论具有波导内衰减的双馈捏合天线系统

Ximing Xie，*IEEE*会员，Hao Qin，*IEEE*会员，Fang Fang，*IEEE*高级会员，以及 Xianbin Wang，*IEEE*会士

arXiv:2603.05251v1 [eess.SP] 5 Mar 2026

摘要—**捏合天线系统（PAS）最近已成为一种有前景的灵活且可重构无线通信架构。然而，其性能从根本上受到波导内衰减的制约；该衰减在实际介质波导中不可忽略，并可能严重降低可实现的数据速率，尤其是对于较长的波导。为克服这一限制，我们提出一种双馈捏合天线系统（DF-PAS），其中每条波导在两端配备两个馈电点，从而能够基于用户位置进行动态馈电点选择。该设计有效缩短了波导内传播距离，并减轻了衰减引起的功率损耗，而无需改变波导结构或PA驱动机制。我们在单波导和多波导场景中研究了DF-PAS。对于单波导情形，我们推导了遍历速率的闭式高信噪比近似，并在时分多址（TDMA）下获得了最优PA位置与馈电点选择的闭式解。随后，我们将DF-PAS扩展至多波导场景：首先推导遍历速率的闭式高信噪比近似，然后在一般正交多址（OMA）下，针对馈电点选择、PA放置和波束成形建立联合优化问题。为高效求解该问题，我们开发了一个两阶段优化框架，整合了贪心馈电点切换、基于梯度的PA部署和基于WMMSE的波束成形。仿真结果表明，所提出的DF-PAS在各种网络配置下均持续优于传统的单馈电PAS（SF-PAS），验证了其作为在支持PAS的无线网络中缓解波导内衰减的实用且可扩展解决方案的有效性。**

索引词—**捏合天线系统，双馈，馈电点选择**

I. 引言

面向下一代无线网络的演进推动了从静态天线架构到动态天线架构的范式转变 [1], [2]。例如，可重构智能表面（RIS）通过移相元件调控电磁传播环境，以精细调节无线信道 [3]。流体天线系统（FAS）与可移动天线系统（MAS）分别利用导电流体或机械位移，在连续空间场内动态优化收发器的位置 [2], [4]。然而，由于视距（LoS）链路阻塞，它们在对抗大尺度衰落方面存在根本性局限。为应对这一挑战，DOCOMO提出了捏合天线系统（PAS）的概念，并在 2022 [5]中开发了原型。捏合天线系统通常包括配备低成本介质夹持器的介质波导，这些夹持器称为夹持天线（PA）。电磁波从这些PA辐射，使系统能够通过将PA放置在最优位置来建立视距链路。

尽管PAS在实现可靠无线连接方面展现出巨大潜力，但该技术仍处于发展早期，在实际部署中面临若干挑战。一个根本性挑战是波导内衰减，即信号功率沿波导传播时逐渐衰减。因此，距离馈电点较远的PA辐射的功率显著更低，这会严重降低用户所体验的服务质量。然而，现有关于PAS的大多数研究忽略了波导内衰减的影响，并假设波导内为无损信号传播 [6]–[8]。在 [9]–[10] 的作者研究波导内衰减对PAS性能的影响之前，这一问题在很大程度上尚未得到探索。尽管波导内衰减已被认识到，但其研究仍不充分。由于PAS通常采用介质波导，这一问题变得不可忽略。

为减轻波导内衰减的影响，本文提出了一种双馈夹持天线系统（DF-PAS）。在 DF-PAS 中，波导两端各设有一个馈电点，使电磁波能够从两个方向向功率放大器（PA）传播。根据用户位置，控制器可以灵活选择合适的馈电点进行信号注入，从而缩短有效波导内传播距离，减轻波导内衰减。此外，DF-PAS 保留了原有的波导架构和 PA 驱动机制，只需增加一个馈电点。因此，所提出的 DF-PAS 提供了一种有效且机械结构简单的解决方案，可轻松兼容现有 PAS 实现。

A. 相关工作

作为一项新兴技术，许多研究聚焦于 PAS 的性能分析与优化 [6], [9]–[11]–[16]。PAS 的数学建模框架最早在 [6],中确立，为后续研究奠定了基础。在此模型的基础上，[9] 分析了 PAS 的性能，并明确考虑了波导内衰减。 [11] 的作者进一步将性能分析扩展至非正交多址接入（NOMA）场景。从优化角度来看，[12]和 [13],分别通过优化 PA 位置，实现了 PAS 上行链路和下行链路数据速率的最大化。为进一步降低计算复杂度，一种低复杂度

Ximing Xie、Fang Fang和Xianbin Wang就职于电气与计算机工程系，Fang Fang同时就职于计算机科学系，西安大略大学，伦敦，ON N6A 3K7，加拿大（电子邮箱：{xxie269, fang.fang, xianbin.wang}@uwo.ca）。Hao Qin就职于电气与电子工程学院，都柏林大学学院，都柏林，D04 V1W8，爱尔兰（电子邮箱：hao.qin@ucdconnect.ie）。

PA位置优化方法在 [14]中提出，以实现和速率最大化。除数据速率外，能效也在 [15], [16]中被作为 PAS 网络的一项关键指标加以研究。为进一步探索 PAS 在实际环境中的潜力，若干研究考察了阻塞条件下的 PAS 系统 [17]–[20]。具体而言， [17]–[19] 采用了概率阻塞模型，而 [20] 则提出了确定性阻塞模型，以刻画与几何相关的阻塞效应。

近期的研究还将 PAS 与其他先进的无线技术相结合，包括通感一体化（ISAC） [21], [22], 移动边缘计算（MEC） [23], [24], 和联邦学习（FL） [25]–[27]。在 ISAC 领域， [21] 通过 PA 位置优化，在满足感知性能要求的同时最大化通信数据速率；而 [22] 则在 QoS约束下最小化 Cram´er–Rao 界（CRB）。对于 PAS 赋能的 MEC， [23]通过联合优化设备发射功率、时间分配和 PA位置，最大化计算容量；而 [24] 则利用 PAS 辅助传输，提高任务卸载效率和时延性能。在联邦学习领域， [25], [26] 采用 PAS 来缓解拖尾者问题，而 [27] 研究了多个 PAS 可提升学习效率的联邦学习场景。

然而，上述大多数研究都忽略了波导内衰减的影响。尽管少数研究注意到了这一问题，但仍缺乏高效且实用的解决方案。具体而言， [28]承认波导内衰减的影响，并指出在某些条件下，其影响可以忽略不计。然而，这一结论建立在超低衰减波导的假设之上，而这需要使用先进材料。如何有效应对常用介质波导中的波导内衰减，仍是一个悬而未决的问题。此外，[29]提出了一种称为分段波导赋能PAS的新型 PAS 架构。在该设计中，波导被划分为多个较短的介质分段，每段均配备专用 PA。虽然这种架构有效缩短了波导内传播距离，但需要更多射频链，并增加了硬件复杂度。此外，由于结构和实现复杂度提高，这种分段结构还带来了额外的制造挑战。

B. 研究动机与贡献

尽管 PAS 为应对大尺度衰落提供了一种颇具前景的解决方案，但其性能从根本上受限于波导内衰减：信号功率会随着信号在波导内传播距离的增加而呈指数衰减。对于常用的介质材料，这种效应不可忽略，且会显著降低可实现的数据速率，尤其会影响距离馈电点较远的用户。现有大多数研究要么忽略这种衰减，要么依赖超低损耗波导或分段架构，而这些方案对材料提出了严格要求，或会导致较高的硬件和实现复杂度。这些局限促使我们寻求一种简单实用的解决方案，在不改变基本 PAS 结构的前提下，缩短有效的波导内传播距离。本文提出一种 DF-PAS，其中每个波导的两端各设有一个馈电点。通过根据用户位置动态选择馈电点，DF-PAS 可缩短有效的波导内传播距离，从而减轻衰减引起的功率损耗。该设计保留了原有的波导结构和 PA 运行机制，仅需增加一个馈电点并采用简单的切换控制。因此，在实际波导内衰减条件下，DF-PAS 能以较高的硬件效率有效提升 PAS 的性能。本文的主要贡献总结如下:

- 我们通过分析波导内衰减与材料损耗角正切、有效折射率和工作频率之间的关系，证明在PAS常用的介质波导中，波导内衰减不可忽略。分析结果表明，在28 GHz下，实际波导长度会造成显著的功率衰减。基于这一观察，我们提出一种DF-PAS，其中每条波导的两端均设有馈电点，可根据用户位置选择馈电点，从而缩短有效波导内传播距离，而无需改变波导结构。

- 针对单波导DF-PAS，我们进行了明确考虑波导内衰减的性能分析，并推导出高信噪比条件下遍历速率的闭式近似。结果表明，与单馈电PAS（SF-PAS）相比，DF-PAS的速率增益随波导长度和衰减系数均呈线性增长。我们进一步推导出最优PA位置的闭式表达式，并为时分多址（TDMA）情形建立了馈电点选择条件。

- 我们进一步将 DF-PAS 扩展至多波导场景，并开展全面的性能分析。随后，针对更一般的正交多址（OMA）情形，构建一个涉及波束成形、PA位置和馈电点选择的联合优化问题。为高效求解该问题，我们提出一种两阶段优化框架，将贪心馈电点切换、基于梯度的PA部署和基于WMMSE的波束成形相结合。

- 我们针对单波导和多波导场景开展了大量仿真，以验证所提出的 DF-PAS 架构。结果表明，在不同的波导长度、发射功率水平和网络配置下，DF-PAS 始终优于 SF-PAS 和其他基准方案。这些结果证明，DF-PAS 能够有效缓解波导内衰减，并在面对自由空间路径损耗时保持稳健的性能。

C. 组织结构

本文其余部分安排如下。第二节介绍 DF-PAS，并针对单波导情形给出系统模型和性能分析。第三节将所提出的 DF-PAS 扩展到多波导场景

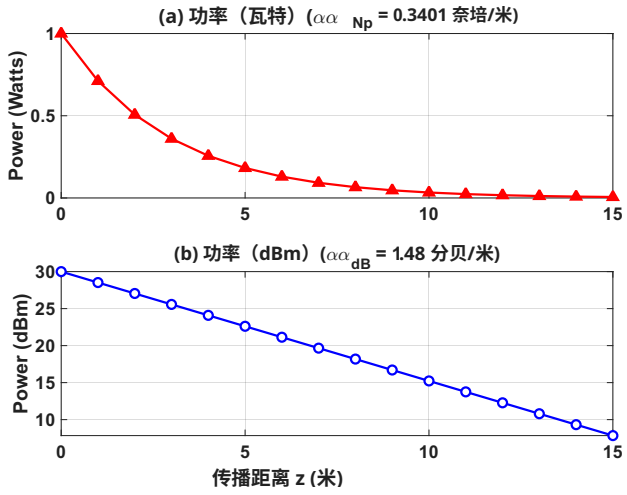


图1：PTFE波导中的功率衰减

并构建相应的联合优化问题。第四节给出数值结果，以评估所提出方案的性能。最后，第五节总结全文。

II. 双馈夹持天线系统：单波导情形

A. 波导内衰减

波导内衰减是电磁能量在波导内传播过程中发生的衰减。它取决于波导几何结构和材料特性，是一种固有且不可避免的物理现象。波导内衰减通常建模为

$$P(z) = P_{\text{in}} e^{-\alpha z}, \tag{1}$$

其中，α 表示波导的功率衰减系数，P_{in} 表示馈电点注入的输入功率，z 表示沿波导从馈电点起算的传播距离。式（1）表明，α 的值越大，波导内衰减就越严重。

夹持天线系统采用介质波导来引导电磁波。因此，介质损耗是电磁传播过程中波导内衰减的主要机制。仅考虑介质损耗时，介质波导的功率衰减系数可近似表示为

$$\alpha_d \approx \frac{2\pi \cdot n_{\text{eff}} \tan(\delta)}{\lambda_0}, \tag{2}$$

