

低空无线网络中安全通信与感知一体化 性能优化方法

王嘉诚¹, 杨曜旗^{2*}, 赵常源¹, 郭尚伟³, 向 涛³

(1. 新加坡南洋理工大学计算与数据科学学院, 新加坡 639798; 2. 近地面探测全国重点实验室, 北京 100072;
3. 重庆大学计算机学院, 重庆 400044)

摘 要: 低空经济作为新兴经济形态, 对社会经济发展、城市管理、立体交通等方面具有重要意义。低空无线网络为各类低空应用提供通信、感知等一系列支撑, 是低空经济发展的核心驱动之一。为进一步提升低空无线网络性能, 本文研究了安全通信与感知一体化性能优化方法, 以解决通感一体化技术赋能低空应用过程中的无线信号窃听问题。具体而言, 首先构建低空安全通信与感知一体化网络模型, 并设计了面向通信与感知性能的安全速率、传输数据平均信息年龄以及波束图误差指标, 并在此基础上构建了多指标加权优化问题, 旨在同时优化低空应用中无人机的安全通信以及感知性能。然后, 提出了一种基于改进多算子差分演化的求解算法, 通过优化基站数据生成速率以及功率分配以提升低空无线网络安全通信与感知性能, 并对算法复杂度以及收敛性进行了理论分析。最后, 通过仿真实验验证了所提算法的可行性与有效性。仿真结果表明, 所提算法能够在提升低空无线网络安全速率、降低传输数据平均信息年龄的同时改善波束图误差性能, 优于基线方案。

关键词: 低空无线网络; 安全通信; 通感一体化; 信息年龄; 性能优化

基金项目: 国家自然科学基金(No.62501600, No.62572079)

中图分类号: TN929.5

文献标识码: A

文章编号: 0372-2112(2026)06-2623-14

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn>

DOI: 10.12263/DZXB.20260006

Integrated Secure Communication and Sensing Performances Optimization in Low-Altitude Wireless Networks

WANG Jiacheng¹, YANG Yaoqi^{2*}, ZHAO Changyuan¹, GUO Shangwei³, XIANG Tao³

(1. College of Computing and Data Science, Nanyang Technological University, Singapore 639798, Singapore;
2. National Key Laboratory for Near-Surface Detection, Beijing 100072, China;
3. School of Computer Science, Chongqing University, Chongqing 400044, China)

Abstract: The low-altitude economy, as an emerging economic paradigm, holds significant importance for socioeconomic development, urban management, and three-dimensional transportation. Low-altitude wireless networks (LAWNs) serve as a fundamental enabler of this economy by providing essential communication and sensing capabilities for various low-altitude applications. To further enhance the LAWNs, this paper proposes the integrated secure communication and sensing performances optimization method, addressing the wireless signal eavesdropping issue for low-altitude applications. Specifically, a secure communication and sensing network model for LAWNs is constructed first, and the indicators, including secrecy rate, average age of information (AoI) for transmission data, and beamforming error, are defined to characterize communication and sensing performance. Then, a multi-objective weighted optimization problem is formulated to simultaneously enhance the secure communication and sensing performance of unmanned aerial vehicles (UAVs) in low-altitude applications. To solve this optimization problem, an improved multi-operator differential evolution algorithm is proposed, which optimizes the base station's data generation rate and power allocation to enhance the overall secure communication and sensing performance. Theoretical analyses of the algorithm's complexity and convergence are also provided. Simulation results demonstrate that the proposed method can effectively improve the secrecy rate and reduce the average AoI while minimizing beamforming errors, outperforming baseline schemes.

Keywords: low-altitude wireless networks; secure communication; integrated sensing and communication; age of information; performance optimization

Foundation Item(s): National Natural Science Foundation of China (No.62501600, No.62572079)

0 引言

低空经济作为一种新兴的经济形态,正日益受到全球关注。它指发生在距离地面 3 000 m 以下空域的经济活动^[1],涉及无人机物流配送、无人机中继通信、农业植保、环境监测、应急救援、电力巡检等多个领域^[2]。例如,在中继通信方面^[3],无人机可以快速抵达偏远或受灾区域,充当后方基站与一线移动终端间的中继通信节点,为应急救援指挥以及灾情评估提供通信支撑。因此,低空经济具有巨大的发展潜力,其不仅能显著提升物流效率,缓解城市交通拥堵,还能促进相关产业的转型升级,是培育新质生产力的重要引擎,对于促进社会经济发展、提升城市管理效率、构建立体交通体系等方面具有重要意义。

低空无线网络为各类低空应用提供通信、感知等核心支撑,是推动低空经济发展的重要驱动力之一。为进一步提升低空网络性能,引入通感一体化(Integrated Sensing And Communication, ISAC)技术具有显著好处。具体而言,ISAC 能够利用同一硬件平台和频谱资源,同时执行通信和感知任务,实现资源共享,降低设备成本,提升低空无线网络的效率^[4]。例如,在城市环境中,建筑物分布密集复杂,视距链路通信无法得到充分保障,因此无人机可充当中继节点,辅助通信。此时,ISAC 基站一方面能够通过无人机向目标用户进行无线通信与数据传输,保证信息与数据的及时传达;另一方面,ISAC 基站还能够对无人机飞行环境进行感知与监测,及时发现潜在的安全隐患,提高飞行安全性^[5]。尽管 ISAC 赋能的无人机中继通信场景具有诸多优势,由于低空无线信道的开放特性,该场景面临被窃听的风险。特别地,由于无人机充当中继节点,增加了信息从基站到用户的传输路径,导致无线信号更容易被窃听者截获^[6]。这严重威胁了低空无线网络的安全,阻碍低空经济的健康发展。

针对上述低空无线网络所面临的窃听问题,相关工作已经进行了一定程度的研究,主要集中在数据加密与物理层安全方面。具体而言,数据加密^[7]指通过密码学算法对通信数据进行加密,使得窃听者即使截获了数据,也无法在没有密钥的情况下解密出有效信息。物理层安全^[8]则通过调整发射功率、频谱接入等手段,提高安全信道的容量,降低窃听信道的容量。相较于数据加密技术,物理层安全具有无需密钥管理、实现复杂度低等优势。受此启发,本文采用人工噪声辅助的安全通信技术^[9]。该技术通过引入人工噪声,无需密钥交换,即可有效抵御未知的窃听者,主动保证通信过程的机密性。综上所述,本文研究低空网络中安全通信与感知一体化性能优化方法,主要

贡献总结为以下几个方面:

(1)构建了安全通信与感知一体化系统模型,重点刻画安全约束下通信与感知的协同机制,定义并量化了安全速率、传输数据平均信息年龄以及感知波束图误差三类关键指标。在此基础上,构建了多指标加权优化问题,旨在同时优化低空无人机中继场景中的安全通信和感知性能。

(2)针对构建的优化问题,提出了一种基于改进的多算子差分演化的求解算法。该算法能够通过调整 ISAC 基站的传输数据生成速率以及功率分配策略,同时优化低空网络的安全速率、传输数据平均信息年龄以及波束图误差。此外,还对所提算法的复杂度以及收敛性进行了理论分析。

(3)为了验证所提算法的有效性,在不同的参数设置下进行仿真实验。结果表明,与遗传算法和平均值方案两种基线方案相比,所提算法能够实现目标函数的性能最优,有效地改善了低空经济中无人机中继通信场景下的安全速率、传输数据平均信息年龄以及波束图误差性能。

1 相关工作

1.1 通感一体化赋能的无人机中继通信

为了降低无人机中继通信场景中通信与感知性能的优化成本,通感一体化技术能够提供有效的技术支撑。当前,通感一体化赋能的无人机中继通信研究主要集中在资源分配、轨迹优化、服务调度等方面。例如,在无人机进行中继与数据解码的 ISAC 场景中, Kim 等人^[10]研究了因目标缺乏回波信号导致定位不准的问题。针对该问题,提出了通过优化发射功率分配,在保证目标定位精度的前提下,最大化总速率的方法。此外, Mei 等人^[11]研究了由于复杂任务执行环境和传输环境导致的感测数据网络层延迟违规问题。针对该问题,在利用随机网络演算进行分析的基础上,提出了基于泊松簇过程的模型,并设计了延迟最小化功率分配策略。该方法能够实现对感测数据传输延迟的有效控制和优化。Orikumhi 等人^[12]研究了如何通过无人机中继来解决基站感知和通信性能不佳的问题。针对该问题,提出了基于无人机中继网络的 ISAC 方案,该方案通过联合设计基站发射波束成形和无人机中继信号放大因子,提高了感知精度与传输速率,并降低了系统中断概率。Park 等人^[13]则基于多智能体 Q 学习算法,通过优化通信波形来实现通信和雷达性能的同时提升。在无人机辅助的安全通信系统中,为了提高通信机密性, Liu 等人^[14]以最大化安全数据传输速率为目标,提出了一个联合用户调度、发射功率和无人机轨迹的优化方案,该方案将非

凸优化问题分解为三个子问题,并通过迭代优化这些子问题来获得次优解。

综上所述,尽管当前通感一体化赋能的无人机中继通信已经在最大化传输速率、降低传输延迟、提升感知性能和增强通信安全性等方面取得了一定的成果,但是在提升通信安全性的同时,兼顾传输数据的时效性,实现低延迟、高可靠的隐蔽通信,仍然是一个有待解决的问题。由于低空经济对实时性和安全性的双重需求,以及窃听威胁带来的挑战,本文考虑了面向隐蔽通信的联合安全速率、传输数据平均信息年龄以及波束图误差优化问题,旨在为实时安全的低空经济服务提供技术支撑。

