

6G 无线空口传输技术研究进展与展望 †

杨刚华¹, 何高宁^{1*}, 陈睿荣¹, 张朝阳², 杨照辉², 刘荣科³, 杨涛³, 陈达⁴,
苏昕⁵, 孙韶辉⁵, 宋令阳⁶, 曾书豪⁶, 马啸⁷, 蔡穗华⁷, 王千帆⁷, 白宝明⁸,
李南希⁹, 江甲沫¹⁰

1. 华为技术有限公司, 深圳 518129
2. 浙江大学信息与电子工程学院, 杭州 310027
3. 北京航空航天大学电子信息工程学院, 北京 100191
4. 华中科技大学网络空间安全学院, 武汉 430074
5. 大唐移动通信设备有限公司, 北京 100094
6. 北京大学电子学院, 北京 100871
7. 中山大学计算机学院, 广州 510006
8. 西安电子科技大学通信工程学院, 西安 710071
9. 中国电信股份有限公司, 北京 100033
10. 中国信息通信研究院, 北京 100191

* 通信作者. E-mail: hegaoning@huawei.com

† 作者和单位排名不分先后, 同等贡献, 按课题顺序排列

收稿日期: 2023-10-31; 修回日期: 2024-04-07; 接受日期: 2024-05-06; 网络出版日期: 2024-05-15

国家重点研发计划(批准号: 2020YFB1807100)资助项目

摘要 自 20 世纪 80 年代以来, 移动通信已彻底改变世界, 对人们的生活产生了深远影响。在 5G 成功商用的今天, 人们又开始思考 6G 会是什么样子。作为下一代移动通信系统, 6G 不仅在频谱效率、时延、可靠性等通信 KPI 指标上提出了更高的要求, 其内涵也将涉及人工智能、感知等新元素, 远超传统意义上移动通信的范畴。为了实现 6G 愿景, 迫切需要业界研究与之相适应的先进无线技术方案。本文重点介绍了 6G 无线空口多个研究方向的技术趋势和进展, 包括信道编码技术、多址和波形技术、智能超表面技术、智能 MIMO (multiple input multiple output) 技术等, 提出并初步验证了一系列创新技术点, 如便车码、格码多址等。这些创新技术的提出, 对 6G 愿景和 KPI 指标的实现起到有力的支撑作用。

关键词 第六代移动通信技术(6G), 信道编码, 多址, 波形, 智能超表面, 智能 MIMO

引用格式: 杨刚华, 何高宁, 陈睿荣, 等. 6G 无线空口传输技术研究进展与展望. 中国科学: 信息科学, 2024, 54: 1078–1113, doi: 10.1360/SSI-2023-0331
Yang G H, He G N, Chen R R, et al. Progress and prospect of 6G wireless air-interface transmission technology research (in Chinese). Sci Sin Inform, 2024, 54: 1078–1113, doi: 10.1360/SSI-2023-0331

1 引言

在过去 30 年里,在国际电信联盟无线通信部门 (Radio Communication Division of the International Telecommunication Union, ITU-R) 的组织与协调下,各区政府、各行业为发展国际移动通信 (International Mobile Telecommunications, IMT) 宽带系统作出了巨大努力,ITU-R 也成功引领了 IMT-2000(3G)、IMT-Advanced(4G) 以及 IMT-2020(5G) 的发展。

随着 5G 逐步在全球展开商用部署,按照十年一代的发展演进规律,在“商用一代、规划一代”创新发展理念的指引下,部分国家和研究机构已经启动了面向 2030 年应用的下一代移动通信技术的前期探索。业界普遍认为 6G 将具有泛在化、社会化、智能化等显著特征,信道传播环境具有超大带宽、高中低多频段、空天地海全覆盖等特点,并将具备超高吞吐量 (Tbps 级) 的传输能力,支持更加异构多样的业务类型。

在这样的背景下,面向 2030 及未来,ITU-R 将着力于发展 IMT-2030(6G),这是 6G 标准迈向统一全球的第一步。2023 年 6 月,IMT-2030(6G) 发布了 6G 愿景建议书^[1],文中明确定义了 6G 的 6 个典型应用场景。

场景 1: 沉浸式通信 (immersive communication).

场景 2: 超大规模连接 (massive communication).

场景 3: 超高可靠低时延通信 (hyper reliable & low-latency communication, HRLLC).

场景 4: 泛在连接 (ubiquitous connectivity).

场景 5: 通信 AI 一体化 (integrated AI and communication).

场景 6: 通信感知一体化 (integrated sensing and communication).

IMT-2030(6G) 定义的前 3 个场景是对 IMT-2020(5G) 三大典型场景 (eMBB, mMTC, URLLC) 的增强,用以改善数据速率、区域流量容量、连接密度、时延和可靠性等 KPI 指标。在 IMT-2030(6G) 定义的后 3 个场景中,泛在连接旨在将当前的宽带和物联网业务推广到农村、偏远地区和人口稀少地区,以较低的成本连接更多的用户。此外,通信感知一体化、通信 AI 一体化作为 IMT 愿景建议书中首次提及的新场景,旨在提供传统通信之外的服务。在感知和 AI 的新功能中融入增强通信,从某种意义上说,6G 网络是一个大型分布式神经系统,可以将物理世界、生物世界和网络世界融合起来,真正实现数字孪生,促进创新,提升生产力,改善整体生活质量,并为未来万物智联奠定坚实的基础。

随着第一个重要里程碑“全球 6G 愿景”的达成,6G 标准化之旅正式启航。6G 的标准化,不仅需要遵照 ITU-R 的时间表一步步开展,还需要在全球范围内密切合作,迫切需要学术界、工业界合作研究与之相适应的新型高效的新一代移动通信技术方案。本文将重点阐述面向 6G 空口领域的技术研究趋势和最新进展,包括 (1) 超高吞吐超高可靠新型信道编码技术,(2) 灵活高效波形及多址技术,(3) 智能超表面技术和 (4) 智能 MIMO (multiple input multiple output) 技术等。

2 信道编码

2.1 需求与挑战

自 2G 时代开始,信道编码技术一直是无线空口的核心技术之一,其通过添加冗余,从而保证传输的可靠性,并与无线空口的时延、吞吐和传输效率等关键指标紧密相关^[2,3]。各代移动通信网络无线空口中所采用的主要信道编码技术如表 1 所示^[4~7]。

表 1 历代移动通信网络无线空口中所采用的信道编码技术**Table 1** Channel coding technologies used in air interface of traditional mobile communication networks

	Control channel	Data channel
2G	Convolutional code	Convolutional code
3G/4G	Convolutional code	Turbo code
5G	Polar code	LDPC code

表 2 6G 六大场景对于信道编码的关键需求**Table 2** Key requirements for channel coding in six 6G scenarios

	Code length (latency)	Parallelism (throughput)	Reliability
Immersive communication	Long	High	Medium
Massive communication	Short and medium	Low	High
HRLLC	Short and medium	High	Ultra high
Ubiquitous connectivity	Medium and long	Medium	High
Integrated sensing and communication	Short and medium	Medium	High
Integrated AI and communication	Short and medium	Medium	high

6G 场景将变得更加丰富、需求更加多样, 这对空口设计带来了更多的挑战与机遇。6G 六大场景对于信道编码的关键需求见表 2, 其中典型的需求包括无线链路的低时延 (空口时延 0.1 ms)、高吞吐 (峰值速率 Tbps)、高可靠 (99.999%~99.99999%) 等。

基于上述场景的典型需求, 各码长下所面临的挑战和潜在的编译码技术总结描述如下。

- 中短码区域 (典型码长为 $n = 64\sim 1024$): 中短码主要针对控制信道和除沉浸式通信场景外各场景的数据信道, 面临的主要挑战是设计实现具有低复杂、低时延和 (超) 高可靠特性的编译码算法。具有竞争力的编码方案包括: (1) 经典代数码, 例如 BCH 码和 RS 码等, 其优点为码距特性优异, 而缺点则是缺乏有效的软判决译码算法; (2) 卷积类码, 其优点是可以借助网格图 (trellis) 结构实现高效编译码, 但缺点则是其若要取得较好的性能则需要较大的编码记忆, 从而导致译码算法具有较高的计算复杂度; (3) 极化码^[8~10], 其优点是在中短码区域具有逐次抵消列表 (successive cancellation list, SCL)^[11] 等性能优异的译码算法, 缺点是 SCL 译码由于其天然的串行机制, 导致较大的译码时延和较低的译码吞吐; (4) 低密度一致校验 (low-density parity-check, LDPC) 码^[12~14], 其优点是具有迭代的置信传播译码算法, 译码并行度高、吞吐量大, 但缺点是缺乏高性能中短码的构造方法, 且置信传播译码难以获得逼近最大似然 (maximum likelihood, ML) 译码的性能。

- 中长码区域 (典型码长为 $n > 1024$): 中长码主要针对数据信道, 尤其是沉浸式通信场景, 其面临的主要挑战是设计实现具有低时延、高吞吐和高可靠特性的编译码算法。具有竞争力的编码方案包括 (1) 分组 LDPC 码, 其优点是优异的译码性能和高吞吐的译码特性, 因而最终入选 5G 标准^[7], 然而面向下一代空口标准更加严苛的需求, 其缺点在于目前 NR 所采用的 LDPC 码存在一定的平层效应, 且在低码率区域表现仍有一定的不足; (2) Turbo 码^[15], 其优点是编译码复杂度较低, 但缺点是码率灵活性不足, 且同样存在一定的错误平层, 无法较好满足未来空口需求; (3) 耦合 LDPC 码^[16~20], 其通过在传统分组 LDPC 码之间添加额外的耦合关系构造而来, 耦合 LDPC 码具有众多优点, 包括纠错性能提升、有效的低时延滑窗译码机制和规则非规则融合特性等, 其缺点则在于其需要一定的译码窗

口进行译码, 导致较大的译码时延.

2.2 5G 信道编码技术

2.2.1 LDPC 码

LDPC 码是由 Gallager^[12] 在 20 世纪 60 年代提出来的一类线性分组码, 其校验矩阵具有稀疏性的特点. 20 世纪 90 年代, MacKay 等^[21, 22] 对 LDPC 码重新进行了研究, 提出其能在迭代算法下达到逼近 Shannon 容量限的性能, 并且具有译码复杂度低, 可并行译码等特点, LDPC 码因此成为信道编码研究的热点.

LDPC 码主要的构造方法有两类: 随机构造法和结构化构造法. 其中随机构造方法有 Gallager 方法^[12]、渐进边增长 (progressive edge growth, PEG) 算法^[14] 等. 随机构造法所构造的校验矩阵非零元素分布不规则, 具有较好的纠错性能, 但由于其生成的校验矩阵没有结构特性, 编码和解码过程比较复杂, 硬件开销大, 因此在实际应用中一般采用的是结构化 LDPC 码. 结构化的构造方法包括有限几何构造法^[23]、有限域代数构造法^[24] 以及组合设计^[25] 等. 目前最常见的结构化 LDPC 码是准循环 (quasi-cyclic, QC) LDPC 码, 其具有非常低的编译码计算复杂度, 并且可以实现高效的并行处理^[26, 27]. 5G 增强移动带宽 (enhanced mobile broadband, eMBB) 的数据信道编码方案采用的 LDPC 码就是 QC-LDPC 码^[28]. 5G LDPC 码采用两种基图 BG1 和 BG2 构造, 结合打孔和缩短技术用以支持灵活的码长和码率, 同时具有类似 Raptor 码的结构, 便于提供“增量冗余”特性, 结合混合自动重传请求技术 (hybrid automatic repeat request, HARQ) 提高传输的可靠度^[3].

在提出二元 LDPC 码的同时, Gallager 也提出了基于模算术的非二元 (non-binary, NB) LDPC 码的概念, 直到 1998 年, MacKay 和 Davey^[29] 推广了非二元 LDPC 码, 提出了基于 $GF(q)$ 的多元 LDPC 码. 相比于二元 LDPC 码, 多元 LDPC 码拥有更高的性能增益和更低的错误平层, 然而其较高的译码复杂度所带来的硬件资源消耗制约着多元 LDPC 码的实际应用. 因此, 学者们针对多元 LDPC 码提出了很多低复杂度的译码算法, 如扩展最小和 (extended min-sum, EMS) 算法^[30]、X-EMS 算法^[31] 等.

在未来 6G 通信中, LDPC 码有希望继续发挥作用, 但仍有诸多问题需要解决, 例如, 面向有限码长的编码设计、低能耗的编译码实现方法、面向不同业务场景的优化问题等.

2.2.2 极化码

Arikan^[8] 于 2008 年的 ISIT (*IEEE International Symposium on Information Theory*) 会议上提出了一种理论上容量可达的构造性编码——极化码. 其核心思想是从信道的角度进行分析的, 通过将独立且相同的二元离散无记忆信道 (binary-input discrete memoryless channel, BI-DMC) 进行一系列的“信道合并”和“信道分裂”操作, 从而得到不同的极化子信道. 当信道充分极化时, 会有一部分极化子信道趋于完全无噪信道 (信道容量接近 1), 而一部分趋于完全噪声信道 (信道容量接近 0), 并且无噪的极化子信道占比趋于原始信道的信道容量. 极化码及其逐次抵消 (successive cancellation, SC) 译码算法就是基于这种极化现象提出的.

从极化码的定义中可以看出极化码的码字序列的长度只能是 2 的幂次. 为了构造码长灵活的极化码, 主流的方法以原始的极化码为母码, 删除部分码字比特. 一种是结合打孔技术^[32, 33], 另一种是结合缩短技术^[34]. 虽然打孔和缩短都能减小码长, 但是打孔的码字比特是未知的, 缩短的码字比特是已知的. 大量仿真结果表明, 打孔方法适合低码率而缩短方法则更加适合高码率. 此外, 还有多核极化码^[35]、链式极化码^[36] 等不同的极化码构造方法. 目前, 在发布的 5G 标准中, 3GPP 对极化码采用了集打孔、缩短和重复 3 种操作为一体的速率适配方案^[37].

表 3 目前主要的编码调制方案

Table 3 Main channel coding and modulation schemes

Technique	Pros and cons
Trellis coded modulation ^[48]	Obtain gains by set partitioning constellation mapping, but require high complexity demapping
Bit interleaved coded modulation ^[49]	Flexible to different constellations with Gray mapping; iterative decoding can be used to improve performance
Multi level coding ^[50, 51]	Approach channel capacity with high-order modulation and rate-matching coding, but as the number of layers increases, the decoding complexity also increases

在码长较短时, 由于信道极化不充分, 极化码在 SC 译码下难以获得较好的性能. 为此, 学者们提出了球译码^[38]、逐次抵消列表 (SCL) 译码^[11]、逐次抵消栈译码^[39] 等. 此外, SC 类译码的串行特性会导致较大的译码时延, 学者们提出了可以通过针对某些特殊节点进行并行处理来降低译码时延^[40~43]. 在极化码的并行译码方面, 还有置信传播 BP 类译码^[44, 45]. 研究者们还提出了基于预编码的极化编码构造, 可以有效地提升极化码的性能^[46], 预编码的方式包括循环冗余校验^[9, 11]、奇偶校验码^[47] 以及卷积码^[10] 等. 研究表明, 在中短码长下, 基于预编码的极化码构造在序列译码、SCL 译码下能够逼近有限码长的性能限.

自 Arikhan 发现极化码以来, 已有十多年的历史. 作为具有准线性编译码复杂度且性能优良的编码方案, 极化码受到了学术界和工业界的广泛关注. 2016 年底, 极化码入选 5G 增强移动宽带场景的控制信道编码方案, 并最终写入 5G 标准. 然而, 面对未来 6G 的新应用、新场景和新需求, 我们仍需要进一步研究极化码, 挖掘极化码的应用潜力.

2.3 先进信道编码技术前瞻

2.3.1 多层编码调制技术

信道编码技术和调制技术是物理层设计的两个重要组成部分. 5G 系统采用 BICM 方案作为其编码调制方案, 如表 3^[48~51] 所示, 在方案中使用高阶调制, 例如 16 阶和 64 阶正交幅度调制 (quadrature amplitude modulation, QAM). 未来, 6G 需要更大的带宽和信号星座, 以及更多的天线来实现更高的频谱效率和吞吐量. 对于具有较大信号星座的 6G 无线系统, 编码调制方案是否适合实现高吞吐量和高可靠传输是一个重要的研究课题. 因此, 可以采用高阶星座调制多层编码和星座集划分, 降低可靠部分的编译码开销, 从而提高整体的编译码吞吐量^[52]. 采用高阶星座调制多层编码的框架如图 1 所示, 该方案采用低复杂度级联码, 内码可以采用低密度生成矩阵 (low density generator matrix, LDGM) 码^[53]、LDPC 码、极化码等具有编码结构化、收敛速度快的信道编码方式; 外码可以采用代数码、阶梯 (staircase) 码、拉链 (zipper) 码等, 利用外码低复杂度的硬判决译码, 进一步降低误码率, 从而达到性能要求^[54, 55]. 在这个编码调制方案中, 对于高阶星座采用 Ungerbock 的集划分方法^[48], 将大星座分裂为多个子星座, 使得子星座的星座点间距离增大, 其对应的比特已足够可靠, 因此可以只用外码进行保护, 而对于子集的编号则同时用外码和内码进行保护, 从而使编码在获得较好的误码率性能时具有较低的复杂度, 实现性能与复杂度之间的折中. 如图 2 所示, 5G LDPC 码结合 MLC 技术在高阶调制下比直接采用 BICM 调制获得显著的性能增益^[52].

