用于下行速率分割多址的混合自动重传请求

Rafael Cerna Loli，*IEEE* 学生会员，Onur Dizdar，*IEEE* 会员，Bruno Clerckx，*IEEE* 会士，以及 Petar Popovski，*IEEE* 会士

arXiv:2304.04320v2 [cs.IT] 2 Sep 2023

摘要——**本文研究了下行速率分割多址（RSMA）中混合自动重传请求（HARQ）策略的设计。私有流和公共流的存在，以及它们用于串行干扰消除（SIC）的条件，为错误数据包的重传带来了更多机会。具体而言，我们设计了一种通过公共流调度重传的方案，该方案能够提供更高的成功概率。这样一来，公共流既需要承载新比特，也需要承载重传比特，从而形成了一种分层 HARQ（L-HARQ）策略，可在吞吐量与可靠性之间进行权衡。仿真结果表明，与采用传统 HARQ 的 RSMA 相比，所设计的 HARQ 方案性能更优；在传统 HARQ 中，每次重传都通过其各自的流独立处理。此外，在高信噪比（SNR）区域，该方案还有助于缩小 HARQ 与自适应调制与编码（AMC）之间的吞吐量差距，同时实现更低的分组错误率（PER）和更低的时延。**

关键词——**混合自动重传请求（HARQ）、速率分割多址（RSMA）、发射端部分信道状态信息（CSIT）。**

I. 引言

低时延和分组错误率（PER）是 5G 及后续移动通信的基本特性。例如，5G 新无线电（NR）移动通信网络预计将以 4ms 的时延和 $10^{-2} \sim 10^{-4}$ 的 PER 运行，以满足增强型移动宽带（eMBB）的要求；同时以 1ms 的时延和 10^{-5} 的 PER 运行，以满足超可靠低时延通信（URLLC）的要求 [1]。为了提高可靠性，无线网络通常采用混合自动重传请求（HARQ），将前向纠错（FEC）编码与自动重传请求（ARQ）结合起来。采用 HARQ 时，如果发生译码错误，系统会向发射机发送反馈消息，请求重传数据包；否则则请求发送新数据包。理想情况下，用户可以不断请求重传，直到成功译码数据包；但在实际应用中，为避免影响吞吐量和时延，在调度新数据包之前只允许有限次数的重传。因此，在只允许少数几次重传的应用中实现 HARQ，具有实际意义。

近年来，一种新的多用户传输框架——速率分割多址（RSMA）应运而生。该框架依托线性或非线性预编码的速率分割（RS），对多用户干扰（MUI）进行部分解码，并将其余部分视为噪声 [2], [3]。如图1所示，该方法首先将用户消息拆分并编码为公共流和私有流。随后，所有用户都解码公共流；在采用串行干扰消除（SIC）后，每个用户解码其目标私有流，同时将其他用户的私有流视为噪声。由此，RSMA 统一并推广了其他看似互不相关的传输方案，例如将 MUI 全部视为噪声的空分多址（SDMA）、将 MUI 完全解码的非正交多址（NOMA）、通过在正交无线资源上传输来避免 MUI 的正交多址（OMA），以及物理层多播 [4]。从信息论角度看，这一策略提高了每个用户的自由度（DoF），也提升了系统总和速率（SR） [5]。研究还表明，RSMA 在频谱效率、可靠性、满足服务质量（QoS）约束的能力、抵御发射端信道状态信息（CSIT）错误的鲁棒性以及降低接收机复杂度等方面具有显著优势，这些优势在第六代移动通信的众多新兴场景中均有望催生新的应用 [6]–[8]。然而，据我们所知，目前尚未有针对 RSMA 通信量身定制的 HARQ 方案，因此设计此类方案是推进下一代无线系统标准化的重要一步。

A. 相关工作

自 3G [9] 以来，HARQ 已应用于多用户移动通信，并沿用至当前的 5G新无线电 [10]。在后者中，5G 基站（BS）采用带增量冗余的 HARQ（HARQ-IR），通过包含奇偶校验/冗余比特的重传（使用相同的传输速率） [11]，有效降低失败数据包的传输速率。因此，与在每个传输块中显式使用信道状态信息（发射端）来调整传输速率相比，这实现了隐式链路自适应。这可以提升系统吞吐量，但代价是增加数据包解码前的延迟，而该延迟取决于

R. Cerna Loli 获得了由国防科学技术实验室（Dstl）通信与网络研究计划提供的资助。R. Cerna Loli 和 B. Clerckx 任职于英国伦敦帝国理工学院电气与电子工程系，地址为 SW7 2AZ。B. Clerckx 还任职于奥地利格拉茨的 Silicon Austria Labs（SAL），邮编 A-8010（电子邮箱：rafael.cerna-loli19@imperial.ac.uk；b.clerckx@imperial.ac.uk）。O. Dizdar 任职于英国斯蒂夫尼奇的 VIAVI Solutions Inc.，邮编 SG1 2AN（电子邮箱：onur.dizdar@viavisolutions.com）。P. Popovski 任职于丹麦奥尔堡大学电子系统系，邮编 9220（电子邮箱：petarp@es.aau.dk）。

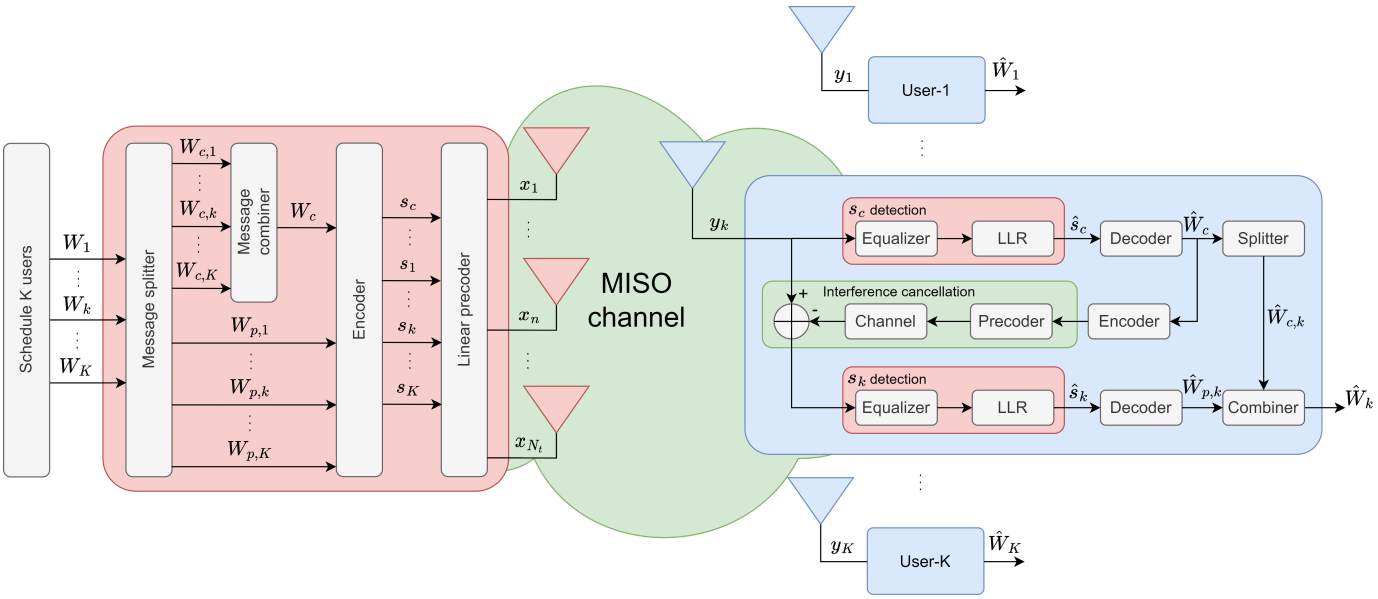


图1. 单层RSMA系统模型 [7]。

重传次数。因此，5G新无线电系统也可能执行用户调度，优先向请求重传的用户进行传输 [12]。然而，这可能会降低其他用户的个体吞吐量，并增加其时延，因为这些用户需要等到资源可用后才能为其自身数据安排调度。此外，近期研究表明，尽管经典的混合自动重传请求技术确实能够提高吞吐量，但这只有在低信噪比场景下才能实现，因为在高信噪比场景下，混合自动重传请求方案会适得其反：其基于第一次传输块（即混合自动重传请求进程的第一次混合自动重传请求轮次）中的信道状态信息（发射端）固定传输速率 [13], [14]。

在 HARQ 传输中，吞吐量、分组可靠性、时延和能量效率等相关指标之间存在自然的权衡 [15]。因此，许多研究致力于在多用户通信场景下优化这些 HARQ 性能指标。关于吞吐量提升， [16]–[19]提出了联合速率自适应（针对 HARQ 进程中的首次传输速率）和用户调度算法，以实现吞吐量提升。关于可靠性提升， [20]中的作者推导了多用户单输入多输出（SIMO）系统中采用 HARQ 的上行传输的中断概率和长期平均传输速率表达式，并针对采用 HARQ Type-I、带 Chase 合并的 HARQ（HARQ-CC）和 HARQ-IR 的传输，求解了最优速率选择问题。此外， [21]，最小化了采用 HARQ-IR、每个用户拥有专用信道的多用户单天线上行通信的时延。为在正交频分多址（OFDMA）传输（不存在 MUI）下最大化能量效率， [22], 求解了采用 HARQ Type-I 且满足每用户平均时延约束的中继辅助传输的最优下行功率分配问题； [23], 设计了一种考虑 HARQ Type-I 和实际调制与编码方案的动态功率与带宽分配算法，并且在 [24]中分析了采用 HARQ-IR 时功率分配对能量-时延权衡的影响。

频谱拥塞导致多用户干扰（MUI）水平升高且无线资源匮乏，严重限制了5G新无线电系统的性能 [25]。因此，近年来，研究人员越来越多地研究非正交多址（NOMA），以应对这些挑战；NOMA能够完全译码MUI，并利用相同的无线资源为多个用户提供服务 [26], [27]。自然而然地，将HARQ与NOMA相结合也逐渐成为一种趋势。具体而言，众多研究致力于表征支持HARQ的NOMA的中断概率，以提高系统可靠性、设计速率选择算法、在明确的可靠性约束下优化吞吐量和功率分配，或确保安全通信中的隐私 [28]–[41]。这对NOMA至关重要，因为若多个用户各自执行的串行干扰消除层中发生错误传播，每个用户成功译码的概率都会大幅降低。在 [42], 中，研究了带置零的NOMA-HARQ传输，分析了每个用户的理论吞吐量，并求解功率和速率分配优化问题，以最大化加权和吞吐量。另一种表征并提升NOMA-HARQ方案性能的方法，是利用马尔可夫模型对系统的HARQ进程建模[43]–[45], 以定义不同的系统状态并优化各项HARQ指标。然而，先前的研究都存在局限：并非总是考虑部分信道状态信息传输端已知条件下的多天线通信；由于传输速率固定，并仅依据第一轮HARQ中获得的信道状态信息来设定，因此无法在重传轮次中进行链路自适应；而且，几乎从不使用实际的调制与编码方案来评估系统性能。

B. Motivation

尽管如前文所述，已有许多研究探讨了采用混合自动重传请求的多用户传输。

本小节中，据作者所知，RSMA 与自动重传请求相结合的性能此前尚未得到研究。此外，针对 RSMA 的定制化自动重传请求方案也从未被提出。因此，为了充分明确 RSMA 通信在第六代移动通信及后续通信中的贡献和重要性，研究这一主题具有特殊意义 [7]。

为了在实际部署中优于其他现有多用户 HARQ方案，面向 RSMA 通信的定制化 HARQ方案必须能够克服以下挑战：

- 必须考虑对多天线通信的支持：相关研究仅考虑单天线通信，以简化混合自动重传请求分组错误率表达式的推导。然而，众所周知，单天线方案在多天线场景下未必高效 [46]。

- 在HARQ进程的每个HARQ轮次（即每个传输块）中，充分利用每个传输块中的可用信道状态信息（发射端），以便为每个数据流选择最优的传输速率和调制方案。

- 利用RSMA 的消息拆分与合并操作，在必要时对重传数据进行拆分和重构。

- 确保在发生串行干扰消除错误的场景下，混合自动重传请求重传轮次中私有流的译码可靠性不受影响（或不受严重影响）。

C. 主要贡献

本工作的主要贡献总结如下：

- 首先，据作者所知，本文首次针对下行多天线 RSMA 通信提出了一种高级混合自动重传请求方案。所提出的 RSMA-HARQ 方案采用分层 HARQ（ L-HARQ）方法，对重传数据和新数据包进行联合编码 [14], [47], [48]。通过这种方式，可以在单个数据流中同时传输多个数据包。此外，每个传输块中都可以通过自适应调制与编码（AMC）算法自适应地调整传输速率和调制方案。这与针对非正交多址和空分多址提出的 HARQ 方案不同：后者在重传轮次中固定传输速率和调制方案，且前者仅支持单天线传输。

