

基于ADPM的低空通感一体化 安全波束赋形设计方法

王智伟¹, 王景璟^{1*}, 司智淳¹, 陈健瑞^{1,2}, 吴光宇³, 姜春晓⁴

(1. 北京航空航天大学网络空间安全学院, 北京 100191; 2. 鹏城实验室, 广东深圳 518100;

3. 北京大学计算机学院, 北京 100871; 4. 清华大学信息国家研究中心, 北京 100084)

摘 要: 随着低空经济的快速发展, 无人机在物流、安防等领域的应用日益广泛, 低空空域的安全监管成为迫切需求。通信感知一体化(Integrated Sensing And Communication, ISAC)技术能够协同实现高可靠通信与高精度目标感知, 已成为保障低空安全的重要手段。然而, 低空无线信道的极度开放性使得ISAC系统在执行通感任务时, 极易遭受物理层的窃听威胁。现有基于高精度感知的波束赋形设计往往忽略了安全传输需求, 难以实现感知与安全的协同。针对这一问题, 本文研究了低空场景下兼顾感知精度与抗窃听性能的安全波束赋形方案。为从理论下界提升感知性能, 本文首先推导了关于低空感知目标角度估计的渐近克拉美罗界(Cramér-Rao Bound, CRB), 进而建立了一个以最小化CRB为目标函数的非凸优化模型。其次, 为在复杂的低空环境中同时兼顾通信服务质量与高度的隐蔽性需求, 本文进一步对该模型施加了多重严格的系统约束。具体而言, 模型引入了通信波形相似度约束, 以灵活且高效地抑制多用户间的信号干扰。同时, 为确保通信链路的可靠传输, 模型引入了用户接收能量约束, 以严格保障接收机正常工作所需的解调门限。再次, 针对安全传输的核心要求, 模型引入了窃听方向能量泄漏约束, 意在通过波束能量的空间零陷, 从物理层面上消除潜在的窃听威胁。最后, 模型还需严格满足系统的总功率约束, 以符合实际硬件的能耗限制。为了高效求解上述模型, 本文利用增广拉格朗日函数与变量分裂技术, 提出了一种基于交替方向惩罚法(Alternating Direction Penalty Method, ADPM)的迭代求解算法, 将带有复杂约束的原始优化问题分解为多个存在闭式解或高精度数值解的子问题。仿真结果表明: 相较于传统交替方向乘子法(Alternating Direction Method of Multipliers, ADMM), 本文所提算法不仅具有更快的收敛速度, 还能够稳定收敛至更低的目标函数值, 表现出较强的数值稳定性与鲁棒性, 成功实现了低空高精度感知与物理层安全传输的协同优化。

关键词: 波束赋形; 克拉美罗界(CRB); 交替方向惩罚法(ADPM); 通信感知一体化(ISAC); 物理层安全; 低空经济

基金项目: 国家自然科学基金(No. U24A20213, No. 62571011, No. 72542016, No. 625B2015, No. 625B2010, No. 62325108, No. 62341131); 北京市自然科学基金(No. QY24126)

中图分类号: TN911.7; TN929.5

文献标识码: A

文章编号: 0372-2112(2026)06-2637-12

电子学报URL: <http://www.ejournal.org.cn>

DOI: 10.12263/DZXB.20260165

ADPM-Based Secure Beamforming Design Method for Low-Altitude Integrated Sensing and Communication

WANG Zhiwei¹, WANG Jingjing^{1*}, SI Zhichun¹, CHEN Jianrui^{1,2}, WU Guangyu³, JIANG Chunxiao⁴

(1. School of Cyber Science and Technology, Beihang University, Beijing 100191, China;

2. Peng Cheng Laboratory, Shenzhen, Guangdong 518100, China;

3. School of Computer Science, Peking University, Beijing 100871, China;

4. Beijing National Research Center for Information Science and Technology, Tsinghua University, Beijing 100084, China)

Abstract: With the rapid development of the low-altitude economy, the application of unmanned aerial vehicles in logistics, security and other fields is becoming increasingly widespread, and the safety supervision of low-altitude airspace has become an urgent need. Integrated sensing and communication (ISAC) technology has become an important technical means for ensuring low-altitude security due to its ability to cooperatively achieve high-reliability communication and high-precision target sensing. However, the extreme openness of low-altitude wireless channels makes ISAC systems highly vulnerable to physical layer eavesdropping threats when performing sensing and communication tasks. Existing beamforming designs based on high-precision sensing often ignore secure transmission requirements, making it difficult to achieve the co-

ordination of sensing and security. To address this issue, this paper investigates a secure beamforming scheme in low-altitude scenarios that considers both sensing accuracy and anti-eavesdropping performance. To improve sensing performance from the theoretical lower bound, this paper first derives the asymptotic Cramér-Rao bound (CRB) regarding the angle estimation of low-altitude sensing targets, and further establishes a non-convex optimization model with the minimization of the CRB as the objective function. In order to simultaneously balance communication quality of service and high stealth requirements in complex low-altitude environments, this paper further imposes multiple strict system constraints on the model. Specifically, the model introduces a communication waveform similarity constraint to flexibly and efficiently suppress signal interference among multiple users. Meanwhile, to ensure the reliable transmission of communication links, the model introduces a user received energy constraint to strictly guarantee the demodulation threshold required for the normal operation of the receiver. Additionally, in response to the core requirements of secure transmission, the model introduces an eavesdropping direction energy leakage constraint, aiming to eliminate potential eavesdropping threats from the physical layer through spatial nulling of beam energy. Finally, the model must strictly satisfy the total system power constraint to comply with the energy consumption limits of actual hardware. To efficiently solve the aforementioned model, this paper utilizes the augmented Lagrangian function and variable splitting technique to propose an iterative solving algorithm based on the alternating direction penalty method (ADPM), which decomposes the original optimization problem with complex constraints into multiple sub-problems that possess closed-form solutions or high-precision numerical solutions. Simulation results show that, compared with the traditional alternating direction method of multipliers (ADMM), the proposed algorithm not only has a faster convergence speed but is also able to stably converge to a lower objective function value, exhibiting strong numerical stability and robustness, and successfully achieving the collaborative optimization of high-precision low-altitude sensing and physical layer secure transmission.

Keywords: beamforming; Cramér-Rao bound (CRB); alternating direction penalty method (ADPM); integrated sensing and communication (ISAC); physical layer security; low-altitude economy

Foundation Item(s): National Natural Science Foundation of China (No.U24A20213, No.62571011, No.72542016, No.625B2015, No.625B2010, No.62325108, No.62341131); Beijing Natural Science Foundation (No.QY24126)

0 引言

随着低空经济的快速发展,无人机被逐渐应用在物流配送、城市安防等多个民用领域,保障低空安全已成为迫切的现实需求。为满足这一需求,低空网络不仅需要提供可靠的实时通信,还需实现对空域异常目标的精准定位与跟踪。为解决上述问题,通信感知一体化(Integrated Sensing And Communication, ISAC)技术得到大力发展^[1-4]。通过在同一硬件平台上共享频谱与波形资源,ISAC系统既能够保证高质量无线通信,又能够实现高精度雷达感知,有效缓解了稀缺的频谱资源与日益增长的业务需求之间的潜在矛盾^[5-8]。然而,面对低空复杂电磁环境,如何通过波束赋形设计充分挖掘空域自由度,以及如何确立以克拉美罗界(Cramér-Rao Bound, CRB)为核心的感知性能评估与优化范式,已成为当前通感一体化技术在低空领域进一步发展的瓶颈。

波束赋形技术依托多输入多输出(Multiple-Input Multiple-Output, MIMO)天线架构提供的空间复用与分集增益,通过优化阵列系数来实现通感信号在空域的能量聚焦与干扰抑制。近年来,利用该技术开发空域自由度以实现通感性能的协同提升,已引发学术界的广泛关注。早期研究主要侧重于复杂信道环境下

的干扰管理^[9-11]。文献[9]基于分布式竞争设计,通过波束赋形优化方法,实现了小区边缘用户的信干噪比(Signal-to-Interference-plus-Noise Ratio, SINR)最大化。文献[10]在全双工系统中提出收发波束联合优化算法,有效抑制了射频自干扰并提升了系统增益。在此基础上,为充分挖掘空域自由度并实现通信与感知性能的高效协同,波束联合优化逐渐成为研究热点^[12-14]。文献[12]设计了满足通信用户SINR约束且最小化角度估计CRB的双功能波束。文献[13]通过优化加权系数构建联合波束模型,在保障通信质量的同时最大化雷达感知性能。进一步地,面对实际系统固有的射频硬件限制,以及开放信道下日益增加的安全传输需求,波束赋形设计开始向兼顾硬件非理想特性与抗截获能力的方向拓展^[15-17]。文献[15]提出了一种恒模波形设计方法,在匹配期望雷达波束图的条件下,同时最小化通信信号失真,兼顾了雷达和通信性能。文献[16]利用空谱调制技术,在满足硬件与主瓣约束的条件下,通过抑制雷达旁瓣实现了多用户通信。文献[17]则利用旁瓣控制技术嵌入通信信息,实现了具备低截获概率特性的安全传输。

为了精确量化ISAC系统的感知能力,CRB作为无偏估计量方差的理论下界,被确立为衡量目标参数估计精度的核心指标。与传统方法仅关注波束方向

图的设计相比,基于 CRB 的理论分析与优化能够更本质地揭示系统在资源受限条件下的感知性能极限与通信感知权衡关系。围绕 CRB 这一理论指标,现有研究首先聚焦于通感性能的边界分析^[18-20]。文献[18]提出了涵盖基站模式与波形设计的统一性能评估框架,分析了协作感知的精度增益。文献[19]针对扩展目标推导了响应矩阵估计的 CRB,通过优化发射协方差结构实现了通信速率与感知性能的帕累托权衡。文献[20]同样聚焦扩展目标,通过求解 CRB 约束下的速率最大化问题,给出了最优协方差矩阵的半闭式解。在明确通感性能边界的基础上,以最小化 CRB 为导向的发射端优化策略相继被提出^[21-23]。文献[21]采用半正定松弛方法优化传输功率,在满足用户最低 SINR 要求的情况下,实现了目标感知的最优 CRB。文献[23]则针对多目标与色噪声环境,提出了以最小化 CRB 矩阵函数为目标的探测信号设计方法,并分析了距离压缩对参数估计性能的影响。为进一步适应实际复杂环境,基于 CRB 的优化模型逐渐向稳健性设计拓展^[24-25]。文献[24]考虑雷达散射截面积的随机性,构建了基于 CRB 的机会约束优化模型,实现了多目标定位精度约束高概率满足条件下的稳健功率分配。

