

面向6G近场通信的PASS辅助下的隐蔽传输优化

刘新忠, 蒋梦依, 庄增强, 崔雅茹, 朱 鹏

(湖南理工大学信息科学与工程学院, 岳阳 414006)

摘 要: 针对6G通信向超大阵列天线发展所带来的近场效应日益显著的问题, 本文研究了一种夹子天线系统(Pinching antenna system, PASS)辅助的多输入单输出非正交多址接入(Multi-input single-output non-orthogonal multiple access, MISO-NOMA)隐蔽通信系统。该研究旨在解决传统柔性天线在复杂无线环境下信号覆盖能力与部署灵活性不足的问题。通过创新性地在介质波导上部署可动态调整位置的夹子天线(Pinching antenna, PA), 系统能够有效利用近场球面波模型的波束聚焦特性。本文提出一种高效的交替优化(Alternating optimization, AO)算法, 对发射功率分配、波束成形矢量及PA位置进行联合优化。通过推导闭式功率解、引入惩罚项处理波束成形秩一约束, 并采用粒子群算法定位PA最优位置。数值仿真结果表明, 所提方案在28 GHz毫米波频段下能显著提升系统性能, 隐蔽通信速率突破45 bit/(Hz·s)瓶颈, 较传统方案明显提升, 验证了PASS技术在近场隐蔽通信中的有效性与优越性。

关键词: 近场; 夹子天线系统; 隐蔽通信; 交替优化算法; 粒子群优化

中图分类号: TN92 **文献标志码:** A

引用格式: 刘新忠, 蒋梦依, 庄增强, 等. 面向6G近场通信的PASS辅助下的隐蔽传输优化[J]. 数据采集与处理, 2026, 41(5): 1522–1534. Liu Xinzhong, Jiang Mengyi, Zhuang Zengqiang, et al. Optimization of Covert Transmission Assisted by PASS for 6G Near-Field Communication[J]. Journal of Data Acquisition and Processing, 2026, 41(5): 1522–1534.

引 言

随着第5代移动通信系统的大规模商用, 全球学界已聚焦于更具颠覆性的第6代移动通信系统(6th generation mobile communication technology, 6G)。6G旨在深度融合无线通信、人工智能与泛在感知, 支撑元宇宙、全息通信和自动驾驶等关键应用^[1]。为达成Tbps级速率与亚毫秒级时延的目标, 向太赫兹频段扩展并部署超大规模天线阵列成为必然路径^[2]。

在高频段且大尺寸天线阵列的场景下, 电磁波传播特性发生根本变化。传统远场平面波模型不再适用, 通信区域扩展至近场范围^[3]。基于球面波模型的近场通信, 结合极大规模多输入多输出技术, 成为释放6G潜能的关键^[4]。现有研究已围绕近场预编码优化^[5]、多用户检测算法^[6]等展开。相比远场, 近场信道引入了距离维自由度, 实现的“波束聚焦”^[7]能力不仅提升了能效, 也为集成感知与安全挑战提供了新维度^[8–12]。

在此背景下, 物理层安全受到空前关注。传统信息安全机制主要针对远程网络环境, 侧重于数据加密与协议防护, 近场场景下的安全研究^[13]强调通信行为本身的不可感知性。隐蔽通信通过利用物理

层不确定性对抗监测者的检测,确保通信过程“无形”,为高敏感领域提供了新思路^[14]。目前,学者已探索通过主动可重构智能表面(Reconfigurable intelligent surface, RIS)^[15]、可移动天线(Movable antenna, MA)^[16]及鲁棒波束成形方案^[17-18]提升隐蔽性。这些研究表明,主动调控电磁环境是突破性能瓶颈的关键。

然而,近场隐蔽通信仍面临挑战。首先,近场波束聚焦虽能提升合法链路质量,但也可能因能量高度集中增加被检测的风险。其次,现有文献[19]聚焦于近场集成感知与通信,重点研究了该系统的理论性能极限,文献[20]探讨太赫兹近场通信的波束训练方案,以应对高频段大带宽场景下的波束对准难题,较少将隐蔽性作为核心约束进行系统化设计。此外,传统固定阵列几何结构固定,难以适配复杂动态的近场隐蔽需求。

为突破固定阵列的局限,夹子天线(Pinching antenna, PA)作为创新的柔性天线技术应运而生^[21-22]。PA通过在介质波导上灵活“夹持”低成本介质粒子,动态创建辐射点,将天线物理位置转化为优化变量,引入了新的自由度。相比于RIS、MA,夹子天线系统(Pinching antenna system, PASS)可实现米级移动,有助于抑制大尺度衰落。在克服非视距损耗^[22]、提升多用户容量^[23-24]及隐蔽速率^[25-26]方面展现出巨大潜力。

基于此,本文研究6G近场场景下,PA辅助的多输入单输出非正交多址(Multi-input single-output non-orthogonal multiple access, MISO-NOMA)隐蔽通信系统优化问题。通过建立近场球面波信道模型,联合优化PA位置、发射功率与波束成形,在满足隐蔽性约束条件下最大化系统传输速率。本文的主要贡献包括:(1)构建了同时考虑近场球面波效应与PA可重构特性的多用户隐蔽通信系统模型;(2)提出了一种高效的联合优化算法,以解决PA位置、功率与波束成形变量之间的高度非凸耦合问题,从而最大化隐蔽速率;(3)通过系统仿真验证了所提方案在提升隐蔽速率方面的优势,并分析了近场效应、PA数量等参数对性能的影响,为未来6G高安全通信系统设计提供了理论与参考。本文的符号含义及说明如表1所示。

1 信道模型

如图1所示,考虑PASS辅助下的隐蔽通信,场景中包括基站Alice、公共用户Carl和隐蔽用户Bob以及监测者Willie。其中基站部署 N 根波导,每根波导上有 M 个预设的PA位置,其他节点均为单天线。

假定将波导沿 x 轴放置,长度为 L ,高度为 h ,沿波导部署 M 个PA,第 n 根波导上的第 m 个PA的位置可以定义为 $\boldsymbol{\eta}_{n,m}(x_{n,m})=[x_{n,m}, y_{n,m}, h]^T, m \in [1, M], n \in [1, N]$,其中 $x_{n,m}$ 是PA可调的 x 轴位置, $y_{n,m}$ 是第 n 根波导的 y 轴上的固定坐标,即 $y_{n,m} = y_n^f$,所以第 n 根波导上 M 个PA位置坐标的 x 轴集合可以表示为

$$\mathbf{x}_n = [x_{n,1}, x_{n,2}, \dots, x_{n,M}]^T \in \mathbf{R}^{M \times 1} \quad (1)$$

满足 $0 \leq x_{n,1} < x_{n,2} < \dots < x_{n,M} \leq L, \forall n \in [1, N]$ 。任意两个PA之间为了避免耦合,需要满足最小

