基于流体天线系统的无人机赋能的短分组通信

Xusheng Zhu*、Kai-Kit Wong*†、Hanjiang Hong*、Han Xiao‡、Hao Xu§、Tuo Wu¶和Chan-Byoung Chae†
*伦敦大学学院电子与电气工程系，英国伦敦
†延世大学延世前沿实验室及综合技术学院，韩国首尔
‡西安交通大学信息与通信工程学院，中国西安。§东南大学国家移动通信重点实验室，中国南京
¶香港城市大学电子工程系，香港

arXiv:2602.06206v1 [cs.IT] 5 Feb 2026

摘要—本文构建了一个用于分析无人机赋能的短分组通信的框架，该框架利用流体天线系统（FAS）辅助中继网络。系统工作于短分组区间，并聚焦具有挑战性的城市环境；我们通过基于特征值的可处理方法对空间相关的Nakagami-m 衰落链路进行建模，从而推导出误块率（BLER）的新颖闭式表达式。本文还给出了高信噪比（SNR）渐近分析，揭示了系统的基本分集阶数。在此分析基础上，我们提出了一个新颖的能量效率（EE）最大化问题；与理想化模型不同，该问题独特地计入了FAS端口选择不可忽略的时间和能量开销。我们提出了一种高效的分层算法，以联合优化关键系统参数。数值结果验证了上述分析，表明尽管FAS能够提供显著的功率增益，但运行开销会形成关键权衡。这一权衡决定了最优的FAS端口数量以及非平凡的最优无人机部署高度，而该高度由遮挡与路径损耗之间的平衡所支配。本工作为FAS辅助的无人机通信提供了关键见解。

索引词—流体天线系统（FAS）、无人机、有限码长、能量效率、Nakagami-*m*衰落、城市场景。

I. 引言

向第六代（6G）无线网络演进的动力，源于支持关键任务服务所需的超可靠低时延通信（URLLC）的迫切要求 [1]。为满足严格的时延要求，URLLC 依赖短包通信，在短码长场景下运行 [2]。因此，经典的香农容量定理已不再适用，因为此时的性能取决于编码率、码长与不可忽略的错误概率之间的权衡 [3]。与此同时，无人机已成为提升 6G 可靠性和覆盖范围的关键技术 [4]。然而，如何在严格的尺寸、重量和功耗（SWaP）限制下，为地面用户提供可靠链路仍是一项主要挑战；在这种情况下，利用传统多天线技术实现空间分集往往并不实际 [5]。

本研究部分得到了英国工程与自然科学研究委员会资助（项目编号 EP/W026813/1）；部分得到了国家自然科学基金项目（编号 624B2094）的资助；部分得到了上海交通大学优秀博士毕业生发展奖学金的资助。

为此，流体天线系统（FAS）应运而生，成为一种变革性范式，能够在紧凑的外形中利用空间分集 [6]。与传统的固定位置天线（FPA）相比，FAS 通过在指定区域内重新配置天线位置，利用单条射频（RF）链实现空间分集。开创性研究 [7] 奠定了其理论基础。后续研究拓展了其在多个领域的应用，包括物理层安全 [8]、多址方案 [9], 和海量连接 [10]。因此，已有一系列研究开始探索 FAS 与无人机的集成，研究其在各种网络架构及干扰管理中的应用 [11]–[13]。

尽管取得了这些进展，FAS在超可靠低时延通信赋能的无人机任务中的应用仍处于起步阶段。此前有关FAS-无人机的研究 [11]–[13] 的一个关键局限是依赖无限码长假设，采用遍历容量等经典指标，而这些指标与超可靠低时延通信的短分组特性存在根本性偏差。在此背景下，本文的研究动机源于以下几个关键研究空白：1）缺乏针对短分组理论下FAS无人机系统的统一分析框架；2）过度依赖简化的信道模型；3）普遍忽视实际的FAS运行开销，而这些开销对于时延敏感且功率受限的无人机而言不容忽视。为解决这些局限，本文针对部署于城市场景中的FAS赋能的无人机中继系统，建立了一个用于联合分析与优化的整体框架。本文的主要贡献如下：

- 我们推导出适用于 FAS-无人机系统在有限码长（FBL）区制下的新型块错误率（BLER）闭式表达式，并使用一种易于处理的基于特征值的模型来刻画城市场景中的相关 Nakagami-m 衰落。
- 我们推导出高信噪比（SNR）下的渐近块错误率（BLER）表达式，量化系统的分集阶数，并证明存在首跳瓶颈误差平台。
- 我们构建了一个新颖的能量效率（EE）最大化问题，将 FAS 端口选择实际产生的时间和能量开销纳入考量，并提出了一种高效的

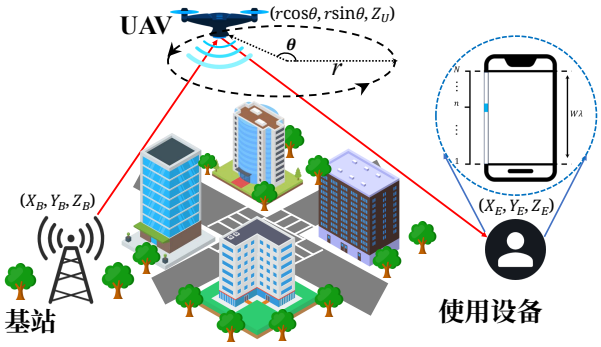


图 1. 系统模型。

分层算法来求解由此产生的非凸混合整数问题。

- 我们揭示了关键设计见解，包括存在最优的有限FAS端口数量，以及由遮挡与路径损耗之间的平衡所决定的最优无人机部署高度。

II. 系统模型

我们考虑一个三节点无人机辅助下行中继系统，如图1所示。该系统包括基站（BS）、半双工解码转发（DF）无人机中继，以及在具有挑战性的城市环境中运行的配备FAS的用户设备（UE）。

