借助可重构智能表面，在超越 5G 的网络中释放 3D 连接能力

Jiguang He[1], Aymen Fakhreddine[1,2], Arthur S. de Sena[3], Yu Tian[1], 和 Merouane Debbah[41]阿布扎比技术创新研究所，阿联酋[2]克拉根福大学网络与嵌入式系统研究所，奥地利克拉根福[3]奥卢大学无线通信中心，FI-90014，芬兰[4]哈利法科技大学，阿布扎比，阿联酋 电子邮箱： {jiguang.he@tii.ae, aymen.fakhreddine@tii.ae,arthur.sena@oulu.fi, yu.tian@tii.ae, merouane.debbah@ku.ac.ae}

arXiv:2305.04661v2 [eess.SP] 2 Oct 2023

摘要——可重构智能表面（RIS）为现有及未来的无线网络带来诸多益处，包括提升频谱效率和能效、实现软切换、提高传输可靠性，甚至提升定位精度。这些显著改进源于 RIS 对无线电传播环境进行精细调节的可重构性、可编程性和自适应能力，而且实现成本和能耗都较低。本文着眼于升级现有第五代（5G）蜂窝网络：引入具有全维均匀平面阵列结构的 RIS，以释放先进的三维连接能力。部署的 RIS 用于为在空中飞行的无人机（UAV）提供服务并实现超高数据速率；对于主要面向地面用户设计的传统基站（BS）而言，这是一项颇具挑战的任务。考虑 RIS-UAV 和 BS-UAV 链路的视距概率后，我们建立平均可达速率模型，分析环境参数的影响，并开展深入的性能比较。仿真结果表明，部署 RIS 可带来显著增益，性能大幅优于不含 RIS 的传统 5G 网络。

索引词——超越 5G、三维连接、可达速率、无人机、可重构智能表面

一、引言

无人机（也称为无人驾驶飞行器，UAV）近年来得到了极大的发展，催生了广泛的新兴应用，例如货物配送、城市空中出租车、远程监控、边境管控、农业或工业监测以及灾害救援 [1]。尽管上述应用涉及不同的领域，但它们的共同点在于迫切需要三维（3D）无线连接，以传输实时传感器数据和控制指令。这种连接必须具备可靠性和安全性，并支持高数据速率，最高可达每秒数百兆比特（Mbps）。

当前商用第五代（5G）基站（BS）的设计初衷，是为地面用户提供二维（2D）覆盖。如何为下一代无线网络（即超越5G和第六代（6G）网络）提供无处不在的三维（3D）覆盖，乃至全球覆盖，是一个热门议题 [2]。为弥补缺乏专用基础设施服务飞行无人机的问题，应采用无需移动网络运营商承担大量硬件升级或额外部署成本的方法。换言之，应充分依托现有的5G蜂窝网络，并着力升级网络，以满足无人机通信的服务质量（QoS）要求。据我们所知，利用可重构智能表面（RIS）扩展蜂窝网络的三维覆盖以服务空中用户，尚未得到充分探索。

在近期文献中， [3]–[6] 中的研究聚焦于如何应用RIS来增强无人机赋能的无线网络。不过，这些研究的目的也是为地面用户提供服务。具体而言，通过将RIS搭载于无人机上，地面基站无需视距（LoS）链路即可与远处的地面用户通信，从而实现来自空中的智能反射 [3]。在 [4]–[6]，中，无人机作为空中基站，能够灵活部署。 [7] 中的作者专门用一整节综述了无人机与RIS，并列出了探讨无人机搭载RIS的相关出版物。

本文利用RIS的可重构能力，通过将波束成形指向天空，为无人机提供三维连接，从而增强现有蜂窝网络。这为现有5G蜂窝基础设施提供了一种“易于实施”的升级方案，使其迈向超越5G（B5G），并实现一种改进的蜂窝架构：在关键位置部署大型RIS，其高度略低于当前已部署蜂窝网络中的服务基站天线。在此意义上，不同于现有研究将搭载RIS的无人机作为网络的一部分，充当中继或空中基站，本文研究的无人机实际上是由网络服务的蜂窝用户设备（UE）。此外，我们考虑了视距概率，并研究了不同传播环境下的平均可达速率。仿真结果表明，在平均可达速率和天空覆盖方面，RIS辅助的B5G网络优于无RIS系统。

记号：粗体小写字母 a 表示向量，粗体大写字母 A 表示矩阵。$(\cdot)^{\mathsf{T}}$ 和 $(\cdot)^{\mathsf{H}}$分别表示矩阵或向量的转置和共轭转置。Tr(·)表示迹算子，diag(a) 和 det(·)分别表示以 a 的元素为对角元素的对角矩阵以及矩阵的行列式， a 返回复标量 a的相位，a⊗b 表示 a 和 b 的克罗内克积，$\mathbf{I}_M$ 表示 $M \times M$ 单位矩阵，0 表示一个

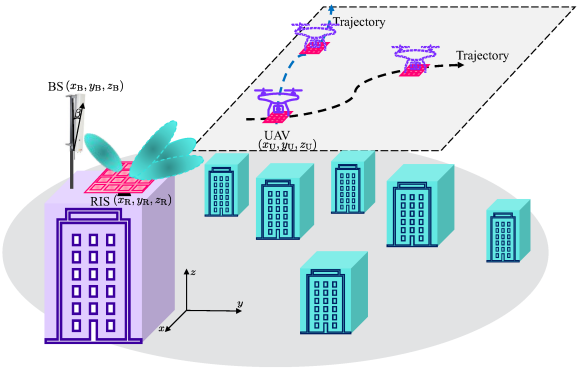


图 1：可重构智能表面与传统 5G 基站实现的三维连接。

全零矩阵，$j = \sqrt{-1}$，而 $\|\cdot\|_2$ 表示向量的欧几里得范数。 $[\mathrm{a}]_i$ 和 $[\mathrm{A}]_{ij}$ 分别表示 a 的第 i个元素和 A 的第 (i,j) 个元素。最后， $|\cdot|$ 返回复数的绝对值。