表1 符号含义及说明

Table 1 Symbol definitions and descriptions

符号	含义
L/m	波导长度
M	单根波导上PA数量
N	波导数量
K	监测者Willie的个数
$x_{n,m}$	第 n 根波导上第 m 个PA的 x 轴位置
$c(n), b(n)$	公共信号、隐蔽信号
$\alpha_B/\text{dBm}, \alpha_C/\text{dBm}$	Alice到Bob, Alice到Carl的发射功率
h_{AB}, h_{AC}, h_{AWi}	Alice和Bob、Carl、第 k 个Willie之间的信道
Γ_{th}	检测阈值
ξ	Willie的总错误率
$P_{\max}/\text{dBm}$	Alice最大总发射功率

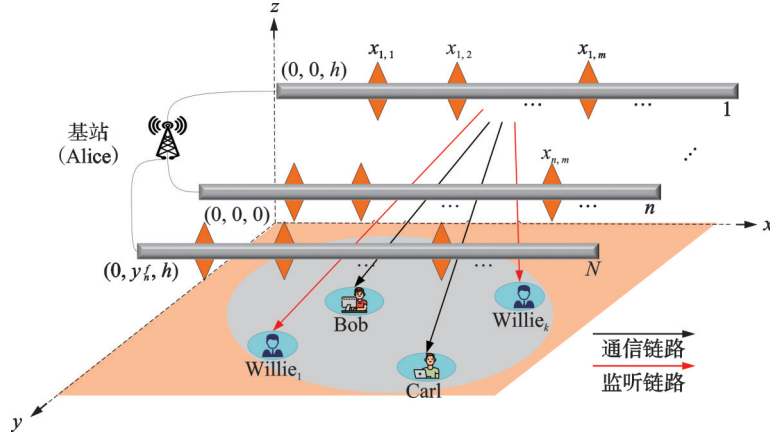


图1 系统模型

Fig.1 System model

间距约束 $|x_{n,m} - x_{n,m-1}| \geq \Delta_{\min}$, 一般认为 $\Delta_{\min} = \lambda/2$, 其中 λ 为载波波长。因此 PA 的所有位置集合可以表示为

$$\mathbf{X} = [\mathbf{x}_1, \mathbf{x}_2, \dots, \mathbf{x}_N] \in \mathbf{R}^{M \times N} \quad (2)$$

需要注意的是, PA 位置的动态调整可能引入切换时延和控制开销, 例如由于机械移动或信号重配置的延迟。这可能会影响隐蔽通信的实时性, 尤其是在高动态环境中, 时延可能导致通信中断或增加被监测者 Willie 检测的风险, 从而削弱系统的隐蔽性能。为了简化模型, 这里不考虑该约束。其合理性在于, 本系统设计的核心应用场景通常具有准静态特性, 采用“块衰落”假设, 将高动态环境离散化为多个准静态时隙, 位置优化频率较低, 忽略时延有助于在理论上最大程度地挖掘 PASS 技术在近场波束聚焦方面的潜力, 为后续实际部署中的性能权衡提供参考。

合法用户 Bob、公共用户 Carl 和 K 个监测者 Willie 均位于 xOy 平面上, 其中合法用户 Bob 位置为 $\mathbf{r}_B = [x_B, y_B, 0]^T$, 用来接收 Alice 方发出的隐蔽消息, 公共用户 Carl 位置为 $\mathbf{r}_C = [x_C, y_C, 0]^T$, 用来接收 Alice 方发出的公共消息, 第 k 个 Willie 的位置设为 $\mathbf{r}_{Wi,k} = [x_{Wi,k}, y_{Wi,k}, 0]^T$, $k \in [1, K]$ 。

考虑在 6G 下的 PASS 场景中, 波导形成的巨大天线孔径会将其远场边界推至极远距离, 使得网络中的 Bob、Carl 及 Willie 均处于发射端的近场辐射区域内。在此区域内, 电磁波前呈现显著的球面波特性, 其幅度与相位的空间变化规律复杂, 传统的远场平面波近似已不再适用。因此, 采用近场球面波模型, 则 Alice 和 Bob、Carl 以及第 k 个 Willie 之间的信道表示为

$$h_{Ai} = \frac{\sqrt{\beta} e^{-j\frac{2\pi}{\lambda} \|\mathbf{r}_B - \boldsymbol{\eta}_{n,m}\|}}{\|\mathbf{r}_B - \boldsymbol{\eta}_{n,m}\|} \quad \mathbf{h}_{Ai}^H \in \mathbf{C}^{1 \times MN} \quad (3)$$

式中: $i \in \{B, C, Wi\}$, $\beta = \lambda^2/16\pi^2$, λ 为自由空间内载波波长, $\|\mathbf{r}_B - \boldsymbol{\eta}_{n,m}\|$ 表示 Bob 和第 n 根波导第 m 个 PA 之间的距离。与波导放置高度 h 有关, 所以 h 直接影响传播距离和近场球面波特性和。过高的高度会削弱空间聚焦能力, 而过低的高度则可能降低覆盖鲁棒性, 因此需在近场条件和覆盖需求之间进行权衡。

Willie 的个数 K 对系统性能具有决定性影响。随着 K 的增加, 最坏情况窃听者出现的概率显著增加, 系统为确保在所有 K 个窃听者处均满足 $\max_i D(P_0^{(i)} \| P_1^{(i)}) \leq 2\epsilon_0^2$ 的联合隐蔽约束, 波束成形矢量 $\mathbf{w}$

的设计自由度被迫降低,这是因为在PASS辅助的MISO-NOMA系统中,近场球面波模型为系统提供了至关重要的额外空间自由度,这是远场近似所无法提供的。这些自由度源于近场区域中电磁波前显著的曲率特性,使得信道响应 h_{Ai} 不仅是天线角度的函数,更是距离的敏感函数。

因为 M 个PA位于同一根波导上,所以两个PA之间只存在相移的不同,表示为

$$g_{n,m}(x_{n,m}) = \sqrt{\frac{1}{M}} e^{-j\frac{2\pi}{\lambda_g} x_{n,m}} \quad (4)$$

式中 $\lambda_g = \lambda/n_{\text{eff}}$, n_{eff} 为波导折射率, λ_g 为波导内波长。这里的 $g_n(x_n) \in \mathbb{C}^{M \times 1}$, $G(X)$ 是一个块对角矩阵

$$G(X) = \text{diag}(g_1(x_1), g_2(x_2), \dots, g_N(x_N)) \quad (5)$$

式中 $G(X) \in \mathbb{C}^{MN \times N}$ 。

假设传输信号分为公共信号 $c(n)$ 和隐蔽信号 $b(n)$ 两部分,天线发射信号可以表示为

$$s = \mathbf{w} \left(\sqrt{\alpha_B} b(n) + \sqrt{\alpha_C} c(n) \right) \quad (6)$$

式中: α_B, α_C 分别为Alice到Bob和Carl的发射功率, $\mathbf{w}$ 为波束成形矢量。

因此,在Bob和Carl处的接收信号可表示为

$$y_i = \mathbf{h}_{Ai}^H \mathbf{G} \mathbf{s} + n_i \quad n_i \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_i^2) \quad (7)$$

