阻塞感知环境中的捏合天线：建模、设计与优化

Ximing Xie，*IEEE* 会员，Fang Fang，*IEEE* 高级会员，Zhiguo Ding，*IEEE* 会士，以及 Xianbin Wang，*IEEE* 会士

arXiv:2601.01277v1 [eess.SP] 3 Jan 2026

摘要——**捏合天线（PA）系统凭借动态建立视距（LoS）链路的能力，近年来已成为柔性天线家族中颇具前景的一员。尽管现有研究大多假设环境理想且不存在障碍物，但实际室内部署往往障碍物密布，视距遮挡会显著降低性能。本文通过构建圆柱形障碍物的确定性模型，研究遮挡感知环境中的捏合天线系统。该模型无需依赖随机近似，即可精确描述视距条件。基于此模型，本文首先研究一种特殊情况：每个可编程天线（PA）服务单个用户，且只能部署在波导上的离散位置。在这种情况下，采用匈牙利算法确定波导–用户分配，并通过代理辅助分块坐标搜索优化 PA 位置。随后，本文考虑一般情况：每个 PA 服务所有用户，且可沿波导连续放置。在这种情况下，采用集成加权最小均方误差的深度确定性策略梯度（WMMSE-DDPG）方法联合优化波束成形和 PA 位置，以应对非平滑的视距转换。仿真结果表明，与基准方法相比，所提出的算法显著提升了系统吞吐量和视距连接能力。此外，结果还表明，捏合天线系统能够有效利用障碍物抑制同信道干扰，将潜在的阻塞转化为性能增益。**

索引词—**阻塞、圆柱形障碍物、挤压天线、部署设计**

I. 引言

随着无线网络迈向下一代，业界提出了众多新兴技术，以满足对高吞吐量、高可靠性和低时延的严格要求 [1]。其中，柔性天线技术——例如可重构智能表面（RIS） [2]、流体天线 [3], 和可移动天线 [4]——因其能够动态重构无线信道而备受关注。具体而言，RIS 通过多个无源单元反射入射信号，并通过调整相移来重塑无线信道 [5]。相比之下，流体天线通过动态改变其物理形状 [6], , 而可移动天线则通过调整位置 [7], , 两者均可直接重构无线信道。与传统固定天线系统相比，这些柔性天线系统在数据速率、覆盖范围和中断性能方面具有优势，并且因此被认为是适用于 6G网络部署的有前景的候选项。

尽管柔性天线系统能够提升无线性能，但在缓解大尺度路径损耗方面仍面临显著限制，尤其是在视距（LoS）链路被阻挡时 [8]。具体而言，RIS通过反射单元在发射机与接收机之间建立虚拟视距链路；然而，长传播距离造成的严重衰减往往会限制其效果。相比之下，流体天线和可移动天线只能在数个波长的范围内调整位置，这限制了它们建立可靠视距链路的能力。为应对这一挑战，DO-COMO 最近在 2022 [9] 中提出了挤压天线（PA），将其视为柔性天线家族中一种前景广阔的成员。挤压天线系统通常由一条或多条介质波导组成，沿波导部署多个低成本塑料挤压器，作为额外的介质元件。电磁波从这些挤压器所在的位置辐射出去，从而能够通过动态调整挤压器的位置至所需位置来建立视距链路 [10]。因此，挤压天线系统中的 PA部署设计是一项重要的研究方向。

除了具备建立视距链路的能力外，捏合天线系统还被证明能够利用障碍物进行干扰管理 [11]。具体而言，可将一个PA放置在能够与其目标用户保持视距链路的位置，同时利用障碍物阻挡通往其他用户的视距路径，从而减轻同信道干扰。这一能力使PA系统有别于其他柔性天线技术，并为干扰管理带来新的可能性，尤其适用于障碍物普遍存在的室内环境。典型应用场景包括购物中心、机场、办公楼、工厂和仓库；在这些场所，众多支柱、墙壁和货架经常阻挡传统基站天线与用户之间的视距路径。在此类环境中，集成于天花板或墙壁的介质波导可以搭载多个可移动的捏合天线，并在用户热点区域附近形成辐射点，以减少阻塞。然而，要实现这些增益，必须仔细设计PA部署，因为系统性能取决于用户位置、障碍物几何形状和信道条件。这需要综合考虑PA部署、波导分配、波束成形和功率控制，从而形成一个高维非凸优化问题。

Ximing Xie、Fang Fang 和 Xianbin Wang 任职于西安大略大学电气与计算机工程系；Fang Fang 还任职于计算机科学系。该校位于加拿大安大略省伦敦市，邮编 N6A 3K7（电子邮箱： {xxie269, fang.fang, xianbin.wang}@uwo.ca）。

Zhiguo Ding 任职于英国曼彻斯特 M1 9BB 的曼彻斯特大学，以及阿联酋阿布扎比的哈利法大学。（电子邮箱：zhiguo.ding@ieee.org）。

A. 相关工作

自DOCOMO提出捏合天线以来，已有许多研究论文从分析和优化两个角度探讨捏合天线系统的优势。在 [8], 中，首次建立了捏合天线系统的数学模型，并给出了分析结果，以展示其在下行链路正交多址接入（OMA）和非正交多址接入（NOMA）场景中的优越性能。基于此，[12]分析了捏合天线系统阵列增益的上界。为进一步将PA研究拓展至实际应用场景， [13] 的作者在现实条件下同时考虑自由空间路径损耗和波导衰减，推导出下行链路捏合天线系统中断概率和平均速率的闭式表达式。除了下行链路场景， [14]还针对三种上行链路配置推导了遍历速率的解析、渐近和近似闭式表达式：多个PA服务单个用户、单个PA服务单个用户，以及单个PA服务多个用户。除分析系统性能外，PA系统的另一重要研究方向是优化方法，旨在通过联合设计PA部署与资源分配来最大化系统性能。 [15], [16], 通过优化PA部署，使上行链路和下行链路数据速率达到最大。随后，相关研究进一步拓展至多用户NOMA场景，并在 [17], [18]中研究了上行链路和下行链路系统的和速率最大化问题。此外， [19] 的作者提出了一种低复杂度的PA部署设计，无需依赖计算密集型算法即可实现接近最大值的和速率。然而，上述研究要求在用户位置发生变化时频繁重新部署PA，这给硬件带来了重大挑战。为克服这一局限， [20],提出了一种天线激活机制，从而无需物理移动PA。在该方法中，多个PA预先部署在波导上，并通过控制其激活状态，仅激活所需的PA，其余PA则保持未激活状态。随后， [21]研究了多波导捏合天线系统中天线激活与资源分配的联合优化，以实现和速率最大化。

除了针对挤压天线系统本身的研究外，近期工作还探讨了其与 6G 技术的集成，尤其是感知与通信一体化（ISAC）。在[22], 中，研究推导了 PA 辅助 ISAC 的克拉美–罗下界（CRLB），结果表明，与传统天线相比，其定位精度显著提升。随后， [23], 提出了一种双波导设计，采用基于惩罚项的交替优化，在 QoS约束下提高照射功率。为增强感知鲁棒性， [24] 通过动态捏合天线激活实现目标多样性，并采用基于切尔诺夫界的凸近似方法。最近，[25] 研究了多波导 PA-ISAC 系统，通过微调和逐次凸近似联合优化 PA部署与波束成形。与此同时，物理层安全（PLS）已成为另一重要应用领域，适用于挤压天线系统——

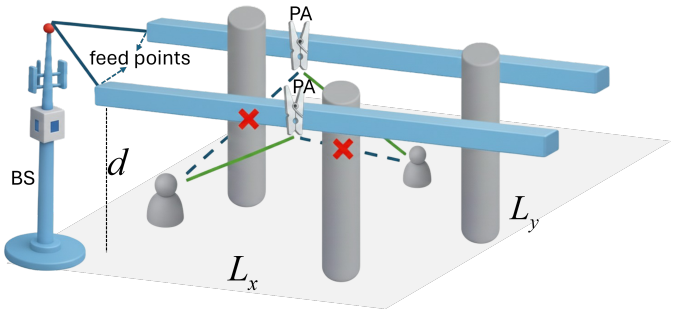


图1. 遮挡感知环境中的挤压天线系统。

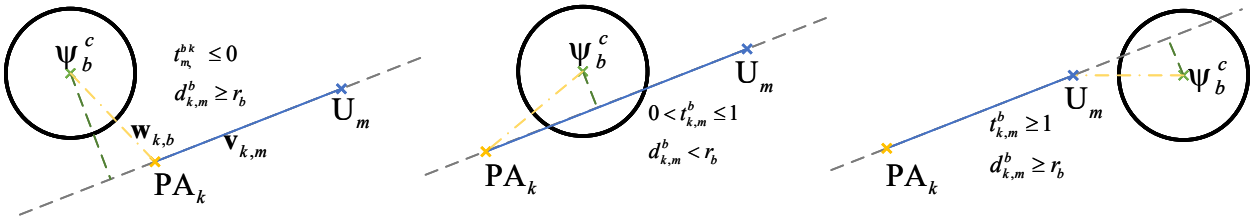
在天线系统方面， [26], 提出了一种采用夹持波束成形的安全框架，其中逐 PA 调谐算法提升了单波导系统的保密性，而多波导配置则采用人工噪声。[27],进一步提出了一种人工噪声辅助方案，将单波导系统的闭式解与多波导系统的交替优化相结合，其保密性明显优于传统 MIMO。

B. 研究动机与贡献

上述研究主要假设环境理想且不存在障碍物。然而，在实际场景中，尤其是室内环境，障碍物十分常见，且经常阻挡视距链路。近期一项研究 [11] 将挤压天线系统引入遮挡感知环境，并揭示了一项新特性：PA 可以利用障碍物绕开同信道干扰。随后的一项研究 [28] 最大化了遮挡感知环境中挤压天线系统的和速率。然而，这两项研究都依赖统计遮挡模型，无法充分准确地刻画真实遮挡感知环境的特征。为进一步展现挤压天线系统在实际遮挡环境中的潜力，本文针对圆柱形障碍物建立了真实遮挡模型，这类障碍物抽象了支柱和柱体等结构元素；这些元素常见于购物中心、办公楼、工厂和仓库等大型室内场所。本文首先研究一种特殊情况，其中每个 PA 服务一个用户，其位置从沿波导分布的离散候选点中选取。随后，研究一般情况，其中每个 PA 服务所有用户，且可沿波导连续调整其位置。本文的主要贡献总结如下：

