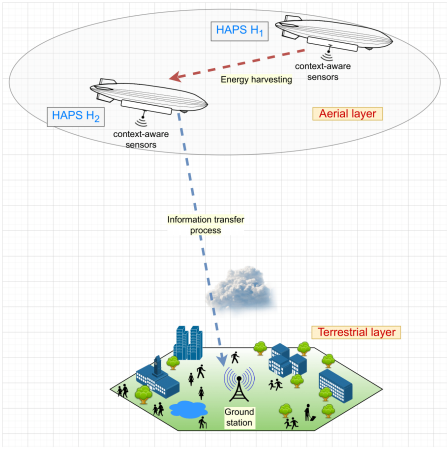
本文已获准发表于《IEEE传感器期刊》。这是作者尚未经过全面编辑的版本，最终出版前内容可能会发生变化。引用信息：数字对象标识符 10.1109/JSEN.2025.3647321

高空平台站赋能传感器网络中的能量收集

Melek Tuylu，*IEEE*研究生会员，Eylem Erdogan，*IEEE*高级会员，

摘要——高空平台站（HAPS）系统正成为未来无线通信网络的重要推动力量，能够增强所有垂直通信层的连接性，其中包括小型物联网（IoT）传感器和设备、地面用户以及空中设备。在广受认可的垂直异构网络（VHetNet）架构中，HAPS系统可为地面用户和空中用户提供服务。然而，将HAPS系统整合为VHetNet架构的核心要素面临着显著的能源挑战，这成为其运行的一项主要限制。针对这一挑战，我们提出了一种专为HAPS系统设计的能量采集（EH）策略，使一个HAPS系统能够从另一个不受能源限制的HAPS系统收集能量。为评估所提模型的性能，我们推导出中断概率（OP）和遍历容量（EC），并通过蒙特卡洛（MC）仿真进行验证。此外，我们还从吞吐量方面探讨了该系统。研究结果表明，充分发挥能量采集的潜力，是满足HAPS系统能源需求的一种可行方法。



索引词—**能量收集、高空平台站、地面用户、无人机。**

I. 引言

BY 2024，已有超过500亿个小型传感器和物联网设备接入互联网，并且小型传感器在地面、空中和空间网络中的应用日益增长 [1]。作为垂直异构网络（VHetNet）架构的一部分，将小型传感器和物联网设备集成到这些网络中，正推动其应用拓展至新的领域。例如，无人机配备小型传感器，用于收集环境数据；通过监测土壤和作物促进精准农业；并借助热成像技术为搜救任务提供支持 [2]。相比之下，高空平台站（HAPS）系统利用物联网设备和小型传感器改善电信服务，为偏远地区提供连接性，监测气候和大气状况以开展科学研究，并通过持续监视加强边境安全。这一发展代表着物联网领域的一次重大演进，将数据收集和连接性的范围拓展到新的层次，并为众多行业提供前沿解决方案。

在 VHetNet 架构中，HAPS 系统可视为地面网络的补充平台，以满足不断增长的动态容量需求，并构建面向未来的无线网络 [3], [4]。HAPS 网络在平流层运行，可提供上行和下行通信服务 [5]。近年来，复合材料、计算机技术、导航系统、低速高空空气动力学、传感器设备，以及内燃机和太阳能等推进系统的进步，提升了 HAPS 通信系统的可行性。因此，配备推进系统和操纵系统的轻于空气飞行器是广受认可的 HAPS 设计之一。与固定翼飞机和直升机等典型的重于空气飞行器不同，飞艇利用轻质升力气体产生升力，在空中漂浮。这种独特能力使其能够长时间飞行、搭载多种物联网设备和小型传感器、承载相对于自身尺寸而言较重的负载，并减少燃料消耗 [6]。由于能够依靠单箱燃料长时间悬停，飞艇的运营成本低于传统航空器 [7]。此外，飞艇登乘无需修建长距离跑道。

HAPS系统依靠太阳能满足通信需求，因此面临能量约束。克服这一缺点的一种技术是能量采集（EH）。EH是指从热能、声音和射频（RF）信号等无法利用的源中产生电能，以满足这些

Melek Tuylu 就职于土耳其伊斯坦布尔伊斯坦布尔技术大学电气与电子工程学院，邮编34469，电子邮箱：(tuylu21@itu.edu.tr)。
Eylem Erdogan 就职于土耳其伊兹密尔乌尔拉的伊兹密尔技术研究所，电子邮箱：(eylemerdogan@iyte.edu.tr)。

授权许可使用仅限于：ULAKBIM UASL ISTANBUL TEKNIK UNIV. 于2026年1月2日10:33:00（UTC）从 IEEE Xplore 下载。相关限制适用。© 2025 IEEE。保留所有权利，包括文本与数据挖掘以及人工智能和类似技术训练的权利。允许个人使用，但重新出版或再分发须获得 IEEE 许可。有关更多信息，请参阅 https://www.ieee.org/publications/rights/index.html。

本文已被 IEEE传感器期刊 接收发表。此版本为作者稿件，尚未经过完整编辑，内容可能会在正式发表前有所变动。引用信息：数字对象标识符 10.1109/JSEN.2025.3647321

运行需求。在这些来源中，通过射频能量进行能量收集（EH）构成了电磁频谱中的重要部分，并且在无线通信系统中经常受到青睐 [8]。在能量收集中，功率受限接收机会处理接收到的射频信号，以提取并储存可用能量[9]。随后，这些收集的能量可通过能量收集方式为集成在HAPS系统中的物联网传感器或设备充电 [10]。

相关工作：在大量现有文献中，能量收集主要在地面网络中得到研究。除聚焦于地面网络的研究外，Ghosh等人 [11]对基于无线信息与能量同传的协作式放大转发/解码转发（AF/DF）中继系统进行了全面的中断分析，指出利用主用户信号进行能量收集对于提升能量效率和通信可靠性都至关重要。本研究选择了线性能量收集模型，因为它简单高效，尤其适用于系统复杂度和开销均为关键因素的高空平台站。尽管文献 [12] 和 [13], 中讨论的非线性能量收集模型能更细致地描述能量转换过程，但它们会显著增加计算复杂度，而且对低输入功率条件高度敏感。例如，Alevizos和Bletsas[12] 证明，非线性模型能够准确捕捉低功率水平下的效率变化，但这些模型需要复杂的参数拟合，并且在真实环境下与实际能量收集行为存在显著偏差。同样，Boshkovska等人 [13]指出，非线性模型适用于输入功率受控且可预测的场景。然而，对于运行于多样且动态环境中的本系统而言，线性模型能够提供更易处理且稳健的框架，同时不会牺牲整体系统性能。

为进一步提升无线系统中的能量收集效率，人们探索了多种方法。除时间切换（TS）能量收集外，功率分割（PS）技术也已被广泛研究并应用于无线通信系统的能量收集。例如，Varshney [14]展示了功率分割在多天线中继系统中的效率，并说明了如何利用该技术最大化能量收集和信息传输。此外，人们还提出了功率分割与时间切换相结合等混合方法，以便在不同信道条件下提供灵活性并提升性能 [15]。功率分割支持同时进行能量收集和解码，而时间切换方法架构更简单、运行开销更低，因此对高空平台站尤其有益。

在 [16], 中，研究了一个双跳网络，其中源节点与目的节点之间不存在直接通信。在[17], 中，针对瑞利衰落下的底层多跳能量收集认知中继网络，获得了精确及渐近的闭式中断概率（OP）。文献 [18]研究了慢衰落场景下由能量收集中继节点辅助的协作网络的中断性能。Ghosh等人 [19]对频谱共享条件下支持SWIPT的双向D2D通信进行了全面的中断分析。他们的研究同时考虑了DF和放大转发中继，重点揭示了不同衰落参数下中断性能和能量效率方面的差距。此外，文献 [20] 利用能量收集预测技术，解决了太阳能供电无线传感器网络中的能量管理问题。所提出的改进型能量技术通过优化传感器节点的电池寿命，提高了预测准确性。

