中国科学:信息科学 2026 年 第 56 卷 第 10 期: 2643–2662
SCIENTIA SINICA Informationis
面向 6G 的通感算可重构无线网络专题 • 论文

基于流态和可重构天线的物理层安全广播技术

陈建功[1], 雷霞[1*], 孟凯涛[2*], 牛鸿[3], 张宇宸[4]

1. 电子科技大学通信抗干扰全国重点实验室, 成都 611731, 中国
2. Department of Electrical and Electronic Engineering, The University of Manchester, Manchester M13 9PL, UK
3. School of Electrical and Electronic Engineering, Nanyang Technological University, Singapore 639798, Singapore
4. Computer, Electrical and Mathematical Sciences and Engineering Division, King Abdullah University of Science and Technology, Thuwal 23955-6900, Saudi Arabia
* 通信作者. E-mail: leixia@uestc.edu.cn, meng_kaitao@manchester.ac.uk

收稿日期: 2026–04–29; 修回日期: 2026–08–05; 接受日期: 2026–09–15; 网络出版日期: 2026–10–10

通信抗干扰全国重点实验室基金 (批准号: 2024-kgr-jj-03) 资助项目

摘要 针对物联网与机器通信等天线资源受限场景中传统多天线物理层安全方法空间自由度不足的问题, 本文提出一种基于流态天线 (fluid antenna, FA) 与方向图可重构天线 (pattern reconfigurable antenna, PRA) 的安全广播传输框架. 该框架在不增加发射天线数量的条件下, 通过联合利用数字预编码、人工噪声 (artificial noise, AN)、FA 阵元位置以及 PRA 电磁预编码矩阵等多类自由度, 提升发射端对合法方向与窃听方向的差异化调控能力. 首先, 本文在所提场景下给出了一种统一信道模型, 其中针对 PRA 分别考虑基于球谐函数的任意方向图合成连续模型和基于实测数据的离散方向图选择模型. 其次, 以最大化最小安全速率为目标, 构建联合优化信息预编码、AN、FA 天线位置和 PRA 电磁预编码矩阵的非凸问题. 最后, 针对问题中多变量耦合、非线性分式求和以及非凸球流形约束等难点, 有机结合块坐标下降、半定松弛、连续凸近似与主化最小化等多种凸松弛方法, 在保证收敛性的条件下将原问题解耦、凸化并高效求解. 仿真结果表明, 所提方法能够显著增强空间能量聚焦和窃听方向抑制能力, 在少量天线条件下获得接近传统大规模固定阵列的安全速率, 适用于低成本、低功耗的小型化安全通信网络.

关键词 物理层安全, 流态天线, 方向图可重构天线, 人工噪声

1 引言

第五代移动通信 (the 5th generation, 5G) 的规模化商用推动了万物互联的初步形成, 而第六代移动通信 (the 6th generation, 6G) 旨在深化这一进程, 以支撑一个更大规模、更低功耗、部署更灵活的终端接入时代. 物联网 [1] (Internet of Things, IoT)、体域网、传感器网络和泛在机器通信 (ubiquitous machine communication, UMC)、通信感知一体化 [2] 等场景中, 大量边缘节点需要完成状态采集、控制指令接收、局部信息广播和协同任务执行. 这些节点往往尺寸小、成本低、电池容量有限, 很难配置大量天线和复杂射频链路. 因此, 面向天线资源受限终

引用格式: 陈建功, 雷霞, 孟凯涛, 等. 基于流态和可重构天线的物理层安全广播技术. 中国科学: 信息科学, 2026, 56: 2643–2662, doi: 10.1360/SSI-2026-0194
Chen J G, Lei X, Meng K T, et al. Secure broadcast transmission based on fluid and reconfigurable antennas. Sci Sin Inform, 2026, 56: 2643–2662, doi: 10.1360/SSI-2026-0194

© 2026《中国科学》杂志社

端的可靠安全传输, 是 6G 轻量化无线接入中的一个基础问题. 与此同时, 国际电信联盟在 IMT-2030 框架中将安全与弹性列为未来移动通信系统的重要能力 [3], 我国 IMT-2030 (6G) 推进组也强调 6G 网络应具备内生安全能力 [4,5]. 这意味着安全机制需要与无线空口和终端形态共同设计, 而不能仅作为高层协议的附加功能.

在上述低成本、低功耗终端网络中, 安全问题具有明显的无线侧特征. 一方面, 广播信号在空间中开放传播, 控制信息、状态数据和任务指令容易被覆盖区域内的未授权节点被动截获; 另一方面, 终端算力、能量和存储能力有限, 难以承受频繁密钥更新、复杂认证交互和高开销加解密操作. 传统无线系统主要依赖上层加密、认证和密钥协商机制保障安全, 例如对称加密、公钥密码和数字证书体系. 这类方法能够在协议层隐藏明文内容, 但其安全性本质上依赖计算复杂性假设和密钥管理过程. 当网络中存在海量低成本节点时, 密钥分发、同步、更新和泄露恢复的代价显著上升; 一旦密钥或认证链路被攻破, 仅依赖上层机制难以及时阻断无线侧窃听. 因此, 对于天线受限的 6G 轻量化终端, 有必要在传统密码机制之外, 进一步利用无线信号传输过程本身提供的物理差异来增强安全性. Shannon 的保密通信理论和 Wyner 窃听信道模型表明, 通信安全并不必然完全依赖密钥和计算复杂性; 当合法链路与窃听链路在信道质量或统计特性上存在差异时, 可以利用这种物理差异实现信息论意义下的安全传输 [6,7]. 物理层安全 (physical layer security, PLS) 正是围绕这一思想展开, 通过利用无线信道的空间选择性、随机衰落、噪声扰动和硬件非理想特征, 在信号发射、传播和接收过程中增强抗窃听能力. 其中, 多天线技术能够直接调控电磁波在空间中的能量分布和相位结构, 因而成为物理层安全中最具代表性的技术路线之一 [8].

在多天线物理层安全中, 空域预编码/波束赋形是最基础的实现方式. 该类方法根据合法用户信道设计发射权值, 利用阵列形成窄波束, 将信号能量尽可能集中到合法接收方向, 并通过空间零陷或旁瓣抑制降低窃听方向的信息泄露 [9]. 这类方法的核心是依靠窄波束实现 “合法方向增强” 和 “非期望方向泄露抑制”, 但当窃听方接收灵敏度较高时, 单纯依赖有用信号波束的空间隔离往往难以获得足够的安全裕度. 为进一步削弱窃听链路, 人工噪声 (artificial noise, AN) 技术在波束赋形之外引入主动干扰机制, 即在发送有用信号的同时注入专门设计的干扰信号, 使 AN 尽量落入合法用户信道零空间或低影响子空间, 而在潜在窃听方向形成较强干扰 [10,11]. 在此基础上, 方向调制 (directional modulation, DM) 进一步结合了波束赋形和 AN 的优势: 一方面继承波束赋形的方向选择性, 使合法方向获得期望信号结构; 另一方面吸收 AN 的干扰思想, 通过符号相关的预编码或等效噪声设计, 使非授权方向接收到畸变星座或类噪声信号 [12]. 因此, DM 不仅关注接收功率大小, 还直接调控不同空间方向上的调制星座结构, 使合法方向保持正确判决区域, 而窃听方向出现幅相扰动和符号混淆.

上述三类方法虽然作用机理不同, 但都依赖发射端具有足够的空间自由度. 波束赋形需要足够阵列孔径和天线数形成窄波束; AN 需要额外空间维度同时容纳有用信号和干扰信号; DM 则需要阵列自由度支撑方向相关的星座调控. 然而, 在本文关注的天线数受限场景中, 受终端尺寸、功耗、成本和部署灵活性限制, 发送节点通常只能配置少量天线, 甚至在广播控制信息或本地业务数据时仅具备小规模阵列. 此时, 传统多天线安全预编码技术由于空域自由度受限, 难以同时兼顾多个合法接收方向和窃听方向抑制. 因此, 如何扩展等效空间自由度, 是天线受限安全广播传输亟待解决的问题.

可重构智能超表面 (reconfigurable intelligent surface, RIS) 和可重构天线 (reconfigurable antenna, RA) 技术为上述问题提供了一条有吸引力的思路. 与传统固定天线不同, RIS 和 RA 通过改变天线或超材料的阻抗、物理位置、朝向、工作模式以实现辐射相位、方向图、极化方式的变化, 在不简单堆叠天线数量的情况下引入新的自由度 [13,14]. 进一步, 按照可重构维度划分, 位置可重构天线可通过改变阵元或端口在空间中的位置来调节信道响应, 代表性形式包括流态天线 (fluid antenna, FA) 和可移动天线 (movable antenna, MA). FA 通常利用液态金属、可切换端口或等效流动结构在有限区域内选择更优辐射位置, 从而获取位置分集和信道重塑增益 [15,16]; MA 则通过机械或微机电结构移动天线单元, 直接改变阵列几何布局 [17]. 朝向可重构天线进一步通过旋转天线姿态或调整阵元指向改变发射/接收方向性, 可视为在位置之外引入姿态自由度 [18]. 上述位置可重构、可移动和朝向可重构天线主要通过改变天线几何位置或姿态来间接调控等效信道, 并不直接改变天线单元本身的电磁辐射特性. 相比之下, 方向图可重构天线 (pattern reconfigurable antenna, PRA) 通过切换馈电网络、寄生结构、液态金属通道或可调材料状态生成不同辐射方向图, 能在单天线层面直接改变空间增益分布 [19]. 极化可重构天线则通

过调整线极化、圆极化或双极化状态匹配传播环境和接收端极化, 从极化维度直接调控电磁波传播特性. 这些可重构技术从几何属性和电磁属性两个层面扩展了传统阵列的设计空间, 为天线受限条件下的物理层安全提供了新的硬件基础.

上述可重构技术中, RIS、MA、FA 已被初步引入物理层安全领域, 以在现有硬件基础上进一步提升安全性能. 其中, RIS 利用其信道可重构能力, 从传播环境层面构造更安全的无线传输条件, 通过发射端主动波束赋形与 RIS 被动波束赋形协同, 增强合法信道增益并压制窃听方向泄漏 [20,21]. MA 与 FA 则通过灵活调整阵元的空间位置和指向, 直接改善合法信道质量, 同时使窃听方向落入方向图零点或旁瓣衰减区, 有效降低信息泄露 [22,23]. 然而, 上述技术在面向实际部署时仍面临明显局限. RIS 的实现依赖发射机之外的额外无源表面硬件, 其性能高度依赖于精确的信道状态信息 (channel state information, CSI), 对信道估计误差、相位同步误差以及控制链路的实时性要求极为严格, 在多节点、动态场景下的可靠工作面临较大挑战. MA 与 FA 则本质上仅利用了阵列天线的位置可重构特性, 通过改变天线单元的空间分布来调控等效信道, 并未涉及天线单元自身方向图的可重构性. 这使得其安全增益主要来源于位置分集与几何布局优化, 而未能充分利用方向图重构在空域增益塑形上的潜力, 在一定程度上限制了物理层安全性的进一步提升. 而 PRA 虽然已在容量提升、波束管理、信道重塑、定位与感知等方向展现潜力 [24,25], 但其在天线数受限的物理层安全传输场景中的作用仍有待系统研究. 基于此, 本文面向 6G 天线资源受限的安全广播传输, 提出 FA 与 PRA 联合辅助的三重安全预编码方法. 该方案通过 FA 调控用户间信道相关性, 同时设计 PRA 调控单天线波束聚焦能力, 联合数字预编码、AN、阵元位置与辐射方向图多维资源, 在小规模天线配置下实现合法链路能量增强, 并抑制窃听信道信息泄露.

本文主要贡献如下.

(1) 将 FA 与 PRA 有机结合并应用于安全传输系统, 在不增加发射天线数量的条件下等效提升发射端的空域自由度. 其中, FA 从阵列层面引入位置可重构能力, 通过调节阵元空间分布改善节点间的信道相关性; PRA 从单天线层面引入方向图可重构能力, 通过重塑辐射增益分布增强单天线的方向性调控能力.

(2) 针对 PRA, 进一步建立了两类电磁域模型: 一类是基于球谐函数展开的连续方向图合成模型, 能够刻画任意方向图的理想连续可调特性; 另一类是基于实测数据的离散方向图选择模型, 能够反映实际硬件中有限辐射状态的可实现特性. 在此基础上, 将 FA 的位置可重构特性与 PRA 的方向图可重构特性统一纳入等效信道表达式, 建立了适用于安全广播传输的统一信道模型.

(3) 考虑多用户下行广播系统, 构建最大化最小安全速率的优化问题, 联合优化信息预编码、AN 预编码、FA 位置和 PRA 电磁预编码, 并考虑总发射功率、阵列孔径、最小阵元间隔以及 PRA 方向图系数约束. 所构建问题兼具 max-min 双层结构、非线性分式目标、连续与离散变量并存以及多优化变量强耦合等特征, 难以直接求得全局最优解.

(4) 针对所构建问题中多变量强耦合、非线性分式求和以及非凸球流形约束等难点, 构建基于块坐标下降 (block coordinate descent, BCD) 的交替优化框架, 将原问题分解为信息预编码、人工噪声预编码、FA 位置优化和 PRA 电磁预编码等子问题; 其中, 针对分式目标与秩约束问题, 结合半定松弛 (semidefinite relaxation, SDR) 和连续凸近似 (successive convex approximation, SCA) 进行凸化求解, 针对 FA 位置优化目标函数中的非线性三角函数, 采用主化最小化 (majorization-minimization, MM) 构造可解代理问题, 从而在保证收敛性的条件下实现原问题的有效解耦、逐步凸化与高效求解.

(5) 通过仿真分析系统评估所提方法的性能, 从收敛行为、单天线与阵列方向图设计以及安全速率随信噪比和发射天线数变化等多个方面验证了所提方案的有效性. 仿真结果表明, 所提方法能够显著增强合法方向的能量聚焦能力和窃听方向的抑制能力, 在少量天线条件下获得明显高于传统全向固定阵列的安全速率, 并以更少的硬件规模逼近甚至达到传统大规模固定阵列的安全传输性能.