II. 系统模型

我们研究借助静态可重构智能表面和传统 5G 基站实现的无人机通信三维连接，如图 1 所示。基站配备均匀线性阵列（ULA），由 N_B 个垂直天线单元组成，并通过顺时针旋转 β 弧度向下倾斜。为了在无需额外部署成本高昂的新一代基站的情况下，为飞行中的无人机提供三维连接，我们采用低成本部署的可重构智能表面；凭借大量亚波长超构原子，它能够实现三维波束成形。可重构智能表面能够生成一组候选波束，覆盖无人机预计所在的整个天空区域。具体而言，在基站附近部署一个由 $N_\mathrm{R} = N_\mathrm{R}、{}_x N_\mathrm{R}、{}_y$ 个超构原子组成、具有视距可用性 [8]，的可重构智能表面，该表面采用均匀平面阵列（UPA）结构，并与 x-y 平面平行；$N_\mathrm{R}、{}_x$ 和 $N_\mathrm{R}、{}_y$ 分别表示沿 x 轴和 y 轴排列的可重构智能表面超构原子数量。飞行中的无人机也采用由 $N_\mathrm{U} = N_\mathrm{U}、{}_x N_\mathrm{U}、{}_y$ 个天线组成的 UPA，其中 $N_\mathrm{U}、{}_x$ 和 $N_\mathrm{U}、{}_y$ 分别表示沿 x 轴和 y 轴排列的天线数量。我们假设可重构智能表面与无人机的天线平面彼此平行。基站、可重构智能表面和无人机的坐标分别为 $\mathrm{p}_\mathrm{B} = (x_\mathrm{B}, y_\mathrm{B}, z_\mathrm{B})^\mathsf{T} \in \mathbb{R}^3$、$\mathrm{p}_\mathrm{R} = (x_\mathrm{R}, y_\mathrm{R}, z_\mathrm{R})^\mathsf{T} \in \mathbb{R}^3$ 和 $\mathrm{p}_\mathrm{U} = (x_\mathrm{U}, y_\mathrm{U}, z_\mathrm{U})^\mathsf{T} \in \mathbb{R}^3$。

A. 信道模型

我们考虑所有信道的远场传播，即基站-RIS、RIS-无人机和基站-无人机信道。这些信道通过考虑信道参数进行建模，而信道参数则根据任意一对网络节点之间的几何关系计算得出。为简化分析，我们仅考虑每个信道中的视距（LoS）路径分量，这对于无人机通信 [9]而言是有充分依据的。尽管可能存在多径分量，但其总功率与视距路径中的功率相比并不显著，尤其是在毫米波频段。

毫米波（mmWave）频段 [10]。采用扩展的 Saleh-Valenzuela 信道模型 [11]，，基站-可重构智能表面信道 $\mathbf{H}_{\mathrm{B,R}} \in \mathbb{C}^{N_\mathrm{R} \times N_\mathrm{B}}$ 建模为

$$\mathbf{H}_{\mathrm{B,R}} = \sqrt{\frac{N_\mathrm{B} N_\mathrm{R}}{\rho_{\mathrm{B,R}}}} \exp(-j2\pi f_c \tau_{\mathrm{B,R}}) \boldsymbol{\alpha}_\mathrm{R}(\theta^r_{\mathrm{B,R}}, \phi^r_{\mathrm{B,R}}) \boldsymbol{\alpha}^\mathsf{H}_\mathrm{B}(\phi^t_{\mathrm{B,R}} - \beta), \tag{1}$$

其中，$\rho_{\mathrm{B,R}} \in \mathbb{R}$ 表示路径损耗，取决于基站与可重构智能表面之间的距离、载波频率 f_c 以及阴影效应；$\tau_{\mathrm{B,R}}$ 表示传播时延；$\theta^r_{\mathrm{B,R}} \in \mathbb{R}$，$\phi^r_{\mathrm{B,R}} \in \mathbb{R}$ 和 $\phi^t_{\mathrm{B,R}} \in \mathbb{R}$分别表示方位角、到达仰角（AoA）和离开仰角（AoD）。信道参数根据基站天线阵列和可重构智能表面平面的质心计算，如 [12]

$$x_\mathrm{R} = x_\mathrm{B} + d_{\mathrm{B,R}} \cos(\theta^r_{\mathrm{B,R}}) \cos(\phi^r_{\mathrm{B,R}}), \tag{2}$$
$$y_\mathrm{R} = y_\mathrm{B} + d_{\mathrm{B,R}} \sin(\theta^r_{\mathrm{B,R}}) \cos(\phi^r_{\mathrm{B,R}}), \tag{3}$$
$$z_\mathrm{R} = z_\mathrm{B} + d_{\mathrm{B,R}} \sin(\phi^r_{\mathrm{B,R}}), \tag{4}$$
$$\phi^t_{\mathrm{B,R}} = \phi^r_{\mathrm{B,R}}, \tag{5}$$