1.2 面向安全通信的无人机中继通信

在无人机中继通信场景中,物理层的安全通信技术能够有效提升通信的安全性,降低被窃听的风险,具有无需密钥交换、实现方式灵活简单等优势。当前,已有相关学者对面向安全通信的无人机中继通信场景进行了研究,主要集中在人工噪声辅助的安全通信、波束成形技术、无人机轨迹优化等方面。例如,在无人机辅助的双跳无线通信系统中,为了解决安全通信问题,Ning 等人^[15]考虑了一个包含无人机中继、两个未连接的地面节点和一个窃听者的系统。为了在给定时间内最大化端到端安全吞吐量,构建了联合功率分配和轨迹规划问题。进一步地,提出一种迭代算法,将原问题分解为功率分配和轨迹规划两个凸子问题,并交替优化求解。仿真结果表明,相比传统方法,该联合优化算法能显著提升安全吞吐量。针对地面网络覆盖受限及安全问题,Sun 等人^[16]研究了无人机中继辅助的通信系统。为提升安全性及能量效率,提出了一种基于无人机虚拟天线阵列的协作波束成形方案。进一步地,构建了规避窃听者并最小化无人机能耗的安全节能多目标优化问题。针对该优化问题,提出一种改进的演化计算求解方法,用来优化无人机部署、激励及用户调度策略。仿真结果表明,所提方法优于传统算法,且相比多跳中继能显著降低能耗。在认知中继网络中,针对无人机辅助的认知网络面临的安全问题,Wang 等人^[17]提出了一种部署智能反射面的方案,用于增强次级物联网设备与次级用户之间的通信链路。具体地,构建了最大化平均保密速率的优化问题,该问题通过联合设计无人机轨迹、次级物联网设备信号传输功率和智能反射面无源波束成形,保证了主用户的通信质量。此外,为了求解该非凸问题,提出了一种高效的迭代优化算法。仿真结果表明,该算法能有效提高平均保密速率,相比其他方案最多提升约 108%。Sun 等人^[18]聚焦于物理层安全技术来解决无人机中继场景中的安全传输问题。

具体地,针对存在于特定区域、密度可变的窃听者场景,提出优化中继传输功率的保密速率最大化问题。针对原问题非凸的特点,通过引入凹函数差分规划和松弛变量将其转化为凸问题求解。仿真结果表明,在部分已知窃听者位置信息的情况下,所提算法能实现良好的保密性能。

总体而言,尽管当前面向安全通信的无人机中继通信研究已经取得了提升通信安全性、优化传输速率和保证安全性等方面成果,但是在实现安全通信的同时,如何兼顾数据传输的实时性(例如平均信息年龄等指标)仍然是一个值得深入研究的问题。为了在保证安全性的前提下,实现低延迟、可靠的安全通信,满足未来低空经济对实时性及安全性的双重需求,本文在安全通信场景下还关注了传输数据平均信息年龄的优化问题,有效地保证了传输数据的新鲜度。

2 系统模型

2.1 面向安全通信的低空网络模型

如图 1 所示,本文所考虑的低空网络安全通信及感知场景主要由基于时分复用的雷达通信双功能基站、中继无人机、单天线用户以及窃听者组成。在该场景下,在通信时隙,配备有 N_T 个天线的双功能基站以及 N_R 个天线的中继无人机为 M 个单天线低空用户提供通信服务。在感知时隙,双功能基站通过收发无线信号对特定目标进行感知。由于低空无线信道的开放特性,配备有 N_E 个天线的非法窃听者试图窃听基站发送给用户的信息内容。假设基站与中继无人机间的信道为 $\mathbf{A}$,基站与窃听者间的无线信道为 $\mathbf{B}$,中继无人机与窃听者间的无线信道为 $\mathbf{C}$,中继无人机与用户间的无线信道为 $\mathbf{D}$ 。根据文献[19],上述信道可由以下形式统一建模表示

$$\mathbf{H} = \mathbf{Q}_H^{\frac{1}{2}} \tilde{\mathbf{H}} \quad (1)$$

其中, $\mathbf{H} \in \{\mathbf{A}, \mathbf{B}, \mathbf{C}, \mathbf{D}\}$, $\tilde{\mathbf{H}} \sim \mathcal{CN}_{s \times t}(\mathbf{0}_{s \times t}, \mathbf{I}_s \otimes \mathbf{I}_t)$ 表示独立的、频率平坦的小尺度瑞利衰落。对于矩阵 $\mathbf{A}$ 、 $\mathbf{B}$ 、 $\mathbf{C}$ 、 $\mathbf{D}$, 其矩阵维度 (s, t) 可分别表示为 (N_R, N_T) , (M, N_R) , (N_E, N_T) 与 (N_E, N_R) 。 $\mathbf{Q}_H$ 表示维度为 (s, t) 的对角阵,该矩阵中第 i 个对角元素 $[\mathbf{Q}_H]_{i,i} = \zeta_{A,i}$ 表征路径损耗。特别地,出于降低中继无人机部署成本、增强协作能力与改善网络容量的考虑,假设基站和中继无人机的天线阵列位于同一位置,则对角阵 $\mathbf{Q}_A$ 可表示为 $\mathbf{Q}_A = \zeta_{A,i} \mathbf{I}_{N_R}$ 。为进一步获得信道状态信息(Channel State Information, CSI),需要在基站端对上行链路信道 $\mathbf{A}^T$ 进行估计,同时在中继无人机处通过发送导频序列来估计信道 $\mathbf{D}^T$ 。根据文献[20],下行链路 CSI 可

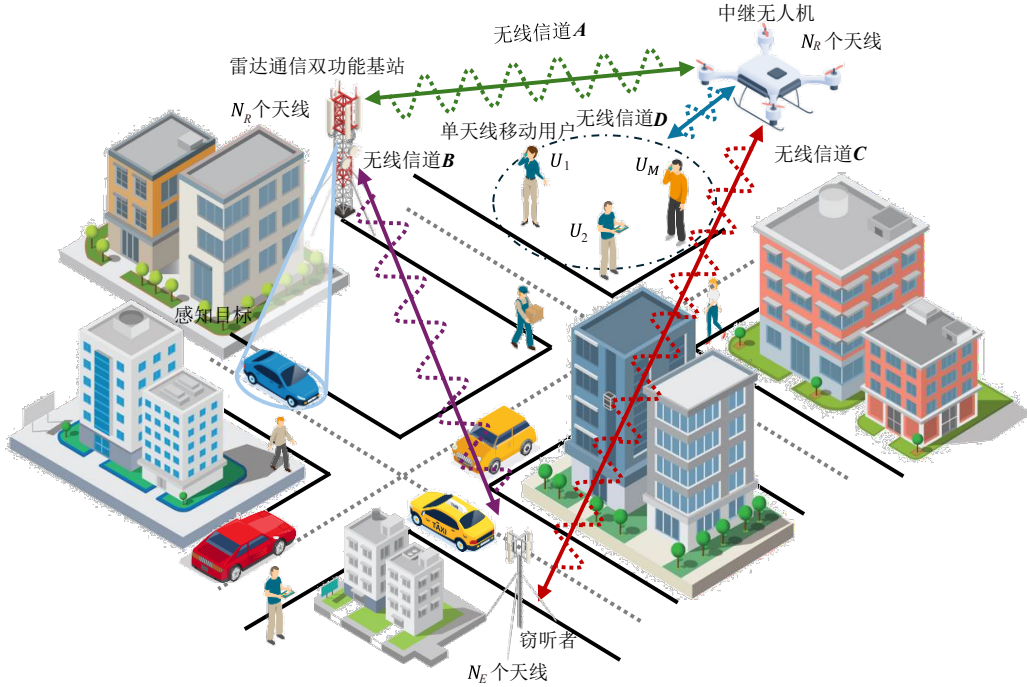


图1 低空无线通信与感知一体化网络

Figure 1 Integrated sensing and communication for low-altitude wireless networks

通过时分双工 (Time Division Duplexing, TDD) 模式下的信道互易性获得。此时, $\mathbf{A}$ 和 $\mathbf{D}$ 的最小均方误差 (Minimum Mean Square Error estimates, MMSE) 估计可表示为^[21]

$$\hat{\mathbf{A}} = \mathbf{Q}_A \left(\mathbf{Q}_A + \frac{\mathbf{I}_{N_R}}{T_{p_1} P_{p_1}} \right)^{-1} \left(\mathbf{A} + \frac{\mathbf{N}_A}{\sqrt{T_{p_1} P_{p_1}}} \right) \quad (2)$$

$$\hat{\mathbf{D}} = \mathbf{Q}_D \left(\mathbf{Q}_D + \frac{\mathbf{I}_M}{T_{p_2} P_{p_2}} \right)^{-1} \left(\mathbf{D} + \frac{\mathbf{N}_D}{\sqrt{T_{p_2} P_{p_2}}} \right) \quad (3)$$

其中, $\mathbf{N}_A \sim \mathcal{CN}_{N_R \times N_T}(\mathbf{0}_{N_R \times N_T}, \mathbf{I}_{N_R} \otimes \mathbf{I}_{N_T})$, $\mathbf{N}_D \sim \mathcal{CN}_{M \times N_R}(\mathbf{0}_{M \times N_R}, \mathbf{I}_M \otimes \mathbf{I}_{N_R})$ 。考虑矩阵 $\mathbf{N}_A$ 、 $\mathbf{A}$ 、 $\mathbf{N}_D$ 和 $\mathbf{D}$ 之间相互独立, 假设 T_{p_1} 和 T_{p_2} 分别表示中继无人机和用户的导频传输时长, P_{p_1} 和 P_{p_2} 分别表示中继无人机和用户的导频发射功率, 则基于 MMSE 的正交特性, $\mathbf{D}$ 可表示为

$$\mathbf{D} = \hat{\mathbf{D}} + \mathbf{E}_D \quad (4)$$

其中, $\mathbf{E}_D$ 表示估计误差矩阵, 在统计上与 $\hat{\mathbf{D}}$ 相互独立, $\hat{\mathbf{D}}$ 与 $\mathbf{E}_D$ 的行之间也相互独立, 分别服从 $\mathcal{CN}(\mathbf{0}, \hat{\mathbf{Q}}_D)$ 和 $\mathcal{CN}(\mathbf{0}, \mathbf{Q}_D - \hat{\mathbf{Q}}_D)$ 分布。此时, 对角阵 $\hat{\mathbf{Q}}_D$ 的第 i 个对角元素可表示为

$$\hat{\zeta}_{D_i} = \frac{P_{p_2} \hat{\zeta}_{D_i}^2}{1 + P_{p_2} \hat{\zeta}_{D_i}^2} \quad (5)$$

