捏合天线系统中的频谱效率-能效权衡：波导复用还是波导切换?

Guangyu Zhu，Xidong Mu，　Li Guo，Shibiao Xu，Yuanwei Liu，*IEEE* 会士，Naofal Al-Dhahir，*IEEE* 会士

arXiv:2601.04844v1 [eess.SP] 8 Jan 2026

摘要—**本文研究了捏合天线系统（PASS）中的频谱效率-能效权衡。具体而言，考虑了两种实用的工作协议，即波导复用（WM）和波导切换（WS）。构建了一个多目标优化问题（MOOP），对基带波束成形和夹持波束成形进行联合优化，以最大化可实现频谱效率和能效；随后通过 ϵ 约束方法将其转换为单目标问题。对于 WM，在交替优化框架下对该问题进行分解：采用连续凸近似优化基带波束成形，并通过粒子群优化更新夹持波束成形。对于 WS，由于其采用时分传输且具有无干扰特性，首先调整每个时隙中的夹持波束成形，以最大化服务用户信道增益，随后进行基带功率分配。仿真结果表明：1）PASS 通过减轻大尺度路径损耗，优于传统天线；2）WS 通过激活单个射频链实现更高的最大可实现能效，而 WM 通过同时服务所有用户获得更高的频谱效率上界；3）增加用户数量可显著提升 WM 下的频谱效率，而 WS 在低信噪比区域表现出更明显的优势。**

关键词——**捏合天线系统、频谱效率、能效、波导复用、波导切换。**

一、引言

频谱效率（SE）长期以来一直是无线通信系统中的关键性能指标。此外，随着对可持续网络运行的需求日益增长，能效（EE）也变得同样重要。然而，同时提升频谱效率和能效仍然颇具挑战，因为更高的频谱效率往往需要增加发射功率或增添有源硬件，这会直接降低能效。为缓解这一矛盾，人们提出了若干灵活的天线技术，例如可重构智能表面（RISs） [1],可移动天线 [2], 和流体天线 [3], 。这些设计可通过重构传播环境或调整天线位置来提升频谱效率，同时其无源或低功耗特性有助于降低能耗，从而提升能效。然而，这些技术在灵活性和可扩展性方面仍存在局限：可重构智能表面缺乏基带处理能力，而可移动天线和流体天线则受限于有限的移动范围。因此，它们联合提升频谱效率和能效的能力，尤其是在大尺度衰落主导的场景中，受到根本性限制。

近年来，捏合天线系统（PASS）已成为未来无线网络的一种颇具前景的架构 [4]。通过沿介质波导布置可重构介质捏合天线（PAs），PASS 能够灵活地进行孔径整形，并动态调节视距传输，同时将传播损耗降至极低。PAs 通常由被动介质材料构成，因此几乎不会带来额外功耗；与此同时，其可移动性使 PASS 能够有效缓解大尺度衰落。这些特性使 PASS 天然适合实现高频谱效率和高能效。受这些优势启发， [5] 的作者研究了 PASS 中的基本频谱效率-能效权衡。然而，该研究忽略了已激活射频链的电路功耗，并且仅关注波导复用（WM）工作协议，因此 PASS 的基本频谱效率-能效特性仍未得到充分探索。

对于多波导捏合天线系统，波导复用颇具吸引力，因为它能够同时服务多个用户，并充分利用基带波束成形来提高频谱效率。然而，波导复用要求激活所有射频链，导致功耗显著增加。为克服这一局限，本文引入波导切换（WS）工作协议，在该协议下，同一时刻仅激活一条波导，并利用所有可用的位置天线为单个用户提供服务。这种策略能够降低能耗和用户间干扰，同时还可以将其他未激活波导上的位置天线重新布置到激活波导上，以增强信道增益。不过，波导切换会减少每个用户可用的传输时间，尤其是用户数量增加时，因而可能限制其可实现频谱效率。这些相互对立的特性自然促使我们对波导复用和波导切换进行全面比较研究，以确定哪种协议能够实现更优的频谱效率-能效权衡，这也是本文的主要研究重点。

II. 系统模型与问题构建

如图 1 所示，我们考虑一个基于捏合天线系统的下行无线通信系统，其中基站（BS）为一组 K 单天线用户提供服务，这些用户的索引为$\mathcal{K} = \{1, 2, \cdots, K\}$，并随机分布在一个以原点为中心、面积为 $L \times L$ 的正方形区域内。为提升传输性能，基站配备了 M 条平行介质波导，每条波导之间均以固定的水平间隔 d 均匀排列，且沿 x 轴方向对齐，高度一致