- 我们提出一种针对圆柱形障碍物的确定性遮挡模型。该模型通过计算障碍物中心到夹持天线–用户线段的最近点，并将该距离与障碍物半径进行比较，来判断视距链路是否可用。由此可得到由切线界定的精确遮挡区域，无需任何随机近似即可生成逐夹持天线遮挡图，并可通过二值视距指示器直接接入链路模型。

- 我们考虑这样一种特殊情况：在遮挡感知环境中，每个可编程天线（PA）为一个用户提供服务，并从其关联波导上的预定义位置中进行选择。首先，



(a) 未遮挡　　(b) 遮挡　　(c) 未遮挡

图2. 遮挡模型的三种情况。

我们通过匈牙利算法执行一对一的波导–用户分配。接下来，我们提出一种代理辅助的块坐标下降（BCD）算法，以高效搜索可编程天线（PA）位置。

- 我们进一步考虑一种一般情况：在遮挡感知环境中，每个可编程天线（PA）为所有用户服务，并且可以沿波导任意部署。该问题被表述为波束成形与PA部署的联合优化。为应对障碍物导致的视距（LoS）非平滑变化，我们提出一种集成加权最小均方误差（WMMSE）与深度确定性策略梯度（DDPG）的强化学习方案（WMMSE-DDPG），以联合优化波束成形与PA部署。
- 仿真结果表明，所提算法在两种情况下均始终优于基准方案。此外，结果还表明，挤压天线系统能够利用障碍物缓解同信道干扰，将潜在的阻塞转化为性能增益，而传统固定天线系统则无法实现这一优势。

C. 论文结构

本文其余部分安排如下。第二节介绍遮挡模型和系统模型。第三节和第四节分别给出针对特殊情况和一般情况的所提算法。第五节给出数值结果。最后，第六节总结全文。

II. 系统模型

本节首先为挤压天线系统中的圆柱形障碍物构建阻塞模型。该阻塞模型可确定潜在遮挡区域，以及用户是否位于遮挡区域内。随后，我们将阻塞模型纳入系统模型，以说明阻塞对通信性能的影响。本文考虑这样一种系统：K 条平行波导部署在尺寸为$L_x \times L_y$ 、高度为 d的均匀高度矩形服务区域内。环境中有B 个圆柱形障碍物，每个障碍物的高度为 d。每条波导上部署一个PA，第 k条波导上的PA记为PA_k。此外， M 个单天线用户（记为U_m，其中 $m = 1, \ldots, M$）均匀分布在服务区域内。整体系统布局如图1所示。

A. 遮挡模型

为构建阻塞模型，我们考虑波导和障碍物在二维 $x-y$ 平面上的投影。为高效设计PA部署，我们假设：若用户的视距链路被阻挡，则该用户位于遮挡区域内且无法获得服务。本分析不考虑散射和多径效应，因为这些效应会使遮挡区域具有随机性和空间不确定性。

需要注意的是，圆柱形障碍物在$x-y$ 平面上的投影是一个圆。令 $\psi_b^c = (x_b^c, y_b^c)$ 和 r_b 分别表示第 b–个圆柱形障碍物投影的中心坐标和半径。可编程天线$_k$ 的坐标为 $\psi_k^{\mathrm{Pin}} = (x_k^{\mathrm{p}}, y_k^{\mathrm{p}})$，用户 U_m的坐标为 $\psi_m = (x_m, y_m)$。我们从 ψ_k^{Pin}向圆形投影作两条切线。第 b–个障碍物造成的可编程天线$_k$ 阻挡区域定义为由这两条切线、服务区域边界以及圆形投影围成的区域，记为 $\mathcal{A}_k^b$。为确定 U_m 是否位于 $\mathcal{A}_k^b$中，我们计算障碍物中心到连接可编程天线与用户的线段的最小距离。若该距离小于障碍物半径，则发生阻塞。令 $\mathbf{v}_{k,m} = \psi_m - \psi_k^{\mathrm{Pin}} = [x_m - x_k^{\mathrm{p}}, y_m - y_k^{\mathrm{p}}]$ 表示从可编程天线$_k$ 指向用户 U_m 的向量，$\mathbf{w}_{k,b} = \psi_b^c - \psi_k^{\mathrm{Pin}} = [x_b^c - x_k^{\mathrm{p}}, y_b^c - y_k^{\mathrm{p}}]$ 表示从可编程天线$_k$ 指向第 b–个障碍物中心的向量。第一步是计算 $\mathbf{w}_{k,b}$ 在 $\mathbf{v}_{k,m}$上的归一化投影，其表达式为

$$t_{k,m}^b = \frac{\mathbf{w}_{k,b} \cdot \mathbf{v}_{k,m}}{||\mathbf{v}_{k,m}||^2}. \tag{1}$$

令 $l_{k,m}$ 表示从可编程天线$_k$ 到 U_m 的线段，$l_{k,m}$ 表示包含线段 $\tilde{l}_{k,m}$的无限直线。$t_{k,m}^b$确定了 $l_{k,m}$ 上距离第 b–个障碍物中心 ψ_b^c最近的点的位置。令 $\tilde{\psi}_{k,m}^b$ 表示 $\tilde{l}_{k,m}$ 上距离 ψ_b^c最近的点。$\tilde{\psi}_{k,m}^b$ 可按如下方式计算：

$$\tilde{\psi}_{k,m}^b = \begin{cases} \psi_k^{\mathrm{Pin}}, & \text{if } t_{k,m}^b \le 0 \\ \psi_k^{\mathrm{Pin}} + t_{k,m}^b \mathbf{v}_{k,m}, & \text{if } 0 < t_{k,m}^b < 1 \\ \psi_m, & \text{if } t_{k,m}^b \ge 1 \end{cases}. \tag{2}$$

那么，$\tilde{\psi}_{k,m}^b$ 与 ψ_b^c之间的距离（记为$d_{k,m}^b$）可计算为

$$d_{k,m}^b = ||\psi_b^c - \tilde{\psi}_{k,m}^b||. \tag{3}$$

若 $d_{k,\ m}^b \le r_b$，则可编程天线$_k$ 与 U_m 之间的视距链路被第 b 个障碍物阻挡；否则 $d_{k,\ m}^b > r_b$。

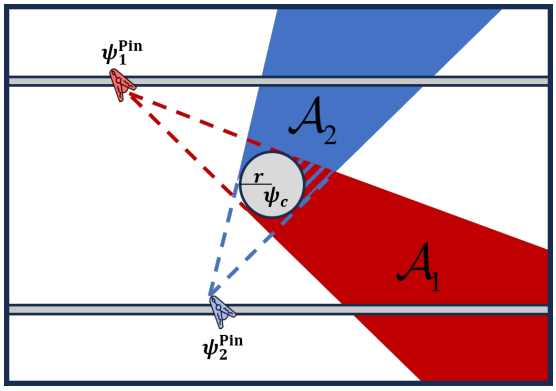


Fig. 3. 圆柱形障碍物造成的阻塞示意图 -形状障碍物 .

命题1 当 $0 < t^b_{k,\ m} < 1$ 时，可编程天线可编程天线$_k$ 与 U$_m$ 之间的视距链路仅可能被第 b 个障碍物阻挡。

证明：这里有两个物理假设。第一个假设是 PA 位于障碍物之外，即 $||\psi^c_b - \psi^{\text{Pin}}_k|| > r_b$；第二个假设是用户也位于障碍物之外，即 $||\psi^c_b - \psi_m|| > r_b$。根据式（2），当 $t^b_{k,\ m} < 0$ 时，我们有 $\tilde{\psi}^b_{k,\ m} = \psi^{\text{Pin}}_k$。由此可直接得到 $d^b_{k,\ m} = ||\psi^c_b - \psi^{\text{Pin}}_k|| > r_b$，确保当 $t^b_{k,\ m} \le 0$ 时视距链路不被阻塞。当 $t^b_{k,\ m} \ge 1$ 时的情况，可根据第二个物理假设推导出类似的证明。 ■

根据命题1，PA$_k$ 与 U$_m$ 之间的视距链路被第 b 个障碍物阻塞的条件可表示为

$$d^b_{k,m} \le r_b \quad \text{AND} \quad 0 < t^b_{k,m} < 1. \tag{4}$$

图2展示了遮挡模型的三种情况。在该图中，$\mathbf{w}_{k,\ b}$ 和 $\mathbf{v}_{k,\ m}$ 分别用黄色虚线线段和蓝色实线线段表示。

由所有障碍物造成的 PA$_k$ 的总阻挡区域表示为

$$\mathcal{A}_k = \bigcup_{b=1}^{B} \mathcal{A}^b_k. \tag{5}$$

图 3 展示了一个由两个 PA 和一个障碍物组成的简单情形。

B. 传输模型与问题表述

与 [11], 类似，如果 U$_m$ 位于 PA$_k$的遮挡区域$\mathcal{A}_k$内，则假设 U$_m$ 与 PA$_k$ 之间的信道增益为 0；否则，该增益为 $h_{k,\ m} = \sqrt{\eta} e^{-\frac{1}{2}\left(\frac{2\pi}{\lambda}|\psi_m - \psi^{\text{Pin}}_k| + \frac{1}{\lambda_g}|\psi_{k\,0} - \psi^{\text{Pin}}_k|\right)\mathrm{Pin},\circ}$ $|\psi_m - \psi^{\text{Pin}}_k|$。$\eta = \frac{c^2}{16\pi^2 f_c^2}$表示自由空间路径损耗系数，其中$c$为光速，$f_c$为载波频率。$\lambda_g = \frac{\lambda}{n_{\text{eff}}}$表示介质波导中的波导波长，其中 n_{eff} 表示介质波导的有效折射率。$\psi^{\text{Pin}}_{k,\ 0}$ 表示第k–个波导的馈电点位置。因此，U$_m$ 与 PA$_k$ 之间的信道增益可表示为$h_{k,\ m} = \alpha_{k,\ m} h_{k,\ m}$，其中$\alpha_{k,\ m}$ 是视距遮挡的指示函数，定义如下：

$$\alpha_{k,m} = \begin{cases} 0, & \text{if } \psi_m \in \mathcal{A}_k \\ 1, & \text{if } \psi_m \notin \mathcal{A}_k \end{cases}. \tag{6}$$