其中，$d_{\mathrm{B,R}} = \|\mathrm{p}_\mathrm{B} - \mathrm{p}_\mathrm{R}\|_2 \in \mathbb{R}$ 表示基站与可重构智能表面之间的距离。可重构智能表面处的归一化阵列响应向量$\boldsymbol{\alpha}_\mathrm{R}(\theta^r_{\mathrm{B,R}}, \phi^r_{\mathrm{B,R}}) \in \mathbb{C}^{N_\mathrm{R}}$，以及基站处的 $\boldsymbol{\alpha}_\mathrm{B}(\phi^t_{\mathrm{B,R}} - \beta) \in \mathbb{C}^{N_\mathrm{B}}$，即 $\|\boldsymbol{\alpha}_\mathrm{R}(\theta^r_{\mathrm{B,R}}, \phi^r_{\mathrm{B,R}})\|_2 = \|\boldsymbol{\alpha}_\mathrm{B}(\phi^t_{\mathrm{B,R}} - \beta)\|_2 = 1$，分别为

$$\begin{aligned}\boldsymbol{\alpha}_\mathrm{R}(\theta^r_{\mathrm{B,R}}, \phi^r_{\mathrm{B,R}}) \triangleq \frac{1}{\sqrt{N_\mathrm{R}}} \Big[&1, \exp\Big(j\frac{2\pi d_x}{\lambda} \cos(\theta^r_{\mathrm{B,R}}) \sin(\phi^r_{\mathrm{B,R}})\Big), \\ &\cdots, \exp\Big(j\frac{2\pi d_x}{\lambda}(N_{\mathrm{R},x} - 1) \cos(\theta^r_{\mathrm{B,R}}) \sin(\phi^r_{\mathrm{B,R}})\Big)\Big]^\mathsf{T} \\ \otimes \Big[&1, \exp\Big(j\frac{2\pi d_y}{\lambda} \sin(\theta^r_{\mathrm{B,R}}) \sin(\phi^r_{\mathrm{B,R}})\Big), \\ &\cdots, \exp\Big(j\frac{2\pi d_y}{\lambda}(N_{\mathrm{R},y} - 1) \sin(\theta^r_{\mathrm{B,R}}) \sin(\phi^r_{\mathrm{B,R}})\Big)\Big]^\mathsf{T},\end{aligned} \tag{6}$$

$$\begin{aligned}\boldsymbol{\alpha}_\mathrm{B}(\phi^t_{\mathrm{B,R}} - \beta) \triangleq \frac{1}{\sqrt{N_\mathrm{B}}} \Big[&1, \exp\Big(j\frac{2\pi d_z}{\lambda} \cos(\phi^t_{\mathrm{B,R}} - \beta)\Big), \\ &\cdots, \exp\Big(j\frac{2\pi d_z}{\lambda}(N_\mathrm{B} - 1) \cos(\phi^t_{\mathrm{B,R}} - \beta)\Big)\Big]^\mathsf{T},\end{aligned} \tag{7}$$

其中，$d_x \in \mathbb{R}$、$d_y \in \mathbb{R}$和 $d_z \in \mathbb{R}$ 分别表示沿 x、 y和 z 轴的阵元间距， λ 为波长。方位角 $\beta \in \mathbb{R}$ 的影响被整合到阵列响应向量 $\boldsymbol{\alpha}_\mathrm{B}(\cdot)$中。可采用相同方式对可重构智能表面-无人机信道 $\mathbf{H}_{\mathrm{R,U}} \in \mathbb{C}^{N_\mathrm{U} \times N_\mathrm{R}}$ 和基站-无人机信道 $\mathbf{H}_{\mathrm{B,U}} \in \mathbb{C}^{N_\mathrm{U} \times N_\mathrm{B}}$ 建模，如下：

$$\begin{aligned}\mathbf{H}_{\mathrm{B,U}} = &\sqrt{\frac{N_\mathrm{B} N_\mathrm{U}}{\rho_{\mathrm{B,U}}}} \exp(-j2\pi f_c \tau_{\mathrm{B,U}}) \boldsymbol{\alpha}_\mathrm{U}(\theta^r_{\mathrm{B,U}}, \phi^r_{\mathrm{B,U}}) \\ &\times \boldsymbol{\alpha}^\mathsf{H}_\mathrm{B}(\phi^t_{\mathrm{B,U}} - \beta),\end{aligned} \tag{8}$$

$$\begin{aligned}\mathbf{H}_{\mathrm{R,U}} = &\sqrt{\frac{N_\mathrm{R} N_\mathrm{U}}{\rho_{\mathrm{R,U}}}} \exp(-j2\pi f_c \tau_{\mathrm{R,U}}) \boldsymbol{\alpha}_\mathrm{U}(\theta^r_{\mathrm{R,U}}, \phi^r_{\mathrm{R,U}}) \\ &\times \boldsymbol{\alpha}^\mathsf{H}_\mathrm{R}(\theta^t_{\mathrm{R,U}}, \phi^t_{\mathrm{R,U}}),\end{aligned} \tag{9}$$

其中， $\boldsymbol{\alpha}_\mathrm{U}(\cdot) \in \mathbb{C}^{N_\mathrm{U}}$ 表示无人机处的阵列响应向量，$\rho_{\mathrm{B、U}}$、 $\rho_{\mathrm{R、U}}$、 $\tau_{\mathrm{B、U}}$、 $\tau_{\mathrm{R、U}}$、 $\theta^r_{\mathrm{B、U}}$、 $\phi^r_{\mathrm{B、U}}$、 $\phi^t_{\mathrm{B、U}}$、 $\theta^r_{\mathrm{R、U}}$、 $\phi^r_{\mathrm{R、U}}$、 $\theta^t_{\mathrm{R、U}}$以及$\phi^t_{\mathrm{R、U}}$ 的定义方式与式（1）中的相同。由于我们

假设无人机的天线平面与可重构智能表面的天线平面平行，则有 $\theta^r_{\mathrm{R,U}}=\theta^t_{\mathrm{R,U}}$ 和 $\phi^r_{\mathrm{R,U}}=\phi^t_{\mathrm{R,U}}$。

