时延敏感和能量受限的大规模物联网网络中的速率自适应

Mostafa Emara，*IEEE*会员，Nour Kouzayha，*IEEE*会员，Hesham ElSawy，*IEEE*高级会员，以及 Tareq Y. Al-Naffouri，*IEEE*高级会员

arXiv:2304.04232v2 [cs.IT] 9 Jan 2024

摘要—**反馈传输用于确认数据包的正确接收、触发错误数据包的重新传输，以及自适应传输参数（例如速率和功率）。尽管反馈在建立可靠通信链路方面发挥着至关重要的作用，但大多数文献通过假设依赖完美且即时反馈的全知辅助系统，忽略了其影响。对于具有能量受限设备、易受干扰并服务于时延敏感应用的大规模物联网（IoT）而言，这种理想化的反馈假设已不再成立。此外，对于具有严格能量约束的物联网接收机而言，无反馈运行是必需的。在此背景下，本文明确考虑了反馈对能量受限及时延敏感大规模物联网网络的影响。我们考虑一个采用时隙化结构的系统，其中包含闭环和开环速率自适应方案；在该系统中，数据包被分割成分片，以便以满足分组传输截止期限的可靠传输速率运行。在闭环方案中，每个分片的传输都通过易出错的反馈信道得到确认。开环方案没有反馈机制，因此采用预先确定的分片重复策略来提高传输可靠性。利用随机几何和排队论工具，我们构建了一个新颖的时空框架，用于优化两种方案中的分片数量以及开环方案中的重复次数。为此，我们从传输可靠性、时延和能耗等方面量化了反馈对网络性能的影响。**

关键词—**物联网网络、速率自适应、时空分析、马尔可夫链、开环与闭环反馈。**

I. 引言

预计第五代（5G）及后续无线系统将支持大规模物联网（IoT）部署 [1], [2]。物联网设备的数量空前激增，充分印证了这一点。预计到 2025 年，物联网设备将超过 50 亿，以实现对工业系统、精准农业、智能交通、远程医疗和公共安全等领域的无处不在的监测与智能自动化 [3]。许多新兴的物联网应用场景面向对时延敏感的应用，在这些应用中，生成的数据包应在预先设定的严格截止期限内送达 [4]–[6]。否则，数据包中的信息就会过时，失去传输价值。为了实现满足此类时延约束的可靠传输，物联网技术中广泛采用通过数据包分片和重复进行的速率自适应，例如…

M. Emara、N. Kouzayha 和 T. Y. Al-Naffouri 就职于沙特阿拉伯图瓦勒的阿卜杜拉国王科技大学（电子邮件：mostafa.emara@kaust.edu.sa；nour.kouzayha@kaust.edu.sa；tareq.alnaffouri@kaust.edu.sa）。H. ElSawy 就职于加拿大安大略省女王大学计算学院（电子邮件：hesham.elsawy@queensu.ca）。

如窄带物联网(窄带物联网) [7]和远距离广域网(LoRaWAN) [8], [9]。

在时隙系统中，分片越小，传输速率越低，从而提高每个分片的传输可靠性[1]。然而，这种权衡意味着要发送一个数据包，需要成功传输更多次 [10], [11]。在有确认反馈的情况下，由于成功传输的分片会得到确认，因此确保可靠性并从一个分片转到下一个分片都很简单。然而，在无反馈场景中，发射器无法获知分片是否已送达。因此，它会在多个时隙中发送每个分片的多个副本，以提高成功送达的概率 [12]–[13]。除了确认分片的传输状态外，反馈传输还建立了一个用于速率自适应和功率控制的在线闭环机制 [14], ，而开环无反馈方案中并不存在这种机制 [15], [16]。预计无反馈运行将在具有严格能量约束的物联网应用中占主导地位。无线传输是能耗的主要来源，为了节约物联网网络中稀缺的能源资源，应尽可能减少无线传输。在此背景下，取消反馈传输或许是节省物联网接收器能量的一种可行方案，从而减轻监测、充电和/或更换其电池所带来的沉重负担 [17]–[18]。然而，反馈在无线系统中发挥着根本作用，因此需要创新方案来应对反馈缺失带来的影响，以平衡节能与物联网网络性能之间的权衡，后者体现在可靠性和时延方面。

受反馈在新兴的时延敏感和能量受限物联网应用中所发挥的基础性作用的启发，本文研究了大规模网络中的闭环（即反馈辅助）和开环（即无反馈）速率自适应方案。为了设计和评估这两种方案的网络关键绩效指标（关键绩效指标），我们利用随机几何和排队论工具，建立了一种新颖的时空数学框架。对于闭环方案，速率自适应基于从物联网接收机向其目标发射机传输的反馈确认来实现。不同于对完美（无损）、无时延反馈的常见假设，我们考虑了一种错误-

[1]时隙多址接入已广泛应用于多种现代无线技术中，例如窄带物联网、LoRa、Sigfox、Zigbee、蓝牙等。然而，我们仍进行一般性讨论，以免陷入复杂的特定技术细节，从而偏离论文的重点，并在无助于增强论述的情况下削弱其意义。

易受影响的反馈信道，以研究反馈损伤对传输可靠性和时延的负面影响。另一方面，开环方案采用传输每个分片的多个副本，旨在增加成功交付的机会。此外，还将开环方案与闭环基准进行比较。我们的数值结果凸显了优化数据包分片的必要性，以便在预先设定的硬截止期限内实现成功传输。通过比较闭环和开环方案，揭示并量化了反馈存在与否对关键绩效指标的影响。此外，还刻画了传输可靠性、时延和能耗之间的权衡关系。

A. 相关工作

开发用于分析大规模时隙化物联网网络性能的数学框架，是一个颇具吸引力且近年来得到广泛研究的课题 [18]–[23]。时空模型旨在同时考虑物联网设备的大规模空间分布，以及每台设备间歇性的业务流 [20], [24]–[26]。从时间角度来看，利用排队论进行微观分析，以考察数据包的到达与离开以及设备活动。从空间角度来看，宏观分析依赖随机几何，借此对同一信道上运行的活跃设备之间的聚合干扰建模，这种干扰源于无线信道的共享特性 [19]。

近年来发展起来的时空模型在刻画大规模物联网网络的传输可靠性方面广受关注，具体指标包括数据包成功交付概率、时延、可扩展性和稳定性 [25], [27]–[32]。例如，[25], [28]–[30]刻画了物联网网络中随机接入的可扩展性和稳定性。在 [31], [32]中评估了下行物联网网络的传输时延。在 [27]中对上行网络进行了时空分析。然而，[20], [25], [27]–[32] 中的研究忽略了数据包时延约束（即传输截止期限），而这些约束对于时延敏感型物联网应用至关重要。 [6], [33], [34] 中的作者在考虑 [33],中的异步周期性业务、 [34] 中的多播业务以及 [6], 中的多流业务时，分别考虑了数据包硬截止期限。然而，[6], [20],[25], [27]–[34]中的时空模型均未采用分组分片或时间分集（即数据包重复传输）技术来提高传输可靠性。

在所开发的用于刻画物联网网络的时空模型中，特别关注从覆盖范围扩展和时延增加方面，突出速率自适应与重复传输技术所带来的收益和权衡。例如， [10]中提出的时空模型突出了物联网网络中静态和动态速率自适应的影响。 [35], [36] 中的研究利用时间分集刻画了超可靠低时延（超可靠低时延通信）物联网网络中的延迟和可靠性。然而， [10], [35], [36]忽略了数据包截止期限约束。对于延迟受限网络， [37]–[39]采用帧重复传输来提高数据包成功交付。然而，[37]–[39] 中的分析并未明确捕捉流量和关键绩效指标的时间维度。

上述时空模型假设反馈是无损的（完美的）且即时的（无延迟的），因而忽略了不可避免的反馈信道损伤所产生的根本性影响。 [40] 中的工作研究了有误差反馈信道对点对点（即非大规模网络）场景下信息年龄性能的影响。事实上，现有文献中的研究尚未针对具有不完美反馈信道以及开环/闭环速率自适应（即通过分片和重复传输）的时延敏感和能量受限大规模物联网网络，构建时空分析框架，而这正是本文的主要研究重点。

B. 贡献与组织安排

本文提出了一种新颖的时空框架，利用随机几何和排队论刻画时延敏感且能量受限的大规模物联网网络中开环速率自适应（OLRA）和闭环速率自适应（CLRA）方案在传输可靠性、时延与能耗之间的权衡。利用吸收马尔可夫链（MC）捕捉时间维度，并对具有数据包截止期限约束的物联网网络业务流进行建模。通过大量蒙特卡洛仿真验证所建立分析模型的准确性。据作者所知，这是首项针对具有速率自适应、重复传输和反馈不完善的大规模物联网网络提供时空数学分析的工作。本文的主要贡献总结如下。

- 我们构建了一个时空模型，用于刻画一种无需反馈、采用分组分片与重复传输的 OLRA 方案，以提高数据包成功交付的可能性。我们对所提出的 OLRA 方案进行优化，并将其与采用分组分片和反馈传输的 CLRA 方案进行基准比较。
- 我们明确考虑了 CLRA 方案中的反馈信道损伤；在该方案中，接收器会确认已传输分片的状态（成功或失败）。我们以无反馈错误的 CLRA 方案为基准，将其与易受反馈错误影响的 CLRA 方案以及所提出的 OLRA 方案进行比较。
- 我们着重分析并量化反馈的有无以及反馈信道不完善对可靠性、时延和能耗的影响。我们还强调，与 CLRA 方案相比，OLRA 在降低物联网设备能耗方面具有优势。

本文其余部分安排如下。第二节介绍系统模型。第三节定义 CLRA 和 OLRA 传输方案。第四节对所考虑的传输方案进行时间、空间和性能指标分析。第五节说明数值结果。最后，第六节总结全文。

II. 系统模型

A. 空间参数

我们关注一对相距 R_o 的物联网发射机/接收机（Tx/Rx）设备。其他共存物联网设备的影响通过干扰源的异构泊松场（HPF）来体现，该场由标记泊松过程 $(\Psi, \mathbf{V})$ 建模。干扰物联网设备的位置由强度为 λ 的泊松点过程（PPP） Ψ 抽象表示。我们使用一组标记 $\mathbf{V} = \{1, 2, \cdots, V\}$，其服从任意密度函数 $f_{\mathrm{v}}(v)$ 且与设备的位置相互独立，用于反映共存物联网设备的不同类型。每个标记为 $v \in \mathbf{V}$ 的设备具有发射功率 p_v 和活动因子 α_v。因此，该物联网设备以概率 α_v 处于活动状态并可能干扰目标传输，以概率 $1-\alpha_v$ 处于空闲状态。由于假设时隙很短，不会导致设备的位置或类型发生明显变化，因此一旦实现，干扰设备的位置和类型均假定为静态。

在不失一般性的情况下，考虑位于原点的测试接收机以分析网络性能。假设采用幂律路径损耗模型，其中传输信号的功率随距离 r 以 $r^{-\eta}$的速率衰减， $\eta > 2$ 为路径损耗指数。此外，考虑单位平均功率的瑞利衰落信道，其与不同位置和类型的物联网设备相互独立。

B. 时间参数和主要性能指标

考虑一个具有确定性流量到达的时隙系统，每 T 个时隙生成一个数据包。具有非空缓冲区的发射机需要以 R_n 的传输速率发送长度为 L 比特的数据包。因此，数据包被分为 $n \leq T$ 个长度相等的分片，每个分片的长度为 $\lceil \frac{L}{nT_s} \rceil$，分片的传输和解码在持续时间为 T_s的单个时隙内完成。传输速率 R_n 可表示为

$$R_n = \frac{L}{nT_s} = W \log_2(1 + \theta_n), \tag{1}$$

其中，$\theta_n = 2^{\frac{R_n}{W}} - 1 =$ 表示 $\frac{W}{2^{\frac{L}{nWT_s}} - 1}$ 频带宽度，表示在预期接收器处正确解码分片所需的信干比（SIR）检测阈值。假设数据包截止时间为 T 个时隙，代表硬性传输截止期限[2]。因此，在 $t = T$时，无论数据包是否成功交付，都会将其从发射机缓冲区中丢弃。只有在数据包截止期限 T内正确解码数据包中的所有分片，才算实现数据包成功交付（PSD）。如果测试接收机接收到的信干比大于检测阈值 θ_n，则该分片成功交付。因此，分片成功交付（FSD）概率记为 $\mathrm{p_n}$，定义为 $\mathrm{p_n} = \mathbb{P}\{\mathrm{SIR} \geq \theta_n\}$。