尽管文献[12]已实现了以最小化 CRB 为目标的双功能波束赋形设计,有效提升了多目标定位精度,但其未考虑物理层安全问题,难以应对低空开放信道下极易发生的窃听威胁。鉴于此,本文借鉴文献[26]中关于窃听方向能量零陷的安全波形设计思路,将其引入面向低空目标的高精度感知优化框架中。具体而言,本文针对低空动态场景,构建了在严格限制窃听方向能量泄漏并保障通信服务质量的前提下,最小化低空感知目标角度估计 CRB 的波束赋形优化模型。最终,本文提出了一种基于交替方向惩罚法(Alternating Direction Penalty Method, ADPM)的迭代算法,以求解该非凸问题,实现了低空场景下感知精度与物理层安全性的协同提升。

本文所用符号及含义如表 1 所示。

1 系统模型

1.1 通信模型

如图 1 所示,本文考虑一个 MIMO ISAC 系统,该系统配备了均匀线性阵列(Uniform Linear Array, ULA),其中包括了 N_t 根发射天线和 N_r 根接收天线。每个天线阵元间的间距被设置为半波长。此外,该系统为 $K(K \leq N_t)$ 个下行通信链路的用户提供服务。因此,选用 $\mathbf{s}_k \in \mathbb{C}^{L \times 1}$ 表示向第 k 个通信用户传输的数据流,其中 $k = 1, 2, \dots, K, L$ 是码字长度。

表 1 本文所用符号及函数

Table 1 The symbols and functions used in this article

符号	含义
$\mathbf{X}, \mathbf{x}, x$	矩阵, 向量, 标量
$\mathbf{I}_N$	N 维单位矩阵
$(\cdot)^*, (\cdot)^T, (\cdot)^\dagger$	共轭, 转置, 共轭转置
$(\cdot)^{1/2}$	半正定(正定)矩阵的平方根矩阵
$(\cdot)^{-1}$	逆矩阵
$\text{tr}(\cdot)$	方阵的迹
$\text{diag}(\mathbf{x})$	将向量 $\mathbf{x}$ 的元素按对角顺序组成对角阵
$ \cdot , \ \cdot\ , \ \cdot\ _2, \ \cdot\ _\infty$	复数的模, 向量的欧几里得范数, 向量的无穷范数
$\text{Re}(\cdot), \text{Im}(\cdot)$	取实部, 取虚部
$\text{vec}(\mathbf{X})$	对矩阵 $\mathbf{X}$ 进行向量化操作
$\text{unvec}(\mathbf{x})_{m \times n}$	将向量 $\mathbf{x}$ 重新拼接成 $m \times n$ 维矩阵
$\otimes$	Kronecker 积
$\mathbf{X} \succeq 0 (\mathbf{X} \succ 0)$	$\mathbf{X}$ 是半正定(正定)矩阵

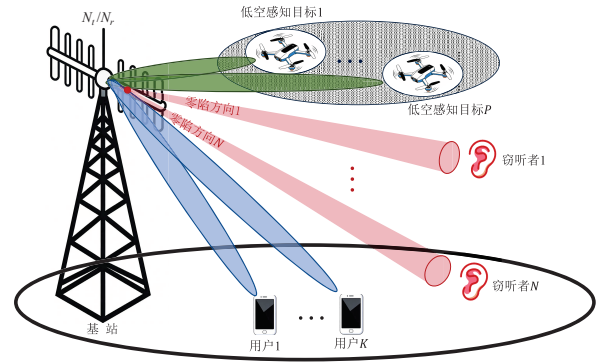


图 1 系统模型图

Figure 1 Diagram of the system model

为在保障多用户通信质量且有效预防窃听攻击的同时,实现对雷达目标的精准定位,本文考虑对发射波形进行波束赋形设计,旨在通信质量、物理层安全与感知精度之间寻求最优折中。因此,发射波形矩阵可表示为

$$\mathbf{X} = \mathbf{W}\mathbf{S} = \sum_{k=1}^K \mathbf{w}_k \mathbf{s}_k \quad (1)$$

其中, $\mathbf{W} = [\mathbf{w}_1, \mathbf{w}_2, \dots, \mathbf{w}_K] \in \mathbb{C}^{N_t \times K}$ 表示波束赋形矩阵, $\mathbf{S} = [\mathbf{s}_1, \mathbf{s}_2, \dots, \mathbf{s}_K]^T \in \mathbb{C}^{K \times L}$ 表示数据矩阵。此外,假设 K 个数据流是相互独立的,且每个数据流的单位功率为 1。因此,可以得到:

$$\frac{1}{L} \mathbf{S} \mathbf{S}^\dagger \approx \mathbf{I}_K \quad (2)$$

其中, $\mathbf{I}_K$ 表示 K 阶单位阵。因此,第 k 个通信用户所接收的信号可表示为

$$\mathbf{y}_{C,k} = \mathbf{X}^T \mathbf{h}_k + \mathbf{n}_{C,k} = \mathbf{y}_k + \mathbf{n}_{C,k} \quad (3)$$

其中, $\mathbf{h}_k \in \mathbb{C}^{N_r \times 1}$ 表示系统与第 k 个通信用户之间的信道响应向量, $\mathbf{n}_{C,k} \in \mathbb{C}^{L \times 1}$ 表示第 k 个通信用户接收端

的噪声, $\mathbf{y}_k$ 表示第 k 个通信用户所接收的期望信号与其他用户干扰信号的叠加。此外, 设 $\mathbf{d}_k$ 为第 k 个通信用户期望接收的信号。为了保证通信性能, 需满足:

$$\mathbf{y}_k = \mathbf{X}^T \mathbf{h}_k \approx \beta_k \mathbf{d}_k \quad (4)$$

其中, β_k 表示一个非零的标量, 用来保证逼近的有效性。为方便后续推导, 可将式(3)重写为

$$\mathbf{y}_{C,k} = \beta_k \mathbf{d}_k + (\mathbf{y}_k - \beta_k \mathbf{d}_k) + \mathbf{n}_{C,k} \quad (5)$$

该式清晰地展示了第 k 个通信用户接收信号的组成, 分别为期望信号、干扰信号和噪声。因此, 第 k 个通信用户的 SINR 可以被定义为

$$\begin{aligned} \text{SINR}_{C,k} &= \frac{\|\beta_k \mathbf{d}_k\|^2}{\|\mathbf{y}_k - \beta_k \mathbf{d}_k\|^2 + \|\mathbf{n}_{C,k}\|^2} \\ &= \frac{\|\beta_k \mathbf{d}_k\|^2}{\|\mathbf{y}_k - \beta_k \mathbf{d}_k\|^2 + L\sigma_{C,k}^2} \end{aligned} \quad (6)$$

其中, $\sigma_{C,k}^2$ 表示第 k 个通信用户的噪声功率水平。

除了 K 个通信用户外, 本文假设有 N 个窃听者, 试图捕获系统向用户所传输的信号。同理, 可定义向第 n 个窃听者传输的信号为

$$\mathbf{x}_{E,n} = \mathbf{X}^T \mathbf{g}_n \quad (7)$$

其中, $\mathbf{g}_n$ 表示系统与第 n 个窃听者之间的信道响应向量。为了方便处理, 本文假设信号在 ISAC 系统和窃听者间进行视距传播, 因此 $\mathbf{g}_n$ 可简化为

$$\mathbf{g}_n = \mathbf{a}_t(\theta_n^v) \quad (8)$$

其中, $\mathbf{a}_t$ 表示发射阵列的导向矢量, θ_n^v 表示第 n 个窃听者相对于系统的方向。

1.2 雷达模型

假设有 P 个低空感知目标, 其所处方向分别为 $\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_P$ 。在远场和窄带条件的假设下, 可定义 ISAC 系统接收到的回波信号为

$$\mathbf{Y}_R = \sum_{p=1}^P \alpha_p \mathbf{a}_r(\theta_p) \mathbf{a}_t^T(\theta_p) \mathbf{X} + \mathbf{N}_R \quad (9)$$

其中: $\mathbf{Y}_R \in \mathbb{C}^{N_r \times L}$ 表示接收回波信号矩阵; α_p 表示第 p 个目标的幅度; $\mathbf{a}_r(\theta_p)$ 和 $\mathbf{a}_t(\theta_p)$ 分别表示天线接收阵列和发射阵列在方向 θ_p 处的导向矢量; $\mathbf{N}_R$ 表示天线接收端噪声, 其噪声功率水平为 σ_R^2 。为便于后续处理, 本文将式(9)重写为矩阵乘积的形式。首先, 令 $\mathbf{A}_T = [\mathbf{a}_t(\theta_1), \mathbf{a}_t(\theta_2), \dots, \mathbf{a}_t(\theta_P)] \in \mathbb{C}^{N_t \times P}$,

$$\mathbf{A}_R = [\mathbf{a}_r(\theta_1), \mathbf{a}_r(\theta_2), \dots,$$

$\mathbf{a}_r(\theta_P)] \in \mathbb{C}^{N_r \times P}$, $\mathbf{B} = \text{diag}([\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_P])$ 。然后, 可以将 $\mathbf{Y}_R$ 重写为矩阵乘积的形式为

$$\begin{aligned} \mathbf{Y}_R &= \mathbf{A}_R \mathbf{B} \mathbf{A}_T^T \mathbf{X} + \mathbf{N}_R \\ &= \mathbf{A}_R \mathbf{Z} + \mathbf{N}_R \end{aligned} \quad (10)$$