除了上述能量收集相关文献外，也有少量研究关注垂直异构网络的性能。其中， [21]研究了空天地一体化网络（SAGIN），并推导了中断概率和误码概率。在 [22],中，作者研究了卫星、高空平台站和地面站之间的通信，并在考虑散射、路径损耗和瞄准误差的情况下选择最优高空平台站。针对这一场景，作者考虑了多种损伤因素并推导了中断概率。Yahia等人开展的研究考察了采用多跳通信方法的组播网络性能，并以解析方式推导了误码概率和中断概率 [23]。在 [24], 中，作者研究了一种卫星通信系统，其中高空平台站节点在下行传输中用作中继。在此场景中，假设卫星和高空平台站均利用太阳能提供发射功率。 [25]中的作者研究了一种垂直异构网络模型，该模型融合空天地一体化网络通信概念，以优化用户总和速率。文献 [26]采用干扰对齐与多天线系留气球中继，在无需信道状态信息的情况下最大化高空平台站系统的和速率。文献 [27]探讨了在卫星-高空平台站-地面混合网络中优化用户关联和波束成形策略，从而最大化全网数据吞吐量的潜在效益。此外，文献 [28]提出了一种自适应信道划分媒体访问控制协议，通过动态调整控制信道与业务信道间隔，优化高度动态的无人机网络中的信道资源。与这些以研究为导向的工作同步，国际标准组织和产业联盟也已开始推动高空平台站技术的规范化。近期的标准化进展和产业倡议，例如面向非地面网络（NTN）的3GPP第17版、国际电信联盟无线电通信部门针对高空平台站的建议，以及欧洲空间局的NAVISP计划（包括NAVHAPS和HAPS-PNT项目），凸显了人们对高空平台站间架构在现实世界无线通信部署中的日益浓厚兴趣，也表明其具备可行性 [29]–[31]。

研究动机与贡献： 据我们所知，现有文献中尚无研究探讨在垂直异构网络的设计中集成能量采集。为解决 HAPS 系统的能量约束问题，同时提供替代能源方案，我们提出了一种适用于 HAPS 系统、采用时间切换协议的新型能量采集模型。具体而言，我们考虑由两个 HAPS 系统和一个地面单元组成的高空平台站网络。在该系统中，我们假设第一个高空平台处于空闲模式并充当能源，作为馈能高空平台站运行。与此同时，第二个高空平台受能量约束，通过从第一个高空平台获取射频能量，并将其用于与地面单元通信。为量化所提系统的整体性能，我们推导出中断概率、遍历容量（EC）的闭式表达式，

授权许可使用仅限于：ULAKBIM UASL ISTANBUL TEKNIK UNIV. 于 2026年1月2日 10:33:00 UTC 从 IEEE Xplore 下载。适用相关限制。© 2025 IEEE。保留所有权利，包括文本与数据挖掘以及用于训练人工智能和类似技术的权利。允许个人使用，但重新出版/再分发须获得 IEEE 许可。更多信息请参阅 https://www.ieee.org/publications/rights/index.html。

本文已被 IEEE传感器期刊 接收发表。此版本为作者稿，尚未经过全面编辑，正式发表前内容可能会有所更改。引用信息：数字对象标识符 10.1109/JSEN.2025.3647321

并通过考虑 Nakagami-m 和阴影莱斯信道模型给出吞吐量表达式。为量化所提系统的整体性能，我们首先推导了 Nakagami-m 和阴影莱斯衰落条件下中断概率（ OP ）、遍历容量（EC）和吞吐量的闭式表达式。此外，我们还严格讨论了能量收集要求，说明收集功率预算如何随发射功率、天线增益和天顶角变化。所有分析结果均通过大量蒙特卡罗仿真加以验证，证实了这些结果在全部运行条件范围内的准确性，包括不同的阴影参数和衰减级别。

本文结构安排如下：第二节介绍信号与系统模型。第三节进行性能分析。第四节考察 HAPS系统的能量收集要求，第五节给出数值结果及相关讨论。最后，第六节总结全文。

关于数学符号的说明： $\mathbb{E}[.]$ 和(.)表示期望算子， $F_X(.)$和 $f_X(.)$分别表示 X 的累积分布函数（CDF）和概率密度函数（PDF）， $|.|$ 表示绝对值。为便于查阅，表1汇总了全文所用所有参数的定义和数值。

II. 系统与信道模型

在所提出的系统中，我们研究由两个 HAPS系统和一个地面单元组成的架构。假设第一个 HAPS（ H_1）在平流层中静止盘旋，因此无需考虑能量约束。相比之下，位于 20 km 高度的较低平台 H_2 会因火山气溶胶层和极地平流层云而面临能量短缺。两个 HAPS系统均配备情境感知传感器，可持续监测天气状况及各自的能量水平。在初始时刻 $t=0$， H_2 处于能量临界状态，并开始使用时间切换协议从 H_1 收集能量。在第一个 T_{EH}时隙中， H_2 从 H_1收集能量。在随后的 T_{TX}时隙中， H_2 利用收集的能量向地面站（G）传输数据。如图 1 所示，这一循环确保 H_2 在能量约束下仍能持续运行，总传输时间为 $T = T_{\text{TX}} + T_{\text{EH}}$ 。

在此模型中，由于 H_1 与 H_2 [21]之间具有视距（ LOS）连接性，因此将 g_1 与 H_1 和 H_2 之间的能量采集（EH）信道建模为 Nakagami-m分布。基于位于市中心的高层建筑 [32]， G 在地面高度所经历的阴影效应使得 H_2 与 G 之间的传输信道（g_2）符合阴影莱斯信道。在第一跳中， H_2 处收集的能量可表示为

$$E_{H_2} = \eta P_{H_1} G_T^{H_1} G_R^{H_2} \mathcal{G}_{H_1H_2} |g_1|^2 T_{\text{EH}}, \tag{1}$$

其中， $0 < \eta \leq 1$ 为能量转换效率， P_{H_1} 为 H_1的发射功率， g_1 表示 H_1 与 H_2之间的衰落系数， T_{EH} 表示能量收集时隙， $\mathcal{G}_{H_1H_2} =$ $10^{-L_{H_1H_2}/10}$ 表示 H_1与 H_2之间的每链路线性增益。 H_1 与H_2 之间的发射天线增益和接收天线增益分别表示为 $G_T^{H_1}$和 $G_R^{H_2}$。最后， $L_{H_1H_2}$表示射频路径损耗（单位：分贝），可通过 [21]获得

$$L_{PL}[dB] = L_F + L_R + L_A + L_O, \tag{2}$$

其中 $PL \in \{H_1H_2;\ H_2G\}$、 L_F表示自由空间路径损耗（单位为分贝），其表达式为 $L_F = 20\log\left(\frac{4\pi d_{H_1H_2}}{\lambda_r}\right)$，其中

表 I 符号说明和参数列表。

参数	定义
E_{H_2}	H_2处收集的能量
T_{TX}	数据传输时隙
T_{EH}	能量收集时隙
ρ	时间分割比
γ_0	瞬时端到端信噪比
$\overline{\gamma}_0$	平均端到端信噪比
η	能量转换效率
$L_{H_1H_2}$	之间的路径损耗 H_1 和 H_2 （分贝）
L_{H_2G}	H_2 与 G之间的路径损耗（分贝）
$\mathcal{G}_{H_1H_2}$	H_1 与 H_2之间的每链路增益
$\mathcal{G}_{H_2G}$	H_2 与 G之间的每链路增益
$\mathcal{H}_{H_1}$	高空平台站 H_1的高度
$\mathcal{H}_{H_2}$	高空平台站 H_2的高度
$\mathcal{H}_G$	地面站的高度
L_F	自由空间路径损耗（分贝）
λ_r	射频波长（米）
f_r	射频频率（吉赫）
$d_{H_1H_2}$	从 H_1 到 H_2的传播距离
d_{H_2G}	从 H_2 到 G的传播距离
$G_T^{H_1}$	H_1的发射天线增益
$G_T^{H_2}$	H_2的发射天线增益
$G_R^{H_2}$	H_2的接收天线增益
G_R^{G}	G的接收天线增益
L_F	自由空间路径损耗（分贝）
L_R	雨衰（分贝/千米）
L_A	大气气体损耗（分贝）
L_O	其他衰落或杂项损耗（分贝）
N_0	噪声功率谱密度（分贝）
K_{dB}	玻尔兹曼常数（dBW/K/Hz）
T_N	噪声温度（dBK）
B	噪声带宽（dBHz）
m_1	Nakagami-m信道的严重度参数
m_2	阴影莱斯信道严重度参数
$\sigma_{g_1}^2$	方差
α, β	阴影莱斯衰落形状参数
Ω	视距分量平均功率
b	多径分量
γ_{th}	预定阈值
R_b	每次信道使用传输的比特数（每信道使用单位比特数）
γ_R	比衰减（分贝/千米）
$R_{0.01}$	降雨率（毫米/小时）
$\zeta_{H_1H_2}$	介于 H_1 和 H_2 之间的天顶角（度）
ζ_{H_2G}	介于 H_1 和 G之间的天顶角（度）
$\mathcal{T}$	吞吐量（每信道使用单位比特数）

