

基于下行NOMA的多波束卫星通信稳健波束成形算法

阚鹏程, 王子宁, 孔槐聪, 欧阳键, 林 敏

(南京邮电大学通信与信息工程学院, 江苏 南京 210003)

摘 要: 为了进一步提高多波束卫星系统的频谱效率, 满足多接入的需求, 提出一种基于下行非正交多址的稳健波束成形与功率分配方法。在已知非完美信道状态信息条件下, 首先, 建立满足NOMA用户服务质量和地球站干扰比阈值的概率约束的功率最小化问题; 然后, 针对此非凸问题, 采用伯恩斯坦不等式将概率约束转换成确定形式, 并将原问题分解为波束成形和功率分配两个子问题, 通过交替迭代完成稳健设计。仿真结果表明, 与其他现有方案相比, 所提方案具有更好的稳健性和有效性。

关键词: 多波束卫星系统; 非正交多址接入; 概率约束; 功率分配; 波束成形

中图分类号: TP927

文献标识码: A

doi: 10.11959/j.issn.2096-8930.2021043

Robust Beamforming Algorithm for Multibeam Satellite Communication Based on Downlink NOMA

KAN Pengcheng, WANG Zining, KONG Huaicong, OUYANG Jian, LIN Min

School of Communication and Information Engineering, Nanjing University of Posts and Telecommunications,
Nanjing 210003, China

Abstract: To improved the spectrum efficiency of multibeam satellite system and meet the requirement of multi-access, a robust beamforming and power allocation scheme based on non-orthogonal multiple access (NOMA) was proposed. Under the condition that the imperfect channel state information was known, firstly, a power minimization problem subject to probability constraints of users' quality of service requirement and earth stations' interference-to-noise ratio was formulated. In order to address the non-convex problem, we then adopted Bernstein inequality to converted the probability constraints into deterministic forms and decomposed the original problem into beamforming sub-problem and power allocation sub-problem, and the robust design was conducted by alternating optimization. Simulation results showed that the proposed scheme has better robustness and effectiveness compared with other existing schemes.

Keywords: multibeam satellite system, non-orthogonal multiple access, probability constraint, power allocation, beamforming

1 引言

下一代通信网络旨在实现万物互联和全球覆盖的愿景, 而卫星通信具有覆盖范围广、通信容量大、组网方便迅速且便于为偏远地区人们提供网络接入等众多优势, 被认为是实现这一愿景的关键技术之一^[1-4]。此外, 多波束技术采用多个空间上隔离的点波束覆盖特定的通信区域, 在扩大通信覆盖范围的同时, 能够实现多重频率复用, 大幅度增加通信系统的容量, 已被广泛应用于卫星通信^[5]。因此, 多波束卫星系统应运而生, 并受到了

学术界和工业界的广泛关注。

非正交多址接入 (Non-Orthogonal Multiple Access, NOMA) 技术是一种新型多址接入方式, 具有较高的频谱效率与较好的公平性。在功率域NOMA系统中, 发射端利用功率域非正交地发送用户信号, 信道较好的用户被分配较低的功率, 而信道较差的用户被分配较高的功率。接收端则用串行干扰消除 (Successive Interference Cancellation, SIC) 技术实现用户信号的正确解调。与传统的正交多址接入 (Orthogonal Multiple Access, OMA)

技术相比, NOMA技术能够在相同的时频资源下, 服务更多的用户, 从而有效提高系统的频谱效率^[6-7]。在这种情况下, 利用NOMA技术提高多波束卫星系统的频谱效率, 满足大规模接入的需求已经成为一个新的研究热点^[8-11]。例如, 参考文献[9]提出一种基于合作NOMA的叠加编码方案, 以显著提高卫星系统的吞吐量。在SIC不理想的情况下, 参考文献[10]推导出卫星信道服从阴影莱斯衰落时中断概率的精确表达式。参考文献[11]则研究基于NOMA技术的多播传输方案以最大化卫星系统的速率。

虽然上述工作对NOMA技术在卫星通信系统中的应用进行了较为深入的研究, 但需要指出的是其只考虑固定波束下的功率分配问题, 并没有涉及波束的优化设计。近年来, 将波束成形(Beamforming, BF)技术与NOMA技术相结合以进一步提高卫星系统的频谱效率受到越来越多的关注, 并且很有可能成为未来卫星系统的一个重要研究方向^[12-14]。针对每个波束只服务单个用户的场景, 参考文献[13]采用非完美信道状态信息(Channel State Information, CSI)进行稳健BF设计, 实现卫星系统的功率最小化。进一步, 考虑大规模接入场景, 参考文献[14]研究不同服务质量(Quality of Service, QoS)需求下的功率最小化问题, 并分别提出两种基于固定功率分配的稳健BF方案。需要指出的是, 参考文献[13]所考虑的场景不具一般性, 易造成频谱资源的浪费。参考文献[14]所提方案没有涉及功率分配与BF的联合优化, 在一定程度上会造成性能的损失。在采用NOMA技术的多波束卫星系统中联合优化功率分配和BF仍然是一个开放并且富有挑战性的课题。

