arXiv:2603.01717v1 [cs.IT] 2 Mar 2026

卫星-UAV MIMO系统中通感一体化的能效最大化

Ngo Tran Anh Thu，学生会员，*IEEE*，Pham Dang Anh Duc，Bui Trong Duc，Nguyen Minh Quan，Trinh Van Chien，会员，*IEEE*，Hoang D. Le，会员，*IEEE*

摘要——**本文研究了卫星-UAV MIMO系统中通感一体化框架下的能效最大化问题，其中低轨卫星和无人机同时为地面用户提供服务并执行目标感知。卫星和无人机均配备由发射天线组成的均匀平面阵列，从而构成分布式多用户多目标架构。我们推导了可实现的下行吞吐量，其中假设高空卫星与用户之间保持视距（LoS）链路，同时采用概率模型描述无人机，以考虑视距和非视距条件出现的可能性。能效最大化问题被表述为一个复杂的非凸优化问题，并受到功率约束、服务质量（QoS）要求以及用于实现精准感知的波束图增益约束。为解决这一难题，我们提出了一种高效的交替优化算法，能够处理复杂的搜索空间并保证服务质量。针对包含多个用户的多种场景所得的数值结果表明，所提方法在满足通信和感知性能目标的同时，能够实现较高的能量效率。**

索引词——**下一代网络、通感一体化、卫星、无人机、多用户、多目标。**

一、引言

下一代（NG）网络被设想为原生集成感知与通信一体化（ISAC）这一核心物理层功能，通过共同利用统一波形实现数据传输与环境感知 [1], [2]。通过共享频谱、硬件和信号处理资源，ISAC 可显著提高频谱效率、降低功耗和实现成本，同时支持手势感知、环境测绘和实时目标跟踪等高分辨率任务 [3]。然而，以地面基站（BS）为中心的 ISAC 架构仍受固定基础设施的固有限制。在严重非视距遮挡、网络部署稀疏、易受灾害影响的环境以及强互干扰存在时，其性能会迅速恶化，在密集的城市环境。为克服这些瓶颈，下一代网络研究正转向无人机–卫星一体化感知与通信架构，其中空天平台可作为地面网络的补充。卫星能够提供不依赖地面基础设施的高韧性广域连接，而无人机则凭借自适应定位提供高度灵活的视距感知与通信 [4],[5]。因此，两者协同运行可构建灵活的三维（3D）网络，在偏远地区、紧急场景和临时热点区域维持服务连续性；在这些情况下，仅靠地面一体化感知与通信无法保证可靠性或覆盖范围。

据我们所知，现有研究尚未对空天一体化感知与通信系统进行全面分析，同时纳入空间相关多输入多输出阵列以及卫星–无人机–地面链路之间的联合处理。尽管 [6] 研究了卫星–无人机架构，但卫星仅作为云处理器运行，并不进行传输。相比之下，我们实现了完整的基于多输入多输出的卫星–无人机协作，并量化了其能效增益。我们的主要贡献总结如下：*i*) 提出一种混合空天一体化感知与通信架构，在不完美信道状态信息下的空间相关莱斯衰落信道中，由卫星和无人机联合执行感知与下行传输；*ii*) 推导下行速率表达式，并针对联合地面与空中目标感知，在服务质量和波束图约束下构建非凸能效最大化问题；*iii*) 开发一种交替优化框架，将该问题分解为可高效求解的子问题，从而确保较低的复杂度和快速收敛；以及 *iv*) 通过数值仿真验证所提出的框架，证明其在不同用户分布和系统配置下均具有稳健的通感一体化性能。

符号说明：矩阵转置和共轭转置分别表示为 $(\cdot)^T$ 和 $(\cdot)^H$。欧几里得范数表示为 $|\cdot|$。$\mathcal{CN}(\cdot,\cdot)$ 和 $\mathcal{U}(\cdot,\cdot)$ 分别表示复高斯分布和均匀分布。$\otimes$表示克罗内克积，$\odot$ 表示逐元素乘法，j 表示虚数单位。

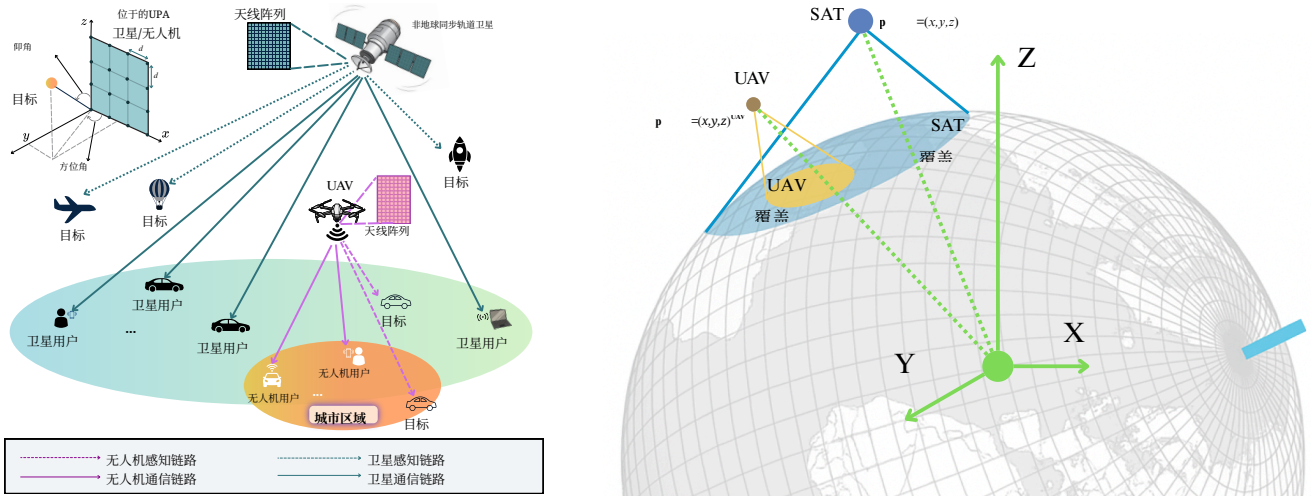
II. 卫星-无人机辅助的通感一体化模型

我们考虑一个卫星–无人机通感一体化系统，如图 1 所示。低轨卫星和编号为 $\xi \in \{sat, uav\}$ 的无人机均配备由 $M_{(\xi)} = M_x^{\xi} \times M_z^{(\xi)}$ 根发射天线组成的均匀平面阵列 (UPA)。每个平台为单天线下行用户 $\mathcal{Q}^{(\xi)} = \{1,\ldots,N^{(\xi)}\}$ 提供服务，并对感知目标 $\mathcal{T}_{(\xi)} = \{1,\ldots,L^{(\xi)}\}$ 进行感知，其中 $N^{(\xi)}$ 和 $L^{(\xi)}$ 分别表示