根据 (1)，将数据包划分为更多分片可提高传输可靠性，因为这会降低检测阈值 θ_n ，使其更有可能得到满足。然而，这会使数据包传输跨越多个时间段。

[2]对于需要最新更新或测量的时间受限物联网应用而言，这种假设很方便。时隙，并可能增加整体分组传输时延。在本工作中，我们采用***PSD***概率和***PSD***平均时延作为主要性能指标，以评估和比较所提出的不同方案。此外，还考虑物联网接收器在解码过程中的能耗，以突出反馈和分片重复传输对能量受限物联网网络的影响。

III. 传输方案

为提高物联网网络的PSD概率，我们考虑一种分片与重复传输机制，根据该机制，每个分片都会被传输多次。重复机制基于所采用的传输策略以及是否存在反馈信号而定义。CLRA是一种反应式方案，其中，重传由反馈信号触发，该信号确认接收器处分片解码的状态。在OLRA方案中，不存在反馈，因此，发射器主动决定重复传输的次数，以最大化PSD概率。下文将详细介绍每种方案的传输/解码过程。

*1)*闭环速率自适应（***CLRA***）方案：在该方案中，预期接收器尝试解码所传输的分片。成功解码时，接收器通过控制信道向发射器发送确认（ACK）消息，以便从其队列中丢弃该分片，并在下一个时隙发送后续分片。否则，接收器发送否定确认（NACK），请求重传该分片。在 NACK 情况下，发射器将同一分片保留在其队列首部，并持续发送该分片，直到从接收器收到肯定 ACK，或达到允许的最大重传次数。为强调反馈损伤对性能指标的影响，考虑存在易出错（不完善）的控制信道。令$\mathrm{p_{ack}}$ 表示测试接收机发送的反馈确认（ACK/NACK）被配对发射器正确接收的概率。与FSD类似，$\mathrm{p_{ack}}$ 表示所接收的反馈 SIR大于确认检测阈值 θ_{ack} （即 $\mathrm{p_{ack}} = \mathbb{P}\{\mathrm{SIR_{ack}} \geq \theta_{\mathrm{ack}}\}$）的概率。检测阈值 $\theta_{\mathrm{ack}} = 2^{\frac{L_{\text{确认}}}{WT_{\text{确认}}}} - 1$，其中 L_{ack} 和 T_{ack} 分别表示确认消息长度和持续时间。因此，由通用物联网设备以 R_n 传输速率发送的通用数据包的成功传输，同时受到分片和反馈成功传输概率 $\mathrm{p_n}$ 及 $\mathrm{p_{ack}}$的共同控制。
CLRA 方案的 PSD 和失败（经过时间）事件定义如下。

定义1 (CLRAPSD)。 以速率 R_n 发送的数据包只有在接收器正确解码并确认 T 个时隙周期内的所有 n 个分片时，才算成功交付。

定义 2 （CLRA 分组传输失败）。 在任意时刻 t，如果剩余时隙不足以完成与同一数据包相关的待发送分片的传输，则会发生 *CLRA* 失败事件。为节省能源，接收器会向发射器发送休眠触发信号，以丢弃

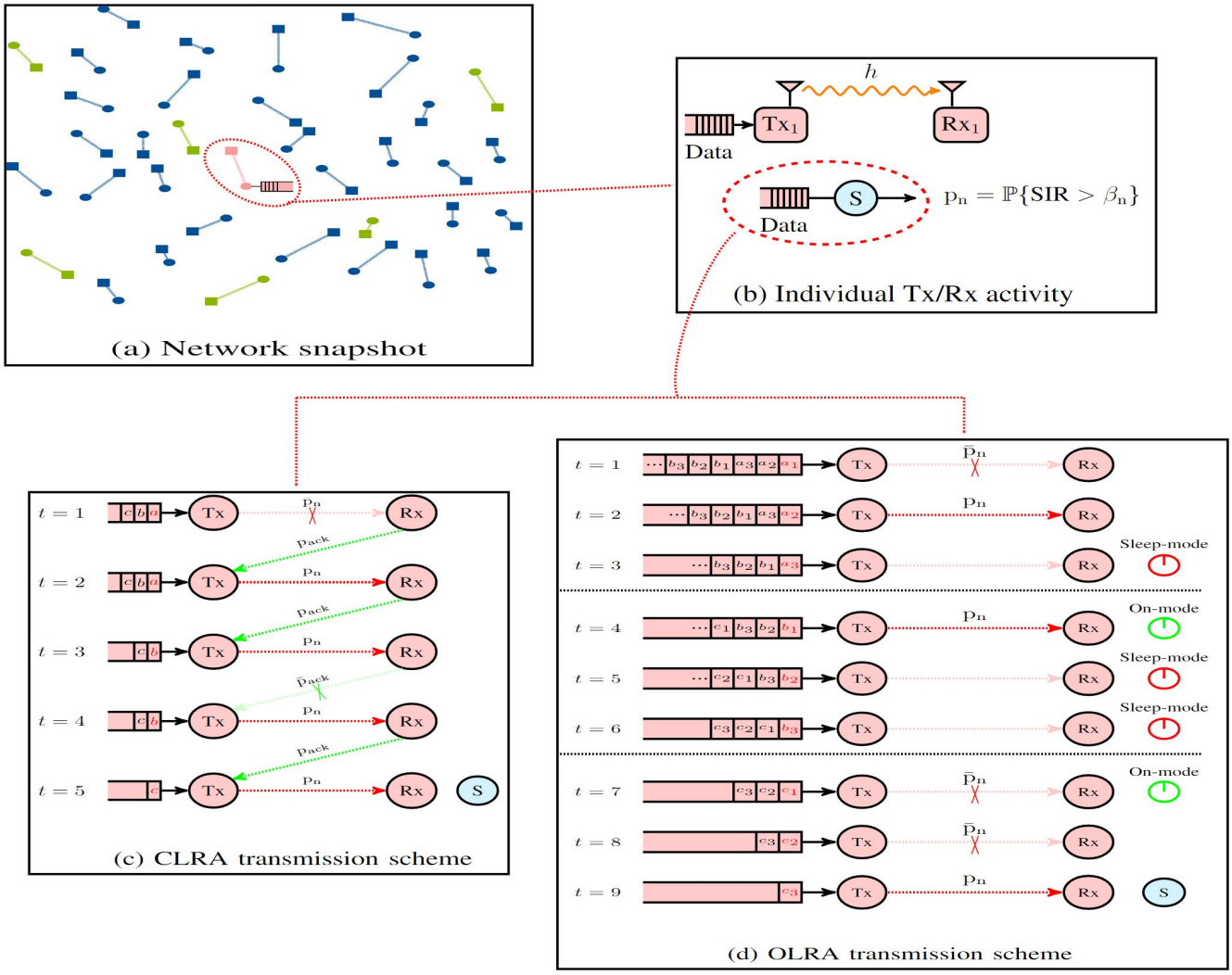


图1：（a）网络快照。节点、方形和虚线分别表示发射机、接收机和发射机/接收机链路。测试发射机/接收机以红色标示，并被干扰源的HPF包围，其中活动的发射机/接收机链路以蓝色标示，非活动链路以绿色标示。（b）测试发射机/接收机链路的活动情况。测试发射器具有用于数据包片段的缓冲区。分片以概率p_n成功传送。（c）数据包成功传送情况下的CLRA传输方案。（d）数据包成功传送情况下的OLRA传输方案。考虑一个包含 $n = 3$分片的数据包，其索引为 $\{a, b, c\}$，并进行3次分片重复传输，索引为 $\{x_1, x_2, x_3\}$，对应于 $x \in \{a, b, c\}$。

该数据包，并且两者都切换到睡眠模式，直到生成下一个数据包。

2) 开环速率自适应（***OLRA***）方案： 在此方案中，发射器无法获知接收器的解码状态，因此会预先确定同一分片的副本数量并进行传输，以利用时间分集。为最大化PSD，我们假设发射器利用所有可用的 T 时隙进行分片重复传输。这也简化了 OLRA 设计，因为我们只需确定最优分片数量 n，随后即可确定重复传输次数 κ。具体而言，每个分片发送 $\kappa = \lfloor T/n \rfloor$ 次，其中 n 为分片总数。对于剩余的 $\tau = \mathrm{mod}\,(T,\ n)$ 个时隙，发射器会随机选择 $\tau < n$ 个分片，各额外发送一次。因此，每个选中的分片发送 $\kappa + 1$ 次，而其他分片重复发送 κ 次。请注意，所有分片均以传输速率R_n发送。OLRA 方案的 PSD 和失败事件可定义如下。

定义 3 (OLRAPSD)。 以传输速率 R_n 发送的数据包，如果在数据包截止期限 T内正确解码每个分片的至少一个副本，则成功传送。

定义 4 （OLRA数据包传输失败）。 如果任意分片的所有副本均解码失败，则会发生 *OLRA* 失败事件。为节省能量，接收器会停止解码后续分片，并切换到睡眠模式以节省能量。值得一提的是，发射器不会切换到睡眠模式，因为它无法获知接收器的状态。

图 1 展示了网络的一个快照，其中节点表示物联网发射机，方块表示接收机，

虚线表示物联网发射机/接收机链路。测试发射机/接收机链路以红色表示，测试发射机处设有一个缓冲区，用于存储数据包片段。HPF 干扰源集合中，蓝色表示活跃的发射机/接收机链路，绿色表示非活跃的发射机/接收机链路。成功解码一个分片的概率为 $\mathrm{p_n}$ ，该概率取决于测试接收机所受的干扰。数据包服务采用先进先出（FIFO）规则。图 1 还以示意图形式展示了数据包成功送达情况下 CLRA 和 OLRA 方案的传输策略。图中展示了一个包含 $n=3$ 个分片的数据包，分片索引为 {a,b,c} ，以及重复传输 3 次的分片，索引为 $\{x_1,x_2,x_3\}$ for$x\in$ {a,b,c}。

CLRA方案和OLRA方案可以使用离散时间吸收马尔可夫链（MC）进行建模，该链包含两个吸收状态，即成功和超时（失败）状态。吸收马尔可夫链完全由转移矩阵 $\boldsymbol{P}$刻画，该矩阵跟踪数据包的分片的解码尝试，直到其最终被吸收到成功状态或失败状态之一。转移矩阵 $\boldsymbol{P}$取决于OLRA方案的FSD概率$\mathrm{p_n}$ ，以及CLRA方案的$\mathrm{p_n}$ 和确认成功概率$\mathrm{p_{ack}}$ 。与网络空间拓扑相比，我们考虑网络流量（即数据包生成和传输）以及信道衰落变化的不同时间尺度。特别地，干扰设备的HPF假设在实现后保持固定，然而，信道衰落和流量以时隙为尺度变化。为考虑不同的物联网网络实现，我们考虑FSD概率的元分布。随后，我们将会导致FSD概率处于范围 $\pm\frac{1}{2M}$ 内的实现归入同一类，以下称为FSD 类，其中 M 根据所需精度确定。因此，$\mathrm{p_{n,\ m}}$ 表示属于第 m个FSD 类且传输速率为 R_n的设备所发送分片的FSD概率。另一方面，我们考虑对所有Rx/Tx链路进行平均（平均场），以求得反馈信令成功概率$\mathrm{p_{ack}}$。给定$\mathrm{p_{n,\ m}}$ 和$\mathrm{p_{ack}}$，可以针对每个FSD 类为CLRA方案和OLRA方案构造转移矩阵 $\boldsymbol{P}^{(m)}$ 。