请回忆，在挤压天线系统中，同一波导馈入的信号必须相同 [8]。因此，每个波导都会传输所有用户的叠加信号，以同时为他们提供服务。第 k个波导传输的叠加信号可表示如下：

$$s_k = \sum_{m=1}^{M} p_{k,m} s_m, \tag{7}$$

其中$p_{k,\ m}$ 表示分配给 U$_m$ 在第 k条波导上的波束成形系数，s_m 表示 U$_m$的期望信号。与 [8], 类似，U$_m$ 接收来自所有波导的信号，其观测值为

$$y_m = \sum_{k=1}^{K} \tilde{h}_{k,m} p_{k,m} s_m + \sum_{i \ne m} \sum_{k=1}^{K} \tilde{h}_{k,m} p_{k,i} s_i + n_m, \tag{8}$$

其中 n_m 表示功率为 σ^2的加性噪声。我们假设信号满足 $\mathbb{E}(|s_m|^2) = 1$, $\forall m$，其中$\mathbb{E}(\cdot)$表示期望运算。因此，U$_m$的信干噪比（SINR）可表示如下：

$$\text{SINR}_m = \frac{|\sum_{k=1}^{K} \tilde{h}_{k,m} p_{k,m}|^2}{\sum_{i \ne m} |\sum_{k=1}^{K} \tilde{h}_{k,m} p_{k,i}|^2 + \sigma^2}. \tag{9}$$

式 (9) 可表示为紧凑形式，具体如下

$$\text{SINR}_m = \frac{|\tilde{\mathbf{h}}_m^H \mathbf{p}_m|^2}{\sum_{i \ne m} |\tilde{\mathbf{h}}_m^H \mathbf{p}_i|^2 + \sigma^2}, \tag{10}$$

其中，$\tilde{\mathbf{h}}_m = [\tilde{h}_{1,m}, \cdots, \tilde{h}_{K,m}]^T$，且 $\mathbf{p}_m = [p_{1,m}, \cdots, p_{K,m}]^T$。然后，U$_m$ 的数据速率计算如下：

$$R_m = \log_2(1 + \text{SINR}_m), \tag{11}$$

和速率最大化问题可表述如下：

$$\text{P}_0: \quad \max_{\{\mathbf{\Psi}, \mathbf{P}\}} \sum_{m=1}^{M} R_m \tag{12a}$$

$$\text{s.t.} \quad R_m \ge R_t, \quad \forall m \tag{12b}$$

$$\sum_{m=1}^{M} ||\mathbf{p}_m||^2 \le P_t, \tag{12c}$$

$$0 \le x^{\text{p}}_k \le L_x, \quad \forall k \tag{12d}$$

其中，$\Psi = [\psi^{\text{Pin}}_1, \cdots, \psi^{\text{Pin}}_K]$ 表示 PA位置向量，$\mathbf{P} = [\mathbf{p}_1, \cdots, \mathbf{p}_M]$ 表示波束成形矩阵。约束条件 (12b) 确保每个用户的数据速率满足最低目标数据速率要求 R_t。约束条件 (12c) 确保总发射功率不超过功率预算 P_t。约束条件 (12d) 限制 PA 必须˜放置在波导上。注意，信道向量 $\mathbf{h}_m$ 由 PA部署决定，因此 Ψ与 $\mathbf{P}$ 在目标函数 (12a) 和约束条件 (12b) 中相互耦合。因此，P$_0$ 难以直接求解。

III. 离散式 PA 部署设计的一种特殊情况

本节考虑一种可以提供更多 insight 的特殊情况。在这种情况下，每个 PA 被限制在波导上的一组离散位置中，并且专门为单个用户提供服务。具体而言，每个波导被均匀划分为 N 个候选位置，PA 只能放置在这些位置上。所有候选位置的 x坐标集合表示为 $\mathcal{X} = \{\frac{nL_x}{N} | n = 1, \cdots, N\}$。此外，每个用户被分配到一个波导，且该波导上的 PA 仅为该用户提供服务。我们假设每个波导均分功率预算，因此，每个波导的发射功率为 $P = \frac{P_t}{K}$。第 k 个波导传输的信号可表示如下：

$$s_k = \sum_{m=1}^{M} \beta_{k,m} \sqrt{P} s_m, \tag{13}$$

其中，$\beta_{k,\,m} \in \{0, 1\}$ 表示波导分配指示变量。具体而言，$\beta_{k,\,m} = 1$ 表示第 m 个用户分配至第 k 个波导，而 $\beta_{k,\,m} = 0$ 则表示相反情况。U$_m$ 的接收信号可表示如下：

$$y_m = \sum_{k=1}^{K} \tilde{h}_{k,m} \sum_{i=1}^{M} \beta_{k,i} \sqrt{P} s_i + n_m. \tag{14}$$

因此，U$_m$ 的信干噪比可表示如下：

$$\text{SINR}_m = \frac{P \sum_{k=1}^{K} \beta_{k,m} |\tilde{h}_{k,m}|^2}{P \sum_{i \neq m} \sum_{k=1}^{K} \beta_{k,i} |\tilde{h}_{k,m}|^2 + \sigma^2}. \tag{15}$$

然后，可根据式 (11) 计算 U$_m$ 的数据速率。

在这种特殊情况下，和速率最大化问题可表述如下：

$$\begin{aligned}
\text{P}_{\text{s:0}}: \quad & \max_{\{\boldsymbol{\Psi}, \boldsymbol{\beta}\}} \sum_{m=1}^{M} R_m && \text{(16a)} \\
\text{s.t.} \quad & R_m \geq R_t, \quad \forall m && \text{(16b)} \\
& \sum_{k=1}^{K} \beta_{k,m} = 1, \quad \forall m && \text{(16c)} \\
& \sum_{m=1}^{M} \beta_{k,m} = 1, \quad \forall k && \text{(16d)} \\
& \beta_{k,m} \in \{0, 1\}, \quad \forall k, m && \text{(16e)} \\
& x_k^{\text{p}} \in \mathcal{X}, \quad \forall k && \text{(16f)}
\end{aligned}$$

其中，$\boldsymbol{\beta}$ 汇集了所有波导分配指示变量。约束(16b)保证每个用户的服务质量要求。约束(16c)和(16d)确保每个用户恰好与一个波导关联，且每个波导仅服务一个用户。请注意，P$_{\text{s:0}}$ 是一个混合整数非凸问题，难以直接求解。鉴于两个变量之间存在耦合，交替优化为解决由此产生的多变量问题提供了一种有效方法：在每次迭代中固定一个变量，同时优化另一个变量。为简化问题P$_{\text{s:0}}$ 并实现高效优化，我们考虑 $K = M$的情形，即每个波导专门分配给一个用户。

算法1 基于匈牙利算法的波导分配 1：**行约简：** 从$\mathbf{C}$的每一行减去该行的最小值，得到$\mathbf{C}_1$。2：**列约简：** 从$\mathbf{C}_1$ 的每一列减去该列的最小值，得到$\mathbf{C}_2$。3：**初始标星：** 在$\mathbf{C}_2$中标星一组最大的独立零元；覆盖含有星标零元的列。4：**当**被覆盖的列数 $< K$ **时**执行 5：**标素/增广：** 找到一个未覆盖零元并标素。6：**如果**该带素零元所在行没有星标零元**则**执行 7：构造交替路径（素元↔星标元），翻转标记（素元→星标元，星标元→非星标元），清除所有素标记，取消覆盖所有行/列，然后覆盖含有星标零元的列。8：**否则**执行 9：覆盖该行，并取消覆盖含有星标零元的列；继续查找未覆盖零元。10：**结束如果**11：**如果不存在未覆盖零元：** 令 δ 为最小的未覆盖元素；从所有未覆盖行减去 δ ，并将 δ 加到所有已覆盖列。12：**结束循环** 13：**输出：** 星标零元的位置给出最优的一对一分配；目标值为星标位置处的$\sum w_{m,\,k}$ 。

A. 通过匈牙利算法进行波导分配

在波导分配优化过程中，假设 PA部署保持不变。给定 PA位置，信道$\tilde{h}_{k,\,m}$ 保持不变 [1]。一个重要的观察是，一旦将某个用户分配给特定波导，无论如何分配其他用户，该用户受到其余 PA 产生的干扰都保持不变。因此，一对一映射下的和速率可归结为线性分配问题。在这种情况下，可以通过匈牙利算法高效求解。

第一步是构建权重矩阵。对于由 PA$_k$服务的用户 U$_m$，定义

$$r_{m,k} \triangleq \log_2 \left(1 + \frac{P |\tilde{h}_{k,m}|^2}{P \left(\sum_{k'=1}^{K} |\tilde{h}_{k',m}|^2 - |\tilde{h}_{k,m}|^2 \right) + \sigma^2} \right), \tag{17}$$

并收集 $\mathbf{W} = [w_{m,k}] \in \mathbb{R}^{K \times K}$，其中当链路可行时为 $w_{m,\,k} = r_{m,\,k}$，否则为 $w_{m,\,k} = -\infty$。其中，可行性意味着不存在视距遮挡$\alpha_{k,\,m} = 1$。如果 $\mathbf{W}$ 的任意行或列都没有可行项，则该分配不可行。随后，分配问题可表述为

[1]在初始阶段，每个可编程天线都随机部署在波导上。我们以这种随机的可编程天线部署作为起点，优化波导分配。

$$\mathrm{P}_{\mathrm{s:1}}: \quad \max_{\{\boldsymbol{\beta}\}} \sum_{m=1}^{K}\sum_{k=1}^{K} \beta_{k,m}\, w_{m,k} \tag{18a}$$

$$\text{s.t.} \quad \sum_{k=1}^{K} \beta_{k,m} = 1, \quad \forall m \tag{18b}$$

$$\sum_{m=1}^{M} \beta_{k,m} = 1, \quad \forall k \tag{18c}$$

$$\beta_{k,m} \in \{0,1\}, \quad \forall k,m \tag{18d}$$

然而，匈牙利算法是一种最小化算法，不能直接应用于$\mathrm{P}_{\mathrm{s:1}}$。为使匈牙利算法适用，我们将权重矩阵 $\mathbf{W}$ 转换为用于最小化的非负成本矩阵 $\mathbf{C}$。逐元素变换如下：

$$c_{m,k} = \begin{cases} c_{\max} - w_{m,k}, & \text{if } w_{m,k} \text{ is feasible,} \\ M_{\text{big}}, & \text{if } w_{m,k} = -\infty\ , \end{cases} \tag{19}$$