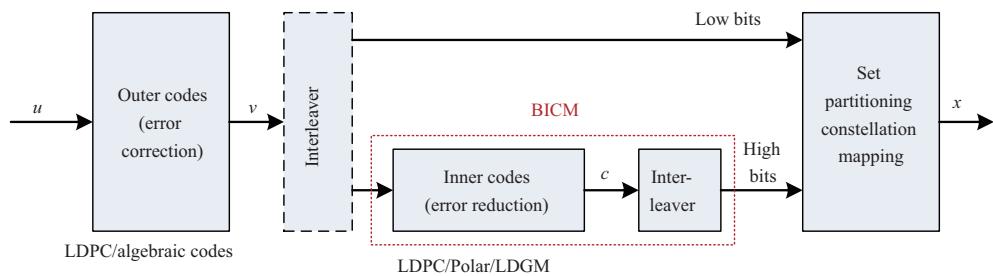


图 1 (网络版彩图) 高阶星座多层编码调制框架

Figure 1 (Color online) Framework of multilevel coded-modulation with high order constellations

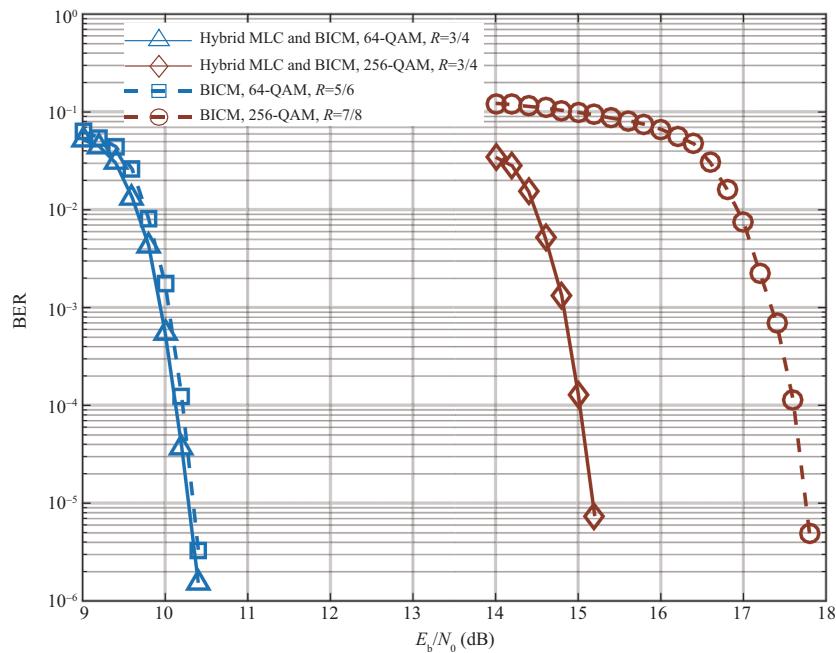


图 2 (网络版彩图) 5G LDPC 码在多层次编码调制框架下的性能

Figure 2 (Color online) Performance of 5G LDPC codes with MLC

由于上述框架的输入信号是均匀分布的, 其性能与最佳输入分布之间还存在着所谓成形增益(渐近值为 1.53 dB)之差^[56]. 为了获得成形增益, 星座成形技术应运而生. 根据获得成形增益方式的不同, 星座成形技术可以分为几何成形和概率成形. 因此高阶星座多层次编码调制框架可以与星座的概率成形或几何成形相结合, 进一步提高传输的可靠性和频谱效率^[57, 58].

2.3.2 分组马尔可夫 (Markov) 叠加传输技术

在未来 6G 全息通信、沉浸式云 XR 等业务场景中, 需要传输大量高精度的感知数据信息, 才能为用户提供身临其境的极致体验. 面向这类有着高可靠高吞吐低时延需求的通信业务场景, 可以利用时空可交换性原理, 结合多天线系统设计空时编码^[59], 此时, 具有耦合结构的 LDPC 码有着极大的应用潜力.

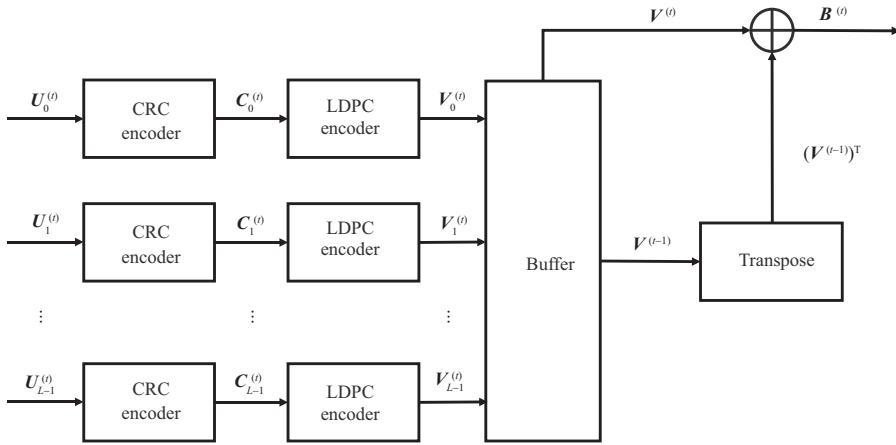


图 3 BMST-5G-LDPC 码的编码示意图

Figure 3 Encoder of BMST-5G-LDPC codes

分组马尔可夫叠加传输 (block Markov superposition transmission, BMST)^[60] 是一种利用短码作为基本码来构造卷积长码的耦合编码方案. 将当前信息进行基本码编码, 将生成的码字经过交织后叠加至后续码字上进行传输, 相当于“重复”发送获得增益但并不带来额外的传输能量消耗. 接收端通常采用滑动窗口迭代译码算法, 性能可以借助精灵辅助 (genie-aided, GA) 下界进行预测^[60]. BMST 可采用短卷积码^[56], BCH 码^[61] 等作为基本码, 利用基本码的编译码算法进行编译码, 其具有码率可调, 构造普适的优势.

5G LDPC 码同样可以和 BMST 技术相结合^[62]. 发送端将当前时刻的传输块划分为多个码块, 分别按照 5G 标准添加循环冗余校验 CRC 后并编码为 5G LDPC 码字, 将当前传输块交织后叠加至下一时刻的 LDPC 码字上, 从而得到下一时刻的传输码字, 对应的编码示意图如图 3 所示. BMST-5G-LDPC 方案可以采用较小的译码窗口避免造成较大的译码时延, 相对于基本码可以获得明显的性能增益. BMST 技术能够在增加少量编码译码复杂度且不牺牲过多带宽资源的条件下, 对基本码进行叠加传输, 从而带来译码增益, 因此在未来面向高吞吐高可靠的通信业务场景具有极大的应用潜力.

2.3.3 双向叠加编码传输技术

针对未来 6G 超低时延超高可靠场景, 需要采用中短码长的分组码. 为此, 研究者们对中短码长的高性能编码及其低复杂译码开展了广泛而深入的研究, 探索逼近有限码长性能限的编码方案, 主要包括 BCH 码、极化码、咬尾卷积码等^[63]. 除了要求编码具有极致的译码性能外, 未来 6G 还要求编码具有参数灵活可调的特点. 然而现有的中短码中, BCH 码编码参数受限, 而级联 CRC 的极化码和咬尾卷积码会造成码率损失, 不利于编码的灵活设计.

为此, 可以采用双向叠加编码传输 (twisted-pair superposition transmission, TPST) 技术克服这一缺点. 该技术通过将两个基本码双向叠加, 从而构造出新的编码, 可以改变基本码编译码模块, 实现编码参数的灵活调节^[64] (如图 4). 其原理在于利用前向和后向的叠加使上下层的基本码进行深度耦合, 构造出近似于随机码的码本. 其设计思路在于利用上层对下层的随机叠加增加码本的随机性, 再利用下层对上层的部分叠加调节上下层的信道质量. 该码可以用 SCL 译码算法实现高效译码. 在译码时, 先提取上层基本码的软信息进行列表译码, 得到一系列候选码字, 然后基于随机叠加的指示作用 (即当上层候选码字错误时, 下层译码会受到显著影响) 利用下层基本码的译码来筛选候选码字中的正确

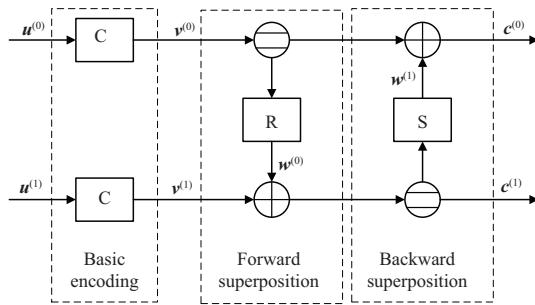


图 4 TPST 编码框图

Figure 4 Encoding diagram of TPST codes

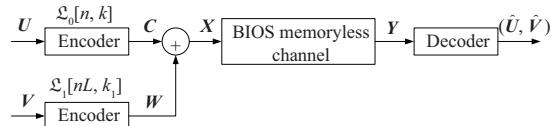


图 5 便车码编码框图

Figure 5 Encoding diagram of Free-ride codes

码字。该编码技术可以基于部分叠加和上下层的速率分配技术进行参数优化, 能在不同码长码率下实现逼近有限码长容量限的性能^[64]。借助这一思想, 基于现有的极化码提出了双耦合极化码^[65], 在克服极化码码长约束的同时, 结合高阶调制的集划分映射设计来改善性能。

2.3.4 便车码技术

在通信网络中, 除了需要传输海量的负载数据信息外, 还需要传输少量的额外信息。如在 HARQ 系统中, 需要传输单比特的 ACK/NACK 信息用作接收方的反馈。虽然这些额外信息的信息量相对较小, 但往往要求更高的可靠性。因此需要针对性地设计相应的传输方案。现有 5G 标准的多址方案中, 发送端和接收端之间专门为少量的网络接入控制数据分配了上下行的控制信道的传输资源。

为了更有效地利用频谱资源, 可以采用便车码^[66] (free-ride codes) 技术实现额外信息的可靠传输, 其编码框图如图 5 所示。其通过随机叠加编码, 将少量额外信息叠加到负载信息的码字上。由于采用的是有限域上的叠加, 其编码并不会造成额外的传输资源消耗; 在接收端, 其通过增加的额外信息译码模块对额外信息进行识别, 之后即可利用原有的译码器进行译码。因此, 该技术能够利用原有编码传输链路的编译码器, 在其基础上通过增加译码复杂度实现少量信息的可靠传输。另外, 除了随机叠加编码, 还可以借助星座旋转、码字的循环移位等方法进行额外信息的传输^[67, 68]。该技术还将应用于耦合编码构造、HARQ 方案设计、不等保护等方面, 可以在不消耗额外传输能量的情况下实现通信效率的提升^[69, 70]。

2.3.5 局部约束顺序统计译码算法

对于一般的分组码, 顺序统计译码 (ordered statistics decoding, OSD) 算法^[71] 是一种适用于各种码率的面向一般线性分组码的译码算法。该算法具有普适性, 能够在不同码率下逼近有限码长的性能极限, 是未来满足 6G 超高吞吐超低时延性能要求的潜在候选技术。它利用在可靠的比特上错误发生得较少的现象, 通过在一些最可靠基 (most reliable basis, MRB) 中翻转少量比特并重新编码从而生成候选码字。OSD 通过多次在 MRB 中翻转少量比特生成不同的候选码字, 再从候选码字中选择可能性最大的候选码字作为输出。然而对于 k 维分组码的 t 阶 OSD 算法, 需要生成大小为 $\sum_{i=0}^t \binom{k}{i}$ 的候选码字列表, 所以总体复杂度可以达到 $O(k^t)$ 。为了降低 OSD 重编码的复杂度, 可以采用基于局部约束 (local constraint-based, LC) 的 OSD 算法^[72, 73] 来进行错误图样的搜索。其基本思想是考虑比信息长度更多的最可靠位置, 由于这些位置的信息不再相互独立, 因此可以结合这些位置信息之间的约束关系对翻转图样进行筛选, 从而能够在获得逼近最大似然译码的同时有效降低平均重编码次数, 如

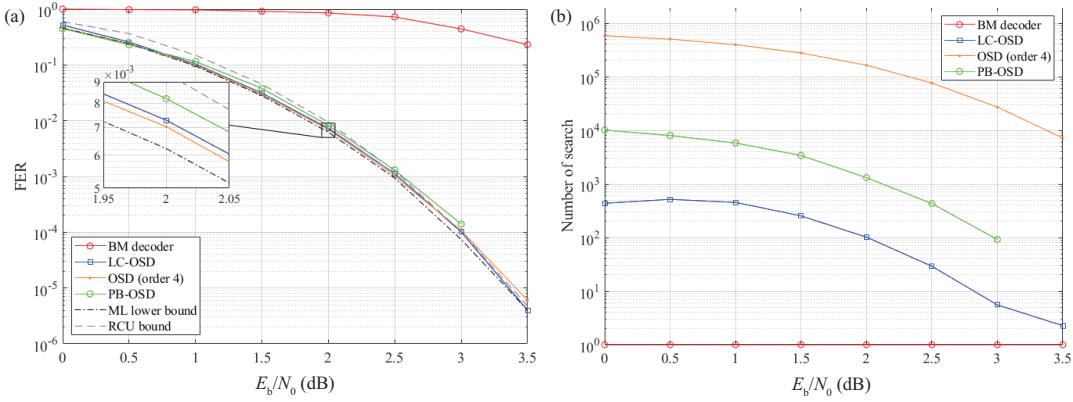


图 6 (网络版彩图) 扩展 BCH 码^[63, 74] 在不同译码算法下的译码性能. (a) 误帧率; (b) 搜索次数
Figure 6 (Color online) Performance of BCH^[63, 74] with different OSD decoders. (a) FER; (b) number of search

图 6^[63, 74] 所示.

2.3.6 格码技术

6G 系统的一个重要特征是网络拓扑结构的复杂性. 因此, 编码调制不仅要针对点对点信道的可靠性、频谱效率、能效、时延、复杂度等指标进行研究与设计, 还需要面向更广义的多点 (multi-point) 与多跳 (multi-hop) 无线网络拓扑, 包括但不限于广播信道、多址信道、中继信道、分布式无蜂窝网络等. 网络信息理论表明, 若要逼近上述网络通信的极限, 需引入一系列新的概念, 如叠加 (superposition)、分仓 (binning)、边信息 (side information)、污纸编码 (dirty paper coding)、网络编码 (network coding) 等. 如何在实际编码技术层面实现上述概念, 形成高度可行的方案逼近各种网络的容量极限, 将会是 6G 编码的重要挑战之一.

格码技术有望从本质上对此问题提供一个高效可行的解决方法. 格码将消息序列映射到格点上, 并对其加以功率限制, 后进行传输. 通过使用嵌套格码, 即使用一个具有最优球状填充的“精格”用作信道编码和一个具有最优球状覆盖的“粗格”的基础 Voronoi 区域用作塑形码, 并结合格点量化的译码可以逼近 $\log(1 + \text{SNR})$ 的速率极限^[75]. 格码还被运用在分布式信源编码^[75]、物理层网络编码^[76]、MIMO 检测与预编码^[77]、干扰对齐等问题^[78~80], 充分体现了格码理论框架的强大与一般性.

针对主流的 2^m -PAM (pulse amplitude modulation) 或 2^{2m} -QAM 调制的通信系统, 可以采用 2^m 元整数环上构建的格码, 获得优于传统的 BICM 方案的性能. 如双不规则多元重复累积 (doubly irregular repeat accumulate, D-IRA) 格码, 其基于多元 EXIT 图和错误冲击样式方法进行优化设计, 结合基于 FFT 的快速 BP 译码算法, 能够逼近高阶调制信道容量极限, 并具有极低的误码平层^[81]. 此种简单、性能优异的格码可直接运用于 6G 多点多跳网络. 第 3 节将对多址信道和广播信道中格码的运用提供进一步介绍.

3 多址与波形

3.1 多址发展现状及存在的问题

多址 (multiple access, MA) 技术可谓是历代移动通信的标识. 从 1G 到 5G, 频分多址、时分多址、码分多址 (code division multiple access, CDMA)、正交频分多址 (orthogonal frequency division multiple

access, OFDMA) 和空分多址 (spatial division MA, SDMA) 等多址方案被采用。理论上多址技术可以分为正交多址和非正交多址两种方式。正交多址试图将不同用户信息映射到互相“正交”的传输资源上, 从而避免信号间的干扰, 使多点对多点的通信问题退化为多个独立的单点对单点的通信问题。正交多址存在 3 个局限性: (1) 可承载的最大用户数目 (K) 是固定的; (2) 保持用户的正交性需要复杂的握手信令和资源分配调度, 其开销随着用户数 K 的增加急剧上升; (3) 无线信道产生的信号畸变使接收端用户间信号的正交性被打破, 仍需复杂的均衡技术进行补偿。这些局限性使得正交多址技术无法更好地支持 6G 的超大规模连接数。

非正交多址 (non-orthogonal MA, NOMA) 允许同一个无线传输块由多个用户共享, 即允许所谓的“传输碰撞”。首先, 从信息论角度, 非正交多址相对正交多址可以更好逼近多用户信道容量, 理论上可达到多址容量区域的上界。其次, 在 6G 诸多场景中, 多址问题的关键不在于单用户容量有多高, 而在于有多少用户能够享受到保障的目标速率。对此, NOMA 可牺牲一部分单用户峰值速率以支持更大规模的用户连接数。最后, 由于资源碰撞被允许, 可采用“免授权传输方式”解决多址系统中握手流程所产生的延时问题。

由于传统基于单用户检测的译码方法无法有效应对非正交化带来的用户间干扰, 先进的编码和信号处理技术被引入到非正交多址的信号检测与译码中。Wang 和 Poor^[82] 首次提出 Turbo-CDMA, 接收机由基于软干扰消除的多用户检测器和卷积码译码器构成, 通过软信息在两者间的迭代更新进行译码。香港城市大学的李坪等^[83] 提出了交织分多址 (interleave division MA, IDMA) 技术。此方法利用码片级交织器消除了同一符号对应的各码片之间的干扰信号的相关性, 使得简单的对数似然比相加即可实现码片级信息的最优合并。之后, 稀疏码多址 (sparse code MA, SCMA) 技术被提出^[84], 其将符号信息只映射到很少一部分码片中, 因此用户的符号与码片间的映射形成了一个稀疏矩阵, 可以用二分图来描述, 并基于迭代置信度传播 (belief propagation, BP) 进行译码。随后, 样式分多址 (pattern division MA, PDMA)、多用户分享接入 (multiple user shared access, MUSA) 和速率分割多址 (rate splitting MA, RSMA) 等被相继提出。

现有的各种码域 NOMA 方案大都采用迭代检测 (iterative detection, ID), 例如, IDMA 使用多用户检测器与 K 个信道码译码器之间进行 Q 次迭代置信度传播处理, Q 的典型值为 4~10 次。如此, 所需的串行处理的次数为 Q , 共需 $Q \times K$ 次信道码的译码操作, 且需要存储与更新大量软信息。这导致已有的码域 NOMA 的译码时间长、译码成本高、内存占用大。同时, ID 处理的收敛需要多用户检测器与信道码的严格匹配, 当用户数目增大时, 该匹配易被打破, 导致接收机因迭代不收敛而丧失功能性。

理论上, 下行多址广播与上行多址互为对偶问题。在已有的叠加编码的方案中, 每个用户设备都要做多层串行干扰消除 (successive interference cancellation, SIC), 这对用户设备的处理能力、电池寿命、处理延时来讲并不可行。由于非理想译码、信道估计误差、有限信道状态信息反馈等产生的错误传播在 SIC 上尤为突出, 速率损失巨大, 因此不宜采用。理论上, 通过采用非线性的污纸编码将多用户干扰在发送端进行“预消除”, 可达到下行多址广播容量限。然而, 污纸编码的现有成果大多仅停留在理论层面, 而符号级预编码与实际信道编译码也存在脱节。

从上述可见, 已有多址技术没有充分挖掘无线信道中多用户信号的干扰结构, 从而避免、抑制或消除干扰, 这限制了可达的多址承载率和容量。在实际使用时, 它们的译码时间长、成本高、易受错误传播影响、收敛与可靠性难以保证, 迫切需要得到实质性解决。