2.2 通信信号模型

考虑无人机续航能耗, 在通信时隙内, 中继无人机采用半双工模式进行数据传输, 即中继信道的端端传输分别在两个正交时隙内完成 (基站到中继无人机, 中继无人机到用户)。在第一个时隙中, 基站使用迫零预编码方案对中继无人机发射信号。由于基站无法获得窃听者的信道状态信息, 基站同时还会发送一个噪声序列, 以降低窃听器窃取数据的能力。因此, 基站处的发射信号可以表示为

$$\mathbf{s}_T = \sqrt{P_t} \hat{\mathbf{W}} \mathbf{x}_s + \sqrt{P_n} \mathbf{V}_n \mathbf{z}_n \pi \quad (6)$$

其中: P_t 和 P_n 分别表示基站分配给通信信号和人工噪声序列的发射功率; $\hat{\mathbf{W}}$ 表示迫零预编码矩阵; $\mathbf{x}_s$ 表示发射的通信信号, 满足 $\mathbb{E}[\mathbf{x}_s \mathbf{x}_s^H] = \mathbf{I}_M$; $\mathbf{V}_n \sim \mathcal{CN}_{N_T \times N_R}$ 为人工噪声在基站处的幅度矩阵; $\mathbf{z}_n \sim \mathcal{CN}_{N_R \times 1}(\mathbf{0}_{N_R \times 1}, \sigma_z^2 \mathbf{I}_{N_R})$ 表示人工噪声向量。根据文献[22], 基于零空间的人工噪声构建方案能够使发射信号处于中继信道的零空间中, 可最小化窃听器窃听到的有效信号功率。因此, 将 $\mathbf{V}_n$ 定义为

$$\mathbf{V}_n = \frac{\mathbf{O}}{\sqrt{\mathbb{E}[\text{Tr}(\mathbf{O} \mathbf{O}^H)]}} \quad (7)$$

其中, $\mathbf{O}$ 可进一步表示为

$$\mathbf{O} = \mathbf{I}_{N_T} - (\hat{\mathbf{D}} \hat{\mathbf{A}})^H (\hat{\mathbf{D}} \hat{\mathbf{A}} (\hat{\mathbf{D}} \hat{\mathbf{A}})^H)^{-1} \hat{\mathbf{D}} \hat{\mathbf{A}} \quad (8)$$

根据文献[19],迫零预编码矩阵 $\hat{\mathbf{W}}$ 可具体表示为

$$\hat{\mathbf{W}} = \frac{(\hat{\mathbf{D}}\hat{\mathbf{A}})^H(\hat{\mathbf{D}}\hat{\mathbf{A}}(\hat{\mathbf{D}}\hat{\mathbf{A}})^H)^{-1}}{\sqrt{\mathbb{E}\left[\text{Tr}\left((\hat{\mathbf{D}}\hat{\mathbf{A}}(\hat{\mathbf{D}}\hat{\mathbf{A}})^H)^{-1}\right)\right]}} \quad (9)$$

因此,中继无人机接收到的通信信号可表示为

$$\eta_R = \frac{P_r}{P_t \mathbb{E}\left[\text{Tr}\left(\mathbf{A}\hat{\mathbf{W}}(\mathbf{A}\hat{\mathbf{W}})^H\right)\right] + P_n \sigma_z^2 \mathbb{E}\left[\text{Tr}\left(\mathbf{A}\mathbf{V}_n(\mathbf{A}\mathbf{V}_n)^H\right)\right] + N_R \sigma_R^2} \quad (11)$$

因此,中继无人机发射的信号可表示为

$$\begin{aligned} \mathbf{s}_R &= \eta_R \left(\sqrt{P_t} \mathbf{A}\hat{\mathbf{W}}\mathbf{x}_s + \sqrt{P_n} \mathbf{A}\mathbf{V}_n\mathbf{z}_n + \mathbf{n}_R \right) \\ &= \frac{P_r \left(\sqrt{P_t} \mathbf{A}\hat{\mathbf{W}}\mathbf{x}_s + \sqrt{P_n} \mathbf{A}\mathbf{V}_n\mathbf{z}_n + \mathbf{n}_R \right)}{P_t \mathbb{E}\left[\text{Tr}\left(\mathbf{A}\hat{\mathbf{W}}(\mathbf{A}\hat{\mathbf{W}})^H\right)\right] + P_n \sigma_z^2 \mathbb{E}\left[\text{Tr}\left(\mathbf{A}\mathbf{V}_n(\mathbf{A}\mathbf{V}_n)^H\right)\right] + N_R \sigma_R^2} \end{aligned} \quad (12)$$

其中, P_r 表示中继无人机的通信信号发射功率。在此基础上,在第二个时隙,低空用户接收的信号可表示为

$$\mathbf{r}_U = \eta_R \sqrt{P_t} \mathbf{D}\mathbf{A}\hat{\mathbf{W}}\mathbf{x}_s + \eta_R \sqrt{P_n} \mathbf{D}\mathbf{A}\mathbf{V}_n\mathbf{z}_n + \eta_R \mathbf{D}\mathbf{n}_R + \mathbf{n}_U \quad (13)$$

其中, $\mathbf{n}_U$ 表示用户端的加性高斯白噪声,满足 $\mathbb{E}[\mathbf{n}_U \mathbf{n}_U^H] = \sigma_U^2 \mathbf{I}_{N_U}$ 。此时,对于第 i 个用户,其接收到的信号可具体表示为

$$\begin{aligned} \mathbf{r}_U &= \eta_R \sqrt{P_t} \mathbf{d}_i \mathbf{A}\hat{\mathbf{W}}\mathbf{x}_s + \sum_{j=1, j \neq i}^M \eta_R \sqrt{P_t} \mathbf{d}_j \mathbf{A}\hat{\mathbf{W}}\mathbf{x}_{s_j} \\ &\quad + \eta_R \sqrt{P_n} \mathbf{d}_i \mathbf{A}\mathbf{V}_n\mathbf{z}_n + \eta_R \mathbf{d}_i \mathbf{n}_R + \mathbf{n}_{U_i} \end{aligned} \quad (14)$$

对于窃听者,在第一个时隙内,其可以窃听基站到中继无人机的信号,具体可表示为

$$\mathbf{r}_{E1} = \sqrt{P_t} \mathbf{B}\hat{\mathbf{W}}\mathbf{x}_s + \sqrt{P_n} \mathbf{B}\mathbf{V}_n\mathbf{z}_n + \mathbf{n}_E \quad (15)$$

其中, $\mathbf{n}_E$ 表示窃听者处的加性高斯白噪声,满足 $\mathbb{E}[\mathbf{n}_E \mathbf{n}_E^H] = \sigma_E^2 \mathbf{I}_{N_E}$ 。在第一个时隙内,窃听者窃听到的第 i 个用户的信息可表示为

$$\begin{aligned} \mathbf{r}_{E1_i} &= \sqrt{P_t} \mathbf{b}_i \hat{\mathbf{W}}\mathbf{x}_s + \sum_{j=1, j \neq i}^M \sqrt{P_t} \mathbf{b}_j \hat{\mathbf{W}}\mathbf{x}_{s_j} \\ &\quad + \sqrt{P_n} \mathbf{b}_i \mathbf{V}_n\mathbf{z}_n + \mathbf{n}_{E_i} \end{aligned} \quad (16)$$

对于第二个时隙,在数据经过无人机中继到用户的过程中,窃听者窃听的信息可表示为

$$\mathbf{r}_{E2} = \eta_R \sqrt{P_t} \mathbf{C}\mathbf{A}\hat{\mathbf{W}}\mathbf{x}_s + \eta_R \sqrt{P_n} \mathbf{C}\mathbf{A}\mathbf{V}_n\mathbf{z}_n + \eta_R \mathbf{C}\mathbf{n}_R + \mathbf{n}_E \quad (17)$$

更进一步地,窃听者窃听到的第 i 个用户的信息可表示为

$$\begin{aligned} \mathbf{r}_{E2} &= \eta_R \sqrt{P_t} \mathbf{c}_i \mathbf{A}\hat{\mathbf{W}}\mathbf{x}_s + \sum_{j=1, j \neq i}^M \eta_R \sqrt{P_t} \mathbf{c}_j \mathbf{A}\hat{\mathbf{W}}\mathbf{x}_{s_j} \\ &\quad + \eta_R \sqrt{P_n} \mathbf{c}_i \mathbf{A}\mathbf{V}_n\mathbf{z}_n + \eta_R \mathbf{c}_i \mathbf{n}_R + \mathbf{n}_{E_i} \end{aligned} \quad (18)$$

$$\mathbf{r}_R = \sqrt{P_t} \mathbf{A}\hat{\mathbf{W}}\mathbf{x}_s + \sqrt{P_n} \mathbf{A}\mathbf{V}_n\mathbf{z}_n + \mathbf{n}_R \quad (10)$$

其中, $\mathbf{n}_R$ 表示中继无人机处的加性高斯白噪声(Additive White Gaussian Noise, AWGN),满足 $\mathbb{E}[\mathbf{n}_R \mathbf{n}_R^H] = \sigma_R^2 \mathbf{I}_{N_R}$ 。中继无人机可以对接收的信号放大,其增益系数 η_R 可具体计算为

2.3 感知信号模型

对于双功能基站,在感知时隙内,感知信号可表示为

$$\mathbf{s}_{\text{rad}} = \mathbf{W}_{\text{rad}} \mathbf{x}_{\text{rad}} \quad (19)$$

其中, $\mathbf{W}_{\text{rad}}$ 表示感知信号预编码矩阵; $\mathbf{x}_{\text{rad}}$ 表示感知信号序列。假设发射波形 $\mathbf{s}_{\text{rad}}$ 是窄带的,且沿视距路径(Line of Sight, LoS)传播,则方向 θ 处的基带信号可表示为

$$\mathbf{r}_{\text{rad}} = (\mathbf{y}(\theta))^H \mathbf{s}_{\text{rad}} \quad (20)$$