- 其次，利用 RSMA 的消息拆分与合并操作，本文提出优先通过公共流安排重传，因为公共流本身就经过设计，能够以较高的可靠性进行解码，从而确保 SIC 进程成功。这样，即使当前传输块中的私有流无法解码，高级 RSMA-HARQ 进程仍有可能成功。NOMA 或 SDMA 的 HARQ 方案无法实现这种可靠性提升，因为重传总是通过最初安排发送它们的同一流进行。

- 第三，理论分析表明，采用高级 RSMA-HARQ 策略，可以简化原本极难处理的 HARQ 多天线 RSMA 通信分组错误率（PER）表达式的计算；这是因为采用分层 HARQ 后，PER 表达式可根据各 HARQ 轮次经历的信干噪比（SINR）进行解耦。

- 第四，通过链路级仿真，结果表明，与不采用混合自动重传请求（HARQ）的传统 RSMA传输以及基线 RSMA-HARQ方案相比，高级 RSMA-HARQ方案在吞吐量、分组错误率（PER）和平均比特时延方面表现更优；在基线方案中，重传通过最初传输所用的同一流进行调度。

符号说明：标量、向量和矩阵分别用标准字体、粗体小写字母和粗体大写字母表示。$\mathbf{I}$表示单位矩阵。厄米转置算子和矩阵迹算子分别表示为（.）^{H}和 Tr（.）。随机变量的期望表示为$\mathbb{E}\{.\}$。 $||.||_2$ 是 l_2范数算子，max（.,.）是返回其输入参数中最大值的算子。此外， $\sim$表示“服从”，$\mathcal{CN}$（$\mathbf{0}, \sigma^2$）表示均值为零、方差为 σ^2的圆对称复高斯（CSCG）分布。最后，我们使用上标（.）$^{(t)}$ 表示该参数在HARQ进程的第 t轮HARQ轮次（第 t个传输块）中经历/使用，并使用上标（.）$^{(b,t)}$ 表示该参数用于L-HARQ 回溯解码操作，该数据包最初是在 t HARQ轮次之前传输的。

II. 系统模型

*A. 1*层 *RSMA* 系统模型

考虑一个配备 N_t 根发射天线的基站（BS），为 K 个下行单天线用户提供服务，这些用户由集合 $\mathcal{K} = \{1, \ldots, K\}$索引，如图 1 所示。我们考虑文献 [2], [3], [5]和[7] 中所述的 1 层 RSMA，该方案为所有用户使用单个公共流。在 1 层 RSMA 中，用户-k的消息 W_k 被拆分为公共部分 W_{ck} 和私有部分 W_{pk} $\forall k \in \mathcal{K}$。随后，所有 K 个用户 $\{W_{c,1}, \ldots, W_{c,K}\}$ 的公共部分联合编码并调制为单个公共流 s_c，而私有部分 $\{W_{p,1}, \ldots, W_{p,K}\}$ 则分别编码并调制为 K 个私有流 $\{s_1, \ldots, s_K\}$。数据流使用预编码器 P $=$ [p_c、p1、...、p_K] $\in \mathbb{C}^{N_t \times (K+1)}$进行线性预编码，其中 p_c 是公共流预编码器，p_k 是用户-k的私有流预编码器。满足发射功率约束 $\mathbb{E}\{||\mathbf{x}||^2\} \leq P_t$ 的发射信号 $\mathbf{x} \in \mathbb{C}^{N_t \times 1}$ 为 ♀♀♀♀

$$\mathbf{x} = \mathbf{P}\mathbf{s} = \mathbf{p}_c s_c + \sum_{k=1}^{K} \mathbf{p}_k s_k, \tag{1}$$

其中 $\mathbf{s} = [s_c, s_1, \ldots, s_K]^T \in \mathbb{C}^{(K+1)\times 1}$。假设$\mathbb{E}\{\mathbf{s}\mathbf{s}^H\} = \mathbf{I}_{(K+1)}$。因此，$\mathrm{Tr}(\mathbf{P}\mathbf{P}^H) \leq P_t$。在用户-$k$处，天线输出端的接收信号为

$$y_k = \mathbf{h}_k^H \mathbf{P}\mathbf{s} + n_k = \mathbf{h}_k^H \mathbf{p}_c s_c + \mathbf{h}_k^H \mathbf{p}_k s_k + \overbrace{\sum_{j\neq k, j\in\mathcal{K}} \mathbf{h}_k^H \mathbf{p}_j s_j}^{\text{MUI}} + n_k, \tag{2}$$

其中，$\mathbf{h}_k \in \mathbb{C}^{N_t\times 1}$ 是发射机与用户-k之间的信道，而 $n_k \sim \mathcal{CN}(0,\ \sigma_{n,\ k}^2)$是用户-$k$处的加性高斯白噪声（AWGN）。

在用户-k处，将 Ks_c私有流被译码为干扰视为噪声。因此，译码 s_c 的信干噪比如下：

$$\gamma_{c,k} = \frac{|\mathbf{h}_k^H \mathbf{p}_c|^2}{\sum_{j\in\mathcal{K}} |\mathbf{h}_k^H \mathbf{p}_j|^2 + \sigma_{n,k}^2}. \tag{3}$$

然后，假设接收机处具有完美的信道状态信息（CSIR），W_c 会被重新编码、预编码，与信道向量相乘，并通过串行干扰消除（SIC）从 y_k 中消除，以便将私有流 s_k 译码为$W_{p,\ k}$ 同时将其余 $K-1$ 私有流视为噪声。译码 s_k 的信干噪比随后为

$$\gamma_{p,k} = \frac{|\mathbf{h}_k^H \mathbf{p}_k|^2}{\sum_{j\neq k, j\in\mathcal{K}} |\mathbf{h}_k^H \mathbf{p}_j|^2 + \sigma_{n,k}^2}. \tag{4}$$

最后，用户-k 从 W_c 中提取$W_{c,\ k}$，并将其与$W_{p,\ k}$ 结合，以重构消息 W_k。因此，用户-k的公共流可达速率为 $R_{c,\ k} = \log_2(1+\gamma_{c,\ k})$，其对应私有流的可达速率为$R_k = \log_2(1+\gamma_k)$。为确保所有 K 用户都能成功译码公共流，其传输速率不得超过 $R_c = \min\{R_{c,1}, \ldots, R_{c,K}\}$。随后，为用户-$k$ 分配公共流速率 R_c中的一部分 C_k，由此得到以下关系：

$$R_c = \sum_{k=1}^{K} C_k\ ,\ \forall k \in \mathcal{K}. \tag{5}$$

B. 信道状态信息模型

假设信道状态信息（CSI）遵循块衰落。对于给定的块，CSI 模型可表示如下 [49]:

$$\mathbf{H} = \hat{\mathbf{H}} + \tilde{\mathbf{H}}, \tag{6}$$

其中，$\mathrm{H} = [\mathrm{h}1, \ldots, \mathrm{h}_K]$ 表示真实的 CSI，其中 h_k的各个元素是服从分布 $\mathcal{CN}(0, \sigma_k^2)$ $\forall k \in \mathcal{K}$的独立同分布复高斯随机变量，而 σ_k^2表示信道幅度功率。$\mathrm{H} = [\mathrm{h}1, \ldots, \mathrm{h}_K]$ 表示估计的 CSIT，其中 h_k服从高斯分布 $\mathcal{CN}(0, \sigma_k^2 - \sigma_{e,k}^2)$ $\forall k \in \mathcal{K}$。$\tilde{}$ $\tilde{}$ $\tilde{}$最后，$\mathrm{H} = [\mathrm{h}1, \ldots, \mathrm{h}_K]$ 表示 CSI 估计/获取过程中产生的 CSI 估计误差$\tilde{}$，其中 h_k 服从高斯分布 $\mathcal{CN}(0, \sigma_{e,k}^2)$ $\forall k \in \mathcal{K}$。参数 $\sigma_{e,k}^2$定义为用户-k的 CSIT 误差功率。因此，取 $\sigma_{e,k}^2 = 0$即可表示完美 CSIT 情形。在本文其余部分，我们假设 $\sigma_{e,k}^2$在各传输块间保持不变。

III. RSMA-HARQ传输

此前尚未研究 RSMA 通信中的 HARQ 设计，因为由于消息拆分与合并步骤[7], 的存在，其应用并非直接了当，如图 1 所示。本节首先介绍 HARQ 的基础知识，随后介绍用于 RSMA-HARQ传输的两种方案：基线方案和高级方案。

A. 混合自动重传请求预备知识

HARQ方案旨在通过将重传与前向纠错（FEC）编码相结合，提高通信的可靠性。一般而言，它们可分为三类 [29]: HARQ Type-I，仅使用当前接收到的数据包（希望它在HARQ轮次中的信噪比最高）进行译码，并忽略所有其他先前出错的副本；HARQ-CC，缓存所有先前出错的数据包，并在符号级别使用最大比合并（MRC）将其与当前数据包合并；HARQ-IR，则在重传过程中逐步发送校验比特，以便将当前接收到的数据包与所有其他缓存的错误副本进行联合译码，从而降低原始数据包的有效传输速率。从信息论角度来看，三类HARQ在经过 T 个HARQ轮次后的累积互信息 $I^{(T)}$可表示为

$$I^{(T)} = \begin{cases} \max\left\{I\left(\gamma^{(t)}\right) : t \in [1,T]\right\}, & \text{Type-I} \\ I\left(\sum_{t=1}^{T} \gamma^{(t)}\right), & \text{CC} \\ \sum_{t=1}^{T} I\left(\gamma^{(t)}\right), & \text{IR} \end{cases}, \tag{7}$$

其中，$I(\gamma)$表示在信噪比为 γ时信道输入与输出之间的互信息，$\gamma^{(t)}$ 是第 t轮HARQ中的译码信干噪比。在每轮HARQ结束时，如果接收机无法正确译码数据包，则向发射机返回NACK消息以请求再次重传；如果成功译码，则返回ACK消息以请求发送新数据包。经过 T轮HARQ后的错误事件定义如下：

$$\mathrm{ERR}^{(T)} = \left\{I^{(T)} < R^{(1)}\right\}, \tag{8}$$

其中 $R^{(1)} = R(\hat{}\mathbf{H}^{(1)})$是根据 $\hat{}\mathbf{H}^{(1)}$ 在第一次混合自动重传请求轮次中选择的传输速率。

混合自动重传请求传输的吞吐量，即每次信道使用所解码比特数的长期平均值，可用于表征其性能，其表达式为 [50]

$$\eta = \lim_{N\to\infty} \frac{1}{N} \sum_{n=1}^{N} \mathrm{R}[n], \tag{9}$$

其中 N 是每个跨越N_s 个符号的传输块数量，而$\mathrm{R}[n]$（称为第n个传输块中的瞬时奖励）表示第n个传输块中正确解码的比特数除以 N_s得到的归一化值。在HARQ进程的第 T 个HARQ轮次期间，瞬时奖励表示为$\mathrm{R}^{(T)} \in \{0, R^{(1)}\}$。因此，期望奖励 $\bar{}\mathrm{R}^{(T)}$，计算

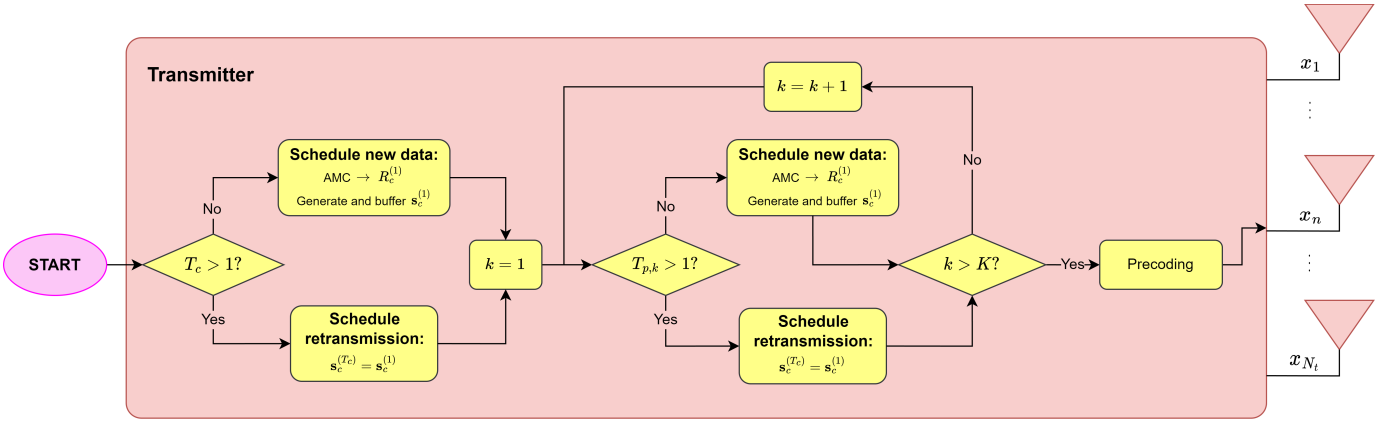


图 2. 基线 RSMA-HARQ 发射机的操作。

通过对错误事件 错误$^{(T)}$ 求期望，得到 [14]

$$\bar{\mathrm{R}}^{(T)} = R^{(1)}\big(1 - \mathrm{PER}(\{\gamma^{(t)}\}_{t=1}^{T}, R^{(1)})\big), \tag{10}$$

