arXiv:2603.03746v1 [eess.SP] 4 Mar 2026

基于软件定义无线电的非正交HARQ-CC：一种基于GNU Radio的实现*

黄红玲[1],王金涛[1], 石正[1], 王旭[1], 杨光华[1],马少丹[2], 和丁海川[3]

[1] 暨南大学智能系统科学与工程学院，中国珠海[2] 澳门大学智慧城市物联网国家重点实验室，中国澳门[3] 北京理工大学网络空间科学与技术学院，中国北京 邮箱: curryhhl@stu.jnu.edu.cn, wang.jintao@connect.um.edu.mo, zhengshi@jnu.edu.cn, xuwang@jnu.edu.cn, ghyang@jnu.edu.cn, shaodanma@um.edu.mo, hcding@bit.edu.cn

摘要。 混合自动重传请求（HARQ）方案通常将全部可用资源用于重传失败的数据包，以确保可靠性。然而，在严格的时延约束下，这些方案往往频谱效率较低，且传输时延增加。为应对这些挑战，本文提出一种高效的非正交HARQ与Chase合并（N-HARQ-CC）传输策略。具体而言，所提方法将较大部分重传资源分配给新数据包，仅保留一小部分用于重传先前出错的数据包。这基于如下观察：通常仅有少量信息比特出错，从而使剩余通信资源可用于传输新消息。N-HARQ-CC方案重传失败数据包的同一冗余版本，并采用最大比合并（MRC）进行解码。为尽量降低复杂的数据包调度与解码复杂度，所提方案将每个传输轮次的叠加限制为至多两条消息。在接收机处，采用串行干扰消除（SIC）分离叠加的消息。所提出的N-HARQ-CC系统基于GNU Radio和USRP 平台实现并加以验证。与传统I型 HARQ和HARQ-CC方案相比，所提方案的频谱效率显著提升约0.5 bps/Hz，符合6G 网络的低时延要求。

* 本研究部分得到中国国家自然科学基金项目（资助编号：62171200、62171201和92367201）、广东省基础与应用基础研究基金项目（资助编号：2023A1515010900）、中央高校基本科研业务费专项资金项目（资助编号：21625361）以及澳门特别行政区科学技术发展基金项目（资助编号：0020/2025/RIB1）的资助。（通讯作者：王金涛、石正。）

关键词： GNU Radio · 混合自动重传请求 · 非正交多址接入 · 软件定义无线电 · USRP。

1 引言

与主要聚焦于三种典型场景——增强型移动宽带（eMBB）、超可靠低时延通信（URLLC）和海量机器类通信（mMTC）——的第五代（5G）移动通信系统相比，第六代（6G）移动通信技术不仅继承了 5G 的核心能力，还引入了多项关键增强。具体而言，6G 纳入了进一步增强型移动宽带（FeMBB），以支持太比特每秒（Tbps）的数据速率；纳入了极高可靠低时延通信（ERLLC），以满足关键应用的严格需求；并纳入了超海量机器类通信（umMTC），以实现显著更高的全球设备连接能力 [1]。

随着 6G 对时延和可靠性提出更严格的要求，传统的混合自动重传请求（HARQ）机制预计将面临前所未有的挑战。HARQ 是 5G 中提升可靠性的关键机制，它通过结合前向纠错和重传策略来提高鲁棒性。然而，在 6G URLLC 场景中，传统 HARQ 方案会产生过多的反馈和排队时延，因而难以适用于工业自动化、车联网通信和全息服务等对时延敏感的应用。

为解决这些局限性，人们提出了各种先进的混合自动重传请求（HARQ）方案。对于组播信道和时延敏感型服务，基于叠加编码（SC）的固定速率HARQ方案以及复用HARQ（M-HARQ）已被证明能够通过功率分配和迭代干扰消除来提高吞吐量和频谱效率 [2, 3]。此外，人们提出了多分组HARQ（MP-HARQ），使多个数据包能够共享同一无线资源。通过马尔可夫决策过程（MDP）引导的动态编码策略，MP-HARQ在频谱效率较高的场景中取得了显著的性能提升 [4, 5]。

另一方面，混合非正交多址接入（NOMA）系统通过联合优化功率分配和码块长度，实现了高能效的用户调度 [6]。免授权NOMA（GF-NOMA）和功率域NOMA（PD-NOMA）也被视为6G的关键赋能技术 [7, 8]。这些方法有助于将多分组传输与HARQ方案相结合，从而提升系统容量和可靠性 [9, 10]。

非正交HARQ（N-HARQ）机制通过功率域叠加，使新数据包与重传数据包能够在同一时隙内同时传输。这显著降低了排队时延，从而提升时延性能 [11, 12]。此外，动态调整最大重传次数可在时延与可靠性之间实现灵活权衡，从而提高系统整体吞吐量。就实际实现而言，大量下行NOMA系统已通过实验

在采用GNU Radio和通用软件无线电外设（USRP）的软件定义无线电（SDR）平台上得到验证 [13–15]。然而，大多数混合自动重传请求与N-HARQ方案仍处于理论或仿真阶段，实际部署或系统级验证有限，这凸显了进一步开展实验研究的必要性。