其中, $\mathbf{Z} = \mathbf{B} \mathbf{A}_T^T \mathbf{X}$ 表示作用在接收阵列上的目标信号。

特别地, $\mathbf{Z}$ 中第 p 列对应着第 p 个感知目标。

需要注意的是, ISAC 系统的一项关键任务为基于接收信号 $\mathbf{Y}_R$ 来估计感知目标的角度 $\{\theta_p\} (p=1, 2, \dots, P)$, 该任务等效于估计参数 $\{\omega_p\} (p=1, 2, \dots, P)$, 二者满足关系式 $\omega_p = \pi \sin(\theta_p)$ 。本文选取 $\{\omega_p\} (p=1, 2, \dots, P)$ 估计量的 CRB 作为衡量估计精度的指标。假设噪声矩阵 $\mathbf{N}_R$ 的各列向量为独立同分布的随机变量, 且服从均值为零、协方差矩阵为 $\sigma_R^2 \mathbf{I}_{N_r}$ 的圆对称复高斯分布。参数向量 $[\boldsymbol{\omega}^T, \text{Re}(\boldsymbol{\alpha})^T, \text{Im}(\boldsymbol{\alpha})^T]^T$ 估计的 Fisher 信息矩阵可表示为

$$\mathbf{J} = \frac{2}{\sigma_R^2} \begin{bmatrix} \text{Re}(\mathbf{J}_{11}) & \text{Re}(\mathbf{J}_{12}) & -\text{Im}(\mathbf{J}_{12}) \\ \text{Re}^T(\mathbf{J}_{12}) & \text{Re}(\mathbf{J}_{22}) & -\text{Im}(\mathbf{J}_{22}) \\ -\text{Im}^T(\mathbf{J}_{12}) & -\text{Im}^T(\mathbf{J}_{22}) & \text{Re}(\mathbf{J}_{22}) \end{bmatrix} \quad (11)$$

其中, $\boldsymbol{\omega} = [\omega_1, \omega_2, \dots, \omega_P]^T$, $\boldsymbol{\alpha} = [\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_P]^T$ 。此外, $\mathbf{J}_{11}$ 、 $\mathbf{J}_{12}$ 、 $\mathbf{J}_{22}$ 的表达式如下:

$$\begin{aligned} \mathbf{J}_{11} &= (\dot{\mathbf{A}}_R^\dagger \dot{\mathbf{A}}_R) \odot (\mathbf{B}^* \mathbf{A}_T^* \mathbf{R}_X^* \mathbf{A}_T \mathbf{B}) \\ &\quad + (\dot{\mathbf{A}}_R^\dagger \mathbf{A}_R) \odot (\mathbf{B}^* \mathbf{A}_T^* \mathbf{R}_X^* \dot{\mathbf{A}}_T \mathbf{B}) \\ &\quad + (\mathbf{A}_R^\dagger \dot{\mathbf{A}}_R) \odot (\mathbf{B}^* \dot{\mathbf{A}}_T^* \mathbf{R}_X^* \mathbf{A}_T \mathbf{B}) \\ &\quad + (\mathbf{A}_R^\dagger \mathbf{A}_R) \odot (\mathbf{B}^* \dot{\mathbf{A}}_T^* \mathbf{R}_X^* \dot{\mathbf{A}}_T \mathbf{B}) \end{aligned} \quad (12)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{J}_{12} &= (\dot{\mathbf{A}}_R^\dagger \mathbf{A}_R) \odot (\mathbf{B}^* \mathbf{A}_T^* \mathbf{R}_X^* \mathbf{A}_T) \\ &\quad + (\mathbf{A}_R^\dagger \mathbf{A}_R) \odot (\mathbf{B}^* \dot{\mathbf{A}}_T^* \mathbf{R}_X^* \mathbf{A}_T) \end{aligned} \quad (13)$$

$$\mathbf{J}_{22} = (\mathbf{A}_R^\dagger \mathbf{A}_R) \odot (\mathbf{A}_T^* \mathbf{R}_X^* \mathbf{A}_T) \quad (14)$$

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{A}}_R &= [\dot{\mathbf{a}}_r(\omega_1), \dot{\mathbf{a}}_r(\omega_2), \dots, \dot{\mathbf{a}}_r(\omega_P)] \\ &= \left[\frac{\partial \mathbf{a}_r(\omega_1)}{\partial \omega_1}, \frac{\partial \mathbf{a}_r(\omega_2)}{\partial \omega_2}, \dots, \frac{\partial \mathbf{a}_r(\omega_P)}{\partial \omega_P} \right] \end{aligned} \quad (15)$$

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{A}}_T &= [\dot{\mathbf{a}}_t(\omega_1), \dot{\mathbf{a}}_t(\omega_2), \dots, \dot{\mathbf{a}}_t(\omega_P)] \\ &= \left[\frac{\partial \mathbf{a}_t(\omega_1)}{\partial \omega_1}, \frac{\partial \mathbf{a}_t(\omega_2)}{\partial \omega_2}, \dots, \frac{\partial \mathbf{a}_t(\omega_P)}{\partial \omega_P} \right] \end{aligned} \quad (16)$$

并且, $\mathbf{R}_X = \mathbf{X} \mathbf{X}^\dagger \approx L \mathbf{W} \mathbf{W}^\dagger$ 。

对应的 CRB 矩阵定义为

$$\mathbf{C} = \mathbf{F}^{-1} \quad (17)$$

鉴于该矩阵形式较为复杂, 难以直接分析。本文借鉴文献[12]的结论, 即随着接收阵元数 $N_r \gg 1$ 的增加, 参数 $\boldsymbol{\omega}$ 的估计均方误差存在上界为

$$\mathbf{C}_{\boldsymbol{\omega}}(p, p) \leq \frac{6\sigma_R^2}{|\alpha_p|^2 N_r^3 \mathbf{a}_t^\dagger(\theta_p) \mathbf{R}_X^* \mathbf{a}_t(\theta_p)} \quad (18)$$

2 问题建模

在下行链路通信中, 为确保第 k 个通信用户能够准确解调信息, 在理想情况下, 其信号 $\mathbf{y}_k$ 应严格逼近预设的期望信号 $\mathbf{d}_k$ 。然而, 由于无线信道的多径效应及多用户间的非正交性, 接收信号中不可避免地混入了来自其他用户的多用户干扰 (Multi-User Interfer-

ence, MUI)。本文将其定义为

$$\text{MUI}_k = \|\mathbf{y}_k - \mathbf{d}_k\|^2 \quad (19)$$

这种误差项的本质是接收信号矢量与期望信号矢量在信号空间中的欧氏距离。最小化该误差项能够抑制 MUI,从而有效降低通信误码率(Symbol Error Rate, SER)。此外,可发现若令 $\text{MUI}_k \approx 0$,则有 $\mathbf{y}_k \approx \mathbf{d}_k$,即接收信号与期望信号完全相同。这种硬性逼近虽然能够压制干扰,但严格限制了发射波形的幅度自由度。尤其对于 $\mathbf{y}_k = \beta_0 \mathbf{d}_k, \beta_0 \neq 1$ 的情况来说,系统不得不消耗巨大的发射功率来维持严格的线性关系,且极易产生高峰均比问题。

鉴于此,为在最小化干扰项能量和释放幅度自由度间寻求最优解,本文采用余弦相似度作为约束指标。余弦相似度约束的表达式为

$$\kappa(\mathbf{y}_k, \mathbf{d}_k) = \frac{|\mathbf{y}_k^\dagger \mathbf{d}_k|^2}{\|\mathbf{y}_k\|^2 \|\mathbf{d}_k\|^2} \geq \eta_k, \quad k=1, 2, \dots, K \quad (20)$$

其中, η_k 表示第 k 个通信用户的余弦相似度阈值。该约束实际上等价于在不固定缩放因子 β_k 的前提下最小化干扰误差。当 $\kappa(\mathbf{y}_k, \mathbf{d}_k) \rightarrow 1$ 时,则有 $\mathbf{y}_k \approx \beta_k \mathbf{d}_k$,即 $\mathbf{y}_k$ 在信号子空间中与 $\mathbf{d}_k$ 高度共线。

由于余弦相似度未对信号幅度进行约束,仅关注接收信号与期望信号在方向上的一致性,可能导致最终优化结果中的有用信号能量过低,最终致使信号淹没在噪声中,无法满足接收机解调所需的最低 SINR 门限。鉴于此,为确保通信链路的有效覆盖与可靠接收,本文引入接收能量约束为:

$$\mathbf{y}_k^\dagger \mathbf{y}_k \geq e_k^c, \quad k=1, 2, \dots, K \quad (21)$$

其中, e_k^c 表示第 k 个通信用户所接收信号的最小能量阈值。结合式(20)和式(21),在 $\kappa(\mathbf{y}_k, \mathbf{d}_k) \rightarrow 1$ 的条件下,可以证明 $\text{SINR}_{C,k}$ 满足:

$$\text{SINR}_{C,k} \approx \frac{\|\mathbf{y}_k\|^2}{L\sigma_{C,k}^2} \geq \frac{e_k^c}{L\sigma_{C,k}^2} \quad (22)$$

考虑到低空无线信道的广播特性,下行链路极易遭受非合作节点的窃听。为了从物理层切断信息泄露途径,必须在空域上对信号能量进行精准管控。本文通过波束赋形设计,在潜在窃听者的方向上形成深零陷,进而限制所有潜在窃听位置处的接收信号能量,使其严格低于安全阈值。该约束确保了即便窃听者具备一定的接收增益,其获取的信噪比(Signal-to-Noise Ratio, SNR)也无法满足信号解调的最低门槛,从而实现安全通信。窃听方向能量泄漏约束具体为

$$\mathbf{y}_k^\dagger \mathbf{y}_k \geq e_n^c, \quad k=1, 2, \dots, K \quad (23)$$

其中, e_n^c 表示窃听方向能量泄漏约束的阈值,代表传输信号向第 n 个窃听者方向泄漏的能量上限。特别

地,第 n 个窃听者的接收信号可表示为

$$\mathbf{y}_{E,n} = \alpha_{E,n} \mathbf{x}_{E,n} + \mathbf{n}_{E,n} = \alpha_{E,n} \mathbf{X}^T \mathbf{g}_n + \mathbf{n}_{E,n} \quad (24)$$

其中, $\alpha_{E,n}$ 表示第 n 个窃听者的接收信号幅度, $\mathbf{n}_{E,n}$ 表示第 n 个窃听者的接收机噪声。需指出,若满足式(23)中的约束条件,则第 n 个窃听者的接收 SNR 将满足:

$$\text{SINR}_{E,n} = \frac{|\alpha_{E,n}|^2 \|\mathbf{x}_{E,n}\|^2}{\|\mathbf{n}_{E,n}\|^2} \leq \frac{|\alpha_{E,n}|^2 e_n^v}{L\sigma_{E,n}^2} \quad (25)$$

