

卫星网络和高空平台网络频谱共存下的分布式鲁棒波束成形算法

王子宁¹, 林敏¹, 李菲¹, 韩略¹, 朱卫平²

(1. 南京邮电大学通信与信息工程学院, 江苏 南京 210003; 2. 康考迪亚大学电子与计算机学院, 蒙特利尔 QC H3G 1M8)

摘要: 面向由卫星网络和高空平台网络有机结合的星空融合网络, 提出一种基于非完美信道状态信息的分布式鲁棒波束成形算法。首先, 在卫星网络和高空平台网络分别采用多播技术和非正交多址技术服务多个用户的场景下, 以最大化网络和速率为目标函数, 并以满足各个用户速率需求为约束, 建立卫星和高空平台发射功率受限为约束的优化问题。其次, 在仅能获取用户非完美信道状态信息且仅能实现非完美连续干扰消除的情况下, 采用 S-procedure 和连续凸逼近对非凸问题进行转化, 并进一步提出基于拉格朗日对偶的分布式波束成形算法, 以实现网络间的频谱共享。最后, 计算机仿真表明所提分布式算法相比现有工作能以更低的信令开销获取更高的频谱效率。

关键词: 分布式波束成形; 非完美信道状态信息; 非正交多址; 非完美连续干扰消除

中图分类号: TN92

文献标志码: A

DOI: 10.11959/j.issn.1000-436x.2023211

Distributed robust beamforming algorithm for spectral coexistence in satellite and high altitude platform networks

WANG Zining¹, LIN Min¹, LI Fei¹, HAN Lve¹, ZHU Weiping²

1. School of Communications and Information Engineering, Nanjing University of Posts and Telecommunications, Nanjing 210003, China

2. Department of Electrical and Computer Engineering, Concordia University, Montreal QC H3G 1M8, Canada

Abstract: A distributed robust beamforming (BF) algorithm was proposed to improve spectrum efficiency for an integrated satellite and high altitude platform (HAP) network. Specifically, for the scenario where satellite network and HAP network adopted multicast and NOMA to serve their respective multiple users, an optimization problem was formulated to maximize the sum rate, subject to the rate requirements of both satellite and aerial terminals, and the transmit power budget of satellite and aerial platforms. Then, by considering both the imperfect channel state information (CSI) and the imperfect successive interference cancellation (SIC), S-procedure and sequential convex approximation were adopted to transform the nonconvex problem, and then a distributed BF algorithm using Lagrange duality was proposed to enable the spectral coexistence. Finally, simulation results demonstrate that the proposed algorithm can achieve a similar performance yet at a lower signaling overhead compared with the other existing works.

Keywords: distributed beamforming, imperfect channel state information, non-orthogonal multiple access, imperfect successive interference cancellation

0 引言

6G 旨在为人们提供无处不在、无时不在的通

信服务^[1-2], 然而随着人类活动空间的不断扩大, 其对高空、沙漠、远洋等偏远地区的通信需求显著增加。地面蜂窝网络受限于经济成本、地理环境等因

收稿日期: 2023-08-29; 修回日期: 2023-11-28

通信作者: 林敏, linmin@njupt.edu.cn

基金项目: 重点国际合作基金资助项目 (No.61720106003); 南京邮电大学引进人才科研启动基金资助项目 (No.NY220111); 江苏省研究生科研与实践创新计划基金资助项目 (No.KYCX22_0959)

Foundation Items: The Key International Cooperation Research Project (No.61720106003), Talent Research Start-up Foundation of Nanjing University of Posts and Telecommunications (No.NY220111), The Postgraduate Research and Practice Innovation Program of Jiangsu Province (No.KYCX22_0959)

素, 无法满足更高覆盖率的需求。为此, 融合卫星网络广域覆盖和高空平台网络灵活部署的星空融合网络 (ISAN, integrated satellite and aerial network) 被学术界和工业界认为是实现全球覆盖和无缝连接的关键架构之一, 受到了广泛关注^[3-5]。另一方面, ISAN 的通信容量有限, 为满足用户连接的快速增长和 6G 对大容量的迫切需求, 需结合先进的多址技术以进一步提高频谱效率^[6-7]。

近年来, 非正交多址 (NOMA, non-orthogonal multiple access) 技术通过在功率域上复用用户信号并在接收端采用连续干扰消除 (SIC, successive interference cancellation) 技术, 可有效提升频谱资源利用率, 被广泛应用于各种网络场景中。例如, 文献[8]针对多集群无人机网络的通信传输问题, 提出一种基于 NOMA 的联合优化方案, 以最大化无人机网络的总吞吐量。文献[9]针对卫星网络的公平性问题展开研究, 提出了一种基于 NOMA 的鲁棒波束成形 (BF, beamforming) 方案, 在公平性和频谱效率之间得到较好的权衡。更进一步, 针对基于 NOMA 的星地融合网络相关研究中, 文献[10]提出一种采用智能反射面辅助的 BF 方案, 通过联合优化波束和功率分配最大化系统的和速率。文献[11]将 NOMA 应用于无人机辅助的星地融合网络, 并提出了一种混合接入方案和鲁棒 BF 算法, 实现了该融合网络的可靠通信。尽管上述文献对 NOMA 技术进行了较深入的研究, 但据笔者所知, 将 NOMA 技术应用于 ISAN 来提升其频谱效率, 仍是一个开放且具有挑战的课题。

另一方面, 在现有的 ISAN^[3-5]中, 都采用集中式设计方案, 各个子网络需要将用户的信道状态信息 (CSI, channel state information) 回传至一个中心控制站, 中心控制站通过联合优化设计后, 再对各个网络进行资源分配和干扰管理。这存在以下 3 个局限性。1) 集中式设计需要收集所有用户的 CSI 并将其上传到中心控制站, 用户较高维度的 CSI 会显著增加网络的信令开销。2) 大量用户的接入将导致集中式设计方案的计算复杂度过高。3) 在偏远和受灾地区, 中心控制站难以部署或易遭受损坏, 无法有效保证通信质量^[12]。在此背景下, 分布式方案得到了国内外学者的广泛研究。文献[13]研究了多小区多用户多输入单输出系统中的能耗问题, 并提出一种基于 KKT 条件的分布式算法, 实现原问题的分布式求解。文献[14]提出一种联合优

化用户调度和收发 BF 权矢量的分布式算法, 以较低的信令开销实现系统和速率最大化。需要指出的是, 上述文献主要将分布式方案应用于地面蜂窝网中以减少网络的信令开销, 然而考虑到卫星、高空平台载荷的限制, 将分布式方案应用于 ISAN 中有着重要的应用价值。此外, 上述工作采用准确的 CSI 进行方案设计。然而, 由于估计、量化误差的存在以及卫星和高空平台自身的抖动, 获得准确的 CSI 是一件非常困难的事情。

受上述研究启发, 为充分赋能未来 6G 网络, 本文针对 ISAN 的下行传输场景, 提出一种基于 NOMA 的分布式鲁棒 BF 算法, 以提高网络的频谱效率。具体而言, 在仅能获取用户终端非完美 CSI 且仅能实现非完美 SIC 的条件下, 建立以融合网络和速率最大化为目标、以各个用户终端的速率需求得到满足且卫星和高空平台发射功率满足阈值为约束的优化问题。其次, 为实现非凸问题的求解, 提出采用 S-procedure 和连续凸逼近方法对非凸问题进行转换, 并进一步基于拉格朗日对偶求解的分布式算法, 求解出最优解。本文所提算法通过将问题解耦为 2 个更小尺寸的子问题, 并通过并行方式实现问题的有效求解, 可在提升网络频谱效率的同时显著降低信令开销。

本文的符号说明如下。大写粗体字母表示矩阵, 小写粗体字母表示矢量。 $(\cdot)^T$ 和 $(\cdot)^H$ 分别代表矩阵的转置和共轭转置, $E(\cdot)$ 表示数学期望运算, $\text{Tr}(\cdot)$ 表示矩阵的迹; $|\cdot|$ 和 $\|\cdot\|_2$ 分别表示绝对值和向量的 2 范数, $\sqrt{\cdot}$ 和 $\exp(\cdot)$ 分别表示取根号和以自然数 e 为底的指数函数; $\mathbf{X} \succeq \mathbf{0}$ 表示矩阵 \mathbf{X} 是半正定矩阵, $\mathbb{C}^{m \times n}$ 表示维度为 $m \times n$ 的复数矩阵, $\mathbf{A} \otimes \mathbf{B}$ 表示矩阵 \mathbf{A} 和矩阵 \mathbf{B} 的 Kronecker 积。

1 系统模型

如图 1 所示, 本文研究一个 ISAN 的下行传输场景, 其中卫星网络和高空平台网络共享相同的频谱资源。考虑到卫星的帧传输结构, 多播是卫星的主要信号传输形式, 因此本文假设在卫星网络中, 低地球轨道 (LEO, low earth orbit) 卫星采用多播技术服务 L 个卫星终端 (ST, satellite terminal), 而高空平台采用 NOMA 技术为 K 个高空平台用户终端 (HT, high altitude platform terminal) 提供通信服务, 以提高网络的频谱效率。为了以紧密的尺寸获得较高的阵列天线发射增益, 卫星和高空平台分别配置