Guangyu Zhu、Li Guo 和 Shibiao Xu 任职于北京邮电大学人工智能学院，地址为中国北京 100876（电子邮箱：{Zhugy、guoli、shibiaoxu}@bupt.edu.cn）。Xidong Mu 任职于英国贝尔法斯特女王大学无线创新中心（CWI），地址为贝尔法斯特 BT3 9DT（电子邮箱：x.mu@qub.ac.uk）。Yuanwei Liu 任职于香港大学电气与电子工程系，地址为香港（电子邮箱：yuanwei@hku.hk）。Naofal Al-Dhahir 任职于美国德克萨斯大学达拉斯分校电气与计算机工程系，地址为德克萨斯州理查森市 75080（电子邮箱：aldhahir@utdallas.edu）。

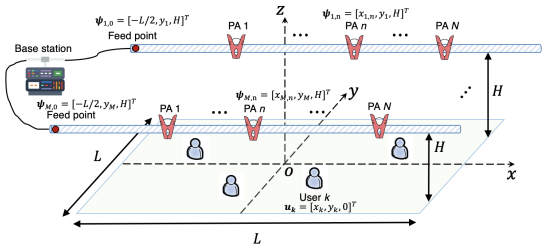


图 1：基于 PASS 的无线通信系统示意图。距地面 H。为便于分析，我们假设 $M=K$，从而确保足够的复用增益，以同时支持 K 个用户，这在多用户系统分析中是常见做法。在每条波导上部署 N 个功率放大器，以实现灵活的定向传输。令 $\mathcal{M}=\{1,2,\cdots,M\}$ 表示波导索引集合，令 $\mathcal{N}=\{1,2,\cdots,N\}$ 表示每条波导对应的功率放大器索引集合。第 m 条波导上的第 n 个功率放大器位于位置 $\boldsymbol{\psi}_{m,n}=[x_{m,n},y_m,H]^T$，其中 $-L/2\le x_{m,n}\le L/2$，且 $(\cdot)^T$ 表示转置运算。具体而言，我们假设将 $\boldsymbol{\psi}_{m,0}=[-L/2,y_m,H]^T$ 作为第 m 条波导的参考馈电点，同时功率放大器按连续顺序部署，即 $x_{m,n}>x_{m,n-1},\ \forall n\in\mathcal{N}$。在这种情况下，从馈电点到不同功率放大器的波导内信道向量可表示为

$$\mathbf{e}(\mathbf{x}_m)=\left[e^{-j\frac{2\pi}{\lambda_g}\|\boldsymbol{\psi}_{m,0}-\boldsymbol{\psi}_{m,1}\|},\cdots,e^{-j\frac{2\pi}{\lambda_g}\|\boldsymbol{\psi}_{m,0}-\boldsymbol{\psi}_{m,N}\|}\right]^T, \quad (1)$$

其中 $\|\boldsymbol{\psi}_{m,0}-\boldsymbol{\psi}_{m,n}\|=(x_{m,n}+L/2)$ 表示沿波导从馈电点到第 n 个位置天线的距离。向量 $\mathbf{x}_m=[x_{m,1},\cdots,x_{m,N}]^T$ 指定了沿第 m 条波导放置的 N 个位置天线的 x 坐标。此外，我们注意到 $\lambda_g=\frac{\lambda}{n_{eff}}$，其中 λ 表示波长，n_{eff} 表示介质波导的有效折射率。

假设第 k 个用户位于 $\mathbf{u}_k=[x_k,y_k,0]^T$，则第 m 个波导与第 k 个用户之间的自由空间信道向量为

$$\widetilde{\mathbf{h}}_k(\mathbf{x}_m)=\left[\frac{\sqrt{\eta}e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}\|\mathbf{u}_k-\boldsymbol{\psi}_{m,1}\|}}{\|\mathbf{u}_k-\boldsymbol{\psi}_{m,1}\|},\cdots,\frac{\sqrt{\eta}e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}\|\mathbf{u}_k-\boldsymbol{\psi}_{m,N}\|}}{\|\mathbf{u}_k-\boldsymbol{\psi}_{m,N}\|}\right]^T. \quad (2)$$