其中, $\sigma_{E,n}^2$ 表示第 n 个窃听者的噪声功率水平。因此,通过设定足够小的能量阈值 e_n^v ,可使窃听者难以检测出有效信号,从而显著提升系统安全性。

综合上述关于感知精度界限、通信波形相似度及物理层窃听阻断的分析,本文建立了一种面向低空通感一体化的安全波束赋形优化模型。具体而言,在假设各感知目标具有同等重要性的前提下,该模型旨在严格满足系统总功率、通信波形相似度、用户接收能量以及窃听方向能量泄漏等多重约束的同时,最小化所有低空感知目标角度估计 CRB 的渐近上界之和。据此,该波束赋形优化问题可具体表述为

$$\begin{aligned} \min_{\mathbf{W}} \quad & \sum_{p=1}^P \frac{1}{|\alpha_p|^2 \mathbf{a}_t^T(\theta_p) \mathbf{W} \mathbf{W}^H \mathbf{a}_t^*(\theta_p)} \\ \text{s.t.} \quad & \text{C1: } \text{tr}(\mathbf{W} \mathbf{W}^H) \leq P_T \\ & \text{C2: } \kappa(\mathbf{y}_k, \mathbf{d}_k) \geq \eta_k, \quad k=1, 2, \dots, K \\ & \text{C3: } \mathbf{y}_k^\dagger \mathbf{y}_k \geq e_k^c, \quad k=1, 2, \dots, K \\ & \text{C4: } \mathbf{x}_{E,n}^\dagger \mathbf{x}_{E,n} \leq e_n^v, \quad n=1, 2, \dots, N \end{aligned} \quad (26)$$

其中, $P_T = \hat{P}_T/L$, $\hat{P}_T$ 表示系统总功率。

3 波束赋形设计方案

3.1 增广拉格朗日函数构建

为便于后续向量化操作,需要将优化问题的目标函数重写为

$$\sum_{p=1}^P \frac{1}{|\alpha_p|^2 \text{tr}(\mathbf{W}^H \hat{\mathbf{A}}_p \mathbf{W})} \quad (27)$$

其中, $\hat{\mathbf{A}}_p = \mathbf{a}_t^*(\theta_p) \mathbf{a}_t^T(\theta_p)$ 。

利用事实 $\text{tr}(\mathbf{A}^T \mathbf{B}) = \text{vec}^T(\mathbf{A}) \text{vec}(\mathbf{B})$ 和 $\text{tr}(\mathbf{ABCD}) = \text{vec}^T(\mathbf{D})(\mathbf{A} \otimes \mathbf{C}^T) \text{vec}(\mathbf{B}^T)$,对优化问题进行向量化操作,可以得到:

$$\text{tr}(\mathbf{W}^H \hat{\mathbf{A}}_p \mathbf{W}) = \mathbf{u}^\dagger \mathbf{A}_p \mathbf{u} \quad (28)$$

$$\text{tr}(\mathbf{W} \mathbf{W}^H) = \mathbf{u}^\dagger \mathbf{u} \quad (29)$$

其中, $\mathbf{u} = \text{vec}(\mathbf{W})$ 表示波束赋形矩阵 $\mathbf{W}$ 的向量化, $\mathbf{A}_p = \mathbf{I}_K \otimes \hat{\mathbf{A}}_p^T$ 。注意到优化问题(26)的最优解,必须要满足 $\text{tr}(\mathbf{W} \mathbf{W}^H) = P_T$ 。基于上述观察,可以进行以下构造。

令 $\mathbf{D}_t^s = (\mathbf{I}_L \otimes \mathbf{h}_t^*) (\eta_t \|\mathbf{d}_t\|^2 \mathbf{I} - \mathbf{d}_t \mathbf{d}_t^H) (\mathbf{I}_L \otimes \mathbf{h}_t^T)$ 和 $\mathbf{Q}_t^s = (\mu_t^s \mathbf{I} + \mathbf{D}_t^s) / (\mu_t^s \hat{P}_T)$, 其中 μ_t^s 为确保 $\mathbf{Q}_t^s \geq 0$, $t=1, 2, \dots, K$

的非负常数,从而余弦相似度约束可以被重新表示为

$$\mathbf{x}^\dagger \mathbf{Q}_t^s \mathbf{x} \leq 1, \quad t=1, 2, \dots, K \quad (30)$$

其中, $\mathbf{x} = \text{vec}(\mathbf{X})$ 。利用矩阵向量化的性质,可得到:

$$\mathbf{x} = \text{vec}(\mathbf{W}\mathbf{S}) = (\mathbf{S}^T \otimes \mathbf{I}_{N_r}) \text{vec}(\mathbf{W}) = (\mathbf{S}^T \otimes \mathbf{I}_{N_r}) \mathbf{u} \quad (31)$$

因此,将 $\mathbf{u}$ 作为变量,对式(30)进行重新表述可得:

$$\begin{aligned} \mathbf{u}^\dagger (\mathbf{S}^T \otimes \mathbf{I}_{N_r})^\dagger \mathbf{Q}_t^s (\mathbf{S}^T \otimes \mathbf{I}_{N_r}) \mathbf{u} &\leq 1, \quad t=1, 2, \dots, K \\ \Leftrightarrow \mathbf{u}^\dagger \mathbf{Q}_t^{s,u} \mathbf{u} &\leq 1, \quad t=1, 2, \dots, K \end{aligned} \quad (32)$$

其中, $\mathbf{Q}_t^{s,u} = (\mathbf{S}^T \otimes \mathbf{I}_{N_r})^\dagger \mathbf{Q}_t^s (\mathbf{S}^T \otimes \mathbf{I}_{N_r}) \geq 0$ 。

同理,定义 $\mathbf{D}_k^c = \mathbf{I}_L \otimes (\mathbf{h}_k^* \mathbf{h}_k^T)$ 和 $\mathbf{Q}_k^c = (\mu_k^c \mathbf{I} - \mathbf{D}_k^c) / (\mu_k^c \hat{P}_T - e_k^c)$, 其中 μ_k^c 为确保 $\mathbf{Q}_k^c \geq 0$, $k=1, 2, \dots, K$ 的非负常数。因此,接收能量约束被重新表示为

$$\mathbf{x}^\dagger \mathbf{Q}_k^c \mathbf{x} \leq 1, \quad k=1, 2, \dots, K \quad (33)$$

再将 $\mathbf{u}$ 作为变量,对式(33)进行重新表述可得:

$$\begin{aligned} \mathbf{u}^\dagger (\mathbf{S}^T \otimes \mathbf{I}_{N_r})^\dagger \mathbf{Q}_k^c (\mathbf{S}^T \otimes \mathbf{I}_{N_r}) \mathbf{u} &\leq 1, \quad k=1, 2, \dots, K \\ \Leftrightarrow \mathbf{u}^\dagger \mathbf{Q}_k^{c,u} \mathbf{u} &\leq 1, \quad k=1, 2, \dots, K \end{aligned} \quad (34)$$

其中, $\mathbf{Q}_k^{c,u} = (\mathbf{S}^T \otimes \mathbf{I}_{N_r})^\dagger \mathbf{Q}_k^c (\mathbf{S}^T \otimes \mathbf{I}_{N_r}) \geq 0$ 。

再令 $\mathbf{D}_n^v = \mathbf{I}_L \otimes (\mathbf{g}_n^* \mathbf{g}_n^T)$ 和 $\mathbf{Q}_n^v = \mathbf{D}_n^v / e_n^v$ 。易证明 $\mathbf{Q}_n^v \geq 0$, $n=1, 2, \dots, N$ 。因此,窃听方向能量泄漏约束可重写为

$$\mathbf{x}^\dagger \mathbf{Q}_n^v \mathbf{x} \leq 1, \quad n=1, 2, \dots, N \quad (35)$$

再将 $\mathbf{u}$ 作为变量,对式(35)进行重新表述:

$$\begin{aligned} \mathbf{u}^\dagger (\mathbf{S}^T \otimes \mathbf{I}_{N_r})^\dagger \mathbf{Q}_n^v (\mathbf{S}^T \otimes \mathbf{I}_{N_r}) \mathbf{u} &\leq 1, \quad n=1, 2, \dots, N \\ \Leftrightarrow \mathbf{u}^\dagger \mathbf{Q}_n^{v,u} \mathbf{u} &\leq 1, \quad n=1, 2, \dots, N \end{aligned} \quad (36)$$

其中, $\mathbf{Q}_n^{v,u} = (\mathbf{S}^T \otimes \mathbf{I}_{N_r})^\dagger \mathbf{Q}_n^v (\mathbf{S}^T \otimes \mathbf{I}_{N_r}) \geq 0$ 。

为了方便书写,下面将通信波形相似度约束、接收能量约束和窃听方向能量泄漏约束进行表达式的统一。首先,令 $\mathbf{F}_i = \mathbf{Q}_i^{s,u}$, 其中 $i=1, 2, \dots, K$, $t=i$ 。其次,令 $\mathbf{F}_j = \mathbf{Q}_j^{c,u}$, 其中 $j=K+1, K+2, \dots, 2K$, $k=j-K$ 。最后,令 $\mathbf{F}_k = \mathbf{Q}_k^{v,u}$, 其中 $k=2K+1, 2K+2, \dots, 2K+N$, $n=k-2K$ 。综上所述,优化问题(26)可重新表述为

$$\begin{aligned} \min_{\mathbf{u}} \quad & \sum_{p=1}^P \frac{1}{|\alpha_p|^2 \mathbf{u}^\dagger \mathbf{A}_p \mathbf{u}} \\ \text{s.t.} \quad & \text{C1: } \mathbf{u}^\dagger \mathbf{u} = P_T \\ & \text{C2~C4: } \mathbf{u}^\dagger \mathbf{F}_i \mathbf{u} \leq 1, \quad i=1, 2, \dots, 2K+N \end{aligned} \quad (37)$$

通过分裂变量以及引入辅助变量 $\{\mathbf{z}_p\}$ 和 $\{\mathbf{m}_i\}$ 的方式,可将优化问题(37)重构为

$$\begin{aligned} \min_{\mathbf{u}, \{\mathbf{z}_p\}, \{\mathbf{m}_i\}} \quad & \sum_{p=1}^P \frac{1}{|\alpha_p|^2 \mathbf{z}_p^\dagger \mathbf{z}_p} \\ \text{s.t.} \quad & \mathbf{z}_p = \mathbf{A}_p^{1/2} \mathbf{u}, \quad p=1, 2, \dots, P \\ & \mathbf{m}_i = \mathbf{F}_i^{1/2} \mathbf{u}, \quad i=1, 2, \dots, 2K+N \\ & \|\mathbf{m}_i\|^2 \leq 1, \quad i=1, 2, \dots, 2K+N \\ & \mathbf{u}^\dagger \mathbf{u} = P_T \end{aligned} \quad (38)$$

