arXiv:2305.02948v1 [cs.IT] 4 May 2023

不完美反馈下 5G 无线网络的混合自动重传请求时延最小化

丁伟航* 和 Mohammad Shikh-Bahaei*
*英国伦敦伦敦国王学院工程系电信研究中心，伦敦 WC2R 2LS。

摘要——引入5G新空口（NR）技术是为了满足要求更加严苛的业务需求。与以往技术相比，超可靠低时延通信（URLLC）要求极低的时延。当采用混合自动重传请求（HARQ）机制时，尤其是在反馈信道存在错误的情况下，实现这一目标十分困难。在本研究中，我们考虑了增量冗余（IR）HARQ系统中的各种时延分量，通过采用非对称反馈检测（AFD）来最小化平均时延，并为每次传输尝试确定最优传输长度。本文采用M/G/1排队模型，分析系统存在多个用户时5G新空口（NR）中的排队时延。数值结果表明，采用非对称反馈检测（AFD）能够显著提升系统性能并降低中断概率。

索引词—混合自动重传请求、速率自适应、非对称反馈检测

I. 引言

第五代（5G）无线移动网络旨在实现显著的性能提升[1]。低延迟和高可靠性是大多数场景中的关键要求，尤其是在超可靠低延迟通信（URLLC）中。理想情况下，人们期望端到端延迟达到1毫秒且可靠性达到99.999%，但仍有一些难题有待解决。例如，混合自动重传请求（混合自动重传请求）成为优化用户面延迟的瓶颈。

结合前向纠错（FEC）与自动重传请求（ARQ）的混合自动重传请求（HARQ）是一种高效的数据传输技术，在信道条件较差时，其性能远优于普通 ARQ。根据接收端采用的软合并方法，HARQ 可分为追赶合并 HARQ（CC-HARQ）和增量冗余 HARQ（IR-HARQ）。在 CC-HARQ 中，不同传输过程中发送的是同一个码字；而在 IR-HARQ 中，重传会包含额外的校验位。本研究仅考虑 IR-HARQ，因为在一般无线通信系统中，编码增益通常更为显著。在传统的 IR-HARQ 协议中，接收端通过反馈传递译码状态。如果反馈为二进制，发射机只能获知译码是否成功，因此每次传输尝试的长度和功率都是固定的 [2], [3]。如果反馈信息更丰富，发射机便能获知更多译码状态信息，并据此自适应地选择后续传输的部分参数。自适应系统是一种颇具前景的技术，可根据系统参数调整系统配置，从而提升各类系统的性能 [4]–[9]。认知无线电网络中的自适应自动重传请求可提高资源利用率，并在一定程度上降低整体时延 [9]–[12]。同样，研究人员已基于不同传输参数对自适应混合自动重传请求开展了广泛研究，包括速率自适应 [13], [14], 功率自适应 [15], [16], 以及自适应调制与编码（AMC）方案 [17]。

反馈信息必须延长，以便传达完整的解码状态。在 [2], 中，研究了反馈分辨率与整体吞吐量之间的关系。研究结果表明，如果反馈包含超过 8 位的信息，其性能将非常接近理想反馈的混合自动重传请求系统。然而，由于反馈信道成本高昂，在实际应用中传输 8 位反馈仍然不切实际。当反馈信道质量较低时，增加额外的反馈比特会提高反馈错误率，并使错误分析更加困难。

在大多数已有研究中，反馈信道被假设为确定性的，而实际上，HARQ反馈的错误概率无法任意降低。在长期演进中，1%的反馈错误率是合理的 [18] ，在5G新空口中则为0.1%–1% [19]。在资源有限的情况下 [20], [21], ，不可靠的反馈会损害混合自动重传请求系统的性能。关于不可靠反馈下的HARQ，现有研究为数不多。文献 [22], [23], 将反馈信道建模为二元对称信道（BSC）。文献 [24], 在反馈信道为擦除信道的情况下引入了可保证时延的概念。不同于传统的对称反馈检测，文献 [25] 引入了非对称反馈检测（AFD），无需分配额外资源即可更好地保护否定确认（NACK）。在我们之前的工作中 [26], ，我们将非对称反馈检测应用于速率自适应混合自动重传请求，并求得使吞吐量最大化的最优阈值和传输速率。