其中, $\mathbf{y}(\theta)$ 表示方向为 θ 的阵列导向矢量。令 Δ 表示归一化的天线距离,则 $\mathbf{y}(\theta)$ 可进一步表示为

$$\mathbf{y}(\theta) = [1, e^{j2\pi\Delta \sin \theta}, \dots, e^{j2\pi(N_T-1)\Delta \sin \theta}]^T \in \mathbb{C}^{N_T \times 1} \quad (21)$$

上述导向矢量能够准确地描述阵列天线在特定方向上的响应,为后续波束成形和信号处理奠定基础。

2.4 安全速率

根据文献[23],考虑到信道状态信息的估计需要较强的信号处理能力与较大的功耗,因此本文假设用户端无法进行信道状态信息估计,采用最差情况下的高斯近似技术进行可达速率分析。此时,第 i 个用户处的可达速率可表示为

$$\begin{aligned} \gamma_{U_i} &= \frac{\min(\tau_{\text{RB}} - T_{p_1}, \tau_{\text{RU}} - T_{p_2})}{\tau_{\text{RB}} + \tau_{\text{RU}}} \\ &\quad \cdot \log_2 \left(1 + \frac{\eta_R^2 P_t \mathbb{E}[\|\mathbf{d}_i \mathbf{A}\hat{\mathbf{W}}\mathbf{x}_s\|^2]}{P_{\text{Intl}} + \sigma_U^2} \right) \end{aligned} \quad (22)$$

其中, τ_{RB} 和 τ_{RU} 分别表示中继无人机到基站,以及用户到中继无人机的相干时间。与此同时,令 Var 表示方差运算,则干扰功率 P_{Intl} 可具体表示为

$$P_{\text{Int}1} = \eta_R^2 P_t \text{Var}[\mathbf{d}_i \mathbf{A} \hat{\mathbf{w}}_i] + \sum_{j=1, j \neq i}^M \eta_R^2 P_t \mathbb{E}[\|\mathbf{d}_j \mathbf{A} \hat{\mathbf{w}}_j\|^2] + \eta_R^2 \sigma_Z^2 P_n \mathbb{E}[\|\mathbf{d}_i \mathbf{A} \mathbf{V}_n\|^2] + \eta_R^2 \mathbb{E}[\|\mathbf{d}_i \mathbf{n}_R\|^2] \quad (23)$$

在第一个时隙内,窃听者可以窃听用户的信息,此时 i 个用户的信息泄露速率可计算为

$$\gamma_{E1} = \log_2 \left(1 + \frac{P_t \mathbb{E}[\|\mathbf{b}_i \hat{\mathbf{w}}_i\|^2]}{\sum_{j=1, j \neq i}^M P_t \mathbb{E}[\|\mathbf{b}_j \hat{\mathbf{w}}_j\|^2] + \sigma_Z^2 P_n \mathbb{E}[\|\mathbf{b}_i \mathbf{V}_n\|^2] + \sigma_E^2} \right) \quad (24)$$

类似地,在第二个时隙内,第 i 个用户的信息泄露速率可计算为

$$\gamma_{E2} = \log_2 \left(1 + \frac{\eta_R^2 P_t \mathbb{E}[\|\mathbf{d}_i \mathbf{A} \hat{\mathbf{w}}_i\|^2]}{P_{\text{Int}2} + \sigma_E^2} \right) \quad (25)$$

其中, $P_{\text{Int}2}$ 表示干扰功率,可表示为

$$P_{\text{Int}2} = \sum_{j=1, j \neq i}^M \eta_R^2 P_t \mathbb{E}[\|\mathbf{d}_j \mathbf{A} \hat{\mathbf{w}}_j\|^2] + \eta_R^2 \sigma_Z^2 P_n \mathbb{E}[\|\mathbf{d}_i \mathbf{A} \mathbf{V}_n\|^2] + \eta_R^2 \mathbb{E}[\|\mathbf{d}_i \mathbf{n}_R\|^2] \quad (26)$$

基于上述分析,第 i 个用户的累计信息泄露速率可表示为

$$\gamma_{E_i} = \frac{1}{2} (\gamma_{E1} + \gamma_{E2}) \quad (27)$$

此时,第 i 个用户的安全速率可表示为

$$\gamma_{\text{secrecy}_i} = \max(0, (\gamma_{U_i} - \gamma_{E_i})) \quad (28)$$

2.5 波束图误差模型

对于感知信号而言,方向为 θ 的波束图可表示为

$$\mathbb{E}[\|\mathbf{y}(\theta)\|^2] = \mathbb{E}[\mathbf{y}(\theta)^H \mathbf{x}_{\text{rad}} \mathbf{x}_{\text{rad}}^H \mathbf{y}(\theta)] = \mathbf{y}^H \mathbf{R} \mathbf{y} \quad (29)$$

其中, $\mathbf{R}$ 表示发射的感知信号协方差矩阵,其为半正定矩阵,且对角阵的元素可由感知信号发射功率与基站天线数共同决定^[24],表示为

$$\mathbf{R} = \mathbb{E}[\mathbf{x}_{\text{rad}} \mathbf{x}_{\text{rad}}^H] = \mathbf{W}_{\text{rad}} \mathbf{W}_{\text{rad}}^H \in \mathbf{S}_{N_T}^+ \quad (30)$$

$$[\mathbf{R}]_{i,i} = \frac{P_{\text{BS}} - (P_t + P_n)}{N_T} \quad (31)$$

在此基础上,令 $\mathbf{h}(\theta_l)$ 表示理想的波束图,则可通过减小理想波束图与实际波束图之间的差异提高感知效果。该过程可表示为

$$\text{Metric}_{\text{radar}} = \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L \|\beta \mathbf{h}(\theta_l) - \mathbf{y}(\theta_l)^H \mathbf{R} \mathbf{y}(\theta_l)\|^2 \quad (32)$$

其中, β 表示统一量纲的常数; $\{\theta_l\} (l=1, 2, \dots, L)$ 表示采样的角度。

2.6 数据新鲜度模型

如图2所示,基站传输数据的新鲜度可由信息年龄指标来衡量,信息年龄越小,表示数据越新鲜,反之数据越陈旧。通过最小化信息年龄,可以确保接收端接收到的信息尽可能地保持最新,这对于需要实时数据的应用至关重要,例如状态监控、实时控制和时间敏感的网络服务。

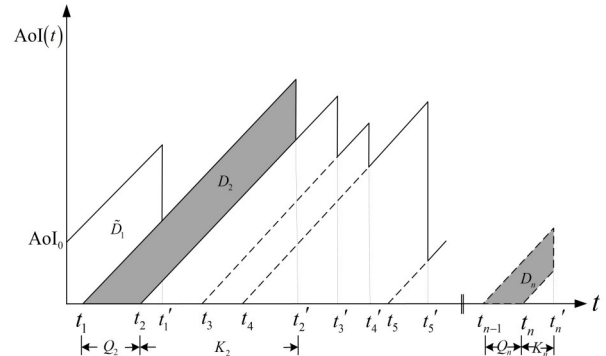


图2 基于信息年龄的数据新鲜度模型

Figure 2 The age of information-based data freshness model

具体而言,平均信息年龄可通过计算图2中锯齿函数与时间轴所围区域的单位面积得到,即,在 $(0, T)$ 的时间范围内,数据平均信息年龄可表示为

$$\text{AoI}_T = \frac{1}{T} \int_0^T \text{AoI}(t) dt \quad (33)$$

将时间间隔 T 记为 $T = t'_n$, 平均信息年龄可通过计算五边形 $\tilde{D}_1$, 等腰梯形 $D_i (2 \leq i \leq n)$, 以及腰长为 K_n 的等腰三角形的单位面积得到。因此,平均信息年龄可表示为

$$\text{AoI}_T = \frac{1}{T} \left(\tilde{D}_1 + \sum_{i=2}^{A(T)} D_i + \frac{1}{2} K_n^2 \right) \quad (34)$$

其中, $A(T) = \max\{n | t_n \leq T\}$ 表述传输过程中数据状态的更新次数。等腰梯形 D_i 的面积可通过计算腰长为 $t_{i-1}t'_i$ 与 $t_i t'_i$ 的等腰三角形面积之差得到。令 $Q_i = t_i - t_{i-1} (2 \leq i \leq n)$ 表示更新第 $i-1$ 个数据和第 i 个数据所经过的时间,则有

$$D_i = \frac{1}{2} (Q_i + K_i)^2 - \frac{1}{2} K_i^2 = Q_i K_i + \frac{1}{2} Q_i^2 \quad (35)$$

此时,平均信息年龄可计算为

$$\text{AoI}_T = \frac{\tilde{D}}{T} + \frac{A(T)-1}{T} \cdot \frac{1}{A(T)-1} \sum_{i=2}^{A(T)} \left(D_i + \frac{1}{2} K_n^2 \right) \quad (36)$$

其中, $\tilde{D} = \tilde{D}_1 + \frac{K_n^2}{2}$, 同时,当时间间隔趋于无穷大时, $\frac{\tilde{D}}{T}$ 趋于0。令 $\lambda = \lim_{T \rightarrow \infty} \left[\frac{A(T)}{T} \right]$ 表示基站对通信数据的生成速率,当 $A(T) \rightarrow \infty$, 基站端生成的通信数据平均

信息年龄为

$$\text{AoI} = \lim_{T \rightarrow \infty} \text{AoI}_T = \lambda \left(\mathbb{E}[QK] + \frac{1}{2} \mathbb{E}[Q^2] \right) \quad (37)$$