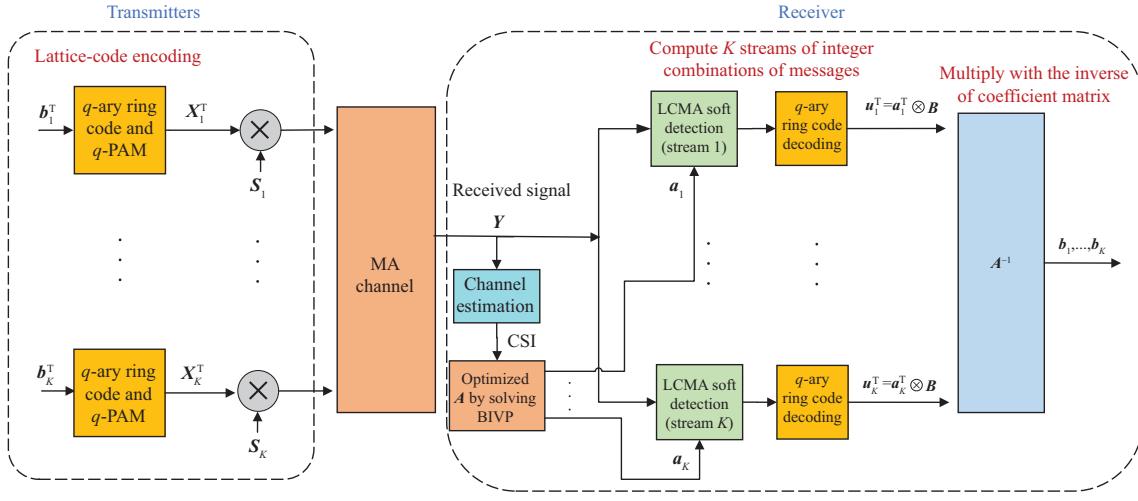


图 7 (网络版彩图) 上行格码多址系统示意图

Figure 7 (Color online) Flowchart of uplink trellis code multiple access system

3.2 基于格的多址系统及信息处理技术

针对上述问题, 本文基于格的思想开展多址理论与技术的研究, 提出“格码多址”(lattice-code MA, LCMA) 系统框架, 并提供一系列配套技术, 包括格码编译码、软判决检测以及高效格优化算法等。区别于已有多址方案一味地抑制干扰的理念, LCMA 的处理中不再区分何为信号何为干扰, 而是将所有用户信号视为一个有机整体, 通过挖掘和利用无线信道中多用户叠加信号结构与格结构的最优映射, 以快速并行处理和单用户译码的低复杂度逼近多址承载率和复用率的极限 [85~87]。下面就格码多址的原理展开介绍。

3.2.1 上行格码多址

考虑开环的上行多址系统, 每个用户以各自的既定速率传输。在满足误帧率指标的前提下, 系统设计目标为承载率和传输速率的最大化。

发送端。上行格码多址框架见图 7。令用户的消息序列为

$$\mathbf{w}_i \in \{0, \dots, q-1\}^k \in \mathbb{Z}_q^k, \quad i = 1, \dots, K. \quad (1)$$

为了方便理解, 考虑实数模型, K 用户具有相同的目标速率 R_0 。本文采用 q 元线性码, 它是一种实现简单、性能优异的格码, 其编码表示为

$$\mathbf{c}_i = \mathbf{G} \otimes_q \mathbf{w}_i, \quad i = 1, \dots, K, \quad (2)$$

其中 $a \otimes_q b = \text{mod}(ab, q)$, \otimes_q 表示模 q 乘法, \mathbf{G} 是一个 $n \times k$ 的 q 元编码生成矩阵。令 \mathbb{C}^n 表示式 (1) 中的编码对应的所有可用码字的集合, 也称为码本。编码后, 码字与 q -PAM 进行逐位“一对一”映射, 得到符号序列

$$x_i[t] = c_i[t] - \frac{q-1}{2}, \quad t = 1, \dots, n, \quad i = 1, \dots, K. \quad (3)$$

本研究考虑 $q = 2^m, m = 1, 2, \dots$, 其适用于主流的 PAM/QAM 调制。此编码调制的信息速率为 $R_0 = \frac{km}{n}$ 比特/符号。对 $q = 2$, 可直接使用 5G 的 LDPC 或极化码。

每个用户的每一个符号级信号 $x_i[t]$ 与 N_S 长的扩频签名序列 \mathbf{s}_i 相乘, 产生码片级信号 $\mathbf{s}_i x_i[t], t = 1, \dots, n, i = 1, \dots, K$. 扩频码矩阵为 $[\mathbf{s}_1, \dots, \mathbf{s}_K]$, 将在下文给出.

多址信道. 这里先以单天线、频率平坦块衰落信道为例进行阐述. 所有 K 用户同时传输, 接收的基带离散等效信号为

$$\mathbf{y}[t] = \sum_{i=1}^K h_i \mathbf{s}_i x_i[t] + \mathbf{z}[t] = \sum_{i=1}^K \bar{s}_i x_i[t] + \mathbf{z}[t], \quad t = 1, \dots, n, \quad (4)$$

其中 h_i 表示用户 i 的(衰落)信道增益, $\bar{s}_i = h_i s_i$, 向量 $\mathbf{y}[t]$ 表示基站接收到的带噪的多用户叠加信号序列, \mathbf{z} 为均值为 0 方差为 σ^2 的高斯(Gauss)白噪声序列.

接收端. 格码多址接收机首先基于接收端的信道状态信息(channel state information, CSI), 选择 K 个满秩的系数 $\mathbf{a}_1, \dots, \mathbf{a}_K$. 令 $\mathbf{A} = [\mathbf{a}_1, \dots, \mathbf{a}_K]$, 此步骤称为满秩系数矩阵 \mathbf{A} 的寻优. \mathbf{A} 确定后, 并行地求解各系数向量所对应的用户消息序列在有限域的整数组合, 其第 l 路可表示为

$$\mathbf{u}_l = \mathbf{a}_l^T \otimes_q \mathbf{W}, \quad l = 1, \dots, K. \quad (5)$$

其中矩阵 $\mathbf{W} = [\mathbf{w}_1, \dots, \mathbf{w}_K]^T$ 为所有 K 个用户的消息序列. 注意, 此操作仅限于格码编码的系统.

格码多址的软判决检测算法. 为了求得式(5), 需要对 K 用户的符号的线性组合计算其后验概率. 区别于传统多址方法, 格码多址译码处理需要将码字空间视为无限整数域上的格点, 并在其上计算似然函数和后验概率软信息. 我们从实际算法层面提出计算消息序列整数组合的后验概率的方法 [88]:

$$p(\mathbf{a}_l^T \otimes \mathbf{c}[t] = \theta | \mathbf{y}[t]) = \frac{1}{2^m}, \quad \theta = 0, \dots, 2^m - 1, \quad t = 1, \dots, n, \quad (6)$$

其中 $\mathbf{c}[t] = [c_1[t], \dots, c_K[t]]^T$.

后验概率软信息求得后, 将其提供给 K 路独立的格码译码器进行 q 元 BP 译码, 获得整数组合的判决 $[\hat{\mathbf{u}}_1, \dots, \hat{\mathbf{u}}_K]$. 若 K 路整数组合 $\mathbf{U} = [\mathbf{u}_1, \dots, \mathbf{u}_K]$ 均正确求得, 因系数矩阵 \mathbf{A} 满秩, 可使用 $\mathbf{A}^{-1} \otimes_q \mathbf{U}$ 恢复所有用户消息. 具体实施方式详见文献 [88].

格码多址的可达速率下界. 区别于传统逐用户 $x_1[t], \dots, x_k[t]$ 的检测方式, 由于格码的引入, LCMA 可形成对信号的整数组合 $\mathbf{a}_l^T \mathbf{x}[t]$ 的估计, 这是对传统检测的放松. 令 $\mathbf{S} = [\bar{s}_1, \dots, \bar{s}_K]$, \bar{s}_i 表示用户 i 的扩频与空域形成的联合签名序列. 对给定的系数矩阵 \mathbf{A} , 可证明第 l 路整数组合的线性估计的最小均方差(minimum mean-square error, MMSE) 为

$$\mathbf{a}_l^T (\text{SNR} \cdot \mathbf{S}^T \mathbf{S} + \mathbf{I}_K)^{-1} \mathbf{a}_l. \quad (7)$$

运用同时满足“Roger-good”和“polyrev-good”的格码的存在性定理 [87], 可以证明求解整数组合 \mathbf{u}_l 的“可达计算速率”为

$$R_l^{\text{comp}} = \frac{1}{2} \log_2 + \left(\frac{1}{\mathbf{a}_l^T (\text{SNR} \cdot \mathbf{S}^T \mathbf{S} + \mathbf{I}_K)^{-1} \mathbf{a}_l} \right). \quad (8)$$

对于上行格码多址, 考虑所有 K 个线性组合, 上行格码多址的最终可达对称速率为

$$R_0 < \min_l R_l^{\text{comp}}, \quad (9)$$

它由可达计算速率最低的整数组合决定.

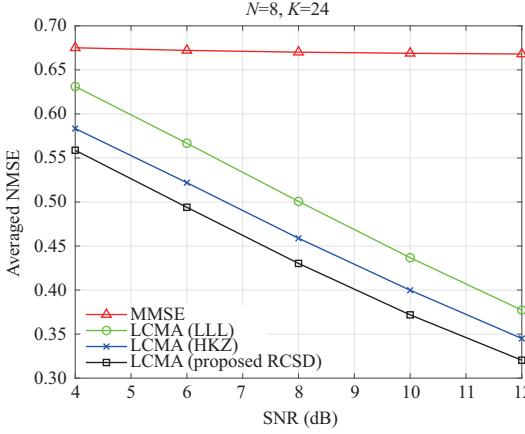


图 8 (网络版彩图) 不同寻 \mathbf{A} 算法的最小均方差估计性能对比. 这里的承载率 $K/N = 300\%$

Figure 8 (Color online) Comparison of the minimum mean square error estimation performance of different \mathbf{A} search algorithms. The bearing capacity here is $K/N = 300\%$

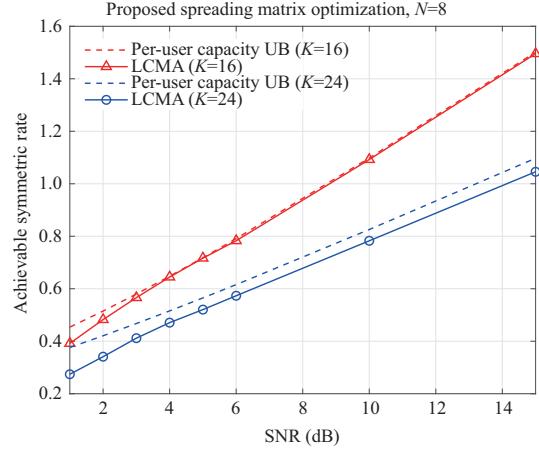


图 9 (网络版彩图) 高斯多址信道下 LCMA 的可达速率, 以及与多址信道容量的差距示意图

Figure 9 (Color online) Reachable rate of LCMA in Gaussian multiple access channel and the difference in capacity with multiple access channel

格码多址优化问题与求解. 格码多址的优化问题可以视为对系数矩阵 \mathbf{A} 的寻优问题:

$$\mathbf{A}_{\text{opt}} = \arg \max_{\mathbf{A}} \min_l R_l^{\text{comp}}. \quad (10)$$

对矩阵 $\Psi = (\text{SNR} \cdot \mathbf{S}^T \mathbf{S} + \mathbf{I}_K)^{-1}$ 特征值分解, 得 $\Psi = \mathbf{V} \mathbf{D} \mathbf{V}^T$. 对此优化问题, 我们将 $\mathbf{D}^{\frac{1}{2}} \mathbf{V}^T$ 视为一组格基向量, 其整数组合 $\mathbf{D}^{\frac{1}{2}} \mathbf{V}^T \mathbf{a}_l$ 形成格点. 对本研究中 K 个整数组合, 需在满足目标速率 R_0 的前提下, 找到 K 个线性无关的整数向量, 满足

$$\mathbf{D}^{\frac{1}{2}} \mathbf{V}^T \mathbf{a}_l < \sqrt{\frac{1}{2^{2R_0}}}, \quad \forall l = 1, \dots, K. \quad (11)$$

这里式 (11) 由式 (8) 得到, $\sqrt{\frac{1}{2^{2R_0}}}$ 限定了一个 K 维球体的半径, 要在此界内找到 K 个方向不同的格点. 我们将这一新问题称为“界内独立向量组问题”(bounded independent vectors problem, BIVP). 在密码学领域, 多种格约化 (lattice reduction) 方法被提出, 可用于提供 BIVP 的近似解. 对于格的最短独立向量组问题 (shortest independent vectors problem, SIVP) 等, 文献中已有基于遗传策略、球面译码、筛分 (sieving) 的算法被提出, 但是效能有限^[89]. 本文提出一个“秩约束的球面译码算法”, 提升了 BIVP 求解的精确度, 其获得的最小均方差如图 8 所示. 最小均方差与可达速率的关系见式 (7) 和 (8).

格码多址的性能展示. 首先考虑高斯多址信道, 即 $h_i = 1, i = 1, \dots, K$. 扩频序列矩阵 \mathbf{S} 的选取依据速率最大化准则. 考虑扩频序列长度 $N_S = 8$, 用户数为 $K = 16$ 和 24 . LCMA 系统的可达速率在图 9 中展示. 和多址信道的容量相比, 在单用户速率 $R_0 > 0.6$ 时, 当承载率为 200% 时, LCMA 与多址信道容量的差距几乎观测不到, 而当承载率为 300% 时差距小于 1 dB.

图 10 展示了 LCMA 系统的误帧率 (frame error rate, FER) 性能^[90]. 这里采用了 5G 标准的 LDPC 码, 码长为 3840, 速率为 $1/2$, 调制为 BPSK 信号. 为了公平起见, 扩频序列矩阵 \mathbf{S} 的选取保持各用户

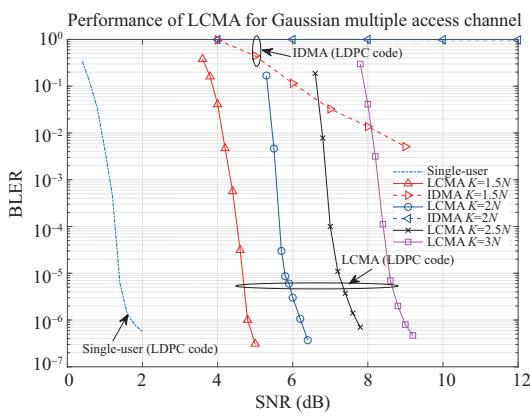


图 10 (网络版彩图) 高斯多址信道下 LCMA 误帧率性能及与 IDMA 和 SCMA 的性能对比

Figure 10 (Color online) Block error rate performance of LCMA in Gaussian multiple access channels and its comparison with IDMA and SCMA

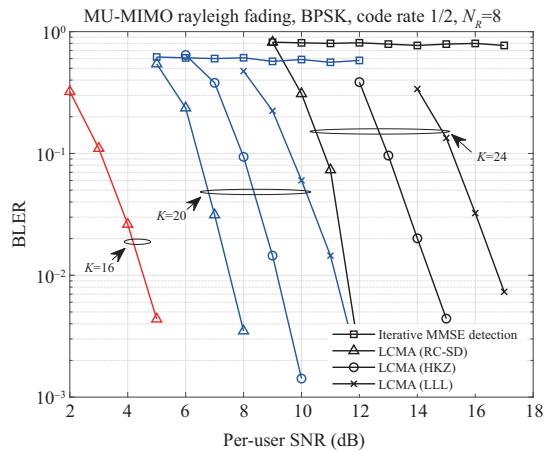


图 11 (网络版彩图) 多用户 MIMO 下 LCMA 误帧率性能及与迭代 MMSE 检测与译码方案的性能对比

Figure 11 (Color online) Comparison of LCMA frame error rate performance with iterative MMSE detection and decoding schemes in multi-user MIMO

的功率相同。我们观察到, 在使用 LDPC 码时, SCMA 和 IDMA 均无法支撑 200% 的承载率, 这主要是 LDPC 码与迭代检测器的不匹配导致不收敛。相较下, LCMA 可以支撑 200% 和 300% 的承载率。值得注意的是, LCMA 可以获得 $10^{-6} \sim 10^{-7}$ 的极低误码平层。这得益于 LCMA 的并行处理架构, 使得 5G LDPC 码的极低误码平层在 LCMA 系统得以继承, 有望同时支持巨连接和 URLLC。LCMA 相较 IDMA 和 SCMA 在衰落多址信道也有显著的性能提升。在多用户 MIMO 系统中, LCMA 的性能相较迭代 MMSE 软干扰消除的提升见图 11。

3.2.2 下行格码多址广播

考虑基站端配备 N_{BS} 根天线, 用户端单天线。信号模型表示为

$$\mathbf{y}_i^T = \mathbf{h}_i^T \sum_{i=1}^K \mathbf{p}_i \mathbf{x}_i^T + \mathbf{z}_i, \quad i = 1, \dots, K, \quad (12)$$

其中, \mathbf{p}_i 为预编码向量, $\sum_{i=1}^K \mathbf{p}_i \mathbf{x}_i^T = \mathbf{P} \mathbf{X}$ 可视为 K 用户的叠加编码, \mathbf{P} 为预编码矩阵。用户 i 收到的信号是叠加编码信号 $\mathbf{P} \mathbf{X}$ 在其空域签名序列 \mathbf{h}_i 上的投影。

传统的线性迫零预编码中 \mathbf{P} 为信道矩阵 \mathbf{H} 的逆或伪逆。迫零和规划迫零预编码只可达到空域“半复用”, 即空分复用流数不超过 $N_{\text{BS}}/2$ 。如何用线性预编码实现“满复用”甚至“过载复用”, 即 $K \geq N_{\text{BS}}$? 在上行格码多址中, 接收机计算出用户消息的整数组合, 后通过乘以系数矩阵的逆矩阵恢复所有用户的信号。对下行多址, 因为各用户只能收到各自的信号, 所以乘以系数矩阵的逆矩阵的思路不可行。

挖掘上下行对偶原理, 基于反计算与传递思想, 本文提出下行格码多址, 见图 12。考虑给定的系数矩阵 \mathbf{A} , 预先对 K 用户的消息序列乘以系数矩阵的在 q 元整数环中的逆, 产生

$$\mathbf{U} = \tilde{\mathbf{A}}^{-1} \otimes_q \mathbf{W}, \quad (13)$$

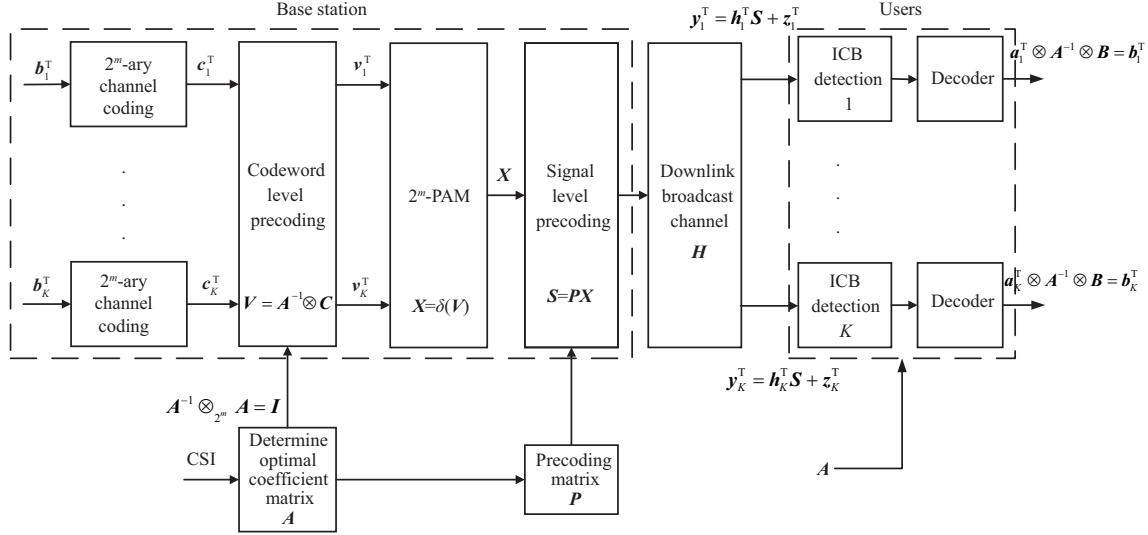


图 12 提出的下行格码多址广播系统示意图

Figure 12 Flowchart of the proposed downlink trellis code multiple access broadcasting system

其中 $\mathbf{U} = [\mathbf{u}_1, \dots, \mathbf{u}_K]^T$, $\tilde{\mathbf{A}} = \text{mod}(\mathbf{A}, q)$. 对 $\mathbf{u}_1, \dots, \mathbf{u}_K$ 使用本文提出的多元 LDPC 格码进行 K 路独立的编码操作, 产生信号 $\mathbf{X} = [\mathbf{x}_1, \dots, \mathbf{x}_K]^T$. 线性预编码矩阵拟采用迫整数 (integer forcing, IF) 及规划迫整数 (regularized IF, RIF) 预编码.