在本研究中，我们研究了具有不完美反馈的 HARQ过程的长期平均时延。我们考虑了多种时延分量，包括排队时延、传输时延和处理时延。在本研究中，我们同时采用非对称反馈检测和速率自适应混合自动重传请求，以最小化系统的长期平均时延。非对称反馈检测的另一项优势是能够降低中断概率，因此我们还研究了具有中断概率约束的系统性能。仿真结果表明，与传统方法相比，我们提出的方案能够显著降低长期平均时延。

II. 系统模型

系统的往返时延（RTD）是发送数据包并收到确认所需的时间。在这些

时延分量中，反馈的传播时延和传输时延与其他分量相比可以忽略不计。因此，总往返时延可表示为排队时延、数据包传输时延以及接收端处理时延之和：

$$T_{tot} = T_{queue} + T_{tran} + T_{proc}. \tag{1}$$

一旦HARQ轮次开始，信源便使用指定的码率对包含 N_b 比特的原始数据包进行编码。目的端根据数据包的可解码性生成反馈。如果发射机检测到否定确认，则会在后续传输尝试中发送一定量的冗余。只有在检测到确认，或传输次数达到最大上限 M时，当前HARQ轮次才会终止。

A. 信道模型

假设数据包通过带有加性高斯噪声的块衰落信道进行传输。第 k个接收符号可写为：

$$\boldsymbol{y}_k = \sqrt{\text{SNR}_d} h_k \boldsymbol{x}_k + \boldsymbol{z}_k, \tag{2}$$

其中， $\boldsymbol{x_k}$、 $\boldsymbol{y_k}$和 $\boldsymbol{z_k}$ 分别是第 k个发送符号、接收符号和加性噪声， h_k 是瞬时信道衰落系数，SNR_d 是下行信道的平均信噪比。

我们假设两次传输尝试之间的时间间隔显著大于相干时间，因此 h_k是独立同分布的，并且在单次传输尝试期间保持不变。发射机无法获知 h_k ，也无法在传输前利用先前信息对其进行预测。 $|h_k|$ 服从瑞利分布，单位功率增益为 $\mathbb{E}[|h_k|^2] = 1$ ，均值为零。$\boldsymbol{z}_k$ 是一个由均值为零、单位方差的高斯变量组成的复向量，用于表示噪声。假设 SNR_d 保持不变，且发射机已知该值。解码基于接收序列 $\boldsymbol{y}$，并采用最大似然解码。

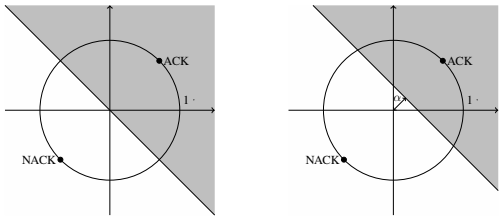
B. 排队模型

假设到达下一代基站的数据包服从泊松分布。由于数据包逐个传输，且传输时间根据不同传输尝试的长度服从一般分布，因此该系统可建模为 M/G/1 排队系统。

与长期演进不同，5G新空口支持从 15kHz 到 240kHz 的多种子载波间隔。不同的子载波间隔对应不同的时隙持续时间，如表 I 所示。

表 I：5G新空口子载波参数配置

μ	0	1	2	3	4
子载波间隔（kHz）	15	30	60	120	240
时隙持续时间（μs）	1000	500	250	125	62.5
每子帧的时隙数	1	2	4	8	16
每个时隙的符号数	14				
正交频分复用符号持续时间（μs）	66.67	33.33	16.67	8.33	4.17
支持数据	Yes	Yes	Yes	Yes	No



