发射式捏合天线系统（T-PASS）：连接有线与无线通信

Deqiao Gan、Chongjun Ouyang、Yuanwei Liu 和 Xiaohu Ge

arXiv:2603.03809v1 [eess.SP] 4 Mar 2026

摘要—本文提出一种发射式捏合天线系统（T-PASS）框架，采用单根压缩波导同时为一个有线用户设备（UE）和多个无线用户设备提供服务。捏合天线（PAs）辐射的信号用于服务无线用户设备，而波导终端处的剩余导波信号则用于服务有线用户设备。为促进 T-PASS 传输并减轻用户间干扰，本文引入一种混合非正交多址接入（NOMA）方案。无线用户设备通过时分多址（TDMA）进行调度，并在每个时隙中，将被调度的无线用户设备与有线用户设备通过功率域非正交多址配对。在该框架下，联合优化PA位置、PA辐射系数、功率分配和时分多址时隙分配，以最大化加权和速率（WSR）。i）对于包含一个有线用户设备和一个无线用户设备的双用户情形，推导出最优PA位置和连续干扰消除（SIC）解码顺序。获得闭式最优功率分配，并通过低复杂度的一维搜索确定近似最优的PA辐射系数。ii）对于包含一个有线用户设备和多个无线用户设备的多用户情形，提出了四种具有不同PA位置和捏合天线辐射配置的协议。针对每种协议，设计了一种低复杂度逐元素交替优化算法，以优化PA位置和辐射系数，同时推导出最优功率分配和时隙分配的闭式解。数值结果表明：i）在典型的T-PASS配置下，有线用户设备在最优SIC解码顺序中被选为强用户；ii）与传统的纯无线PASS相比，所提出的T-PASS框架能够实现显著更高的WSR；iii）在所提出的各协议中，增加PA辐射和PA位置配置的灵活性可进一步提高WSR。

索引词——发射捏合天线系统（T-PASS）、有线通信、无线通信。

I. 引言

在高容量、低时延无线连接需求不断增长的推动下，高频频段（如 7–24 GHz上中频段）被广泛视为下一代网络的关键推动因素 [1]。尽管带宽充足，高频链路仍面临严重的路径损耗，且对遮挡高度敏感，因此难以保证可靠覆盖 [2]。为缓解这些影响，人们采用大孔径阵列来提供高波束成形增益，以补偿传播损耗和阻塞引起的衰减 [2]。然而，大型阵列会带来高昂的部署和互连开销，而且信道可重构性有限，限制了其适应动态环境的能力。这些局限促使人们日益关注可重构天线，这类天线能够调节电磁（EM）特性，包括极化、工作频率和辐射方向图 [3], [4]。此类架构支持灵活的电磁波束成形，并有助于高效操控信道，同时将射频（RF）硬件复杂度和功耗维持在适中水平 [3], [4]。

典型示例包括流体天线 [5] 和可移动天线 [6]。这些架构通过自适应辐射状态或天线单元位置来重塑信道，从而利用空间分集并缓解小尺度衰落。这类设计能够显著提升性能，但其实际重构范围通常受限于有限的物理孔径，覆盖范围仅为数个至数十个波长 [7]。这一限制降低了它们补偿高频频段大尺度衰减的能力 [7]。此外，视距（LoS）阻塞仍是高频链路面临的根本瓶颈。孔径受限的重构通常无法在发生阻塞后迅速建立高增益替代路径 [7]。许多此类实现的制造成本也较高，而且天线数量等关键阵列属性在部署后难以更改。这些因素促使人们开发新型可重构天线架构，以支持可扩展孔径和低成本重构。

A. 捏合天线

为克服这些局限，NTT DOCOMO 在 2021年巴塞罗那世界移动通信大会上提出了可捏合天线系统（PASS），这是一种新型可重构天线技术[8]。PASS 使用介质波导作为传输介质。通过在波导沿线的指定位置附加小型介质粒子，将电磁波辐射到自由空间中 [8]。这些粒子称为捏合天线（PAs） [8]。每个 PA 都可以在波导沿线的任意位置独立启用或停用，从而实现天线阵列的动态重构。这种架构支持灵活且可扩展的部署策略，我们称之为可捏合波束成形 [7]。与传统的可重构天线系统不同，PASS 能够以低成本延长波导。这一特性使得可捏合天线能够布置在用户设备（UEs）附近，从而建立稳健的视距链路，显著降低大尺度路径损耗和阻塞引起的衰减。PASS 还

D. Gan 和 X. Ge 任职于中国湖北省武汉市 430074 华中科技大学电子信息与通信学院。（电子邮箱：gandeqiao@hust.edu.cn、xhge@mail.hust.edu.cn）。C. Ouyang 任职于英国伦敦 E1 4NS 伦敦玛丽女王大学电子工程与计算机科学学院。（电子邮箱：c.ouyang@qmul.ac.uk）。Y. Liu 任职于香港香港大学电气与电子工程系。（电子邮箱：yuanwei@hku.hk）。

安装和维护成本低，因为重构只需添加、移除或重新布置价格低廉的可捏合天线。

凭借这些优势，PASS 被视为未来高频通信的一项颇具前景的技术，并日益受到关注 [9], [10]。在 [11], 中，研究分析了由单个 PA 为移动 UE 提供服务的 PASS 的可达速率。在此基础上， [12] 研究了单 PA PASS 的中断概率，并考虑了波导内传播损耗。这些研究从理论上证明，在实际高频损伤因素的影响下，PASS 的性能可以优于传统固定天线系统。为进一步刻画 PASS 的基本性能极限，近期研究考察了阵列增益[13], 、信道容量 [14]，以及阻塞概率[15]。上述研究主要聚焦于通信理论指标。为了进一步建立基于物理原理的模型， [16] 基于电磁理论对 PASS 进行了表征，并推导出可捏合天线的能量辐射模型。该模型量化了从馈电点发出的波导信号到达可捏合天线时，导引功率泄漏至自由空间的比例。总体而言，这些结果表明，PASS 能够缓解大尺度路径损耗和视距阻塞，且性能优于传统的可重构天线技术，包括流体天线和可移动天线 [9], [10]。

基于这一理论基础，人们开发了一系列钉扎波束成形算法，用于优化单用户场景 [17] 以及采用正交多址接入（OMA） [18], [19] 和非正交多址接入（NOMA） [20]–[23]的多用户钉扎天线系统中激活夹持天线沿波导的部署位置。随后，研究人员探索了基带与可捏合波束成形的联合设计，以进一步提升性能 [24]–[26]。与此同时，人们也研究了信道估计 [27]和波束训练 [28], [29] 技术，以获取准确的信道状态信息（CSI），从而高效配置钉扎天线。研究人员还探索了基于学习的方法，以加快波束成形推理和钉扎天线控制[30], [31]。除了面向通信的研究，PASS 也已应用于其他新兴场景。研究人员探讨了利用 PASS 辅助空中计算，以降低 [32]中的聚合误差。研究人员还考虑了面向低空网络的 PASS 设计，以提升吞吐量 [33]。文献 [34] 提出了 PASS 辅助的无线能量传输方案，以平衡能量传输与通信性能。文献[35], [36]进一步研究了 PASS 在物理层安全中的应用。总体而言，这些代表性研究为理解和分析高频网络中的 PASS 奠定了基础。

B. 研究动机与贡献

根据 PASS 的电磁模型，每个可捏合天线都会泄漏一部分导波用于辐射。剩余功率继续沿介质波导传播，并可由后续的可捏合天线泄漏 [16]。实际上，波导上的可捏合天线数量有限，而且每个可捏合天线的辐射比可能受到硬件限制。因此，最后一个激活夹持天线之后可能仍会残留不可忽略的前向波。

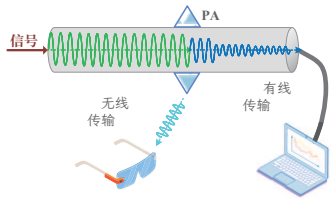


图 1. T-PASS 示意图。

必须在波导终端妥善处理这部分剩余导波信号。否则，阻抗失配可能引发反射，进而产生反向传播波和驻波图样，扰乱各可捏合天线之间预期的功率分布 [37]。大多数现有 PASS 研究采用行波抽象。在这种抽象中，匹配终端会吸收剩余导波信号，使反射可以忽略不计，且剩余功率不会对通信产生贡献 [9]。相比之下，当可捏合天线数量有限或辐射比较小时，剩余功率可能相当可观，这为将其回收利用、作为额外的信息承载资源创造了机会。

受这一观察启发，我们提出一种功率回收式终端方案：将波导末端连接到一个匹配的波导到接收机耦合器，以服务专用有线用户设备 [37]。例如，有线用户设备可以是图书馆中的信息亭，或购物中心里的售票机。所提出的终端方案可维持低反射行波条件，确保反向传播波可以忽略不计，同时将残余导引功率转换为有用的有线信息流。这种设计支持通过可捏合天线进行无线辐射，并在终端端口进行有线传输，从而提升整体系统效用。如图 1 所示，由此形成的架构称为发射型 PASS（T-PASS），可同时服务多个无线用户设备和一个专用有线用户设备。

尽管 T-PASS 的概念直观明了，但其设计并非易事，也无法通过直接扩展现有的纯无线可捏合天线波导系统方案来实现。这带来了三项挑战。首先，目前尚无能够描述 PASS 中有线通信链路的简洁信号模型。其次，可捏合波导由单个射频链驱动，因此可用空间自由度仅为一。在这一约束下，同时服务多个无线用户设备和一个有线用户设备颇具挑战，且仍需开发能够管理 T-PASS 中用户间干扰的传输框架。第三，有线用户设备通常具有远强于无线用户设备的信道增益。这种显著的信道质量差异，使得在异构服务质量要求下联合设计可捏合波束成形和功率分配变得复杂。

受T-PASS潜力及上述挑战的启发，本文构建了一个适用于T-PASS的信号模型和传输框架，以促进有线服务与无线服务的实际融合。本文的主要贡献总结如下。

- 我们提出了一种T-PASS架构，通过单根可捏合波导实现向多个无线用户设备和一个专用有线用户设备的同时传输。为控制用户间干扰，我们开发了混合非正交多址（H-NOMA）传输框架。时分多址为无线用户设备提供服务，避免相互干扰；同时，功率域非正交多址在每个被调度无线用户设备所分配的时隙内，将有线用户设备与该无线用户设备配对。这种设计利用了波导终端处残余的导引功率，提高了整体系统吞吐量。在此框架下，我们建立了有线链路的信号模型，并 formulates 加权和速率最大化问题。该问题联合优化时隙分配、功率分配、串行干扰消除解码顺序、功率放大器位置以及功率放大器辐射系数。

- 为获得解析层面的洞见，我们研究一个双用户特例，其中单个功率放大器同时服务一个无线用户设备和一个有线用户设备。我们推导该场景下的最优PA位置。在此基础上，我们证明，在温和且具有实际意义的条件下，有线用户设备应被视为NOMA用户对中的强用户，并执行串行干扰消除译码。随后，我们推导最优功率分配的闭式解。我们还提出一种低复杂度搜索方法，以优化PA辐射因子。
- 我们将该设计推广到包含多个可捏合天线、多个无线用户设备和一个有线用户设备的一般多用户场景。受双用户分析的启发，我们在每个TDMA时隙中将有线用户设备指定为强用户，从而固定串行干扰消除顺序。我们提出四种基于混合非正交多址的T-PASS协议，其区别在于PA辐射系数和PA位置是否在时分多址时隙之间共享：固定辐射固定位置（FR-FP）、固定辐射自适应位置（FR-AP）、自适应辐射固定位置（AR-FP）以及自适应辐射自适应位置（AR-AP）。针对每种协议，我们推导最优时间资源分配和功率分配的闭式解。基于这些结果，我们开发高效的逐元素交替优化算法，以优化PA辐射系数和PA位置。