进一步地,基于排队论,在先来先服务的队列规则和 M/M/1 队列模型下,基站端生成的通信数据的状态更新时间间隔 Q 服从泊松分布,有 $\mathbb{E}[Q] = \frac{1}{\lambda}$, $\mathbb{E}[Q^2] = \frac{2}{\lambda^2}$ 。令 Y_i 和 I_i 分别表示数据在传输队列中的等待时间与服务时间,系统时间可表示为 $K_i = Y_i + I_i$ 。因此,根据文献 [25],有 $Y_i = (K_{i-1} - Q_i)^+$ 和 $K_i^{\text{st}} = K_{i-1}^{\text{st}}$ 成立,此时,系统时间的概率密度函数为

$$f_K(t) = \varpi(1-\rho)e^{-\varpi(1-\rho)t}, t \geq 0 \quad (38)$$

在 $Q_i = q$ 的条件下,等待时间的条件期望可表示为

$$\begin{aligned} \mathbb{E}[Y_i | Q_i = q] &= \mathbb{E}[(K_{i-1} - q)^+ | Q_i = q] \\ &= \mathbb{E}[(K - q)^+] \\ &= \int_q^\infty (t - q) f_K(t) dt = \frac{e^{-\varpi(1-\rho)q}}{\varpi(1-\rho)} \end{aligned} \quad (39)$$

其中, $\rho = \frac{\lambda}{\gamma_{\text{secrecy}_i}}$ 表示无线信道的利用率。此外,注意到 $\mathbb{E}[QK] = \mathbb{E}[Q_i K_i]$,则有

$$\begin{aligned} \mathbb{E}[Q_i K_i] &= \mathbb{E}[(Y_i + I_i) Q_i] \\ &= \mathbb{E}[Y_i Q_i] + \mathbb{E}[I_i] \mathbb{E}[Q_i] \end{aligned} \quad (40)$$

其中, $\mathbb{E}[Y_i Q_i]$ 可进一步计算为 [25]

$$\begin{aligned} \mathbb{E}[Y_i Q_i] &= \int_0^\infty q \mathbb{E}[Y_i | Q_i = q] \cdot f_{Q_i}(q) dq \\ &= \frac{\rho}{\varpi^2(1-\rho)} \end{aligned} \quad (41)$$

综上所述,基于上述分析,可以得到基站传输数据的平均信息年龄为

$$\text{AAoI} = \frac{1}{\gamma_{\text{secrecy}_i}} \left(1 + \frac{\gamma_{\text{secrecy}_i}}{\lambda} + \frac{\lambda^2}{\gamma_{\text{secrecy}_i}^2 - \lambda \gamma_{\text{secrecy}_i}} \right) \quad (42)$$

3 安全通信与感知一体化性能优化

3.1 优化问题建模

基于上述分析及指标,本文构建安全通信和感知一体化优化问题,旨在实现安全高效的通信传输,以及高精度感知。具体而言,最大化安全通信的可达速率,能够在保证信息安全的前提下,尽可能提高信息的传输效率,避免信息泄露;此外,最小化基站所生成通信数据的平均信息年龄,确保接收端及时获取最新信息,降低数据过时带来的负面影响;进一步地,最小化感知波束图误差,提高目标检测和跟踪精度,

减少虚警和漏警的发生。因此,所建立优化问题的目标为同时优化安全速率、通信数据平均信息年龄与感知波束图误差。通过最小化上述三个指标的加权和,可以实现低空网络安全通信及感知性能的联合优化,有效平衡通信及感知资源的利用与分配,从而提升低空经济整体运行效率和安全性。此外,三指标加权目标用于显式平衡通信/感知资源分配,并强调队列稳定性约束将平均信息年龄与安全服务能力耦合起来,从建模层面刻画折中机制。为了简化实现、降低控制信令开销,令基站以恒定功率发射人工噪声序列,然后通过优化传输数据的生成速率、通信信号以及感知信号的发射功率来提升低空无线网络的安全通信以及感知性能。具体地,本文建立的优化问题可表示为

$$\begin{aligned} \text{op: } \min_{\lambda, P_i} & \left(-\gamma_{\text{secrecy}_i} + \omega_1 \text{AAoI} + \omega_2 \text{Metric}_{\text{radar}} \right) \\ \text{s.t. } & \begin{cases} 0 \leq \lambda \leq \gamma_{\text{secrecy}_i} \\ 0 \leq P_i \leq P_{\text{BS}} \end{cases} \end{aligned} \quad (43)$$

其中, ω_1 和 ω_2 表示优化目标的权重因子,用于平衡不同性能指标,约束 $0 \leq \lambda \leq \gamma_{\text{secrecy}_i}$ 表示基站对传输数据的生成速率非负且小于传输速率,从而保证传输队列的稳定性与收敛性。此外,约束 $0 \leq P_i \leq P_{\text{BS}}$ 定义了基站对传输数据发射功率的取值范围。

3.2 优化问题求解分析

MODE (Multi-Objective Differential Evolution) 算法是一种将差分进化框架扩展至多目标优化领域的方法。它利用差分进化生成新解,并通过帕累托支配关系和拥挤距离来选择下一代种群,旨在产生一个多样化的帕累托最优解集。尽管 MODE 继承了差分演化算法的全局搜索能力,但它在处理复杂帕累托前沿(如非凸、分离)和维持解的多样性方面可能存在不足。IMODE (Improved Multi-Objective Differential Evolution) 算法是对 MODE 算法的一系列改进,显著提升了其性能。其核心优势在于:(1)通过更精细的变异、交叉策略及选择机制,IMODE 能够实现更快的收敛性和更高的解的质量;(2)得益于增强的拥挤度量、精英库和自适应参数调整,IMODE 具备卓越的多样性保持能力;(3)由于更强的多样性保持能力和搜索策略,IMODE 具有更强的处理复杂帕累托前沿的能力,能够较快地收敛到帕累托前沿。这些改进使得 IMODE 算法在多目标优化问题上展现出更优越的性能和鲁棒性。进一步地,对于建立的优化问题,其目标函数为三个性能指标函数的加权和,导致优化问题为非凸问题。若采用传统的凸优化算法,一方面,目标函数的凸性与可导性无法保证;另一方面,复杂的优化目标可能会导致局部最优解,无法实现全局最优。此外,强化学习需要在探索(exploration)和利用

(exploitation)之间进行权衡。在本文所考虑的低空安全通信及感知一体化场景中,探索空间巨大,容易导致算法效率不高,难以收敛并找到最优策略。为了求解建立的优化问题,采用IMODE算法^[26],有效地解决当前凸优化、强化学习等方法所面临的问题。

3.3 基于IMODE算法的联合通信数据生成速率与功率分配策略优化

IMODE算法分为三个部分,包括种群初始化与更新、差分变异策略制定,以及基于算子的个体演化更新。具体而言,在第一部分,初始种群由下式随机生成:

$$\chi_{i,j} = \chi_j^{\min} + (\chi_j^{\max} - \chi_j^{\min}) \times \text{rand}(1, \text{Num_Po}) \quad (44)$$

其中: $\chi_j^{\max}$ 与 $\chi_j^{\min}$ 分别表示种群中个体的最大值与最小值; $i \in \text{Num_Po}$ 表示个体序号不得超过种群中个体的数量; $j = 1, 2, \dots, \text{Num_D}$ 表示决策变量的维度,即待优化变量的个数。

在第二部分,所提改进IMODE算法主要采用以下三种算子制定后代的变异策略:

$$\varphi_{i,j} = \chi_{i,j} + \Phi_i \times (\chi_{\varnothing,j} - \chi_{i,j} + \chi_{\varpi_1,j} - \chi_{\varpi_2,j}) \quad (45)$$

$$\varphi_{i,j} = \chi_{i,j} + \Phi_i \times (\chi_{\varnothing,j} - \chi_{i,j} + \chi_{\varpi_1,j} - \chi_{\varpi_3,j}) \quad (46)$$

$$\varphi_{i,j} = \Phi_i \times \chi_{\varpi_1,j} + (\chi_{\varnothing,j} - \chi_{\varpi_3,j}) \quad (47)$$

其中, Φ_i 表示缩放因子, $\chi_{\varpi_1,j}$ 、 $\chi_{\varpi_2,j}$ 、 $\chi_{\varpi_3,j}$ 表示随机选择的三个不同个体的第 j 个分量, $\chi_{\varnothing,j}$ 表示当前种群中最好个体的第 j 个分量。第一种差分演化算子利用当前个体、种群中最好的个体以及两个随机选择的个体来生成变异向量,同时使用了archive(一个存储了算法在过去迭代过程中产生的、具有Pareto优势的个体/解的集合)^[26]来增加种群多样性;第二种差分演化算子与第一种类似,只是 $\chi_{\varnothing,j}$ 是从种群中随机选择而不是从archive选择;第三种差分演化算子是一种加权随机-最佳变异算子,该算子利用一个随机选择的个体和一个从帕累托最优解集合中选择的个体来生成变异向量。

在第三部分,依据子种群的多样性和解的质量,对基于算子的个体进行演化更新。具体地,衡量算子性能的指标,即改进率,可通过下式计算:

$$\text{Im}_{\text{op}} = (1 - \text{Qu}_{\text{op}}) + \text{Dr}_{\text{op}} \quad (48)$$

其中: Qu_{op} 为归一化后的质量率,用来度量该算子取得的最佳解质量占全部算子最佳解质量总和的比例,数值越高,表示质量越好; Dr_{op} 为归一化后的多样性率,表示该算子的多样性贡献占所有算子的总多样性贡献的比例。基于上述方法,可以动态地调整每个算

子负责进化的个体数量,从而有效地利用种群资源,提高算法的性能,得到更优的可行解。

基于上述分析,本文所提的改进IMODE联合优化算法如算法1所示。在第一阶段,算法1对参数进行初始化,主要包括初始化种群与验证次数,确定适应度函数,依据算子生成新的解;在第二阶段,算法主要对待优化变量进行求解,在最大验证次数的迭代过程中,使用分配的算子生成新种群,同时评估解的质量,以及适应度函数的改进情况;在第三阶段,输出优化结果,主要包括输出最优的个体作为待优化问题的最优解,同时依据优化后的变量值计算安全速率、平均信息年龄、波束图误差以及目标函数的值。