式中: $\mathcal{CN}(\cdot)$ 为复高斯分布, $i \in \{B, C\}$ 。

为保证正常通信,多用户时根据非正交多址(Non-orthogonal multiple access, NOMA)原理^[27],保证串行干扰消除(Successive interference cancellation, SIC)的成功实施,有 $\|\mathbf{h}_{AB}\|^2 \geq \|\mathbf{h}_{AC}\|^2$, $\alpha_C \geq \alpha_B$ 。

在Bob处, $c(n)$ 和 $b(n)$ 传输的可达速率可以分别表示为 $R_{b,c(n)} = \log_2(1 + \gamma_{b,c(n)})$ 和 $R_{b,b(n)} = \log_2(1 + \gamma_{b,b(n)})$,其中

$$\gamma_{b,c(n)} = \frac{\alpha_C |\mathbf{h}_{AB}^H \mathbf{G} \mathbf{w}|^2}{\alpha_B |\mathbf{h}_{AB}^H \mathbf{G} \mathbf{w}|^2 + \sigma_b^2} \quad (8)$$

$$\gamma_{b,b(n)} = \frac{\alpha_B |\mathbf{h}_{AB}^H \mathbf{G} \mathbf{w}|^2}{\sigma_b^2} \quad (9)$$

在Carl处,通过将 $b(n)$ 相关的信号视为噪声来解码 $c(n)$,则Carl的可达速率可表示为

$$R_{c,c(n)} = \log_2 \left(1 + \frac{\alpha_C |\mathbf{h}_{AC}^H \mathbf{G} \mathbf{w}|^2}{\alpha_B |\mathbf{h}_{AC}^H \mathbf{G} \mathbf{w}|^2 + \sigma_c^2} \right) \quad (10)$$

为保证Carl进行正常通信行为,则有 $R_{c,c(n)} \geq R_c^{\min}$, $R_c^{\min}$ 是保证正常通信的最小可达速率。为突出PASS结构特性及联合优化机制的影响,本文采用近场球面波的视距链路(Line-of-sight, LoS)主导信道模型,未显式考虑极化失配、多径传播及遮挡等复杂实际传播效应,其扩展研究可作为未来工作。

2 Willie的二元假设

对于Willie,接收的信号为Alice是否向Bob发送隐蔽信号,分别对应 H_0 和 H_1 ,表达式为

$$y_{Wi}^k = \begin{cases} \mathbf{h}_{AWi}^H \mathbf{G} \mathbf{w} \sqrt{\alpha_C} c(n) + n_{Wi}^k & \text{if } H_0 \\ \mathbf{h}_{AWi}^H \mathbf{G} \mathbf{w} \left(\sqrt{\alpha_C} c(n) + \sqrt{\alpha_B} b(n) \right) + n_{Wi}^k & \text{if } H_1 \end{cases} \quad (11)$$

式中: $n_{Wi}^k \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_{Wi}^2)$,条件为 H_0 时Alice只发送公共信号,条件为 H_1 时Alice发送隐蔽信号。

Willie处的平均统计功率为 $\bar{P}_{\text{Wi}} = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N |y_{\text{Wi}}[n]|^2$, 根据最优决策规则的似然比检验, 可得检测 Alice 是否发送的最优检测为

$$T \triangleq \bar{P}_{\text{Wi}} \underset{D_0}{\overset{D_1}{\geq}} \Gamma_{\text{th}} \quad (12)$$

式中 Γ_{th} 为检测阈值。令 $N \rightarrow \infty$, 可得

$$T = \begin{cases} \alpha_{\text{C}} |\mathbf{h}_{\text{AWi}}^{\text{H}} \mathbf{G} \mathbf{w}|^2 + \sigma_{\text{Wi}}^2 & \text{if } H_0 \\ (\alpha_{\text{C}} + \alpha_{\text{B}}) |\mathbf{h}_{\text{AWi}}^{\text{H}} \mathbf{G} \mathbf{w}|^2 + \sigma_{\text{Wi}}^2 & \text{if } H_1 \end{cases} \quad (13)$$

对于 Willie 来说, 存在两种错误的情况: (1) 在 Alice 传输隐蔽信号时 Willie 并未检测到, 称为漏检; (2) Alice 只发送公共信号时 Willie 却检测到有隐蔽传输行为, 称为虚警。两种错误情况发生的概率分别记为 P_{M} 、 P_{F} , 表达式为

$$P_{\text{M}} = P\{D_0 | H_1\} = P\left\{|\mathbf{h}_{\text{AWi}}^{\text{H}} \mathbf{G} \alpha_{\text{C}}|^2 + |\mathbf{h}_{\text{AWi}}^{\text{H}} \mathbf{G} \alpha_{\text{B}}|^2 + \sigma_k^{\text{Wi}2} \leq \Gamma_{\text{th}}\right\} \quad (14)$$

$$P_{\text{F}} = P\{D_1 | H_0\} = P\left\{|\mathbf{h}_{\text{AWi}}^{\text{H}} \mathbf{G} \alpha_{\text{C}}|^2 + (\sigma_k^{\text{Wi}})^2 \geq \Gamma_{\text{th}}\right\} \quad (15)$$

Willie 的总错误率记为 $\xi = P_{\text{M}} + P_{\text{F}}$ 。

3 问题建模及算法提出

本文以最大化隐蔽通信速率为目标, 构建天线位置、功率分配和波束成形的联合优化问题, 根据第 2 节内容可得优化目标及约束条件为

$$\text{P1: } \max_{\alpha_{\text{B}}, \alpha_{\text{C}}, \mathbf{w}, x_{n,m}} R_{b,b(n)} \quad (16a)$$

$$\text{s.t. } 0 \leq x_{n,m} \leq L \quad \forall n \in [1, N] \quad (16b)$$

$$|x_{n,m} - x_{n,m-1}| \geq \Delta_{\text{min}} \quad (16c)$$

$$\alpha_{\text{B}} + \alpha_{\text{C}} \leq P_{\text{max}} \quad (16d)$$

$$\alpha_{\text{C}} \geq \alpha_{\text{B}} \quad R_{c,c(n)} \leq R_{b,c(n)} \quad (16e)$$

$$R_{c,c(n)} \geq R_c^{\text{min}} \quad (16f)$$

$$\|\mathbf{w}\|^2 = 1 \quad \xi \geq 1 - \epsilon_0 \quad (16g)$$

式中: 约束 (16b)、(16c) 是对 PA 的位置约束, 式 (16d) 是 Alice 发射功率约束, P_{max} 是 Alice 的最大总发射功率, 式 (16e) 是保证 Carl 成功解码的情况下保证 Bob 处 SIC 的成功实施约束, 式 (16f) 是公共用户 Carl 的服务质量 (Quality of service, QoS) 约束, 式 (16g) 是 Willie 的最小错误检测概率约束, 在多 Willie 场景中, 假设 Willie 之间不进行协作检测, 并以最不利 Willie 作为隐蔽性约束。