A. 系统几何结构与概率路径损耗

我们考虑一个三维笛卡尔坐标系，其中基站和用户设备位于固定位置，无人机在高度 Z_{U}处以半径 r 沿圆形轨迹飞行。基站–无人机链路与无人机–用户设备链路的斜距 $d_1(\theta)$和 $d_2(\theta)$分别由下式给出

$$d_1(\theta)=\sqrt{(r\cos\theta-X_{\mathrm{B}})^2+(r\sin\theta-Y_{\mathrm{B}})^2+(Z_{\mathrm{U}}-Z_{\mathrm{B}})^2}, \quad (1)$$

$$d_2(\theta)=\sqrt{(r\cos\theta-X_{\mathrm{E}})^2+(r\sin\theta-Y_{\mathrm{E}})^2+(Z_{\mathrm{U}}-Z_{\mathrm{E}})^2}. \quad (2)$$

城市场景包含视距（LoS）与非视距（NLoS）条件的概率混合，由 $k\in\{\mathrm{LoS},\mathrm{NLoS}\}$索引。第 i 跳的视距条件概率建模为仰角 $\phi_i(\theta)$的函数，即 [15]

$$P_i^{\mathrm{LoS}}(\theta)=\frac{1}{1+a\exp\left(-b[\phi_i(\theta)-a]\right)}, \quad (3)$$

其中 $P_{\text{非视距}i}(\theta)=1-P_i^{\mathrm{LoS}}(\theta)$。仰角为 $\phi_i(\theta)=\frac{180}{\pi}\arcsin(\Delta Z_i/d_i(\theta))$，对于高密度城市环境，$a=12.08$ 和 $b=0.11$。类型为 k 的链路的大尺度衰落系数为 $\beta_i^k=(c/4\pi f_c d_i(\theta))^2 10^{-\eta_i^k/10}$，其中 η_i^k为额外路径损耗。

B. 信道与信噪比（SNR）模型

我们分析每一跳的瞬时信噪比，这是性能分析的基础。

1）第一跳（基站到无人机）：第一跳信道 g 服从Nakagami-m衰落，其功率 $|g|^2$ 服从参数为 m_1 的伽马分布。链路类型 k 下无人机处的瞬时信噪比为

$$\gamma_1^k=\frac{P_1\beta_1^k(\theta)}{\sigma^2}|g^k|^2\triangleq\bar{\gamma}_1^k(\theta)|g^k|^2, \quad (4)$$

其中 P_1 为基站发射功率，σ^2 为加性高斯白噪声（AWGN）功率，$\bar{\gamma}_1^k(\theta)$为平均信噪比。

2) 第二跳（无人机至用户设备）：第二跳信道$\mathbf{h}\in\mathbb{C}^{N\times1}$ 终止于 N端口FAS。其具有空间相关性，建模为$\mathbf{h}=\mathbf{U}\mathbf{\Lambda}^{1/2}\mathbf{g}$，其中$\mathbf{J}=\mathbf{U}\mathbf{\Lambda}\mathbf{U}^H$ 为Jakes相关矩阵$J_{m,n}=J_0(2\pi W(m-n)/(N-1))$。向量$\mathbf{g}$ 包含独立同分布分量，其中每个 $|g_n|^2$ 服从参数为 m_2^k的Gamma分布。

直接分析选定增益 $\max\{|h_n|^2\}$在数学上难以处理。为确保问题易于处理，我们采用一种广泛使用的模型，该模型基于 $N_{\mathrm{eff}}\triangleq\mathrm{rank}(\mathbf{J})$ 个有效独立分集分支 [14]。选定信道功率增益的解析模型定义为

$$|h_{\mathrm{FAS}}|^2\triangleq\max\{\lambda_1|g_1|^2,\ldots,\lambda_{N_{\mathrm{eff}}}|g_{N_{\mathrm{eff}}}|^2\}. \quad (5)$$

给定发射功率 P_2时，用户设备（UE）处的瞬时信噪比为

$$\gamma_2^k=\frac{P_2\beta_2^k(\theta)}{\sigma^2}|h_{\mathrm{FAS}}^k|^2. \quad (6)$$

为便于后续章节进行解析，我们将该表达式归一化为 $\gamma_2^k=\bar{\gamma}_2^k(\theta)\frac{|h^k|^2}{\sum_{n=1}^{N_{\mathrm{eff}}}\lambda_n}$ FAS，其中平均信噪比定义为 $\bar{\gamma}_2^k(\theta)=\frac{P_2\beta_2^k(\theta)\sum_{n=1}^{N_{\mathrm{eff}}}\lambda_n}{\sigma^2}$。

III. 性能分析

给定有限块长 L和分组大小 B时，编码率 $R=B/L$ 近似为 [3]

$$R(L,\epsilon)\approx C(\gamma)-\sqrt{\frac{Z(\gamma)}{L}}Q^{-1}(\epsilon), \quad (7)$$

