

低轨卫星通信系统面向安全通信的 鲁棒资源分配算法

徐勇军¹, 鲁承壮¹, 董焱恒¹, 赵 涛², 周继华², 傅晓建³

(1. 重庆邮电大学通信与信息工程学院, 重庆 400065; 2. 航天新通科技有限公司, 重庆 401332;
3. 东南大学毫米波全国重点实验室, 江苏南京 210096)

摘 要: 为了解决低轨卫星通信系统因广域覆盖特性导致用户信息极易被截获和窃听的问题, 以及由于反馈延迟等因素导致的信道状态信息难以准确获取的问题, 本文构建了存在信道不确定性的低轨卫星通信系统模型. 根据用户最小安全速率约束、波束赋形功率阈值约束以及信道不确定性约束建立联合优化卫星波束赋形矢量、人工噪声矢量和功率分配因子的鲁棒优化问题. 针对该含不确定性的非凸问题, 提出一种基于连续凸近似、S-procedure、半正定松弛等方法的迭代鲁棒资源分配算法. 仿真结果表明, 所提算法满足概率较传统非鲁棒算法可提升 9.62%.

关键词: 低轨卫星通信系统; 信息安全; 资源分配; 鲁棒性

基金项目: 国家自然科学基金(No.62271094, No.U23A20279); 重庆市自然科学基金(No.CSTB2022NSCQ-LZX0009, No.CSTB2023NSCQ-LZX0079, No.CSTB2023NSCQ-BSX0007); 重庆市教委科学技术研究项目(No.KJZD-K202200601)

中图分类号: TN927+.2

文献标识码: A

文章编号: 0372-2112(2025)05-1482-09

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

DOI: 10.12263/DZXB.20240743

Robust Resource Allocation Algorithm for Secure Communication in LEO-Based Satellite Communication Systems

XU Yong-jun¹, LU Cheng-zhuang¹, DONG Yi-heng¹, ZHAO Tao², ZHOU Ji-hua², FU Xiao-jian³

(1. School of Communications and Information Engineering, Chongqing University of Posts and Telecommunications, Chongqing 400065, China; 2. Aerospace New Generation Communications Co., Ltd., Chongqing 401332, China;
3. State Key Laboratory of Millimeter Waves, Southeast University, Nanjing, Jiangsu 210096, China)

Abstract: In order to solve the problem that user information is easily intercepted and eavesdropped on because of the wide area coverage of the low earth orbit satellite communication systems, as well as the problem of the difficulty of accurately obtaining channel status information due to factors such as feedback delays, etc., this paper constructs a model of the low earth orbit (LEO) satellite communication system in the presence of channel uncertainty. Firstly, a robust resource allocation problem that jointly optimizes the satellite beamforming vectors, artificial noise vectors, and power allocation factors is established based on the minimum security rate constraint, the beamforming power threshold constraint, and the channel uncertainty constraint. Then, for this non-convex problem with uncertainty, we propose an iterative robust resource allocation algorithm based on S-procedure, semi-positive definite relaxation and successive convex approximation. Simulation results show that the proposed algorithm can improve the satisfaction probability by 9.62% compared with the traditional non-robust algorithm.

Key words: LEO satellite communication systems; information security; resource allocation; robustness

Foundation Item(s): National Natural Science Foundation of China (No.62271094, No.U23A20279); Natural Science Foundation of Chongqing (No.CSTB2022NSCQ-LZX0009, No.CSTB2023NSCQ-LZX0079, No.CSTB2023NSCQ-BSX0 007); Science and Technology Research Program of Chongqing Municipal Education Commission (No.KJZD-K202200601)

1 引言

随着全球能源需求的不断增长和信息泄露问题的不断攀升,如何设计一个高效节能且安全的网络已成为无线通信研究的热点之一^[1].如今,卫星通信系统正逐渐由点波束架构转变为运行于Ka频段的多波束架构,因为此架构可以满足高吞吐量需求和大范围覆盖区域的灵活部署.但是,由于数据流量的快速增长,导致能量消耗的急剧增加,同时由于卫星通信的广播特性导致信息传输存在被窃听的风险^[2].因此,如何降低其功耗,提高通信安全性,成为了卫星通信系统亟待解决的关键问题之一.