其中，经过 T 个HARQ轮次后的分组差错率函数为

$$\mathrm{PER}(\{\gamma^{(t)}\}_{t=1}^{T}, R^{(1)}) \triangleq \Pr\{\mathrm{ERR}^{(T)} | \{\gamma^{(t)}\}_{t=1}^{T}, R^{(1)}\}. \tag{11}$$

因此，显然，HARQ方案的吞吐量性能取决于是否了解合并信干噪比 $\{\gamma^{(t)}\}_{t=1}^{T}$ 的分布，以及是否根据所需重传次数的约束适当选择 $R^{(1)}$。本文考虑HARQ-IR，因为已知其在分组错误率方面优于HARQ Type-I和HARQ-CC [29]。在有限块长范围内，HARQ-IR过程在第 T个HARQ轮次中的分组错误率可近似表示如下 [44]:

$$\mathrm{PER}(\{\gamma^{(t)}\}_{t=1}^{T}, R^{(1)}) \approx Q\left(\frac{\sum_{t=1}^{T}\log_2(1+\gamma^{(t)}) - R^{(1)} + \frac{\log_2(TN_s)}{2N_s}}{\sqrt{\frac{\sum_{t=1}^{T}(1-(1+\gamma^{(t)})^{-2})}{N_s}}\log_2(e)}\right), \tag{12}$$

其中， Q（。）表示标准 Q函数。

B. 基线*RSMA-HARQ*

我们首先将基线RSMA-HARQ方案定义为以最简单、最直观的形式应用HARQ。也就是说，公共流的重传通过公共流处理；某个特定私有流的重传则通过同一私有流处理。基线RSMA-HARQ方案中发射机和用户接收机的操作分别如图2和图3所示，具体说明如下：

1) 发射机：在每个传输块开始时，发射机首先检查当前HARQ轮次 T_c 的公共流，以相应地调度新数据或重传。对于新数据的调度，发射机生成$\mathbf{s}_c^{(1)} \in \mathbb{C}^{N_s \times 1}$ ，如第II节所述，其中 N_s 为传输块长度，并将其存储在其传输缓冲区中，直到公共流HARQ进程完成。对于重传-

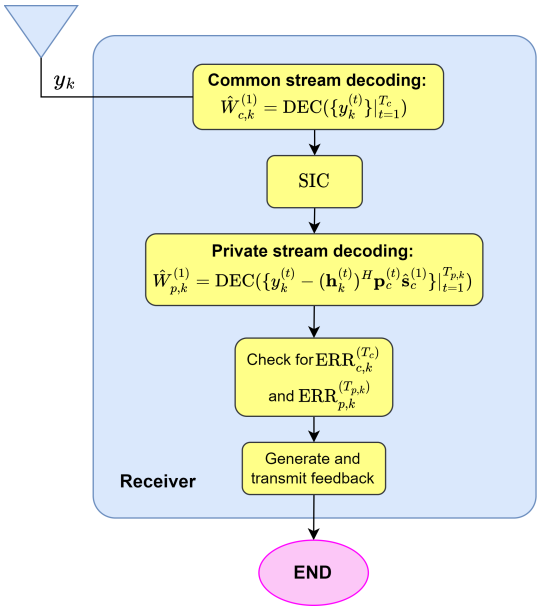


图3. 基线RSMA-HARQ接收机。

传输时，发射机访问其缓冲区以更新 $\mathbf{s}^{(T_c)}{}_c = \mathbf{s}_c^{(1)}$。每个私有流的调度方式类似。对于第 k 个私有流，如果安排了重传，发射机只需访问其缓冲区以更新 $\mathbf{s}^{(T_{p,k})}{}_k = \mathbf{s}_k^{(1)}$ ，其中 $T_{p,k}$ 表示当前私有流的 HARQ轮次。最后，发射机生成发射信号$\mathbf{x}$ 并通过信道发送。

2) 接收机：用户-k 的接收机在其单天线的输出端获得接收信号 y_k ，并首先尝试将公共流译码为 $\hat{W}_c^{(1)} = \mathrm{DEC}(\{y_k^{(t)}\}|_{t=1}^{T_c})$，其中 $y_k^{(t)}$ 是在第 t 个HARQ轮次中缓存的接收信号，DEC(.)表示译码函数。随后，它对接收信号应用SIC，并尝试将私有流译码为 $\hat{W}(1)_{p,k} = \mathrm{DEC}(\{y_k^{(t)} - (\mathbf{h}_k^{(t)})^H \mathbf{p}_c^{(t)} \hat{\mathbf{s}}_c^{(1)}\}|_{t=1}^{T_{p,k}})$。用户-$k$随后检查公共流和私有流的译码中是否发生错误 $\mathrm{ERR}^{(T_c)}{}_{c,k}$ 和 $\mathrm{ERR}^{(T_{p,k})}{}_{p,k}$，并按如下方式生成反馈并将其传输给发射机：如果发生了 $\mathrm{ERR}^{(T_c)}{}_{c,k}$ 和 $\mathrm{ERR}^{(T_{p,k})}{}_{p,k}$ ，

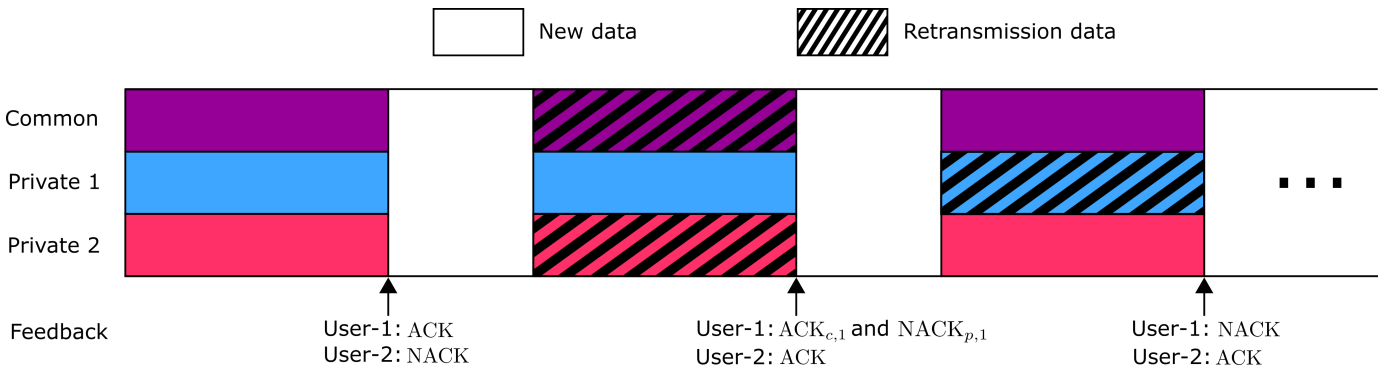


图4. 最多重传1次的基线RSMA-HARQ示例。

用户-k 返回单个 NACK反馈给发射机。否则，如果仅发生错误$^{(T_{p,k})}$ $_{p,k}$ ，用户-k 向发射机返回复合反馈 ACK$_{c,k}$ 和 NACK$_{p,k}$ 给发射机。最后，如果未发生错误，用户-k 向发射机返回单个 ACK反馈。这样，在某些情况下可以减少总反馈大小，否则，用户-k 必须在每个传输块结束时为公共流和私有流都传输反馈。

3）期望奖励：尽管对于单天线多用户通信而言，$\{\gamma^{(t)}\}_{t=1}^{T}$ 组合信干噪比的分布可以较为容易地计算，但对于多天线多用户通信（因而对于 RSMA 框架）而言，由于公式（3）和（4）中信干噪比的干扰项包含多个分式随机变量，这一计算并不简单。因此，这一问题使得分组差错率函数和吞吐量函数的闭式表达式推导极其难以处理，并最终阻碍了对 RSMA-HARQ传输的数学分析。

然而，仍可通过定义公共流和私有流期望奖励的一般形式并研究其结构，从较高层次分析不同RSMA-HARQ方案的性能。例如，考虑用户-k 在第 T_c个HARQ轮次的公共流期望奖励，其表达式为

$$\bar{\mathrm{C}}_{c,k}^{(T_c)} = C_k^{(1)}\big(1-\mathrm{PER}_{c,k}(\{\gamma_{c,k}^{(t)}\}|_{t=1}^{T_c}, R_c^{(1)})\big). \tag{13}$$

用户-k 的私有流在$T_{p,}$第$_k$个HARQ轮次中的期望奖励可表示为

$$\begin{aligned}\bar{\mathrm{R}}_{p,k}^{(T_{p,k})} = R_{p,k}^{(1)}&\big(1-\mathrm{PER}_{c,k}(\{\gamma_{c,k}^{(t)}\}|_{t=1}^{T_c}, R_c^{(1)})\big)\\ &\big(1-\mathrm{PER}_{p,k}(\{\gamma_{p,k}^{(t)}\}_{t=1}^{T_{p,k}}, R_{p,k}^{(1)})\big).\end{aligned} \tag{14}$$

需要强调的是，由于串行干扰消除过程，私有流的期望奖励取决于是否能够正确译码公共流和私有流。此外，由于在每个流中独立应用HARQ-IR，(13)和(14)中的分组错误率项可以使用(12)进行近似。

4）示例：为说明基线RSMA-HARQ方案的运行方式及其面临的挑战，请看图4所示的示例。在第一个传输块结束时，用户-1正确解码了公共流和其私有流，因此向发射机返回ACK。如何-然而，用户-2无法译码公共流，因此由于串行干扰消除过程中的错误传播，私有流译码失败。因此，用户-2向发射机返回单个 NACK。在第二个传输块中，发射机重新调度缓冲的公共流符号 $\mathbf{s}_c^{(1)}$，以及用户-2的缓冲的私有流符号$\mathbf{s}_2^{(1)}$ 。在接收机处，用户-1直接减去$\mathbf{s}_c^{(1)}$，这是其在先前传输块中已经译码的内容，但其私有流译码失败。因此，用户-1向发射机返回复合反馈 ACK$_{c,\ 1}$ 和 NACK$_{p,\ 1}$ 。用户-2应用混合自动重传请求，将当前接收信号 $y_2^{(2)}$ 与先前接收信号 $y_2^{(1)}$ 合并，以提高成功译码的概率，并且成功实现了译码。因此，用户-2返回单个ACK作为反馈。最后，在第三个传输块中，发射机在公共流和用户-2的私有流中调度新数据，并为用户-1调度私有流重传$\mathbf{s}_1^{(1)}$ 。在这一最后场景中，用户-1无法译码公共流及其私有流，并返回单个 NACK，而用户-2由于能够译码两个流而返回单个 ACK。

随后指出基线RSMA-HARQ的三个根本问题。首先，观察发现，用户-2在第一个传输块结束时无法解码公共流。因此，它请求重传，而重传仍通过公共流进行调度。这导致第二个传输块中的公共流无法为用户-1调度新数据位，最终降低吞吐量并增加时延。其次，用户-2的私有流在第一个传输块结束时无法解码，因此在第二个传输块中发送了重传数据。然而，目前尚不清楚错误是由SIC错误导致的，还是即使采用完美SIC也会发生。这使用户-2的私有流产生额外时延和吞吐量损失。第三，与HARQ方案通常的情况一样，传输速率仅依据第一轮HARQ中可用的CSIT来选择，并在后续HARQ轮次中保持不变。因此，应优化预编码器的功率分配，以弥补这一缺陷并降低分组错误率。然而，由于缺乏分组差错率函数的闭式表达式或近似表达式，这一优化难以实现，附录A将进一步讨论这一问题。