B. 视距概率

信道的视距概率取决于复杂的环境传播条件，例如建筑物的高度、建筑物密度以及散射体的空间分布。因此，城市、郊区和农村等不同场景应采用不同的视距概率。本文采用国际电信联盟无线电通信部门（ITU-R）提出的模型来刻画视距可用性，其表达式见 [13], [14]：

$$p^{\mathrm{ITU}}_{\mathrm{LoS}}(h_{\mathrm{T}},h_{\mathrm{R}},\gamma)=\prod_{m=0}^{M}\left(1-\exp\left(-\frac{\left(h_{\mathrm{T}}-\frac{(m+0.5)(h_{\mathrm{T}}-h_{\mathrm{R}})}{M+1}\right)^2}{2\gamma^2}\right)\right), \tag{10}$$

其中，$M=\lfloor r\sqrt{\alpha\kappa}\rfloor-1$ 表示一对网络节点之间的建筑物数量。变量 r、 α和κ 分别表示节点对之间以千米为单位的地面距离、建筑物覆盖面积占总面积的比例，以及单位面积内的平均建筑物数量； γ 为高度分布参数， h_{T} 和 h_{R} 分别为发射端和接收端的高度。通过调整参数 α、 κ 和 γ，我们可以对上述所有场景的视距概率进行建模。因此，我们将表达式（10）应用于信道 $\mathrm{H_{B,U}}$和 $\mathrm{H_{R,U}}$。此外，我们假设可重构智能表面放置在基站附近，因此始终保证视距可用。请注意，在刻画 $\mathrm{H_{R,U}}$时，可重构智能表面被视为虚拟发射端。

III. 可达速率及其平均值

A. 可达速率

引入可重构智能表面以实现三维连接有多重优势：i) 当存在直接的基站-无人机信道时，可获得巨大的复用增益，以实现极高速率传输。ii) 当基站-无人机信道暂时不可用时，基站可通过可重构智能表面维持连接。本小节将分别讨论这两种情况。基站与无人机之间的整个端到端信道总结如下。

$$\mathbf{H}=\mathbb{I}(\mathbf{H}_{\mathrm{B,U}})\mathbf{H}_{\mathrm{B,U}}+\mathbb{I}(\mathbf{H}_{\mathrm{R,U}})\mathbf{H}_{\mathrm{R,U}}\mathbf{\Omega}\mathbf{H}_{\mathrm{B,R}}, \tag{11}$$

其中， $\mathbb{I}(\cdot)\in\{0,1\}$ 是指示函数；如果 $\mathrm{H_{B,U}}\neq\mathbf{0}$,$\mathbb{I}(\mathrm{H_{B,U}})=1$；否则， $\mathbb{I}(\mathrm{H_{B,U}})=0$。同样的原理也适用于 $\mathbb{I}(\mathrm{H_{R,U}})$。对角矩阵 $\mathbf{\Omega}\in\mathbb{C}^{N_{\mathrm{R}}\times N_{\mathrm{R}}}$是可重构智能表面的相位控制矩阵。与传统的放大转发（AF）中继不同，可重构智能表面只需改变入射信号的相移，即可实现模拟/无源波束成形 [15]。也就是说，对 $\mathbf{\Omega}$ 的对角元素施加了严格约束，即 $|[\mathbf{\Omega}]_{kk}|=1$, $\forall k\in\{1,2,\cdots,N_{\mathrm{R}}\}$。根据（10），$\mathrm{H_{B,U}}$ 和 $\mathrm{H_{R,U}}$ 的视距（LoS）概率为

$$\Pr(\mathbb{I}(\mathbf{H}_{\mathrm{B,U}})=1)=\prod_{m=0}^{M}\left(1-\exp\left(-\frac{\left(z_{\mathrm{B}}-\frac{(m+0.5)(z_{\mathrm{B}}-z_{\mathrm{U}})}{M+1}\right)^2}{2\gamma^2}\right)\right), \tag{12}$$

$$\Pr(\mathbb{I}(\mathbf{H}_{\mathrm{R,U}})=1)=\prod_{m=0}^{M}\left(1-\exp\left(-\frac{\left(z_{\mathrm{R}}-\frac{(m+0.5)(z_{\mathrm{R}}-z_{\mathrm{U}})}{M+1}\right)^2}{2\gamma^2}\right)\right). \tag{13}$$

基站与无人机之间的可达速率取决于 $\mathrm{H_{B,U}}$ 和 $\mathrm{H_{R,U}}$的视距（LoS）可用性。因此，对于以 bps/Hz 为单位的可达速率，采用分段函数表示，如下一页顶部的公式 (14) 所示。对于情况 i)$\mathbb{I}(\mathrm{H_{B,U}})=\mathbb{I}(\mathrm{H_{R,U}})=1$，其还取决于合并矩阵 $\mathbf{W}\in\mathbb{C}^{N_{\mathrm{U}}\times 2}$、预编码矩阵 $\mathbf{F}\in\mathbb{C}^{N_{\mathrm{B}}\times 2}$以及 $\mathbf{\Omega}$ 的设计。对于情况 ii) $\mathbb{I}(\mathrm{H_{B,U}})=1,\mathbb{I}(\mathrm{H_{R,U}})=0$，其还取决于合并向量 $\mathbf{w}\in\mathbb{C}^{N_{\mathrm{U}}}$和波束成形向量 $\mathbf{f}\in\mathbb{C}^{N_{\mathrm{B}}}$的设计。对于情况 iii)$\mathbb{I}(\mathrm{H_{B,U}})=0,\mathbb{I}(\mathrm{H_{R,U}})=1$，其还取决于 $\mathbf{w}$、$\mathbf{f}$ 和 $\mathbf{\Omega}$ 的设计。符号 P 和 σ^2 分别表示基站处的发射功率和无人机处的噪声方差。