IV. 分析

本节建立了用于评估CLRA和OLRA 方案性能的数学框架。我们从刻画每种方案的吸收马尔可夫链的时域分析开始。因此，对于属于 m个 FSD 类的设备，我们根据CLRA传输方案的成功解码概率和确认概率$\mathrm{p_{n,\ m}}$ 以及 $\mathrm{p_{ack}}$ 构造转移矩阵 $\boldsymbol{P}^{(m)}{}_{\text{CLRA}}$ 。对于 OLRA方案，我们采用类似的方法，根据成功解码概率$\mathrm{p_{n,\ m}}$构造转移矩阵 $\boldsymbol{P}^{(m)}{}_{\text{OLRA}}$ 。利用随机几何，我们开展宏观网络空间分析，以刻画不同M 类别的 FSD 元分布，并给出 FSD 概率$\mathrm{p_{n,\ m}}$，$m\in\{1,2,...M\}$ 的表达式，同时刻画反向链路反馈信干比以及确认成功概率 $\mathrm{p_{ack}}$ 的表达式。最后，借助该矩阵分析方法 (MAM) [41], 该 *PSD*概率，数据包传递平均时延，和该接收器能耗可通过数学方式获得。

A. 时域分析

如前所述，所考虑的方案可以通过离散时间吸收马尔可夫链进行建模，以跟踪数据包的碎片解码尝试，直至达到最终状态，在该状态下，数据包要么成功传送，要么由于截止期限已到而被丢弃。考虑一个属于第m个FSD类的设备，该设备以速率 R_n传输一个数据包；其对应的马尔可夫链可以用数学方式表示为转移矩阵 $\boldsymbol{P}^{(m)}$，其表述为 [41, 第 3 节。6]

$$\boldsymbol{P}^{(m)}=\left[\begin{array}{c|c}\boldsymbol{Q}^{(m)} & \boldsymbol{H}^{(m)}\\ \hline \mathbf{0} & \boldsymbol{I}\end{array}\right]=\left[\begin{array}{c|c}\tilde{\boldsymbol{P}}^{(m)} & \\ \hline \mathbf{0} & \boldsymbol{I}\end{array}\right]$$
$$=\left[\begin{array}{ccccc|c}\boldsymbol{Q}_1^{(m)} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \dots & \mathbf{0} & \boldsymbol{H}_1^{(m)}\\ \mathbf{0} & \boldsymbol{Q}_2^{(m)} & \mathbf{0} & \dots & \mathbf{0} & \boldsymbol{H}_2^{(m)}\\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots & \vdots\\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \dots & \boldsymbol{Q}_{T-2}^{(m)} & \boldsymbol{H}_{T-2}^{(m)}\\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \dots & \mathbf{0} & \boldsymbol{H}_{T-1}^{(m)}\\ \hline \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \dots & \mathbf{0} & \boldsymbol{I}\end{array}\right], \tag{2}$$

其中， $\boldsymbol{Q}^{(m)}$ 表示瞬态矩阵，描述测试接收机在吸收前处理已传输分片的尝试； $\boldsymbol{H}^{(m)}$ 表示吸收矩阵，记录数据包成功送达或因截止期限已过而被丢弃的概率。 $\boldsymbol{I}$是一个大小为 2×2的单位矩阵，表示成功和失败吸收状态。(2)中的各行描述了数据包直至吸收为止的时间演化。矩阵 $\boldsymbol{Q}_t^{(m)}$ 表示时隙 t与 $t+1$之间的状态转移。 $\boldsymbol{H}_t^{(m)}$ 记录时隙 t时的吸收概率。接下来，我们着重构造(2)中给出的矩阵 $\tilde{\boldsymbol{P}}^{(m)}$ ，该矩阵仅由 $\boldsymbol{Q}^{(m)}$ 和 $\boldsymbol{H}^{(m)}$ 组成，适用于CLRA和OLRA方案。为避免符号混淆，在下文的矩阵中，我们省略 $\mathrm{p_{n,\ m}}$ 和 $\bar{\ }\mathrm{p_{n,\ m}}=1-\mathrm{p_{n,\ m}}$ 中的下标。

1) ***CLRA*** 方案的时域分析： 为便于阐述 CLRA 方案的转移矩阵 $\tilde{\boldsymbol{P}}^{(m)}{}_{\text{CLRA}}$ ，我们首先给出一个示例，说明如何传输一个包含 $n=3$ 个分片、数据包截止时间为 $T=8$ 个时隙的数据包。随后，我们将 $\tilde{\boldsymbol{P}}^{(m)}{}_{\text{CLRA}}$ 推广到不同的传输速率和截止时间。图 2 展示了所考虑示例的吸收马尔可夫链。数据包的三个分片记为 $\{a,b,c\}$，并根据接收器的反馈进行多次重传。图 2 以空闲状态开始，表示时刻 $t=0$测试发射器中的空缓冲区。在 $t=1$，发送分片 a ，并在测试接收机处处理其首次解码尝试。这由时隙 $t=0$ 和 $t=1$之间概率为 1 的状态转移表示。对于传输速率为 R_n 的 m-FSD 类物联网设备，数据包分片成功送达取决于测试接收机成功解码（概率为 $\mathrm{p_{n,\ m}}$）以及成功确认（概率为 $\mathrm{p_{ack}}$）。因此，

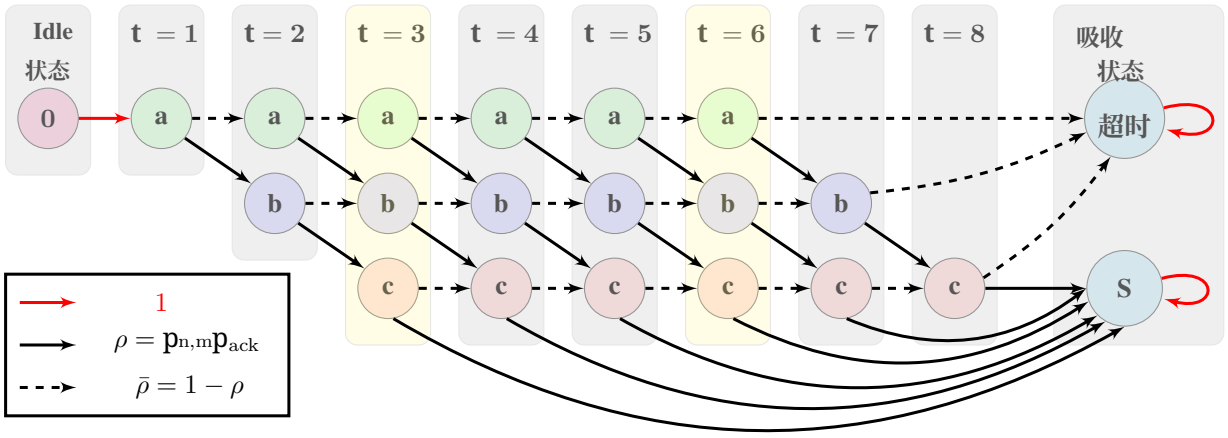


图 2：CLRA方案的吸收马尔可夫链。数据包由 $n = 3$ 个分片组成，记为 {a、b、c}，数据包截止期限为 $T = 8$。

CLRA方案的分片成功交付概率为 $\rho = \mathrm{p_{n,m}p_{ack}}$。如果分片 a 以概率 ρ成功交付（即被联合解码并确认），发射器会将其从队列中移除，并在下一个时隙切换为传输分片 b 。否则，发射器会在后续时隙中继续发送分片 a 。分片 a 的重传/解码尝试会持续进行，直到其成功交付或达到最大重传次数。如果发生后一事件，则丢弃该数据包。需要注意的是，如果剩余的（$T-t$）个时隙不足以传输与同一数据包相关的所有待发送分片，则数据包会在时刻 t 被丢弃。发生这种情况时，发射器和接收器都会切换到休眠模式，直到生成下一个数据包。对于其他分片，也会采用相同的策略，直到定义1中定义的CLRAPSD事件发生。根据该策略，时刻 $t = 2$ 要么承载在一次失败后（由于解码失败或确认损坏/丢失）交付分片a 的第 2nd 次尝试，要么承载在分片 a成功交付后交付分片b 的第 1st 次尝试。随后， $t = 3$可能有以下4种情况之一；（i）在连续两次失败后交付分片 a 的第3次尝试；（ii）在一次失败后、成功交付分片 a一次的情况下，交付分片 b 的第1次尝试；（iii）在分片a 成功交付、随后分片 b交付失败后，交付分片 b 的第2次尝试；以及（iv）在连续两次成功交付分片 a 和 b后，交付分片 c 的第1次尝试。

根据构造，CLRA数据包交付事件至少需要 n 个时隙才能成功。在图 2 中，沿着从 a 到 b 再到 c的对角状态转移所表示的最佳情况，可以直观看到这一点，成功事件在 $t = 3$发生。另一方面，数据包丢弃事件是由于传输分片时连续失败所致。在图 2 中，这也体现为状态转移至超时状态，例如，在分片 a连续交付失败 6 次后于 $t = 6$ 进入超时状态。转移矩阵 $\tilde{\boldsymbol{P}}^{(m)}{}_{\mathrm{CLRA}}$ 吸收

$$
\begin{aligned}
&\tilde{\boldsymbol{P}}^{(m)}{}_{\mathrm{CLRA}} \\
&= \left[\begin{array}{c|c} \boldsymbol{Q}^{(m)}{}_{\mathrm{CLRA}} & \boldsymbol{H}^{(m)}{}_{\mathrm{CLRA}} \end{array}\right]
\end{aligned}
$$

$$
= \begin{array}{cc|ccccccccccccccccc|cc}
 & & a & b & a & b & c & a & b & c & a & b & c & a & b & c & b & c & c & & \text{S 超时} \\
t=1 & a & \bar{\rho} & \rho & & & & & & & & & & & & & & & & & \\
t=2 & a & & & \bar{\rho} & \rho & 0 & & & & & & & & & & & & & & \\
 & b & & & 0 & \bar{\rho} & \rho & & & & & & & & & & & & & & \\
t=3 & a & & & & & & \bar{\rho} & \rho & 0 & & & & & & & & & & & 0 & 0 \\
 & b & & & & & & 0 & \bar{\rho} & \rho & & & & & & & & & & & 0 & 0 \\
 & c & & & & & & 0 & 0 & \bar{\rho} & & & & & & & & & & & \rho & 0 \\
t=4 & a & & & & & & & & & \bar{\rho} & \rho & 0 & & & & & & & & 0 & 0 \\
 & b & & & & & & & & & 0 & \bar{\rho} & \rho & & & & & & & & 0 & 0 \\
 & c & & & & & & & & & 0 & 0 & \bar{\rho} & & & & & & & & \rho & 0 \\
t=5 & a & & & & & & & & & & & & \bar{\rho} & \rho & 0 & & & & & 0 & 0 \\
 & b & & & & & & & & & & & & 0 & \bar{\rho} & \rho & & & & & 0 & 0 \\
 & c & & & & & & & & & & & & 0 & 0 & \bar{\rho} & & & & & \rho & 0 \\
t=6 & a & & & & & & & & & & & & & & & \rho & 0 & & & 0 & \bar{\rho} \\
 & b & & & & & & & & & & & & & & & \bar{\rho} & \rho & & & 0 & 0 \\
 & c & & & & & & & & & & & & & & & 0 & \bar{\rho} & & & \rho & 0 \\
t=7 & b & & & & & & & & & & & & & & & & & \rho & & 0 & \bar{\rho} \\
 & c & & & & & & & & & & & & & & & & & \bar{\rho} & & \rho & 0 \\
t=8 & c & & & & & & & & & & & & & & & & & & 0 & \rho & \bar{\rho}
\end{array} \tag{3}
$$