授权许可使用仅限于：ULAKBIM UASL 伊斯坦布尔技术大学。于2026年1月2日10:33:00（UTC）从 IEEE Xplore 下载。相关限制适用。© 2025 IEEE。保留所有权利，包括文本与数据挖掘以及人工智能和类似技术训练相关的权利。允许个人使用，但重新发表/再分发需获得 IEEE 许可。有关更多信息，请参阅 https://www.ieee.org/publications/rights/index.html。

本文已获准在IEEE传感器期刊上发表。这是作者尚未经过全面编辑的版本，最终发表前内容可能会有所变更。引用信息：数字对象标识符 10.1109/JSEN.2025.3647321

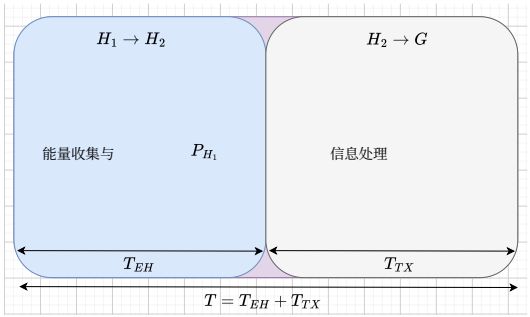


图 1. 能量收集和信息处理的时间安排

H_1 到 H_2 通信，以及 $L_F = 92.45 + 20\log(f_r)$ +20 log(d_{H_2G})，用于 H_2 到 G 通信。在上述公式中，f_r 表示以吉赫为单位的频率，λ_r 为射频波长，$d_{H_1H_2}$ 和 d_{H_2G} 分别表示从 H_1 到 H_2 以及从 H_2 到 G 的传播距离，其中$d_{H_1H_2} = (\mathcal{H}_{H_2} - \mathcal{H}_{H_1})\sec(\zeta_{H_1H_2})$，且 $d_{H_2G} = (\mathcal{H}_{H_2} - \mathcal{H}_G)\sec(\zeta_{H_2G})$。此处，$\mathcal{H}_{H_1}$、$\mathcal{H}_{H_2}$和 $\mathcal{H}_G$ 分别表示 H_1、H_2 和 G 的高度。此外，$\zeta_{H_1H_2}$ 和ζ_{H_2G} 分别为 H_1 到 H_2以及 H_2 到G 之间的天顶角。此外，L_R 表示以分贝/千米为单位的雨衰，L_A 为大气气体损耗，可通过 [21] 计算；L_O 表示以分贝为单位的其他衰落或杂项损耗，这些损耗可能由多种因素造成，包括天线指向不正确、极化失配或天线劣化 [21]。雨衰L_R 使用 γ_R 计算，公式如下：

$$\gamma_R = k(R_{0.01})^{\alpha}, \tag{3}$$

其中，k 和 α 是与频率相关的系数，$R_{0.01}$是平均年中超出 0.01% 时间的降雨率（mm/h）。雨衰可按 [33] 中所述计算：

$$L_R = \gamma_R L_E, \tag{4}$$

其中，L_E 是有效路径长度。

在第二跳中，H_2 利用收集到的能量向 G传输其信息。因此，在时长为 T_{TX}的第二个时间间隔内，G 处的接收信号可表示为

$$y_G = \sqrt{P_{H_2} G_T^{H_2} G_R^G \mathcal{G}_{H_2G}} g_2 s + n_G, \tag{5}$$

其中，s 是单位能量的发送符号，P_{H_2} 是H_2是发射功率，T_{TX} 表示数据传输时隙，时间分割比 ρ 定义为 $\rho = T_{\text{EH}}/(T_{\text{EH}} + T_{\text{TX}})$，$H_2$ 与 G 之间的逐链路线性增益表示为 $\mathcal{G}_{H_2G} = 10^{-L_{H_2G}/10}$，$H_2$与 H_G 之间的发射和接收天线增益分别表示为 $G_T^{H_2}$和 G_R^G。最后，$n_G \sim \mathcal{CN}(0, N_0)$是 G处观测到的零均值复高斯噪声，其噪声功率谱密度为 N_0。利用式（1）、（2）和（5），G 处的瞬时信噪比（SNR）γ_0可表示为

$$E_{H_2}/T_{\text{TX}} = \eta P_{H_1} G_T^{H_1} G_R^{H_2} \mathcal{G}_{H_1H_2} |g_1|^2 \begin{pmatrix} \rho \\ 1-\rho \end{pmatrix}$$

$$\gamma_0 = \left(\frac{\eta\,\rho}{1-\rho}\right) \frac{P_{H_1}}{N_0}\, \mathcal{G}_{H_1H_2}\, \mathcal{G}_{H_2G}\, |g_1|^2 |g_2|^2, \tag{6}$$

其中，N_0 是单边噪声功率谱密度，线性单位表示为 $N_0 = k_B T_N B$，等价地，以分贝表示为 N_0 [dB] $= K_{\text{dB}} + T_N$ [dBK] $+ B$ [dBHz]，其中 $K_{\text{dB}} = -228.6$ dBW/K/Hz。平均信噪比，即对（6）关于单位均值衰落系数 $|g_1|^2$和 $|g_2|^2$取期望，表示为

$$\bar{\gamma}_0 \triangleq \mathbb{E}[\gamma_0] = \left(\frac{\eta\,\rho}{1-\rho}\right) \frac{P_{H_1}}{N_0}\, G_T^{H_2} G_R^{H_1} G_T^{H_1} G_R^G \mathcal{G}_{H_1H_2}\, \mathcal{G}_{H_2G}, \tag{7}$$

因此，瞬时信噪比可写成标准归一化形式 $\gamma_0 = \bar{\gamma}_0 |g_1|^2 |g_2|^2$。

III. 性能分析

A. 衰落信道的统计特性

这里，我们首先求得衰落信道的统计特性，包括 γ_0 的概率密度函数和累积分布函数。为此，我们将随机变量设为 $X = |g_1|^2$、$Y = |g_2|^2$和$Z = |g_1|^2|g_2|^2 = XY$。因此，Z 的累积分布函数可表示为

$$F_Z(z) = \int_0^{\infty} f_X(x) \int_{-\infty}^{\frac{z}{x}} f_Y(y)\, dy\, dx + \int_{-\infty}^{0} f_X(x) \int_{\frac{z}{x}}^{\infty} f_Y(y)\, dy\, dx. \tag{8}$$

由于 H_1 至 H_2 的通信经历Nakagami-m分布，X 的概率密度函数可表示为

$$f_X(x) = \frac{x^{m_1-1} \exp\left(\frac{-x}{2\sigma_g^2}\right)}{\Gamma(m_1)(2\sigma_g^2)^{m_1}}, \tag{9}$$

其中，m_1 表示Nakagami-m衰落的严重度参数，$\sigma_{g_1}^2$ 为方差。在第二阶段，H_2 到 G的通信经历阴影莱斯衰落，Y 的概率密度函数可写为

$$f_Y(y) = \alpha \exp(-\beta y)\, {}_1F_1(m_2; 1; \delta y), \tag{10}$$

其中，m_2为阴影莱斯衰落信道的严重度参数，$\alpha = \frac{1}{2b}\left(\frac{2bm_2}{2bm_2+\Omega}\right)^{m_2}$、$\beta = \frac{1}{2b}$和 $\delta = \Omega/2b(2bm_2+\Omega)$。此处，${}_1F_1(\cdot;\cdot;\cdot)$为第一类合流超几何函数，视距分量的平均功率由参数Ω表示，而多径分量由 b [34]表示。此外，为简化数学表达，可将 ${}_1F_1(m_2; 1; \delta)$表示为 [34]

$${}_1F_1(m_2; 1; \delta) = \exp(\delta) \sum_{k=0}^{m_2} \frac{(1-m_2)_k (-\delta y)^k}{(k!)^2}, \tag{11}$$