其中，n_{eff} 表示导模的有效折射率，tan(δ)表示波导材料的介质损耗角正切，λ_0 表示自由空间波长，其值为 $\lambda_0 = c/f_c$，其中 c 表示光速，f_c表示载波频率。现实中最常见的介质波导实例是 PTFE（特氟龙）棒状波导，其损耗角正切和折射率分别为 0.0004 和 1.45。假设电磁波的频率为 28 GHz，则 PTFE 的功率衰减系数为

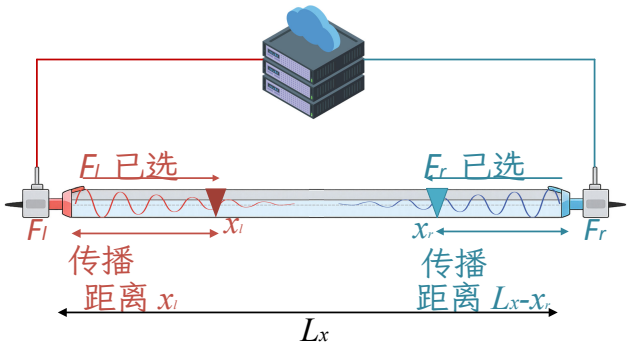


图2：DF-PAS架构

$\alpha_d = 1.48$ dB/m。图1展示了 PTFE 波导中的功率衰减：传输功率从输入端的 1 W（30 dBm）降至传播 10 m 后的 0.033 W（15 dBm）。因此，距离馈电点较远的用户会受到严重的波导内衰减影响，这可能导致其服务质量要求无法得到满足。这些结果表明，在采用介质波导的捏合天线系统中，波导内衰减不可忽略。

B. 双馈夹持天线系统

传统波导通常有两个端口，电磁波导从其中一端馈入。如图1所示，距离馈电点较远的用户会受到严重的波导内衰减影响。为减轻这一影响，我们提出了图2所示的 DF-PAS 架构。DF-PAS 中的波导在两端各设有一个馈电点，并与基站相连。基站可根据用户位置，动态选择波导任一端的馈电点，从而缩短波导内的有效传播距离。例如，位于波导左（右）端附近的用户，由左（右）馈电点注入电磁信号为其提供服务，这显著降低了波导内传播损耗，并提升了可实现的接收功率。通过支持馈电点选择，DF-PAS 增添了一个用于对抗波导内衰减的自由度。

我们采用时分多址作为一种具有代表性的正交多址方案，为每个用户分配一个正交时隙，以确保无干扰传输。根据 [30]，，我们假设功率放大器的位置在每个传输帧内保持固定。然而，在两个时隙之间实际移动功率放大器会带来过高的机械复杂性和时延。因此，可以使用天线激活机制 [31]，快速切换/激活波导上所需的功率放大器，从而实现低时延重构（例如，在帧间重构），而无需持续进行机械移动。

我们考虑一种下行链路系统模型，其中一条配备单个功率放大器（PA）的双端馈电介质波导为 M个单天线用户提供服务，用户记为 U$_m$，$1 \le m \le M$。为了准确描述夹持天线系统中的几何关系，我们建立了一个三维笛卡尔坐标系。我们假设 M 个用户均匀分布在一个

矩形服务区域内，区域尺寸为 $L_x \times L_y$，用户位置记为 $\psi_m = (x_m, y_m, 0)$ $1 \le m \le M$。长度为 L_x 的波导平行于 x轴部署，并沿 y维度位于服务区域边缘（即 $y = 0$），高度为 d。波导的两端作为馈电点。在每个传输间隔内，信号从左侧或右侧馈电点注入，但不会同时从两侧注入。左、右馈电点分别记为 F_l 和 F_r，其对应位置分别为 $\psi_l = (0, 0, d)$和 $\psi_r = (L_x, 0, d)$。此外，波导上仅部署一个功率放大器（PA），其位置记为 $\psi^{\mathrm{Pin}} = (x^{\mathrm{Pin}}, 0, d)$。

根据 [32],中的信道模型，PA 与用户之间的信道建模为视距分量和非视距分量的组合。具体而言，采用一种混合模型，同时考虑近场球面波视距传播以及非视距条件下基于簇的统计衰落。根据 [6], ，PA 与用户 U_m 之间的视距信道建模为

$$h_m^{\mathrm{LoS}} = \frac{\sqrt{\eta} e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}||\psi^{\mathrm{Pin}} - \psi_m||}}{||\psi^{\mathrm{Pin}} - \psi_m||}, \tag{3}$$

其中 $\eta = \frac{c^2}{(4\pi f_c)^2}$ 为视距常数。除视距分量外，PA 与用户 U_m 之间的信道还包括由传播环境中的多径散射引起的非视距分量，可建模为

$$h_m^{\mathrm{NLoS}} = \sum_{k=1}^{N_c} g_{m,k}(x^{\mathrm{Pin}}), \tag{4}$$

其中， N_c 表示散射路径的数量，$g_{m,\,k}$表示第 $k-$ 条路径的复小尺度衰落增益。$g_{m,\,k}$ 可建模为相互独立、零均值、圆对称复高斯随机变量，其方差与距离相关 [32]:

$$g_{m,k}(x^{\mathrm{Pin}}) \sim \mathcal{CN}\left(0, \frac{\mu_{m,k}^2}{r_m^2\left(x^{\mathrm{Pin}}\right)}\right), \tag{5}$$

其中，$\mu_{m,\,k}^2$ 表示第 $k-$ 条散射路径的平均功率权重，$r_m = ||\psi^{\mathrm{Pin}} - \psi_m||$ 表示 PA 与用户 U_m之间的欧几里得距离。因此，PA 与用户 U_m 之间的信道可表示为:

$$h_m = h_m^{\mathrm{LoS}} + h_m^{\mathrm{NLoS}}. \tag{6}$$

由于每次传输时信号只能从一个馈电点注入，我们引入一个二元变量 $\xi \in \{0, 1\}$ 来表示馈电点选择。具体而言，$\xi = 1$表示左馈电点 F_l 处于激活状态，而 $\xi = 0$ 表示右馈电点 F_r 处于激活状态。设 s_m 为用户 U_m 的发送符号，其中 $\mathbb{E}\{|s_m|^2\} = 1$， P_0 为注入功率。功率放大器发送的信号可表示如下:

$$\begin{aligned}\tilde{s}_m = {} & \xi\sqrt{P_0} e^{-\left(\frac{\alpha}{2} + j\frac{2\pi}{\lambda_g}\right)||\psi^{\mathrm{Pin}} - \psi_l||} s_m \\ & + (1-\xi)\sqrt{P_0} e^{-\left(\frac{\alpha}{2} + j\frac{2\pi}{\lambda_g}\right)||\psi^{\mathrm{Pin}} - \psi_r||} s_m,\end{aligned} \tag{7}$$

其中，$\lambda_g = \frac{\lambda}{n_{\mathrm{eff}}}$ 表示波导波长， λ 表示自由空间波长。根据信道模型 (6),

用户 U_m 在其分配的时隙内的接收信号可表示为:

$$y_m = h_m \tilde{s}_m + n_m, \tag{8}$$

其中， $n_m \sim \mathcal{CN}(0, \sigma^2)$表示功率为 σ^2的加性白高斯噪声（AWGN）。

C. 性能分析

在本小节中，我们分析 DF-PAS 的性能。本文采用的数据速率作为性能指标。由于功率放大器始终激活在距用户最近的位置，因此功率放大器与用户之间的距离较短。对于短距离链路，视距路径通常远强于散射路径，即 $|h_m^{\mathrm{LoS}}|^2 \gg |h_m^{\mathrm{NLoS}}|^2$。因此，我们忽略非视距分量，以获得一个便于处理的遍历速率表达式，该表达式能够反映波导内衰减和距离相关的视距路径损耗的关键影响。

由于功率放大器距离用户最近，信号应从距离功率放大器最近的波导末端注入。具体而言，若功率放大器位于左半部分， F_l 处于激活状态，传播距离为 $z = x_m$。若功率放大器位于右半部分， F_r 处于激活状态，传播距离为 $z = L_x - x_m$。因此，有效波导内传播距离 z 为

$$z = \min\left(x_m, L_x - x_m\right). \tag{9}$$

接着，式（7）可改写为

$$\tilde{s}_m = \sqrt{P_0} e^{-\left(\frac{\alpha}{2} + j\frac{2\pi}{\lambda_g}\right)\min(x_m, L_x - x_m)} s_m. \tag{10}$$

用户 U_m 的接收信号（不含非视距分量）可表示为

$$y_m = \sqrt{\frac{P_0\eta}{y_m^2 + d^2}} e^{\phi(x_m)} s_m + n_m, \tag{11}$$

其中，$\phi(x_m) = -\frac{\alpha}{2}\min(x_m, L_x - x_m) - 2\pi j\left(\frac{1}{\lambda}\sqrt{y_m^2 + d^2} + \frac{1}{\lambda_d}\min(x_m, L_x - x_m)\right)$ 表示距离相关相位。注意，式（11）中的 $r_m = \sqrt{y_m^2 + d^2}$是由于 $x^{\mathrm{Pin}} = x_m$。因此，用户 U_m 的接收信噪比（SNR）可表示为

$$\gamma_m = \frac{P_0\eta}{\sigma^2} \cdot \frac{e^{-\alpha\min(x_m, L_x - x_m)}}{y_m^2 + d^2}. \tag{12}$$

遍历速率定义为数据速率的期望值，表示为

$$\bar{R}_m^{\mathrm{DF}} = \mathbb{E}_{x,y}\left[\log_2(1 + \gamma_m)\right]. \tag{13}$$

为得到便于处理的表达式，我们采用高信噪比近似：当 $\gamma_m \gg 1$ 时，$\log_2(1 + \gamma_m) \approx \log_2(\gamma_m)$。于是，遍历速率可近似表示为

$$\bar{R}_m^{\mathrm{DF}} \approx \mathbb{E}_{x,y}\left[\log_2\left(\frac{P_0\eta}{\sigma^2} \cdot \frac{e^{-\alpha\min(x_m, L_x - x_m)}}{y_m^2 + d^2}\right)\right] \tag{14}$$

$$= \int_0^{L_x}\int_0^{L_y} \log_2\left(\frac{P_0\eta}{\sigma^2} \cdot \frac{e^{-\alpha\min(x, L_x - x)}}{y^2 + d^2}\right) \frac{1}{L_x}\frac{1}{L_y}\, dx\, dy. \tag{15}$$