N_s 阵元和 N_u 阵元的均匀平面阵 (UPA, uniform planar array), 其他终端均采用单天线。

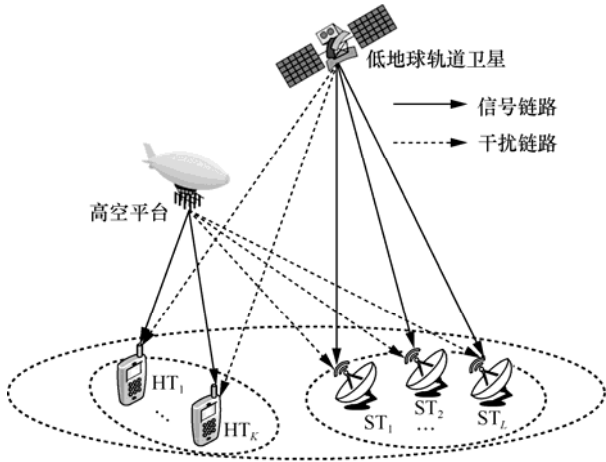


图 1 星空融合网络系统模型

首先, 考虑多普勒频移、路径损耗及用户终端接收增益对通信的影响, 卫星下行链路的信道矢量可以表示为^[15]

$$\mathbf{g} = \sqrt{G_s G_r C_L} \exp(j2\pi(tv_{\text{sat}} - f\tau_{\text{min}})) \hat{\mathbf{g}} \quad (1)$$

其中, G_s 表示卫星的发射增益, G_r 表示用户的接收增益, C_L 表示卫星到用户终端自由空间损耗, j 表示虚数单位, v_{sat} 表示多普勒频移, τ_{min} 表示最小传播时延, f 表示载波频率。此外, $\hat{\mathbf{g}} \in \mathbb{C}^{N_s \times 1}$ 表示 UPA 阵列导向矢量, 可表示为

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{g}} &= \mathbf{a}_x(\phi, \psi) \otimes \mathbf{a}_y(\phi, \psi) = \\ & \left[1, e^{j\beta d_x \sin \phi \cos \psi}, \dots, e^{j\beta d_x (N_{s,x}-1) \sin \phi \cos \psi} \right]^T \otimes \\ & \left[1, e^{j\beta d_y \sin \phi \cos \psi}, \dots, e^{j\beta d_y (N_{s,y}-1) \sin \phi \cos \psi} \right]^T \end{aligned} \quad (2)$$

其中, $\beta = \frac{2\pi}{\lambda}$, λ 为波长, ϕ 和 ψ 分别表示用户终端相对于卫星的仰角和方位角, $N_{s,x}$ 和 $N_{s,y}$ 分别表示沿 X 轴和 Y 轴方向的卫星天线数, 且满足 $N_s = N_{s,x} \times N_{s,y}$, d_x 和 d_y 为天线阵元之间的距离。

其次, 针对高空平台网络而言, 可将高空平台的下行链路信道建模为^[5]

$$\begin{aligned} \mathbf{h} &= \sqrt{g_c(\theta, \phi) \rho_0} \mathbf{b}_x(\theta, \phi) \otimes \mathbf{b}_y(\theta, \phi) + \\ & \sqrt{\frac{1}{L_n} \sum_{i=1}^{L_n} g_c(\theta_i, \phi_i) \rho_i} \mathbf{b}_x(\theta_i, \phi_i) \otimes \mathbf{b}_y(\theta_i, \phi_i) \end{aligned} \quad (3)$$

其中, $g_c(\theta, \phi)$ 表示 HT 的接收天线增益, θ 和 ϕ 分别表示用户终端相对于高空平台的仰角和方位角,

ρ_0 和 ρ_i 分别表示直达径和第 i 条非直达径的自由空间损耗, $\mathbf{b}_x(\theta, \phi) \in \mathbb{C}^{N_{u,x} \times 1}$ 和 $\mathbf{b}_y(\theta, \phi) \in \mathbb{C}^{N_{u,y} \times 1}$ 分别表示高空平台 UPA 沿 X 轴和 Y 轴方向的导向矢量, 其表达式与式 (2) 中 $\mathbf{a}_x(\phi, \psi)$ 和 $\mathbf{a}_y(\phi, \psi)$ 类似,

$$N_u = N_{u,x} \times N_{u,y}。$$

在实际的 ISAN 场景中, 信道估计误差、反馈时延和量化误差等因素的影响, 通常导致在发送端获得的 CSI 会存在一定的误差, 且误差常位于一个范数有界的集合^[16]。因此, 针对非完美 CSI 场景下的鲁棒波束 BF 的研究将更具实际应用价值, 基于范数有界误差模型, 可将信道不确定性建模为

$$\mathbf{g}_j = \bar{\mathbf{g}}_j + \Delta \mathbf{g}_j, j \in \{(s, l), (u, k)\} \quad (4)$$

$$\mathbf{h}_j = \bar{\mathbf{h}}_j + \Delta \mathbf{h}_j, j \in \{(s, l), (u, k)\} \quad (5)$$

其中, $\mathbf{g}_j \in \mathbb{C}^{N_s \times 1}$ 和 $\mathbf{h}_j \in \mathbb{C}^{N_u \times 1}$ 表示真实的 CSI, $\bar{\mathbf{g}}_j \in \mathbb{C}^{N_s \times 1}$ 和 $\bar{\mathbf{h}}_j \in \mathbb{C}^{N_u \times 1}$ 表示估计的 CSI, $\Delta \mathbf{g}_j \in \mathbb{C}^{N_s \times 1}$ 和 $\Delta \mathbf{h}_j \in \mathbb{C}^{N_u \times 1}$ 表示相应的信道估计误差, 分别满足 $\|\Delta \mathbf{g}_j\|^2 \leq \zeta_j^2$ 和 $\|\Delta \mathbf{h}_j\|^2 \leq \delta_j^2$, 其中 ζ_j 和 δ_j 分别代表误差上界。

在所研究的 ISAN 中, 卫星采用多播技术服务 L 个 ST, 令 $s_0(t)$ 表示卫星发送的多播信号, 且满足 $E[|s_0(t)|^2] = 1$, 再经过卫星发送 BF 后发送至 ST。与此同时, 高空平台采用 NOMA 技术服务 K 个 HT, 假设其发送的叠加信号为 $\mathbf{x}_a(t) = \mathbf{v} \sum_{k=1}^K \sqrt{\alpha_k} s_k(t)$, 其中 s_k 为第 k 个 HT 的期望信号, 满足 $E[|s_k(t)|^2] = 1$, α_k 为对应的功率分配系数, 然后经高空平台 BF 后发送至 HT。因此, 第 l 个 ST 和第 k 个 HT 设备接收到的信号可分别表示为

$$y_{s,l} = \underbrace{\mathbf{g}_{s,l}^H \mathbf{w} s_0(t)}_{\text{有用信号}} + \underbrace{\mathbf{h}_{s,l}^H \mathbf{v} \sum_{k=1}^K \sqrt{\alpha_k} s_k(t) + n_{s,l}(t)}_{\text{所有 HT 用户信号的干扰}}, \forall l \quad (6)$$

$$\begin{aligned} y_{u,k} &= \underbrace{\mathbf{h}_{u,k}^H \mathbf{v} \alpha_k s_k(t)}_{\text{有用信号}} + \underbrace{\mathbf{h}_{u,k}^H \mathbf{v} \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq k}}^K \sqrt{\alpha_i} s_i(t)}_{\text{其他 HT 用户信号干扰}} + \\ & \underbrace{\mathbf{g}_{u,k}^H \mathbf{w} s_0(t) + n_{u,k}(t)}_{\text{ST 用户干扰}}, \forall k \end{aligned} \quad (7)$$

其中, $\mathbf{w} \in \mathbb{C}^{N_s \times 1}$ 和 $\mathbf{v} \in \mathbb{C}^{N_u \times 1}$ 分别表示卫星和高空平台发送 BF 权矢量, $\mathbf{g}_{s,l}$ 和 $\mathbf{g}_{u,k}$ 分别表示卫星到第 l 个 ST 和第 k 个 HT 的信道链路, $\mathbf{h}_{s,l}$ 和 $\mathbf{h}_{u,k}$ 分别表示第 l 个

ST 和第 k 个 HT 的信道链路, $n_j(t), j \in \{(s,l),(u,k)\}$ 表示第 j 个用户终端的服从均值为 0、方差为 σ_j^2 的加性白高斯噪声。根据式(6), 第 l 个 ST 的信干噪比 (SINR, signal-to-interference-plus-noise ratio) 可表示为

$$\gamma_{s,l} = \frac{|\mathbf{g}_{s,l}^H \mathbf{w}|^2}{|\mathbf{h}_{s,l}^H \mathbf{v}|^2 + \sigma_{s,l}^2}, \forall l \quad (8)$$

在高空平台网络中, 假设 HT 的信道质量满足如下排列

$$\|\bar{\mathbf{h}}_{u,1}\| \leq \|\bar{\mathbf{h}}_{u,2}\| \leq \dots \leq \|\bar{\mathbf{h}}_{u,K}\| \quad (9)$$

此外, 第 i 个 HT 可以通过 SIC 技术消除部分第 j 个 ($1 \leq j < i \leq K$) HT 的信号, 但考虑到实际场景中, 高空平台只能获取每个 HT 的非完美 CSI, 故第 i 个 HT 不能准确解码第 j 个 HT 的信号, 会存在残余干扰^[17]。因此, 第 k 个 HT 的 SINR 为

$$\gamma_{u,k} = \frac{\alpha_k |\mathbf{h}_{u,k}^H \mathbf{v}|^2}{\underbrace{\sum_{i=1}^{k-1} \alpha_i |\Delta \mathbf{h}_{u,k}^H \mathbf{v}|^2}_{\text{残余干扰}} + \underbrace{\sum_{i=k+1}^K \alpha_i |\mathbf{h}_{u,k}^H \mathbf{v}|^2}_{\text{用户间干扰}} + \underbrace{|\mathbf{g}_{u,k}^H \mathbf{w}|^2 + \sigma_{u,k}^2}_{\text{网间干扰}}}, \forall k \quad (10)$$