最终,得到原始问题的增广拉格朗日函数,具体如下

$$\begin{aligned} \bar{\mathcal{L}}(\mathbf{u}, \{\mathbf{z}_p\}, \{\zeta_p\}, \{\rho_p\}, \{\mathbf{m}_i\}, \{\mathbf{v}_i\}, \{\tau_i\}) \\ = \sum_{p=1}^P \left[|\alpha_p|^{-2} (\mathbf{z}_p^\dagger \mathbf{z}_p)^{-1} + \frac{\rho_p}{2} \left(\|\mathbf{z}_p - \mathbf{A}_p^{1/2} \mathbf{u} + \zeta_p\|^2 - \|\zeta_p\|^2 \right) \right] \\ + \sum_{i=1}^{2K+N} \frac{\tau_i}{2} \left(\|\mathbf{m}_i - \mathbf{F}_i^{1/2} \mathbf{u} + \mathbf{v}_i\|^2 - \|\mathbf{v}_i\|^2 \right) \end{aligned} \quad (39)$$

其中, $\{\zeta_p\}, \{\mathbf{v}_i\}$ 表示等式约束对应乘子, $\{\rho_p\}, \{\tau_i\}$ 表示等式约束对应的惩罚系数。

3.2 基于ADPM的迭代求解算法

本文使用ADPM算法对增广拉格朗日函数形式的优化问题进行求解。设所提出的ADPM算法已经进行 r 次迭代,则在第 $r+1$ 次迭代时,依次进行以下步骤:

$$\begin{aligned} \mathbf{u}^{(r+1)} = \underset{\mathbf{u}}{\text{argmin}} \quad & \bar{\mathcal{L}}(\mathbf{u}, \{\mathbf{z}_p^{(r)}\}, \{\zeta_p^{(r)}\}, \\ & \{\rho_p^{(r)}\}, \{\mathbf{m}_i^{(r)}\}, \{\mathbf{v}_i^{(r)}\}, \{\tau_i^{(r)}\}) \end{aligned} \quad (40)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{z}_p^{(r+1)} = \underset{\mathbf{z}_p}{\text{argmin}} \quad & \bar{\mathcal{L}}(\mathbf{u}^{(r+1)}, \{\mathbf{z}_p\}, \{\zeta_p^{(r)}\}, \\ & \{\rho_p^{(r)}\}, \{\mathbf{m}_i^{(r)}\}, \{\mathbf{v}_i^{(r)}\}, \{\tau_i^{(r)}\}) \end{aligned} \quad (41)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{m}_i^{(r+1)} = \underset{\mathbf{m}_i}{\text{argmin}} \quad & \bar{\mathcal{L}}(\mathbf{u}^{(r+1)}, \{\mathbf{z}_p^{(r+1)}\}, \{\zeta_p^{(r)}\}, \\ & \{\rho_p^{(r)}\}, \{\mathbf{m}_i\}, \{\mathbf{v}_i^{(r)}\}, \{\tau_i^{(r)}\}) \end{aligned} \quad (42)$$

然后,对惩罚系数和乘子进行更新如下:

$$\rho_p^{(r+1)} = \begin{cases} \rho_p^{(r)}, & \Delta o_{\rho_p}^{(r+1)} \leq \delta_{\rho_p}^1 \Delta o_{\rho_p}^{(r)} \\ \rho_p^{(r)} \delta_{\rho_p}^2, & \text{else} \end{cases} \quad (43)$$

$$\tau_i^{(r+1)} = \begin{cases} \tau_i^{(r)}, & \Delta o_{\tau_i}^{(r+1)} \leq \delta_{\tau_i}^1 \Delta o_{\tau_i}^{(r)} \\ \tau_i^{(r)} \delta_{\tau_i}^2, & \text{else} \end{cases} \quad (44)$$

$$\zeta_p^{(r+1)} = \begin{cases} \tilde{\zeta}_p^{(r+1)}, & \|\tilde{\zeta}_p^{(r+1)}\|_\infty \leq \varpi_p^1 \\ \tilde{\zeta}_p^{(r+1)} / \|\tilde{\zeta}_p^{(r+1)}\|_\infty, & \text{else} \end{cases} \quad (45)$$

$$\mathbf{v}_i^{(r+1)} = \begin{cases} \tilde{\mathbf{v}}_i^{(r+1)}, & \|\tilde{\mathbf{v}}_i^{(r+1)}\|_\infty \leq \varpi_i^2 \\ \tilde{\mathbf{v}}_i^{(r+1)} / \|\tilde{\mathbf{v}}_i^{(r+1)}\|_\infty, & \text{else} \end{cases} \quad (46)$$

其中:

$$\Delta o_{\rho_p}^{(r+1)} = \|\mathbf{z}_p^{(r+1)} - \mathbf{A}_p^{1/2} \mathbf{u}^{(r+1)}\| \quad (47)$$

$$\Delta o_{\tau_i}^{(r+1)} = \|\mathbf{m}_i^{(r+1)} - \mathbf{F}_i^{1/2} \mathbf{u}^{(r+1)}\|$$

$$\begin{aligned} \tilde{\zeta}_p^{(r+1)} &= \zeta_p^{(r)} + \rho_p^{(r+1)} (\mathbf{z}_p^{(r+1)} - \mathbf{A}_p^{1/2} \mathbf{u}^{(r+1)}) \\ \tilde{\mathbf{v}}_i^{(r+1)} &= \mathbf{v}_i^{(r)} + \tau_i^{(r+1)} (\mathbf{m}_i^{(r+1)} - \mathbf{F}_i^{1/2} \mathbf{u}^{(r+1)}) \end{aligned} \quad (48)$$

$0 < \delta_{\rho_p}^1 < 1, 0 < \delta_{\tau_i}^1 < 1, \delta_{\rho_p}^2, \delta_{\tau_i}^2$ 均大于1但与1接近。

而 ϖ_p^1 和 ϖ_i^2 均为非常大的正数。

(1) 对子问题(40)进行求解。需将该子问题重

写为

$$\begin{aligned} \min_{\mathbf{u}} \quad & \sum_{p=1}^P \frac{\rho_p}{2} \left(\left\| \mathbf{z}_p - \mathbf{A}_p^{1/2} \mathbf{u} + \boldsymbol{\zeta}_p \right\|^2 \right) \\ & + \sum_{i=1}^{2K+N} \frac{\tau_i}{2} \left(\left\| \mathbf{m}_i - \boldsymbol{\Gamma}_i^{1/2} \mathbf{u} + \mathbf{v}_i \right\|^2 \right) \\ \text{s.t.} \quad & \mathbf{u}^\dagger \mathbf{u} = P_T \end{aligned} \quad (49)$$

令:

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_{\text{sum}} &= \sum_{p=1}^P \rho_p \mathbf{A}_p + \sum_{i=1}^{2K+N} \tau_i \boldsymbol{\Gamma}_i \\ \mathbf{h}_{\text{sum}} &= \sum_{p=1}^P \rho_p \mathbf{A}_p^{1/2} (\mathbf{z}_p + \boldsymbol{\zeta}_p) + \sum_{i=1}^{2K+N} \tau_i \boldsymbol{\Gamma}_i^{1/2} (\mathbf{m}_i + \mathbf{v}_i) \end{aligned} \quad (50)$$

因此,问题(49)可以被重新建模为

$$\begin{aligned} \min_{\mathbf{u}} \quad & \frac{1}{2} \mathbf{u}^\dagger \mathbf{R}_{\text{sum}} \mathbf{u} - \text{Re}(\mathbf{u}^\dagger \mathbf{h}_{\text{sum}}) \\ \text{s.t.} \quad & \mathbf{u}^\dagger \mathbf{u} = P_T \end{aligned} \quad (52)$$

该问题能够通过拉格朗日乘子法进行求解,具体如以下步骤。首先,构造问题(52)的拉格朗日函数形式:

$$L(\mathbf{u}, \lambda_1) = \frac{1}{2} \mathbf{u}^\dagger \mathbf{R}_{\text{sum}} \mathbf{u} - \text{Re}(\mathbf{u}^\dagger \mathbf{h}_{\text{sum}}) + \frac{\lambda_1}{2} (\mathbf{u}^\dagger \mathbf{u} - P) \quad (53)$$

其中, λ_1 表示等式约束对应的乘子。然后,对 $L = L(\mathbf{u}, \lambda_1)$ 求偏导,令其关于 $\mathbf{u}$ 的导数为零,可以得到:

$$\mathbf{u} = (\mathbf{R}_{\text{sum}} + \lambda_1 \mathbf{I})^{-1} \mathbf{h}_{\text{sum}} \quad (54)$$

其中,乘子 λ_1 可以通过求解以下方程来得到:

$$\mathbf{h}_{\text{sum}}^\dagger (\mathbf{R}_{\text{sum}} + \lambda_1 \mathbf{I})^{-2} \mathbf{h}_{\text{sum}} = P_T \quad (55)$$

该方程可以通过牛顿法或二分法获得数值解。

(2)对子问题(41)进行求解。可以将该子问题重写为以下形式:

$$\min_{\mathbf{z}_p} \left| \alpha_p \right|^{-2} (\mathbf{z}_p^\dagger \mathbf{z}_p)^{-1} + \frac{\rho_p}{2} \left\| \mathbf{z}_p - \mathbf{A}_p^{1/2} \mathbf{u} + \boldsymbol{\zeta}_p \right\|^2 \quad (56)$$

令:

$$\mathbf{b}_p = \mathbf{A}_p^{1/2} \mathbf{u} - \boldsymbol{\zeta}_p \quad (57)$$

则式(56)可以进一步简化为

$$\min_{\mathbf{z}_p} \left| \alpha_p \right|^{-2} (\mathbf{z}_p^\dagger \mathbf{z}_p)^{-1} + \frac{\rho_p}{2} \left(\left\| \mathbf{z}_p \right\|^2 - 2 \text{Re}(\mathbf{b}_p^\dagger \mathbf{z}_p) \right) \quad (58)$$