Hoang D. Le 的工作得到电信发展基金会（TAF）的资助。本研究由越南国家科学技术发展基金会（NAFOSTED）资助，资助编号为 102.02-2025.73，受资助者为 Trinh Van Chien。

Ngo Tran Anh Thu、Bui Trong Duc、Nguyen Minh Quan 和 Trinh Van Chien 任职于越南河内100000号的河内科技大学信息与通信技术学院（电子邮箱：anhthungo.tr@gmail.com、ducbt@soict.hust.edu.vn、chientv@soict.hust.edu.vn、quannm@soict.hust.edu.vn）。Pham Dang Anh Duc 任职于越南河内100000号的Phenikaa大学（电子邮箱：duc.phamdanganh@phenikaa-uni.edu.vn）；Hoang D. Le 任职于日本会津若松965-8580号的会津大学计算机通信实验室（电子邮箱：hoangbkset@gmail.com）。

通讯作者：*Trinh Van Chien*



(a) (b)

图1. 通感一体化卫星-无人机无线网络示意图：(a) 具有多功能感知和通信链路的空天地一体化场景，(b) 三维坐标系中卫星-无人机平台的地理覆盖范围。

与平台 ξ 关联的服务用户数和感知目标数。具体而言，卫星覆盖农村地区，而无人机服务城市区域。设$\mathbf{p}^{(\xi)}$ 和$\mathbf{u}_k$ 分别表示平台 ξ 和地面用户 k 的位置。信道对应于导向矢量$\mathbf{a}_k^{(\xi)} \in \mathbb{C}^{M^{(\xi)}\times 1}$，其参数由相对于平台 [4] 的仰角 $\theta_k^{(\xi)}$ 和方位角 $\varphi_k^{(\xi)}$ 决定。在下行阶段，卫星以广域覆盖服务农村用户，而无人机则凭借较短的作用距离覆盖城市区域。

A. 多用户下行通信网络

本文中，由于卫星的高度较高，卫星与地面用户之间保持视距（LoS）链路。相比之下，无人机的飞行高度较低，因此可能出现视距（LoS）和非视距（NLoS）两种情况。我们将向量 $\mathbf{h}_k \in \mathbb{C}^{M^{(sat)}}$表示为低轨卫星与用户 k之间 Ka 波段的下行星地信道，其表达式为

$$\mathbf{h}_k = \boldsymbol{\ell}_k \odot \left(\sqrt{\frac{\mathcal{K}}{\mathcal{K}+1}} \mathbf{h}_k^{\mathrm{LOS}} + \sqrt{\frac{1}{\mathcal{K}+1}} \mathbf{h}_k^{\mathrm{NLOS}} \right), \quad (1)$$

其中， $\mathcal{K}$ 表示莱斯因子，$\mathbf{h}_k^{\mathrm{LOS}}$和$\mathbf{h}_k^{\mathrm{NLOS}}$分别为莱斯星地信道的视距（LOS）分量和非视距（NLOS）分量。此外，$\boldsymbol{\ell}_k \in \mathbb{C}^M$ 表示信道增益 [7]。

此外，无人机的飞行高度相对较低，因此采用概率信道模型来描述无人机—地面链路中视距（LoS）和非视距（NLoS）传播的可能性。因此，每个用户 k 对应的大尺度空地路径增益被建模为视距（LoS）和非视距（NLoS）分量的概率混合，其表达式为

$$\tilde{\Lambda}_k = \eta_k \Lambda_k + (1-\eta_k)\, \Lambda_k', \quad (2)$$

其中， η_k 为视距概率， Λ_k、 Λ_k' 分别为两种传播条件 [2]下的确定性路径增益项。

根据 3GPP模型，无人机与用户之间的视距概率 k 为

$$\eta_k = \kappa_1 - \kappa_2 \exp\left(-\kappa_3 \arctan \frac{z^{(uav)}}{d_k \cos\theta_k^{(uav)}} \right), \quad (3)$$

其中 $d_k = \|\mathbf{p}^{(uav)} - \mathbf{u}_k\|_2$ 表示无人机与用户 k 之间的距离，$z^{(uav)}$ 表示无人机的固定高度，而 κ_1， κ_2， κ_3对应不同的传播场景 [2]。因此，无人机与用户 k 之间的信道向量为

$$\mathbf{g}_k = \sqrt{\tilde{\Lambda}_k} e^{j2\pi f_k \frac{d_k}{c}} \mathbf{a}_k^{(uav)}, \quad (4)$$

其中 $\mathbf{a}_k^{(uav)}$ 表示相应的导向矢量， f_k 表示子载波频率， c 表示光速。

1）农村用户的通信模型：对于远郊通信，每个用户 $k_1 \in \mathcal{Q}^{(sat)}$ 均通过卫星链路获得服务，双功能信号通过下行卫星地面信道传输。在时间索引 t 处，卫星的双功能信号可表示为

$$\mathbf{x}^{(sat)}(t) = \sum\nolimits_{k_1 \in \mathcal{Q}^{(sat)}} \mathbf{w}_{k_1} s_{k_1}^{\mathrm{comm}}(t) + \sum\nolimits_{l_1 \in \mathcal{T}^{(sat)}} \mathbf{r}_{l_1} s_{l_1}^{\mathrm{sens}}(t), \quad (5)$$

