地面到无人机集成网络：干扰信道上的低时延通信

Sudhanshu Arya，*IEEE* 会员 和 Ying Wang *IEEE* 会员

arXiv:2305.02451v1 [cs.IT] 3 May 2023

摘要—**我们提出了一种新颖且首创的信息论框架，用于设计和实现存在干扰的地面到无人机（G2U）通信网络，其目标是最小化端到端传输时延。该框架具有实用价值，因为它描述了上行地面到无人机通信在达到给定可靠性水平时必须满足的最小传输时延。为刻画传输时延，我们利用 Fano 不等式，推导出存在干扰、噪声和潜在干扰攻击时 G2U 上行信道容量的紧上界。随后，在给定可靠性约束的情况下，获得该信道的错误指数。此外，根据无人机的位置信息，在满足可靠性约束和最大时延阈值的条件下，获得发射功率的紧下界。进一步地，我们考虑采用放大转发（AF）协议的双跳中继模式中的中继无人机，并在存在干扰的情况下联合获得中继无人机和接收无人机的最优位置；同时将其与忽略中继的点对点地面到无人机链路进行比较。有趣的是，我们发现，对于点对点链路和中继链路，增加发射功率并不总是时延最小化问题的最优解决方案。具体而言，我们表明，增大发射功率对时延最小化的增益可以忽略不计，尽管其可能显著改善中断性能。此外，我们证明，在存在干扰的情况下，存在一个能够最小化端到端传输时延的最优高度。所提出的框架可由网络控制器实际用于系统参数选择：在一组参数中，可将导致最低传输时延的参数纳入传输过程。上述分析还为将指挥与控制（C2）标准应用于任务关键型 G2U 和无人机到无人机（U2U）服务时的基线评估奠定了基础。**

索引词——**时延、时延、信息论、干扰、无人机。**

I. 引言

A. 背景与研究动机

5G 及后续无线系统预计将支持超可靠低时延通信链路（URLLC），从而为任务关键型服务提供不间断、无处不在的连接，这类服务需要稳健的信息交换 [1]。事实上，第三代合作伙伴计划（3GPP）旨在为 5G 及后续系统涵盖三种通用连接技术：超可靠低时延通信（URLLC）、增强型移动宽带（eMBB）和海量机器类通信（mMTC） [2]。eMBB 面向数据速率要求较高的应用，例如高清视频流传输；而 mMTC 则侧重于支持海量机器类设备且功耗超低的应用。相比之下，URLLC 面向时延敏感型服务和应用。例如，智能交通系统和触觉互联网等服务的可靠性要求为（$1-10^{-3}$）～（$1-10^{-9}$），时延介于 1 毫秒至 100 毫秒之间 [3]。然而，由于无线链路上信道动态变化且快速衰落、存在阴影衰落和路径损耗，URLLC 系统难以满足服务质量（QoS）要求。

为满足5G无线网络的严苛需求，3GPP建议将无人机（UAV）集成到无线蜂窝网络中 [4]。由于建立视距（LOS）通信链路的概率较高，无人机更有可能在短距离内提供更好的链路质量。此外，无人机通常具有较高的成本效益，并能为低空环境中的按需通信系统提供更大的灵活性。因此，无人机在无线通信领域受到了广泛的研究关注 [5]，[6]。

提出了一种用于无人机中继辅助物联网网络的系统模型，主要探讨了上行链路和下行链路传输中请求时限约束的影响 [7]。研究构建了一个最大化已服务物联网设备总数的优化问题。作者针对全双工无人机辅助物联网设备，联合优化了传输功率、轨迹、系统带宽和时延约束。在另一项研究中，针对一种由地面发射机和接收器构成的单跳及多跳无人机中继辅助网络，研究了如何确定无人机的最佳位置，以最大限度地降低干扰的影响 [8]。研究提出了一个理论框架，用于确定满足接收平均信干比最低要求所需的最少无人机数量及其最佳位置。考虑到由地面基站、空中中继飞行器和高空平台构成的异构无线网络，研究人员分析了下行链路通信链路的端到端时延和可靠性 [9]。研究结果表明，即使采用了非常高效的干扰抑制技术，目前面向地面用户设计的无线网络仍无法满足面向空中飞行器的下行链路控制通信的超可靠低时延通信要求。

为提升三维城市场景中地面节点或车辆的通信性能和网络连通性，采用粒子群优化算法寻找充当中继节点的最佳无人机位置 [10]。为

（通讯作者：Ying Wang。）Sudhanshu Arya 和 Ying Wang 任职于美国霍博肯的史蒂文斯理工学院系统与企业学院（电子邮箱：sarya@stevens.edu；ywang6@stevens.edu）。

验证所提出的方法，还开展了室内实验。然而，需要注意的是，中继无人机之间不存在通信。在另一项工作中，采用模型预测控制方法，在无人机作为中继节点运行的情况下，在地面节点之间构建节能通信链路 [11]。具体而言，通过联合优化无人机的移动性以及多址信道上的传输，构建了一个优化源节点发射能量和无人机推进能量的问题。然而，该方法仅限于线性轨迹，假设无人机以固定高度沿单一维度移动，且不存在横向位移。在 [12], 中，针对无人机辅助移动中继网络构建了一个吞吐量最大化问题。该问题基于联合优化中继无人机节点的轨迹以及源节点和中继节点的功率分配，并受信息因果性约束。具体而言，作者考虑了两种场景。在第一种场景中，中继轨迹保持固定，并证明源节点和无人机的最优功率分配分别遵循阶梯式注水结构，即源节点的功率等级非递增，而无人机的功率等级非递减。而在另一种场景中，提出了一种迭代算法，以交替方式联合优化无人机轨迹和功率分配。在另一项类似工作 [13], 中，考虑到固定翼无人机的环绕飞行，针对无人机支持的无线中继网络提出了一种速率优化方法。假设地面源节点与目的节点之间不存在直达链路。设计了一种可变速率协议，根据无人机的位置对数据速率进行最优调整。结果表明，所提出的方法显著优于传统的固定速率中继网络。

由于无人机通信没有受到监管且定义明确的预分配频谱频段，因此构建无人机辅助通信网络并非易事。因此，无人机辅助网络通常会与其他无线网络共存，例如蜂窝网络 [14]。因此，针对可靠性约束下的时延最小化问题进行建模至关重要。这正是促使我们构建基于信息论的框架，以研究存在干扰时端到端传输时延的主要原因。我们利用现有的室外5G测试平台 [?],开展空中（OTA）验证，并对所提出的工作进行扩展。

B. 贡献

与传统的地面或卫星通信网络不同，空地一体化网络同时受到以下几个方面所产生的限制，即移动性管理、功率控制和端到端服务质量要求。因此，考虑到空地一体化网络在实际应用中面临的资源约束，如何在功耗受限的条件下实现集成网络的最优性能和可靠性至关重要。因此，最优的系统集成。

而且，网络设计与配置对于空地空空一体化网络具有重要意义。为此，我们提出了一种新颖的信息论方法，用于设计最优的空地一体化网络，在存在干扰、白噪声和潜在干扰攻击的情况下评估并最小化端到端传输时延。本文的主要贡献如下。

- 我们提出了一个信息论框架，用于设计能够最大限度降低端到端传输时延的最优地面到无人机通信网络。该框架能够描述无人机网络在达到给定平均错误概率可靠性水平时必须满足的最小时延。具体而言，我们首先推导出存在干扰和白噪声时空地一体化信道容量的紧上界。随后，在给定可靠性约束的情况下，我们构建了一个分析信道中时延的框架。

- 此外，针对具有中继间通信的一般空地网络，我们给出了结果，以全面刻画系统在端到端时延最小化方面的最优性能。我们表明，尽管点对点直达链路十分简单，但只要中继位置设置得当，基于放大转发（AF）中继的链路时延可能更低。

- 此外，我们还考虑了空地网络和空空网络中的功耗限制。在系统时延允许范围内，根据无人机的位置信息推导出最优传输功率。分析表明，增加传输功率并不总是解决时延最小化问题的恰当方法。