根据柯西-施瓦茨不等式,能得到以下式子:

$$\text{Re}(\mathbf{b}_p^\dagger \mathbf{z}_p) \leq \left\| \mathbf{b}_p \right\| \left\| \mathbf{z}_p \right\| \quad (59)$$

当且仅当 $\mathbf{z}_p = \chi_p \mathbf{b}_p$ 时取等号,其中 $\chi_p > 0$ 。将 $\mathbf{z}_p = \chi_p \mathbf{b}_p$ 带入式(58),进一步求解:

$$\begin{aligned} \min_{\chi_p} \quad & \left| \alpha_p \right|^{-2} \left\| \mathbf{b}_p \right\|^2 \chi_p^{-2} + \frac{\rho_p}{2} \left\| \mathbf{b}_p \right\|^2 (\chi_p^2 - 2\chi_p) \\ \text{s.t.} \quad & \chi_p > 0 \end{aligned} \quad (60)$$

该问题是一个凸规划问题,因为目标函数的二阶导数为非负数,且约束是半空间约束。因此,目标函数的驻点即为问题(60)的全局极小点。令目标函数关于 χ_p 的导数为零,可得:

$$\rho_p \left\| \mathbf{b}_p \right\|^2 (\chi_p^4 - \chi_p^3) - 2 \left| \alpha_p \right|^{-2} \left\| \mathbf{b}_p \right\|^2 = 0 \quad (61)$$

问题(61)可以使用 Ferrari 方法解决。同时注意到,上述方程有一个正解,记为 $\hat{\chi}_p$,则最优解 $\hat{\mathbf{z}}_p$ 形式为

$$\hat{\mathbf{z}}_p = \hat{\chi}_p \mathbf{b}_p \quad (62)$$

(3)对子问题(42)进行求解。对子问题进行重写,得到以下形式:

$$\begin{aligned} \min_{\mathbf{m}_i} \quad & \left\| \mathbf{m}_i - \boldsymbol{\Gamma}_i^{1/2} \mathbf{u} + \mathbf{v}_i \right\|^2 \\ \text{s.t.} \quad & \left\| \mathbf{m}_i \right\|^2 \leq 1 \end{aligned} \quad (63)$$

令:

$$\mathbf{q}_i = \boldsymbol{\Gamma}_i^{1/2} \mathbf{u} - \mathbf{v}_i \quad (64)$$

易得该问题的闭式解为

$$\mathbf{m}_i = \mathbf{q}_i / \left\| \mathbf{q}_i \right\| \cdot \min(\left\| \mathbf{q}_i \right\|, 1) \quad (65)$$

综上所述,本文所提出的基于 ADPM 的迭代求解算法如算法 1 所示。

算法 1 基于 ADPM 的迭代求解算法

1. 设定迭代次数 $r=0$,最大迭代次数 $T_{\max}$,收敛阈值 ε 。初始化原始变量 $\mathbf{u}^{(0)}, \{\mathbf{z}_p^{(0)}\}, \{\mathbf{m}_i^{(0)}\}$,初始化拉格朗日乘子 $\{\zeta_p^{(0)}\}, \{\mathbf{v}_i^{(0)}\}$,以及初始化惩罚系数 $\{\rho_p^{(0)}\}, \{\tau_i^{(0)}\}$
WHILE $\left\| \mathbf{u}^{(r+1)} - \mathbf{u}^{(r)} \right\| \geq \varepsilon$ and $r < T_{\max}$ DO
 2. 更新变量 $\mathbf{u}^{(r+1)}$:通过求解子问题(40),计算并更新 $\mathbf{u}^{(r+1)}$
 3. 更新变量集 $\{\mathbf{z}_p^{(r+1)}\}$:通过求解子问题(41),计算并更新变量集 $\{\mathbf{z}_p^{(r+1)}\}$
 4. 更新变量集 $\{\mathbf{m}_i^{(r+1)}\}$:通过求解子问题(42),计算并更新变量集 $\{\mathbf{m}_i^{(r+1)}\}$
 5. 更新乘子和惩罚系数:根据式(43)~式(46),计算并更新拉格朗日乘子和惩罚系数
 6. $r = r + 1$
- END WHILE
7. 输出最优解 $\mathbf{u}^*$,得到最优波束赋形矩阵 $\mathbf{W}^* = \text{unvec}_{N_t \times K}(\mathbf{u}^*)$

3.3 算法收敛性与复杂度分析

本文所提算法的收敛性由 ADPM 的理论框架严格保证。首先,鉴于原始优化问题因二次等式约束和二次不等式约束而具有非凸特性,本算法引入辅助变量 $\{\mathbf{z}_p\}$ 与 $\{\mathbf{m}_i\}$,将原有的复杂耦合约束分离为针对原始变量 $\mathbf{u}$ 以及辅助变量 $\{\mathbf{z}_p\}, \{\mathbf{m}_i\}$ 的独立子问题。其次,采用块坐标下降策略,在每次迭代中交替最小化增广拉格朗日函数 $\tilde{\mathcal{L}}(\mathbf{u}, \{\mathbf{z}_p\}, \{\boldsymbol{\zeta}_p\}, \{\rho_p\}, \{\mathbf{m}_i\}, \{\mathbf{v}_i\}, \{\tau_i\})$ 。特别地,针对原始变量的二次规划子问题与针对辅助变量的投影子问题均可获得闭式解或高精度数值解。最后,通过惩罚系数的自适应更新策略,迫使迭代序列的极限点能够满足可行性约束,以确保本算法的收敛性。

所提出的基于 ADPM 的波束赋形算法的计算复杂度,主要取决于原始变量 $\mathbf{u}$,辅助变量 $\{\mathbf{z}_p\}, \{\mathbf{m}_i\}$,以

及乘子和惩罚系数的迭代更新。本文对单次迭代的复杂度分析如下。

首先,分析原始变量 $\mathbf{u}$ 更新的复杂度。更新 $\mathbf{u}$ 需要构建矩阵 $\mathbf{R}_{\text{sum}}$ 和向量 $\mathbf{h}_{\text{sum}}$, 然后求解一个二次规划问题, 该步骤需要进行特征值分解来实现, 其复杂度为 $\mathcal{O}((N_t K)^3)$ 。此外, 寻找最优拉格朗日乘子 λ_1 的复杂度为 $\mathcal{O}(T_{\lambda_1} (N_t K)^2)$, 其中 T_{λ_1} 为牛顿法或二分法的迭代次数。因此, 该部分的主要计算开销为 $\mathcal{O}((N_t K)^3)$ 。

其次, 分析辅助变量 $\{\mathbf{z}_p\}$ 更新的复杂度。对于 P 个低空感知目标, 更新每个 $\mathbf{z}_p$ 都涉及一次矩阵向量乘法 $\mathbf{A}_p^{1/2} \mathbf{u}$ 和求解一个标量四次方程。因此, 该部分的主要计算开销为 $\mathcal{O}(P(N_t K)^2)$ 。

再次, 分析辅助变量 $\{\mathbf{m}_i\}$ 更新的复杂度。 $\{\mathbf{m}_i\}$ 共有 $2K+N$ 个元素, 更新每个 $\mathbf{m}_i$ 都涉及一次矩阵向量乘法 $\mathbf{F}_i^{1/2} \mathbf{u}$ 。因此, 该部分的主要计算开销为 $\mathcal{O}((2K+N)(N_t K)^2)$ 。

最后, 分析乘子与惩罚系数更新的复杂度。乘子 $\{\zeta_p\}$ 、 $\{\mathbf{v}_i\}$ 与惩罚系数的更新 $\{\rho_p\}$ 、 $\{\tau_i\}$ 仅涉及线性运算, 其复杂度大致为 $\mathcal{O}((P+2K+N)(N_t K))$ 。因此, 假设所提出的 ADPM 算法在 T_{ADPM} 次迭代后收敛, 则该算法的总计算复杂度可表示为

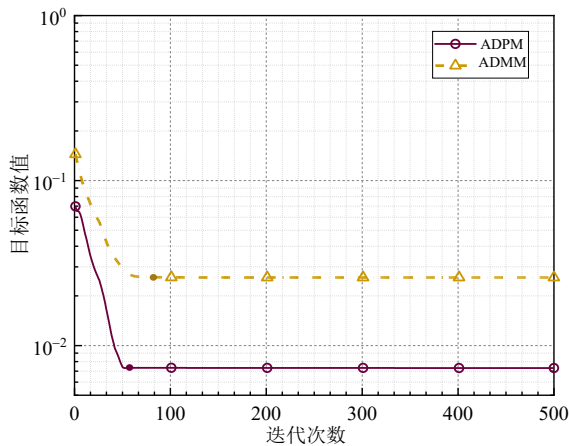
$$\mathcal{O}(T_{\text{ADPM}}[(N_t K)^3 + (P+2K+N)(N_t K)^2]) \quad (66)$$

4 仿真分析

本节对所提算法的性能进行仿真验证。首先, 本

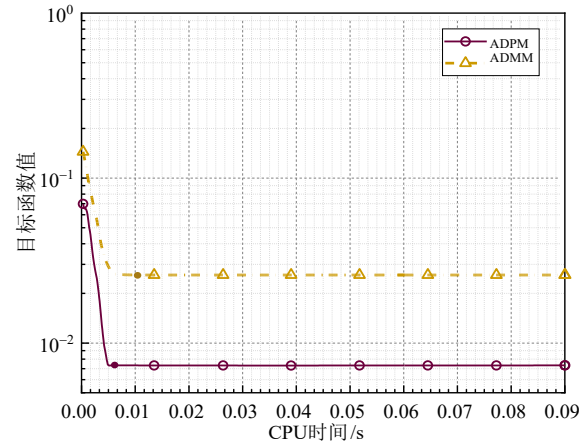
文考虑一个配置了 ULA 的共址 MIMO ISAC 系统, 天线阵元间距设为半波长。基于初始化参数, 系统服务于 $K=2$ 个位于 $\theta_{\text{user}}=\pm 10^\circ$ 的合法通信用户, 同时探测 $P=2$ 个位于 $\theta_{\text{target}}=\pm 45^\circ$ 的低空感知目标, 并抑制来自 $\theta_{\text{eve}}=0^\circ$ 方向的 $N=1$ 个潜在窃听者的干扰。发射功率预算设为 $\hat{P}_T=30$ dBm。为了保证波形的自由度与通信安全性, 余弦相似度阈值均设为 $\eta=0.9999$, 且对窃听者的最大容忍能量泄露严格限制在总功率的 0.1% 以内。噪声建模为零均值单位方差的复高斯白噪声。