本文提出了一种实用的 Chase 合并非正交混合自动重传请求方案（N-HARQ-CC），将非正交叠加编码与混合自动重传请求机制相结合。N-HARQ-CC 方案对解码失败的数据包重传相同的冗余版本，并采用最大比合并进行解码。通过在功率域叠加用户数据包，该方案在支持低时延重传的同时提高了吞吐量。此外，我们结合 GNU Radio 和 USRP 硬件实现并验证了所提出的机制，展示了其实际可行性和性能优势。

2 系统模型

本节首先介绍所提出的 N-HARQ-CC 方案，并阐述信号重构过程及信干噪比（SINR）分析。

2.1 N-HARQ-CC 方案

本文研究了一种由一个发射机和一个接收机构成的N-HARQ辅助下行通信系统。不同于传统的HARQ方案仅重传失败消息的冗余信息，N-HARQ方案在重传期间引入新的信息消息。该方法利用了这样一个事实：通常只有一小部分信息比特发生错误，因此可以利用剩余的通信资源传输下一条消息。因此，N-HARQ方案能够提高频谱效率并减少传输时延，但计算复杂度会略有增加。本文提出了一种实用的N-HARQ方案，称为N-HARQ-CC，该方案结合了Chase合并和叠加编码。具体而言，与HARQ-CC方案类似，本文提出的方案假设重传失败消息的相同冗余信息，并在接收机处采用最大比合并（MRC）。此外，为避免复杂的分组调度机制和较高的解码复杂度，每个传输轮次至多允许叠加两条消息。在接收机处，采用连续干扰消除（SIC）技术分离这两条叠加消息。此外，为避免网络拥塞，每条消息的最大HARQ轮次限制为 M。根据向发射机反馈的是肯定还是否定确认（ACK/NACK）消息，所提出的N-HARQ-CC方案将触发以下两种传输模式。

初始传输模式 如果没有否定确认反馈，或者每条消息已达到最大HARQ轮次，则开始新的HARQ周期。相应地，在第一个HARQ轮次中传输一条新消息，即初始传输模式（ITM）。初始HARQ轮次中接收到的数据包可写为

$$\mathbf{y}_1 = h_1\sqrt{P}\mathbf{x}_1 + \mathbf{n}_1, \tag{1}$$

其中，$\mathbf{x}_1$ 表示归一化平均功率的编码消息，P 表示传输功率，h_1 表示信道系数，n_l 表示均值为零、方差为 1 的复加性高斯白噪声（AWGN）。接收机根据观测值 $\mathbf{y}_1$进行解码。如果接收机成功恢复 $\mathbf{x}_1$,，则会发送确认消息，并开始新的 HARQ 周期。否则，如果返回 NACK，随后将触发重传模式，即在重传 HARQ 轮次中，将新消息与失败消息在功率域中叠加。

重传模式 如果至少收到一条 NACK 消息，且每条消息的 HARQ 轮次尚未达到最大值，则会启动重传模式（RM）。在重传模式下，发射机将两条消息进行叠加。不失一般性，记这两条消息为 $\mathbf{x}^{k_1}$ 和 $\mathbf{x}^{k_2}$，其中 $k_1 < k_2$。为便于说明，分别将 $\mathbf{x}^{k_1}$ 和 $\mathbf{x}^{k_2}$ 称为旧数据包和新数据包。因此，在第 l 个 HARQ 轮次中，接收信号可写为

$$\mathbf{y}_l = h_l\left(\alpha\sqrt{P}\mathbf{x}_{k_1} + \sqrt{(1-\alpha^2)P}\mathbf{x}_{k_2}\right) + \mathbf{n}_l, \tag{2}$$

其中，h_l 对应信道系数，α 表示旧数据包的功率分配系数，而$\mathbf{n}_l$ 表示复数加性高斯白噪声。由于错误信息比特的数量较少，因此可以为新数据包分配更多功率。根据非正交多址的原理，首先解码新数据包$\mathbf{x}^{k_2}$。成功重构$\mathbf{x}^{k_2}$后，通过从$\mathbf{y}_l$中减去$\mathbf{x}^{k_2}$，应用串行干扰消除来解码旧数据包$\mathbf{x}^{k_1}$。如果接收机成功解码了两条消息，则在下一轮混合自动重传请求中开始新的周期。否则，重传模式将继续，下一轮混合自动重传请求中传送的消息（旧消息$\mathbf{x}_{\text{old}}$ 和新消息$\mathbf{x}_{\text{new}}$）为

$$[\mathbf{x}_{\text{old}}, \mathbf{x}_{\text{new}}] = \begin{cases} [\mathbf{x}_{k_1}, \mathbf{x}_{k_2}], & \mathcal{F}_O^{\text{NACK}} \wedge \mathcal{F}_N^{\text{NACK}} \\ [\mathbf{x}_{k_2}, \mathbf{x}_{k_2+1}], & \mathcal{F}_O^{\text{ACK}} \wedge \mathcal{F}_N^{\text{NACK}} \\ [\mathbf{x}_{k_1}, \mathbf{x}_{k_2+1}], & \mathcal{F}_O^{\text{NACK}} \wedge \mathcal{F}_N^{\text{ACK}} \end{cases}, \tag{3}$$