本文研究了一个采用NOMA技术的多波束卫星下行传输场景, 其中卫星生成多个波束, 每个波束服务多个NOMA用户, 同时非网内用户的地球站会受到卫星通信的干扰。与参考文献[13-14]不同, 本文提出一种基于NOMA技术的联合BF和功率分配方案, 以有效提高卫星系统的频谱效率。由于卫星系统只能获得NOMA用户和地球站的非完美CSI, 因此本文建立一个概率约束下的总功率最小化问题。仿真结果表明, 与现有的OMA方案和迫零(Zero Forcing, ZF)BF方案相比, 本文所提方案具有更好的稳健性和有效性。

2 系统模型

如图1所示, 本文研究多波束卫星系统的下行传输场景, 其中静止轨道(Geostationary Orbit, GEO)多波束卫星采用多馈源单反射面天线产生 M 个波束, 每个波束服务 N 个单天线的地面用户。在多波束卫星向地面用户发送信号时, 位于卫星覆盖范围内的 L 个非网内用户的地球站

将受到干扰。为了进一步提高系统的频谱效率, 本文同时采用NOMA和BF技术实现干扰消除与多用户接入。与参考文献[9]不同, 本文采用非完美的CSI进行方案设计, 更具一般性。

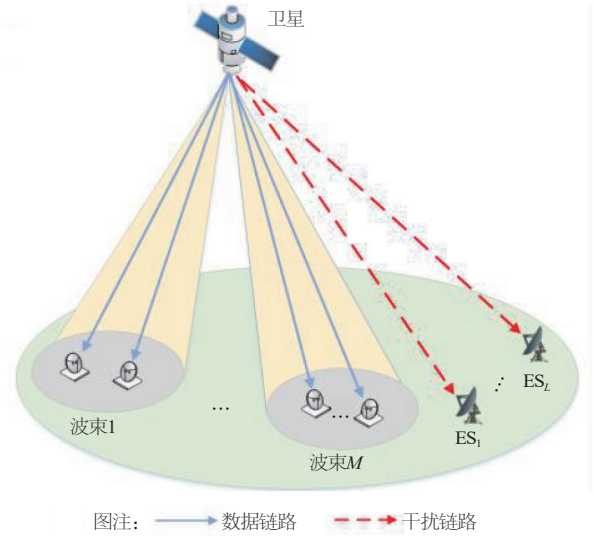


图1 系统模型

在多波束卫星通信系统中, 考虑雨衰效应、路径损耗和卫星天线增益的影响, 卫星与用户之间的信道可以表示为^[15]

$$\mathbf{g} = \mathbf{r}^{\frac{1}{2}} \odot \mathbf{b}^{\frac{1}{2}} \odot \hat{\mathbf{g}} \quad (1)$$

其中, $\mathbf{r}$ 表示雨衰矢量, 其第 m 个元素 r_m 的dB形式 $r_m^{\text{dB}} = 20 \lg r_m$ 服从对数正态随机分布, 即 $\ln(r_m^{\text{dB}}) \sim \mathcal{N}(\mu, \sigma^2)$, 其中 μ 和 σ 取决于卫星的通信频率、极化方式和用户的位置。此外, $\mathbf{b}$ 表示波束增益, 其第 m 个元素可近似表示为

$$b_m = b_{\max} \left(\frac{J_1(u_m)}{2u_m} + 36 \frac{J_3(u_m)}{u_m^3} \right)^2 \quad (2)$$

其中, $b_{\max}$ 表示卫星天线的最大增益, $J_1(\cdot)$ 和 $J_3(\cdot)$ 分别是一阶贝塞尔函数和三阶贝塞尔函数。 $u_m = 2.07123 \sin \theta_m / \sin \theta_{3\text{dB}}$, 其中 θ_m 为用户相对于第 m 个波束的偏轴角; $\theta_{3\text{dB}}$ 则为单边半功率波束宽度。

在式(1)中, $\hat{\mathbf{g}}$ 为信道响应矢量, 其元素可以写为如下形式

$$\hat{g}_m = \frac{c}{4\pi f_c d_m} e^{-j \frac{2\pi f_c}{c} d_m} \quad (3)$$

其中, c 表示光速, f_c 表示载波频率, d_m 表示用户与第 m 个卫星天线的距离。

假设卫星对第 (m, n) 个用户发射的信号为 $s_{m,n}(t)$, 满足

$E[|s_{m,n}(t)|^2]=1$, 其中 (m,n) 表示第 m 个波束中的第 n 个用户。通过BF权矢量 $\mathbf{w}_m \in \mathbb{C}^{N_s \times 1}$ 后, 卫星的发射信号可以表示为

$$\mathbf{x}(t) = \sum_{m=1}^M \mathbf{w}_m \sum_{n=1}^N \sqrt{\alpha_{m,n}} s_{m,n}(t) \quad (4)$$

其中, $\alpha_{m,n}$ 表示对应于第 (m,n) 个用户的功率分配系数, 满足 $\sum_{n=1}^N \alpha_{m,n} = 1, \forall m$ 。在第 m 个波束中, 假设 $\|\mathbf{g}_{m,1}\| < \|\mathbf{g}_{m,2}\| < \dots < \|\mathbf{g}_{m,n}\|$, 则用户可以采用SIC技术消除波束内干扰。因此, 第 (m,i) 个用户可以移除来自第 (m,j) ($1 \leq j < i \leq N$)个用户的信号。在这种情况下, 经过卫星信道 $\mathbf{g}_{m,n} \in \mathbb{C}^{N_s \times 1}$ 后, 第 (m,n) 个用户的接收信号可以表示为

$$y_{m,n} = \mathbf{g}_{m,n}^H \mathbf{w}_m \sqrt{\alpha_{m,n}} s_{m,n}(t) + \mathbf{g}_{m,n}^H \mathbf{w}_m \sum_{j=n+1}^N \sqrt{\alpha_{m,j}} s_{m,j}(t) + \mathbf{g}_{m,n}^H \sum_{i \neq m}^M \mathbf{W}_i \sum_{n=1}^N \sqrt{\alpha_{i,n}} s_{i,n}(t) + n_{m,n}(t), \forall m, \forall n \quad (5)$$