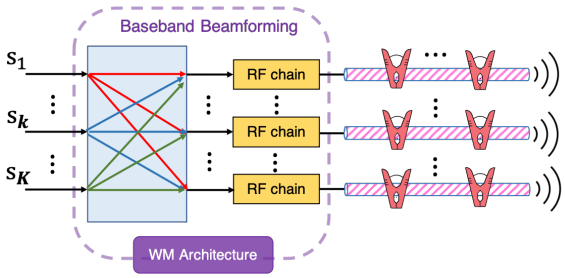
其中，$\sqrt{\eta}=\frac{c}{4\pi f_c}$ 表示路径损耗系数，c 表示光速，f_c 表示载波频率。相应的波长为 $\lambda=\frac{c}{f_c}$。此外，$\|\mathbf{u}_k-\boldsymbol{\psi}_{m,n}\|=\sqrt{(x_k-x_{m,n})^2+(y_k-y_m)^2+H^2}$ 表示第 m 个波导的第 n 个位置天线到用户 k 的距离。因此，从第 m 个波导到用户 k 的完整信道系数可表示为

$$\begin{aligned}h_k(\mathbf{x}_m)&=\widetilde{\mathbf{h}}_k^H(\mathbf{x}_m)\mathbf{e}(\mathbf{x}_m)\\&=\sum_{n=1}^{N}\frac{\sqrt{\eta}e^{-2\pi j\left(\frac{1}{\lambda}\|\mathbf{u}_k-\boldsymbol{\psi}_{m,n}\|+\frac{1}{\lambda_g}\|\boldsymbol{\psi}_{m,0}-\boldsymbol{\psi}_{m,n}\|\right)}}{\|\mathbf{u}_k-\boldsymbol{\psi}_{m,n}\|}. \quad (3)\end{aligned}$$

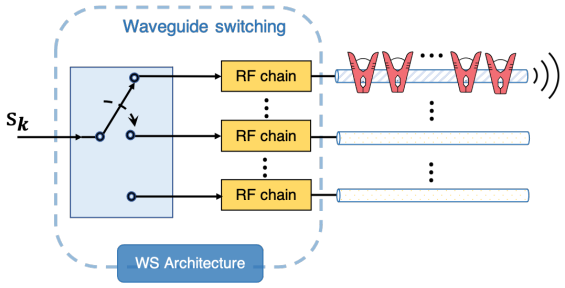
A. 工作协议与信号传输模型

本文考虑了两种实用的工作协议，即 WM 和 WS，如图 2 所示。

1）波导复用：对于波导复用，所有波导同时用于信息传输，如



（a）波导复用（WM）。



(b) 波导切换（WS）。

图 2：两种实用工作协议示意图。

图2(a)所示，并采用基带信号处理进行复用，从而显著提高传输效率。因此，用户 k 处的接收信号为

$$y_k=\mathbf{h}_k\sum_{k=1}^{K}\mathbf{w}_k s_k+n_k, \quad (4)$$

其中，$\mathbf{h}_k=[h_k(\mathbf{x}_1)\ \cdots,h_k(\mathbf{x}_M)]^T$，而 $\mathbf{w}_k$ 表示用户 k 的承载信息的向量。此外，s_k（满足 $\mathbb{E}\left[|s_k|^2\right]=1$）和 $n_k\sim\mathcal{CN}(0,\sigma_k^2)$ 分别表示基带发出的信号和用户 k 处的加性高斯白噪声。

由于基站同时向所有用户传输信息，每个用户都能够利用整个通信周期。然而，这不可避免地会导致用户间干扰。因此，用户 k 的可达速率可表示为

$$R_k^{\mathrm{WM}}=\log_2\left(1+\frac{\left|\mathbf{h}_k\mathbf{w}_k\right|^2}{\sum_{i=1,i\neq k}^{K}\left|\mathbf{h}_k\mathbf{w}_i\right|^2+\sigma_k^2}\right). \quad (5)$$

频谱效率计算为所有用户的可达速率之和

$$f_{SE}(\mathbf{w}_k,\mathbf{x}_m)=\sum_{k=1}^{K}\log_2\left(1+\frac{\left|\mathbf{h}_k\mathbf{w}_k\right|^2}{\sum_{i=1,i\neq k}^{K}\left|\mathbf{h}_k\mathbf{w}_i\right|^2+\sigma_k^2}\right). \quad (6)$$

此外，能效定义为频谱效率与总功耗之比，可表示为

$$f_{EE}(\mathbf{w}_k,\mathbf{x}_m)=\frac{f_{SE}(\mathbf{w}_k,\mathbf{x}_m)}{\sum_{k=1}^{K}\|\mathbf{w}_k\|^2+KP_{RF}}, \quad (7)$$