其中， $\mathbf{w}_{k_1} \in \mathbb{C}^{M^{(sat)}}$ 表示卫星发射的通信波束成形向量，用于承载通信数据符号；该符号假设为零均值，且具有单位功率 $s_{k_1}^{\mathrm{comm}}(t)$，对应用户 k_1。类似地，$\mathbf{r}_{l_1} \in \mathbb{C}^{M^{(sat)}}$ 表示低轨卫星上的发射感知波束成形向量，用于为目标 l_1 提供完整的自由度，并配合感知符号 $s_{l_1}^{\mathrm{sens}}$使用。为简化表示，省略时间索引。用户 k_1处的接收信号记为 $y_{k_1} \in \mathbb{C}$,

表述为

$$y_{k_1} = \mathbf{h}_{k_1}^H \mathbf{w}_{k_1} s_{k_1}^{\text{comm}} + \sum_{\substack{k_1' \in \mathcal{Q}^{(sat)} \\ k_1' \neq k_1}} \mathbf{h}_{k_1}^H \mathbf{w}_{k_1'} s_{k_1'}^{\text{comm}} + \sum_{l_1 \in \mathcal{T}^{(sat)}} \mathbf{h}_{k_1}^H \mathbf{r}_{l_1} s_{l_1}^{\text{sens}} + \sum_{k_2 \in \mathcal{Q}^{(uav)}} \mathbf{g}_{k_1}^H \mathbf{v}_{k_2} s_{k_2}^{\text{comm}} + \sum_{l_2 \in \mathcal{T}^{(uav)}} \mathbf{g}_{k_1}^H \mathbf{q}_{l_2} s_{l_2}^{\text{sens}} + n_{k_1}, \quad (6)$$

其中， n_{k_1} 是一个零均值、方差为 σ^2 的加性白高斯噪声（AWGN）过程，即 $n_{k_1} \sim \mathcal{CN}(0,\ \sigma^2)$。为抵消噪声和多普勒效应，每个用户的接收机采用成熟方法进行联合时延同步和多普勒补偿，例如基于几何的方法估计、卡尔曼滤波或最大似然技术[8]。这些校正可有效抑制残余多普勒频移，从而保持接收信号的完整性。因此，卫星的总发射功率计算如下: $P^{(sat)} = \sum_{k_1 \in \mathcal{Q}^{(sat)}} \| \quad _{k_1} \|^2 + \sum_{l_1 \in \mathcal{T}^{\,sat}} \| \ _{l_1} \|^2$.

$\mathbf{w}_{()}\,\mathbf{r}$在此表达式中，第一项表示通过波束成形向量$\mathbf{w}_{k_1}$分配给卫星通信用户的总发射功率，第二项则表示通过感知波束$\mathbf{r}_{l_1}$用于感知目标的功率。

2) 城市用户通信模型：在城市场景中，地面用户 $k_2 \in \mathcal{Q}^{(uav)}$ 由悬停在固定高度的无人机提供服务。假设通信信道和感知信道均为准静态信道，并且可以通过导频信号进行估计。我们将无人机发射的聚合双功能信号表示如下

$$\mathbf{x}^{(uav)} = \sum_{k_2 \in \mathcal{Q}^{(uav)}} \mathbf{v}_{k_2} s_{k_2}^{\text{comm}} + \sum_{l_2 \in \mathcal{T}^{(uav)}} \mathbf{q}_{l_2} s_{l_2}^{\text{sens}}, \quad (7)$$

其中， $s_{k_2}^{\text{comm}}$为通信符号， $s_{l_2}^{\text{sens}}$为专用感知信号，且与 $s_{k_2}^{\text{comm}}$不相关。此外，$\mathbf{v}_{k_2}$ 和 $\mathbf{q}_{l_2}$ 分别为用于通信和感知任务的波束成形向量。此外，无人机的发射功率计算如下 $P_{(uav)} = \sum_{k_2 \in \mathcal{Q}^{(uav)}} \|\mathbf{v}_{k_2}\|^2 + \sum_{l_2 \in \mathcal{T}^{(uav)}} \|\mathbf{q}_{l_2}\|^2$. 类似地，对于用户 $k_2 \in \mathcal{Q}^{(uav)}$，无人机发出的接收信号可表示为

$$y_{k_2} = \mathbf{g}_{k_2}^H \mathbf{v}_{k_2} s_{k_2}^{\text{comm}} + \sum_{\substack{k_2' \in \mathcal{Q}^{(uav)} \\ k_2' \neq k_2}} \mathbf{g}_{k_2}^H \mathbf{v}_{k_2'} s_{k_2'}^{\text{comm}} + \sum_{l_2 \in \mathcal{T}^{(uav)}} \mathbf{g}_{k_2}^H \mathbf{q}_{l_2} s_{l_2}^{\text{sens}} + \sum_{k_1 \in \mathcal{Q}^{(sat)}} \mathbf{h}_{k_2}^H \mathbf{w}_{k_1} s_{k_1}^{\text{comm}} + \sum_{l_1 \in \mathcal{T}^{(sat)}} \mathbf{h}_{k_2}^H \mathbf{r}_{l_1} s_{l_1}^{\text{comm}} + n_{k_2}, \quad (8)$$

其中， n_{k_2}为用户 k_2处的加性高斯白噪声（AWGN），其 $n_{k_2} \sim \mathcal{CN}(0, \sigma^2)$。

*3)*下行传输速率：由平台 $\xi \in \{\text{sat,uav}\}$ 服务的用户 $k^{(\xi)}$的信干噪比（SINR）为

$$\text{SINR}_k^{(\xi)} = \text{DI}_k^{(\xi)} / (\text{SI}_k^{(\xi)} + \sigma^2), \quad (9)$$