引理1 在高信噪比下，U_m 的遍历速率可近似表示为

$$\bar{R}_m^{\mathrm{DF}} \approx \log_2\left(\frac{P_0\eta}{\sigma^2}\right) - \frac{\alpha L_x}{4}\log_2(e) - \left[\log_2\left(L_y^2+d^2\right) - \frac{2}{\ln 2}\left(1-\frac{d}{L_y}\arctan\left(\frac{L_y}{d}\right)\right)\right]. \tag{16}$$

Proof: See Appendix A ■

引理2 在高信噪比下，与 *SF-PAS* 相比，*DF-PAS* 所实现的 U_m 的遍历速率增益为

$$\Delta\bar{R} = \frac{\alpha L_x}{4}\log_2(e). \tag{17}$$

证明： 见附录 B ■

注释1 *DF-PAS* 的性能优势随着波导长度 L_x 和衰减系数 α 的增加而线性增长。这表明，*DF-PAS* 对于涉及长距离传输或高损耗波导材料的场景尤其有益。

由于采用时分多址，传输帧被平均分配给每个用户。因此，M个用户的遍历和速率可表示为

$$\bar{R}_{\mathrm{sum}}^{\mathrm{DF}} = \frac{1}{M}\sum_{m=1}^{M}\bar{R}_m^{\mathrm{DF}}. \tag{18}$$

D. 优化

在本小节中，我们同时考虑视距分量和非视距分量，对馈电点选择和 PA位置进行联合优化。需要注意的是，将 PA 放置在距离用户最近的位置可能并非最优，因为较长的波导内路径会导致较强的衰减。因此，PA位置应在波导内损耗和自由空间路径损耗之间取得平衡。

1) 最优*PA*位置：由于从 F_l 或 F_r 注入信号的情形是对称的，因此只需解决其中一种情形。找到一个馈电点对应的最优PA位置后，另一个馈电点对应的最优位置就是相对于波导中心的镜像点。不失一般性，假设信号从 F_l 注入，这意味着 $\xi=1$。在这种情况下，需要在考虑视距分量和非视距分量的同时，求出存在波导内衰减时的最优PA位置。

当 $\xi=1$ 时，用户 U_m 的接收信号为

$$y_m = \sqrt{P_0}e^{-\left(\frac{\alpha}{2}+j\frac{2\pi}{\lambda_g}\right)x^{\mathrm{Pin}}}h_m s_m + n_m. \tag{19}$$

接收信号信噪比的推导如下

$$\begin{aligned}\gamma_m &= \frac{P_0 e^{-\alpha x^{\mathrm{Pin}}}\mathbb{E}\{|h_m|^2\}}{\sigma^2} \\ &= \frac{P_0}{\sigma^2}\left(\frac{\eta\, e^{-\alpha x^{\mathrm{Pin}}}}{(x^{\mathrm{Pin}}-x_m)^2+D_m} + e^{-\alpha x^{\mathrm{Pin}}}\mathbb{E}\{|h_m^{\mathrm{NLoS}}|^2\}\right) \\ &\overset{(a)}{=} \frac{P_0}{\sigma^2}\left(\frac{\eta\, e^{-\alpha x^{\mathrm{Pin}}}}{(x^{\mathrm{Pin}}-x_m)^2+D_m} + \frac{\mu_m\, e^{-\alpha x^{\mathrm{Pin}}}}{(x^{\mathrm{Pin}}-x_m)^2+D_m}\right) \\ &= \frac{P_0\eta_m}{\sigma^2}\cdot\frac{e^{-\alpha x^{\mathrm{Pin}}}}{(x^{\mathrm{Pin}}-x_m)^2+D_m},\end{aligned} \tag{20}$$

其中 $D_m = y_m^2+d^2$ 表示PA与用户间距离的常数，$u_m = \sum_{k=1}^{N_c}\mu_{m,k}^2$ 汇聚有效非视距功率，且$\eta_m = \eta+\mu_m$ 表示Um的有效信道系数。（a）由假设（5）得到。我们注意到，最大化U_m 的数据速率等价于最大化γ_m。因此，该优化问题可表述为

$$\mathrm{P1}: \max_{\{x^{\mathrm{Pin}}\}} \quad \gamma_m \tag{21a}$$

$$\text{s.t.} \quad 0 \le x^{\mathrm{Pin}} \le L_x. \tag{21b}$$

我们注意到，将非视距信道分量纳入考虑并不会改变 γ_m 的形式。因此，P1 的最优解可通过 [10] 中提出的方法求得。为节省篇幅，此处省略具体细节。令 x_m^{l*} 为选择 F_l 时用户 U_m 的最优 PA 位置。 x_m^{l*} 为

$$x_m^{l*} = \begin{cases} 0, & \text{if } D_m \ge \frac{x_m(2-\alpha x_m)}{\alpha} \\ x_m + \frac{-1+\sqrt{1-\alpha^2 D_m}}{\alpha}, & \textit{otherwise} \end{cases}. \tag{22}$$

根据对称性，当选择 F_r 时，U_m 的最优功率放大器位置为

$$x_m^{r*} = \begin{cases} L_x, & \text{if } D_m \ge \frac{\tilde{x}_m(2-\alpha\tilde{x}_m)}{\alpha} \\ x_m - \frac{-1+\sqrt{1-\alpha^2 D_m}}{\alpha}, & \textit{otherwise} \end{cases}, \tag{23}$$

where $\tilde{x}_m = L_x - x_m$.

2）馈电点选择：馈电点选择有两种方案。第一种方案是为每个用户调整馈电点。这样可以根据用户位置选择更合适的馈电点，但需要在不同的时隙之间切换馈电点，从而增加硬件复杂度。第二种方案是为所有用户固定馈电点。这种方案更实用，因为馈电点一旦选定，在整个传输过程中就保持不变。

我们先考虑第一种方案，即每个用户都可以选择自己的馈电点。考虑馈电点 F_l 和 F_r 后，U_m 的信噪比可表示为

$$\gamma_m(\xi) = \frac{P_0\eta_m}{\sigma^2}\cdot\frac{e^{-\alpha f(\xi)}}{(x^{\mathrm{Pin}}-x_m)^2+D_m}, \tag{24}$$

其中，$f(\xi) = \xi x^{\mathrm{Pin}} + (1-\xi)(L_x - x^{\mathrm{Pin}})$ 定义为一个依赖于 ξ 的函数。注意到，随着 $f(\xi)$ 增大，$\gamma_m(\xi)$ 会减小。因此，关于 ξ 最大化 $\gamma_m(\xi)$ 等价于最小化 $f(\xi)$。令 ξ_m^* 表示 U_m 的最优馈电点指示变量，其定义为

$$\begin{aligned}\xi_m^* &= \arg\min_{\xi\in\{0,1\}} f(\xi) \\ &= \begin{cases} 1, & x^{\mathrm{Pin}} \le \frac{L_x}{2}, \\ 0, & x^{\mathrm{Pin}} > \frac{L_x}{2}. \end{cases}\end{aligned} \tag{25}$$

当 $\xi_m^*=1$时，为U_m选择左侧馈电点 F_l；否则，选择右侧馈电点 F_r。

对于第二种方案，馈电点根据所有用户的位置在传输前选定，并且在传输过程中保持不变。令 R_{sum}^l 和 R_{sum}^r 分别表示总和

速率，即分别选择 F_l 和 F_r 时所有用户的和速率。R_{sum}^l 和 R_{sum}^r 可表示为

$$R_{\text{sum}}^l = \frac{1}{M}\sum_{m=1}^{M}\log_2\left(1+\frac{P_0\eta_m}{\sigma^2}\frac{e^{-\alpha x_m^{l*}}}{\left(x_m^{l*}-x_m\right)^2+D_m}\right), \tag{26}$$

and

$$R_{\text{sum}}^r = \frac{1}{M}\sum_{m=1}^{M}\log_2\left(1+\frac{P_0\eta_m}{\sigma^2}\frac{e^{-\alpha(L_x-x_m^{r*})}}{\left(x_m^{r*}-x_m\right)^2+D_m}\right). \tag{27}$$

最优馈电点指示变量表示为

$$\xi^* = \begin{cases} 1, & R_{\text{sum}}^l \geq R_{\text{sum}}^r, \\ 0, & R_{\text{sum}}^l < R_{\text{sum}}^r. \end{cases} \tag{28}$$

III. 双馈式钉扎天线系统：多波导情形

本节将 DF-PAS 扩展至多波导场景。与单波导配置不同，这里部署了多条平行波导以覆盖更广的服务区域，并由所有波导共同为每个用户提供服务。

A. 多波导双馈式钉扎天线系统

我们考虑沿 x轴部署的 N 条平行波导，它们在宽度为 L_y的服务区域内等间距排列。第 n条波导的 y坐标记为 y_n，其值为$y_n = \frac{2n-1}{2N}L_y$，$n = 1, \ldots, N$。每条波导均配备一个 PA。第 n条波导上 PA 的位置记为 $\psi_n^{\text{Pin}} = (x_n^{\text{Pin}}, y_n, d)$。此外，每条波导的两端各有一个馈电点，分别记为$F_{l,n}$和$F_{r,n}$，对应的位置为 $\psi_n^l = (0, y_n, d)$和 $\psi_n^r = (L_x, y_n, d)$。每条波导的注入功率记为 P_n。在这种情况下，一种可行的方法是分别为各个用户提供服务。具体而言，与第二节相同，我们可以采用 TDMA，为每个用户分配专用时隙。然而，由于该方案未能充分利用多根夹持天线所带来的空间自由度，因此会造成性能损失。因此，本小节考虑一种由多根夹持天线同时为所有用户提供服务的方案。

第 n个波导上的PA与U$_m$之间的信道可表示为

$$h_{n,m} = h_{n,m}^{\text{LoS}} + h_{n,m}^{\text{NLoS}}, \tag{29}$$

其中

$$h_{n,m}^{\text{LoS}} = \frac{\sqrt{\eta}e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}||\psi_n^{\text{Pin}}-\psi_m||}}{||\psi_n^{\text{Pin}}-\psi_m||}. \tag{30}$$

and

$$h_{n,m}^{\text{NLoS}} = \sum_{k=1}^{N_{n,m}}\Gamma_k\frac{e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}d_{n,k}^1(x_n^{\text{Pin}})}}{d_{n,k}^1(x_n^{\text{Pin}})}\cdot\frac{e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}d_{m,k}^2}}{d_{m,k}^2}, \tag{31}$$

其中，$N_{n,m}$ 表示第 $n-$ 根波导上的功率放大器与 U$_m$ 之间的散射路径数量，Γ_k 表示第 $k-$ 个散射体的反射系数，$d_{n,k}^1$ 表示第 $n-$ 根波导上的功率放大器与第 $k-$ 个散射体之间的距离，$d_{m,k}^2$ 表示 U$_m$ 与第 $k-$ 个散射体之间的距离。令 $\psi_k^{\text{SC}} = (x_k^{\text{SC}}, y_k^{\text{SC}}, 0)$ 表示第 $k-$ 个散射体的位置。那么，$d_{n,k}^1$ 和 $d_{m,k}^2$ 分别由 $d_{n,k}^1 = |\psi_n^{\text{Pin}} - \psi_k^{\text{SC}}|$ 和 $d_{m,k}^2 = |\psi_m - \psi_k^{\text{SC}}|$ 给出。