对 $K = N_{\text{BS}}$ 的满复用系统, 迫整数预编码为

$$\mathbf{P} = \gamma \mathbf{H}^{-1} \mathbf{A}, \quad (14)$$

其中 γ 保证预编码后的信号符合功率约束. 用户 i 收到的信号为

$$\mathbf{y}_i^T = \mathbf{h}_i^T \gamma \mathbf{H}^{-1} \mathbf{A} \mathbf{X} + \mathbf{z}_i = \gamma \mathbf{a}_i \mathbf{X} + \mathbf{z}_i. \quad (15)$$

因为各用户均使用格码进行编码, 用户 i 在格上计算整数组合, 即

$$\mathbf{y}_i^T \rightarrow \mathbf{a}_i^T \otimes_q \mathbf{U} = \mathbf{w}_i^T, \quad (16)$$

恢复出发给用户 i 的消息序列. 式 (16) 中的等号是由于式 (13) 中已预先乘以了系数矩阵的逆. 规划迫整数预编码较迫整数预编码可以在中低信噪获得更高的速率, 且支持过载复用. 值得注意的是, 若令 $\mathbf{A} = \mathbf{I}$, IF (或 RIF) 蜕化为传统的 ZF (zero forcing) 或 RZF (regularized zero forcing) 预编码. 本质上讲, 预编码的选择决定了 K 用户叠加信号的结构, 而下行 MIMO 信道使该结构产生了畸变. 格基约化则根据该畸变的结构, 映射出格码上最利于译码的结构.

3.3 波形发展现状及其存在的问题

波形 (waveform) 是电磁波承载信息的基本形态, 其直接影响无线通信系统的有效信噪比和能谱效率. 宽带无线通信的经典多载波波形正交频分复用 (orthogonal frequency division multiplexing, OFDM), 因其实现复杂度低、对多径衰落具有较强的鲁棒性的优势在第四代 (4G)、第五代 (5G) 移动通信系统和 WiFi 网络中得到了广泛的应用. 随着 5G 商用进程的逐渐深化, 国内外各界展开了对第六代 (6G) 移动通信系统的探索研究. 第六代 (6G) 无线通信被设想为无处不在、社会化和智能化的, 包括无人

机、高速列车和通过高频段通信的低地球轨道卫星等在内的大量移动终端, 将在 6G 网络中发挥重要作用。因此, 高移动性场景和多样化业务服务被视为 6G 通信系统中不可或缺的一部分^[91]。但是, 当前的 OFDM 波形仅能在低速或中速移动环境下保证拥有较高的数据传输率以及提供较高质量的服务, 而在高移动性和多样化业务场景下它将面临诸多挑战^[92]。高移动性产生的多普勒 (Doppler) 效应会导致 OFDM 系统正交性被破坏, 需要极大增加其循环前缀占比来保护正交性, 导致频谱效率严重下降。同时, OFDM 采用矩形成形, 其频域旁瓣过高, 载波间需严格正交, 限制了其波形的灵活配置能力。因此, 面向 6G 探索研究在高移动性场景下具有多样化业务服务能力的性能稳健、灵活高效新波形技术是十分必要的。

正交时频空 (orthogonal time frequency and space, OTFS) 是一种二维调制技术, 它通过引入时延 – 多普勒 (delay-Doppler, DD) 域信号表征, 将具有高时变性的时频域信道模型转变为 DD 域上的稀疏慢变信道模型, 能够适应高移动性信道特性^[93]。在实际应用中, OTFS 系统的收发两端通常采用时域矩形脉冲成形和匹配处理, 因为矩形脉冲不仅满足理想信道下的正交条件, 而且简单高效, 在硬件上易于实现。但是, 矩形脉冲成形又存在着明显的缺陷, 它的频率响应是 sinc 函数, 会使得信号的功率谱旁瓣衰减缓慢, 从而产生带外辐射, 造成频谱泄露, 干扰相邻频带, 从而影响信号的分析和处理, 降低频谱利用率。

滤波成形 OFDM 技术是一种利用滤波器对信号时频波形进行子载波级滤波成形的调制技术, 不仅可以通过低功率谱旁瓣设计提高传输谱效, 还能针对不同传输需求调整信号时频形态以提高波形设计自由度。然而, 与 OFDM 系统所满足的正交性不同, 滤波成形 OFDM 采用子载波级成形滤波器对信号整形后, 导致系统非完全正交, 引起导频符号受到来自周围导频符号和数据符号的非正交干扰, 使得滤波成形 OFDM 系统的信道估计、导频设计和符号恢复技术相比现有 OFDM 系统的相关技术更具挑战性。

3.4 波形的主要创新点

针对上述问题, 本文研究了适用高移动性场景的波形可控 OTFS 波形, 包括其正交及非正交收发滤波器设计^[94,95]。设计了可变、正交、易于实现的成形滤波器, 通过调整滤波器的频率权值, 实现了通信过程中信号波形直接且精确的调控, 从而满足不同场景下的通信要求。通过对整形滤波器的频率进行加权控制, 可降低指定频段的旁瓣能量, 且始终满足整形滤波器的加权阻带能量最小。进一步, 本文研究了具有多样化业务服务能力的滤波成形 OFDM 波形^[96~100]。通过分析其解调符号在复平面上的分布特性, 创新性提出了可规避非完全正交干扰的接收机结构, 提出了相应的信道估计、导频优化和快速符号恢复方法, 有效降低了复杂度和资源开销, 并提升了误码率性能。

3.4.1 波形可控的 OTFS 波形设计

波形可控 OTFS 的系统模型如图 13 所示。待传输数据符号 $x[k, l]$ 被置于时延 – 多普勒域中, 其中参数对应多普勒域, 参数对应时延域。 $x[k, l]$ 经过逆辛有限傅里叶变换 (inverse symplectic finite Fourier transform, ISFFT) 变换后得到的时频域发送符号可表示为 $X[n, m]$ 。下一步, 各路子载波上的数据符号 $X[n, m]$ 将以时间间隔 T 通过成形滤波器, 再进行子载波调制, 将 M 路子载波上的调制信号叠加即生成时域发送信号 $s(t)$ 。接着, 时域发送信号在信道中传输时将同时受到时延、多普勒频移和信道衰落的影响。那么, 发送信号经过信道并叠加高斯白噪声 $u(t)$ 后得到接收信号 $r(t)$ 。接收端首先将接收信号送至各路子载波支路进行解调, 然后由接收滤波器进行滤波处理, 再完成下采样得到时频域离散符号 $Y[n, m]$ 。最后, 利用辛有限傅里叶变换 (symplectic finite Fourier transform, SFFT) 将信号映射

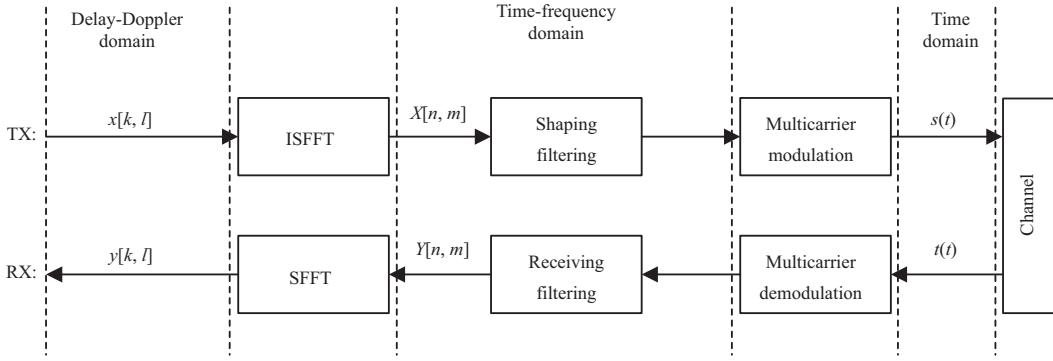
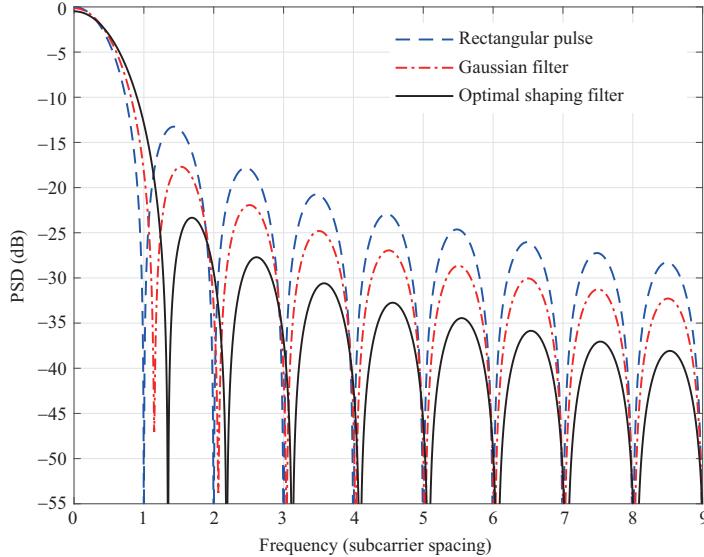


图 13 波形可控 OTFS 系统模型

Figure 13 Waveform controllable OTFS system model

图 14 (网络版彩图) M 长优化成形滤波器与两组对照滤波器的能量谱密度Figure 14 (Color online) Energy spectrum densities of optimized shaping filter and comparable filters with length M

回时延 – 多普勒域, 得到解调数据符号 $y[k, l]$.

对于 OTFS 系统而言, 如果成形滤波器 $g_{tx}(t)$ 与接收滤波器 $g_{rx}(t)$ 能使系统完成正交传输, 保证时延 – 多普勒域符号 $x[k, l]$ 与 $y[k, l]$ 一一对应, 不受其他符号的干扰, 即可称它们满足正交条件. 收发滤波器的设计可以建模为满足正交条件下的阻带能力最小化问题, 并如下高效求解. 由正交条件得到的方程组成的齐次方程组可用矩阵形式 $\mathbf{W} \mathbf{g}_{tx} = 0$ 表示, 其中 \mathbf{W} 是方程组的系数矩阵. 成形滤波器的最优解即矩阵 $-\mathbf{W}$ 最大特征值所对应的单位特征向量. 为实现信号频域波形的精准控制, 可以为目标函数添加权重. 定义关于频率 ω 的加权函数为 $x_i(\omega) = \mu_i, \omega \in [\frac{2\pi}{M}i, \frac{2\pi}{M}(i+1)), i = 1, 2, \dots, M/2 - 1$, 则目标函数变为加权最小化阻带能力, 此时仍可按照上述特征值方法求解优化问题.

图 14 展示了优化得到的成形滤波器与矩形脉冲、高斯滤波器的能量谱密度对比, 可以明显观察到在阻带区间内, 所得滤波器的能量谱旁瓣低于矩形脉冲与高斯滤波器. 表 4 展示了上述 3 组成形滤波器的目标函数值 (即阻带能量). 可以看到优化所得成形滤波器降低阻带能量的效果优于矩形脉冲

表 4 成形滤波器目标函数值对比

Table 4 Comparison of objective values of shaping filters

Filter	Value of objective function	Passband energy proportion
Rectangular pulse	0.3050 (-5.1565 dB)	0.9029
Gaussian filter	0.1143 (-9.4201 dB)	0.9636
Optimized shaping filter with length M	0.0594 (-12.2588 dB)	0.9811

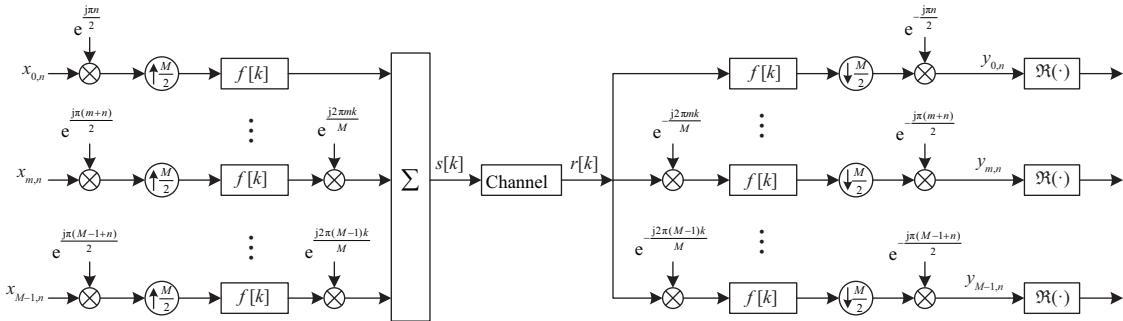


图 15 滤波成形 OFDM 系统模型
Figure 15 Filter shaped OFDM system model

和高斯滤波器,相较于矩形脉冲,优化所得成形滤波器的带外能量泄露下降了 7.10 dB. 另外还统计了通带能量占比,该项指数越大,意味着频谱利用率越高. 优化所得成形滤波器相比于矩形脉冲通带能量占比提高约 8.66%.

3.4.2 滤波成形 OFDM 波形设计

滤波成形 OFDM 的系统模型如图 15 所示. 发送信号 $s[k]$ 由传输数据 $x_{m,n}$ 经过各子载波上的成形滤波器 $f[k]$ 叠加得到, 并经过传输信道抵达接收端. 随后, 接收信号 $r[k]$ 被解调到各个子载波上通过滤波器和下采样后得到解调符号.

经过分析, 解调符号在复平面上呈现类直线的分布特性. 假设已知某条对应于发送符号 x_0 的分布直线表达式为 $Ax + By + C = 0$, 则其他发送符号对应的分布直线可通过移位 x_0 对应的分布直线得到. 同时, 我们分析发现信道频域响应是关于导频 p_0 在接收端对应的分布直线系数的函数关系. 因此, 可从分布直线中提取得到子载波 m 上的信道估计值为 $\hat{H}_m = -\frac{A_1 C_1}{p_0} - j \frac{B_1 C_1}{p_0}$, 其中 A_1, B_1, C_1 分别为分布直线根据接收导频计算的拟合系数.

进一步, 通过分析两个导频在接收端解调后拟合分布直线与理论分布直线间的夹角误差, 我们发现其近似反比于两个导频受到的非正交干扰之差的模值. 因此, 我们提出对两个导频在各个子载波上的取值进行优化, 尽量最大化它们受到的虚部干扰之差的模值, 从而降低估计信道对应的拟合直线与理论直线之间的夹角误差, 以提升信道估计的精度. 经过优化建模和分析求解, 可以得到最优导频设计.

对于具有 $\beta^2 - \gamma^2 - \alpha\gamma > 0$ 特征的成形滤波器, 最优导频序列为 $p_m^* = 2^r - 1$ 对于 $\text{mod}(m, 4) = 0, 1$, $p_m^* = -(2^r - 1)$ 对于 $\text{mod}(m, 4) = 2, 3$; 对于具有 $\beta^2 - \gamma^2 - \alpha\gamma \leq 0$ 特征的成形滤波器, 最优导频序列为 $p_m^* = 2^r - 1$ 对于 $\text{mod}(m, 4) = 0$, $p_m^* = -(2^r - 1)$ 对于 $\text{mod}(m, 4) = 1$. 其中, α, β, γ 是与成形滤波

表 5 导频开销对比

Table 5 Comparison of pilot overhead

	Traditional method	Proposed method	Unit
Pilot overhead	$(Q_z + 1)M/2, Q_z \geq 2$	$QM/2, Q \geq 1$	QAM symbol/frame
Guard symbol	$Q_z M$	0	-

表 6 计算复杂度对比

Table 6 Comparison of computational complexity

	Computational complexity
Proposed method	$C_{RM} = (M + 3)K, C_{RA} = (M + 2^{r-1} + 2)K$
Traditional method	$C_{RM} = (4M + 8)K, C_{RA} = (2M + 4)K$

器模糊函数 A_g 相关的正常数.

基于对上述解调符号分布类直线特性的分析, 可得到信道实部和虚部之间的关系, 进一步得到快速符号恢复的直接判决方式: $y_k^I(m) - d_k y_k^R(m) = l_k \hat{x}_k(m)$. 通过对 $\hat{x}_k(m)$ 进行符号判决, 根据 $\hat{x}_k(m)$ 和 x_0 的相对大小, 决定 $\hat{x}_k(m)$ 对应的符号.

表 5 总结了所提方法与传统方法导频开销的对比, 其中 Q_z 表示传统方法所使用的保护符号的列数, Q 是所提方法所插入的总导频列数, M 是系统子载波数目. 可以看出, 所提方法最高可将导频开销降低 $2/3$. 表 6 展示了所提方法与传统方法的计算复杂度对比. 在典型的 LTE 帧结构配置下, 所提方法相比传统方法可降低高至约 70% 的乘法计算量和约 50% 的加法计算量.