其中 $c_{\max} = \max\{\, w_{m,k} \mid w_{m,k}$ 是可行的，且 M_{big} 是满足 $M_{\text{big}} \gg c_{\max}$的常数。然后，通过将 $w_{k,m}$ 替换为 $c_{k,m}$，可将 $\mathrm{P}_{\mathrm{s:1}}$ 转化为最小化问题，从而适用匈牙利算法。

按照匈牙利算法的标准术语，成本矩阵中的任意零元都可以标记为带星号($0^{\star}$)或带撇号($0'$)。带星号的零元代表当前的暂定分配：每行和每列最多有一个星号，并且每个含有星号的列都已覆盖。覆盖一行/列意味着对其进行标记，使其在后续搜索中被忽略。带撇号的零元是在搜索增广路径时使用的临时标记；一个元素不能同时带星号和撇号。如果某行中出现带撇号的零元，而该行没有星号，我们就构造一条交替路径，并沿路径翻转标记（撇号 $\rightarrow$星号，星号 $\rightarrow$ 取消星号），从而增加星号的数量；随后擦除所有撇号。匈牙利算法的细节总结于算法1中，其中独立零元表示任意两个带星号的零元都不在同一行或同一列，而极大表示在不破坏独立性的前提下无法再添加另一个零元。

注释 1 当 $K > M$时，某些波导可能处于闲置状态。若闲置波导不传输信号，则分配到第 k 个波导的用户m 的可达速率取决于其他哪些波导处于活动状态，具体表示为

$$R_m(k|\mathbf{y}) = \log_2\left(1 + \frac{P|\tilde{h}_{k,m}|^2}{P\sum_{k'\neq k} y_{k'}|\tilde{h}_{k',m}|^2 + \sigma^2}\right), \tag{20}$$

其中，$y_k \in \{0,1\}$ 表示波导 k 是否处于活动状态。因此，权重矩阵$\mathbf{W}$ 取决于活动模式$\mathbf{y} = [y_1, \cdots, y_K]$，而非固定不变。因此，匈牙利算法无法保证获得最优和速率。

*B. PA*放置问题建模

假设在 PA放置优化期间，波导分配保持固定。令 Π 表示用户与波导之间的映射。 $\Pi(m) = k$ 表示第 m–个用户已被分配到第 k–个波导。对于给定的 Π，式 (15) 可改写为

$$\mathrm{SINR}_m = \frac{P|\tilde{h}_{k,m}|^2}{P\sum_{i\neq m}|\tilde{h}_{\Pi(i),m}|^2 + \sigma^2}. \tag{21}$$

由于此处的可编程天线位置是离散的，(21)可进一步改写为

$$\mathrm{SINR}_m = \frac{P\sum_{n=1}^{N}\gamma_{k,n}|\tilde{h}^n_{k,m}|^2}{P\sum_{i\neq m}\sum_{n=1}^{N}\gamma_{\Pi(i),n}|\tilde{h}^n_{\Pi(i),m}|^2 + \sigma^2}. \tag{22}$$

在式 (22) 中，$\gamma_{k,n} \in \{0,1\}$ 表示PA位置指示变量。具体而言，$\gamma_{k,n} = 1$ 表示可编程天线PA_k 放置在第 k– 个波导上的第 n– 个位置，即 $x^{\mathrm{p}}_k = \frac{nL_x}{N}$；而 $\gamma_{k,n} = 0$ 则表示其他情况。$|\tilde{h}^n_{k,m}|^2$ 表示当PA_k 位于第 k–个波导上的第 n– 个位置时，PA_k 与用户U_m 之间的信道增益平方，具体表示为

$$|\tilde{h}^n_{k,m}|^2 = \frac{\alpha^n_{k,m}\eta}{(x_m - x^{\mathrm{p}}_{k,n})^2 + D_{k,m}}, \tag{23}$$

其中，$D_{k,\,m} = (y_m - y^{\mathrm{p}}_k)^2 + d^2$ 是给定用户和波导对应的几何相关常数，$\alpha^n_{k,\,m}$而$x^{\mathrm{p}}_{k\,,\,n}$ 分别表示视距指示变量以及第 n–个PA位置在第 k–个波导上的 x坐标。因此，对于固定的候选项 n，$|h^n_{k,\,m}|^2$ 是已知常数；在不同候选项之间，它仅通过水平偏移量 $x_m - x^{\mathrm{p}}_k$ 发生变化$_{,n}$.

请注意，用户的数据速率主要由信号功率和干扰功率决定。设

$$S_m = P\sum_{n=1}^{N}\gamma_{k,n}|\tilde{h}^n_{k,m}|^2 \tag{24}$$

$$I_m = P\sum_{i\neq m}\sum_{n=1}^{N}\gamma_{\Pi(i),n}|\tilde{h}^n_{\Pi(i),m}|^2 \tag{25}$$

分别表示U_m的信号功率和干扰功率。为高效计算 S_m 和 I_m，我们为每个波导构建一个功率查找矩阵，其中收集所有可能的信道增益平方。第 k–个波导的功率矩阵可表示为：

$$\mathbf{H}_k = \begin{bmatrix} |\tilde{h}^1_{k,1}|^2 & \cdots & |\tilde{h}^N_{k,1}|^2 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ |\tilde{h}^1_{k,M}|^2 & \cdots & |\tilde{h}^N_{k,M}|^2 \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^{M\times N}, \forall k. \tag{26}$$

预先计算并存储功率矩阵，这样在进行PA部署更新时，就可以从查找表中直接获取期望信号功率和干扰功率，而无需重新计算。于是，(24)和(25)可转化为高效的查找形式

$$S_m = P\mathbf{e}_m^{\top}\mathbf{H}_k\boldsymbol{\gamma}_k \tag{27}$$

$$I_m = P\sum_{i\neq m}\mathbf{e}_m^{\top}\mathbf{H}_{\Pi(i)}\,\boldsymbol{\gamma}_{\Pi(i)} \tag{28}$$

其中，$\mathbf{e}_m$ 是第 m 个标准基向量，$\boldsymbol{\gamma}_k = [\gamma_{k,1}, \cdots, \gamma_{k,N}]$ 是 PA 位置指示向量。因此，U_m 的数据速率可改写为

$$R_m = \log_2\left(1 + \frac{S_m}{I_m + \sigma^2}\right). \tag{29}$$

在映射 Π 固定的情况下，PA位置优化问题可改写为

$$\mathrm{P_{s:2}}: \max_{\{\boldsymbol{\gamma}_k\}} \sum_{m=1}^{M} \log_2\left(1+\frac{S_m}{I_m+\sigma^2}\right) \tag{30a}$$

$$\text{s.t.} \quad R_m \geq R_t, \ \forall m \tag{30b}$$

$$\mathbf{e}_{\Pi(k)}^{\top}\mathbf{H}_k\,\boldsymbol{\gamma}_k > 0, \ \forall k \tag{30c}$$

$$\sum_{n=1}^{N}\gamma_{k,n}=1, \ \forall k \tag{30d}$$

$$\gamma_{k,n}\in\{0,1\}, \ \forall k,n \tag{30e}$$

约束条件（30c）确保所服务的视距链路不会被阻挡。

该问题是非凸的，因此难以直接进行优化。此外，改变单个PA的位置，不仅会改变其服务用户的期望信号功率，还会改变所有其他用户受到的干扰。因此，联合优化所有PA位置会变得非常复杂。为应对这一挑战，我们采用块坐标下降方法，每次迭代更新一个PA的位置，同时固定其他PA的位置。这种分解简化了优化过程，并降低了计算复杂度。

C. 代理辅助块坐标离散搜索

块坐标下降的核心思想是通过每次更新一条波导上的 $\boldsymbol{\gamma}_k, \forall k$ 来改进。假设PA_k 当前位于候选位置 n，其服务用户为 U_m。如果PA_k 移动到另一个候选位置 n'，则信号功率和干扰功率的增量可通过查找功率矩阵（26）进行更新，具体如下：

$$S_m' \leftarrow P\left[\mathbf{H}_k\right]_{m,n'}, \tag{31}$$

$$I_j' \leftarrow I_j - P\left[\mathbf{H}_k\right]_{j,n} + P\left[\mathbf{H}_k\right]_{j,n'}, \quad \forall j\neq m, \tag{32}$$

$$I_m' \leftarrow I_m, \tag{33}$$

$$S_j' \leftarrow S_j, \quad \forall j\neq m. \tag{34}$$

根据更新规则，将PA移动到不同位置只会影响其服务用户的期望信号功率，以及其他用户受到的干扰功率。相比之下，服务用户的干扰功率和其他用户的期望信号功率保持不变。因此，更新后的和速率可表示为

$$F' \triangleq \sum_{m=1}^{M}\log_2\left(1+\frac{S_m'}{I_m'+\sigma^2}\right). \tag{35}$$

为简化符号表示，我们用 F 表示和速率。下一步是确定新的候选位置n' 是否优于原位置 n。当 (i) $R_m' \geq R_t, \ \forall m$，且 (ii) $F' > F$ 时，接受新的候选位置 n'。在这种情况下，在有限状态空间内，接受的可编程天线移动会使 F 严格增加。块坐标下降算法经过有限次扫描后，会在逐坐标解处终止。

尽管块坐标下降算法可以有效求解可编程天线的布置问题，但它要求每根可编程天线依次评估所有候选位置。因此，当 N 较大时（即每根波导上都有许多候选位置时），算法的计算复杂度会显著增加。为避免对所有 N 候选项进行精确评估，我们提出一种代理加速排序机制。在该机制中，为从当前位置移动到新位置的每个移动分配一个分数，以量化其对和速率 F的贡献。随后，根据分数对同一波导上的候选位置进行排序，可编程天线只评估排名靠前的位置，而忽略排名较低的位置。