随着对卫星技术的不断探索,大量学者将波束成形(BeamForming, BF)技术应用于卫星通信系统,该技术通过对多波束阵列天线的发送信号进行加权来改变天线发送方向图^[3],可以在不降低频谱效率的条件下缓解波束间干扰,提高系统容量^[4].因此,在卫星通信系统中使用安全BF技术受到了广泛关注.在假设信道状态信息(Channel State Information, CSI)能够被准确获取的情况下,文献[5]通过联合优化卫星和基站的BF权向量来提高卫星用户的安全速率.文献[6]研究了卫星和传统蜂窝网络相融合的场景,并设计了蜂窝基站协同和非协同两种安全传输BF方案,考虑功率和传输质量约束,通过卫星自适应BF、人工噪声(Artificial Noise, AN)和基站BF来最大化卫星可达安全速率.文献[7]研究了认知星地网络中的安全传输BF优化问题,其中卫星作为受到多个未经授权的窃听者监听,在卫星系统保密率和基站用户平均信干噪比(Signal to Interference plus Noise Ratio, SINR)的约束下,建立系统总发射功率最小化的问题.文献[8]介绍了一种利用地面网络的合作干扰以增强星地融合网络中卫星通信安全性的方法,从节能角度进行BF设计.文献[9]提出了一种基于二分法的迭代算法来求解最优BF权向量以最小化窃听用户SINR.

为了提高系统的鲁棒性和安全性,文献[10]研究了与认知地面用户共存的卫星地面综合中继网络,并在窃听者信道估计存在椭圆界误差的情况下,提出了鲁棒BF方案.文献[11]针对单用户多窃听的星地联合网络,提出了一种混合BF设计方案,该方案在满足地面站和蜂窝用户的服务质量(Quality of Service, QoS)约束的同时,通过对基站的混合BF权向量和卫星的数字BF权向量的优化设计来提高系统的安全能效.文献[12]考虑合法用户不完美CSI且窃听者CSI未知的情况,通过联合优化AN和协同干扰BF权向量来提高系统的安全性能.文献[13]基于窃听者不完美CSI研究了传输安全问题,提出了一种迭代的鲁棒安全BF算法来最小化卫星发射功率.文献[14]提出了基于有

界误差的鲁棒BF和非正交多址接入(Non-Orthogonal Multiple Access, NOMA)联合设计方案,在满足卫星用户QoS要求的同时,最大限度地降低卫星通信系统的发射功率.文献[15]构建了多用户单窃听者的卫星通信系统,并提出了两种卫星通信系统鲁棒传输方案,分别基于有界信道误差的窃听者不完美CSI和基于相位信道误差的合法用户CSI来最大化用户总安全速率.文献[16]研究了采用正交多址技术的卫星网络和采用非正交多址技术的地面网络在认知星地融合系统中的安全问题,提出了一种针对保障卫星用户总体保密率的最优BF设计方法,旨在最大程度地提升整个系统的安全性.

上述研究工作分为两种,一种只考虑系统存在单个窃听者尝试窃听卫星发送的信号,且在已知信道链路完美CSI的情况下,通过联合优化卫星和基站的BF权向量来提高卫星通信系统性能,如文献[5~9].另一种在未知窃听者CSI的情况下,使用AN技术来提高卫星通信的安全性,如文献[10~16].在实际情况下,窃听者完美的CSI往往是难以获得的,前一种工作研究的是一种理想情况,而后一种工作则考虑的是窃听者CSI完全未知的极端情况,通过利用AN技术来对窃听者进行抑制,这样虽然能够保证信息的安全传输,但需要增加额外的发射功率,从而导致资源的浪费.因此,如何权衡卫星系统功耗、防止信息丢失以及减少通信中断是关键所在.另外,目前的研究都基于理想的收发机设备,即假设收发机没有硬件损伤.然而,在实际的通信系统中,收发机很难避免硬件损伤的存在,这将显著降低卫星通信系统的性能.