图 16 展示了提出方法与传统方法在使用平方根升余弦滤波器的滤波 OFDM 系统下误比特率 (bit error rate, BER) 性能对比. 从图中可以看出, 提出的最优导频序列 XYXY 在滤波 OFDM 系统中表现出最好的 BER 性能. 进一步可以发现, 当 QAM 调制阶数增大时, 提出方法的 BER 性能下降幅度比传统方法的 BER 性能下降幅度要低得多, 这表明提出方法在高阶调制的支持下更具优势.

4 智能超表面

可重构智能超表面 (reconfigurable intelligent surface, RIS) 按照其反射和折射性质可以分为三类^[101], 分别是 (1) 反射型, 当信号入射到超表面单元上时, 只发生反射, 而不发生折射; (2) 折射型, 即超表面单元只折射信号, 而不反射信号; (3) 全向型, 即超表面单元同时反射和折射信号, 实现全向覆盖. 所以下面将现有可重构超表面的研究工作分为三类, 分别综述反射型、折射型和全向型超表面辅助无线通信的相关工作, 相关工作间的逻辑关系如图 17 所示.

4.1 反射型超表面辅助无线通信

现有关于反射型超表面辅助无线通信的工作主要关注超表面信道建模、超表面系统性能分析以及超表面波束赋形传输方法.

4.1.1 信道建模

由于可重构智能超表面的引入改变了无线传播环境, 所以传统的信道模型不适用, 急需新的信道模型来准确刻画可重构智能超表面辅助的无线通信信道. 文献 [102] 中采用物理光学方法对基于反射型超表面的通信信道的路损进行建模, 该模型表明接收信号功率与超表面和收发机距离乘积的平方成

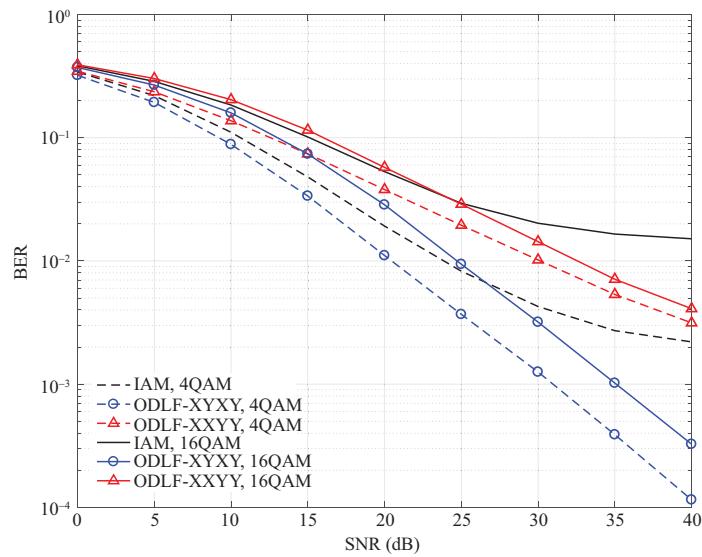


图 16 (网络版彩图) 不同导频序列下所提 ODLF 方法与传统 IAM 方法的 BER 性能

Figure 16 (Color online) BER performance of the proposed ODLF method and traditional IAM methods under different pilot sequences

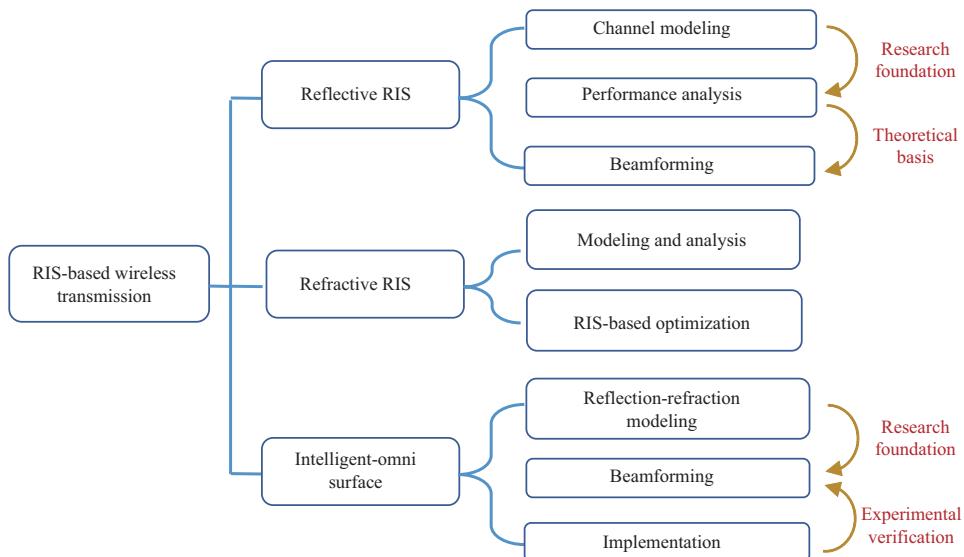


图 17 (网络版彩图) 可重构超表面研究相关工作逻辑图

Figure 17 (Color online) Logic map for RIS research

反比,而非与超表面和收发机距离之和的平方成反比.该路损模型进一步在文献 [103] 中得到了实验验证.具体而言,文献 [103] 中分别设计制作了工作于 4.25 和 10.5 GHz 的反射型超表面,并用于辅助点对点通信.通过测量接收信号功率随接收机与超表面距离的变化,验证了基于超表面信道路损与距离乘积的平方成反比的规律.文献 [104] 中指出传统独立同分布瑞利衰落信道 (Rayleigh fading channel) 模型不适用于单元形状为矩形的反射型超表面,并重新建模了超表面信道的小尺度衰落,基于该模型分析了超表面的关键性质,例如空间相关矩阵的秩.由于超表面作为无线传播环境的一部分,其反射

特性会影响到信道。因此，准确地建模超表面的反射特性对于信道建模也至关重要。为了分析方便，现有大部分文献中都假设超表面单元的反射相位随单元状态变化^[105, 106]，而单元的反射振幅为常量。而文献 [107, 108] 指出超表面单元反射相位会影响单元反射振幅，并基于超表面单元的等效电路，建模了反射振幅和反射相位间的耦合性。

4.1.2 系统性能分析

基于超表面信道模型，可以对超表面辅助通信系统的性能进行分析。文献 [109] 中考虑了一个反射型超表面辅助的上行单用户网络，分析了系统可达数据率，并推导了达到预定系统数据率所需的超表面单元 bit 数（即单元有多少个可调相位）。基于分析与仿真结果可以得到，当超表面单元数目增加时，较少的 bit 数即可达到预定数据率；而当单元数目为无穷大时，常见的 1 bit 反射型超表面即可保证系统性能。文献 [110] 中考虑了一个反射型超表面辅助的下行多用户网络，推导了迫零预编码方案下系统的渐进容量，讨论了需要多少超表面单元才能使得系统速率与容量的比例超过预定门限。研究结果表明，系统容量不会随着超表面单元数目无限增加；此外，当基站天线数目增加时，达到数据率门限值所需的超表面单元数目变小。增强覆盖是超表面的一项重要应用，因此文献 [111] 中推导了反射型超表面辅助的单用户下行网络的覆盖范围，分析了超表面部署对覆盖范围的影响，结论为：为了最大化系统覆盖，超表面的朝向需要垂直于超表面与基站连线，并使得超表面和基站的距离适中。文献中还分别分析了反射型超表面辅助通信系统的误比特率^[112]、误码概率^[113]、系统中断概率^[114]、遍历容量^[115] 等性能指标。以上工作都是基于单极化假设的，也有少量研究者注意到了双极化超表面的引入对通信系统建模分析的影响。文献 [116] 考虑了一个双极化超表面辅助的单小区下行网络，建模了基于双极化超表面的通信信道，分析了双极化信道中的极化转化现象对系统遍历容量的影响。文献 [117] 则考虑了一个双极化超表面辅助的终端直连网络，其中双极化超表面辅助中心节点与不同极化状态的终端设备进行通信。文献分析了该系统的误比特率、中断概率、容量以及能量效率。分析结果显示，双极化超表面辅助终端直连网络的性能优于传统单极化。

4.1.3 波束赋形传输

为了进行有效的波束赋形传输，需要准确地估计超表面辅助信道。例如，文献 [118, 119] 中分别针对超表面辅助的窄带和宽带系统，提出了有效的信道估计方法对超表面级联信道进行估计。为了降低基站的硬件复杂度与功耗，通常将基站的模拟波束赋形功能转移到超表面上，从而形成联合基站 – 超表面的混合波束赋形传输机制^[106]。由于基站的数字波束赋形与基于超表面配置的模拟波束赋形通常相互耦合，所以现有文献通常利用交替最优化的方法对其进行解耦^[120]。其中，基站处的数字波束赋形子问题可以采用传统方法进行求解，例如迫零方法^[106]。而文献 [106, 121~124] 则提出了超表面配置优化方法，以应对超表面配置子问题中的离散相位约束以及非凸的单位模约束带来的挑战。其中文献 [106, 124] 中将超表面配置子问题转化为半定规划 (semi-definite programming) 问题，并通过外估计法 (outer approximation method) 进行求解。理论和仿真结果显示，通过合理设置超表面的尺寸，仅需少数的离散相移值便可以达到良好的和速率性能。

4.2 折射型超表面辅助无线通信

为了支持 6G 网络的高速数据传输服务，一项关键的使能技术是超大规模多输入多输出技术 (ultra-massive MIMO)。然而，传统相控阵难以实现超大规模 MIMO，这是因为其需要大量的高精度移相器，从而造成过高的功耗。最近，基于超表面的天线（也称为可重构折射超表面）提供了一条高能效的实现

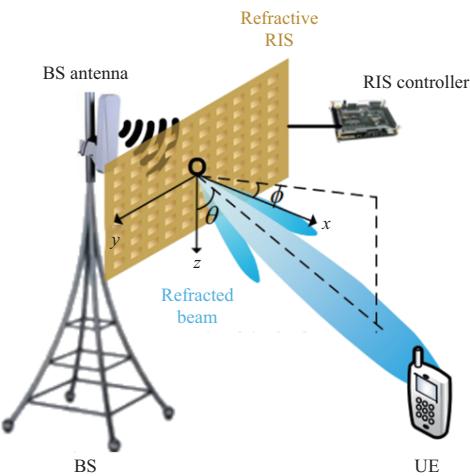


图 18 (网络版彩图) 可重构折射型超表面辅助无线通信系统

Figure 18 (Color online) Refractive reconfigurable intelligent surface assisted wireless communication system

超大规模 MIMO 的途径。具体而言,如图 18 所示,将折射型超表面部署于基站天线附近,通过配置各超表面单元的折射相位,就可以将超表面的折射波束精确地对准用户,实现高效的波束赋形传输。不同于传统相控阵,折射超表面单元通过超低功耗的二极管实现相位可调性,而不需要任何的传统移相器,所以相比于传统相控阵可以极大降低功耗。

然而,将折射型超表面部署于基站天线附近带来了新的技术挑战。具体而言,传统的反射型超表面通常被部署于远离基站的位置,并作为基站和用户间的中继。与此不同,折射型超表面距离基站天线近得多,所以无法假设基站天线位于折射型超表面的远场。因此,分析和优化可重构折射超表面辅助通信系统的性能具有挑战性。为此,文献 [125,126] 分别考虑了基于可重构折射超表面的单用户和多用户通信系统,分析了系统容量,并推导了使得可重构折射超表面的性能优于传统相控阵的条件。理论分析和仿真结果显示,通过合理设置基站天线的增益以及基站天线与超表面之间的距离,在任何的预定系统容量下,可重构折射超表面相比于传统相控阵都可以显著减少功耗。

4.3 全向型超表面辅助无线通信

不同于反射型超表面只反射信号,全向型超表面可以同时反射和折射信号,且反射和折射信号相互耦合。因此传统针对反射型超表面的建模和传输方案无法直接应用于全向型超表面。为此,现有文献分别从全向型超表面反射 – 折射建模、基于全向型超表面的全向无线通信,以及系统实现 3 个方面对全向型超表面展开研究。

4.3.1 反射 – 折射建模

早期工作中提出了多种反射 – 折射模型以刻画全向型超表面的反射和折射特性。文献 [74,127] 提出了全向型超表面单元的简单负载阻抗模型,其中单元的反射和折射系数被建模为电阻抗和磁阻抗的函数。文献 [128] 针对一个单模双端口的互易系统,基于耦合模式 (coupled mode) 理论,提出了反射和折射系数的一般化的关系,可进一步用于超表面设计。在文献 [129] 中采用了简单的线性模型对反射和折射相位间的耦合进行了建模,即 $\theta_t(i) - \theta_r(i) = c$, 其中 $\theta_t(i)$ 和 $\theta_r(i)$ 分别表示在第 i 个超表面单元状态下的折射和发射相位, c 为常量。上述模型建立了反射和折射系数之间的耦合关系及其与阻抗或者电场分布之间的关系。然而,为了设计一个具备理想反射和折射波束的全向型超表面,还需要理解超

表面单元的几何参数如何影响反射和折射系数。为此, 文献 [130] 针对全向型超表面提出了等效电路模型。结合该等效电路模型, 基于微波网络理论就可以定量建模单元反射 – 折射系数与等效电路参数之间的相关性。进一步地, 基于超材料理论, 可以定性建模等效电路参数和单元结构参数间的相关性。综上即可分析出对单元反射折射系数有显著影响的单元结构参数, 从而简化单元设计。

4.3.2 全向波束赋形传输

由于传统针对反射型超表面的传输方法未考虑全向型超表面的反射 – 折射耦合的影响, 直接应用于全向型超表面辅助通信容易造成某一侧波束翻转, 导致通信性能下降。为此, 本小节针对 3 个场景, 分别介绍如何实现全向超表面辅助的全向波束赋形。前两个场景中考虑单小区场景, 然而信道状态信息 (channel state information, CSI) 的可用性不同。其中针对 CSI 可用的情况, 介绍混合波束赋形方案; 针对 CSI 不可用的情况, 提出了一个基于码本的波束赋形方案, 包括了码本设计和波束训练。此外, 还将单小区场景扩展到多小区场景, 针对该场景介绍了分布式的波束赋形方案。

- 面向信道状态信息可用场景的混合全向波束赋形。考虑一个下行单小区多输入单输出系统, 其中基站同时给多个用户发送数据。无线传播环境的复杂特性, 导致小区边缘用户的通信链路质量下降。通过在小区中部署全向型超表面, 该超表面可以将基站发送的信号定向反射/折射到小区边缘或者被障碍物遮挡的用户 [131, 132]。为了准确获得信道取值以用于波束赋形, 文献 [133] 考虑了透射 – 反射耦合关系下的信道估计。由于全向型超表面单元没有数字处理能力, 所以设计了混合波束赋形方案从而支持多用户传输, 其中基站进行数字波束赋形而全向型超表面进行混合波束赋形。为了提升系统和速率, 通过优化基站处的数字波束赋形矩阵和超表面的状态, 从而最大化系统和速率。该混合波束赋形优化问题可以通过迭代地求解数字波束赋形子问题和基于全向型超表面的模拟波束赋形子问题来解决。其中数字波束赋形问题可通过迫零法 (zero forcing, ZF) [134] 或者最小均方误差法 (minimum mean square error, MMSE) 求解; 而模拟波束赋形子问题可通过交替最优化方法 [135] 或者 MM 算法 (majorization-minimization) [136] 或者连续凸优化近似法 [137] 等求解。

- 面向信道状态信息不可用场景的码本设计和波束训练。鉴于入射波束与折射、反射波束之间的空间耦合性, 文献 [138, 139] 提出了一种基站 – 可重构超表面之间的联合码本设计方法, 有效地提升了网络速率。基于该码本设计准则, 文献 [129] 提出了一种分层的高效波束训练方法, 实现速率与训练开销之间的折中。文献 [140] 表明存在一种最优的码本长度能够平衡网络容量与波束训练开销。此外, 在给定码本长度下, 网络容量与超表面的尺寸大小成正相关。

- 面向多小区场景的分布式波束训练。文献 [141] 考虑了两个相邻的房间, 每个房间都部署一个接入点为其关联用户提供服务。由于这两个接入点的覆盖范围可能相互重叠, 因此用户可能会受到来自相邻接入点的干扰。为了减弱干扰, 将全向型超表面嵌入在这两个房间之间的墙壁, 以改变无线传播环境, 从而抑制干扰信道。由于接入点间的独立性, 本文设计了一种分布式混合波束成形方案, 该方案由接入点处的数字波束成形和基于全向型超表面的模拟波束成形组成以最大化总速率, 但无需在接入点之间交换任何信道状态信息。仿真结果表明, 所提出的系统的性能非常接近最优集中式方案, 并且与现有方案相比具有更好的总速率性能。

4.3.3 系统实现

为了验证理论分析结果, 文献 [130] 基于等效电路模型以及交替最优化方法优化了全向型超表面单元结构参数, 并利用印制电路板工艺加工出全向型超表面原型 (包含 640 个单元, 工作频率 3.6 GHz, 如图 19 所示)。基于该超表面原型, 文献 [130, 142] 利用软件无线电和 GNU Radio 开发套件分别部署