算法1 基于IMODE的联合数据生成速率与功率分配策略优化算法

输入:通信数据生成速率最大值与最小值、功率分配策略最大值与最小值、最大验证次数

输出:优化后的通信数据生成速率、功率分配策略、优化后的安全速率、平均信息年龄、波束图误差、目标函数值

//阶段1:初始化参数

1. 依据式(44)初始化种群,初始化当前验证次数为1

2. 确定适应度函数与最大验证次数

3. 每个算子根据分配到的个体数量生成新的解

//阶段2:求解待优化变量

4. WHILE 当前验证次数小于最大验证次数 DO

5. 当前迭代次数+1

6. 使用分配的算子生成新种群,即每个算子进化为其分配数量的个体

7. 计算从每个算子获得的多样性和解的质量率^[26]

8. 基于式(48)计算算子的改进率

9. 评估新种群的适应度并更新种群大小

10. END WHILE

//阶段3:输出优化结果

11. 输出最优个体作为待优化问题的最优解,其包括优化后的通信数据生成速率、功率分配策略

12. 依据优化后的变量值计算安全速率、平均信息年龄、波束图误差、目标函数值

3.4 所提算法的性能分析

对于所提算法1,其复杂度主要取决于种群的大小、优化变量个数、目标函数评估复杂度、算子数量以及迭代次数^[26],在单轮的循环中,其复杂度为:目标函数评估复杂度+(种群数量×个体维度×算子数量)。由于算法1主要由初始化参数、求解待优化变量以及输出优化结果三个阶段组成,其总的复杂度可表示为 $o(\text{Ite}_{\max} \times (\alpha(9) + 6\text{Num_Po}))$,其中 $\alpha(9)$ 表示目标函数评估复杂度。此外,IMODE算法的自适应算子选择机制可以根据种群的进化状态动态地调整算子的使用频率,从而提高算法的收敛速度。

4 仿真与结果分析

4.1 仿真参数设置

为验证所提算法的有效性,本节在多样的参数设置下进行仿真实验。具体而言,假设用户数量为4,中继无人机天线数量为6,基站天线数量为50,窃听者天线数量为4,其他参数设置见表1^[19]。此外,本文还采用以下算法作为基线方案,与所提算法的性能进行对比。

(1)平均值方案算法作为一种基准策略,通过将通信数据生成速率设为其最大最小值的平均值,并将总发射功率平均分配给通信与感知场景,力求实现资源的最公平分配。这种方法简单直接,易于实现,并能提供一个基本的资源分配参考点,便于后续比较优化算法的性能^[25]。

(2)遗传算法是一种模拟生物进化过程的优化算法,它通过将通信数据生成速率和功率分配策略编码为染色体,并运用选择、交叉和变异等操作来迭代优化种群。该算法具有强大的全局搜索能力和鲁棒性,适用于复杂多参数的优化问题,能够有效地在策略空间中搜索最优解^[27]。

表1 仿真参数设置

Table 1 Simulation parameter settings

参数	数值	参数	数值
σ_U/dBm	10	σ_R/dBm	10
σ_R/dBm	10	σ_Z/dBm	10
T_{p_1}	6	T_{p_2}	4
ω_1	0.01	ω_2	1
β	1	L	900

4.2 不同天线数量下的性能验证

4.2.1 总优化目标性能

图3表示不同天线数量下的优化目标函数值,用于刻画安全通信与感知一体化场景下的综合性能,其目标函数由安全速率、平均信息年龄与波束图误差三项指标加权组成。在不同基站天线数量条件下,所提算法能够实现比遗传算法和平均值方案更低的目标函数值。例如,当基站天线数量为40时,所提算法的目标函数值为0.210 3,低于平均算法的0.245 3以及遗传算法0.225,验证了所提算法的有效性。除此之外,随着基站处天线数量的增加,优化的目标函数值在下降,其根本原因在于,多天线架构提供更高的空间自由度,从而增强对窃听者的抑制能力。由此可获得更高的安全速率、更低的平均信息年龄以及更小的波束图误差,进而提升整体系统性能。进一步地,在不同的中继无人机天线数量条件下,所提方案均能实现较遗传算法与平均值方案更低的目标函数值,验证了所

提算法性能的优越性。在中继无人机天线数量为5时,所提方案的目标函数值为0.211 9,低于遗传算法的0.212 5与平均值方案的0.639 4。此外,随着无人机天线数量的增加,目标函数值呈下降趋势。其原因在于,多天线中继无人机能够更灵活地调节链路服务率,并与基站侧优化后的比特流生成速率更好匹配,从而显著降低平均信息年龄,进而进一步降低目标函数值。在各类窃听者数量条件下,所提方法均获得低于遗传算法与均值基线目标函数值。例如,当窃听者天线数量为7时,所提算法函数值为0.207 5,低于遗传算法的0.322与平均值方案的0.642 3,验证了算法有效性。同时,随着窃听者天线数量增加,其对基站端与中继无人机端的窃听能力增强,导致总体目标函数值上升。

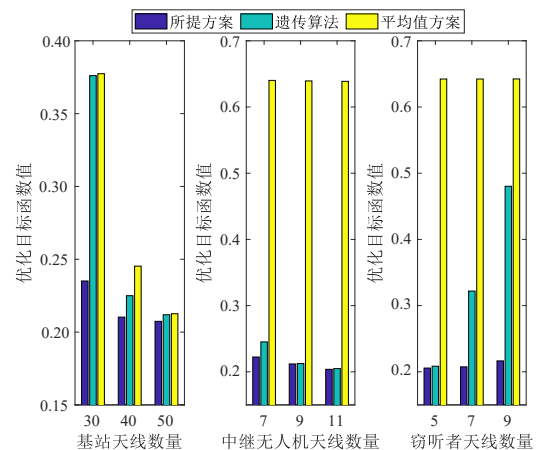


图3 不同天线数量下的优化目标函数值

Figure 3 Objective values under different antenna numbers

4.2.2 子优化目标性能

图4表示不同天线数量下的安全通信可达速率对比结果。在不同基站天线数量条件下,所提方案整体能够获得优于平均值方案的安全速率值。例如,当基站天线数为40时,所提方案的安全速率为0.144 5 bit/(s·Hz),高于平均值方案的0.143 6,且高于遗传算法的0.144,验证了所提方案在保证安全通信方面的有效性。除此之外,随着基站天线数量的增加,所提方案的安全速率呈上升趋势,其原因在于多天线阵列提供更高的空间自由度,使迫零预编码与零空间人工噪声更容易兼顾“抑制窃听”和“保障有用信号”;同时,由于两跳中继与总功率约束的存在,安全速率的提升具有边际收益递减,因此整体变化幅度较小。进一步地,随着中继无人机天线数增加,链路增益提升使安全速率略有改善;而随着窃听者天线数增加,窃听维度增强导致泄露能力提升,使安全速率出现小幅下降。需要指出的是,安全速率是总优化目

标的重要子指标,其提升会降低总目标中与安全相关的惩罚项,但总目标性能的差异还由平均信息与波束图误差等子目标共同决定。

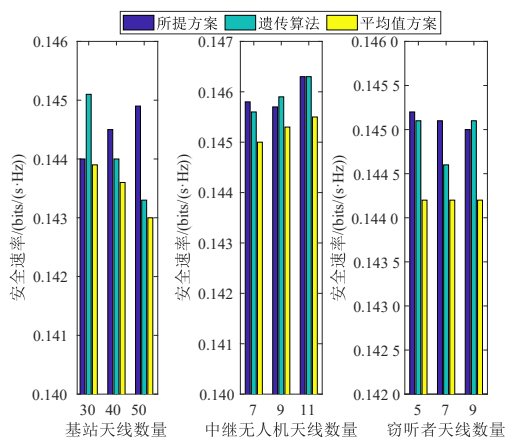


图4 不同天线数量下的安全速率

Figure 4 Secrecy rates under different antenna numbers

图5表示不同天线数量下的平均信息年龄对比结果。在不同中继无人机天线数量条件下,所提方案能够实现比遗传算法更稳定的平均信息年龄表现。例如,当中继无人机天线数为9时,所提方案的平均信息年龄为24.481 1,低于遗传算法的24.628 6,说明所提方案通过联合优化生成速率与功率分配能够更有效地抑制队列拥塞、提升信息新鲜度。除此之外,随着中继无人机天线数量增加,所提方案的平均信息年龄呈明显下降趋势,其根本原因在于中继端维度提升增强两条链路的等效服务能力,使数据在队列中的等待与传输时间缩短。进一步地,随着基站天线数增加,阵列增益与可用速率提升通常会带来平均信息年龄的轻微下降;而随着窃听者天线数增加,系统为满足安全约束需要投入更多资源抑制泄露,等效服务率可能受限,从而导致平均信息年龄上升。需要强调的是,平均信息年龄直接关联总优化目标,因此平均信息年龄的降低通常会带来总目标函数值的下降;但若仅追求平均信息年龄最小而忽略波束图误差或安全速率,则总目标仍可能恶化,此时单一子目标较优并不必然对应综合目标最优。

图6表示不同天线数量下的波束图误差对比结果。在不同窃听者天线数量条件下,所提方案能够在安全约束存在时仍保持较小的波束图误差,并显著优于平均值方案。例如,当窃听者天线数为7时,所提方案的波束图误差为0.111 0,明显小于遗传算法的0.218 9与平均值方案的0.544 0,验证了所提方案在通感一体化场景下对感知性能的有效保障。除此之外,随着基站天线数量增加,三种方案的波束图误差

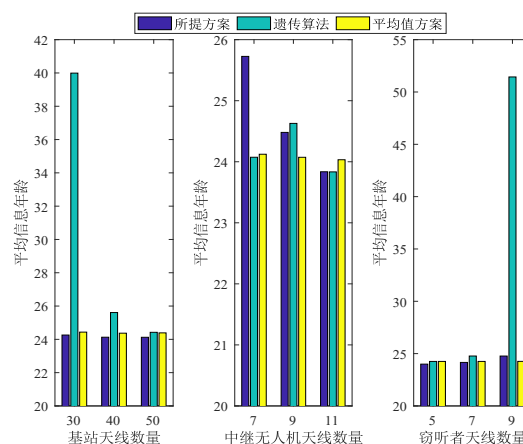


图5 不同天线数量下的平均信息年龄

Figure 5 Average AoI values under different antenna numbers

整体下降,其根本原因在于更大的阵列孔径与更高的自由度使发射协方差矩阵更容易逼近理想波束图,从而降低误差;随着中继无人机天线变化,误差主要通过“通信—感知”资源权衡间接受影响。进一步地,窃听者天线数的增加不会直接改变感知链路,但会通过增强窃听能力牵动功率与协方差分配,使缺乏显式感知约束的算法更容易出现误差突增,而所提方案由于把波束图误差纳入联合优化,因而更稳定。波束图误差是总优化目标的关键子指标之一,其显著增大将直接推高总目标函数值。