请注意，注入同一波导的所有信号必须相同。因此，所有用户信号的叠加会馈入每个波导。馈入第 n个波导的信号为

$$s_n = \sum_{m=1}^{M} p_{n,m}s_m, \tag{32}$$

其中$p_{n,m}$ 表示分配给第 n个波导上U$_m$ 的波束成形系数，s_m 表示发往U$_m$的信息符号。考虑波导内衰减和馈电点选择后，从第 $n-$个波导上的PA发射的信号可表示为

$$\begin{aligned} x_n = {} & \xi_n e^{-\left(\frac{\alpha}{2}+j\frac{2\pi}{\lambda_g}\right)||\psi_n^{\text{Pin}}-\psi_n^l||}s_n \\ & + (1-\xi_n)e^{-\left(\frac{\alpha}{2}+j\frac{2\pi}{\lambda_g}\right)||\psi_n^{\text{Pin}}-\psi_n^r||}s_n, \end{aligned} \tag{33}$$

其中 ξ_n表示第 n 个波导的馈电点选择指示器。令 $\nu_n = \xi_n e^{-\left(\frac{\alpha}{2}+j\frac{2\pi}{\lambda_g}\right)\|\psi_n^{\text{Pin}}-\psi_n^l\|} + (1-\xi_n)e^{-\left(\frac{\alpha}{2}+j\frac{2\pi}{\lambda_g}\right)\|\psi_n^{\text{Pin}}-\psi_n^r\|}$表示等效波导内响应。第 n个波导的输入端与U$_m$ 之间的有效复合信道可表示为$h_{n,m} = h_{n,m}\nu_n$。由于U$_m$ 接收来自所有波导的信号，U$_m$ 处的接收信号可表示为

$$y_m = \sum_{n=1}^{N}\tilde{h}_{n,m}p_{n,m}s_m + \sum_{i\neq m}\sum_{n=1}^{N}\tilde{h}_{n,m}p_{n,i}s_i + n_m. \tag{34}$$

我们假设这些符号满足 $\mathbb{E}[|s_m|^2] = 1$，$\forall m$。信干噪比（SINR）表示为

$$\gamma_m = \frac{|\tilde{\mathbf{h}}_m^H\mathbf{p}_m|^2}{\sum_{i\neq m}|\tilde{\mathbf{h}}_m^H\mathbf{p}_i|^2+\sigma^2}, \tag{35}$$

其中 $\tilde{\mathbf{h}}_m = [\tilde{h}_{1,m}, \cdots, \tilde{h}_{N,m}]^T$为有效信道向量，$\mathbf{p}_m = [p_{1,m}, \cdots, p_{N,m}]^T$为波束成形向量。

B. 性能分析

在本小节中，我们分析具有多条波导的DF-PAS的性能。为简化分析，我们考虑单用户情形（U$_m$）以及仅视距信道。有效复合信道$h_{n,m}$ 变为视距信道$h_{n,m}^{\text{LoS}}$，由（30）给出。我们进一步假设每个功率放大器放置在最靠近U$_m$的位置；因此，所有PA具有相同的有效波导内传播距离，由（9）给出。我们假设每条波导具有相等的注入功率，即 $P_n = \frac{P_0}{N}$，$\forall n$。波束成形采用最大比传输（MRT）。因此，（35）可改写为

$$\gamma_m = \frac{P_0\eta}{N\sigma^2}e^{-\alpha z}\left(\sum_{n=1}^{N}\frac{1}{\sqrt{(y_m-y_n)^2+d^2}}\right)^2. \tag{36}$$

为得到易于处理的表达式，我们在此再次采用高信干噪比近似。遍历速率可近似为下一页顶部的(38)。

$$\bar{R}_m^{\mathrm{DF}} \approx \int_0^{L_x}\int_0^{L_y} \log_2\left(\frac{P_0\eta}{N\sigma^2}e^{-\alpha\min(x,L_x-x)}\left(\sum_{n=1}^{N}\frac{1}{\sqrt{(y_m-y_n)^2+d^2}}\right)^2\right)\frac{1}{L_x}\frac{1}{L_y}\,dx\,dy \tag{37}$$

$$= \log_2\left(\frac{P_0\eta}{N\sigma^2}\right) - \frac{\alpha}{\ln 2}\frac{1}{L_x}\int_0^{L_x}\min\left(x, L_x-x\right)\,dx + \frac{2}{L_y}\int_0^{L_y}\log_2\left(\sum_{n=1}^{N}\frac{1}{\sqrt{(y-y_n)^2+d^2}}\right)dy. \tag{38}$$

引理3 在高信噪比下，具有多个波导的U$_m$ 的遍历速率可近似为

$$\bar{R}_m^{\mathrm{DF}} \approx \log_2\left(\frac{P_0\eta}{N\sigma^2}\right) - \frac{\alpha L_x}{4}\log_2(e) + 2\log_2\left(\frac{1}{L_y}\sum_{n=1}^{N}\left[\operatorname{asinh}\left(\frac{L_y-y_n}{d}\right)+\operatorname{asinh}\left(\frac{y_n}{d}\right)\right]\right). \tag{39}$$

Proof: See Appendix C ■

C. 优化

在本小节中，我们旨在通过联合优化馈电点选择、PA 的位置和波束成形向量，使所有用户的和速率最大化。

1) 问题构 *formulation*：令$\mathbf{P} = \{\mathbf{p}_1,\ldots,\mathbf{p}_M\}$表示波束成形向量的集合。令 $\boldsymbol{\xi} = [\xi_1,\ldots,\xi_N]^T$表示二进制馈电选择向量，并令$\mathbf{x} = [x_1^{\mathrm{Pin}},\ldots,x_N^{\mathrm{Pin}}]^T$表示 PA 沿波导的位置。用户 U$_m$ 的可达速率为$R_m = \log_2(1+\gamma_m)$。和速率最大化问题表述如下:

$$\mathrm{P2}: \max_{\mathbf{P},\boldsymbol{\xi},\mathbf{x}} \sum_{m=1}^{M}\log_2\left(1+\frac{|\tilde{\mathbf{h}}_m(\boldsymbol{\xi},\mathbf{x})^H\mathbf{p}_m|^2}{\sum_{i\neq m}|\tilde{\mathbf{h}}_m(\boldsymbol{\xi},\mathbf{x})^H\mathbf{p}_i|^2+\sigma^2}\right) \tag{40a}$$

$$\text{s.t.} \quad \sum_{m=1}^{M}||\mathbf{p}_m||_2^2 \le P_0, \tag{40b}$$

$$\xi_n \in \{0,1\}, \quad \forall n=1,\ldots,N, \tag{40c}$$

$$0 \le x_n^{\mathrm{Pin}} \le L_x, \quad \forall n=1,\ldots,N. \tag{40d}$$

约束 (40b) 确保总功率不超过其功率预算 P_0。约束 (40c) 对馈电点选择施加二进制限制，其中 $\xi_n = 1$ 选择左侧馈电点，$\xi_n = 0$ 选择右侧馈电点。最后，约束 (40d) 确保 PA 被物理放置在波导上。

所构建的问题P1是一个混合整数非凸优化问题，这是因为 $\boldsymbol{\xi}$受到二进制约束、目标函数中的波束成形向量相互耦合，以及信道向量$\mathbf{h}_m(\boldsymbol{\xi}, \mathbf{x})$对位置变量和切换变量具有高度非线性的依赖关系。为高效求解该问题，我们提出了一种两阶段优化框架。第一阶段采用贪心切换算法确定馈电点选择。第二阶段在固定馈电点选择的条件下，分别使用梯度上升和 WMMSE 方法交替优化 PA 位置和波束成形向量。

2) 阶段*I*：在这一阶段，我们提出一种贪心切换算法来确定 $\boldsymbol{\xi}$。给定固定的波束成形向量$\mathbf{P}$ 和 PA 位置$\mathbf{x}$后，原问题 P2 可简化为寻找最优二进制馈电选择向量 $\boldsymbol{\xi}$。该子问题是一个组合整数规划问题。若通过暴力搜索寻找最优 $\boldsymbol{\xi}$，则需要评估所有 2^N 种可能组合对应的目标函数，计算复杂度高达 $\mathcal{O}(2^N)$，对于较大的 N而言难以求解。

为高效应对这一挑战，我们提出了一种迭代式贪心切换算法。该方法不同时优化整个向量 $\boldsymbol{\xi}$，而是依次更新每个波导的馈电点，同时固定其他馈电点。具体而言，对于第 n个波导，我们比较选择左侧馈电点（$\xi_n = 1$）与右侧馈电点（$\xi_n = 0$）时可实现的系统和速率。对于每种情况，均使用 WMMSE 方法获得波束成形向量，并将 PA 位置设为

$$x_n^{\mathrm{Pin}} = \begin{cases} 0, & \xi_n = 1, \\ L_x, & \xi_n = 0. \end{cases} \tag{41}$$

以循环方式对所有 $n = 1$、.....、N重复此过程，直至馈电选择向量收敛。

与连续松弛或穷举搜索相比，采用这种贪心切换策略有三大优势。首先，在计算效率方面，所提出的方法将搜索空间从每次外层迭代中指数级的复杂度 $\mathcal{O}(2^N)$ 显著降低至线性复杂度 $\mathcal{O}(I_{\mathrm{iter}}\cdot N)$，其中 I_{iter} 是通常所需的较小贪心遍历次数。其次，该算法保证单调收敛。具体而言，仅当馈电指示变量 ξ_n 的更新能够严格提高和速率时才执行更新，从而确保非递减的更新序列收敛至一个驻点。最后，不同于将 ξ_n 近似为$[0,1]$, 中的连续变量的松弛方法，该方法严格遵循硬件开关的二元特性，从而保持物理一致性，并避免收敛至非物理中间状态（例如 $\xi_n = 0.5$），否则这些状态需要通过启发式取整处理。

3）第二阶段：在此阶段，基于通过贪心切换算法获得的馈电点选择 $\boldsymbol{\xi}^*$，交替使用梯度上升和 WMMSE 方法优化 PA 位置和波束成形向量。

PA位置优化：我们的目标是最大化关于 PA 位置$\mathbf{x}$的和速率 R_{sum}。由于$\mathbf{x}$ 中的每个元素在范围 $[0, L_x]$内连续变化，因此我们可以使用梯度上升法来优化$\mathbf{x}$。为简单起见，在以下推导中省略上标 Pin。第 t次迭代时第 $n-$个波导的 PA 位置更新规则为

由下式给出

$$x_n^{(t+1)} = \left[x_n^{(t)} + \ell \frac{\partial R_{\text{sum}}}{\partial x_n} \right]_0^{L_x}, \tag{42}$$