- 我们给出数值结果，以验证所提框架的优势，并说明：i) 在多用户场景下，与传统的仅无线PASS相比，所提出的T-PASS可显著提升加权和速率；ii) 合理设计功率放大器辐射和PA位置可进一步提升性能；iii) 在四种协议中，AR-AP性能最佳，其次依次为AR-FP、FR-AP和FR-FP。

本文其余部分安排如下。第二节介绍T-PASS的系统模型。第三节研究双用户情形并提出相应的传输设计。第三节将该设计扩展至多用户情形。第五节给出数值结果并进行详细讨论。最后，第六节总结全文。

记号：本文中，标量和向量分别用非粗体和粗体字母表示。转置记为 $(\cdot)^{\mathsf{T}}$。记号 $|a|$ 和 $\|\mathbf{a}\|$分别表示标量 a 的幅值和向量$\mathbf{a}$的范数。期望算子记为 $\mathbb{E}\{\cdot\}$。集合 $\mathbb{C}$ 和 $\mathbb{R}$ 分别表示复数空间和实数空间。简写 $[N]$ 表示集合$\{1,\ldots,N\}$。上取整算子记为 $\lceil\cdot\rceil$。记号 $\mathcal{CN}(\mu,\sigma^2)$表示均值为 μ 、方差为 σ^2的圆对称复高斯分布。最后，$\mathcal{O}(\cdot)$表示标准的大O记号。

II. 系统模型

考虑一个T-PASS通信网络，其中基站（BS）采用单根压缩波导，为 K个单天线无线用户设备和一个连接至波导终端的有线用户设备提供服务，如图2所示。无线用户设备分布在一个矩形服务区域内，其沿 x轴和 y轴的边长分别为 D_x 和 D_y。无线用户设备 k的位置表示为$\mathbf{u}_k$，$[u_k^x,u_k^y,0]^{\mathsf{T}}$，其中$k\in[K]$。波导沿 x轴延伸，并覆盖整个服务区域的水平范围。

假设沿波导部署了 N 可捏合天线，以向无线用户设备辐射信号。PAn 的位置记为 $\boldsymbol{\psi}_n=[\psi_n,0,d]^{\mathsf{T}}$，其中 $n\in[N]$； d为波导的部署高度。PA位置满足 $\psi_1<\psi_2<\ldots<\psi_N$。馈电点位于波导的左前端，将来自基站射频前端的信号注入波导。其位置为 $\boldsymbol{\psi}_0$，$[\psi_0,0,d]^{\mathsf{T}}$，其中对所有 $n\in[N]$， $\psi_0\le\psi_n$。有线用户设备通过波导至接收器耦合器连接到波导终端，该耦合器与导波模式阻抗匹配，因此端部反射可以忽略 [37]。有线用户设备位于 $\mathbf{u}_0$，$[u_0^x,0,d]^{\mathsf{T}}$，且按构造有 $u_0^x=\psi_0+D_x$。为方便记号，将有线用户设备编为用户设备 0。

A. 传输模型

波导通过部署的可捏合天线辐射信号为无线用户设备提供服务，并通过在波导终端收集的剩余导波信号为有线用户设备提供服务。由于波导由单射频链驱动，所考虑系统的空间自由度为 1。这一约束使用户间干扰成为多用户传输中的一项关键挑战。为解决这一问题，我们采用 H-NOMA框架 [38]为 $K+1$ 用户设备提供服务。时间轴被划分为 K个正交时隙。时隙 k 分配给无线用户设备 k，而有线用户设备则在同一时隙内通过功率域非正交多址接入同时获得服务，如图 2 所示。每个时隙内采用非正交多址接入有两个原因。首先，由于系统只有一条射频链，两台用户设备由同一个发射信号驱动。其次，通往有线用户设备的导波链路通常比通往无线用户设备的辐射链路具有强得多的信道增益。如此显著的信道质量差异有利于采用非正交多址接入，并支持基于串行干扰消除的高效接收 [38],，从而在实现复杂度适中的情况下提升混合业务传输的吞吐量。

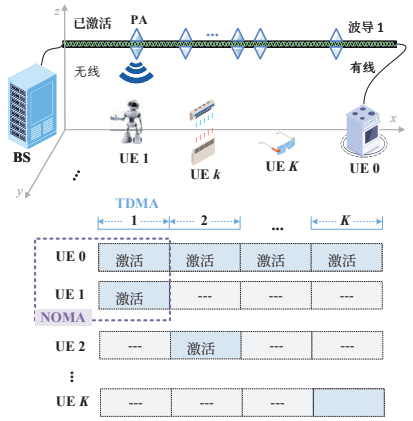


图 2. 基于分层非正交多址接入的 T-PASS 传输框架示意图。

B. 信号模型

令 $\mathbf{x} \triangleq [x_1, \ldots, x_K]^{\mathsf{T}} \in \mathbb{C}^{K\times 1}$ 表示跨越 K 个时隙的发射信号，其中 x_k 是在时隙k （$k \in [K]$）中面向无线用户设备 k 和有线用户设备（用户设备0）的叠加信号。信号 x_k 表示为

$$x_k = \sqrt{p_{k,k}} s_{k,k} + \sqrt{p_{k,0}} s_{k,0}, \tag{1}$$

其中，$s_{k,\,k} \sim \mathcal{CN}(0,1)$ 和 $s_{k,\,0} \sim \mathcal{CN}(0,1)$ 分别表示无线用户设备 k 和用户设备0的归一化信息符号。信号 x_k 从馈电点注入，并沿波导传播。在时隙 k 到达第一个激活夹持天线的入射导波信号可表示为：

$$x_k^{(1)} = x_k 10^{-\frac{\kappa}{20}\|\boldsymbol{\psi}_1(k)-\boldsymbol{\psi}_0\|} \mathrm{e}^{-\frac{2\pi}{\lambda_{\mathrm{g}}}\|\boldsymbol{\psi}_1(k)-\boldsymbol{\psi}_0\|} \tag{2a}$$

$$= x_k 10^{-\frac{\kappa}{20}|\psi_1(k)-\psi_0|} \mathrm{e}^{-\frac{2\pi}{\lambda_{\mathrm{g}}}|\psi_1(k)-\psi_0|}, \tag{2b}$$

其中，$\boldsymbol{\psi}_n(k) \triangleq [\psi_n(k)\ 0, d]^{\mathsf{T}}$ 表示 $n \in [N]$在时隙 k 中的第 n个激活夹持天线的位置，$\lambda_{\mathrm{g}} = \frac{\lambda}{n_{\mathrm{eff}}}$ 为导波波长，λ 为自由空间波长，n_{eff} 为介质波导 [37]的有效折射率。此外，κ 表示介质波导沿线的平均衰减因子，单位为 dB/m [39]。

根据电磁耦合理论，当 $x_k^{(1)}$ 到达第一个可捏合天线时，导波信号的一部分会被耦合出来进行自由空间辐射，其余部分则继续沿波导向后续可捏合天线传播。令$\delta_1(k) \in [0,1]$ 表示时隙 k中第一个可捏合天线的辐射系数。则该天线的辐射信号为$\sqrt{\delta_1(k)} x_k^{(1)}$，而向下一个天线传播的剩余导波信号为 $\sqrt{1-\delta_1(k)} x_k^{(1)}$。通过控制可捏合天线的耦合长度及其与波导之间的间距，可以调节系数 $\delta_1(k)$ [9]。

考虑所有 N 功率放大器的功率放大器辐射后，无线用户设备 k 在时隙 k 接收到的信号为

$$y_{k,k} = x_k \sum_{n=1}^{N} h_{\mathrm{o}}(\mathbf{u}_k, \boldsymbol{\psi}_n(k)) h_{\mathrm{i}}(\boldsymbol{\psi}_n(k), \boldsymbol{\psi}_0) \times \sqrt{\delta_n(k)} \prod_{n'=1}^{n-1} \sqrt{1-\delta_{n'}(k)} + n_{k,k}, \tag{3}$$

其中 $h_{\mathrm{o}}(\mathbf{u}_k, \boldsymbol{\psi}_n(k))$表示从位于 $\boldsymbol{\psi}_n(k)$的功率放大器 n 到用户设备 k的自由空间信道系数，$n_{k,k} \sim \mathcal{CN}(0, \sigma^2)$表示方差为$\sigma^2$的加性高斯白噪声（AWGN）。波导内传播系数从馈电点到功率放大器 n 在时隙 k 中记为 $h_{\mathrm{i}}(\boldsymbol{\psi}_n(k)\ \boldsymbol{\psi}_0)$，并取如下形式：

$$h_{\mathrm{i}}(\boldsymbol{\psi}_n(k), \boldsymbol{\psi}_0) \triangleq 10^{-\frac{\kappa}{20}\|\boldsymbol{\psi}_n(k)-\boldsymbol{\psi}_0\|} \mathrm{e}^{-\frac{2\pi}{\lambda_{\mathrm{g}}}\|\boldsymbol{\psi}_n(k)-\boldsymbol{\psi}_0\|} \tag{4a}$$

$$= x_k 10^{-\frac{\kappa}{20}|\psi_n(k)-\psi_0|} \mathrm{e}^{-\frac{2\pi}{\lambda_{\mathrm{g}}}|\psi_n(k)-\psi_0|}. \tag{4b}$$

用户设备0在波导终端处于时隙 k 接收到的信号可写为：

$$y_{k,0} = x_k \kappa_{\mathrm{c}} h_{\mathrm{i}}(\mathbf{u}_0, \boldsymbol{\psi}_0) \prod_{n=1}^{N} \sqrt{1-\delta_n(k)} + n_{k,0}, \tag{5}$$

其中 $n_{k,\,0} \sim \mathcal{CN}(0, \sigma^2)$ 表示 AWGN。参数 $\kappa_{\mathrm{c}} \in (0,1]$ 表示终端处阻抗匹配波导至接收器耦合器引入的耦合与插入损耗。为简洁起见，将无线用户设备 k 和用户设备0在时隙 k 中的有效信道定义如下：

$$h_{k,k} \triangleq \sum_{n=1}^{N} h_{\mathrm{o}}(\mathbf{u}_k, \boldsymbol{\psi}_n(k)) h_{\mathrm{i}}(\boldsymbol{\psi}_n(k), \boldsymbol{\psi}_0) \times \sqrt{\delta_n(k)} \prod_{n'=1}^{n-1} \sqrt{1-\delta_{n'}(k)}, \tag{6}$$

$$h_{k,0} \triangleq \kappa_{\mathrm{c}} h_{\mathrm{i}}(\mathbf{u}_0, \boldsymbol{\psi}_0) \prod_{n=1}^{N} \sqrt{1-\delta_n(k)}. \tag{7}$$

根据这些定义，式（3）和式（5）中的接收信号可分别写为 $y_{k,\,k} = h_{k,\,k} x_k + n_{k,\,k}$ 和 $y_{k,\,0} = h_{k,\,0} x_k + n_{k,\,0}$。

C. 信道模型

PASS 面向高频频段 [8],，其中视距传播通常占主导地位 [40]。因此，我们采用自由空间视距模型来表示功率放大器与用户 [40]之间的空间信道系数：

$$h_{\mathrm{o}}(\mathbf{u}_k, \boldsymbol{\psi}_n(k)) \triangleq \frac{\eta^{\frac{1}{2}} \mathrm{e}^{-\mathrm{j}k_0\|\mathbf{u}_k-\boldsymbol{\psi}_n(k)\|}}{\|\mathbf{u}_k-\boldsymbol{\psi}_n(k)\|}, \tag{8}$$

其中，η，$\frac{c^2}{16\pi^2 f_c}$，f_{c} 为载波频率，c 为光速，k_0, $\frac{2\pi}{\lambda}$ 为波数。