图 2中的马尔可夫链由 (3) 给出。 $\tilde{\boldsymbol{P}}^{(m)}{}_{\mathrm{CLRA}}$在 (3) 中的结构遵循 (2)中的一般转移矩阵结构。瞬态矩阵 $\boldsymbol{Q}^{(m)}{}_{\mathrm{CLRA}}$ 由非零对角子矩阵 $\boldsymbol{Q}_t^{(m)}, t = \{1, 2, \cdots, T-2\}$ 以及适当大小的零子矩阵组成，后者留空。对于 $1 \le t < n$，可以注意到 $\boldsymbol{Q}_t^{(m)}$ 是一个维度为$t \times (t+1)$的胖矩阵。因此，其大小随着时间演化逐渐增长。对于 $n \le t < T-n+1$， $\boldsymbol{Q}_t^{(m)}$ 是一个维度保持不变的方阵，维度为 $n \times n$。最后，对于 $T-n+1 \le t \le T-2$，$\boldsymbol{Q}_t^{(m)}$ $T-t+1 \times T-t$ 是一个维度为( )( )的瘦矩阵，因此其大小随着时间进程逐渐减小。我们将三个所述时间区间中的胖、方和瘦 $\boldsymbol{Q}_t^{(m)}$ 矩阵分别记为$\boldsymbol{QG}_t^{(m)}$ 、 $\boldsymbol{QU}_t^{(m)}$ 和 $\boldsymbol{QD}_t^{(m)}$ 。另一方面，吸收矩阵 $\boldsymbol{H}^{(m)}{}_{\mathrm{CLRA}}$ 由双列子矩阵 $\boldsymbol{H}_t^{(m)}, t = \{1, 2, \cdots, T-1\}$ 组成，用于描述数据包被吸收到成功状态和失败吸收状态中。可以证明，数据包首次可能被吸收到成功状态的时刻为 $t = n$ ，被吸收到超时状态的时刻为 $t = T-n+1$，这与图 2 一致。(3) 中描述吸收马尔可夫链的转移矩阵 $\tilde{\boldsymbol{P}}^{(m)}{}_{\mathrm{CLRA}}$

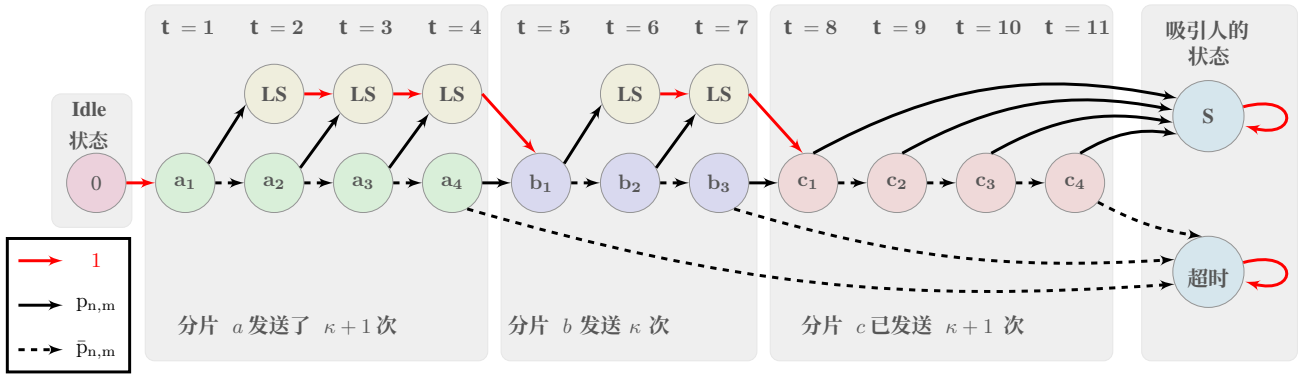


图3：OLRA方案的吸收马尔可夫链。数据包由 $n=3$ 个分片组成，记为 $\{a,b,c\}$，数据包截止期限为 $T=11$。因此，$\kappa=\lfloor T/n\rfloor=3$，且 $\tau=$模$(T,n)=2$。因此，每个分片被发送 κ 次，同时随机选择 $\tau=2$个分片再发送一次。我们假设 $\{a,c\}$ 是所选分片。$x_i, x\in\{a,b,c\}$ 中的下标表示第 i次解码尝试。

当 $T=8$ 是数据包截止时间时， $n=3$ 个分片的 CLRA方案。引理 1 给出了任意元组（n， T）的通用 CLRA 转移矩阵 $\tilde{\boldsymbol{P}}_{(m)\,\text{CLRA}}$。

引理1(CLRA 转移矩阵)。 描述从一个 m-FSD 类物联网设备发送的通用数据包的转移矩阵$\tilde{\boldsymbol{P}}^{(m)}$ CLRA 由子矩阵$\boldsymbol{Q}_t^{(m)}$、CLRA和 $\boldsymbol{H}_t^{(m)}$、CLRA组成，对于任意元组(n、T)，它们分别由式 (4)和 (5) 给出。 $\boldsymbol{X}\big|_{i\times j}$表示一个大小为$(i\times j)$ 的矩阵 $\boldsymbol{X}$，而 $\{G,U,D\}$中的记号 $\{\boldsymbol{QG}_t^{(m)},\boldsymbol{QU}_t^{(m)},\boldsymbol{QD}_t^{(m)}\}$和 $\{\boldsymbol{HU}_{(m)\,t}$、 $\boldsymbol{HD}_t^{(m)}\}$分别指代{大小递增、大小不变和大小递减}的矩阵。

$$\boldsymbol{Q}_{t,\text{CLRA}}^{(m)}=\begin{cases}\boldsymbol{QG}_t^{(m)}\big|_{t\times(t+1)} & 1\le t<n,\\ \boldsymbol{QU}_t^{(m)}\big|_{n\times n} & n\le t<T-n+1,\\ \boldsymbol{QD}_t^{(m)}\big|_{(T-t+1)\times(T-t)} & T-n+1\le t\le T-2,\end{cases}\tag{4}$$

$$\boldsymbol{H}_{t,\text{CLRA}}^{(m)}=\begin{cases}\boldsymbol{0}\big|_{t\times 2} & 1\le t<n,\\ \boldsymbol{HU}_t^{(m)}\big|_{n\times 2} & n\le t<T-n+1,\\ \boldsymbol{HD}_t^{(m)}\big|_{(T-t+1)\times 2} & T-n+1\le t\le T-2,\\ \begin{bmatrix}\rho & \bar{\rho}\end{bmatrix} & t=T-1,\end{cases}\tag{5}$$

其中，式 (4) 中矩阵 $\boldsymbol{QG}_t^{(m)}$、 $\boldsymbol{QU}_t^{(m)}$ 和$\boldsymbol{QD}_t^{(m)}$ 的元素为

$$QG_t^{(m)}(i,j)=QU_t^{(m)}(i,j)=\begin{cases}\bar{\rho}, & \text{for } j=i,\\ \rho, & \text{for } j=i+1,\\ 0, & \text{otherwise},\end{cases}$$

$$QD_t^{(m)}(i,j)=\begin{cases}\rho, & \text{for } i=j,\\ \bar{\rho}, & \text{for } i=j+1,\\ 0, & \text{otherwise.}\end{cases}\tag{6}$$

式 (5) 中 $\boldsymbol{HU}_t^{(m)}$ 和 $\boldsymbol{HD}_t^{(m)}$ 的元素为

$$HU_t^{(m)}(i,j)=\begin{cases}\rho, & \text{for } i=n,\ j=1\\ 0, & \text{otherwise},\end{cases}$$

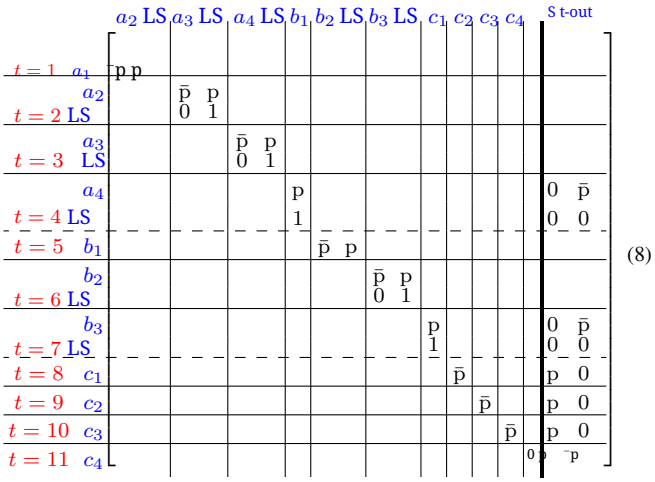
$$HD_t^{(m)}(i,j)=\begin{cases}\rho, & \text{for } i=1,\ j=2\\ \bar{\rho}, & \text{for } i=T-t+1,\ j=1\\ 0, & \text{otherwise.}\end{cases}\tag{7}$$

*2) **OLRA**方案的时域分析：* OLRA方案通过采用速率自适应的主动式数据包重复传输，提高无反馈物联网网络的传输可靠性。在该方案中，数据包被划分为 n个分片，并以速率 R_n 传输若干次。具体而言，鉴于 $\kappa=\lfloor\frac{T}{n}\rfloor$ 且 $\tau=\text{mod}\,(T,\ n)$，每个分片均被发送 κ 次，而剩余的 τ 个时隙则用于将随机选取的 $\tau<n$个分片分别再传输一次。换言之，第 i^{th} 个分片被发送 $\epsilon_i=\kappa+\mathbb{1}_i$次，其中 $\mathbb{1}_i$为指示函数：当该分片以概率$\frac{\tau}{n}$被发送（$\kappa+1$）次时，其值为1；当该分片以概率（$1-\frac{\tau}{n}$）被发送 κ次时，其值为0。因此，测试接收机对第 i^{th} 个分片拥有 ϵ_i 次可能的解码机会。

图 3 展示了给定元组 ($n=3$, $T=11$) 时 OLRA 方案的吸收马尔可夫链，因此 $\tau=2$ and $\kappa=3$。为便于说明，图中假设选择分片 $\{a,c\}$ 传输 $\kappa+1=4$ 次，而分片 b 传输 $\kappa=3$ 次。 a_i 中的下标 i 表示分片 a 的第 i次传输/解码尝试。如图 3 所示，PSD 以所有 n 个分片均成功解码为条件。对于 i^{th} 分片，如果所有 ϵ_i 次解码尝试均失败，则丢弃数据包，接收器进入休眠模式，直至接收到下一个数据包。相反，如果某个分片（最后一个分片除外）的任意一次解码尝试成功，接收器就必须等待后续分片到达，并遵循相同的流程。这种等待由转移到成功逻辑状态（LS）表示，该状态记录所需的 FSD 事件。对于最后一个分片，任意一次尝试成功解码都会直接使数据包吸收到成功状态。图 3 表明，在 OLRA 方案中，除最后一个分片外，所有分片都具有类似的模式

这应体现在刻画吸收马尔可夫链的转移矩阵 $\boldsymbol{P}^{(m)}$ OLRA 的结构中。因此，图 3 中 OLRA 方案的转移矩阵 $\boldsymbol{P}^{(m)}$ OLRA 由式 (8) 给出，其中列标签和行标签中的 LS 表示图 3 所示的成功逻辑状态。式 (8) 中的转移矩阵 $\tilde{\boldsymbol{P}}^{(m)}$ OLRA 显示了分片a 和 b 对应的瞬态矩阵和吸收矩阵，它们与分片 c 对应的矩阵不同。水平虚线将 i^{th} 分片解码尝试对应的 ϵ_i, $\forall i$ 子矩阵分隔开。

$$
\tilde{\boldsymbol{P}}^{(m)}_{\text{OLRA}} = \left[\begin{array}{c|c} \boldsymbol{Q}^{(m)}_{\text{OLRA}} & \boldsymbol{H}^{(m)}_{\text{OLRA}} \end{array}\right] =
$$