本文其余部分安排如下。第二节介绍系统模型。第三节进行时延分析，第四节展示结果并进行讨论。最后，第五节给出结论。

II. 系统模型

我们考虑一种干扰网络，其中传输信号会受到干扰信号和加性白高斯噪声（AWGN）的影响。在这种噪声加干扰受限网络中，通信链路分为两种：从地面基站（BS）到接收无人机的直达链路，以及从 BS 到接收无人机的中继辅助链路。设地面基站位于 $(x_T,\ y_T,\ 0)$，在干扰节点的影响下，向位于 $(x_R,\ y_R,\ z_R)$ 的接收器 (R_x) 通信；这些干扰节点位于 $(x_I^{(i)},\ y_I^{(i)},\ 0)$ $i \in \Phi_I$。Φ_I 是一个子集，包含所有在时间 t 发送信号的干扰节点。

设基站以功率 P_T 在具有路径损耗指数 α_T 和衰落系数 h_T 的信道上发射。$d_T = \sqrt{(x_T - x_R)^2 + (y_T - y_R)^2 + (z_T - z_R)^2}$ 是基站与 R_x 之间的距离。s_T 是长度为 N 的码字，由一串 N 个数字组成，使得 $s_T = (s_{T_1},\ s_{T_2},\ \cdots,\ s_{T_N})$。对于底层地面到无人机信道，码字 s_T

表 I：符号说明

参数	描述
d_c	码字的分组长度 s_T
R_c	码率
P_T	发射功率
$P_I^{(i)}$	第 i个干扰节点的发射功率
P_N	放大节点功率
ϕ_e	可靠性约束
Φ_I	任意时刻活跃干扰节点的数量 t
$h_{u,v}$	节点 u 与 v之间的信道增益
$\alpha_{u,v}$	链路 $u \to v$的路径损耗指数
$\alpha_{I,v}^{(i)}$	第 i个 干扰源与第 v个接收器之间的链路路径损耗指数
$\theta_{u,v}$	发射节点 u 与 接收节点 v之间的仰角
$\theta_{I,v}^{(i)}$	接收器 v 与第 i个 干扰节点之间的仰角
$d_{u,v}$	节点 u与 v之间的三维距离
$w_R(t)$	接收器输入端的加性高斯白噪声
$w_N(t)$	中继节点输入端的加性高斯白噪声
N_0	噪声功率谱密度
B_{uv}	节点 u与 v之间的链路带宽
$d_{u,v}$	节点 u与 v之间的三维距离
B	长度为 d_c的码字消息中的信息比特

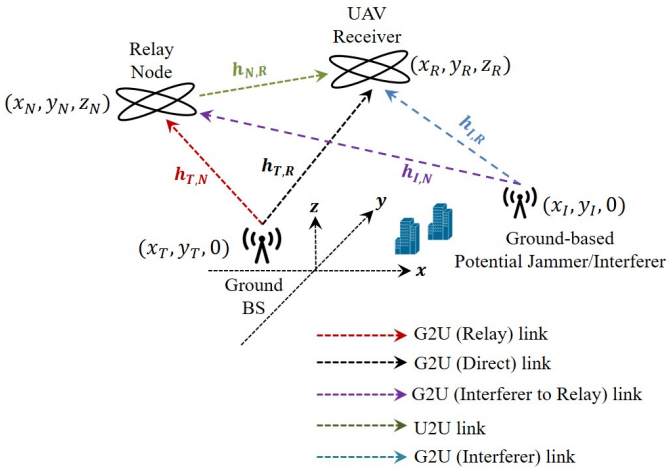


图1：系统模型示意图。

在几何上可视为 $N-$维欧几里得空间中的一个点。高斯噪声和干扰导致的信道损伤，会使 s_T 按照球形高斯分布移动到附近的一个点。$s_T(t)$ 是从星座大小为 M、平均功率为单位值的星座中抽取的随机符号。 $P_I^{(i)}$ 表示第 i 个干扰节点的发射功率。

我们考虑一个单跳放大转发中继信道，如图1所示。为避免地面基站与中继之间的干扰，假设信息传输采用时分方式进行，即地面基站到接收器的传输分为两个时隙。在第一个时隙中，信号由中继无人机接收并放大；在第二个时隙中，放大后的信号由接收无人机接收。任意一架中继无人机都可以对接收到的信号进行归一化并重新传输。在功率P_N下，重新传输的信号 s_N 表示为

$$\begin{aligned} s_N(t) &= \frac{\sqrt{P_N}Y_N(t)}{\sqrt{E\left[|Y_N(t)|^2\right]}} \\ &= \frac{\sqrt{P_N}\left(\sqrt{P_T d_{T,N}^{-\alpha_{T,N}(\theta_{T,N})}}h_{T,N}s_T(t)+w_N(t)\right)}{\sqrt{P_T d_{T,N}^{-\alpha_{T,N}(\theta_{T,N})}|h_{T,N}|^2+B_{TN}N_0}}, \end{aligned} \tag{1}$$

其中， P_T 是地面基站的发射功率， w_N表示中继无人机输入端的白噪声。 $E[\cdot]$表示期望运算。根据式（2），接收器接收到的信号可表示为

$$\begin{aligned} Y_R(t) &= s_N(t)\sqrt{d_{N,R}^{-\alpha_{N,R}(\theta_{N,R})}}h_{N,R} \\ &+ \sum_{i\in\Phi_I}\sqrt{P_I^{(i)}d_{i,R}^{-\alpha_I^{(i)}\left(\theta_I^{(i)}\right)}}h_{I,R}^{(i)}s_I^{(i)}(t)+w_R(t) \end{aligned} \tag{2}$$

我们认为地空和空空通信链路经历视距传播，其视距概率为$P_{LOS,\ h}$, $h\in\{h_T,h_{T,N},h_{N,R},h_{I,R},h_{I,N}\}$，表示为 [16]

$$P_{LOS,h}=\frac{1}{1+f_1\exp\left(-f_2\left(\theta_h-f_1\right)\right)}, \tag{3}$$

其中， f_1 和 f_2 是由建筑密度和高度决定的环境相关参数。由于所有上述链路均存在视距路径，小尺度信道衰落增益 h 可假设服从莱斯模型，其概率密度函数为

$$f_h(h)=\frac{h}{\sigma_h^2}\exp\left(-\frac{h^2+\rho_h^2}{2\sigma_h^2}\right)I_0\left(\frac{h\rho_h}{\sigma_h^2}\right), h\geq 0, \tag{4}$$

其中， σ_h 和 ρ_h 分别表示视距分量和非视距分量的强度。 I_0(·)是第一类零阶修正贝塞尔函数。根据式（4），任意链路 $h\in\{h_{T,R},h_{T,N},h_{N,R},h_{I,R},h_{I,N}\}$的莱斯因子 K_h（分贝）可定义为 K_h（分贝） $=10\log_{10}(\frac{\rho_h^2}{2\sigma_h^2})$。需要指出的是，莱斯因子 K_h是载波频率、仰角 θ_h [9]等参数的函数。

我们将任意链路 $u\to v$上的瞬时信噪比定义为：该链路从发射器 u， $u\in\{T,N\}$ 到接收器 v， $v\in\{N,R\}$，经过已知干扰信道时的信噪比：

$$\lambda_{uv}=\frac{\left|\sqrt{P_u d_{u,v}^{-\alpha_{uv}(\theta_{uv})}}h_{u,v}\right|^2}{B_{uv}N_0}, \tag{5}$$

而$v, v\in\{N,R\}$ 来自 $u, u\in\{T,N\}$的目标接收信号与第 i 个干扰节点发出的干扰信号之间的功率比表示为

$$\gamma_{uv}^{(i)}=\frac{\left|\sqrt{P_u d_{u,v}^{-\alpha_{u,v}(\theta_{u,v})}}h_{u,v}\right|^2}{\left|\sum_{i\in\Phi_I}\sqrt{P_I^{(i)}d_{i,v}^{-\alpha_{I,v}^{(i)}\left(\theta_{I,v}^{(i)}\right)}}h_{I,v}^{(i)}\right|^2}. \tag{6}$$

(6)中的表达式足够通用，可视为信干比（SIR）。

对公式 (4) 中所述的衰落统计特性取平均，我们¯得到平均接收信噪比 λ_{uv} ，如公式 (7) 所示。$G^{s,t}_{m,n}[\cdot]$在公式 (7) 中表示 Meijer G 函数 [17]。推导步骤见附录 A。