其中，$\mathcal{F}_O^{\text{ACK}}$和 $\mathcal{F}_O^{\text{NACK}}$分别表示旧消息恢复成功和失败；对于新消息，$\mathcal{F}_N^{\text{ACK}}$ 和 $\mathcal{F}_N^{\text{NACK}}$也有类似定义。

根据 N-HARQ-CC方案的传输机制，先前接收的数据包与当前接收的数据包可以通过最大比合并进行联合解码。此外，由于新消息具有更高的功率分配系数，因此会首先对其进行解码，

随后利用串行干扰消除的操作对旧消息进行解码。因此，本文分别讨论这两条消息的信号重构和信干噪比分析。

2.2 信号重构与信干噪比分析

新消息的解码 为继续讨论，我们假设新消息已经传输 m_2 个 HARQ 轮次。在第 l 个 HARQ 轮次中，接收机尝试通过合并最近 m_2 个 HARQ 轮次的接收信号来恢复新消息$\mathbf{x}^{k_2}$，即$\mathbf{y}^{l-m_2+1},\cdots,\mathbf{y}_l$。采用最大比合并（MRC）后，合并信号可表示为

$$\mathbf{y}_{m_2}^{\mathrm{MRC}}=\frac{1}{\left\|\mathbf{h}_{l-m_2+1:l}\right\|^2}\sum_{i=l-m_2+1}^{l}h_i^*\mathbf{y}_i, \tag{4}$$

其中$\mathbf{h}_{l-m_2+1:l}=(h_{l-m_2+1},\cdots,h_l)^{\mathrm{T}}$。将式（2）代入式（4）可得

$$\begin{aligned}\mathbf{y}_{m_2}^{\mathrm{MRC}}=&\sqrt{(1-\alpha^2)P}\mathbf{x}_{k_2}+\alpha\sqrt{P}\mathbf{x}_{k_1}\\&+\frac{1}{\left\|\mathbf{h}_{l-m_2+1:l}\right\|^2}\sum_{i=l-m_2+1}^{l}h_i^*\mathbf{n}_i,\end{aligned} \tag{5}$$

由于旧消息被直接视为噪声，因此可以推导出新消息的接收信干噪比：

$$\gamma_{m_2}^{\mathrm{new}}=\frac{(1-\alpha^2)P\left\|\mathbf{h}_{l-m_2+1:l}\right\|^2}{\alpha^2P\left\|\mathbf{h}_{l-m_2+1:l}\right\|^2+1}. \tag{6}$$

旧消息的解码 恢复新消息$\mathbf{x}^{k_2}$后，使用串行干扰消除（SIC）解码旧消息$\mathbf{x}^{k_1}$。为简化符号表示，我们假设旧消息$\mathbf{x}^{k_1}$已传送 m_1 次。达到最大传输次数后仍未成功的消息无法消除，因此会干扰旧消息$\mathbf{x}^{k_1}$的解码。显然，由于 HARQ 轮次数量受到限制，最多只会出现一次此类失败事件，即M。根据是否发生一次 SIC 操作失败，我们将后续讨论分为两种情况：没有 SIC 失效和发生一次 SIC 失效。

无 SIC 失效 这种情况表明，从 $\mathbf{x}^{k_1+1}$ 到 $\mathbf{x}^{k_2}$ 的所有消息均可被消除。因此，从 $\mathbf{y}^{l-m_1+1},\cdots,\mathbf{y}_l$ 中减去干扰信号 $\mathbf{x}^{k_1+1},\cdots,\mathbf{x}^{k_2}$，得到仅包含期望信号 $\mathbf{x}^{k_1}$ 的 $\tilde{\mathbf{y}}^{l-m_1+1},\cdots,\tilde{\mathbf{y}}_l$。因此，$\tilde{\mathbf{y}}_i$ 可写为

$$\tilde{\mathbf{y}}_i=h_i\alpha\sqrt{P}\mathbf{x}_{k_1}+\mathbf{n}_i,\ i\in[l-m_1+1,l]. \tag{7}$$

通过对 $\tilde{\mathbf{y}}^{l-m_1+1},\ \cdots,\ \tilde{\mathbf{y}}_l$应用最大比合并（MRC），合并信号可表示为

$$\tilde{\mathbf{y}}_{m_1}^{\mathrm{MRC}}=\frac{1}{\left\|\mathbf{h}_{l-m_1+1:l}\right\|^2}\sum_{i=l-m_1+1}^{l}h_i^*\tilde{\mathbf{y}}_i. \tag{8}$$

因此，解码旧消息 $\mathbf{x}_{k_1}$ 时接收信号的信噪比（SNR）可计算为

$$\gamma_{m_1}^{\mathrm{old}} = \alpha^2 P \|\mathbf{h}_{l-m_1+1:l}\|^2. \tag{9}$$

