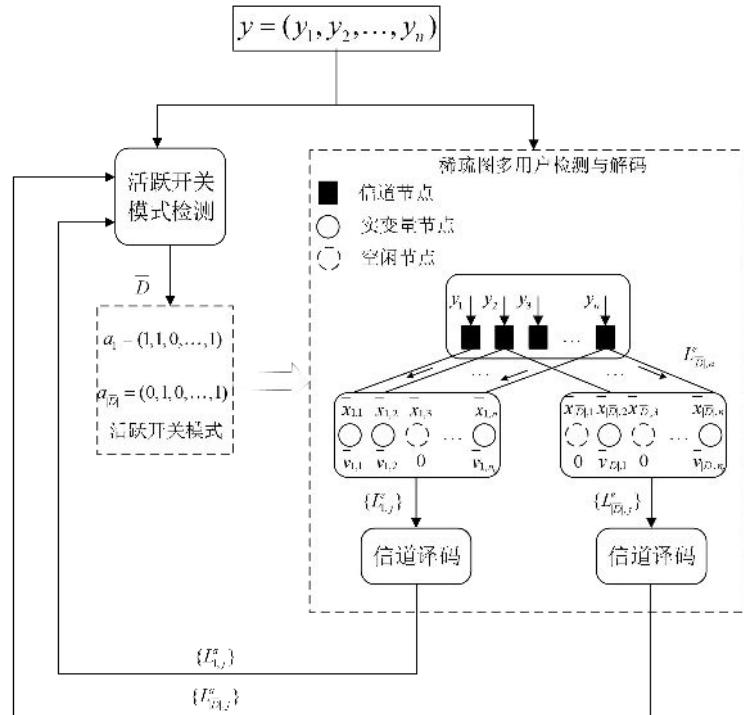


图 6-16 两阶段迭代开关模式检测和数据译码

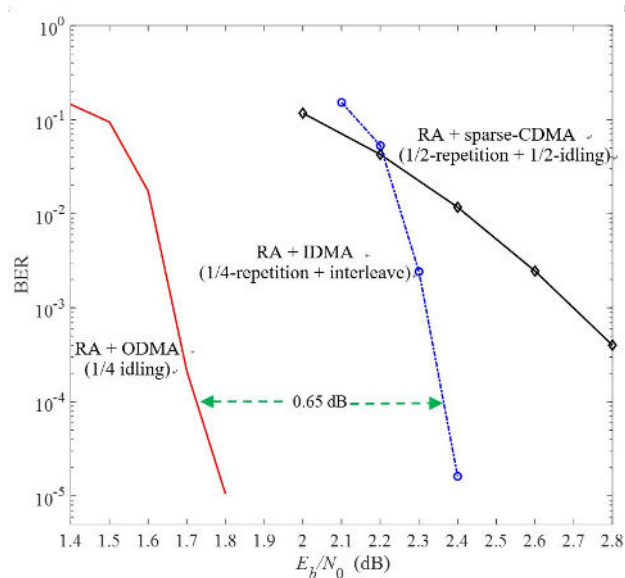


图 6-17 ODMA 与 IDMA/SCMA 性能对比

图 6-17 对比了 8 用户上行多址接入系统下分别采用 ODMA 和 IDMA/SCMA 传输时的译码 BER。为了公平对比，每个用户的信息长固定为 4096，每个用户采用相同码率，1/3 码率的非系统规则 RA (repeat accumulate) 码。对于 IDMA，RA 码后面级联长度为 4 的重复码（扩频）。ODMA 则插入 3 倍码长的空闲时隙。SCMA 重复 2 次插入 2 倍的空闲时隙。因此，三个传输方案的传输总长度和速率相同。解码端采用基于 ESE (Elementary signal estimation, 基本信号估计) 的多用户并行软干扰消除的联合迭代译码。ODMA 传输较 IDMA 有大约 0.65dB 的性能增益，由于采用了用户交织，低 BER 区域 IDMA 优于 SCMA。

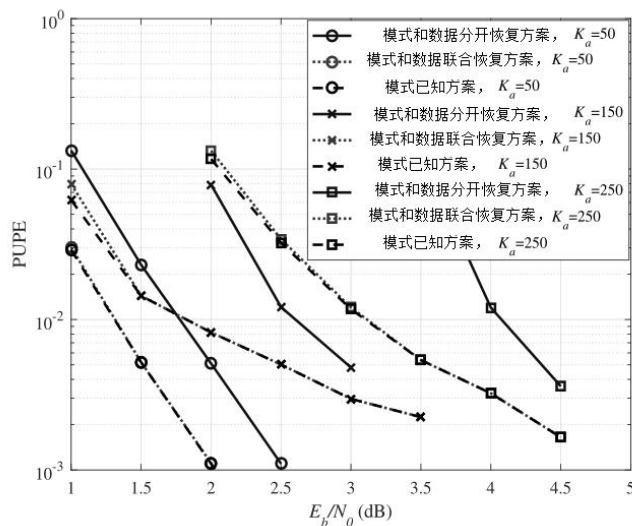


图 6-18 无标识随机接入场景下性能对比图

图 6-18 给出了在无标识随机接入场景且采用相同信道编码的情况下，所提方案、现有的需要前导传输的模式和数据分开恢复的方案和模式已知方案的 PUPE (Per-User Probability of Error, 每用户错误概率) 曲线。可以观察到：当 PUPE 为 0.01 时，本方案在活跃用户数分别为 50、150 和 250 的情况下，分别有 0.5dB、0.7 dB 以及 0.9 dB 的性

能提升，且所提性能与模式已知方案性能几乎相同。因此，本节所提方案在不同活跃用户数的情况下，性能均优于模式和数据分开恢复的方案。

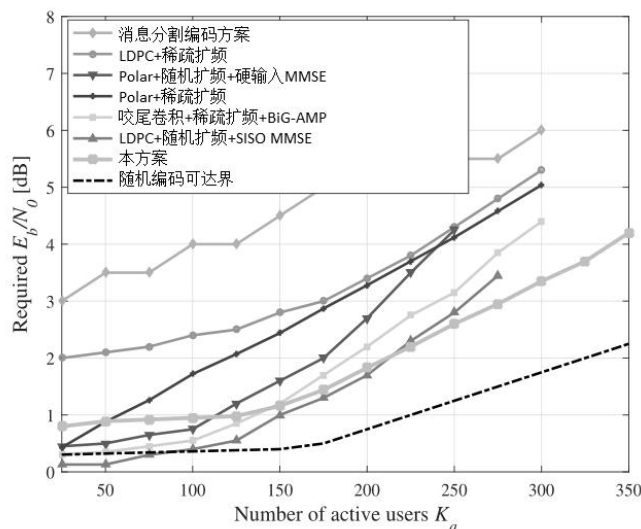


图 6-19 PUPE=0.05 时不同方案的 E_b/N_0 值对比图

图 6-19 给出了当用户错误概率为 0.05 时现有方案与所提方案所需的 E_b/N_0 。可以看出，当 $K_a < 350$ 时，本方案与可实现界之间的差距小于 2 dB，而现有方案在 $K_a > 200$ 时与可实现界相差 2 dB 以上。此外，由于 ODMA 的超稀疏访问特性及联合迭代稀疏图多用户译码的优势，本方案译码复杂度远低于 LDPC-MMSE 方案，与 BiG-AMP 方案近似。

6.1.4 稀疏 IDMA 无源多址技术（中国移动）

IMT2030 定义了六大场景，其中三种是 5G 时代三大场景的自然延伸，如图 6-20 所示[4]。为满足未来 6G 沉浸式通信，超大规模连接，超高可靠低时延通信，泛在连接的需求，需研究新型多址技术。这几大需求中，超大规模连接最具挑战且需求紧迫，因此将是本文研究的重点。与 5G 时代 NOMA 相比，6G 新型多址体现在支持更多的用户接入，如 300 用户。支持用户随机接入，传统 5G 大部分方法假设用户的标识已知，而 6G 是未知的，需要进行信号检测和估计。使用新的导频设计及信号检测，传统 5G 导频设计无法满足 6G 高达 300 用户的激活检测及信道估计。

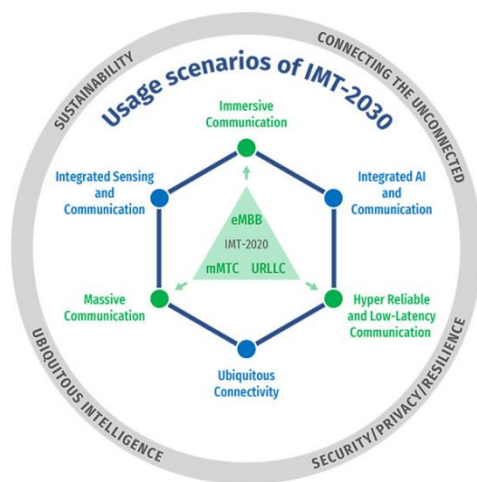


图 6-20 IMT-2030 的六大场景和四大原则

稀疏 IDMA+压缩感知是海量用户无源随机接入的重要技术方案[28]。稀疏 IDMA 方案的核心设计思想是结合两项技术，第一项技术是基于压缩感知的导频编码，为了支持无物理层标识传输，需要指示用户独特信息，可以将交织图样、比特重复次数、填零数目等信息组成一个很大的码本。通过码本中码字序号区分不同用户的独特信息。码本序号经过压缩感知映射成为较短的导频，附加在数据部分之前，组成复合包进行传输。第二项技术是稀疏 IDMA 叠加编码，采用重复→填零→交织→叠加。通过比特重复来提高抗多用户干扰的能力，通过加入大量零元素来有效降低多用户干扰，通过使用不同交织器来区分用户并随机化多用户干扰。这里假设交织图样区分用户，且接收端已知（这本身并不符合无物理层标识的特性）。因此，稀疏 IDMA 是以 IDMA 作为基本的编码范式，对各个用户进行重复、填零、交织，形成多用户信号稀疏叠加，减小多用户间的干扰。

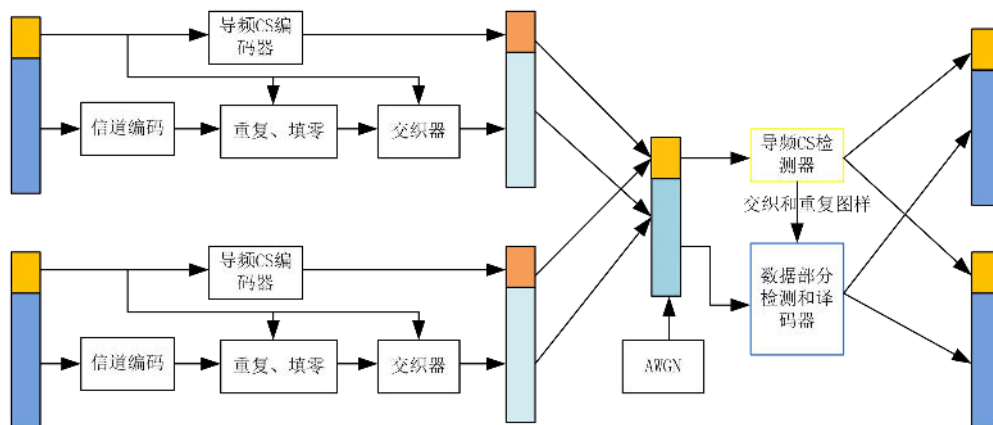


图 6-21 稀疏 IDMA 的系统架构[28]

图 6-21 是稀疏 IDMA 的系统架构，第一部分进行导频编码。导频编码的一种方式是采用 FFT(Fast Fourier transform, 快速傅里叶变换)矩阵，将正交矩阵(FFT 或 Hadamard 矩阵)的行随机交织后打孔，得到一个长度较小的序列作为导频编码。第二部分进行稀疏 IDMA 编码。在接收端，导频与 IDMA 码字分开译码，先通过导频恢复交织图样、比特重复次数、填零数目，在已知的叠加因子图结构上进行 BP (Belief propagation, 置信传播)或 ESE 译码，最终将对应的两部分信息译码结果拼合得到用户的完整发送信息。以两个用户 MAC 系统为例，稀疏 IDMA 的编译码原理如图 6-22 所示。用户 1 和用户 2

都是采用同样的 LDPC (Low density parity check code, 低密度校验码) 码进行编码(这里以 LDPC 编码为例), 它们各自的校验节点到变量节点的因子图是相同的。用户 1 经过 LDPC 编码之后没有重复, 只是补 0, 所以因子图中相应部分的边数没有增加。用户 2 经过 LDPC 编码之后重复 2 次, 因子图相应部分的边数加倍。比特交织之后, 因子图的边的分布进一步随机化。两个用户分别的因子图通过 MAC 叠加节点联系起来, 构成一个三层的整体因子图。整个因子图的配置信息, 包括重复次数和交织图样都是通过导频的压缩感知恢复算法解出, 以辅助 IDMA 的 BP 译码。

稀疏 IDMA 信道编码也可以采用其它编码, 如卷积码, NBLDPC (Non-binary low density parity check, 多元低密度校验码) 编码。由于这里使用迭代检测, 需要信道编码的译码器能提供软入软出的译码信息。极化码难以提供软入软出的译码信息, 或提供的软入软出译码信息有较大的性能损失, 一般在稀疏 IDMA 里不使用[29]。通过使用密度演进可以计算出用户使用不同重复次数的性能(度分布优化), 并找出最优的重复次数。