其中 ℓ 是步长，$[\cdot]_0^{L_x}$表示对可行域 $[0, L_x]$进行投影。

要计算 $\frac{\partial R_{\text{sum}}}{\partial x_n}$，我们需要使用链式法则：

$$\frac{\partial R_{\text{sum}}}{\partial x_n} = \sum_{m=1}^{M} \frac{\partial R_m}{\partial \gamma_m} \frac{\partial \gamma_m}{\partial x_n} = \sum_{m=1}^{M} \frac{1}{\ln 2(1+\gamma_m)} \frac{\partial \gamma_m}{\partial x_n}. \tag{43}$$

用户 U_m 的信干噪比可改写为 $\gamma_m = \frac{S_m}{I_m + \sigma^2}$，其中 $S_m = |\tilde{\mathbf{h}}_m^H \mathbf{p}_m|^2$ 和 $I_m = \sum_{i \neq m} |\tilde{\mathbf{h}}_m^H \mathbf{p}_i|^2$。由于 $\tilde{\mathbf{h}}_m$ 是复数，我们使用性质 $\frac{\partial |z|^2}{\partial x} = 2\text{Re}\{z^* \frac{\partial z}{\partial x}\}$。于是，

$$\frac{\partial \gamma_m}{\partial x_n} = \frac{1}{I_m + \sigma^2} \frac{\partial S_m}{\partial x_n} - \frac{S_m}{(I_m + \sigma^2)^2} \frac{\partial I_m}{\partial x_n}, \tag{44}$$

其中

$$\frac{\partial S_m}{\partial x_n} = 2\text{Re}\left\{ (\tilde{\mathbf{h}}_m^H \mathbf{p}_m)^* \cdot \left(p_{n,m}^* \frac{\partial \tilde{h}_{n,m}}{\partial x_n} \right) \right\} \tag{45}$$

and

$$\frac{\partial I_m}{\partial x_n} = \sum_{i \neq m} 2\text{Re}\left\{ (\tilde{\mathbf{h}}_m^H \mathbf{p}_i)^* \cdot \left(p_{n,i}^* \frac{\partial \tilde{h}_{n,m}}{\partial x_n} \right) \right\}. \tag{46}$$

下一步是计算梯度 $\frac{\partial h_{n,m}}{\partial x_n}$。注意，等效信道为

$$\tilde{h}_{n,m} = \nu_n(x_n) \left(h_{n,m}^{\text{LoS}}(x_n) + h_{n,m}^{\text{NLoS}}(x_n) \right). \tag{47}$$

根据乘积法则，$\frac{\partial h_{n,m}}{\partial x_n}$ 可表示为

$$\frac{\partial \tilde{h}_{n,m}}{\partial x_n} = \frac{\partial \nu_n}{\partial x_n}(h_{n,m}^{\text{LoS}} + h_{n,m}^{\text{NLoS}}) + \nu_n \left(\frac{\partial h_{n,m}^{\text{LoS}}}{\partial x_n} + \frac{\partial h_{n,m}^{\text{NLoS}}}{\partial x_n} \right). \tag{48}$$

回想一下，$\nu_n = \xi_n e^{-(\frac{\alpha}{2} + j\frac{2\pi}{\lambda_g})x_n} + (1-\xi_n) e^{-(\frac{\alpha}{2} + j\frac{2\pi}{\lambda_g})(L_x - x_n)}$，$\frac{\partial \nu_n}{\partial x_n}$ 可以表示为

$$\frac{\partial \nu_n}{\partial x_n} = \begin{cases} -\left(\frac{\alpha}{2} + j\frac{2\pi}{\lambda_g} \right) e^{-(\frac{\alpha}{2} + j\frac{2\pi}{\lambda_g})x_n}, & \xi_n = 1, \\ \left(\frac{\alpha}{2} + j\frac{2\pi}{\lambda_g} \right) e^{-(\frac{\alpha}{2} + j\frac{2\pi}{\lambda_g})(L_x - x_n)}, & \xi_n = 0. \end{cases} \tag{49}$$

为了计算 $\frac{\partial h_n^{\text{LoS}}}{\partial x_n}$，$f' =$，我们使用对数求导（$\ln f$）。根据 [30]，可得

$$\frac{\partial \ln h_{n,m}^{\text{LoS}}}{\partial x_n} = -j\frac{2\pi}{\lambda} \frac{\partial r_{n,m}}{\partial x_n} - \frac{1}{r_{n,m}} \frac{\partial r_{n,m}}{\partial x_n}, \tag{50}$$

$r_{n,m} = ||\psi_n^{\text{Pin}} - \psi_m|| = \sqrt{(x_n^{\text{Pin}} - x_m)^2 + (y_n - y_m)^2 + d^2}$表示第 $n-$ 个波导上的功率放大器与 U_m 之间的欧几里得距离。于是，$\frac{\partial h_n^{\text{LoS}}}{\partial x_n}$ 可表示为

$$\frac{\partial h_{n,m}^{\text{LoS}}}{\partial x_n} = -h_{n,m}^{\text{LoS}} \left(j\frac{2\pi}{\lambda} + \frac{1}{r_{n,m}} \right) \frac{x_n^{\text{Pin}} - x_m}{r_{n,m}}. \tag{51}$$

我们可以再次使用对数求导来计算 $\frac{\partial h_n^{\text{NLoS}}}{\partial x_n}$，其表达式为

$$\frac{\partial h_{n,m}^{\text{NLoS}}}{\partial x_n} = \sum_{k=1}^{K} \left[-h_{n,m,k}^{\text{NLoS}} \left(j\frac{2\pi}{\lambda} + \frac{1}{d_{n,k}^1} \right) \frac{x_n - x_k^{\text{SC}}}{d_{n,k}^1} \right], \tag{52}$$

其中$h_{n,m,,k}^{\text{NLoS}}$ 是第 $k-$ 个路径分量，其定义为

$$h_{n,m,k}^{\text{NLoS}} = \Gamma_k \frac{e^{-j\frac{2\pi}{\lambda} d_{n,k}^1(x_n)}}{d_{n,k}^1(x_n)} \cdot \frac{e^{-j\frac{2\pi}{\lambda} d_{m,k}^2}}{d_{m,k}^2}. \tag{53}$$

至此，利用推导出的所有次梯度即可计算梯度 $\frac{\partial R_{\text{sum}}}{\partial x_n}$。

然而，梯度过大或过小都可能导致不稳定更新。为了解决这一问题，我们采用归一化梯度来更新 PA位置。令 $g_n^{(t)} = \frac{\partial R_{\text{sum}}}{\partial x_n}$和 $G_{\max}^{(t)} = \max_k \left| \frac{\partial R_{\text{sum}}}{\partial x_k} \right|$。归一化梯度为 $\frac{g_n^{(t)}}{G_{\max}^{(t)}}$。此外，在这种非凸环境中，采用固定步长的标准梯度上升容易产生振荡或无法收敛。为了解决这一问题，我们采用带有自适应步长策略的回溯线搜索（BLS）。BLS 的核心思想是，步长 ℓ 不是固定的，而是在每次迭代时动态调整，以满足充分上升条件。令 $\ell'^{(t)}$ 为第 t 次迭代的候选步长。第 t 次迭代的实际步长为

$$\ell^{(t)} = \ell'^{(t)} \cdot \beta^{k^*}, \tag{54}$$

其中，$\beta \in (0,1)$ 为收缩因子，k^* 是使更新后的位置能够获得严格更高和速率的最小非负整数，满足

$$R_{\text{sum}} \left(\left[x_n^{(t)} + \ell'^{(t)} \beta^{k^*} \frac{g_n^{(t)}}{G_{\max}^{(t)}} \right]_0^{L_x}, \forall n \right) > R_{\text{sum}} \left(x_n^{(t)}, \forall n \right). \tag{55}$$

找到一个成功步长后，将下一次迭代的候选步长扩大以加快收敛，其表达式为

$$\ell'^{(t+1)} \leftarrow \zeta \cdot \ell^{(t)}, \tag{56}$$

其中，$\zeta > 1$ 为扩张因子。回溯线搜索（BLS）使算法能够在搜索方向有利时积极增大步长，而在梯度方向变得不稳定时迅速减小步长。最后，第 n个波导上 PA 位置在第 t 次迭代时的更新修改为

$$x_n^{(t+1)} = \left[x_n^{(t)} + \ell^{(t)} \frac{g_n^{(t)}}{G_{\max}^{(t)}} \right]_0^{L_x}. \tag{57}$$

与原始更新规则（42）相比，式（57）中的归一化更新通过自适应步长加快搜索，同时确保在随机用户位置和不同信噪比条件导致梯度动态范围较大时仍能稳健收敛。

波束成形设计：在固定 PA位置$\mathbf{x}$和馈电点选择 $\boldsymbol{\xi}^*$的情况下，信道向量$\mathbf{h}_m(\boldsymbol{\xi}^*, \mathbf{x})$ $\forall m$ 为常量。令$\mathbf{h}_m$ 表示用户 U_m的固定等效信道。原问题 P2 可简化为在以下条件下，关于波束成形向量$\mathbf{P}$最大化和速率

算法1 两阶段优化框架 要求：误差容限 ϵ。1：阶段I：馈电点选择的贪心切换 2：初始化：初始化 $\boldsymbol{\xi}^{(0)}$。根据 (41) 初始化 $\mathbf{x}^{(0)}$。根据 (61) 初始化 $\mathbf{P}^{(0)}$。计算和速率 $R_{\text{sum}}^{(0)}$。3：重复 4：对于 $n=1$ 至 N 5：情况1：设置 $\xi_n^{(t)}=1$ 和临时 $x_n^{\text{Pin}(t)}=0$。根据 (61) 求解 $\mathbf{P}^{(t)}$。计算和速率 $R_{\text{sum}}^{l(t)}$。6：情况2：设置 $\xi_n^{(t)}=0$ 和临时 $x_n^{\text{Pin}(t)}=L_x$。根据 (61) 求解 $\mathbf{P}^{(t)}$。计算和速率 $R_{\text{sum}}^{r(t)}$。7：如果 $R_{\text{sum}}^{l(t)}\geq R_{\text{sum}}^{r(t)}$ 则 8：更新 $\xi_n^{(t+1)}\leftarrow 1$ 9：否则 10：更新 $\xi_n^{(t+1)}\leftarrow 0$ 11：结束如果 12：结束循环 13：根据 (41) 更新 $\mathbf{x}^{(t+1)}$，并根据 (61) 更新 $\mathbf{P}^{(t+1)}$，依据 $\boldsymbol{\xi}^{(t+1)}$。计算和速率 $R_{\text{sum}}^{(t+1)}$。14：更新 $t\leftarrow t+1$。15：直到 $R_{\text{sum}}^{(t+1)}-R_{\text{sum}}^{(t)}<\epsilon$。16：返回 $\boldsymbol{\xi}^{*}\leftarrow\boldsymbol{\xi}^{(t+1)}$。17：第二阶段：交替优化 18：初始化：初始化 $\mathbf{x}^{(0)}$、$\mathbf{P}^{(0)}$。计算和速率 $R_{\text{sum}}^{(0)}$。19：重复 20：步骤1：功放位置更新 21：根据 (43)-(52) 计算梯度 $\frac{\partial R_{sum}}{\partial x_n}$。22：根据 (57) 更新位置 $\mathbf{x}^{(t+1)}$。23：步骤2：WMMSE波束成形 24：重复 25：更新接收机系数 u_m^*，依据 (59)。26：根据 (60) 更新均方误差权重 w_m^*。27：根据 (61) 更新波束成形向量 $\mathbf{p}_m^*$。28：直到 WMMSE 收敛 29：根据 $\mathbf{p}_m^*$、$\forall m$ 更新 $\mathbf{P}^{(t+1)}$。30：计算和速率 $R_{\text{sum}}^{(t+1)}$。31：更新 $t\leftarrow t+1$。32：直到 $R_{\text{sum}}^{(t+1)}-R_{\text{sum}}^{(t)}<\epsilon$。33：$\mathbf{x}^{*}\leftarrow\mathbf{x}^{(t+1)}$，$\mathbf{P}^{*}\leftarrow\mathbf{P}^{(t+1)}$。