其中，P_{RF} 表示每条射频链的功耗。

2）波导切换：如图2(b)所示，在WS协议下，每个周期仅激活一条波导进行数据传输，因此只需启用一条射频链，从而降低功耗。同时，与空闲波导相关联的功率放大器可重新定位至激活的波导，从而提升设计灵活性。根据

这一传输特性，用户k 处的接收信号表示为

$$y_k = \sqrt{\frac{P_k}{N}} h_k(\mathbf{x}_m) s_k + n_k. \tag{8}$$

这里采用等功率模型， P_k 表示基站向用户 k的发射功率。特别地， m 的选择由用户 k的位置决定。

对于波导切换的时分通信特性，每个用户只能在分配给自己的时隙内无干扰地传输。假设所有用户分配到相同的时间资源 [6], ，用户 k 的可达速率可表示为

$$R_k^{\mathrm{WS}} = \frac{1}{K} \log_2 \left(1 + \frac{P_k \left| h_k(\mathbf{x}_m) \right|^2}{N \sigma_k^2} \right). \tag{9}$$

因此，波导切换的可实现频谱效率为

$$f_{SE}(P_k, \mathbf{x}_m) = \sum_{k=1}^{K} \frac{1}{K} \log_2 \left(1 + \frac{P_k \left| h_k(\mathbf{x}_m) \right|^2}{N \sigma_k^2} \right). \tag{10}$$

此外，波导切换的能效为

$$f_{EE}(P_k, \mathbf{x}_m) = \frac{K f_{SE}(P_k, \mathbf{x}_m)}{\sum_{k=1}^{K} P_k + K P_{RF}}. \tag{11}$$

B. 问题构建

为探究系统中频谱效率与能效之间可实现的折衷，我们考虑联合优化基带波束成形 $\{\mathbf{w}_k\}$ 或发射功率 P_k 以及夹持波束成形 $\{\mathbf{x}_m\}$，并满足系统约束，旨在同时最大化频谱效率和能效。注意到，能效可表示为频谱效率与总功耗之比，因此该问题可等价地重新表述为一个多目标优化问题（MOOP），即在最大化频谱效率的同时最小化总功耗。此外，由于射频链功耗 P_{RF} 为常数，在优化中予以忽略。因此，MOOP可形式化表示如下

$$\max_{\{\mathbf{w}_k\},\{\mathbf{x}_m\}} f_{SE}\left(\mathbf{w}_k, \mathbf{x}_m\right) \Big/ \max_{\{P_k\},\{\mathbf{x}_m\}} f_{SE}\left(P_k, \mathbf{x}_m\right) \tag{12a}$$

$$\min_{\{\mathbf{w}_k\},\{\mathbf{x}_m\}} \sum_{k=1}^{K} \|\mathbf{w}_k\|^2 \Big/ \min_{\{P_k\},\{\mathbf{x}_m\}} \sum_{k=1}^{K} P_k \tag{12b}$$

$$\text{s.t.} \quad \sum_{k=1}^{K} \|\mathbf{w}_k\|^2 \le P_{\max}, \tag{12c}$$

$$P_k \le P_{\max}, \forall k \in \mathcal{K}, \tag{12d}$$

$$R_k^{\mathrm{X}} \ge \gamma_k, \forall k \in \mathcal{K}, \mathrm{X} \in \{\mathrm{WM}, \mathrm{WS}\}, \tag{12e}$$

$$-L/2 < x_{m,n} < L/2, \forall n \in \mathcal{N}, \forall m \in \mathcal{M}, \tag{12f}$$

$$x_{m,n} - x_{m,n-1} \ge \Delta, \forall n \in \mathcal{N}, \forall m \in \mathcal{M}. \tag{12g}$$

这里，约束条件 (12c) 和 (12d) 分别规定了 WM 和 WS协议的发射功率预算，其中$P_{\max}$ 表示允许的最大发射功率。此外，(12e) 中的 γ_k 表示每个用户的最低服务质量（QoS）要求。此外，约束条件 (12f) 和 (12g) 规定了PA位置，其中 Δ 是防止耦合效应所需的最小间距。请注意， $\mathcal{N}$ 在不同协议中有所不同。在 WM 中，每个波导包含 N 个功率放大器（PAs），因此$\mathcal{N}$ 的取值范围为 1 至 N。相比之下，WS 在每个周期内实际上将所有功率放大器（PAs）聚合到一条活动波导上，因此 $\mathcal{N}$ 的取值范围为 1 至 MN。