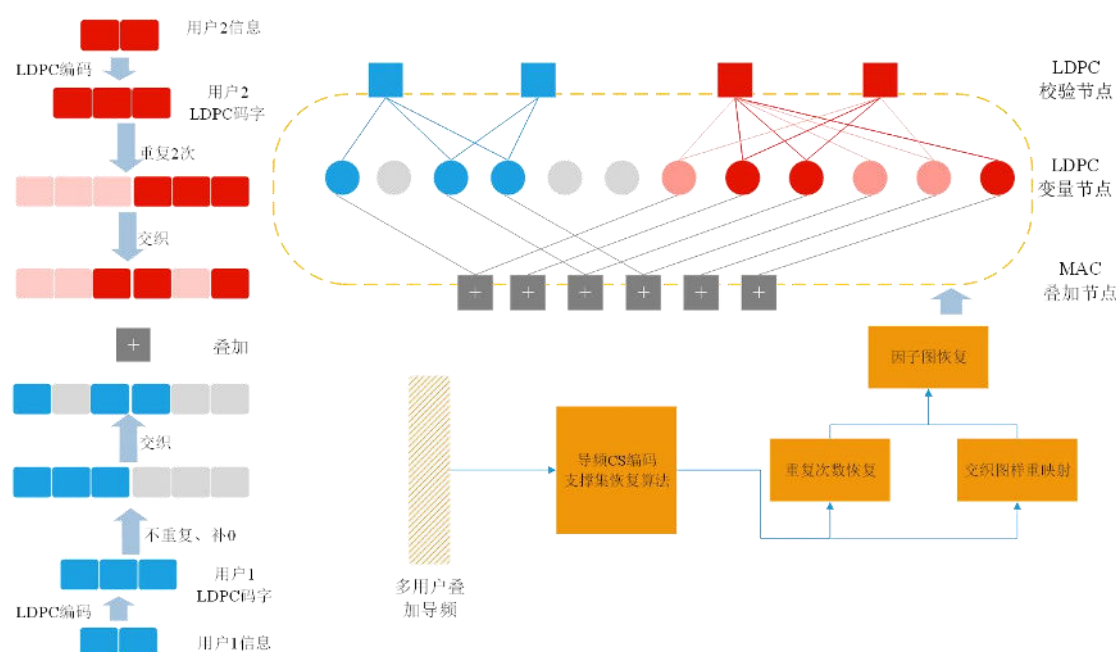


图 6-22 稀疏 IDMA 的编译码原理

图 6-22 中可加入填零数目恢复, 三层因子图中的上半部代表了 LDPC 码的编码结构, 相应的 BP 译码器的转移函数可以表示成 $v = \psi(LLR)$, 其输入为对数似然比 (Log-Likelihood Ratio, LLR), 输出为信息比特的软信息。三层因子图的下半部代表了 MAC 叠加的关系, 相应的 BP 检测器的转移函数可以写成 $LLR = \varphi(v)$, 可以通过 $\varphi(v)$ 和 $\psi(LLR)$ 之间的 EXIT (Extrinsic Information Transfer, 外信息传递图) 图来分析稀疏 IDMA 的收敛性。图 6-23 左边的曲线 $\varphi(v)$ 位于 $\psi(LLR)$ 左边, 两条曲线不交叉, 可以形成演进通道, 成功完成迭代检测; 而图 6-23 右边的曲线 $\varphi(v)$ 与 $\psi(LLR)$ 有交叉, 演进通道被堵死, 不能成功完成迭代检测。从图 6-23 的分析可以看出, 稀疏 IDMA 的译码器特性需要与多用户检测器的特性相匹配, 才能完成 3 层 BP 因子图的迭代收敛。传统的信道编码通常是针对单用户信道进行优化的, 虽然在单用户 (正交多址) 下性能优异, 但其迭代译码特性不一定能与多用户检测器匹配, 需要采用新的方法进行设计。

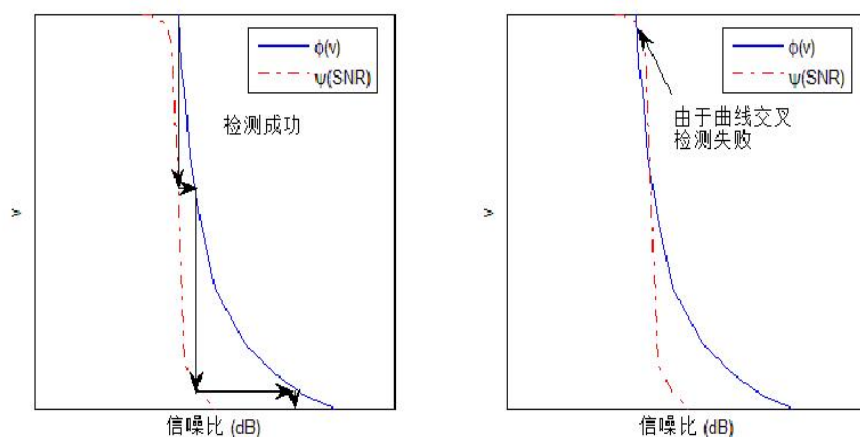


图 6-23 稀疏 IDMA 的 $\phi(v)$ 和 $\psi(\text{SNR})$ EXIT 分析

压缩感知(Compressed sensing, CS)是学术界最近提出的信号处理方法,可有效检测稀疏信号的数值。在无源随机多址中用于多用户激活检测及信道估计。2004 年,几位学者证明,如果信号是稀疏的,可由远低于采样定理要求的采样点重建恢复。2007 年压缩感知这个概念被正式提出。压缩感知的核心是信号在某个变换域是稀疏的,可以用一个与变换基不相关的观测矩阵将变换所得信号投影到另外一个信号空间上,通过不断的迭代检测来完成对原始信号的精确估计。

为简化计算复杂度,在 AMP(Approximate message passing, 近似消息传递)算法中有两个假设,一是消息从因子节点到变量节点是近似高斯,二是消息从变量节点到因子节点可以用 Taylor 展开来近似[30]。对压缩感知系统而言,发射信号是感知矩阵和稀疏矢量的乘积。AMP 算法收敛需要假设感知矩阵足够的随机化。感知矩阵除了是 i.i.d (Independent identical distribution, 独立同分布) Gaussian 的矩阵是很多正交的矩阵,比如 partial random DFT(Discrete Fourier transform, 离散傅立叶变换)/DCT (Discrete cosine transform, 离散余弦变换)矩阵。OAMP(Orthogonal approximate message passing, 正交近似消息传递)和 MAMP(Memory approximate message passing, 记忆近似消息传递)可以取得比 AMP 更好的性能[31][32][33]。

表 6-4 仿真参数配置

参数	配置
信道	AWGN
调制	BPSK
信道编码	LDPC 5G NR, convolutional code
卷积码生成多项式	[133, 171]OCT
重复次数	2
码率	0.5
压缩感知数据长度	2000
多用户数据传输长度	28000
压缩感知信息比特长度	13
每用户信息比特长度	87
激活用户数	50~300

图 6-24 给出了用户激活检测错误概率和 FFT 点数的关系。FFT 点数越大，用户激活检测性能越差。FFT 点数是 4096 时性能比 FFT 点数是 8192 大概好 3dB。同样，FFT 点数是 8192 时性能比 FFT 点数是 16384 大概好 3dB。此处仿真没有考虑用户导频碰撞，仅仅考虑了压缩感知进行信号检测的性能。为降低碰撞概率，需要 FFT 点数足够大，为降低计算复杂度，需要 FFT 点数足够小。因此，需要一个平衡的 FFT 取值来满足碰撞概率和计算复杂度。

图 6-25 给出了达到 $P_e=0.05$ 所需要的 E_b/N_0 。与文献[28]中性能相比，由于我们使用了 FFT 更小的压缩感知矩阵，我们仿真的 SIDMA 性能更好(同样是 LDPC 码)。由于我们的 SIDMA 没有对重复因子进行优化，取值都是 2，SIDMA 使用 LDPC 时在用户较大时有明显的性能损失。同样是 SIDMA 方案，使用 CC 码性能比 LDPC 更好。图中使用 CC 可以支持 275 个用户，使用 LDPC 仅仅支持 225 个用户。这说明信道编码对 SIDMA 性能有较大的影响。我们仿真结果(使用 CC 的 SIDMA)与理论界有大概 1dB 的性能损失。此处仿真所有用户重复因子是 2。在进行重复因子的优化后，SIDMA 可以取得更好的性能，如支持的激活用户数更大，或需要的信噪比更低。

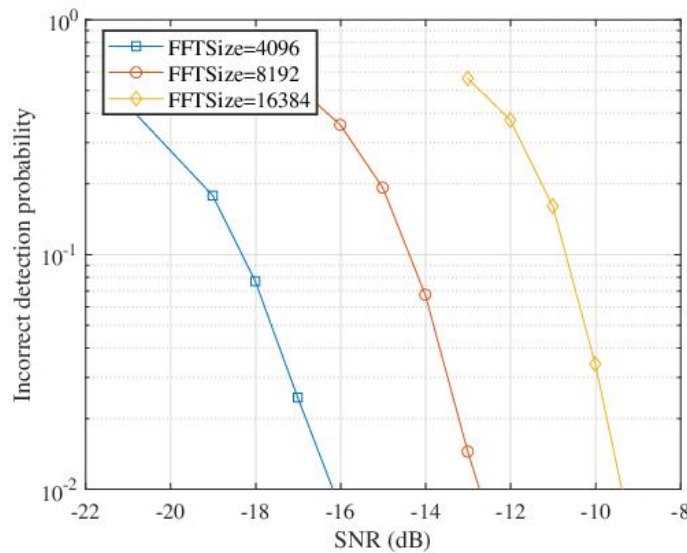


图 6-24 错误检测概率与 FFT 点数关系，激活用户数是 300

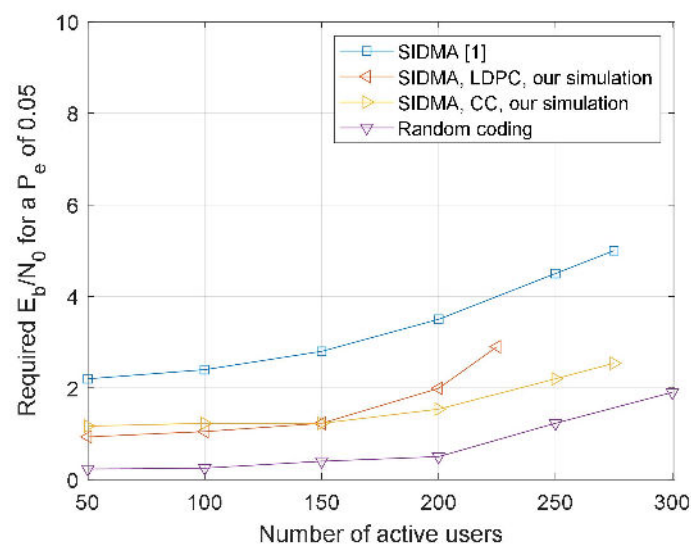


图 6-25 SNR 门限随活跃用户数的变化关系

6.2 发射机设计方案

6.2.1 基于虚拟用户分割的多址方案（DOCOMO）

为实现 6G 的 Ubiquitous connectivity[34], 非地面网络 (Non-Terrestrial Network, NTN) 是对地面网络不可获缺的补充, 具体可包含卫星 (高轨、中轨、低轨)、高空平台站 (High Altitude Platform Station, HAPS) 等。HAPS 部署于距离地面 20km 左右的平流层中, 可以保持基本对地静止, 具有易部署、成本低等优点, 是日本在 5G 及 6G 的重要战略之一[35]。

为了实现 HAPS 的广覆盖, 通常需要多波束传输 (Multi-beam transmission)。由于 HAPS 机上载荷、面积受限等, 在发射端进行 Beamforming 时无法消除波束间、以及波束内多用户的干扰, 需要通过多址方案设计进行消除或避免。

现有常用的多址方案包含正交多址接入 (Orthogonal Multiple Access, OMA), 例如时分、频分等, 对相邻 Beam 或者 Beam 内多个用户分配正交的时间或频率资源, 避免干扰。由于 HAPS 覆盖范围较广、覆盖范围内的用户数可能较大, OMA 会严重影响接入用户数、或者每个用户的数据速率。为了克服边缘用户受到的较强的 Beam 间干扰, [36]提出一种 Cooperative NOMA 方案, 通过使用多个 Beam 联合服务 1 个边缘用户, 实现类似于 CoMP 的效果。为支持两用户, [37]提出了 RSMA (Rate-Splitting Multiple Access, 速率分拆多址接入) 用于 NTN 多波束传输系统, 结果表明当两个用户分别位于两个相邻 Beam 的中心位置、干扰较弱时增益较大, 当干扰较强时, 该方案性能增益较小。

现有方案一方面只能服务于 1 个边缘用户、或者 2 个中心用户, 对用户配对以及用户数量要求严格。为解决该问题, 我们提出一种基于虚拟用户分割 (Virtual User Splitting) 的增强非正交多址 (eNOMA) 方案, 并基于 eNOMA 灵活的功率参数调整、实现一种统一的多址接入方案[38], 具体如下。

考虑 2 个中心用户、1 个边缘用户共 3 用户的下行 HAPS 多波束传输系统, 对边缘用户进行 Rate splitting, 将一流数据拆分为两流, 并将两流数据看作两个虚拟的用户。将每个虚拟边缘用户与一个中心用户配对, 进行功率域 NOMA 传输; 两组 NOMA 配对用户使用不同 Beam 传输, 实现 SDMA (Space Division Multiple Access, 空分多址接入)。如图 6-26 所示, 通过 Rate splitting、NOMA、SDMA 的结合, 一方面可以将部分波束间干扰视为有用信号, 同时可以充分利用波束内多用户的功率差异将部分波束间干扰进行删除, 获得性能增益。