2　系统模型

如图 1 所示, 考虑一个窄带下行多用户多输入多输出 (multi-user multiple-input multiple-output, MU-MIMO)

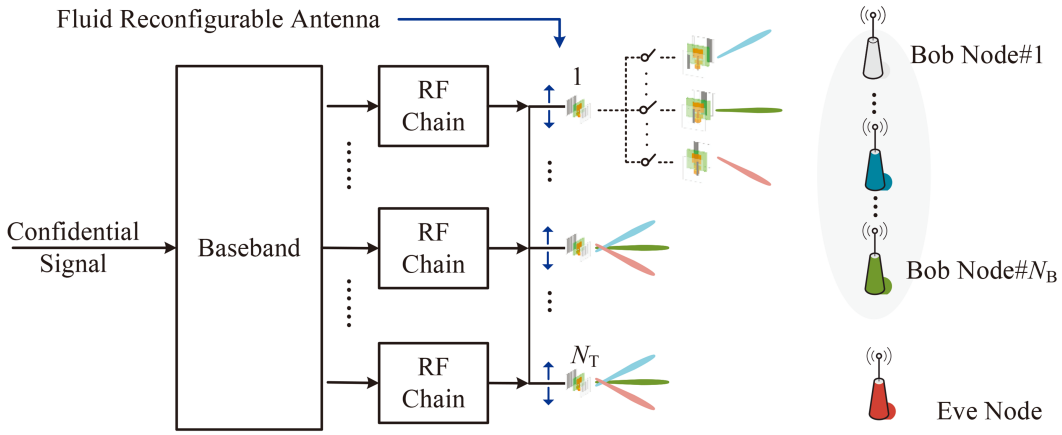

图 1　(网络版彩图) PRA 与 FA 联合辅助安全广播传输系统模型.

Figure 1　(Color online) System model of secure broadcast transmission assisted by PRA and FA.

广播系统. 发送节点 Alice 采用全数字发射架构, 并配置一个由 N_{T} 根天线组成的线阵. 经过基带处理后的广播信号首先在数字域进行预编码, 再经由发射天线阵列完成空间辐射. 与传统固定天线不同, 本文发射端融合 FA 与 PRA 方案, 各端口的天线既具有 FA 在有限物理空间内动态调节物理位置的特性, 又可借助 PRA 改变辐射方向图. 接收端包含 N_{B} 个合法授权节点 Bob 和一个未授权节点 Eve, 各节点均配置单天线.

2.1　流态天线模型

假设 Alice 处的 FA 阵列沿 z 轴放置, 对应的天线位置向量 (antenna position vector, APV) 为

$$\boldsymbol{z}=[z_1,z_2,\ldots,z_{N_{\mathrm{T}}}]^{\mathrm{T}}, \tag{1}$$

其中 $[\cdot]^{\mathrm{T}}$ 表示取转置操作. 根据阵列响应定义, FA 阵列响应可以表示为

$$\boldsymbol{a}_{N_{\mathrm{T}}}(\boldsymbol{z},\theta)=\left[\mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi f_1(\theta)},\mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi f_2(\theta)},\ldots,\mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi f_{N_{\mathrm{T}}}(\theta)}\right]^{\mathrm{T}}, \tag{2}$$

其中 $\theta\in[0,\pi]$ 表示信号传播方向与阵列 z 轴的夹角 (即本文采用的俯仰角), 因而 $\cos\theta$ 为该方向在阵列轴上的方向余弦. 空间频率为

$$f_n(\theta)=\frac{z_n\cos\theta}{\lambda},\quad n=1,\ldots,N_{\mathrm{T}}, \tag{3}$$

$\lambda=c/f_{\mathrm{c}}$ 为波长, f_{c} 为系统工作载频, c 为光速. 考虑实际部署限制, APV 需满足最大孔径约束:

$$z_1\geqslant 0,\quad z_{N_{\mathrm{T}}}\leqslant D, \tag{4}$$

以及最小阵元间隔约束:

$$z_{n+1}-z_n\geqslant d,\quad n=1,\ldots,N_{\mathrm{T}}-1, \tag{5}$$

其中 D 为最大阵列孔径, d 通常取半波长以抑制天线间强互耦效应 [26].

2.2　方向图可重构天线模型

对于 N_{T} 阵元的 PRA 阵列, 定义其天线增益向量 (antenna gain vector, AGV) 为

$$\boldsymbol{g}(\theta,\phi)=\left[G^{(1)}(\theta,\phi),G^{(2)}(\theta,\phi),\ldots,G^{(N_{\mathrm{T}})}(\theta,\phi)\right]^{\mathrm{T}}, \tag{6}$$

其中 θ 与 ϕ 分别为俯仰角与方位角. 下文分别给出两类 PRA 建模方法.

2.2.1　模型 I: 基于球谐函数的任意辐射方向图生成模型

根据球谐函数展开理论, 第 n 个 PRA 的辐射方向图可表示为

$$G^{(n)}(\theta,\phi)=\sum_{u=0}^{+\infty}\sum_{q=-u}^{u}c_{uq}^{(n)}Y_u^q(\theta,\phi), \tag{7}$$

其中 $c_{uq}^{(n)}$ 为球谐展开系数, $Y_u^q(\theta,\phi)$ 为球谐函数, 可以表示为

$$Y_u^q(\theta,\phi)=N_u^qP_u^q(\cos\theta)\mathrm{e}^{\mathrm{j}q\phi},\quad u\geqslant 0,\ -u\leqslant q\leqslant u, \tag{8}$$

归一化系数为

$$N_u^q=\sqrt{\frac{2u+1}{4\pi}\frac{(u-q)!}{(u+q)!}}, \tag{9}$$

其中 $(\cdot)!$ 表示阶乘操作. $P_u^q(\cos\theta)$ 为 u 阶 q 次连带勒让德函数 (associated Legendre functions). 为便于优化, 令截断阶数为 U, 窗口长度为

$$T=U^2+2U+1. \tag{10}$$

于是

$$G^{(n)}(\theta,\phi)\approx\sum_{u=0}^{U}\sum_{q=-u}^{u}c_{uq}^{(n)}Y_u^q(\theta,\phi)=\sum_{t=1}^{T}c_t^{(n)}Y_t(\theta,\phi), \tag{11}$$

其中整数索引 t 与 (u,q) 满足如下一一映射关系:

$$t=u^2+u+q+1,\quad u\in[0,U],\quad q\in[-u,u]. \tag{12}$$

式 (11) 可以进一步表示为紧凑的矩阵形式:

$$G^{(n)}(\theta,\phi)\approx\boldsymbol{b}^{\mathrm{T}}(\theta,\phi)\bar{\boldsymbol{c}}^{(n)}, \tag{13}$$

其中

$$\bar{\boldsymbol{c}}^{(n)}=[c_1^{(n)},c_2^{(n)},\ldots,c_T^{(n)}]^{\mathrm{T}}, \tag{14}$$

$$\boldsymbol{b}(\theta,\phi)=[Y_1(\theta,\phi),Y_2(\theta,\phi),\ldots,Y_T(\theta,\phi)]^{\mathrm{T}}. \tag{15}$$

考虑天线辐射功率有限性, 对球谐系数向量施加如下的二范数能量约束 [27]:

$$\|\bar{\boldsymbol{c}}^{(n)}\|_2^2=1,\quad n=1,\ldots,N_{\mathrm{T}}. \tag{16}$$

2.2.2　模型 II : 基于实测数据的有限方向图状态选择模型

模型 I 属于理想连续可调方向图模型. 为贴近工程实现, 本文进一步考虑基于实测方向图数据的有限状态模型. 设 S 种可实现辐射方向图组成集合为

$$\mathcal{G}=\{\tilde{G}_1,\tilde{G}_2,\ldots,\tilde{G}_S\}. \tag{17}$$

对给定角度 (θ,ϕ), 定义

$$\tilde{\boldsymbol{b}}(\theta,\phi)=\Big[\tilde{G}_1(\theta,\phi),\tilde{G}_2(\theta,\phi),\ldots,\tilde{G}_S(\theta,\phi)\Big]^{\mathrm{T}}. \tag{18}$$

第 n 个 PRA 的辐射方向图为

$$\tilde{G}^{(n)}(\theta,\phi)=\tilde{\boldsymbol{b}}^{\mathrm{T}}(\theta,\phi)\tilde{\boldsymbol{c}}^{(n)}, \tag{19}$$

其中 $\tilde{\boldsymbol{c}}^{(n)}$ 为二进制方向图选择向量, 满足

$$\tilde{\boldsymbol{c}}^{(n)}\in\{0,1\}^S,\quad \|\tilde{\boldsymbol{c}}^{(n)}\|_0=1, \tag{20}$$

其中 $\|\cdot\|_0$ 表示 0 范数. 如图 2 所示, 本文采用文献 [28] 中 RA 原型实验测得的辐射方向图数据.

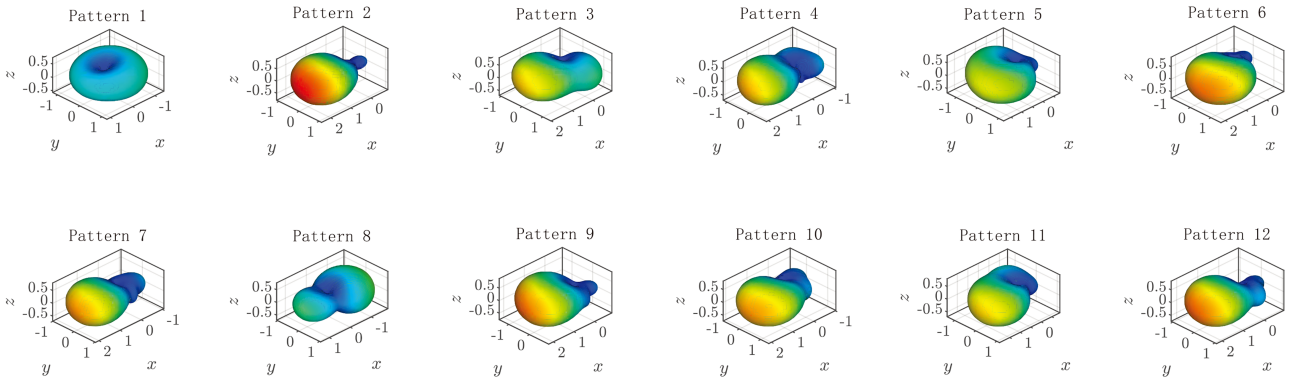

图 2　(网络版彩图) PRA 模型 II 部分离散方向图状态.

Figure 2　(Color online) Part of the discrete radiation states of PRA model II.

2.3　信道模型

基于上述 FA 和 PRA 模型, 在远场传播条件下, 适用于任意天线形式与阵列结构的统一信道模型可以表示为

$$\boldsymbol{h} = \sum_{\ell=1}^{L} \alpha_\ell \, \boldsymbol{g}(\theta_\ell, \phi_\ell) \odot \boldsymbol{a}_{N_{\mathrm{T}}}(\boldsymbol{z}, \theta_\ell), \tag{21}$$

其中 L 为路径数量, α_ℓ 为第 ℓ 条路径复信道增益, $\odot$ 为哈达玛积. 为便于描述, 令 $\ell = 1$ 对应 LoS 径. 基于上述统一信道模型, 对于第 k 个 Bob, 将各路径的到达角 $(\theta_{\mathrm{B},k,\ell}, \phi_{\mathrm{B},k,\ell})$ 代入式 (21), 并结合前述 PRA 电磁域建模, 其信道可进一步整理为

$$\boldsymbol{h}_{\mathrm{B},k} = \boldsymbol{F}_{\mathrm{EM}}^{\mathrm{H}} \boldsymbol{h}_{\mathrm{B},k}^{\mathrm{EM}} = \boldsymbol{F}_{\mathrm{EM}}^{\mathrm{H}} \sum_{\ell=1}^{L} \boldsymbol{h}_{\mathrm{B},k,\ell}^{\mathrm{EM}}, \tag{22}$$

其中 $(\cdot)^{\mathrm{H}}$ 表示共轭转置操作. 以 PRA 模型 I 为例, 电磁预编码矩阵为

$$\boldsymbol{F}_{\mathrm{EM}} = \mathrm{blkdiag}\{\bar{\boldsymbol{c}}^{(1)\,*}, \bar{\boldsymbol{c}}^{(2)\,*}, \ldots, \bar{\boldsymbol{c}}^{(N_{\mathrm{T}})\,*}\}, \tag{23}$$

其中 $(\cdot)^*$ 表示取共轭. 剥离电磁预编码后的等效信道为

$$\boldsymbol{h}_{B,k,\ell}^{\mathrm{EM}} = \alpha_{B,k,\ell} \left[\boldsymbol{a}_{N_T}(\boldsymbol{z}, \theta_{B,k,\ell}) \otimes \boldsymbol{b}(\theta_{B,k,\ell}, \phi_{B,k,\ell})\right], \tag{24}$$

其中 $\otimes$ 表示克罗内克 (Kronecker) 积. 对于模型 II, 仅需将 T 替换为 S, 并采用有限方向图向量 $\tilde{\boldsymbol{b}}(\theta, \phi)$. 对于视距 (line-of-sight, LoS) 径和非视距 (non-line-of-sight, NLoS) 径, 路径增益 $\alpha_{\mathrm{B},k,\ell}$ 均可统一表示为距离衰减形式:

$$\alpha_{\mathrm{B},k,\ell} = \begin{cases} \dfrac{\lambda}{4\pi r_{\mathrm{B},k}} \mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi r_{\mathrm{B},k}/\lambda}, & \ell = 1 : \mathrm{LoS}, \\ \dfrac{\lambda \sigma_\ell}{4\pi r_{\mathrm{B},\ell} r_{\mathrm{B},\ell,k}} \mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi (r_{\mathrm{B},\ell} + r_{\mathrm{B},\ell,k})/\lambda}, & \ell \geqslant 2 : \mathrm{NLoS}, \end{cases} \tag{25}$$

其中 $r_{\mathrm{B},k}$ 为 Alice 到第 k 个 Bob 的 LoS 距离, $r_{\mathrm{B},\ell}$ 和 $r_{\mathrm{B},\ell,k}$ 分别为 NLoS 路径中 Alice 到散射体、散射体到 Bob 的距离, σ_ℓ 为反射系数. 类似地, Alice 到 Eve 的信道为

$$\boldsymbol{h}_{\mathrm{E}} = \boldsymbol{F}_{\mathrm{EM}}^{\mathrm{H}} \boldsymbol{h}_{\mathrm{E}}^{\mathrm{EM}} = \boldsymbol{F}_{\mathrm{EM}}^{\mathrm{H}} \sum_{\ell=1}^{L} \boldsymbol{h}_{\mathrm{E},\ell}^{\mathrm{EM}}. \tag{26}$$

2.4　传输信号模型

Alice 的发送信号 $\boldsymbol{x} \in \mathbb{C}^{N_{\mathrm{T}} \times 1}$ 表示为有用信号 s 和人工噪声 s_{AN} 的叠加:

$$\boldsymbol{x} = \boldsymbol{f}_{\mathrm{FD}} s + \boldsymbol{f}_{\mathrm{AN}} s_{\mathrm{AN}}, \tag{27}$$

其中 $\boldsymbol{f}_{\mathrm{FD}} \in \mathbb{C}^{N_{\mathrm{T}} \times 1}$ 为信息符号的全数字预编码向量, $\boldsymbol{f}_{\mathrm{AN}} \in \mathbb{C}^{N_{\mathrm{T}} \times 1}$ 为 AN 预编码向量, 广播信号 s 和 AN 信号 s_{AN} 独立并服从均值为 0, 方差为 1 的复高斯分布 $\mathcal{CN}(0,1)$.