1) 情形 i) $\mathbb{I}(\mathrm{H_{B,U}})=\mathbb{I}(\mathrm{H_{R,U}})=1$: 在此情形下，由于从基站到无人机的两条不同路径可以同时存在，因此能够获得空间复用增益，端到端信道为 $\mathbf{H}=\mathrm{H_{B,U}}+\mathrm{H_{R,U}}\mathbf{\Omega}\mathrm{H_{B,R}}$，其中 $\mathrm{H_{B,U}}\neq\mathbf{0}$和 $\mathrm{H_{R,U}}\neq\mathbf{0}$。我们重点设计 W、F 和 Ω，以最大化可达速率。优化问题表述为 [16]

$$\mathcal{P}_1:\max_{\mathbf{W},\mathbf{F},\mathbf{\Omega}}\quad\log_2\left(\det\left(\mathbf{I}_2+\frac{P}{\sigma^2}\mathbf{W}^{\mathsf{H}}\mathbf{H}\mathbf{F}\mathbf{F}^{\mathsf{H}}\mathbf{H}^{\mathsf{H}}\mathbf{W}\right)\right), \tag{15a}$$

$$s.t.\quad\mathrm{Tr}(\mathbf{W}^{\mathsf{H}}\mathbf{W})=1, \tag{15b}$$

$$\mathrm{Tr}(\mathbf{F}^{\mathsf{H}}\mathbf{F})=1, \tag{15c}$$

$$|[\mathbf{\Omega}]_{kk}|=1,\forall k, \tag{15d}$$

由于 (15d) 中的约束是非凸的，因此该问题也是非凸的。因此，寻找最优解具有挑战性。为了简化后续分析，我们采用一种简化但直观的两阶段方法，依次优化 Ω 和 {W,F}。我们首先关注 $\mathrm{H_{R,U}}\mathbf{\Omega}\mathrm{H_{B,R}}$ 项，并定义 $\eta=\sqrt{\frac{N_{\mathrm{R}}N_{\mathrm{U}}}{\rho_{\mathrm{R}}}}\sqrt{\frac{N_{\mathrm{B}}N_{\mathrm{R}}}{\rho_{\mathrm{BR}}}}\exp(-j2\pi f_c\tau_{\mathrm{R,U}})\exp(-j2\pi f_c\tau_{\mathrm{B,R}})\boldsymbol{\alpha}^{\mathsf{H}}_{\mathrm{R}}(\theta^t_{\mathrm{R,U}},\phi^t_{\mathrm{R,U}})\mathbf{\Omega}\boldsymbol{\alpha}_{\mathrm{R}}(\theta^r_{\mathrm{B,R}},\phi^r_{\mathrm{B,R}})$。对此，式 (11) 中的 H 可改写为

$$\mathbf{H}(\eta)=\underbrace{\mathbf{H}_{\mathrm{B,U}}}_{\text{Rank One}}+\underbrace{\eta\boldsymbol{\alpha}_{\mathrm{U}}(\theta^r_{\mathrm{R,U}},\phi^r_{\mathrm{R,U}})\boldsymbol{\alpha}^{\mathsf{H}}_{\mathrm{B}}(\phi^t_{\mathrm{B,R}}-\beta)}_{\text{Rank One}}, \tag{16}$$

这是两个秩一矩阵的求和。这里，我们将 H 替换为 H(η)，以表明其对 η 的依赖关系。基于以下事实：

$$\lim_{N_{\mathrm{B}}\to\infty}\boldsymbol{\alpha}^{\mathsf{H}}_{\mathrm{B}}(\phi^t_{\mathrm{B,U}}-\beta)\boldsymbol{\alpha}_{\mathrm{B}}(\phi^t_{\mathrm{B,R}}-\beta)\approx 0,\ \text{if}\ \ \phi^t_{\mathrm{B,U}}\neq\phi^t_{\mathrm{B,R}}, \tag{17}$$

$$R=\begin{cases}\log_2\left(\det\left(\mathbf{I}+\frac{P}{\sigma^2}\mathbf{W}^{\mathsf{H}}\mathbf{H}\mathbf{F}\mathbf{F}^{\mathsf{H}}\mathbf{H}^{\mathsf{H}}\mathbf{W}\right)\right), & \text{if } \mathbb{I}(\mathbf{H}_{\mathrm{B,U}})=1,\mathbb{I}(\mathbf{H}_{\mathrm{R,U}})=1,\\ \log_2\left(\det\left(1+\frac{P}{\sigma^2}\mathbf{w}^{\mathsf{H}}\mathbf{H}_{\mathrm{B,U}}\mathbf{f}\mathbf{f}^{\mathsf{H}}\mathbf{H}_{\mathrm{B,U}}^{\mathsf{H}}\mathbf{w}\right)\right), & \text{if } \mathbb{I}(\mathbf{H}_{\mathrm{B,U}})=1,\mathbb{I}(\mathbf{H}_{\mathrm{R,U}})=0,\\ \log_2\left(\det\left(1+\frac{P}{\sigma^2}\mathbf{w}^{\mathsf{H}}\mathbf{H}_{\mathrm{R,U}}\mathbf{\Omega}\mathbf{H}_{\mathrm{B,R}}\mathbf{f}\mathbf{f}^{\mathsf{H}}\mathbf{H}_{\mathrm{B,R}}^{\mathsf{H}}\mathbf{H}_{\mathrm{R,U}}^{\mathsf{H}}\mathbf{\Omega}^{\mathsf{H}}\mathbf{w}\right)\right), & \text{if } \mathbb{I}(\mathbf{H}_{\mathrm{B,U}})=0,\mathbb{I}(\mathbf{H}_{\mathrm{R,U}})=1,\\ 0, & \text{if } \mathbb{I}(\mathbf{H}_{\mathrm{B,U}})=0,\mathbb{I}(\mathbf{H}_{\mathrm{R,U}})=0.\end{cases} \tag{14}$$