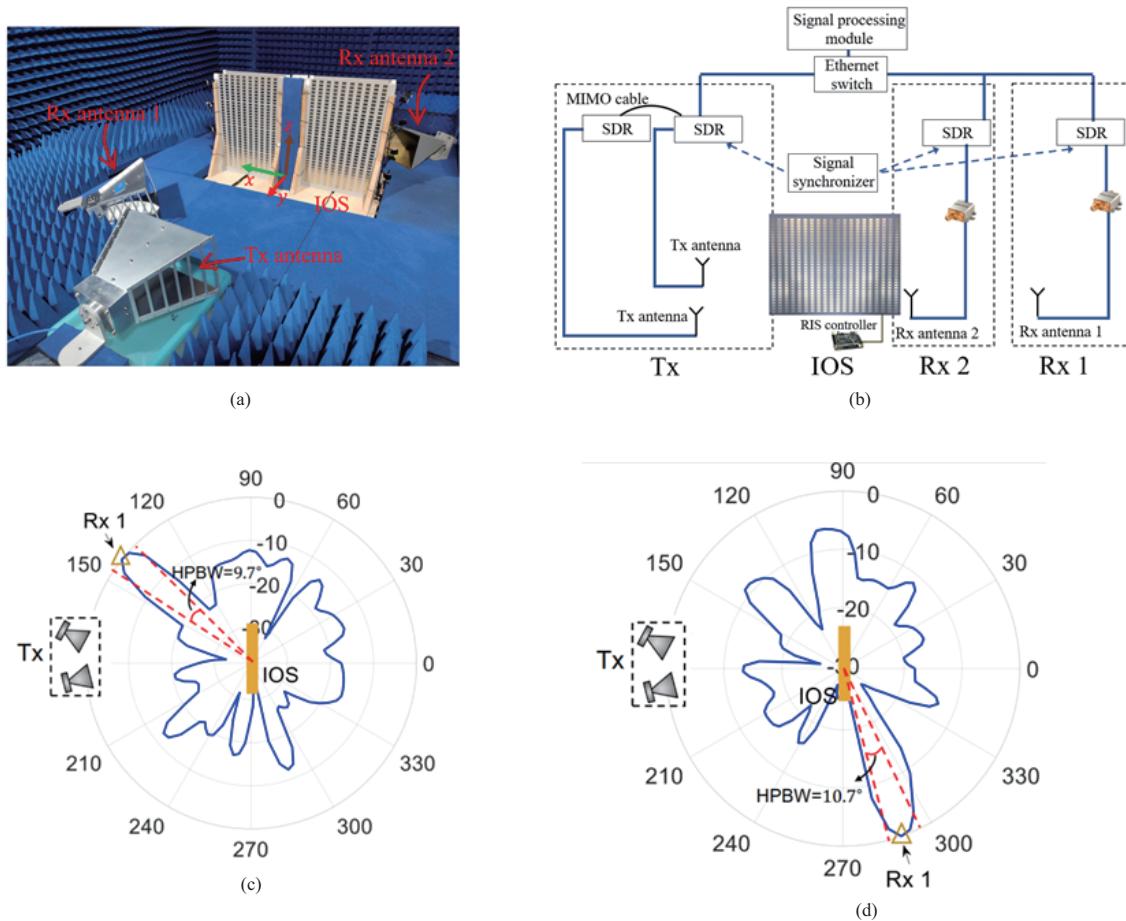


图 19 (网络版彩图) (a) 全向型超表面 (暗室测量); (b) 两发两收通信系统; (c) 反射区域波束; (d) 折射区域波束
Figure 19 (Color online) (a) Omnidirectional RIS; (b) 2×2 MIMO system; (c) beam in reflective region; (d) beam in refractive region

了全向型超表面辅助的广播通信和多用户通信测试平台。如图 19 所示,在该多用户通信系统中,接收用户分别位于超表面两侧,而发射端配置两路天线以实现双流传输。为了准确测量全向型超表面的波束,通过设计测试环境减弱了环境散射、外界干扰和用户间干扰。系统实测结果表明,该全向型超表面能够分别产生指向折射、反射区域的定向波束,半功率波束宽度约为 10° (如图 19 所示),证明了全向型超表面的双侧覆盖功能。此外,通过测量上下行信道,证明了全向型超表面辅助的通信系统中上下行信道相等^[143]。

5 智能 MIMO 技术

MIMO 是一种智能多天线技术。它可以在不需要增加带宽、发送功率等物理资源的情况下显著增加无线空口的传输效率,使得该技术在近 20 年里被大量关注,潜力被不断开发。MIMO 和大规模 MIMO 技术一度成为 WiFi, 4G, 5G 物理层的核心技术,也是体现无线产品性能差异化的关键。

可以肯定的是,6G 将在 5G 的基础上持续演进 MIMO 技术。不同 MIMO 技术路线被提出并在业界开展了广泛研究,包括超大规模 MIMO 技术、无蜂窝 (cell-free) MIMO 技术、全息 (holographic)

MIMO 技术等。它们都具有相同的技术特征, 即需要增加无线小区内的天线数, 预计将从 5G 的每平方公里上百根天线发展到未来 6G 的成千上万根天线。根据 ITU 最新发布的频谱趋势 [1], 未来 6G 的主力频谱预计会采用厘米波频段 (10~15 GHz), 这将会十分有利于大规模 MIMO 设备的部署。理论上, 在 1 m^2 的天线面板上, 采用厘米波频段可以部署约 4000 根天线, 而在 5G 商用频段上只能部署 200~300 根天线。厘米波频谱与先进 MIMO 技术的结合将为 6G 带来前所未有的机遇, 同时也面临着巨大的挑战。

挑战 1: “维度灾难”问题。随着系统维度的全面上升 (天线数、用户数、带宽等), 超大规模 MIMO 需要处理更多、更大维度的信号数据, 高维信道信息的获取和信号处理都对系统的计算复杂度和实时性提出了严峻的挑战。

挑战 2: CSI 反馈开销问题。随着 MIMO 空分流数的增加, 系统中用于反馈 CSI 的开销也在不断激增, 对 CSI 的精度要求不断提高, 传统基于正交导频的设计模式已经无法满足未来更多流数的传输需求。

近些年, 随着人工智能技术的发展, 机器学习等智能算法凭借其出色的隐式特征提取和高维数据表征能力, 已经在诸如计算机视觉、语音识别、自然语言处理等多个领域取得了前所未有的先进成果。机器学习方法所表现出的挖掘并利用大数据间隐式的相关性、自主的决策等能力有利于解决超大规模 MIMO 所面临的 CSI 反馈开销问题^[144], 另外, 分布式学习也有利于解决传统集中式处理导致的时延和信令开销问题^[145]。下面将分别从 3 个方面阐述智能 MIMO 信号处理技术的研究趋势和现状: 智能信道感知与学习、智能接收技术、智能干扰协调与利用。

5.1 智能信道感知与学习

信道的时变性是无线空口的一大显著特征, 无线收发机对信道信息获取的精度和时效性决定着 MIMO 系统性能的好坏。随着系统维度的上升, 获取信道的开销加剧, 这将逐步成为超大规模 MIMO 系统的首要技术瓶颈。

5.1.1 智能信道估计

在基于深度学习的信道估计方面, 对于超大规模 MIMO 系统信道估计, 文献 [146] 首次将信道矩阵视为二维图像, 提出一种基于去噪卷积神经网络 (denoising convolutional neural network, DnCNN) 的波束空间信道估计方法, 并提供了信道估计器渐进性能的分析框架, 分析和仿真结果表明其显著优于压缩感知类算法。文献 [147] 利用全连接神经网络 (fully-connected neural network, FNN) 实现超大规模 MIMO 系统上行/下行信道校准。文献 [148] 利用卷积神经网络 (convolutional neural network, CNN) 学习 MMSE 信道估计器的参数。文献 [149] 通过将快速衰落通信信道的时频响应视为二维图像, 提出了一种用于通信系统信道估计的深度学习算法, 其中包含图像超分辨率 (super-resolution, SR) 和图像恢复 (image restoration, IR), 并使用 SR 网络与去噪 IR 网络级联来估计信道, 估计误差表明该算法可与充分了解信道统计信息的 MMSE 估计相媲美, 并且优于近似线性 MMSE 估计。文献 [150] 设计残差信道估计网络 (residual channel estimation network, ReEsNet) 实现 OFDM 的信道估计, 它能与任何下行导频模式兼容, 具有与 MMSE 估计性能相当的性能以及低计算成本的紧凑的网络规模和底层网络架构, 能够在各种场景下工作。文献 [151] 将深度学习框架集成到超大规模 MIMO 系统中, 结合离线学习和在线学习, 实现超分辨率到达方向 (direction-of-arrival, DoA) 估计和信道估计。文献 [152] 针对导频长度小于发射天线数的情况联合设计导频和信道估计器, 其性能显著优于现有方案。

此外,深度学习也被用来在线估计时变信道的信道状态^[153~156],文献[153]提出了一种学习辅助(learning assisted, LA)信道估计算法,基于FNN来跟踪信道变化,其性能优于LS估计。文献[154]提出利用深度学习网络构建、训练和测试信道估计器,在对信道模型和统计特征没有任何先验知识的条件下实现动态跟踪信道状态,在不同导频密度下具有较强的鲁棒性。在文献[155]中基于深度学习的信道估计被进一步拓展到双选择性衰落信道,所提算法在效率和鲁棒性方面都优于现有的估计器,特别是在信道统计时变的情况下。更进一步地,文献[156]首次在线性、非线性和不准确信道统计下解释基于深度学习的信道估计的内部机制,证明了基于深度学习的信道估计不局限于任何特定的信号模型,并且在各种情况下渐进地接近最小均方误差(MMSE)估计,而不需要任何信道统计的先验知识。但如果训练数据的统计数据与部署环境不匹配,深度学习估计器会经历严重的性能下降,甚至无法提供可靠的估计。

另一个研究分支考虑采用隐式信道估计,直接建立端到端的深度学习架构^[157,158]。文献[157]利用FNN隐式估计信道状态信息并直接恢复传输的符号,从而达到逼近最小均方误差算法的性能,并且具有强鲁棒性。文献[158]考虑智能反射面辅助的蜂窝网通信,采用置换不变/等变图神经网络(graph neural network, GNN)架构参数化从接收到的导频到优化系统配置的映射,并根据系统目标直接优化基站处的波束形成器和IRS处的反射系数,与传统的基于显式信道估计的方法相比它可以从更少的导频中学习到最大化和速率或最小速率目标。

5.1.2 智能信道预测

研究者们首先尝试了借助信道模型和神经网络的参数推理能力实现信道预测。通过采用径向基函数(radio basis function, RBF)网络,文献[159]实现了从发射机和接收机的相关参数(高度、距离和载波频率)到路径损耗的映射。由于RBF的网络复杂度高,文献[160]采用预测的思想,利用FNN和RBFNN算法进行预测射线追踪模型中射线与环境的交点,进一步降低了计算路径损耗的复杂度。考虑到噪声的影响,文献[161,162]通过对信道的特征进行分析,采用主成分分析算法对信道冲激响应建模来降低CIR中的噪声。此外,利用多层感知器(multilayer perceptron, MLP)网络,文献[163]实现了从发射机和接收机的坐标到信号接收强度的映射。进一步利用环境的三维信息,文献[164]利用支持向量机(support vector machine, SVM)算法实现了对路径损耗的预测。

另外,研究者也尝试了一种典型的端到端的智能信道预测框架,将推测信道视为时间序列预测任务,并采用序列特性的机器学习网络架构。利用循环神经网络(recurrent neural network, RNN),文献[165,166]实现了对窄带单天线下信道信息的预测。为了提升网络的效率,文献[167]利用门控循环单元(gated recurrent unit, GRU)和长短期记忆(long short-term memory, LSTM)实现信道预测。通过将信道信息当作图像信号来处理,借鉴图像领域的机器学习算法,文献[167~169]利用LSTM和CNN来实现信道预测。进一步地,文献[170]分析了LSTM网络和CNN+自回归(autoregression, AR)网络结构算法用在信道预测方面的性能。为了改善信道预测算法的性能,文献[171]提出了序列到序列(sequence to sequence, Seq2Seq)网络结构。然而,这类算法具有两个方面的局限性。一方面,算法输入的数据需要大量等时间间隔采样的信道序列,从而导致信令开销增大。另一方面,这类数据驱动算法由于缺乏利用信道状态信息(CSI)所包含的内在物理特征,通常会导致大量的训练数据开销。

因此,研究者们也尝试将一些已知的物理信息先验地融入预测网络的设计中,来改善训练数据不足情况下模型泛化能力受限等问题,这种思路也被称为物理启发式的人工智能算法。和传统的人工反馈、知识图谱等先验信息融合算法相比较^[172],基于物理特性启发的神经网络需要独特的网络架构设计,以充分利用内在的物理规律。

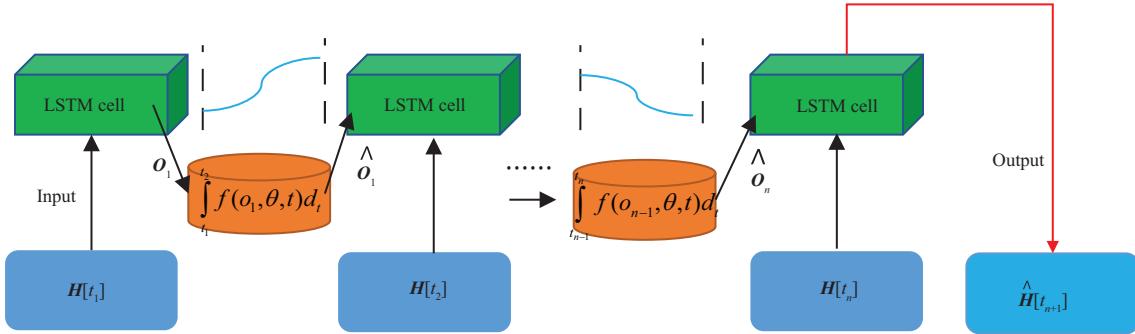


图 20 (网络版彩图) 一种物理驱动的生成式神经网络结构
 Figure 20 (Color online) Physics-inspired generative neural network structure

从考虑物理特性出发, 本文提出了一种物理驱动的生成式神经网络结构^[173], 如图 20 所示, 并将其应用于给定用户位置的静态信道预测问题。由于特殊的网络结构设计, 所提出的网络具有学习散射环境物理信息以及电磁波传播规律并生成完整预测信道的能力。实验表明方案在收敛速度、预测准确率、网络鲁棒性上均有极高的性能表现, 在一定程度上说明了对于部分无线通信中的特定问题和有限的训练开销, 基于物理过程针对性设计的学习网络相较于简单的通用神经网络可能更加高效。而对于时序信道预测的框架, 预测的准确性高度依赖于序列数据的相关性和平滑性以及获取的信道采样点之间的时间间隔。

从离散 CSI 数据的角度来处理信道预测问题, 往往不能很好地利用信道响应的变化过程在物理上的连续性。神经常微分方程 (neural ordinary differential equation, Neural ODE) 借助神经网络来表示一个动态系统, 将物理过程转化为隐式的前向传播过程, 可以很好地解决这一缺陷。进一步将 Neural ODE 引入到信道预测任务中^[174], 设计出基于 ODE-RNN 结构的信道预测方法, 实现了更高效的信道时序预测方法。通过理论分析对于准静态散射环境, 移动信道对时间的导数只与当前的 CSI 有关, 从而设计出 ODE-RNN 结构。ODE-RNN 根据 9 个 CSI 预测第 10 个的精度, 可达 NMSE 3.8%。

5.2 智能接收技术

从理论上讲, 大规模 MIMO 可以使能更高的 MIMO 流数, 从而带来更高的频谱效率。然而传统的正交导频设计模型无法满足如此高传输流数的需求。为了解决这个技术瓶颈问题, 一种思路是将信令设计理念逐渐从 5G 时代的“正交化”转变成“非正交化”。基于这样的设计理念, 文献 [175] 提出了一种基于协方差矩阵的非正交导频分配方法, 文献 [176] 提出了一种新的导频结构和协方差矩阵估计方法, 提升了在有导频污染情况下的信道估计精度, 文献 [177] 研究了在无法获取完美协方差矩阵条件下的导频开销和信道估计方法, 及其对超大规模 MIMO 性能的影响。然而非正交导频有其自身的局限性和性能极限, 为了进一步降低导频开销, 信道和信号联合估计是一个潜在的研究方向。文献 [178, 179] 将变分自编码器 (variationoal autoencoder, VAE) 与盲均衡问题结合, 将最大似然问题近似为最大化证据下界 (evidence lower bound, ELBO) 问题, 从而利用神经网络快速求解盲均衡问题。

针对 MIMO 超高流传输时的导频开销问题, 本文提出了一种全新的智能接收算法。该方法可以利用神经网络的高表达性和非线性特性, 学习 QAM 信号内在的调制特性和信道编码赋予时域信号之间的相关性, 从而大幅降低接收机在检测信号时对信道信息获取的导频开销。神经网络的设计采用了模块化的思想, 将神经网络拆分成子神经网络, 每个子网络分别结合不同物理层的领域知识进行设计, 如图 21 所示, 进而提升了神经网络的整体表达能力。

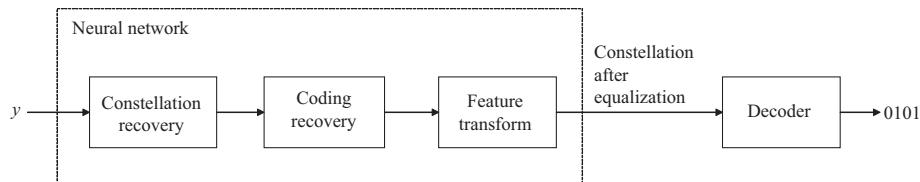


图 21 基于 AI 的智能接收算法

Figure 21 AI-based smart receiver

特定设计的神经网络往往容易出现过拟合问题, 导致神经网络在不同信道环境下的性能不稳定。针对此类问题, 智能接收机可以通过对信道估计和信号检测进行联合优化, 弱化信道估计对神经网络表达能力的影响, 从而提升神经网络的泛化性。系统仿真测试结果表明, 该智能接收算法可以在较低的导频开销下提升网络频谱效率至 80 bps/Hz/cell, 同时接入的空分流数达到 100+ 流。

5.3 智能干扰协调与利用

对于一个 TDD MIMO 多小区系统, “导频污染”问题是影响网络性能的主要原因之一, 这主要是因为用来估计下行信道的上行信道探测参考信号 (sounding reference signal, SRS) 在传输时会受到来自邻区终端的干扰。传统上, “频率复用”技术被用来对抗此类干扰, 即在物理距离上分隔开使用同一频率的基站, 并对邻区基站分配不同的频谱资源, 以降低基站间的同频干扰。但由于频谱资源有限, 使用频率复用将导致每个基站分配到的频谱资源减少, 降低了网络整体的频谱效率。另一种处理干扰的方法是“干扰消除”, 典型的例子为 IRC (interference rejection combining) 算法^[180], 它将干扰视作白噪声, 通过 MMSE 均衡在一定程度上消除了干扰对有用信号的影响。然而在 MIMO 场景下, 由于信号估计误差的存在, IRC 类算法在多干扰源、干扰实时变化时的性能表现一般。

在传统干扰抑制方法外, 深度学习也被用于抑制干扰, 文献 [181, 182] 将神经网络编解码器结构中的编码器和解码器分别部署在发射机和接收机, 通过在发射机和接收机联合优化, 降低用户在传输过程中产生的干扰。收发联合优化需要在发射机和接收机间传递大量参数, 增加网络开销。为了实现低开销的抑制干扰的目标, 我们创新地提出了一种利用 AI 进行盲干扰抑制的接收机算法^[183]。该方法借鉴 AI 手写体识别的方法, 以在接收机端学习无干扰条件下的 CSI 的共同特征作为参考, 与有干扰条件下的 CSI 特征进行对比, 结合神经网络的非线性优化, 进行低开销的干扰抑制。经过系统仿真验证, 对比传统 IRC 干扰抑制方法, 本方法可以提升 SRS 复用时的信道估计精度 7.4 倍, 进而有效地降低导频复用比, 提升多小区 MIMO 系统的整体频谱效率。