其中，$C\left(1-\frac{1}{1+\gamma}\right)$ $2e^{2}$ ϵ) $\log(1+\gamma)$为香农容量，$Z(\,)\,()(\log\,)$ 为信道色散，而 为差错概率。

A. 块错误率（BLER）分析

在城市场景下，链路类型为 $k\in\{$视距、非视距$\}$ 时的瞬时块错误率 ϵ_i^k 为

$$\epsilon_i^k\approx Q\left(\frac{C(\gamma_i^k)-R}{\sqrt{Z(\gamma_i^k)/L}}\right). \quad (8)$$

平均块错误率 $\bar{\epsilon}_i^k(\theta)$ 是 ϵ_i^k 的期望。为了使该积分易于处理，我们在定义的信噪比范围 $[\rho_L,\rho_H]$内采用高精度的分段线性近似 [5]，形式如下

$$Q\left(\frac{C(\gamma)-R}{\sqrt{Z(\gamma)/L}}\right)\approx\begin{cases}1, & \gamma\le\rho_L\\ \frac{1}{2}-\chi(\gamma-\tau), & \rho_L<\gamma<\rho_H\\ 0, & \gamma\ge\rho_H\end{cases} \quad (9)$$

其中 $\chi = 1/\sqrt{2\pi(2^R-1)/L}$、$\tau = 2^R-1$、$\rho_L = \tau - 1/(2\chi)$ 和 $\rho_H = \tau + 1/(2\chi)$。由此，平均块错误率积分可简化为

$$\bar{\epsilon}_i^k(\theta) \approx \chi \int_{\rho_L}^{\rho_H} F_{\gamma_i^k}(x)dx, \tag{10}$$

其中，$F_{\gamma_i^k}(x)$ 是 γ_i^k 的累积分布函数 (CDF)。

引理 1. 链路类型 k 的第一跳信噪比累积分布函数为

$$F_{\gamma_1^k}(x) = 1 - e^{-x\vartheta_1^k} \sum\nolimits_{j=0}^{m_1-1} \frac{(x\vartheta_1^k)^j}{j!}, \tag{11}$$

其中，$\vartheta_1^k(\theta) \triangleq m_1/\bar{\gamma}_1^k(\theta)$。

证明：请参见附录 A。 ■

引理2. 链路类型 k 的第二跳 *FAS* 信噪比累积分布函数为

$$F_{\gamma_2^k}(x) = \prod_{n=1}^{N_{\text{eff}}} \left(1 - e^{-\frac{x\vartheta_2^k}{\lambda_n}} \sum_{j=0}^{m_2^k-1} \frac{1}{j!} \left(\frac{x\vartheta_2^k}{\lambda_n} \right)^j \right), \tag{12}$$

其中，$\vartheta_2^k \triangleq \frac{m_2^k}{m_2^k \sum_{n=1}^{N} \lambda_n/\bar{\gamma}_2^k}$ 是 *Nakagami-m* 参数，且 θ ()()。

证明：请参见附录B。 ■

1) 第一跳平均块错误率：将引理 1 代入 (10)，闭式块错误率分量为

$$\bar{\epsilon}_1^k(\theta) \approx \chi \Bigg[(\rho_H - \rho_L) - \frac{1}{\vartheta_1^k} \sum_{j=0}^{m_1-1} \Big(e^{-\rho_L \vartheta_1^k} \sum_{l=0}^{j} \frac{(\rho_L \vartheta_1^k)^l}{l!} - e^{-\rho_H \vartheta_1^k} \sum_{l=0}^{j} \frac{(\rho_H \vartheta_1^k)^l}{l!} \Big) \Bigg]. \tag{13}$$

第一跳的总平均块错误率为对链路概率取期望，即

$$\bar{\epsilon}_1^{\text{US}}(\theta) = \bar{\epsilon}_1^{\text{LoS}}(\theta) P_1^{\text{LoS}}(\theta) + \bar{\epsilon}_1^{\text{NLoS}}(\theta) P_1^{\text{NLoS}}(\theta). \tag{14}$$

2) 第二跳平均块错误率：类似地，将引理2代入 (10) 并通过容斥原理求解，可得

$$\bar{\epsilon}_2^k(\theta) \approx \chi(\rho_H - \rho_L) + \chi \sum_{\substack{\mathcal{S} \subseteq \{1,\dots,N_{\text{eff}}\} \\ \mathcal{S} \neq \emptyset}} (-1)^{|\mathcal{S}|} \times \sum_{a=0}^{|\mathcal{S}|(m_2^k-1)} c_a^k(\mathcal{S}) \left[\mathcal{G}(\rho_H; a, b_{\mathcal{S}}^k) - \mathcal{G}(\rho_L; a, b_{\mathcal{S}}^k) \right], \tag{15}$$

其中 $c_a^k(\mathcal{S})$、$b_{\mathcal{S}}^k$ 和 $\mathcal{G}(\cdot)$ 由 (12) 的展开式推导得到。

定理 1. 在高信噪比区间，链路类型为 k 的第二跳平均块错误率近似为

$$\bar{\epsilon}_2^k \approx \frac{\chi \left(\rho_H^{m_2^k N_{\text{eff}}+1} - \rho_L^{m_2^k N_{\text{eff}}+1} \right)}{m_2^k N_{\text{eff}} + 1} \times \left(\frac{(\vartheta_2^k)^{m_2^k}}{\Gamma(m_2^k+1)} \right)^{N_{\text{eff}}} \prod_{n=1}^{N_{\text{eff}}} \lambda_n^{-m_2^k}. \tag{16}$$