更进一步地, 根据式(8)和式(10), 可将第 l 个 ST 和第 k 个 HT 的可达速率分别表示为 $R_{s,l} = \text{lb}(1 + \gamma_{s,l})$ 和 $R_{u,k} = \text{lb}(1 + \gamma_{u,k})$ 。值得注意的是, 卫星网络和高空平台网络之间的频谱共存, 将导致两者之间存在较强的网间干扰, 从而影响用户终端的通信质量。接下来, 本文在建立融合网络中所有用户终端可达速率之和最大化准则的基础上, 提出了一种分布式鲁棒 BF 算法, 以实现整个融合网络的干扰管理。

2 分布式鲁棒波束成形算法

考虑到和速率是衡量融合网络性能的重要指标,

$$\begin{aligned} & \max_{\mathbf{V}, \mathbf{W}, \alpha_k, p_l, q_k, t_s, t_{u,k}} t_s + \sum_{k=1}^K t_{u,k} \\ \text{s.t. C1: } & \min_{\Delta \mathbf{h}_l, \Delta \mathbf{g}_l} \text{lb} \left(1 + \frac{\mathbf{g}_{s,l}^H \mathbf{W} \mathbf{g}_{s,l}}{p_l + \sigma_{s,l}^2} \right) \geq R_s^{\text{th}}, \forall l \\ & \min_{\Delta \mathbf{h}_k, \Delta \mathbf{g}_k} \text{lb} \left(1 + \frac{\alpha_k \mathbf{h}_{u,k}^H \mathbf{V} \mathbf{h}_{u,k}}{\sum_{i=1}^{k-1} \alpha_i \Delta \mathbf{h}_{u,k}^H \mathbf{V} \Delta \mathbf{h}_{u,k} + \sum_{i=k+1}^K \alpha_i \mathbf{h}_{u,k}^H \mathbf{V} \mathbf{h}_{u,k} + q_k + \sigma_{u,k}^2} \right) \geq R_{u,k}^{\text{th}}, \forall k \\ \text{C3: } & \text{Tr}(\mathbf{V}) \leq P_{u,\text{max}} \\ \text{C4: } & \text{Tr}(\mathbf{W}) \leq P_{s,\text{max}} \end{aligned}$$

因此本节建立以网络和速率最大化为目标函数的优化问题。在本文所研究的场景中, 卫星采用多播技术发送同一信号, 高空平台网络采用 NOMA 技术发送多个不同信号。参考文献[18], 融合网络的和速率可以表示为卫星网络的最小速率加上高空平台网络的和速率。综上, 和速率问题在数学上可以表示为

$$\begin{aligned} & \max_{\mathbf{v}, \mathbf{w}, \alpha_k} \left(\min_l \min_{\Delta \mathbf{h}_l, \Delta \mathbf{g}_l} R_{s,l} \right) + \sum_{k=1}^K \min_{\Delta \mathbf{h}_k, \Delta \mathbf{g}_k} R_{u,k} \\ \text{s.t. C1: } & \min_l \min_{\Delta \mathbf{h}_l, \Delta \mathbf{g}_l} R_{s,l} \geq R_s^{\text{th}} \\ \text{C2: } & \min_{\Delta \mathbf{h}_k, \Delta \mathbf{g}_k} R_{u,k} \geq R_{u,k}^{\text{th}}, \forall k \\ \text{C3: } & \|\mathbf{v}\|^2 \leq P_{s,\text{max}} \\ \text{C4: } & \|\mathbf{w}\|^2 \leq P_{u,\text{max}} \\ \text{C5: } & \sum_{k=1}^K \alpha_k = 1 \end{aligned} \quad (11)$$

其中, 约束 C1 表示第 l 个 ST 多播速率需求, R_s^{th} 表示多播速率阈值; 约束 C2 表示第 k 个 HT 可达速率需求, $R_{u,k}^{\text{th}}$ 表示单播速率阈值; 约束 C3 和约束 C4 分别为卫星和高空平台的功率限制, $P_{s,\text{max}}$ 和 $P_{u,\text{max}}$ 分别表示卫星和高空平台的最大发射功率; 约束 C5 表示 HT 之间的功率分配关系。

值得注意的是, 问题式(11)属于联合优化问题, 现有的大多数工作往往采用集中式设计来进行求解, 导致存在信令开销较大的问题。针对此问题, 本文提出一种分布式 BF 算法, 力求以较低的信令开销获得令人满意的解。具体而言, 定义 $\mathbf{W} = \mathbf{w} \mathbf{w}^H$ 和 $\mathbf{V} = \mathbf{v} \mathbf{v}^H$, 并引入干扰变量 $p_l = \mathbf{h}_{s,l}^H \mathbf{V} \mathbf{h}_{s,l}$ 和 $q_k = \mathbf{g}_{u,k}^H \mathbf{W} \mathbf{g}_{u,k}$ 以及松弛变量 t_s 和 $t_{u,k}$ 。与现有工作^[19]类似, 采用半正定松弛 (SDR, semidefinite relaxation) 方法去除秩一约束, 则问题式(11)可进一步表示为

$$\begin{aligned}
\text{C5: } & \sum_{k=1}^K \alpha_k = 1, 0 \leq \alpha_k \leq 1, \forall k \\
\text{C6: } & \min_{\Delta \mathbf{h}_i, \Delta \mathbf{g}_i} \text{lb} \left(1 + \frac{\mathbf{g}_{s,l}^H \mathbf{W} \mathbf{g}_{s,l}}{p_l + \sigma_{s,l}^2} \right) \geq t_s, \forall l \\
\text{C7: } & \min_{\Delta \mathbf{h}_i, \Delta \mathbf{g}_i} \text{lb} \left(1 + \frac{\alpha_k \mathbf{h}_{u,k}^H \mathbf{V} \mathbf{h}_{u,k}}{\sum_{i=1}^{k-1} \alpha_i \Delta \mathbf{h}_{u,k}^H \mathbf{V} \Delta \mathbf{h}_{u,k} + \sum_{i=k+1}^K \alpha_i \mathbf{h}_{u,k}^H \mathbf{V} \mathbf{h}_{u,k} + q_k + \sigma_{u,k}^2} \right) \geq t_{u,k}, \forall k \\
\text{C8: } & p_l \geq \max_{\Delta \mathbf{h}_{s,l}} \mathbf{h}_{s,l}^H \mathbf{V} \mathbf{h}_{s,l}, \forall l \\
\text{C9: } & q_k \geq \max_{\Delta \mathbf{g}_{u,k}} \mathbf{g}_{u,k}^H \mathbf{W} \mathbf{g}_{u,k}, \forall k
\end{aligned} \tag{12}$$

其中, C6 和 C7 表示松弛约束, C8 和 C9 表示网间干扰。

2.1 并行子问题求解

当固定 p_l 和 q_k 时, 问题式(12)可被分解为 2 个并行子问题, 每个子网络可在本地并行进行最优波束设计, 故不需要将 CSI 回传至中心控制站, 从而降低信令开销。并行子问题可分别表示为子问题 1 和子问题 2。

子问题 1. 高空平台网络优化设计

$$\begin{aligned}
& \max_{V, \alpha_k, t_{u,k}} \sum_{k=1}^K t_{u,k} \\
& \text{s.t. C2, C3, C5, C7, C8}
\end{aligned} \tag{13}$$

子问题 2. 卫星网络优化设计

$$\begin{aligned}
& \max_W t_s \\
& \text{s.t. C1, C4, C6, C9}
\end{aligned} \tag{14}$$

针对子问题式(13), 首先定义如下等式

$$e^{x_{u,k}} = \sum_{i=1}^{k-1} \alpha_i \Delta \mathbf{h}_{u,k}^H \mathbf{V} \Delta \mathbf{h}_{u,k} + \sum_{i=k}^K \alpha_i \mathbf{h}_{u,k}^H \mathbf{V} \mathbf{h}_{u,k} + q_k + \sigma_{u,k}^2 \tag{15}$$

$$e^{y_{u,k}} = \sum_{i=1}^{k-1} \alpha_i \Delta \mathbf{h}_{u,k}^H \mathbf{V} \Delta \mathbf{h}_{u,k} + \sum_{i=k+1}^K \alpha_i \mathbf{h}_{u,k}^H \mathbf{V} \mathbf{h}_{u,k} + q_k + \sigma_{u,k}^2 \tag{16}$$

其中, $x_{u,k}$ 和 $y_{u,k}$ 为引入的松弛变量。则问题式(13)可以进一步转换为

$$\begin{aligned}
& \max_{V, \alpha_k, t_{u,k}, x_{u,k}, y_{u,k}} \sum_{k=1}^K t_{u,k} \\
& \text{s.t. C3, C5, C8}
\end{aligned}$$

$$\text{C2.1: } (x_{u,k} - y_{u,k}) \text{lbe} \geq R_{u,k}^{\text{th}}, \forall k$$

$$\text{C7.1: } (x_{u,k} - y_{u,k}) \text{lbe} \geq t_{u,k}, \forall k$$

$$\begin{aligned}
\text{C10: } & \min_{\Delta \mathbf{h}_i, \Delta \mathbf{g}_i} \sum_{i=1}^{k-1} \alpha_i \Delta \mathbf{h}_{u,k}^H \mathbf{V} \Delta \mathbf{h}_{u,k} + \\
& \sum_{i=k}^K \alpha_i \mathbf{h}_{u,k}^H \mathbf{V} \mathbf{h}_{u,k} + q_k + \sigma_{u,k}^2 \geq e^{x_{u,k}}, \forall k
\end{aligned}$$

$$\text{C11: } \max_{\Delta \mathbf{h}_i, \Delta \mathbf{g}_i} \sum_{i=1}^{k-1} \alpha_i \Delta \mathbf{h}_{u,k}^H \mathbf{V} \Delta \mathbf{h}_{u,k} +$$

$$\sum_{i=k+1}^K \alpha_i \mathbf{h}_{u,k}^H \mathbf{V} \mathbf{h}_{u,k} + q_k + \sigma_{u,k}^2 \leq e^{y_{u,k}}, \forall k$$

$$\text{C12: } 0 \leq \alpha_k \leq 1, \forall k, x_{u,k} \geq 0, \forall k,$$

$$y_{u,k} \geq 0, \forall k, t_{u,k} \geq 0, \forall k, \mathbf{V} \succeq 0 \tag{17}$$