(a) SFD (b) 非对称反馈检测

图1：SFD与非对称反馈检测（AFD）的星座图对比。

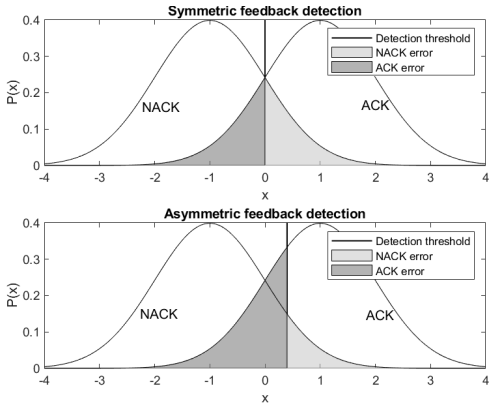


图2：SFD与非对称反馈检测的比较

HARQ轮次 T_i 中第 i次传输尝试的传输时间（服务时间）可计算为 $T_i = \frac{n_i}{14} T_{slot}$，其中 n_i 是一个整数，表示传输该数据包所需的时隙数。

III. 非对称反馈检测

如果反馈信道是理想的，则只有当接收端在经过 M 次传输尝试后仍无法恢复消息时，才会发生中断。如果发生中断，该次传输将被移交给高层协议，并初始化一个新的HARQ轮次。中断可能导致显著的系统性能下降。对于正常的HARQ过程，0.1%–1%的中断概率是可以容忍的[19]。如果反馈信道不理想，NACK错误会导致中断，而ACK错误只会导致不必要的重传。

反馈根据反馈检测阈值进行二元量化。在对称反馈检测（SFD）中，反馈检测阈值设置如图1a所示，使星座图上确认和否定确认的区域相等。然而，在非对称反馈检测（AFD）中，星座图上否定确认的区域应大于确认的区域，以降低否定确认错误率，如图1b所示。 $\alpha \in \mathbb{R}$ 是一个指标，定义为星座图上非对称解码阈值到原点的最小欧氏距离与幅度之比。图1中的信号幅度经过归一化。该AFD方案基于距离。也研究了基于其他参数（如相移）的其他方案，但它们的效果较差。

性能。我们假设反馈通过加性高斯噪声信道（AWGN）以一个二进制符号进行传输。对于第 i 次传输，ACK错误率 $P_{A,i}$和NACK错误率 $P_{N,i}$ 可通过以下公式计算：

$$P_{N,i} = \frac{1}{2} erfc\left((1+\alpha_i)\sqrt{\text{SNR}_f}\right), \tag{3}$$

$$P_{A,i} = \frac{1}{2} erfc\left((1-\alpha_i)\sqrt{\text{SNR}_f}\right), \tag{4}$$

其中，SNR_f 是反馈信道的信噪比，α_i 是第 i次反馈的不对称检测指标。

IV. 问题表述

在接收端，如果累积互信息（MI）大于N_b，则认为消息可解码。经过第 i次传输尝试后解码失败的概率$P_{i,\ f}$ 可表示为：

$$P_{i,f} = \mathbb{P}\left\{\sum_{m=1}^{i} I_m < N_b\right\}, \tag{5}$$

其中，I_m 是第 m次传输中定义的归一化互信息：

$$I_m = n_m T_{slot} W \log(1+|h_m|^2 \text{SNR}_d), \tag{6}$$

其中，W 是可用带宽。

为了计算$P_{i,\ f}$，我们需要求出累积互信息的概率密度函数（pdf）。令 $Z_i = \sum_{m=1}^{i} I_l$表示前 i次传输中的互信息之和。$P_{i,\ f}$可计算为$P_{i,\ f} = \int_0^1 f(z_i)dz_i$，其中 $f(z_i)$是通过 I_1、.....、I_i计算得到的 Z_i的概率密度函数：$f(z_i) = f(I_1) * \cdots * f(I_i)$。为避免卷积，可以用高斯变量近似累积互信息，该近似在低信噪比和中等信噪比范围内较为准确 [27]。累积互信息 Z_i 的近似概率密度函数可写为：

$$f(Z_i) = \frac{1}{\sqrt{2\pi \sum_{l=1}^{i} n_l T_{slot} W \sigma_I^2}} e^{-\frac{(Z_k - \sum_{l=1}^{i} n_l T_{slot} W)^2}{2\sum_{l=1}^{i} n_l T_{slot} W \sigma_I^2}}, \tag{7}$$