(8)

以下引理给出了通用的 OLRA转移矩阵 $\tilde{\boldsymbol{P}}_{(m)\,\text{OLRA}}$ 对于任意元组 $(n,\ T)$。

引理 2 (OLRA 转移矩阵)。转移矩阵 $\tilde{\boldsymbol{P}}^{(m)}_{\text{OLRA}}$ 描述了从 m-FSD 类物联网设备发送的通用数据包的吸收马尔可夫链，由子矩阵$\boldsymbol{Q}^{(m)}_{t}$、OLRA 和 $\boldsymbol{H}^{(m)}_{t}$、OLRA 组成，对于任意元组 $(n、\ T)$，其定义如下

$$
\begin{aligned}
\tilde{\boldsymbol{P}}^{(m)}_{\text{OLRA}} &= \left[\begin{array}{c|c} \boldsymbol{Q}^{(m)}_{\text{OLRA}} & \boldsymbol{H}^{(m)}_{\text{OLRA}} \end{array}\right] \\
&= \left[\begin{array}{ccc|c} \boldsymbol{Q}^{(m)}_{1} & & & \boldsymbol{H}^{(m)}_{1} \\ & \boldsymbol{Q}^{(m)}_{2} & & \boldsymbol{H}^{(m)}_{2} \\ & & \ddots & \vdots \\ & & \boldsymbol{Q}^{(m)}_{n} & \boldsymbol{H}^{(m)}_{n} \end{array}\right]
\end{aligned} \tag{9}
$$

其中

$$
\boldsymbol{Q}^{(m)}_{i} = \left[\begin{array}{ccc} \boldsymbol{Q}_{i,1} & & \\ & \boldsymbol{Q}_{i,2} & \\ & & \ddots \\ & & \boldsymbol{Q}_{i,\epsilon_i} \end{array}\right],\ i \in \{1,2,\cdots,n-1\}
$$

$$
\begin{aligned}
&\boldsymbol{Q}_{i,1} = \left[\bar{\mathrm{p}} \quad \mathrm{p}\right], \quad \boldsymbol{Q}_{i,2\le k\le \epsilon_i-1} = \begin{bmatrix} \bar{\mathrm{p}} & \mathrm{p} \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \\
&\boldsymbol{Q}_{i,\epsilon_i} = \begin{bmatrix} \mathrm{p} \\ 1 \end{bmatrix}, \quad \boldsymbol{Q}^{(m)}_{n} = \bar{\mathrm{p}}\,\mathbf{I}_{\epsilon_n-1}
\end{aligned} \tag{10}
$$

and

$$
\boldsymbol{H}^{(m)}_{i} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{H}_{i,1} \\ \boldsymbol{H}_{i,1} \\ \vdots \\ \boldsymbol{H}_{i,\epsilon_i} \end{bmatrix},\ i \in \{1,2,\cdots,n-1\}
$$

$$
\begin{aligned}
&\boldsymbol{H}_{i,1} = \mathbf{0}\big|_{1\times 2},\ \boldsymbol{H}_{i,2\le k\le \epsilon_i-1} = \mathbf{0}\big|_{2\times 2},\ \boldsymbol{H}_{i,\epsilon_i} = \begin{bmatrix} 0 & \bar{\mathrm{p}} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \\
&\boldsymbol{H}_{n,1\le k\le \epsilon_n-1} = \left[\mathrm{p} \quad 0\right], \quad \boldsymbol{H}_{n,\epsilon_n} = \left[\mathrm{p} \quad \bar{\mathrm{p}}\right],
\end{aligned} \tag{11}
$$

备注 1. 为了节省能源，我们提出了 OLRA 方案的另一种变体。在此方案中，每个分片发送 $\kappa = \lfloor T/n \rfloor$ 次，剩余的 $\tau =$ 模 $(T,\ n)$ 个时隙保持静默。我们将此方案记为 节能 ***OLRA*** （***OLRA-ES***）。OLRA-ES 方案的转移矩阵 $\tilde{\boldsymbol{P}}^{(m)}_{\text{OLRA-ES}}$ 与式 (9) 中给出的 OLRA 方案转移矩阵类似，只是在分片 $i \in \{1,2,\cdots,n\}$中以 $\epsilon_i = \kappa$ 代替 $\kappa + \mathbb{1}_i$。

B. 空间分析

在本小节中，利用随机几何对整个网络进行空间分析，以刻画一般 m-FSD 设备的 FSD 概率 $\mathrm{p_{n,\ m}}$ 以及反馈成功概率 $\mathrm{p_{ack}}$；后者控制引理 1 和引理 2 中给出的状态转移矩阵。

*1)*前向分片成功交付概率：得益于 PPP 的独立稀疏化性质，类型为 $v \in \mathbf{V}$ 的物联网设备集合构成一个独立 PPP，记为 $\Psi_v \subset \Psi$，其强度为 $\lambda_v = f_{\mathrm{v}}(v)\lambda$。FSD 概率定义为：当数据包以速率 R_n传输时，位于原点的测试接收机接收到的信号大于 SIR 检测阈值 θ_n 的概率。因此，$\mathrm{p_n}$ 可表示为

$$
\begin{aligned}
\mathrm{p_n} &= \mathbb{P}\left\{\mathrm{SIR} \ge \theta_n \middle| \Psi\right\} \\
&= \mathbb{P}\left\{ \frac{p_o h_o ||\mathrm{x_o}||^{-\eta}}{\sum_{v=1}^{V} \sum_{\mathrm{x_i}\in\Psi_{\mathrm{v}}\setminus\mathrm{x_o}} \mathbb{1}_{\xi_i}\, p_v h_i ||\mathrm{x_i}||^{-\eta}} \ge \theta_n \middle| \Psi \right\},
\end{aligned} \tag{12}
$$

其中，p_o 为目标信号的功率，h_o 为期望信道增益，$||\mathrm{x_o}||$ 为原点处的测试接收机与其测试发射器之间的距离，$\mathrm{x_i} \in \Psi_{\mathrm{v}}$ 为类型为 v的干扰物联网设备的位置，h_i 为干扰信道增益，$\mathbb{1}_{\xi_i}$ 为指示函数：若 $\mathrm{x_i}$处的干扰物联网设备处于活动状态，则其值为 1，否则为 0；$||\mathrm{x_i}||$ 为第 i个干扰设备与测试接收机之间的距离。对于 HPF 的任意一个实现，FSD $\mathrm{p_n}$ 是干扰设备位置的函数。这种依赖于具体实现的 FSD 可通过 FSD 概率的元分布完全刻画，其定义为

$$
\bar{F}_s(\theta_n,\delta) = \mathbb{P}\left\{\mathbb{P}\left\{\mathrm{SIR} \ge \theta_n \middle| \Psi\right\} > \delta\right\} = \mathbb{P}\left\{\mathrm{p_n} > \delta\right\}. \tag{13}
$$

$\bar{F}_s(\theta_n,\delta)$定义了在具有检测阈值 θ_n 的情况下，测试接收机在 HPF 的任意实现中解码过程成功超过 δ 百分比时间的可能性。因此，对于给定的参数 n 和 δ，(13) 将 FSD 模型推广到该

HPF。为便于分析，式（13）中的元分布采用贝塔近似进行近似，如下所示 [42]

$$\bar{F}_s(\theta_n,\delta)\approx 1-\mathcal{I}_\delta\left(M_1\mathcal{X},(1-M_1)\mathcal{X}\right), \tag{14}$$

其中，M_1 和 M_2 是速率 R_n下 FSD概率的前两个矩，$\mathcal{X}=(M_1-M_2)/(M_2-M_1^2)$，$\mathcal{I}_\delta(a,b)=\frac{1}{\mathcal{B}(a,b)}\int_0^\delta t^{a-1}(1-t)^{b-1}dt$是正则化不完全贝塔函数，而 $\mathcal{B}(x,y)=\int_0^\infty \left(\frac{t^{x-1}}{1+t}\right)^{x+y}\mathrm{d}t$ 是贝塔函数。FSD概率的矩 M_1 和 M_2如下引理所示。

引理 3（FSD 概率的矩）。 FSD 概率 $\mathrm{p_n}$ 的矩 M_1和 M_2 给出为

$$M_1=\exp\left[\frac{-2\pi^2R_o^2\theta_n^{\frac{2}{\eta}}}{\eta\sin\left(\frac{2\pi}{\eta}\right)}\sum_{v=1}^{V}\left(\frac{p_v}{p_o}\right)^{\frac{2}{\eta}}\lambda_v\alpha_v\right], \tag{15}$$

$$M_2=\exp\left[\frac{-2\pi^2R_o^2\theta_n^{\frac{2}{\eta}}}{\eta\sin\left(\frac{2\pi}{\eta}\right)}\sum_{v=1}^{V}\left(\frac{p_v}{p_o}\right)^{\frac{2}{\eta}}\lambda_v\alpha_v\left(2-\alpha_v\left(1-\frac{2}{\eta}\right)\right)\right]. \tag{16}$$

Proof: See Appendix A. ■

为进行排队分析，将式 (14) 中近似的元分布离散为 M 个等概率 FSD 类。为定义不同类别的 FSD 概率范围，我们令 $w_0=0$ 和 $w_M=1$，并定义集合 $\{w_2,w_3,\cdots,w_{M-1}\}$，使得

$$\bar{F}_s(\theta_n,w_m)-\bar{F}_s(\theta_n,w_{m-1})=\frac{1}{M}. \tag{17}$$

范围 $[w_m,w_{m+1}]$ 内的 FSD 概率通过中位数值$\mathrm{p_{n,m}}$ 进行近似，该值由

$$\bar{F}_s(\theta_n,w_m)-\bar{F}_s(\theta_n,\mathrm{p_{n,m}})=\frac{1}{2M}. \tag{18}$$

上述离散化意味着，目标物联网链路以任意 FSD 概率$\mathrm{p_{n,\,m}}$ 运行的可能性为$\frac{1}{M}$ 。利用离散化的$\mathrm{p_{n,\,m}}$，我们可以按照第 IV-A节所示，为 CLRA 和 OLRA方案中的每个 FSD 类建立排队模型。

2) 反馈成功概率： 反馈成功概率$\mathrm{p_{ack}}$ 定义为反馈信干比大于检测阈值 θ_{ack}的概率。假设位于原点的典型发射器 $\mathrm{x_o}$从其对应的接收器 $\mathrm{y_o}$接收到反馈消息（即 ACK 或 NACK），则反馈成功概率表示为

$$\begin{aligned}\mathrm{p_{ack}}&=\mathbb{P}\left\{\mathrm{SIR_{ack}}\geq\theta_{\mathrm{ack}}\right\}\\&=\mathbb{P}\left\{\frac{p_th_o||\mathrm{y_o}-\mathrm{x_o}||^{-\eta}}{\sum_{\mathrm{y_i}\in\Psi\setminus\mathrm{y_o}}p_th_i||\mathrm{y_i}-\mathrm{x_o}||^{-\eta}}\geq\theta_{\mathrm{ack}}\right\}\end{aligned} \tag{19}$$

其中，p_t 是反馈发射功率。我们假设所有干扰物联网接收机 $\mathrm{y_i}\in\Psi$ 都具有相同的反馈发射功率 p_t。反馈成功概率 $\mathrm{p_{ack}}$ 由以下引理给出。

引理 4（反馈成功概率）。 式（19）中定义的反馈成功概率为

$$\mathrm{p_{ack}}=\exp\left[\frac{-2\pi^2\lambda\mathrm{R_o^2}\theta_{\mathrm{ack}}^{\frac{2}{\eta}}}{\eta\sin\left(\frac{2\pi}{\eta}\right)}\right] \tag{20}$$