III. 时延分析

我们希望在本研究中回答的关键且重要的问题是：在给定系统参数的情况下，地面到无人机通信链路的传输时延是多少？中继和无人机的最佳位置又在哪里，才能有效缩短传输时延？更准确地说，我们的目标是在保证所需可靠性水平 ϕ_e的同时，尽可能缩短无人机通信中发射器与接收器之间的消息传输时延，使其满足以下条件，

$$P_e\left(d_c, R_c\right) \leq \phi_e, \tag{8}$$

其中， $P_e\left(d_c,\ R_c\right)$ 表示长度为 d_c 、码率为 R_c 的码字的平均错误概率。信道码率R 是输入目标信号分布 f_T、输入干扰信号分布 f_I、 λ 和 γ 的函数。如果存在一个编码函数，能够将每条传输消息 S 映射为 s_T ，并且存在另一个解码函数，能够将每个接收信号 Y 及干扰信息映射为传输消息 S，使得当 N 趋于无穷大时，平均错误概率 $P_e(d_c,\ R_c) \triangleq P_r[S \neq \hat{S}] \rightarrow 0$，则信道码率 R_c 是可达的。随后，我们根据该信道的错误指数定义可靠性函数，如下所示： [18]

$$E\left(R_c\right) = -\lim_{d_c \rightarrow \infty} \sup \frac{\ln P_{e,\min}\left(d_c, R_c\right)}{d_c}, \tag{9}$$

其中，sup(·)表示上确界函数，$P_{e,\ \min}(d_c,\ R_c)$表示给定 d_c 和 R_c时所有$(d_c,\ R_c)$码的错误概率的下确界（即最大下界）。容易证明，式（3）所示的错误指数不超过球形打包指数

$$E\left(R_c\right) \geq \max_{\rho>0}\left\{E_0\left(\rho\right) - \rho R_c\right\}, \tag{10}$$

其中

$$E_0\left(\rho\right) = -\log \int_{-\infty}^{\infty} \left(\int \left(P\left(Y_R \left| s_T \right.\right)\right)^{\frac{1}{1+\rho}} dP\left(s_T\right) \right)^{1+\rho} dY_R \tag{11}$$

其中， $P(s_T)$表示输入 s_T 的累积分布函数，而 $P(Y_R \left| s_T \right.)$是给定输入 s_T时输出 Y 的概率密度（或质量）函数。 ρ 是一个参数， $0 \leq \rho \leq 1$，应选择使d_c 最小的值。利用 (7)、(8) 和 (10)，并应用恒等式 [19, eq. 11], ，为满足可靠性约束而引入信道的最小时延为

$$d_c \geq \frac{\rho B - \log \phi_e}{G^{1,2}_{2,2}\left[\bar{\lambda}_{uv} \left| \begin{matrix} 1,1 \\ 1,0 \end{matrix} \right.\right]}, \tag{12}$$

其中， B 表示长度为 d_c的码字中的信息比特。

我们将已知干扰影响下的上行地面到无人机信道容量定义为

$$\begin{gathered} C\left(\lambda, \gamma\right) = \sup_{f_T}\left[\inf_{f_I} R_c\left(f_T, f_I, \lambda, \gamma\right)\right] \\ \text{subject to } \mathbb{E}\left[s_I\right]^2 = 1, \mathbb{E}\left[s_T\right]^2 = 1 \end{gathered} \tag{13}$$

接下来，我们给出式（13）中定义的 $C(\lambda,\ \gamma)$的一个紧上界。

要以较低的错误概率正确解码所传输的消息 S ，条件熵 $H(S|Y_R,\ s_I)$必须接近于零 [20]。据此，并将 Fano 不等式 [21] 应用于信道熵的定义，可以容易地证明

$$d_c R_c\left(f_T, f_I, \lambda, \gamma\right) \leq I\left(S; Y_R, s_I\right) + d_c \zeta_{d_c}, \tag{14}$$

其中， ζ_N 为满足条件 $\lim_{d_c \rightarrow \infty} \zeta_{d_c} = 0$ 的错误检测参数。根据互信息的定义，并利用 S 和 s_I 相互独立这一事实，可将式（14）写为

$$d_c R_c\left(f_T, f_I, \lambda, \gamma\right) \leq H\left(Y_R \left| s_I \right.\right) - H\left(Y_R \left| S, s_I \right.\right) + \zeta_{d_c}, \tag{15}$$

其中， $H(Y_R \left| s_I \right.)$ 可解释为在给定 s_I 的条件下， Y 的不确定性。 $H(Y_R \left| S, s_I \right.)$ 表示通过观测 s_I，在给定 s_I 的条件下， Y 不确定性的减少量。将 $H(Y_R \left| s_I \right.)$ 和 $H(Y \left| S, s_I \right.)$ 的表达式代入公式 (15)，即可推导出空对地信道容量的紧致上界，如公式 (16) 所示。公式 (16) 求和项中的 N_p 表示数据包长度。 T_c 表示假设信道保持恒定的符号块。公式 (16) 的详细推导步骤见附录 A。

我们需要指出，由于假设基站无法获取信道状态信息，信道在单个传输时隙内是随机的，并且考虑到式（13）中定义的容量，现在无论链路距离和传输功率如何， $C(\lambda,\ \gamma) = 0$ 都可能以非零概率发生。因此，功率分配方法可能并非上行链路地面到无人机网络的最优方案。此外，现在无法保证在 $\phi_e = 0$和 $C(\lambda,\ \gamma) > 0$的情况下成功进行信息传输。

接下来，在给定最大允许时延 $d_{c,\ \max}$以及接收器 v 处的可靠性约束 ϕ_e 的情况下，我们求得节点 u所需的最小发射功率 $P_{u,\ \min}$ 。根据式 (2)、(10) 和 (11)，可以直接推导出满足可靠性约束和最大时延阈值时发射功率需求的紧上界，如式 (17) 所示。

IV. 结果与分析

仿真参数汇总于表 II。我们考虑一个慢衰落信道，其中实际信道增益假设为恒定，但在单个传输间隔内是随机的。除非另有说明，干扰源

$$\bar{\lambda}_{uv} = \frac{\sqrt{P_u d_{u,v}^{-\alpha_{u,v}(\theta_{u,v})}}\left(-2\pi\sigma_{h_{u,v}}^2\right)}{B_{uv}N_0} \exp\left(-\frac{\rho_{h_{u,v}}^2}{2\sigma_{h_{u,v}}^2}\right) G_{3,4}^{2,1}\left[\frac{2\rho_{h_{u,v}}^2}{\sigma_{h_{u,v}}^2}\middle|\begin{matrix}-2,-1,\frac{1}{2}\\0,-2,0,\frac{1}{2}\end{matrix}\right]. \tag{7}$$

$$R_{c,uv} \le \frac{(T_c-1)}{T_c}\log\left(1+\frac{P_u d_{u,v}^{-\alpha_{u,v}(\theta_{u,v})}\left\|h_{u,v}\right\|^2}{B_{uv}N_0}\right) + \frac{1}{N_p}\sum_{j=1}^{N_p/T_c} \underset{s_{I,j}}{E}\left[\log\left(1+\frac{P_u d_{u,v}^{-\alpha_{u,v}(\theta_{u,v})}\left\|h_{u,v}\right\|^2}{\sum\limits_{i\in\Phi_I} P_I^{(i)} d_i^{-\alpha_{I,v}^{(i)}\left(\theta_{I,v}^{(i)}\right)}\left\|h_{I,v}^{(i)}\right\|^2\left\|s_{I,j}^{(i)}\right\|^2 + B_{uv}N_0}\right)\right] + \zeta_{d_c}. \tag{16}$$

$$P_{u,\min} \ge \left\{(1+\rho)\exp\left(\frac{\rho B-\log\phi_e}{d_{c,\max}}\right)\left(\left|\sum_{i\in\Phi_I}\sqrt{P_I^{(i)} d_{I,v}^{-\alpha_{I,v}^{(i)}\left(\theta_{I,v}^{(i)}\right)}}\,h_{I,v}^{(i)}\right|^2 + B_{uv}N_0\right) - 1\right\}\frac{1}{d_{u,v}^{-\alpha_{u,v}(\theta_{u,v})}\left\|h_{u,v}\right\|^2}. \tag{17}$$

$$\bar{\lambda}_{u,v} = \frac{\sqrt{P_x d_{u,v}^{-\alpha_{u,v}(\theta_{u,v})}}}{B_{uv}N_0}\left(\frac{\pi}{\sigma_{h_{u,v}}^2}\right)\exp\left(-\frac{\rho_{h_{u,v}}^2}{2\sigma_{h_{u,v}}^2}\right)\left\{\int_0^\infty\left\{\underbrace{h_{u,v}^3 G_{1,3}^{1,0}\left[h_{u,v}^2\frac{\rho_{h_{u,v}}^2}{\sigma_{h_{u,v}}^2}\middle|\begin{matrix}\frac{1}{2}\\0,0,\frac{1}{2}\end{matrix}\right]}_{\text{Term I}} - \underbrace{h_{u,v}^3 G_{1,2}^{1,1}\left[\frac{h_{u,v}^2}{2\sigma_{h_{u,v}}^2}\middle|\begin{matrix}1\\1,0\end{matrix}\right] G_{1,3}^{1,0}\left[h_{xy}^2\frac{\rho_{h_{u,v}}^2}{\sigma_{h_{u,v}}^2}\middle|\begin{matrix}\frac{1}{2}\\0,0,\frac{1}{2}\end{matrix}\right]}_{\text{Term II}}\right\}dh_{u,v}\right\}. \tag{18}$$