为此,本文提出一种基于用户窃听的低轨道地球(Low Earth Orbit, LEO)卫星通信系统鲁棒资源分配算法,旨在保证合法用户安全通信的同时降低系统功耗并提升系统抗硬件损伤能力和鲁棒性,实现安全性、鲁棒性和功耗的权衡.具体贡献如下:

(1)不同于信道链路完美CSI的资源分配算法^[5],本文基于有界信道不确定性,考虑卫星与用户设备的硬件损伤,联合优化卫星BF矢量、AN矢量以及功率分配因子,建立了一个含窃听者的LEO卫星发射功率最小化资源分配问题.

(2)为了求解上述非凸优化问题,首先利用连续凸近似(Successive Convex Approximation, SCA)和S-Procedure将含有参数摄动的目标函数和约束条件转化成确定性问题;其次,通过引入辅助矩阵并利用交替优化和半正定松弛(Semi-Definite Relaxation, SDR)技术将其拆分成两个凸子问题,并提出了一种基于迭代的安全鲁棒资源分配算法.

(3)仿真结果表明,与两种基准算法相比,所提算法

不仅能够保证用户信息安全,同时能够有效降低系统功耗,而且具备较高的鲁棒性(满足概率相较于无 AN 鲁棒算法和无 AN 非鲁棒算法分别提升 1.42% 和 9.62%)。

2 系统模型与问题描述

如图 1 所示,本文考虑一个多波束卫星下行链路通信系统.该系统由一颗配备有多馈源单反射面天线的 LEO 卫星、多个合法用户和多个窃听用户组成,其中,卫星可以形成 K 个波束,每个波束覆盖区域内含 M 个合法用户和一个窃听用户.此外,为了实现安全通信,卫星通过生成 AN 来干扰窃听用户,分别定义 $\forall m \in M = \{1, 2, \dots, M\}$, $\forall l \in \mathcal{L} = \{1, 2, \dots, L\}$ 和 $\forall k \in \mathcal{K} = \{1, 2, \dots, K\}$ 表示为合法用户、窃听用户和卫星波束数量的集合。

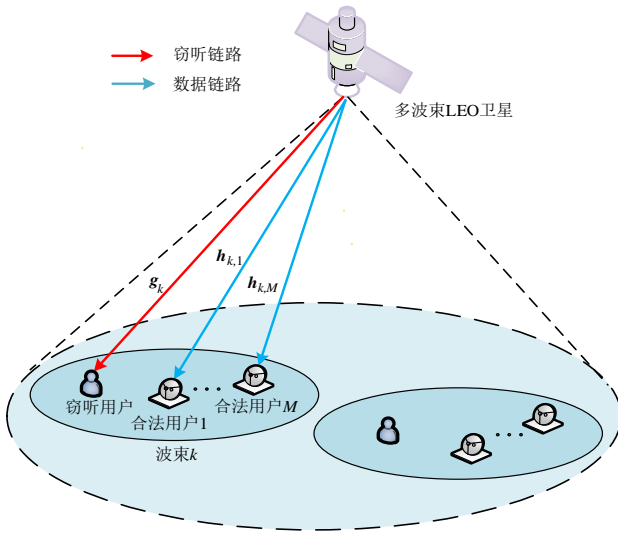


图 1 系统模型图

定义 $\mathbf{r}_m = [r_{1,m}, r_{2,m}, \dots, r_{K,m}]^T$ 为降雨衰减矢量, $\mathbf{b}_m = [b_{1,m}, b_{2,m}, \dots, b_{K,m}]^T$ 为波束增益矢量, 根据 Ka 波段信号传播特性^[17], 卫星与第 k 个波束覆盖范围内合法用户 m 的信道为

$$\mathbf{h}_{k,m} = \sqrt{G_{k,m} C_{k,m}} \mathbf{b}_m^{1/2} \odot \mathbf{r}_m^{1/2} \odot \mathbf{e}^{j\phi_m} \quad (1)$$