III. 所提解决方案

为解决该多目标优化问题，我们采用 ϵ-约束法，将其转化为一个满足最低频谱效率要求的单目标功率最小化问题。具体而言，对于每个目标频谱效率阈值 ϵ_{SE}，我们求解相应的单目标优化问题（SOOP）。下文将分别给出波导复用（WM）和波导切换（WS）协议对应的SOOP的详细表述

$$\min_{\{\mathbf{w}_k\},\{\mathbf{x}_m\}} \sum_{k=1}^{K} \|\mathbf{w}_k\|^2 \tag{13a}$$

$$\text{s.t. } f_{SE}(\mathbf{w}_k, \mathbf{x}_m) \ge \epsilon_{SE}, \tag{13b}$$

$$(12c), (12e), (12f), (12g). \tag{13c}$$

$$\min_{\{P_k\},\{\mathbf{x}_m\}} \sum_{k=1}^{K} P_k \tag{14a}$$

$$\text{s.t. } f_{SE}(P_k, \mathbf{x}_m) \ge \epsilon_{SE}, \tag{14b}$$

$$(12d), (12e), (12f), (12g). \tag{14c}$$

*A. WM*的所提解决方案

由于夹持波束成形变量 $\{\mathbf{x}_m\}$ 与基带波束成形向量 $\{\mathbf{w}_k\}$ 之间存在强耦合，原问题（13）难以直接求解。为解决这一问题，我们采用交替优化（AO）框架，将原问题分解为两个子问题：夹持波束成形设计和基带波束成形设计，并以迭代方式求解。

1) 基带波束成形优化：给定固定的 PA位置 $\{\mathbf{x}_m\}$，我们定义 $\mathbf{W}_k \triangleq \mathbf{w}_k \mathbf{w}_K^H \in \mathbb{C}^{M \times M}$，在此条件下，基带波束成形子问题成为如下标准的半定规划问题

$$\min_{\{\mathbf{W}_k\}} \sum_{k=1}^{K} \mathrm{Tr}(\mathbf{W}_k) \tag{15a}$$

$$\text{s.t. } \sum_{k=1}^{K} \mathrm{Tr}(\mathbf{W}_k) \le P_{\max}, \tag{15b}$$

$$\mathrm{Rank}(\mathbf{W}_k) = 1, \forall k \in \mathcal{K}, \tag{15c}$$

$$\mathbf{W}_k \succeq 0, \forall k \in \mathcal{K}, \tag{15d}$$

$$\log_2 \left(1 + \frac{\mathrm{Tr}\left(\mathbf{h}_k \mathbf{W}_k \mathbf{h}_k^H\right)}{\sum_{i=1, i \ne k}^{K} \mathrm{Tr}\left(\mathbf{h}_k \mathbf{W}_i \mathbf{h}_k^H\right) + \sigma_k^2} \right) \ge \gamma_k, \tag{15e}$$

$$\sum_{k=1}^{K} \log_2 \left(1 + \frac{\mathrm{Tr}\left(\mathbf{h}_k \mathbf{W}_k \mathbf{h}_k^H\right)}{\sum_{i=1, i \ne k}^{K} \mathrm{Tr}\left(\mathbf{h}_k \mathbf{W}_i \mathbf{h}_k^H\right) + \sigma_k^2} \right) \ge \epsilon_{SE}. \tag{15f}$$

然而，可达速率关于 $\{\mathbf{W}^i\}_{i=1,\ i \ne k}^{K}$ 是非凸的，而 $\{\mathbf{W}_k\}$ 上的秩一约束又引入了额外的非凸性，因此该问题仍难以按

当前形式求解。为处理这一问题，我们采用连续凸近似（SCA）方法，在给定点 $\{\mathbf{W}_i^{(l)}\}_{i=1,\ i\neq k}^{K}$ 处通过一阶泰勒展开对可达速率进行线性化，从而得到如下凸下界：

$$R_k^{\mathrm{WM}} \geq \log_2\left(\sum_{k=1}^{K}\mathrm{Tr}\left(\mathbf{h}_k\mathbf{W}_k\mathbf{h}_k^H\right)+\sigma_k^2\right) - \log_2\left(\sum_{i=1,i\neq k}^{K}\mathrm{Tr}\left(\mathbf{h}_k\mathbf{W}_i^{(l)}\mathbf{h}_k^H\right)+\sigma_k^2\right) - \frac{\sum_{i=1,i\neq k}^{K}\mathrm{Tr}\left(\mathbf{h}_k\left(\mathbf{W}_i-\mathbf{W}_i^{(l)}\right)\mathbf{h}_k^H\right)}{\left(\sum_{i=1,i\neq k}^{K}\mathrm{Tr}\left(\mathbf{h}_k\mathbf{W}_i^{(l)}\mathbf{h}_k^H\right)+\sigma_k^2\right)\ln 2} \triangleq \widetilde{R}_k^{\mathrm{WM}}. \quad (16)$$