由 $\frac{P_1(y_k^{\text{Wi}})}{P_0(y_k^{\text{Wi}})} \underset{D_0}{\overset{D_1}{\geq}} 1$, 化简可得满足 $\Gamma_{\text{th}}^* > 0$ 的最优检测阈值

$$\Gamma_{\text{th}}^* = \frac{\sigma_0^2 \sigma_1^2}{\sigma_0^2 - \sigma_1^2} \ln \frac{\sigma_1^2}{\sigma_0^2} \quad (17)$$

式中 σ_0^2 和 σ_1^2 分别为 $N \rightarrow \infty$ 时在 H_0 和 H_1 情况下对应的最优检测 T 。

另一方面, 由最小错误检测概率 $\xi_{\text{min}} = P_{\text{M}} + P_{\text{F}} = P(D_0 | H_1) + P(D_1 | H_0)$ 可知, 将柯尔贝克-莱伯勒 (Kullback-Leibler, KL) 散度的具体表达式 $D(P_0(y_k^{\text{Wi}}) \| P_1(y_k^{\text{Wi}})) = \ln(\sigma_1^2/\sigma_0^2) + (\sigma_0^2/\sigma_1^2) - 1$ 代入隐蔽性

约束 $D(P_0 \| P_1) \leq 2\epsilon_0^2$, 并通过代数运算求解关于信号功率的不等式, 即可推导出最终的功率约束条件

$$(\alpha_B + \alpha_C(1-k)) |h_{AWi}^H G \mathbf{w}|^2 \leq (k-1) \sigma_{Wi}^{k2} \quad (18)$$

式中 k 为方程 $f(\lambda) = \ln \lambda + \lambda^{-1} - 1 = 2\epsilon_0^2$ 在 $[1, \infty]$ 的唯一解, ϵ_0 为隐蔽约束因子, 通常取一个较小的正数。式(18)清晰地表明, 隐蔽通信要求合法信号的等效功率必须被限制在由噪声功率和常数 k 所确定的上界之内。另外 KL 散度与检测错误概率之间的关系可由 Pinsker 不等式 $\xi \geq 1 - \sqrt{\frac{1}{2} D(P_0(y_k^{Wi}) \| P_1(y_k^{Wi}))}$ 给出。

对于问题(P1), 需要优化的参数相互关联, 约束条件(16e, 16f, 16g)为非凸, 无法直接求解, 所以将该问题分解为3个子问题, 分别优化PA的位置、发射功率分配和波束成形, 并设计一种交替优化(Alternating optimization, AO)算法以最大化隐蔽速率。

3.1 发射功率优化

假定PA位置已给定, 任意波束成形矢量 $\mathbf{w}$, 这里的优化问题转化为

$$\text{P2: } \max_{\alpha_B, \alpha_C} R_{b, b(n)} \quad (19a)$$

$$\text{s.t. } \alpha_B + \alpha_C \leq P_{\max} \quad (19b)$$

$$\alpha_C \geq \alpha_B \quad (19c)$$

$$\alpha_C |h_{AC}^H G \mathbf{w}|^2 \geq r_{th} (\alpha_B |h_{AC}^H G \mathbf{w}|^2 + \sigma_c^2) \quad (19d)$$

$$(\alpha_B + \alpha_C(1-k)) |h_{AWi}^H G \mathbf{w}|^2 \leq (k-1) \sigma_{Wi}^{k2} \quad (19e)$$

式中约束(19d)是Carl的QoS要求变换所得, 其中 $r_{th} = 2^{R_c^{\min}} - 1$ 。

通过反证法可以证明, 当 $R_{b, b(n)}$ 达到最大时, 约束条件(19b)中的等号成立。考虑到式(19c)有 $\alpha_B \leq E_1$, 其中 $E_1 = P_{\max}/2$ 。

此外, 式(19d, 19e)可以分别等价改写为 $\alpha_B \leq E_2$, $\alpha_B \leq E_3$ 。其中

$$E_2 = \frac{P_{\max} |h_{AC}^H G \mathbf{w}|^2 - r_{th} \sigma_c^2}{(1 + r_{th}) |h_{AC}^H G \mathbf{w}|^2} \quad (20)$$

$$E_3 = \frac{k-1}{k} \left(\frac{\sigma_{Wi}^{k2}}{|h_{AWi}^H G \mathbf{w}|^2} + P_{\max} \right) \quad (21)$$

因此, 问题P2可以简化为

$$\text{P2.1: } \max_{\alpha_B, \alpha_C} R_{b, b(n)} \quad (22a)$$

$$\text{s.t. } \alpha_B \leq \min\{E_1, E_2, E_3\} \quad (22b)$$

由于 $R_{b, b(n)}$ 随 α_B 单调递增, 使 R_b 最大化的最优发射功率分配为 $\alpha_B^* = \min\{E_1, E_2, E_3\}$ 且 $\alpha_C^* = P_{\max} - \alpha_B^*$ 。

3.2 优化波束成形

在给定PA位置和发射功率分配的情况下, 问题(P1)通过优化Alice的发射波束成形转化为隐蔽速率最大化问题。通过联合优化所有PA的位置矩阵 $\mathbf{X}$ 和波束成形矢量 $\mathbf{w}$, 系统能够精确地调控发射波前的形状。这种调控使得电磁能量能够被极度精准地聚焦于合法用户Bob所在的具体空间点位, 同时最大限度地抑制其向监测者Willie方向的辐射泄漏。这种基于位置的波束聚焦能力, 超越了传统远场波束成形仅能控制信号传输角度的局限, 实现了在三维空间中对信号能量分布的有力调控。

为使该问题可行,本文引入 $\mathbf{W} = \mathbf{w}\mathbf{w}^H$, $H_{Ai} = \mathbf{h}_{Ai}\mathbf{h}_{Ai}^H$, $i \in \{B, C, Wi\}$, 这样, 可以把 $|\mathbf{h}_{Ai}^H \mathbf{G}\mathbf{w}|^2 = \text{tr}(\mathbf{H}_{Ai}^H \mathbf{G}\mathbf{W})$ 重写。发射波束成形问题即可以表述为

$$\text{P3: } \max_{\mathbf{w}} \text{tr}(\mathbf{H}_{AB}^H \mathbf{G}\mathbf{W}) \quad (23a)$$

$$\text{s.t. } \text{tr}(\mathbf{H}_{AC}^H \mathbf{G}\mathbf{W}) \leq \text{tr}(\mathbf{H}_{AB}^H \mathbf{G}\mathbf{W}) \quad (23b)$$

$$(\alpha_C - r_{th}\alpha_B) \text{tr}(\mathbf{H}_{AC}^H \mathbf{G}\mathbf{W}) \geq r_{th}\sigma_c^2 \quad (23c)$$

$$\text{rank}(\mathbf{W}) = 1 \quad \text{tr}(\mathbf{W}) = 1, \mathbf{W} \geq 0 \quad (23d)$$

$$(\alpha_B + \alpha_C(1-k)) \text{tr}(\mathbf{H}_{AWi}^H \mathbf{G}\mathbf{W}) \leq (k-1)\sigma_{Wi}^{k2} \quad (23e)$$