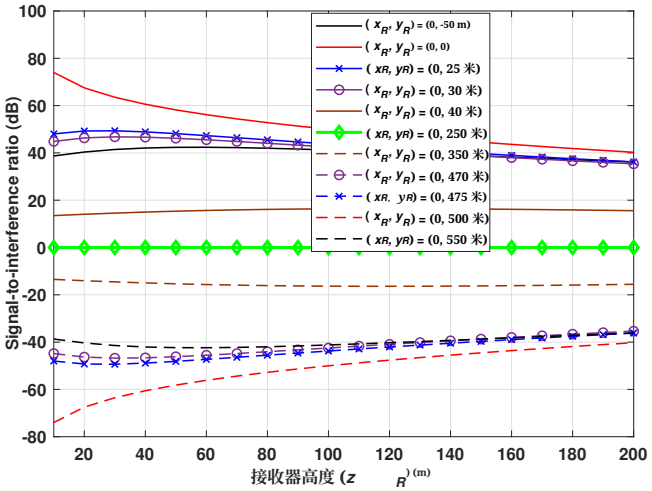


图 2：沿发射器与干扰源连线方向，不同 y_R 下信干比随接收机高度的变化。

表 II：系统参数

参数	值
数据包大小	32 字节
地空链路的莱斯因子	5 ∼ 12 分贝
空空链路的莱斯因子	10 ∼ 12 分贝
噪声功率谱密度 N_0 [9]	−174 分贝/赫兹
视距（非视距）阴影衰落标准差	4（6）分贝
模型参数 f_1 [22]	12.08
模型参数 f_2 [22]	0.11
载波频率 f_c	2 GHz

坐标设为 (0，500，0)。为获得令人满意的统计平均值，对于每组链路配置参数，生成 1000 组正态分布的独立随机变量实现。随后，对 1000 次实现的结果取平均，得到时延。为简洁起见，我们假设只有一个干扰节点。为简单起见，我们考虑以下三种情况来描述链路几何结构。

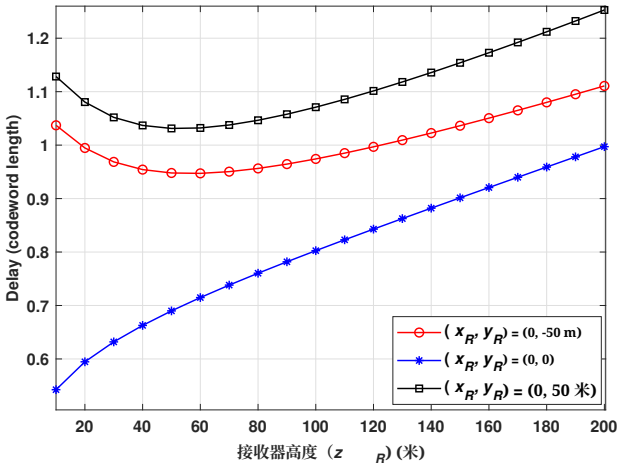
- **情况 I：** 它考虑了一种接收器位于发射器附近区域上方的场景
- **情况 II：** 该情况考虑接收器位于上方、靠近连接发射器与接收器的连线中点区域的场景。
- **情况 III：** 该情况考虑接收器位于干扰节点附近上方区域的场景。

图 2 显示了在连接基站与干扰源的直线上，不同位置处信干比随接收机高度（z_R）的变化。对于情况 I，随着 z_R 增大，目标信号变弱，因此干扰相对增强。相反，对于情况 III，增大 z_R 会减弱干扰，从而使目标信号相对增强，信干比也随之提高。然而，情况 II 的信干比几乎保持不变，这可归因于随着 z_R 增大，目标信号和干扰信号均按相同比例减弱。

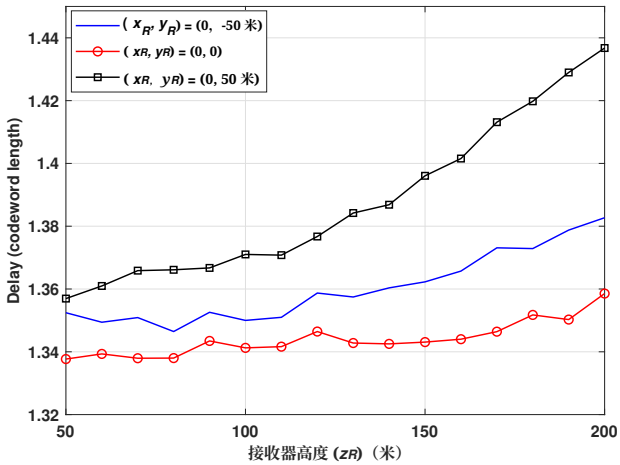
在图 3a、3b 和 3c 中，我们展示了接收机高度 z_R 变化时的时延结果，涵盖几种信道条件，即干扰受限信道，以及当 $\lambda = 30$ 分贝和 $\lambda = 0$ 分贝时的情况。在图 3a 中，正如预期的那样，我们可以观察到，对于干扰受限信道，当接收器位于发射器上方时，时延是接收机高度的增函数。相反，当接收器沿着连接发射器与干扰源的直线向任一方向移动时，时延随接收机高度变化呈现非单调行为。事实上，对于给定的链路配置以及地面基站和干扰源的位置，时延会先随着高度增加而降低，直到达到最优高度，之后再随高度增加而增大。这种近似单调行为可归因于：接收机高度超过最优高度后，会导致更高的干扰和路径损耗。与干扰受限信道相比，干扰加噪声信道呈现出略有不同的趋势。例如，在图 3b 中，当 $\lambda = 30$ 分贝时，无论 x_R 和 y_R如何，时延都会随 z_R增加；然而，在图 3c 中，当 λ 非常低时，三条曲线无法区分。这表明在此情况下噪声是主导因素。

图 4 展示了不同信道条件下，直达链路的端到端时延曲线随接收器高度的变化关系。
情况 II 的条件。图 4a 和 4b 中的不同曲线展示了沿着连接发射器与干扰源的直线中点移动接收器所产生的影响。根据结果，可以得出一些重要结论。

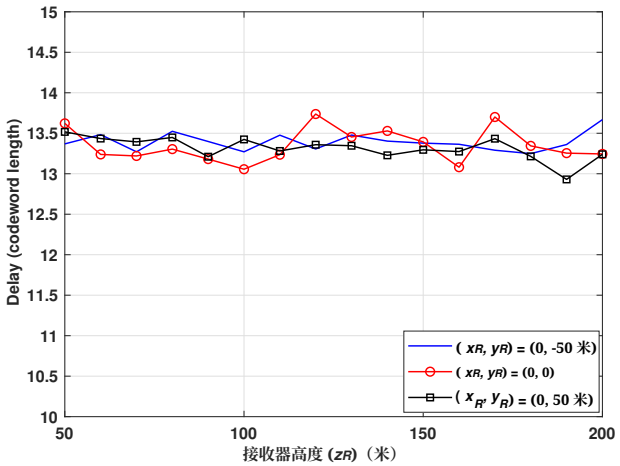
- 如果无人机位于中点附近，使得 $d_{T,\ N} > d_{i,\ R}$，时延会随着高度增加而先快速增大，随后随着无人机高度进一步增加而逐渐减小。这种单调变化可归因于：高度增加初期，接收信号功率的相对下降速度高于干扰，因此成功接收的数据包数量减少。然而，在高度较大时，干扰信号的影响也会减弱，从而使时延逐渐降低。