总功率约束 (40b)。为解决这一问题，我们采用WMMSE算法，该算法建立了和速率最大化与加权均方误差最小化之间的等价关系。我们引入两组辅助变量：每个U$_m$ 的接收机解码系数 $u_m\in\mathbb{C}$ 和均方误差权重 $w_m>0$。根据 WMMSE算法，e_m 表示为

$$e_m=|u_m|^2\left(\sum_{i=1}^{M}|\mathbf{h}_m^H\mathbf{p}_i|^2+\sigma^2\right)-2\text{Re}\{u_m^H\mathbf{h}_m^H\mathbf{p}_m\}+1. \tag{58}$$

随后，问题转化为在功率约束下最小化加权和均方误差函数 $\sum_{m=1}^{M}(w_m e_m-\ln(w_m))$。

这个等价的 WMMSE 问题在其他变量块固定时，关于每个变量块都是凸的。然后，最优接收机 u_m 由下式给出

$$u_m^*=\left(\sum_{i=1}^{M}|\mathbf{h}_m^H\mathbf{p}_i|^2+\sigma^2\right)^{-1}\mathbf{h}_m^H\mathbf{p}_m. \tag{59}$$

随后，最优权重 w_m 为

$$w_m^*=\frac{1}{e_m(u_m^*)}. \tag{60}$$

最后，目标函数关于$\mathbf{p}_m$呈二次形式。通过求解 Karush-Kuhn-Tucker (KKT) 条件，可得到最优波束成形向量，其解为

$$\mathbf{p}_m^*=\left(\sum_{k=1}^{M}w_k|u_k|^2\mathbf{h}_k\mathbf{h}_k^H+\mu\mathbf{I}\right)^{-1}w_m u_m\mathbf{h}_m, \tag{61}$$

其中，$\mu\geq 0$ 是与功率约束相关联的拉格朗日乘子。通过一维二分搜索求得最优 μ，使得 $\sum_{m=1}^{M}||\mathbf{p}_m(\mu)||^2=P_0$。

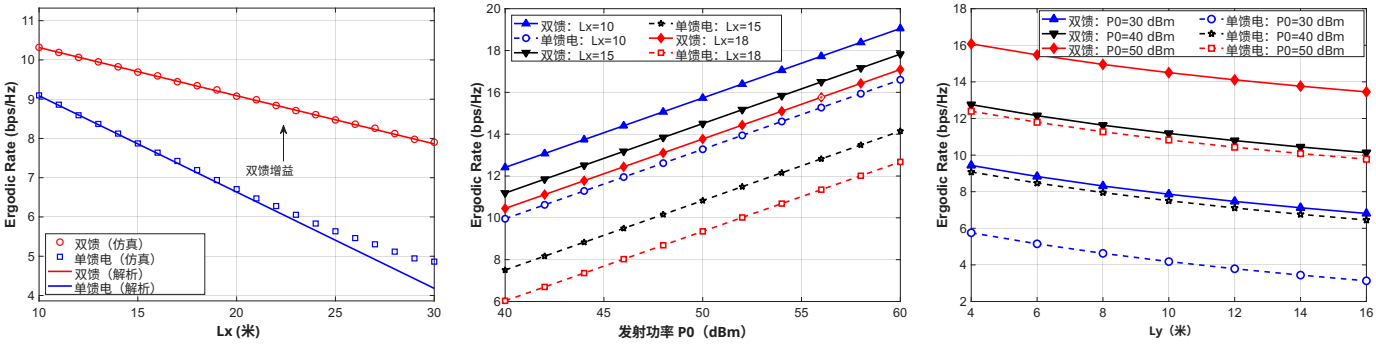
4）总体算法：为解决 P2，我们提出一种两阶段优化框架，将馈电点选择、PA放置与波束成形的耦合设计分解处理。在阶段I中，采用贪心切换策略确定馈点配置。为提高效率，此阶段不对PA位置进行连续优化；相反，每个PA暂时放置在其选定的馈电点，并通过WMMSE算法更新波束成形向量。馈电点选择收敛后，第二阶段交替进行PA放置与波束成形优化。具体而言，根据推导出的速率梯度，通过梯度上升更新PA位置；同时，在更新后的PA位置下，使用WMMSE算法优化波束成形向量。这种分解显著降低了计算负担，同时为P2提供了有效的解决方案。具体步骤总结于算法1。

IV. 仿真结果

本节展示单波导和多波导场景下的仿真结果。对于每种场景，我们从解析和优化两个角度评估DF-PAS的性能，并将其与若干基准方案进行比较。仿真参数设置如下：波导高度为 $d=1.5$ 米，载波频率为 $f_c=28$ GHz，波导内衰减系数为 $\alpha=1.48$ dB/m，噪声功率谱密度为 $\sigma^2=-90$ dBm/Hz。散射环境建模为每个PA与每个用户之间存在$N_{n,\ m}=10$ 条散射路径。假设所有散射体具有相同的反射系数 $\Gamma_k=0.5,\ \forall k$。收缩因子和扩张因子分别设为 $\beta=0.5$ 和 $\zeta=1.2$。

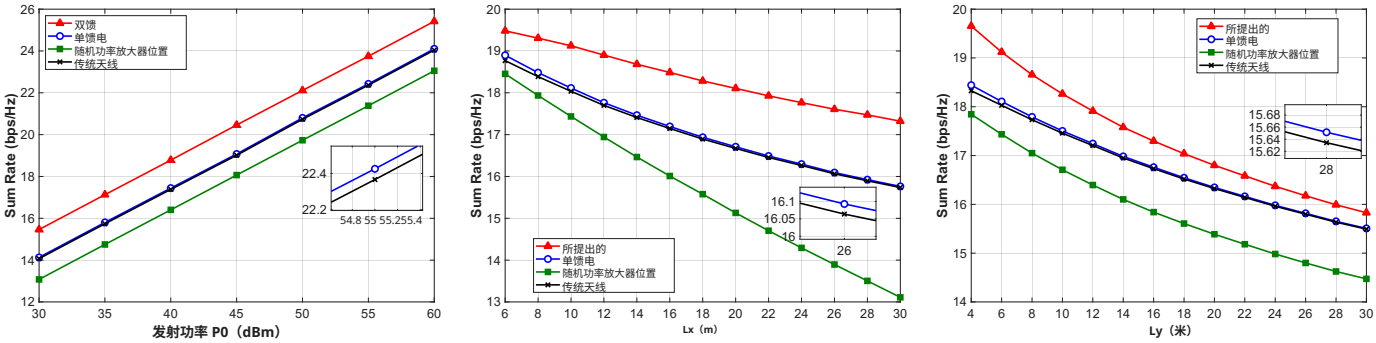
图 3 展示了单波导 DF-PAS 的遍历速率性能，并将其与不同系统参数下相应的 SF-PAS 进行比较。

- 在图3a中，绘制了遍历速率随波导长度 L_x 的变化曲线，其中 $P_0=30$ dBm，且 $L_y=10$ m。图中给出了蒙特卡洛仿真结果以及式（16）中的解析表达式。随着 L_x 增大，



(a) $P_0 = 30$ dBm, $L_y = 10$ m (b) $L_y = 10$ m (c) $L_x = 15$ m

图3：单波导场景的遍历速率性能分析：(a) 遍历数据速率随波导长度 L_x 的变化，验证了所推导的解析结果 (16) 与蒙特卡罗仿真的一致性；(b) 不同 L_x 取值下，遍历数据速率随发射功率 P_0 的变化；(c) 不同发射功率水平 P_0 下，遍历数据速率随服务区域宽度 L_y 的变化。



(a) $L_x = 15$ m, $L_y = 5$ m (b) $P_0 = 40$ dBm, $L_y = 6$ m (c) $P_0 = 40$ dBm, $L_x = 10$ m

图4：TDMA下单波导场景的和速率优化：(a) 和速率与发射功率 P_0的关系；(b) 和速率与波导长度 L_x的关系；(c) 和速率与服务区域宽度 L_y的关系。

遍历速率因波导内累积的波导衰减而降低。然而，所提出的 DF-PAS 始终优于 SF-PAS，并且随着 L_x 增大，两种方案之间的性能差距也随之扩大。此外，解析曲线与仿真曲线高度吻合，验证了所推导的高信噪比近似的准确性。

- 图3b展示了在不同波导长度下，遍历速率随发射功率 P_0 的变化，其中 $L_y = 10$ m。如预期，增大 P_0 会使所有方案的遍历速率单调提升。还可以观察到，随着 L_x 增大，DF-PAS与SF-PAS之间的性能差距也随之扩大，这表明所提出的DF-PAS在缓解长波导中严重的波导内衰减方面尤为有效。

- 图3c展示了在不同发射功率水平下，遍历速率随服务区域宽度 L_y 的变化，其中 L_x =15 m。随着 L_y 增大，由于平均PA与用户间距离增加，两种方案的遍历速率均有所下降。不过，在所有发射功率水平下，DF-PAS始终保持明显的性能优势。

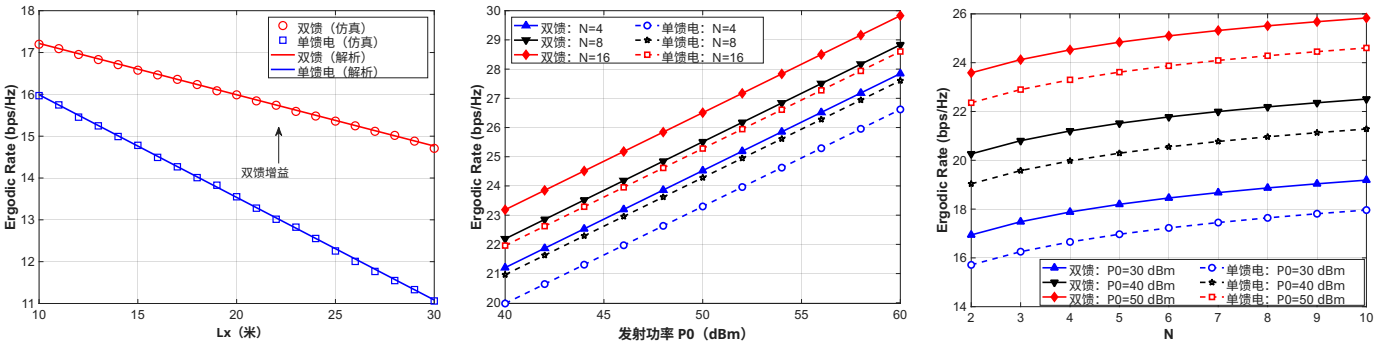
图4展示了单波导DF-PAS在时分多址下的优化和速率性能，并将其与SF-PAS、随机 PA 布置以及传统方案进行比较天线基准。