证明：证明过程与引理 3 类似，故略去。 ■

C. 性能指标分析

在本节中，根据引理 1 和引理 2 提供的状态转移矩阵，给出了CLRA 和OLRA方案的主要性能指标。通过参考 MAM，定理 1 给出了处于第 m 个 FSD 类中的设备的 PSD概率和平均时延。

定理1。 设向量 $\boldsymbol{A}^{(m)}\in\{A_s^{(m)},A_f^{(m)}\}$ 定义了一个属于第 m个 FSD类的设备的通用数据包最终分别被吸收到成功状态或超时（失败）状态的概率，其中 $A_f^{(m)}=1-A_s^{(m)}$。此外，设 $\boldsymbol{D}^{(m)}\in\{D_s^{(m)},D_f^{(m)}\}$表示属于第 m 个FSD 类的设备吸收所需的缩放平均时延，其中 $\frac{D_s^{(m)}}{A_s^{(m)}}$ 和 $\frac{D_f^{(m)}}{A_f^{(m)}}$ 分别为数据包被吸收到成功状态和超时状态的时隙平均时延。因此，$\boldsymbol{A}^{(m)}$ 和 $\boldsymbol{D}^{(m)}$ 可定义为 [41]

$$\boldsymbol{A}^{(m)}=\boldsymbol{H}_1^{(m)}+\sum_{i=2}^{T-2}\left(\prod_{t=1}^{i-1}\boldsymbol{Q}_t^{(m)}\right)\times H_i^{(m)}. \tag{21}$$

$$\boldsymbol{D}^{(m)}=\boldsymbol{H}_1^{(m)}+\sum_{i=2}^{T-2}\left(\prod_{t=1}^{i-1}i\boldsymbol{Q}_t^{(m)}\right)\times H_i^{(m)}. \tag{22}$$

证明： 根据（2），在吸收到最终状态之前的解码尝试中的状态转移概率由瞬态矩阵 $\boldsymbol{Q}^{(m)}$ 捕获，而吸收概率由 $\boldsymbol{H}^{(m)}$捕获。因此，接收器处理 t 次连续解码尝试的概率为 $\prod_{i=1}^{t}\boldsymbol{Q}_i^{(m)}$ 。类似地，通用数据包恰好经过 t 时隙后被吸收的概率为 $\prod_{i=1}^{t-1}\boldsymbol{Q}_i^{(m)}\boldsymbol{H}_t^{(m)}$ 。因此，通过应用全概率定律并考虑 T-时隙数据包截止期限，定理 1 得证。 ■

注意，(22)中的 $\boldsymbol{D}^{(m)}$ 决定了数据包被吸收至成功状态或超时状态所需的平均时隙数。平均数据包往返时延取决于所采用的传输策略。因此，CLRA和OLRA方案的平均数据包时延见推论1。

推论 1. 对于采用 CLRA方案的设备，属于 m-FSD 类的通用数据包的平均吸收时延（即传输成功或截止期限已过）为

$$\boldsymbol{D}_{\mathrm{CLRA}}^{(m)}=\boldsymbol{D}^{(m)}(T_s+T_{\mathrm{ack}})\quad\text{sec}, \tag{23}$$

而对于OLRA方案，平均吸收时延为

$$\boldsymbol{D}_{\mathrm{OLRA}}^{(m)}=\boldsymbol{D}^{(m)}T_s\quad\text{sec}, \tag{24}$$

其中， T_{ack} 表示反馈消息持续时间，由于ACK/NACK 消息很短，该时间显著短于分片持续时间 T_s 。

属于 m-FSD 类的通用测试接收机的总能耗取决于所采用的传输策略。在 OLRA方案中，测试接收机在接收和解码数据包分片时消耗能量。在 CLRA方案中，接收机还会因传输反馈 ACK/NACK 信令而额外消耗能量。测试接收机在接收和解码分片以及反馈确认时的能耗分别记为 E_r 和 E_{ack}，其表达式为 [43], [44]

$$\begin{aligned} E_r &= p_{cr} T_s, \\ E_{\text{ack}} &= \left(\gamma p_t + p_{ct}\right) T_{\text{ack}}, \end{aligned} \tag{25}$$

其中， p_{cr} 是接收器处的射频（RF）电路功耗， p_{ct} 表示测试接收机收发器在传输 ACK/NACK 反馈消息时的射频电路功耗， p_t 是反馈传输功率， γ 是取值至少为 1 的功率放大器转换因子。

最后，数据包传递期间的总能耗取决于数据包被接收至成功状态或超时状态的平均时延。属于 m-FSD 类的接收机的总能耗由以下推论给出。

推论 2. m-FSD 类设备在 CLRA 和 OLRA 传输方案下的总能耗为

$$\begin{aligned} \boldsymbol{E}^{(m)}_{\text{CLRA}} &= \left(E_r + E_{\text{ack}}\right)\left(D^{(m)}_{s,\text{CLRA}} + D^{(m)}_{f,\text{CLRA}}\right), \\ \boldsymbol{E}^{(m)}_{\text{OLRA}} &= E_r\left(D^{(m)}_{s,\text{OLRA}} + D^{(m)}_{f,\text{OLRA}}\right), \end{aligned}$$

最后，对 FSD 类取平均后，数据包被吸收到成功或失败状态的概率为$\boldsymbol{A}$，此类吸收的平均时延为 $\boldsymbol{D}$，测试物联网接收器的能耗为

$$\begin{aligned} \boldsymbol{A} &= \mathbb{E}_m\left\{\boldsymbol{A}^{(m)}\right\} \\ \boldsymbol{D}_x &= \mathbb{E}_m\left\{\boldsymbol{D}_x^{(m)}\right\} \\ \boldsymbol{E}_x &= \mathbb{E}_m\left\{\boldsymbol{E}_x{}^{(m)}\right\} \end{aligned} \tag{26}$$

其中 $x \in \{\text{CLRA,OLRA}\}$。

V. 数值结果

在本节中，我们给出数值结果，以突出重复机制以及反馈存在与否对所提出的 CLRA 和 OLRA方案的影响。通过蒙特卡罗仿真验证所提出分析模型的准确性。除非另有说明，网络的仿真参数见表 I。蒙特卡罗仿真针对 5000 个不同的 HPF 实现构建元¯分布 $F_s(\theta_n,\ \delta)$，每个 HPF 实现包含 10^5 次时间迭代。对于分析，反馈成功概率 p_{ack} 的获取方式为

表 I：网络和仿真参数

符号	定义	值
λ	PPP强度 Ψ	2×10^2 设备/千米^2
η	衰落指数	4
R_o	发射机/接收机链路距离	20米
V	物联网干扰设备的类型	3
$f_{\mathrm{v}(\mathrm{v})}$	物联网干扰设备类型的概率质量函数	均匀分布
α_v	类型为 v 的物联网干扰设备的活动状态	$\{0.1, 0.3, 0.5\}$
p_v	类型为 v 的物联网干扰设备的发射功率	$\{10, 7, 5\}$ 毫瓦
p_t	测试物联网设备的发射功率	10 毫瓦
W	带宽	250 千赫兹
L	数据包长度	300 字节
T_s	数据包持续时间	1 ms
T	数据包截止期限	15 个时隙
p_{ct}	发射模式 射频电路功耗	38 毫瓦 [45]
p_{cr}	接收模式射频电路功耗	45 毫瓦 [45]
γ	功率放大器转换因子	4 [44]
L_{ack}	确认/否认消息长度	$\{5, 15\}$ 字节
T_{ack}	确认/否认消息持续时间	$0.15\,T_s = 0.15$ 毫秒

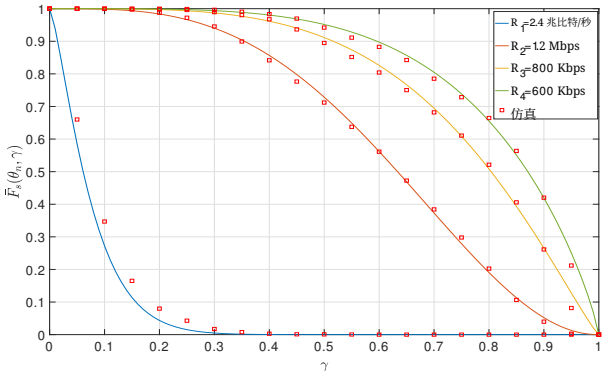
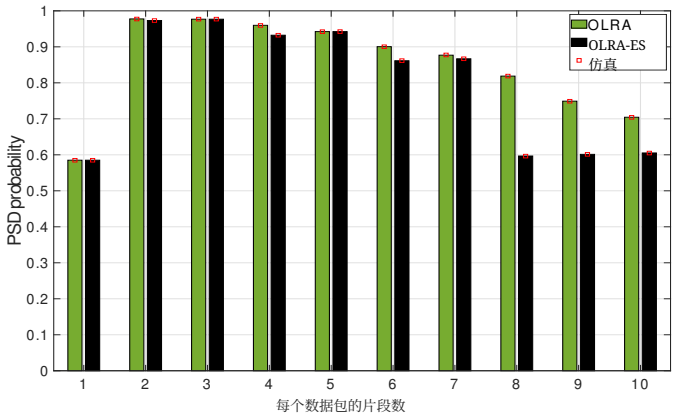


图 4：不同传输速率 R_n下 $n \in \{1, \cdots, 4\}$的 FSD 元分布。

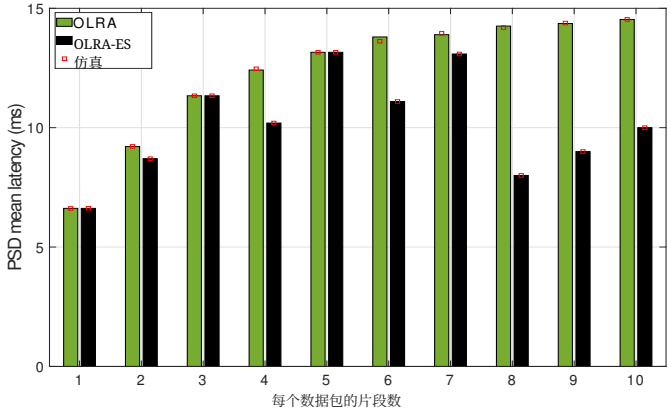
在（20）中。每个速率 R_n 对应的 FSD 概率元分布按（14）中的方法获得。分别在引理 1 和引理 2 中定义的 CLRA 和 OLRA 方案的状态转移矩阵，是在根据（18）获得 FSD 概率 $\mathrm{p}_{\mathrm{n},\ \mathrm{m}}$，$\mathrm{m} = \{1, 2, \cdots, \mathrm{M}\}$ 后构建的，该概率对（14）中的 FSD 元分布进行了离散化。基于所构建的矩阵，定理 1、推论 1 和推论 2 分别给出了通用物联网设备的性能指标（即 PSD概率、PSD平均时延和总能耗）。

图 4 展示了不同传输速率下 FSD 的元分布。分析结果（即曲线）与仿真结果（标记）高度吻合，验证了式 (14) 中所采用的元分布贝塔分布近似。该图还展示了传输速率 R_n 对 FSD 概率（即传输可靠性）的影响。将数据包划分为更多分片可以采用更低的传输速率，并导致更低的检测阈值 θ_n ，从而更有可能满足该阈值，进而提高传输可靠性。例如，将数据包划分为 2 个分片，可显著提高目标链路在 20% 的时间内满足信干比解码阈值 θ_n的概率，使其从 0.04 提高到 0.98。

在比较CLRA和OLRA方案以量化反馈的影响之前，我们首先在图5中对比两种OLRA变体。具体而言，图5展示了所提出的OLRA和OLRA-ES传输方案的PSD概率和平均时延。首先，我们强调分析结果与仿真结果之间的一致性，这



(a)



(b)