其中， σ^2 为噪声方差， B_u [MHz] 表示系统带宽。期望信号功率可表示为以下两种情况之一

$$\text{DI}_{k_1}^{(\text{sat})} = \left|\mathbf{h}_{k_1}^H \mathbf{w}_{k_1}\right|^2, \qquad \text{DI}_{k_2}^{(\text{uav})} = \left|\mathbf{g}_{k_2}^H \mathbf{v}_{k_2}\right|^2. \quad (10)$$

卫星服务用户 k_1 和无人机服务用户 k_2 的干扰功率分别为

$$\text{SI}_{k_1}^{(sat)} = \sum_{\substack{k_1' \in \mathcal{Q}^{(sat)} \\ k_1' \neq k_1}} \left|\mathbf{h}_{k_1}^H \mathbf{w}_{k_1'}\right|^2 + \sum_{l_1 \in \mathcal{T}^{(sat)}} \left|\mathbf{h}_{k_1}^H \mathbf{r}_{l_1}\right|^2 + \sum_{k_2 \in \mathcal{Q}^{(uav)}} \left|\mathbf{g}_{k_1}^H \mathbf{v}_{k_2}\right|^2 + \sum_{l_2 \in \mathcal{T}^{(uav)}} \left|\mathbf{g}_{k_1}^H \mathbf{q}_{l_2}\right|^2, \quad (11)$$

$$\text{SI}_{k_2}^{(uav)} = \sum_{\substack{k_2' \in \mathcal{Q}^{(uav)} \\ k_2' \neq k_2}} \left|\mathbf{g}_{k_2}^H \mathbf{v}_{k_2'}\right|^2 + \sum_{l_2 \in \mathcal{T}^{(uav)}} \left|\mathbf{g}_{k_2}^H \mathbf{q}_{l_2}\right|^2 + \sum_{k_1 \in \mathcal{Q}^{(sat)}} \left|\mathbf{h}_{k_2}^H \mathbf{w}_{k_1}\right|^2 + \sum_{l_1 \in \mathcal{T}^{(sat)}} \left|\mathbf{h}_{k_2}^H \mathbf{r}_{l_1}\right|^2. \quad (12)$$

因此，相应的下行速率为

$$R_k^{(\xi)} = B_u \log_2\left(1 + \text{SINR}_k^{(\xi)}\right), \quad (13)$$

该式刻画了用户k 在所考虑的卫星-无人机一体化传输下可实现的频谱效率。

B. 多目标感知网络

针对多目标定位，配备通感一体化功能的空中平台（例如，无人机或卫星）向地面或空中目标发射双功能波形。可靠的感知依赖于发射信号的设计，以支持高分辨率检测和稳健的参数估计。表征感知能力的一项基本指标是发射信号协方差矩阵 [9], ，它刻画空间功率分布并决定由此形成的感知波束图。其定义为

$$\mathbf{R}^{(\xi)} = \mathbb{E}\left\{\mathbf{x}^{(\xi)}\left(\mathbf{x}^{(\xi)}\right)^H\right\}, (\xi) \in \{uav, sat\}. \quad (14)$$

利用无人机和卫星平台进行感知时，目标是最大化指向目标区域的功率，通常将其表述为最大化发射波束图增益，以增强检测和参数估计。由于波束图由发射协方差矩阵决定，其设计必须将能量集中于目标，同时抑制非期望方向的能量。形式上，目标 $l \in \mathcal{T}^{\,sat} \cup \mathcal{T}^{\,uav}$ $_l^{(\xi)} = ()\,()$ 处 $\mathbb{E}\left\{ {}_l^{(\xi)\ H} \quad {}^{(\xi)}\ {}_l^{(\xi)} \right\}$.

的波束图增益表示为 BG **(a)Ra**信号元素彼此独立，且每个元素的均值均为零。

备注 1. 卫星凭借高空视角提供广域感知，而低空飞行无人机则提供高分辨率覆盖。利用先验目标位置信息 *[9], [10],* ，两个平台会调整各自的发射功率，将能量集中于选定区域。这种互补感知策略利用了卫星的宽覆盖范围和无人机的空间精度，从而提升整体感知精度。

III. 通信与感知能效的联合优化

本节构建了一个统一的优化框架，在服务质量需求、功率约束和感知可靠性要求下，联合分配通信与感知资源，以最大化系统吞吐量。

A. 问题表述

通过最大化通信与感知任务中的能量效率，实现对系统整体性能的有效优化。因此，能量效率优化问题可表述如下:

$$\max_{\mathbf{W},\tilde{\mathbf{R}},\mathbf{V},\mathbf{Q}} \ \mathrm{EE}=\frac{\sum_{k_1\in\mathcal{Q}^{(sat)}}R_{k_1}+\sum_{k_2\in\mathcal{Q}^{(uav)}}R_{k_2}}{P^{(sat)}+P^{(uav)}}, \tag{15a}$$

$$\text{s.t.} \quad 0<P^{(\xi)}\le P_{\max}^{(\xi)},\xi\in\{sat,uav\}, \tag{15b}$$

$$R_{k^{(\xi)}}\ge R_0^{(\xi)},\xi\in\{sat,uav\}, \tag{15c}$$

$$\mathrm{BG}_l^{(\xi)}\ge\Gamma_0^{(\xi)},l\in\mathcal{T}^{(sat)}\cup\mathcal{T}^{(uav)},\xi\in\{sat,uav\}. \tag{15d}$$

其中，$\mathbf{W}=\{\mathbf{w}_{k_1}\}$ 和 $\tilde{\mathbf{R}}=\{\mathbf{r}_{k_1}\},\forall k_1\in\mathcal{Q}^{(sat)}$表示用于通信和感知的卫星波束成形向量。同样，$\mathbf{V}=\{\mathbf{v}_{k_2}\}$ 和 $\mathbf{Q}=\{\mathbf{q}_{k_2}\},\forall k_2\in\mathcal{Q}^{(uav)}$表示无人机波束成形向量。参数 $P_{\max}^{(\xi)},\forall\xi\in\{sat,uav\}$指定最大发射功率，而 $R_0^{(\xi)}$ 是最低用户速率要求， Γ_0 是感知所需的波束图增益。约束 (15b) 限制两个平台的发射功率，(15c) 强制满足通信的服务质量约束，(15d) 则保证足够的波束图增益，以实现可靠感知。