$$\lim_{N_{\mathrm{U}}\to\infty}\boldsymbol{\alpha}_{\mathrm{U}}^{\mathsf{H}}(\theta_{\mathrm{B,U}}^{r},\phi_{\mathrm{B,U}}^{r})\boldsymbol{\alpha}_{\mathrm{U}}(\theta_{\mathrm{R,U}}^{r},\phi_{\mathrm{R,U}}^{r})\approx 0,\ \text{若}\ \theta_{\mathrm{R,U}}^{r}\neq\theta_{\mathrm{B,U}}^{r}\ \&\phi_{\mathrm{R,U}}^{r}\neq\phi_{\mathrm{B,U}}^{r}, \tag{18}$$

这很容易证明。因此，H(η) 的奇异值分解（SVD）可近似为

$$\mathbf{H}(\eta)\approx\mathbf{U}\mathrm{diag}([\sqrt{N_{\mathrm{B}}N_{\mathrm{U}}/\rho_{\mathrm{B,U}}}\ \ |\eta|])\mathbf{V}^{\mathsf{H}}, \tag{19}$$

其中，$\mathbf{U}=[\exp(-j2\pi f_c\tau_{\mathrm{B,U}})\boldsymbol{\alpha}_{\mathrm{U}}(\theta_{\mathrm{B,U}}^{r},\phi_{\mathrm{B,U}}^{r});\ \boldsymbol{\alpha}_{\mathrm{U}}(\theta_{\mathrm{R,U}}^{r},\phi_{\mathrm{R,U}}^{r})]$ 且 $\mathbf{V}=[\boldsymbol{\alpha}_{\mathrm{B}}(\phi_{\mathrm{B,U}}^{t}-\beta);\ \boldsymbol{\alpha}_{\mathrm{B}}(\phi_{\mathrm{B,R}}^{t}-\beta)]$。根据 (17) 和 (18)，U 和 V 几乎是酉矩阵的部分，即 $\mathbf{U}^{\mathsf{H}}\mathbf{U}\approx\mathbf{I}_2$ 且 $\mathbf{V}^{\mathsf{H}}\mathbf{V}\approx\mathbf{I}_{2}$。

为此，我们首先在第一阶段最大化 $|\eta|$，其等于 $\sqrt{\frac{N_{\mathrm{R}}N_{\mathrm{U}}}{\rho_{\mathrm{R,U}}}}\sqrt{\frac{N_{\mathrm{B}}N_{\mathrm{R}}}{\rho_{\mathrm{B,R}}}}$。之后，我们对 $\mathbf{H}(\eta=\sqrt{\frac{N_{\mathrm{R}}N_{\mathrm{U}}}{\rho_{\mathrm{R,U}}}}\sqrt{\frac{N_{\mathrm{B}}N_{\mathrm{R}}}{\rho_{\mathrm{B,R}}}})$ 进行奇异值分解，以在第二阶段设计最优的 W 和 F。Ω、W 和 F 的最优闭式解总结如下

$$[\mathbf{\Omega}]_{kk}=\exp\left\{j\left(\angle[\boldsymbol{\alpha}_{\mathrm{R}}(\theta_{\mathrm{R,U}}^{t},\phi_{\mathrm{R,U}}^{t})]_k-\angle[\boldsymbol{\alpha}_{\mathrm{R}}(\theta_{\mathrm{B,R}}^{r},\phi_{\mathrm{B,R}}^{r})]_k\right)\right\}\times\exp\left(j2\pi f_c(\tau_{\mathrm{R,U}}+\tau_{\mathrm{B,R}})\right), \tag{20}$$

$$\mathbf{W}=\frac{\sqrt{2}}{2}\mathbf{U},\mathbf{F}=\frac{\sqrt{2}}{2}\mathbf{V}, \tag{21}$$

其中，W 和 F 满足式 (15b) 和 (15c) 中规定的约束。

对于此情况，可达速率可改写为 R_1。

$$R_1\approx\log_2\left(1+\frac{P}{4\sigma^2}\frac{N_{\mathrm{B}}N_{\mathrm{U}}}{\rho_{\mathrm{B,U}}}\right)+\log_2\left(1+\frac{P}{4\sigma^2}\frac{N_{\mathrm{R}}N_{\mathrm{U}}}{\rho_{\mathrm{R,U}}}\frac{N_{\mathrm{B}}N_{\mathrm{R}}}{\rho_{\mathrm{B,R}}}\right). \tag{22}$$

2）情况 ii） $\mathbb{I}(\mathbf{H}_{\mathrm{B,U}})=1,\mathbb{I}(\mathbf{H}_{\mathrm{R,U}})=0$：对于此情况，我们只需对 $\mathbf{H}_{\mathrm{B,U}}$ 进行奇异值分解，以设计最优的波束成形向量 w 和 f。可实现速率的计算很简单。对于此情况，重新定义为 R_2 的可实现速率为 $R_2=\log_2\left(1+\frac{P}{\sigma^2}\frac{N_{\mathrm{B}}N_{\mathrm{U}}}{\rho_{\mathrm{B,U}}}\right)$。