其中，$\bar{I}$ 是 MI 的均值，σ_I^2 是由 [28]给出的 MI 方差：

$$\bar{I} = \log_2(e) e^{\frac{1}{\text{SNR}_d}} \int_1^{\infty} t^{-1} e^{-\frac{t}{\text{SNR}_d}} dt \tag{8}$$

$$\sigma_I^2 = \frac{2}{\text{SNR}_d} \log_2^2(e) e^{\frac{1}{\text{SNR}_d}} G_{3,4}^{4,0}\left(1/\text{SNR}_d |_{0,-1,-1,-1}^{0,0,0}\right) - \bar{I}^2, \tag{9}$$

其中，$G^{m,\ p}_{n,\ q}\left(\begin{matrix}a_1,\ldots,a_p \\ b_1,\ldots,b_q\end{matrix}|z\right)$ 是 Meijer G 函数。

定义 P_i 为 HARQ 轮次中发生第 i 次传输的概率，P_i 可通过公式 (10) 计算，其中我们定义 $P_{N,0} = 0$。相应地，总体中断概率 P_{out} 可计算为：

$$P_{out} = 1 - \left(P_{1,s} + \sum_{i=2}^{M}\left((P_{i-1,f} - P_{i,f})\prod_{j=1}^{i-1}(1-P_{N,j})\right)\right). \tag{11}$$

有效传输的平均传输时间（服务时间）可计算如下：

$$\mathbb{E}[T_{tran}] = \frac{\sum_{i=1}^{M} T_i P_{i-1,f}}{\sum_{i=1}^{M} P_{i-1,f}}. \tag{12}$$

总到达率（包括数据包和重传）为 $\lambda_{tot} = \lambda_0 \frac{\sum_{i=1}^{M} P_i}{1-P_{out}}$。因此，队列中的平均等待时间和服务时间可计算为：

$$\begin{aligned}\mathbb{E}[T_{queue}] =& \frac{\lambda_{tot}\mathbb{E}[T_{tran}^2]}{2(1-\lambda_{tot}\mathbb{E}[T_{tran}])} \\ =& \frac{\sum_{i=1}^{M} T_i^2 P_i}{2\left(\frac{1-P_{out}}{\lambda_0} - \sum_{i=1}^{M} T_i P_i\right)}.\end{aligned} \tag{13}$$

要使排队系统保持稳定，平均服务率必须大于数据包到达率。因此，必须始终满足以下要求：

$$\frac{\sum_{i=1}^{M} T_i P_{i-1,f}}{\sum_{i=1}^{M} P_{i-1,f}} \times \frac{\lambda_0 \sum_{i=1}^{M} P_i}{1-P_{out}} \leq 1. \tag{14}$$

根据 [29], ，用户设备必须在传输后的 k 个时隙内提供相应的 HARQ反馈，其中 k 由下行控制信息（DCI）格式中的 PDSCH到HARQ反馈时序指示字段指定。如果认为传播时间可以忽略不计，则每次传输的总往返时间上限为：

$$T_{tot} \leq T_{queue} + T_{tran} + kT_{slot}. \tag{15}$$

上界的平均值可以表示为：

$$\begin{aligned}\bar{T}_{ub} =& \frac{\sum_{i=1}^{M} T_i^2 P_i}{2\left(\frac{1-P_{out}}{\lambda_0} - \sum_{i=1}^{M} T_i P_i\right)} \\ &+ \frac{\sum_{i=1}^{M} T_i P_{i-1,f}}{\sum_{i=1}^{M} P_{i-1,f}} + kT_{slot}.\end{aligned} \tag{16}$$

HARQ过程的平均时延可以用RTT的数量表示为：

$$\mathbb{E}[D] = \frac{M+1-\sum_{i=1}^{M-1} P_{i,s}}{1-P_{out}} \times \bar{T}_{ub}. \tag{17}$$