此外，根据 [7], 中的引理2，可以安全地舍弃非凸秩一约束(15c)，而不会改变最优解。因此，我们求解其半定松弛问题，该问题在最优值上是等价的。经过上述步骤，问题(15)可重新表述如下

$$\min_{\{\mathbf{W}_k\}} \sum_{k=1}^{K}\mathrm{Tr}(\mathbf{W}_k) \quad (17a)$$

$$\text{s.t. } \widetilde{R}_k^{\mathrm{WM}} \geq \gamma_k, \forall k \in \mathcal{K}, \quad (17b)$$

$$\sum_{k=1}^{K}\widetilde{R}_k^{\mathrm{WM}} \geq \epsilon_{SE}, \quad (17c)$$

$$(15b), (15d). \quad (17d)$$

这是一个标准的凸优化问题，可以使用CVX [8]等现有求解器进行求解。

2）夹持波束成形设计：在 $\{\mathbf{w}_k\}$固定的情况下，该子问题没有独立的目标函数，并转化为如下的位置天线位置搜索可行性问题

$$\text{Find} \quad \mathbf{x}_m \quad (18a)$$

$$\text{s.t. } (12e), (12f), (12g), (13b). \quad (18b)$$

为高效地解决该子问题，我们将 [7] 中的粒子群优化（PSO）算法从双波导情形扩展到一般的 M波导场景。随后，我们初始化一个大小为 I 的粒子群，如下所示

$$\mathbf{X}_i^{(0)} = [x_{i,1}^{(0)},\cdots,x_{i,N}^{(0)},\cdots,x_{i,MN-N+1}^{(0)},\cdots,x_{i,MN}^{(0)}]^T, \quad (19)$$

其中，$x_{i,\ (m-1)N+n}$ 表示第 i个粒子中第 m条波导上第 n个位置天线的 x坐标。相应地，我们将这些粒子群的初始速度定义为

$$\mathbf{V}_i^{(0)} = [v_{i,1}^{(0)},\cdots,v_{i,N}^{(0)},\cdots,v_{i,MN-N+1}^{(0)},\cdots,v_{i,MN}^{(0)}]^T. \quad (20)$$

根据 PSO 原理，每个粒子都会根据其个体最优位置$\mathbf{X}_{i,\ p}$ 以及整个群体的全局最优位置$\mathbf{X}_g$ 迭代更新自身位置，更新方程如下

$$\mathbf{V}_i^{(t+1)} = \alpha\mathbf{V}_i^{(t)} + c_1\beta_1(\mathbf{X}_{i,p}-\mathbf{X}_i^{(t)}) + c_2\beta_2(\mathbf{X}_g-\mathbf{X}_i^{(t)}), \quad (21)$$

$$\mathbf{X}_i^{(t+1)} = \mathbf{X}_i^{(t)} + \mathbf{V}_i^{(t+1)}, \quad (22)$$

其中，t 为迭代索引，α 为惯性权重，c_1和 c_2 表示学习因子，β_1 和 β_2 表示 [0,1] 中用于增加随机性的随机数。为加速收敛并引导搜索趋向可行且高质量的解，我们采用以下适应度函数

$$\mathcal{F}(\mathbf{X}_i) = \mathcal{R}(\mathbf{X}_i) - \xi\mathcal{P}_1(\mathbf{X}_i) - \eta\mathcal{P}_2(\mathbf{X}_i). \quad (23)$$

其中，$\mathcal{R}$ 表示待最大化的系统频谱效率，而 $\mathcal{P}_1$ 和$\mathcal{P}_2$ 分别对应原问题中的可实现性能约束和位置天线位置约束，并分别以系数 ξ 和 η作为惩罚项纳入目标函数。