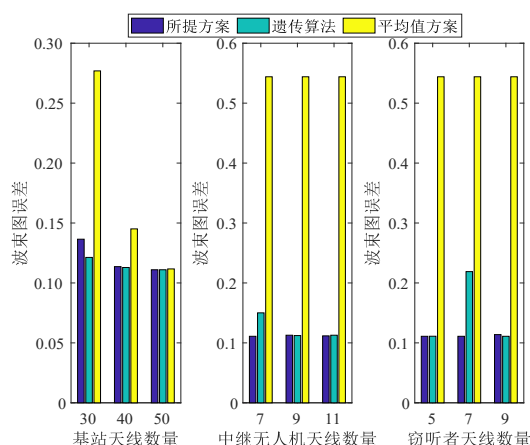


图6 不同天线数量下的波束图误差

Figure 6 Beam pattern errors under different antenna numbers

4.3 不同人工噪声功率下的性能验证

4.3.1 总优化目标性能

图7表示不同人工噪声功率条件下的总优化目标函数值对比结果。可以看出,所提方案在不同人工噪声功率设置下均能获得低于遗传算法与平均值方案的目标函数值。例如,当人工噪声功率为3 dBm时,

所提方案的总目标函数值为 0.210 4, 低于遗传算法的 0.225 0 以及平均值方案的 0.642 3, 验证了所提方案在多指标联合优化中的有效性。除此之外, 随着人工噪声功率增大, 总目标函数值呈上升趋势, 其根本原因在于: 人工噪声增强虽可抑制窃听、提升安全性, 但在总功率约束下会挤占有用通信与感知功率, 导致等效服务率下降以及波束图匹配能力受限, 当安全增益的边际收益逐渐减小时, 平均信息年龄与感知误差的劣化将主导综合目标变差。该结果表明, 总优化目标本质上反映了安全、实时与感知三者的折中, 只有同时控制多个子目标, 才能获得更优的综合性能。

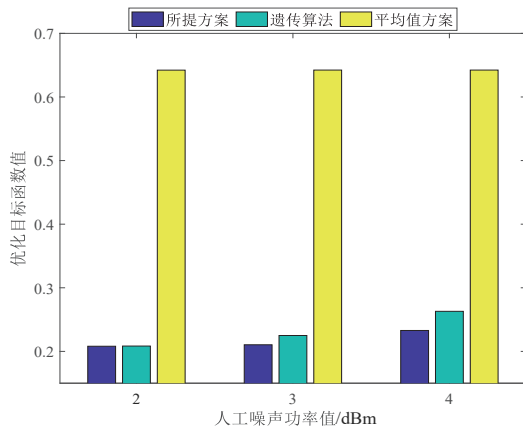


图7 不同人工噪声功率下的优化目标数值

Figure 7 Objective values under different artificial noise powers

4.3.2 子优化目标性能

图8表示不同人工噪声功率条件下的安全通信可达速率对比结果。在不同人工噪声功率设置下, 所提方案整体能够获得与遗传算法相当的安全速率, 并优于平均值方案。例如, 当人工噪声功率为 3 dBm 时, 所提方案的安全速率为 0.145 4 bit/(s·Hz), 与遗传算法一致, 且高于平均值方案的 0.144 2, 说明所提方案能够在保证系统综合性能的同时维持较高的物理层安全水平。除此之外, 安全速率随人工噪声功率变化幅度较小, 其根本原因在于: 在迫零人工噪声结构下, 适度噪声已能有效抑制窃听, 继续增大噪声对降低泄露速率的边际收益有限; 同时过强噪声会压缩有用信号功率, 抵消部分安全增益。进一步地, 从“子目标—总目标”关系看, 安全速率的提升有助于降低总目标中与安全相关的项, 但当安全速率接近饱和时, 总目标更容易被平均信息年龄与波束图误差的变化所主导, 因此单纯提高人工噪声并不一定带来综合目标改善。

图9表示不同人工噪声功率条件下的平均信息年龄对比结果。可以观察到, 所提方案在中等人工噪

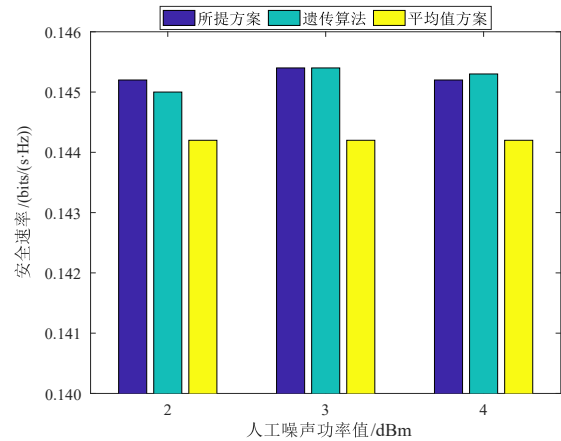


图8 不同人工噪声功率下的安全速率

Figure 8 Secrecy rates under different artificial noise powers

声功率下能够获得更低的信息年龄, 并在高噪声功率下仍保持较强鲁棒性。例如, 当人工噪声功率为 3 dBm 时, 所提方案的平均信息年龄为 23.983 2, 低于遗传算法的 24.320 9 与平均值方案的 24.253 1, 说明所提方案能在满足安全要求的同时维持较高服务率与较低拥塞水平。除此之外, 随着人工噪声功率继续增大, AoI 会显著上升, 其根本原因在于噪声功率挤占有用通信功率, 降低链路有效速率, 从而使队列服务率下降并加剧信息陈旧。由于平均信息年龄是总优化目标的重要组成部分, 平均信息年龄的上升将直接推高总目标函数值, 因此在高噪声功率下, 即便安全速率变化不大, 总优化目标值仍会因平均信息年龄恶化而显著变差。

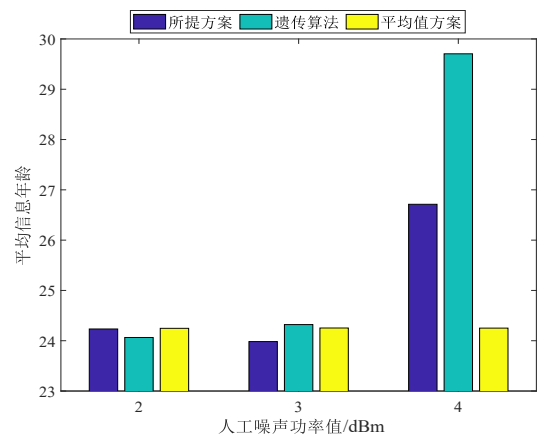


图9 不同人工噪声功率下的平均信息年龄

Figure 9 Average AoI values under different artificial noise power

图10表示不同人工噪声功率条件下的波束图误差对比结果。总体而言, 所提方案能够在不同人工噪声功率下维持较小的波束图误差, 并优于遗传算法与平均值方案。例如, 当人工噪声功率为 3 dBm 时, 所

提方案的波束图误差为 0.115 9, 小于遗传算法的 0.127 2, 且远小于平均值方案的 0.544 0, 验证了所提方案在通感一体化条件下对感知精度的有效保障。除此之外, 人工噪声功率变化会通过总功率预算与发射协方差设计影响感知波束成形: 当噪声功率提高时, 可用于感知波束匹配的自由度与功率份额可能被压缩, 从而导致误差上升或出现波动; 缺乏显式感知约束的算法更容易在搜索过程中牺牲感知性能, 而所提方案由于将波束图误差纳入联合优化, 因此误差更可控。进一步地, 由于波束图误差直接进入总优化目标, 误差的上升会显著推高总目标函数值, 导致平均值方案的总目标长期偏大。

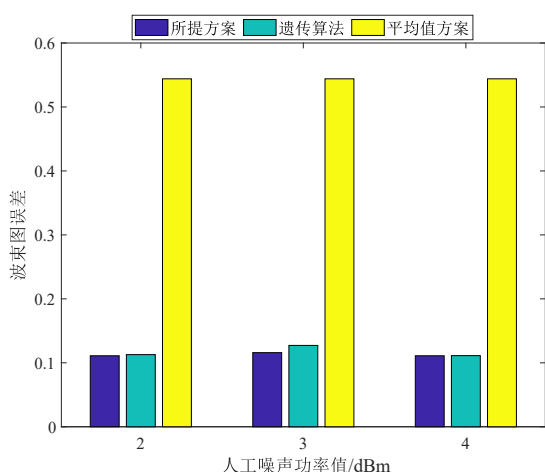


图 10 不同人工噪声功率条件下的波束图误差

Figure 10 Beam pattern errors under different artificial noise powers

4.4 讨论

4.4.1 无人机的机动控制与轨迹设计

为降低计算复杂度并突出指标间的权衡关系, 本文采用慢时尺度轨迹与快时尺度资源分离的建模方式, 假设无人机在短时段内准静态悬停或按预设航线飞行。尽管轨迹未纳入优化变量, 所提方法可扩展至轨迹与资源的联合优化, 通过轨迹离散建模与分层交替算法在复杂度与性能之间取得平衡, 并为后续在实际系统中探索轨迹控制频率与性能增益的折中提供基础^[28]。

4.4.2 无人机的能耗优化

尽管本文未显式建模能耗约束, 而是通过发射功率上限、时隙结构和占空比间接控制能耗, 以突出安全速率、平均信息年龄与感知误差的三指标联合优化框架, 但该模型可自然扩展至能量受限场景。在位置或轨迹固定时, 可引入总发射能耗预算约束; 在轨迹可变时, 还需联合建模推进能耗与发射能耗, 从而形成续航-安全-实时-感知之间的系统性权衡^[29]。