一次串行干扰消除失效当给定消息发生串行干扰消除失效时，叠加信号中另一条消息的传输轮次必然更少，因为新数据包只会叠加在需要重传的先前消息上，且同一时刻最多只有一条这样的消息。因此，可以得出结论：在给定消息的整个混合自动重传请求过程中，最多只有一条消息会发生串行干扰消除失效。为简单起见，我们假设串行干扰消除失效发生在第 l_1 个混合自动重传请求轮次，而消息$\mathbf{x}_{k_0}$ 在经过 M 个混合自动重传请求轮次后被丢弃。显然，从$\mathbf{x}_{k_1+1}$到$\mathbf{x}_{k_2}$ 的所有消息均已成功恢复，并可从$\mathbf{y}_{l_1+1}$ 到$\mathbf{y}_l$中减去。然而，消息$\mathbf{x}_{k_0}$ 无法从$\mathbf{y}_{l-m_1+1}$ 到$\mathbf{y}_{l_1}$ 中消除，因此会干扰旧信号$\mathbf{x}_{k_1}$的恢复。据此，合并信号可写为

$$\begin{aligned}\tilde{\mathbf{y}}_{m_1}^{\mathrm{MRC}} =& \frac{1}{\|\mathbf{h}_{l-m_1+1:l}\|^2}\left(\sum_{i=l-m_1+1}^{l_1} h_i^* \mathbf{y}_i + \sum_{i=l_1+1}^{l} h_i^* \tilde{\mathbf{y}}_i\right) \\ =& \alpha\sqrt{P}\mathbf{x}_{k_1} + \frac{\|\mathbf{h}_{l-m_1+1:l_1}\|^2}{\|\mathbf{h}_{l-m_1+1:l}\|^2}\sqrt{(1-\alpha^2)P}\mathbf{x}_{k_2} \\ &+ \frac{1}{\|\mathbf{h}_{l-m_1+1:l}\|^2}\sum_{i=l-m_1+1}^{l} h_i^* \mathbf{n}_i.\end{aligned} \tag{10}$$

因此，旧消息的接收信干噪比可表示为

$$\gamma_{m_1}^{\mathrm{old}} = \frac{\alpha^2 P \|\mathbf{h}_{l-m_1+1:l}\|^4}{(1-\alpha^2)P\|\mathbf{h}_{l-m_1+1:l_1}\|^4 + \|\mathbf{h}_{l-m_1+1:l}\|^2}. \tag{11}$$

图 1 展示了使用 $M = 3$ 解码旧消息时发生一次 SIC 失效的示意图。

3 基于软件定义无线电的 N-HARQ-CC 实现

GNU Radio 是一个开源软件开发工具包，提供了丰富的信号处理模块。它能够灵活地构建和实现软件定义无线电系统。与 USRP 等硬件平台集成后，GNU Radio 是快速原型开发、实验验证和认知无线电研究的理想工具[16]。

本研究开发了一种支持两个数据包的 SC 传输框架，并使用两台 USRP B210 设备在 GNU Radio 平台上实现。如图 2 所示，一台 USRP B210 作为基站，另一台作为用户设备。两台 USRP 均配置了两个信道，以构建下行传输和上行反馈路径。所提出的 N-HARQ-CC 方案的系统架构如图 3 所示，发射机和接收机的 GNU Radio 流图如图 4 所示。