其中$_k$ 为升阶乘符号 [23]。最后，将 (9)、(10) 和 (11) 代入 (8)，可将 $F_Z(z)$表示为

$$F_Z(z) = \frac{\alpha}{\Gamma(m_1)(2\sigma_{g_1}^2)^{m_1}} \sum_{k=0}^{m_2} \frac{(1-m_2)_k (-\delta)^k}{(k!)^2} \times \int_0^{\infty} \int_0^{\frac{z}{x}} x^{m_1-1} y^k \exp\left(\frac{-x}{2\sigma_{g_1}^2} - y(\beta-\delta)\right) dy\, dx. \tag{12}$$

授权许可使用仅限于：ULAKBIM UASL ISTANBUL TEKNIK UNIV. 于2026年1月2日10:33:00（UTC）从 IEEE Xplore 下载。相关限制适用。© 2025 IEEE。保留所有权利，包括文本与数据挖掘以及人工智能和类似技术训练相关的权利。允许个人使用，但再版/再分发须获得 IEEE 许可。有关更多信息，请参阅 https://www.ieee.org/publications/rights/index.html。

本文已被 IEEE传感器期刊 接收发表。此版本为作者版本，尚未经过全面编辑，最终发表前内容可能会有所变动。引用信息：数字对象标识符 10.1109/JSEN.2025.3647321

B. 中断概率

中断概率可描述为瞬时信噪比 (γ_0) 低于预定阈值 γ_{th} 的概率。从数学上讲，中断概率可表示为 [22]

$$P_{\text{out}} = \Pr[\gamma_0 \le \gamma_{th}] = F_{\gamma_0}(\gamma_{th}), \tag{13}$$

其中，$F_{\gamma_0}(\gamma_{th})$表示 G处端到端信噪比的累积分布函数，我们将阈值确定为 $\gamma_{th} = 2^{2R_b} - 1$，其中 R_b 表示每次信道使用传输的比特数（每信道使用单位比特数）。将(4)代入(11)，可得到 $F_{\gamma_0}(\gamma_{th})$，其形式为

$$F_{\gamma_0}(\gamma_{th}) = \Pr\left(\overline{\gamma}_0 Z \le \gamma_{th}\right) = F_Z\left(\frac{\gamma_{th}}{\overline{\gamma}_0}\right), \tag{14}$$

然后，将(14)代入(12)，即可将中断概率表示为下一页顶部(15)式所示的形式。利用 [35,式(3.351.1)]，(15)中的 $F_{\gamma_0}(\gamma_{th})$可进一步写成更易处理的形式：

$$\begin{aligned} F_{\gamma_0}(\gamma_{th}) = {} & \frac{\alpha}{\Gamma(m_1)(2\sigma_{g_1}^2)^{m_1}} \sum_{k=0}^{m_2} \frac{(1-m_2)_k(-\delta)^k}{k!(\beta-\delta)^{k+1}} \\ & \times \int_0^\infty x^{m_1-1} \exp\left(\frac{-x}{2\sigma_{g_1}^2}\right) dx - \frac{\alpha}{\Gamma(m_1)(2\sigma_{g_1}^2)^{m_1}} \\ & \times \sum_{k=0}^{m_2}\sum_{i=0}^{k} \frac{(1-m_2)_k(-\delta)^k}{i!k!(\beta-\delta)^{k-i+1}} \left(\frac{\gamma_{th}}{\overline{\gamma}_0}\right)^i \\ & \times \int_0^\infty x^{m_1-1-i} \exp\left(\frac{-x}{2\sigma_{g_1}^2} - \frac{\gamma_{th}(\beta-\delta)}{\overline{\gamma}_0 x}\right) dx. \end{aligned} \tag{16}$$

利用 [35, 式(3.351.3)] 代入(14)，并经过少量运算，中断概率可表示为

$$\begin{aligned} P_{\text{out}} = {} & \alpha \sum_{k=0}^{m_2} \frac{(1-m_2)_k(-\delta)^k}{k!(\beta-\delta)^{k+1}} - \frac{2\alpha}{\Gamma(m_1)(2\sigma_{g_1}^2)^{m_1}} \\ & \times \sum_{k=0}^{m_2}\sum_{i=0}^{k} \frac{(1-m_2)_k(-\delta)^k}{i!k!} \left(\frac{\gamma_{th}}{\overline{\gamma}_0}\right)^{\frac{m_1+i}{2}} \\ & \times (\beta-\delta)^{\frac{m_1+i-2k-2}{2}} (2\sigma_{g_1}^2)^{\frac{m_1-i}{2}} \\ & \times K_{m_1-i}\left(2\sqrt{\frac{\gamma_{th}(\beta-\delta)}{\overline{\gamma}_0 2\sigma_{g_1}^2}}\right), \end{aligned} \tag{17}$$

其中，$K_{m_1-i}(\cdot)$表示 $m_1 - i$阶第二类修正贝塞尔函数 [36]。

C. 遍历容量

遍历容量（$\mathcal{C}_e$）表示无线信道上信息传输的最高速率，单位为每信道使用单位比特数，其表达式为 [23]

$$\mathcal{C}_e = \mathbb{E}[\log_2(1+\gamma_0)], \tag{18}$$

无法利用式 (16) 推导出遍历容量的闭式表达式。不过，可以利用詹森不等式精确地求得其上界：

$$\mathcal{C}_e^{up} = \log_2(1+\mathbb{E}[\gamma_0]), \tag{19}$$

并且 $\mathbb{E}[\gamma_0]$ 可表示为：

$$\mathbb{E}[\gamma_0] = \int_0^\infty \gamma_0 f_{\gamma_0}(\gamma_0)\, d\gamma_0. \tag{20}$$

这里，$f_{\gamma_0}(\gamma_0)$ 表示 γ_0的概率密度函数，可通过对 $F_{\gamma_0}(\gamma_0)$ 求导得到：

$$\begin{aligned} f_{\gamma_0}(\gamma_0) = {} & \frac{{m_1}^{m_1}\alpha}{\overline{\gamma}_0\Gamma(m_1)\Omega^{m_1}} \sum_{k=0}^{m_2} \frac{(1-m_2)_k(-\delta\gamma_0)^k}{(k!)^2(\overline{\gamma}_0)^k} \\ & \times \int_0^\infty y^{m_1-k-2} \exp\left(-\frac{ym_1}{\Omega} - \frac{\beta\gamma_0}{\overline{\gamma}_0 y}\right) dy. \end{aligned} \tag{21}$$

随后，将（19）代入（18），可得 $\mathbb{E}[\gamma_0]$

$$\begin{aligned} \mathbb{E}[\gamma_0] = {} & \frac{{m_1}^{m_1}\alpha}{\overline{\gamma}_0\Gamma(m_1)\Omega^{m_1}} \sum_{k=0}^{m_2} \frac{(1-m_2)_k(-\delta)^k}{(k!)^2(\overline{\gamma}_0)^k} \\ & \times \int_0^\infty \int_0^\infty y^{m_1-k-2}\gamma_0^{k+1} \exp\left(-\frac{xm_1}{\Omega} - \frac{\gamma_0(\beta-\delta)}{\overline{\gamma}_0 y}\right) dy\, d\gamma_0. \end{aligned} \tag{22}$$

利用 [35, 公式（3.351.3）]并稍作推导，可将$\mathbb{E}[\gamma_0]$ 表示为

$$\begin{aligned} \mathbb{E}[\gamma_0] = {} & \frac{{m_1}^{m_1}\alpha}{\overline{\gamma}_0\Gamma(m_1)\Omega^{m_1}} \sum_{k=0}^{m_2} \frac{(1-m_2)_k(-\delta)^k(k+1)!}{(k!)^2(\overline{\gamma}_0)^k} \\ & \times \left(\frac{\overline{\gamma}_0}{\beta-\delta}\right)^{k+2} \int_0^\infty x^{m_1} \exp\left(-\frac{m_1 x}{\Omega}\right) dx. \end{aligned} \tag{23}$$

将 [35, 公式（3.351.3）] 代入（21），可将 $\mathbb{E}[\gamma_0]$ 写为

$$\mathbb{E}[\gamma_0] = \frac{\overline{\gamma}_0\alpha\Omega}{(\beta-\delta)^2} \sum_{k=0}^{m_2} \frac{(1-m_2)_k(k+1)}{k!} \left(\frac{\delta}{\delta-\beta}\right)^k. \tag{24}$$