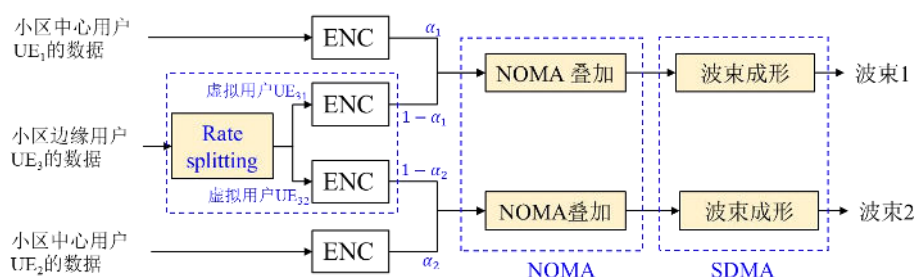


图 6-26 基于虚拟用户分割 eNOMA 方案的发射机结构（3 用户）

在该方案中，每个 NOMA 用户组需要进行功率分配，比如波束 1 中的 UE1 与虚拟 UE31 功率分配因子分别为 α_1 与 $1 - \alpha_1$ ，波束 2 中 UE2 与虚拟 UE32 功率分配因子分别为 α_2 与 $1 - \alpha_2$ 。根据不同的 α_1 与 α_2 取值，可以得到每个用户侧接收信号的功率排序、以及干扰删除 IC 顺序，进而可以推导得到各自的 SE 公式，如表 6-5 所示。以最大化总 SE 为目标，可以获得不同用户位置时最优的功率参数 α_1 与 α_2 。

表 6-5 不同功率分配因子的 SE

	Case 1: $\alpha_1 > 0.5, \alpha_2 > 0.5$ $SE_{k,C1}$	Case 2: $\alpha_1 < 0.5, \alpha_2 > 0.5$ $SE_{k,C2}$	Case 3: $\alpha_1 > 0.5, \alpha_2 < 0.5$ $SE_{k,C3}$	Case 4: $\alpha_1 < 0.5, \alpha_2 < 0.5$ $SE_{k,C4}$
UE1 的 SE, $SE_{1,C1}$	• 由于 $\alpha_1 > 1 - \alpha_1$ ，不对 UE31 进行 IC $\log_2 \left(1 + \frac{\alpha_1 P_{k,1}}{(1-\alpha_1)P_{k,1} + P_{k,2} + \sigma^2} \right)$	• 由于 $\alpha_1 < 1 - \alpha_1$ ，对 UE31 进行 IC $\log_2 \left(1 + \frac{\alpha_1 P_{k,1}}{P_{k,2} + \sigma^2} \right)$	• 由于 $\alpha_1 > 1 - \alpha_1$ ，不对 UE31 进行 IC $\log_2 \left(1 + \frac{\alpha_1 P_{k,1}}{(1-\alpha_1)P_{k,1} + P_{k,2} + \sigma^2} \right)$	• 由于 $\alpha_1 < 1 - \alpha_1$ ，对 UE31 进行 IC $\log_2 \left(1 + \frac{\alpha_1 P_{k,1}}{P_{k,2} + \sigma^2} \right)$
UE2 的 SE, $SE_{2,C1}$	• 由于 $\alpha_2 > 1 - \alpha_2$ ，不对 UE32 进行 IC $\log_2 \left(1 + \frac{\alpha_2 P_{k,2}}{(1-\alpha_2)P_{k,2} + P_{k,1} + \sigma^2} \right)$	• 由于 $\alpha_2 > 1 - \alpha_2$ ，不对 UE32 进行 IC $\log_2 \left(1 + \frac{\alpha_2 P_{k,2}}{(1-\alpha_2)P_{k,2} + P_{k,1} + \sigma^2} \right)$	• 由于 $\alpha_2 < 1 - \alpha_2$ ，对 UE32 进行 IC $\log_2 \left(1 + \frac{\alpha_2 P_{k,2}}{P_{k,1} + \sigma^2} \right)$	• 由于 $\alpha_2 < 1 - \alpha_2$ ，对 UE32 进行 IC $\log_2 \left(1 + \frac{\alpha_2 P_{k,2}}{P_{k,1} + \sigma^2} \right)$
UE3 的 SE, $SE_{3,C1}$	• 由于 $1 - \alpha_1 < \alpha_1$ ，对 UE1 进行 IC $\log_2 \left(1 + \frac{(1-\alpha_1)P_{k,1}}{\sigma^2} \right)$ ；若 $\alpha_1 > \alpha_2$ ，对 UE32 进行 IC $\log_2 \left(1 + \frac{(1-\alpha_1)P_{k,1}}{(1-\alpha_2)P_{k,2} + \sigma^2} \right)$ ；否则，不对 UE32 进行 IC	• 由于 $1 - \alpha_1 > \alpha_1$ ，不对 UE1 进行 IC • 由于 $1 - \alpha_1 > 1 - \alpha_2$ ，不对 UE32 进行 IC $\log_2 \left(1 + \frac{(1-\alpha_1)P_{k,1}}{(1-\alpha_2)P_{k,2} + \sigma^2} \right)$ • 注：UE32 会进行 UE2 的干扰 IC，而且 UE32 与 UE31 共享一个用户，UE32 也会进行 UE31 的干扰 IC	• 由于 $1 - \alpha_1 < \alpha_1$ ，对 UE1 进行 IC • 由于 $1 - \alpha_1 < 1 - \alpha_2$ ，对 UE32 进行 IC $\log_2 \left(1 + \frac{(1-\alpha_1)P_{k,1}}{\sigma^2} \right)$ • 注：由于 IC 操作次数的限制，UE31 不对 UE2 的干扰进行 IC	• 由于 $1 - \alpha_1 > \alpha_1$ ，不对 UE1 进行 IC $\log_2 \left(1 + \frac{(1-\alpha_1)P_{k,1}}{\sigma^2} \right)$ ；若 $\alpha_1 > \alpha_2$ ，对 UE32 进行 IC $\log_2 \left(1 + \frac{(1-\alpha_1)P_{k,1}}{\sigma^2} \right)$ ；否则，不对 UE32 进行 IC
	• 由于 $1 - \alpha_2 < \alpha_2$ ，对 UE2 进行 IC $\log_2 \left(1 + \frac{(1-\alpha_2)P_{k,2}}{\sigma^2} \right)$ ；若 $\alpha_1 > \alpha_2$ ，不对 UE31 进行 IC $\log_2 \left(1 + \frac{(1-\alpha_2)P_{k,2}}{\sigma^2} \right)$ ；否则，对 UE31 进行 IC	• IC for UE2 due to $1 - \alpha_2 < \alpha_2$ • IC for UE31 due to $1 - \alpha_2 < 1 - \alpha_1$ $\log_2 \left(1 + \frac{(1-\alpha_2)P_{k,2}}{\sigma^2} \right)$ • 注：由于 IC 操作次数的限制，UE32 不会进行 UE1 的干扰 IC	• 由于 $1 - \alpha_2 > \alpha_2$ ，不对 UE2 进行 IC • 由于 $1 - \alpha_2 > 1 - \alpha_1$ ，不对 UE31 进行 IC $\log_2 \left(1 + \frac{(1-\alpha_2)P_{k,2}}{\sigma^2} \right)$	• 由于 $1 - \alpha_2 > \alpha_2$ ，不对 UE2 进行 IC $\log_2 \left(1 + \frac{(1-\alpha_2)P_{k,2}}{\sigma^2} \right)$ ；若 $\alpha_1 > \alpha_2$ ，不对 UE31 进行 IC $\log_2 \left(1 + \frac{(1-\alpha_2)P_{k,2}}{\sigma^2} \right)$ ；否则，对 UE31 进行 IC

对 2 个波束中 3 个用户的功率分配因子进行优化

$$\max_{0 \leq \alpha_1, \alpha_2 \leq 1} \sum_{k=1}^K SE_{k,Cj} \\ \text{s.t. } SE_k \geq SE_{k,\min}, k = 1, \dots, K$$

- $SE_{k,Cj} \in \{SE_{k,C1}, SE_{k,C2}, SE_{k,C3}, SE_{k,C4}\}$ ，用户 k 的 SE，取决于功率分配因子 α_1 与 α_2
- $SE_{k,\min}$ ：用户 k 的最低 SE 需求
- K ：配对的 eNOMA 用户数，上述示例中 $K=3$

可以发现，当最优功率参数取值满足 $0 < \alpha_1, \alpha_2 < 1$ 时，实现图 6-27(a)中配置 1 的效果，即 eNOMA 同时服务 3 用户；当最优功率参数取值满足 $\alpha_1 = 1$ 或 $\alpha_2 = 1$ 时，实现图 6-27(b)中配置 2 的效果，即由传统的 NOMA 服务一个波束内的两用户、另一波束服务另一用户。当最优功率参数取值满足 $\alpha_1 = 1$ 且 $\alpha_2 = 1$ 时，实现图 6-27(c)中配置 3 的效果，即两个波束分别服务一个用户；当最优功率参数取值满足 $\alpha_1 = 0$ 且 $\alpha_2 = 0$ 时，实现图 6-27(d)中配置 4 的效果，即两个波束同时服务一个用户。因此，提出的基于虚拟用户分割的 eNOMA 方案通过参数调整，既可以支持现有方法、也可以服务 3 个用户的场景，提升系统吞吐量、以及连接能力。

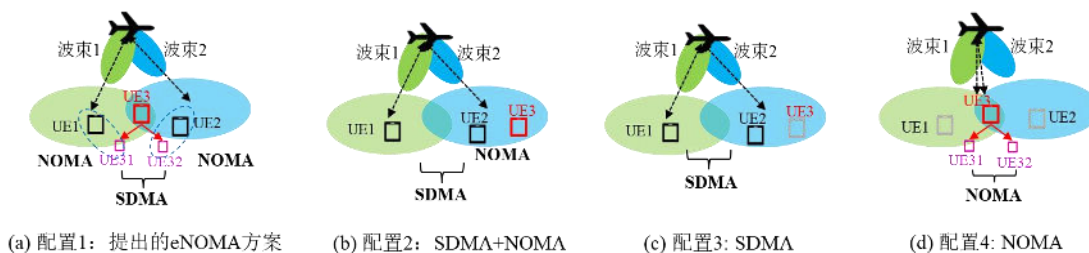


图 6-27 适用于不同用户位置的统一多用户复用方法的示意图

为验证提出方案的性能，下面给出仿真结果。仿真参数以及三用户位置分布如图 6-28 所示。考虑两种比较方案，比较方案 1 为 SDMA+NOMA，即图 6-27 中配置 2 的现有方法；比较方案 2 为 SDMA+TDMA，即图 6-27 中配置 2+配置 3 的方案，第一个时间段两个波束分别服务干扰小的两个中心用户、第二个时间段两个波束同时服务干扰强的一个边缘用户。注意为了公平比较，比较方案 1 中 NOMA 的功率分配、比较方案 2

中 TDMA 的时间分配也均为最优值。

考虑图 6-28 中的用户位置。当用户由 HAPS 覆盖边缘向 HAPS 覆盖中心移动、且 UE3 由 UE2 向 UE1 移动时，例如图 6-28 中，用户对从小区层 3 与层 4 的位置开始，变为用户对位于小区层 2 与层 3 的位置，再变为用户对位于小区层 1 与层 2 的位置，仰角会由小向大变化（即图 6-29 中的 x 轴），用户的信号功率会逐渐变强，UE2 (或 UE1) 受到 UE3 的干扰功率会随着 UE3 在连线上的移动逐渐变小（或变大），而 UE3 受到 UE1 与 UE2 的干扰则会先变小、再变大。

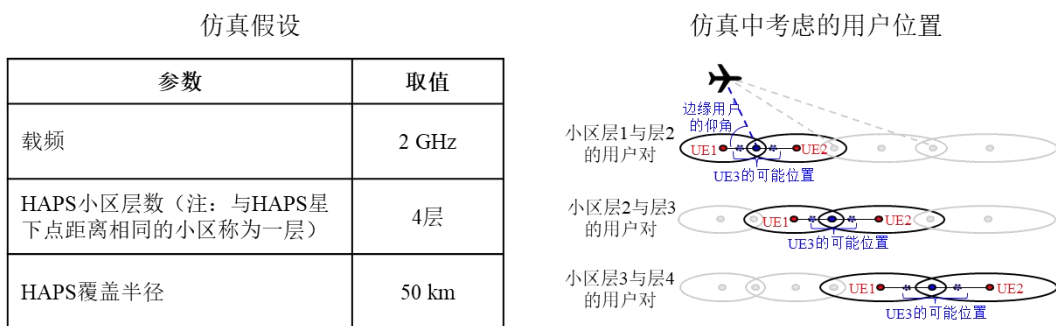


图 6-28 仿真假设

图 6-29 给出上述仿真假设下的 SE 性能，考虑每个用户的最小 SE 需求为 1bps/Hz。性能表明，与现有方法相比，提出方案始终可以获得最优性能。且在 HAPS 星下点的小区附近、ITU 天线模型时获得最大的 48% 的性能增益，即干扰越严重、提出方案获得的性能增益越高。此外，对某些区域，现有方案无法满足最低 SE 需求，而提出方案始终可以满足 SE 需求。