3) 情形 iii) $\mathbb{I}(\mathbf{H}_{\mathrm{B,U}})=0,\mathbb{I}(\mathbf{H}_{\mathrm{R,U}})=1$：对于这种情形，我们可以采用已用于情形 i) 的两阶段方法。对于这种情形，可达速率重新定义为 R_3，即 $R_3=\log_2\left(1+\frac{P}{\sigma^2}\frac{N_{\mathrm{R}}N_{\mathrm{U}}}{\rho_{\mathrm{R,U}}}\frac{N_{\mathrm{B}}N_{\mathrm{R}}}{\rho_{\mathrm{B,R}}}\right)$。

B. 平均可达速率

我们将视距概率及其对应的可达速率纳入考量，并计算平均可达速率如下：

$$\begin{aligned}\bar{R}=&R_1\Pr(\mathbb{I}(\mathbf{H}_{\mathrm{B,U}})=1)\Pr(\mathbb{I}(\mathbf{H}_{\mathrm{R,U}})=1)\\&+R_2\Pr(\mathbb{I}(\mathbf{H}_{\mathrm{B,U}})=1)\Pr(\mathbb{I}(\mathbf{H}_{\mathrm{R,U}})=0)\\&+R_3\Pr(\mathbb{I}(\mathbf{H}_{\mathrm{B,U}})=0)\Pr(\mathbb{I}(\mathbf{H}_{\mathrm{R,U}})=1).\end{aligned} \tag{23}$$

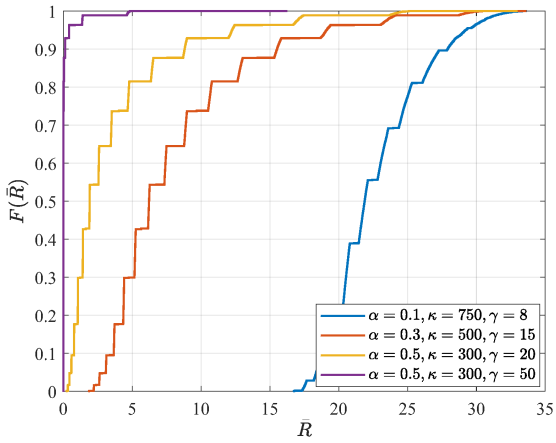


图2：不同环境（即郊区、城市、高密度城市和高层城市）下平均可达速率的累积分布函数，频率为 $f_c=28$ GHz。

IV. 仿真结果

在本节中，我们研究RIS辅助B5G网络的平均可达速率，并将其与无RIS系统进行比较。为简便起见，我们仅考虑自由空间路径损耗，其模型为：$\rho=d^2f_c^2/10^{8.755}$，其中 f_c（单位：KHz）为载波频率，定义为$f_c=\frac{c}{\lambda}$，其中 c为光速（3×10^8 m/s）。为使其具有通用性并适用于所有路径损耗和距离，我们省略 ρ 和 d 的下标。系统参数设置为：$f_c\in\{28,3.5\}$ GHz、$\beta=\pi/3$、$N_{\mathrm{B}}=8\times8$、$N_{\mathrm{R}}=20\times20$、$N_{\mathrm{U}}=8\times8$、$\mathrm{p_B}=(0,0,10)$、$\mathrm{p_R}=(0.5,0.5,9.5)$，带宽为 $B=20$ MHz。假设无人机位于 $x_{\mathrm{U}}>0$、$y_{\mathrm{U}}>0$、$z_{\mathrm{U}}>0$所限定的任意可能位置。为建立视距概率模型，我们采用 [13] 中针对(α、κ、γ)的设置：郊区（0.1, 750, 8）、城市（0.3, 500, 15）、高密度城市（0.5, 300, 20）和高层城市（0.5, 300, 50）。我们将无人机高度固定为100米，即 $z_{\mathrm{U}}=100$；当 $f_c=28$ GHz时，其 x轴和 y轴在$[100,1000]$ 米范围内均匀分布；当 $f_c=3.5$ GHz时，则在 $[100,2000]$ 米范围内均匀分布。图2展示了 $f_c=28$ GHz时，不同传播环境下平均可达速率的累积分布函数。仿真曲线表明，视距可用性越高（例如郊区），平均可达速率越高。采用 $B=20$ MHz时，基站在郊区场景下可为飞行无人机提供高达数百Mbps的数据速率。

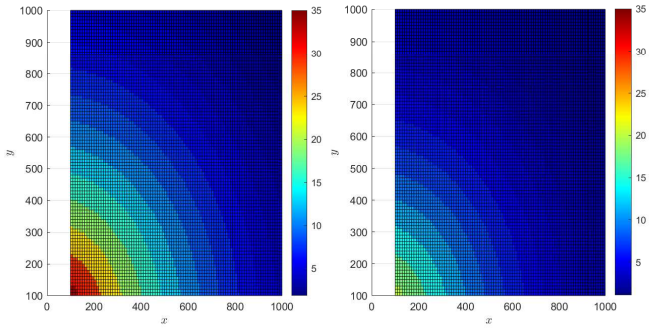


图3：在28 GHz（毫米波）下，对比RIS辅助（左）与无RIS（右）的无人机通信网络的平均可达速率。评估场景为城市环境。

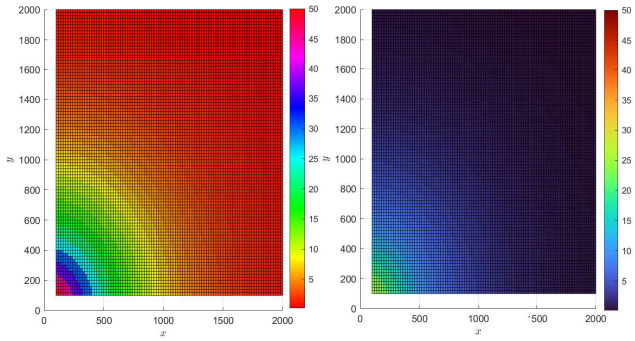


图4：在3.5 GHz（C波段）下，对比RIS辅助（左）与无RIS（右）的无人机通信网络的平均可达速率。评估场景为城市环境。

图 3 和图 4 展示了在两种载波频率（即毫米波频段和 C 波段）下，采用可重构智能表面的无人机通信网络与未采用可重构智能表面的无人机通信网络的平均可达速率对比。如图所示，将可重构智能表面引入现有 5G蜂窝网络后，可显著提升速率，这证实了 RIS 能够为无人机带来三维连接增强。此外，更高的频率会导致通信距离更短，这是因为路径损耗更大。