图5：OLRA传输方案的PSD概率和平均时延。

验证了我们所建立的数学框架。回顾第 IV-A2 节，两种方案对每个分片均至少重复 $\kappa = \lfloor T/n \rfloor$ 次。然而，两种方案利用剩余 τ =mod (T, n)个时隙的方式有所不同。图 5证实，当 T 可被 n 整除时（即剩余时隙数 τ 为 0），如 $n \in \{1, 3, 5\}$所示，两种方案具有相似的性能。对于 n的其他取值，该图表明，OLRA在传输可靠性方面优于OLRA-ES，但代价是传输时延增加，如图5b 所示。这种差异源于：在OLRA方案中，τ 个分片从 n 个分片中被传输 $\kappa+1$ 次，而在OLRA-ES 方案中则被传输 κ 次。OLRA 在传输可靠性方面优于 OLRA-ES 的优势由 κ 和 τ 的取值决定。κ 的值越高，在 κ 次解码尝试内成功传送分片的可能性越大，从而降低额外发送 τ 个分片一次的重要性，导致 PSD概率的提升不那么明显。例如，对于 $n = 4$（即 $\kappa = 3$ 和 $\tau = 3$），OLRA 的 PSD概率比 OLRA-ES方案高3.8%，同时传输时延增加22.8%。相反，较小的 κ 意味着 τ 对传输可靠性的影响会以时延增加为代价体现出来。例如，当 $n = 8$（即 $\kappa = 1$ 和 $\tau = 7$）时，PSD概率提升37.2%，代价是时延增加 78.3%。

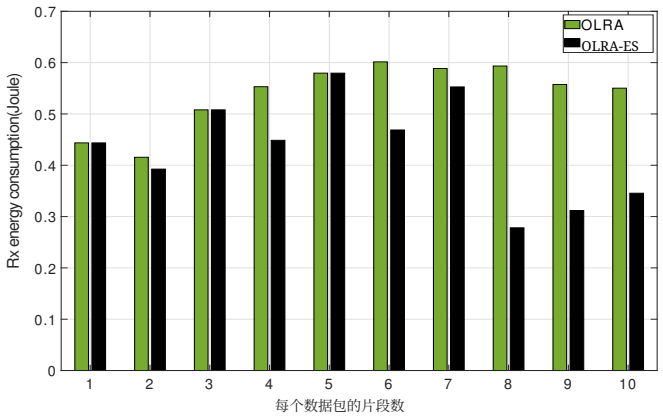
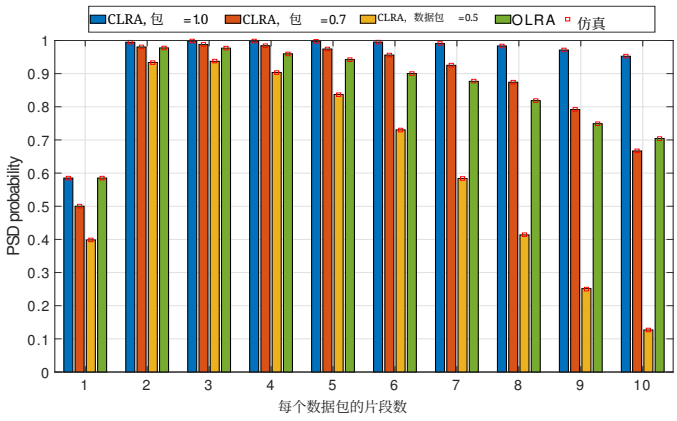
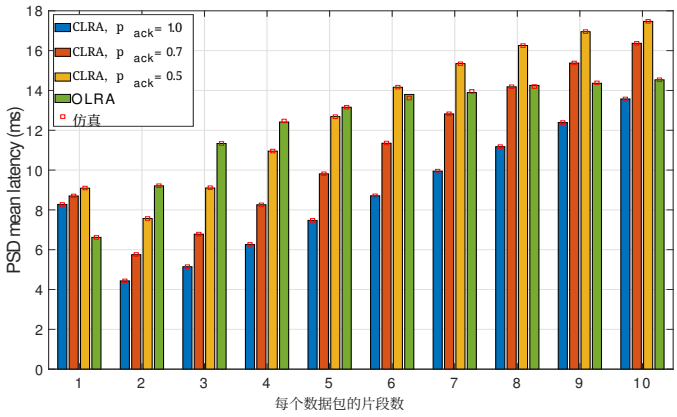


图 6：OLRA方案的接收器能耗。



(a)



(b)

图 7：OLRA 和 CLRA 方案在 PSD 概率和平均时延方面的比较。

图 6 展示了在 OLRA 和 OLRA-ES 方案下，测试接收器解码来自相应发射器的标准数据包时的能耗。显然，与 OLRA-ES 方案相比，OLRA 的能耗更高，这是因为其 PSD 时延增加，如图 5b 所示。这一观察结果与式 (26) 所述的关系一致。由于 OLRA 优于 OLRA-ES，因此我们通过与 CLRA 方案进行基准比较，使用前者量化反馈的影响。在此背景下，图 7 比较了三种 p_{ack}取值下的 OLRA 与具备反馈感知能力的 CLRA 方案。

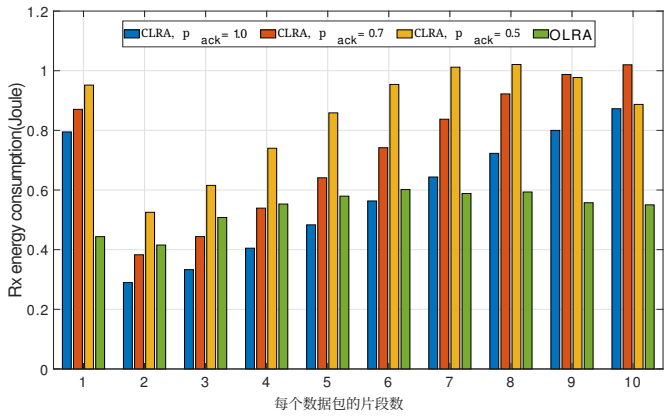


图 8：OLRA和CLRA方案在数据包解码方面的接收器能耗比较。

$\mathrm{p}_{\mathrm{ack}} = 1$ 表示理想情况下无误差的反馈信道，其可靠性和时延性能最佳。考虑反馈错误后，才能揭示实际性能；如 $\mathrm{p}_{\mathrm{ack}} = 0.7$ （即 $L_{\mathrm{ack}} = 5$ 字节）和 $\mathrm{p}_{\mathrm{ack}} = 0.5$ （即 $L_{\mathrm{ack}} = 15$ 字节）的情况所示，实际性能可能显著低于理想情况。通过将不使用反馈的 OLRA 与 CLRA 方案进行比较，可以量化反馈的影响。可以看出，当分片数量为 $n = 4$ 且 $\mathrm{p}_{\mathrm{ack}} = 0.7$时，CLRA 方案的性能比 OLRA 高 2.5%。图中还显示，OLRA 方案的传输时延更高。然而，在反馈错误率较高时，OLRA-FR 方案在可靠性和时延方面表现更佳。所有方案均凸显了分组分片的积极作用，并显示存在一个可使可靠性最大化的最佳分片数量。与 p $n = 1$ （即不进行分片）相比，p $n > 1$ （即进行分片）的 PSD 概率显著更高，但代价是传输时延增加。

尽管CLRA方案可以提高传输可靠性，但它会直接影响物联网设备的能耗。图8从测试接收机在数据包接收与解码以及反馈ACK/NACK传输方面的总能耗，突出显示了反馈感知的CLRA方案相较于无反馈OLRA方案所产生的开销。可以清楚地看出，由于反馈传输所消耗的能量，采用CLRA传输方案的接收器相比采用OLRA方案的接收器消耗了更多能量。此外，图8还显示了反馈信道不完善对CLRA方案接收器能耗的负面影响。

VI. 结论

本文研究了适用于时延敏感、能量受限的大规模物联网网络的反馈感知型CLRA和无反馈OLRA传输方案。针对OLRA传输方案，本文基于随机几何和排队论构建了新颖且易于分析的时空框架，并在反馈易出错的条件下，将其与CLRA方案进行基准比较。仿真结果验证了OLRA和CLRA的分析模型，并强调了一个关键发现：速率自适应显著提升传输可靠性，但会增加时延，代价是时延增加。值得注意的是，我们的研究结果凸显了反馈信道缺陷对CLRA方案的不利影响，具体表现为可靠性降低、能耗增加。此外，结果量化了无反馈OLRA方案所实现的节能效果，并揭示了与反馈易出错的反馈感知型CLRA方案相比，在传输可靠性和时延方面存在的权衡。总之，与反馈感知型CLRA方案相比，结果量化了无反馈OLRA方案以降低传输可靠性、增加时延为代价所实现的节能效果。

附录 A 引理 4 的证明

FSD概率p_{n} 的一阶和二阶矩，即， M_1 和 M_2 ，可通过对设备类型、活动状态、衰落增益以及设备空间位置的 p_{n} 在 (13) 中进行平均得到。因此， M_1 为

$$
\begin{aligned}
M_1 &= \mathbb{E}_{h_o,\xi_i,g_i,\Psi}\left\{\frac{p_o h_o R_o^{-\eta}}{\sum_{v=1}^{V}\sum_{\mathrm{x_i}\in\Psi_{\mathrm{v}}\setminus\mathrm{x}_0}\mathbb{1}_{\xi_i}p_v g_i R_i^{-\eta}} \geq \theta_n\right\} \\
&\overset{(a)}{=} \mathbb{E}_{\xi_i,g_i,\Psi}\left\{\exp\left[-\theta_n\sum_{v=1}^{V}\sum_{\mathrm{x_i}\in\Psi_{\mathrm{v}}\setminus\mathrm{x}_0}\mathbb{1}_{\xi_i}\frac{p_v g_i R_0^{\eta}}{p_o R_i^{\eta}}\right]\right\} \\
&\overset{(b)}{=} \mathbb{E}_{\Psi}\left\{\prod_{v=1}^{V}\prod_{\mathrm{x_i}\in\Psi_{\mathrm{v}}\setminus\mathrm{x}_0}\frac{\alpha_v}{1+\frac{\theta_n p_v R_o^{\eta}}{p_o R_i^{\eta}}}+(1-\alpha_v)\right\} \\
&\overset{(c)}{=} \exp\left[-2\pi\sum_{v=1}^{V}\lambda_v\int_0^{\infty}\left(1-\left(1-\frac{\alpha_v\frac{\theta_n p_v R_o^{\eta}}{p_o x^{\eta}}}{1+\frac{\theta_n p_v R_o^{\eta}}{p_o x^{\eta}}}\right)\right)x\mathrm{d}x\right] \\
&\overset{(d)}{=} \exp\left[\frac{-2\pi R_o^2\theta_n^{2/\eta}}{\eta}\sum_{v=1}^{V}\left(\frac{p_v}{p_o}\right)^{\frac{2}{\eta}}\lambda_v\alpha_v\int_0^{\infty}\frac{y^{-\frac{2}{\eta}}}{1+y}\mathrm{d}y\right],
\end{aligned}
$$

其中，(a)源于目标信道的指数分布功率增益（即 $h_o \sim$ exp(1)）；(b)源于物联网干扰设备活动指示变量的伯努利分布 $\mathbb{1}_{\xi_i}$ 和 g_i ∼exp(1)；(c) 源于PPP [46]的概率生成泛函（PGFL）；(d) 通过变量替换 $y = \frac{\theta_n p_v R_o^{\eta}}{p_o x^{\eta}}$ 获得。通过对 (d) 中的积分进行处理，可得到 (15) 中的~~M_1~~。