D. 关于串行干扰消除译码的讨论

为方便表示，令 $\Omega_k(k') \in \{1,2\}$ 表示每个时隙 $k \in [K]$内用户设备 $k' \in \{0,k\}$ 的解码顺序，其中 $\Omega_k(k') = 1$ 表示先对用户设备 k' 进行解码，而 $\Omega_k(k') = 2$ 表示先对用户设备 k' 进行解码。当 $\Omega_k(k') > \Omega_k(k'')$ 时，用户设备 k' 先解码面向用户设备 k'' 的信号，然后解码自身信号。在解码用户设备 k''时，用户设备 k' 将自身信号视为干扰。每个时分多址时隙中有两种可能的串行干扰消除译码顺序。在串行干扰消除顺序I中，无线用户设备被视为弱用户，有线用户设备被视为强用户。该顺序对应于 $\Omega_k(0) = 1$ 和 $\Omega_k(k) = 2$。在串行干扰消除顺序II中，无线用户设备被视为强用户，有线用户设备被视为弱用户。该顺序对应于 $\Omega_k(k) = 1$ 和 $\Omega_k(0) = 2$。

1) 串行干扰消除顺序I：在所提出的 T-PASS 中，用户设备0由波导终端收集的剩余导波信号提供服务。该链路经历确定性的波导衰减和稳定的耦合增益。无线用户设备 k 由辐射信号提供服务，并受到自由空间路径损耗的影响。因此，用户设备0通常比用户设备 k具有更强的有效信道增益，通常优先采用串行干扰消除顺序I。在串行干扰消除

顺序I下，用户设备0先解码无线信号 $s_{k,\ k}$ 然后解码自身信号。无线用户设备 k 解码$s_{k,\ k}$ 同时将有线信号 $s_{k,\ 0}$ 视为干扰。

2) 串行干扰消除顺序II：当辐射链路强于导波链路时，可能出现串行干扰消除顺序II。当功率放大器非常靠近无线用户设备 k 时，或考虑辐射主导工作体制时，就可能出现这种情况。此时，无线用户设备 k 执行串行干扰消除，而用户设备0将无线信号视为干扰。

3) 可达速率：接下来，我们刻画给定串行干扰消除顺序 $\Omega_k(\cdot)$下的可达速率。考虑时隙 k 内满足 $\Omega_k(k')>\Omega_k(k'')$ 的两个用户设备 k' 和k''。用户设备 k' 首先解码面向用户设备 k'' 的信号，同时将自身信号视为干扰。相应的信干噪比（SINR）为 $\gamma_{k,\ k'\to k''}=\frac{|h_{k,\ k'}|^2p_{k,}}{|h_{k\ k''}|^2p_k+\sigma^2}$。消除用户设备 k''的信号后，用户设备 k'以信噪比（SNR）$\gamma_{k,\ k'}=\frac{|h_{k,\ k'}|^2p_{k,}}{\sigma^2}$ k'解码自身信号，由此得到以下可达速率:

$$R_{k,k'}=\log_2(1+\gamma_{k,k'}). \tag{9}$$

用户设备 k''在将用户设备 k'的信号视为干扰的同时解码其自身信号。用户设备 k''处的信干噪比为$\gamma_{k,k''}=\frac{|h_{k,}|^2p_{k,}}{|h_{k\ k''}|^2p_k+\sigma^2}$，可达速率由下式给出

$$R_{k,k''}=\log_2(1+\gamma_{k,k''}). \tag{10}$$

用户设备 k' 处成功的串行干扰消除要求用户设备 k' 能够至少以与用户设备 k'' 解码该消息相同的可靠性解码用户设备k''的消息。该条件可写为:

$$R_{k,k''}\le\log_2(1+\gamma_{k,k'\to k''}). \tag{11}$$

E. 问题建模

在所考虑的基于混合非正交多址的T-PASS框架中，有线用户设备0与 K 个无线用户设备在服务优先级和服务质量要求方面扮演不同角色。为以可处理的方式刻画这些差异，我们采用加权和速率目标，并分别为用户设备0和无线用户设备 k引入非负权重 w_0 和 w_k。较大的权重表示较高的服务优先级 [41]。此外，时分多址调度由时分因子 $\{\tau_k\}_{k=1}^K$表征，其中 $\tau_k\in[0,1]$ 表示在调度时域内分配给无线用户设备 k 的传输时间比例。 $\{w_0,w_k\}$ 与 $\{\tau_k\}$ 的组合同时刻画了用户优先级以及跨时隙的时分模式，并在用户设备0与各无线用户设备之间的总体频谱效率与公平性之间提供了可控的折中。

在这种混合非正交多址传输方案下，我们通过联合优化 PA位置、PA辐射系数、功率分配、解码顺序和时分因子来最大化加权和速率。由此得到的优化问题表述如下:

$$\max_{\psi_n(\cdot),\delta_n(\cdot),\Omega_k(\cdot),p_{k,k},p_{k,0}}\ \sum_{k=1}^K\tau_k(w_0R_{k,0}+w_kR_{k,k}) \tag{12a}$$

$$\text{s.t. }\tau_kR_{k,k}\ge R_1^{\min},k\in[K], \tag{12b}$$

$$\sum_{k=1}^K\tau_kR_{k,0}\ge R_0^{\min}, \tag{12c}$$

$$(11),\Omega_k(k')>\Omega_k(k''),k'\ne k'', \tag{12d}$$

$$p_{k,k''}\ge p_{k,k'},\Omega_k(k')>\Omega_k(k''),k'\ne k'', \tag{12e}$$

$$p_{k,1}+p_{k,0}=P_{\max}, \tag{12f}$$

$$\sum_{k=1}^K\tau_k=1,0\le\tau_k\le1,k\in[K], \tag{12g}$$

$$\psi_n(k)\in[0,D_x],k\in[K],n\in[N], \tag{12h}$$

$$|\psi_n(k)-\psi_{n'}(k)|\ge\Delta_{\min},n\ne n', \tag{12i}$$

$$\delta_n(k)\in[0,1],k\in[K],n\in[N]. \tag{12j}$$

在 (12b) 中， $R_1^{\min}$ 表示每个无线用户设备的最低长期吞吐量要求。该约束可防止 TDMA 调度器分配给某个无线用户设备的时间份额趋于零。在 (12c) 中， $R_0^{\min}$ 表示用户设备0的最低长期吞吐量要求。约束 (12d) 确保在每个时隙内，按照所选解码顺序 $\Omega_k(\cdot)$ 能够成功进行串行干扰消除；这与串行干扰消除顺序I或串行干扰消除顺序II下的 (11) 等价。约束 (12e) 指定功率域非正交多址所要求的功率排序，即分配给弱用户的功率不低于分配给强用户的功率。约束 (12f) 将每时隙发射功率限制为 $P_{\max}$。约束 (12g) 指定有效的 TDMA 时分策略。约束 (12h) 将 PA位置限制在沿 x 轴的服务区间内，而约束 (12h) 则确保 PA间距至少为$\Delta_{\min}$ ，以减轻电磁多重耦合。约束 (12j) 限制辐射系数，并体现导引功率守恒且不发生能量放大。

问题（12）难以求解，原因在于目标函数非凸，且各优化变量之间存在强耦合。每个时隙中的解码顺序选择引入了额外的组合成分，从而使该问题成为NP难问题，并增加了寻找全局最优解的难度。为应对这些困难，我们首先研究一种简化的双用户场景，其中仅包含单个无线用户设备，即$K=1$。这一特例有助于深入理解串行干扰消除解码顺序的设计，并揭示联合优化的关键结构性质。随后，我们利用这些认识，为一般多用户情形开发高效方法。

III. 双用户情形

本节研究由一个无线用户设备和一个有线用户设备组成的双用户场景，如图3所示。为进一步简化，沿波导仅激活单个功率放大器，从而得到 $N=1$。我们首先推导最优PA位置。随后分析最优串行干扰消除解码顺序。在解码顺序固定的情况下，我们对剩余变量进行解耦，并通过推导全局最优功率分配解，在给定PA辐射系数下最大化和速率。最后，我们推导PA辐射系数的下界。该下界可避免退化资源分配，同时在服务质量约束下保持和速率最大化。

A. 问题重构

为简洁起见，本节为有线和无线链路分配相同的服务优先级。其目的是揭示所提出 T-PASS 框架的基本性能增益。因此，通过设置 $w_0=w_k=1$，式（12）中的加权和速率最大化问题可归结为和速率最大化问题。在

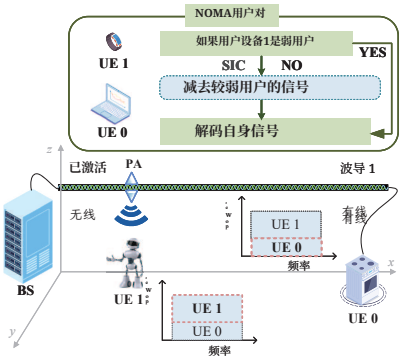


图3. 所提出的 T-PASS 框架的双用户情形设计。

这种设置下，仅通过功率放大器辐射为无线用户设备1提供服务，并且仅激活一个功率放大器。为简化记号，ψ_1 (1) 和 δ_1(1) 分别记为 ψ_1 和 δ_1。所得优化问题表示如下：

$$\max_{\psi_1,p_{1,1},p_{1,0},\delta_1,\Omega_1(\cdot)} R_{1,0}+R_{1,1} \tag{13a}$$

$$\text{s.t. } R_{1,1}\geq R_1^{\min}, R_{1,0}\geq R_0^{\min}, \tag{13b}$$

$$(12d),(12e), p_{1,1}+p_{1,0}\leq P_{\max}, \tag{13c}$$

$$\psi_1\in[0,D_x], \delta_1\in[0,1]. \tag{13d}$$

此处，分配给无线用户设备1和用户设备0的发射功率分别表示为 $p_{1,1}$ 和 $p_{1,0}$ 。

B. 算法设计

(13) 中的变量紧密耦合。因此，我们分阶段进行。首先，在将其余变量视为固定值的情况下，确定功率放大器位置和串行干扰消除解码顺序。然后，根据这些结构性结果优化其余变量。

1) 功率放大器位置优化：给定 $N=1$，功率放大器位置仅影响无线链路。根据 (3)，无线用户设备1的有效信道功率增益定义为 A_1 ,$|h_{1,1}|^2$，可写为：

$$\begin{aligned} A_1 &= |h_{\mathrm{o}}(\mathbf{u}_1,\boldsymbol{\psi}_1)|^2|h_{\mathrm{i}}(\boldsymbol{\psi}_1,\boldsymbol{\psi}_0)|^2\delta_1 \\ &= \frac{\eta\delta_1 \mathrm{e}^{-2\alpha(\psi_1-\psi_0)}}{(\psi_1-u_1^x)^2+c_y} = \frac{\eta\delta_1}{D_{\mathrm{v}}^2}\mathrm{e}^{-2\alpha D_{\mathrm{i}}}, \end{aligned} \tag{14}$$

其中，α，$\kappa_{\ln 10 20}$，c_y，$(u_1^y)^2+d^2$，$\boldsymbol{\psi}_1=[\psi_1,0,d]^{\mathsf{T}}$表示功率放大器位置，$D_{\mathrm{v}}$，$\|\mathbf{u}_1-\boldsymbol{\psi}_1\|=\sqrt{(\psi_1-u_1^x)^2+c_y}$表示用户设备1与功率放大器之间的距离，$D_{\mathrm{i}}$，$\psi_1-\psi_0$表示馈电点沿波导至功率放大器的距离。参见第II-D3节，在任一串行干扰消除顺序下，用户设备1的可达速率均随 A_1 单调递增。因此，和速率最大化倾向于选择使 A_1 最大的功率放大器位置。此设计与串行干扰消除顺序和功率分配无关。