(a) 干扰受限信道。

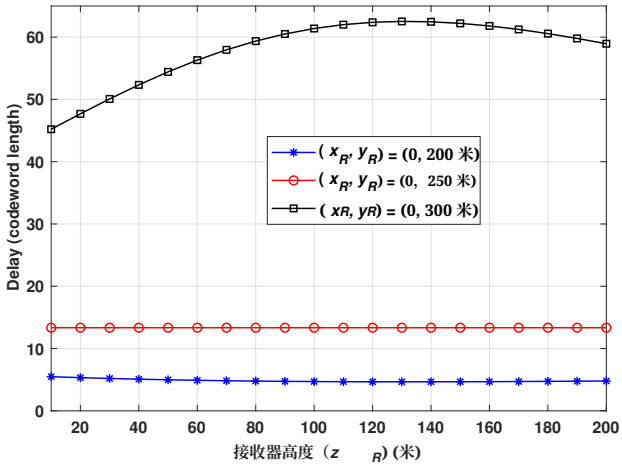


(b) 端到端接收信噪功率比为 $\lambda = 30$ 分贝的干扰信道。

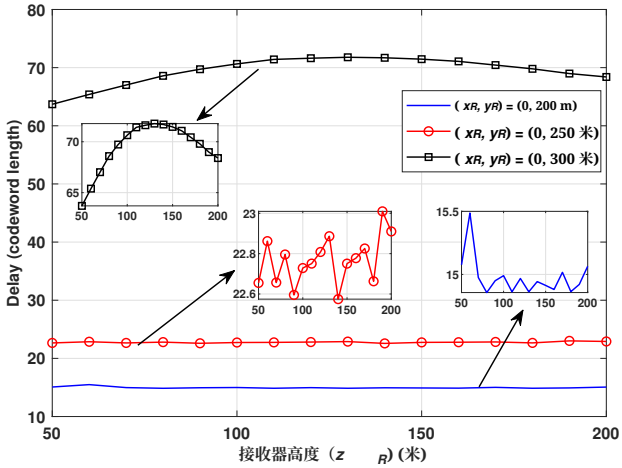


(c) 端到端接收信噪功率比为 $\lambda = 0$ 分贝的干扰信道。

图 3：不同信道条件（情况 I）下时延分布随接收器高度的变化。

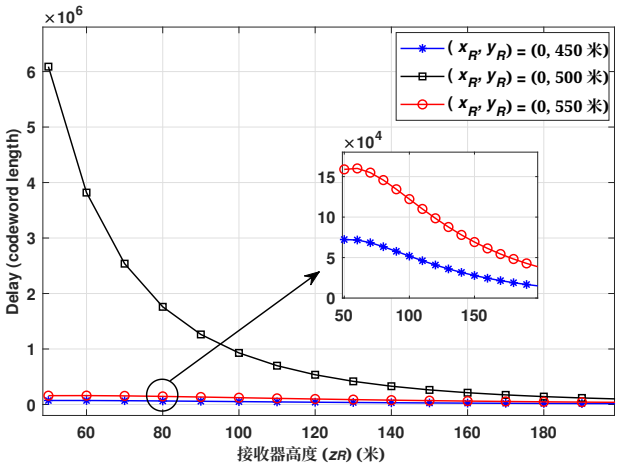


(a) 干扰受限信道。

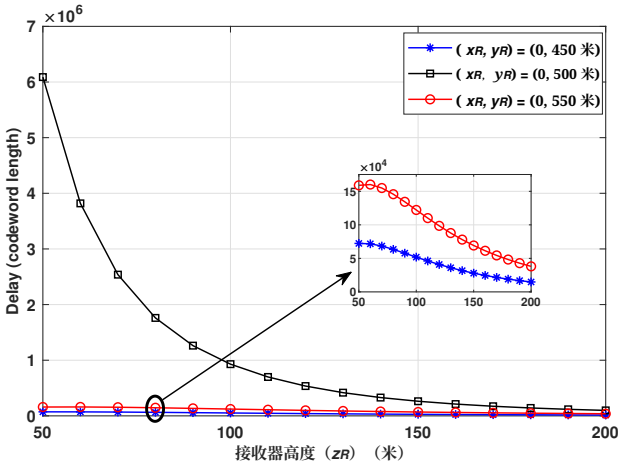


（b）端到端接收信噪功率比为 $\lambda = 0$ 分贝的干扰信道。

图4：情况 II 下，不同信道条件中的时延分布随接收器高度的变化。



（a）干扰受限信道。



（b）端到端接收信噪功率比为 $\lambda = 0$ 分贝的干扰信道。

图 5：不同信道条件下时延分布随接收器高度的变化（情况 III）。

- 有趣的是，与上述观点相反，如果无人机位于中点附近，使得 $d_{T,N} \leq d_{i,R}$，则增加高度不会使时延发生显著变化。

图5展示了情况 III 下，不同信道类型中时延性能随接收器高度的变化。结果揭示了时延特性的一些重要规律：当接收器位于干扰节点附近区域时，性能主要受干扰支配。有趣的是，可以看到，在所有信道条件下，所有曲线的时延都随接收器高度增加而降低。此时的时延值虽然有限，但非常高。时延较高是由于干扰增强，降低了传输成功概率。此外，值得注意的是，无论信道条件如何，性能主要受干扰支配，而非高斯噪声。

给定接收器和干扰源的位置，地面到无人机通信系统在不同 λ 取值下必须经历的最小时延如图6所示。在获得

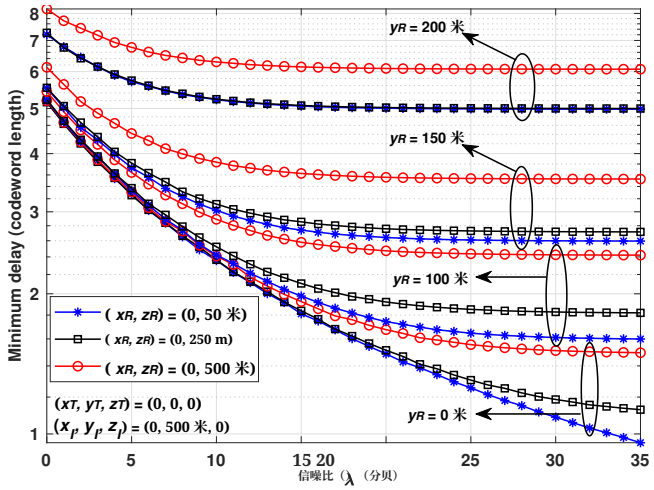


图6：不同接收机位置下最小延迟与接收信噪比的关系。

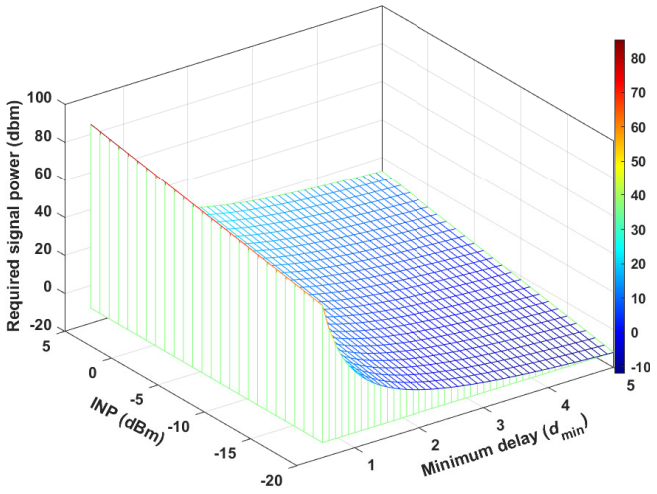


图 7：相对于中继节点位置的时延分布。

这些曲线时，干扰功率保持在30 dBm，而可靠性约束设为 10^{-4}。可以得出以下重要观察结果。

- 可以看出，只有当无人机位于发射器上方附近区域时，增加信号功率对降低传输时延的影响才占主导地位。然而，需要注意的是，时延相对于 λ 变化的负变化率在 λ取较大值时趋近于零。此外，还需注意，当无人机逐渐远离发射器并接近干扰源所在区域时，即使 λ取较小值，速率 $\frac{dd_{c,\text{最小值}}}{d\lambda} \to 0$ 也会趋近于。这表明，增大 λ 在降低传输时延方面带来的收益微乎其微，尽管这可能显著提升中断性能。