经过传输, 第 k 个 Bob 和 Eve 的接收信号分别为

$$y_{\mathrm{B},k} = \boldsymbol{h}_{\mathrm{B},k}^{\mathrm{H}} \boldsymbol{x} + n_{\mathrm{B},k} = \boldsymbol{h}_{\mathrm{B},k}^{\mathrm{H}} \boldsymbol{f}_{\mathrm{FD}} s + \boldsymbol{h}_{\mathrm{B},k}^{\mathrm{H}} \boldsymbol{f}_{\mathrm{AN}} s_{\mathrm{AN}} + n_{\mathrm{B},k}, \tag{28}$$

$$y_{\mathrm{E}} = \boldsymbol{h}_{\mathrm{E}}^{\mathrm{H}} \boldsymbol{x} + n_{\mathrm{E}} = \boldsymbol{h}_{\mathrm{E}}^{\mathrm{H}} \boldsymbol{f}_{\mathrm{FD}} s + \boldsymbol{h}_{\mathrm{E}}^{\mathrm{H}} \boldsymbol{f}_{\mathrm{AN}} s_{\mathrm{AN}} + n_{\mathrm{E}}, \tag{29}$$

其中 $n_{\mathrm{B},k}, n_{\mathrm{E}} \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_n^2)$.

Bob 和 Eve 处的信干噪比 (signal-to-interference-plus-noise ratio, SINR) 为

$$\gamma_{\mathrm{B},k} = \frac{|\boldsymbol{h}_{\mathrm{B},k}^{\mathrm{H}} \boldsymbol{f}_{\mathrm{FD}}|^2}{|\boldsymbol{h}_{\mathrm{B},k}^{\mathrm{H}} \boldsymbol{f}_{\mathrm{AN}}|^2 + \sigma_n^2}, \quad \gamma_{\mathrm{E}} = \frac{|\boldsymbol{h}_{\mathrm{E}}^{\mathrm{H}} \boldsymbol{f}_{\mathrm{FD}}|^2}{|\boldsymbol{h}_{\mathrm{E}}^{\mathrm{H}} \boldsymbol{f}_{\mathrm{AN}}|^2 + \sigma_n^2}. \tag{30}$$

对应可达速率为

$$R_{\mathrm{B},k} = \log_2(1 + \gamma_{\mathrm{B},k}), \quad R_{\mathrm{E}} = \log_2(1 + \gamma_{\mathrm{E}}), \tag{31}$$

对应于第 k 个合法用户的安全速率为

$$R_{\mathrm{S},k} = \max\left[R_{\mathrm{B},k} - R_{\mathrm{E}}, 0\right]. \tag{32}$$

3　未授权节点 CSI 已知时的优化方案

当未授权节点 CSI 已知时, 为了保证所有合法用户的通信安全性, 本节以最大化最小安全速率为目标, 构建如下联合优化问题:

$$\max_{\boldsymbol{f}_{\mathrm{FD}}, \boldsymbol{f}_{\mathrm{AN}}, \boldsymbol{z}, \boldsymbol{F}_{\mathrm{EM}}} \quad \min_k \left[\log_2(1 + \gamma_{\mathrm{B},k}) - \log_2(1 + \gamma_{\mathrm{E}})\right] \tag{33a}$$

$$\text{s.t.} \quad \|\boldsymbol{f}_{\mathrm{FD}}\|_2^2 + \|\boldsymbol{f}_{\mathrm{AN}}\|_2^2 \leqslant P_{\mathrm{T}}, \tag{33b}$$

$$\|\bar{\boldsymbol{c}}^{(n)}\|_2^2 = 1 \text{ or } \tilde{\boldsymbol{c}}^{(n)} \in \{0,1\}^S,\ \|\tilde{\boldsymbol{c}}^{(n)}\|_0 = 1, \quad \forall n, \tag{33c}$$

$$z_1 \geqslant 0, \quad z_{N_{\mathrm{T}}} \leqslant D, \quad z_{n+1} - z_n \geqslant d, \quad n = 1, \ldots, N_{\mathrm{T}} - 1, \tag{33d}$$

其中约束 (33b) 为总发射功率约束, 约束 (33c) 为 PRA 电磁预编码变量的可实现性约束, 约束 (33d) 为 FA 位置约束, 包括最大阵列孔径和最小阵元间隔限制. 该问题包含 max-min 结构, 对数分式目标以及 $\boldsymbol{f}_{\mathrm{FD}}$、$\boldsymbol{f}_{\mathrm{AN}}$、$\boldsymbol{z}$ 与 $\boldsymbol{F}_{\mathrm{EM}}$ 之间的强耦合关系, 因而高度非凸. 下文采用 BCD 思想分块交替优化各变量, 并结合辅助变量法、SDR、SCA 与 MM 方法求解各子问题.

3.1　预编码与人工噪声优化

给定 FA 位置 $\boldsymbol{z}$ 和 PRA 电磁预编码矩阵 $\boldsymbol{F}_{\mathrm{EM}}$, 问题 (33) 可化简为

$$\max_{\boldsymbol{f}_{\mathrm{FD}}, \boldsymbol{f}_{\mathrm{AN}}} \quad \min_k \left[\log_2(1 + \gamma_{\mathrm{B},k}) - \log_2(1 + \gamma_{\mathrm{E}})\right] \tag{34a}$$

$$\text{s.t.} \quad \|\boldsymbol{f}_{\mathrm{FD}}\|_2^2 + \|\boldsymbol{f}_{\mathrm{AN}}\|_2^2 \leqslant P_{\mathrm{T}}. \tag{34b}$$

由于 $\boldsymbol{f}_{\mathrm{FD}}$ 与 $\boldsymbol{f}_{\mathrm{AN}}$ 耦合, 本文进一步交替求解. 在给定 $\boldsymbol{f}_{\mathrm{AN}}$ 时, 定义

$$\boldsymbol{H}_{\mathrm{B},k}=\boldsymbol{h}_{\mathrm{B},k}\boldsymbol{h}_{\mathrm{B},k}^{\mathrm{H}},\quad \boldsymbol{H}_{\mathrm{E}}=\boldsymbol{h}_{\mathrm{E}}\boldsymbol{h}_{\mathrm{E}}^{\mathrm{H}}, \tag{35}$$

$$a_{\mathrm{B},k}=\boldsymbol{f}_{\mathrm{AN}}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{H}_{\mathrm{B},k}\boldsymbol{f}_{\mathrm{AN}}+\sigma_n^2,\quad a_{\mathrm{E}}=\boldsymbol{f}_{\mathrm{AN}}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{H}_{\mathrm{E}}\boldsymbol{f}_{\mathrm{AN}}+\sigma_n^2. \tag{36}$$

去除单调 log 函数并通过上境图方法引入辅助变量 t, 可得

$$\max_{\boldsymbol{f}_{\mathrm{FD}},t}\quad t \tag{37a}$$

$$\text{s.t.}\quad \boldsymbol{f}_{\mathrm{FD}}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{H}_{\mathrm{B},k}\boldsymbol{f}_{\mathrm{FD}}+a_{\mathrm{B},k}\geqslant t a_{\mathrm{B},k}\left(\boldsymbol{f}_{\mathrm{FD}}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{H}_{\mathrm{E}}\boldsymbol{f}_{\mathrm{FD}}+a_{\mathrm{E}}\right)/a_{\mathrm{E}},\ \forall k, \tag{37b}$$

$$\|\boldsymbol{f}_{\mathrm{FD}}\|_2^2+\|\boldsymbol{f}_{\mathrm{AN}}\|_2^2\leqslant P_{\mathrm{T}}. \tag{37c}$$

令 $\boldsymbol{F}_{\mathrm{FD}}=\boldsymbol{f}_{\mathrm{FD}}\boldsymbol{f}_{\mathrm{FD}}^{\mathrm{H}}$ 并固定 t 后, 上述问题转化为

$$\text{find}\quad \boldsymbol{F}_{\mathrm{FD}} \tag{38a}$$

$$\text{s.t.}\quad \mathrm{Tr}(\boldsymbol{H}_{\mathrm{B},k}\boldsymbol{F}_{\mathrm{FD}})+a_{\mathrm{B},k}\geqslant t a_{\mathrm{B},k}\left[\mathrm{Tr}(\boldsymbol{H}_{\mathrm{E}}\boldsymbol{F}_{\mathrm{FD}})+a_{\mathrm{E}}\right]/a_{\mathrm{E}},\ \forall k, \tag{38b}$$

$$\mathrm{Tr}(\boldsymbol{F}_{\mathrm{FD}})\leqslant P_{\mathrm{T}}-\|\boldsymbol{f}_{\mathrm{AN}}\|_2^2, \tag{38c}$$

$$\boldsymbol{F}_{\mathrm{FD}}\succeq\boldsymbol{0},\quad \mathrm{Rank}(\boldsymbol{F}_{\mathrm{FD}})=1, \tag{38d}$$

其中 Tr 表示矩阵求迹操作, Rank 表示矩阵的秩. 进行 SDR 后, 上式关于 $\boldsymbol{F}_{\mathrm{FD}}$ 为 SDP 可行性问题, 且约束可行性关于 t 具有单调性, 因而可通过二分搜索求得最优 t. 为避免 SDR 后高秩解恢复不稳定, 本文引入秩 1 惩罚. 对非零半正定矩阵有如下秩 1 等价性条件:

$$\mathrm{Rank}(\boldsymbol{F}_{\mathrm{FD}})=1\Longleftrightarrow \mathrm{Tr}\left(\mathrm{F}_{\mathrm{FD}}\right)-\|\mathrm{F}_{\mathrm{FD}}\|_2=0, \tag{39}$$

其中 $\|\cdot\|_2$ 表示谱范数, 即矩阵的最大特征值. 当 $\boldsymbol{F}_{\mathrm{FD}}$ 为半正定矩阵时, 若其秩为 1, 则全部能量集中于唯一非零奇异值, 从而满足 $\mathrm{Tr}\left(\boldsymbol{F}_{\mathrm{FD}}\right)=\|\boldsymbol{F}_{\mathrm{FD}}\|_2$. 因此构造等价秩 1 目标:

$$\min_{\boldsymbol{F}_{\mathrm{FD}}}\ \mathrm{Tr}(\boldsymbol{F}_{\mathrm{FD}})-\|\boldsymbol{F}_{\mathrm{FD}}\|_2. \tag{40}$$

然而, 上式中的 $\|\boldsymbol{F}_{\mathrm{FD}}\|_2$ 为凸函数, 因而目标中的负谱范数项 $-\|\boldsymbol{F}_{\mathrm{FD}}\|_2$ 使该问题呈现差分凸结构, 不能直接转化为标准凸半定规划 (semidefinite programming, SDP) 问题. 因此, 本文采用 SCA 在当前迭代点对谱范数进行一阶近似, 从而将非凸项替换为仿射函数, 获得逐次可解的凸近似子问题. 具体地, 在第 i 次 SCA 迭代中利用上一次解 $\boldsymbol{F}_{\mathrm{FD}}^{i-1}$ 的最大奇异向量 $\boldsymbol{v}_{\mathrm{FD}}^{i-1}$ 线性化谱范数:

$$\|\boldsymbol{F}_{\mathrm{FD}}\|_2\approx\|\boldsymbol{F}_{\mathrm{FD}}^{i-1}\|_2+\Re\left\{(\boldsymbol{v}_{\mathrm{FD}}^{i-1})^{\mathrm{H}}(\boldsymbol{F}_{\mathrm{FD}}-\boldsymbol{F}_{\mathrm{FD}}^{i-1})\boldsymbol{v}_{\mathrm{FD}}^{i-1}\right\}. \tag{41}$$

最终, 给定 t 的预编码子问题可以表述为如下标准 SDP:

$$\min_{\boldsymbol{F}_{\mathrm{FD}}}\quad \mathrm{Tr}(\boldsymbol{F}_{\mathrm{FD}})-\|\boldsymbol{F}_{\mathrm{FD}}^{i-1}\|_2-\Re\left\{(\boldsymbol{v}_{\mathrm{FD}}^{i-1})^{\mathrm{H}}(\boldsymbol{F}_{\mathrm{FD}}-\boldsymbol{F}_{\mathrm{FD}}^{i-1})\boldsymbol{v}_{\mathrm{FD}}^{i-1}\right\} \tag{42a}$$

$$\text{s.t.}\quad \mathrm{Tr}(\boldsymbol{H}_{\mathrm{B},k}\boldsymbol{F}_{\mathrm{FD}})+a_{\mathrm{B},k}\geqslant t a_{\mathrm{B},k}\left[\mathrm{Tr}(\boldsymbol{H}_{\mathrm{E}}\boldsymbol{F}_{\mathrm{FD}})+a_{\mathrm{E}}\right]/a_{\mathrm{E}},\ \forall k, \tag{42b}$$

$$\mathrm{Tr}(\boldsymbol{F}_{\mathrm{FD}})\leqslant P_{\mathrm{T}}-\|\boldsymbol{f}_{\mathrm{AN}}\|_2^2, \tag{42c}$$

$$\boldsymbol{F}_{\mathrm{FD}}\succeq\boldsymbol{0}. \tag{42d}$$

得到秩 1 解后, 通过秩 1 分解恢复 $\boldsymbol{f}_{\mathrm{FD}}$.