问题(P3)平衡了Bob处能量聚焦和Willie处规避检测的双重目标。具体而言,目标函数 $\max_{\mathbf{w}} \text{tr}(\mathbf{H}_{AB}^H \mathbf{G}\mathbf{W})$ 直接优化Bob处的信号能量聚焦,确保隐蔽信号 $b(n)$ 的速率最大化。同时,约束条件 $(\alpha_B + \alpha_C(1-k)) \text{tr}(\mathbf{H}_{AWi}^H \mathbf{G}\mathbf{W}) \leq (k-1)(\sigma_{Wi}^k)^2$ 通过限制Willie处的等效信道功率,强制 $\mathbf{w}$ 在Willie方向形成零陷或低增益模式,从而规避检测。

通过在目标函数中加入惩罚项 $\|\mathbf{W}\|_* + \hat{\mathbf{W}}^{(t)}$ 来处理秩一约束,其中

$$\hat{\mathbf{W}}^{(t)} = -\|\mathbf{W}^{(t)}\|_2 - \text{tr}\left(\mathbf{V}_{\max}^{(t)}(\mathbf{V}_{\max}^{(t)})^H(\mathbf{W} - \mathbf{W}^{(t)})\right) \quad (24)$$

且 $\mathbf{V}_{\max}^{(t)}$ 是第 t 次迭代中对应于 $\mathbf{W}^{(t)}$ 最大特征值的特征向量。惩罚项系数 $1/l_2$ 的选择对算法的收敛性和解的最优性至关重要。一般来说, l_2 是一个正的正则化参数,用于平衡目标函数与秩一约束的满足程度。系数选择策略通常基于自适应调整:初始时 l_2 可设为一个较大值,以弱化惩罚项的影响,优先优化主目标;随后在迭代中逐步减小 l_2 ,以强化惩罚项,迫使解逼近秩一矩阵,当然 l_2 的过大过小都会影响最终解最优性,因此,系数需通过数值实验调试,以在收敛速度和解质量间取得平衡,避免过早陷入局部最优。因此,惩罚优化问题可表示为

$$\text{P3.1: } \max_{\mathbf{w}} \text{tr}(\mathbf{H}_{AB}^H \mathbf{G}\mathbf{W}) - \frac{1}{l_2} (\|\mathbf{W}\|_* + \hat{\mathbf{W}}^{(t)}) \quad (25a)$$

$$\text{s.t. } \text{tr}(\mathbf{W}) = 1 \quad \mathbf{W} \geq 0 \quad (25b)$$

$$(23c)(23d)(23e) \quad (25c)$$

可以看出,引入惩罚项后,问题(P3.1)在保持秩一特性的同时,通过迭代优化使 $\mathbf{W}$ 的解在满足约束下逼近最优均衡:即优先保障Bob处的增益,但当Willie约束紧时,自动调整波束成形方向以降低检测风险。这种平衡是通过目标函数与约束的联合优化实现的,确保了隐蔽通信的可靠性和隐蔽性。

因此,可以将凸优化求解器应用于(P3.1)以获得最优波束成形,显著提升通信的隐蔽性,一方面,投向Bob的信号功率被高度集中,从而在满足隐蔽约束(确保Willie处的KL散度 $D(P_0 \| P_1) \leq 2\epsilon_0^2$)的前提下,最大化Bob处的接收信干噪比和隐蔽通信速率。另一方面,投向多个Willie的旁瓣和杂散能量被有效抑制,降低了被其成功检测的概率 ξ 。在分别确定子问题的最优解后,提出一种内外嵌套的优化算法来获取问题(P1)的联合优化解。

3.3 优化PA位置

PA的位置配置是决定系统近场信道状态的关键因素,直接影响到波束成形的聚焦能力和最终的隐蔽通信性能。然而,如式(16b,16c)所定义,PA的位置优化问题是一个受限于最小间距和波导边界的高维非凸问题。若采用穷举搜索,其计算复杂度将随天线数量呈指数增长,在实际系统中难以实现。

为在优化性能与计算复杂度之间取得有效平衡,本节提出一种基于粒子群优化(Particle swarm optimization, PSO)的高效位置搜索算法。可以观察到,在均匀线性阵列的部署中,一旦确定了每根波导

上第一个PA的初始位置 x_{first} , 并固定相邻PA之间的恒定间距 d , 则整根波导上所有PA的位置序列 $[x_{\text{first}}, x_{\text{first}} + d, \dots, x_{\text{first}} + (M-1)d]$ 便随之确定。这一策略巧妙地将一个优化 $N \times M$ 个位置坐标的复杂问题, 简化为仅需优化 N 个初始位置 $x_{\text{first}}^{(n)}$ 的降维问题, 显著降低了搜索空间的维度。

基于此, 为实现PA位置的最优配置, 本文采用了一种嵌套联合优化算法。其中, 外层采用PSO搜索各波导首个PA的最优位置, 并根据固定间距恢复完整PA位置集合; 对于每一个候选PA配置, 内层采用AO方法交替更新发射功率和波束成形变量, 并以收敛后的最大隐蔽通信速率作为粒子适应度。算法流程如图2所示。