在我们先前的工作中 [26], ，我们已经证明，当中断概率远高于预期时，HARQ过程的性能最优。因此，当实际中断概率$P_{out} = \epsilon$时，必须在中断概率限制严格的情况下实现最小延迟 ϵ 。于是，优化问题可以表述为：

$$P_i = \begin{cases} 1, & \text{if i=1} \\ \left(P_{i-1,f} \prod_{j=1}^{i-1} (1 - P_{N,j}) + \sum_{j=1}^{i-1} \left((P_{i-j-1,f} - P_{i-j,f}) \prod_{m=0}^{i-j-1} (1 - P_{N,m}) \prod_{m=i-j}^{i-1} P_{A,m} \right) \right), & \text{if i=2...M.} \end{cases} \tag{10}$$

$$\begin{aligned} \min_{n_1,\ldots,n_M,\alpha_1\ldots\alpha_{M-1}} \quad & \frac{M+1-\sum_{i=1}^{M-1} P_{i,s}}{1-\epsilon} \times \\ & \left(\frac{\sum_{i=1}^{M} T_i^2 P_i}{2\left(\frac{1-\epsilon}{\lambda_0} - \sum_{i=1}^{M} T_i P_i\right)} + \frac{\sum_{i=1}^{M} T_i P_{i-1,f}}{\sum_{i=1}^{M} P_{i-1,f}} + kT_{slot} \right) \\ \text{subject to}: \ & \mathrm{P_{out}} \le \epsilon \\ & \frac{\sum_{i=1}^{M} T_i P_{i-1,f}}{\sum_{i=1}^{M} P_{i-1,f}} \times \frac{\lambda_0 \sum_{i=1}^{M} P_i}{1-\epsilon} \le 1 \\ & n_i \in \mathbb{N}^+ \cup n_i \le n_{max}, \ i = 1,2,\ldots,M \\ & \alpha_k \in \mathbb{R}, \ k = 1,2,\ldots,M-1. \end{aligned} \tag{18}$$

为了解决这个问题，我们需要分别考虑这两组变量 $\boldsymbol{n} = \{n_1, \ldots, n_M\}$ 和 $\boldsymbol{\alpha} = \{\alpha_1, \ldots, \alpha_{M-1}\}$。实际上，$M$ 和 n_{max} 的值都不太大，因此 $\boldsymbol{n}$ 的搜索空间规模合理。一旦固定$\boldsymbol{n}$，我们就可以使用投影梯度下降（PGD）来求得最优的 $\boldsymbol{\alpha}$。

V. 数值结果

在本节中，我们比较了所提出的 AFD方案与传统方案的长期平均日龄。部分仿真参数列于表II中。

表II：仿真参数

参数	值
数据包到达率 λ_0	200 个数据包/秒
PDSCH到HARQ反馈时序 k	1
信息长度 N_b	2816 比特
时隙持续时间 T_{slot}	125 μs
每个 HARQ轮次中的传输次数 M	4

首先，我们假设不存在中断概率限制。我们从长期平均时延的角度，将所提出的AFD方案与传统的SFD方案进行比较。两种方案均采用速率自适应，即便如此，我们仍然可以看到，AFD方案的性能显著优于SFD方案，尤其是在反馈信道质量较低时。当下行信道质量较低时，SFD方案的平均时延会急剧增加，而与具有完美反馈信道的系统相比，低质量下行信道对AFD方案的影响并不显著。与具有完美HARQ反馈的系统相比，通过采用AFD方案，我们在SNR$_f$ = 0dB时几乎可以达到相同的性能，而在SNR$_f$ = −5dB时仅会产生略高的时延。

我们还求得了在严格中断概率限制下，当 SNR$_f$ = 0 dB 时可实现的最小长期平均时延（见图 4）。当要求中断概率为 5% 时，性能略有下降，但即使不设限制，仍优于 SFD 方案。然而，当中断