注意，(29) 可改写为

$$R_m = \frac{1}{\ln 2}\left[\ln(S_m+I_m+\sigma^2)-\ln(I_m+\sigma^2)\right]. \tag{36}$$

回顾一下，当仅有 x_k^{p} 变化时，只有 S_m 和 $I_j, \ \forall j, \ j\neq m$ 会变化。为了描述 F 随S_m 以及每个 I_j的变化率，我们计算 F关于 S_m 的偏导数，以及 F 关于每个 I_j的偏导数。令 $T_m = S_m + I_m + \sigma^2$ 和$U_m = I_m + \sigma^2$，则偏导数为

$$\frac{\partial F}{\partial S_m} = \frac{\partial R_m}{\partial S_m} = \frac{1}{\ln 2}\cdot\frac{1}{T_m}, \tag{37}$$

and

$$\frac{\partial F}{\partial I_j} = \frac{\partial R_j}{\partial I_j} = \frac{1}{\ln 2}\left(\frac{1}{T_j}-\frac{1}{U_j}\right), \forall j, j\neq m. \tag{38}$$

注意，$\frac{\partial F}{\partial S_m} > 0$ 和 $\frac{\partial F}{\partial I_j} < 0$，这意味着增加期望信号功率 S_m 会提高和速率，而增加干扰功率 I_j 会降低和速率。因此，对于和速率最大化而言，能够为关联用户提供更强期望信号并对其他用户造成较低干扰的候选位置更为有利。

当可编程天线$_k$ 从 n移动到 n'时， S_m 和I_j 的变化为

$$\Delta S_m = P([\mathbf{H}_k]_{m,n'} - [\mathbf{H}_k]_{m,n}) \tag{39}$$

and

$$\Delta I_j = P([\mathbf{H}_k]_{j,n'} - [\mathbf{H}_k]_{j,n}). \tag{40}$$

然后，我们计算 F的一阶替代增益，其表达式为

$$\Delta\tilde{F} = \left(\frac{1}{\ln 2}\cdot\frac{1}{T_m}\right)\Delta S_m + \sum_{\substack{j=1\\ j\neq m}}^{M}\left(\frac{1}{\ln 2}\left(\frac{1}{T_j}-\frac{1}{U_j}\right)\right)\Delta I_j. \tag{41}$$

经过一些简单的代数变换后，(41)可改写为

$$\Delta\tilde{F} = P\left(\zeta_m[\mathbf{H}_k]_{m,n'} + \sum_{\substack{j=1\\ j\neq m}}^{M}\theta_j[\mathbf{H}_k]_{j,n'}\right) - P\left(\zeta_m[\mathbf{H}_k]_{m,n} + \sum_{\substack{j=1\\ j\neq m}}^{M}\theta_j[\mathbf{H}_k]_{j,n}\right), \tag{42}$$

其中 $\zeta_m = \frac{1}{\ln 2}\cdot\frac{1}{T_m}$ 和 $\theta_j = \frac{1}{\ln 2}\left(\frac{1}{T_j}-\frac{1}{U_j}\right)$。请注意，第一项与候选位置 $\overline{n'}$ 和

算法 2 用于 PA 部署的代理辅助块坐标下降

预计算： $\{\mathbf{H}_k\}_{k=1}^{K}$。
初始化： 选择可行的单热编码 $\boldsymbol{\gamma}_k$ ($\sum_{n}\gamma_{k,n}=1$)。计算 S_i，I_i，R_i，$\forall i$，F。
对于 $t=1$ 到 $T_{\max}$ **执行**
  改进的 = **假**
  对于 $k=1$ 至 K **执行**
    $\Pi(m)=k$；当前索引 $n=\arg\max_u \gamma_{k,u}$
    计算权重 ζ_m 和 θ_j，对应于 $j\neq m$
    对于每个可行的 n'，满足 $[\mathbf{H}_k]_{m,n'}>0$，计算 $\mathcal{Q}_k(n')$
    通过按降序选取前 N' 个候选项来构建 $\mathcal{N}_k$ 排列 $\mathcal{Q}_k(n')$
    对每个 $n'\in\mathcal{N}_k$ **do**
      增量更新 $S_i', I_i', \forall i$；计算 $R_i', \forall i$ 以及 F'
      如果 $R_i'\geq R_t$，$\forall i$ **且** $F'>F$ **则**
        接受：$\gamma_{k,n}=0$，$\gamma_{k,n'}=1$；设置 $S_i=S_i'$，$I_i=I_i'$，$R_i=R_i'$，$\forall i$，$F=F'$
        改进的 =**为真**；**跳出**
      结束如果
    结束循环
  结束循环
  如果改进后的 ==**为 false**，**则**
    中断
  结束条件判断
结束循环
输出： $\{\boldsymbol{\gamma}_k\}$

当前位置 n 有关，而第二项仅与当前位置 n有关。因此，我们将第一项作为评分，用于评估从 n 到 n'的移动。新候选位置 n' 的评分可表示为

$$\mathcal{Q}_k(n')=\zeta_m[\mathbf{H}_k]_{m,n'}+\sum_{\substack{j=1\\ j\neq m}}^{M}\theta_j[\mathbf{H}_k]_{j,n'}. \tag{43}$$

所有可行候选位置 [2] 均根据式 (43) 排序，PA仅检查排名前 N' 的位置。令 $\mathcal{N}_k$ 表示收集第 $k-$ 条波导上排名前 N' 个可行位置索引的集合。x_k^{p} 的优化位置为

$$x_k^{\mathrm{p}*}=\frac{n^*L_x}{N}, n^*=\arg\max_{n'\in\mathcal{N}_k} F. \tag{44}$$

具体步骤总结于算法 2。改进是一个布尔变量，用于指示新位置是否提高了和速率。$T_{\max}$ 表示扫描总次数。

注释 2 (43) 中的评分与预先计算的$\mathbf{H}_k$功率柱体呈线性关系。因此，只需通过一次矩阵-向量乘积，即可计算波导 k 的所有评分，且仅需执行简单运算（加法/乘法，而非对数/除法）。评分完成后，我们选出排名前 N'的候选项（$N'\ll N$），仅针对这些候选项计算真实目标值 F，而不是针对所有 N 位置。这样可以大幅减少耗时的计算，加快算法运行。

备注 3 与 *[28]*，中基于匹配理论的方案相比，基于匈牙利算法的波导-用户分配在 *PA*位置固定时可得到线性分配问题的全局最优解。此外，*[28]*在不保证每用户*QoS*的情况下最大化和速率，而所提出的代理辅助*BCD*则显式地满足单个 *QoS*约束 (30b)。

[2]可行位置是指满足约束 (30b) 的位置。

IV. 波束成形与连续PA部署设计的联合优化

本节重点求解优化问题 P_0。与特殊情况的主要区别在于，每个 PA 服务所有用户，且 PA位置在波导上连续可变。由于波束成形与 PA部署本质上相互耦合，我们采用交替优化策略迭代优化这两个变量。

A. 波束成形设计

假设在波束成形优化期间，PA部署保持固定。此时，P_0 变为经典的波束成形设计和速率最大化问题，可通过WMMSE算法高效求解。在WMMSE算法中，标量均衡器 u_m、均方误差 e_m 和正权重 w_m 分别定义为

$$u_m=\frac{\tilde{\mathbf{h}}_m^H\mathbf{p}_m}{\sum_{i=1}^{M}|\tilde{\mathbf{h}}_m^H\mathbf{p}_i|^2+\sigma^2}, \tag{45}$$

$$e_m=1-2\Re\{u_m^*\tilde{\mathbf{h}}_m^H\mathbf{p}_m\}+|u_m|^2\left(\sum_{i=1}^{M}|\tilde{\mathbf{h}}_m^H\mathbf{p}_i|^2+\sigma^2\right), \tag{46}$$

and

$$w_m=\frac{1}{e_m}, \tag{47}$$

根据式(45)和(46)，均方误差可改写如下：

$$e_m=\frac{1}{1+\mathrm{SINR}_m} \tag{48}$$

因此，QoS约束(12b)可改写如下：

$$e_m\leq\delta_m, \tag{49}$$

其中 $\delta_m=2^{-R_t}$。然后，将和速率最大化问题转换为等价的加权均方误差最小化问题，可写为：

$$\mathrm{P}_1:\quad \min_{\{\mathbf{P}\}}\sum_{m=1}^{M}(w_me_m-\log w_m) \tag{50a}$$

$$\text{s.t.}\quad e_m\leq\delta_m,\quad \forall m \tag{50b}$$

$$\sum_{m=1}^{M}||\mathbf{p}_m||^2\leq P_t. \tag{50c}$$

算法3波束成形的WMMSE算法

1: **初始化：** $\mathbf{H}$，可行的 $\mathbf{P}^{(0)}$、$\lambda^{(0)} \geq 0$，$\mathbf{N}^{(0)} \succeq \mathbf{0}$、$t \leftarrow 0$2: **重复** 3: **接收机/权重更新**：根据 ( )、( )、( )，利用 $\mathbf{P}$ 计算 $u_m^{(t+1)}$、$e_m^{(t+1)}$、$w_m^{(t+1)}$ 45 46 47 $^{(t)}$；然后构造$\mathbf{U}^{(t+1)}$、$\mathbf{W}^{(t+1)}$4: **原始变量更新：** 根据 (54)，利用$\mathbf{U}$ $^{(t+1)}$ $^{(t+1)}$ $^{(t)}$ $\lambda^{(t)}$、$\mathbf{W}$、$\mathbf{N}$计算$\mathbf{P}^{(t+1)}$: 5 **对偶变量更新：** 使用 (57)、(58) 更新 $\lambda^{(t+1)}$ 和 $\nu_m^{(t+1)}$，$\forall m$；然后构造$\mathbf{N}^{(t+1)}$6: $t \leftarrow t+1$7: **直到**收敛 8: **输出：** $\mathbf{P}$

固定 u_m，w_m，$\forall m$后，子问题P_1 是一个凸二次函数。P_1 的拉格朗日函数为

$$\mathcal{L} = \sum_{m=1}^{M}(w_m e_m - \log w_m) + \sum_{m=1}^{M}\nu_m(e_m - \delta_m) + \lambda\left(\sum_{m=1}^{M}||\mathbf{p}_m||^2 - P_t\right), \quad (51)$$