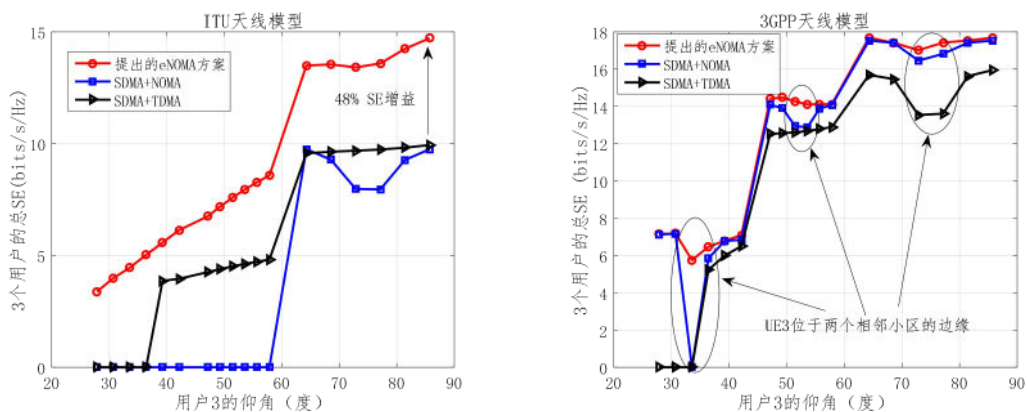


图 6-29 用户最低 SE 需求 1bps/Hz 时，不同 HAPS 边缘用户仰角的 SE 性能。

（左图）ITU 天线模型（右图）3GPP 天线模型

综上所述，提出方案可以在 HAPS 多波束传输系统中，获得更大的连接数、更高的 SE 性能。

6.2.2 基于资源跳跃的多址方案（北交）

面向海量连接的免授权随机接入方式可以避免巨量的交互信令开销，减少终端能耗及时延。多址技术在于给不同用户的信号赋予特征从而使接收端可以区分不同用户的信

号。在现有免授权随机接入方案中，基站在随机过程开始前会通过一次交互将用户信号特征的分配信息广播给所有连接用户，或者海量终端在激活传输时，随机从签名池中选择一个签名来表征自己的信号。相较于预先分配的方式，从签名池中随机选择的方式并不需要基站与终端进行一次交互，实现真正的免授权随机接入。然而，此种方式很容易造成用户签名的碰撞。ALOHA 方案即一种免授权随机接入方式，用户随机选择某一信道资源做为签名进行接入。然而，当有多个占用同一正交信道的用户同时激活，则这些用户的信号会在接收端发生碰撞，从而导致低的吞吐量以及高传输延迟。

资源跳跃多址是一种适用于大规模免授权随机接入系统的物理层多址方案。该方案基本思想为将单个时隙内的用户数据包进行分段，而后以数据段为基本单位进行段编码以生成冗余数据段。之后，包含冗余数据段在内的所有编码数据段将映射至不同的信道资源（扩频序列、子载波等）上，从而以有限信道资源生成大量跳跃图案做为签名来表征海量用户的传输信号，并利用冗余段解决用户间导致的部分碰撞。方案发射机如图 6-30 所示，该方案与传统发射机不同之处在于其在信道编码之后利用分流器将用户数据比特分成多个数据段，而后利用段编码生成冗余数据段。之后用户根据自己所特定的资源映射图案将每一个编码数据段上的数据符号映射至不同的信道资源上，而后再利用合流器将多个编码数据段合并进行传输。

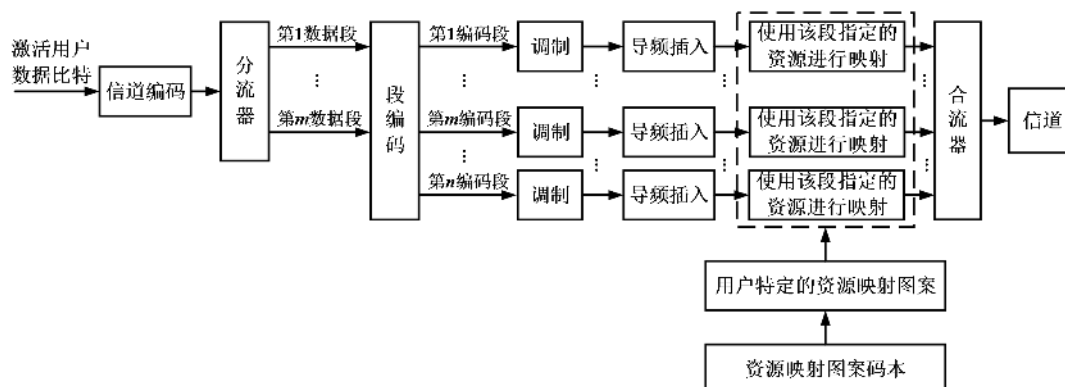


图 6-30 资源跳跃多址发射机设计

方案接收机如图 6-31 所示，当基站接收到数据之后，首先利用分流器将接收数据分成多段，并针对每段检测其在每个信道资源上是否映射有数据，而后根据在所有段上所检测到的信道资源的映射情况，基于资源跳跃图案码本对接入的激活用户的签名进行识别。用户签名识别之后，接收机针对每一个识别用户基于其资源映射图案将其所有段上的数据进行解映射，而后进行信道估计、均衡以及解调，并将该识别用户所有段上的数据比特输入到段解码器中解码及合并，输入到信道解码器中。

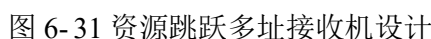


图 1 接收端接收信号并恢复成功解码用户信号流程图。该流程图详细描述了接收端从接收数据到成功解码用户信号的全过程。接收数据首先经过分流器，然后进入资源解映射、信道估计及均衡、解调、段解码、合流器、信道解码和循环移位校验等步骤。同时，接收数据还经过能量检测、用户识别和资源映射码本，最终进入成功解码用户的信号恢复流程。该流程包括资源映射、导频插入、调制、段编码、分流器和信道编码等步骤。

图 6-32 结合 SIC 的资源跳跃多址发射机设计

44 / 66

户在免授权随机接入中的接入可靠性。

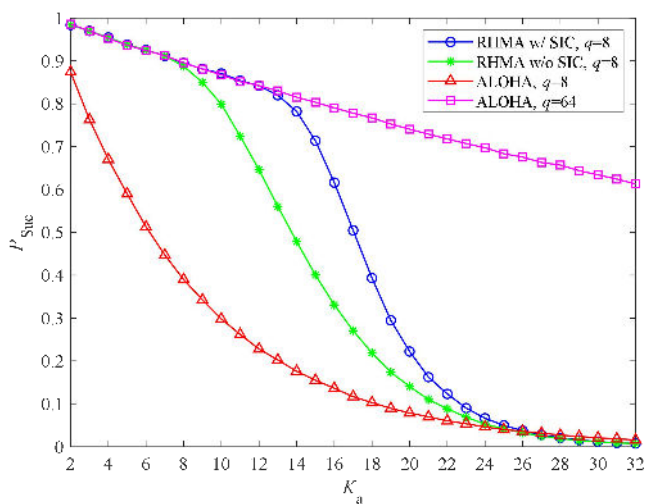


图 6-33 ALOHA 与 RHMA 的碰撞解决概率对比

针对 RHMA 方案,利用 Matlab 软件和 USRP B210 搭建了对应的多个用户接入平台,测试了两个随机用户接入基站时,两个用户的发送数据在接收端的 BLER 图,以此验证了基于资源跳跃多址方案的多用户接入系统的可靠性。如图 6-34 给出了搭建的对应通信系统的平台。



图 6-34 基于资源跳跃多址方案的通信平台

根据搭建的图 6-34 实验平台,通过多次实验得到了两个用户随机接入基站的 BLER 图,如图 6-35 所示,可以看到随着发射功率(USRP 的前端射频增益)的变化,两个用户在接收端的 BLER 变化趋势基本一致,且能达到一个较低的水平,依次可以验证基于资源跳跃多址方案的可靠性。

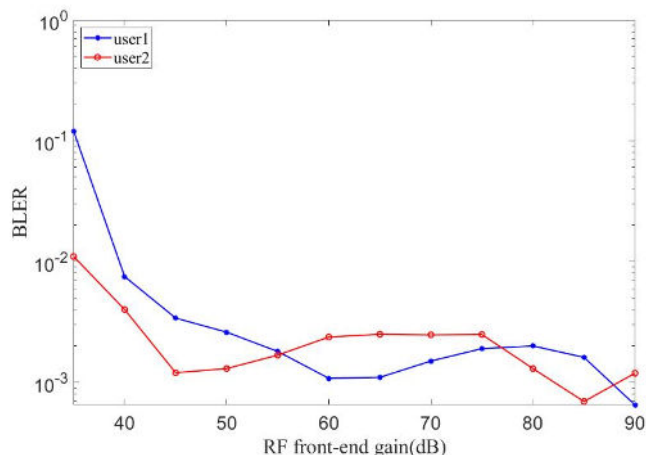


图 6-35 两个用户接入基站的 BLER

6.2.3 模式分割的随机接入方案（北科）

大规模机器类通信(massive Machine Type Communication, mMTC)场景具有高达千万空闲用户、上万同时活跃用户、短数据包发送以及低时延限制等业务特征。对于 mMTC 场景，当大量 MTC 设备同时向基站进行随机接入(Random Access, RA)尝试时，有限的 RA 资源会造成 RA 信道拥塞[39]和严重的导频碰撞，进而使各类接入指标严重退化。此外，传统的基于授权的随机接入(Grant-Based Random Access, GBRA)方案复杂的信令交互过程导致时延开销过大，已无法满足 mMTC 场景低时延通信需求。因此，亟需突破现有 GBRA 模式，设计适用于 mMTC 场景的新型大维 RA 方案。

免授权随机接入(Grant-Free Random Access, GFRA)方案[40]免去了复杂的握手协议，传输导频后无需经过基站授权，可直接在相同时频资源块上进行数据传输，再结合大规模多输入多输出(massive Multiple-Input Multiple-Output, mMIMO)技术，其作为下一代无线通信关键技术之一，能够提高空间分集增益，支持海量 MTC 设备连接，使用户容量、接入能效产生数量级的提升。然而，在此基础上有限的 RA 资源导致的导频碰撞仍是限制 mMTC 场景下接入性能的关键，针对这一问题，本节介绍一种面向 mMIMO 系统基于 GFRA 方案的模式分割随机接入(Pattern Division Random Access, PDRA)设计原则[41]，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，在不增加物理资源的前提下扩大导频竞争空间，并且接收端可以低复杂度实现“部分碰撞”判决，从而降低导频碰撞概率，提高接入成功率。

模式域导频的设计思想为对正交/非正交的结构化资源块进行有限域操作，即基于“图样叠加”的导频设计。本节以线性组合为例详细介绍模式域导频的设计思路，如图 6-36 所示，为 4 个正交块中任意 2 个正交块线性组合 PDRA 图样，其中正交构造块数量为 4，而进行线性组合正交构造块数量 $L = 2$ ，模式域导频总数为 6。第一种模式是正交块 1 和正交块 2 叠加形成的模式域导频 1。类似地，模式域导频 2 的模式是由正交块 1 和正交块 3 叠加形成的，以此类推。因此，PDRA 是一种基于编码模式的随机接入技术，其中编码模式的设计为 RA 过程生成一组模式域导频。

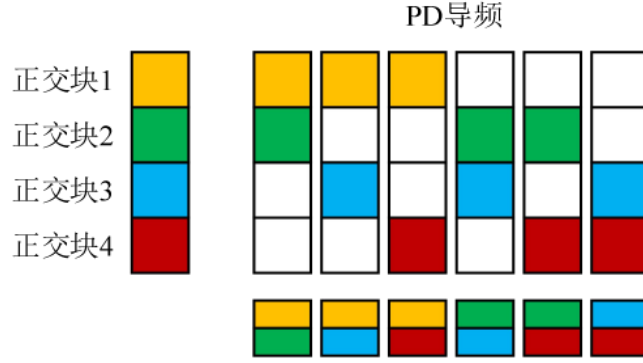


图 6-36 4 个正交块 PD 导频图样 ($L = 2$)

3GPP 4G/5G 系统中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, 用户在公用导频池中随机选择一个导频序列发送至基站进而发起 RA 请求。以 ZC 序列为例, 将模式域导频构造为同一 ZC 根序列的循环移位序列中任意 L 个不同序列的叠加, 假设单一 ZC 根序列构造的导频集合大小为 N_{SS} , 对于根序列号为 u 的 ZC 序列 $\mathbf{a}_u$, 其构造的第 j 个模式域导频表达式为:

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

其中, $N_{PS} = C_{N_{SS}}^L$ 为一个根序列构造出的模式域导频大小, $\mathbf{a}_{u,v_l}$ 为根序列号为 u 的 ZC 序列循环移位后生成的序列, 表示为:

$$\{\mathbf{a}_{u,v_l} | \mathbf{a}_{u,v_l}(i) = \mathbf{a}_u((i + v_l N_{CS}) \bmod N_{ZC}), 0 \leq i \leq N_{ZC} - 1\}$$

其中, N_{CS} 为循环移位间隔, $v_l N_{CS} (0 \leq v_l \leq N_{SS} - 1)$ 为循环位移值, N_{ZC} 为序列长度。

假设 ZC 根序列总数为 R , 则模式域导频集合的大小表示为 $N_P = RN_{PS}$ 。与传统 ZC 序列导频集合大小 N_{SS} 相比, 模式域导频集合大小扩大了 $\frac{RC_{N_{SS}}^L}{RN_{SS}} = \frac{C_{N_{SS}}^L}{N_{SS}}$ 倍。

对于接收端, 基于模式域导频的设计使基站可以在用户间只有部分碰撞时仍可以判决出用户的信道, 从而实现接入请求[39]。

以 19 个正六边形蜂窝小区组成的通信场景进行仿真, 给出数值分析结果。图 6-37 给出不相关瑞利衰落信道下, 天线数 $M = 256$, 激活概率 $P_A = 0.15\%$ 时, RA 成功概率随 ZC 根序列数 R 的变化曲线。从图中可以看出, 随着 N_{SS} 的增大, 传统 RA 方案和 PDRA 方案的 RA 成功概率均有所提高, 但 PDRA 方案性能更好。在 $N_{SS} = 32$ 情况下可以看出, PDRA 下使用 2 个根序列能实现传统方案下使用 3 个根序列的性能, 对于 $R > 3$, PDRA 方案在 $N_{SS} = 32$ 时的性能优于传统 RA 方案 $N_{SS} = 64$ 时性能, 这是因为模式域导频通过扩大导频竞争空间有效缓解了导频碰撞。图 6-38 给出空间相关瑞利衰落信道下, 相关系数 $\rho = 0.6$, 激活概率 $P_A = 0.15\%$ 时, RA 成功概率随 ZC 根序列数 R 的变化曲线。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 成功概率都有所下降, 其原因在于信道空间的相关性。但与传统方案相比, 所提出 PDRA 方案仍能获得相似的性能增益。