B. 交替优化

为高效求解分式能量效率最大化问题，我们采用Dinkelbach迭代法。令 $\boldsymbol{\Upsilon}=\{\mathbf{W},\mathbf{R},\mathbf{V},\mathbf{Q}\}$ 表示所有波束成形变量和优化变量的集合。我们还引入辅助标量参数 Ψ ，将分式目标函数转换为减法参数形式，从而实现易于处理的优化。因此，原始分式问题可重新表述为

$$\max_{\boldsymbol{\Upsilon}} f_1(\boldsymbol{\Upsilon})-\Psi f_2(\boldsymbol{\Upsilon}) \tag{16a}$$

$$\text{s.t.} \quad (15b),(15c),(15d). \tag{16b}$$

其中， $f_1(\boldsymbol{\Upsilon})$ 和 $f_2(\boldsymbol{\Upsilon})$ 分别为总吞吐量和总功率，定义如下

$$f_1(\boldsymbol{\Upsilon})=\sum_{k_1\in\mathcal{Q}^{(sat)}}R_{k_1}+\sum_{k_2\in\mathcal{Q}^{(uav)}}R_{k_2}, \tag{17}$$

$$f_2(\boldsymbol{\Upsilon})=P^{(sat)}+P^{(uav)}. \tag{18}$$

总吞吐量是在当前分配 $\boldsymbol{\Upsilon}$ 下，所有卫星和无人机通信链路上可实现的数据速率之和；总功耗则反映了两个平台基于其波束成形和控制变量的组合发射功率。

由于卫星和无人机平台在信号模型、干扰模式和波束成形结构方面具有相似性，我们首先推导卫星场景下的约束变换，并指出无人机场景可采用类似方法处理。令 $\boldsymbol{\Upsilon}^{(i)}$ 和 $\Psi^{(i)}$ 分别表示第 i 次迭代时的波束成形向量和辅助参数。

第 $i+1$ 次迭代时能效参数的 Dinkelbach 更新表示如下

$$\Psi^{(i+1)}=f_1(\boldsymbol{\Upsilon}^{(i)})/f_2(\boldsymbol{\Upsilon}^{(i)}). \tag{19}$$

为获得符合规范凸规划（DCP）的和对数效用重构形式，我们引入提升矩阵 $\mathbf{W}_{k_1}=\mathbf{w}_{k_1}\mathbf{w}_{k_1}^H$、$\mathbf{R}_{l_1}=\mathbf{r}_{l_1}\mathbf{r}_{l_1}^H$、$\mathbf{V}_{k_2}=\mathbf{v}_{k_2}\mathbf{v}_{k_2}^H$、$\mathbf{Q}_{l_2}=\mathbf{q}_{l_2}\mathbf{q}_{l_2}^H$。此外，我们定义非负辅助变量 $t_{k_1}^{(sat)}\triangleq\sqrt{\frac{\mathbf{H}_{k_1\ k_1}^{\ H}\mathbf{W}_{k_1}}{k_1\in\mathcal{Q}^{(sat)}}}$ $t_{k_2}^{(uav)}\triangleq\sqrt{\frac{\mathbf{H}_{k_2\ k_2}^{\ H}\mathbf{V}_{k_2}}{k_2\in\mathcal{Q}^{(uav)}}}$

Tr(Whh) 和 Tr(Vgg)，分别对应 and 。这些定义得到以下二阶锥（SOC）约束

$$\left(t_{k_1}^{(sat)}\right)^2\le\mathrm{Tr}(\overline{\mathbf{W}}_{k_1}^H\mathbf{h}_{k_1}\mathbf{h}_{k_1}^H),\left(t_{k_2}^{(uav)}\right)^2\le\mathrm{Tr}(\overline{\mathbf{V}}_{k_2}^H\mathbf{g}_{k_2}\mathbf{g}_{k_2}^H), \tag{20}$$

其为凸的，且符合DCP规则。令 $\boldsymbol{\zeta}=\{\zeta_{k_1}^{(sat)},\zeta_{k_2}^{(uav)}\}$ 为一组辅助变量。通过调用 [3],二次变换技术，效用函数 f_1，$\xi\in$ {sat、uav}可重构为

$$\tilde{f}_1(\Upsilon)=\max\sum_{k_i\in\mathcal{Q}^{(\xi)}}\log\left(1+2\zeta_{k_i}^{(\xi)}t_{k_i}^{(\xi)}-\left(\zeta_{k_i}^{(\xi)}\right)^2I_{k_i}^{(\xi)}\right), \tag{21}$$

其中 $i\in\{1;\ 2\}$ 表示由无人机和卫星的通信与感知信号共同产生的干扰，其表达式为

$$I_k^{(\xi)}=\sum_{\substack{i\in\mathcal{Q}^{(\xi)}\\ i\ne k}}\mathrm{Tr}\left(\overline{\mathbf{W}}_i^H\overline{\mathbf{H}}_k^{(\xi)}\right)+\sum_{l\in\mathcal{T}^{(\xi)}}\mathrm{Tr}\left(\overline{\mathbf{R}}_l^H\overline{\mathbf{H}}_k^{(\xi)}\right)$$
$$+\sum_{\xi'\ne\xi}\left(\sum_{i\in\mathcal{Q}^{(\xi')}}\mathrm{Tr}\left(\overline{\mathbf{V}}_i^H\overline{\mathbf{H}}_k^{(\xi)}\right)+\sum_{l\in\mathcal{T}^{(\xi')}}\mathrm{Tr}\left(\overline{\mathbf{Q}}_l^H\overline{\mathbf{H}}_k^{(\xi)}\right)\right)+\sigma^2, \tag{22}$$