其中，ν_m，$\forall m$ 和 λ 是非负拉格朗日乘子。令$\mathbf{U} = \mathrm{diag}\{u_1, \cdots, u_M\}$、$\mathbf{W} = \mathrm{diag}\{w_1, \cdots, w_M\}$以及$\mathbf{N} = \mathrm{diag}\{\nu_1, \cdots, \nu_M\}$。经过一些简单的代数变换后，与$\mathbf{P}$相关的拉格朗日函数可表示如下：

$$\mathcal{L}(\mathbf{P}) = \mathrm{Tr}(\mathbf{P}^H(\mathbf{A} + \lambda\mathbf{I}_K)\mathbf{P}) - \mathrm{Tr}((\mathbf{HU}(\mathbf{W}+\mathbf{N}))^H\mathbf{P}) - \mathrm{Tr}(\mathbf{P}^H\mathbf{HU}(\mathbf{W}+\mathbf{N})), \quad (52)$$

其中，$\mathbf{I}_K$是一个 $K \times K$单位矩阵，$\mathbf{A} = \mathbf{HU}(\mathbf{W}+\mathbf{N})\mathbf{U}^H\mathbf{H}^H$以及$\mathbf{H} = [\tilde{\mathbf{h}}_1, \cdots, \tilde{\mathbf{h}}_M]$。根据KKT条件，我们有

$$\frac{\partial\mathcal{L}(\mathbf{P})}{\partial\mathbf{P}^*} = (\mathbf{A} + \lambda\mathbf{I}_K)\mathbf{P} - \mathbf{HU}(\mathbf{W}+\mathbf{N}) = \mathbf{0}. \quad (53)$$

然后，波束成形矩阵可计算为

$$\mathbf{P} = (\mathbf{A} + \lambda\mathbf{I}_K)^{-1}\mathbf{HU}(\mathbf{W}+\mathbf{N}). \quad (54)$$

根据互补松弛条件，我们有

$$\lambda(\sum_m ||\mathbf{p}_m||^2 - P_t) = 0 \quad (55)$$

and

$$\nu_m(e_m - \delta_m) = 0, \forall m. \quad (56)$$

我们可以通过梯度上升更新 λ 和 ν_m。更新规则如下：

$$\lambda' \leftarrow \left[\lambda + \tau(\|\mathbf{P}\|_F^2 - P_t)\right]_+ \quad (57)$$

and

$$\nu_m' \leftarrow [\nu_m + \rho(e_m - \delta_m)]_+, \forall m \quad (58)$$

分别地。操作 $[x]_+ = \max\{0, x\}$ 确保拉格朗日乘子为非负值。具体细节总结于算法3中。

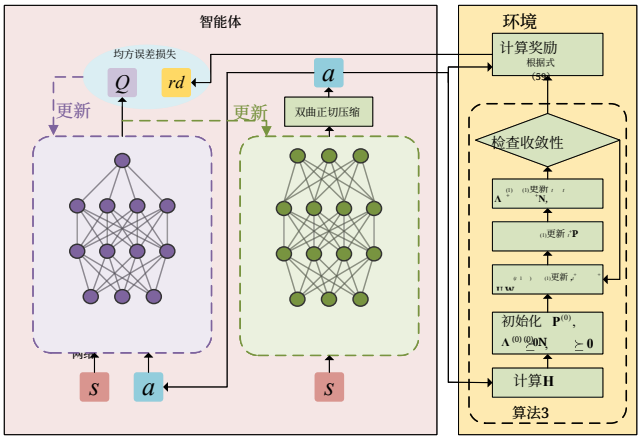


图 4. WMMSE-DDPG框图

B. PA放置优化

不同于信道变化平滑的开放空间，障碍物会导致信道增益发生突变：PA位置的轻微移动就可能使用户从视距条件突然切换到非视距条件。这种不连续性使PA部署的优化变得具有挑战性，因为传统的基于梯度的方法或凸优化方法假设目标函数是平滑的。因此，在这种情况下，我们采用深度确定性策略梯度作为求解器来确定PA位置。

为应用深度确定性策略梯度，我们首先定义状态、动作和奖励如下：

- 状态：状态空间 s 是一个一维向量，表示为$s = (\psi_1, \cdots \psi_M, \psi_1^c, \cdots, \psi_B^c, r_1, \cdots, r_B)$。该状态包含有关用户位置和障碍物特性的信息。
- 动作：动作空间 a 是 PA位置向量。由于每个可编程天线都部署在一条波导上，且波导是固定的，因此动作只能是每个可编程天线的 x轴坐标，表示为 $a = [x_{\mathrm{Pin}1}, \cdots, x_{\mathrm{Pin}_K}]$。
- 奖励：我们的目标是最大化和速率。因此，直观的奖励函数就是和速率。然而，为确保满足QoS约束，我们将奖励函数修改如下

$$rd = \sum_{m=1}^{M} R_m - \sum_{m=1}^{M}\varrho_m g_m, \quad (59)$$

其中，ϱ_m 和 g_m 分别是用户 U_m的 QoS约束的惩罚权重和违反度评分。违反度评分可以用一个平滑函数近似，其形式如下

$$g_m = \tau\log\left(1 + e^{(R_t - R_m)/\tau}\right), \quad (60)$$

其中，τ 是控制惩罚项在QoS边界 R_t附近变化陡峭程度的温度。

请注意，PA部署设计可以建模为上下文多臂老虎机问题。具体而言，智能体观察环境，选择PA位置，并立即根据给定用户所达到的和速率获得奖励

表 I 仿真参数

参数	值
区域大小	L_x=30 米， L_y=20米
高度	$d = 2.5$ 米
载波频率	f_c=28 GHz
光速	c=3×10^8 m/s
噪声功率	$\sigma^2 = -120$ dBm/Hz
发射功率	$P_t = 30$ dBm
每个波导的PA候选位置	N=100
块坐标下降中的候选名单规模	N'=20
目标速率阈值	R_t=0.5 bps/Hz
演员网络隐藏层规模	(256，256)
评论家网络隐藏层规模	(256，256)
学习率	10^{-4}
温度	$\tau = 0.01$

以及障碍物配置。目标是最大化这一单步奖励，无需估计未来奖励。因此，在这种设置下，深度确定性策略梯度的目标网络对学习没有帮助。相应地，我们只训练一个在线演员-评论家：一个输出PA位置的演员，以及一个拟合即时奖励并提供稳定学习信号的评论家。设在线演员为 $\pi(\phi)$，在线评论家为 $Q(\theta)$，其中 ϕ 和 θ 分别表示相应的参数。在线评论家网络通过最小化均方误差损失来更新参数，其表达式为

$$\mathcal{L}(\theta) = \left(Q(s, a|\theta) - rd\ \right)^2. \tag{61}$$

用于更新演员的 ϕ梯度计算如下

$$\nabla_\phi J(\phi) = \nabla_{\pi(s|\phi)} Q\left(s, \pi(s|\phi)\right) |\nabla_\phi \pi_\phi(s). \tag{62}$$

由于演员输出不受约束的逻辑值$\mathbf{u} \in \mathbb{R}^K$，我们需要对$\mathbf{u}$进行正则化，以获得可行动作。正则化表示为

$$x_i^{\text{Pin}} = \frac{L_x}{2}\left(\tanh(u_i) + 1\right), i = \{1, \cdots, K\}, \tag{63}$$

其中， u_i 是$\mathbf{u}$的第 i–个元素。

C. 算法

图4展示了所提出的WMMSE-DDPG框架的整体架构，用于连续PA部署与波束成形的联合优化。智能体接收包含用户位置信息的状态，演员则输出相应的PA坐标作为动作。随后，环境构建障碍物感知信道，执行WMMSE算法以获得波束成形矩阵，并计算奖励。评论家以状态–动作对作为输入并估计其价值。评论家通过均方误差损失进行训练，使预测价值与观测奖励保持一致；随后，演员通过评论家的反馈进行更新，以改进未来的决策。

V. 仿真结果

我们考虑一个尺寸为 $L_x \times L_y$ =30 m $\times$ 20 m 的矩形服务区域，其中有 K 条平行介质波导部署在高度 $d = 2.5$ m 处。服务区域内有若干圆柱形障碍物。主要仿真参数见表 I。

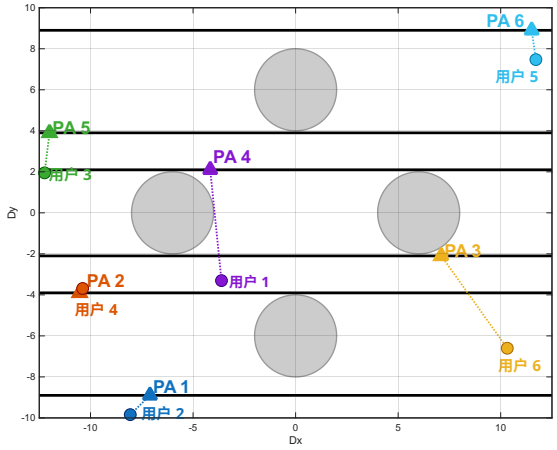


图5. 所提方案的一个示例，其中 $K = M = 6$ 和四个障碍物以 $r = 2$ 排列成菱形布局。

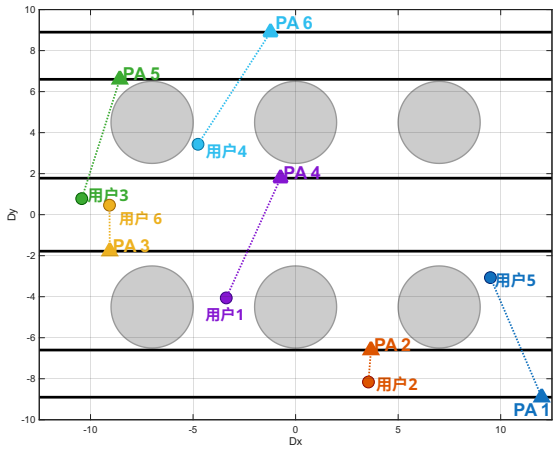


图6. 所提方案的一个示例，其中 $K = M = 6$ 以及六个按网格状布局排列的障碍物， $r = 2$

A. 特殊情况的评估

在此情形下，每条波导均匀量化为 $N = 100$ 个候选可编程天线位置。在相同的仿真设置下，将所提算法与多种基准方法进行比较评估。所考虑的方法总结如下。*BCD-AO*：所提交替优化框架，将用于波导–用户分配的匈牙利算法与用于PA部署的代理辅助BCD搜索相结合。*SwapMatching*：采用 [28] 中所述交换匹配机制的基准方法。*RandomClosest*：随机将用户分配给波导，并将每个可编程天线放置在距离其关联用户最近的候选位置。*HungarianRandom*：通过匈牙利算法进行波导–用户分配，同时从候选集中随机选择可编程天线位置。*FixAntenna*：一种传统的固定天线配置，每根天线均放置在对应波导的馈电点处。*RandomRandom*：波导–用户分配和PA部署均随机确定。仿真结果比较了这些方法的可达和速率与可行率。