- 图4a显示了发射功率 P_0在 $L_x = 15$m 和 $L_y = 5$ m 时的和速率变化。随着 P_0 增加，所有方案的和速率均因接收信号功率增强而提升。所提出的DF-PAS在整个发射功率范围内始终实现最高和速率。

- 图4b展示了和速率随波导长度L_x 的变化，其中 $P_0 = 40$ dBm、 $L_y = 6$ m。随着 L_x增加，由于波导内衰减不断累积，所有方案的和速率均有所下降。然而，所提出的DF-PAS的性能退化速度明显更慢，并且始终优于基准方案，展现出其对波导长度引起的衰减的鲁棒性。

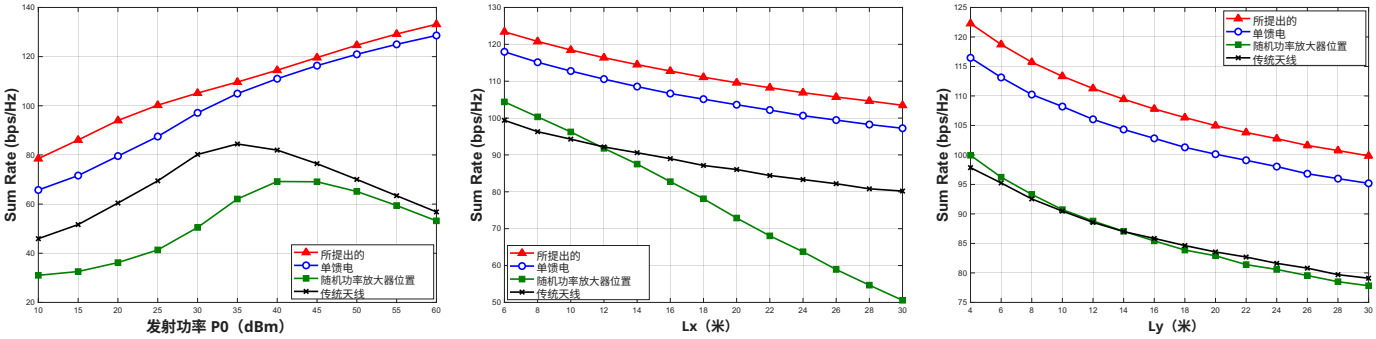
- 图4c展示了和速率随服务区域宽度L_y 的变化，其中 $P_0 = 40$ dBm、 $L_x = 10$ m。随着 L_y 增加，平均PA与用户距离增大，导致所有方案的和速率逐渐降低。然而，DF-PAS在 L_y的整个范围内均保持明显的性能优势，凸显了其对波导内衰减和自由空间路径损耗的鲁棒性。

图5展示了多波导 DF-PAS 的遍历速率性能，并将其与相应的



(a) $P_0 = 30$ dBm, $L_y = 10$ m　(b) $L_x = 10$ m, $L_y = 6$ m　(c) $L_x = 10$ m, $L_y = 6$ m

图 5：多波导场景的遍历速率性能分析：(a) 遍历数据速率随波导长度 L_x 的变化，验证了所推导解析结果 (39) 相对于蒙特卡罗仿真的准确性；(b) 不同波导数量 N 下遍历数据速率随发射功率 P_0 的变化；(c) 不同发射功率水平 P_0 下遍历数据速率随波导数量 N 的变化。



(a) $L_x = 30$ m, $L_y = 6$ m　(b) $P_0 = 30$ dBm, $L_y = 6$ m　(c) $P_0 = 30$ dBm, $L_x = 10$ m

图 6：一般正交多址下多波导场景的和速率优化。(a) 和速率随发射功率 P_0 的变化；(b) 和速率随波导长度 L_x 的变化；(c) 和速率随服务区域宽度 L_y 的变化。

不同系统参数下的 SF-PAS。

•图 5a 展示了在 $P_0 = 30$ dBm 和 $L_y = 10$ m 条件下，遍历速率随波导长度 L_x 的变化。图中给出了蒙特卡洛仿真结果以及式（39）中的解析表达式。与图3a中的观察结果类似，在所考察的 L_x 范围内，多波导 DF-PAS 始终优于多波导 SF-PAS。此外，解析结果与仿真结果高度吻合，验证了所推导的高信噪比近似的准确性。

• 图 5b 展示了不同波导数量下，遍历速率随发射功率 P_0 的变化，其中 N 为 L_x =10 m，且 $L_y = 6$ 为 P_0 m。不出所料，对于所有方案，增加 P_0 都会使遍历速率单调提升。此外，部署更多波导可通过增加空间分集和阵列增益，显著提升遍历速率。对于所有 N取值，DF-PAS 的性能始终优于 SF-PAS，展现了多波导部署中双馈操作的优势。

•图 5c 展示了在不同发射功率水平下，$L_x = 10$ m 和 $L_y = 6$ m 时遍历速率随波导数量 N 的变化。对于两种方案，遍历速率均随 N 单调增加，并且 DF-PAS 的性能增益在所有发射功率水平下仍然明显。这一结果证实，所提出的双馈架构能够随着波导数量的增加实现良好扩展，同时有效缓解波导内衰减。

图 6 展示了多波导 DF-PAS 在一般正交多址传输方案下的优化和速率性能，并将其与多波导 SF-PAS、随机 PA 布置以及传统天线基准进行比较。

• 图 6a 展示了固定波导长度 P_0为 $L_x = 30$ m、服务区域宽度 $L_y = 6$ 为 P_0 m 时，和速率随发射功率 P_0 的变化。随着 P_0 增加，所有方案的和速率均因信号功率增强而提升。所提出的 DF-PAS 在整个发射功率范围内始终实现最高和速率。相比之下，随机功率放大器位置和传统天线基准在高发射功率下性能下降，这是由严重的多用户干扰所致。随着 P_0增加，这些方案会因缺乏空间适应性而受到干扰限制，导致和速率最终下降。

• 图 6b 展示了和速率随波导长度变化的情况，条件为 $P_0 = 30$ dBm 和 $L_y = 6$ m。随着 L_x 增加，

由于波导内衰减不断累积，所有方案的和速率均有所下降。然而，在多波导场景中，所提出的 DF-PAS 始终优于所有基准方案，展现出其在大规模部署中抵御严重波导衰减的稳健性。

- 图6c显示了和速率随服务区域宽度的变化关系，其中 $P_0 = 30$ dBm且 $L_x = 10$ m。增加L_y 会扩大 PA 与用户之间的平均距离，导致所有方案的和速率下降。然而，在多波导场景中，所提出的 DF-PAS 在整个 L_y 范围内始终保持明显且稳定的性能优势，凸显了其对波导内衰减和自由空间路径损耗的鲁棒性。

V. 结论

本文提出了一种 DF-PAS，作为一种新型高效硬件架构，用于缓解实际介质波导 PAS 中严重的波导内衰减问题。通过在结构上支持从波导两端进行馈电点选择，DF-PAS 无需修改波导结构或 PA驱动机制，即可缩短有效波导内传播距离。本文在时分多址下研究了单波导场景，并在一般正交多址下研究了多波导场景。针对这两种场景，本文推导了解析表达式并提出了基于优化的解法，以刻画和提升系统性能。仿真结果表明，在广泛的系统参数范围内，DF-PAS 始终优于 SF-PAS。更重要的是，DF-PAS 通过馈电点选择而非结构重新设计或先进材料实现了这些性能增益。因此，DF-PAS 提供了一种高效且可扩展的硬件解决方案，可在保持较低实现复杂度的同时缓解波导内衰减。这使得 DF-PAS 在实际无线网络中尤其具有吸引力，因为部署成本、覆盖鲁棒性和系统灵活性是其中的关键考量。

附录A 引理1的证明

利用对数性质，可将 (15) 拆分为三个独立部分，分别为

$$I_1 = \frac{1}{L_x L_y} \int_0^{L_x} \int_0^{L_y} \log_2 \left(\frac{P_0 \eta}{\sigma^2} \right) \, dy \, dx, \tag{62}$$

$$I_2 = \frac{1}{L_x L_y} \int_0^{L_x} \int_0^{L_y} \log_2 \left(e^{-\alpha \min(x,\, L_x - x)} \right) \, dy \, dx, \tag{63}$$

and

$$I_3 = \frac{1}{L_x L_y} \int_0^{L_x} \int_0^{L_y} \log_2 \left(y^2 + d^2 \right) \, dy \, dx. \tag{64}$$

项 I_1 包含常数信噪比因子，这些因子与 x 和 y无关。 $dx\, dy$ 在该区域上的积分就是该区域本身。因此， I_1 的结果为

$$I_1 = \log_2 \left(\frac{P_0 \eta}{\sigma^2} \right). \tag{65}$$

第二项 I_2 考虑了波导内部的衰减。注意，被积函数仅取决于 x，而与y无关。因此，可以单独对 y 积分。经过一些代数变换后， I_2 可改写为

$$I_2 = -\frac{\alpha \log_2(e)}{L_x} \int_0^{L_x} \min(x,\, L_x - x) \, dx. \tag{66}$$

注意到，积分 $\int_0^{L_x} \min(x,\, L_x - x) \, dx$ 可在中点 $\frac{L_x}{2}$处分开。因此， I_2 的结果可计算如下:

$$\begin{aligned} I_2 &= -\frac{\alpha \log_2(e)}{L_x} \left(\int_0^{L_x/2} x \, dx + \int_{L_x/2}^{L_x} (L_x - x) \, dx \right) \\ &= -\frac{\alpha \log_2(e)}{L_x} \cdot \left(\frac{L_x^2}{4} \right) = -\frac{\alpha L_x}{4} \log_2(e). \end{aligned} \tag{67}$$

第三项 I_3 表示从功率放大器到用户的几何损耗。注意到，被积函数仅取决于 y，而不取决于 x。因此，可以单独对 x 积分。经过一些代数变换后， I_3 可改写为

$$I_3 = \frac{1}{L_y \ln 2} \int_0^{L_y} \ln\left(y^2 + d^2 \right) \, dy. \tag{68}$$

我们使用标准积分形式

$$\int \frac{\left(y^2 + d^2 \right) \, dy}{y \quad \left(y^2 + d^2 \right) - 2y + 2d} \quad \begin{pmatrix} y \\ d \end{pmatrix} = \ln \ln \arctan ,$$