将（22）代入（17），即可得到 $\mathcal{C}_e^{up}$，如下一页顶部的（23）所示。

D. 吞吐量分析

吞吐量是指数据通过网络从一个点成功传输到另一个点的速率。它以比特每秒为单位表示，从数学角度来看，可表示为

$$\mathcal{T} = R_b(1 - F_{\gamma_0}(\gamma_{th})). \tag{26}$$

将 R_b 和 $F_{\gamma_0}(\gamma_{th})$ 代入（24），即可得到 $\mathcal{T}$。

IV. HAPS系统的能量采集要求

典型的 HAPS 系统需要为推进、有效载荷和通信供电，并且必须确保用户端接收功率约为 -80 dBm，以提供良好/极佳的连接性 [37]。因此，链路应能够承受较大的衰减（约为 120–125 dB），具体取决于距离、频率、天气和指向。总功率预算可写为

$$P_{\text{req}} = P_{\text{propulsion}} + P_{\text{payload}} + P_{\text{comm}}, \tag{27}$$

授权许可使用仅限于：ULAKBIM UASL ISTANBUL TEKNIK UNIV.。于 2026年1月2日 10:33:00 UTC 从 IEEE Xplore 下载。适用相关限制。© 2025 IEEE。保留所有权利，包括文本与数据挖掘、人工智能训练及类似技术方面的权利。允许个人使用，但转载或再分发需获得 IEEE 许可。更多信息请参见 https://www.ieee.org/publications/rights/index.html。

本文已被 IEEE传感器期刊 接收发表。此版本为作者稿，尚未经过完整编辑，内容可能会在正式发表前有所更改。引用信息：数字对象标识符 10.1109/JSEN.2025.3647321

$$F_{\gamma_0}(\gamma_{th}) = \frac{\alpha}{\Gamma(m_1)(2\sigma_{g_1}^2)^{m_1}} \sum_{k=0}^{m_2} \frac{(1-m_2)_k(-\delta)^k}{(k!)^2} \int_0^{\infty} \int_0^{\frac{\gamma_{th}}{\overline{\gamma}_0 x}} x^{m_1-1} \exp\left(\frac{-x}{2\sigma_{g_1}^2} - y(\beta-\delta)\right) y^k \, dy \, dx. \tag{15}$$

$$\mathcal{C}_e^{up} = \log_2\left(1 + \frac{\overline{\gamma}_0 \alpha \Omega}{(\beta-\delta)^2} \sum_{k=0}^{m_2} \frac{(1-m_2)_k(k+1)}{k!} \left(\frac{\delta}{\delta-\beta}\right)^k\right). \tag{25}$$

其中采用代表性数值（例如， $P_{\text{propulsion}} \approx 100$W 和 $P_{\text{payload}} \approx 40$ W）进行说明，而通信功率则由实现 G 处 -80dBm 目标所需的链路预算决定。

使用所提出的射频能量收集（EH）模型， H_2 处在能量收集时段 T_{EH} 内的收集功率由式（1）给出。为评估其实用性，我们进行了基于案例的评估，以确定在何种参数范围（η、$\zeta_{H_1H_2}$、 $G_T^{H_1}$、 $G_R^{H_2}$、路径损耗和额外损伤）下，收集功率能够达到或超过工作频率为 17.7 吉赫时链路预算所隐含的通信功率。这种表述方式避免了规定固定的发射功率，而是将可行性与实际的天线增益、传播特性和效率因子相联系。

A. 案例一：*HAPS*节点之间的大天顶角对准

在第一个场景中，我们考虑这样一种配置：HAPS平台可实现的最大天线增益设为 $G_T^{H_1} = G_R^{H_2} = 50$ 分贝各向同性天线（dBi），这代表了适用于HAPS系统的高增益反射阵天线或相控阵天线的现实上限。两个HAPS节点之间的天顶角为 $\zeta_{H_1H_2} = 70°$，体现了较大的间隔几何关系，同时保持视距对准；平台高度分别设为 $\mathcal{H}_{H_1} = 20$ 千米和$\mathcal{H}_{H_2} = 21$ 千米，与典型的平流层运行条件相符。链路在 Ka 波段以$f = 17.7$ 吉赫运行，效率因子为 $\eta = 1$。.

即使 $H1$ 与 H_2 之间的天顶角增大至 $70°$， H_2 处的收集功率仍保持在 26.2 分贝毫瓦——这一水平足以轻松满足地面处[1]的 -80 分贝毫瓦灵敏度阈值，并提供充足的链路余量。此外，由于第一跳（$H_1 \rightarrow H_2$）仍具有充足的链路增益，即使进一步增大 H_1–H_2间距，该余量仍在可接受范围内。因此，在 $P_{H_1} = 200$ 瓦和 $\eta = 1$的条件下，即使天顶角较大，也能维持高效的空对空功率传输和稳健的下行通信，进一步印证了所提出的高空网络架构的可行性。

[1]请注意，本文预测的最坏情况下的收集功率水平在实际中可以通过采用 8×10 贴片整流器阵列来实现，该阵列类似于 [38], 中展示的10瓦原型机，能够提供所需的直流输出，同时使每个单元都保持在线性区域内，从而保留 -80 分贝的地面站灵敏度裕量。如果不采用这种贴片阵列，则可通过选择略低的发射功率或天线增益设置来维持相同的裕量，使单个整流器工作在其16.6 dBm饱和电平或略低于该电平。

B. 案例 *II*：*HAPS*节点之间的低天顶角对齐

在第二种情形中，我们保留前一种情形中的所有系统参数，唯一的区别是将HAPS节点之间的天顶角从 $60°$ 减小到 $10°$，使HAPS之间的链路垂直对齐。这种几何布局使传播距离最短，从而最大限度地降低自由空间路径损耗。采用 $P_{H_1} = 20$ 瓦的较低发射功率，并使用相同的天线增益 $G_T^{H_1} = G_R^{H_2} = 50$ 分贝和$f = 17.7$ 吉赫频率时，节点 H_2 处的收集功率计算结果为 $P_{H_2} = 25$分贝毫瓦。尽管与第一种情形相比， P_{H_1} 减少了十倍，但从 H_2 到地面的下行链路仍满足 -80 分贝毫瓦的灵敏度目标，表明链路余量相当充足。因此，垂直对齐不仅能提高功率传输效率，还能大幅降低所需的发射功率预算。这些结果证实，即使发射功率大幅降低，高效的空对空能量传输和稳健的下行通信仍然可行，为可持续的高空网络架构提供了一个能效极高的基准方案。

C. 案例 *III*：能量转换效率的影响

在此情景中，我们保留高增益、近垂直的高空平台站间配置，将天线增益固定为$G_T^{H_1} = G_R^{H_2} = 50$ 分贝各向同性，并将天顶角设为$\zeta_{H_1H_2} = 10°$。即使将发射功率降低至$P_{H_1} = 20$ 瓦，极低的能量转换效率或更大的 H_1–H_2 间距仍能使来自 H_2的下行信号轻松满足地面站的 -80 分贝毫瓦灵敏度要求，这表明该几何配置能够提供充足的链路余量。

作为参考，若将发射功率恢复至 P_{H_1} =200 W，且转换效率降至 $\eta = 0.1$，则 H_2 处的收集功率仍可达到 25 dBm。与大天顶角情形相比，这凸显了近垂直空中链路抵御能量转换效率低下的稳健性，使其在实际硬件约束下尤其适合用于可靠的高空平台站间能量传输。此外，由于平流层高度的空对空功率传输基本不受大气吸收、散射和遮挡的影响，实际转换效率预计将接近其理想值（$\eta \approx 1$）。因此，即便存在非最优硬件或意外损耗，收集的能量仍足以满足所需的功率水平。

授权许可使用仅限于：ULAKBIM UASL ISTANBUL TEKNIK UNIV.。于 2026年1月2日 10:33:00 UTC 从 IEEE Xplore 下载。使用受限。© 2025 IEEE。保留所有权利，包括文本与数据挖掘以及人工智能和类似技术训练方面的权利。允许个人使用，但再版/再分发须获得 IEEE 许可。更多信息请参阅 https://www.ieee.org/publications/rights/index.html。

本文已获准在 IEEE传感器期刊 发表。此版本为作者版本，尚未经过全面编辑，内容可能会在正式发表前有所变更。引用信息：数字对象标识符 10.1109/JSEN.2025.3647321