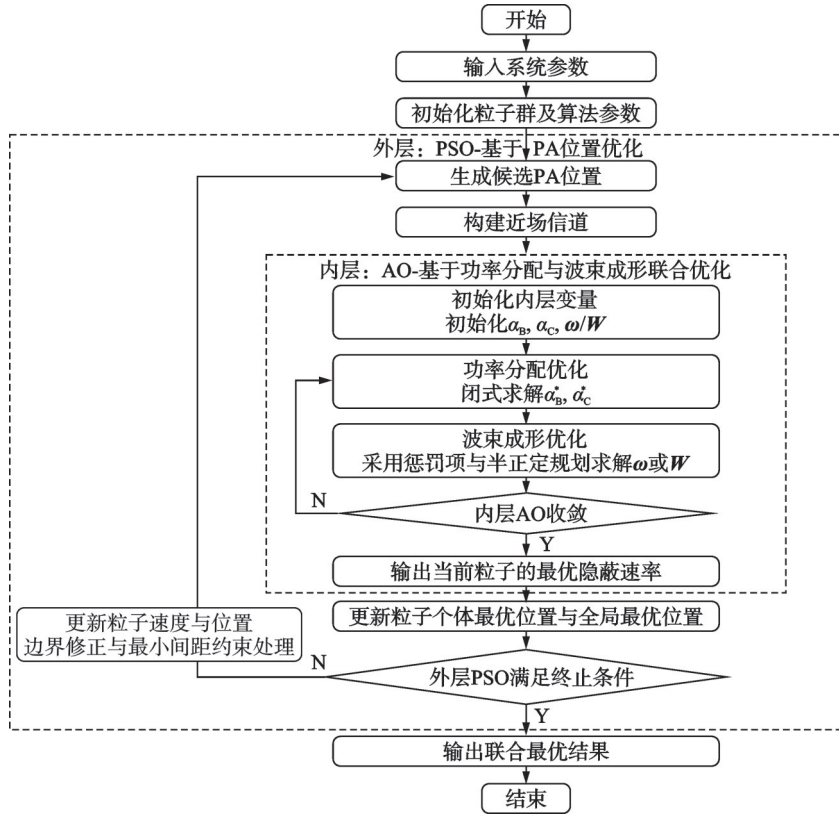


图2 AO-PSO 联合优化算法总体框架

Fig. 2 Overall framework of the proposed AO-PSO joint optimization algorithm

在每次外层PSO迭代中, 首先根据粒子位置 $\mathbf{X} = [x_{\text{first}}^{(1)}, x_{\text{first}}^{(2)}, \dots, x_{\text{first}}^{(N)}]$ 生成完整PA配置, 并构建相应的近场信道。随后, 在固定PA位置的条件下, 依次执行闭式功率分配和基于惩罚半正定规划的波束成形优化, 直至内层AO收敛。将所得最大隐蔽通信速率作为粒子适应度后, 更新个体最优位置和全局最优位置。当达到最大迭代次数或全局适应度收敛时, 输出联合优化后的PA位置、功率分配和波束成形结果。

通过大量仿真实验发现, 在本文考虑的系统模型与近场信道下, 算法收敛后的最优PA布局呈现出明确的规律性: PA阵列的中心倾向于直接部署在合法用户Bob的正上方。可直观地解释为将辐射能量最集中的阵列中心对准目标用户, 能够最大化其接收信号功率, 同时, 这种聚焦效应也有助于减小信号在监测者Willie方向的泄露, 从而在根本上提升了通信的隐蔽性。此结论也印证了所提算法在解决此类复杂位置优化问题上的有效性与合理性。

3.4 算法复杂度与实现可行性

所提出的AO算法包括功率分配、波束成形和PA位置优化3部分。其中,功率分配具有闭式解,计算复杂度可忽略;波束成形通过惩罚项法转化为半正定规划,其复杂度约为 $O(I_{\text{pen}}(NM)^3)$,为主要计算开销。PA位置采用PSO优化,通过固定相邻PA间距显著降低搜索维度,复杂度约为 $O(PI_{\text{PSO}})$ 。

在实际工程应用方面,本算法表现出极高的适应性。首先,系统采用双时标控制策略:PA位置优化基于慢时标执行,旨在捕获大尺度信道增益;而功率分配与波束成形则基于快时标在时隙级完成,这与当前6G灵活帧结构高度契合。其次,算法具有良好的并行化潜力,PSO算法的适应度评估可分配至异构计算资源中并行处理,大幅缩短了决策延迟。最后,得益于近场信道的几何确定性,系统可利用基于模型的信道估计技术降低导频开销。综上所述,该算法在保证计算精度的同时,平衡了处理时延与硬件响应速度,具备良好的工程落地前景。

4 仿真结果

本节利用仿真结果,对所提PASS系统中隐蔽通信的性能进行评估。模拟中相关参数设置:频段为28 GHz,波导高度 h 为3 m,波导长度 L 为25 m。本文中提出算法的收敛性能通过图3所示的隐蔽速率随迭代次数的变化曲线进行评估。

从图3可以看出,本文所提算法展现出优异的收敛特性,经历最初两次迭代的快速爬升后,隐蔽速率迅速稳定在约60 bit/(Hz·s)的高水平,曲线始终保持平稳,未出现明显波动。与经典穷举法和传统算法(遗传算法)相比,其收敛速度明显加快,有效降低了算法复杂度,同时收敛速率也保持在高水平状态。具体来看,本文所提算法的收敛速率与穷举法下的结果几乎一致,但收敛次数明显降低,可以证明算法复杂度有效降低;同时与传统优化算法遗传算法相比,收敛速率表现出显著优势。这一结果证明了该交替优化算法具有收敛速度快、稳定性好的优点,能够在极少的迭代内逼近最优解,为系统的实际应用提供了可行性保障。

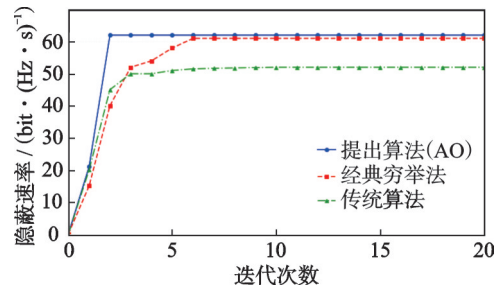


图3 不同算法收敛对比图

Fig.3 Convergence comparison of different algorithms

图4展示了不同方案下系统隐蔽速率随发射功率变化的性能对比。可以观察到,3种方案的隐蔽速率均随发射功率的增加而呈现出总体上升的趋势,这符合通信系统的基本规律。然而,本文所提出的PASS方案在所有功率点上均显著优于对比方案,展现了其卓越的性能。具体而言,在发射功率为20 dBm时,PASS方案的隐蔽速率达到约45 bit/(Hz·s),而均匀功率分配方案和传统均匀线性阵列方案分别约为38 bit/(Hz·s)和43 bit/(Hz·s)。随着功率增至30 dBm,PASS方案将性能优势进一步扩大至约48 bit/(Hz·s)。这一结果清晰地验证了PASS方

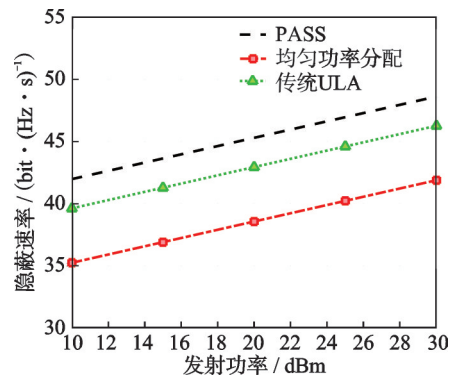


图4 不同发射功率下PASS隐蔽性能

Fig.4 PASS covert performance under different transmit powers

案的有效性,即通过动态优化PA的位置以重构信道并实现近场波束聚焦,能够在相同的功率预算下,更高效地将能量集中于合法用户,同时有效规避监测者的检测,从而实现隐蔽通信性能的全面提升。