图 2 展示了在 $N_t=N_r=5$ 和 $L=3$ 的配置下, 本文所提出的 ADPM 算法与传统交替方向乘子法 (Alternating Direction Method of Multipliers, ADMM) 算法的收敛性能对比。具体来说, 图 2(a) 刻画了目标函数值随迭代次数的变化情况, 可以清晰地看到, 基于 ADPM 算法的曲线在最初的 60 次迭代内迅速下降, 随后平稳收敛。这是因为 ADPM 算法的自适应惩罚系数更新机制, 能够根据迭代过程动态调整惩罚项的权重, 从而既保证了收敛效果又提高了收敛速度。相比之下, 传统的 ADMM 算法往往需要在收敛速度和稳定性之间做取舍, 容易出现收敛过慢和收敛效果差的问题。此外, 为了更加直观地展示两种算法的收敛速度对比, 图 2(b) 进一步给出了目标函数值随 CPU 运行时间的变化曲线。可以观察到, 仍然是所提算法的收敛速度最快。这是因为 ADPM 算法的惩罚系数会逐渐增大, 进而导致辅助变量的迭代步长更大, 使得原始残差更快速地下降。



(a) 目标函数值与迭代次数的关系

(a) The relationship between the objective function value and the number of iterations



(b) 目标函数值与CPU时间的关系

(b) The relationship between the objective function value and CPU time

图2 所提ADPM算法与传统ADMM算法的收敛速度对比

Figure 2 Comparison of the convergence speed between the proposed ADPM algorithm and the traditional ADMM algorithm

图 3 展示了在 $N_t = N_r = 16$ 和 $L = 20$ 的配置下,系统针对不同算法所产生的波束响应方向图。图 3 显示,本文算法所产生的发射波束在低空感知目标和通信用户方向形成了高增益的主波束,保证了高质量的感知和通信性能。同时在窃听者方向形成了极深的零陷,这说明算法成功地将发射能量避开了窃听者方向,从而在物理层面上有效地阻断了窃听行为,验证了所提方案在保障通信安全方面的有效性。通过比较分析可以看出,对比算法往往难以兼顾波束指向精度与零陷深度。它们要么无法在窃听方向形成足够深的零陷,存在严重的安全隐患,要么在强行抑制窃听能量时破坏了主瓣形状,导致感知和通信方向的增益显著下降。相比之下,本文提出的 ADPM 算法在不牺牲主瓣性能的前提下实现了对窃听者的精准抑制。

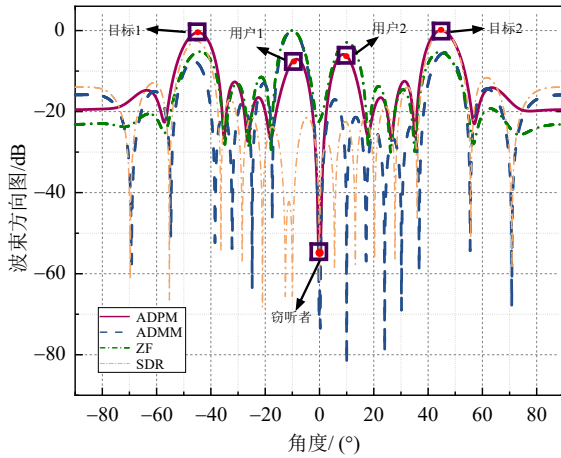


图 3 各算法的波束方向图

Figure 3 Beam pattern diagrams of each algorithm

图 4 展示了在 $N_t = N_r = 5$ 的配置下,系统目标函数值随码字长度 L 的变化曲线。从图中趋势可以清晰地观察到,随着码字长度 L 的增加,目标函数值呈现显著下降趋势,并逐渐趋于平缓。产生该现象的原因为:码字长度 L 直接决定了发射波形的时域自由度,增加 L 意味着在时间维度上引入了更多的优化维度,从而扩展了优化问题的可行域。通过比较分析,在相同的码长条件下,本文提出的 ADPM 算法所获得的目标函数值始终低于对比方案。这说明 ADPM 算法能够更高效地利用增加的时域自由度来满足恒模与相似度约束,从而在更大的解空间内搜索到更优的波形解,有效降低了系统的综合成本。

图 5 展示了在 $N_t = 4$ 和 $L = 3$ 的配置下,角度估计的均方根误差(Root Mean Square Error, RMSE)随 N_r 的变化曲线。角度估计的 RMSE 定义为

$$\text{RMSE} = \sqrt{\frac{1}{J} \sum_{j=1}^J \sum_{p=1}^P (\hat{\theta}_{j,p} - \theta_p)^2} \quad (67)$$

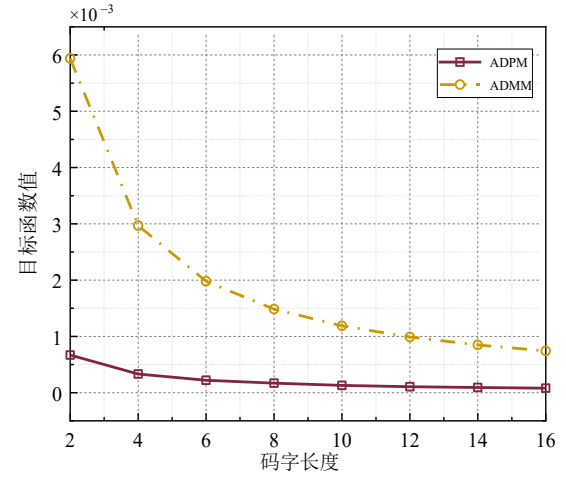


图 4 目标函数值与码字长度的关系

Figure 4 The relationship between the objective function value and the codeword length

其中, J 为独立蒙特卡罗试验次数, $\hat{\theta}_{j,p}$ 为第 j 次试验中关于 θ_p 的极大似然估计。图 5 中显示,随着 N_r 的增加,接收孔径不断扩大,显著提升了空间分辨率,所有算法的估计误差均单调递减。在相同接收孔径下,基于本文所提算法的最大似然估计(Maximum Likelihood Estimate, MLE)误差曲线紧贴理论 CRB 下界,且低于对比方案。这表明在发射自由度受限时,ADPM 算法有效避免了传统算法在可行域内陷入局部最优的情况,从而构造出更能逼近 CRB 理论下界的探测波形。

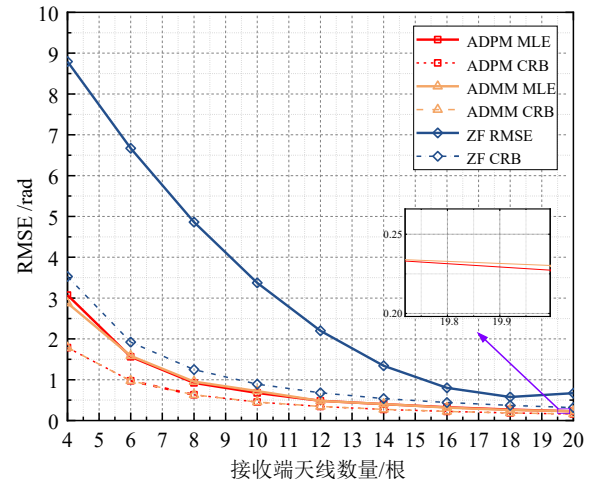


图 5 RMSE 与接收端天线数量的关系

Figure 5 The relationship between RMSE and the number of antennas at the receiving end

图 6 展示了在 $N_t = N_r = 4$ 和 $L = 3$ 的配置下,通信系统的 SER 性能随 SNR 的变化曲线。由图 6 可知,随着 SNR 的增大,所有算法的 SER 均逐渐降低。特别地,本文所提算法下降速度最快,且在相同 SNR 条件

下具有最低的 SER。这是因为在高 SNR 时,系统性能瓶颈主要源于 MUI 与波形设计残差。而本文所提算法能够有效压低波形相关性旁瓣,使 SER 呈现陡峭下降趋势且无明显饱和现象。相比之下,传统算法在高 SNR 条件下仍存在较高的残余干扰,因而过早达到性能瓶颈。

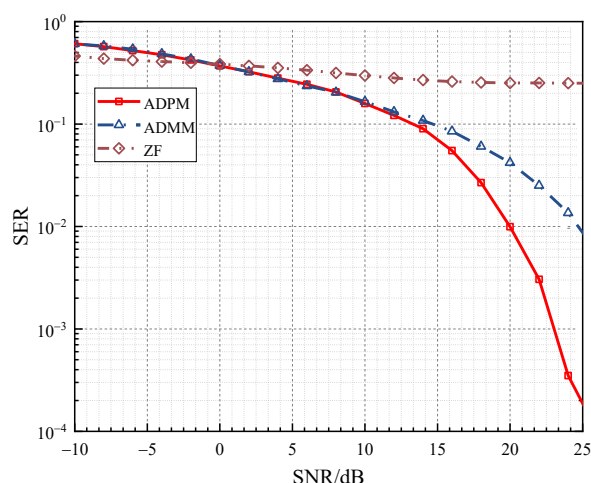


图6 SER与SNR的关系

Figure 6 The relationship between SER and SNR

图7展示了在 $N_t = N_r = 5$ 和 $L = 4$ 的配置下,系统和速率(Sum Rate, SR)随SNR的变化曲线。从整体趋势来看,随着SNR的提升,两种算法的SR均呈现单调增长。这是因为SNR的增加直接提升了接收端的有用信号强度,进而转化为系统SR的提升。通过分析,可以发现ADPM算法的性能曲线始终略高于传统ADMM算法。这一现象主要归因于ADPM算法的惩罚系数更新策略,使其能够跳出部分局部最优解陷阱,从而收敛到系统SR略优的高质量解。