以及影响平台 ξ上用户 k 接收信号的白噪声，$\mathbf{H}_k^{(\xi)}=\mathbf{h}_{k^{(\xi)}}\mathbf{h}_{k^{(\xi)}}^H$，和$\mathbf{G}_k^{(\xi)}=\mathbf{g}_{k^{(\xi)}}\mathbf{g}_{k^{(\xi)}}^H$。 $\boldsymbol{\zeta}$ 中的每个辅助变量均存在闭式最大化器，并可在每次迭代中按照以下表达式更新

$$\zeta_{k_1}^{(sat)}=t_{k_1}^{(sat)}/I_{k_1}^{(sat)},\ \zeta_{k_2}^{(uav)}=t_{k_2}^{(uav)}/I_{k_2}^{(uav)}. \tag{23}$$

因此，(21)关于波束成形变量是联合凹的。式(15c)中与卫星相关的通信QoS约束可等价地重构为线性矩阵不等式（LMIs）， $\forall k_1\in\mathcal{Q}^{(sat)}$，如下所示:

$$\mathrm{Tr}\big(\mathbf{H}_{k_1}^{(sat)}\overline{\mathbf{W}}_{k_1}\big)-\gamma^{(sat)}I_{k_1}^{(sat)}\ge\sigma^2\gamma^{(sat)}, \tag{24}$$

其中 $\gamma^{(\xi)}=2^{R_0^{(\xi)}}-1$。此外，总功率约束 (15b) 可表示为

$$\sum\nolimits_{k_1\in\mathcal{Q}^{(sat)}}\mathrm{Tr}(\overline{\mathbf{W}}_{k_1})+\sum\nolimits_{l_1\in\mathcal{T}^{(sat)}}\mathrm{Tr}\big(\overline{\mathbf{R}}_{l_1}\big)\le P_{\max}^{(sat)} \tag{25}$$

波束图增益约束也可类似地重构为关于提升变量的二次型。具体而言，带有卫星平台的约束 (15d) 可改写为

$$\left(\mathbf{a}_{l_1}^{(sat)}\right)^H \left(\sum_{k_1\in\mathcal{Q}^{(sat)}} \overline{\mathbf{W}}_{k_1} + \sum_{l_1'\in\mathcal{T}^{(sat)}} \overline{\mathbf{R}}_{l_1'}\right) \mathbf{a}_{l_1}^{(sat)} \geq \Gamma_0^{(sat)}, \tag{26}$$

其中， $l_1 \in \mathcal{T}^{(sat)}$ 类似的变换方法也可应用于无人机平台。随后，采用序贯凸规划求解波束成形向量的内循环，而外循环通过 Dinkelbach 迭代单调更新 Ψ，直至收敛，从而获得原始分式问题的全局最优解。令 $\widetilde{\boldsymbol{\Upsilon}} = \left\{\mathbf{W}_{k_1},\ \mathbf{R}_{l_1},\ \mathbf{V}_{k_2},\ \mathbf{Q}_{l_2},\ \zeta_{k_1}^{(sat)},\ \zeta_{k_2}^{(uav)},\ t_{k_1}^{(sat)},\ t_{k_2}^{(uav)}\right\}$，其中 $k_1 \in \mathcal{Q}^{(sat)}$， $l_1 \in \mathcal{T}^{(sat)}$ $k_2 \in \mathcal{Q}^{(uav)}$， $l_2 \in \mathcal{T}^{(uav)}$。因此，我们将问题 (16a) 重新表述如下

$$\max_{\widetilde{\boldsymbol{\Upsilon}}} \tilde{f}_1(\widetilde{\boldsymbol{\Upsilon}}) - \Psi f_2(\widetilde{\boldsymbol{\Upsilon}}), \tag{27a}$$

$$\text{s.t.} (20)(24), (25), (26), \tag{27b}$$

$$t_{k_1}^{(sat)} \geq 0, t_{k_2}^{(uav)} \geq 0, \forall k_1 \in \mathcal{Q}^{(sat)}, k_2 \in \mathcal{Q}^{(uav)} \tag{27c}$$

$$\text{rank}(\overline{\mathbf{W}}_{k_1}) = \text{rank}(\overline{\mathbf{R}}_{l_1}) = 1, \forall k_1 \in \mathcal{Q}^{(sat)}, l_1 \in \mathcal{T}^{(sat)}, \tag{27d}$$

$$\text{rank}(\overline{\mathbf{V}}_{k_2}) = \text{rank}(\overline{\mathbf{Q}}_{l_2}) = 1, \forall k_2 \in \mathcal{Q}^{(uav)}, l_2 \in \mathcal{T}^{(uav)}, \tag{27e}$$

$$\overline{\mathbf{W}}_{k_1} \succeq 0, \overline{\mathbf{R}}_{l_1} \succeq 0, \forall k_1 \in \mathcal{Q}^{(sat)}, l_1 \in \mathcal{T}^{(sat)}, \tag{27f}$$

$$\overline{\mathbf{V}}_{k_2} \succeq 0, \overline{\mathbf{Q}}_{l_2} \succeq 0, \forall k_2 \in \mathcal{Q}^{(uav)}, l_2 \in \mathcal{T}^{(uav)} \tag{27g}$$

约束 (20)、(24) 和 (25) 适用于无人机和卫星配置。当 Ψ 固定时，问题 (27a) 仍因 (27d)–(27e) 中的秩约束而非凸。为解决这一难题，我们通过移除秩一限制采用半正定松弛（SDR），从而将问题转化为可使用 CVX 高效求解的凸半定规划。与传统的 SDR 技术不同，这里无需进行高斯随机化。如 [11], [12],所示，KKT 条件保证此类优化问题始终存在一个最优秩一解。因此，松弛形式是紧的，且可直接从半正定松弛解中恢复原始波束成形变量。完整的求解流程总结于算法1。