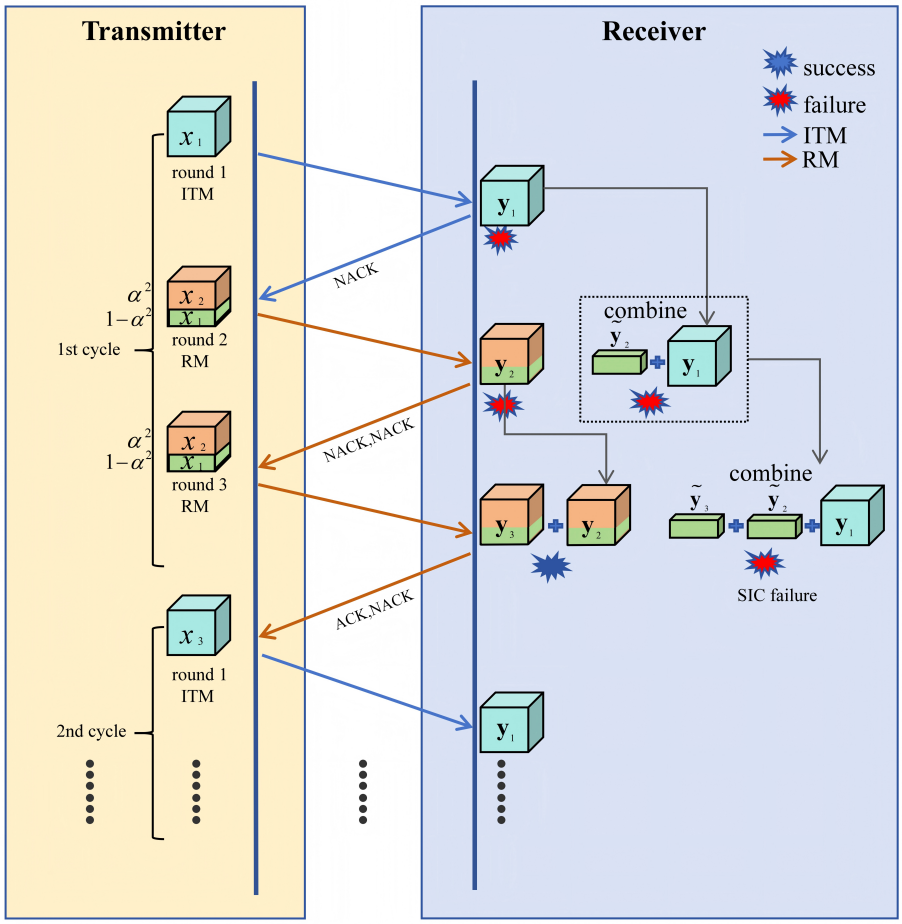


图 1. 使用 $M = 3$ 解码旧消息时发生的一次 SIC 失效示例。

3.1 发射机

在发射机侧，核心模块是一个定制的 Python 嵌入式模块，称为 发射机模块，负责数据包构建和自动重传请求（ARQ）控制。首先将输入文件分割为多个固定字节长度的数据包。每个数据包后附加一个循环冗余校验（CRC）校验和，用于错误检测；随后插入固定格式的头部和尾部，以完成分组。为增强随机性并确保比特分布均匀，对 CRC、头部和尾部比特进行扰码。之后使用前向纠错（FEC）对扰码后的数据包进行编码，以提高抗错误能力。

在 ARQ 控制模块中，根据反馈结果和预定义的重传策略选择性地传输数据包。所选数据包

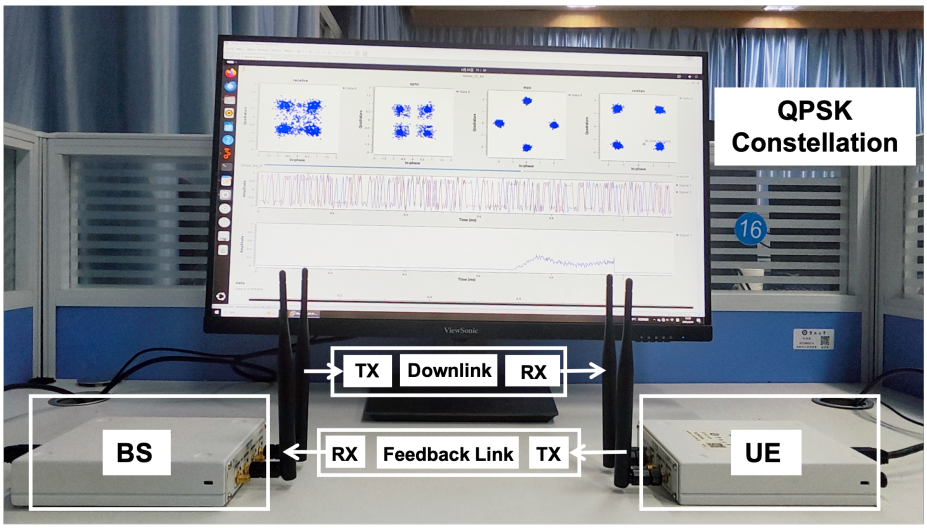


图 2. 使用两台 USRP B210 设备通过软件定义无线电进行 N-HARQ-CC 传输的实验设置。

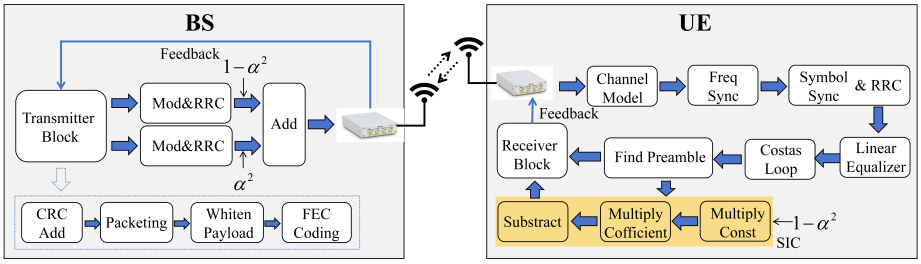


图 3. 基于 GNU Radio 的所提 N-HARQ-CC 方案的系统架构。

被调制为正交相移键控符号，并经过根升余弦滤波器处理。随后，通过 USRP B210 将生成的叠加信号发送至接收机。循环冗余校验码的长度为 32 位，前向纠错采用编码率约为 0.6 的里德-所罗门码，根升余弦滤波器的滚降因子设为 0.35。

3.2 接收机

在接收端，使用 USRP B210 捕获无线信号。为便于评估不同信噪比条件下的性能，使用信道模型模块引入加性高斯白噪声。随后，对接收信号进行一系列预处理，包括频率同步、符号同步和根升余弦滤波。为减轻信道失真，采用基于