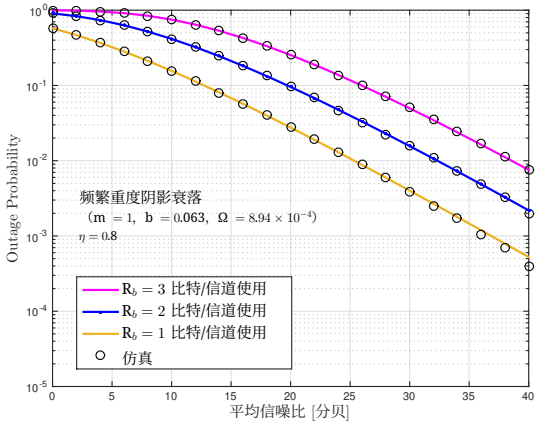


图2. 频繁重度阴影衰落级别下，不同 R_b 值对应的中断概率与平均信噪比的关系。

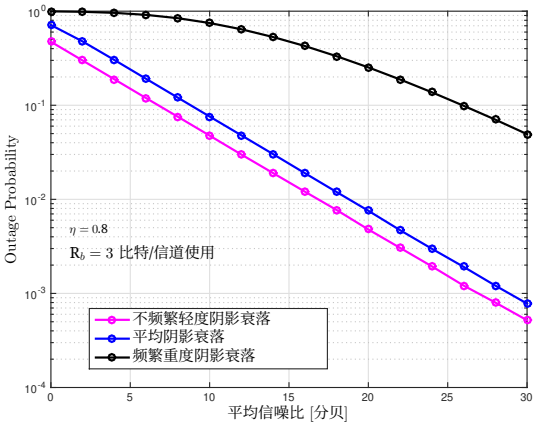


图 4. 不同阴影衰落级别下中断概率随平均信噪比的变化。

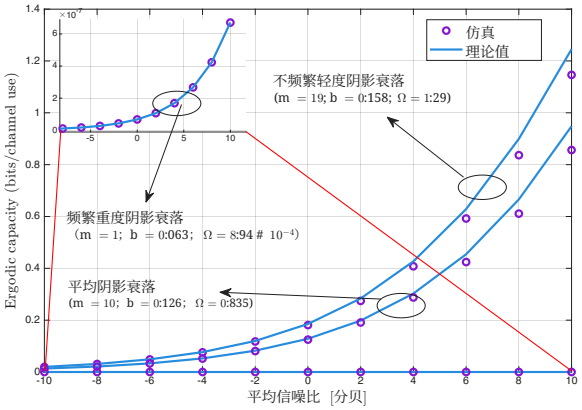


图3. 不同阴影衰落级别下，遍历容量与平均信噪比（分贝）的关系。

表II仿真参数

参数	数值
L_A 介于 H_1 和 H_2之间	0.0216 分贝
L_A 介于 H_2 和 G	0.0108 分贝
L_O	5 dB
$\mathcal{H}_{H_1}$	21 千米
$\mathcal{H}_{H_2}$	20 千米
$\mathcal{H}_G$	0 km
$d_{H_1H_2}$	1 km
d_{H_2G}	20 千米
$G_T^{H_1}$	50 分贝
$G_R^{H_2}$	50 分贝
$G_T^{H_2}$	52 分贝
G_R^G	60 分贝
f_r	17.7 吉赫
$\zeta_{H_1H_2}$	75°
ζ_{H_2G}	0°
K_{dB}	−228.6 dBW/K/Hz
T_N	22.3805 dBK
N_0	−130.1995 分贝
B	76.02 dBHz
ρ	0.5

V. 数值结果与讨论

在本节中，首先通过一组仿真验证理论结果，其中采用 10^6 蒙特卡洛进行了多次试验。然后，采用三种不同的阴影模型展示中断概率和遍历容量性能：频繁重度阴影衰落（$m_1 = m_2 = 1$, $b = 0.063$、$\Omega = 8.94 \times 10^{-4}$）、平均阴影衰落（$m_1 = m_2 = 10$, $b = 0.126$, $\Omega = 0.835$）和不频繁轻度阴影衰落（$m_1 = m_2 = 19$, $b = 0.158$, $\Omega = 1.29$）[23]。此外，还展示了雨衰的影响，最后，我们提出了有助于读者的重要设计指南。

在整个仿真过程中，我们设置 $m_1 = m_2 \triangleq m$，将时间分割比设为 $\rho = 0.5$，并将高空平台系统和地面站的高度分别设为高于平均海平面 $\mathcal{H}_{H_1} = 21$、$\mathcal{H}_{H_2} = 20$ 和 $\mathcal{H}_G = 0$。此外，天顶角设为 $\zeta_{H_1H_2} = 75°$ 和 $\zeta_{H_2G} = 0°$。雨衰在第 V-C 节中进行演示，数值仿真所采用的所有参数汇总于表II。

A. 理论表达式的验证

图2展示了频繁重度阴影衰落条件下，不同 R_b 值对应的中断概率性能随平均信噪比变化的情况。图中，实线表示理论结果，标记符号表示仿真结果。由图可见，理论结果与蒙特卡罗仿真吻合良好。此外，我们观察到，随着 R_b 值减小，性能有所提升，因为传输 1 每信道使用单位比特数比传输 3 每信道使用单位比特数更容易。

图3展示了当 $\eta = 0.2$ 和 $R_b = 3$每信道使用单位比特数时，各阴影衰落级别下遍历容量随平均信噪比变化的情况。在平均信噪比为10 dBm时，频繁重度阴影衰落与轻度阴影衰落之间的遍历容量差异约为0.65 bit/s/Hz。从图中可以看出，阴影衰落级别降低时，系统的遍历容量性能会提升。此外，图中清楚表明，所有阴影衰落级别下的理论结果均与蒙特卡洛仿真一致。

B. 阴影衰落和数据速率的影响

图 4 展示了所有阴影模型下中断概率随平均信噪比变化的情况。从图中可以看出，在频繁重度阴影衰落条件下，中断概率在约 25 分贝时达到 10^{-1} 性能。此外，我们还可以发现，所提出的

仅授权 ULAKBIM UASL ISTANBUL TEKNIK UNIV. 使用。于 2026年1月2日 10:33:00 UTC 从 IEEE Xplore 下载。限制适用。© 2025 IEEE。保留所有权利，包括文本与数据挖掘、人工智能及类似技术训练相关权利。允许个人使用，但再版/再分发需获得 IEEE 许可。更多信息请参阅 https://www.ieee.org/publications/rights/index.html。

本文已被 IEEE传感器期刊 接收发表。此版本为作者稿，尚未经过全面编辑，内容可能会在正式发表前发生变更。引用信息：数字对象标识符 10.1109/JSEN.2025.3647321

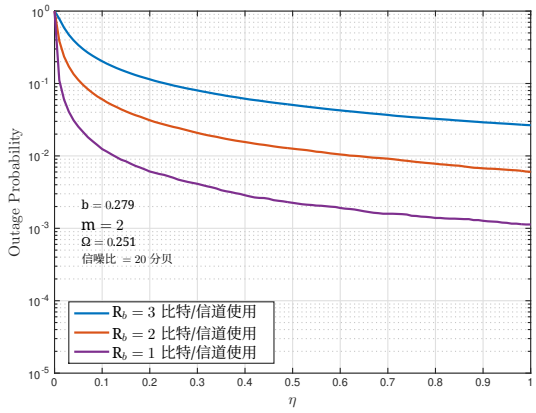


图 5. η 与不同 R_b 值的关系，信噪比为 = 20分贝。

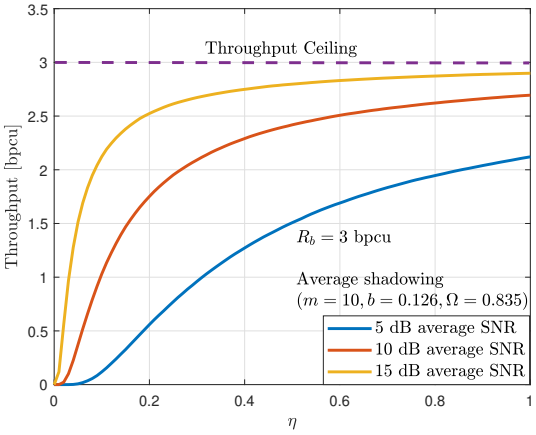


图 6. 吞吐量与不同 R_b 值下的平均信噪比的关系。

模型在重度阴影衰落条件下表现较差，而在不频繁轻度阴影衰落条件下则能获得最佳性能。

图 5 展示了当$b = 0.279$，$m = 2$，$\Omega = 0.251$ 且平均信噪比为 20 分贝时，不同 R_b 值下中断概率随能量采集因子的变化情况。从图中可以看出，当 $\eta \to 1$时，由于能量采集能力增强，中断概率性能有所改善。此外，从图中可以推断，如图 4 所示，在 $R_b = 1$ 每信道使用单位比特数时，中断概率最低。随着η 值趋近于 1，中断概率曲线趋于平缓并收敛到一个固定水平。此外，当 $\eta = 1$时，对于 $R_b = 1$ 每信道使用单位比特数，中断概率达到 10^{-3}性能；在 20 分贝下，这可视为可接受的中断率。