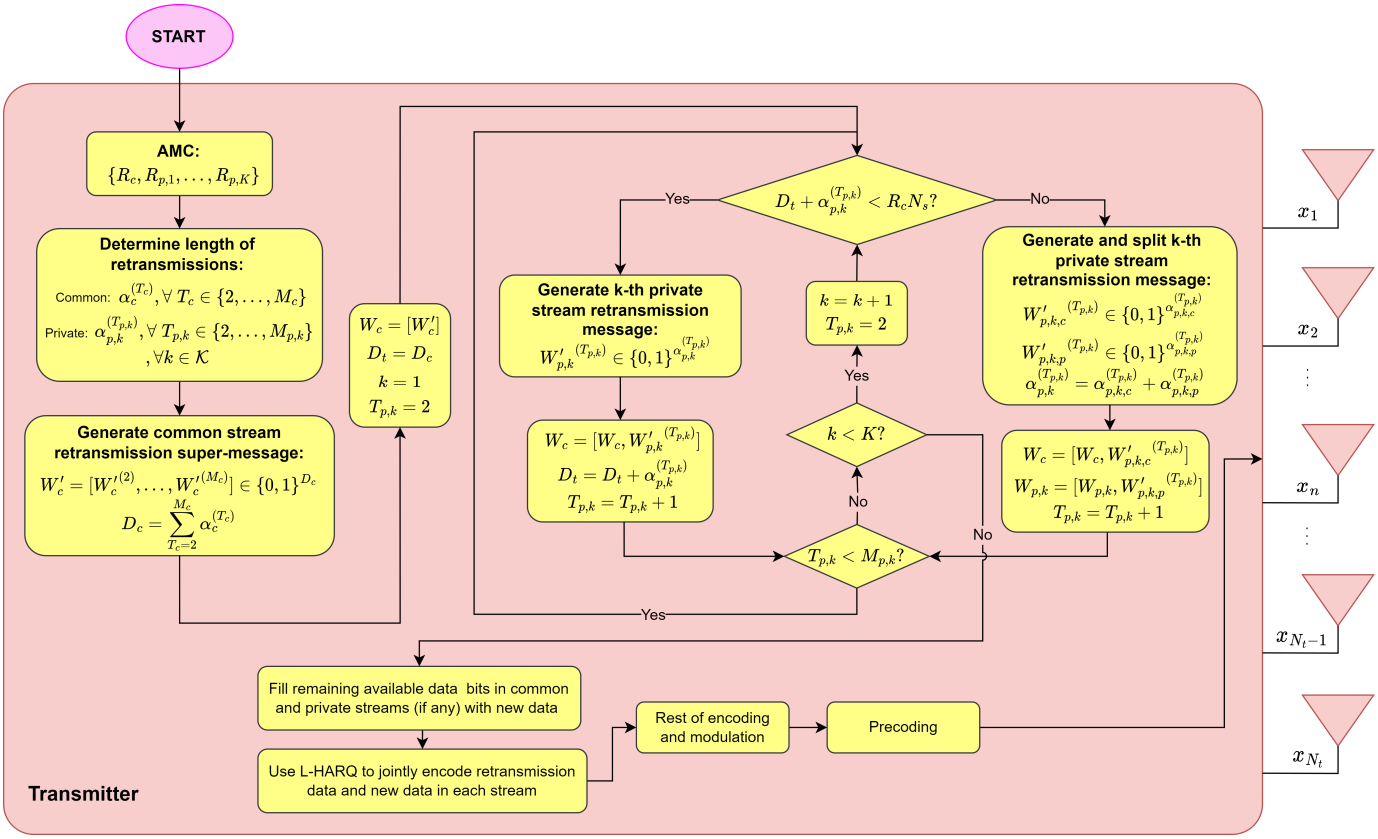


图 5. 高级 RSMA-HARQ 发射机操作。

C. 高级 *RSMA-HARQ*

因此，先进RSMA-HARQ方案应考虑基线RSMA-HARQ方案的三个不足。具体而言，它应能够通过公共流同时调度新数据和重传数据，缓解SIC错误传播，从而提高私有流的吞吐量并降低其时延；还应充分利用每个传输块中可用的CSIT，以调整传输速率。

为解决这三个问题，我们提出了一种先进RSMA-HARQ方案，该方案联合利用RSMA通信的消息分割与叠加层结构、 [14], [47], [48], 中提出的L-HARQ方案以及自适应调制与编码（AMC）。具体而言，所有重传均（优先）通过公共流进行调度，因为公共流本就应设计为以高可靠性进行解码，从而确保串行干扰消除（SIC）能够成功。每次重传也采用可变速率：重传比特的数量可根据优先考虑可靠性还是吞吐量进行调整。随后，利用L-HARQ策略将重传数据与新数据联合重新编码，以便在所有HARQ轮次中充分利用信道状态信息（发射端）（CSIT）。先进RSMA-HARQ方案的发射机和用户接收机的运行过程分别如图5和图6所示，具体说明如下：

*1)*发射机：在新的传输块开始时，发射机首先使用自适应调制与编码确定最佳传输速率 $\{R_c, R_{p,1}, \ldots, R_{p,K}\}$ 以及当前信道状态信息（发射端）。然后，根据用户当前的公共流HARQ轮次索引，将用户分成 M_c 个不同的组，其中 M_c 是公共流 HARQ进程的最大重传次数。对于组 $T_c \in \{2, \ldots, M_c\}$，发射机选择 $\alpha^{(T_c)}{}_c$，其表示将在针对第 T_c个公共流 HARQ 组的重传中调度的重传比特数。对于 K个私有流中的每一个流，重复执行类似的过程。对于用户-k，发射机可以同时调度最多 $M_{p,k}$ 次重传，其中 $M_{p,k}$ 是第 k个私有流的 HARQ进程的最大重传次数。因此，对于用户-k的私有流的重传 $T_{p,k} \in \{2, \ldots, M_{p,k}\}$，发射机选择 $\alpha^{(T_{p,k})}{}_{p,k}$，其表示将在其中调度的重传比特数。

不同公共流 HARQ 组的重传比特首先拼接起来，得到公共流重传超级消息

$$W_c' \in \{0,1\}^{D_c} \qquad D_c = \sum_{T_c=2}^{M_c} \alpha_c^{(T_c}$$

其中)。然后，按照 HARQ 轮次索引降序排列私有流重传，并依次与 W_c' 拼接，直到填满公共流中的所有 $R_c N_s$ 信息比特。如果拼接某个私有流重传会导致超出公共流中可用信息比特的数量，则将该私有流重传拆分，并在公共流中调度 $\alpha^{(T_{p,k})}{}_{p,k,c}$ 个重传比特，以完成对可用信息比特的调度；剩余的 $\alpha^{(T_{p,k})}{}_{p,k,p}$ 个重传比特

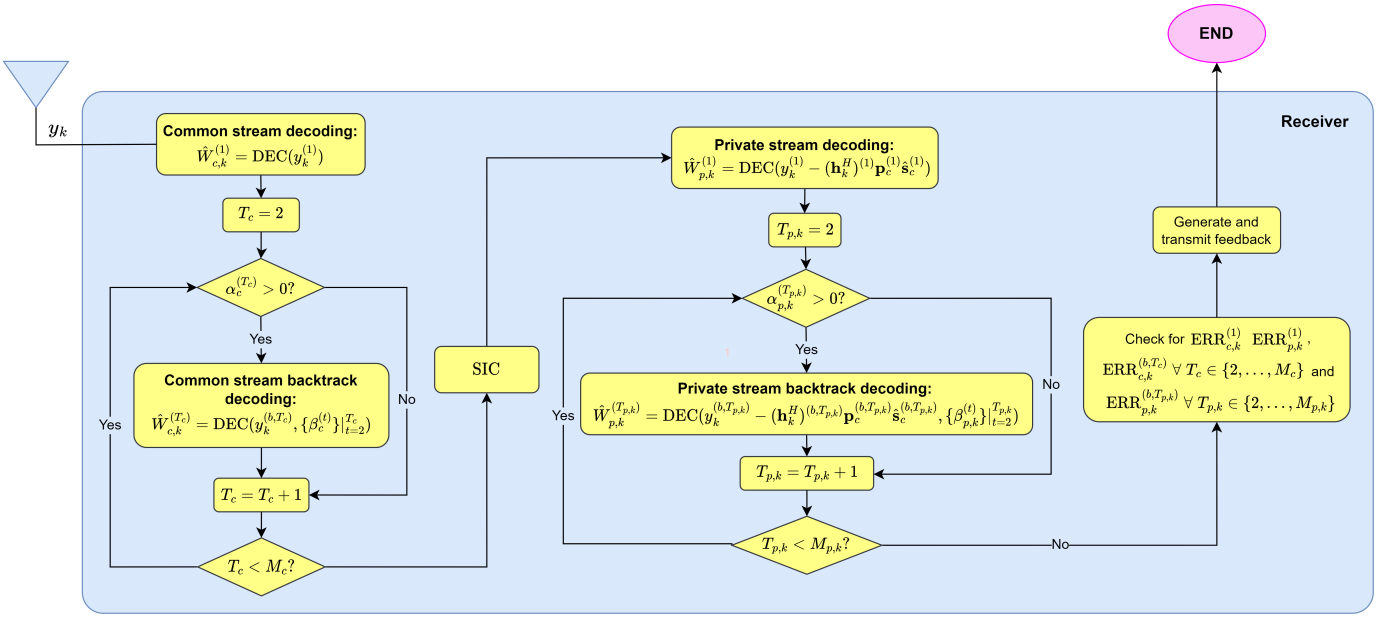


图 6. 高级 RSMA-HARQ 接收机操作。

则在各自的私有流中进行调度，并使用 L-HARQ 与新的私有流数据一起重新编码。如果调度完所有私有流重传后，公共流中仍有可用信息比特，则使用这些比特在公共流中承载新数据，并优先为尚未调度任何数据的用户服务。最后，发射机生成发射信号 $\mathbf{x}$ ，并通过信道发送该信号。

2) 接收机：用户-k 获取其单天线输出端的接收信号 y_k ，并首先尝试将公共流译码为 $\hat{W}_c^{(1)} = \mathrm{DEC}(y_k^{(1)})$。如果还安排了先前公共流数据的重传，且公共流已成功译码，用户-k 随后会对其安排的每次公共流重传执行 L-HARQ [47] $\hat{W}^{(T_c)}{}_c = \mathrm{DEC}(y^{(b,T_c)}{}_k, \{\beta_{c,k}^{(t)}\}|_{t=2}^{T_c})$ 回溯解码操作，其中 $y^{(b,T_c)}{}_k$ 是用户-k 在第 T_c 个公共流 HARQ 组的首次传输块中缓冲的接收信号，而 $\beta_{c\,k}^{(t)}$ 表示用户-k 在第 t 个公共流 HARQ 轮次中从公共流成功提取的公共流重传比特数。随后，用户-k 应用串行干扰消除并将其私有流译码为 $\hat{W}_p^{(1)}{}_{,k} = \mathrm{DEC}(y_k^{(1)} - (\mathrm{h}_k^H)^{(1)}\mathrm{p}_c^{(1)}\hat{}\mathrm{s}_c^{(1)})$。对于其安排的每次私有流重传，用户-$k$ 恢复重传数据；如果数据被拆分到公共流和私有流中，则将其重构，并执行回溯解码 $\hat{W}^{(T_{p,k})}{}_{p,k} = \mathrm{DEC}(y^{(b,T_{p,k})}{}_k - (\mathrm{h}_k^H)^{(b,T_{p,k})}\mathrm{p}^{(b,T_{p,k})}{}_c\,\hat{}\mathrm{s}^{(b,T_{p,k})}{}_c, \{\beta_{p,k}^{(t)}\}|_{t=2}^{T_p}{}^{k})$，其中 $\beta_{p\,k}^{(t)}$ 表示用户-k 在第 t个私有流 HARQ 轮次中，从公共流和私有流成功提取并重构的私有流重传比特数。

然后，用户-k 检查公共流译码中是否分别出现错误 $\mathrm{ERR}_{c\,k}^{(1)}$ ，和 $\mathrm{ERR}_{p\,k}^{(1)}$ ，以及私有流，并对其公共流和私有流的重传进行回溯解码错误 [14], [47]

$$\begin{aligned}\mathrm{ERR}_{c,k}^{(b,T_c)} &= \Pr\left\{I(\gamma^{(b,T_c)}) < \hat{R}^{(b,T_c)}\right\},\\ \mathrm{ERR}_{p,k}^{(b,T_{p,k})} &= \Pr\left\{I(\gamma^{(b,T_{p,k})}) < \hat{R}^{(b,T_{p,k})}\right\},\end{aligned} \tag{15}$$