最大化 A_1 会在降低自由空间路径损耗（这有利于将 PA 放置在靠近用户设备1的位置）与降低波导内衰减（这有利于将 PA 放置在靠近馈电点的位置）之间形成权衡。当用户设备1位于服务区域边界附近时，这种权衡尤为明显。因此，最优 PA 位置由以下公式确定：

$$\psi_1^\star \triangleq \arg\max_{\psi_1\in[0,D_x]} A_1. \tag{15}$$

该解由 [42, 引理 1] 以闭式形式给出如下：

$$\psi_1^\star = \begin{cases} \psi_0 & c_y \geq \frac{1-(2\alpha\hat{u}_1^x-1)^2}{4\alpha^2} \\ u_1^x+\frac{-1+\sqrt{1-4\alpha^2c_y}}{2\alpha} & \text{Else} \end{cases}. \tag{16}$$

其中$\hat{u}_1^x$, $u_1^x-\psi_0$。现有结果表明，在典型的PASS配置下，$\psi_1^\star$ 满足 [42], [43]

$$\psi_1^\star \approx u_1^x, \tag{17}$$

这表明，最优PA位置几乎与用户设备1在波导上的投影对齐。

2）串行干扰消除顺序优化：为确定解码顺序，我们比较两个用户的有效信道功率增益。根据（16）和（17），PA被放置在靠近无线用户设备的位置，以减小自由空间路径损耗。当用户设备恰好位于波导正下方，即 $u_1^y=0$，且PA与用户设备在波导上的投影对齐，即 $\psi_1=u_1^x$时，无线信道增益达到最大值。任何横向位移都会增加传播距离并降低信道增益。在这种最佳几何位置下，PA与用户设备1之间的最小距离等于波导高度d，且无线信道功率增益满足

$$A_1=\frac{\eta\delta_1}{d^2}\mathrm{e}^{-2\alpha D_{\mathrm{i}}}. \tag{18}$$

接下来，将有线链路的信道功率增益定义为 A_0 ,$|h_{1,\ 0}|^2$。在 $N=1$ 条件下，终端接收到剩余导波信号，由 (7) 可得

$$A_0=\kappa_{\mathrm{c}}^2|h_{\mathrm{i}}(\mathbf{u}_0,\boldsymbol{\psi}_0)|^2(1-\delta_1)=\kappa_{\mathrm{c}}^2(1-\delta_1)\mathrm{e}^{-2\alpha D_x}. \tag{19}$$

为进行保守比较，我们通过设置 $D_{\mathrm{i}}=0$ 来取无线增益的上界，得到 $A_1^\star$, $\frac{\eta\delta_1}{d^2}\geq A_1$。因此，增益比满足

$$\frac{A_1^\star}{A_0}=\frac{\delta_1}{1-\delta_1}\left(\frac{\lambda}{d}\right)^2\frac{\mathrm{e}^{2\alpha D_x}}{16\pi^2\kappa_{\mathrm{c}}^2}. \tag{20}$$

定义 G_{ins}，$\left(\frac{\lambda}{d}\right)^2\mathrm{e}^{\frac{2\alpha D_x}{16\pi^2\kappa_{\mathrm{c}}^2}}$ 较为方便，它与 δ_1 无关。根据现有测试和测量结果，阻抗匹配的波导至接收器耦合器会引入耦合与插入损耗，其特征为$\kappa_{\mathrm{c}}\in[0.5,0.9]$ [44], [45]。所研究的 PASS 工作于厘米波或毫米波频段，在具有代表性的几何结构下，$\frac{\lambda}{d}$ 项通常在线性尺度上处于 10^{-3}–10^{-2} 范围内。典型部署长度满足 $D_x\in[10,100]$ m。对于具有代表性的介质波导，文献 [11], [42], [43], 报告了 $\alpha=0.0092\,\mathrm{m}^{-1}$，由此得到 $\mathrm{e}^{2\alpha D_x}\in[1.2,6.3]$。因此，要确保 $\frac{A_1^\star}{A_0}\geq 1$，必须满足 $\delta_1\geq 1-10^{-6}$。这些数值表明，除非 δ_1 极其接近 1，否则无线链路的强度仍显著弱于导波有线链路。

注 1. 上述比较采用了无线增益的最佳情况上界。即便在这种有利的几何条件下，在典型 PASS 参数下，有线链路所实现的信道增益仍远大于无线链路。

注释 2. 辐射系数 δ_1 由电磁

功率放大器与波导之间的耦合决定。它取决于相互作用（耦合）长度和器件几何结构。这种依赖关系易受制造公差和环境变化的影响，例如温度。因此，δ_1无法在 (0, 1) 范围内以任意高的精度进行调节。要逆转导波链路优势所需的极端状态，例如 $\delta_1 \geq 1-10^{-6}$，实际上无法控制。

这些观察表明，在典型的PASS配置下，用户设备0应被视为NOMA用户对中的强用户，并应执行串行干扰消除。该结论源于 A_1的上界，因此适用于服务区域内的所有无线用户设备位置。因此，解码顺序固定如下：

$$\Omega_1(1)=1, \quad \Omega_1(0)=2. \tag{21}$$

接下来，我们考虑平均情形，其中无线用户设备在服务区域内均匀分布，这意味着 D_{i} 在 $[0, D_x]$上均匀分布。无线用户设备的平均信道功率增益由下式给出

$$\begin{aligned}\hat{A}_1 &\triangleq \frac{1}{D_x}\int_0^{D_x} \delta_1 \mathrm{e}^{-2\alpha D_{\mathrm{i}}}|h_{1,1}|^2 \mathrm{d}D_{\mathrm{i}} \\ &= \frac{\delta_1\eta}{D_x}\int_0^{D_x}\frac{\mathrm{e}^{-2\alpha D_{\mathrm{i}}}}{d^2}\mathrm{d}D_{\mathrm{i}} = \frac{\delta_1\eta}{d^2}\frac{1-\mathrm{e}^{-2\alpha D_x}}{2\alpha D_x}.\end{aligned} \tag{22}$$

由此可得

$$\frac{\hat{A}_1}{A_0} = \frac{\delta_1}{1-\delta_1}\left(\frac{\lambda}{d}\right)^2 \frac{1}{16\pi^2\kappa_{\mathrm{c}}^2}\frac{\mathrm{e}^{2\alpha D_x}-1}{2\alpha D_x}. \tag{23}$$

该表达式得出与(20)相同的结论。在典型的PASS 参数下，若要求无线链路平均超过导波有线链路，则 δ_1 必须被驱动到一个难以控制的极端工作点。因此，在最佳情形和平均情形信道条件下，用户设备0始终是强用户，串行干扰消除顺序可据此固定。

3) 功率分配的优化：在串行干扰消除顺序按(21)固定的情况下，用户设备0为强用户并执行串行干扰消除。用户设备0和用户设备1的可达速率为

$$R_{1,0} = \log_2\left(1+\frac{A_0\beta_1 P_{\max}}{\sigma^2}\right), \tag{24a}$$

$$R_{1,1} = \log_2\left(1+\frac{A_1(1-\beta_1)P_{\max}}{A_1\beta_1 P_{\max}+\sigma^2}\right), \tag{24b}$$

其中 β_1，$p_{1,0}/P_{\max}$ 表示用户设备0的功率分配系数，而 $p_{1,1} = (1-\beta_1)P_{\max}$。由于用户设备1是弱用户，功率域非正交多址要求 $p_{1,1} \geq p_{1,0}$，这等价于 $\beta \in (0, 0.5]$。给定 δ_1，功率分配问题可表示为

$$\max_{\beta_1} \; R_{1,0}+R_{1,1} \tag{25a}$$

$$\text{s.t. } R_{1,1} \geq R_1^{\min}, R_{1,0} \geq R_0^{\min}, \beta_1 \in (0, 0.5]. \tag{25b}$$

服务质量约束对 β_1 施加了界限。有线用户约束 $R_{1,0} \geq R_0^{\min}$ 给出

$$\beta_1 \geq \beta_1^{\min}(\delta_1) \triangleq \frac{(2^{R_0^{\min}}-1)\sigma^2}{A_0 P_{\max}}. \tag{26}$$

无线用户约束$R_{1,1} \geq R_1^{\min}$得到

$$\beta_1 \leq \beta_1^{\max}(\delta_1) \triangleq \frac{A_1 P_{\max}-(2^{R_1^{\min}}-1)\sigma^2}{A_1 P_{\max} 2^{R_1^{\min}}}. \tag{27}$$

因此，β_1 的可行集由下式给出

$$\beta_1 \in \left[\beta_1^{\min}(\delta_1), \min\{\beta_1^{\max}(\delta_1), 0.5\}\right]. \tag{28}$$

接下来，定义 z，$\frac{A_1 P_{\max}}{\sigma^2}$和 m，$\frac{A_0 P_{\max}}{\sigma^2}$。相应的信干噪比/信噪比项为 $\gamma_{1,1}(\beta_1) = z(1-\beta_1)/(z\beta_1+1)$ 和 $\gamma_{1,0}(\beta_1) = m\beta_1$。和速率可写为 $R_{1,0}+R_{1,1} = \log_2\left(\frac{z+1}{z\beta_1+1}(1+m\beta_1)\right)$。由于 $\log_2(\cdot)$ 严格递增，最大化和速率等价于最大化 $f(\beta_1) \triangleq \frac{z+1}{z\beta_1+1}(1+m\beta_1)$。其导数为 $f'(\beta_1) = (z+1)(m-z)/(z\beta_1+1)^2$。在 NOMA相关条件 $A_0 \geq A_1$（等价于$m \geq z$）下，$f(\beta_1)$ 随 β_1 单调不减，且当 $A_0 > A_1$ 时严格递增。因此，最优解在可行的最大 β_1 处取得，从而得到

$$\beta_1^\star(\delta_1) = \min\{\beta_1^{\max}(\delta_1), 0.5\}. \tag{29}$$

可行性要求 $\beta_1^\star(\delta_1) \geq \beta_1^{\min}(\delta_1)$。由此得到的最优功率分配为

$$p_{1,0}^\star = \beta_1^\star(\delta_1)P_{\max}, \; p_{1,1}^\star = (1-\beta_1^\star(\delta_1))P_{\max}. \tag{30}$$

4) 功率放大器辐射的优化：本小节考察功率放大器辐射系数 δ_1 如何影响可行功率分配区间以及由此产生的和速率。根据式 (28)，服务质量约束给出 $\beta_1^{\min}(\delta_1) \leq \beta_1 \leq \beta_1^{\max}(\delta_1)$，其中两个界限都通过 A_0 和 A_1 依赖于 δ_1。利用链式法则，可得 $\mathrm{d}\beta_1^{\max}(\delta_1)/\mathrm{d}\delta_1 = (\mathrm{d}\beta_1^{\max}/\mathrm{d}A_1)(\mathrm{d}A_1/\mathrm{d}\delta_1) = (2^{R_1^{\min}}-1)\sigma^2 D^{2\alpha D_{\mathrm{i}}}/(2^{R_1^{\min}}\delta_1^2 P_{\max}) > 0$ ve 和 $\mathrm{d}\beta_1^{\min}(\delta_1)/\mathrm{d}\delta_1 = (\mathrm{d}\beta_1^{\min}/\mathrm{d}A_0)(\mathrm{d}A_0/\mathrm{d}\delta_1) = (2^{R_0^{\min}}-1)\sigma^2 - 2\alpha D_x \mathrm{e}(\cdot)^2 P_{\max}/(\kappa^2(1-\delta_1)) > 0$；其严格为正是因为在所采用的耦合模型下，$A_1$ 随 δ_1 增大而增大，并随 δ_1 增大而减小。

注3。$\beta_1^{\min}(\delta_1)$和 $\beta_1^{\max}(\delta_1)$均随 δ_1增大。因此，增大 δ_1 会使 β_1 的可行区间向更大的值移动。此外，δ_1 控制辐射无线链路与剩余引导链路的相对强度。该效应会改变可达速率，并通过服务质量约束和SIC可行性条件改变可行域。