图5展示了系统隐蔽速率随每根波导上所部署PA数量的变化关系,对比了本文所提PASS、均匀功率分配以及传统均匀线性阵列(Uniform linear array, ULA)方案的性能。可以看出,3种方案的隐蔽速率均随数量的增加呈现先快速上升后趋于饱和或略有下降的趋势,体现了系统自由度增加带来的性能增益及其边际递减效应。具体而言,当数量从2增至6时,PASS方案的隐蔽速率从约43 bit/(Hz·s)显著提升至45 bit/(Hz·s),且在整个取值范围内始终优于对比方案。值得注意的是,当数量继续增至8时,增长基本停滞。该现象表明,存在一个使系统性能达到最优的PA数量临界点,超过该点后,可能因信道间相关性增强或优化复杂度提升而导致性能不再改善甚至下降。这一结果验证了PASS系统通过灵活配置PA位置以重构信道、提升波束聚焦能力的有效性,同时也为实际系统中PA规模的工程配置提供了重要参考:应在性能与复杂度之间进行权衡,而非盲目增加PA数量。

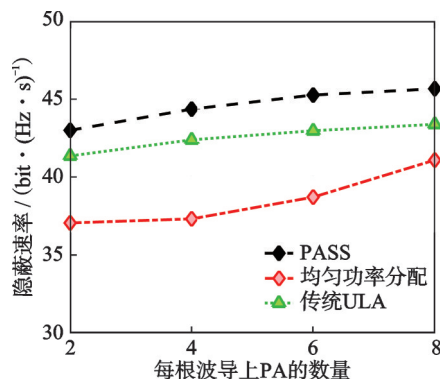


图5 不同PA数量下PASS隐蔽性能

Fig.5 PASS covert performance at different numbers of PA

5 PASS下隐蔽通信设计建议

基于近场球面波信道模型与PASS的物理特性,PASS隐蔽通信系统设计应在追求高隐蔽速率的同时,确保对非法检测者(Willie)的隐蔽性约束。建议遵循以下原则:

(1)在设计波束成形时,应充分利用近场区域独特的球面波特性与距离维自由度,将发射能量精准聚焦于合法用户(Bob)所在的具体三维空间点位。

(2)建议采用AO等算法框架,迭代优化PA位置配置与发射波束成形矢量,以协同实现信道智能重构与空间功率分布整形,从而系统性地提升隐蔽性能。

(3)所有优化方案应确保在此最坏情况下,Willie处的检测性能仍低于预定阈值,从而保证系统在实际部署中的鲁棒隐蔽性。

(4)建议在满足公共用户基本通信质量的前提下,将剩余的功率资源优先且动态地分配给隐蔽用户,但其分配上限必须严格受限于由KL散度等指标推导出的隐蔽性功率约束。

(5)在系统设计初期,应在性能目标、硬件成本与计算复杂度之间进行权衡,选择能实现大部分性能增益的、性价比较优的PA数量进行部署,而非盲目追求最大规模。

上述建议从空间、功率、架构和信号等多个维度出发,为构建高效、鲁棒的PASS近场隐蔽通信系统提供了设计指南。

6 结束语

面向6G的无线通信网络因其大规模天线阵列的广泛应用,使得近场效应日益凸显,这为物理层安全传输带来了新的机遇与挑战。在此背景下,本文深入研究了近场球面波信道模型下,基于PASS的MISO-NOMA系统隐蔽通信问题。本文的核心贡献在于创新性地提出了一套完整的联合优化框架,以

解决由近场空间自由度引入的隐蔽通信设计难题。仿真结果表明,在 28 GHz 毫米波近场场景中,本方案不仅能将隐蔽速率提升至 $45 \text{ bit}/(\text{Hz}\cdot\text{s})$ 以上,还展现出随天线数目增加而增强的稳定性能增益,验证了 PASS 技术在挖掘近场隐蔽通信性能方面的巨大潜力。未来的研究工作将着眼于更复杂的多隐蔽用户近场通信场景,并探索该框架在动态信道环境及通感一体化系统中的适配与扩展,基于 PA 数量会趋于饱和效应这个现象,未来可深入研究最优 PA 配置理论以界定性能临界点,并开发动态信道下的在线优化算法,如强化学习,同时拓展多波导协同与跨层隐蔽设计,最终推动 PASS 技术在 6G 标准化中的部署应用。

参考文献:

- [1] PENNANEN H, HÄNNINEN T, TERVO O, et al. 6G: The intelligent network of everything[J]. *IEEE Access*, 2025, 13: 1319-1421.
- [2] SERGHIU D, KHALILY M, BROWN T W C, et al. Terahertz channel propagation phenomena, measurement techniques and modeling for 6G wireless communication applications: A survey, open challenges and future research directions[J]. *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, 2022, 24(4): 1957-1996.
- [3] MUKHOPADHYAY A, SINGH K, TSENG F S, et al. A tutorial on near-field driven 6G networks[J]. *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, 2026, 28: 916-954.
- [4] LU H, ZENG Y, YOU C, et al. A tutorial on near-field XL-MIMO communications toward 6G[J]. *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, 2024, 26(4): 2213-2257.
- [5] 李志立,傅友华,宋云超.基于频谱效率公平性的XL-MIMO系统预编码优化[J].*数据采集与处理*, 2025, 40(6): 1434-1444.
LI Zhili, FU Youhua, SONG Yunchao. Precoding optimization for XL-MIMO systems based on spectral efficiency fairness[J]. *Journal of Data Acquisition and Processing*, 2025, 40(6): 1434-1444.
- [6] 谢文武,李攀,肖健,等.一种应用于协作MIMO-NOMA系统的符号检测算法[J].*北京邮电大学学报*, 2024, 47(4): 136-142.
XIE Wenwu, LI Pan, XIAO Jian, et al. A symbol detection algorithm for cooperative MIMO-NOMA systems[J]. *Journal of Beijing University of Posts and Telecommunications*, 2024, 47(4): 136-142.
- [7] LU M, LUO H, LIU R, et al. Beamforming design for near-field integrated sensing and communications[C]//*Proceedings of the 2023 IEEE 23rd International Conference on Communication Technology (ICCT)*. Wuxi, China: IEEE, 2023: 434-438.
- [8] 王得志,胡钰琪,季然,等.面向6G的近场通信与感知理论与方法[J].*中国科学: 信息科学*, 2025, 55(6): 1257-1280.
WANG Dezhi, HU Yuqi, JI Ran, et al. Theory and methods of near-field communications and sensing for 6G[J]. *SCIENTIA SINICA Informationis*, 2025, 55(6): 1257-1280.
- [9] WANG Z, MU X, LIU Y. Near-field integrated sensing and communications[J]. *IEEE Communications Letters*, 2023, 27(8): 2048-2052.
- [10] 张海洋,张行,杨钊宇,等.近场联合成像与通信系统的波束成形设计[J].*中国科学: 信息科学*, 2025, 55(6): 1339-1349.
ZHANG Haiyang, ZHANG Xing, YANG Qianyu, et al. Beamforming design for near-field joint imaging and communication systems[J]. *SCIENTIA SINICA Informationis*, 2025, 55(6): 1339-1349.
- [11] 徐媛,李心怡,沈嘉宇,等.毫米波低空无人机通感波束训练与追踪技术研究[J].*数据采集与处理*, 2025, 40(1): 56-71.
XU Yuan, LI Xinyi, SHEN Jiayu, et al. Research on beam training and tracking technology for millimeter-wave low-altitude UAV integrated sensing and communication[J]. *Journal of Data Acquisition and Processing*, 2025, 40(1): 56-71.
- [12] WANG Z, LIU Y, MU X, et al. NOMA empowered integrated sensing and communication[J]. *IEEE Communications Letters*, 2022, 26(3): 677-681.
- [13] 徐勇军,李晶,骆东鑫,等.近场通信物理层安全技术综述[J].*电子与信息学报*, 2025, 47: 1-15.
XU Yongjun, LI Jing, LUO Dongxin, et al. A survey of physical-layer security technologies for near-field communications[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2025, 47: 1-15.
- [14] CHEN X, AN J, XIONG Z, et al. Covert communications: A comprehensive survey[J]. *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, 2023, 25(2): 1173-1198.
- [15] ZHU M, GUO K, YE Y, et al. Active RIS-aided covert communications for MISO-NOMA systems[J]. *IEEE Wireless*