其中, $n_{m,n}(t)$ 表示均值为0、方差为 $\sigma_{m,n}^2$ 的加性高斯白噪声 (Additive White Gaussian Noise, AWGN)。 $\sigma_{m,n}^2 = kBT$, 其中 T 为噪声温度, B 为噪声带宽, $k \approx 1.38 \times 10^{-23}$ J/K, 为玻尔兹曼常数。

第 (m,n) 个用户的输出信干噪比 (Signal to Interference Plus Noise Ratio, SINR) 可以表示为

$$\gamma_{m,n} = \frac{\alpha_{m,n} |\mathbf{g}_{m,n}^H \mathbf{w}_m|^2}{\sum_{j=n+1}^N \alpha_{m,j} |\mathbf{g}_{m,n}^H \mathbf{w}_m|^2 + \sum_{i \neq m}^M |\mathbf{g}_{m,n}^H \mathbf{w}_i|^2 + \sigma_{m,n}^2}, \forall m, \forall n \quad (6)$$

此外, 卫星对非网内用户的地球站干扰也是一个需要考虑的重要因素。则第 l 个地球站的干噪比 (Interference to Noise Ratio, INR) 可以被表示为

$$I_{p,l} = \frac{\sum_{m=1}^M |\mathbf{g}_{p,l}^H \mathbf{w}_m|^2}{\sigma_{p,l}^2} \quad (7)$$

其中, $\mathbf{g}_{p,l} \in \mathbb{C}^{N_s \times 1}$ 表示卫星与第 l 个地球站的信道矢量, $\sigma_{p,l}^2$ 是第 l 个地球站的AWGN的方差。

3 波束成形和功率分配方法

由于反馈误差、估计误差以及终端移动性等原因, 卫星难以获得用户的完美CSI。因此, 相比于参考文献[9,11]采用完美CSI进行BF设计, 本文考虑一个更加实际的场景。假设卫星只能获得用户的非完美CSI, 则卫星与用户间的信道矢量可以写为

$$\mathbf{g}_i = \tilde{\mathbf{g}}_i + \Delta \mathbf{g}_i, i \in \{(m,n), (p,l)\} \quad (8)$$

其中 $\tilde{\mathbf{g}}_i \in \mathbb{C}^{N_s \times 1}$ 为估计得到的CSI。 $\Delta \mathbf{g}_i$ 是随机CSI误差, 服从复高斯分布, 即 $\Delta \mathbf{g}_i \sim \mathcal{CN}(0, \mathbf{E}_i)$, 其中 $\mathbf{E}_i > 0$ 。

在卫星通信系统中, 功率最小化是系统设计的一个重要性能指标。因此, 本文的目标是最小化总发射功

率, 同时满足每个NOMA用户的QoS需求概率约束以及每个地球站的INR阈值的概率约束。该优化问题在数学上可以表示为

$$\min_{\mathbf{w}_m, \alpha_{m,n}} \sum_{m=1}^M \|\mathbf{w}_m\|^2 \quad (9a)$$

$$\text{s.t. C1: } \Pr(\gamma_{m,n} > \Gamma_{m,n}) \geq 1 - p_{\text{out},1}, \forall m, \forall n \quad (9b)$$

$$\text{C2: } \Pr(I_{p,l} > I_{\text{th},l}) \geq 1 - p_{\text{out},2}, \forall l \quad (9c)$$

$$\text{C3: } \sum_{n=1}^N \alpha_{m,n} = 1, \forall m \quad (9d)$$

其中, $\Gamma_{m,n}$ 表示第 (m,n) 个NOMA用户的QoS需求, $I_{\text{th},l}$ 表示第 l 个地球站的INR阈值。 $p_{\text{out},1}$ 与 $p_{\text{out},2}$ 代表中断概率。需要指出的是, 在优化问题(9)中BF矢量 $\{\mathbf{w}_m\}_{m=1}^M$ 与功率分配系数 $\{\alpha_{m,n}\}_{m=1}^{M,N}$ 在概率约束和非凸目标函数中是耦合的, 这使得优化问题难以直接求解。因此, 本文提出一种基于伯恩斯坦不等式的交替迭代算法来联合优化BF矢量和功率分配系数。