图 6 展示了所提出系统在不同 R_b 水平下，吞吐量随平均信噪比的变化情况。从图中可以看出，即使在 EH 完美的理想情形下（$\eta = 1$），在平均阴影衰落效应的影响下，低信噪比条件下几乎不可能达到理想吞吐量上限（3 每信道使用单位比特数）。此外，根据能量采集能力，信噪比达到 5 分贝或 10 分贝即可满足 2 每信道使用单位比特数的数据速率要求。

C. 雨衰的影响

通过考虑三种具有代表性的降雨率条件——小雨（$R_{0.01} = 2$ 毫米/小时）、中雨（$R_{0.01} =$

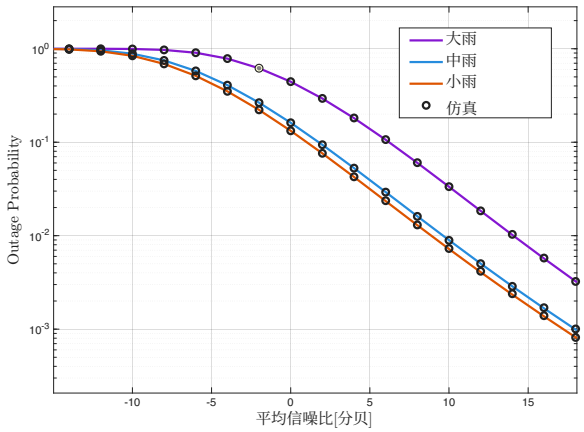


图 7. 不同降雨等级下的中断概率与平均信噪比的关系。

10 毫米/小时）和大雨（$R_{0.01} = 50$ 毫米/小时），我们在 Ka 波段（17.7 吉赫）进行了仿真，以评估雨衰对HAPS系统与地面单元之间链路质量的影响。这些参数涵盖了实际降雨条件的完整范围，可用于评估 Ka 波段在真实传播场景中的性能。

图 7 展示了三种不同降雨情形（包括小雨、中雨和大雨）下，中断概率（OP）随平均信噪比的变化情况。图中同时给出了理论值和仿真结果，以验证解析模型的准确性。曲线表明，随着降雨强度增加，中断概率性能变差，反映出雨衰对系统可靠性的显著影响。小雨条件下的中断概率表现明显优于大雨，凸显了系统对不同降雨条件的敏感性。

D. 设计指南

本节提出了一些关键设计建议，这些建议可能有助于高空平台站网络的设计。

- 结果表明，采用有效的能量收集策略后，即使遭遇大雨和严重阴影效应，HAPS系统仍能维持其运行效率和可靠性。当常规电源稀缺或无法获取时，这一能力尤为重要。因此，在HAPS系统中成功集成能量收集技术，可显著提升其可持续性和整体性能，使其成为可靠通信网络的可信赖选择。

- 吞吐量分析表明，在频繁重度阴影衰落条件下，系统的通信能力会大幅下降。即使在中等和较高信噪比水平下，可传输的符号数量也会显著减少。如上所述，地面站应选址于较高的地面位置，以避开有高层建筑或城市环境密集的区域。这样便可建立可靠的通信。

- 第四节的能量收集分析表明，链路可行性由三个参数决定：组合

授权许可使用仅限于：ULAKBIM UASL ISTANBUL TEKNIK UNIV.。于2026年1月2日10:33:00 UTC从IEEE Xplore下载。适用相关限制。© 2025 IEEE。保留所有权利，包括文本与数据挖掘以及训练人工智能和类似技术的权利。允许个人使用，但重新发布/再分发须获得 IEEE 许可。更多信息请参见 https://www.ieee.org/publications/rights/index.html。

本文已被 IEEE传感器期刊 接收发表。此版本为作者稿，尚未经过全面编辑，最终发表前内容可能会有所更改。引用信息：数字对象标识符 10.1109/JSEN.2025.3647321

天线增益、天顶角 $\zeta_{H_1H_2}$ 和射频到直流转换效率 η。结果表明，只要高空平台站孔径的增益保持在 50 dBi，并使倾斜角接近垂直，即使 η 降至 0.1 或 P_{H_1} 降至 20 W，系统仍能达到−80dBm 的地面站灵敏度目标。

- 图 7 所示的中断概率分析表明，雨衰对系统性能有显著影响。随着降雨强度从小雨增至大雨，中断概率会恶化，这凸显了自适应功率控制策略的重要性。例如，在大雨情形下，要达到可接受的通信质量，可能需要大幅提高发射功率或部署额外资源。

- 根据仿真结果，建议将地面站部署在障碍物较少的区域，例如开阔的乡村或半城市地区，以避免阴影效应严重造成的性能下降。此外，将 HAPS 系统的位置调整至最佳天顶角，可最大限度地减少路径损耗并提升整体系统性能。

VI. 结论

本文提出了一种专为 HAPS 系统设计的能量收集策略。该创新方法使面临能量约束的 HAPS 系统能够从另一不受能量约束的 HAPS 系统收集能量。利用收集的能量，该策略可确保能量受限的 HAPS 系统持续运行。为全面评估所提系统的整体性能，我们推导了中断概率和遍历容量表达式，并通过蒙特卡罗仿真验证了这些指标。结果表明，采用能量收集策略后，HAPS 系统能够保持运行效率和可靠性。这一能力对于传统电源稀缺或无法使用的情形尤为重要。因此，在 HAPS 系统中成功实施能量收集，可显著提升其可持续性和整体性能。

参考文献

[1] M. R. Palattella, M. Dohler, A. Grieco, G. Rizzo, J. Torsner, T. Engel, 和 L. Ladid, 《5G时代物联网：赋能技术、架构与商业模式》, *IEEE*通信汇刊，第34卷，第3期，第510–527页，2016年。[2] A. N. Wilson, A. Kumar, A. Jha, 和 L. R. Cenkeramaddi, 《无人机的嵌入式传感器、通信技术、计算平台与机器学习：综述》, *IEEE*传感器期刊，第22卷，第3期，第1807–1826页，2022年。[3] M. Y. Abdelsadek, A. U. Chaudhry, T. Darwish, E. Erdogan, G. Karabulut-Kurt, P. G. Madoery, O. Ben Yahia, 和 H. Yanikomeroglu, 《未来空间网络：迈向人类的下一次巨大飞跃》, *IEEE*通信汇刊，第71卷，第949–1007页，2023年。[4] A. Alidadi Shamsabadi, A. Yadav, O. Abbasi, 和 H. Yanikomeroglu, 《通过无线电资源管理处理高空平台站与地面一体化网络中的干扰》, *IEEE*无线通信快报，第11卷，第12期，第2585–2589页，2022年。[5] G. Karabulut Kurt, M. G. Khoshkholgh, S. Alfattani, A. Ibrahim, T. S. J. Darwish, M. S. Alam, H. Yanikomeroglu, 和 A. Yongacoglu, 《面向未来高空平台站（HAPS）网络的愿景与框架》, *IEEE*通信调查与教程，第23卷，第2期，第729–779页，2021年。