根据上述方法得到 $\boldsymbol{f}_{\mathrm{FD}}$ 后, AN 预编码问题为

$$\max_{\boldsymbol{f}_{\mathrm{AN}}}\quad \min_k\log_2\frac{\boldsymbol{f}_{\mathrm{AN}}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{H}_{\mathrm{B},k}\boldsymbol{f}_{\mathrm{AN}}+b_{\mathrm{B},k}}{\boldsymbol{f}_{\mathrm{AN}}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{H}_{\mathrm{B},k}\boldsymbol{f}_{\mathrm{AN}}+\sigma_n^2}\frac{\boldsymbol{f}_{\mathrm{AN}}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{H}_{\mathrm{E}}\boldsymbol{f}_{\mathrm{AN}}+\sigma_n^2}{\boldsymbol{f}_{\mathrm{AN}}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{H}_{\mathrm{E}}\boldsymbol{f}_{\mathrm{AN}}+b_{\mathrm{E}}} \tag{43a}$$

$$\text{s.t.}\quad \|\boldsymbol{f}_{\mathrm{AN}}\|_2^2 \leqslant P_{\mathrm{T}} - \|\boldsymbol{f}_{\mathrm{FD}}\|_2^2, \tag{43b}$$

其中 $b_{\mathrm{B},k} = \boldsymbol{f}_{\mathrm{FD}}^{\mathrm{H}} \boldsymbol{H}_{\mathrm{B},k} \boldsymbol{f}_{\mathrm{FD}} + \sigma_n^2$, $b_{\mathrm{E}} = \boldsymbol{f}_{\mathrm{FD}}^{\mathrm{H}} \boldsymbol{H}_{\mathrm{E}} \boldsymbol{f}_{\mathrm{FD}} + \sigma_n^2$. 引入实辅助变量 $\beta_{\mathrm{B},k}$ 和 β_{E} 对原始目标函数进行等价重构, 可得

$$J = \log_2 \left[2\Re\{\beta_{\mathrm{B},k}\sqrt{A}\} - \beta_{\mathrm{B},k}^2 B\right] + \log_2 \left[2\Re\{\beta_{\mathrm{E}}\sqrt{C}\} - \beta_{\mathrm{E}}^2 D\right], \tag{44}$$

其中 $\Re\{\cdot\}$ 表示取实部操作, A、B、C 和 D 分别表示原目标函数分子和分母中的相关项, 即

$$A = \boldsymbol{f}_{\mathrm{AN}}^{\mathrm{H}} \boldsymbol{H}_{\mathrm{B},k} \boldsymbol{f}_{\mathrm{AN}} + b_{\mathrm{B},k},\ B = \boldsymbol{f}_{\mathrm{AN}}^{\mathrm{H}} \boldsymbol{H}_{\mathrm{B},k} \boldsymbol{f}_{\mathrm{AN}} + \sigma_n^2,$$

$$C = \boldsymbol{f}_{\mathrm{AN}}^{\mathrm{H}} \boldsymbol{H}_{\mathrm{E}} \boldsymbol{f}_{\mathrm{AN}} + \sigma_n^2,\ D = \boldsymbol{f}_{\mathrm{AN}}^{\mathrm{H}} \boldsymbol{H}_{\mathrm{E}} \boldsymbol{f}_{\mathrm{AN}} + b_{\mathrm{E}}.$$

由一阶最优性条件可得闭式更新:

$$\beta_{\mathrm{B},k}^{\star} = \frac{\sqrt{A}}{B}, \quad \beta_{\mathrm{E}}^{\star} = \frac{\sqrt{C}}{D}. \tag{45}$$

将上述最优辅助变量代回重构目标 J, 可得

$$J^{\star} = \log_2 \frac{A}{B} + \log_2 \frac{C}{D}. \tag{46}$$

这恰好恢复了原目标函数. 因此, 对于任意给定 $\boldsymbol{f}_{\mathrm{AN}}$, 引入辅助变量后的重构问题与原问题在最优值和最优解上等价. 在此基础上, 令 $\boldsymbol{F}_{\mathrm{AN}} = \boldsymbol{f}_{\mathrm{AN}} \boldsymbol{f}_{\mathrm{AN}}^{\mathrm{H}}$, 进一步采用 SDR 将所有二次型线性化得到

$$A = \mathrm{Tr}(\boldsymbol{H}_{\mathrm{B},k} \boldsymbol{F}_{\mathrm{AN}}) + b_{\mathrm{B},k}, \quad B = \mathrm{Tr}(\boldsymbol{H}_{\mathrm{B},k} \boldsymbol{F}_{\mathrm{AN}}) + \sigma_n^2,$$

$$C = \mathrm{Tr}(\boldsymbol{H}_{\mathrm{E}} \boldsymbol{F}_{\mathrm{AN}}) + \sigma_n^2, \quad D = \mathrm{Tr}(\boldsymbol{H}_{\mathrm{E}} \boldsymbol{F}_{\mathrm{AN}}) + b_{\mathrm{E}}.$$

需要指出的是, 该子问题虽然仍保留 max-min 结构, 但可进一步通过上境图法引入辅助变量 t, 将其等价转化为 SDP 问题. 由于在分式重构后, 优化目标函数中已不再含显式分式结构, 因此无须像问题 (42) 那样对辅助变量 t 固定并二分搜索. 随后采用与 $\boldsymbol{f}_{\mathrm{FD}}$ 优化相同的秩 1 惩罚处理, 即可得到关于 $\boldsymbol{F}_{\mathrm{AN}}$ 的 SDP 可行性问题, 可以通过交替优化更新 $\beta_{\mathrm{B},k}$、β_{E} 与 $\boldsymbol{F}_{\mathrm{AN}}$ 直至算法收敛.

3.2　流态天线位置优化

固定 $\boldsymbol{f}_{\mathrm{FD}}$、$\boldsymbol{f}_{\mathrm{AN}}$ 和 $\boldsymbol{F}_{\mathrm{EM}}$ 后, 沿用上节 AN 优化过程中分式重构后的目标函数, FA 位置优化问题可以表述为

$$\max_{\boldsymbol{z}} \quad \min_{k} \left\{\log_2 \left[2\Re\{\beta_{\mathrm{B},k}\sqrt{A(\boldsymbol{z})}\} - \beta_{\mathrm{B},k}^2 B(\boldsymbol{z})\right] + \log_2 \left[2\Re\{\beta_{\mathrm{E}}\sqrt{C(\boldsymbol{z})}\} - \beta_{\mathrm{E}}^2 D(\boldsymbol{z})\right]\right\} \tag{47a}$$

$$\text{s.t.}\quad z_1 \geqslant 0, \quad z_{N_{\mathrm{T}}} \leqslant D, \quad z_{n+1} - z_n \geqslant d. \tag{47b}$$

令

$$\boldsymbol{F} = \boldsymbol{f}_{\mathrm{FD}} \boldsymbol{f}_{\mathrm{FD}}^{\mathrm{H}} + \boldsymbol{f}_{\mathrm{AN}} \boldsymbol{f}_{\mathrm{AN}}^{\mathrm{H}}, \tag{48}$$

以 $A(\boldsymbol{z})$ 为例:

$$A(\boldsymbol{z}) = \boldsymbol{h}_{\mathrm{B},k}^{\mathrm{H}} \boldsymbol{F} \boldsymbol{h}_{\mathrm{B},k} + \sigma_n^2. \tag{49}$$

代入信道具体表达式, 可展开为

$$A(\boldsymbol{z}) = \sum_{m=1}^{N_{\mathrm{T}}} \sum_{n=1}^{N_{\mathrm{T}}} \sum_{\ell=1}^{L} \sum_{p=1}^{L} c_{\mathrm{B},k,\ell,p,mn} \mathrm{e}^{\mathrm{j}(\kappa_{\mathrm{B},k,\ell} z_m - \kappa_{\mathrm{B},k,p} z_n)} + \sigma_n^2, \tag{50}$$

其中 $\kappa_{\mathrm{B},k,\ell} = 2\pi \cos\theta_{\mathrm{B},k,\ell}/\lambda$、$c_{\mathrm{B},k,\ell,p,mn} = \alpha_{\mathrm{B},k,\ell}^{*} \alpha_{\mathrm{B},k,p} g_{\mathrm{B},k,\ell,m}^{*} g_{\mathrm{B},k,p,n} [\boldsymbol{F}]_{mn}$、$g_{\mathrm{B},k,\ell,n} = G^{(n)}(\theta_{\mathrm{B},k,\ell}, \phi_{\mathrm{B},k,\ell})$ 表示固定 PRA 电磁预编码后第 n 根天线沿 $(\theta_{\mathrm{B},k,\ell}, \phi_{\mathrm{B},k,\ell})$ 方向的等效电磁增益. 根据欧拉公式, 上式可以等价写成由余弦项和正弦项构成的实数形式. 为处理其中的三角非凸项, 采用 MM 方法构造如下二阶下界:

$$a\cos x \geqslant a\cos x_0 - a\sin x_0 (x - x_0) - \frac{|a|}{2}(x - x_0)^2, \tag{51}$$

$$b\sin x \geqslant b\sin x_0 + b\cos x_0(x-x_0) - \frac{|b|}{2}(x-x_0)^2. \tag{52}$$

根据上述理论, 第 i 次迭代时, $A(\boldsymbol{z})$ 的下界代理函数可以整理为

$$A_{\mathrm{lb}}^{i}(\boldsymbol{z}|\boldsymbol{z}^{i-1}) = \boldsymbol{z}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{M}_A^{i-1}\boldsymbol{z} + (\boldsymbol{m}_A^{i-1})^{\mathrm{T}}\boldsymbol{z} + m_A^{i-1}, \tag{53}$$

其中二次项系数矩阵 $\boldsymbol{M}_A^{i-1}$、一次项系数向量 $\boldsymbol{m}_A^{i-1}$、常数项 m_A^{i-1} 分别为

$$\boldsymbol{M}_A^{i-1} = -\frac{1}{2}\sum_{m=1}^{N_{\mathrm{T}}}\sum_{n=1}^{N_{\mathrm{T}}}\sum_{\ell=1}^{L}\sum_{p=1}^{L}\rho_{\mathrm{B},k,\ell,p,mn}\boldsymbol{d}_{\mathrm{B},k,\ell,p,mn}\boldsymbol{d}_{\mathrm{B},k,\ell,p,mn}^{\mathrm{T}}, \tag{54}$$

$$\begin{aligned}\boldsymbol{m}_A^{i-1} = \sum_{m=1}^{N_{\mathrm{T}}}\sum_{n=1}^{N_{\mathrm{T}}}\sum_{\ell=1}^{L}\sum_{p=1}^{L}\Big[&-\Re\{c_{\mathrm{B},k,\ell,p,mn}\}\sin\Big(\vartheta_{\mathrm{B},k,\ell,p,mn}^{i-1}\Big)\\ &-\Im\{c_{\mathrm{B},k,\ell,p,mn}\}\cos\Big(\vartheta_{\mathrm{B},k,\ell,p,mn}^{i-1}\Big) + \rho_{\mathrm{B},k,\ell,p,mn}\vartheta_{\mathrm{B},k,\ell,p,mn}^{i-1}\Big]\boldsymbol{d}_{\mathrm{B},k,\ell,p,mn},\end{aligned} \tag{55}$$

$$\begin{aligned}m_A^{i-1} = \sum_{m=1}^{N_{\mathrm{T}}}\sum_{n=1}^{N_{\mathrm{T}}}\sum_{\ell=1}^{L}\sum_{p=1}^{L}\Big[&\Re\{c_{\mathrm{B},k,\ell,p,mn}\}\cos\Big(\vartheta_{\mathrm{B},k,\ell,p,mn}^{i-1}\Big)\\ &-\Im\{c_{\mathrm{B},k,\ell,p,mn}\}\sin\Big(\vartheta_{\mathrm{B},k,\ell,p,mn}^{i-1}\Big) + \Re\{c_{\mathrm{B},k,\ell,p,mn}\}\sin\Big(\vartheta_{\mathrm{B},k,\ell,p,mn}^{i-1}\Big)\vartheta_{\mathrm{B},k,\ell,p,mn}^{i-1}\\ &+\Im\{c_{\mathrm{B},k,\ell,p,mn}\}\cos\Big(\vartheta_{\mathrm{B},k,\ell,p,mn}^{i-1}\Big)\vartheta_{\mathrm{B},k,\ell,p,mn}^{i-1} - \frac{\rho_{\mathrm{B},k,\ell,p,mn}}{2}\Big(\vartheta_{\mathrm{B},k,\ell,p,mn}^{i-1}\Big)^2\Big] + \sigma_n^2,\end{aligned} \tag{56}$$

其中 $\rho_{\mathrm{B},k,\ell,p,mn}$ 和 $\vartheta_{\mathrm{B},k,\ell,p,mn}^{i-1}$ 可以分别表示为

$$\rho_{\mathrm{B},k,\ell,p,mn} = |\Re\{c_{\mathrm{B},k,\ell,p,mn}\}| + |\Im\{c_{\mathrm{B},k,\ell,p,mn}\}|, \tag{57}$$

$$\vartheta_{\mathrm{B},k,\ell,p,mn}^{i-1} = \kappa_{\mathrm{B},k,\ell}z_m^{i-1} - \kappa_{\mathrm{B},k,p}z_n^{i-1}. \tag{58}$$

$\boldsymbol{d}_{\mathrm{B},k,\ell,p,mn}$ 表示关于位置变量 $\boldsymbol{z}$ 的相位差方向向量, 可以表示为

$$\boldsymbol{d}_{\mathrm{B},k,\ell,p,mn} = \kappa_{\mathrm{B},k,\ell}\boldsymbol{e}_m - \kappa_{\mathrm{B},k,p}\boldsymbol{e}_n, \tag{59}$$