首先, 定义 $\mathbf{W} = \mathbf{w}\mathbf{w}^H$, 则优化问题(9)可以被重新表示为优化问题(10)

$$\min_{\mathbf{W}_m, \alpha_{m,n}} \sum_{m=1}^M \text{Tr}(\mathbf{W}_m) \quad (10a)$$

$$\text{s.t. C1: } \Pr\left\{ \frac{\alpha_{m,n} \mathbf{g}_{m,n}^H \mathbf{W}_m \mathbf{g}_{m,n}}{\sum_{j=n+1}^N \alpha_{m,j} \mathbf{g}_{m,n}^H \mathbf{W}_m \mathbf{g}_{m,n} + \sum_{i \neq m}^M \mathbf{g}_{m,n}^H \mathbf{W}_i \mathbf{g}_{m,n} + \sigma_{m,n}^2} \leq \Gamma_{m,n} \right\} \leq p_{\text{out},1}, \forall m, \forall n \quad (10b)$$

$$\text{C2: } \Pr\left\{ \frac{\sum_{m=1}^M \mathbf{g}_{p,l}^H \mathbf{W}_m \mathbf{g}_{p,l}}{\sigma_{p,l}^2} \leq I_{\text{th},l} \right\} \leq p_{\text{out},2}, \forall l \quad (10c)$$

$$\text{C3: } \sum_{n=1}^N \alpha_{m,n} = 1 \quad (10d)$$

$$\text{C4: } \text{rank}(\mathbf{W}_m) = 1 \quad (10e)$$

接下来, 将复杂的概率约束转换为确定性形式。首先处理C1约束, 其可以写成如下形式

$$\Pr\left\{ \alpha_{m,n} \mathbf{g}_{m,n}^H \mathbf{W}_m \mathbf{g}_{m,n} \leq \sum_{j=n+1}^N \alpha_{m,j} \Gamma_{m,n} \mathbf{g}_{m,n}^H \mathbf{W}_m \mathbf{g}_{m,n} + \sum_{i \neq m}^M \Gamma_{m,n} \mathbf{g}_{m,n}^H \mathbf{W}_i \mathbf{g}_{m,n} + \Gamma_{m,n} \sigma_{m,n}^2 \right\} \leq p_{\text{out},1} \quad (11)$$

将式(8)代入式(11), 则可以得到

$$\Pr\left\{ \alpha_{m,n} (\tilde{\mathbf{g}}_{m,n}^H + \Delta \mathbf{g}_{m,n}^H) \mathbf{W}_m (\tilde{\mathbf{g}}_{m,n} + \Delta \mathbf{g}_{m,n}) \leq \sum_{j=n+1}^N \alpha_{m,j} \Gamma_{m,n} (\tilde{\mathbf{g}}_{m,n}^H + \Delta \mathbf{g}_{m,n}^H) \mathbf{W}_m (\tilde{\mathbf{g}}_{m,n} + \Delta \mathbf{g}_{m,n}) + \sum_{i \neq m}^M \Gamma_{m,n} (\tilde{\mathbf{g}}_{m,n}^H + \Delta \mathbf{g}_{m,n}^H) \mathbf{W}_m (\tilde{\mathbf{g}}_{m,n} + \Delta \mathbf{g}_{m,n}) + \Gamma_{m,n} \sigma_{m,n}^2 \right\} \leq p_{\text{out},1} \quad (12)$$

式(12)可重构为

$$\Pr\left\{ \Delta \mathbf{g}_{m,n}^H \Psi \Delta \mathbf{g}_{m,n} + 2 \text{Re}(\Delta \mathbf{g}_{m,n}^H \Psi \tilde{\mathbf{g}}_{m,n}) \leq \Gamma_{m,n} \sigma_{m,n}^2 - \tilde{\mathbf{g}}_{m,n}^H \Psi \tilde{\mathbf{g}}_{m,n} \right\} \leq p_{\text{out},1} \quad (13)$$

其中, $\Psi = \alpha_{m,n} \mathbf{W}_m - \sum_{j=n+1}^N \alpha_{m,j} \Gamma_{m,n} \mathbf{W}_m - \sum_{i \neq m}^M \mathbf{W}_i$ 。

将CSI随机误差重写为 $\Delta \mathbf{g}_i = \mathbf{E}_i^{1/2} \mathbf{A}_i$, 其中 $\mathbf{A}_i \sim \mathcal{CN}(0, \mathbf{I})$,

则中断概率约束可以表示为

$$\Pr\left\{\Lambda_{m,n}^H \Omega_{m,n} \Lambda_{m,n} + 2\operatorname{Re}\left[\Lambda_{m,n}^H \omega_{m,n}\right] \leq c_{m,n}\right\} \leq p_{\text{out},l} \quad (14)$$

其中

$$\Omega_{m,n} \triangleq \mathbf{E}_{m,n}^{1/2} \Psi \mathbf{E}_{m,n}^{1/2} \quad (15)$$

$$\omega_{m,n} \triangleq \mathbf{E}_{m,n}^{1/2} \Psi \tilde{\mathbf{g}}_{m,n} \quad (16)$$

$$c_{m,n} = \Gamma_{m,n} \sigma_{m,n}^2 - \tilde{\mathbf{g}}_{m,n}^H \Psi \tilde{\mathbf{g}}_{m,n} \quad (17)$$

然后, 采用伯恩斯不等式II型将概率约束(14)转化为确定性形式^[16]。具体而言, 可以将概率约束(14)等价地转换为如下确定性形式

$$\operatorname{Tr}(\Omega_{m,n}) - \sqrt{2\delta_1} \sqrt{\|\operatorname{vec}(\Omega_{m,n})\|^2 + 2\|\omega_{m,n}\|^2} - \delta_1 s - (\Omega_{m,n}) - c_{m,n} \geq 0 \quad (18)$$