- 当 λ 值较低时，增加无人机的高度不一定会影响时延性能。然而，随着 λ 增加，时延性能会随着高度的增加而下降。

给定能够满足可靠性约束的系统时延允许范围，图 7 展示了不同噪声与干扰功率比（NIP）下基站所需的最小传输功率。为获得这些结果，我们将接收器和干扰源的位置分别固定在 (0，250，250) 和 (0，500，0)。可靠性约束设为 $P_e \leq \phi_e = 10^{-4}$。所得结果的主要观察如下：

- 给定可靠性约束和固定的 NIP 值，允许的传输时延与相应的发射功率需求之间呈非线性关系。如图所示，放宽允许的传输时延后，所需发射功率会从初始值大幅降低。然而，进一步放宽时延要求后，所需发射功率的降幅逐渐减小。这一现象验证了我们的观点：将信号功率提高到一定限度以上，未必是解决时延最小化问题的最优方案。

- 鉴于时延要求和可靠性约束，所需信号功率随着 NIP 的增加而增大。值得注意的是，无论时延要求如何变化，所需发射功率相对于 NIP 变化的变化率始终保持恒定。

图 8 展示了不同中继节点位置下，时延分布随接收机高度的变化情况。接收器的 x_R 和 y_R 坐标固定为 (0,250)，且位于连接发射器与干扰源的直线的中点位置。中继无人机的放大增益设置为 -3 分贝。然而，假设中继器输入端不存在噪声。对于中继辅助网络，可以看出，时延最初随高度增加而增大，随后逐渐减小。当中继节点位于连接发射器与接收器的直线的另一侧时，这一现象更加显著。此外，可以看出，随着中继节点逐渐靠近发射器与接收器之间的区域，时延性能得到改善。然而，需要注意的是，当中继节点逐渐靠近接收器时，尽管时延可能更低，但随着接收机高度的增加，时延也会随之增大。此外，对于直达链路，随着接收机高度的增加，时延性能不会受到影响。直观而言，这种行为可以归因于以下事实：如果无人机位于基站与干扰源之间的中间区域附近，那么改变无人机高度会以相同的方式改变来自发射器和干扰源的信号强度。在获得图 8a、8b 和 8c 所示的结果时，有几点需要特别注意。

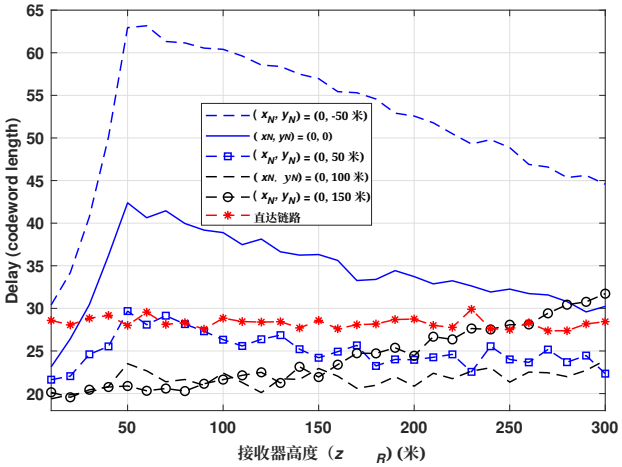
- 对于中继辅助网络，我们假设基站与接收无人机之间不存在直达路径。因此，在本案例中，中继无人机主要用于补偿地面基站与接收无人机之间由路径损耗和衰落导致的信道衰减。因此，在这种情况下无法获得额外的分集。

- 中继无人机采用放大转发中继协议。因此，与传统的解码转发协议相比，这些结果将作为下界。

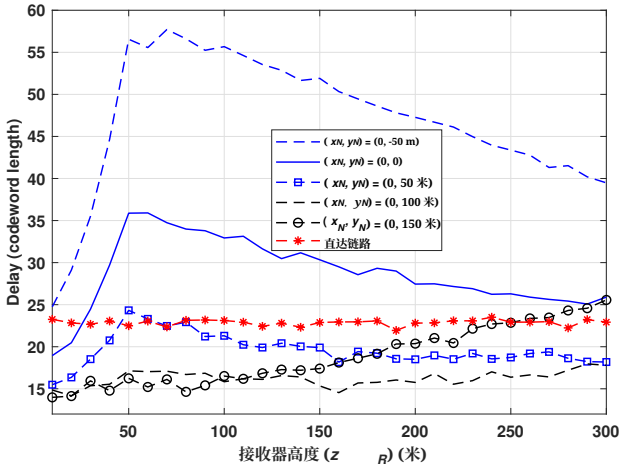
图9所示结果是在与图8相同的条件下获得的，但假设中继节点的输入端存在高斯噪声，并考虑了噪声放大。

在图10中，展示了中继节点位置与接收机高度的联合优化，旨在最小化时延。在获得图10中的结果时，端到端接收平均信噪功率比设为-2 分贝，而中继节点的放大增益设为 -3 分贝。中继节点位置索引 $\{1,2,3,4,5\}$ 分别对应位置坐标 (0, -50,50)、(0,00,50)、(0, 50, 50)、(0, 100, 50)、(0, 150,50)。 x_R和 y_R设为0和250。

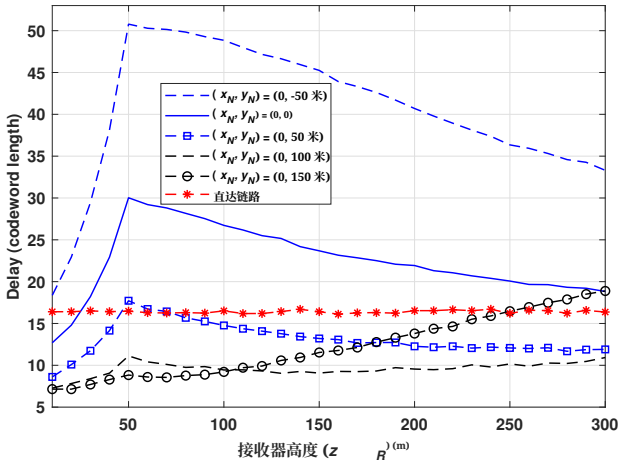
图11展示了中继节点位置对时延最小化的影响。有趣的是，正如图11所示，由于时延分布呈吊床状，因此只有一个全局最小值，而与该全局最小值对应的最优中继节点位置很容易