同样，FSD 概率 M_2 的二阶矩可如下获得

$$
\begin{aligned}
M_2 &= \mathbb{E}_{\Psi}\left[\prod_{v=1}^{V}\prod_{\mathrm{x_i}\in\Psi_{\mathrm{v}}\setminus\mathrm{x}_0}\left(\frac{\alpha_v}{1+\frac{\theta_n p_v R_o^{\eta}}{p_o R_i^{\eta}}}+(1-\alpha_v)\right)^2\right] \\
&= \exp\left[-2\pi\sum_{v=1}^{V}\lambda_v\left\{2\alpha_v\int_{x=0}^{\infty}\frac{\left(\frac{\theta_n p_v R_o^{\eta}}{p_o x^{\eta}}\right)}{\left(1+\frac{\theta_n p_v R_o^{\eta}}{p_o x^{\eta}}\right)}x\mathrm{d}x\right.\right. \\
&\qquad\left.\left.-\alpha_v^2\int_{x=0}^{\infty}\frac{\left(\frac{\theta_n p_v R_o^{\eta}}{p_o x^{\eta}}\right)^2}{\left(1+\frac{\theta_n p_v R_o^{\eta}}{p_o x^{\eta}}\right)^2}x\mathrm{d}x\right\}\right],
\end{aligned}
$$

通过以类似于(15)的方式处理积分，可得到 M_2 的表达式，如引理3所示。

参考文献

[1] L. Zhang、Y.-C. Liang 和 D. Niyato，“6G 愿景：移动超宽带、超级物联网与人工智能”，《中国通信》，第 16 卷，第 8 期，第 1–14 页，2019 年。[2] W. Saad、M. Bennis 和 M. Chen，“6G 无线系统的愿景：应用、趋势、技术与开放研究问题”，《IEEE 网络》，第 34 卷，第 3 期，第 134–142 页，2019 年。[3] 爱立信，“爱立信移动报告”。 [在线]。获取地址：https: //
w
w
w.ericsson.com/assets/local/reports-papers/mobility-report/documents/2020/november-2020-ericsson-mobility-report.pdf [4] M. Bennis、M. Debbah 和 H. V. Poor，“超可靠低时延无线通信：尾部、风险与规模”，《IEEE 论文集》，第 106 卷，第 10 期，第 1834–1853 页，2018年。[5] R. Jurdi、S. R. Khosravirad、H. Viswanathan、J. G. Andrews 和 R. W. Heath，“具有严格截止期限的周期性下行无线网络中断”，《IEEE 通信汇刊》，第 67 卷，第 2 期，第 1238–1253 页，2018年。[6] W. Tang、R. Zhang 和 S. Feng，“上行物联网网络中严格截止期限多流业务的时空模型”，《IEEE 物联网期刊》，第 9 卷，第 1 期，第 601–615 页，2021年。[7] O. Liberg、M. Sundberg、E. Wang、J. Bergman 和 J. Sachs，《蜂窝物联网：技术、标准与性能》，Academic Press，2017年。[8] A. Yegin、T. Kramp、P. Dufour、R. Gupta、R. Soss、O. Hersent、D. Hunt 和 N. Sornin，“LoRaWAN 协议：规范、安全性与能力”，载于《面向物联网和机器对机器应用的 LPWAN 技术》，Elsevier，2020年，第 37–63 页。[9] S. Aguilar、R. Vidal 和 C. Gomez，“LPWAN 上分片的接收器反馈技术评估”，《IEEE 物联网期刊》，第 9 卷，第 9 期，第 6866–6878 页，2021年。[10] H. ElSawy，“异构物联网网络中的速率自适应与时延”，《IEEE 通信快报》，第 25 卷，2020年，第 2 期，第 660–664 页。[11] Y. Nabil、H. ElSawy、S. Al-Dharrab、H. Mostafa 和 H. Attia，“规则大规模物联网网络中的数据聚合：粒度、可靠性与时延权衡”，《IEEE 物联网期刊》，第 9 卷，第 18 期，第 17 767–17 784 页，2022年。[12] Z. Zhao、G. Min、W. Gao、Y. Wu、H. Duan 和 Q. Ni，“为大规模物联网部署边缘计算节点：一种考虑多样性的方案”，《IEEE 物联网期刊》，第 5 卷，第 5 期，第 3606–3614 页，2018年。[13] M. Masoudi、A. Azari、E. A. Yavuz 和 C. Cavdar，“免授权无线接入物联网网络：共存场景下的可扩展性分析”，载于《IEEE 国际通信会议（ICC）》，2018年，第 1–7 页。[14] K. Huang、W. Liu、Y. Li、A. Savkin 和 B. Vucetic，“面向工业物联网、采用可变数据包长度的无线反馈控制”，《IEEE 无线通信快报》，第 9 卷，第 9 期，第 1586–1590 页，2020年。[15] C. Yu、L. Yu、Y. Wu、Y. He 和 Q. Lu，“窄带物联网系统的上行调度与链路自适应”，《IEEE Access》，第 5 卷，第 1724–1734 页，2017年。[16] C. Zheng、F.-C. Zheng、J. Luo 和 D. Feng，“簇状用户分布下 URLLC 上行链路的开环通信 ”，《 IEEE 车辆技术汇刊》，第 70 卷，第 11 期，第 11 509–11 522 页，2021年。[17] H. Khodr、N. Kouzayha、M. Abdallah、J. Costantine 和 Z. Dawy，“具备射频唤醒和寻址能力的节能物联网传感器”，《IEEE 传感器快报》，第 1 卷，第 6 期，第 1–4 页，2017年。[18] N. Kouzayha、Z. Dawy、J. G. Andrews 和 H. ElSawy，“面向蜂窝网络物联网的联合下行/上行射频唤醒方案”，《IEEE 无线通信汇刊》，第 17 卷，第 3 期，第 1574–1588 页，2017年。[19] H. ElSawy、A. Sultan-Salem、M.-S. Alouini 和 M. Z. Win，“利用随机几何对蜂窝网络进行建模与分析：教程”，《IEEE 通信调查与教程》，第 19 卷，2016年，第 1 期，第 167–203 页。[20] A. Bader、H. ElSawy、M. Gharbieh、M.-S. Alouini、A. Adinoyi 和 F. Alshaalan，“大规模物联网的首公里挑战”，《IEEE 通信杂志》，第 55 卷，第 3 期，第 138–144 页，2017年。[21] F. Benkhelifa、H. ElSawy、J. A. Mccann 和 M.-S. Alouini，“回收蜂窝能量以构建自给自足的物联网网络：一项时空研究”，《IEEE 无线通信汇刊》，第 19 卷，第 4 期，第 2699–2712 页，2020年。[22] M. A. Abd-Elmagid、M. A. Kishk 和 H. S. Dhillon，“空间聚类射频供电物联网网络中的联合能量与 SINR 覆盖范围”，《IEEE 绿色通信与网络汇刊》，第 3 卷，第 1 期，第 132–146 页

，2018年。

[23] M. Emara ，H. ElSawy ，和 G. Bauch ，“优先级多流量娱乐主管在上行物联网网络中：空间交互的休假队列”，IEEE物联网期刊，第 8 卷，第 3 期，第 1477–1491 页，2020 年。[24] Y.Zhong 、 T.Q. Quek 和 X. Ge，“具有时空流量的异构蜂窝网络：时延分析与调度”，IEEE 通信领域精选期刊，第35卷，第6 期，第 1373–1386页，2017 年。[25] M. Gharbieh 、 H. ElSawy 、 A. Bader 和 M.-S.Alouini，“ 支持物联网的蜂窝网络的时空随机建模：可扩展性与稳定性分析”，IEEE通信学报，第65卷，第8 期，第 3585–3600 页，2017年。[26] Q.Zhang、H. H. Yang、T. Q. Quek和S. Jin，“混合类型物联网设备大规模MIMO 系统的时空建模：具有时延约束的调度优化”，IEEE 物联网期刊，第8 卷，第12期，第 10 146–10159页，2021 年。[27] M.Gharbieh、H. ElSawy、H.-C.Yang、A.Bader和 M.-S. Alouini，“上行物联网流量的时空模型：调度与随机接入悖论”，IEEE无线通信学报，第 17 卷，第12 期，第 8357–8372页，2018 年。[28] N. Jiang、Y.Deng、A.Nallanathan、X.Kang 和 T. Q. Quek，“大规模物联网网络中的随机接入碰撞分析”，IEEE无线通信学报，第 17 卷，第10 期，第 6853–6870 页，2018 年。[29] G. Chisci、H. ElSawy、A. Conti、M.-S.Alouini和 M. Z. Win，“无协调大规模无线网络：时空模型与多址接入策略”，IEEE/ACM 网络学报，第 27卷，第 3 期，第 918–931 页，2019 年。 [30] H. G. Moussa和 W. Zhuang，“大规模蜂窝物联网应用的RACH 性能分析”，IEEE物联网期刊，第 6卷，第2 期，第 3364–3372页，2018 年。[31] H. H. Yang和 T. Q. Quek，“小蜂窝网络中 SINR覆盖范围的时空分析”，IEEE通信学报，第67卷，第8 期，第 5520–5531 页，2019 年。 [32] H.H. Yang、Y.Wang和 T. Q. Quek，“小蜂窝网络中随机调度与轮询调度的时延分析”，IEEE 无线通信快报，第7 卷，第 6 期，第 978–981 页，2018年。 [33] H. ElSawy，“具有异步时间敏感周期流量的物联网网络特征分析”，IEEE 无线通信快报，第9 卷，第10 期，第1696–1700 页，2020 年。[34] J. Li、Y. Zhou和 H. Chen，“物联网系统中具有固定和随机截止期限的组播传输信息年龄”，IEEE物联网期刊，第 7卷，第9 期，第8178–8191 页，2020 年。[35] C.She、C.Yang 和 T. Q.Quek，“超可靠低时延无线接入网络的跨层优化”，IEEE无线通信学报，第 17 卷，第 1 期，第 127–141页，2017年。[36] M. Wu、Y. Zhong、G. Wang、C.She、X. Ge 和H.-C. Chao，“具有时间和频率分集的大规模无线网络中的超可靠低时延通信”，载于IEEE全球通信会议（GLOBECOM），2019 年，第 1–6 页。[37] B. Manzoor、B. Al Homssi 和A. Al-Hourani，“利用帧重复传输增强能耗受限设备的物联网覆盖范围：一种分析方法”，IEEE 绿色通信与网络学报，第 6卷，第2 期，第 1122–1131 页，2021年。 [38] B. Manzoor、B. Al Homssi、A. Al-Hourani 和 S. Kandeepan，“最大覆盖范围的最优重复传输速率”，IEEE无线通信快报，第 10 卷，第 4 期，第 800–804 页，2020 年。 [39] B. Manzoor、A. Al-Hourani和 B. Al Homssi，“利用帧重复传输技术改善物联网卫星连接”，IEEE无线通信快报，第 11 卷，第 4 期，第 736–740 页，2022年。 [40] S.Rezasoltani 和 C. Assi，“具有不完美反馈信道的无线 HARQ中的实时状态更新”，IEEE 无线通信学报，第21卷，第6 期，第 4212–4226 页，2021 年。[41] A.S.Alfa，《应用离散时间队列》。Springer，2016 年。[42] M. Haenggi，“泊松双极与蜂窝网络中SIR 的元分布”，IEEE 无线通信学报，第15卷，第4 期，第 2577–2589 页，2015 年。 [43] O. Amin、S. Bavarian、L. Lampe、E. Hossain、V.K. Bhargava和 G.P. Fettweis，“节能无线通信的协作技术”，《绿色无线电通信网络》，第2020 卷，第 125–151 页，2012 年。[44] B. Al Homssi、A.Al-Hourani、S.Chandrasekharan、K. M.Gomez 和 S. Kandeepan，“蜂窝物联网网络中能耗的界限”，IEEE 绿色通信与网络学报，第4 卷，第 2 期，第 355–364 页，2019年。 [45] N.Semiconductor，“nRF24L01数据表”，《单芯片》，第 2 卷，2009年。 [46] M. Haenggi，《无线网络随机几何》。剑桥大学出版社，2012 年。