其中, $\delta_1 = -\ln(p_{\text{out},l})$, $s = \max\{\lambda_{\max}(-\Omega), 0\}$, $\lambda_{\max}(-\Omega)$ 表示 Ω 的最大特征值。引入辅助变量 $\beta_{m,n}$ 和 $v_{m,n}$, 则式(18)可以重构为

$$\operatorname{Tr}(\Omega_{m,n}) - \sqrt{2\delta_1} \beta_{m,n} - \delta_1 v_{m,n} - c_{m,n} \geq 0, \quad \forall m, \forall n \quad (19)$$

$$\left\| \frac{\operatorname{vec}(\Omega_{m,n})}{\sqrt{2\omega_{m,n}}} \right\| \leq \beta_{m,n}, \quad \forall m, \forall n \quad (20)$$

$$v_{m,n} \mathbf{I} + \Omega_{m,n} \geq 0, \quad v_{m,n} \geq 0 \quad (21)$$

同理, 采用伯恩斯不等式I型以及类似步骤, 问题(10)中的概率约束C2可以等价地转换成如下形式

$$\operatorname{Tr}(\Omega_{p,l}) + \sqrt{2\delta_2} \beta_{p,l} + \delta_2 v_{p,l} - c_{p,l} \leq 0, \quad \forall l \quad (22)$$

$$\left\| \frac{\operatorname{vec}(\Omega_{p,l})}{\sqrt{2\omega_{p,l}}} \right\| \leq \beta_{p,l}, \quad \forall l \quad (23)$$

$$v_{p,l} \mathbf{I} - \Omega_{p,l} \geq 0, \quad v_{p,l} \geq 0 \quad (24)$$

其中

$$\Omega_{p,l} \triangleq \mathbf{E}_{p,l}^{1/2} \sum_{m=1}^M \mathbf{W}_m \mathbf{E}_{p,l}^{1/2}, \quad \omega_{p,l} \triangleq \mathbf{E}_{p,l}^{1/2} \sum_{m=1}^M \mathbf{W}_m \tilde{\mathbf{g}}_{p,l}$$

$$c_{p,l} = \sigma_{p,l}^2 I_{\text{th},l} - \tilde{\mathbf{g}}_{p,l}^H \sum_{m=1}^M \mathbf{W}_m \tilde{\mathbf{g}}_{p,l}, \quad \delta_2 = -\ln(p_{\text{out},2})$$

将式(20)~式(24)代入优化问题(10)中, 可以得到

$$\min_{\mathbf{W}_m, \alpha_{m,n}, t} \sum_{m=1}^M \operatorname{Tr}(\mathbf{W}_m) \quad (25a)$$

$$\text{s.t. } \tilde{\text{C1}}: \operatorname{Tr}(\Omega_{m,n}) - \sqrt{2\delta_1} \beta_{m,n} - \delta_1 v_{m,n} - c_{m,n} \geq 0, \quad \forall m, \forall n \quad (25b)$$

$$\tilde{\text{C2}}: \operatorname{Tr}(\Omega_{p,l}) + \sqrt{2\delta_2} \beta_{p,l} + \delta_2 v_{p,l} - c_{p,l} \leq 0, \quad \forall l \quad (25c)$$

$$\tilde{\text{C3}}: \left\| \frac{\operatorname{vec}(\Omega_{m,n})}{\sqrt{2\omega_{m,n}}} \right\| \leq \beta_{m,n}, \quad \forall m, \forall n \quad (25d)$$

$$\tilde{\text{C4}}: \left\| \frac{\operatorname{vec}(\Omega_{p,l})}{\sqrt{2\omega_{p,l}}} \right\| \leq \beta_{p,l}, \quad \forall l \quad (25e)$$

$$\tilde{\text{C5}}: v_{m,n} \mathbf{I} + \Omega_{m,n} \geq 0, \quad v_{m,n} \geq 0, \quad \forall m, \forall n \quad (25f)$$

$$\tilde{\text{C6}}: v_{p,l} \mathbf{I} + \Omega_{p,l} \geq 0, \quad v_{p,l} \geq 0, \quad \text{C3, C4} \quad (25g)$$

然而由于非凸的秩一约束C4以及BF矩阵 $\{\mathbf{W}_m\}_{m=1}^M$ 和功率分配系数 $\{\alpha_{m,n}\}_{m=1,n=1}^{M,N}$ 相互耦合, 上述问题仍然难以直接求解。因此, 本文首先采用半定松弛的方法消除秩一约束^[14]。然后, 将式(1)分解为两个子问题, 并采用交替迭代的算法得到最优解。

首先, 考虑第一个子问题: 在给定功率分配系数 $\{\alpha_{m,n}\}_{m=1,n=1}^{M,N}$ 的情况下, 优化BF矩阵 $\{\mathbf{W}_m\}_{m=1}^M$ 。该子问题可以表示为

$$\min_{\mathbf{W}_m} \sum_{m=1}^M \operatorname{Tr}(\mathbf{W}_m) \quad (26a)$$

$$\text{s.t. } \tilde{\text{C1}} \sim \tilde{\text{C6}} \quad (26b)$$

此外, 考虑第二个子问题: 在给定BF矩阵 $\{\mathbf{W}_m\}_{m=1}^M$ 的情况下, 优化功率分配系数 $\{\alpha_{m,n}\}_{m=1,n=1}^{M,N}$ 。该子问题可以表示为

$$\text{find } \alpha_{m,n} \quad (27a)$$

$$\text{s.t. } \tilde{\text{C1}} \sim \tilde{\text{C6}}, \text{ C3} \quad (27b)$$