其中 $\boldsymbol{e}_m$ 表示标准基向量, 其第 m 个元素为 1, 其余元素均为 0. 根据上述推导, 同理可得

$$\begin{aligned}-B_{\mathrm{lb}}^{i}(\boldsymbol{z}|\boldsymbol{z}^{i-1}) &= \boldsymbol{z}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{M}_B^{i-1}\boldsymbol{z} + (\boldsymbol{m}_B^{i-1})^{\mathrm{T}}\boldsymbol{z} + m_B^{i-1},\\ C_{\mathrm{lb}}^{i}(\boldsymbol{z}|\boldsymbol{z}^{i-1}) &= \boldsymbol{z}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{M}_C^{i-1}\boldsymbol{z} + (\boldsymbol{m}_C^{i-1})^{\mathrm{T}}\boldsymbol{z} + m_C^{i-1},\\ -D_{\mathrm{lb}}^{i}(\boldsymbol{z}|\boldsymbol{z}^{i-1}) &= \boldsymbol{z}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{M}_D^{i-1}\boldsymbol{z} + (\boldsymbol{m}_D^{i-1})^{\mathrm{T}}\boldsymbol{z} + m_D^{i-1}.\end{aligned}$$

可以发现上述 A_{lb}^{i}、B_{lb}^{i}、C_{lb}^{i}、D_{lb}^{i} 与之前 AN 优化中的 A、B、C、D 具有完全一样的性质, 均为关于优化变量的二次型, 且目标函数中所有关于变量 $\mathbf{z}$ 的二次项系数矩阵均为半负定矩阵. 此外对数函数为递增凹函数, 复合内部凹函数, 保证目标函数 J 仍然为凹. 根据上述分析, MM 算法的收敛性可以如下证明:

$$J(\boldsymbol{z}^i) = J(\boldsymbol{z}^i|\boldsymbol{z}^i) \overset{\text{(a)}}{\leqslant} J(\boldsymbol{z}^{i+1}|\boldsymbol{z}^i) \leqslant J(\boldsymbol{z}^{i+1}), \tag{60}$$

其中不等式 (a) 成立是因为 $\boldsymbol{z}^{i+1}$ 为第 i 次迭代时代理问题的最优解, 因而有 $J(\boldsymbol{z}^i|\boldsymbol{z}^i) \leqslant J(\boldsymbol{z}^{i+1}|\boldsymbol{z}^i)$. 另一方面, 由于 $J(\boldsymbol{z}|\boldsymbol{z}^i)$ 是原目标函数 $J(\boldsymbol{z})$ 的全局下界, 因此有 $J(\boldsymbol{z}^{i+1}|\boldsymbol{z}^i) \leqslant J(\boldsymbol{z}^{i+1})$. 故 MM 的迭代过程单调非减且目标函数有界, 保证了算法的收敛性.

进一步, 通过引入上境图法去除 max-min 结构将问题等价转化为凸二次约束二次规划 (quadratically constrained quadratic program, QCQP) 问题, 求解该问题交替更新 $\boldsymbol{z}$ 与 $\beta_{\mathrm{B},k}$、β_{E} 直至算法收敛.

3.3　可重构天线电磁预编码优化

在给定 $\boldsymbol{f}_{\mathrm{FD}}$、$\boldsymbol{f}_{\mathrm{AN}}$ 与 $\boldsymbol{z}$ 后, 本节给出关于 PRA 电磁预编码矩阵 $\boldsymbol{F}_{\mathrm{EM}}$ 的优化. 沿用分式重构后的目标函数, 以 PRA 模型 I 为例, 优化问题可以构造为

$$\max_{\bar{\boldsymbol{c}}^{(n)}} \quad \min_{k} \left\{ \log_2 \left[2\Re\{\beta_{\mathrm{B},k}\sqrt{A(\bar{\boldsymbol{c}}^{(n)})}\} - \beta_{\mathrm{B},k}^2 B(\bar{\boldsymbol{c}}^{(n)}) \right] + \log_2 \left[2\Re\{\beta_{\mathrm{E}}\sqrt{C(\bar{\boldsymbol{c}}^{(n)})}\} - \beta_{\mathrm{E}}^2 D(\bar{\boldsymbol{c}}^{(n)}) \right] \right\} \tag{61a}$$

$$\text{s.t.} \quad \|\bar{\boldsymbol{c}}^{(n)}\|^2 = 1, \quad \forall n. \tag{61b}$$

首先将 A、B、C、D 表示为关于电磁系数向量 $\bar{\boldsymbol{c}}$ 的显式函数. 以 A 为例:

$$A = \left|(\boldsymbol{h}_{\mathrm{B},k}^{\mathrm{EM}})^{\mathrm{H}} \boldsymbol{F}_{\mathrm{EM}} \boldsymbol{f}_{\mathrm{FD}}\right|^2 + \left|(\boldsymbol{h}_{\mathrm{B},k}^{\mathrm{EM}})^{\mathrm{H}} \boldsymbol{F}_{\mathrm{EM}} \boldsymbol{f}_{\mathrm{AN}}\right|^2 + \sigma_n^2 = \bar{\boldsymbol{c}}^{\mathrm{H}} \boldsymbol{A}_{\mathrm{B},k}^{\mathrm{FD}} \bar{\boldsymbol{c}} + \bar{\boldsymbol{c}}^{\mathrm{H}} \boldsymbol{A}_{\mathrm{B},k}^{\mathrm{AN}} \bar{\boldsymbol{c}} + \sigma_n^2, \tag{62}$$

其中

$$\bar{\boldsymbol{c}} = \left[(\bar{\boldsymbol{c}}^{(1)})^{\mathrm{T}}, \ldots, (\bar{\boldsymbol{c}}^{(N_{\mathrm{T}})})^{\mathrm{T}} \right]^{\mathrm{T}}, \tag{63}$$

$$\boldsymbol{A}_{\mathrm{B},k}^{\mathrm{FD}} = \boldsymbol{a}_{\mathrm{B},k}^{\mathrm{FD}} \left(\boldsymbol{a}_{\mathrm{B},k}^{\mathrm{FD}}\right)^{\mathrm{H}}. \tag{64}$$

向量 $\boldsymbol{a}_{\mathrm{B},k}^{\mathrm{FD}}$ 具有以下形式:

$$\boldsymbol{a}_{\mathrm{B},k}^{\mathrm{FD}} = \left[\left(\boldsymbol{a}_{\mathrm{B},k,1}^{\mathrm{FD}}\right)^{\mathrm{T}}, \ldots, \left(\boldsymbol{a}_{\mathrm{B},k,N_{\mathrm{T}}}^{\mathrm{FD}}\right)^{\mathrm{T}} \right]^{\mathrm{T}}, \tag{65}$$

其中

$$\boldsymbol{a}_{\mathrm{B},k,n}^{\mathrm{FD}} = [\boldsymbol{f}_{\mathrm{FD}}]_n \left[(\boldsymbol{h}_{\mathrm{B},k}^{\mathrm{EM}})^{\mathrm{H}} \right]_{(n-1)T+1:nT}^{\mathrm{T}}, \tag{66}$$

通过更换预编码向量为 AN 向量, $\boldsymbol{A}_{\mathrm{B},k}^{\mathrm{AN}}$ 可以用相同方式得到.

为降低复杂度, 采用逐天线交替优化. 优化第 n 根天线方向图时, 将其他天线系数固定. 则式 (62) 中的第一项可以表示为

$$\bar{\boldsymbol{c}}^{\mathrm{H}} \boldsymbol{A}_{\mathrm{B},k}^{\mathrm{FD}} \bar{\boldsymbol{c}} = (\bar{\boldsymbol{c}}^{(n)})^{\mathrm{H}} \boldsymbol{A}_{\mathrm{B},k}^{\mathrm{FD},(n)} \bar{\boldsymbol{c}}^{(n)} + 2\Re\left\{ (\boldsymbol{b}_{\mathrm{B},k}^{\mathrm{FD},(n)})^{\mathrm{H}} \bar{\boldsymbol{c}}^{(n)} \right\} + c_{\mathrm{B},k}^{\mathrm{FD},(n)}, \tag{67}$$

其中

$$\boldsymbol{A}_{\mathrm{B},k}^{\mathrm{FD},(n)} = \boldsymbol{a}_{\mathrm{B},k,n}^{\mathrm{FD}} \left(\boldsymbol{a}_{\mathrm{B},k,n}^{\mathrm{FD}}\right)^{\mathrm{H}}, \tag{68}$$

$$\boldsymbol{b}_{\mathrm{B},k}^{\mathrm{FD},(n)} = (d_{\mathrm{B},k,n}^{\mathrm{FD}})^* \boldsymbol{a}_{\mathrm{B},k,n}^{\mathrm{FD}}, \tag{69}$$

$$c_{\mathrm{B},k}^{\mathrm{FD},(n)} = \left|d_{\mathrm{B},k,n}^{\mathrm{FD}}\right|^2, \tag{70}$$

$$d_{\mathrm{B},k,n}^{\mathrm{FD}} = \sum_{m \neq n} \left(\bar{\boldsymbol{c}}^{(m)}\right)^{\mathrm{H}} \boldsymbol{a}_{\mathrm{B},k,m}^{\mathrm{FD}}. \tag{71}$$

令 $\bar{\boldsymbol{c}}_{\mathrm{ext}}^{(n)} = [(\bar{\boldsymbol{c}}^{(n)})^{\mathrm{T}}, 1]^{\mathrm{T}}$, 则式 (62) 中的第一项可以进一步表示为

$$\bar{\boldsymbol{c}}^{\mathrm{H}} \boldsymbol{A}_{\mathrm{B},k}^{\mathrm{FD}} \bar{\boldsymbol{c}} = (\bar{\boldsymbol{c}}_{\mathrm{ext}}^{(n)})^{\mathrm{H}} \boldsymbol{R}_{\mathrm{B},k}^{\mathrm{FD},(n)} \bar{\boldsymbol{c}}_{\mathrm{ext}}^{(n)}, \tag{72}$$

其中

$$\boldsymbol{R}_{\mathrm{B},k}^{\mathrm{FD},(n)} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{A}_{\mathrm{B},k}^{\mathrm{FD},(n)} & \boldsymbol{b}_{\mathrm{B},k}^{\mathrm{FD},(n)} \\ (\boldsymbol{b}_{\mathrm{B},k}^{\mathrm{FD},(n)})^{\mathrm{H}} & c_{\mathrm{B},k}^{\mathrm{FD},(n)} \end{bmatrix}. \tag{73}$$

相同的推导作用于 A 的第二项. 最终, A、B、C、D 可以表示为

$$A = (\bar{\boldsymbol{c}}_{\mathrm{ext}}^{(n)})^{\mathrm{H}} \left(\boldsymbol{R}_{\mathrm{B},k}^{\mathrm{FD},(n)} + \boldsymbol{R}_{\mathrm{B},k}^{\mathrm{AN},(n)} \right) \bar{\boldsymbol{c}}_{\mathrm{ext}}^{(n)} + \sigma_n^2, \tag{74}$$

$$B = (\bar{\boldsymbol{c}}_{\mathrm{ext}}^{(n)})^{\mathrm{H}} \boldsymbol{R}_{\mathrm{B},k}^{\mathrm{AN},(n)} \bar{\boldsymbol{c}}_{\mathrm{ext}}^{(n)} + \sigma_n^2, \tag{75}$$

表 1　各子问题复杂度总结.

Table 1　Complexity summary of the subproblems.

Sub-problem	Method	Complexity
FD precoding optimization	BS + SDR + SCA	$\mathcal{O}\Big(I_{\mathrm{Bin}} I_{\mathrm{SCA}} \max\{N_{\mathrm{T}}, N_{\mathrm{B}}+1\}^4 N_{\mathrm{T}}^{1/2} \log(1/\epsilon)\Big)$
AN precoding optimization	FR + SDR + SCA	$\mathcal{O}\Big(I_{\mathrm{FP}} I_{\mathrm{SCA}} \max\{N_{\mathrm{T}}, N_{\mathrm{B}}+1\}^4 N_{\mathrm{T}}^{1/2} \log(1/\epsilon)\Big)$
FA position optimization	FR + MM + QCQP	$\mathcal{O}\big(I_{\mathrm{FP}} I_{\mathrm{MM}} (3N_{\mathrm{B}} + N_{\mathrm{T}})^5 \log(1/\epsilon)\big)$
PRA Model I optimization	Per-antenna FR + SDR + SCA	$\mathcal{O}\big(N_{\mathrm{T}} I_{\mathrm{FP}} I_{\mathrm{SCA}} \max\{T, N_{\mathrm{B}}+1\}^4 T^{1/2} \log(1/\epsilon)\big)$
PRA Model II optimization	Per-antenna exhaustive search	$\mathcal{O}\big(N_{\mathrm{T}} S^2\big)$

$$C = (\bar{\boldsymbol{c}}_{\mathrm{ext}}^{(n)})^{\mathrm{H}} \boldsymbol{R}_{\mathrm{E}}^{\mathrm{AN},(n)} \bar{\boldsymbol{c}}_{\mathrm{ext}}^{(n)} + \sigma_n^2, \tag{76}$$

$$D = (\bar{\boldsymbol{c}}_{\mathrm{ext}}^{(n)})^{\mathrm{H}} \left(\boldsymbol{R}_{\mathrm{E}}^{\mathrm{FD},(n)} + \boldsymbol{R}_{\mathrm{E}}^{\mathrm{AN},(n)} \right) \bar{\boldsymbol{c}}_{\mathrm{ext}}^{(n)} + \sigma_n^2. \tag{77}$$

至此, A、B、C、D 均被化简为关于 $\bar{\boldsymbol{c}}_{\mathrm{ext}}^{(n)}$ 的二次型. 因此所得到的问题与 AN 优化问题具有相同结构, 可继续通过 SDR 与 SCA 求解.

对于 PRA 模型 II, 只需将 T、$\bar{\boldsymbol{c}}^{(n)}$ 和 $\boldsymbol{b}(\theta,\phi)$ 分别替换为 S、二进制选择向量和实测方向图向量. 由于 $\tilde{\boldsymbol{c}}^{(n)}$ 仅包含一个非零元素, 可在 S 个候选方向图中遍历并选择使目标函数最大的模式.

算法 1 给出了所提三重安全预编码算法的整体流程, 其中, $\eta^{(i)}$ 表示第 i 次外层 BCD 迭代对应的目标函数值. 记 BCD、二分搜索 (binary search, BS)、SCA、分式目标函数重构 (fraction restructuring, FR) 和 MM 的迭代次数分别为 I_{BCD}、I_{Bin}、I_{SCA}、I_{FP} 和 I_{MM}, 内点法求解精度记为 ϵ, 则各子问题的主要复杂度可总结如表 1 所示.