现在分析计算复杂度，其中 dim 表示最大半定块的大小。内点法求解一个 SDP 的计算量为 $\mathcal{O}\big(\sqrt{\text{dim}}\,\text{dim}^6 \log(1/\hat{\varepsilon})\big)$ 次运算，其中 $\hat{\varepsilon}$ 是对偶间隙容差。计入 I_{inner} 凸化步骤和 I_{outer} 外层更新后，总计算量为 $\mathcal{O}\Big(I_{\text{outer}} I_{\text{inner}} \sqrt{\text{dim}}\,\text{dim}^6 \log(1/\hat{\varepsilon})\Big)$。。将 SDP 松弛为 SOCP，可将主要计算量从 dim^6 降至 dim^3,，从而得到 $\mathcal{O}\Big(I_{\text{outer}} I_{\text{inner}} \sqrt{\text{dim}}\,\text{dim}^3 \log(1/\hat{\varepsilon})\Big)$，在保持相同迭代结构的同时，实现近似三次方的加速。

算法1： 能效一体化感知与通信波束成形

1：随机初始化 $\widetilde{\boldsymbol{\Upsilon}}^{(0)}$；
2：计算 $\Psi^{(0)} \leftarrow \tilde{f}_1(\widetilde{\boldsymbol{\Upsilon}}^{(0)})/f_2(\widetilde{\boldsymbol{\Upsilon}}^{(0)})$;
3：根据式 (23) 更新 $\zeta_{k_1}^{(sat)}$ 和 $\zeta_{k_2}^{(uav)}$；
4： $i \leftarrow 0$;
5: **当 时循环** $\tilde{f}_1(\widetilde{\boldsymbol{\Upsilon}}^{(i)}) - \Psi^{(i)} f_2(\widetilde{\boldsymbol{\Upsilon}}^{(i)})| > \varepsilon$ **并且** $i < G_{\max}$ **执行**
6: 计算 $\widetilde{\boldsymbol{\Upsilon}}^{(i+1)}$ 通过求解凸化后的子问题;
7: $\Psi^{(i+1)} \leftarrow \tilde{f}_1(\widetilde{\boldsymbol{\Upsilon}}^{(i)})/f_2(\widetilde{\boldsymbol{\Upsilon}}^{(i)})$，以及 $i \leftarrow i+1$;
8: **结束 while 循环**

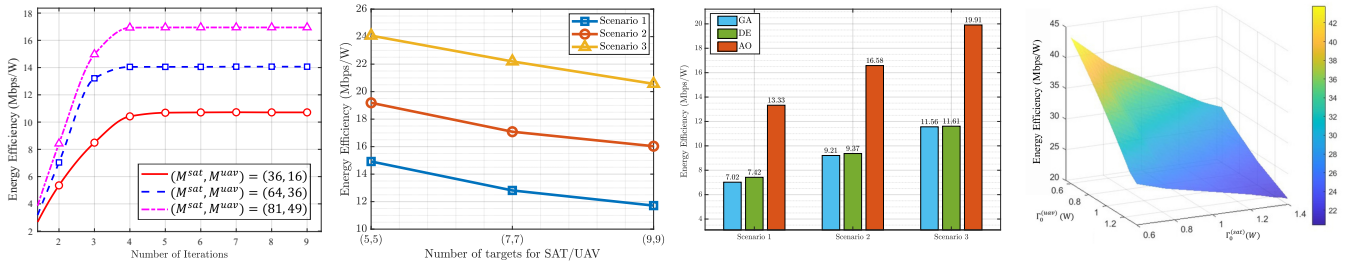
IV. 数值结果

本节给出数值结果，以评估所提算法的性能。卫星参数取自实际的星链星座仿真 [13],，无人机特性则遵循 3GPP Release-20 模型[14]。所有实验均在一台高性能工作站上运行，该工作站配备 AMD Ryzen 9 7950X（16 个核心，4.50 GHz）、128 GB 内存，并运行 64 位 Windows 操作系统。关键系统参数包括： $c = 3 \times 10^8$m/s、玻尔兹曼常数 $\kappa = 1.38 \times 10^{-23}$J/K，以及天线间距 $d = \lambda/2$；详细信息见表 I。场景中最多包含 35 个用户，以及多达 20 个空间和地面感知目标，用于考察密集部署下的可扩展性。

表 I 卫星和无人机系统的仿真设置。

参数	低轨卫星	UAV
天线数量	$\{36, 64, 81\}$	$\{16, 36, 49\}$
覆盖面积	1。5千米 ×1.5千米	0。3千米 ×0.3千米
信号频率	35 GHz	28 GHz
信道带宽	20 MHz	10 MHz
到用户设备的距离	$[550, 2700]$ 千米	$[100, 150]$ 米
噪声	-110 dBm	-110 dBm
最大发射功率	6 W	3 W

我们研究了所提出的交替优化算法在三种不同用户数量场景下的收敛时间，如图2a所示。结果表明，算法1始终具有较快的收敛速度，平均在10次迭代内达到最优值。此外，我们固定各场景中的用户数，并增加目标数量，以评估不同干扰水平下的网络性能。图2b展示了目标数量与系统能量效率之间的关系。随着目标数量增加，能量效率逐渐下降。这是因为目标越多，系统就必须将功率和带宽等传输资源分配到多个空间方向上，从而导致每个成功传输的数据单位所消耗的能量增加。此外，目标数量增加会加剧相互干扰，并降低多输入多输出系统通常能够实现的空间增益。因此，单位消耗功率所带来的总体吞吐量下降，导致能量效率降低。



(a) (b) (c) (d)

图2. 感知与通信任务的整体系统性能：(a) 算法1随迭代次数的收敛行为；(b) 增加感知目标数量对不同用户密度下所实现能量效率的影响；(c) 所提交替优化算法与其他算法所实现能量效率的比较；(d) 能量效率性能随波束图阈值的变化。