6 结束语

IMT-2030(6G) 所定义的六大典型应用场景对 6G 无线空口的 KPI 指标提出了更高、更苛刻的要求。为了满足未来 6G 的指标需求, 学术界和工业界已经开展了一系列前期探索和创新工作。本文主要从先进信道编码、波形和多址、智能超表面、超大规模 MIMO 4 个重点方向简述了近年来无线空口研究领域的发展和趋势。对上述 6G 潜在空口技术的持续投入和创新将有力支撑未来 6G 愿景的实现。6G 是期待中的下一代更先进的移动通信系统, 但 6G 绝不仅仅是通信。6G 将构建物理世界与数字世界连接的神经中枢, 真正开启万物感知、万物互联、万物智能的时代, 实现“因智而联, 因联而智, 智通万物, 慧达千行”的人类可持续发展愿景。

参考文献

- 1 ITU-R. Draft New Recommendation. IMT Vision–Framework and overall objectives of the future development of IMT for 2030 and beyond. 2023
- 2 You X H, Wang C-X, Huang J, et al. Towards 6G wireless communication networks: vision, enabling technologies, and new paradigm shifts. *Sci China Inf Sci*, 2021, 64: 110301
- 3 白宝明, 孙韶辉, 王加庆. 5G 移动通信中的信道编码. 北京: 电子工业出版社, 2020
- 4 Rappaport T. *Wireless Communications: Principles and Practice*. Upper Saddle River: Prentice Hall PTR, 1996
- 5 Steve Dennett. The CDMA2000 ITU-R RTT Candidate Submission (0.18). Telecommunications Industry Association, 1998. https://secure.tele.pw.edu.pl/~mgolanski/dbpublic/ssrw_materialy_cdma2000.pdf
- 6 Stüber G L. *Principles of Mobile Communication*. Berlin: Springer, 2001
- 7 Evolved Universal Terrestrial Radio Access. Multiplexing and channel coding (Release 16). 3GPP Organizational Partners TS 36.212, 2020. https://www.etsi.org/deliver/etsi_ts/136200_136299/136212/14.11.00_60/ts.136212v141100p.pdf
- 8 Arikan E. Channel polarization: a method for constructing capacity-achieving codes for symmetric binary-input memoryless channels. *IEEE Trans Inform Theor*, 2009, 55: 3051–3073
- 9 Niu K, Chen K. CRC-aided decoding of polar codes. *IEEE Commun Lett*, 2012, 16: 1668–1671
- 10 Arikan E. From sequential decoding to channel polarization and back again. 2019. ArXiv:1908.09594
- 11 Tal I, Vardy A. List decoding of polar codes. *IEEE Trans Inform Theor*, 2015, 61: 2213–2226
- 12 Gallager R. Low-density parity-check codes. *IEEE Trans Inform Theor*, 1962, 8: 21–28
- 13 MacKay D J C, Wilson S T, Davey M C. Comparison of constructions of irregular Gallager codes. *IEEE Trans Commun*, 1999, 47: 1449–1454
- 14 Hu X-Y, Eleftheriou E, Arnold D M. Regular and irregular progressive edge-growth tanner graphs. *IEEE Trans Inform Theor*, 2005, 51: 386–398
- 15 Berrou C, Glavieux A, Thitimajshima P. Near shannon limit error-correcting coding and decoding: turbo-codes. 1. In: Proceedings of IEEE International Conference on Communications, 1993. 2: 1064–1070
- 16 Kudekar S, Richardson T J, Urbanke R L. Threshold saturation via spatial coupling: why convolutional LDPC ensembles perform so well over the BEC. *IEEE Trans Inform Theor*, 2011, 57: 803–834
- 17 Kudekar S, Richardson T, Urbanke R L. Spatially coupled ensembles universally achieve capacity under belief propagation. *IEEE Trans Inform Theor*, 2013, 59: 7761–7813
- 18 Mitchell D G M, Lentmaier M, Costello D J. Spatially coupled LDPC codes constructed from protographs. *IEEE Trans Inform Theor*, 2015, 61: 4866–4889
- 19 Costello D, Dolecek L, Fuja T, et al. Spatially coupled sparse codes on graphs: theory and practice. *IEEE Commun Mag*, 2014, 52: 168–176
- 20 Wang Q F, Cai S H, Lin W C, et al. Spatially coupled LDPC codes via partial superposition and their application to HARQ. *IEEE Trans Veh Technol*, 2021, 70: 3493–3504
- 21 MacKay D J C, Neal R M. Near Shannon limit performance of low density parity check codes. *Electron Lett*, 1997, 33: 457–458
- 22 MacKay D J C. Good error-correcting codes based on very sparse matrices. *IEEE Trans Inform Theor*, 1999, 45: 399–431
- 23 Kou Y, Lin S, Fossorier M P C. Low-density parity-check codes based on finite geometries: a rediscovery and new results. *IEEE Trans Inform Theor*, 2001, 47: 2711–2736
- 24 Lan L, Zeng L Q, Tai Y Y, et al. Construction of quasi-cyclic LDPC codes for AWGN and binary erasure channels: a finite field approach. *IEEE Trans Inform Theor*, 2007, 53: 2429–2458
- 25 Ammar B, Honary B, Kou Y, et al. Construction of low-density parity-check codes based on balanced incomplete block designs. *IEEE Trans Inform Theor*, 2004, 50: 1257–1268
- 26 Li Z W, Chen L, Zeng L Q, et al. Efficient encoding of quasi-cyclic low-density parity-check codes. *IEEE Trans Commun*, 2006, 54: 71–81
- 27 Xu H Z, Feng D, Luo R, et al. Construction of quasi-cyclic LDPC codes via masking with successive cycle elimination. *IEEE Commun Lett*, 2016, 20: 2370–2373
- 28 3GPP R1-1701552. Final Minutes Report RAN1 87 v100. Technical Report, 3GPP TSG RAN WG1 Meeting 87,

2006. https://www.3gpp.org/ftp/tsg_ran/WG1_RL1/TSGR1_88/Docs
- 29 Davey M C, MacKay D J C. Low density parity check codes over $GF(q)$. In: Proceedings of Information Theory Workshop, 1998. 70–71
- 30 Voicila A, Declercq D, Verdier F, et al. Low-complexity, low-memory EMS algorithm for non-binary LDPC codes. In: Proceedings of IEEE International Conference on Communications, 2007. 671–676
- 31 Ma X, Zhang K, Chen H Q, et al. Low complexity X-EMS algorithms for nonbinary LDPC codes. *IEEE Trans Commun*, 2012, 60: 9–13
- 32 Eslami A, Pishro-Nik H. A practical approach to polar codes. In: Proceedings of IEEE International Symposium on Information Theory Proceedings, St. Petersburg, 2011. 16–20
- 33 Niu K, Chen K, Lin J-R. Beyond turbo codes: rate-compatible punctured polar codes. In: Proceedings of IEEE International Conference on Communications (ICC), Budapest, 2013. 3423–3427
- 34 Wang R X, Liu R K. A novel puncturing scheme for polar codes. *IEEE Commun Lett*, 2014, 18: 2081–2084
- 35 Bioglio V, Gabry F, Land I, et al. Multi-kernel polar codes: concept and design principles. *IEEE Trans Commun*, 2020, 68: 5350–5362
- 36 Trifonov P. Chained polar subcodes. In: Proceedings of ITG Conference on Systems, Communications and Coding (SCC), Hamburg, 2017. 1–6
- 37 Generation Partnership Project (3GPP). 5G; NR; Multiplexing and Channel Coding. Technical Report TS 38.212, versioion 15.2.0, Release 15, Sophia Antipolis, France, 2018. https://www.etsi.org/deliver/etsi_ts/138200..138299/138212/15.02.00_60-ts_138212v150200p.pdf
- 38 Kahraman S, Çelebi M E. Code based efficient maximum-likelihood decoding of short polar codes. In: Proceedings of IEEE International Symposium on Information Theory Proceedings, Cambridge, 2012. 1967–1971
- 39 Niu K, Chen K. Stack decoding of polar codes. *Electron Lett*, 2012, 48: 695–697
- 40 Alamdar-Yazdi A, Kschischang F R. A simplified successive-cancellation decoder for polar codes. *IEEE Commun Lett*, 2011, 15: 1378–1380
- 41 Sarkis G, Giard P, Vardy A, et al. Fast polar decoders: algorithm and implementation. *IEEE J Sel Areas Commun*, 2014, 32: 946–957
- 42 Condo C, Bioglio V, Land I. Generalized fast decoding of polar codes. In: Proceedings of IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM), Abu Dhabi, 2018. 1–6
- 43 Zhou Y C, Zheng Y J, Wang Z F. Fast successive-cancellation decoding of 5G parity-check polar codes. *IEEE Commun Lett*, 2023, 27: 37–40
- 44 Arkan E. A performance comparison of polar codes and Reed-Muller codes. *IEEE Commun Lett*, 2008, 12: 447–449
- 45 Elkelesh A, Ebada M, Cammerer S, et al. Belief propagation list decoding of polar codes. *IEEE Commun Lett*, 2018, 22: 1536–1539
- 46 Miloslavskaya V, Vucetic B. Design of short polar codes for SCL decoding. *IEEE Trans Commun*, 2020, 68: 6657–6668
- 47 Wang T, Qu D M, Jiang T. Parity-check-concatenated polar codes. *IEEE Commun Lett*, 2016, 20: 2342–2345
- 48 Ungerboeck G. Channel coding with multilevel/phase signals. *IEEE Trans Inform Theor*, 1982, 28: 55–67
- 49 Caire G, Taricco G, Biglieri E. Bit-interleaved coded modulation. *IEEE Trans Inform Theor*, 1998, 44: 927–946
- 50 Imai H, Hirakawa S. A new multilevel coding method using error-correcting codes. *IEEE Trans Inform Theor*, 1977, 23: 371–377
- 51 Wachsmann U, Fischer R F H, Huber J B. Multilevel codes: theoretical concepts and practical design rules. *IEEE Trans Inform Theor*, 1999, 45: 1361–1391
- 52 Yuan R M, Fang J, Xu R C, et al. A hybrid MLC and BICM coded-modulation framework for 6G. In: Proceedings of IEEE Globecom Workshops (GC Wkshps), 2021. 1–6
- 53 Cai S H, Lin W C, Yao X Y M, et al. Systematic convolutional low density generator matrix code. *IEEE Trans Inform Theor*, 2021, 67: 3752–3764
- 54 Wang Y X, Ma X. Concatenation of SC-LDGM codes with outer BCH codes. In: Proceedings of the 14th International Conference on Wireless Communications and Signal Processing (WCSP), 2022. 388–392
- 55 Wang Y X, Ma X. Rate-configurable SC-LDGM codes concatenated with zipper codes for optical communication. In: Proceedings of IEEE 12th Annual Computing and Communication Workshop and Conference (CCWC), 2022. 0983–0987

- 56 Forney G D, Ungerboeck G. Modulation and coding for linear Gaussian channels. *IEEE Trans Inform Theor*, 1998, 44: 2384–2415
- 57 Yuan R M, Bai B M, Fang J, et al. Two-level LDPC-coded modulation with probabilistic shaping. *IEEE Commun Lett*, 2023, 27: 2019–2023
- 58 Aoudia F A, Hoydis J. Joint learning of probabilistic and geometric shaping for coded modulation systems. In: Proceedings of IEEE Global Communications Conference, 2020. 1–6
- 59 You X H. 6G extreme connectivity via exploring spatiotemporal exchangeability. *Sci China Inf Sci*, 2023, 66: 130306
- 60 Ma X, Liang C L, Huang K C, et al. Block Markov superposition transmission: construction of big convolutional codes from short codes. *IEEE Trans Inform Theor*, 2015, 61: 3150–3163
- 61 Cai S H, Lin N N, Ma X. Block Markov superposition transmission of BCH codes with iterative erasures-and-errors decoders. *IEEE Trans Commun*, 2019, 67: 17–27
- 62 Guo K J, Wang Q F, Ma X. Block Markov superposition transmission of 5G LDPC codes. *J Xidian Univ*, 2022, 49: 9–14 [郭孔靖, 王千帆, 马啸. 分组马尔可夫叠加传输5G LDPC码的方案. 西安电子科技大学学报, 2022, 49: 9–14]
- 63 Coşkun M C, Durisi G, Jerkovits T, et al. Efficient error-correcting codes in the short blocklength regime. *Phys Commun*, 2019, 34: 66–79
- 64 Cai S H, Ma X. Twisted-pair superposition transmission. *IEEE Trans Commun*, 2021, 69: 5663–5671
- 65 Chen H-W, Cai S-H, Wei B-D, et al. Dual coupled polar coded modulation. 2022, 50: 1917–1924 [陈皓炜, 蔡穗华, 韦宝典, 等. 双耦合极化码及其编码调制方案. 电子学报, 2022, 50: 1917–1924]
- 66 Cai S H, Zhao S C, Ma X. Free ride on LDPC coded transmission. *IEEE Trans Inform Theor*, 2022, 68: 80–92
- 67 Sun J C, Liu H, Ma X. Transmitting extra bits by rotating signal constellations. *Electron lett*, 2020, 56: 107–110
- 68 Wang Y C, Jiang M, Ma X. Transmitting extra bits with cyclically shifted LDPC codes. *IEEE Wireless Commun Lett*, 2021, 10: 2824–2827
- 69 Wang Q F, Cai S H, Wang Y C, et al. Free-ride feedback and superposition retransmission over LDPC coded links. *IEEE Trans Commun*, 2022, 71: 13–25
- 70 Wang Q F, Cai S H, Ma X. Free-ride coding for constructions of coupled LDPC codes. *IEEE Trans Commun*, 2023, 71: 1259–1270
- 71 Fossorier M P C, Lin S. Soft-decision decoding of linear block codes based on ordered statistics. *IEEE Trans Inform Theor*, 1995, 41: 1379–1396
- 72 Wang Y W, Liang J F, Ma X. Local constraint-based ordered statistics decoding for short block codes. In: Proceedings of IEEE Information Theory Workshop (ITW), 2022. 107–112
- 73 Liang J F, Wang Y W, Cai S H, et al. A low-complexity ordered statistic decoding of short block codes. *IEEE Commun Lett*, 2023, 27: 400–403
- 74 Liu Y, Mu X, Schober R, et al. Simultaneously transmitting and reflecting (STAR)-RISs: a coupled phase-shift model. In: Proceedings of IEEE International Conference on Communications, 2021. 2840–2845
- 75 Zamir R, Shamai S, Erez U. Nested linear/lattice codes for structured multiterminal binning. *IEEE Trans Inform Theor*, 2002, 48: 1250–1276
- 76 Zhang S, Liew S, Lam P P. Hot topic: physical-layer network coding. In: Proceedings of the 12th Annual International Conference on Mobile Computing and Networking, Los Angeles, 2006
- 77 Zhan J, Nazer B, Erez U, et al. Integer-forcing linear receivers. *IEEE Trans Inform Theor*, 2014, 60: 7661–7685
- 78 Cadambe V R, Jafar S A. Interference alignment and degrees of freedom of the K -user interference channel. *IEEE Trans Inform Theor*, 2008, 54: 3425–3441
- 79 Ntranos V, Cadambe V, Nazer B, et al. Integer-forcing interference alignment. In: Proceedings of IEEE International Symposium on Information Theory, 2013. 574–578
- 80 Yang T. Distributed MIMO broadcasting: reverse compute-and-forward and signal-space alignment. *IEEE Trans Wireless Commun*, 2017, 16: 581–593
- 81 杨涛, 余方涛, 陈秋卓. 基于整数环上的双不规则重复累积调制码. 中国发明专利, 专利号: 202111385383.5
- 82 Wang X D, Poor H V. Iterative (turbo) soft interference cancellation and decoding for coded CDMA. *IEEE Trans Commun*, 1999, 47: 1046–1061
- 83 Li P, Liu L H, Wu K Y, et al. Interleave division multiple-access. *IEEE Trans Wireless Commun*, 2006, 5: 938–947
- 84 Nikopour H, Baligh H. Sparse code multiple access. In: Proceedings of IEEE 24th Annual International Symposium

- on Personal, Indoor, and Mobile Radio Communications (PIMRC), 2013. 332–336
- 85 Yang T, Yang L, Guo Y J, et al. A non-orthogonal multiple-access scheme using reliable physical-layer network coding and cascade-computation decoding. *IEEE Trans Wireless Commun*, 2017, 16: 1633–1645
- 86 Chen Q, Yu F, Yang T, et al. Gaussian and fading multiple access using linear physical-layer network coding. *IEEE Trans Wireless Commun*, 2023, 22: 3099–3113
- 87 Yang T, Yu F, Chen Q, et al. On the design of efficient lattice-code based multiple access. In: Proceedings of IEEE Global Communications Conference, 2023
- 88 杨涛, 余方涛, 陈秋卓, 等. 格码多址系统及收发机处理方法. 北京航空航天大学, CN202211052208.9
- 89 Yang T. Beyond integer-forcing receiver for lattice-code based multi-user MIMO system. *IEEE Commun Lett*, 2023, 27: 2553–2557
- 90 杨涛, 邱欣哲. 多流数据整数组合的软判决检测方法及系统. 北京航空航天大学, CN202311037503.1
- 91 Yang P, Xiao Y, Xiao M, et al. 6G wireless communications: vision and potential techniques. *IEEE Network*, 2019, 33: 70–75
- 92 Long H, Wang S, Xu L F, et al. OTFS technology research and prospect. *Telecommun Sci*, 2021, 37: 57–63 [龙航, 王森, 徐林飞, 等. OTFS 技术研究现状与展望. 电信科学, 2021, 37: 57–63]
- 93 Hadani R, Rakib S, Tsatsanis M, et al. Orthogonal time frequency space modulation. In: Proceedings of IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC), San Francisco, 2017. 1–6
- 94 陈达, 陈玉婷, 罗锴, 等. 适用快时变信道的波形可控多载波通信方法、装置及系统. 华中科技大学, CN202210431734.X
- 95 陈达, 陈玉婷, 吴亚莹, 等. 一种降低 OTFS 发送信号阻带能量的方法及存储介质. 华中科技大学, CN2023110811026
- 96 Chen D, Wang R, Jiang T. Channel estimation and pilot symbol optimization based on intrinsic interference utilization for OQAM/FBMC systems. *IEEE Trans Signal Process*, 2021, 69: 4595–4606
- 97 Chen D, Wang R, Mei Y J, et al. Distribution line fitting-based channel estimation without guard symbols for OQAM/FBMC systems. *IEEE Trans Wireless Commun*, 2021, 20: 3659–3669
- 98 陈达, 徐萌莹, 陈玉婷, 等. 一种低导频开销的多载波符号快速恢复方法、装置及系统. 华中科技大学, CN202210593263.2
- 99 陈达, 徐萌莹, 王睿, 等. 一种高精度的多载波符号快速恢复方法、装置及系统. 华中科技大学, CN202210593195.X
- 100 陈达, 徐萌莹, 梅玉娟, 等. 一种基于多载波系统导频优化设计的信道估计方法及系统. 华中科技大学, ZL202110529614.9, 授权日: 2022.05.20
- 101 Zeng S, Zhang H, Di B, et al. Reconfigurable intelligent surfaces in 6G: reflective, transmissive, or both? *IEEE Commun Lett*, 2021, 25: 2063–2067
- 102 Özdogan Ö, Björnson E, Larsson E G. Intelligent reflecting surfaces: physics, propagation, and pathloss modeling. *IEEE Wireless Commun Lett*, 2019, 9: 581–585
- 103 Tang W, Chen M Z, Chen X, et al. Wireless communications with reconfigurable intelligent surface: path loss modeling and experimental measurement. *IEEE Trans Wireless Commun*, 2020, 20: 421–439
- 104 Björnson E, Sanguinetti L. Rayleigh fading modeling and channel hardening for reconfigurable intelligent surfaces. *IEEE Wireless Commun Lett*, 2020, 10: 830–834
- 105 Huang C, Mo R, Yuen C. Reconfigurable intelligent surface assisted multiuser MISO systems exploiting deep reinforcement learning. *IEEE J Sel Areas Commun*, 2020, 38: 1839–1850
- 106 Di B, Zhang H, Song L, et al. Hybrid beamforming for reconfigurable intelligent surface based multi-user communications: achievable rates with limited discrete phase shifts. *IEEE J Sel Areas Commun*, 2020, 38: 1809–1822
- 107 Gradoni G, Renzo M D. End-to-end mutual coupling aware communication model for reconfigurable intelligent surfaces: an electromagnetic-compliant approach based on mutual impedances. *IEEE Wireless Commun Lett*, 2021, 10: 938–942
- 108 Abeywickrama S, Zhang R, Wu Q, et al. Intelligent reflecting surface: practical phase shift model and beamforming optimization. *IEEE Trans Commun*, 2020, 68: 5849–5863
- 109 Zhang H, Di B, Song L, et al. Reconfigurable intelligent surfaces assisted communications with limited phase shifts: how many phase shifts are enough? *IEEE Trans Veh Technol*, 2020, 69: 4498–4502
- 110 Zhang H, Di B, Han Z, et al. Reconfigurable intelligent surface assisted multi-user communications: how many