(a) 接收信噪功率比 $\lambda = -2$ 分贝。

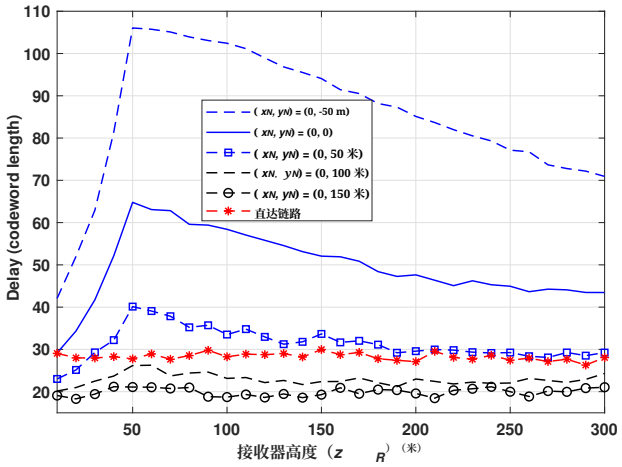


(b) 接收信噪功率比 $\lambda = 0$ 分贝。

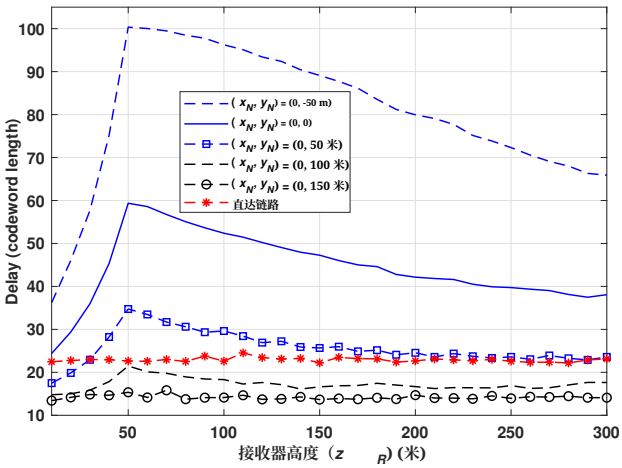


(c) 接收信噪功率比 $\lambda = 5$ 分贝。

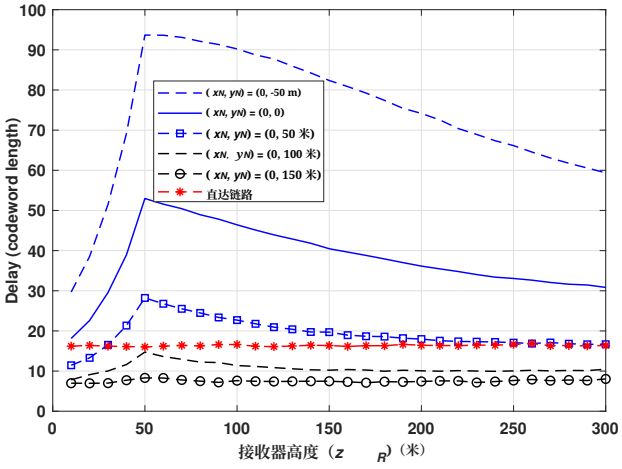
图8：不同接收器高度下，相对于中继节点位置的时延分布（中继节点处无噪声放大）。



(a) 接收信噪功率比 $\lambda = 5$ 分贝。



(b) 接收信噪功率比 $\lambda = 5$ 分贝。



(c) 接收信噪功率比 $\lambda = 5$ 分贝。

图9：在中继节点进行噪声放大时，不同接收器高度下相对于中继节点位置的时延分布。

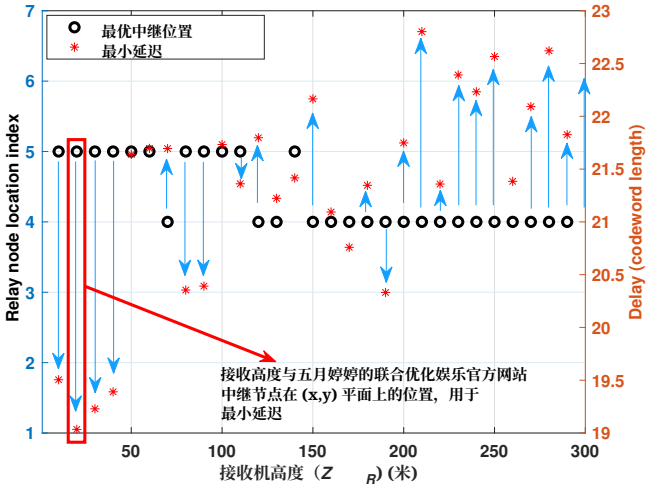


图10：最小延迟下的最优链路配置。

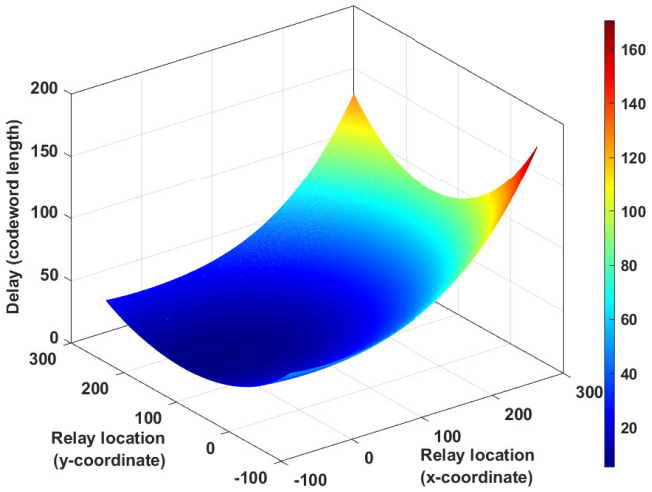


图11：相对于中继节点位置的时延分布。

可通过凸优化获得。回顾图11中的结果，我们的双跳放大转发方案并未利用基站到无人机的直达链路，在接收器处进行信号的相干合并。在此分析中忽略直达链路，可得到干扰加噪声地空信道上可实现时延的上界。

V. 结论

在本研究中，我们提出了一个信息论框架，用于研究地空一体化网络的时延性能。利用 Fano 不等式，我们推导出了地空一体化网络信道容量的紧上界。针对点对点地空通信，我们基于无人机的位置信息，进一步得到了满足可靠性约束和最大时延阈值时发射功率需求的紧下界。有趣的是，研究表明，尽管点对点直达链路结构简单，但只要中继位置设置得当，基于放大转发中继的链路时延可能更低。我们的结果表明，增加发射功率未必始终是时延最小化问题的最优解，尽管这可能显著改善中断性能。本研究的一种可能拓展方向是研究地面到多中继无人机网络，这类网络能够以更高的系统复杂度为代价，提供更高的可靠性。

附录 (7) 的证明

利用 (4) 和 (5)，并应用恒等式 [23,eq. 03.02.26.0006.01] 和 [23, eq. 01.03.26.0007.01], , 链路 $u \to v$ 的平均接收信噪比可表示为 (18) 所示。

应用恒等式 [23, eq. 07.34.21.0009.01], , 并利用伽马函数在负整数处有单极点这一事实，可以很容易地证明，无论 $\sigma^2_{h_{u,v}}$ 和 $\rho^2_{h_{u,v}}$取何值，(18) 中项 I 的积分都必然趋于零。需要指出的是，伽马函数是一种亚纯函数，在负整数处有单极点 [24]。最后，应用恒等式 [23, eq. 07.34.21.0011.01], , 项 II 中所示的积分可计算为如下闭式 $2\left(-\sigma^4_{h_{u,v}}\right) G^{2,1\,3,4}_{2\rho^2_{h_u},\sigma^2_{h_u},v}\left[\begin{matrix} , & -1\ \frac{1}{2},,,, \\ - & 0\ -2\ 0 \end{matrix}\middle| \begin{matrix} \\ \\ \frac{1}{2} \end{matrix}\right]$。将 (18) 中项 I 和项 II 对应的等价闭式表达式代入，即可得到 (7) 所示的平均接收信噪比表达式。

附录（16）的证明

应用链式法则，并利用条件化会降低熵这一事实， $H(Y_R|s_I)$可以直接表示为

$$H(Y_R|s_I) \le \sum_{j=1}^{N_p/T_c} \left\{ \max_{\mathrm{trace}\left[\mathbb{E}\left[s_{T,j}, s^*_{T,j}\right]\right] \le T} \mathbb{E}_{s_{I,j}} \left[\log(\pi e)^T \times \det\left[P_T d^{-\alpha_{T,R}(\theta_{T,R})}_{T,R} h_{T,R} \mathbb{E}\left[s_{T,j}, s^*_{T,j}\right] + \sum_{i\in\Phi_I} P^{(i)}_I d^{-\alpha^{(i)}_{I,R}\left(\theta^{(i)}_{I,R}\right)}_{i,R} \left[s^{(i)}_{I,j} \left(s^{(i)}_{I,j}\right)^* \right] + B_{TR} N_0 I \right] \right] \right\} \tag{19}$$

其中， I 是单位矩阵。下标 j 表示块索引。由此可知，N_p/T_c 应为正整数。采用与 [25], 中所示类似的方法，并经过一些简单的数学运算，可以将（19）写成（20）所示的形式。