针对约束 C10 的信道不确定性, 将式(4)代入, 则约束 C10 可表示为

$$\begin{aligned}
& \Delta \mathbf{h}_{u,k}^H \mathbf{V} \Delta \mathbf{h}_{u,k} + 2 \text{Re} \left\{ \Delta \mathbf{h}_{u,k}^H \mathbf{V} \sum_{i=k}^K \alpha_i \bar{\mathbf{h}}_{u,k} \right\} + \\
& \bar{\mathbf{h}}_{u,k}^H \mathbf{V} \sum_{i=k}^K \alpha_i \bar{\mathbf{h}}_{u,k} + q_k + \sigma_{u,k}^2 - e^{x_{u,k}} \geq 0
\end{aligned} \tag{18}$$

进一步, 考虑到 $\|\Delta \mathbf{h}_{u,k}\|^2 \leq \delta_{u,k}^2$, 采用

S-procedure 方法可将式(18)近似为

$$\begin{aligned}
& \mathbf{X}_{u,k}^V = \\
& \begin{bmatrix} \tau_{u,k} \mathbf{I}_u + \mathbf{V} & \bar{\mathbf{V}}_k \bar{\mathbf{h}}_{u,k} \\ \bar{\mathbf{h}}_{u,k}^H \bar{\mathbf{V}}_k & \bar{\mathbf{h}}_{u,k}^H \bar{\mathbf{V}}_k \bar{\mathbf{h}}_{u,k} + q_k + \sigma_{u,k}^2 - e^{x_{u,k}} - \tau_{u,k} \delta_{u,k}^2 \end{bmatrix} \succeq 0
\end{aligned} \tag{19}$$

其中, $\tau_{u,k} > 0$ 表示松弛变量, $\bar{\mathbf{V}}_k = \mathbf{V}^{(t)} \sum_{i=k}^K \alpha_i +$

$\mathbf{V} \sum_{i=k}^K \alpha_i^{(t)} - \mathbf{V}^{(t)} \sum_{i=k}^K \alpha_i^{(t)}$, $\mathbf{V}^{(t)}$ 和 $\alpha_i^{(t)}$ 表示第 t 次迭代的

泰勒展开点, $\mathbf{I}_u \in \mathbb{C}^{N_u \times 1}$ 表示单位矩阵。类似地, 可以将约束 C8 和 C11 分别转化为

$$\begin{aligned}
& \mathbf{Y}_{s,l}^V = \\
& \begin{bmatrix} \tau_{s,l} \mathbf{I}_u - \mathbf{V} & -\bar{\mathbf{V}}_{s,l} \bar{\mathbf{h}}_{s,l} \\ -\bar{\mathbf{h}}_{s,l}^H \bar{\mathbf{V}}_{s,l} & -\bar{\mathbf{h}}_{s,l}^H \bar{\mathbf{V}}_{s,l} \bar{\mathbf{h}}_{s,l} + p_l - \tau_{s,l} \delta_{s,l}^2 \end{bmatrix} \succeq 0
\end{aligned} \tag{20}$$

$$\begin{aligned}
& \mathbf{Z}_{u,k}^V = \\
& \begin{bmatrix} \bar{\tau}_{u,k} \mathbf{I}_u - \mathbf{V} + \tilde{\mathbf{V}} & -\tilde{\mathbf{V}}_k \bar{\mathbf{h}}_{u,k} \\ -\bar{\mathbf{h}}_{u,k}^H \tilde{\mathbf{V}}_k & -\bar{\mathbf{h}}_{u,k}^H \tilde{\mathbf{V}}_k \bar{\mathbf{h}}_{u,k} - q_k - \sigma_{u,k}^2 + e^{y_{u,k}} - \bar{\tau}_{u,k} \delta_{u,k}^2 \end{bmatrix} \succeq 0
\end{aligned} \tag{21}$$

其中, $\bar{\tau}_{u,k} \geq 0$ 表示松弛变量, $e^{\bar{y}_{u,k}} = e^{y_{u,k}^{(t)}} (y_{u,k} - y_{u,k}^{(t)} + 1)$, $y_{u,k}^{(t)}$ 表示第 t 次迭代过程中的泰勒展开点, $\tilde{V} = V^{(t)}\alpha_k + V\alpha_k^{(t)} - V^{(t)}\alpha_k^{(t)}$, $\hat{V}_k = V^{(t)} \sum_{i=k+1}^K \alpha_i + V \sum_{i=k+1}^K \alpha_i^{(t)} - V^{(t)} \sum_{i=k+1}^K \alpha_i^{(t)}$ 。

将式(19)~式(21)依次代入原问题式(17), 则式(17)可等价表示为

$$\begin{aligned} \max_{V, \alpha_k, t_{u,k}, \tau_{s,l}, \bar{\tau}_{u,k}, \bar{\tau}_{u,k}} \sum_{k=1}^K t_{u,k} \\ \text{s.t. C2.1, C3, C5, C7.1, C12, 式(19)~式(21)} \end{aligned} \quad (22)$$

当给定干扰变量 p_l 和 q_k 时, 上述问题式(22)为凸问题, 可借助标准软件工具包(如 CVX)进行求解。接下来, 针对卫星网络子问题式(14), 采取类似式(19)~式(21), 可以将约束 C1、C6 和 C9 重构为

$$\begin{aligned} X_{s,l}^W = \begin{bmatrix} \rho_{s,l} I_s + W & W \bar{g}_{s,l} \\ \bar{g}_{s,l}^H W & \bar{g}_{s,l}^H W \bar{g}_{s,l} - (2^s - 1)(p_l + \sigma_{s,l}^2) - \rho_{s,l} \zeta_{s,l}^2 \end{bmatrix} \succeq 0 \end{aligned} \quad (23)$$

$$\begin{aligned} Y_{s,l}^W = \begin{bmatrix} \bar{\rho}_{s,l} I_s + W & W \bar{g}_{s,l} \\ \bar{g}_{s,l}^H W & \bar{g}_{s,l}^H W \bar{g}_{s,l} - (2^{R_s^{\text{th}}} - 1)(p_l + \sigma_{s,l}^2) - \bar{\rho}_{s,l} \zeta_{s,l}^2 \end{bmatrix} \succeq 0 \end{aligned} \quad (24)$$

$$\begin{aligned} Z_{u,k}^W = \begin{bmatrix} \rho_{u,k} I_s - W & -W \bar{g}_{u,k} \\ -\bar{g}_{u,k}^H W & -\bar{g}_{u,k}^H W \bar{g}_{u,k} + q_k - \rho_{u,k} \zeta_{u,k}^2 \end{bmatrix} \succeq 0 \end{aligned} \quad (25)$$

其中, $\rho_{s,l}$ 、 $\bar{\rho}_{s,l}$ 和 $\rho_{u,k}$ 为引入的松弛变量, $I_s \in \mathbb{C}^{N_s \times N_s}$ 表示单位矩阵。将约束式(23)~式(25)依次代入原问题式(14), 则式(14)可以等价表示为

$$\begin{aligned} \max_{W, t_s, \rho_{s,l}, \bar{\rho}_{s,l}, \rho_{u,k}} t_s \\ \text{s.t. C4, 式(23)~式(25)} \\ \text{C13: } t_s \geq 0, \rho_{s,l} \geq 0, \bar{\rho}_{s,l} \geq 0, \\ \rho_{u,k} \geq 0, W \succeq 0, \forall l, \forall k \end{aligned} \quad (26)$$

同样地, 当给定 p_l 和 q_k 时, 上述问题式(26)为凸优化问题, 可用 CVX 进行有效求解。

2.2 干扰变量并行优化

不难发现, 若定义问题式(22)的目标函数值为 $f_u(p_l, q_k)$, 则问题式(22)的求解可等价于优化 p_l 和 q_k 来使函数 $f_u(p_l, q_k)$ 最大化。类似地, 子问题式(26)

的目标函数值可定义为 $f_s(p_l, q_k)$ 。因此, 2 个子问题均可表示为干扰变量的函数, 通过对于干扰变量 p_l 和 q_k 进行优化, 可获得原问题式(12)的全局最优解。在此背景下, 本文提出一种基于拉格朗日对偶的迭代方法以并行的方式更新求解干扰变量。