- Communications Letters, 2023, 12(12): 2203-2207.
- [16] LIU P, SI J, CHENG Z, et al. Movable-antenna enabled covert communication[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2025, 14(2): 280-284.
- [17] 王振彪,赵柏,王宇辰,等. 窃听概率约束下的双层卫星网络鲁棒安全波束成形算法[J]. 数据采集与处理, 2025, 40(1): 176-186.
- WANG Zhenbiao, ZHAO Bai, WANG Yuchen, et al. Robust secure beamforming algorithm for dual-layer satellite networks under eavesdropping probability constraints[J]. Journal of Data Acquisition and Processing, 2025, 40(1): 176-186.
- [18] JIA H, MA L, QIN D. Robust beamforming design for covert integrated sensing and communication in the presence of multiple wardens[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2024, 73(11): 17135-17150.
- [19] QU K, GUO S, SAEED N, et al. Near-field integrated sensing and communication: Performance analysis and beamforming design[J]. IEEE Open Journal of the Communications Society, 2024, 5: 6353-6366.
- [20] XIE Y, NING B, LI L, et al. Near-field beam training in THz communications: The merits of uniform circular array[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2023, 12(4): 575-579.
- [21] DING Z, SCHÖBER R, POOR H V. Flexible-antenna systems: A pinching-antenna perspective[J]. IEEE Transactions on Communications, 2025, 73(10): 9236-9253.
- [22] SUZUKI H O Y, KAWAI K. Pinching antenna: Using a dielectric waveguide as an antenna[J]. NTT DOCOMO Technical Journal, 2022, 23(3): 5-12.
- [23] 王骥,李子龙,肖健,等. 基于低复杂度加法网络的非正交多址接入短报文多用户检测算法研究[J]. 电子与信息学报, 2024, 46(6): 2409-2417.
- WANG Ji, LI Zilong, XIAO Jian, et al. Multiuser detection for NOMA short-packet communications based on a low-complexity additive network[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2024, 46(6): 2409-2417.
- [24] WANG K, DING Z, SCHÖBER R. Antenna activation for NOMA assisted pinching-antenna systems[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2025, 14(5): 1526-1530.
- [25] JIANG H, WANG Z, LIU Y, et al. Pinching antenna system (PASS) enhanced covert communications: Against warden via sensing[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2026, 44: 4254-4270.
- [26] XU X, MU X, LIU Y, et al. Joint transmit and pinching beamforming for PASS: Optimization-based or learning-based?[EB/OL]. [2025-11-01]. <https://arxiv.org/abs/2502.08637>.
- [27] 李国鑫,甘麒,陈瑾,等. 基于指针网络深度强化学习NOMA用户配对和功率分配方案[J]. 数据采集与处理, 2025, 40(6): 1477-1489.
- LI Guoxin, GAN Qi, CHEN Jin, et al. NOMA user pairing and power allocation scheme based on pointer-network deep reinforcement learning[J]. Journal of Data Acquisition and Processing, 2025, 40(6): 1477-1489.

作者简介:



刘新忠 (1978-), 男, 副教授, 研究方向: 边缘计算、信息安全、汽车电子等, E-mail: liuxinzhong@hnist.edu.cn。



蒋梦依 (2000-), 女, 硕士研究生, 研究方向: 天线、近场通信等。



庄增强 (2001-), 男, 硕士研究生, 研究方向: 近场通信等。



崔雅茹 (2007-), 女, 本科生, 研究方向: 信号处理等。



朱鹏 (1990-), 通信作者, 男, 副教授, 研究方向: 无线通信技术、软件无线电与嵌入式技术、智能通信技术、深度学习物联网、通信系统等, E-mail: zhupeng@hnist.edu.cn。

(编辑: 陈珺)

Optimization of Covert Transmission Assisted by PASS for 6G Near-Field Communication

LIU Xinzhong, JIANG Mengyi, ZHUANG Zengqiang, CUI Yaru, ZHU Peng*

(School of Information Science and Engineering, Hunan Institute of Science and Technology, Yueyang 414006, China)

Abstract: Addressing the increasingly pronounced near-field effects arising from the development of ultra-large antenna arrays in 6G communications, this paper investigates a covert communication system employing multi-input single-output non-orthogonal multiple access (MISO-NOMA) assisted by a pinching antenna system (PASS). This research aims to overcome the limitations of conventional flexible antennas in complex wireless environments, specifically addressing deficiencies in signal coverage capability and deployment flexibility. By innovatively deploying positionally adjustable pinching antennas (PAs) on dielectric waveguides, the system effectively harnesses the beam-focusing properties of near-field spherical wave models. An efficient alternating optimization (AO) algorithm is proposed for the joint optimization of transmit power allocation, beamforming vectors and PA positioning. This is achieved by deriving a closed-form power solution, introducing penalty terms to address the rank-one constraint of beamforming, and employing a particle swarm optimization algorithm to locate the optimal PA position. Numerical simulations demonstrate that the proposed scheme significantly enhances system performance in the 28 GHz millimeter-wave band, overcoming the 45 bit/(Hz·s) bottleneck for covert communication rates. Compared with conventional schemes, it achieves a prominent performance improvement, validating the effectiveness and superiority of PASS technology in near-field covert communication.

Highlights:

1. A near-field spherical-wave covert communication model is developed for PASS-assisted MISO-NOMA systems.
2. An alternating optimization framework combined with particle swarm optimization reduces computational complexity.
3. Simulation results demonstrate significant covert-rate gains over ULA and uniform power allocation schemes.

Key words: near-field; pinching antenna system (PASS); covert communication; alternating optimization algorithm; particle swarm optimization (PSO)

Foundation items: Natural Science Foundation of Hunan Province (Nos. 2024JJ7219, 2025JJ70287, 2026JJ80275, 2026JJ80268).

Received: 2025-10-23; **Revised:** 2026-03-19

***Corresponding author, E-mail:** zhupeng@hnist.edu.cn.