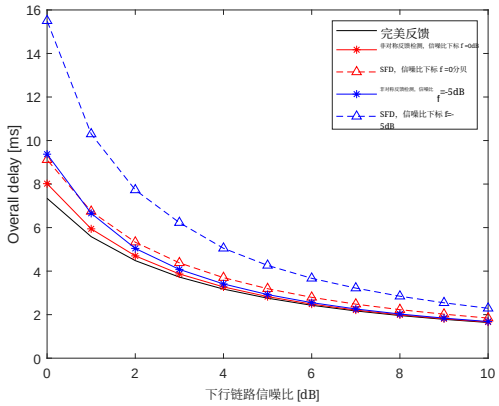


图 3：在不存在中断概率限制时，我们提出的方案与传统 SFD 的长期平均时延对比。

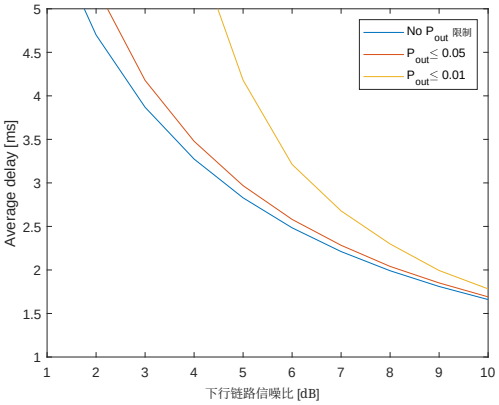


图 4：当 SNR$_f$ = 0dB 时，在中断概率限制下可实现的最小长期平均时延。

概率要求低于 1% 时，尽管我们的 AFD方案仍可达到这一要求，时延却远高于预期。

VI. 结论

在这项工作中，我们优化了不完美反馈下 HARQ过程的长期平均时延。我们分析了不同的时延分量，并通过应用非对称反馈检测和速率自适应对它们进行联合优化。结果表明，采用我们提出的方案，可以显著降低 HARQ过程的整体时延，并减轻低质量反馈信道的影响。此外，采用非对称反馈检测可以大幅降低中断概率，但会增加整体时延。