首先, 问题式(22)的拉格朗日函数可表示为

$$\begin{aligned} L_u = \sum_{k=1}^K t_{u,k} + \sum_{k=1}^K a_{u,k} [(x_{u,k} - y_{u,k}) \text{lbe} - t_{u,k}] + \\ \sum_{k=1}^K b_{u,k} [(x_{u,k} - y_{u,k}) \text{lbe} - R_{u,k}^{\text{th}}] - \\ c_u (\text{Tr}(V) - P_{u,\text{max}}) + d_u \left(\sum_{k=1}^K \alpha_k - 1 \right) + \\ \sum_{l=1}^L \text{Tr}(A_{s,l} Y_{s,l}^V) + \sum_{k=1}^K \text{Tr}(B_{u,k} X_{u,k}^V) + \sum_{k=1}^K \text{Tr}(C_{u,k} Z_{u,k}^V) + \\ \sum_{k=1}^K e_{u,k} \alpha_k - \sum_{k=1}^K f_{u,k} (\alpha_k - 1) + \sum_{k=1}^K g_{u,k} x_{u,k} + \sum_{k=1}^K h_{u,k} y_{u,k} + \\ \sum_{k=1}^K i_{u,k} t_{u,k} + \sum_{l=1}^L j_{s,l} \tau_{s,l} + \sum_{k=1}^K m_{u,k} \tau_{u,k} + \sum_{k=1}^K n_{u,k} \bar{\tau}_{u,k} + \text{Tr}(D_u V) \end{aligned} \quad (27)$$

其中, $\Psi_u = \{A_{s,l}, B_{u,k}, C_{u,k}, D_u, a_{u,k}, b_{u,k}, c_u, d_u, e_{u,k}, f_{u,k}, g_{u,k}, h_{u,k}, i_{u,k}, j_{s,l}, m_{u,k}, n_{u,k}\}$ 为拉格朗日乘子。根据文献[20], 问题式(22)的对偶问题可表示为

$$\begin{aligned} \min_{\Psi_u} d_u = - \sum_{k=1}^K b_{u,k} R_{u,k}^{\text{th}} + c_u P_{u,\text{max}} - d_u + \sum_{k=1}^K f_{u,k} + \\ \sum_{l=1}^L \text{Tr} \left(A_{s,l} \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{N_u \times N_u} & \mathbf{0}_{N_u \times 1} \\ \mathbf{0}_{1 \times N_u} & p_l \end{bmatrix} \right) + \\ \sum_{k=1}^K \text{Tr}(B_{u,k} \hat{X}_{u,k}^V) + \sum_{k=1}^K \text{Tr}(C_{u,k} \hat{Z}_{u,k}^V) \end{aligned}$$

$$\text{s.t. } 1 - a_{u,k} \leq 0, \forall k$$

$$a_{u,k} \text{lbe} + b_{u,k} \text{lbe} -$$

$$\text{Tr} \left(B_{u,k} \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{N_u \times N_u} & \mathbf{0}_{N_u \times 1} \\ \mathbf{0}_{1 \times N_u} & 1 \end{bmatrix} \right) e^{x_{u,k}} \leq 0, \forall k$$

$$-a_{u,k} \text{lbe} - b_{u,k} \text{lbe} +$$

$$\text{Tr} \left(C_{u,k} \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{N_u \times N_u} & \mathbf{0}_{N_u \times 1} \\ \mathbf{0}_{1 \times N_u} & e^{y_{u,k}^{(t)}} \end{bmatrix} \right) \leq 0, \forall k$$

$$c_u I_u + \sum_{l=1}^L \left(\begin{bmatrix} I_u & \bar{h}_{s,l} \end{bmatrix} A_{s,l} \begin{bmatrix} I_u \\ \bar{h}_{s,l}^H \end{bmatrix} \right)^T - \sum_{k=1}^K \left(\sum_{i=k}^K \alpha_i^{(t)} \right)$$

$$\left(\begin{bmatrix} I_u & \bar{h}_{u,k} \end{bmatrix} B_{u,k} \begin{bmatrix} I_u \\ \bar{h}_{u,k}^H \end{bmatrix} \right)^T -$$

$$\begin{aligned}
& \sum_{i=1}^{k-1} \alpha_i^{(t)} \left(\begin{bmatrix} \mathbf{I}_u & \mathbf{0}_{N_u \times 1} \end{bmatrix} \mathbf{B}_{u,k} \begin{bmatrix} \mathbf{I}_u \\ \mathbf{0}_{1 \times N_u} \end{bmatrix} \right)^{\text{T}} + & \text{Tr} \left(\mathbf{A}_{s,l} \begin{bmatrix} \mathbf{I}_u & \mathbf{0}_{N_u \times 1} \\ \mathbf{0}_{1 \times N_u} & -\delta_{s,l}^2 \end{bmatrix} \right) \leq 0, \forall l \\
& \sum_{k=1}^K \left(\sum_{i=k+1}^K \alpha_i^{(t)} \left(\begin{bmatrix} \mathbf{I}_u & \bar{\mathbf{h}}_{u,k} \end{bmatrix} \mathbf{C}_{u,k} \begin{bmatrix} \mathbf{I}_u \\ \bar{\mathbf{h}}_{u,k}^{\text{H}} \end{bmatrix} \right)^{\text{T}} + \right. & \text{Tr} \left(\mathbf{B}_{u,k} \begin{bmatrix} \mathbf{I}_u & \mathbf{0}_{N_u \times 1} \\ \mathbf{0}_{1 \times N_u} & -\delta_{u,k}^2 \end{bmatrix} \right) \leq 0, \forall k \\
& \left. \sum_{i=1}^{k-1} \alpha_i^{(t)} \left(\begin{bmatrix} \mathbf{I}_u & \mathbf{0}_{N_u \times 1} \end{bmatrix} \mathbf{C}_{u,k} \begin{bmatrix} \mathbf{I}_u \\ \mathbf{0}_{1 \times N_u} \end{bmatrix} \right)^{\text{T}} \right) \geq 0 & \text{Tr} \left(\mathbf{C}_{u,k} \begin{bmatrix} \mathbf{I}_u & \mathbf{0}_{N_u \times 1} \\ \mathbf{0}_{1 \times N_u} & -\delta_{u,k}^2 \end{bmatrix} \right) \leq 0, \forall k \quad (28)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& d_u + \sum_{i=1}^k \text{Tr} \left(\mathbf{B}_{u,i} \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{N_u \times N_u} & \mathbf{V}^{(t)} \bar{\mathbf{h}}_{u,i} \\ \bar{\mathbf{h}}_{u,i}^{\text{H}} \mathbf{V}^{(t)} & \bar{\mathbf{h}}_{u,i}^{\text{H}} \mathbf{V}^{(t)} \bar{\mathbf{h}}_{u,i} \end{bmatrix} \right) - f_{u,k} + \\
& \text{Tr} \left(\mathbf{C}_{u,k} \begin{bmatrix} \mathbf{V}^{(t)} & \mathbf{0}_{N_u \times 1} \\ \mathbf{0}_{1 \times N_u} & 0 \end{bmatrix} \right) - \\
& \sum_{i=1}^{k-1} \text{Tr} \left(\mathbf{C}_{u,i} \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{N_u \times N_u} & \mathbf{V}^{(t)} \bar{\mathbf{h}}_{u,i} \\ \bar{\mathbf{h}}_{u,i}^{\text{H}} \mathbf{V}^{(t)} & \bar{\mathbf{h}}_{u,i}^{\text{H}} \mathbf{V}^{(t)} \bar{\mathbf{h}}_{u,i} \end{bmatrix} \right) \leq 0, \forall k
\end{aligned}$$

其中,

$$\hat{\mathbf{X}}_{u,k}^{\text{V}} = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{N_u \times N_u} & -\mathbf{V}^{(t)} \sum_{i=k}^K \alpha_i^{(t)} \bar{\mathbf{h}}_{u,k} \\ -\bar{\mathbf{h}}_{u,k}^{\text{H}} \mathbf{V}^{(t)} \sum_{i=k}^K \alpha_i^{(t)} & -\bar{\mathbf{h}}_{u,k}^{\text{H}} \mathbf{V}^{(t)} \sum_{i=k}^K \alpha_i^{(t)} \bar{\mathbf{h}}_{u,k} + q_k + \sigma_{u,k}^2 \end{bmatrix} \quad (29)$$

$$\hat{\mathbf{Z}}_{u,k}^{\text{V}} = \begin{bmatrix} -\mathbf{V}^{(t)} \alpha_k^{(t)} & \mathbf{V}^{(t)} \sum_{i=k+1}^K \alpha_i^{(t)} \bar{\mathbf{h}}_{u,k} \\ \bar{\mathbf{h}}_{u,k}^{\text{H}} \mathbf{V}^{(t)} \sum_{i=k+1}^K \alpha_i^{(t)} & \bar{\mathbf{h}}_{u,k}^{\text{H}} \mathbf{V}^{(t)} \sum_{i=k+1}^K \alpha_i^{(t)} \bar{\mathbf{h}}_{u,k} - q_k - \sigma_{u,k}^2 + e^{y_{u,k}^{(t)}} (-y_{u,k}^{(t)} + 1) \end{bmatrix} \quad (30)$$

由于对偶问题式(28)为凸且满足 Slater's 条件^[21], 故问题式(22)与问题式(28)之间具有强对偶性, 则有式(31)成立^[21]

$$f_u(p_l, q_k) = L_u(p_l, q_k) = d_u(p_l, q_k) \quad (31)$$

类似地, 可写出问题式(26)的拉格朗日函数为

$$\begin{aligned}
L_s = & t_s + \sum_{l=1}^L \text{Tr}(\mathbf{B}_{s,l} \mathbf{X}_{s,l}^{\text{W}}) + \sum_{l=1}^L \text{Tr}(\mathbf{C}_{s,l} \mathbf{Y}_{s,l}^{\text{W}}) - \\
& c_s (\text{Tr}(\mathbf{W}) - P_{s,\max}) + \sum_{k=1}^K \text{Tr}(\mathbf{A}_{u,k} \mathbf{Z}_{u,k}^{\text{W}}) + i_s t_s + \\
& \sum_{l=1}^L m_{s,l} \rho_{s,l} + \sum_{l=1}^L n_{s,l} \bar{\rho}_{s,l} + \sum_{k=1}^K j_{u,k} \rho_{u,k} + \text{Tr}(\mathbf{D}_s \mathbf{W}) \quad (32)
\end{aligned}$$