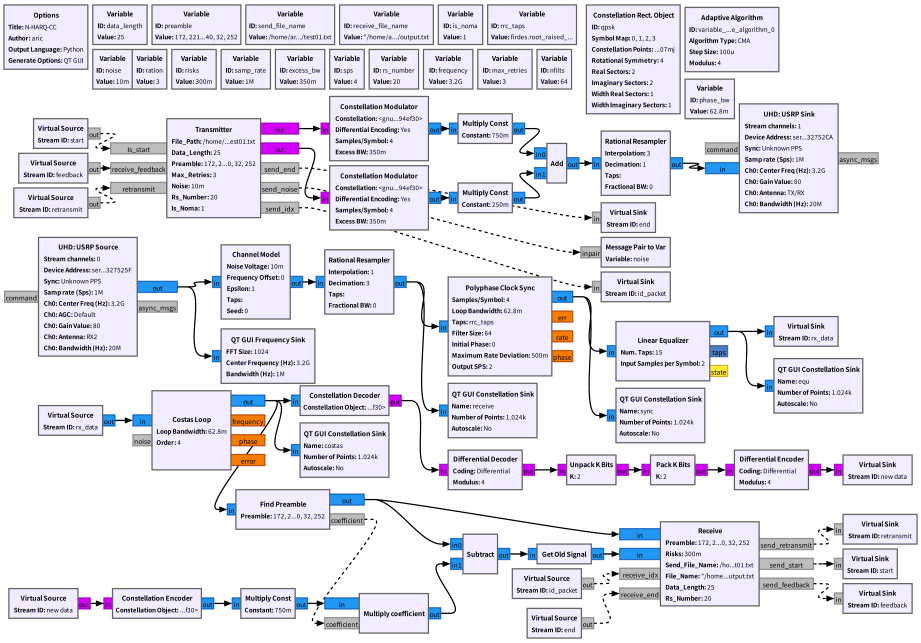


图4. 所提出的N-HARQ-CC通过2台USRP实现的GNU Radio流图。

恒模算法（CMA）的线性均衡器进行信道均衡。随后，应用 Costas环实现载波相位同步，从而提高解调精度。最后，执行串行干扰消除，以分离叠加信号。

解调后的信号被送入自定义接收机模块，该模块是接收机的核心处理模块。它负责数据包解析和HARQ反馈生成。在数据包解析过程中，首先使用前向纠错对信号进行解码，以恢复原始比特流，随后进行解扰。接着检查数据包头的完整性。若数据包头无效，则丢弃该数据包；否则执行CRC校验以验证数据完整性。根据CRC结果，系统判断是否需要重传，并生成相应的HARQ反馈消息。

4 实验结果

在本实验中，发射和接收均采用软件定义无线电平台，以评估系统在不同信道条件下的性能。为确保系统在带限信道中稳定运行，实验设置的载波频率为 3.2 GHz，采样率为 1 MHz，信道带宽为 20 MHz。每个传输帧包含 200 个信息比特。共传输 1757 个数据包，以确保结果具有统计意义

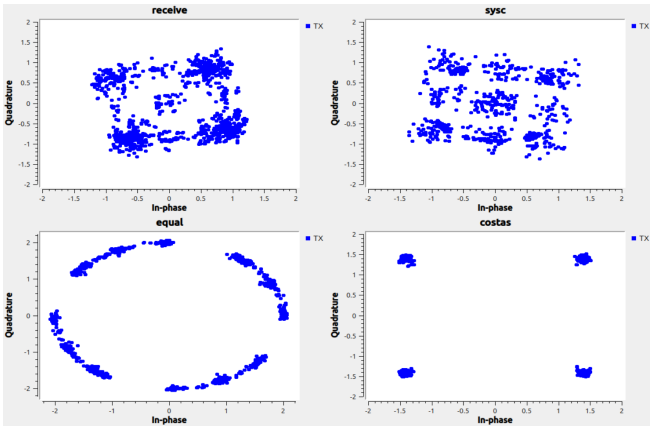


图 5。ITM模式下的正交相移键控星座图。

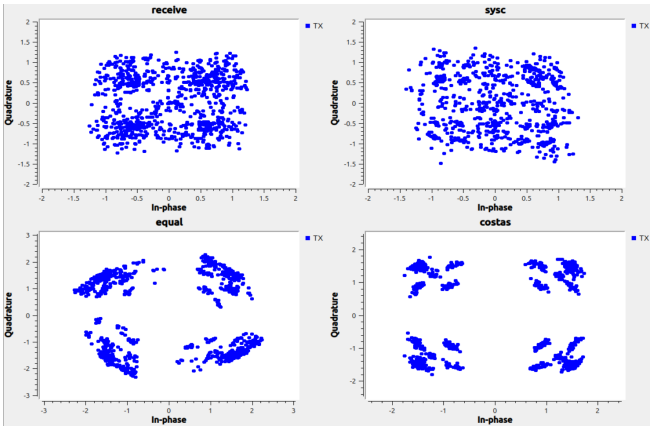


图 6。RM模式下的正交相移键控星座图。

用于性能评估。为研究不同信噪比水平对系统性能的影响，通过信道模块引入加性高斯白噪声，以便可控地改变信噪比。针对每个信噪比水平，测量误比特率和每帧归一化平均吞吐量，从而全面评估系统在不同信道质量下的性能。

图 5 和图 6 分别展示了 ITM 和 RM 传输模式下的正交相移键控星座图。每幅图包含四个星座图，呈现了接收机处理链各个连续阶段的信号：(i) 用户端接收到的信号，(ii) 经过同步和根升余弦滤波后的信号，(iii) CMA均衡后的输出，以及 (iv) 使用 Costas环进行相位和频率校正后的结果。