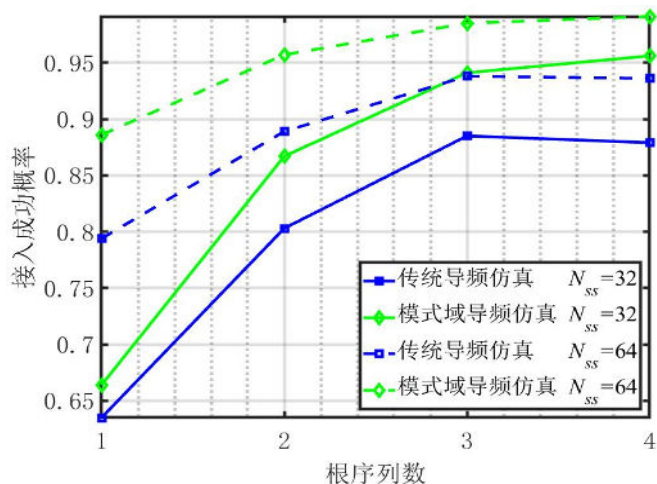


图 6-37 不相关瑞利衰落信道下接入成功概率曲线

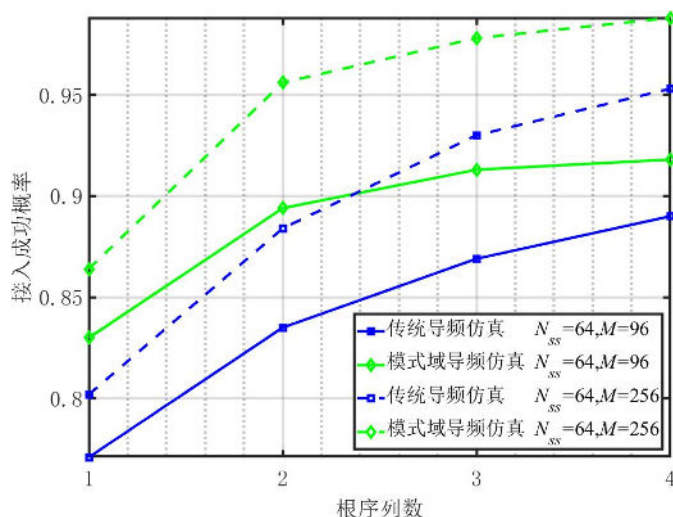


图 6-38 相关瑞利衰落信道下接入成功概率曲线

6.3 接收机设计方案

6.3.1 基于稀疏结构变换迭代接收机（北科）

大规模多输入多输出（Massive Multiple-Input Multiple-Output, M-MIMO）系统通过在基站装配成百上千根天线，同时为同一频带内的数十个用户服务，可显著提升系统频谱效率和能量效率。但接收机计算复杂度随终端数及接收/发射天线数增加而显著增大，给实际工程实现带来巨大挑战。因此，设计低复杂度高性能的接收机对满足未来 6G 通信需求至关重要。

针对上行 M-MIMO 通信系统介绍一种适用于消息传递（Message Passing, MP）算法的信息无损因子图稀疏结构变换（Sparsification Transformation, ST）迭代接收机框架 [42][43]，此算法能够消除因子图中大量短环，降低因子图中节点的度，从而抑制多用户间干扰，并降低 MP 算法的计算复杂度。

考虑一个上行 M-MIMO 通信系统, K 个单天线用户向配置 M 根天线的基站发送信号 $\mathbf{x} = [x_1, x_2, \dots, x_K]^T$, 则基站处接收信号 $\mathbf{y} \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ 可以表示为

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n}$$

其中, $\mathbf{n} \in \mathbb{C}^{M \times 1} \sim \mathcal{CN}(0, \sigma^2 \mathbf{I}_M)$, $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{M \times K}$ 表示信道的频域响应矩阵。

对于 MP 类算法, 以期望传播 (Expectation Propagation, EP) 算法为例, 根据贝叶斯推断理论, 发送信号与接收信号的联合分布表示为

$$p(\mathbf{x}, \mathbf{y}) = p(\mathbf{y}|\mathbf{x})p(\mathbf{x}) = \prod_{m=1}^M p(y_m|\mathbf{x}) \prod_{k=1}^K p(x_k)$$

联合分布的因式分解可以用一个因子图表示, 如图 6-39 所示, 其中先验节点 (Prior Node, PN) 为检测器的先验信息, 变量节点 (Variable Node, VN) 为发送数据信息, 因子节点 (Factor Node, FN) 为接收数据信息。VN 和 FN 之间的边表示两点相连, 迭代地传递消息, 并借助于概率边缘化步骤得到待检测符号或估计参数的后验分布, 使用后验概率和后验均值分别完成符号检测和参数估计。

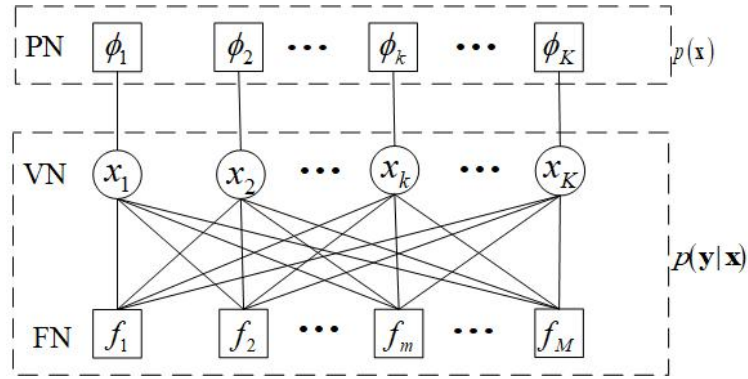


图 6-39 上行 M-MIMO 通信系统因子图

由于计算是对用户联合空间及发送符号所在的离散星座图进行全局搜索, 计算复杂度随着用户数和调制阶数的增加呈指数增长, 尤其是在使用高阶调制的情况下。此外, 对于全连接 M-MIMO 系统, 因子图中存在大量短环, 导致基于 EP 算法的收敛性和鲁棒性恶化。

针对上述问题, 考虑基于稀疏结构变换迭代检测 (ST-based EP, S-EP) 算法构建变换函数, 将信道矩阵转化为稀疏矩阵, 从而降低因子图中节点的度。假设转化函数为线性函数, 则需要找到一个矩阵 $\mathbf{F}$ 将原信道矩阵线性变换为稀疏矩阵 $\mathbf{G}$, 即 $\mathbf{G} = \mathbf{F}\mathbf{H}$ 。例如, 信道矩阵利用 QR 分解 $\mathbf{H} = \mathbf{Q}\mathbf{R}$, 进而构造变换矩阵 $\mathbf{F} = \mathbf{Q}^H \in \mathbb{C}^{M \times M}$, 则稀疏矩阵 $\mathbf{G} = \mathbf{Q}^H \mathbf{H} = \mathbf{R}$ 。 $\mathbf{R}$ 是一个上三角矩阵, 非零元素个数为 $K(K+1)/2$, 以 $M=4$ 、 $K=3$ 系统为例, 变换后的系统模型表示为

$$\begin{bmatrix} \tilde{y}_4 \\ \tilde{y}_3 \\ \tilde{y}_2 \\ \tilde{y}_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{G}_{4,3} & \mathbf{G}_{4,2} & \mathbf{G}_{4,1} \\ 0 & \mathbf{G}_{3,2} & \mathbf{G}_{3,1} \\ 0 & 0 & \mathbf{G}_{2,1} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_3 \\ x_2 \\ x_1 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \tilde{n}_4 \\ \tilde{n}_3 \\ \tilde{n}_2 \\ \tilde{n}_1 \end{bmatrix} \Rightarrow \begin{bmatrix} \tilde{y}_3 \\ \tilde{y}_2 \\ \tilde{y}_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{G}_{3,3} & \mathbf{G}_{3,2} & \mathbf{G}_{3,1} \\ 0 & \mathbf{G}_{2,2} & \mathbf{G}_{2,1} \\ 0 & 0 & \mathbf{G}_{1,1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_3 \\ x_2 \\ x_1 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \tilde{n}_3 \\ \tilde{n}_2 \\ \tilde{n}_1 \end{bmatrix}$$

可见, $\tilde{y}_m, m \leq M-K$ 的无效项被忽略, 未被忽略的等效接收向量元素的标量表达

为

$$\tilde{y}_j = \sum_{k=1}^j \mathbf{G}_{j,k} x_k + \tilde{n}_j$$

因此，对于 $\tilde{y}_j$ ，来自第 $k(k > j)$ 个用户的信号被有效抑制；对于过载比较高的 M-MIMO 系统，用户间干扰抑制特性会更加明显，从而显著提升信号检测性能。经过稀疏变换后的因子图，如图 6-40 所示，无效接收信号项被忽略，因子图中相互连接的线段大量减少，有效因子节点的个数从 M 减少为 K ，变量节点 x_k 的度从原来的 M 降低为 $K - k + 1$ ，因子节点的度由原来的 K 降低为 j 。因此，减少了迭代过程中的消息传递计算，有效地降低了 S-EP 算法在迭代过程中的计算复杂度。

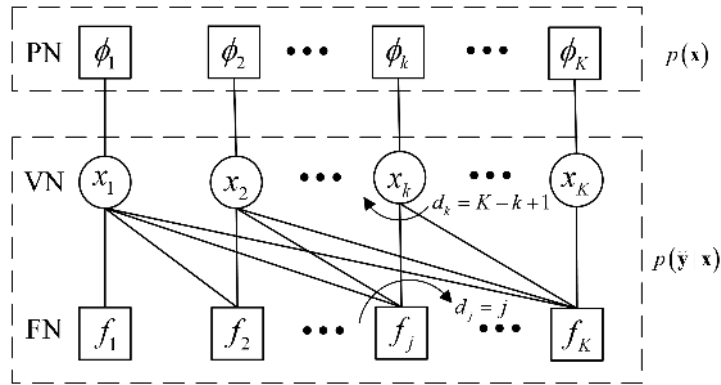


图 6-40 稀疏因子图

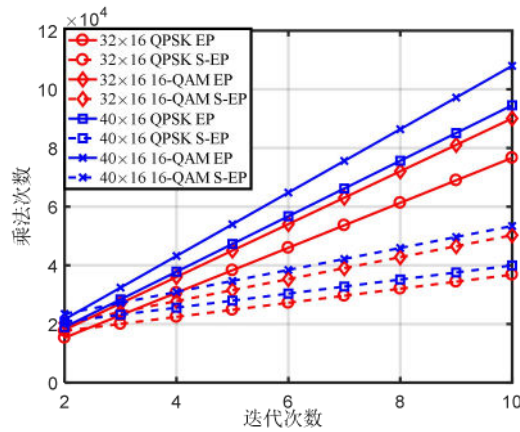


图 6-41 计算复杂度分析

图 6-41 给出了 S-EP 算法与 EP 算法计算复杂度的仿真比较结果。由于 S-EP 中 QR 分解的预处理过程，当迭代次数小于 3 时，S-EP 算法的计算复杂度高于 EP 算法的计算复杂度。当迭代次数大于 3 时，S-EP 算法的计算复杂度低于 EP 算法的计算复杂度。且基站处配置天线数越多，S-EP 算法较 EP 算法的计算复杂度降低地越明显。

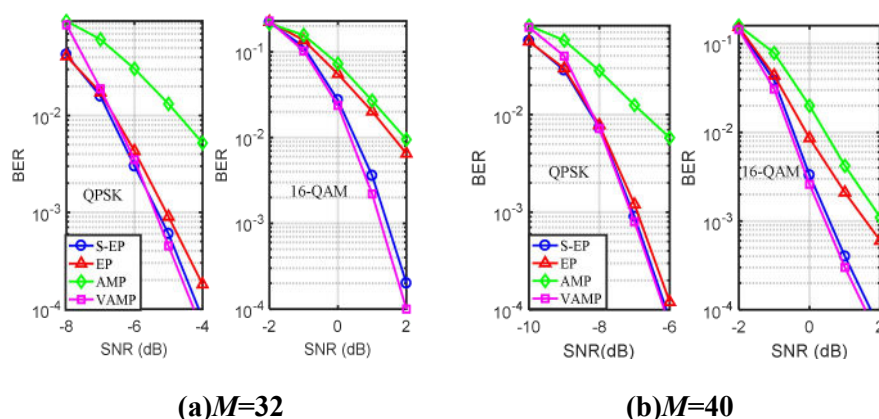


图 6-42 基于 S-EP 算法与其它算法的接收机性能比较

图 6-42 给出了基于 S-EP 算法的接收机性能分析，与近似消息传递（Approximate Message Passing, AMP）算法和矢量近似消息传递（Vector Approximate Message Passing, VAMP）算法比较，如图 6-42(a)所示，提出的 S-EP 接收机性能优于 EP 和 AMP 接收机，并且具有与 VAMP 接收机相似的性能。在高阶 QAM 调制下，可以看到 S-EP 接收机较 EP 和 AMP 接收机获得了比 QPSK 调制下更高的性能增益。由于 S-EP 算法中没有复杂矩阵求逆运算，S-EP 接收机较 VAMP 接收机具有更好的性能-计算复杂度折中特性。如图 6-42(b)所示，随着天线数的增多，S-EP 接收机 BER 性能优势略微降低，但根据图 6-41 可知，随着天线数的增大，S-EP 算法计算复杂度优势更加明显。