其中, $\boldsymbol{\Psi}_s = \{\mathbf{A}_{u,k}, \mathbf{B}_{s,l}, \mathbf{C}_{s,l}, \mathbf{D}_s, c_s, i_s, j_{u,k}, m_{s,l}, n_{s,l}\}$ 为拉格朗日乘子。则问题式(26)的对偶问题可表示为

$$\begin{aligned}
\max_{\boldsymbol{\Psi}_s} d_s = & \sum_{l=1}^L \text{Tr} \left(\mathbf{B}_{s,l} \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{N_s \times N_s} & \mathbf{0}_{N_s \times 1} \\ \mathbf{0}_{1 \times N_s} & p_l + \sigma_{s,l}^2 \end{bmatrix} \right) - \\
& \sum_{l=1}^L \text{Tr} \left(\mathbf{C}_{s,l} \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{N_s \times N_s} & \mathbf{0}_{N_s \times 1} \\ \mathbf{0}_{1 \times N_s} & (2^{R_s^{\text{th}}} - 1)(p_l + \sigma_{s,l}^2) \end{bmatrix} \right) +
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& c_s P_{s,\max} + \sum_{k=1}^K \text{Tr} \left(\mathbf{A}_{u,k} \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{N_s \times N_s} & \mathbf{0}_{N_s \times 1} \\ \mathbf{0}_{1 \times N_s} & q_k \end{bmatrix} \right) \\
& \text{s.t. } 1 - \sum_{l=1}^L \text{Tr} \left(\mathbf{B}_{s,l} \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{N_s \times N_s} & \mathbf{0}_{N_s \times 1} \\ \mathbf{0}_{1 \times N_s} & p_l + \sigma_{s,l}^2 \end{bmatrix} \right) 2^{i_s} \ln 2 \leq 0
\end{aligned}$$

$$c_s \mathbf{I}_s - \sum_{l=1}^L \left(\begin{bmatrix} \mathbf{I}_s & \bar{\mathbf{g}}_{s,l} \end{bmatrix} \mathbf{B}_{s,l} \begin{bmatrix} \mathbf{I}_s \\ \bar{\mathbf{g}}_{s,l}^{\text{H}} \end{bmatrix} \right)^{\text{T}} -$$

$$\sum_{l=1}^L \left(\begin{bmatrix} \mathbf{I}_s & \bar{\mathbf{g}}_{s,l} \end{bmatrix} \mathbf{C}_{s,l} \begin{bmatrix} \mathbf{I}_s \\ \bar{\mathbf{g}}_{s,l}^{\text{H}} \end{bmatrix} \right)^{\text{T}} +$$

$$\sum_{k=1}^K \left(\begin{bmatrix} \mathbf{I}_s & \bar{\mathbf{g}}_{u,k} \end{bmatrix} \mathbf{A}_{u,k} \begin{bmatrix} \mathbf{I}_s \\ \bar{\mathbf{g}}_{u,k}^{\text{H}} \end{bmatrix} \right)^{\text{T}} \geq 0$$

$$\text{Tr} \left(\mathbf{B}_{s,l} \begin{bmatrix} \mathbf{I}_s & \mathbf{0}_{N_s \times 1} \\ \mathbf{0}_{1 \times N_s} & -\zeta_{s,l}^2 \end{bmatrix} \right) \leq 0, \forall l$$

$$\text{Tr} \left(\mathbf{C}_{s,l} \begin{bmatrix} \mathbf{I}_s & \mathbf{0}_{N_s \times 1} \\ \mathbf{0}_{1 \times N_s} & -\zeta_{s,l}^2 \end{bmatrix} \right) \leq 0, \forall l$$

$$\text{Tr} \left(\mathbf{A}_{u,k} \begin{bmatrix} \mathbf{I}_s & \mathbf{0}_{N_s \times 1} \\ \mathbf{0}_{1 \times N_s} & -\zeta_{u,k}^2 \end{bmatrix} \right) \leq 0, \forall k \quad (33)$$

类似地, 问题式(26)与对偶问题式(33)具有强对

偶性，有式(34)成立

$$\mathbf{f}_s(p_l, q_k) = \mathbf{L}_s(p_l, q_k) = \mathbf{d}_s(p_l, q_k) \quad (34)$$

值得注意的是，当求得拉格朗日乘子变量时， $\mathbf{L}_u(p_l, q_k)$ 和 $\mathbf{L}_s(p_l, q_k)$ 均为关于干扰变量 p_l 和 q_k 的凸函数。根据凸包性质，原问题式(12)也为关于 p_l 和 q_k 的凸函数，因此可以采用梯度下降法以较低的复杂度实现最优干扰变量的求解^[22]。因此， p_l 和 q_k 的更新式可分别表示为

$$p_l^{(t+1)} = \left[p_l^{(t)} - \frac{\eta_p \nabla p_l}{\sqrt{t} |\nabla p_l|} \right]^+ \quad (35)$$

$$q_k^{(t+1)} = \left[q_k^{(t)} - \frac{\eta_q \nabla q_k}{\sqrt{t} |\nabla q_k|} \right]^+ \quad (36)$$

其中， $[x]^+ = \max(x, 0)$ 。梯度 ∇p_l 和 ∇q_k 分别为

$$\begin{aligned} \nabla p_l &= \frac{\partial L_s}{\partial p_l} + \frac{\partial L_u}{\partial p_l} = \text{Tr} \left(\mathbf{A}_{s,l} \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{N_u \times N_u} & \mathbf{0}_{N_u \times 1} \\ \mathbf{0}_{1 \times N_u} & 1 \end{bmatrix} \right) - \\ &\text{Tr} \left(\mathbf{B}_{s,l} \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{N_s \times N_s} & \mathbf{0}_{N_s \times 1} \\ \mathbf{0}_{1 \times N_s} & 2^s - 1 \end{bmatrix} \right) - \text{Tr} \left(\mathbf{C}_{s,l} \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{N_s \times N_s} & \mathbf{0}_{N_s \times 1} \\ \mathbf{0}_{1 \times N_s} & 2^{R_s^{\text{th}}} - 1 \end{bmatrix} \right) \end{aligned} \quad (37)$$

$$\begin{aligned} \nabla q_k &= \frac{\partial L_s}{\partial q_k} + \frac{\partial L_u}{\partial q_k} = \text{Tr} \left(\mathbf{B}_{u,k} \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{N_u \times N_u} & \mathbf{0}_{N_u \times 1} \\ \mathbf{0}_{1 \times N_u} & 1 \end{bmatrix} \right) - \\ &\text{Tr} \left(\mathbf{C}_{u,k} \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{N_u \times N_u} & \mathbf{0}_{N_u \times 1} \\ \mathbf{0}_{1 \times N_u} & 1 \end{bmatrix} \right) + \text{Tr} \left(\mathbf{A}_{u,k} \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{N_s \times N_s} & \mathbf{0}_{N_s \times 1} \\ \mathbf{0}_{1 \times N_s} & 1 \end{bmatrix} \right) \end{aligned} \quad (38)$$

其中， $\frac{\partial L_s}{\partial q_k}$ 和 $\frac{\partial L_s}{\partial p_l}$ 为卫星计算得到的次梯度， $\frac{\partial L_u}{\partial q_k}$ 和

$\frac{\partial L_u}{\partial p_l}$ 为高空平台计算得到的次梯度。

2.3 算法流程和信令开销分析

本文所提分布式 BF 算法将原问题式(13)拆分成 2 个分别对应于卫星网络和高空平台网络的并行子问题式(22)和式(26)。卫星和高空平台根据本地 CSI 对各自的子问题进行求解。由于问题式(22)和式(26)是关于 p_l 和 q_k 的函数，卫星和高空平台通过广播信道交互迭代信息，并根据式(35)和式(36)对变量 p_l 和 q_k 进行更新，从而迭代求解得到原问题式(11)的全局最优解。由于子问题分别在卫星和高空平台进行求解，不需要部署中心控制站，也不涉及高维度用户 CSI 和 BF 权矢量的发送，从而降低信令开销。2 个网络之间通过交换少量低维度的

迭代信息，分别求解各自网络的小规模子问题，同样可实现问题式(13)的高效求解，具有较小的计算复杂度。本文所提分布式算法流程如算法 1 所示。

算法 1 分布式鲁棒波束成形算法

输入 信道矢量 $\{\bar{\mathbf{h}}_j, \bar{\mathbf{g}}_j\}$ 和信道误差 $\{\delta_i, \varsigma_i\}$

输出 当卫星和高空平台网络都达到收敛时，卫星网络利用高斯随机化得到 \mathbf{w} ，高空平台网络采用高斯随机化方法求得 \mathbf{v} 和 α_k

步骤 1 初始化算法 $\{\mathbf{W}^{(0)}, \mathbf{V}^{(0)}, \alpha_k^{(0)}, p_l^{(0)}, q_k^{(0)}\}$ ， $t = 0$ ；

高空平台网络：

步骤 2 求解子问题式(22)和对偶问题式(28)；

步骤 3 计算次梯度 $\frac{\partial L_u}{\partial p_l}$ 和 $\frac{\partial L_u}{\partial q_k}$ ，与卫星交换