其中，$\hat{R}^{(b,T_c)} = R^{(b,T_c)} - \sum_{t=2}^{T_c}\beta_c^{(t)}{}_{,k}/N_s$ 和 $\hat{R}^{(b,T_{p,k})} = R^{(b,T_{p,k}} - \sum_{t=2}^{T_p\,k}\beta_{p\,k}^{(t)}/N_s$) ,, 分别表示简化后的公共流和私有流回溯解码速率。随后，用户-k 生成反馈并发送给发射机，具体如下：如果所有译码尝试最终均出错，用户-k 向发射机返回单个 NACK反馈。否则，发射机按照译码发生的顺序排列反馈数据，并返回每次译码的单独结果。如果反馈数据末尾存在一组结果相同的子集，发射机会相应地将该子集合并为单个 ACK 或 NACK。最后，如果未发生译码错误，用户-k 向发射机返回单个 ACK。

3) 期望奖励：对于用户-k，考虑最老公共流HARQ进程的 T_c轮中公共流的期望奖励，其表达式见公式（16）；同时，考虑到重传数据在公共流和私有流之间进行了拆分，用户-k最老私有流HARQ进程的$T_{p,k}$轮中私有流的期望奖励表达式见公式（17），其中，术语 A 描述了以下情形：$T_{p,k}$轮中的私有流无法译码，因此仅使用调度到公共流中的重传比特执行回溯解码。相应地，术语 B 表示私有流能够被正确译码的情形，此时在合并调度到公共流中的重传比特与调度到私有流中的重传比特后执行回溯解码。

$$\mathrm{R}_{c,k}^{(T_c)} = \left[\sum_{T_b=2}^{T_c} C_k^{(b,T_b)}\left(1-\mathrm{PER}_{c,k}^{b}(\gamma_{c,k}^{(b,T_b)},\{\beta_c^{(t)}\}|_{t=2}^{T_b},R_c^{(b,T_b)})\right)+C_k^{(1)}\right]\left(1-\mathrm{PER}_{c,k}(\gamma_{c,k}^{(1)},R_c^{(1)})\right), \tag{16}$$

$$\begin{aligned}\mathrm{R}_{p,k}^{(T_{p,k})} = \Bigg[\sum_{T_b=2}^{T_{p,k}} R_{p,k}^{(b,T_b)}\Big[&\underbrace{\left(\mathrm{PER}_{p,k}(\gamma_{p,k}^{(1)},R_{p,k}^{(1)})\right)\left(1-\mathrm{PER}_{p,k}^{b}(\gamma_{p,k}^{(b,T_b)},\beta_{p,k,c}^{(T_b)},\{\beta_{p,k}^{(t)}\}|_{t=2}^{T_b-1},R_{p,k}^{(b,T_b)})\right)}_{A}\\ &+\underbrace{\left(1-\mathrm{PER}_{p,k}(\gamma_{p,k}^{(1)},R_{p,k}^{(1)})\right)\left(1-\mathrm{PER}_{p,k}^{b}(\gamma_{p,k}^{(b,T_b)},\{\beta_{p,k}^{(t)}\}|_{t=2}^{T_b},R_{p,k}^{(b,T_b)})\right)}_{B}\Big]\\ &+R_{p,k}^{(1)}\left(1-\mathrm{PER}_{p,k}(\gamma_{p,k}^{(1)},R_{p,k}^{(1)})\right)\Bigg]\left(1-\mathrm{PER}_{c,k}(\gamma_{c,k}^{(1)},R_c^{(1)})\right)\end{aligned}, \tag{17}$$

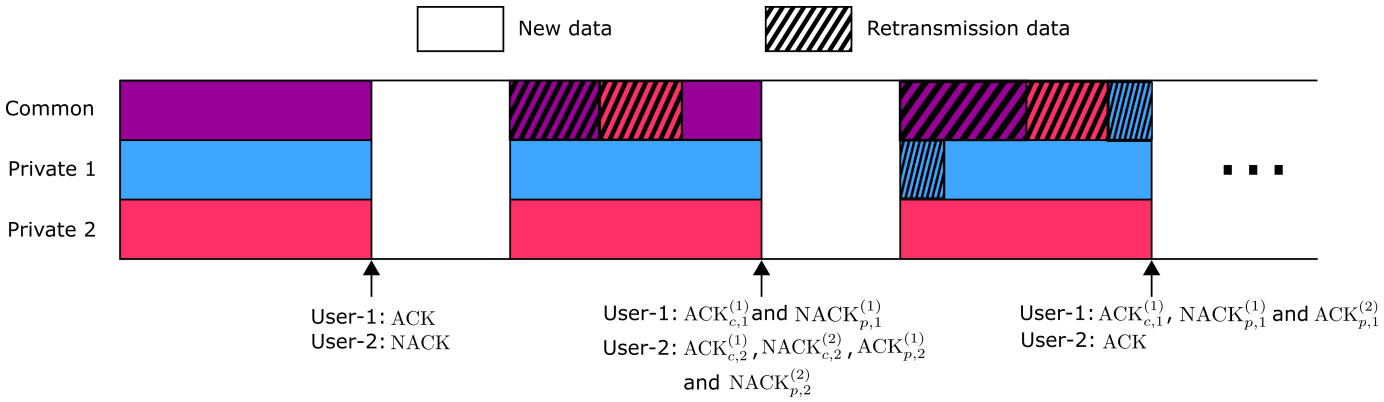


图 7. 最多重传 2 次的高级 RSMA-HARQ 示例。

数据包在第 T轮HARQ轮次中的回溯分组错误率函数为

$$\begin{aligned}&\mathrm{PER}^{b}(\gamma^{(b,T)},\{\beta^{(t)}\}|_{t=2}^{T},R^{(b,T)}) \triangleq\\ &\qquad\Pr\{\mathrm{ERR}^{(b,T)}|\gamma^{(b,T)},\{\beta^{(t)}\}|_{t=2}^{T},R^{(b,T)}\}.\end{aligned} \tag{18}$$

可以注意到，与基线RSMA-HARQ相比，先进RSMA-HARQ方案由于能够同时调度重传和新数据，因此有望实现更高的吞吐量。此外，与基线RSMA-HARQ方案不同，先进RSMA-HARQ方案的所有译码步骤仅取决于待译码数据包在第一HARQ轮次期间经历的信干噪比。因此，就HARQ周期期间经历的信干噪比而言，分组差错率函数彼此解耦。这使得能够在每个传输块中应用自适应调制与编码，以调整每个数据流的传输速率，并且还有助于计算最小重传长度 $(\alpha^{(T_c)_c})^*$ 和$(\alpha^{(T_{p,k})_{p,k}})^*$，对于目标分组错误率 ϵ [14]。这将在附录 B 中进一步讨论。

*4)*译码复杂度：采用先进RSMA-HARQ方案的接收机在给定传输块中可能需要译码多个公共流和私有流数据包，因此，译码复杂度可能因需要译码的数据包数量而在不同传输块之间有所变化。因此，假设某种译码算法的复杂度为 D，则其最大译码复杂度为先进RSMA-HARQ方案在用户-k 处为 $(M_c + M_{p,k})D$，其中 M_c 是公共流数据包的最大重传次数，$M_{p,k}$ 是用户-k 的私有流的最大重传次数。这是因为用户-k 的缓冲区中最多需要译码 M_c 个公共流数据包和$M_{p,k}$ 个私有流数据包。译码算法的复杂度 D 将取决于所使用的具体信道编码。

5) 示例：为说明先进RSMA-HARQ方案的运行方式及其面临的挑战，考虑图7所示的示例。在第一个传输块结束时，用户-1能够译码公共流和自己的私有流，而用户-2则两者均译码失败。因此，用户-1向发射机返回单个ACK，而用户-2则返回单个NACK作为反馈。

在第二个传输块中，发射机确定 $\alpha_c^{(2)}$和 $\alpha_{p\,2}^{(2)}$，然后将公共流和私有流重传的重传比特与新数据比特联合重新编码，并通过公共流调度给用户-2。发射机随后在两个私有流中调度新数据比特。在接收机处，用户-1能够译码公共流，但无法译码其私有流。因此，它生成反馈 $\mathrm{ACK}_{c\,1}^{(1)}$，和 $\mathrm{NACK}_{p\,1}^{(1)}$，并将其发送给发射机。反过来，用户-2成功译码公共流和私有流，但在执行回溯解码后，无法恢复第一个传输块中发送的公共数据和私有数据。因此，它生-

生成反馈 ACK$_{c\,2}^{(1)}$,,NACK$_{c\,2}^{(2)}$,,ACK$_{p\,2}^{(1)}$,和 NACK$_{p\,2}^{(2)}$,，并将其发送回发射机。

在第三个传输块中，发射机决定增加公共重传比特 $\alpha_c^{(3)}$ 的大小，使其超过第二个传输块中发送的重传比特数量，以提高用户-2译码成功的概率。随后，它确定用户-2的私有流重传 $\alpha_{p\,2}^{(3)}$,以及用户-1的私有流重传 $\alpha_{p\,1}^{(2)}$,，用于重传在第二个传输块中译码失败的私有流数据包。然而，由于所有重传比特的总大小将超过公共流在第三个传输块中能够承载的信息比特数量，发射机决定将用户-1的私有流重传数据拆分到公共流和其私有流中。最后，发射机对所有重传数据进行联合编码，并对私有流数据进行编码；可以看出，部分重传比特与用户-1私有流中的新信息比特进行了联合编码。在接收机处，用户-1能够译码公共流，但无法译码其私有流。在提取通过公共流调度的部分私有流重传比特后，用户-1还通过执行回溯解码恢复了前一个传输块中的私有流数据。因此，它返回反馈ACK$_{c\,1}^{(1)}$,、NACK $_{p\,1}^{(1)}$,和ACK$_{p\,1}^{(2)}$,。另一方面，用户-2正确译码当前的公共数据包和私有数据包，并在提取相应的重传比特后执行回溯解码，从而也恢复了第一个传输块中发送的公共数据和私有数据。因此，它向发射机返回单个ACK。

随后重点介绍先进RSMA-HARQ方案相较于基线RSMA-HARQ方案的优势。首先，由于优先通过公共流调度公共流和私有流的重传，因此可以在每个传输块中为所有流调度新数据。由此，与基线RSMA-HARQ方案相比，用户能够实现更高的吞吐量和更低的时延。其次，通过公共流调度重传可降低私有流的分组错误率，因为绕过了串行干扰消除过程。然而，值得注意的是，在某些场景下，先进RSMA-HARQ方案需要更多的反馈比特，并且还需要额外的控制信令，以告知用户其重传位于公共流和私有流中的比特范围。

IV. 数值结果

在本节中，将通过吞吐量、分组错误率、消息错误率（MER）和平均比特时延来评估先进的 RSMA-HARQ 方案的性能，各项指标均在 10^6 个从瑞利分布中抽取的随机信道实现上取平均值。此外，还将该方案与基准 RSMA-HARQ 方案以及无HARQ的传统RSMA进行比较。

A. 仿真设置

考虑一台配备 $N_t = 8$ 根天线、与 $K = 4$ 个用户通信的发射机。用户信道的生成基于 $\sigma_k^2 = 1,\ \forall k \in \mathcal{K}$；对于不完美信道状态信息传输端，信道估计误差方差为 $\sigma_{e,\,k}^2 = P_t^{-\alpha},\ \forall k \in \mathcal{K}$，其中信道状态信息传输端质量缩放因子为 $\alpha = 0.6$ [5]。此外，接收机处的噪声方差为 $\sigma_{n,\,k}^2 = 1,\ \forall k \in \mathcal{K}$。对于每个 10^6 个信道实现，均采用奇异值分解（SVD）和最大比传输（MRT）方法计算预编码矩阵 $\mathbf{P}$ [49], ，其中总功率的 90% 分配给公共流，其余 10% 平均分配给各个私有流。假设采用块衰落，每个块包含 $N_s = 256$ 个符号。采用自适应调制与编码算法对数据流进行调制，该算法使用正交幅度调制（QAM）方案，具体包括 4-QAM、16-QAM、64-QAM 和 256-QAM；同时，根据 [52]，采用 5G 低密度奇偶校验（LDPC）码作为信道编码方案。为分析低时延视角下的性能（这是 5G及后续通信的基本特征），我们考虑两种情形：分别在丢弃数据包前进行 1 次或 2 次重传。此外，为简单起见，高级 RSMA-HARQ方案中公共流和私有流的重传长度 α_c，$\alpha_{p,\,k}$ 固定为每个 HARQ轮次中采用基线RSMA-HARQ发送的重传比特总数的 15%。最后，我们假设每个用户在每个传输块结束时提供的反馈始终准确无误。