4.4.3 多无人机的协同运行

在多无人机协同运行场景中, 可将本文所提的无人机框架扩展为无人机集合, 并在统一的目标函数下联合优化各无人机的功率分配、业务生成速率以及用户-无人机关联与协作方式^[30]。具体可采用“分层/分块交替”的协同策略: 外层完成任务分配与关联决策, 内层在给定关联下对各无人机并行执行本文的资源优化, 从而在可扩展性与性能之间取得折中, 并为后续在实际系统中研究多无人机协同增益与系统开销的权衡提供基础。

5 结论

面向低空经济中 ISAC 赋能的无人机通信场景, 本文针对防窃听的安全需求, 联合通信与感知两类指标, 构建以安全速率—平均信息年龄—波束图误差为核心的多指标加权优化模型。为高效求解该模型, 提出改进多算子差分演化算法, 通过联合优化基站数据生成速率与功率分配, 显著提升低空无线网络的安全通信与感知性能。文中对算法复杂度与收敛性进行了理论分析, 并在多组参数下开展仿真。结果表明, 所提方案能够在提升安全速率、降低平均信息年龄并减小波束图误差的同时, 整体性能优于基线方法, 验证了其在低空应用中无人机通信的可行性与有效性。未来将研究多无人机协同感知场景, 进一步考虑用户与无人机间的关联, 研究分层、分块交替或分布式算法以降低信令与计算开销。

参考文献

- [1] Huang Hailong, Su Jiangcheng, Wang Feiyue. The potential of low-altitude airspace: The future of urban air transportation[J]. IEEE Transactions on Intelligent Vehicles, 2024, 9(8): 5250-5254.
- [2] Wu Zexuan, Jiang Weiwei, Liu Ao, et al. Sensing and communication coverage in Internet of drone things: Challenges and opportunities[J]. IEEE Internet of Things Magazine, 2025, 8(4): 86-92.
- [3] Zhao Nan, Lu Weidang, Sheng Min, et al. UAV-assisted emergency networks in disasters[J]. IEEE Wireless Communications, 2019, 26(1): 45-51.
- [4] Lu Shihang, Liu Fan, Li Yunxin, et al. Integrated sensing and communications: Recent advances and ten open challenges[J]. IEEE Internet of Things Journal, 2024, 11(11): 19094-19120.
- [5] Wei Zhiqing, Jiang Wangjun, Feng Zhiyong, et al. Integrated sensing and communication enabled multiple base stations cooperative sensing towards 6G[J]. IEEE Network,

- 2024, 38(4): 207-215.
- [6] Hu Jinsong, Lin Qingzhuan, Yan Shihao, et al. Covert transmission via integrated sensing and communication systems[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2024, 73(3): 4441-4446.
- [7] Arulmurugan L, Thakur S, Dayana R, et al. Advancing security: Exploring AI-driven data encryption solutions for wireless sensor networks[C]//2024 International Conference on Advances in Computing, Communication and Applied Informatics. Piscataway: IEEE, 2024: 1-6.
- [8] Su Nanchi, Liu Fan, Masouros C. Sensing-assisted eavesdropper estimation: An ISAC breakthrough in physical layer security[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2024, 23(4): 3162-3174.
- [9] Chen Xinying, An Jianping, Xiong Zehui, et al. Covert communications: A comprehensive survey[J]. *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, 2023, 25(2): 1173-1198.
- [10] Kim H, Hwang M, Jee J, et al. 3D state transition modeling and power allocation for UAV-aided ISAC system[C]//2023 IEEE 98th Vehicular Technology Conference. Piscataway: IEEE, 2023: 1-6.
- [11] Mei Muyu, Yao Mingwu, Yang Qinghai, et al. Network-layer delay provisioning for integrated sensing and communication UAV networks under transient antenna misalignment[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2024, 23(10): 12964-12979.
- [12] Orikumhi I, Lee N, Kim J W, et al. A weighted-sensing algorithm for UAV-ISAC enabled relaying in the presence of blockages[C]//2024 15th International Conference on Information and Communication Technology Convergence. Piscataway: IEEE, 2024: 1475-1478.
- [13] Park J M, Lee J, Yu H. Optimal UAV-relay positioning and transmit power allocation in ISAC-based A2G networks[C]//2025 IEEE 22nd Consumer Communications & Networking Conference. Piscataway: IEEE, 2025: 1-2.
- [14] Liu Yuemin, Liu Xin, Liu Zechen, et al. Secure rate maximization for ISAC-UAV assisted communication amidst multiple eavesdroppers[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2024, 73(10): 15843-15847.
- [15] Ning Yong, Chen Rushan. Secure UAV relay communication via power allocation and trajectory planning[J]. *IEEE Systems Journal*, 2022, 16(4): 6243-6252.
- [16] Sun Geng, Li Jiahui, Wang Aimin, et al. Secure and energy-efficient UAV relay communications exploiting collaborative beamforming[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2022, 70(8): 5401-5416.
- [17] Wang Zhen, Li Zhiyue, Wen Jiajin, et al. Secure communication scheme for IRS-UAV enabled cognitive network [C]//2023 3rd International Conference on Intelligent Communications and Computing. Piscataway: IEEE, 2023: 37-41.
- [18] Sun Guen, Li Na, Tao Xiaofeng, et al. Power allocation in UAV-enabled relaying systems for secure communications[J]. *IEEE Access*, 2019, 7: 119009-119017.
- [19] Timilsina S, Amarasuriya G. Secure communication in relay-assisted massive MIMO downlink[C]//GLOBECOM 2017-2017 IEEE Global Communications Conference. Piscataway: IEEE, 2017: 1-7.
- [20] Marzetta T L. Noncooperative cellular wireless with unlimited numbers of base station antennas[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2010, 9(11): 3590-3600.
- [21] Sengupta S K, Kay S M. Fundamentals of statistical signal processing: Estimation theory[J]. *Technometrics*, 1995, 37(4): 465.
- [22] Zhu Jun, Schober R, Bhargava V K. Linear precoding of data and artificial noise in secure massive MIMO systems[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2016, 15(3): 2245-2261.
- [23] Hassibi B, Hochwald B M. How much training is needed in multiple-antenna wireless links?[J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 2003, 49(4): 951-963.
- [24] da Silva I W G, Osorio D P M, Juntti M. Privacy performance of MIMO dual-functional radar-communications with internal adversary[C]//2023 IEEE International Conference on Communications Workshops. Piscataway: IEEE, 2023: 1118-1123.
- [25] Yang Yaoqi, Zhang Bangning, Guo Daoxing, et al. Can we realize data freshness optimization for privacy preserving-mobile crowdsensing with artificial noise?[J]. *IEEE Transactions on Mobile Computing*, 2024, 23(12): 11357-11374.
- [26] Sallam K M, Elsayed S M, Chakraborty R K, et al. Improved multi-operator differential evolution algorithm for solving unconstrained problems[C]//2020 IEEE Congress on Evolutionary Computation. Piscataway: IEEE, 2020: 1-8.
- [27] Ma Shuang, Zhang L L, Cai Xiaotian. Optimizing joint technology selection, production planning and pricing decisions under emission tax: A Stackelberg game model and nested genetic algorithm[J]. *Expert Systems with Applications*, 2024, 238: 122085.
- [28] 柴蓉, 王丙燕, 孙瑞锦, 等. 基于系统成本函数优化的无人机辅助通感一体化系统数据调度、雷达预编码及飞

行轨迹优化方法[J]. 电子学报, 2025, 53(3): 744-753.

Chai Rong, Wang Bingyan, Sun Ruijin, et al. System cost function optimization-based data scheduling, radar precoding and flight trajectory design for UAV-assisted integrated sensing and communication systems[J]. Acta Electronica Sinica, 2025, 53(3): 744-753. (in Chinese)

- [29] 陈进朝, 王洋, 张营, 等. 基于时空密度聚类的异构无人机集群覆盖路径规划方法[J]. 电子学报, 2025, 53(3): 705-715.

Chen Jinchao, Wang Yang, Zhang Ying, et al. Coverage

path planning for heterogeneous UAVs based on temporal-spatial density clustering[J]. Acta Electronica Sinica, 2025, 53(3): 705-715. (in Chinese)

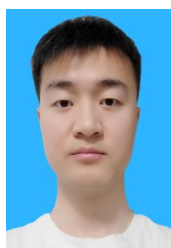
- [30] 王中天, 吴一全. 基于视觉与深度学习的无人机自主着陆场景感知方法研究进展[J]. 电子学报, 2025, 53(11): 4171-4198.

Wang Zhongtian, Wu Yiquan. Research progress of UAV autonomous landing scene perception methods based on vision and deep learning[J]. Acta Electronica Sinica, 2025, 53(11): 4171-4198. (in Chinese)

作者简介



王嘉诚 男, 1992年12月出生于重庆市。现为新加坡南洋理工大学研究员。主要研究方向为低空无线网络与通感一体化网络。
E-mail: jiacheng.wang@ntu.edu.sg



杨曜旗 男, 1997年8月出生于甘肃省金昌市。2024年毕业于陆军工程大学通信工程学院。现为近地面探测全国重点实验室工程师。主要研究方向为低空无线网络与移动群智感知。
E-mail: yaoqi_yang@yeah.net



赵常源 男, 1998年5月出生于陕西省西安市。现为新加坡南洋理工大学计算机与数据科学学院博士研究生。主要研究方向为人工智能技术在通信网络中的应用。
E-mail: zhao0441@e.ntu.edu.sg



郭尚伟 男, 1989年9月出生于河南省新乡市。现为重庆大学计算机学院副教授、博士生导师。主要研究方向为智能系统安全与隐私保护。
E-mail: swguo@cqu.edu.cn



向涛 男, 1980年3月出生于湖北省荆门市。现为重庆大学计算机学院院长、教授、博士生导师。主要研究方向为区块链、隐私保护、人工智能安全、多媒体安全、云计算安全、大数据安全等。中国电子学会会员编号: E190036104S。
E-mail: txiang@cqu.edu.cn