次梯度并计算梯度 ∇p_l 和 ∇q_k ；

步骤 4 根据式(35)和式(36)更新干扰变量；

卫星网络：

步骤 5 求解子问题式(26)和对偶问题式(33)；

步骤 6 计算次梯度 $\frac{\partial L_s}{\partial p_l}$ 和 $\frac{\partial L_s}{\partial q_k}$ ，与高空平台

交换次梯度并计算梯度 ∇p_l 和 ∇q_k ；

步骤 7 根据式(35)和式(36)更新干扰变量；

在以上所提分布式算法中，每次迭代需交互次梯度信息，因此所提算法的信令开销为 $\mathcal{O}(T_{\text{tot}}(2K + 2L))$ ，其中 T_{tot} 为算法迭代次数。而中心化算法需要传输高维度的用户 CSI 以及计算结果，其信令开销为 $\mathcal{O}((K + L + 1)(N_s + N_u) + K)$ ^[20]。考虑到卫星和高空平台均配置较多天线数的天线阵列，相较之下，本文所提分布式算法能够显著降低信令开销。

3 计算机仿真与验证

本节通过计算机仿真验证所提分布式算法的有效性和优越性。假设网络中存在 2 个 ST 和 2 个 HT。误差界分别设定为 $\delta_j^2 = \beta_{\delta,j}^2 \|\bar{\mathbf{h}}_j\|^2$ 和 $\varsigma_j^2 = \beta_{\varsigma,j}^2 \|\bar{\mathbf{g}}_j\|^2$ ，其中 $\beta_{\delta,j} \in (0, 1]$ 和 $\beta_{\varsigma,j} \in (0, 1]$ 为衡量误差等级的参数。不失一般性，令 $\beta_{\delta,j} = \beta_{\varsigma,j} = \beta_j$ ，其他关键参数设置类似于文献[15]。仿真参数设置如表 1 所示。为进一步说明本文所提方案的优越性，本节将所提算法与集中式方案^[23]、分布式方案^[14]、空分多址方案 (SDMA, space division multiple access) 方案^[5]、迫零 (ZF, zero forcing) 方案、无信息交互方案和非鲁棒方案进行性能比较。

文献[14]基于用户的完美 CSI, 提出一种基于拉格朗日对偶和 KKT 条件的分布式方案。非鲁棒方案则是本文所提算法在没有考虑信道误差时的情况。在 SDMA 方案中, 高空平台采用 SDMA 技术, 通过空域服务不同的用户; 在 ZF 方案中, 通过迫零准则计算得到 BF 权矢量; 在无信息交互方案中, 卫星和高空平台不进行信息交互, 干扰变量 p_i 和 q_k 不进行更新。

表 1 仿真参数设置

参数	数值
卫星高度/km	600
高空平台高度/km	20
卫星天线数	4×4
高空平台天线数	4×4
频段/GHz	20
带宽/MHz	50
卫星最大发射增益/dB	48
高空平台最大发射增益/dB	52
天线阵元间距	$d_1 = d_2 = \frac{\lambda}{2}$
非直达径个数	5

为了验证本文所提算法良好的收敛性, 图 2 给出了在集中式方案和本文所提算法下, 网络和速率随迭代次数变化的曲线。从图 2 中可以看出, 在不同的卫星和高空平台最大发射功率限制条件下, 本文所提算法都能在有限次数以内达到收敛, 且能获得与集中式方案相似的性能。同时, 由于迭代次数远小于卫星和高空平台的天线数, 根据上文所提出的信令开销计算式, 本文所提算法能够以更小的信令开销获得相似于集中式方案的性能, 从而表明了本文所提算法的优越性。

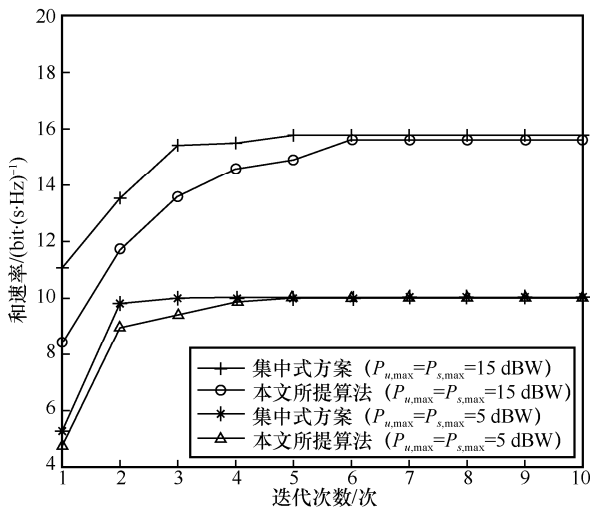
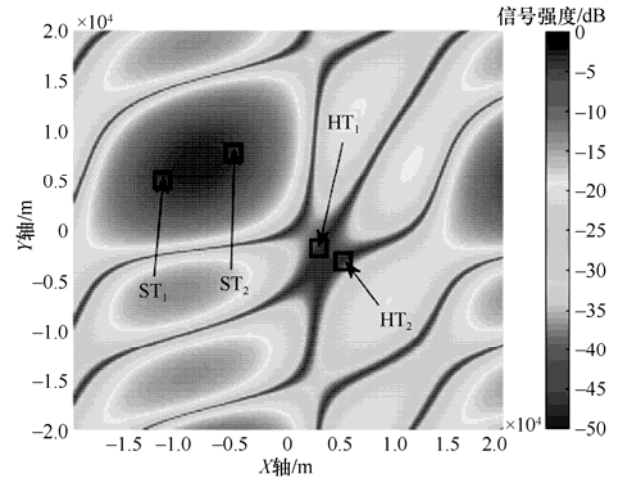
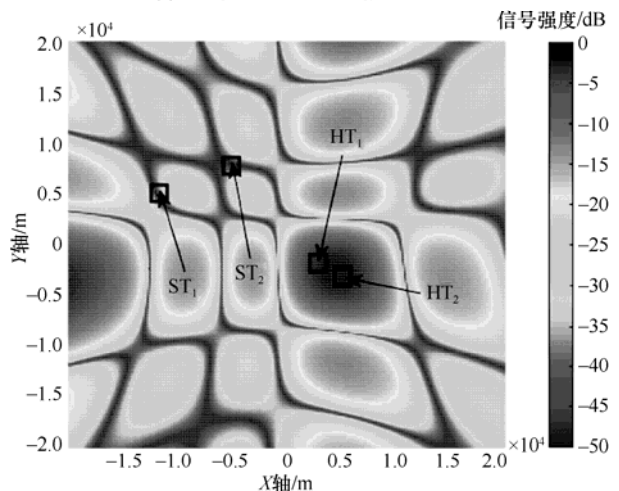


图 2 和速率随迭代次数变化的曲线

为验证本文所提算法的有效性, 图 3 给出了卫星权矢量和高空平台权矢量的归一化方向图 (俯视图)。从图 3(a)中可以看出, 卫星权矢量方向图的主瓣指向 ST, 并且在高空平台网络用户 HT 方向上产生了 -50 dB 的零陷。同理, 在图 3(b)中, 高空平台权矢量方向图的主瓣指向所服务的用户 HT 并在卫星网络用户处产生较深的零陷。这说明本文所提算法能够在增强服务用户接收质量的同时, 抑制对其他非目标用户的干扰。



(a) 卫星归一化方向图 (俯视图)



(b) 高空平台归一化方向图 (俯视图)

图 3 卫星权矢量和高空平台权矢量的归一化方向图 (俯视图)

为了验证本文所提算法的优越性, 图 4 给出了在不同方案下, 网络和速率与高空平台发射功率的关系。从图 4 中可以看出, 本文所提算法的性能远优于其他方案。这是因为相比于文献[14]中的分布式方案, 本文基于非完美 CSI 进行鲁棒优化设计, 能够有效降低信道误差对性能的影响。相比于 SDMA 方案, 本文所提算法利用 NOMA 技术, 可

联合采用空域和功率域资源服务用户，从而能够获得更好的性能；ZF 方案不涉及 BF 权矢量和功率的联合优化，会造成系统性能上的损失；无信息交互方案由于不涉及干扰变量的交互，随着功率增加，需要牺牲更多的天线自由度实现更加严格的干扰抑制，也会造成系统性能上的损失。

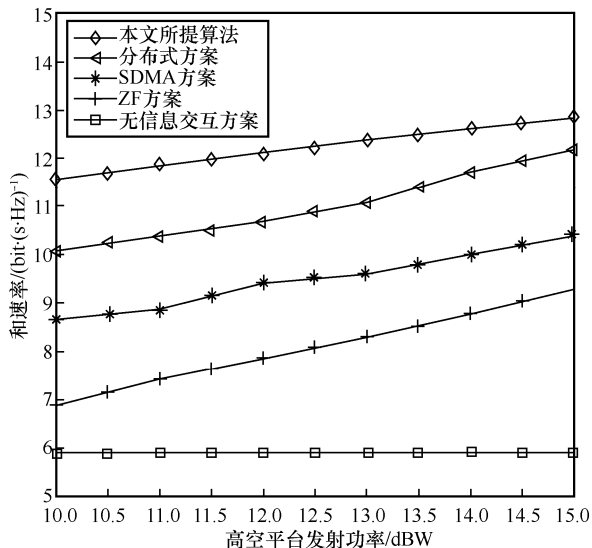


图 4 和速率与高空平台发射功率的关系

为了说明本文所提算法的鲁棒性，图 5 给出了本文所提算法和非鲁棒方案中用户速率的分布直方图。从图 5 中可以看出，非鲁棒方案的速率区间主要集中在 1~3 bit/(s·Hz)，而本文所提算法的速率区间主要集中在 4~6 bit/(s·Hz)。这是因为非鲁棒方案在设计过程中，并未考虑到信道误差对用户性能的影响，而本文所提算法能够有效降低信道误差对系统性能的影响，从而获得更好的性能。