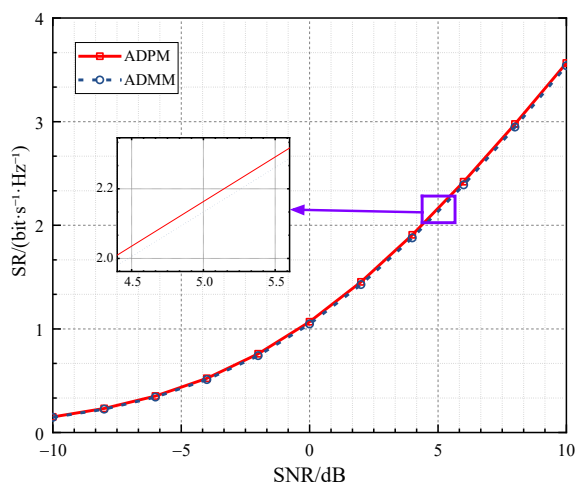


图7 SR与SNR的关系

Figure 7 The relationship between SR and SNR

5 结束语

本文针对低空场景下 MIMO ISAC 系统的物理层安全问题,提出了一种面向物理层安全的通感一体化波束赋形设计方案。首先,综合考虑通信质量与隐蔽性需求,建立了在严格满足系统总功率、通信波形余弦相似度、用户最小接收能量及窃听者能量泄漏约束下,最小化低空感知目标角度估计 CRB 的优化模型。其次,针对该非凸优化问题,利用增广拉格朗日函数与变量分裂技术,提出了一种基于 ADPM 的迭代求解算法,将原始优化问题分离为若干存在闭式解或高精度数值解的子问题交替求解。仿真结果表明:相较于传统算法,本文所提算法的收敛速度更快,收敛数值更优,具有更强的数值稳定性和鲁棒性。综上所述,本文所提方案不仅解决了开放信道下的物理层安全难题,还为低空场景中的无人机监管与安全通信提供了一定的技术支撑。

参考文献

- [1] Feng Zhiyong, Fang Zixi, Wei Zhiqing, et al. Joint radar and communication: A survey[J]. China Communications, 2020, 17(1): 1-27.
- [2] Liu An, Huang Zhe, Li Min, et al. A survey on fundamental limits of integrated sensing and communication[J]. IEEE Communications Surveys & Tutorials, 2022, 24(2): 994-1034.
- [3] Griffiths H, Cohen L, Watts S, et al. Radar spectrum engineering and management: Technical and regulatory issues[J]. Proceedings of the IEEE, 2015, 103(1): 85-102.
- [4] 刘晨熙, 马睿, 彭木根. 无人机通信感知一体化: 架构、技术与展望[J]. 电信科学, 2023, 39(2): 1-9.
Liu Chenxi, Ma Rui, Peng Mugen. UAV-enabled integrated sensing and communication: Architecture, techniques, and future vision[J]. Telecommunications Science, 2023, 39(2): 1-9. (in Chinese)
- [5] Wu Qingqing, Xu Jie, Zeng Yong, et al. A comprehensive overview on 5G-and-beyond networks with UAVs: From communications to sensing and intelligence[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2021, 39(10): 2912-2945.
- [6] 吴子君, 张海君, 马旭, 等. 6G 通感算一体化体系架构与关键技术[J]. 电子与信息学报, 2025, 47(4): 876-887.
Wu Zijun, Zhang Haijun, Ma Xu, et al. System architecture and key technologies of 6G integrated sensing, communication, and computing[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2025, 47(4): 876-887. (in Chinese)
- [7] 朱政宇, 温鑫平, 李兴旺, 等. 面向低空经济的通感一体

- 化关键技术[J]. 电子与信息学报, 2026, 48(2): 471-486.
- Zhu Zhengyu, Wen Xinping, Li Xingwang, et al. An overview on integrated sensing and communication for low altitude economy[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2026, 48(2): 471-486. (in Chinese)
- [8] 夏昊, 林粤伟, 颜军, 等. 通信感知一体化低空无人机关键技术研究综述[J]. 电讯技术, 2025, 65(6): 838-847.
- Xia Hao, Lin Yuewei, Yan Jun, et al. Research on key technologies of low altitude unmanned aerial vehicle for integrated sensing and communication: An overview[J]. *Telecommunication Engineering*, 2025, 65(6): 838-847. (in Chinese)
- [9] 董明科, 李应博, 王达, 等. 基于干扰和功率控制的多小区分布式波束成形[J]. 电子学报, 2015, 43(3): 597-600.
- Dong Mingke, Li Yingbo, Wang Da, et al. Distributive beamforming design in multicell downlinks using interference and power control[J]. *Acta Electronica Sinica*, 2015, 43(3): 597-600. (in Chinese)
- [10] 吴飞, 邵士海, 唐友喜. 一种基于多天线波束成形的全双工自干扰抵消算法[J]. 电子学报, 2017, 45(1): 8-15.
- Wu Fei, Shao Shihai, Tang Youxi. A novel self-interference cancellation algorithm using multi-antenna beamforming in full-duplex system[J]. *Acta Electronica Sinica*, 2017, 45(1): 8-15. (in Chinese)
- [11] 刘期烈, 王龙, 辛雅楠, 等. IRS 辅助的全双工通感一体化波束成形设计[J]. 电信科学, 2024, 40(7): 63-75.
- Liu Qilie, Wang Long, Xin Yanan, et al. IRS-assisted full-duplex ISAC system beamforming design[J]. *Telecommunications Science*, 2024, 40(7): 63-75. (in Chinese)
- [12] Tang Bo, Li Da, Wu Wenjun, et al. Dual-function beamforming design for multi-target localization and reliable communications[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2025, 73: 559-573.
- [13] Liu Xiang, Huang Tianyao, Liu Yimin, et al. Joint transmit beamforming for multiuser MIMO communication and MIMO radar[C]//2019 IEEE International Conference on Signal, Information and Data Processing (ICSIDP). Piscataway: IEEE, 2019: 1-6.
- [14] Liu Fan, Zhou Longfei, Masouros C, et al. Toward dual-functional radar-communication systems: Optimal waveform design[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2018, 66(16): 4264-4279.
- [15] Tang Bo, Wang Hai, Qin Lilong, et al. Waveform design for dual-function MIMO radar-communication systems[C]//2020 IEEE 11th Sensor Array and Multichannel Signal Processing Workshop (SAM). Piscataway: IEEE, 2020: 1-5.
- [16] Yu Xianxiang, Yao Xue, Yang Jing, et al. Integrated waveform design for MIMO radar and communication via spatio-spectral modulation[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2022, 70: 2293-2305.
- [17] Hassanien A, Amin M G, Zhang Y D, et al. Dual-function radar-communications: Information embedding using sidelobe control and waveform diversity[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2016, 64(8): 2168-2181.
- [18] Liu Guangyi, Han Lincong, Xi Rongyan, et al. Sensing accuracy gain, unified performance analysis and optimization in 6G cooperative ISAC systems[J]. *Digital Communications and Networks*, 2025, 11(5): 1657-1667.
- [19] Ren Zixiang, Song Xianxin, Fang Yuan, et al. Fundamental CRB-rate tradeoff in multi-antenna multicast channel with ISAC[C]//2022 IEEE Globecom Workshops (GC Wkshps). Piscataway: IEEE, 2022: 1261-1266.
- [20] Hua Haocheng, Han Tonyxiao, Xu Jie. MIMO integrated sensing and communication: CRB-rate tradeoff[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2024, 23(4): 2839-2854.
- [21] Yang Libiao, Wang Liming, Guo Chunlai, et al. Cramér-Rao bound optimization for joint power allocation in multi-user ISAC systems[C]//Proceedings of the 2024 2nd International Conference on Electronics, Computers and Communication Technology. New York: ACM, 2024: 68-72.
- [22] Liu Fan, Liu Yafeng, Li Ang, et al. Cramér-Rao bound optimization for joint radar-communication beamforming[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2022, 70: 240-253.
- [23] Li Jian, Xu Luzhou, Stoica P, et al. Range compression and waveform optimization for MIMO radar: A Cramér-Rao bound based study[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2008, 56(1): 218-232.
- [24] 严俊坤, 陈林, 刘宏伟, 等. 基于机会约束的 MIMO 雷达多波束稳健功率分配算法[J]. 电子学报, 2019, 47(6): 1230-1235.
- Yan Junkun, Chen Lin, Liu Hongwei, et al. Chance constrained based robust multibeam power allocation algorithm for MIMO radar[J]. *Acta Electronica Sinica*, 2019, 47(6): 1230-1235. (in Chinese)
- [25] 赵贲, 夏文超, 赵海涛, 等. 基于位置感知的 RIS 辅助叠加导频传输[J]. 电子学报, 2025, 53(9): 3173-3191.
- Zhao Ben, Xia Wenchao, Zhao Haitao, et al. Location sensing empowered superimposed pilot transmission assisted by reconfigurable intelligent surface[J]. *Acta Electronica Sinica*, 2025, 53(9): 3173-3191. (in Chinese)

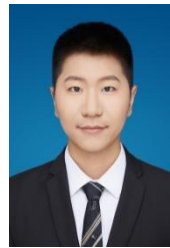
- [26] Li Da, Tang Bo, Xue Lei. Waveform design for MIMO DFRC systems: Finer sensing and safer communications[J].

IEEE Transactions on Signal Processing, 2024, 72: 4509-4524.

作者简介



王智伟 男, 2003年9月生, 河北廊坊人。现为北京航空航天大学硕士研究生。主要研究方向为通感一体化技术、信号处理等。
E-mail: zhiweiwang@buaa.edu.cn



陈健瑞 男, 1997年4月生, 湖北荆门人。现为北京航空航天大学、鹏城实验室博士研究生。主要研究方向为无人机通信网络。
E-mail: chen_jr@buaa.edu.cn



王景璟 男, 1990年7月生, 辽宁大连人。现为北京航空航天大学教授、博士生导师。主要研究方向为无线通信与安全、低空智能网等。中国电子学会会员编号: E190024564S。
E-mail: drwangjj@buaa.edu.cn



吴光宇 男, 1999年8月生, 江苏南京人。现为北京大学博士研究生。主要研究方向为多模态传感、机器学习、移动计算和物联网。中国电子学会会员编号: E190160553A。
E-mail: gywu9908@163.com



司智淳 男, 2006年3月生, 北京海淀人。现为北京航空航天大学本科生。主要研究方向为低空网络安全、雷达探测与感知技术等。
E-mail: sizhichun01@126.com



姜春晓 男, 1987年4月生, 河北邢台人。现为清华大学副教授。主要研究方向为博弈论、优化理论及统计方法在通信网络与资源分配领域的应用, 重点关注空间网络与异构网络。中国电子学会会员编号: E190014692M。
E-mail: jchx@tsinghua.edu.cn