证明：请参见附录C。 ■

注 1. 定理 *1* 表明，*FAS* 启用链路的分集阶数为 $m_2^k N_{\text{eff}}$，由衰落严重程度 m_2^k 与空间自由度 N_{eff} 共同决定。

第二跳的总平均块错误率为

$$\bar{\epsilon}_2^{\text{US}}(\theta) = \bar{\epsilon}_2^{\text{LoS}}(\theta) P_2^{\text{LoS}}(\theta) + \bar{\epsilon}_2^{\text{NLoS}}(\theta) P_2^{\text{NLoS}}(\theta). \tag{17}$$

3) 端到端块错误率与渐近分析：端到端块错误率 $\bar{\epsilon}_T^{\text{US}}(\theta)$ 通过组合跳级结果得到：

$$\bar{\epsilon}_T^{\text{US}}(\theta) = 1 - (1 - \bar{\epsilon}_1^{\text{US}}(\theta))(1 - \bar{\epsilon}_2^{\text{US}}(\theta)). \tag{18}$$

总体平均块错误率 $\bar{\epsilon}_O^{\text{US}}$ 通过对无人机的轨迹取平均得到：

$$\bar{\epsilon}_O^{\text{US}} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \bar{\epsilon}_T^{\text{US}}(\theta) d\theta. \tag{19}$$

由于该积分难以求解，我们采用 M 点高斯-切比雪夫求积（GCQ）：

$$\bar{\epsilon}_O^{\text{US}} \approx \frac{\pi}{M} \sum_{m=1}^{M} w_m \bar{\epsilon}_T^{\text{US}}(\theta_m), \tag{20}$$

其中，节点 θ_m 和权重 w_m 定义为：

$$\theta_m = \pi x_m + \pi, \quad w_m = \frac{\pi}{M} \frac{1}{\sqrt{1-x_m^2}}, \tag{21}$$

其中，x_m 为区间 $[-1,1]$ 上的切比雪夫根。

定理 2. 端到端性能受误差地板限制。对于固定的 P_1 和 $P_2 \to \infty$，整体块错误率收敛至一个仅由第一跳决定的误差地板，即

$$\lim_{P_2 \to \infty} \bar{\epsilon}_O^{\text{US}} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \bar{\epsilon}_1^{\text{US}}(\theta) d\theta. \tag{22}$$

证明：当 $P_2 \to \infty$ 时，第二跳变为无错误，$\epsilon_2^{\text{US}}(\theta) \to 0$。因此，端到端块错误率 $\epsilon_T^{\text{US}}(\theta)$ 收敛至 $1-(1-\epsilon_1^{\text{US}}(\theta))(1-0) = \epsilon_1^{\text{US}}(\theta)$。对 θ 求平均后，证明完成。■

备注 2. 定理 *2* 揭示，系统性能受基站到无人机链路的瓶颈限制。提高无人机功率 P_2 带来的收益会逐渐减小。

IV. 能量效率优化

本节提出一个旨在最大化系统能量效率的框架，系统能量效率定义为单位能量成功传输的比特数（比特/焦耳）。我们构建了一个实际的能量效率模型，以刻画核心权衡：增加 N 虽能增强分集，但也会产生不可忽视的端口选择时间和能量开销 [7]。

设 $T_{\text{block}} = L/W_{\text{band}}$ 为总时长，$T_{\text{sw}}(N) = N\tau_p$ 为 FAS 选择开销，则有效数据传输时间为 $T_{\text{tx}}(N) = T_{\text{block}} - T_{\text{sw}}(N)$。给定发射功率$P_2$、静态电路功耗 P_c和 FAS 切换功耗 P_{sw},

总能量为 $E_{\text{total}} = P_2 T_{\text{tx}}(N) + P_c T_{\text{block}} + P_{\text{sw}} T_{\text{sw}}(N)$。因此，能效为

$$\text{EE} = \frac{B(1-\bar{\epsilon}_O^{\text{US}})}{P_2(T_{\text{block}} - N\tau_p) + P_c T_{\text{block}} + P_{\text{sw}} N\tau_p}. \tag{23}$$

我们的目标是通过联合优化L，Z_{U}，P_2和 N 来最大化能效

$$\begin{aligned}
\mathcal{P}1: \max_{L, Z_U, P_2, N} \quad & \text{EE}(L, Z_U, P_2, N) && \text{(24a)}\\
\text{s.t.} \quad & \bar{\epsilon}_O^{\text{US}}(L, Z_U, P_2, N) \le \epsilon_{\text{th}}, && \text{(24b)}\\
& 0 < P_2 \le P_{\max}, && \text{(24c)}\\
& Z_{\min} \le Z_U \le Z_{\max}, && \text{(24d)}\\
& L_{\min} \le L \le L_{\max}, && \text{(24e)}\\
& N_{\min} \le N \le N_{\max}, && \text{(24f)}\\
& N\tau_p < T_{\text{block}}. && \text{(24g)}
\end{aligned}$$