B. 波导切换（*WS*）的求解方案

对于波导切换（WS），用户传输在时间上彼此正交，因此完全避免了用户间干扰。在固定的服务质量要求下，最小化基站发射功率等价于最大化每个用户的有效信道增益。因此，问题（14）可等价地分解为 K 个相互独立的信道增益最大化子问题，如下所示

$$\max_{\{\mathbf{x}_m\}} \left|\sum_{n=1}^{N}\frac{e^{-j\theta_{m,n}}}{\sqrt{(x_{m,n}-x_k)^2+D_k^2}}\right| \quad (24a)$$

$$\text{s.t.} \quad (12f), (12g). \quad (24b)$$

where $\theta_{m,n} = 2\pi\left(\frac{1}{\lambda}\left\|\mathbf{u}_k-\boldsymbol{\psi}_{m,n}\right\| + \frac{1}{\lambda_g}\left\|\boldsymbol{\psi}_{m,0}-\boldsymbol{\psi}_{m,n}\right\|\right)$, $D_k = \sqrt{(y_k-y_m)^2+H^2}$.

为解决该问题，可将用户的最优波导选为其位置 y_m 最接近用户 y坐标的位置，即最小化 $|y_k - y_m|$。确定工作波导后，即可根据 [9,**引理 2**]求得该波导上位置天线的最优位置。

确定每个用户的最优位置天线位置$\mathbf{x}_m^*$ k后，原问题可化为如下功率分配问题

$$\min_{P_k,\{\mathbf{x}_m\}} \sum_{k=1}^{K}P_k \quad (25a)$$

$$\text{s.t. } f_{SE}(P_k,\mathbf{x}_m^*) \geq \epsilon_{SE}, \quad (25b)$$

$$(12d), (12e). \quad (25c)$$

所得问题是一个线性规划问题，可通过 CVX [8]直接求解。

IV. 数值结果

本节给出数值结果，以评估 WM 和 WS协议下捏合天线系统中的频谱效率-能效权衡。仿真参数设置如下。所有波导的高度均为 $H = 3$ 米，波导间距为 $d = 1$ 米，避免耦合所需的最小位置天线间距为 $\Delta = \frac{\lambda}{2}$。通信区域长度为 L =10 米，通信载波频率为 $f_c = 28$ GHz，基站处的最大发射功率为 $P_{\max} = 100$ mW，每条射频链的功耗为 $P_{RF} = 31.6$ mW[10], ，噪声功率为 $\sigma_k^2 = -90$ dBm，且每个用户的服务质量要求为 $\gamma_k = 1$ 比特/秒/赫兹。

作为比较，我们考虑一种称为**传统天线**的基线方案，其中基站部署了 M 个射频链

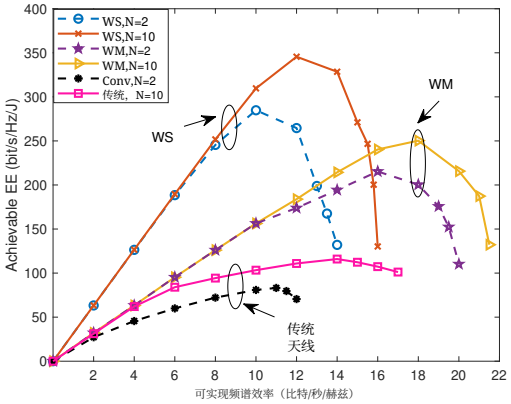
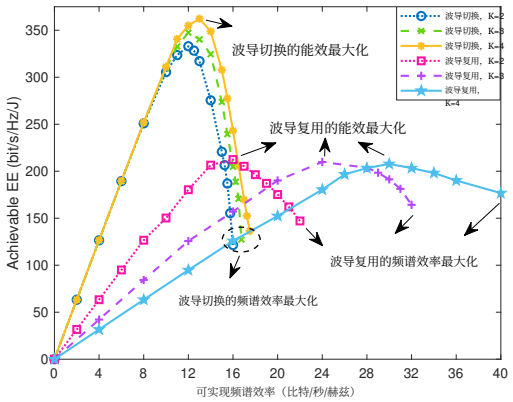


图3：不同 N下可实现的频谱效率-能效权衡 .