给定(16)中的最优PA位置、(21)中的串行干扰消除顺序以及(29)中的最优功率分配 $\beta_1^\star(\delta_1)$，剩余的设计变量为 δ_1。由此得到的一维优化为

$$\max_{\delta_1} \; R_{1,0}+R_{1,1} = \log_2\left(\frac{(z+1)(1+m\beta_1^\star(\delta_1))}{z\beta_1^\star(\delta_1)+1}\right) \tag{31a}$$

$$\text{s.t. } \delta_1 \in (0,1), \tag{31b}$$

$$\log_2(1+\gamma_{1,1}) \leq \log_2(1+\gamma_{1,0\to 1}). \tag{31c}$$

在所选顺序下，SIC可行性(31c)要求用户设备0始终为强用户，这由$A_1 \leq A_0$保证。利用(18)和(19)，该条件变为

$$\frac{\eta\delta_1}{D_{\mathrm{v}}^2}\mathrm{e}^{-2\alpha D_{\mathrm{i}}} \leq \kappa_{\mathrm{c}}^2(1-\delta_1)\mathrm{e}^{-2\alpha D_x}, \tag{32}$$

由此得到关于 δ_1 的以下上界：

$$\frac{1}{\delta_1}-1 \geq \frac{\eta\mathrm{e}^{-2\alpha D_{\mathrm{i}}}}{D_{\mathrm{v}}^2\kappa_{\mathrm{c}}^2\mathrm{e}^{-2\alpha D_x}} \Leftrightarrow \delta_1 \leq \frac{1}{1+\frac{\eta\mathrm{e}^{-2\alpha D_{\mathrm{i}}}}{D_{\mathrm{v}}^2\kappa_{\mathrm{c}}^2\mathrm{e}^{-2\alpha D_x}}} \triangleq \delta_1^\diamond. \tag{33}$$

有了这个上界，辐射设计可简化为以下形式：

$$\max_{\delta_1\in(0,\delta_1^{\diamond}]} f_{\delta_1}(\delta_1) \triangleq \frac{(z+1)(1+m\beta_1^{\star}(\delta_1))}{z\beta_1^{\star}(\delta_1)+1}. \tag{34}$$

该问题是在一个有界区间上的一维问题，因此可以通过低复杂度线搜索高效求解。一种简单的实现方式是将 $(0,\delta_1^{\diamond}]$ 离散为包含 Q_{δ_1} 个点的网格，在网格上计算 $f_{\delta_1}(\cdot)$，并选取最优值。设 $\mathcal{Q}_{\delta_1}$，$\left\{0,\frac{\delta_1^{\diamond}}{Q_{\delta_1}-1},\frac{2\delta_1^{\diamond}}{Q_{\delta_1}-1},\ldots,\delta_1^{\diamond}\right\}$。问题 (34) 的一个近似最优解为

$$\delta_1^{\star} \triangleq \arg\max_{x\in\mathcal{Q}_{\delta_1}} f_{\delta_1}(x). \tag{35}$$

双用户情形下联合优化 PA 位置、PA辐射系数和功率分配的整体流程总结于算法1。

IV. 多用户情形

A. 问题重构与协议设计

现在考虑包含 K 个无线用户设备的多用户场景。根据备注1和2，在典型的 PASS配置下，服务区域内有线用户设备的信道功率增益远高于无线用户设备。因此，我们将用户设备0视为每个 H-NOMA时隙中的强用户，并将时隙 $k\in[K]$ 中的串行干扰消除解码顺序固定如下：

$$\Omega_k(k)=1,\quad \Omega_k(0)=2. \tag{36}$$

按照此顺序，无线用户设备 k 和用户设备0在时隙 k 中的可达速率为

$$R_{k,k}=\log_2\left(1+\frac{|h_{k,k}|^2P_{\max}(1-\beta_k)}{|h_{k,k}|^2P_{\max}\beta_k+\sigma^2}\right), \tag{37a}$$

$$R_{k,0}=\log_2\left(1+\frac{|h_{k,0}|^2\beta_kP_{\max}}{\sigma^2}\right), \tag{37b}$$

其中，β_k，$\frac{p_{k,0}}{P_{\max}}$ 表示分配给用户设备0在时隙 k中的功率分配系数。随后，式（12）中的加权和速率最大化问题可改写如下：

$$\max_{\psi_n(\cdot),\delta_n(\cdot),\beta_k}\sum_{k=1}^{K}\tau_k(w_0R_{k,0}+w_kR_{k,k}) \tag{38a}$$

$$\text{s.t. } \tau_kR_{k,k}\ge R_1^{\min},k\in[K], \tag{38b}$$

$$\sum_{k=1}^{K}\tau_kR_{k,0}\ge R_0^{\min}, \tag{38c}$$

$$|h_{k,0}|^2\ge|h_{k,k}|^2,k\in[K], \tag{38d}$$

$$\beta_k\in(0,0.5],k\in[K], \tag{38e}$$

$$\sum_{k=1}^{K}\tau_k=1,0\le\tau_k\le1,k\in[K], \tag{38f}$$

$$\psi_n(k)\in[0,D_x],k\in[K],n\in[N], \tag{38g}$$

$$|\psi_n(k)-\psi_{n'}(k)|\ge\Delta_{\min},n\ne n', \tag{38h}$$

$$\delta_n(k)\in[0,1],k\in[K],n\in[N], \tag{38i}$$

其中，式（38d）用于约束与固定串行干扰消除顺序相关的强用户条件。

T-PASS 的性能取决于功率放大器辐射系数和沿波导设置的 PA 位置是否可重新配置。因此，我们考虑了四种反映不同硬件能力的运行协议。这些协议的区别在于，PA位置 $\{\psi_n(k)\}$ 和辐射系数 $\{\delta_n(k)\}$ 是否在 K 个时分多址时隙之间共享。

算法 1 双用户情形下 T-PASS 的最优 PA位置、辐射和功率分配

双用户情形下 T-PASS 的分配

输入：$P_{\max},\sigma^2,R_0^{\min},R_1^{\min},\alpha,D_x$

输出：$\psi_1^{\star},p_{1,0}^{\star},p_{1,1}^{\star},\delta_1^{\star}$

1：根据式（16）优化PA位置

2：根据式（35）优化PA辐射系数

3：根据式（30）优化功率分配

固定辐射固定位置（FR-FP）在所有时隙中使用相同的 PA 位置和相同的辐射系数。固定辐射自适应位置（FR-AP）在所有时隙中使用相同的辐射系数，同时针对每个时隙优化 PA 位置。自适应辐射固定位置（AR-FP）在所有时隙中使用相同的 PA 位置，同时针对每个时隙优化辐射系数。自适应辐射自适应位置（AR-AP）则在每个时隙中同时优化 PA 位置和辐射系数。这些协议代表了为每个时隙中的被调度无线用户设备配置可捏合天线时所具有的不同灵活程度。

B. 算法设计

1) FR-FP：在 FR-FP 模型下，所有时分多址时隙中的功率放大器辐射系数和功率放大器位置均相同。因此，系统为所有无线用户设备采用单一的静态功率放大器配置。优化的只有每个时隙的功率分配和时分因子。FR-FP 的硬件复杂度最低，但在针对不同用户调整有效信道方面的灵活性也最差。令 $\mathcal{C}_{\mathrm{FRFP}}$表示 FR-FP 下可行的功率放大器配置集合，其定义如下：

$$\mathcal{C}_{\mathrm{FRFP}}\triangleq\left\{(\{\psi_n(k)\},\{\delta_n(k)\})\middle|\begin{matrix}\psi_n(k)=\bar{\psi}_n,\forall n,k,\\ \delta_n(k)=\bar{\delta}_n,\forall n,k\end{matrix}\right\}, \tag{39}$$

其中，$\bar{\psi}_n$ 和 $\bar{\delta}_n$ 分别表示时隙间不变的功率放大器位置和辐射系数。

对于固定的功率放大器配置（$\{\bar{\psi}_n\}$，$\{\bar{\delta}_n\}$），功率分配系数 β_k 控制时隙 k中的速率权衡。有线速率 $R_{k,0}(\beta_k)$随 β_k 在可行区间内增大，而无线速率 $R_{k,k}(\beta_k)$ 则随 β_k减小。服务质量约束和非正交多址接入功率排序共同确定了如下形式的可行区间：

$$\beta_k\in[\beta_k^{\min},\min\{0.5,\beta_k^{\max}\}], \tag{40}$$

其中，$\beta_k^{\min}$由有线用户服务质量约束引起，$\beta_k^{\max}$由无线用户服务质量约束引起。

$\beta_k^{\max}$ 和可表示为 $\frac{1}{2^{R_1^{\min}}}\left(1-\frac{2^{R_1^{\min}}-1}{P_{\max}|h_{k,k}|^2}\sigma^2\right)$ 以及 $\beta_k^{\min}=\frac{2^{R_0^{\min}}-1}{P_{\max}|h_{k,0}|^2}\sigma^2$。由于在串行干扰消除顺序固定的情况下，通过将 β_k 推至可行范围内的最大值，可使时隙效用$w_0R_{k,0}+w_kR_{k,k}$ 最大化，因此最优系数为：

$$\beta_k^{\star}=\min\{0.5,\beta_k^{\max}\}. \tag{41}$$

相应的最优功率分配为

$$p_{k,0}^{\star}=\beta_k^{\star}P_{\max},\quad p_{k,k}^{\star}=\left(1-\beta_k^{\star}\right)P_{\max},\quad k\in[K]. \tag{42}$$

当 $\{\beta_k^{\star}\}$ 固定且 $(\{\bar{\psi}_n\},\{\bar{\delta}_n\})$ 固定时，每时隙的加权和速率为常数。剩余的优

化问题是关于时分因子 $\{\tau_k\}$ 的线性规划。因此，定义满足每个时隙无线服务质量所需的最小时间份额 $k \in [K]$ 为 $\tau_k^{\min}$，$\frac{R_1^{\min}}{R_{k,k}}, (\beta_k^\star)$。可行性要求 $\sum_{k=1}^K \tau_{\min k} \leq 1$ 且 $\sum_{k=1}^K \tau_{\min}$ $_k$ $R_{k,0}(\beta_k^\star)$ $\overline{\geq R_0^{\min}}$。最优时间分配将剩余时间预算分配给能够获得最大加权和速率的时隙。具体而言，令 $k^\star$ ，arg max $_{k\in[K]}$ $w_k R_{k,1}$ $\beta_k^\star$ $+ w_0 R_{k,0}$ $\beta_k^\star$ $\Delta\tau$ $1-($, $($), $\sum_{k=1}^K \tau_k^{\min} \geq 0$ ( )) 和 ,。则最优时分因子形式如下:

$$\tau_k^\star = \begin{cases} \tau_k^{\min} + \Delta\tau, & k = k^\star, \\ \tau_k^{\min}, & k \neq k^\star. \end{cases} \tag{43}$$

上述讨论表明，对于任意给定的 ¯ ¯$(\{\psi_n\}, \{\delta_n\})$，最优功率分配和时隙分配均可通过闭式解计算。将(42)中的最优功率分配和(43)中的最优时隙分配因子代入(38a)中的加权和速率目标函数后，加权和速率最大化问题可转化为优化PA位置$\bar{\boldsymbol{\psi}}$，$[\bar{\psi}_1, \ldots, \bar{\psi}_N]^\mathsf{T}$和PA辐射系数 $\bar{\boldsymbol{\delta}}$，$[\bar{\delta}_1, \ldots, \bar{\delta}_N]^\mathsf{T}$，如下所示:

$$\max_{\bar{\boldsymbol{\psi}}, \bar{\boldsymbol{\delta}}} \ f_{\mathrm{FRFP}}(\bar{\boldsymbol{\psi}}, \bar{\boldsymbol{\delta}}) \tag{44a}$$

$$\text{s.t. } |h_{k,0}|^2 \geq |h_{k,k}|^2, k \in [K], \tag{44b}$$

$$\bar{\psi}_n \in [0, D_x], n \in [N], \tag{44c}$$

$$|\bar{\psi}_n - \bar{\psi}_{n'}| \geq \Delta_{\min}, n \neq n', \tag{44d}$$

$$\bar{\delta}_n \in [0, 1], n \in [N], \tag{44e}$$

¯ ¯其中， $f_{\mathrm{FRFP}}(\boldsymbol{\psi}, \boldsymbol{\delta})$表示代入(42)和(43)后得到的加权和速率。