约束条件 (24b) 确保可靠性，而 (24c)–(24g) 是运行约束。

问题 $\mathcal{P}1$ 是一个非凸混合整数非线性规划（MINLP）。我们采用分层搜索来求解。

A. 发射功率最小化

对于固定的 ($\hat{}L$，$\hat{}Z_U$，$\hat{}N$)，可求得满足 (24b) 的最小 P_2^*。这是一个简单的一维优化问题，表示为

$$\begin{aligned}
\mathcal{P}1.1: \quad \min_{P_2} \quad & P_2 && \text{(25a)}\\
\text{s.t.} \quad & \bar{\epsilon}_O(P_2; \hat{L}, \hat{Z}_U, \hat{N}) \le \epsilon_{\text{th}}, \quad P_2 \le P_{\max}. && \text{(25b)}
\end{aligned}$$

利用 ϵ_O 关于 P_2 的单调性，可通过二分搜索高效求解。

B. 最优端口数确定

对于固定的 ($\hat{}L$，$\hat{}Z_U$)，我们求得使能效最大化的最优 N^*，表示为

$$\begin{aligned}
\mathcal{P}1.2: \max_{N} \quad & \text{EE}(N, P_2^*(N); \hat{L}, \hat{Z}_U) && \text{(26a)}\\
\text{s.t.} \quad & N \in [N_{\min}, N_{\max}], \quad N\tau_p < \hat{}L/W_{\text{band}}, && \text{(26b)}
\end{aligned}$$

其中，$P_2^*(N)$ 是由 $\mathcal{P}1.1$ 得到的解。通过对整数 N 进行一维搜索求解。

C. 最佳飞行高度确定

对于固定的 L，最佳高度 Z_U^* 可通过以下方式求得

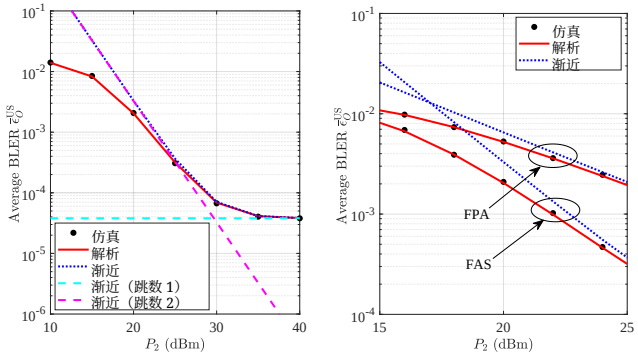
$$\begin{aligned}
\mathcal{P}1.3: \quad \max_{Z_U} \quad & \text{EE}^*(Z_U; \hat{L}) && \text{(27a)}\\
\text{s.t.} \quad & Z_U \in [Z_{\min}, Z_{\max}], && \text{(27b)}
\end{aligned}$$

其中，$\text{EE}^*(Z_U; \hat{}L)$ 是通过求解$\mathcal{P}1.2$得到的最大能效。该问题也通过一维搜索求解。

最终解通过对离散码长 L 进行穷举搜索，并针对每个 L求解 $\mathcal{P}1.3$ 来获得。

表 I 城市场景的仿真参数

参数	符号	城市场景
每个数据包的比特数	B	80 比特
载波频率	f_c	2.5 GHz
噪声功率	σ^2	-100 dBm
系统带宽	W_{band}	10 MHz
无人机飞行半径	r	50 m
静态电路功耗	P_c	5 dBm
FAS 切换功耗	P_{sw}	0 dBm
端口处理时间	τ_p	2 μs
孔径长度（默认值）	W	0.5λ
块错误率阈值	ϵ_{th}	10^{-3}
基站坐标	(X_B, Y_B, Z_B)	(100,0, 40) 米
用户设备坐标	$(X_E,\ Y_E,\ Z_E)$	$(-100,100,0)$ 米
视距概率常数	(a, b)	12.08，0.11
额外视距路径损耗	η_{LoS}	1。6 dB
额外非视距路径损耗	η_{NLoS}	23 dB
视距 Nakagami-m 因子	m_{LoS}	5
非视距 Nakagami-m因子	m_{NLoS}	1（瑞利）



（a）城市场景分析框架的验证。参数：$L = 100$ $N = 1$、$P_1 = 40$ dBm。（b）FAS（$N = 2$）与 FPA（$N = 1$）的性能比较。参数与（a）相同。