算法 1 基于可重构天线的三重预编码优化算法.

Require: Bob/Eve 信道参数、功率预算 P_{T}、最大孔径 D、最小间隔 d、最大外层迭代次数 $I_{\mathrm{BCD}}^{\max}$, 以及收敛阈值 ϵ_{BCD};
初始化可行解 $\boldsymbol{f}_{\mathrm{FD}}^{(0)}$、$\boldsymbol{f}_{\mathrm{AN}}^{(0)}$、$\boldsymbol{z}^{(0)}$ 和 PRA 变量 $\{\boldsymbol{c}^{(n,0)}\}_{n=1}^{N_{\mathrm{T}}}$, 计算等效信道和初始目标值 $\eta^{(0)}$, 并令外层迭代索引 $i=0$;

while true **do**
　固定 $\boldsymbol{f}_{\mathrm{AN}}^{(i)}$、$\boldsymbol{z}^{(i)}$ 和 PRA 变量, 求解问题 (37), 得到 $\boldsymbol{f}_{\mathrm{FD}}^{(i+1)}$;
　固定 $\boldsymbol{f}_{\mathrm{FD}}^{(i+1)}$、$\boldsymbol{z}^{(i)}$ 和 PRA 变量, 求解问题 (43), 得到 $\boldsymbol{f}_{\mathrm{AN}}^{(i+1)}$;
　固定 $\boldsymbol{f}_{\mathrm{FD}}^{(i+1)}$、$\boldsymbol{f}_{\mathrm{AN}}^{(i+1)}$ 和 PRA 变量, 求解问题 (47), 得到 $\boldsymbol{z}^{(i+1)}$;
　固定 $\boldsymbol{f}_{\mathrm{FD}}^{(i+1)}$、$\boldsymbol{f}_{\mathrm{AN}}^{(i+1)}$ 和 $\boldsymbol{z}^{(i+1)}$;
　if 采用 PRA 模型 I **then**
　　for $n = 1, \ldots, N_{\mathrm{T}}$ **do**
　　固定其余天线的电磁系数, 求解问题 (61), 得到 $\boldsymbol{c}^{(n,i+1)}$, 并更新等效信道;
　　end for
　else
　　for $n = 1, \ldots, N_{\mathrm{T}}$ **do**
　　对第 n 根天线遍历 S 个候选方向图, 选择使目标函数最大的模式作为 $\boldsymbol{c}^{(n,i+1)}$, 并更新等效信道;
　　end for
　end if
　根据更新后的 $\boldsymbol{f}_{\mathrm{FD}}^{(i+1)}$、$\boldsymbol{f}_{\mathrm{AN}}^{(i+1)}$、$\boldsymbol{z}^{(i+1)}$ 和 PRA 变量计算目标值 $\eta^{(i+1)}$;
　if $\dfrac{|\eta^{(i+1)} - \eta^{(i)}|}{\max\{|\eta^{(i)}|, 1\}} < \epsilon_{\mathrm{BCD}}$ **or** $i+1 = I_{\mathrm{BCD}}^{\max}$ **then**
　　break;
　end if
　$i \leftarrow i+1$;
end while

Ensure: $\boldsymbol{f}_{\mathrm{FD}}^{\star}$、$\boldsymbol{f}_{\mathrm{AN}}^{\star}$、$\boldsymbol{z}^{\star}$、PRA 最优变量以及最终安全速率.

4　未授权节点 CSI 未知时的优化方案

当潜在未授权窃听节点 Eve 存在但其瞬时 CSI 不可获取时, 无法计算与 Eve 信道相关的精确安全速率, 因而不能将已知 Eve CSI 情形中显式依赖 Eve CSI 的项简单置零或移除后, 仍将原问题称为安全速率优化. 在该场景下, 本文考虑仅利用合法用户 CSI 的正交 AN 代理设计. 具体而言, 联合优化 FA 位置、PRA 电磁预编码矩阵和信息预编码向量, 以最大化最差合法用户可达速率

$$\max_{\boldsymbol{f}_{\mathrm{FD}},\boldsymbol{z},\boldsymbol{F}_{\mathrm{EM}}} \quad \min_{k} R_{\mathrm{B},k}, \tag{78a}$$

$$\text{s.t.} \quad \|\boldsymbol{f}_{\mathrm{FD}}\|_2^2 \leqslant P_{\mathrm{T}} - P_{\mathrm{AN}}, \tag{78b}$$

$$(33\mathrm{c}), (33\mathrm{d}).$$

该问题与上文优化问题具有相同的性质, 因此可以采用相同的求解方法. 在完成上述变量优化后, 根据更新后的合法用户等效信道构造 AN. 定义 Bob 的等效信道矩阵为

$$\boldsymbol{H}_{\mathrm{B}} = [\boldsymbol{h}_{\mathrm{B},1}, \ldots, \boldsymbol{h}_{\mathrm{B},N_{\mathrm{B}}}]^{\mathrm{H}}. \tag{79}$$

对 $\boldsymbol{H}_{\mathrm{B}}$ 进行奇异值分解, 有

$$\boldsymbol{H}_{\mathrm{B}} = \boldsymbol{U}\boldsymbol{\Sigma}\boldsymbol{V}^{\mathrm{H}}, \qquad r = \mathrm{rank}\,(\boldsymbol{H}_{\mathrm{B}}). \tag{80}$$

当 $N_{\mathrm{T}} > r$ 时, $\boldsymbol{H}_{\mathrm{B}}$ 存在非空零空间, 其零空间基可写为

$$\boldsymbol{V}_0 = \boldsymbol{V}(:, r+1 : N_{\mathrm{T}}). \tag{81}$$

此时, AN 预编码向量取为

$$\boldsymbol{f}_{\mathrm{AN}} = \sqrt{P_{\mathrm{AN}}}\boldsymbol{v}_0, \qquad \boldsymbol{v}_0 \in \mathrm{span}(\boldsymbol{V}_0), \qquad \|\boldsymbol{v}_0\|_2 = 1. \tag{82}$$

由 $\boldsymbol{H}_{\mathrm{B}}\boldsymbol{f}_{\mathrm{AN}} = \boldsymbol{0}$ 可得

$$\left|\boldsymbol{h}_{\mathrm{B},k}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{f}_{\mathrm{AN}}\right|^2 = 0, \quad \forall k, \tag{83}$$

因此, 正交 AN 不会在 Bob 处引入额外 AN 干扰.

当 $N_{\mathrm{T}} \leqslant r$ 时, $\boldsymbol{H}_{\mathrm{B}}$ 的零空间为空, 此时不存在对所有 Bob 均无泄漏的 AN. 为尽量减小 AN 对 Bob 的影响, 选择最小泄漏方向

$$\boldsymbol{v}_{\min} = \arg\min_{\|\boldsymbol{v}\|_2=1} \|\boldsymbol{H}_{\mathrm{B}}\boldsymbol{v}\|_2^2 = \arg\min_{\|\boldsymbol{v}\|_2=1} \boldsymbol{v}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{H}_{\mathrm{B}}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{H}_{\mathrm{B}}\boldsymbol{v}. \tag{84}$$

上述问题为经典瑞利商问题, 对应最优解为 $\boldsymbol{H}_{\mathrm{B}}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{H}_{\mathrm{B}}$ 最小特征值对应的特征向量, 因此可得

$$\boldsymbol{f}_{\mathrm{AN}} = \sqrt{P_{\mathrm{AN}}}\boldsymbol{v}_{\min}. \tag{85}$$

此时, AN 泄漏无法完全消除, 合法用户速率应相应写为

$$R_{\mathrm{B},k} = \log_2\left(1 + \frac{\left|\boldsymbol{h}_{\mathrm{B},k}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{f}_{\mathrm{FD}}\right|^2}{\left|\boldsymbol{h}_{\mathrm{B},k}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{f}_{\mathrm{AN}}\right|^2 + \sigma_n^2}\right). \tag{86}$$

综上所述, 本节设计在无 Eve CSI 条件下利用 Bob 信道的零空间或最小泄漏方向提供非定向均匀干扰覆盖, 以干扰潜在窃听方.

表 2　系统仿真参数.

Table 2　System simulation parameters.

Parameter	Value	Description	Parameter	Value	Description
f_c	3 GHz	Carrier frequency	N_{T}	4	Number of transmit antennas
N_{B}	3	Number of legitimate users	P_{T}	1	Normalized total transmit power
γ	$P_{\mathrm{T}}\lvert\alpha_{B,1,1}\rvert^2/\sigma_n^2$	Signal-to-noise ratio	$r_{\mathrm{B}}, r_{\mathrm{E}}$	20 m	Bob/Eve distance
ρ	0.5	AN power ratio	L	5	Number of paths
D	$2\lambda(N_{\mathrm{T}}-1)$	Maximum array aperture	d	$\lambda/2$	Minimum antenna spacing
T	25	Dimension of spherical harmonic basis	S	64	Number of discrete patterns
ϵ_{BCD}	10^{-2}	Outer-loop relative convergence threshold	ϵ_{in}	10^{-3}	Inner-loop relative convergence threshold
$I_{\mathrm{BCD}}^{\max}$	20	Maximum number of outer-loop iterations	$I_{\mathrm{Bin}}^{\max}$	10	Maximum number of bisection iterations
$I_{\mathrm{SCA}}^{\max}$	5	Maximum number of SCA iterations	$I_{\mathrm{MM}}^{\max}$	200	Maximum number of MM iterations

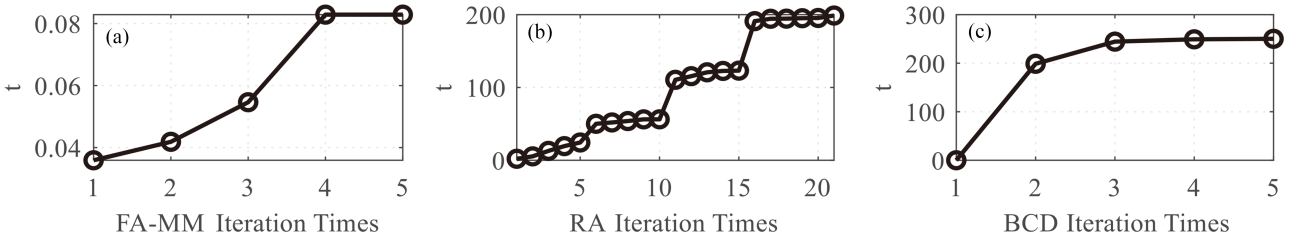

图 3　所提算法的收敛行为. (a) FA-MM 迭代; (b) PRA 模型 I 逐天线电磁预编码迭代; (c) 外层整体算法 BCD 迭代.

Figure 3　Convergence behavior of the proposed algorithm. (a) FA-MM iterations; (b) per-antenna electromagnetic precoding iterations for PRA model I; (c) outer overall BCD iterations.

5　仿真结果与分析

本节采用蒙特卡洛仿真评估所提方法的性能, 除特别说明外, 主要仿真参数如表 2 所示. 对比方案包括全向天线固定阵列、全向天线 + FA 阵列、PRA 模型 I + FA 阵列以及 PRA 模型 II + FA 阵列. Bob 与 Eve 的角度配置在相应仿真图的图题中给出. 本文中所有传播路径的方位角统一设定为 $\phi = 0°$. 除 LoS 路径外, 其余 NLoS 路径的散射体距离和角度分别在 [0 m, 50 m] 与 $[0°, 180°]$ 内随机生成. 凸松弛后得到的 SDP 问题采用 MOSEK 求解, QCQP 问题采用 SQP 求解器. 根据文献 [29], AN 功率分配因子采用典型值 0.5.

图 3 首先给出了所提出的整体 BCD 优化算法及其各子模块随目标函数 t 的收敛性能. 其中, 图 3(a)∼(c) 分别对应 FA 位置的 MM 优化、PRA 模型 I 下逐天线电磁预编码优化以及外层整体算法 BCD 优化的收敛过程. 该图从不同层级展示了所提算法由内至外的迭代更新过程, 有助于直观理解各子模块之间的协同关系及其对整体优化性能的影响. 通过在 SDR 松弛后的 SDP 子问题中引入秩 1 惩罚项, 各优化模块均可稳定收敛, 避免了传统秩恢复过程中的不稳定现象. FA 位置优化中的 MM 算法约经 5 次迭代收敛; PRA 逐天线交替优化的收敛曲线呈阶梯状上升, 每个阶梯对应一轮完整的逐天线更新, 整体约经 4 轮迭代收敛; 外层 BCD 算法同样在约 3 轮迭代后达到稳定. 结果表明, 所提算法具有较快的收敛速度和良好的稳定性.

图 4 和 5 分别给出了不同用户角度配置下的单天线辐射方向图对比. 本组仿真中令 AN 为零, 以突出可重构天线的能量聚焦能力. 可以观察到, PRA 模型 I 和 PRA 模型 II 均能依据 Bob 与 Eve 的空间位置自适应调整单天线方向图, 使主瓣对准 Bob 的视距方向, 并在 Eve 方向保持较低辐射增益. 进一步比较可知, PRA 模型 I 在 Bob 方向可获得更高增益, 在 Eve 方向可形成更强抑制, 整体性能优于 PRA 模型 II. 其原因在于, 模型 I 对应理想连续可调方向图, 反映了可重构天线的理论性能上界. 而 PRA 模型 II 考虑了离散可实现的辐射状态, 更贴近当前工程实现条件, 其性能则反映了现阶段可重构天线系统能够达到的实际水平. 由于 PRA 模型 II 可选辐射状态数量有限, 其最优模式往往只能对理想目标模式进行近似逼近, 因此所得波束主瓣相较理想情形会出

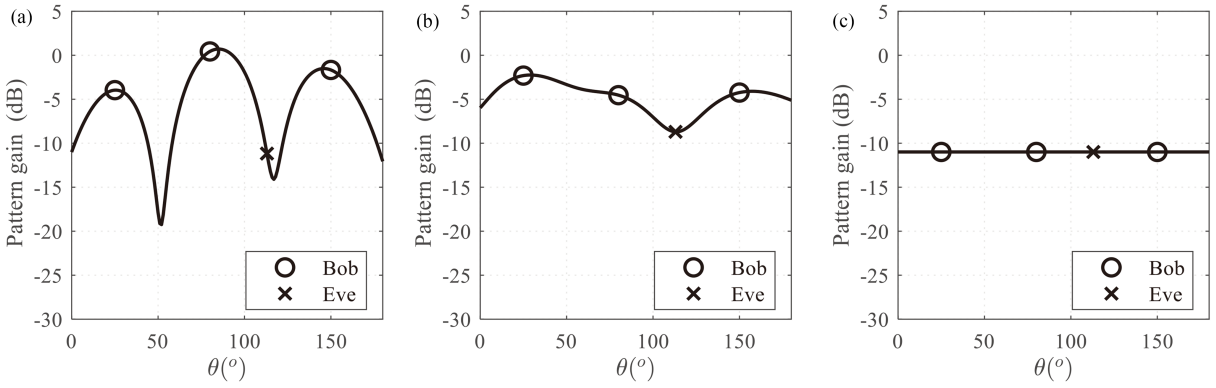

图 4　单天线辐射方向图对比: Bob (25°, 80°, 150°); Eve (113°). (a) PRA 模型 I; (b) PRA 模型 II; (c) 全向天线.