由于 $\boldsymbol{\psi}$ 与 $\boldsymbol{\delta}$之间存在紧密耦合，问题(44)是非凸的。为处理这种耦合，我们采用块坐标下降（BCD）方法，将决策变量划分为 $2N$ 个标量块 $\{\bar{\psi}_n, \bar{\delta}_N\}_{n=1}^N$。在固定其余变量的情况下，交替更新每个变量块，并持续迭代直至收敛。更新 ψ_n 或 δ_n时，我们分别在对应区间 $[0, D_x]$ 或 $[0, 1]$,内进行一维搜索。对候选点进行筛选，使其满足(44b)中的串行干扰消除可行性约束以及(44d)中的最小PA间距约束。由此得到一种高效的逐元素BCD实现，其每次迭代复杂度较低。

2) FR-AP：在FR-AP协议下，各时隙共用相同的PA辐射系数，而PA位置则根据每个时隙中被调度的无线用户设备进行调整。该协议在固定辐射模式下利用几何可重构性。令 $\mathcal{C}_{\mathrm{FRAP}}$ 表示FR-AP下可行PA配置的集合，其定义如下:

$$\mathcal{C}_{\mathrm{FRAP}} \triangleq \left\{ (\{\psi_n(k)\}, \{\delta_n(k)\}) \,\middle|\, \begin{matrix} \bar{\boldsymbol{\psi}}(k) \in \mathcal{F}_\psi, \forall k, \\ \delta_n(k) = \bar{\delta}_n, \forall n, k \end{matrix} \right\}, \tag{45}$$

其中， $\bar{\boldsymbol{\psi}}(k)$ $[\psi_1(k) \ldots, \psi_N(k)]^\mathsf{T}$ 表示时隙 k中使用的PA位置。可行PA位置集合 $\mathcal{F}_\psi$ 定义如下:

$$\mathcal{F}_\psi \triangleq \left\{ [\psi_1, \ldots, \psi_N]^\mathsf{T} \,\middle|\, \begin{matrix} \psi_n \in [0, D_x], n \in [N], \\ |\psi_n - \psi_{n'}| \geq \Delta_{\min}, n \neq n' \end{matrix} \right\}. \tag{46}$$

对于固定的 $\bar{\boldsymbol{\delta}} = [\bar{\delta}_1, \ldots, \bar{\delta}_N]^\mathsf{T}$，WSR 通过被调度无线用户设备的有效信道增益取决于 $\{\bar{\boldsymbol{\psi}}(k)\}$

。因此，可以在 $\mathcal{F}_\psi$ 的几何约束下设计每个时隙中的PA位置，以增强被调度无线用户设备的辐射链路。可以使用我们在先前工作 [13] 中提出的 PA位置细化¯方法，逐时隙进行这种 PA位置设计。令 $\boldsymbol{\psi}^\star(k)$ 表示时隙 k 中得到的 PA位置解。

¯确定 $\{\boldsymbol{\psi}^\star(k)\}$ 后，其余变量的结构与FR-FP相同。每时隙的功率分配系数由式（42）得到，最优时间共享因子则由式（43）给出。如有需要，还可以通过逐元素块坐标下降程序进一步优化共用的辐射¯系数 $\boldsymbol{\delta}$ ；该程序采用FR-FP设计中相同的一维辐射更新，同时保持各时隙的PA位置固定。

3) AR-FP：在AR-FP协议下，PA位置在所有时分多址时隙之间共享，而PA辐射系数则根据每个时隙中被调度无线用户设备的不同进行调整。该协议保持机械配置不变，仅利用辐射可重构性。令 $\mathcal{C}_{\mathrm{ARFP}}$表示AR-FP下的可行PA配置集合，其定义如下:

$$\mathcal{C}_{\mathrm{ARFP}} \triangleq \left\{ (\{\psi_n(k)\}, \{\delta_n(k)\}) \,\middle|\, \begin{matrix} \psi_n(k) = \bar{\psi}_n, \forall n, k, \\ \bar{\boldsymbol{\delta}}(k) \in \mathcal{F}_\delta, \forall k \end{matrix} \right\}, \tag{47}$$

其中， $\bar{\boldsymbol{\delta}}(k)$ $[\delta_1(k)$ ....., $\delta_N(k)]^\mathsf{T}$ 汇集了时隙 k中使用的辐射系数。可行辐射集合表示为 $\mathcal{F}_\delta$ $\{[\delta_1, \ldots, \delta_N]^\mathsf{T} | \delta_n \in [0, 1], n \in [N]\}$。

将式（42）中的最优功率分配和式（43）中的最优时分因子代入式（38a）中的加权和速率后，加权和速率最大化问题可归结为优化时隙无关的PA¯ ¯位置 $\boldsymbol{\psi}$ 以及逐时隙辐射向量 $\{\boldsymbol{\delta}(k)\}$，具体如下:

$$\max_{\bar{\boldsymbol{\psi}}, \bar{\boldsymbol{\delta}}(k)} \ f_{\mathrm{ARFP}}(\bar{\boldsymbol{\psi}}, \{\bar{\boldsymbol{\delta}}(k)\}) \tag{48a}$$

$$\text{s.t. } (44b), (44c), (44d), \bar{\boldsymbol{\delta}}(k) \in \mathcal{F}_\delta, \forall k, \tag{48b}$$

¯ ¯其中， $f_{\mathrm{ARFP}}(\boldsymbol{\psi}, \{\boldsymbol{\delta}(k)\})$表示代入（42）和（43）后得到的加权和速率。变量 $\boldsymbol{\psi}$ 和 $\{\boldsymbol{\delta}(k)\}$ 通过有效信道增益相互耦合。因此，我们采用块坐标下降程序，将决策变量 ¯ ¯ ¯划分为 $1+K$ 个块，即 $\{\boldsymbol{\psi}, \boldsymbol{\delta}(1) \ldots, \boldsymbol{\delta}(K)\}$。每次固定其余块并交替更新一个块，¯迭代持续进行直至收敛。更新 $\boldsymbol{\psi}$时，我们针对每个 ψ_n，在 $[0, D_x]$¯ ¯上进行逐元素一维搜索。更新 $\boldsymbol{\delta}(k)$时，我们针对每个 $\delta_n(k)$，在 $[0, 1]$ 上进行逐元素一维搜索。在这两种更新中，都会筛除候选点，以满足（44b）中的强用户条件以及（44d）中的最小PA间距约束。由此得到一种高效的逐元素块坐标下降实现，且每次迭代复杂度较低。

4) AR-AP：在 AR-AP 协议下，每个 TDMA 时隙都会重新配置功率放大器的位置和 PA辐射系数。该协议具有最高的灵活性，通常能提供最佳性能，但代价是实现复杂度较高。令 $\mathcal{C}_{\mathrm{ARAP}}$ 表示 AR-AP 下的可行PA配置集合，其定义如下:

定义如下：

$$\mathcal{C}_{\mathrm{ARAP}}=\left\{(\{\psi_n(k)\},\{\delta_n(k)\})\,\middle|\,\begin{matrix}\bar{\boldsymbol{\psi}}(k)\in\mathcal{F}_\psi,\forall k,\\ \bar{\boldsymbol{\delta}}(k)\in\mathcal{F}_\delta,\forall k\end{matrix}\right\}. \quad (49)$$

在每个时隙 k 中，在 $\mathcal{F}_\psi$ 的几何约束下选择 PA位置，以增强被调度无线用户设备的辐射链路。此逐时隙 PA位置设计采用 [13] 中的 PA位置优化方法获得。在确定逐时隙 PA位置后，并代入式 (42) 中的闭式功率分配和式 (43) 中的最优时间共享因子，剩余优化问题可简化为¯选择辐射向量 $\{\boldsymbol{\delta}(k)\}$，其表述如下：

$$\max_{\bar{\boldsymbol{\delta}}(k)} f_{\mathrm{ARAP}}(\{\bar{\boldsymbol{\delta}}(k)\}) \quad (50a)$$

$$\text{s.t. } |h_{k,0}|^2\geq|h_{k,k}|^2, k\in[K], \quad (50b)$$

$$\delta_n(k)\in[0,1], n\in[N], k\in[K], \quad (50c)$$

¯ ¯其中， $f_{\mathrm{ARAP}}(\boldsymbol{\psi},\boldsymbol{\delta})$ 表示代入式 (42) 和 (43)，并应用 [13] 中的 PA位置优化后得到的加权和速率。

由于辐射系数同时影响无线有效增益和剩余波导增益，问题 (50) 仍为非凸问题。我们采用块坐标下降程序，将决策变量划分为¯ ¯个 K 块，即 $\{\boldsymbol{\delta}(1)\ldots,\boldsymbol{\delta}(K)\}$。在固定其余块的情况下，交替更新每个块。在每次块更新中，对每个 $\delta_n(k)$，针对 $[0,1]$ 执行逐元素一维搜索，并舍弃不可行的候选点，以满足式 (50b) 中的串行干扰消除可行性条件。

V. 数值结果

我们通过数值仿真评估所提出的混合非正交多址接入 T-PASS 框架。除非另有说明，载波频率设为 $f_c=28$ GHz。波导内的平均衰减因子为 $\kappa=0.08$ dB/m（等效于 $\alpha=0.0092$ m^{-1}），波导的有效折射率设为 $n_{\mathrm{eff}}=1.4$，阻抗匹配波导至接收器耦合器的因子设为 $\kappa_{\mathrm{c}}=0.84$。系统带宽为 180 MHz，最大发射功率为 $P_{\max}=20$ dBm，噪声功率为 $\sigma^2=-90$ dBm。考虑边长为 $100\times100\,\mathrm{m}^2$ 的方形服务区域，波导长度为 $D_x=100$ m。沿 x 轴在高度 $d=3$ m 处部署一根介质波导，馈电点位于 $[0,0,3]$ m 处。一台有线用户设备连接在波导终端处，其位置为 $\mathbf{u}_0=[100,0,3]$ m。 K台无线用户设备独立且均匀地分布在服务区域内，其中 $u_k^x\in[0,100]$ m， $u_k^y\in[-50,50]$ m。

对于双用户情形，启用一个可捏合天线，即 $N=1$。对于多用户情形，波导配备 $N=8$ 个可捏合天线。可捏合天线的初始位置均匀间隔分布，并可在 $[0,100]$ m 范围内滑动。本文采用的一维搜索中，用于离散化相应区间的采样点数设为 10^4。有线和无线用户设备的最小速率要求均设为 $R_0^{\min}=R_1^{\min}=1$ bit/s/Hz。除非另有说明，所有曲线均通过对 10^3 个独立实现进行蒙特卡洛平均得到。在每次实现中，根据所采用的信道模型生成大尺度路径损耗和小尺度衰落，并运行所提出的算法以计算所得速率和加权和速率。