参考文献

[1] M. Agiwal、A. Roy 和 N. Saxena，“下一代 5G 无线网络：全面综述”，IEEE Communications Surveys & Tutorials，第 18 卷，第 3 期，第 1617–1655 页，2016年。[2] M. Jabi、M. Benjillali、L. Szczecinski 和 F. Labeau，“自适应混合自动重传请求的能效”，IEEE通信学报，第 64 卷，第 2 期，第 818–831 页，2016年。[3] 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混合自动重传请求协议”，IEEE Transactions on Information Theory，第 64 卷，1280，2018年 2，1262 第。– 页。[4] H. Bobarshad、M. van der Schaar 和 M. R. Shikh-Bahaei，“无线局域网上视频跨层自适应差错保护的低复杂度解析建模”，IEEE Transactions on Multimedia，第 12 卷，第 5 期，第 427–438 页，2010年。[5] V. Towhidlou 和 M. Shikh-Bahaei，“认知无线电网络中的自适应全双工通信”，IEEE Transactions on Vehicular Technology，第 67 卷，第 9 期，第 8386–8395 页，2018年。[6] M. Shikh-Bahaei，“衰落信道上‘传输速率’与‘外环信噪比目标’自适应的联合优化”，IEEE通信学报，第 55 卷，第 3 期，第 398–403 页，2007年。[7] K. Nehra 和 M. Shikh-Bahaei，“衰落信道中具有载波频率偏移的自适应 MQAM/OFDM 系统的频谱效率”，IEEE Transactions on Vehicular Technology，第 60 卷，第 3 期，第 1240–1247 页，2011年。[8] Y. Zhang、J. Hou、V. Towhidlou 和 M. R. Shikh-Bahaei，“全双工认知网络中基于神经网络预测的自适应模式选择方案”，IEEE Transactions on Cognitive Communications and Networking，第 5 卷，第 3 期，第 540–553 页，2019年。[9] Y. Zhang、Q. Wu 和 M. R. Shikh-Bahaei，“关于全双工认知无线电网络中用于稳健协作感知的基于集成学习的安全融合策略”，IEEE通信学报，第 68 卷，第 10 期，第 6086–6100 页，2020年。[10] V. Towhidlou 和 M. Shikh-Bahaei，“通过全双工协作自动重传请求和混合自动重传请求改进认知网络”，IEEE Wireless Commu-nications Letters，第 7 卷，第 2 期，第 218–221 页，2018年。[11] ——，“全双工认知无线电网络中的协作自动重传请求”，载于 2016 IEEE 第 27 届个人、室内和移动无线电通信年度国际研讨会（PIMRC），2016年，第 1–5 页。[12] A. Kobravi 和 M. Shikh-Bahaei，“跨层自适应自动重传请求与调制权衡”，载于 2007 IEEE 第 18 届个人、室内和移动无线电通信国际研讨会，2007年，第 1–5 页。[13] L. Szczecinski、S. R. Khosravirad、P. Duhamel 和 M. Rahman，“增量冗余截断混合自动重传请求的速率分配与自适应”，IEEE通信学报，第 61 卷，2590，2013年 6，2580 第。– 页。[14] S. R. Khosravirad、L. Szczecinski 和 F. Labeau，“协作混合自动重传请求的速率自适应”，IEEE通信学报，第 62 卷，第 5 期，第 1469–1479 页，2014年。[15] D. Tuninetti，“块衰落信道中重复协议使用部分信道状态信息的优势”，IEEE Transactions on Information Theory，第 57 卷，第 8 期，第 5036–5053 页，2011年。[16] T. V. K. Chaitanya 和 E. G. Larsson，“具有增量冗余的混合自动重传请求的中断最优功率分配”，IEEE Transactions on Wireless Communications，第 10 卷，第 7 期，第 2069–2074 页，2011年。[17] J. Choi 和 J. Ha，“具有服务质量约束的自适应调制与编码和混合自动重传请求增量冗余的能效”，IEEE Transactions on Vehicular Technology，第 62 卷，第 7 期，第 3261–3270 页，2013年。[18] E. Dahlman、S. Parkvall 和 J. Sk¨old，“第 12 章——重传协议”，载于 4G LTE/LTE-Advanced for Mobile Broadband，E. Dahlman、S. Parkvall 和 J. Sk¨old 编，牛津：Academic Press，2011年，第 247–264 页。[在线]。网址：http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/B9780123854896000126 [19] E. Dahlman、S. Parkvall 和 J. Skold，《G NR：下一代无线接入技术》。Elsevier Science，2018年。 [在线]。网址：https://books.google.co.uk/books?id=lcSLswEACAAJ [20] Z. Yang、J. Hou 和 M. Shikh-Bahaei，“采用非正交多址的移动边缘计算网络的能效资源分配”，载于 2018 IEEE Globecom Workshops（GC Wkshps），2018年，第 1–7 页。[21] A. Shadmand 和 M. Shikh-Bahaei，“LTE 蜂窝系统的多用户时频下行链路调度与资源分配”，载于 2010 IEEE Wireless Communication and Networking Conference，2010年，第 1–6 页。[22] T. Breddermann、B. Eschbach 和 P. Vary，《关于不可靠反馈下混合自动重传请求方案的设计》，IEEE通信学报，第 62 卷，第 2 期，第 758–768 页，2014年。[23] Z. Ahmad、I. Ahmad、D. J. Love 和 B. Smida，《不可靠反馈下双单播网络编码混合自动重传请求的分析》，IEEE Transactions on Vehicular Technology，第 67 卷，第 11 期，第 10 871–10 885 页，2018年。[24] D. Malak、M. M´edard 和 E. M. Yeh，《面向可保证时延的微型码》，IEEE通信领域精选期刊，第 37 卷，第 4 期，第 809–825 页，2019年。[25] H. Shariatmadari、R. Duan、S. Iraji、R. J¨antti、Z. Li 和 M. A. Uusitalo，《超可靠低时延通信中的非对称ACK/NACK检测》，载于2018年欧洲网络与通信会议（EuCNC），2018年，第 1–166 页。[26] W. Ding 和 M. Shikh-Bahaei，《不可靠反馈下速率自适应混合自动重传请求的优化非对称反馈检测》，载于2021年IEEE无线通信与网络会议（WCNC），2021年，第 1–6 页。[27] P. Wu 和 N. Jindal，《块衰落信道中混合自动重传请求的性能：固定中断概率分析》，IEEE通信学报，第 58 卷，第 4 期，第 1129–1141 页，2010年。[28] M. R. McKay、P. J. Smith、H. A. Suraweera 和 I. B. Collings，《基于正交频分复用的空间复用的互信息分布：精确方差与中断近似》，IEEE Transactions on Infor-mation Theory，第 54 卷，第 7 期，第 3260–3278 页，2008年。[29] 3GPP，《控制用物理层过程（第16版）》，第三代合作伙伴计划（3 213，04 2020，38 16 1 0 GPP），技术规范（TS），版本 . . .