- reflective elements do we need? IEEE Wireless Commun Lett, 2021, 10: 1098–1102
- 111 Zeng S, Zhang H, Di B, et al. Reconfigurable intelligent surface (RIS) assisted wireless coverage extension: RIS orientation and location optimization. IEEE Commun Lett, 2020, 25: 269–273
- 112 Thirumavalavan V C, Jayaraman T S. BER analysis of reconfigurable intelligent surface assisted downlink power domain NOMA system. In: Proceedings of International Conference on Communication Systems & Networks, 2020. 519–522
- 113 Basar E. Transmission through large intelligent surfaces: a new frontier in wireless communications. In: Proceedings of European Conference on Networks and Communications (EuCNC), 2019. 112–117
- 114 Tan X, Sun Z, Koutsonikolas D, et al. Enabling indoor mobile millimeter-wave networks based on smart reflect-arrays. In: Proceedings of IEEE Conference on Computer Communications, 2018. 270–278
- 115 Jung M, Saad W, Jang Y, et al. Performance analysis of large intelligent surfaces (LISs): asymptotic data rate and channel hardening effects. IEEE Trans Wireless Commun, 2020, 19: 2052–2065
- 116 Han Y, Li X, Tang W, et al. Dual-polarized RIS-assisted mobile communications. IEEE Trans Wireless Commun, 2022, 21: 591–606
- 117 Bhowal A, Aissa S. Polarization-enabled MIMO bidirectional device-to-device communications via RIS. IEEE Trans Commun, 2023, 71: 427–440
- 118 Nadeem Q U A, Alwazani H, Kammoun A, et al. Intelligent reflecting surface-assisted multi-user MISO communication: channel estimation and beamforming design. IEEE Open J Commun Soc, 2020, 1: 661–680
- 119 Zheng B, You C, Zhang R. Fast channel estimation for IRS-assisted OFDM. IEEE Wireless Commun Lett, 2021, 10: 580–584
- 120 Liu Y, Liu X, Mu X, et al. Reconfigurable intelligent surfaces: principles and opportunities. IEEE Commun Surv Tutorials, 2021, 23: 1546–1577
- 121 Yang G, Xu X, Liang Y-C. Intelligent reflecting surface assisted non-orthogonal multiple access. 2019. ArXiv:1907.03133
- 122 Wu Q, Zhang R. Beamforming optimization for wireless network aided by intelligent reflecting surface with discrete phase shifts. IEEE Trans Commun, 2020, 68: 1838–1851
- 123 Yu X, Xu D, Schober R. Optimal beamforming for MISO communications via intelligent reflecting surfaces. In: Proceedings of IEEE 21st International Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications (SPAWC), 2020. 1–5
- 124 Di B, Zhang H, Li L, et al. Practical hybrid beamforming with finite-resolution phase shifters for reconfigurable intelligent surface based multi-user communications. IEEE Trans Veh Technol, 2020, 69: 4565–4570
- 125 Zeng S, Zhang H, Di B, et al. Reconfigurable refractive surfaces: an energy-efficient way to holographic MIMO. IEEE Commun Lett, 2022, 26: 2490–2494
- 126 Zeng S, Zhang H, Di B, et al. Multi-user holographic MIMO systems: reconfigurable refractive surface or phased array? In: Proceedings of IEEE Global Communications Conference, 2022. 645–650
- 127 Xu J, Liu Y, Mu X, et al. Simultaneously transmitting and reflecting intelligent omni-surfaces: modeling and implementation. IEEE Veh Technol Mag, 2022, 17: 46–54
- 128 Xu H X, Tang S, Wang G M, et al. Multifunctional microstrip array combining a linear polarizer and focusing metasurface. IEEE Trans Antennas Propagat, 2016, 64: 3676–3682
- 129 Zhang Y, Di B, Zhang H, et al. Codebook design and beam training for intelligent omni-surface aided communications. In: Proceedings of IEEE Wireless Communications and Networking Conference, 2022. 500–505
- 130 Zeng S, Zhang H, Di B, et al. Intelligent omni-surfaces: reflection-refraction circuit model, full-dimensional beamforming, and system implementation. IEEE Trans Commun, 2022, 70: 7711–7727
- 131 Zhang S, Zhang H, Di B, et al. Beyond intelligent reflecting surfaces: reflective-transmissive metasurface aided communications for full-dimensional coverage extension. IEEE Trans Veh Technol, 2020, 69: 13905–13909
- 132 Zhang S, Zhang H, Di B, et al. Intelligent omni-surfaces: ubiquitous wireless transmission by reflective-refractive metasurfaces. IEEE Trans Wireless Commun, 2021, 21: 219–233
- 133 Wu C, You C, Liu Y, et al. Channel estimation for STAR-RIS-Aided wireless communication. IEEE Commun Lett, 2022, 26: 652–656
- 134 Spencer Q H, Swindlehurst A L, Haardt M. Zero-forcing methods for downlink spatial multiplexing in multiuser

- MIMO channels. *IEEE Trans Signal Process*, 2004, 52: 461–471
- 135 Zhang H, Di B. Intelligent omni-surfaces: simultaneous refraction and reflection for full-dimensional wireless communications. *IEEE Commun Surv Tutorials*, 2022, 24: 1997–2028
- 136 Kundu N K, McKay M R. Channel estimation for reconfigurable intelligent surface aided MISO communications: from LMMSE to deep learning solutions. *IEEE Open J Commun Soc*, 2021, 2: 471–487
- 137 Chen Y, Ai B, Zhang H, et al. Reconfigurable intelligent surface assisted device-to-device communications. *IEEE Trans Wireless Commun*, 2020, 20: 2792–2804
- 138 Zhang H, Song L, Han Z, et al. Spatial equalization before reception: reconfigurable intelligent surfaces for multi-path mitigation. In: Proceedings of IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP), 2021. 8062–8066
- 139 Zhang Y, Di B, Zhang H, et al. Dual codebook design for intelligent omni-surface aided communications. *IEEE Trans Wireless Commun*, 2022, 21: 9232–9245
- 140 Zhang S, Zhang Y, Di B, et al. Rate-overhead tradeoff in beam training for RRS-assisted multi-user communications. In: Proceedings of the 96th Vehicular Technology Conference, 2022. 1–5
- 141 Zhang Y, Di B, Zhang H, et al. Meta-wall: intelligent omni-surfaces aided multi-cell MIMO communications. *IEEE Trans Wireless Commun*, 2022, 21: 7026–7039
- 142 Zhang H, Zeng S, Di B, et al. Intelligent omni-surfaces for full-dimensional wireless communications: principles, technology, and implementation. *IEEE Commun Mag*, 2022, 60: 39–45
- 143 Yue S, Zeng S, Zhang H, et al. Intelligent omni-surfaces aided wireless communications: does the reciprocity hold? *IEEE Trans Veh Technol*, 2023, 72: 8181–8185
- 144 Wen C K, Shih W T, Jin S. Deep learning for massive MIMO CSI feedback. *IEEE Wireless Commun Lett*, 2018, 7: 748–751
- 145 Xu W, Yang Z, Ng D W K, et al. Edge learning for B5G networks with distributed signal processing: semantic communication, edge computing, and wireless sensing. *IEEE J Sel Top Signal Process*, 2023, 17: 9–39
- 146 He H, Wen C K, Jin S, et al. Deep learning-based channel estimation for beamspace mmWave massive MIMO systems. *IEEE Wireless Commun Lett*, 2018, 7: 852–855
- 147 Huang C, Alexandropoulos G C, Zappone A, et al. Deep learning for UL/DL channel calibration in generic massive MIMO systems. In: Proceedings of IEEE International Conference on Communications, 2019. 1–6
- 148 Neumann D, Wiese T, Utschick W. Learning the MMSE channel estimator. *IEEE Trans Signal Process*, 2018, 66: 2905–2917
- 149 Soltani M, Pourahmadi V, Mirzaei A, et al. Deep learning-based channel estimation. *IEEE Commun Lett*, 2019, 23: 652–655
- 150 Li L, Chen H, Chang H H, et al. Deep residual learning meets OFDM channel estimation. *IEEE Wireless Commun Lett*, 2019, 9: 615–618
- 151 Huang H, Yang J, Huang H, et al. Deep learning for super-resolution channel estimation and DOA estimation based massive MIMO system. *IEEE Trans Veh Technol*, 2018, 67: 8549–8560
- 152 Chun C J, Kang J M, Kim I M. Deep learning-based channel estimation for massive MIMO systems. *IEEE Wireless Commun Lett*, 2019, 8: 1228–1231
- 153 Ma X, Ye H, Li Y. Learning assisted estimation for time-varying channels. In: Proceedings of the 15th International Symposium on Wireless Communication Systems, 2018. 1–5
- 154 Bai Q, Wang J, Zhang Y, et al. Deep learning-based channel estimation algorithm over time selective fading channels. *IEEE Trans Cogn Commun Netw*, 2019, 6: 125–134
- 155 Yang Y, Gao F, Ma X, et al. Deep learning-based channel estimation for doubly selective fading channels. *IEEE Access*, 2019, 7: 36579–36589
- 156 Hu Q, Gao F, Zhang H, et al. Deep learning for channel estimation: interpretation, performance, and comparison. *IEEE Trans Wireless Commun*, 2020, 20: 2398–2412
- 157 Ye H, Li G Y, Juang B H. Power of deep learning for channel estimation and signal detection in OFDM systems. *IEEE Wireless Commun Lett*, 2017, 7: 114–117
- 158 Jiang T, Cheng H V, Yu W. Learning to reflect and to beamform for intelligent reflecting surface with implicit channel estimation. *IEEE J Sel Areas Commun*, 2021, 39: 1931–1945

- 159 Chang P-R, Yang W-H. Environment-adaptation mobile radio propagation prediction using radial basis function neural networks. *IEEE Trans Veh Technol*, 1997, 46: 155–160
- 160 Azpilicueta L, Rawat M, Rawat K, et al. A ray launching-neural network approach for radio wave propagation analysis in complex indoor environments. *IEEE Trans Antennas Propagat*, 2014, 62: 2777–2786
- 161 Ma X, Zhang J, Zhang Y, et al. Data scheme-based wireless channel modeling method: motivation, principle and performance. *J Commun Inf Netw*, 2017, 2: 41–51
- 162 Ma X, Zhang J, Zhang Y, et al. A PCAbased modeling method for wireless MIMO channel. In: Proceedings of IEEE Conference on Computer Communications Workshops, 2017. 874–879
- 163 Ferreira G P, Matos L J, Silva J M M. Improvement of outdoor signal strength prediction in UHF band by artificial neural network. *IEEE Trans Antennas Propagat*, 2016, 64: 5404–5410
- 164 Uccellari M, Facchini F, Sola M, et al. On the application of support vector machines to the prediction of propagation losses at 169 MHz for smart metering applications. *IET Microwaves Antenn Propag*, 2018, 12: 302–312
- 165 Connor J T, Martin R D, Atlas L E. Recurrent neural networks and robust time series prediction. *IEEE Trans Neural Netw*, 2002, 5: 240–254
- 166 Ding T, Hirose A. Fading channel prediction based on combination of complex-valued neural networks and chirp Z-transform. *IEEE Trans Neural Netw Learn Syst*, 2014, 25: 1686–1695
- 167 Jiang W, Schotten H D. Recurrent neural networks with long short term memory for fading channel prediction. In: Proceedings of IEEE 91st Vehicular Technology Conference, 2020
- 168 Luo C, Ji J, Wang Q, et al. Channel state information prediction for 5G wireless communications: a deep learning approach. *IEEE Trans Netw Sci Eng*, 2020, 7: 227–236
- 169 Yang Y, Gao F, Xing C, et al. Deep multimodal learning: merging sensory data for massive MIMO channel prediction. *IEEE J Sel Areas Commun*, 2021, 39: 1885–1898
- 170 Yuan J, Ngo H Q, Matthaiou M. Machine learning-based channel prediction in massive MIMO with channel aging. *IEEE Trans Wireless Commun*, 2020, 19: 2960–2973
- 171 Huangfu Y R, Wang J, Li R, et al. Predicting the mumble of wireless channel with sequence-to-sequence models. In: Proceedings of IEEE 30th Annual International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC), 2019
- 172 von Rueden L, Mayer S, Beckh K, et al. Informed machine learning—a taxonomy and survey of integrating prior knowledge into learning systems. *IEEE Trans Knowl Data Eng*, 2023, 35: 614–633
- 173 Xiao Z, Zhang Z, Huang C, et al. C-GRBFnet: a physics-inspired generative deep neural network for channel representation and prediction. *IEEE J Sel Areas Commun*, 2022, 40: 2282–2299
- 174 Xiao Z, Zhang Z, Chen Z, et al. Mobile MIMO channel prediction with ODE-RNN: a physics-inspired adaptive approach. In: Proceedings of IEEE 33rd Annual International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC), Kyoto, 2022. 1301–1307
- 175 Neumann D, Joham M, Utschick W. Covariance matrix estimation in massive MIMO. *IEEE Signal Process Lett*, 2018, 25: 863–867
- 176 Upadhyay K, Vorobyov S A. Covariance matrix estimation for massive MIMO. *IEEE Signal Process Lett*, 2018, 25: 546–550
- 177 Kocharlakota A K, Upadhyay K, Vorobyov S A. Impact of pilot overhead and channel estimation on the performance of massive MIMO. *IEEE Trans Commun*, 2021, 69: 8242–8255
- 178 Caciularu A, Burstein D. Blind channel equalization using variational autoencoders. In: Proceedings of IEEE International Conference on Communications Workshops (ICC Workshops), 2018
- 179 Lauinger V, Buchali F, Schmalen L. Blind equalization and channel estimation in coherent optical communications using variational autoencoders. *IEEE J Sel Areas Commun*, 2022, 40: 2529–2539
- 180 Léost Y, Abdi M, Richter R, et al. Interference rejection combining in LTE networks. *Bell Labs Tech J*, 2012, 17: 25–49
- 181 Erpek T, O'Shea T J, Clancy T C. Learning a physical layer scheme for the MIMO interference channel. In: Proceedings of IEEE International Conference on Communications, 2018. 1–5
- 182 Zhang X, Vaezi M, Zheng L. Interference-aware constellation design for Z-interference channels with imperfect CSI. In: Proceedings of IEEE International Conference on Communications, 2023. 1–6

183 Chen R, He G. IntLearner: AI-enabled interference mitigation for wireless networks. 2023. ArXiv:2308.02167

Progress and prospect of 6G wireless air-interface transmission technology research[†]

Ganghua YANG¹, Gaoning HE^{1*}, Ruirong CHEN¹, Zhaoyang ZHANG², Zhaohui YANG², Rongke LIU³, Tao YANG³, Da CHEN⁴, Xin SU⁵, Shaohui SUN⁵, Lingyang SONG⁶, Shuhao ZENG⁶, Xiao MA⁷, Suihua CAI⁷, Qianfan WANG⁷, Baoming BAI⁸, Nanxi LI⁹ & Jiamo JIANG¹⁰

1. *Huawei Technologies Co., Ltd., Shenzhen 518129, China;*
2. *College of Information Science & Electronic Engineering, Zhejiang University, Hangzhou 310027, China;*
3. *Electronic Information Engineering, Beihang University, Beijing 100191, China;*
4. *School of Cyber Science and Engineering, Huazhong University of Science and Technology, Wuhan 430074, China;*
5. *Datang Mobile Communications Equipment Co., Ltd., Beijing 100094, China;*
6. *School of Electronics, Peking University, Beijing 100871, China;*
7. *School of Computer Science and Engineering, Sun Yat-sen University, Guangzhou 510006, China;*
8. *School of Telecommunications Engineering, Xidian University, Xi'an 710071, China;*
9. *China Telecom Co., Ltd., Beijing 100033, China;*
10. *China Academy of Information and Communications Technology, Beijing 100191, China*

* Corresponding author. E-mail: hegaoning@huawei.com

[†] Equal contribution

Abstract Since the 1980s, mobile communication has thoroughly transformed the world, profoundly impacting the daily lives of humans. With the successful commercialization of 5G, people are now pondering what 6G will be. As the next generation of mobile communication systems, 6G not only imposes higher requirements on communication KPI such as spectrum efficiency, latency, and reliability but also involves new elements, such as artificial intelligence and sensing, far beyond the scope of traditional mobile communication. In order to realize the vision of 6G, there is an urgent need for the industry to research advanced wireless technology solutions that are compatible with these new technologies. This paper focuses on the technical trends and progress of several research directions in the 6G wireless air interface, including channel coding technology, multiple access and waveform technology, intelligent metasurface technology, intelligent MIMO technology, etc. Moreover, we propose and preliminarily verify a series of innovative technical points, such as free-ride codes and multiple access based on lattice code. The proposal of these innovative technologies provides strong support for the realization of the vision and KPI of 6G.

Keywords 6th generation mobile networks (6G), channel coding, multiple access, waveform, intelligent metasurface, intelligent MIMO