此外，为了评估算法1的有效性，我们在相同的系统设置下将其与两种基准算法进行比较，即遗传算法（GA）[15]和差分进化（DE）[16],。如图2c所示，算法1在所有场景下均实现了更高的能量效率。具体而言，在场景1中，与遗传算法和差分进化相比，其能量效率分别提高约89.9%和79.6%。在场景2中，相应的增幅约为80.0%和76.9%；在场景3中，与遗传算法相比提高72.2%，与差分进化相比提高71.4%。最后，我们考察卫星和无人机的波束图阈值要求的影响，分别记为 $\Gamma_0^{(\mathrm{sat})}$ 和 $\Gamma_0^{(\mathrm{uav})}$ 。如图2d所示，随着任一阈值升高，系统能量效率都会下降。这是因为更高的感知功率要求需要分配更多发射功率，从而增加能量消耗并降低可实现的通信速率，最终导致整体能量效率下降。

V. 结论

本文研究卫星–无人机辅助通感一体化系统中的能量效率最大化，在实际信道下联合优化通信与感知。本文提出一种基于交替优化的算法，以处理波束成形、功率、服务质量以及波束图约束，并快速收敛至驻点解。仿真结果表明，所提框架在多种场景下能够实现较高的能量效率，同时保持稳健的感知与通信性能，展示了在非地面网络中融合卫星与无人机平台的潜力。未来工作可进一步探索多卫星/无人机架构以及学习驱动的资源分配。

参考文献

[1] X. Luo、Q. Lin、R. Zhang、H.-H. Chen、X. Wang 和 M. Huang，“通感一体化——关于其分层架构、技术、标准化、原型与测试平台的综述”，*IEEE* 通信调查与教程，第 1–1 页，2025 年。[2] G. Fontanesi、A. Guerra、F. Guidi、J. A. V´asquez-Peralvo、N. Shlezinger、A. Zanella、E. Lagunas、S. Chatzinotas、D. Dardari 和 P. M. Djuri´c，“面向双功能雷达-通信太赫兹无人机的深度神经网络波束成形方法”，*IEEE* 车辆技术汇刊，第 74 卷，第 1 期，第 746–760 页，2025 年。[3] J. Zou、S. Sun、C. Masouros、Y. Cui、Y.-F. Liu 和 D. W. K. Ng，“感知与通信一体化系统的能效波束成形设计”，*IEEE* 通信汇刊，第 72 卷，第 6 期，第 3766–3782 页，2024 年。

[4] Q. Wang、X. Chen、Q. Qi、M. Li 和 W. Gerstacker，“低地球轨道卫星星座中的多卫星协作信息通信与定位感知”，*IEEE* 无线通信汇刊，第 24 卷，第 4 期，第 3346–3361 页，2025 年。[5] K. Meng、Q. Wu、J. Xu、W. Chen、Z. Feng、R. Schober 和 A. L. Swindlehurst，“无人机赋能的感知与通信一体化：机遇与挑战”，*IEEE* 无线通信，第 31 卷，第 2 期，第 97–104 页，2024 年。[6] J. Chen、W. Xie、C. Wang、M. Pang、F. Jiang 和 L. Xu，“空天地一体化网络中弹性大规模接入辅助的通感一体化”，载于第*30*届移动计算与网络年度国际会议论文集，2024 年，第 2203–2208 页。[7] Z. Gao、A. Liu、C. Han 和 X. Liang，“低地球轨道卫星地面一体化网络中物联网的最大完成时间优化”，*IEEE* 物联网学报，第 8 卷，第 12 期，第 9981–9994 页，2021 年 6 月。[8] K.-X. Li、L. You、J. Wang、X. Gao、C. G. Tsinos、S. Chatzinotas 和 B. Ottersten，“大规模多输入多输出低地球轨道卫星通信的下行传输设计”，*IEEE* 通信汇刊，第 70 卷，2022 年，第 1014–1028 页。[9] Z. He、W. Xu、H. Shen、Y. Huang 和 H. Xiao，“面向感知与通信一体化的能效波束成形优化”，*IEEE* 无线通信快报，第 11 卷，第 7 期，第 1374–1378 页，2022 年。[10] R. Zhang、Y. Zhang、R. Tang、H. Zhao、Q. Xiao 和 C. Wang，“多无人机辅助通感一体化系统的联合无人机轨迹、用户关联与波束成形设计策略”，*IEEE* 物联网学报，第 11 卷，第 18 期，第 29360–29374 页，2024 年。[11] X. Xu、Y.-C. Liang、G. Yang 和 L. Zhao，“可重构智能表面赋能的基于广播信号的共生无线电”，*IEEE* 通信汇刊，第 69 卷，第 10 期，第 7003–7016 页，2021 年。[12] X. Mu、Y. Liu、L. Guo、J. Lin 和 R. Schober，“同时透射与反射（STAR）可重构智能表面辅助无线通信”，*IEEE* 无线通信汇刊，第 21 卷，第 5 期，第 3083–3098 页，2022 年。[13] A. Al-Hourani，“密集低地球轨道卫星网络中的切换间会话时长”，*IEEE* 无线通信快报，第 10 卷，第 12 期，第 2810–2814 页，2021 年。[14] 3GPP，“关于 3GPP Release 20 中支持 6G 的特性研究”，技术报告，3GPP（研究项目，非规范性），2025 年，6G 的 Release 20 研究阶段：包括 TR 和 TS 文档——参见 3GPP 门户。[15] T. Van Chien、N. T. A. Thu、N. H. Lam、H. Q. Ngo、S. Chatzinotas 和 H. T. T. Binh，“卫星无小区大规模多输入多输出系统的负载均衡优化公平性设计”，*IEEE* 航空航天与电子系统汇刊，第 61 卷，第 6 期，第 16343–16356 页，2025 年。[16] T. Van Chien、B. Trong Duc、H. Viet Duc Luong、H. Thi Thanh Binh、H. Quoc Ngo 和 S. Chatzinotas，“可重构智能表面辅助多输入多输出系统中符号错误率最小化的主动与被动波束成形设计”，*IEEE* 无线通信汇刊，第 23 卷，第 12 期，第 18838–18854 页，2024 年。