基于 ST 的迭代接收机通过构建转换函数对信道矩阵进行稀疏化，并相应地对系统输入输出模型进行等价变换，经过稀疏结构变换后，因子图中变量节点及因子节点的平均度降低约 50%，有效降低系统中多用户间干扰，进而增强接收机检测性能。为 M-MIMO 系统中大规模多用户接入和大容量无线传输提供一种有效的低复杂度高性能接收机方案。本节提出的接收机方案可以直接适配于非正交多址接入系统中。

6.3.2 容量最优且低复杂度的迭代接收机和多用户编码方案（西电、浙大）

随着无线通信技术和物联网产业的快速发展，各种新兴的通信业务应运而生，如异构车联网系统、多媒体通信、移动无人机系统等，预计在未来 6G 中无线终端连接数量达到每平方公里 1000 万。为支持大规模连接，多用户多输入多输出（MU-MIMO）可为海量数据传输提供大量空间资源。然而，由于数据种类繁多、信道复杂、用户数量和天线数量庞大，通信场景变得更加复杂，这使得传统基于理想假设的 MU-MIMO 技术不再适用（即接入用户/天线数量有限、单用户编码、理想高斯信号、收发端均已知信道状态信息（Channel State Information, CSI）和独立同分布（IID）信道矩阵）。无法有效地支持复杂的 6G 通信场景。因此，本节聚焦于一种更实用的大规模离散 MU-MIMO，其涵盖了更为实际的通信假设：海量天线数与用户数，实用的信道编译码，任意输入分布，仅接收机已知 CSI 以及更为一般右酉不变信道矩阵(包括瑞利衰落，某些病态和相关信道矩阵)，如表 6-6 所示。这些实际的假设也给大规模离散 MU-MIMO 系统设计带来了新的挑战：

- **大规模离散 MU-MIMO 系统的实际多用户码的设计原理仍不清楚：**传统单用户编码是专门为克服信道噪声而设计的，忽略了大规模天线和多用户的影响，因此不能

应用于大规模离散 MU-MIMO。

- 如何在低复杂度下实现大规模离散 MU-MIMO 的最佳性能是一个巨大挑战：全局最大后验接收机是最佳解决方案，但由于其复杂性过高，无法用于大规模系统。在任意离散输入分布和右酉不变信道矩阵的条件下，现有的高效接收机（如 Turbo-LMMSE 和 AMP）均是次优的。

表 6-6 传统 MU-MIMO 与离散 MU-MIMO

系统约束	理想假设/局限	实际约束/特点
信号类型	高斯	离散
信道矩阵	独立同分布	相关/病态
用户/天线	小规模	大规模
信道状态	收发端已知	仅收端已知
信道编码	单用户编码	多用户编码

为解决上述挑战，本节提出了适用于 AMP/Turbo 类接收机的最优多用户编码设计准则和 MAMP 接收机，以解决离散输入信号下先进 Turbo-LMMSE 接收机的性能恶化难题、设计实用且可逼近大规模离散 MU-MIMO 约束容量域的多用户 MU-LDPC 码，从而确保复杂通信场景下良好的鲁棒性。

■ 系统模型

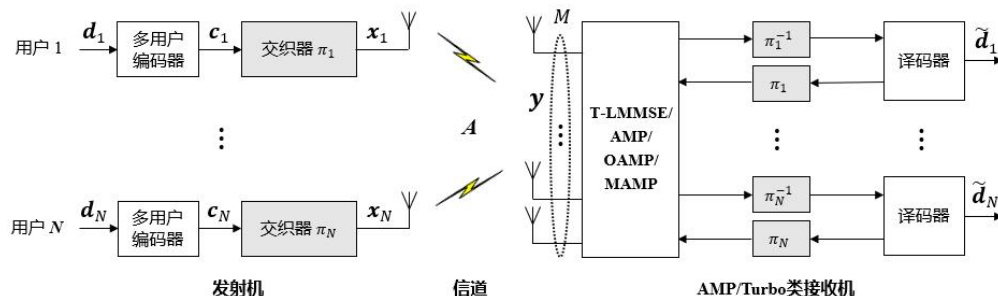


图 6-43 大规模离散 MU-MIMO 系统

在图 6-43 所示大规模离散 MU-MIMO 系统中， N 个用户采用 IDMA 传输方案，即每个用户采用相同的多用户编码器(包含数字调制器)和用户特定的交织器对信息序列 $\{d_i\}$ 进行编码和交织，生成符号序列 $\{x_i\}$ 传输至信道传输， $i = 1, \dots, N$ 。相应地，配备了 M 根接收天线的接收机收到信号 y ：

$$y = Ax + n$$

其中 x 为任意离散输入信号， A 为右酉不变信道矩阵(涵盖了常见瑞利、相关、病态等信道矩阵)， n 为加性高斯白噪声 (AWGN)。可进一步扩展到更为广泛的多用户组不等速率的非对称 MU-MIMO 系统[44]。基于接收信号 y ，信道矩阵 A 以及 x 的先验信息，利用 AMP/Turbo 类接收机进行信号恢复，如 Turbo-LMMSE[45][46]，AMP[47]，OAMP[44][48]，MAMP[49][50]等。常见的 AMP/Turbo 类接收机的比较如表 6-7 所示。

表 6-7 MU-MIMO 系统下 AMP/Turbo 类接收机对比

方案/算法	信号	信道矩阵	容量类型	最优性	计算复杂度
AMP[47]	任意	独立同分布	约束容量	容量最优	低复杂度
MAMP[50]		右酉不变			$O(MNT)$
OAMP[44]					高复杂度
Turbo-LMMSE[45][46]	高斯		高斯容量		$O(M^2N+MNT)$

■ 容量-面积定理

针对任意离散输入信号 $\mathbf{x}$ ，右酉不变信道矩阵 $\mathbf{A} \in \mathbb{C}^{M \times N}$ （即 $\mathbf{A}$ 的奇异值分解为 $\mathbf{A} = \mathbf{U}\mathbf{\Lambda}\mathbf{V}^H$ ，其中 $\mathbf{U} \in \mathbb{C}^{M \times M}$ 和 $\mathbf{V} \in \mathbb{C}^{N \times N}$ 是酉矩阵， $\mathbf{\Lambda} \in \mathbb{C}^{M \times N}$ 为矩形对角矩阵。 $\mathbf{U}\mathbf{\Lambda}$ 和 $\mathbf{V}$ 是独立的， $\mathbf{V}$ 是 Haar 分布的），则大规模离散 MU-MIMO 的约束容量为：

$$C = I(\mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{n}; \mathbf{x})$$

针对大规模系统 ($M, N \rightarrow \infty$)，由于无法直接计算上式中的互信息来表征约束容量，因此，借助 AMP/Turbo 类算法的 MMSE 最优性和互信息与最小均方误差 (I-MMSE) 引理[51]，利用如图 6-44 所示的状态演化(SE)，可以简化计算大规模离散 MU-MIMO 的约束容量，同时也证明了 AMP/Turbo 类接收机的容量最优性(如表 6-7)。

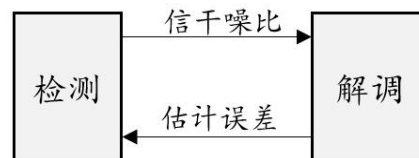


图 6-44 AMP/Turbo 类算法的状态演化

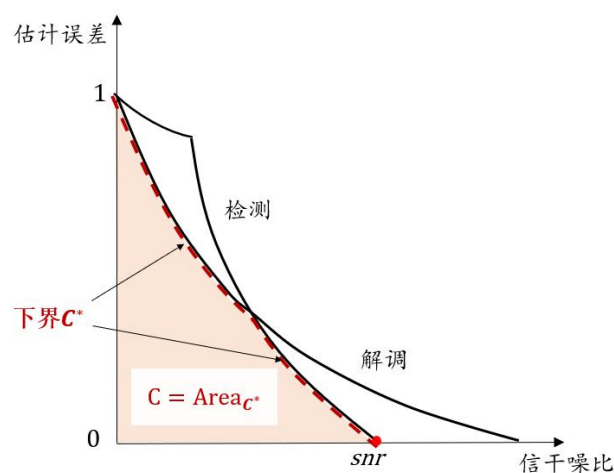


图 6-45 大规模离散 MU-MIMO 容量-面积定理

定理 1 容量-面积定理：针对大规模离散 MU-MIMO 场景，给定信噪比 snr 下，则根据 I-MMSE 引理，根据 AMP/Turbo 类接收机中检测器和解调器的状态演化 (SE) 转

移曲线，如图 6-45 所示，计算大规模离散 MU-MIMO 的约束容量为：

$$C = \text{面积}_{\min}\{\text{检测, 解调}\}$$

定理 2 AMP/Turbo 类接收机的约束容量最优性：根据 I-MMSE 引理可知，在 AMP/Turbo 类接收机中，检测器和解调器的状态演化（SE）转移曲线围成的面积为接收机的信息理论极限（最大可达速率），

$$R = C$$

即 AMP/Turbo 类接收机可以达到大规模离散 MU-MIMO 约束容量。

以输入 16QAM 信号为例，图 6-46 给出了 AMP 接收机[47]和 Turbo-LMMSE 接收机[45]的最大可达速率对比。可以看出，相比 Turbo-LMMSE 接收机，AMP 接收机最大可达速率在高信噪比区域可提升约 20%。

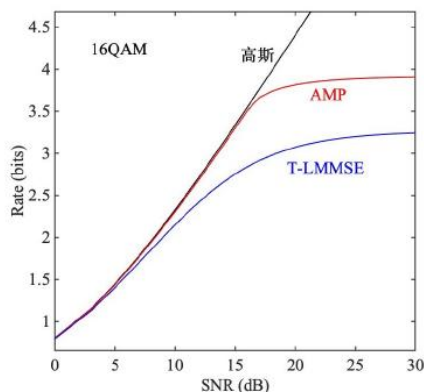


图 6-46 AMP 与 Turbo-LMMSE 可达速率比较

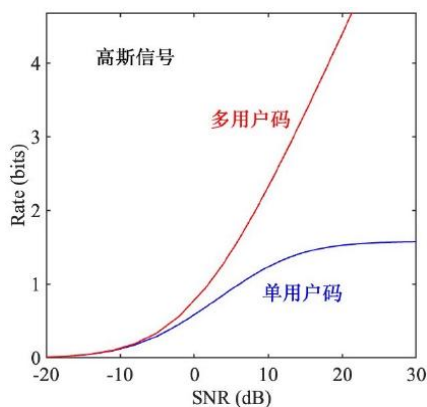


图 6-47 AMP 接收机下多/单用户码可达速率比较

■ 最优多用户编码准则

为保证 AMP/Turbo 类接收机能够同时达到无错误信号恢复性能和最大可达速率，需要进一步设计多用户编码方案。因此，根据 AMP/Turbo 类接收机的迭代消息更新规则，结合相应状态演化（SE）分析，可得到最优多用户编码准则。

定理 3 最优多用户编码准则：以最大化可达速率和无差错恢复信号为目标，如图

6-45 所示，最优多用户编码的准则为：

$$\text{最优译码} = \min\{\text{检测, 解调}\}$$

以输入高斯信号为例，图 6-47 对比了分别采用多用户编码与传统单用户编码的 AMP-type 接收机最大可达速率。可以看出，在高信噪比区域，多用户编码的可达速率远高于单用户码（在信噪比 20~40dB 时，多用户码可达速率约为单用户码的 2~4 倍），而单用户码的可达速率随着信噪比不断增大逐步趋于常值，难以增加。通过对比可以进一步反映出在大规模离散 MU-MIMO 中多用户编码的重要性。

以设计实用多用户 MU-LDPC 为例，根据图 6-45 所示的最优译码曲线，利用外信息转移图(EXIT Chart)方法，以译码器的 SE 转移曲线与最优译码曲线相匹配为目标，优化 LDPC 度分布。为进一步达到大规模离散 MU-MIMO 的约束容量，可进一步设计不同速率的非对称 MU-LDPC 码[44][45]。

■ MAMP 接收机

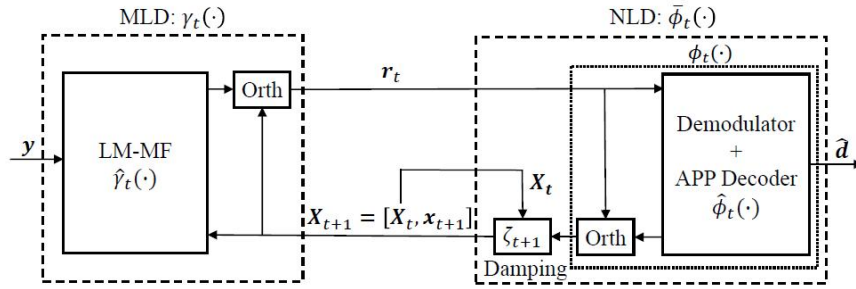


图 6-48 MAMP 接收机

为能够实现低复杂度且高可靠地恢复信号，采用记忆近似消息传递（MAMP）接收机[49][50]，如图 6-48 所示，MU-MAMP 接收机由记忆线性检测器（MLD）和非线性检测器（NLD）组成，其中 MLD 采用长记忆匹配滤波器（LM-MF）来代替 OAMP/VAMP 接收机[44][48]中最小均方误差（LMMSE），并在 NLD 采用阻尼来保证和加速收敛。

$$\text{线性检测 MLD: } \mathbf{r}_t = \gamma_t(\mathbf{X}_t) = \frac{1}{\varepsilon_t}(\hat{\gamma}_t(\mathbf{X}_t) - \mathbf{X}_t \mathbf{p}_t)$$

$$\text{非线性检测 NLD: } \mathbf{x}_{t+1} = \bar{\phi}_t(\mathbf{r}_t) = [\mathbf{X}_t, \phi_t(\mathbf{r}_t)] \cdot \zeta_{t+1}$$