Figure 4 Single-antenna radiation patterns with Bob (25°, 80°, 150°) and Eve (113°). (a) PRA model I; (b) PRA model II; (c) omnidirectional antenna.

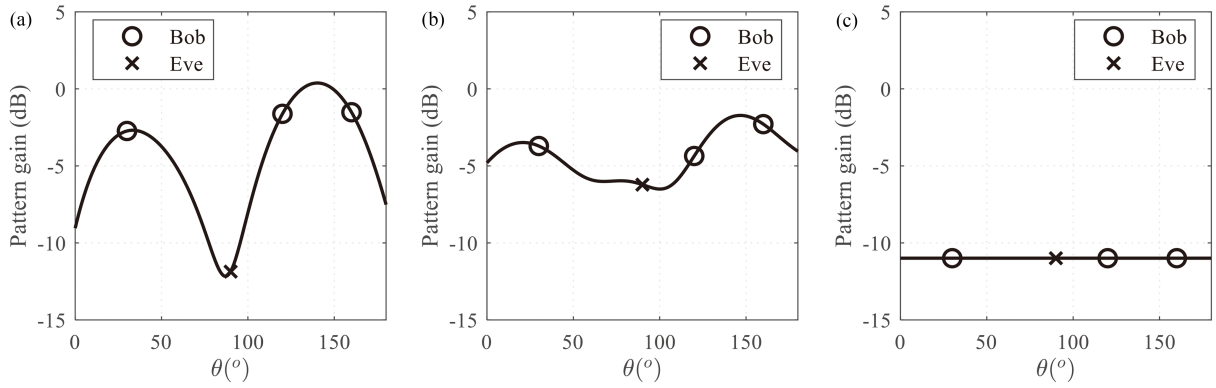

图 5　单天线辐射方向图对比: Bob (30°, 120°, 160°); Eve (90°). (a) PRA 模型 I; (b) PRA 模型 II; (c) 全向天线.

Figure 5 Single-antenna radiation patterns with Bob (30°, 120°, 160°) and Eve (90°). (a) PRA model I; (b) PRA model II; (c) omnidirectional antenna.

现轻微偏移, 从而对合法用户方向的对准存在一定误差. 相比于 PRA, 全向天线缺乏方向调控能力, 辐射能量近似均匀分布, 因而在目标方向增益和非期望方向抑制方面均明显劣于 PRA 方案, 整体性能最差. 这进一步验证了所提 PRA 在提升能量聚焦能力和空间选择性方面的显著优势, 能够有效降低信息泄露风险, 提升系统的物理层安全性能.

图 6 和 7 分别给出了两组用户角度配置下的阵列辐射方向图. 图 6(a)、6(b)、7(a)、7(b) 分别对应 PRA 模型 I/II 与 FA 阵列联合设计的结果, 图 6(c) 和 7(c) 对应全向天线与固定阵列的结果. 为突出阵列方向调控能力, 本组仿真令 AN 功率为零. 在图 6 中, PRA 模型 I 与 FA 阵列在三个 Bob 方向的增益均约为 3∼4 dB, 并在 113° 的 Eve 方向形成约 −60 dB 的零陷. PRA 模型 II 与 FA 阵列在三个 Bob 方向的增益约为 −1∼2 dB, Eve 方向的增益约为 −27 dB. 相比之下, 全向天线与固定阵列在三个 Bob 方向的增益约为 −7, −14 和 −5 dB. 因此, PRA 模型 I 与 FA 联合设计相对固定阵列分别提高了约 10, 18 和 9 dB 的 Bob 方向增益, 同时保持了约 −60 dB 的 Eve 方向抑制. 图 7 给出了另一组角度配置下的结果. PRA 模型 I 与 FA 阵列在三个 Bob 方向的增益仍约为 3∼4 dB, Eve 方向增益约为 −60 dB. PRA 模型 II 与 FA 阵列在三个 Bob 方向的增益约为 −1∼0 dB, Eve 方向增益约为 −40 dB. 全向天线与固定阵列在三个 Bob 方向的增益约为 −7, −14 和 −5 dB, Eve 方向增益约为 −60 dB. 两组角度配置均表明, PRA 模型 I 与 FA 的联合设计能够在维持 Eve 方向深零陷的同时, 显著提高多个 Bob 方向的阵列增益. PRA 模型 II 与 FA 阵列同样改善了部分 Bob 方向的能量聚焦, 但其 Eve 方向抑制深度低于 PRA 模型 I. 这是因为模型 II 为离散选择模式, 可用电磁自由度较连续可调的 PRA 模型 I 更受限

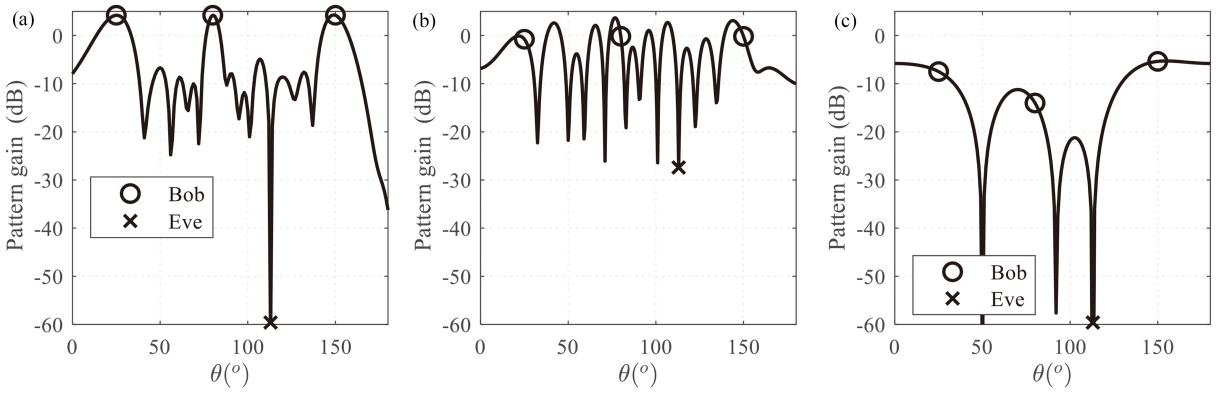

图 6　阵列辐射方向图对比: Bob (25°, 80°, 150°); Eve (113°). (a) PRA 模型 I 与 FA 阵列; (b) PRA 模型 II 与 FA 阵列; (c) 全向天线与固定阵列.

Figure 6　Array radiation patterns with Bob (25°, 80°, 150°) and Eve (113°). (a) PRA model I with FA array; (b) PRA model II with FA array; (c) omnidirectional antenna with fixed array.

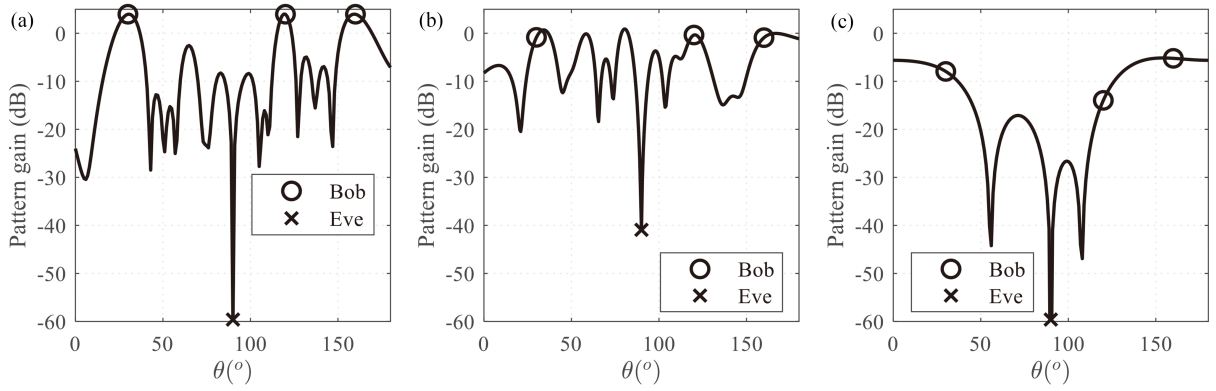

图 7　阵列辐射方向图对比: Bob (30°, 120°, 160°); Eve (90°). (a) PRA 模型 I 与 FA 阵列; (b) PRA 模型 II 与 FA 阵列; (c) 全向天线与固定阵列.

Figure 7　Array radiation patterns with Bob (30°, 120°, 160°) and Eve (90°). (a) PRA model I with FA array; (b) PRA model II with FA array; (c) omnidirectional antenna with fixed array.

制.

为了进一步说明所提方案对 Eve 的干扰效果, 图 8 给出了两种 PRA 模型在 Eve CSI 未知和已知情形下的 AN 阵列方向图. 图 8(a) 和 (c) 分别对应 PRA 模型 I 和 PRA 模型 II 的 Eve CSI 未知情形. 此时, AN 在 Bob 等效信道的零空间中构造. 在图 8(a) 中, 三个 Bob 方向的 AN 增益均约为 −60 dB; 在图 8(c) 中, 三个 Bob 方向的增益约为 −55, −41 和 −54 dB. 这说明正交 AN 能够有效抑制对合法用户的泄漏. 由于无 Eve CSI 设计不针对 Eve 方向进行定向优化, 正交 AN 不保证在该方向形成较强干扰. 对 PRA 模型 I, 图 8(a) 中测试 Eve 方向的 AN 增益约为 −29 dB, 而已知 Eve CSI 情况下的图 8(b) 中该增益约为 −21 dB, 提高约 8 dB. 对 PRA 模型 II, 图 8(c) 和 (d) 中测试 Eve 方向的 AN 增益分别约为 −7 和 1 dB, 已知 Eve CSI 优化后提高约 8 dB. 这表明, 获取 Eve CSI 后, 联合优化能够更有效地将 AN 能量引导至 Eve 方向; 无 Eve CSI 时, AN 则主要提供非定向的干扰覆盖. 但值得说明的是, 即使 Eve CSI 已知, 系统中仍有必要保留 AN. 已知 CSI 仅描述当前建模的 Eve, 而实际环境中可能存在未被探测的潜在窃听节点. 因此, AN 的作用不仅是抑制已知 Eve, 还在尽量减小 Bob 端泄漏的前提下, 为非合法空间提供额外的干扰覆盖.

图 9 展示了在发射天线数为 4、AN 功率比例为 0.5 且 Eve CSI 已知条件下, 不同天线架构的安全速率随信噪比的变化趋势. 其中, 用户位置随机生成并进行 100 次蒙特卡洛仿真. 由图可见, 所有方案的安全速率均随信噪比增加而提升, 但所提 PRA 与 FA 联合设计在全信噪比范围内始终保持明显优势. 比较 “全向天线 – 固定阵

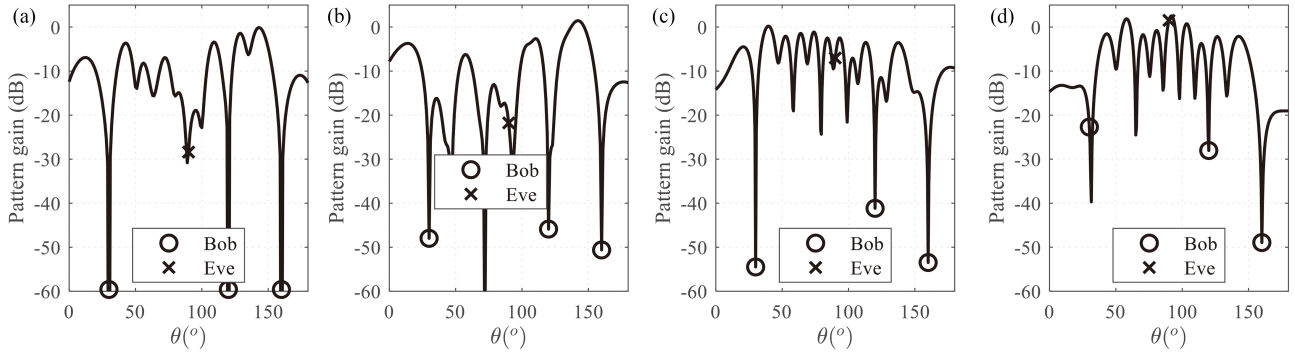

图 8　人工噪声信号阵列辐射方向图对比: Bob (30°, 120°, 160°); Eve (90°). (a) PRA 模型 I, Eve CSI 未知; (b) PRA 模型 I, Eve CSI 已知; (c) PRA 模型 II, Eve CSI 未知; (d) PRA 模型 II, Eve CSI 已知.

Figure 8　Artificial-noise array radiation patterns with Bob (30°, 120°, 160°) and Eve (90°). (a) PRA model I without Eve CSI; (b) PRA model I with Eve CSI; (c) PRA model II without Eve CSI; (d) PRA model II with Eve CSI.