图5和图6展示了所提出方案的示例

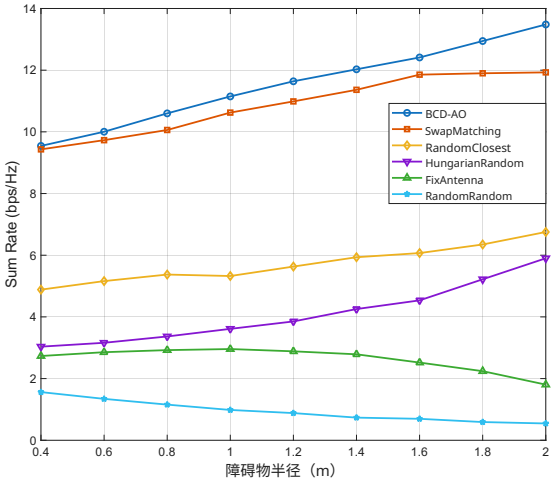


图7. 和速率性能与障碍物半径的关系。

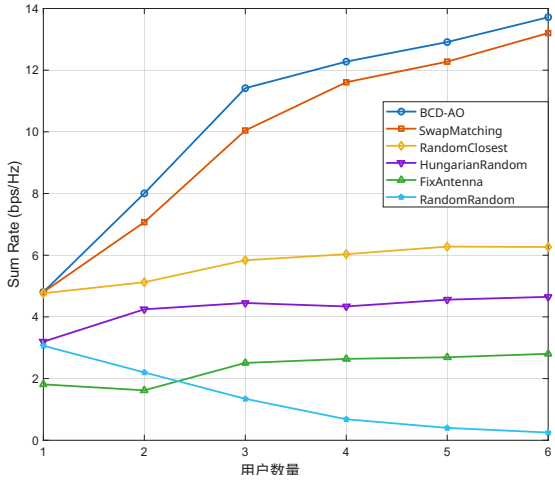


图8. 和速率性能与用户数量的关系。

在两种障碍物布局下实现的感知阻塞PA部署方案。在这两种情况下，系统均包含 $K = M = 6$个波导和用户，并设有半径为$r = 2$ 米的圆柱形障碍物。图5展示了菱形障碍物排列。图6展示了网格状障碍物配置，造成了更密集的阻塞和更复杂的传播路径。在这两种场景中，算法都会自适应地部署PA，为所有用户建立视距链路，同时利用障碍物抑制同信道干扰。因此，该方案实现了更高的和速率和稳定的视距连接性。

图7展示了和速率性能随障碍物半径的变化情况。实验设置与图6相同。所提出的BCD-AO算法在所有障碍物尺寸下均实现了最高吞吐量，而随机方案和固定天线方案的性能则低得多。随着障碍物半径增大，自适应PA算法与静态配置之间的性能差距也随之扩大。值得注意的是，捏合天线系统的和速率会随着障碍物增大而提升，而固定天线系统的性能则会下降。这一结果凸显了挤压天线的一项关键优势：它们能够动态调整位置，利用障碍物抑制干扰。随着障碍物增大，它们会造成更强的阻塞并带来更大的空间分集，从而为PA建立视距连接并避免同信道干扰提供更多机会，最终提升系统吞吐量。

图8展示了和速率随用户数量变化的性能。实验设置与图6相同。所提BCD-AO算法在所有用户数量下始终实现最高吞吐量，而其他基准方案的性能则显著较低。随着用户数量增加，基于自适应PA的方案由于能够动态优化PA位置并保持有利的视距链路，其和速率快速提升。相比之下，FixAntenna和RandomRandom等静态配置的可扩展性有限，因为它们无法适应日益增加的干扰或信道变化。这些结果表明，所提算法能够动态调整PA位置，以适应不断增加的用户数量，同时不会牺牲频谱效率。

B. 一般情况的评估

在这种情况下，每个PA都可以沿波导放置在任意位置。所提算法在相同的仿真设置下与多种基准方法进行比较。除所提基于WMMSE的波束成形设计外，还考虑了三种传统波束成形方案进行对比，分别为最大比合并（MRC）、迫零（ZF）和随机波束成形。对于PA位置优化，采用基于DDPG的方法来确定最优PA位置。除所提DDPG方法外，还纳入了两种基准方案进行性能比较：网格搜索算法和固定天线系统。网格搜索基准是一种用于优化PA位置的逐坐标方法。该方法从当前PA位置开始，沿波导构建一组间距均匀的候选点。首先选择一种波束成形方案（如WMMSE、MRC、ZF或随机波束成形）来评估性能。随后，在固定其他PA的同时，一次优化一个PA。对于每个PA，算法测试所有候选位置，计算相应的信道和波束成形矩阵，并选择能够获得最高和速率的位置。该过程重复执行多轮，直至观察不到进一步的性能提升。每条波导上的候选位置数量设为25。在固定天线系统中，所有天线均永久固定在波导的馈电点处，不发生移动。

图 9 展示了所提出的 DDPG 智能体的训练过程。上方子图展示了奖励随训练步数的变化情况，奖励稳步提升并逐渐收敛。这表明智能体成功学会了有效的 PA 部署策略。下方子图展示了相应的评论家与行动者损失。两种损失在训练初期均迅速下降，并随着学习的推进而趋于稳定。总体而言，这些结果表明 DDPG 智能体能够高效地学习最优策略，

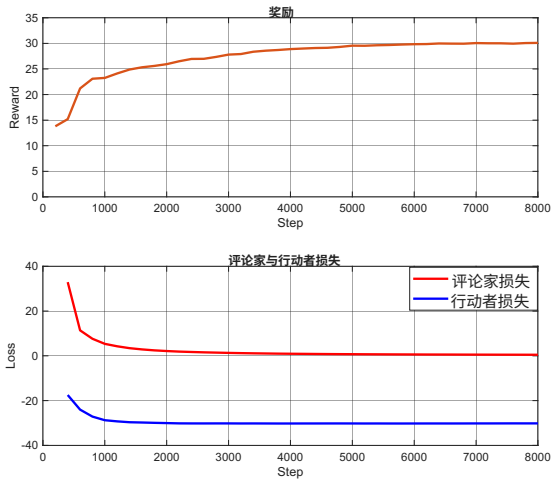


图 9. 奖励和损失随训练步数的变化。

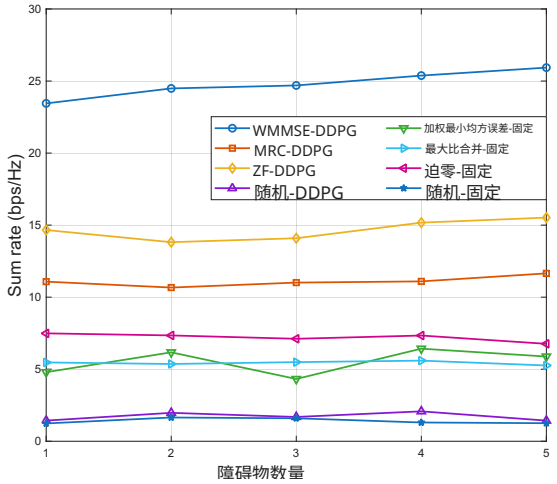


图 11. 挤压天线系统和固定天线系统的和速率随障碍物数量的变化。

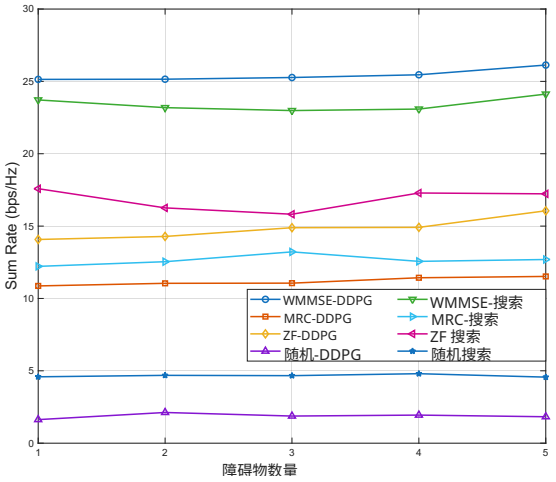


图 10. 和速率随障碍物数量的变化：深度确定性策略梯度与网格搜索

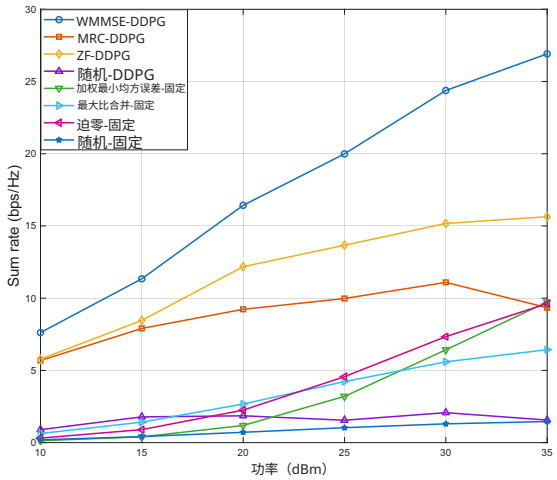


图 12. 和速率随总发射功率的变化

良好的收敛特性。

图 10 展示了在优化 PA 位置时，基于学习的方法与基于搜索的方法的和速率性能随障碍物数量的变化情况。每个障碍物的半径设为 1 米，用户数量设为 4。所提出的 WMMSE-DDPG 方法在所有障碍物数量下均实现了最高吞吐量。随着障碍物数量增加，WMMSE-DDPG 的和速率略有提升，这表明该算法能够利用障碍物减少干扰，同时维持视距链路。相比之下，基于搜索的方法和随机方案的性能基本保持不变，这说明它们利用环境信息的能力有限。总体而言，结果证实，所提出的基于学习的设计对阻塞变化具有更强的鲁棒性，并能更好地管理干扰。