A. 双用户情形

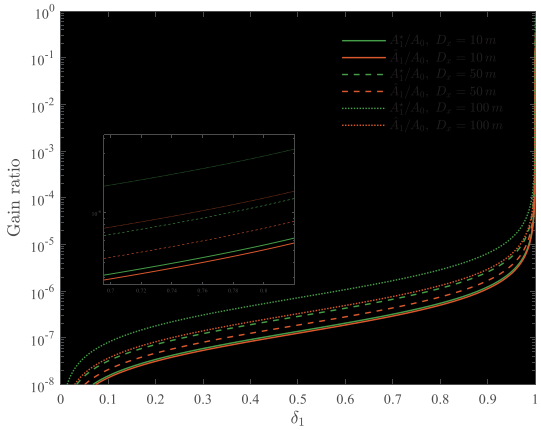


图4 。双用户情形下增益比与辐射因子 δ_1 之间的关系 况。

图4展示了不同波导长度 D_x下，式（20）和式（23）中的信道增益比随功率放大器辐射系数 δ_1 变化的情况。当 δ_1 从0增加到约0.6时，所有曲线均呈现缓慢且近似线性的增长，表明辐射无线增益仍比剩余波导增益弱几个数量级。当 δ_1 极其接近1时，曲线出现急剧上升，此时辐射分量开始占据主导地位。这一现象支持了这样的物理解释：除非几乎所有导引功率都被提取用于辐射，否则导波链路能够保持更强的有效信道。对于所考虑的所有 D_x值，$\frac{A_1^\star}{A_0}$ 始终 超过 $\frac{A_1}{A_0}$，这与理想化增益模型和平均增益模型之间的解析关系相符。此外，两个比值均随 D_x 的增加而增大。这一趋势源于指数因子 $\mathrm{e}^{2\alpha D_x}$，该因子增大了辐射分量相对于剩余导波信号的相对贡献。总体而言，结果表明，在典型设置下，有线用户设备通常比无线用户设备经历强得多的有效信道。

图5展示了波导长度 D_x 对双用户 T-PASS 性能的影响。在 $\delta=0.7$下，T-PASS 的无线用户设备速率仍不低于采用相同功率分割因子的传统 PASS 所能达到速率的约 80%；同时，有线用户设备还能贡献不可忽略的额外速率，从而提高和速率。采用优化后的$\delta^\star$时，T-PASS 基本能保持与传统 PASS 相同的无线用户设备速率，同时凭借新增的有线数据流实现更高的和速率。随着 D_x 增大， $\delta^\star$ 下的和速率先迅速上升，在约 $D_x=40$ 米处趋于饱和，随后在 D_x较大时略有下降。当 D_x 从 20 米增至 40 米时，PA 可以布置得更靠近无线用户设备，获得更有利的辐射距离，从而增强无线有效信道增益，提高无线速率和和速率。当 D_x 超过 40 米时，布置位置带来的优势变得有限，而导波信号的传播距离更长、衰减更强

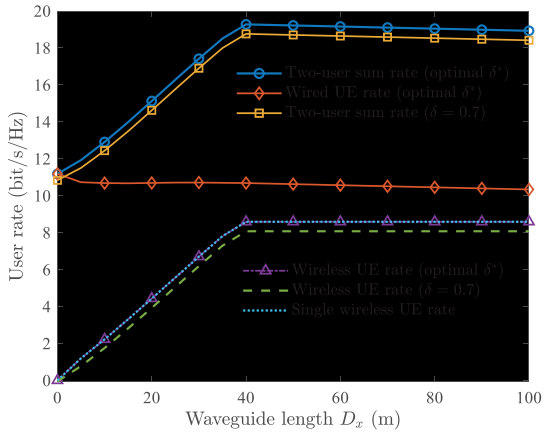


图5. 双用户情形下，不同 δ 时 T-PASS 的用户速率与波导长度 D_x 的关系。

。这种影响会降低有线链路增益，并使整体有效信道略微变差，进而导致有线用户设备速率和和速率小幅下降。在所有 D_x下，优化后的 $\delta^\star$ 所实现的和速率均高于固定 $\delta = 0.7$ 设置，同时无线用户设备速率保持相近。单无线用户基线在整个 D_x范围内都低于双用户曲线，这证实 T-PASS 能够同时支持有线和无线服务，且其和速率显著高于传统无线专用 PASS。有线用户设备速率随 D_x变化也很小，这表明即使调整 PA 位置以增强无线链路，剩余引导链路仍能稳定贡献吞吐量。

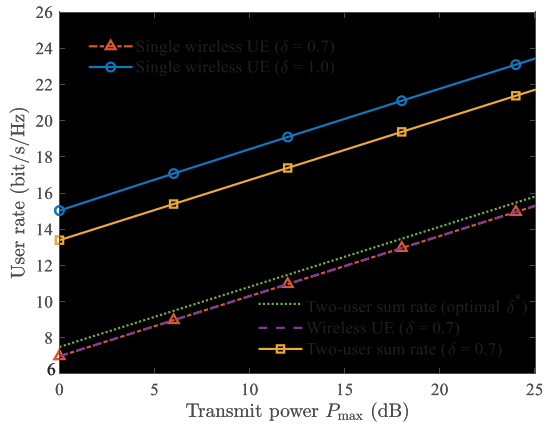


图6. 双用户情形下，不同 δ 时 T-PASS 的用户速率与发射功率 $P_{\max}$ 的关系。

图 6 展示了发射功率 $P_{\max}$ 对双用户情形下 T-PASS 性能的影响。当 $\delta = 1.0$ （所有能量均分配给有线用户设备）时，所提出的 T-PASS 仍能使无线用户设备的速率至少保持传统 PASS 的 80%，同时还能够服务额外的有线用户设备。在 $\delta = 0.7$固定的情况下，整个功率范围内，T-PASS 下的无线用户设备速率几乎与采用相同 δ 的单无线用户设备基线一致。该结果表明，尽管 T-PASS 同时服务额外的有线用户设备，但其无线性能基本与传统 PASS 相同。同时，采用 $\delta = 0.7$ 时，双用户和速率始终严格高于两个单用户设备基线，因为有线用户设备贡献了额外吞吐量，而无线用户设备的性能几乎没有明显损失。当进一步将辐射系数优化为$\delta^\star$时，和速率再次提升，并且在所有 $P_{\max}$下始终高于其他方案。因此，T-PASS 不仅保持了传统 PASS 的无线用户设备性能，还通过额外的有线数据流和优化后的 $\delta^\star$实现了显著的和速率提升。在此设置下，最优 $\delta^\star$ 相较于采用 $\delta = 0.7$的传统 PASS 可带来 51% 的和速率增益。这些结果还凸显了 δ 在 T-PASS 中的双重作用：它控制辐射无线链路与剩余导波链路之间的功率分配，并通过固定解码顺序下的服务质量和 SIC条件塑造可行的功率分配区域。

B. 多用户情形

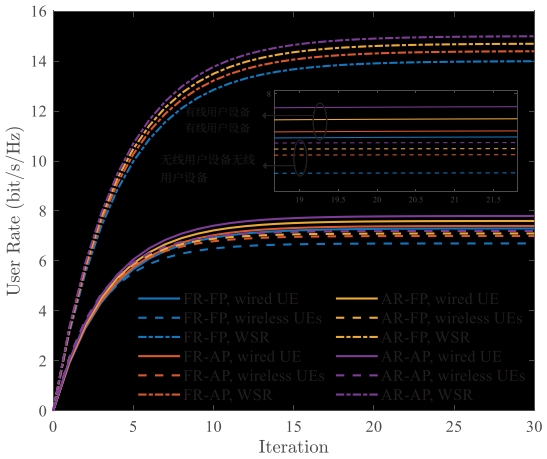


图7. 多用户情形下，所提出算法在四种协议下的收敛行为。

对于多用户情形，为实现有效的性能平衡，分别将有线用户设备和所有无线用户设备的 WSR 权重固定为 $w_0 = \frac{5}{12}$、$w_k = \frac{7}{12}$。由于有线用户设备受益于更稳定的引导信道，而无线用户设备依赖对传播条件更敏感的辐射链路，因此为无线用户设备分配稍大的权重。此外，这一设置有助于有效平衡有线和无线服务的性能 [41]。

图7展示了针对多用户情形，所提出算法在 FR-FP、FR-AP、AR-FP 和 AR-AP 四种协议下的收敛特性。在迭代过程中，所有方案均在约10次迭代内迅速趋近稳态值，而它们之间的性能差距主要取决于 PA辐射系数和 PA位置是否可自适应调整。FR-FP 将辐射系数和 PA位置都固定，因此有线和无线链路之间的功率分配以及无线用户设备的有效信道增益均无法调整，导致无线加权和速率和总加权和速率最低。FR-AP 放宽了对辐射系数的限制，同时保持 PA 位置固定。通过更好地平衡波导与辐射链路之间的能量，它

相比 FR-FP 提高了无线加权和速率与和速率。AR-FP 则在辐射系数固定的情况下优化 PA位置，从而降低无线用户设备的路径损耗，并带来相近或略高的增益。完全自适应的 AR-AP 协议联合调整辐射系数和 PA位置，因而能够利用所有可用自由度，实现最高的加权和速率，同时也略微提高了有线用户设备速率。总体而言，图7表明，使 PA辐射和 PA位置具备自适应性，能够单调提升多用户 T-PASS 的性能，从而充分利用所提出的 T-PASS框架所提供的最大自由度。

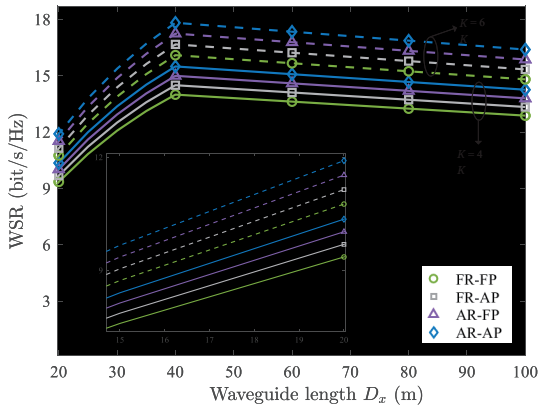


图8. 多用户情形下，不同协议和用户数量下 T-PASS 的加权和速率与波导长度 D_x 的关系。

图8绘制了不同协议和用户数量下，加权和速率与波导长度 D_x 的关系。对于 $K=4$ 和$K=6$，当 D_x 从20 m增加到约40 m时，加权和速率随之提升；当D_x进一步增大时，加权和速率趋于饱和或略有下降。初始阶段的提升源于更长波导所提供的几何灵活性，使得相对于被调度无线用户设备能够实现更优的 PA位置，并增强有效信道增益。当 D_x 超过约40 m时，位置优化带来的收益变得有限，而导波信号经历了更长的传播距离和更强的波导内衰减，从而限制了加权和速率的进一步提升。在任意固定的 D_x下，协议排序保持一致。AR-AP的加权和速率最高，其次是AR-FP和FR-AP，而FR-FP的加权和速率最低，因为其既未调整 PA位置，也未调整辐射系数。带有 $K=6$ 的曲线在所有 D_x中均高于带有$K=4$ 的曲线，这反映了通过服务更多无线用户设备并在加权和速率中累积更多速率项所带来的多用户分集增益。总体而言，这些结果表明，仅对 PA位置或辐射系数进行自适应即可获得明显增益，而联合优化两者能够带来最大的提升。

图9绘出了不同协议和用户数量下，加权和速率随发射功率 $P_{\max}$ 的变化情况。对于 $K=4$ 和$K=6$，所有曲线均随 $P_{\max}$近似线性增长，这与更高发射功率下预期的信干噪比提升相符。在任意给定的 $P_{\max}$下，整个功率范围内的协议排序保持不变，这表明PA自适应的优势在不同信噪比