显然, 子问题(26)和子问题(27)都是凸问题, 可以直接利用CVX凸优化工具包进行求解。通过对两个子问题进行交替优化直到收敛即可得到原问题的最优解^[17]。由于原问题的目标值在每次迭代后单调不增加, 且下界为一个有限值, 因此算法保证了收敛性。具体的波束成形和功率分配方法见算法1。

算法1: 波束成形和功率分配方法

输入: $\{\tilde{\mathbf{g}}_{m,n}, \Gamma_{m,n}, p_{\text{out}}, \delta_{m,n}^2\}$

1. 设置误差精度 η ;

2. 设置初始功率分配系数 $\alpha_{m,n}^{(0)}$;

3. 设置迭代次数 $k=0$;

当 $\alpha_{m,n}^{(k)} - \alpha_{m,n}^{(k-1)} \geq \eta$ 执行

4. 设置 $k=k+1$;

5. 求解子问题(26)获得最优BF矩阵 $\{\mathbf{W}_m^{(k)}\}_{m=1}^M$;

6. 固定BF矩阵, 求解子问题(27)获得功率分配系数 $\{\alpha_{m,n}^{(k)}\}_{m=1,n=1}^{M,N}$;

结束

7. 获得 $\mathbf{W}^*$ 和 α^* , 并采用随机化算法得到BF矢量 $\mathbf{w}^*$;

输出最优解 $\mathbf{w}^*$ 和 α^* 。

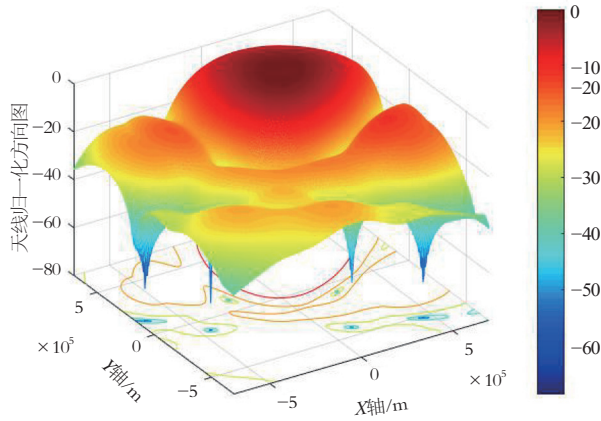
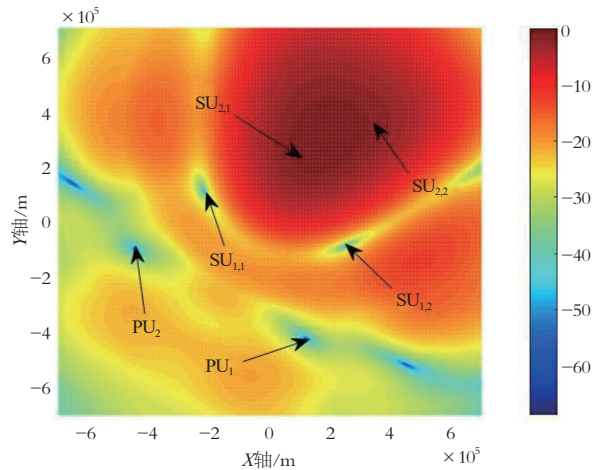
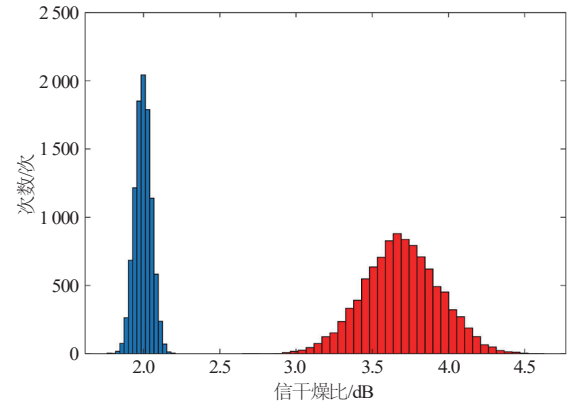
4 数值结果及分析

下面将通过仿真验证所提方案的有效性和优越性。设定精度误差 $\eta = 10^{-2}$, CSI随机误差的自相关矩阵 $\mathbf{E}_{m,n} = \varepsilon_{m,n} \mathbf{I}$, 其中 $\varepsilon_{m,n} > 0$ 。仿真中用到的其他参数见表1。此外, 本文还将所提出的方案与非稳健方案^[18]、ZF-NOMA方案^[19]和OMA方案^[20]进行比较。