RSMA 无论是否采用 HARQ，其吞吐量均按如下方式计算：

$$\eta^{\text{RSMA}} = \frac{1}{N}\sum_{n=1}^{N}\sum_{k=1}^{K}(\mathrm{C}_k[n] + \mathrm{R}_k[n]), \tag{19}$$

其中，N 是传输块总数，$\mathrm{C}_k[n]$表示第 n 个传输块中公共流的奖励，仅计入面向用户 k 且成功解码的比特，并丢弃所有面向其他用户的数据；$\mathrm{R}_k[n]$ 表示第 n个传输块中用户 k 的私有流奖励。

由于在先进RSMA-HARQ方案中，私有流的重传比特可能通过公共流进行调度，因此，为了与基准 RSMA-HARQ 传输和不采用 HARQ 的 RSMA 进行公平比较，需要评估平均比特时延。在经过 N 个传输块后，平均比特时延定义如下：

$$\lambda = \frac{\sum_{n=1}^{N}\sum_{k=1}^{K} T_{c,k}[n]B_{c,k}[n] + T_{p,k}[n]B_{p,k}[n]}{\sum_{n=1}^{N}\sum_{k=1}^{K} B_{c,k}[n] + B_{p,k}[n]}, \tag{20}$$

其中，$B_{c,\,k}[n]$ 表示用户-k 通过公共流首次在第 n个传输块中发送且正确解码的比特数，$B_{p,\,k}[n]$ 表示用户-k 通过其私有流首次在第 n个传输块中发送且正确解码的比特数，$T_{c,\,k}[n]$ 表示成功译码$B_{c,\,k}[n]$所需的传输块数，$T_{p,\,k}[n]$表示成功译码$B_{p,\,k}[n]$所需的传输块数。对于不采用HARQ的RSMA传输的平均比特时延，还需特别说明：由于所有数据包在一次译码失败后都会被丢弃，我们假设失败的比特会暂存在队列中，并在后续传输块中重新调度到新的数据包里，以便与其他RSMA-HARQ方案进行公平比较。因此，每个传输块都使用自适应调制与编码（AMC）传输速率不同的新数据包，但这些数据包可能包含重新调度的比特，其各自的时延也不同。

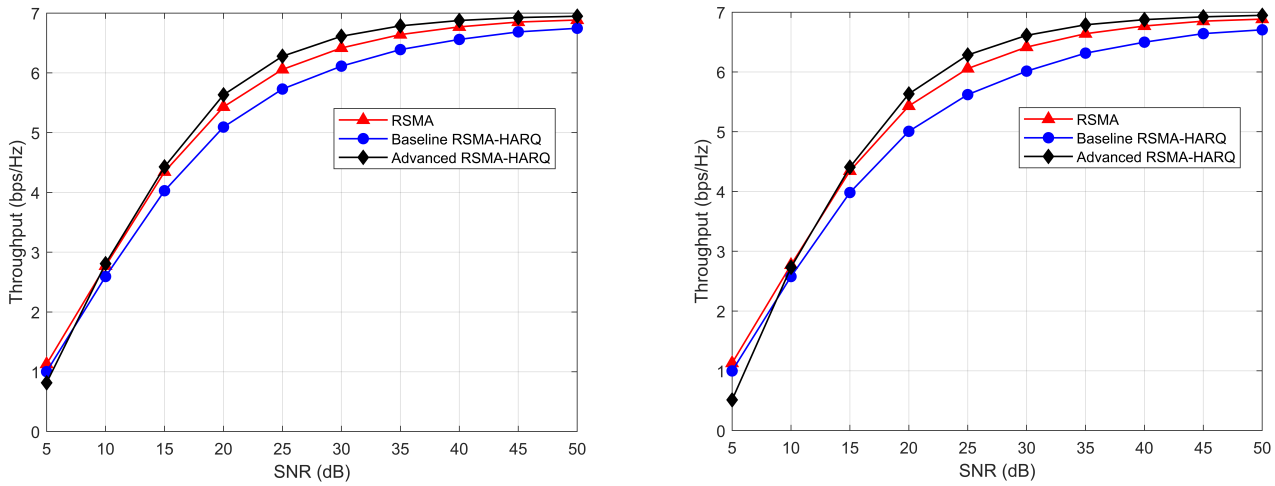


图8.吞吐量与信噪比的关系：最大重传次数为（a）1 次，（b）2 次。

次译码失败后，我们假设失败的比特会暂存在队列中，并在后续传输块中重新调度到新的数据包里，以便与其他RSMA-HARQ方案进行公平比较。因此，每个传输块都使用自适应调制与编码（AMC）传输速率不同的新数据包，但这些数据包可能包含重新调度的比特，其各自的时延也不同。

B. 吞吐量评估

从图 8 可以看出，对于 1 次和 2 次重传，当信噪比高于 10 dB 时，高级 RSMA-HARQ 方案的吞吐量优于普通 RSMA传输和基线 RSMA-HARQ方案。如 [47]，所述，基于传统 HARQ 应用方式的基线 RSMA-HARQ方案在高信噪比下表现较差，这是因为它仅使用第一个 HARQ轮次中可用的信道状态信息（发射端）来固定调制方式和传输速率；而高级 RSMA-HARQ 方案能够通过使用自适应调制与编码，在每个数据块中选择最优的调制方式和传输速率，从而持续适应信道状态信息（发射端）的变化。此外，借助公共流联合调度重传数据和新数据后，正如公式（16）和（17）所述，并由图 8 进一步证实，高级 RSMA-HARQ 方案的潜在可达吞吐量高于采用自适应调制与编码的普通 RSMA传输和基线 RSMA-HARQ方案。

然而，在低信噪比范围（信噪比 $<$ 10dB）内，先进RSMA-HARQ方案的吞吐量最低，这是由于以下两个原因：首先，由于低信噪比范围内较大的信道状态信息误差方差，使用先进RSMA-HARQ方案调度的较少重传比特不足以解码失败的数据包，因此，失败数据包产生的奖励在重传期间不太可能被恢复。相比之下，基线RSMA-HARQ方案会调度多得多的重传比特，并且能够从失败的数据包中恢复更多奖励，这从较低的分组错误率中可以看出如图9所示。其次，由于需要安排更多的重传，与不采用HARQ的普通RSMA传输相比，每个传输块中安排的新信息比特数量更少。因此，尽管每个传输块中仍然使用自适应调制与编码，但先进RSMA-HARQ方案获得的奖励低于普通RSMA传输的奖励，即使后者实现的分组错误率比先进RSMA-HARQ方案更差，这一点也已从图9中得到证实。这两个原因表明，在低信噪比区域，RSMA发射机应回退至基线RSMA-HARQ方案，并在信噪比提高后切换至先进RSMA-HARQ方案。

C. 分组错误率和消息错误率评估

从图 9 可以看出，先进的 RSMA-HARQ 方案具有明显的主要优势：其公共流和私有流所达到的 PER 明显低于采用自适应调制与编码的常规 RSMA传输。与基线RSMA-HARQ方案相比，还可以观察到，公共流的 PER 较高，而私有流的 PER 较低。这表明，通过联合采用 L-HARQ、自适应调制与编码和 RSMA传输，经由公共流调度重传数据，在降低 PER 方面大有裨益。具体而言，公共流独特的 RSMA 流结构使重传数据能够以较高可靠性完成译码，从而既能纠正先前的译码错误，又能为公共流和私有流分配新数据腾出空间。随后，对基线RSMA-HARQ方案的 PER 曲线趋势作出了一项特别观察：当最多允许 2 次重传时，私有流的 PER 在低信噪比区域有所上升。这是因为随着信噪比提高，私有流可能采用比 QPSK 更高阶的调制方案，以更高速率进行传输。然而，基线RSMA-HARQ根据首个 HARQ轮次的信道状态信息（发射端）固定重传所用的调制方案，因此重传更容易受到调制方案失配的影响。

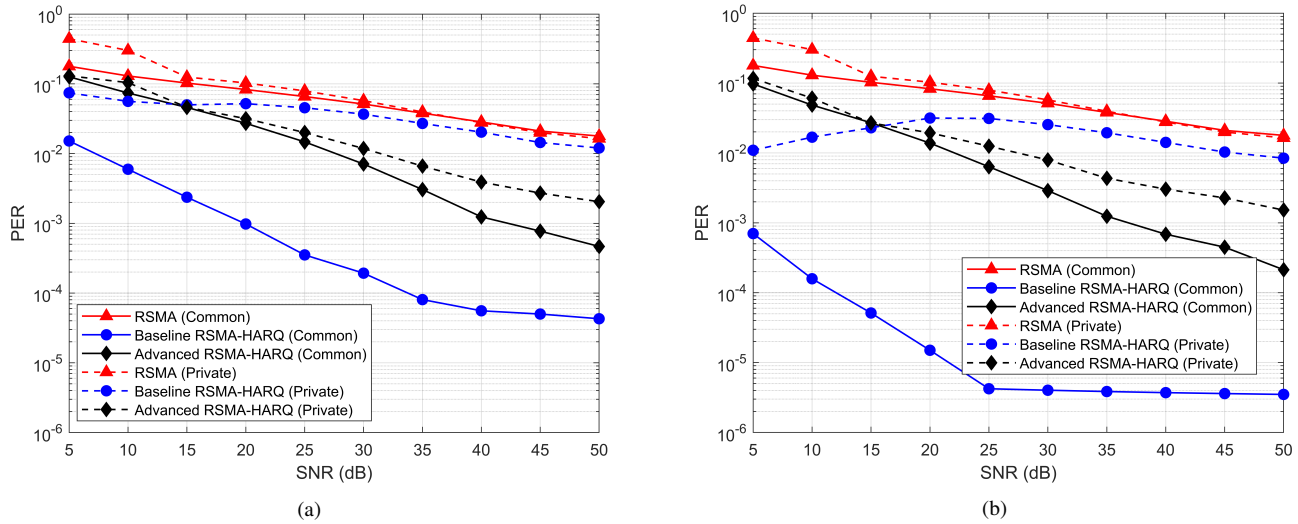


图 9. 分组错误率与信噪比的关系：最大重传次数为 (a) 1 次 (b) 2 次。

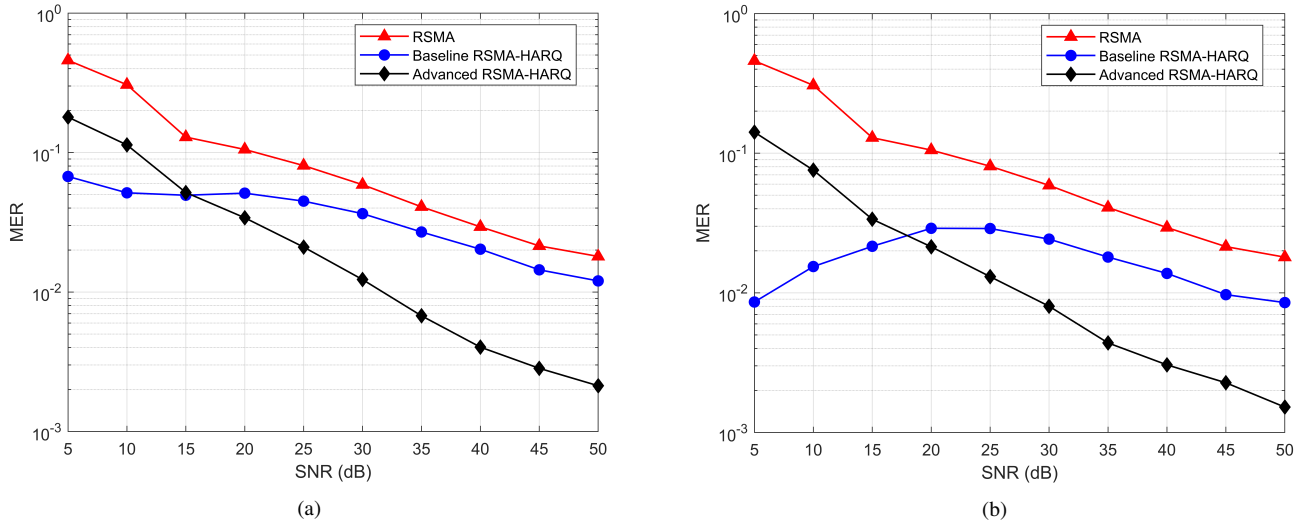


图 10. 消息错误率与信噪比的关系：最大重传次数为 (a) 1 次 (b) 2 次。

当最多允许 1 次重传时，则不会观察到这种现象，因为错误的调制方案不会被固定较长时间。

为了进一步展示先进RSMA-HARQ方案的优势，图10绘制了消息错误率（MER）。当接收机对估计的公共消息和私有消息进行合并后，仍无法恢复原始消息时，就会发生MER事件。因此，MER是衡量系统错误性能的最终指标。如图10所示，在信噪比低于15 dB时，基线RSMA-HARQ方案的MER性能最佳。这是因为低信噪比区域的信道状态信息误差方差较大，使自适应调制与编码算法更有可能选择远高于实际支持水平的传输速率。因此，接收机中的解码器需要更多重传比特来恢复错误的数据包。随着信噪比提高，先进RSMA-HARQ方案的优势】【。结果表明，公共流和私有流的解码器只需更少的重传比特即可恢复数据包。此外，通过公共流重传私有流重传比特，可以提高私有流数据包的可靠性。相比之下，基线RSMA-HARQ 方案仅根据第一次 HARQ轮次期间可用的CSIT来固定调制方式和传输速率，因此更容易受到调制方式和传输速率失配的影响。图 10b 清楚地展示了这一点：可以看到，消息错误率会一直增加，直到信噪比达到20dB。在这一区域内，不同传输块之间的调制方式变化较为频繁。因此，消息错误率更容易受到使用不恰当的调制方式和传输速率的影响。