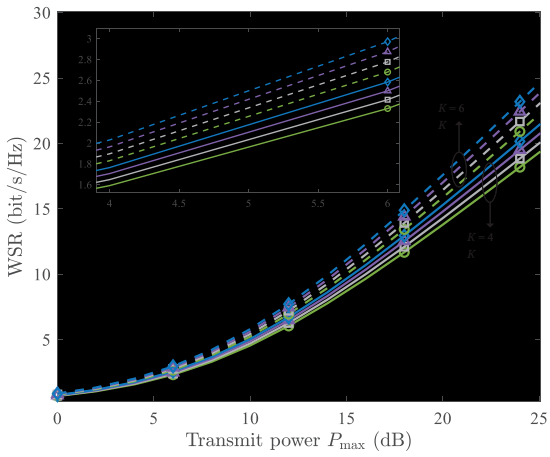


图9. 多用户情形下，不同协议和用户数量时，T-PASS的加权和速率随发射功率 $P_{\max}$ 的变化。图例与图8相同。

区间内均具有稳健性。FR-FP再次取得最低的加权和速率。在FR-AP或AR-FP中允许一个自由度进行自适应调整，可带来明显提升；而AR-AP通过同时调整PA位置和辐射系数，取得最高的加权和速率。 $K=6$ 对应的加权和速率曲线始终高于 $K=4$对应的曲线，这进一步证实了所提出的T-PASS框架具有多用户分集优势，包括插图所强调的低功率区间。

VI. 结论

本文提出了一种由混合非正交多址接入赋能的T-PASS框架，在单个介质波导上集成有线与无线通信。该框架联合优化PA位置、PA辐射系数和功率分配，以最大化系统性能。在双用户情形下，我们通过解析方法确定了最优的串行干扰消除解码顺序，并表明在典型的T-PASS配置下，有线用户设备充当强用户。我们还表明，PA辐射系数具有双重作用：它既决定无线与有线链路的信道功率增益，也通过串行干扰消除和服务质量约束直接决定功率分配系数的可行区间。在多用户情形下，我们提出了四种实用协议，即FR-FP、FR-AP、AR-FP和AR-AP，它们体现了配置PA位置和辐射系数时不同程度的灵活性。对这些协议的比较表明，PA辐射和PA位置的自适应调整能够提高加权和速率，而AR-AP通过联合调整两者实现了最高的加权和速率。未来的工作将把所提出的框架扩展到包含多个有线用户设备和更一般信道模型的场景，并研究在不完美信道知识和实际PA驱动约束下的鲁棒设计。

参考文献

[1] A. Bazzi、R. Bomfin、M. Mezzavilla、S. Rangan、T. Rappaport 和 M. Chafii，《面向 6G 的中高频段频谱：愿景、机遇与挑战》，IEEE 通信杂志，第 64 卷，第 1 期，第 206–212 页，2026 年 1 月。

[2] E. Bj¨ornson、F. Kara、N. Kolomvakis、A. Kosasih、P. Ramezani 和 M. B. Salman，《通过从大规模 MIMO 转向超大规模 MIMO，实现中高频段的 6G 性能》，IEEE 开放获取通信学会期刊，第 6 卷，第 5450–5463 页，2025 年。[3] R. W. Heath Jr、J. Carlson、N. V. Deshpande、M. R. Castellanos、M. Akrout 和 C.-B. Chae，《三混合 MIMO 架构》，IEEE 无线通信，Early Access，2025 年。[4] M. R. Castellanos、S. Yang、C.-B. Chae 和 R. W. Heath，《面向 6G 及未来，在三混合 MIMO 架构中采用可重构天线》，IEEE 通信汇刊，第 74 卷，第 381–401 页，2026 年。[5] K.-K. Wong、A. Shojaeifard、K.-F. Tong 和 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，2021 年 3 月。[6] L. Zhu 、 W. Ma 和 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，2024 年 6 月。[7] Y. Liu、Z. Wang、X. Mu、C. Ouyang、X. Xu 和 Z. Ding，《挤压天线系统：架构设计、机遇与展望》，IEEE 通信杂志，第 64 卷，第 1 期，第 190–196 页，2026 年 1 月。[8] H. O. Y. Suzuki 和 K. Kawai，《挤压天线——将介质波导用作天线》，NTT DOCOMO 技术期刊，第 23 卷，第 3 期，第 5–12 页，2022 年 1 月。[9] Y. Liu、H. Jiang、X. Xu、Z. Wang、J. Guo、C. Ouyang、X. Mu、Z. Ding、A. Nallanathan、G. K. Karagiannidis 等，《挤压天线系统（PASS）：教程》，IEEE 通信汇刊，Early Access，2026 年。[10] Y. Xu、J. Cui、Y. Zhu、Z. Ding、T.-H. Chang、R. Schober、V. W. Wong、O. A. Dobre、G. K. Karagiannidis、H. V. Poor 等，《广义挤压天线系统：原理、设计策略与未来方向教程》，arXiv 预印本 arXiv:2510.14166，2025 年。[11] Z. Ding 和 H. Vincent Poor，《柔性天线系统：挤压天线视角》，IEEE 通信汇刊，第 73 卷，第 10 期，第 9236–9253 页，2025 年 3 月。[12] D. Tyrovolas、S. A. Tegos、P. D. Diamantoulakis、S. Ioannidis、C. K. Liaskos 和 G. K. Karagiannidis，《挤压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，2025 年 4 月。[13] C. Ouyang、Z. Wang、Y. Liu 和 Z. Ding，《挤压天线系统（PASS）的阵列增益》，IEEE 通信快报，第 29 卷，第 6 期，第 1471–1475 页，2025 年 5 月。[14] C. Ouyang 、 Z. Wang 、 Y. Liu 、 H. Shin 和 Z. Ding，《挤压天线系统的容量表征》，IEEE 无线通信汇刊，第 25 卷，第 10 387–10 404 页，2026 年。[15] Z. Ding 和 H. Vincent Poor，《挤压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 6 月。[16] Z. Wang、C. Ouyang、X. Mu、Y. Liu 和 Z. Ding，《挤压天线系统的建模与波束成形优化》，IEEE 通信汇刊，第 73 卷，第 12 期，第 13 904–13 919 页，2025 年 10 月。[17] Y. Xu、Z. Ding 和 G. K. Karagiannidis，《下行链路挤压天线系统的速率最大化》，IEEE 无线通信快报，第 14 卷，第 5 期，第 1431–1435 页，2025 年 5 月。[18] X. Xie、F. Fang、Z. Ding 和 X. Wang，《挤压天线系统的低复杂度位置设计》，IEEE 通信快报，第 29 卷，第 8 期，第 1784–1788 页，2025 年 5 月。[19] M. Zeng 、 J. Wang 、 G. Zhou 、 F. Fang 和 X. Wang，《满足服务质量保证的下行链路挤压天线系统能效设计》，IEEE 车辆技术汇刊，Early Access，2025 年。[20] K. Wang、Z. Ding 和 R. Schober，《非正交多址接入辅助挤压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 5 月。[21] S. A. Tegos、V. K. Papanikolaou、Z. Ding 和 G. K. Karagiannidis，《上行链路挤压天线系统的最小数据速率最大化》，IEEE 无线通信快报，第 14 卷，第 5 期，第 1516–1520 页，2025 年 5 月。[22] M. Zeng、X. Li、J. Wang、G. Huang、O. A. Dobre 和 Z. Ding，《非正交多址接入辅助上行链路挤压天线系统的能效资源分配》，IEEE 无线通信快报，第 14 卷，第 11 期，第 3695–3699 页，2025 年 11 月。[23] M. Zeng、J. Wang、X. Li、G. Wang、O. A. Dobre 和 Z. Ding，《非正交多址接入辅助上行链路挤压天线系统的和速率最大化》，IEEE 无线通信快报，第 15 卷，第 280–284 页，2026 年。[24] A. Bereyhi、S. Asaad、C. Ouyang、Z. Ding 和 H. V. Poor，《挤压天线辅助 MIMO 系统的下行链路波束成形》，载于 IEEE 国际通信会议研讨会，2025 年，第 1–6 页。[25] D. Gan、X. Xu、J. Zuo、X. Ge 和 Y. Liu，《非正交多址接入辅助挤压天线系统（PASS）的联合波束成形》，IEEE 通信汇刊，Early Access，2025 年。[26] M. Sun、C. Ouyang、S. Wu 和 Y. Liu，“挤压天线系统的多用户波束成形：逐元素优化框架”，IEEE 无线通信汇刊，第 25 卷，6538–6552 页，2026 年。[27] J. Xiao、J. Wang 和 Y. Liu，“捏合天线系统（PASS）的信道估计”，IEEE 通信快报，第 29 卷，第 8 期，1789–1793 页，2025 年 8 月。[28] S. Lv、Y. Liu 和 Z. Ding，“捏合天线系统（PASS）的波束训练”，IEEE 无线通信汇刊，第 25 卷，3626–3642 页，2026 年。[29] D. Gan、X. Xu、X. Ge 和 Y. Liu，“大语言模型赋能的捏合天线系统（PASS）波束训练”，arXiv 预印本 arXiv:2511 09453，2025 年。[30] J. Guo、Y. Liu 和 A. Nallanathan，“用于学习捏合天线系统（PASS）波束成形的图神经网络”，IEEE 无线通信快报，第 14 卷，第 12 期，3962–3966 页，2025 年 9 月。[31] ——，“用于三波束成形的捏合天线系统（PASS）图变换器”，IEEE 通信特选领域期刊，提前发表，2026 年。[32] Z. Lyu、H. Li、Y. Gao、M. Xiao 和 H. Vincent Poor，“捏合天线系统（PASS）辅助的空中计算”，IEEE 通信快报，第 29 卷，第 11 期，2531–2535 页，2025 年 11 月。[33] J. Guo、Y. Liu 和 A. Nallanathan，“面向低空无线网络中捏合天线系统赋能的通感一体化的学习波束成形”，arXiv 预印本 arXiv:2512.04293，2025 年。[34] D. Gan、X. Xu、X. Ge、Y. Liu 和 Y. Liu，“在捏合天线系统（PASS）中实现无线能量传输（WPT）”，arXiv 预印本 arXiv:2511.11465，2025 年。[35] K. Wang、Z. Ding 和 N. Al-Dhahir，“用于物理层安全的捏合天线系统”，IEEE 无线通信快报，第 15 卷，260–264 页，2025 年。[36] H. Jiang、Z. Wang 和 Y. Liu，“捏合天线系统（PASS）增强的隐蔽通信”，IEEE 通信特选领域期刊，提前发表，2025 年。[37] D. M. Pozar，《微波工程：理论与技术》。美国新泽西州霍博肯：威立，2021 年。[38] Y. Liu、C. Ouyang、Z. Ding 和 R. Schober，“迈向下一代多址接入：50 年综述教程”，《IEEE 论文集》，第 112 卷，第 9 期，1100–1148 页，2024 年 9 月。[39] C. Yeh 和 F. I. Shimabukuro，《介质波导精要》。美国纽约州纽约：施普林格，2008 年。[40] C. Ouyang、Z. Wang、Y. Chen、X. Mu 和 P. Zhu，“下一代多址接入近场通信入门”，《IEEE 论文集》，第 112 卷，第 9 期，1527–1565 页，2024 年 9 月。[41] Z. Yang、Z. Ding、P. Fan 和 N. Al-Dhahir，“一种用于保障下行链路和上行链路非正交多址系统服务质量的通用功率分配方案”，IEEE 无线通信汇刊，第 15 卷，第 11 期，7244–7257 页，2016 年 11 月。[42] Y. Xu、Z. Ding、R. Schober 和 T.-H. Chang，“具有波导内衰减的捏合天线系统：性能分析与算法设计”，arXiv 预印本 arXiv:2506.23966，2025 年。[43] C. Ouyang、H. Jiang、Z. Wang、Y. Liu 和 Z. Ding，“分段波导赋能的捏合天线系统（SWANs）中的上行链路和下行链路通信”，IEEE 通信汇刊，提前发表，2026 年。[44] J. W. Holloway、L. Boglione、T. M. Hancock 和 R. Han，“全集成宽带亚毫米波芯片间互连”，IEEE 微波理论与技术汇刊，第 65 卷，第 7 期，2373–2386 页，2017 年 7 月。[45] H. Zhan、X. Li、C. Sun 和 K. Ning，“一种用于阵列应用的矩形聚合物介质波导与微带线之间的低损耗、高带宽水平极化过渡结构”，《电子学》，第 14 卷，第 12 期，文章编号 2345，2025 年。