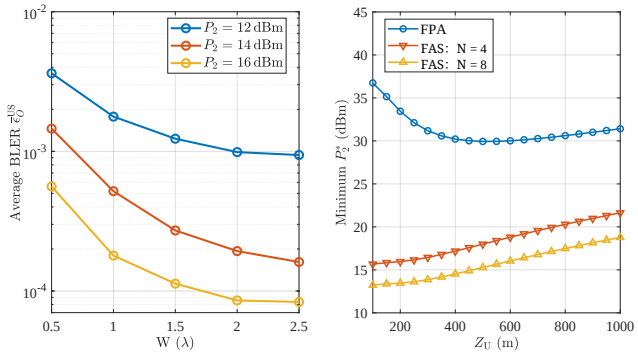
图 2。块错误率性能：（a）解析验证和（b）基线比较。

V. 数值结果与讨论

本节将给出数值结果，以验证我们的分析框架、量化 FAS 的性能增益，并研究所提出的能效优化。除非另有说明，城市场景的仿真参数列于表 I 中。

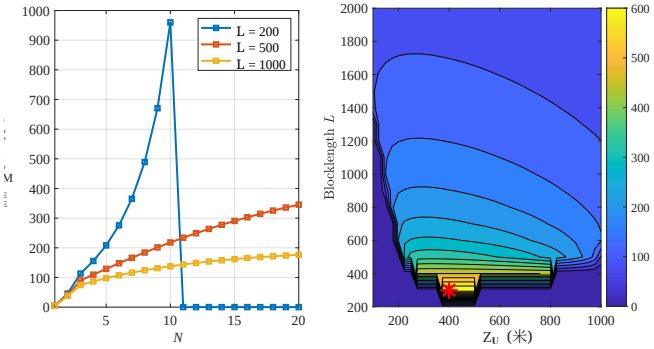
图 2a 验证了我们的分析框架。解析曲线与蒙特卡洛仿真点完全吻合，证实了我们为复杂的概率性城市场景推导的块错误率表达式是准确的。高信噪比渐近分析也正确地捕捉到了分集斜率。值得注意的是，随着系统受固定的第一跳链路限制而成为瓶颈，误差地板随之出现，这与解码转发中继的理论行为相符。

图 2b 量化了 FAS 的性能优势。即使是最精简的 2 端口 FAS，与传统 FPA 方案相比也能提供显著的功率增益



(a) 固定 $N = 8$ 时，端到端块错误率随 FAS孔径尺寸 W 的变化。参数： $L = 100$, $m_{\mathrm{LoS}} = 5$ $m_{\mathrm{NLoS}} = 1$ $P_1 = 40$ ，， dBm。(b) $\epsilon_{\mathrm{th}} = 10^{-3}$ $L = 200$ $P_1 =$,, 和 dBm 条件下，最小无人机发射功率 P_2^* 随无人机高度 Z_U 的变化。

图 3. 块错误率与孔径尺寸的关系，以及无人机发射功率与高度的关系。



(a) 能效与 FAS 端口数量 N 在不同码长下的关系。

(b) 最大可达能效等高线在 (Z_U， L) 上，突出显示全局最优点（红星）。

图4. 能效分析与全局优化。

。FAS 曲线更陡的斜率证实了其更高的分集阶数，表明 FAS 能在具有挑战性的城市环境中更有效地对抗衰落。例如，要达到 10^{-4} 的块错误率，FAS 所需功率比 FPA 约低 3 dB。

图3a研究了在固定 $N = 8$条件下FAS孔径尺寸W 的影响。块错误率随 W 增大而降低，因为更大的孔径会降低空间相关性，从而增强有效分集增益。然而，这种改善呈现收益递减。当 W 足够大时（例如 $W > 2\lambda$），信道去相关，进一步增大孔径仅带来边际增益。这种饱和效应揭示了一项关键设计见解：孔径必须大到足以获得分集，但过大的占地面积并无必要。

图 3b 考察了满足目标块错误率所需的最小无人机发射功率 P_2^* 随高度 Z_U 的变化。FAS 的性能显著优于 FPA，在最佳高度下可节省超过 15 dB 的功率。值得注意的是，城市场景呈现出明显的凸趋势，最佳高度为 $Z_U^* \approx 450$ m。这表明，避免非视距阻塞（倾向于较高高度）与降低路径损耗（倾向于较低高度）之间存在根本性的权衡。

图 4a 展示了本文的核心发现。图中绘出了最大化能效随 N 变化的关系，呈现出明显的拟凹关系。起初，增加 N 可以提升分集，从而显著降低所需的 P_2^* 并提高能效。然而，当端口数超过最佳值后，端口选择带来的时间和能量开销线性增加，其影响开始超过逐渐减小的分集增益，导致能效下降。这证实了我们实际模型所体现的关键权衡。此外，对于 $L = 200$ 的低时延情形，由于因果约束 $N\tau_p < L/W_{\mathrm{band}}$，能效在 $N = 10$ 处骤降至零。

为可视化全局优化景观，图4b将最大可达能效描绘为 Z_U和 L的函数，其中 N 逐点优化。等高线图表明，以星号标示的最优工作点对应于最小码长 $L^* = 300$ 以及高度 $Z_U^* \approx 400$ m。该结果印证了所提出的框架，该框架联合处理遮挡概率、路径损耗与FAS开销之间的相互作用。

VI. 结论

本文建立了一个基础框架，利用 FAS 辅助无人机中继分析无人机赋能的短分组通信。在短分组区间，我们为概率性非视距城市环境推导了新的块错误率闭式表达式。通过高信噪比渐近分析，我们量化了基本分集阶数，并确定第一跳链路是性能瓶颈。在此分析的基础上，我们通过构建一个纳入 FAS 端口选择实际时间和能量开销的新问题，对系统能效进行了优化。这揭示了分集增益与运行成本之间的关键权衡，并得出两个重要见解：存在最优且有限的 FAS 端口数量，以及由遮挡与路径损耗之间的平衡决定的最优无人机高度。本文为构建可靠且高能效的无人机系统提供了有价值的设计见解，未来还可将其扩展至多用户场景或不完美信道状态信息的影响。

附录 A 引理 1 的证明

Nakagami-m 信道（其中m_1 且 $\Omega = 1$）的功率增益 $Y = |g|^2$ 服从伽马分布。其概率密度函数（ PDF ）为 $f_Y(y) = m_1^{m_1} y^{m_1-1} e^{-m_1 y}/\Gamma(m_1)$。通过积分可得其累积分布函数（CDF）：

$$F_Y(y) = \int_0^y f_Y(t)dt = \frac{1}{\Gamma(m_1)} \int_0^{m_1 y} u^{m_1-1} e^{-u} du, \quad (28)$$