D. 平均比特时延评估

最后，从图 11 可以看出，先进RSMA-HARQ方案在平均比特时延方面优于基准RSMA-HARQ方案以及不采用

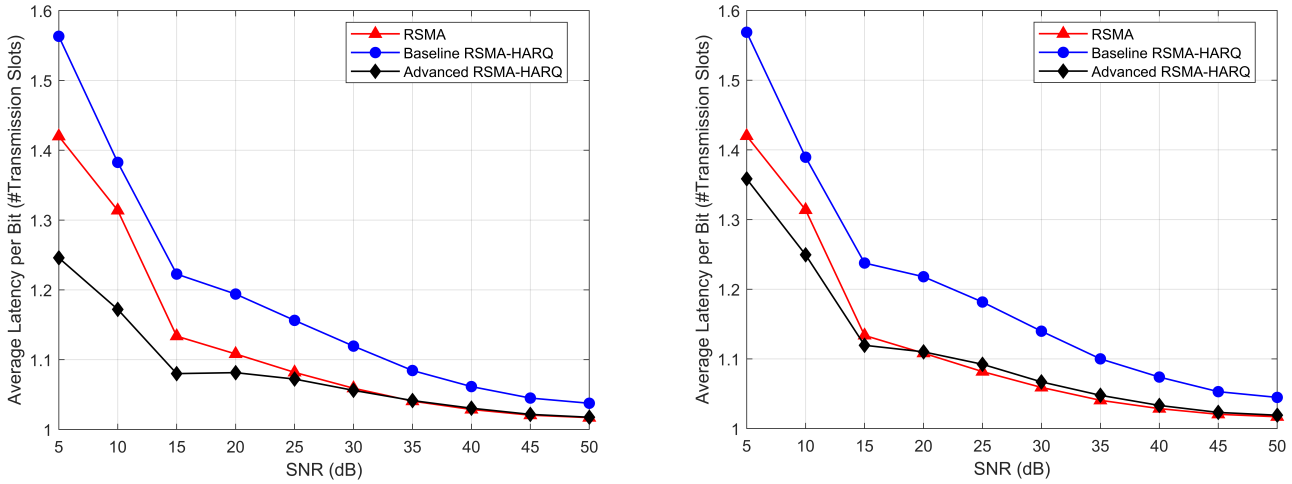


图 11. 平均比特时延与信噪比的关系：最多允许 (a) 1 次重传；(b) 2 次重传。

混合自动重传请求的普通RSMA传输。这是每个传输块中联合调度新数据和重传数据的直接效果。相比之下，基准RSMA-HARQ方案的性能最差，因为每个用户都需要等待所有其他用户正确解码公共消息或达到最大重传次数后，才能分配到新数据。此外，如果串行干扰消除过程失败，私有流重传可能无法恢复。

还可以观察到，由于在每个传输块中都采用自适应调制与编码，不采用混合自动重传请求的常规RSMA传输，其时延优于基线RSMA-HARQ方案；但其时延高于先进RSMA-HARQ方案，因为常规方案会在下一个传输块中重新调度每个未能解码的信息比特，而先进RSMA-HARQ方案则可以通过传输数量较少的重传比特来恢复失败的数据包，而无需在下一个传输块中调度所有失败的信息比特。

V. 结论

本文提出了一种适用于多天线下行链路RSMA通信的先进混合自动重传请求方案，该方案主要通过公共流调度重传，以最大限度地提高分组可靠性和吞吐量，同时尽可能降低时延。具体而言，采用L-HARQ方法，将公共流或私有流的重传数据与公共流中的新数据联合编码。通过适当选择重传消息中的重传比特数，可以调整降低分组错误率与提高吞吐量之间的权衡。数值结果表明，随着信噪比提高，先进RSMA-HARQ方案能够实现比基线RSMA-HARQ方案和不采用混合自动重传请求的常规RSMA传输更高的吞吐量，同时降低分组错误率、消息错误率和平均比特时延。

未来可进一步优化所提出 RSMA-HARQ方案性能的研究方向包括：a）针对基线 RSMA-HARQ方案的预编码器功率分配优化方法；b）推导先进RSMA-HARQ方案中不同预编码器方向对应的最小重传长度；以及 c）研究在 HARQ进程中假设反馈不完美时所提出方案的表现。

附录

A. 基线*RSMA-HARQ*方案的平均分组错误率

基线RSMA-HARQ发射机在每个传输块中都能获取部分信道状态信息传输端已知，但在调度重传时无法利用这些信息调整传输速率。因此，它可以依靠预编码器功率分配优化方法来达到目标分组错误率。

对于公共数据包或私有数据包，其瞬时分组错误率均遵循式 (12) 的结构。然而，由于信道状态信息（发射端）误差带来的不确定性，发射机无法计算该错误率。因此，本文考虑平均分组错误率 $\bar{\epsilon}$，它是对给定部分信道状态信息传输端已知集合 $\{\hat{\mathbf{H}}^{(t)}\}_{t=1}^{T}$ 时，联合条件概率密度 $f_{\{\gamma\}^T|\{\hat{\mathrm{H}}\}^T}(x|\{\hat{\mathbf{H}}^{(t)}\}_{t=1}^{T})$ 分布下的组合随机信干噪比 $x=\{\gamma^{(t)}\}_{t=1}^{T}$ 取式 (12) 的期望所得，具体如下：

$$\begin{aligned}\bar{\epsilon} &= \int_0^{\infty} \mathrm{PER}(\{\gamma^{(t)}\}_{t=1}^{T}, R^{(1)}) f_{\{\gamma\}^T|\{\hat{\mathrm{H}}\}^T}(x|\{\hat{\mathbf{H}}^{(t)}\}_{t=1}^{T})dx \\ &\approx \int_0^{\infty} Q\left(\frac{\sum_{t=1}^{T}\log_2(1+\gamma^{(t)}) - R^{(1)} + \frac{\log_2(TN_s)}{2N_s}}{\sqrt{\frac{\sum_{t=1}^{T}(1-(1+\gamma^{(t)})^{-2})}{N_s}}\log_2(e)}\right) \\ &\qquad f_{\{\gamma\}^T|\{\hat{\mathrm{H}}\}^T}(x|\{\hat{\mathbf{H}}^{(t)}\}_{t=1}^{T})dx\end{aligned} \quad . \tag{21}$$

然而，（21）没有闭式表达式，且 [53]中提出的近似方法无法应用，因为该方法假设HARQ进程每个HARQ轮次中的接收信号经历相同的信干噪比。因此，将其应用于基线RSMA-HARQ方案的优化方法受到限制。

B. 先进*RSMA-HARQ*方案的平均回溯分组错误率和最小重传长度计算

在式（16）和式（17）中，先进RSMA-HARQ方案的公共流和私有流期望奖励表达式表明，每个分组错误率项都仅取决于相应HARQ过程第一轮HARQ中经历的信干噪比。因此，可以按照串行干扰消除接收机采用的解码顺序，依次最小化每个数据包的分组错误率，从而优化整体分组错误率。这种解耦也有助于计算最小重传长度（$\alpha^{(T_c)}{}_c$）* 和（$\alpha^{(T_{p,k})}{}_{p,\,k}$）*。

考虑式（18）中第 T 轮HARQ中数据包的一般回溯分组错误率函数。在有限块长区域，回溯分组错误率函数可近似为： [14], [51]

$$\begin{aligned}\text{PER}^b(\gamma^{(b,T)},\{\beta^{(t)}\}|_{t=2}^T,R^{(b,T)})\approx\\ Q\left(\frac{\sqrt{N_s}(\log_2(1+\gamma^{(b,T)})-\hat{R}^{(b,T)})}{\sqrt{(1-(1+\gamma^{(b,T)})^{-2})\log_2(e)}}\right),\end{aligned}\tag{22}$$

其中，$\hat{}R^{(b,T)}=R^{(b,T)}-\sum_{t=2}^T\beta^{(t)}/N_s+\log_2(N_s)/(2N_s)$ 为缩减回溯解码速率。由于发射端仅掌握部分信道状态信息传输端已知，无法在发射端计算式（22）。因此，更稳健的方法是根据平均回溯分组错误率 $\bar{\epsilon}^{\,b}$ 计算最小重传长度（$\alpha^{(T)}$）*；该平均回溯分组错误率是对随机信干噪比 $x=\gamma^{(b,T)}$ 在给定信道状态信息（发射端）$\hat{}\mathbf{H}^{(b,T)}$时的条件概率密度分布 $f_{\gamma|\hat{\mathbf{H}}}(x|\hat{}\mathbf{H}^{(b,T)})$ 求式（22）的期望所得，如下所示：

$$\begin{aligned}\bar{\epsilon}^{\,b}&=\int_0^\infty\text{PER}^b(\gamma^{(b,T)},\{\beta^{(t)}\}|_{t=2}^T,R^{(b,T)})f_{\gamma|\hat{\mathbf{H}}}(x|\hat{\mathbf{H}}^{(b,T)})dx\\&\approx\int_0^\infty Q\left(\frac{\sqrt{N_s}(\log_2(1+\gamma^{(b,T)})-\hat{R}^{(b,T)})}{\sqrt{(1-(1+\gamma^{(b,T)})^{-2})\log_2(e)}}\right)\\&\qquad f_{\gamma|\hat{\mathbf{H}}}(x|\hat{\mathbf{H}}^{(b,T)})dx.\end{aligned}\tag{23}$$

根据 [53], 中的工作，式（23）中的 Q-函数项可近似为：

$$\Xi(\gamma^{(b,T)})=\begin{cases}1 & \gamma^{(b,T)}\le\nu\\ \frac{1}{2}-\lambda(\gamma^{(b,T)}-\xi) & \nu<\gamma^{(b,T)}<\tau\\ 0 & \gamma^{(b,T)}\ge\tau\end{cases},\tag{24}$$

其中

$$\lambda=\sqrt{\frac{N_s}{2\pi(2^{2\hat{R}^{(b,T)}}-1)}},\quad \xi=2^{\hat{R}^{(b,T)}}-1,\tag{25}$$

$$\nu=\xi-\frac{1}{2\lambda}\qquad\text{and}\qquad\tau=\xi+\frac{1}{2\lambda}.\tag{26}$$

平均回溯分组错误率 $\bar{\epsilon}^{\,b}$ 随后可近似为

$$\bar{\epsilon}^{\,b}\approx\lambda\int_\nu^\tau F_{\gamma|\hat{\mathbf{H}}}(x|\hat{\mathbf{H}}^{(b,T)})dx,\tag{27}$$

其中，$F_{\gamma|\hat{\mathbf{H}}}(x|\hat{}\mathbf{H}^{(b,T)})$ 是随机信干噪比 $x=\gamma^{(b,T)}$ 在给定信道状态信息（发射端）$\hat{}\mathbf{H}^{(b,T)}$条件下的累积分布函数。

为计算最小重传长度（$\alpha^{(T)}$）*，对于目标分组错误率 ϵ，可通过求解（27）来计算使等式 $\bar{\epsilon}^{\,b}=\epsilon$成立的（$\alpha^{(T)}$）$^*=\beta^{(T)}$的值。因此，只需推导 $F_{\gamma|\hat{\mathbf{H}}}(x|\hat{}\mathbf{H}^{(b,T)})$，该值取决于预编码器方向，例如零强迫（ZF）或 MRT。但与基线RSMA-HARQ方案的分组错误率计算相比，这一任务最终要简单得多；后者取决于多个信干噪比实现值的联合条件分布，且没有闭式表达式或近似式。