图 7 展示了三种传输方案在不同信噪比条件下的误比特率性能。总体而言，随着

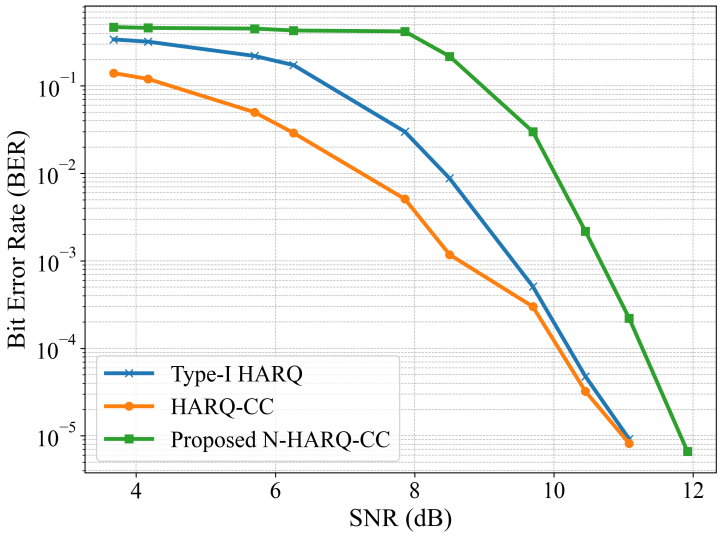


图7. 传统传输方案与所提传输方案的误比特率分析。

信噪比提高，所有方案的误比特率均有所下降，这与理论预期一致。在所比较的方案中，在低至中等信噪比范围（约 4–10 dB）内，I型 HARQ 的误比特率性能明显逊于 HARQ-CC 方案。这是因为 I型 HARQ 仅在初次译码失败后进行简单重传，因而无法利用软合并带来的译码增益。相比之下，MRC 通过对多个接收副本进行软合并，获得了更好的误比特率性能。随着信噪比提高，这两种方案的误比特率性能在高信噪比区间逐渐趋同，最终趋近于零。这表明，在信道条件良好时，重传策略和编码增益的相对优势会减弱，因为此时更容易实现无差错传输。

相比之下，所提方案在低至中等信噪比区域出现明显的误比特率恶化。这主要归因于并行分组传输固有的分组间干扰和资源分配稀释，从而有效降低了接收信噪比。仅当信噪比超过约10 dB时，才观察到误比特率的显著改善。这一现象表明，尽管RM能够提升系统吞吐量。

图 8 展示了三种具有代表性的传输方案在不同信噪比条件下的频谱效率（SE）。该指标反映了相对于理论最大值而言，数据比特传输的效率。在低信噪比水平下，由于错误率较高，三种方案的频谱效率表现都较差。随着信噪比提高，HARQ-CC 和 I型 HARQ 方案的频谱效率均逐步改善，并在约 11 dB 时趋于饱和，接近理论

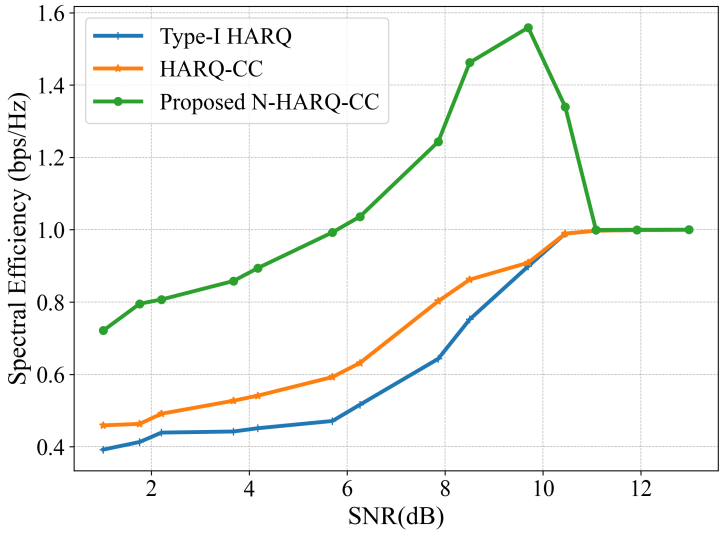


图 8. 传统与所提出的传输方案的频谱效率分析。

上限。这种饱和表明，大多数数据包都能在首次尝试时成功解码。然而，I型 HARQ 的频谱效率仍略低于 HARQ-CC，因为它无法利用软合并带来的增益。所提出的 N-HARQ-CC 方案在中等信噪比（约 10 dB）时达到频谱效率峰值，但随后频谱效率下降，并在较高信噪比下趋于稳定。这种现象是因为信道条件改善降低了重传频率，导致系统恢复为 RM，从而削弱了并行 ITM 操作带来的吞吐量优势。总体而言，与传统 HARQ-CC 方案相比，所提出的 N-HARQ-CC 方案将频谱效率提高了约 0.5 bps/Hz。其动态适应能力使其特别适用于 6G 网络中的低时延场景。