图 11 展示了挤压天线系统与固定天线系统的和速率性能随障碍物数量变化的对比。实验设置与图 10 相同。随着障碍物数量增加，基于可移动天线的系统的和速率逐渐提升，这是因为可移动式位置天线能够调整位置，以维持视距链路并减少干扰。相比之下，由于阻塞增加且适应能力有限，固定天线系统的性能远差于挤压天线系统。这些结果凸显了挤压天线系统利用环境特征实现干扰抑制和吞吐量提升的强大能力。

图 12 展示了挤压天线系统与固定天线系统的和速率随总发射功率变化的对比。障碍物数量设为 4，且所有障碍物的半径均为 1m。用户数量设为 4。所提出的 WMMSE-DDPG算法在所有功率水平下均实现了最高吞吐量，展现出其联合优化波束成形和 PA部署的有效性。与基准方案相比，MRC-DDPG 和 ZF-DDPG取得了适度的增益，但干扰抑制能力有限，尤其是在较高发射功率下。相比之下，所有固定天线方案的性能都显著较低。随着发射功率增加，两种天线系统之间的性能差距逐渐扩大，这表明动态位置天线控制能够

更好地利用可用功率来提升频谱效率。

C. 讨论

本研究初步探讨了遮挡感知环境中的捏合天线系统。虽然所提出的框架为理解并优化阻挡条件下的PA行为奠定了基础，但仍可从多个方面进行扩展，使系统更加全面且实用。首先，当前的遮挡模型仅考虑高度不低于 d 的圆柱形障碍物。尽管这一假设简化了几何分析和可见性判定，但未来研究可将模型扩展至更复杂的障碍物类型，例如矩形柱体、家具和人体。这些扩展有助于更准确地表征真实环境。其次，本研究仅考虑视距链路，并假设没有视距连接的用户不在服务范围内。更实际的设置可以同时纳入视距和非视距链路，以捕捉多径效应。第三，假设用户位置在优化过程中保持静止。在现实场景中，用户移动性会持续改变信道条件和阻塞状态。引入移动性感知控制和在线PA重新定位，可实现动态适应并增强系统的稳健性。

VI. 结论

本文研究了存在圆柱形障碍物的遮挡感知环境中的挤压天线系统。本文提出了一种确定性遮挡模型，无需依赖随机假设即可准确表征视距条件。基于该模型，本文考察了两种 PA 配置。在特殊情况下，每个 PA 服务一个用户，且只能放置在波导上的离散位置。本文提出了一种交替优化框架，将匈牙利算法与代理辅助BCD搜索相结合。在一般情况下，每个 PA 服务所有用户，且其位置可连续调整；为此，本文提出了一种 WMMSE-深度确定性策略梯度方法，以联合优化波束成形和 PA位置。本文表明，挤压天线系统能够有效利用障碍物来缓解同信道干扰，并将潜在的阻塞转化为吞吐量增益；相比之下，随着阻塞加剧，传统固定天线系统的性能会下降。这一能力使挤压天线系统非常适用于障碍物密集的室内环境。未来的工作可将遮挡模型扩展到多种障碍物几何形状，并纳入用户移动性。

参考文献

[1] C.-X. Wang、X. You、X. Gao、X. Zhu、Z. Li、C. Zhang、H. Wang、Y. Huang、Y. Chen、H. Haas、J. S. Thompson、E. G. Larsson、M. D. Renzo、W. Tong、P. Zhu、X. Shen、H. V. Poor 和 L. Hanzo，“迈向 6G：愿景、需求、关键技术与测试平台”，*IEEE Communications Surveys & Tutorials*，第 25 卷第 2 期，第 905–974 页，2023 年。[2] Q. Wu 和 R. Zhang，“通过主动与被动波束成形联合优化增强的智能反射面无线网络”，*IEEE Transactions on Wireless Communications*，第 18 卷第 11 期，第 5394–5409 页，2019 年。[3] K.-K. Wong、A. Shojaeifard、K.-F. Tong 和 Y. Zhang，“流体天线系统”，*IEEE Transactions on Wireless Communications*，第 20 卷第 3 期，第 1950–1962 页，2021 年。

[4] L. Zhu、W. Ma 和 R. Zhang，“用于无线通信的可移动天线：机遇与挑战”，IEEE Communications Magazine，第 62 卷第 6 期，第 114–120 页，2024 年。[5] X. Xie、F. Fang 和 Z. Ding，“多簇 IRS-NOMA 网络中的波束成形、移相与功率分配联合优化”，IEEE Transactions on Vehicular Technology，第 70 卷第 8 期，第 7705–7717 页，2021 年。[6] K.-K. Wong、W. K. New、X. Hao、K.-F. Tong 和 C.-B. Chae，“流体天线系统——第一部分：基础知识”，IEEE Communications Letters，第 27 卷第 8 期，第 1919–1923 页，2023 年。[7] L. Zhu、W. Ma、W. Mei、Y. Zeng、Q. Wu、B. Ning、Z. Xiao、X. Shao、J. Zhang 和 R. Zhang，“无线网络可移动天线教程”，IEEE Communications Surveys & Tutorials，第 1–1 页，2025 年。[8] Z. Ding、R. Schober 和 H. Vincent Poor，“柔性天线系统：捏合天线视角”，IEEE Transactions on Communications，第 1–1 页，2025 年。[9] H. O. Y. Suzuki 和 K. Kawai，“使用介质波导作为天线的捏合天线”，Technical J.，第 23 卷第 3 期，第 5–12 页，2022 年。[10] Y. Liu、H. Jiang、X. Xu、Z. Wang、J. Guo、C. Ouyang、X. Mu、Z. Ding、A. Nallanathan、G. K. Karagiannidis 等，“捏合天线系统（PASS）：教程”，arXiv 预印本 arXiv:2508.07572，2025 年。[11] Z. Ding 和 H. V. Poor，“捏合天线系统中的视距遮挡：诅咒还是祝福？”，IEEE Wireless Communications Letters，第 1 1 页，2025 年 –。[12] C. Ouyang、Z. Wang、Y. Liu 和 Z. Ding，“捏合天线系统（PASS）的阵列增益”，IEEE Communications Letters，第 29 卷第 6 期，第 1471–1475 页，2025 年。[13] D. Tyrovolas、S. A. Tegos、P. D. Diamantoulakis、S. Ioannidis、C. K. Liaskos 和 G. K. Karagiannidis，“捏合天线系统的性能分析”，IEEE Transactions on Cognitive Communications and Networking，第 1–1 页，2025 年。[14] T. Hou、Y. Liu 和 A. Nallanathan，“关于上行链路捏合天线系统（PASS）性能的研究”，arXiv 预印本 arXiv:2502 12365，2025 年。[15] S. A. Tegos、P. D. Diamantoulakis、Z. Ding 和 G. K. Karagiannidis，“上行链路捏合天线系统的最小数据速率最大化”，IEEE Wireless Communications Letters，第 14 卷，1520，2025 年 5，1516，页码 –。[16] Y. Xu、Z. Ding 和 G. K. Karagiannidis，“下行链路捏合天线系统的速率最大化”，IEEE Wireless Communications Letters，第 14 卷第 5 期，第 1431–1435 页，2025 年。[17] M. Zeng、J. Wang、X. Li、G. Wang、O. A. Dobre 和 Z. Ding，“NOMA辅助上行链路捏合天线系统的和速率最大化”，arXiv 预印本 arXiv:2505.00549，2025 年。[18] Z. Zhou、Z. Yang、G. Chen 和 Z. Ding，“NOMA辅助捏合天线系统的和速率最大化”，IEEE Wireless Communications Letters，第 14 卷第 9 期，第 2728–2732 页，2025 年。[19] X. Xie、F. Fang、Z. Ding 和 X. Wang，“捏合天线系统的低复杂度部署设计”，IEEE Communications Letters，第 29 卷第 8 期，第 1784–1788 页，2025 年。[20] K. Wang、Z. Ding 和 R. Schober，“NOMA辅助捏合天线系统中的天线激活”，IEEE Wireless Communications Letters，第 14 卷第 5 期，第 1526–1530 页，2025 年。[21] K. Wang、Z. Ding 和 G. K. Karagiannidis，“多波导捏合天线系统中的天线激活与资源分配”，IEEE Transactions on Wireless Communications，第 1–1 页，2025 年。[22] Z. Ding，“捏合天线辅助通感一体化：克拉美–罗下界视角”，arXiv 预印本 arXiv:2504.05792，2025 年。[23] Z. Zhang、Z. Wang、X. Mu、B. He、J. Chen 和 Y. Liu，“捏合天线系统（PASS）的感知与通信一体化”，arXiv 预印本 arXiv:2504.07709，2025 年。[24] A. Khalili、B. Kaziu、V. K. Papanikolaou 和 R. Schober，“捏合天线赋能的通感一体化系统：利用雷达散射截面的观测角依赖性实现目标多样性”，arXiv 预印本 arXiv:2505.01777，2025 年。[25] W. Mao、Y. Lu、Y. Xu、B. Ai、O. A. Dobre 和 D. Niy- ato，“用于通感一体化的多波导捏合天线”，arXiv 预印本 arXiv:2505.24307，2025 年。[26] G. Zhu 、 X. Mu 、 L. Guo 、 S. Xu 、 Y. Liu 和 N. Al-Dhahir，“捏合天线系统（PASS）赋能的安全无线通信”，arXiv 预印本 arXiv:2504.13670，2025 年。[27] P. P. Papanikolaou、D. Bozanis、S. A. Tegos、P. D. Diamantoulakis 和 G. K. Karagiannidis，“采用人工噪声的捏合天线系统保密速率最大化”，arXiv 预印本 arXiv:2504.10656，2025 年。[28] K. Wang、C. Ouyang、Y. Liu 和 Z. Ding，“具有视距遮挡的捏合天线系统”，IEEE Wireless Communications Letters，第 1 1 页，2025 年 –。