利用熵的链式法则， $H(Y|S,\ s_I)$ 可直接表示为式（21）所示的形式。应用马尔可夫链后，式（21）中的表达式可化简为式（22）所示的形式。

$$H(Y|S, s_I) = N_p \log(\pi e) + \frac{N_p(T_c-1)}{T_c} \log(B_{TR} N_0) + \sum_{j=1}^{N_p/T_c} \mathbb{E}_{s_{I,j}} \log\left(\sum_{i\in\Phi_I} P^{(i)}_I d^{-\alpha^{(i)}_{I,R}\left(\theta^{(i)}_{I,R}\right)}_{I,R} \left\| s^{(i)}_{I,j} \right\|^2 + w_R \right) \tag{22}$$

$$
\begin{aligned}
H\left(Y_R\left|s_I\right.\right) \leq & N_p \log(\pi e)+\frac{N_p\left(T_c-1\right)}{T_c} \log\left(P_T d_{T, R}^{-\alpha_{T, R}\left(\theta_{T, R}\right)}+B_{T R} N_0\right) \\
& +\sum_{j=1}^{N_p / T_c} \underset{s_{I, j}}{E}\left[\log\left(P_T d_{T, R}^{-\alpha_{T, R}\left(\theta_{T, R}\right)}+\sum_{i \in \Phi_I} P_I^{(i)} d_{i, R}^{-\alpha_{I, R}^{(i)}\left(\theta_{I, R}^{(i)}\right)}\left\|s_{I, j}^{(i)}\right\|^2+B_{T R} N_0\right)\right] .
\end{aligned} \tag{20}
$$

$$
\begin{aligned}
H\left(Y_R\left|S, s_I\right.\right) & =\sum_{j=1}^{N_p / T_c} H\left(y_j\left|y_1, \cdots, y_{j-1}, S, s_I\right.\right) \\
& =\sum_{j=1}^{N_p / T_c} H\left(\sum_{i \in \Phi_I} \sqrt{P_I^{(i)} d_{I, R}^{-\alpha_{I, R}^{(i)}\left(\theta_{I, R}^{(i)}\right)}} h_{I, j}^{(i)} s_{I, j}^{(i)}+w_R \middle| y_1, \cdots, y_{j-1}, S, s_T, s_I\right) .
\end{aligned} \tag{21}
$$

将式（20）和式（22）代入式（10），并进行简单的数学运算，可得到式（16）。

参考文献

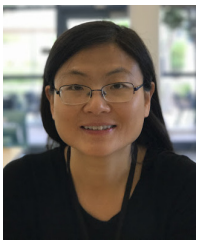
[1] Ma Zheng, Xiao Ming, Xiao Yue, Pang Zhibo, Poor H Vincent, and Vucetic Branka, "面向物联网的高可靠、低时延无线通信：挑战、基础与赋能技术，" IEEE 物联网学报，6（5），（2019）7946–7970. [2] Popovski Petar, Stefanovi´c Cedomir, Nielsen Jimmy J, De Carvalho Elisabeth, Angjelichinoski Marko, Trillingsgaard Kasper F, and Bana Alexandru-Sabin, "超可靠低时延通信（URLLC）中的无线接入，" IEEE 通信汇刊，67（8），（2019）5783–5801.[3] Shirvanimoghaddam Mahyar, Mohammadi Mohammad Sadegh, Abbas Rana, Minja Aleksandar, Yue Chentao, Matuz Balazs, Han Guojun, Lin Zihuai, Liu Wanchun, and Li Yonghui, "面向超可靠低时延通信的短码长编码，" IEEE 通信杂志，57（2），（2018）130–137. [4] Muruganathan Siva D, Lin Xingqin, M¨a¨att¨anen Helka-Liina, Sedin Jonas, Zou Zhenhua, Hapsari Wuri A, and Yasukawa Shinpei, "3GPP Release 15 关于增强 LTE 对联网无人机支持的研究概述，" IEEE 通信标准杂志，5（4），（2021）140–146. [5] Zeng Yong, Lyu Jiangbin, and Zhang Rui, "蜂窝网络连接无人机：潜力、挑战与前景技术，" IEEE 无线通信，26（1），（2018）120–127.[6] Lin Xingqin, Yajnanarayana Vijaya, Muruganathan Siva D, Gao Shiwei, Asplund Henrik, Maattanen Helka-Liina, Bergstrom Mattias, Euler Sebastian, and Wang Y-P Eric, "天空并非极限：用于无人机的 LTE，" IEEE 通信杂志，56（4），（2018）204–210.[7] Tran Dinh-Hieu, Nguyen Van-Dinh, Chatzinotas Symeon, Vu Thang X, and Ottersten Bj¨orn, "物联网网络中无人机中继辅助的紧急通信：资源分配与轨迹优化，" IEEE 无线通信汇刊，21（3），（2021）1621–1637.[8] Hosseinalipour Seyyedali, Rahmati Ali, and Dai Huaiyu, "双跳和多跳无人机中继网络中的干扰规避位置规划，" IEEE 无线通信汇刊，19（11），（2020）7033–7048.[9] Salehi Fateme, Ozger Mustafa, Neda Naaser, and Cavdar Cicek, "通过多重连接实现航空器的超可靠低时延通信，" IEEE 2022年欧洲网络与通信联合会议暨第六届 6G 峰会（EuCNC/6G Summit），（2022）166–171. [10] Ladosz Pawel, Oh Hyondong, and Chen Wen-Hua, "城市环境中通信中继无人机的最佳部署位置，" IEEE 2016年国际无人机系统会议（ICUAS），（2016）1140–1147.[11] Faqir Omar J, Nie Yuanbo, Kerrigan Eric C, and G¨und¨uz Deniz, "利用预测控制实现移动空中中继辅助网络中的节能通信，" Elsevier IFAC-PapersOnLine，51（20），（2018）197–202.[12] Zeng Yong, Zhang Rui, and Lim Teng Joon, "无人机赋能移动中继系统的吞吐量最大化，" IEEE 通信汇刊，64（12），（2016）4983–4996.

[13] Ono Fumie、Ochiai Hideki 和 Miura Ryu，《基于无人机系统并进行速率优化的无线中继网络》，*IEEE* 无线通信汇刊，**15** (11)，(2016) 7699–7708。[14] Rahmati Ali、Yapici Yavuz、Rupasinghe Nadisanka、Guvenc Ismail、Dai Huaiyu 和 Bhuyan Arupjyoti，《蜂窝连接毫米波无人机网络中速率分割多址和非正交多址的能效》，*IEEE 2019 IEEE* 国际通信大会研讨会（*ICC Workshops*），(2019) 1–6。[15] Wang Ying、Gorski Adam 和 da Silva Aloizio Pereira，《数据驱动的移动 5G 测试平台的开发：实验研究平台》，*2021 IEEE* 地中海国际通信与网络会议（*MeditCom*），(2021) 324–329。[16] P 系列，《工作频率范围为 3 至 60 GHz 的地面宽带无线接入系统设计所需的传播数据和预测方法》，*ITU-R* 建议书，(2013) 1410–1415。[17] Gradshteyn Izrail Solomonovich 和 Ryzhik Iosif Moiseevich，《积分、级数与乘积表》，学术出版社，(2014)。[18] Gallager Robert G，《信息论与可靠通信》，施普林格，**588** (1968)。[19] Adamchik Victor S 和 Marichev OI，《超几何型函数积分的计算算法及其在 REDUCE 系统中的实现》，符号与代数计算国际研讨会论文集，**588** (1990) 212–224。[20] Tse David 和 Viswanath Pramod，《无线通信基础》，剑桥大学出版社，(2005)。[21] Scarlett Jonathan 和 Cevher Volkan，《Fano 不等式及其在统计估计中的应用入门指南》，*arXiv* 预印本 *arXiv:1901.00555*，(2019)。[22] Kim Minsu 和 Lee Jemin，《存在干扰时无人机通信的中断概率》，*2018 IEEE* 全球通信大会（*GLOBECOM*），(2018) 1–6。[23]《Wolfram 函数网站 Wolfram Research, Inc.》，http://functions. wolfram.com。[24] Thukral Ashwani K，《实负数与虚数的阶乘——一种新视角》，*SpringerPlus*，**3** (1)，(2014) 1–13。[25] Zhang Shengli、Liew Soung Chang 和 Chen Jinyuan，《已知干扰信道的容量》，*IEEE* 通信领域精选期刊，**33** (6)，(2015) 1241–1252。



Sudhanshu Arya （IEEE 会员）是美国新泽西州史蒂文斯理工学院系统与企业学院的研究人员。他于 2017 年获得印度鲁尔克拉国立理工学院通信与网络工学硕士学位，并于 2022 年获得韩国釜庆国立大学博士学位。他曾在釜庆国立大学人工智能融合系担任研究助理。他的研究兴趣包括无线通信和数字信号

处理，重点研究自由空间光通信、光散射通信、光谱感知、计算博弈论和人工智能。他荣获 ICGHIT 2018 最佳论文奖，并于 2020年 获得釜庆国立大学颁发的早期职业研究者奖。



Ying Wang （IEEE 会员）获得北京邮电大学信息工程工学学士学位、辛辛那提大学电气工程理学硕士学位，以及弗吉尼亚理工学院暨州立大学电气工程博士学位。她是史蒂文斯理工学院系统与企业学院的副教授。她的研究领域包括网络安全、无线人工智能、边缘计算、健康信息学和软件工程。