5 结论

本文提出了一种高效的 N-HARQ-CC 传输策略，以解决传统 HARQ 方案的局限性，即在严格的时延约束下频谱效率低、传输时延增加。N-HARQ-CC 方案在重传失败数据包的同一冗余版本时，叠加发送一个新数据包，并采用串行干扰消除技术解耦叠加的消息。此外，我们使用 GNU Radio 和 USRP 平台实现了所提出的 N-HARQ-CC 系统并进行验证。实验结果表明，与 I型 HARQ 和 HARQ-CC 方案相比，所提出的 N-HARQ-CC 吞吐量显著更高。

此外，本研究揭示了信道条件较差时面临的一项鲁棒性挑战：固定功率分配可能导致串行干扰消除失败，并使多分组叠加持续存在，从而限制吞吐量。这一发现凸显了对动态功率分配与自适应传输模式切换（例如，回退至 ITM）进行联合优化的必要性；这或可借助强化学习框架实现，也是我们后续研究的主要方向。

参考文献

1. Z. Zhang 等，“6G 无线网络：愿景、需求、架构与关键技术”，IEEE Veh. Technol. Mag.，第 14 卷，第 3 期，第 28–41 页，2019 年 9 月。2. F. Takahashi 和 K. Higuchi，“预定速率多播信道中的混合自动重传请求”，Proc. IEEE Veh. Technol. Conf. (VTC)，台北，台湾，2010 年，第 1–5 页。3. R. Zhang 和 L. Hanzo，“叠加编码辅助的复用混合自动重传请求方案：提升端到端传输效率”，IEEE Trans. Veh. Technol.，第 58 卷，第 8 期，第 4681–4686 页，2009 年 10 月。4. M. Jabi、A. E. Hamss、L. Szczecinski 和 P. Piantanida，“多分组混合自动重传请求：逼近遍历容量”，IEEE Trans. Commun.，第 63 卷，第 12 期，第 5191–5205 页，2015 年 12 月。5. A. E. Hamss、L. Szczecinski 和 P. Piantanida，“通过多分组传输提升混合自动重传请求的吞吐量”，Proc. IEEE Global Commun. Conf. (GLOBECOM)，奥斯汀，TX，美国，2014 年，第 1485–1491 页。6. Y. Xu、C. Shen、D. Cai 和 G. Zhu，“采用有限码长编码的时延受限非正交分组调度”，IEEE Trans. Veh. Technol.，第 69 卷，第 10 期，第 12312–12316 页，2020 年 10 月。7. M. B. Shahab、R. Abbas、M. Shirvanimoghaddam 和 S. J. Johnson，“面向物联网的免授权非正交多址接入：综述”，IEEE Commun. Surv. Tutorials，第 22 卷，第 3 期，第 1805–1838 页，2020 年第三季度。8. Y. Liu、Z. Qin、M. Elkashlan、Z. Ding、A. Nallanathan 和 L. Hanzo，“面向 5G 及后 5G 的非正交多址接入”，Proc. IEEE，第 105 卷，第 12 期，第 2347–2381 页，2017 年 12 月。9. R. Kotaba、C. N. Manch´on、T. Balercia 和 P. Popovski，“URLLC 如何从基于非正交多址接入的重传中受益”，IEEE Trans. Wireless Commun.，第 20 卷，第 3 期，第 1684–1699 页，2021 年 3 月。10. F. Ghanami、G. A. Hodtani、B. Vucetic 和 M. Shirvanimoghaddam，“海量物联网短数据包通信中结合混合自动重传请求的非正交多址接入性能分析与优化”，IEEE Internet Things J.，第 8 卷，第 6 期，第 4736–4748 页，2021 年 3 月 15 日。11. F. Nadeem、M. Shirvanimoghaddam、Y. Li 和 B. Vucetic，“面向时延敏感应用的非正交HARQ”，Proc. IEEE Int. Conf. Commun. (ICC)，都柏林，爱尔兰，2020 年，第 1–6 页。12. F. Nadeem、M. Shirvanimoghaddam、Y. Li 和 B. Vucetic，“面向 URLLC 的非正交 HARQ：设计与分析”，IEEE Internet Things J.，第 8 卷，第 24 期，第 17596–17610 页，2021 年 12 月 15 日。13. V. Bhatia 和 S. Bisen，“软件定义无线电上非正交多址接入的实现与性能分析”，Proc. IEEE Int. Conf. Adv. Netw. Telecommun. Syst. (ANTS)，斋浦尔，印度，2023 年，第 485–490 页。

14. J. -R. Garnier、A. Fabre、H. Far`es 和 R. Bonnefoi，“下行非正交多址接入中的QPSK调制性能：从误码概率推导到软件定义无线电验证”，IEEE Access，第 8 卷，第 66495–66507 页，2020 年。15. M. A. Champi Castro 和 J. Luis Arizaca Cusicuna，“使用软件定义无线电和 GNU Radio 实现基于串行干扰消除接收机的 2 用户下行非正交多址接入”，Proc. IEEE Colomb. Conf. Commun. Comput. (COLCOM)，巴兰基亚，哥伦比亚，2024 年，第 1–4 页。16. C. Sokolowski、M. Petrova、A. de Baynast 和 P. Mahonen，“认知无线电测试平台：在未来无线通信网络中利用有限反馈”，Proc. IEEE Int. Conf. Commun. (ICC)，北京，中国，2008 年，第 493–498 页。