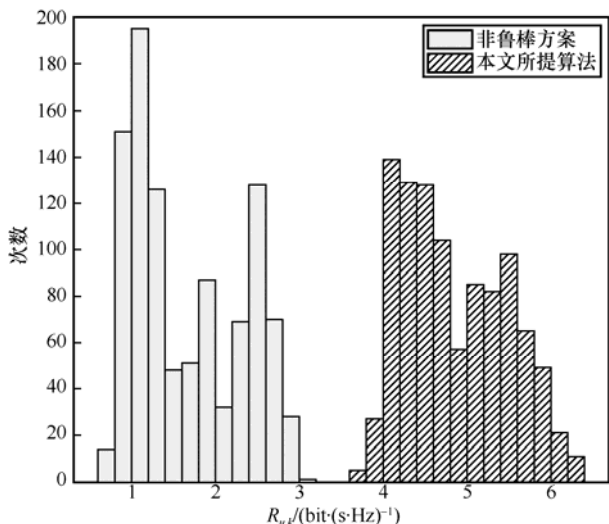


图 5 用户速率的分布直方图

为了说明不完美 CSI 的误差对本文所提算法的影响，图 6 给出了在不同误差条件下，网络和速率随高空平台发射功率的关系。从图 6 中可以看出，随着信道误差增大，和速率降低。这是因为随着信道误差增大，需要产生更广的波束去覆盖目标区域，造成目标用户处的波束增益降低，从而降低网络的和速率。

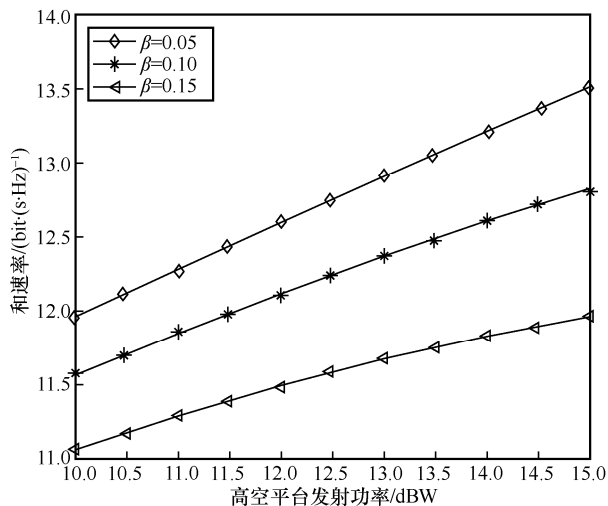


图 6 在不同误差条件下，和速率与高空平台发射功率的关系

4 结束语

本文针对 ISAN 的下行 NOMA 传输场景，提出了一种鲁棒分布式 BF 算法，以提升网络的频谱效率。在卫星网络和高空平台网络分别采用多播和 NOMA 技术服务多个用户的情况下，考虑用户非完美 SCI 和非完美 SIC 的影响，建立了以和速率最大化为目标函数、以各个用户速率需求得到满足且卫星和高空平台发射功率受限为约束的优化问题。针对此非凸问题，采用 S-procedure 方法处理信道不确定性，并提出一种基于拉格朗日对偶和连续凸逼近的分布式算法，求解得到 BF 权矢量和功率分配因子。最后，仿真表明与现有工作相比，所提算法能以更低的信令开销获得更高的频谱效率。

参考文献:

[1] 廖新悦, 张然, 黄正璇, 等. 空间卫星网络组网与管控技术综述[J]. 天地一体化信息网络, 2023, 4(3): 48-58.
LIAO X Y, ZHANG R, HUANG Z X, et al. Review on networking and control technologies of space satellite network[J]. Space-Integrated-Ground Information Networks, 2023, 4(3): 48-58.

[2] 张成磊, 付玉龙, 李晖, 等. 6G 网络安全场景分析及安全模型研究[J]. 网络与信息安全学报, 2021, 7(1): 28-45.
ZHANG C L, FU Y L, LI H, et al. Research on security scenarios and security models for 6G networking[J]. Chinese Journal of Network and

- Information Security, 2021, 7(1): 28-45.
- [3] WANG Z N, LIN M, OUYANG J, et al. Multi-objective robust beamforming for integrated satellite and aerial networks supporting heterogeneous services[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2023, 22(10): 6870-6882.
- [4] XU S, LIU J J, RODRIGUES T K, et al. Robust multiuser beamforming for IRS-enhanced near-space downlink communications coexisting with satellite system[J]. IEEE Internet of Things Journal, 2022, 9(16): 14900-14912.
- [5] LIN Z, LIN M, HUANG Y M, et al. Robust multi-objective beamforming for integrated satellite and high altitude platform network with imperfect channel state information[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2019, 67(24): 6384-6396.
- [6] 吴晓文, 焦侦丰, 凌翔, 等. 面向 6G 的卫星通信网络架构展望[J]. 电信科学, 2021, 37(7): 1-14.
WU X W, JIAO Z F, LING X, et al. Outlook on satellite communications network architecture for 6G[J]. Tele-communications Science, 2021, 37(7): 1-14.
- [7] GIORDANI M, POLESE M, MEZZAVILLA M, et al. Toward 6G networks: use cases and technologies[J]. IEEE Communications Magazine, 2020, 58(3): 55-61.
- [8] HUANG Q L, WANG W, LU W D, et al. Resource allocation for multi-cluster NOMA-UAV networks[J]. IEEE Transactions on Communications, 2022, 70(12): 8448-8459.
- [9] WANG Z N, LIN M, SUN S Y, et al. Robust beamforming for enhancing user fairness in multibeam satellite systems with NOMA[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2022, 71(1): 1010-1014.
- [10] LIU X Y, ZHAO B, LIN M, et al. IRS-aided uplink transmission scheme in integrated satellite-terrestrial networks[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2023, 72(2): 1847-1861.
- [11] KONG H C, LIN M, ZHANG J, et al. Ergodic sum rate for uplink NOMA transmission in satellite-aerial-ground integrated networks[J]. Chinese Journal of Aeronautics, 2022, 35(9): 58-70.
- [12] BRAGA I M, ANTONIOLI R P, FODOR G, et al. Joint resource allocation and transceiver design for sum-rate maximization under latency constraints in multicell MU-MIMO systems[J]. IEEE Transactions on Communications, 2021, 69(7): 4569-4584.
- [13] TERVO O, TOLLI A, JUNTTI M, et al. Energy-efficient beam coordination strategies with rate-dependent processing power[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2017, 65(22): 6097-6112.
- [14] ANTONIOLI R P, FODOR G, SOLDATI P, et al. Decentralized user scheduling for rate-constrained sum-utility maximization in the MIMO IBC[J]. IEEE Transactions on Communications, 2020, 68(10): 6215-6229.
- [15] JIANG B, YAN Y C, YOU L, et al. Robust secure transmission for satellite communications[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2023, 59(2): 1598-1612.
- [16] NIU H H, CHU Z, ZHOU F H, et al. Robust design for intelligent reflecting surface-assisted secrecy SWIPT network[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2022, 21(6): 4133-4149.
- [17] ZHANG Q, LI Q Z, QIN J Y. Robust beamforming for nonorthogonal multiple-access systems in MISO channels[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2016, 65(12): 10231-10236.
- [18] CHEN E K, TAO M X, LIU Y F. Joint base station clustering and beamforming for non-orthogonal multicast and unicast transmission with backhaul constraints[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2018, 17(9): 6265-6279.
- [19] MA S, SHENG H H, YANG R X, et al. Covert beamforming design for integrated radar sensing and communication systems[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2023, 22(1): 718-731.
- [20] ZHENG G, ARAPOGLOU P D, OTTERSTEN B. Physical layer security in multibeam satellite systems[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2012, 11(2): 852-863.
- [21] YI X L, LI X X, XIE L H, et al. Distributed online convex optimization with time-varying coupled inequality constraints[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2020, 68: 731-746.

- [22] ZHANG X R, NAKHAI M R. Robust chance-constrained distributed beamforming for multicell interference networks[C]//Proceedings of 2016 IEEE International Conference on Communications (ICC). Piscataway: IEEE Press, 2016: 1-6.
- [23] LIN M, YIN C Y, LIN Z, et al. Combined beamforming with NOMA for cognitive satellite terrestrial networks[C]//Proceedings of 2019 IEEE International Conference on Communications (ICC). Piscataway: IEEE Press, 2019: 1-6.

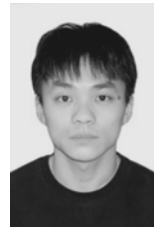
【作者简介】



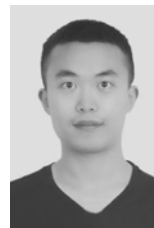
王子宁(1997-), 男, 江苏南京人, 南京邮电大学博士生, 主要研究方向为智能信号处理、凸优化。



林敏(1972-), 男, 浙江台州人, 博士, 南京邮电大学教授、博士生导师, 主要研究方向为无线通信系统、智能信号处理、天线新技术等。



李菲(1998-), 男, 山西长治人, 南京邮电大学硕士生, 主要研究方向为无线通信系统、智能信号处理、智能反射面等。



韩略(1992-), 男, 江苏淮安人, 南京邮电大学讲师, 主要研究方向为空天地一体化、性能分析等。



朱卫平(1962-), 男, 江苏南通人, 康考迪亚大学教授, 主要研究方向为无线通信与信息处理等。