根据定义，其为 $F_Y(y) = \gamma(m_1, m_1 y)/\Gamma(m_1)$，其中$\gamma(\cdot, \cdot)$ 为下不完全伽马函数。对于整数 m_1，这等价于 $F_Y(y) = 1 - e^{-m_1 y} \sum_{k=0}^{m_1-1} (m_1 y)^k$ ！。

链路类型 k 的瞬时信噪比为 $\gamma_1^k = \bar{\gamma}_1^k(\theta)Y$。通过缩放可得 γ_1^k 的累积分布函数，其中

$$F_{\gamma_1^k}(x) = \Pr(\bar{\gamma}_1^k(\theta)Y \le x) = F_Y\left(\frac{x}{\bar{\gamma}_1^k(\theta)}\right) = 1 - e^{-\frac{m_1 x}{\bar{\gamma}_1^k(\theta)}} \sum_{k=0}^{m_1-1} \frac{1}{k!}\left(\frac{m_1 x}{\bar{\gamma}_1^k(\theta)}\right)^k. \quad (29)$$

代入定义 $\vartheta_1^k(\theta) = m_1/\bar{\gamma}_1^k(\theta)$，证明得证。

附录B 引理2的证明

令 $Y_{\max} \triangleq |h_{\mathrm{FAS}}|^2$ 为式 (5) 中选定的信道功率增益，并令 $Y_n \triangleq \lambda_n|g_n|^2$。由于基分量 $|g_n|^2$ 独立同分布，因此 Y_n 相互独立。最大值的累积分布函数是各个累积分布函数的乘积，即

$$F_{Y_{\max}}(y) = \Pr(\max_n Y_n \le y) = \prod_{n=1}^{N_{\mathrm{eff}}} F_{Y_n}(y). \quad (30)$$

根据附录 A，单个 Nakagami-m功率增益 $|g_n|^2$ （参数为 m_2^k）的累积分布函数为 $F_{|g_n|^2}(\gamma\ m_2^k\ m_2^k y\ /\Gamma\ m_2^k$ $Y_n = \lambda_n|g_n|^2$) (,) ()。经缩放后，的累积分布函数为

$$F_{Y_n}(y) = F_{|g_n|^2}(y/\lambda_n) = \frac{\gamma(m_2^k, m_2^k y/\lambda_n)}{\Gamma(m_2^k)}. \quad (31)$$

将其代回乘积中可得

$$F_{|h_{\mathrm{FAS}}|^2}(y) = \prod_{n=1}^{N_{\mathrm{eff}}} \frac{\gamma\left(m_2^k, \frac{m_2^k y}{\lambda_n}\right)}{\Gamma(m_2^k)}. \quad (32)$$

瞬时信噪比为 $\gamma_2^k = \gamma_2^k(\theta)|h_{\mathrm{FAS}}|^2/(\sum_{n=1}^{N_{\mathrm{eff}}}\lambda_n)$。其累积分布函数可通过将 $F_{|h_{\mathrm{FAS}}|^2}(y)$ 按 $y = x(\sum_{n=1}^{N_{\mathrm{eff}}}\lambda_n)/\gamma_2^k(\theta)$ 缩放得到。根据定义 $\bar{\vartheta_2^k}(\theta) = m_2^k\sum_{n=1}^{N_{\mathrm{eff}}}\lambda_n/\bar{\gamma}_2^k(\theta)$，伽马函数的自变量变为

$$\frac{m_2^k y}{\lambda_n} = \frac{m_2^k}{\lambda_n}\left(\frac{x\sum_{n=1}^{N_{\mathrm{eff}}}\lambda_n}{\bar{\gamma}_2^k(\theta)}\right) = \frac{x}{\lambda_n}\left(\frac{m_2^k\sum_{n=1}^{N_{\mathrm{eff}}}\lambda_n}{\bar{\gamma}_2^k(\theta)}\right) = \frac{x\vartheta_2^k}{\lambda_n}. \quad (33)$$

因此，$F_{\gamma_2^k}(x) = \prod_{n=1}^{N_{\mathrm{eff}}}\gamma(m_2^k,\ x\vartheta_2^k/\lambda_n)/\Gamma(m_2^k)$。对于整数 m_2^k，这与引理2中的表达式相同。

附录C 定理 1 的证明

在高信噪比区域（$x \to 0$）中，论证 $z = x\vartheta_2^k/\lambda_n \to 0$。单个分支的累积分布函数（CDF），$F_{Y_n}(z) = \gamma(m_2^k,\ z)/\Gamma(m_2^k)$，可用其首个级数项近似为

$$\frac{\gamma(s,z)}{\Gamma(s)} = \frac{1}{\Gamma(s)}\int_0^z t^{s-1}e^{-t}dt \approx \frac{1}{\Gamma(s)}\frac{z^s}{s} = \frac{z^s}{\Gamma(s+1)}. \quad (34)$$

将其应用于乘积累积分布函数 $F_{\gamma_2^k}(x)$，可得

$$F_{\gamma_2^k}(x) = \prod_{n=1}^{N_{\mathrm{eff}}} \frac{\gamma\left(m_2^k, \frac{x\vartheta_2^k}{\lambda_n}\right)}{\Gamma(m_2^k)}. \quad (35)$$