表1 仿真参数

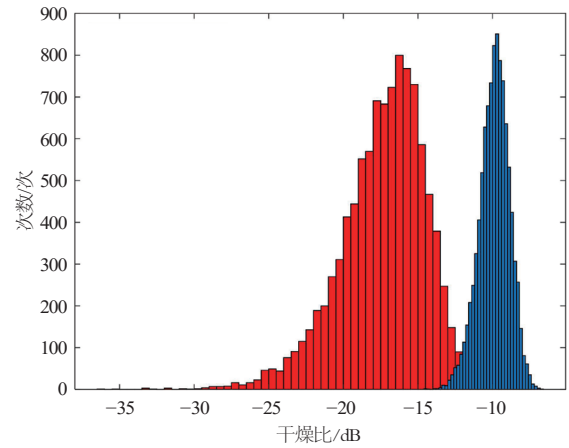
参数	数值
卫星轨道	GEO
载频	18 GHz
卫星馈源数	$N_s=7$ 个
卫星天线最大增益	$b_{\max}=52$ dB
雨衰系数	$\mu=3.125, \sigma=1.591$
3dB角度	$\theta_{3\text{dB}}=0.4$
噪声带宽	$B=500$ kHz
噪声温度	$T=300$ K

图2和图3分别给出了归一化BF权矢量 w_2 的天线归一化辐射方向图以及俯视图，从图中可以看出波束的最大方向指向第2个波束的目标用户，并且在第1个波束用户和地球站处分别产生了均为 -60 dB的零陷。由此可见所提方案能够在有效保证目标用户信号质量的同时，抑制

图2 w_2 的天线归一化辐射方向图图3 w_2 的天线归一化辐射方向图（俯视图）

图注：■ 所提方案 ■ 非稳健方案

图4 SINR分布直方图



图注：■ 所提方案 ■ 非稳健方案

图5 INR分布直方图

对其他用户的干扰，从而验证了所提方案的有效性。

图4和图5分别给出了1万次信道随机后，不同方案的SINR分布直方图和INR分布直方图。从图4中可以看出，非稳健方案不能够有效满足用户QoS约束，有大约50%的SINR值低于目标阈值 $\Gamma_{m,n}=2$ dB。而本文所提方案的SINR值都在阈值之上，并且主要集中在区域SINR=3.8 dB处。类似的，在图5中，非稳健方案的INR只有大约60%在地球站的INR阈值 $I_{th,i}=-20$ dB之上。然而本文所提方案的INR总是低于INR阈值，这充分表明所提方案具有优越的性能和较好的稳健性。

图6描绘了不同方案下的SINR与总传输功率的关系。随着SINR增加，3种方案的总发射功率随之增加。此外，所提方案的总传输功率低于OMA方案和ZF-NOMA方案，并且随着SINR的增加，性能差距逐渐变大。这些结果验证了本文所提方案的优越性。

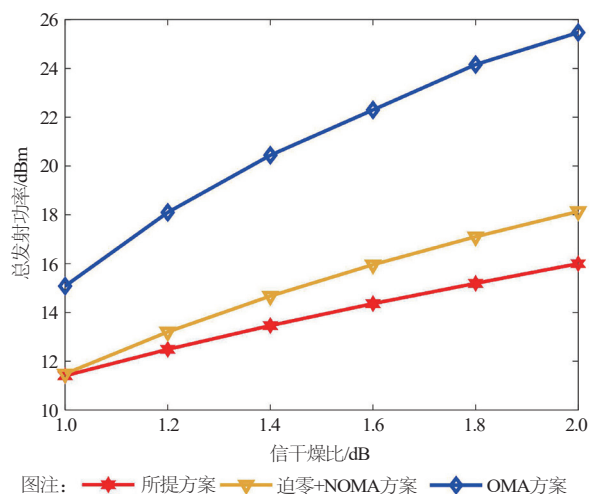


图6 不同方案下的SINR与总传输功率的关系

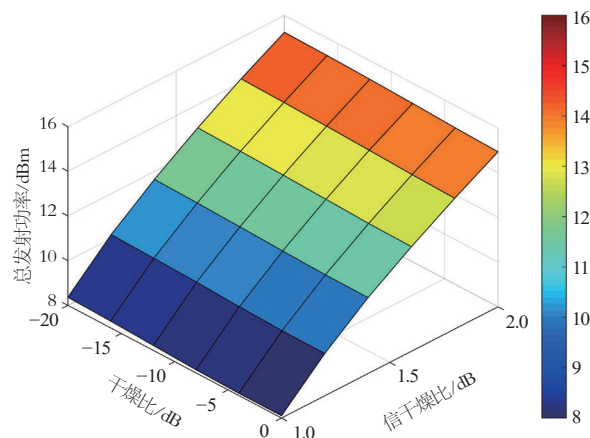


图7 总发射功率与INR、SINR的关系

图7描绘了总传输功率、INR和SINR三者之间的关系。可以看到总传输功率随着SINR阈值的增加而增加,这是因为此时需要更多的传输功率来满足增加的QoS需求。INR阈值对总传输功率的影响很小,主要原因在于本文所提出的方案可以有效地抑制卫星通信对地球站的干扰。

参考文献:

- [1] 翟立君, 潘沐铭, 汪春霆. 卫星5G技术的发展和展望[J]. 天地一体化信息网络, 2021, 2(1): 1-9.
ZHAI L J, PAN S M, WANG C T. Development and prospect of satellite 5G technology[J]. Space-Integrated-Ground Information Networks, 2021, 2(1): 1-9.
- [2] LIN Z, LIN M, CHAMPAGNE B, et al. Secure and energy efficient transmission for RSMA-based cognitive satellite-terrestrial networks[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2021, 10(2): 251-255.
- [3] HUANG Q Q, LIN M, ZHU W P, et al. Uplink massive access in mixed RF/FSO satellite-aerial-terrestrial networks[J]. IEEE Transactions on Communications, 2021, 69(4): 2413-2426.
- [4] LIN Z, LIN M, DE C T, et al. Supporting IoT with rate-splitting multiple access in satellite and aerial-integrated networks[J]. IEEE Internet of Things Journal, 2021, 8(14): 11123-11134.
- [5] VÁZQUEZ M Á, PÉREZ-NEIRA A, CHRISTOPOULOS D, et al. Precoding in multibeam satellite communications: present and future challenges[J]. IEEE Wireless Communications, 2016, 23(6): 88-95.
- [6] 雷拓峰, 程乃平, 倪淑燕, 等. 非正交多址接入技术及其应用研究[J]. 通信技术, 2020, 53(9): 2093-2100.
LEI T F, CHENG N P, NI S Y, et al. Non-orthogonal multiple access technology and its Applications[J]. Communications Technology, 2020, 53(9): 2093-2100.
- [7] 王正强, 成冀, 樊自甫, 等. 非正交多址系统资源分配研究综述[J]. 电信科学, 2018, 34(8): 136-146.
WANG Z Q, CHENG Q, FAN Z F, et al. A survey of resource allocation in non-orthogonal multiple access systems[J]. Telecommunications Science, 2018, 34(8): 136-146.
- [8] 葛瑞星, 李广侠, 边东明, 等. 卫星通信网络功率域非正交多址技术研究综述[J]. 移动通信, 2019, 43(5): 33-39.
GE R X, LI G X, BIAN D M, et al. Survey on power domain non-orthogonal multiple access technology in satellite communication Networks[J]. Mobile Communications, 2019, 43(5): 33-39.
- [9] BEIGI N A K, SOLEYMANI M R. Interference management using cooperative NOMA in multi-beam satellite systems[C]// Proceedings of 2018 IEEE International Conference on Communications (ICC). Piscataway: IEEE Press, 2018.
- [10] YUE X W, LIU Y W, YAO Y Y, et al. Outage behaviors of NOMA-based satellite network over shadowed-rician fading channels[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2020, 69(6): 6818-6821.
- [11] IVARI S M, CAUS M, VÁZQUEZ M A, et al. Power allocation and user clustering in multicast NOMA based satellite communication systems[C]// Proceedings of ICC 2020 - 2020 IEEE International Conference on Communications (ICC). Piscataway: IEEE Press, 2020.
- [12] HUANG Q Q, LIN M, ZHU W P, et al. Performance analysis of integrated satellite-terrestrial multiantenna relay networks with multiuser scheduling[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2020, 56(4): 2718-2731.
- [13] LU W X, AN K, LIANG T, et al. Robust beamforming in multibeam satellite systems with non-orthogonal multiple

- access[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2020, 9(11): 1889-1893.
- [14] CHU J H, CHEN X M, ZHONG C J, et al. Robust design for NOMA-based multibeam LEO satellite Internet of Things[J]. IEEE Internet of Things Journal, 2021, 8(3): 1959-1970.
- [15] LIN Z, LIN M, WANG J B, et al. Joint beamforming and power allocation for satellite-terrestrial integrated networks with non-orthogonal multiple access[J]. IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing, 2019, 13(3): 657-670.
- [16] MA S, HONG M Y, SONG E B, et al. Outage constrained robust secure transmission for MISO wiretap channels[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2014, 13(10): 5558-5570.
- [17] ZENG Y, ZHANG R, LIM T J. Throughput maximization for UAV-enabled mobile relaying systems[J]. IEEE Transactions on Communications, 2016, 64(12): 4983-4996.
- [18] 徐勇军, 谢豪, 陈前斌, 等. 基于不完美CSI的异构NOMA网络能效优化算法[J]. 通信学报, 2020, 41(7): 131-140.
- XU Y J, XIE H, CHEN Q B, et al. Robust energy efficiency maximization for NOMA based heterogeneous network[J]. Journal on Communications, 2020, 41(7): 131-140.
- [19] ZHU Y Z, DELAMOTTE T, KNOPP A. Geographical NOMA-beamforming in multi-beam satellite-based Internet of Things[C]// Proceedings of 2019 IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM). Piscataway: IEEE Press, 2019.
- [20] 孙彦景, 刘洋, 周家思, 等. 基于非完美信道信息的MIMO NOMA系统和速率最大化[J]. 通信学报, 2019, 40(11): 94-100.
- SUN Y J, LIU Y, ZHOU J S, et al. Sum-rate maximization in MIMO NOMA system with imperfect CSI[J]. Journal on Communications, 2019, 40(11): 94-100.

[作者简介]



阚鹏程 (1999-), 男, 南京邮电大学通信与信息工程学院硕士生, 主要研究方向为卫星通信、无线通信。

王子宁 (1997-), 男, 南京邮电大学通信与信息工程学院博士生, 主要研究方向为无线通信、智能信号处理。

孔槐聪 (1995-), 男, 南京邮电大学通信与信息工程学院博士生, 主要研究方向为无线通信、新型多址接入技术。

欧阳键 (1983-), 男, 南京邮电大学通信与信息工程学院副教授, 主要研究方向为无人机通信、物理层安全。

林敏 (1972-), 男, 南京邮电大学通信与信息工程学院副教授, 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。