其结果可计算如下:

$$\begin{aligned} I_3 &= \frac{1}{L_y \ln 2} \left[y \ln\left(y^2 + d^2 \right) - 2y + 2d \arctan\left(\frac{y}{d} \right) \right]_0^{L_y} \\ &= \frac{\ln\left(L_y^2 + d^2 \right)}{\ln 2} - \frac{2}{\ln 2} + \frac{2d}{L_y \ln 2} \arctan\left(\frac{L_y}{d} \right) \\ &= \log_2\left(L_y^2 + d^2 \right) - \frac{2}{\ln 2} \left(1 - \frac{d}{L_y} \arctan\left(\frac{L_y}{d} \right) \right). \end{aligned} \tag{69}$$

结合 $I_1 + I_2 - I_3$ 可得式 (16)，引理得证。

附录 B 引理2的证明

对于 SF-PAS，信号从固定端（例如，$x = 0$）注入。DF-PAS 与 SF-PAS 之间唯一的区别在于有效波导内距离。因此，SF-PAS 与 DF-PAS 具有相同的 I_1 和 I_3。由于 $x \sim \mathcal{U}[0, L_x]$，期望距离为 $\mathbb{E}[x] = L_x/2$。因此，SF-PAS 的遍历速率为

$$\begin{aligned} \bar{R}_m^{\mathrm{SF}} \approx{}& \log_2 \left(\frac{P_0 \eta}{\sigma^2} \right) - \frac{\alpha L_x}{2} \log_2(e) \\ & - \left[\log_2 \left(L_y^2 + d^2 \right) - \frac{2}{\ln 2} \left(1 - \frac{d}{L_y} \arctan \left(\frac{L_y}{d} \right) \right) \right]. \end{aligned} \tag{70}$$

将 $\bar{R}_m^{\mathrm{SF}}$从 $\bar{R}_m^{\mathrm{DF}}$中相减，得到式（17）。由于 α， $L_x > 0$，因此增益 ΔR 严格为正。至此，证明完成。

附录 C 引理3的证明

式（38）中的第二个积分为 $-I_2$，见附录A。因此，结果为

$$\frac{\alpha}{\ln 2}\frac{1}{L_x}\int_0^{L_x}\min\left(x, L_x - x\right)\,dx = \frac{\alpha L_x}{4}\,\log_2(e). \quad (71)$$

注意，对数函数是凹函数。应用 Jensen 不等式 $\mathbb{E}[\log_2 x] \le \log_2 \mathbb{E}[x]$，可得

$$\int_0^{L_y}\log_2\left(\sum_{n=1}^{N}\frac{1}{\sqrt{(y-y_n)^2+d^2}}\right)\frac{1}{L_y}\,dy \le \log_2\left(\sum_{n=1}^{N}\int_0^{L_y}\frac{1}{\sqrt{(y-y_n)^2+d^2}}\frac{1}{L_y}\,dy\right). \quad (72)$$

对于密集波导部署，$\sum_{n=1}^{N}\frac{1}{\sqrt{(y_m-y_n)^2+d^2}}$ 集中在其均值附近，因此该界是紧的。因此，我们采用这个上界来近似 $\int_0^{L_y}\log_2\left(\sum_{n=1}^{N}\frac{1}{\sqrt{(y-y_n)^2+d^2}}\right)\frac{1}{L_y}\,dy$。利用反双曲正弦的反导数 $\int\frac{1}{\sqrt{u^2+d^2}}du = \operatorname{asinh}\left(\frac{u}{d}\right)$，其中 $\operatorname{asinh}(x) = \ln\left(x+\sqrt{x^2+1}\right)$，可得

$$\begin{aligned}&\log_2\left(\sum_{n=1}^{N}\int_0^{L_y}\frac{1}{\sqrt{(y-y_n)^2+d^2}}\frac{1}{L_y}\,dy\right)\\ &= \log_2\left(\frac{1}{L_y}\sum_{n=1}^{N}\operatorname{asinh}\left(\frac{L_y-y_n}{d}\right)-\operatorname{asinh}\left(\frac{-y_n}{d}\right)\right)\\ &\overset{(b)}{=}\log_2\left(\frac{1}{L_y}\sum_{n=1}^{N}\operatorname{asinh}\left(\frac{L_y-y_n}{d}\right)+\operatorname{asinh}\left(\frac{y_n}{d}\right)\right). \quad (73)\end{aligned}$$

(*b*) 是因为反双曲正弦是奇函数。将（38）中的第二项和第三项分别替换为（71）和（73），即可完成证明。

参考文献

[1] W. K. New, K.-K. Wong, H. Xu, C. Wang, F. R. Ghadi, J. Zhang, J. Rao, R. Murch, P. Ram´ırez-Espinosa, D. Morales-Jimenez 等，“面向6G网络的流体天线系统教程：涵盖通信理论、优化方法与硬件设计”，*IEEE*通信综述与教程，2024年。[2] L. Zhu, W. Ma, and R. Zhang，“面向无线通信的可移动天线：机遇与挑战”，*IEEE*通信杂志，第62卷，第6期，第114–120页，2023年。[3] Q. Wu and R. Zhang，“通过联合有源与无源波束成形增强无线网络的智能反射面”，*IEEE*无线通信汇刊，第18卷，第11期，第5394–5409页，2019年。[4] K.-K. Wong, A. Shojaeifard, K.-F. Tong, and Y. Zhang，“流体天线系统”，*IEEE*无线通信汇刊，第20卷，第3期，第1950–1962页，2020年。[5] H. O. Y. Suzuki and K. Kawai，“使用介质波导作为天线的夹持天线”，技术期刊，第23卷，第3期，第5–12页，2022年。[6] Z. Ding, R. Schober, and H. Vincent Poor，“柔性天线系统：夹持天线视角”，*IEEE*通信汇刊，第73卷，第10期，第9236–9253页，2025年。[7] K. Wang, Z. Ding, and G. K. Karagiannidis，“多波导夹持天线系统中的天线激活与资源分配”，*IEEE*无线通信汇刊，第1–1页，2025年。[8] S. Shan, C. Ouyang, Y. Li, and Y. Liu，“利用夹持天线系统进行组播通信”，*arXiv*预印本 *arXiv:2506 00616*，2025。

[9] D. Tyrovolas, S. A. Tegos, P. D. Diamantoulakis, S. Ioannidis, C. K. Liaskos, and G. K. Karagiannidis，“夹持天线系统的性能分析”，IEEE认知通信与网络汇刊，第12卷，第590–601页，2026年。[10] Y. Xu, Z. Ding, R. Schober, and T.-H. Chang，“具有波导内衰减的夹持天线系统：性能分析与算法设计”，arXiv预印本 arXiv:2506.23966，2025年。[11] Y. Cheng, C. Ouyang, Y. Liu, and G. K. Karagiannidis，“采用正交与非正交多址接入的夹持天线系统（PASS）性能研究”，arXiv预印本 arXiv:2506.02420，2025年。[12] S. A. Tegos, P. D. Diamantoulakis, Z. Ding, and G. K. Karagiannidis，“上行链路夹持天线系统的最小数据速率最大化”，IEEE无线通信快报，第14卷，1520，2025 5，1516第期，页码–。[13] Y. Xu, Z. Ding, and G. K. Karagiannidis，“下行链路夹持天线系统的数据速率最大化”，IEEE无线通信快报，第14卷，第5期，第1431–1435页，2025年。[14] X. Xie, F. Fang, Z. Ding, and X. Wang，“夹持天线系统的低复杂度布局设计”，IEEE通信快报，第29卷，第8期，第1784–1788页，2025年。[15] M. Zeng, X. Li, J. Wang, G. Huang, O. A. Dobre, and Z. Ding，“面向NOMA辅助上行链路夹持天线系统的节能资源分配”，IEEE无线通信快报，第14卷，第11期，第3695–3699页，2025年。[16] M. Zeng, J. Wang, G. Zhou, F. Fang, and X. Wang，“具有服务质量保证的下行链路夹持天线系统节能设计”，IEEE车辆技术汇刊，第1–5页，2025年。[17] Z. Ding and H. Vincent Poor，“夹持天线系统中的视距阻塞：祸还是福？”，IEEE无线通信快报，第14卷，第9期，第2798–2802页，2025年。[18] K. Wang, C. Ouyang, Y. Liu, and Z. Ding，“存在视距阻塞的夹持天线系统”，IEEE无线通信快报，第14卷，第12期，第4122–4126页，2025年。[19] Y. Sun, Z. Ding, and G. K. Karagiannidis，“阻塞效应下多小区夹持天线系统的随机几何分析”，IEEE无线通信快报，第15卷，第1085–1089页，2026年。[20] X. Xie, F. Fang, Z. Ding, and X. Wang，“阻塞感知环境中的夹持天线：建模、设计与优化”，arXiv预印本 arXiv:2601.01277，2026年。[21] Y. Qin, Y. Fu, and H. Zhang，“面向夹持天线辅助ISAC系统的天线位置与发射功率联合优化”，IEEE无线通信快报，第14卷，第11期，第3535–3539页，2025年。[22] H. Li, R. Zhong, J. Lei, and Y. Liu，“用于通感一体化的夹持天线系统”，arXiv预印本 arXiv:2508 19540，2025年。[23] P. Liu, M. Hua, G. Chen, X. Wang, and Z. Fei，“夹持天线辅助无线供能MEC系统的计算能力最大化”，载于2025年IEEE第102届车辆技术大会（VTC2025-Fall），2025年，第1–6页。[24] Z. Hu, R. Zhong, X. Mu, D. Li, and Y. Liu，“PASS增强型MEC：任务卸载与上行PASS波束成形的联合优化”，arXiv预印本 arXiv:2510.22948，2025年。[25] B. Wu, F. Fang, M. Zeng, and X. Wang，“传统天线与夹持天线混合网络中的抗掉队者联邦学习”，arXiv预印本 arXiv:2508.15821，2025年。[26] Y. Lin, Z. Chen, and Z. Ding，“夹持天线赋能的联邦学习：尾延迟、参与度与收敛性分析”，arXiv预印本 arXiv:2510.23315，2025年。[27] F. Fang, Z. Ding, V. Leung, and L. Hanzo，“夹持天线与人工智能在下一代无线网络中的结合”，arXiv预印本 arXiv:2511 07442，2025年。[28] Y. Xu, Z. Ding, O. A. Dobre, and T.-H. Chang，“具有视距阻塞的夹持天线系统设计：波导内衰减是否重要？”，arXiv预印本 arXiv:2508.07131，2025年。[29] C. Ouyang, H. Jiang, Z. Wang, Y. Liu, and Z. Ding，“分段波导赋能的夹持天线系统（SWAN）中的上行链路与下行链路通信”，arXiv预印本 arXiv:2509.10666，2025年。[30] Z. Ding and H. V. Poor，“夹持天线系统中天线布局的解析优化”，arXiv预印本 arXiv:2507.13307，2025年。[31] K. Wang, Z. Ding, and R. Schober，“NOMA辅助夹持天线系统的天线激活”，IEEE无线通信快报，第14卷，第5期，第1526–1530页，2025年。[32] Y. Xu, Y. Lu, Z. Ding, and T.-H. Chang，“随机视距与非视距信道下的夹持天线系统设计”，arXiv预印本 arXiv:2512.04719，2025年。