V. 结论

本文研究了利用现有 5G 基站（BS）与可重构智能表面（RIS）相结合所实现的三维连接。我们在不同传播环境下，考虑视距概率（LoS probabilities），对平均可达速率进行了研究。仿真结果表明，与无RIS系统相比，引入RIS后能够获得显著更高的平均可达速率。

致谢

Aymen Fakhreddine 的这项研究部分获得了奥地利科学基金（FWF – Der Wissenschaftsfonds）ESPRIT 计划的资助，资助编号为 ESP-54。

参考文献

[1] C. Zhang、W. Zhang、W. Wang、L. Yang 和 W. Zhang，《无人机毫米波通信的研究挑战与机遇》，IEEE Wireless Commun.，第 26 卷，第 1 期，第 58–62 页，2019 年。[2] Z. Zhang、Y. Xiao、Z. Ma、M. Xiao、Z. Ding、X. Lei、G. K. Karagiannidis 和 P. Fan，《6G 无线网络：愿景、需求、架构与关键技术》，IEEE Veh. Technol. Mag.，第 14 卷，第 3 期，第 28–41 页，2019 年。[3] H. Lu、Y. Zeng、S. Jin 和 R. Zhang，《空中智能反射表面：结合 3D 波束展平的联合部署与无源波束成形设计》，IEEE Trans. Wireless Commun.，第 20 卷，第 7 期，第 4128–4143 页，2021 年。[4] X. Mu、Y. Liu、L. Guo、J. Lin 和 H. V. Poor，《智能反射表面增强的多无人机 NOMA 网络》，IEEE J. Sel. Areas Commun.，第 39 卷，第 10 期，第 3051–3066 页，2021 年。[5] X. Liu、Y. Liu 和 Y. Chen，《机器学习赋能的无人机-RIS 无线网络轨迹与无源波束成形设计》，IEEE J. Sel. Areas Commun.，第 39 卷，第 7 期，第 2042–2055 页，2020 年。[6] S. Li、B. Duo、X. Yuan、Y.-C. Liang 和 M. Di Renzo，《可重构智能表面辅助的无人机通信：联合轨迹设计与无源波束成形》，IEEE Wireless Commun. Lett.，第 9 卷，第 5 期，第 716–720 页，2020 年。[7] Y. Liu、X. Liu、X. Mu、T. Hou、J. Xu、M. Di Renzo 和 N. Al-Dhahir，《可重构智能表面：原理与机遇》，IEEE Commun. Surveys Tuts.，第 23 卷，第 3 期，第 1546–1577 页，2021 年。[8] E. Bj¨ornson、H. Wymeersch、B. Matthiesen、P. Popovski、L. Sanguinetti 和 E. de Carvalho，《可重构智能表面：无线应用中的信号处理视角》，IEEE Signal Process. Mag.，第 39 卷，第 2 期，第 135–158 页，2022 年。[9] L. Yang 和 W. Zhang，《无人机通信中的波束跟踪与优化》，IEEE Trans. Wireless Commun.，第 18 卷，第 11 期，第 5367–5379 页，2019 年。[10] M. R. Akdeniz、Y. Liu、M. K. Samimi、S. Sun、S. Rangan、T. S. Rappaport 和 E. Erkip，《毫米波信道建模与蜂窝容量评估》，IEEE J. Sel. Areas Commun.，第 32 卷，第 6 期，第 1164–1179 页，2014 年。[11] O. E. Ayach、S. Rajagopal、S. Abu-Surra、Z. Pi 和 R. W. Heath，《毫米波 MIMO 系统中的空间稀疏预编码》，IEEE Trans. Wireless Commun.，第 13 卷，第 3 期，第 1499–1513 页，2014 年。[12] J. He、H. Wymeersch、L. Kong、O. Silv´en 和 M. Juntti，《毫米波 MIMO 系统中的大型智能表面定位》，载于 IEEE 第 91 届车辆技术会议（VTC2020-Spring）论文集，2020 年，第 1–5 页。[13] 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。[14] M. Gapeyenko、D. Moltchanov、S. Andreev 和 R. W. Heath，《三维城市网格部署中基于毫米波的无人机通信视距概率》，IEEE Trans. Wireless Commun.，第 20 卷，第 10 期，第 6566–6579 页，2021 年。[15] C. Huang、A. Zappone、G. C. Alexandropoulos、M. Debbah 和 C. Yuen，《用于提升无线通信能效的可重构智能表面》，IEEE Trans. Wireless Commun.，第 18 卷，第 8 期，第 4157–4170 页，2019 年。[16] R. Li、S. Sun、Y. Chen、C. Han 和 M. Tao，《RIS 辅助毫米波 MIMO 通信系统的遍历可达速率分析与优化》，IEEE Trans. Wireless Commun.，第 22 卷，第 2 期，第 972–985 页，2023 年。