其中 $\mathbf{X}_t = [\mathbf{x}_1, \dots, \mathbf{x}_t]$, $\hat{\gamma}_t(\mathbf{X}_t) = \mathbf{A}^H \theta_t \mathbf{B} \hat{\gamma}_{t-1}(\mathbf{X}_{t-1}) + \zeta_t \mathbf{A}^H (\mathbf{y} - \mathbf{A} \mathbf{x}_t)$, $\mathbf{B} = \lambda^\dagger \mathbf{I} - \mathbf{A} \mathbf{A}^H$, $\lambda^\dagger = (\lambda_{\min} + \lambda_{\max})/2$, $\lambda_{\min}$ 和 $\lambda_{\max}$ 分别是矩阵 $\mathbf{A} \mathbf{A}^H$ 的最小和最大特征值。此外，松弛参数 θ_t 和权重参数 ζ_t 可用来提高 MU-MAMP 接收机的收敛速度。

以用户数和发射天线总数 $N=500$ 和 5000 ，信道负载 $\beta = 1.5$ ，信道矩阵 $\mathbf{A}$ 的条件数 $\kappa=10$ 或 50 为例，如图 6-49 和图 6-50 所示：

1) 针对相同 MU-LDPC 码：MAMP 与 OAMP 误码性能（BER）相同，但 MAMP 复杂度更低（当 $N=5000$ 时，MAMP 时间复杂度降低至约 0.4%）；

2) 针对相同 MAMP：MU-LDPC 比单用户 SU-LDPC 有 3.7~5dB 增益，证实了贝叶

斯最优检测算法和最优的单用户码是严格次优的方案；

3) 接收机性能大小关系： $\text{MAMP/OAMP} > \text{Turbo-LMMSE} \gg \text{常用线性检测 (ZF/MF/LMMSE 等)}$

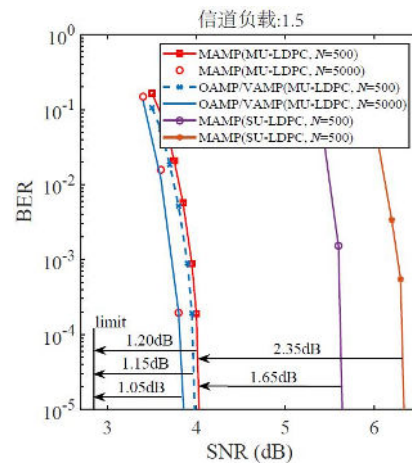


图 6-49 OAMP 与 MAMP 接收机性能比较

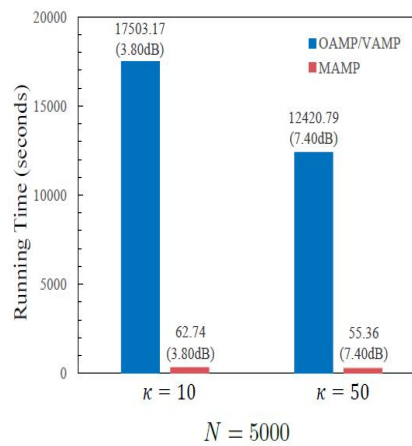


图 6-50 OAMP 与 MAMP 接收机时间复杂度比较

7.技术路线（中信科）

第6章中讨论了海量接入场景下的关键技术，可以用来实现海量接入。根据技术特征，可以归纳为非正交多址、非协调、随机接入和多址传输融合、接收机优化设计四条技术路线。

■ 非正交多址

为了避免多用户相互干扰，传统的多址接入一般采用正交的方式，例如时域正交、频域正交、码域正交、空域正交等。受限于正交资源的数量，采用正交多址接入系统，同时所能支持的连接数相对也会受限。

采用非正交多址技术，可以在以下几个方面取得增益：

（1）非正交多址接入能够提升系统的多用户复用能力，支持大量终端复用共享的时频资源进行数据传输。

（2）可以基于码域、功率域、空间域等特征，对同时接入和通信的用户进行区分。

（3）与传统的正交多址技术相比，可以支持更多的终端设备同时建立连接和进行通信，也即能够进一步提升连接密度。

第6章中，从多个维度对海量接入关键技术进行了介绍，这些技术采用非正交的处理方式，能够有效提高支持的终端设备数，比如“基于虚拟用户分割的多址接入”以及“基于资源跳跃的多址接入”关键技术。

- “基于虚拟用户分割的多址接入”通过 Rate splitting、NOMA、SDMA 的结合，将部分波束间干扰视作为有用信号，充分利用波束内多用户的功率差异将部分波束间干扰进行删除，获得性能增益，可以在高空平台站多波束传输系统中，获得更大的连接数、更高的 SE 性能。
- “基于资源跳跃的多址接入”将单个时隙内的数据包分段，以数据段为基本单位进行段编码生成冗余数据段。将编码数据段映射至不同的信道资源上，以有限信道资源生成大量跳跃图案作为签名来表征海量用户的传输信号，利用冗余段解决用户间的部分碰撞。接收端结合码片级串行干扰消除以复杂度为代价来提升碰撞解决能力。

■ 非协调

对于大量终端进行接入和数据传输的场景，如果采用协调的方式，由网络对终端进行 UE-specific 的协调，这将需要大量的信令资源开销，有限的资源和特定的时延要求，限制了允许的最大连接数，为了支持大量终端设备同时接入和数据传输，提升连接密度，需要考虑非协调（也可以称为 Unsourced，无源的）的接入和数据传输方式。

采用非协调技术，可以在以下几个方面取得增益：

（1）终端从随机接入到多址传输的整个过程不需要 UE-specific 的网络协调信令，仅需要广播的小区基本配置信息，可以节省网络协调信令资源，解除有限的资源对接入用户数的限制，提升连接密度。

（2）终端自主进行数据的发送，不需要等待网络的调度，可以降低时延。

第 6 章中,介绍了“非协调随机接入和传输技术”、“高效无连接传输”、“基于 ODMA 的多用户编译码方法”以及“稀疏 IDMA 无源多址接入”关键技术,这些技术采用非协调的方式进行通信,能够有效降低时延、提高支持的终端设备数。

- “非协调随机接入和传输技术”将初始接入和多址传输过程进行融合,不需要网络协调,采用非正交的方式同时实现随机接入和多址传输两个过程。在满足每终端差错性能的条件下,通过一个统一的编码过程实现海量终端共享资源;不需要网络协调,节省了网络协调信令资源,解除了资源对终端数量的限制,能够支持海量终端的接入和传输。
- “高效无连接传输”中深度睡眠状态的节点可直接进行数据传输,无需事先建立连接;完成数据传输后进入深度睡眠,无需释放连接。采用 Data-only、独立多导频、稀疏导频等技术,尽可能避免导频碰撞,实现简单高效的无连接高负载传输。
- “基于 ODMA 的多用户编译码方法”不依赖于重复(扩频)和用户交织。通过用空闲代替重复,用于译码的因子图在非常短的周期内变得十分稀疏。可以实现显著的多用户译码性能增益,同时显著降低译码复杂度。
- “稀疏 IDMA 无源多址接入”结合压缩感知和稀疏 IDMA 叠加编码,将交织图样、比特重复次数、填零数目组成码本,经过压缩感知映射成导频,附加在数据前传输。通过比特重复提高抗多用户干扰能力,通过加入零元素降低多用户干扰,通过不同交织器区分用户并随机化多用户干扰。

■ 随机接入和多址传输融合

传统的通信系统采用先进行随机接入,完成接入后再传输数据的方式进行通信。对于大量终端需要同时接入和数据传输的场景,如果仍然采用这种方式,大量终端在随机接入过程中会发生碰撞,需要进行冲突解决,完成冲突解决实现接入之后,进而基于网络的调度进行数据传输,受限于网络协调的通信方式和接入传输两个独立的过程,会引入比较大的时延,不利于大量终端的应用场景。将随机接入过程和多址传输过程融合起来,可以提高传输效率,增加连接密度。

采用随机接入和多址传输融合技术,可以在以下几个方面取得增益:

(1) 将随机接入和多址传输融合成一个过程,同时发送前导序列和数据包,可以降低时延。

(2) 随机接入的前导信号和多址传输的数据信号复用在一起进行传输,可以节省网络协调信令资源和数据传输调度资源,支持更多的终端连接,提升连接密度。

第 6 章中,介绍了“非协调随机接入和传输技术”、“高效无连接传输”、“稀疏 IDMA 无源多址接入”以及“模式分割的随机接入”关键技术,这些技术采用无连接的方式,将随机接入和数据传输融合,能够有效降低时延、提高支持的终端设备数。

- “非协调随机接入和传输技术”将初始接入和多址传输过程进行融合,同时发送前导序列和数据包,不需要独立的接入过程和数据传输过程,采用非协调和非正交的方式同时实现随机接入和多址传输两个过程。

- “高效无连接传输”采用 Data-only、独立多导频等技术，处于深度睡眠状态的节点可直接进行数据传输，无需事先建立连接，完成数据传输后进入深度睡眠，无需释放连接。
- “稀疏 IDMA 无源多址接入”结合压缩感知和稀疏 IDMA 叠加编码，将交织图样、比特重复次数、填零数目组成码本，经过压缩感知映射成导频，附加在数据前进行传输，实现随机接入和多址传输的融合。
- “模式分割的随机接入”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，在不增加物理资源的前提下扩大导频竞争空间，并且接收端可以低复杂度实现“部分碰撞”判决，从而降低导频碰撞概率，提高接入成功率。

■ 接收机设计

在海量连接场景中，接收机计算复杂度随终端数及接收/发射天线数增加而显著增大，给实际工程实现带来巨大挑战。因此，设计低复杂度高性能的接收机对满足未来 6G 通信需求至关重要。为支持大规模连接，MU-MIMO 可为海量数据传输提供大量空间资源。然而，由于数据种类繁多、信道复杂、用户数量和天线数量庞大，通信场景变得更加复杂，这使得传统基于理想假设的 MU-MIMO 技术不再适用，无法有效地支持复杂的 6G 通信场景。

对接收机进行优化设计，可以在以下几个方面取得增益：

（1）降低复杂度：在海量接入场景中，终端数量十分巨大，需要在保证性能的前提下，尽可能降低接收机的复杂度，以满足海量终端接入的需求。

（2）增强多用户干扰抑制能力：在海量接入场景下，多用户干扰是一个重要的问题，接收机设计需要具备更强的多用户干扰抑制能力，以提高系统的性能和满足终端连接数需求。

（3）提升接入用户数：在海量接入场景中，接收机的设计可以结合多天线技术和大规模 MIMO 技术，提高系统性能和容量，提升支持的接入用户数。

第 6 章中，介绍了“基于稀疏结构变换迭代接收机”以及“容量最优且低复杂度的迭代接收机和多用户编码方案”，对接收机进行了优化设计，降低了接收机复杂度，可以支持海量终端设备的接入。

- “基于稀疏结构变换迭代接收机”采用类 MPA 算法的信息无损因子图稀疏变换迭代接收机框架，消除了因子图中的许多短环，降低了系统中的节点度并抑制了用户间干扰，降低了 EP 算法的迭代计算复杂度。
- “容量最优且低复杂度的迭代接收机和多用户编码方案”提出适用于 AMP/Turbo 类接收机的最优多用户编码设计准则和 MAMP 接收机，以解决离散输入信号下先进 Turbo-LMMSE 接收机的性能恶化难题。

8. 总结与展望（中信科）

本白皮书介绍了 6G 中的海量接入技术，包括应用场景、基本需求、待解决的主要问题、可行的技术路线、若干关键技术等方面。海量接入技术将成为 6G 关键技术之一。在部署海量终端的应用场景中，网络需要为海量终端提供服务，通常部分终端处于激活状态，需要接入网络并向网络传输数据，网络对终端传输的数据进行检测。相比于 4G 和 5G，6G 的连接密度和数据发送频率都有所提升，传统的 RACH、OFDMA（Orthogonal Frequency Division Multiple Access，正交频分多址接入）等技术难以解决 6G 中的海量接入问题，需要采用海量接入技术来实现海量连接的目标。海量接入技术将能够提升 6G 系统的用户数量、降低终端的功耗、提高接入和传输的成功率、降低通信的时延，满足 6G 多元化的性能指标要求。

本白皮书对海量接入技术的重要用例进行了介绍，包括 To C 的数字孪生世界、密集紧要连接的车联网、极低功耗物联网。介绍了极低功耗物联网的概念，包括纯无源终端、半无源终端和有源低功耗终端等形态，可以广泛地应用在工业制造、智慧交通、仓储物流、智能家居等方面。与此同时，分析了这些用例待解决的主要问题，并结合具体用例，给出了不同用例下“连接密度”、“通信时延”、“数据发送频率”、“数据包大小”等指标的需求，进而总结归纳出对海量接入技术的需求，包括简化通信流程，优化技术方案，以提升连接密度、降低通信时延。在此基础上，深入探讨了满足这些需求的具体关键技术，创新性地寻求突破现有技术的局限性，提出非协调随机接入和传输技术、高效无连接传输技术、基于 ODMA 的多用户编译码方法、稀疏 IDMA 无源多址技术、基于虚拟用户分割的多址方案、基于资源跳跃的多址方案、模式分割的随机接入方案、基于稀疏结构变换迭代接收机、容量最优且低复杂度的迭代接收机和多用户编码方案。

本白皮书提出了海量连接的通信过程，采用非协调随机接入和传输的方案，从网络架构、协议栈、数据流、接口、安全机制、多址接入流程等多方面进行设计，以简化多址接入的流程、降低多址接入的时延、提高系统效率、增加可以服务的终端数量。在本白皮书的最后，对海量接入关键技术进行总结和整合，提炼形成实现海量接入的 4 条技术路线，包括非正交多址、非协调、随机接入和多址传输融合、接收机设计。这些演进的海量接入技术，将用于满足 6G 新场景中多元化的性能指标要求。