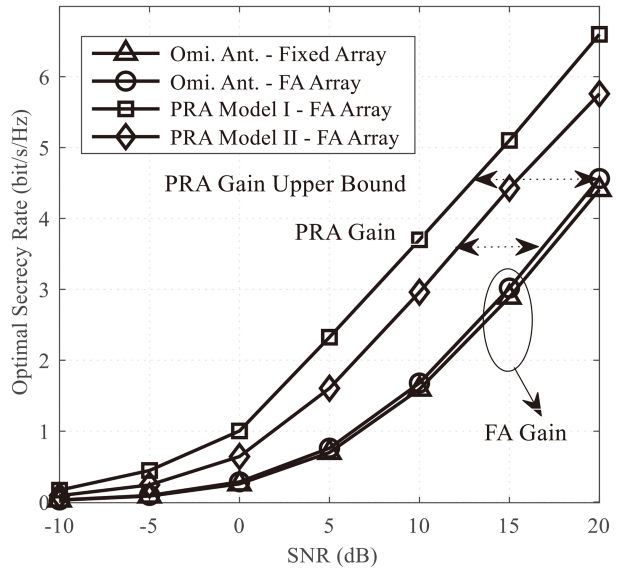

图 9　不同类型天线安全速率随信噪比变化曲线.

Figure 9　Secrecy rate versus SNR for different antenna architectures.

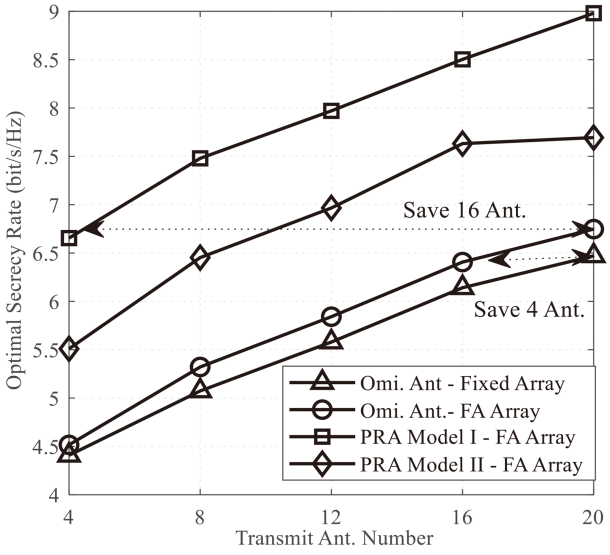

图 10　不同类型天线安全速率随天线数变化曲线.

Figure 10　Secrecy rate versus the number of transmitting antennas for different antenna architectures.

列" 与 "全向天线 –FA 阵列" 可以发现, 引入 FA 后安全速率整体提升, 体现出稳定的速率增益. 例如, 当信噪比为 20 dB 时, 安全速率由约 4.4 bit/(s·Hz) 提升至约 4.6 bit/(s·Hz), 增益约为 0.2 bit/(s·Hz), 说明调节阵元位置能够在一定程度上增强系统安全传输能力. 在此基础上进一步引入 PRA 后, 性能提升更为显著. 与 "全向天线 –FA 阵列" 相比, "PRA 模型 II-FA 阵列" 在 10 和 20 dB 时的安全速率分别由约 1.8 和 4.6 bit/(s·Hz) 提升至约 3.0 和 5.8 bit/(s·Hz), 增益约为 1.2 bit/(s·Hz). 这表明, 辐射模式重构能够显著提升安全速率. "PRA 模型 I-FA 阵列" 作为理想连续可调模型, 给出了系统性能上界. 其在各信噪比点均优于模型 II, 例如在 20 dB 时可达到约 6.7 bit/(s·Hz), 较模型 II 仍高约 1 bit/(s·Hz). 该差距反映了离散可实现方向图与理想连续模型之间的性能空间. 综上, FA 提供稳定的阵列增益, PRA 则通过辐射模式重构带来更显著的性能提升, 两者结合可充分发挥空间域调控能力.

图 10 展示了信噪比为 20 dB 时, 不同天线架构下安全速率随发射天线数变化的性能对比. 从定量结果看, 在仅配置 4 根发射天线时, PRA 模型 I-FA 阵列即可达到约 6.7 bit/(s·Hz) 的安全速率, 而全向天线 – 固定阵列

和全向天线 –FA 阵列分别仅约为 4.4 和 4.6 bit/(s·Hz), 性能提升超过 2 bit/(s·Hz). 此外, PRA 模型 I-FA 阵列在 4 根天线时的性能已接近甚至超过传统全向天线方案在 20 根天线时的水平; PRA 模型 II-FA 阵列在 4 根天线时即可达到约 5.5 bit/(s·Hz), 也基本相当于传统全向天线方案在 12 根天线附近的性能. 这说明, 借助可重构辐射模式与可调阵元位置带来的额外自由度, 系统能够显著降低对大规模天线数量的依赖. 横向比较进一步表明, 为达到约 5.5 bit/(s·Hz) 的安全速率, 传统全向天线方案约需 12 根发射天线, 而 PRA 模型 II-FA 阵列仅需 4 根天线; 若目标安全速率提升至约 6.6 bit/(s·Hz), 则传统全向天线方案需接近 20 根发射天线, 而 PRA 模型 I-FA 阵列在 4 根天线时即可达到. 该结果说明, 所提方案不仅提升了性能, 也显著压缩了硬件规模. 由图可见, 随着发射天线数增加, 所有方案的安全速率均逐步提升, 但所提 PRA+FA 方案在整个天线规模范围内始终保持明显优势, 且在少天线条件下优势更为突出. 这表明, 相较传统非可重构天线架构, PRA 与 FA 的联合设计能够以更少硬件规模获得更高安全传输性能. 该特性对本文关注的天线数受限的 IoT 场景尤为重要. 受尺寸、成本、功耗和部署灵活性限制, 该场景下, 终端设备通常难以配置大规模传统阵列. 图 10 表明, 所提 PRA+FA 方案能够以少量天线实现传统非可重构大阵列才能达到的安全性能, 因而更适用于天线数受限场景下的安全通信.

6　结论

本文研究了天线数受限场景下的可重构天线辅助安全广播传输问题. 通过联合引入流态天线的位置自由度和方向图可重构天线的辐射模式自由度, 所提方法在不增加发射天线数量的条件下扩展了系统等效空间维度. 针对由信息预编码、人工噪声、天线位置和方向图变量耦合形成的非凸优化问题, 本文设计了基于 BCD、SDR、SCA 和 MM 的交替求解算法, 并进一步给出窃听方 CSI 未知情形下的正交 AN 方案. 仿真结果表明, 所提 PRA+FA 联合设计能够显著提升能量聚焦能力、窃听方向抑制能力和安全速率, 并以少量天线逼近传统大规模固定阵列的性能. 未来可进一步结合实际可重构天线硬件约束、宽带信道模型、不完美 CSI 下的鲁棒传输策略以及多窃听节点场景, 推进该方法在 6G 小型化安全通信系统中的应用.

参考文献

1 Zhao Y J, Yu G H, Xu H Q. 6G mobile communication networks: vision, challenges, and key technologies. Sci Sin Inform, 2019, 49: 963–987 [赵亚军, 郁光辉, 徐汉青. 6G 移动通信网络: 愿景, 挑战与关键技术. 中国科学: 信息科学, 2019, 49: 963–987]

2 Meng K, Masouros C, Petropulu A P, et al. Cooperative ISAC networks: opportunities and challenges. IEEE Wirel Commun, 2025, 32: 212–219

3 ITU-R. Framework and overall objectives of the future development of IMT for 2030 and beyond: recommendation ITU-R M.2160. 2023

4 IMT-2030 (6G) Promotion Group, 6G Typical Scenarios and Key Capabilities, White Paper, 2022 [IMT-2030 (6G) 推进组. 6G 典型场景和关键能力白皮书. 2022]

5 IMT-2030 (6G) Promotion Group, 6G Network Security Vision and Technology Research Report, 2021 [IMT-2030 (6G) 推进组. 6G 网络安全愿景技术研究报告. 2021]

6 Shannon C E. Communication theory of secrecy systems. Bell Syst Technical J, 1949, 28: 656–715

7 Wyner A D. The wire-tap channel. Bell Syst Technical J, 1975, 54: 1355–1387

8 Melki R, Noura H N, Mansour M M, et al. Physical layer security schemes for MIMO systems: an overview. Wirel Netw, 2020, 26: 2089–2111

9 Albreem M A, Habbash A H A, Abu-Hudrouss A M, et al. Overview of precoding techniques for massive MIMO. IEEE Access, 2021, 9: 60764–60801

10 Goel S, Negi R. Guaranteeing secrecy using artificial noise. IEEE Trans Wirel Commun, 2008, 7: 2180–2189

11 Niu H, Xiao Y, Lei X, et al. A survey on artificial noise for physical layer security: opportunities, technologies, guidelines, advances, and trends. IEEE Commun Surv Tut, 2026, 28: 341–381

12 Chen J, Xiao Y, Lei X, et al. A survey on directional modulation: opportunities, challenges, recent advances, implementations, and future trends. IEEE Internet Things J, 2025, 12: 32581–32615

13 Wu Q, Zhang R. Intelligent reflecting surface enhanced wireless network via joint active and passive beamforming. IEEE Trans Wirel Commun, 2019, 18: 5394–5409

14 Piazza D, Kirsch N J, Forenza A, et al. Design and evaluation of a reconfigurable antenna array for MIMO systems. IEEE Trans Antenn Propag, 2008, 56: 869–881

15 New W K, Wong K K, Wang C, et al. Fluid antenna systems: redefining reconfigurable wireless communications. IEEE J Sel Areas Commun, 2026, 44: 1013–1044

16 Chen J, Xiao Y, Peng Z, et al. Hybrid beamforming for RIS-assisted multiuser fluid antenna systems. IEEE Trans Wirel Commun, 2026, 25: 2718–2732

17 Zhu L, Ma W, Zhang R. Movable antennas for wireless communication: opportunities and challenges. IEEE Commun Mag, 2024, 62: 114–120

18 Shao X, Jiang Q, Zhang R. 6D movable antenna based on user distribution: modeling and optimization. IEEE Trans Wirel Commun, 2025, 24: 355–370

19 Ying K, Gao Z, Su Y, et al. Reconfigurable massive MIMO: precoding design and channel estimation in the electromagnetic domain. IEEE Trans Commun, 2025, 73: 3423–3440

20 Cui M, Zhang G, Zhang R. Secure wireless communication via intelligent reflecting surface. IEEE Wirel Commun Lett, 2019, 8: 1410–1414

21 Hua M, Wu Q, Chen W, et al. Secure intelligent reflecting surface-aided integrated sensing and communication. IEEE Trans Wirel Commun, 2024, 23: 575–591

22 Qian Y, Ding J, Liu S, et al. 6DMA-assisted secure wireless communications. IEEE Commun Lett, 2026, 30: 1499–1503

23 Tang B, Xu H, Wong K K, et al. Fluid antenna enabling secret communications. IEEE Commun Lett, 2023, 27: 1491–1495

24 Zheng P, Zhang Y, Al-Naffouri T Y, et al. Tri-hybrid multi-user precoding using pattern-reconfigurable antennas: fundamental models and practical algorithms. IEEE Trans Commun, 2026, 74: 11789–11804

25 Zhang R, Zhang Y, Zhang Y. User localization via active sensing with electromagnetically reconfigurable antennas. 2026. ArXiv:2601.20501

26 Masouros C, Sellathurai M, Ratnarajah T. Large-scale MIMO transmitters in fixed physical spaces: the effect of transmit correlation and mutual coupling. IEEE Trans Commun, 2013, 61: 2794–2804

27 Wen Y H. Antenna and Radio Wave Propagation Theory. Beijing: Tsinghua University Press, 2007 [闻映红. 天线与电波传播理论. 北京: 清华大学出版社, 2007]

28 Wang R, Zheng P, Varma Kotte V, et al. Electromagnetically reconfigurable fluid antenna system for wireless communications: design, modeling, algorithm, fabrication, and experiment. IEEE J Sel Areas Commun, 2026, 44: 1464–1479

29 Wan S, Shu F, Lu J, et al. Power allocation strategy of maximizing secrecy rate for secure directional modulation networks. IEEE Access, 2018, 6: 38794–38801

Secure broadcast transmission based on fluid and reconfigurable antennas

Jiangong CHEN[1], Xia LEI[1*], Kaitao MENG[2*], Hong NIU[3] & Yuchen ZHANG[4]

1. *National Key Laboratory of Wireless Communications, University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu 611731, China*
2. *Department of Electrical and Electronic Engineering, The University of Manchester, Manchester M13 9PL, UK*
3. *School of Electrical and Electronic Engineering, Nanyang Technological University, Singapore 639798, Singapore*
4. *Computer, Electrical and Mathematical Sciences and Engineering Division, King Abdullah University of Science and Technology, Thuwal 23955-6900, Saudi Arabia*

* Corresponding author. E-mail: leixia@uestc.edu.cn, meng_kaitao@manchester.ac.uk

Abstract To address the insufficient spatial degrees of freedom of conventional multi-antenna physical layer security methods in antenna-resource-limited scenarios such as the Internet of Things and machine communications, this paper proposes a secure broadcast transmission framework based on fluid antennas (FA) and pattern reconfigurable antennas (PRA). Without increasing the number of transmit antennas, the proposed framework enhances the differential regulation capability of the transmitter over legitimate and eavesdropping directions by jointly exploiting multiple degrees of freedom, including digital precoding, artificial noise (AN), FA element positions, and PRA electromagnetic precoding matrices. First, a unified channel model is established for the considered scenario, where, for PRA, a continuous model based on spherical-harmonic-enabled arbitrary pattern synthesis and a discrete model based on measured-data-driven pattern selection are respectively considered. Then, with the objective of maximizing the minimum secrecy rate, a non-convex problem is formulated for the joint optimization of the information precoder, AN, FA antenna positions, and PRA electromagnetic precoding matrices. Finally, to address the difficulties caused by multi-variable coupling, nonlinear fractional summations, and non-convex spherical-manifold constraints, multiple convex-relaxation-based methods, including block coordinate descent, semidefinite relaxation, successive convex approximation, and majorization-minimization, are organically combined to decouple, convexify, and efficiently solve the original problem under convergence guarantees. Simulation results show that the proposed method can significantly enhance spatial energy focusing and eavesdropping-direction suppression, and achieve secrecy rates close to those of conventional large-scale fixed arrays with only a small number of antennas, making it suitable for low-cost, low-power, and compact secure communication networks.

Keywords physical layer security, fluid antenna, pattern reconfigurable antenna, artificial noise