F图4：不同用户数量下可实现频谱效率-能效权衡 。

，分别位于 $[-L/2, y_m, H]^T$，每个射频链连接一个 N 天线阵列，并采用混合波束成形。我们使用 ϵ约束法得到频谱效率–能效权衡曲线。通过以适当的步长遍历可实现频谱效率，计算每种频谱效率下的最小发射功率，并将频谱效率除以该功率得到相应的能效，从而得到以下图中所示的权衡曲线。

图3展示了在WS、WM和传统天线架构下，不同天线数量 N 对应的频谱效率-能效权衡。在所有情况下，能效在低频谱效率区域随频谱效率提高而增加，但当频谱效率超过某一阈值后则开始下降。这是因为在低频谱效率下，所需发射功率相较于射频链的电路功耗较低，因此提高频谱效率能显著提升能效。然而，在较高频谱效率下，基站发射功率占据主导地位，进一步提高频谱效率所需的额外功耗增长幅度超过频谱效率本身的提升，导致能效下降。此外，捏合天线系统（PASS）中的WM和WS协议均优于传统天线。这是由于PA位置配置灵活，能够缓解大尺度衰落并提高传输效率。比较WM和WS可知，WS实现了更高的最大能效，因为任一时刻仅激活一条射频链，从而降低了电路功耗。相比之下，WM实现了更高的最大频谱效率，因为所有用户都可以占用完整的通信时段，而在WS中，每个用户只能分配到时段的 $1/K$ 。此外，增加 N 会扩大所有方案可实现的频谱效率-能效权衡区域。这是因为更大的天线阵列提供了更多设计自由度（DoFs）。WS的性能提升尤为显著，因为每条波导引入的额外自由度会在单条活动波导中累积，从而带来额外的性能增益。

图4展示了频谱效率-能效权衡随用户数量 K的变化。随着 K 增加，所有方案的权衡区域均有所扩大，其中波导复用的扩大更为显著。这是因为更多激活的波导赋予波导复用更高的基带波束成形自由度，从而能够更有效地增强信号并抑制干扰。相比之下，波导切换受限于每个用户的 $1/K$ 时隙分配。尽管如此，在低频谱效率区间，波导切换的能效仍高于波导复用，因为

K增加。这是因为波导切换仅启用一条射频链，而波导复用需要多条射频链，因此会产生更高的电路功耗。

V. 结论

本文研究了PASS在WM和WS协议下的频谱效率-能效权衡。针对联合波束成形设计，本文建立了一个多目标优化问题，并随后采用 ϵ-约束法求解。对于WM，采用结合SCA和PSO的交替优化；对于WS，则优化每个时隙中的夹持波束成形，以最大化用户信道增益，随后进行基带功率分配。仿真结果表明，WS能够实现更高的能效，而WM能够达到更高的频谱效率。此外，增加用户数量可进一步提升WM的频谱效率，而WS在低频谱效率区域仍具优势。这些发现凸显了PASS在实现高频谱效率和高能效无线通信方面的实际潜力。

参考文献

[1] Y. Liu、X. Liu、X. Mu、T. Hou、J. Xu、M. Di Renzo和N. Al-Dhahir，“可重构智能表面：原理与机遇”，*IEEE Commun. Surv. Tut.*，第23卷，第3期，第1546–1577页，2021年第三季度。[2] L. Zhu、W. Ma和R. Zhang，“可移动天线赋能无线通信的建模与性能分析”，*IEEE Trans. Wireless Commun.*，第23卷，第6期，第6234–6250页，2024年6月。[3] K.-K. Wong、A. Shojaeifard、K.-F. Tong和Y. Zhang，“流体天线系统”，*IEEETrans. Wireless Commun.*，第20卷，第3期，第1950–1962页，2021年3月。[4] Z. Ding、R. Schober和H. Vincent Poor，“柔性天线系统：捏合天线视角”，*IEEE Trans. Commun.*，第73卷，第10期，第9236–9253页，2025年10月。[5] Z. Zhou、Z. Wang和Y. Liu，“捏合天线系统的频谱效率与能效权衡”，[在线]。网址：https://arxiv.org/abs/ 2510.25192。[6] M. Qian、X. Mu、L. You和M. Matthaiou，“基于捏合天线的通信：频谱效率分析与部署策略”，[在线]。网址：https://arxiv.org/abs/2507.14831，2025年。[7] 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”，*IEEE Trans. Commun.*，第1–1页，提前在线发表，2025年10月，doi:10.1109/TCOMM.2025.3621084。[8] M. Grant和S. Boyd，“CVX：用于规范凸规划的MATLAB软件，2.1版”，[在线]。网址：http://cvxr.com/cvx，2014年。[9] Y. Xu、Z. Ding和G. K. Karagiannidis，“下行捏合天线系统的速率最大化”，*IEEE Wireless Commun. Lett.*，第14卷，第5期，第1431–1435页，2025年5月。[10] M. R. Castellanos、S. Yang、C.-B. Chae和R. W. Heath，“在面向6G及后续发展的三混合MIMO架构中采用可重构天线”，*IEEE Trans. Commun.*，第1–1页，2025年。