展望未来，海量接入技术可以和边缘计算技术以及人工智能技术相结合。边缘计算技术在网络边缘附近处理和存储数据，能够减少传输的数据量并提高处理速度。在海量接入场景中，需要处理的数据量激增，为了解决海量数据传输带来的挑战，海量接入技术有望和边缘计算相结合，在提高数据传输处理速度的同时，更好地支持实时数据处理和分析，提高数据安全性。在海量接入的用例中，涉及到海量数据的处理、设备优化、故障预测等方面，人工智能技术可以在海量接入技术中发挥重要的作用，实现对海量数据的智能分析，提升系统运行效率并降低成本。

参考文献

- [1]. White paper on 6G vision and technology trends, DT Mobile, 2020.12.
- [2]. 演进的多址接入技术白皮书, 未来移动通信论坛, 2022.3.
- [3]. Y. Polyanskiy, "A perspective on massive random-access," in Proc. IEEE Int. Symp. Inf. Theory, Jun. 2017, pp. 2523–2527.
- [4]. Recommendation ITU-R M.2160-0(11/2023) M Series: Mobile, radio determination, amateur and related satellite services, Framework and overall objectives of the future development of IMT for 2030 and beyond.
- [5]. Report ITU-R M.[IMT-2020.EVAL].
- [6]. 6G 典型场景和关键能力白皮书, IMT-2030 (6G) 推进组, 2022.7.
- [7]. 6G 网络架构愿景与关键技术展望白皮书, IMT-2030 (6G) 推进组, 2021.9.
- [8]. 3GPP TR 22.886 "Study on enhancement of 3GPP Support for 5G V2X Services."
- [9]. 3GPP TR 36.885 "Study on LTE-based V2X Services."
- [10]. 6G 总体愿景与潜在关键技术白皮书[R]. IMT-2030 (6G) 推进组, 2021.6.
- [11]. IoT Analytics. Cellular IoT & LPWA Market Tracker[R]. 2021.9.
- [12]. 3GPP TR 22.840 "Study on Ambient power-enabled Internet of Things."
- [13]. 黄伟, 谭俊杰, 简荣灵等. 面向蜂窝化的反向散射通信综述: 关键技术与标准化研究[J]. 移动通信, 2023, 47(08): 46-59.
- [14]. 王映民, 孙韶辉, "5G 移动通信系统设计与标准详解", 中国工信出版集团, 人民邮电出版社, 2020。
- [15]. Report ITU-R M.2412-0, "Guidelines for evaluation of radio interface technologies for IMT-2020".
- [16]. Z. Yuan, G. Yu, W. Li, Y. Yuan, X. Wang and J. Xu, "Multi-User Shared Access for Internet of Things," 2016 IEEE 83rd Vehicular Technology Conference (VTC Spring), Nanjing, 2016, pp. 1-5
- [17]. Z. Yuan, Y. Hu, W. Li, and J. Dai, "Blind multi-user detection for autonomous grant-free high-overloading multiple-access without reference signal," in Proc. 87th Vehicular Technology Conference (VTC-Spring), Porto, Portugal, 2018.
- [18]. Z. Yuan, W. Li, Y. Hu, H. Tang, J. Dai and Y. Ma, "Blind Multi-user Detection Based on Receive Beamforming for Autonomous Grant-Free High-Overloading Multiple Access," 2019 IEEE 2nd 5G World Forum (5GWF), Dresden, Germany, 2019, pp. 520-523.
- [19]. Z. Yuan, Y. Hu, Y. Ma, W. Li and Z. Li, "Autonomous Grant-Free High Overloading Multiple Access Based on Conjugated Data Symbols," 2020 IEEE International Conference on Communications Workshops (ICC Workshops), 2020, pp. 1-6, doi: 10.1109/ICCWorkshops49005.2020.9145341.
- [20]. W. Li, Z. Yuan, Y. Ma, Z. Li and C. Liang, "Grant-Free Data-only Transmission with Correlated Antenna Array," 2021 IEEE Globecom Workshops (GC Wkshps), 2021, pp. 1-7, doi: 10.1109/GCWkshps52748.2021.9681993.
- [21]. Y. Ma, Z. Yuan, Y. Hu, W. Li and Z. Li, "A Data-assisted Algorithm for Truly Grant-free Transmissions of Future mMTC," GLOBECOM 2020 - 2020 IEEE Global Communications Conference, 2020, pp. 1-6, doi: 10.1109/GLOBECOM42002.2020.9348198.
- [22]. Z. Yuan, W. Li, Z. Li, Y. Ma and Y. Hu, "Contention-based Grant-free Transmission with Independent Multi-pilot Scheme," 2020 IEEE 92nd Vehicular Technology Conference

- (VTC2020-Fall), Victoria, BC, Canada, 2020.
- [23]. Z. Yuan, Z. Li, W. Li, Y. Ma and C. Liang, "Contention-based Grant-free Transmission with Extremely Sparse Orthogonal Pilot Scheme," 2021 IEEE 94th Vehicular Technology Conference (VTC2021-Fall), 2021, pp. 1-6, doi: 10.1109/VTC2021-Fall52928.2021.9625265.
 - [24]. Y. Ma, Z. Yuan, W. Li and Z. Li, "Irregular Superimposed Multi-pilot for Grant-free Massive MIMO," 2021 IEEE 32nd Annual International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC), 2021, pp. 703-707, doi: 10.1109/PIMRC50174.2021.9569676.
 - [25]. Z. Yuan, Y. Ma, Y. Hu, and W. Li, High-efficiency full-duplex V2V communication, in Proc. 2nd 6G Wireless Summit, Levi, Finland, Mar. 2020.
 - [26]. G. Song, K. Cai, Y. Chi, J. Guo and J. Cheng, "Super-Sparse On-Off Division Multiple Access: Replacing Repetition With Idling," in IEEE Transactions on Communications, vol. 68, no. 4, pp. 2251-2263, April 2020.
 - [27]. J. Yan, G. Song, Y. Li and J. Wang, "ODMA Transmission and Joint Pattern and Data Recovery for Unsourced Multiple Access," in IEEE Wireless Communications Letters, vol. 12, no. 7, pp. 1224-1228, July 2023.
 - [28]. A. K. Pradhan, V. K. Amalladinne, A. Vem, K. R. Narayanan and J. -F. Chamberland, "Sparse IDMA: A Joint Graph-Based Coding Scheme for Unsourced Random Access," in IEEE Transactions on Communications, vol. 70, no. 11, pp. 7124-7133, Nov. 2022, doi: 10.1109/TCOMM.2022.3183590.
 - [29]. A. Elkelesh, M. Ebada, S. Cammerer and S. ten Brink, "Belief Propagation List Decoding of Polar Codes," in IEEE Communications Letters, vol. 22, no. 8, pp. 1536-1539, Aug. 2018, doi: 10.1109/LCOMM.2018.2850772.
 - [30]. J. Ma, X. Yuan and L. Ping, "Turbo Compressed Sensing with Partial DFT Sensing Matrix," in IEEE Signal Processing Letters, vol. 22, no. 2, pp. 158-161, Feb. 2015, doi: 10.1109/LSP.2014.2351822.
 - [31]. J. Ma and L. Ping, "Orthogonal AMP," IEEE Access, vol. 5, pp. 2020-2033, 2017, arXiv:1602.06509, 2016.
 - [32]. L. Liu, S. Huang and B. M. Kurkoski, "Memory AMP," IEEE TIT, 2022.
 - [33]. Y. Chi, L. Liu, et al., "Constrained Capacity Optimal Generalized Multi-User MIMO: A Theoretical and Practical Framework," IEEE TCOM, 2022.
 - [34]. ITU-R DRAFT NEW RECOMMENDATION, "Framework and overall objectives of the future development of IMT for 2030 and beyond," tech. rep., International Telecommunication Union (ITU) Recommendation (ITU-R), Jun. 2023.
 - [35]. NTT DOCOMO, Inc., "5G evolution and 6G, v5.0," tech. rep., Jan. 2023.
 - [36]. N. A. K. Beigi and M. R. Soleymani, "Interference management using cooperative NOMA in multi-beam satellite systems," in 2018 IEEE International Conference on Communications (ICC), pp. 1-6, 2018.
 - [37]. L. Yin and B. Clerckx, "Rate-splitting multiple access for multi-beam satellite communications," in 2020 IEEE International Conference on Communications Workshops (ICC Workshops), pp. 1-6, 2020.
 - [38]. W. Liu, X. Hou, L. Chen and T. Asai, "Unified Multi-User Multiplexing Scheme With Enhanced NOMA (eNOMA) for HAPS", in 2023 IEEE VTC-Fall, pp. 1-7, 2023.

- [39].Wang Z, Wong V. 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.
- [40].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.
- [41].X. Dai, T. Yan, Q. Li, H. Li and X. Wang. Pattern Division Random Access (PDRA) for M2M Communications With Massive MIMO Systems[J].IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2021, 70(12): 12631-12639.
- [42].Y. Dong, H. Li, Z. Zhang, X. Wang and X. Dai, “Efficient EP Detectors Based on Channel Sparsification for Massive MIMO Systems,” IEEE Communications Letters, vol. 24, no. 3, pp. 539-542, Mar. 2020.
- [43].Y. Dong, H. Li, X. Wang, X. Dai and K. Long, “Robust Expectation Propagation Detector in Impulsive Noise Channel,” IEEE Systems Journal, Sept. 2022.
- [44].Y. Chi, L. Liu, G. Song, Y. Li, Y. L. Guan, and C. Yuen, “Constrained capacity optimal generalized multi-user MIMO: A theoretical and practical framework,” IEEE Trans. Commun., vol. 70, no. 12, pp. 8086–8104, 2022.
- [45].L. Liu, Y. Chi, C. Yuen, Y. L. Guan, and Y. Li, “Capacity-achieving MIMO-NOMA: Iterative LMMSE detection,” IEEE Trans. Signal Process., vol. 67, no. 7, pp. 1758–1773, 2019.
- [46].Y. Chi, L. Liu, G. Song, C. Yuen, Y. L. Guan, and Y. Li, “Practical MIMO-NOMA: Low complexity and capacity-approaching solution”, IEEE Trans. Wireless Commun., vol. 17, no. 9, pp. 6251-6264, 2018.
- [47].L. Liu, C. Liang, J. Ma, and L. Ping, “Capacity optimality of AMP in coded systems,” IEEE Trans. Inf. Theory, vol. 67, no. 7, pp. 4429–4445, 2021.
- [48].L. Liu, S. Liang, and L. Ping, “Capacity optimality of OAMP in coded large unitarily invariant systems,” in Proc. IEEE Int. Symp. Inf. Theory (ISIT), 2022, pp. 1384–1389.
- [49].L. Liu, S. Huang, and B. M. Kurkoski, “Memory AMP,” IEEE Trans. Inf. Theory, vol. 68, no. 12, pp. 8015–8039, 2022.
- [50].Y. Chen, L. Liu, Y. Chi, Y. Li, Z. Zhang, “Memory AMP for Generalized MIMO: Coding Principle and Information-Theoretic Optimality”, IEEE Trans. Wireless Commun., accept, 2023.
- [51].D. Guo, S. S. Shitz, and S. Verdú, “Mutual information and minimum mean-square error in Gaussian channels,” IEEE Trans. Inf. Theory, vol. 51, no. 4, pp. 1261–1282, 2005.

贡献单位

贡献单位

中信科移动

ZTE

vivo

DOCOMO 北京研究所

中国移动

中国联通

西安电子科技大学

北京交通大学

北京科技大学

浙江大学

人员

白伟，张钰婕

袁志锋

谭俊杰

刘文佳，侯晓林

王森

周伟

宋光辉，池育浩

马国玉

戴晓明，李华，巩彩红

刘雷

缩写术语

缩写、术语	解 释
5G	第五代移动通信技术
6G	第六代移动通信技术
AMP	近似消息传递
AWGN	加性高斯白噪声
BP	置信传播
BPSK	二进制相移键控
CDMA	码分多址接入
CRC	循环冗余校验
CS	压缩感知
CSI	信道状态信息
DCT	离散余弦变换
DFT	离散傅里叶变换
eMBB	增强移动带宽
eMTC	增强型机器类型通信
eMUSA	增强多用户共享接入
EP	期望传播
ESE	基本信号估计
FFT	快速傅里叶变换
FN	因子节点
GBRA	基于授权的随机接入
GFRA	免授权随机接入
HAPS	高空平台站
IDMA	交织多址接入
IID	独立同分布
IMT	国际移动通信
ITU	国际电信联盟
LDPC	低密度奇偶校验码
LLR	对数似然比
LM-MF	长记忆匹配滤波器
MAMP	记忆近似消息传递
MIMO	多输入多输出
MLD	记忆线性检测器
MMSE	最小均方误差
mMTC	海量机器类通信
MR	混合现实
NAS	非接入层
NB-IoT	窄带物联网
NLD	非线性检测器
NOMA	非正交多址接入
NTN	非地面网络

OAMP	正交近似消息传递
ODMA	开关分多址接入
OFDMA	正交频分多址接入
OMA	正交多址接入
PDRA	模式分割随机接入
PDU	协议数据单元
PN	先验节点
PRB	物理资源块
PUPE	每用户错误概率
PUSCH	物理上行共享信道
QPSK	正交相移键控
RACH	随机接入信道
RHMA	资源跳跃多址接入
RRC	无线资源控制
RSMA	速率分拆多址接入
SCMA	稀疏码分多址接入
SDMA	空分多址接入
SIC	串行干扰删除
SPS	半静态调度
ST	稀疏结构变换
TDMA	时分多址接入
UMA	无源多址接入
UPF	用户平面功能
URA	无源随机接入
URAT	非协调随机接入和传输
URLLC	超高可靠低时延通信
V2V	车对车通信
V2X	车联网
VAMP	矢量近似消息传递
VN	变量节点