[6] Y. Li, M. Nahon, 和 I. Sharf, 《飞艇动力学建模：文献综述》, 航空航天科学进展，第47卷，第217–239页，2011年。[7] D. E. Ryan Jr, 《飞艇在洲际和战区内空运中的潜力》, 美国空军大学麦克斯韦空军基地高级空中力量研究学院，技术报告，1992年。[8] G. Moloudian, M. Hosseinifard, S. Kumar, R. B. V. B. Simorangkir, J. L. Buckley, C. Song, G. Fantoni, 和 B. O'Flynn, 《用于无电池无线传感、工业4.0和物联网的射频能量收集技术：综述》, IEEE传感器期刊，第24卷，第5732–5745页，2024年。[9] T. D. P. Perera, D. N. K. Jayakody, S. K. Sharma, S. Chatzinotas, 和 J. Li, 《无线信息与能量同传（SWIPT）：最新进展与未来挑战》, IEEE通信调查与教程，第20卷，第1期，第264–302页，2017年。[10] D. K. Sah, A. Hazra, R. Kumar, 和 T. Amgoth, 《太阳能供电无线传感器网络的采集能量预测技术》, IEEE传感器期刊，第23卷，第8期，第8932–8940页，2023年。[11] S. Ghosh, T. Acharya, 和 S. P. Maity, 《无线信息与能量同传启用的协作式放大转发/解码转发中继辅助双向频谱共享通信中的中断分析》, IEEE认知通信与组网汇刊，第8卷，第3期，第1434–1443页，2022年。[12] P. N. Alevizos 和 A. Bletsas, 《无线通信中的敏感型非线性远场射频能量收集》, IEEE无线通信汇刊，第17卷，第6期，第3670–3685页，2018年。[13] E. Boshkovska, D. W. K. Ng, N. Zlatanov, 和 R. Schober, 《无线信息与能量同传系统的实用非线性能量收集模型与资源分配》, IEEE通信快报，第19卷，第2082–2085页，2015年。[14] L. R. Varshney, 《同时传输信息与能量》, IEEE信息论汇刊，第57卷，第8期，第4672–4682页，2011年。[15] H. Ju 和 R. Zhang, 《无线供能通信网络中的吞吐量最大化》, IEEE无线通信汇刊，第13卷，第1期，第418–428页，2014年。[16] M. Babaei 和 ¨U. Ayg¨ol¨u, 《Nakagami-m衰落信道中带能量收集的双跳中继系统误码率分析》, 载于2017年无线与光通信进展（RTUWO），IEEE，2017年，第96–101页。[17] C. Xu, M. Zheng, W. Liang, H. Yu, 和 Y.-C. Liang, 《带能量收集的底层多跳认知中继网络的中断性能》, IEEE通信快报，第20卷，第6期，第1148–1151页，2016年。[18] T. Li, P. Fan, 和 K. B. Letaief, 《瑞利衰落信道上能量采集中继辅助协作网络的中断概率》, IEEE车辆技术汇刊，第65卷，第2期，第972–978页，2016年。[19] S. Ghosh, T. Acharya, 和 S. P. Maity, 《基于蜂窝网络频谱共享的无线信息与能量同传启用双向设备到设备通信中的中断分析》, IEEE车辆技术汇刊，第69卷，第9期，第10167–10176页，2020年。[20] D. K. Sah, A. Hazra, R. Kumar, 和 T. Amgoth, 《太阳能供电无线传感器网络的采集能量预测技术》, IEEE传感器期刊，第23卷，第8期，第8932–8940页，2023年。[21] S. R, S. Sharma, N. Vishwakarma, 和 A. S. Madhukumar, 《采用混合自由空间光/射频通信的高空平台站中继空天地一体化网络：性能分析》, IEEE航空航天与电子系统汇刊，第57卷，第1581–1599页，2021年。[22] O. B. Yahia, E. Erdogan, G. K. Kurt, I. Altunbas, 和 H. Yanikomeroglu, 《混合射频/自由空间光卫星网络中的高空平台站选择》, IEEE航空航天与电子系统汇刊，第58卷，第4期，第2855–2867页，2022年。[23] O. B. Yahia, E. Erdogan, 和 G. K. Kurt, 《高空平台站辅助混合射频-自由空间光组播通信：误码与中断分析》, IEEE航空航天与电子系统汇刊，第59卷，第1期，第140–152页，2022年。[24] Z. Chen, T. J. Lim, 和 M. Motani, 《高空平台辅助低地球轨道卫星下行传输：能量采集视角》, 载于2014年IEEE第15届无线通信信号处理进展国际研讨会（SPAWC），2014年，第194–198页。[25] Y. Gong, H. Yao, Z. Xiong, S. Guo, F. R. Yu, 和 D. Niyato, 《空天地网络中面向和速率最大化的计算卸载与能量收集方案》, 载于GLOBECOM 2022——2022年IEEE全球通信大会，2022年，第3941–3946页。[26] P. G. Sudheesh, M. Mozaffari, M. Magarini, W. Saad, 和 P. Muthuchidambaranathan

仅限 ULAKBIM UASL ISTANBUL TEKNIK UNIV. 获授权使用。于 2026年1月2日 10:33:00 UTC 从 IEEE Xplore 下载。适用相关限制。© 2025 IEEE。保留所有权利，包括文本与数据挖掘以及人工智能和类似技术训练相关权利。允许个人使用，但再版/再分发须获得 IEEE 许可。有关更多信息，请参阅 https://www.ieee.org/publications/rights/index.html。

本文已获准在 IEEE传感器期刊 发表。此版本为作者稿，尚未经过全面编辑，内容可能会在正式发表前有所更改。引用信息：数字对象标识符 10.1109/JSEN.2025.3647321

配备系留气球中继的无人机，”*IEEE*通信快报，第 22 卷，第 6 期，第 1240–1243 页，2018 年。[27] S. Liu、H. Dahrouj 和 M.-S. Alouini，“卫星-HAPS-地面一体化网络中的联合用户关联与波束成形”，*IEEE Transac- tions on Vehicular Technology*，第 73 卷，第 4 期，第 5162–5178 页，2024年。[28] Y. Ruan、Y. Zhang、Y. Li、R. Zhang 和 R. Hang，“面向高动态无人机网络的自适应信道划分MAC协议”，*IEEE*传感器期刊，第 20 卷，第 16 期，第 9528–9539 页，2020 年。[29] 3GPP，“支持非地面网络的新无线电（NR）研究”，第三代合作伙伴计划 (3GPP)，技术报告 TR 38.811 V15.4.0，2020 年，可在以下网址获取：https://www.3gpp.org/ftp/Specs/archive/38 series/38.811/38811-f40.zip。[30] 国际电信联盟无线电通信部门，“在固定卫星业务和移动卫星业务频段内运行的高空平台站的技术和运行特性”，国际电信联盟无线电通信部门 (ITU-R)，技术报告 ITU-R建议书 F.2478，2021 年，可在以下网址获取：https://www. itu.int/rec/R-REC-F.2478-202106-I/en。[31]欧洲空间局，“NAVHAPS – ESA NAVISP 旗下的 HAPS-PNT”，PDF 在线提供，2021 年 5 月，访问于 2025 年 7 月。 [在线]。网址：https://navisp.esa.int/uploads/files/documents/ NAVHAPS%20-%20HAPS%20PNT%20-%20NAVISP.pdf [32] P. Raut、K. Singh、C.-P. Li、M.-S. Alouini 和 W.-J. Huang，“基于非线性能量采集的无人机辅助全双工物联网网络：无限与有限块长分析，”*IEEE*物联网期刊，第8卷，第24期，第17 655–17 668页，2021年。[33] R. Series，“地面视距系统设计所需的传播数据与预测方法，”*ITU-R* 建议书，第 530-12 页，2015 年。[34] Y. Ai 、 A. Mathur 、M. Cheffena、M. R. Bhatnagar和H. Lei，“混合卫星-FSO协作系统的物理层安全，”*IEEE*光子学期刊，第11卷，第1期，第1–14页，2019年。[35] I. S. Gradshteyn和I. M. Ryzhik，《积分、级数与乘积表》。Academic Press，2014年。[36] Y. Chen、N. Zhao、Z. Ding和M.-S. Alouini，“多架无人机作为中继：多跳单链路与多个双跳链路，”*IEEE* 无线通信汇刊，第17卷，第9期，第6348–6359页，2018年。[37] “NAVHAPS – 高空平台站PNT - NAVISP工业日”，发表于欧洲空间局NAVISP工业日，欧洲空间局（ESA），3月。2024， [在线]。可访问：https://navisp.esa.int/uploads/files/project $_{d}ocuments/NAVISP1$ –012[38] N. Sakai、N. Furutani、K. Uchiyama、Y. Hirose、F. Komatsu和K. Itoh，“采用氮化铝天线上的砷化镓E-pHEMT栅控阳极二极管的5.8吉赫频段10 W整流天线，用于热扩散，”载于*2023 IEEE/MTT-S*国际微波研讨会-*IMS 2023*。IEEE，2023年，第1003–1005页。

授权许可使用仅限：ULAKBIM UASL 伊斯坦布尔技术大学。于 2026年1月2日 10:33:00 UTC 从 IEEE Xplore 下载。适用相关限制。© 2025 IEEE。保留所有权利，包括文本与数据挖掘以及人工智能和类似技术训练相关权利。允许个人使用，但重新出版/再分发须获得 IEEE 许可。更多信息请参阅 https://www.ieee.org/publications/rights/index.html。