参考文献

[1] M. Shirvanimoghaddam 等，“面向超可靠低时延通信的短块长编码”，发表于 *IEEE*通信杂志，第57卷，第2期，第130–137页，2019年2月。[2] Y. Mao、B. Clerckx 和 V.O.K. Li，“面向下行通信系统的速率分割多址：桥接、推广并超越空分多址和非正交多址”，发表于 *EURASIP*无线通信与网络期刊，2018年。[3] B. Clerckx、H. Joudeh、C. Hao、M. Dai 和 B. Rassouli，“面向MIMO无线网络的速率分割：LTE演进的一种有前景的物理层策略”，发表于 *IEEE*通信杂志，第98–105页，2016年5月。[4] B. Clerckx、Y. Mao、R. Schober 和 H. V. Poor，“速率分割统一空分多址、正交多址、非正交多址及MISO广播信道中的多播：简明的双用户速率分析”，发表于 *IEEE*无线通信快报，第9卷，第3期，第349–353页，2020年3月。[5] H. Joudeh 和 B. Clerckx，“部分信道状态信息传输端已知条件下线性预编码下行多用户MISO系统的和速率最大化：一种速率分割方法”，发表于 *IEEE*《通信汇刊》，第64卷，第11期，第4847–4861页，2016年11月。[6] O. Dizdar、Y. Mao、W. Han 和 B. Clerckx，“速率分割多址：第六代移动通信物理层的新前沿”，*2020 IEEE*第*92*届车辆技术会议（*VTC2020-Fall*），2020年，第1–7.75-6791页，2020年11月。[7] Y. Mao、O. Dizdar、B. Clerckx、R. Schober、P. Popovski 和 H. V. Poor，“速率分割多址：基础、综述与未来研究趋势”，发表于 *IEEE*通信调查与教程，第24卷，第4期，第2073–2126页，2022年第四季度。[8] B. Clerckx 等，“速率分割多址入门：教程、误区与常见问题”，发表于 *IEEE*通信领域精选期刊，2023年2月。[9] 3GPP TR 25.835，“II/III型混合自动重传请求报告”。第三代合作伙伴计划；无线接入网技术规范组。[10] 3GPP TS 38.321，“新无线电；媒体接入控制（MAC）协议规范”。第三代合作伙伴计划；无线接入网技术规范组。[11] S. Ahmadi，*5G*新无线电：*3GPP*新无线电标准的架构、技术、实现与运行，Elsevier，2019年。[12] E. Dahlman、S. Parkvall 和 J. Skold，*5G*新无线电：下一代无线接入技术，Elsevier，2018年。[13] R. Sassioui、M. Jabi、L. Szczecinski、L. B. Le、M. Benjillali 和 B. Pelletier，“混合自动重传请求与自适应调制与编码：伙伴还是对手？”，发表于 *IEEE*《通信汇刊》，第65卷，第2期，第635–650页，2017年2月。[14] M. Jabi、L. Szczecinski、M. Benjillali、A. Benyouss 和 B. Pelletier，“自适应调制与编码和混合自动重传请求：如何提高吞吐量”，发表于 *IEEE*《通信汇刊》，第66卷，第7期，第3136–3150页，2018年7月。[15] A. Ahmed、A. Al-Dweik、Y. Iraqi、H. Mukhtar、M. Naeem 和 E. Hossain，“无线通信系统与标准中的混合自动重传请求（HARQ）：最新综述”，发表于 *IEEE*通信调查与教程，第23卷，第4期，第2711–2752页，2021年第四季度。[16] S. M. Kim、B. C. Jung 和 D. K. Sung，“多小区环境下基于HARQ的联合链路自适应与用户调度”，发表于 *IEEE*《车辆技术汇刊》，第65卷，第3期，第1292–1302页，2016年3月。[17] H. Shirani-Mehr、H. Papadopoulos、S. A. Ramprashad 和 G. Caire，“存在小区间干扰时MU-MIMO下行链路的联合调度与自动重传请求”，发表于 *IEEE*《通信汇刊》，第59卷，第2期，第578–589页，2011年2月。[18] S. M. Kim、B. C. Jung、W. Choi 和 D. K. Sung，“具有异构移动性的基于HARQ多用户系统中的联合速率自适应与用户调度”，*2012*年通信与信息技术国际研讨会（*ISCIT*），澳大利亚昆士兰州黄金海岸，第405–410页

，2012。

[19] S. M. Kim、B. C. Jung、W. Choi 和 D. K. Sung，“HARQ蜂窝网络中异构移动性对速率自适应和用户调度的影响”，载于 IEEE《车辆技术汇刊》，第62卷，第6期，第2735-2748页，2013年7月。 [20] S. H. Kim、T. V. K. Chaitanya 和 T. Le-Ngoc，“大规模天线阵列多小区MU-SIMO中的混合自动重传请求”，载于 IEEE《无线通信汇刊》，第15卷，第9期，第5861-5874页，2016年9月。 [21] R. Santos、D. Castanheira、A. Silva 和 A. Gameiro，“超可靠低时延通信的多用户增量冗余混合自动重传请求时延与资源优化”，TechRxiv预印本 TechRxiv:10.36227，2023年。 [22] M. Maaz、P. Mary 和 M. H´elard，“时延受限用户的HARQ-I中继辅助网络能耗最小化”，载于 IEEE《车辆技术汇刊》，第66卷，第8期，第6887-6898页，2017年8月。 [23] X. Leturc、P. Ciblat 和 C. J. Le Martret，“莱斯信道下类型I混合自动重传请求的能效资源分配”，载于 IEEE《无线通信汇刊》，第18卷，第7期，第3739-3751页，2019年7月。 [24] J. Choi，“无线多用户系统中HARQ-IR的能耗时延折衷”，2012年IEEE国际通信会议（ICC），加拿大安大略省渥太华，第3920-3924页，2012年。 [25] I. Budhiraja 等，“5G及后续网络的NOMA变体系统综述”，载于 IEEE Access，第9卷，第85573-85644页，2021年。 [26] B. Makki、K. Chitti、A. Behravan 和 M. -S. Alouini，“NOMA综述：当前状态与开放研究挑战”，载于 IEEE《通信学会开放期刊》，第1卷，第179-189页，2020年。 [27] K. Chung，“5G系统中相关信息源的NOMA”，载于 IEEE《通信快报》，第25卷，第2期，第422-426页，2021年2月。 [28] D. Cai、Z. Ding、P. Fan 和 Z. Yang，“混合自动重传请求下NOMA的性能”，载于 IEEE《车辆技术汇刊》，第67卷，第10期，第10033-10038页，2018年10月。 [29] Z. Shi、C. Zhang、Y. Fu、H. Wang、G. Yang 和 S. Ma，“混合自动重传请求辅助下行非正交多址接入系统的可达分集阶数”，载于 IEEE《车辆技术汇刊》，第69卷，第1期，第471-487页，2020年1月。[30] Y. Xu、D. Cai、F. Fang、Z. Ding、C. Shen 和 G. Zhu，“启用HARQ-CC的NOMA下行传输的中断分析与功率分配”，2018年IEEE全球通信大会（GLOBECOM），阿联酋阿布扎比，第1-6页，2018年。 [31] D. Marasinghe、N. Rajatheva 和 M. Latva-Aho，“有限码长下采用HARQ-CC的NOMA分组错误性能”，2020年IEEE国际通信会议研讨会（ICC研讨会），爱尔兰都柏林，第1-6页，2020年。 [32] Y. Xu、D. Cai、F. Fang、Z. Ding、C. Shen 和 G. Zhu，“部分HARQ下行非正交多址接入系统的中断约束能效设计”，载于 IEEE《通信汇刊》，第68卷，第8期，第5188-5201页，2020年8月。 [33] D. Cai、Y. Xu、F. Fang、S. Yan 和 P. Fan，“时间相关衰落信道上采用部分HARQ的NOMA中断概率”，2018年IEEE全球通信大会研讨会（GC研讨会），阿联酋阿布扎比，第1-6页，2018年。 [34] J. Choi，“下行NOMA系统中的HARQ-IR”，载于 IEEE《通信汇刊》，第64卷，第8期，第3576-3584页，2016年8月。[35] Z. Shi、S. Ma、H. ElSawy、G. Yang 和 M. -S. Alouini，“大规模设备到设备网络中的协作式混合自动重传请求辅助非正交多址接入方案”，载于 IEEE《通信汇刊》，第66卷，第9期，第4286-4302页，2018年9月。[36] D. Cai、Y. Xu、F. Fang、Z. Ding 和 P. Fan，“时间相关衰落对下行NOMA的影响”，载于 IEEE《通信汇刊》，第67卷，第6期，第4491-4504页，2019年6月。 [37] Z. Xiang、W. Yang、G. Pan、Y. Cai、Y. Song 和 Y. Zou，“混合自动重传请求辅助非正交多址接入网络中的安全传输”，载于 IEEE《信息取证与安全汇刊》，第15卷，第2171-2182页，2020年。 [38] Z. Xiang、W. Yang、G. Pan、Y. Cai、Z. Ding 和 Y. Zou，“一种采用不完美串行干扰消除实现安全传输的HARQ辅助认知非正交多址接入方案”，载于 IEEE《通信汇刊》，第69卷，第3期，第1930-1946页，2021年3月。 [39] H. Wang、Z. Shi、Y. Fu 和 R. Song，“HARQ辅助小蜂窝网络中NOMA的中断性能”，载于 IEEE《无线通信快报》，第10卷，第1期，第72-76页，2021年1月。 [40] Z. Xiang、W. Yang、Y. Cai、Z. Ding 和 Y. Song，“HARQ辅助认知NOMA网络中的安全传输设计”，载于 IEEE《信息取证与安全汇刊》，第15卷，第2541页，2020年，第2528页。[41] Z. Xiang、W. Yang、Y. Cai、Y. Song 和 M. Wang，“混合自动重传请求辅助非正交多址接入网络中的物理层安全”， 国产成人

*2019*年*IEEE*第二届电子信息与通信技术国际会议（*ICEICT*），中国哈尔滨，第127–132页，2019年。[42] Z. Mheich、W. Yu、P. Xiao、A. U. Quddus和A. Maaref，“NOMA系统中采用空白传输的混合自动重传请求协议性能”，发表于*IEEE*《无线通信汇刊》，第19卷，第11期，第7423–7438页，2020年11月。[43] R. T. Al-Zubi、K. A. Darabkh、Y. M. Khattabi和M. T. A. Issa，“基于马尔可夫方法的HARQ辅助NOMA方案建模与分析”，*2021*年*IEEE*黑海通信与网络国际会议（*BlackSeaCom*），罗马尼亚布加勒斯特，第1–6页，2021年。[44] F. Ghanami、G. A. Hodtani、B. Vucetic和M. Shirvanimoghaddam，“大规模物联网短分组通信中NOMA与HARQ的性能分析和优化”，发表于*IEEE*物联网期刊，第8卷，第6期，第4736–4748页，2021年3月15日。[45] F. Ghanami、S. Poursheikhali和M. Shirvanimoghaddam，“有限块长体制下的动态NOMA-HARQ：性能分析与优化”，发表于*IEEE*《通信快报》，第27卷，第4期，第1220–1224页，2023年4月。[46] B. Clerckx等，“多天线网络中的NOMA是否高效？对下一代多址接入技术的审视”，发表于*IEEE*《通信学会开放期刊》，第2卷，1343，2021年1310pp. - 。[47] P. Popovski，“延迟信道状态信息：采用回溯重传的增量冗余”，发表于*IEEE*国际通信会议（*ICC*）论文集，2014年6月，第2045–2051页。[48] K. F. Trillingsgaard和P. Popovski，“具有延迟信道状态信息和平均时延约束的广义HARQ协议”，发表于*IEEE*信息论汇刊，第64卷，第2期，第1262–1280页，2018年2月。[49] Y. Mao和B. Clerckx，“超越脏纸编码：具有部分信道状态信息传输端已知的多天线广播信道中的速率分裂方法”，发表于*IEEE*《通信汇刊》，第68，11，67卷。G. [50] Caire和D. Tuninetti，“高斯碰撞信道中混合自动重传请求协议的吞吐量”，发表于*IEEE*信息论汇刊，第47卷，第5期，第1971–1988页，2001年7月。[51] T. Erseghe，“有限码长体制下的信道编码：基于拉普拉斯积分及其渐近近似的界”，发表于*IEEE*信息论汇刊，第62卷，第12期，第6854–6883页，2016年12月。[52] 3GPP TS 38.212。“新无线电；复用与信道编码。”第三代合作伙伴计划：无线接入网技术规范组。[53] B. Makki、T. Svensson和M. Zorzi，“增量冗余混合自动重传请求的有限块长分析”，发表于*IEEE*无线通信快报，第3卷，第5期，第529–532页，2014年10月。