利用近似式 $\gamma(m_2^k, z) \approx z^{m_2^k}/m_2^k$，可得

$$F_{\gamma_2^k}(x) \approx \prod_{n=1}^{N_{\mathrm{eff}}} \frac{1}{\Gamma(m_2^k+1)}\left(\frac{x\vartheta_2^k}{\lambda_n}\right)^{m_2^k} = \underbrace{\left(\frac{(\vartheta_2^k)^{m_2^k}}{\Gamma(m_2^k+1)}\right)^{N_{\mathrm{eff}}}\left(\prod_{n=1}^{N_{\mathrm{eff}}}\lambda_n^{-m_2^k}\right)}_{\mathcal{C}_k} x^{m_2^k N_{\mathrm{eff}}}. \quad (36)$$

令 $F_{\gamma_2^k}(x) \approx \mathcal{C}_k x^{m_2^k N_{\mathrm{eff}}}$，其中 $\mathcal{C}_k$ 是上文定义的常数。将此近似代入平均块错误率积分（10），得到

$$\bar{\epsilon}_2^k \approx \chi\int_{\rho_L}^{\rho_H}\mathcal{C}_k x^{m_2^k N_{\mathrm{eff}}}dx = \chi\mathcal{C}_k\left[\frac{x^{m_2^k N_{\mathrm{eff}}+1}}{m_2^k N_{\mathrm{eff}}+1}\right]_{\rho_L}^{\rho_H} = \frac{\chi\mathcal{C}_k}{m_2^k N_{\mathrm{eff}}+1}\left(\rho_H^{m_2^k N_{\mathrm{eff}}+1} - \rho_L^{m_2^k N_{\mathrm{eff}}+1}\right). \quad (37)$$

将 $\mathcal{C}_k$ 的完整表达式代回，即得定理 1 中的结果。证明完毕。

参考文献

[1] W. Saad、M. Bennis 和 M. Chen，“6G 无线系统展望：应用、趋势、技术与挑战”，*IEEE Netw.*，第 34 卷，第 3 期，第 134–142 页，2020 年 5 月。[2] C. She、C. Yang 和 T. Q. S. Quek，“超可靠低时延通信的无线电资源管理”，*IEEE Commun. Mag.*，第 55 卷，第 6 期，第 72–78 页，2017 年 6 月。[3] Y. Polyanskiy、H. V. Poor 和 S. Verd´u，“有限码长区间中的信道编码速率”，*IEEE Trans. Inf. Theory*，第 56 卷，第 5 期，第 2307–2359 页，2010 年 5 月。[4] Y. Zeng、Q. Wu 和 R. Zhang，“从空中接入：面向 5G 及后续发展的无人机通信教程”，*Proc. IEEE*，第 107 卷，第 12 期，第 2327–2375 页，2019 年 12 月。[5] L. Yuan、N. Yang、F. Fang 和 Z. Ding，“无人机辅助短分组协作通信的性能分析”，*IEEE Trans. Veh. Technol.*，第 71 卷，第 4 期，第 4471-4476 页，2022 年 4 月。[6] X. Zhu、F. R. Ghadi、T. Wu、K. Meng、C. Wang 和 G. Zhou，“流体天线系统基本缩放定律探究”，*arXiv preprint*，arXiv:2511.03415，2025 年。[7] K. K. Wong、A. Shojaeifard、K.-F. Tong 和 Y. Zhang，“流体天线系统”，*IEEETrans. Wireless Commun.*，第 20 卷，第 3 期，第 1950–1968 页，2021 年 3 月。[8] X. Zhu、K. K. Wong、B. Tang、W. Chen 和 C. B. Chae，“流体可重构智能表面（FRIS）助力安全无线通信”，*arXiv preprint*，arXiv:2511.15860，2025 年。[9] K. K. Wong 和 K.-F. Tong，“流体天线多址接入”，*IEEE Trans. Wireless Commun.*，第 21 卷，第 7 期，第 4801-4815 页，2022 年 7 月。[10] K. K. Wong、C.-B. Chae 和 K. F. Tong，“紧凑型超大规模天线阵列：一种简单的开环大规模连接方案”，*IEEE Trans. Wireless Commun.*，第 23 卷，第 6 期，第 6279-6294 页，2024 年 6 月。[11] X. Zhu、K. K. Wong、Q. Wu、H. Shin 和 Y. Zhang，“流体天线系统赋能的无人机到地面通信”，*arXiv preprint*，arXiv:2511.17416，2025 年。[12] Z. Li、Z. Gao、B. Ning 和 Z. Wang，“辐射方向图可重构的 FAS 赋能抗干扰无人机通信”，*IEEE J. Sel. Areas Commun.*，在线优先发表，doi：10.1109/JSAC.2025.3617928。[13] X. Xu、H. Xu、H. Yu、Y. Liu 和 M. Chen，“流体天线系统（FAS）辅助的三维无人机定位性能优化”，载于*Proc. IEEE Int. Conf. Commun.*，加拿大魁北克省蒙特利尔，2025 年，第 2260-2265 页。[14] X. Zhu 等，“流体天线系统：差错概率与基本极限的几何方法”，*arXiv preprint*，arXiv:2509 08815，2025 年。。[15] A. Al-Hourani、S. Kandeepan 和 S. Lardner，“实现最大覆盖范围的最佳低空平台高度”，*IEEE Wireless Commun. Lett.*，第 3 卷，第 6 期，第 569-572 页，2014 年 12 月。