其中, \odot 表示哈达玛积; $\phi_m = [\phi_{1,m}, \phi_{2,m}, \dots, \phi_{K,m}]^T$ 表示卫星到第 m 个合法用户的信道相位矢量, 且相互独立并服从 $[0, 2\pi)$ 的均匀分布; $C_{k,m}$ 和 $G_{k,m}$ 表示卫星到第 k 个波束覆盖范围内第 m 个合法用户的天线增益和自由空间损耗, 具体表达式为

$$C_{k,m} = \left(\frac{c}{4\pi f_c d_{k,m}} \right)^2 \quad (2)$$

$$G_{k,m} [\text{dB}] = \begin{cases} G_{\max}, & 0^\circ < \phi_{k,m} < 1^\circ \\ 32 - 25 \log_2(\phi_{k,m}), & 1^\circ < \phi_{k,m} < 48^\circ \\ -10, & 48^\circ < \phi_{k,m} < 180^\circ \end{cases} \quad (3)$$

其中, c 和 f_c 表示光速和载波频率; $d_{k,m}$ 表示卫星到第 m

个合法用户的距离; G_{\max} 为天线增益阈值; $\phi_{k,m}$ 为合法用户相对于卫星天线主轴的偏轴角。

根据信号传输模型, 卫星发送到第 k 个波束覆盖范围内的信号可以表示为

$$\mathbf{x} = \sum_{k=1}^K \sum_{m=1}^M \sqrt{\alpha_{k,m}} \mathbf{w}_k s_{k,m} + \mathbf{z} \quad (4)$$

其中, $\alpha_{k,m} \in [0, 1]$ 表示合法用户 m 的功率分配系数, 满足 $\sum_{m=1}^M \alpha_{k,m} = 1$; $\mathbf{w}_k \in \mathbb{C}^{K \times 1}$ 表示波束权向量; $s_{k,m}$ 为发送的符号, 满足 $\mathbb{E}[s_{k,m}^2] = 1$; $\mathbf{z} \in \mathbb{C}^{K \times 1}$ 表示卫星生成的用于干扰窃听者接收的 AN 向量, 且 $\mathbf{z} \sim \text{CN}(\mathbf{0}, \mathbf{Z})$, 其中 $\mathbf{Z} \succeq \mathbf{0}$ 为 AN 向量 \mathbf{z} 的协方差矩阵. 则第 k 个波束覆盖范围内第 m 个合法用户和窃听用户接收到的信号分别为

$$y_{k,m} = \mathbf{h}_{k,m}^H \mathbf{x} + n_{k,m}^{\text{AWGN}} \quad (5)$$

$$y_k^e = \mathbf{g}_k^H \mathbf{x} + n_k^{e, \text{AWGN}} \quad (6)$$

其中, $\mathbf{g}_k \in \mathbb{C}^{K \times 1}$ 表示卫星与波束 k 内窃听用户之间的信道; $n_{k,m}^{\text{AWGN}} \sim \text{CN}(0, \sigma_{k,m}^2)$ 表示合法用户处均值为 0, 方差为 $\sigma_{k,m}^2$ 的接收机白噪声; $n_k^{e, \text{AWGN}} \sim \text{CN}\{0, (\sigma_k^e)^2\}$ 表示窃听用户处均值为 0, 方差为 $(\sigma_k^e)^2$ 的接收机白噪声。

由于本文考虑多波束卫星通信系统且具有多个用户, 为减少用户间干扰以提高接收信号质量, 每个波束覆盖范围内的合法用户采用串行干扰抵消 (Successive Interference Cancellation, SIC) 进行解码. 为了更好地支持预期的 SIC 技术, 假设在第 k 个波束覆盖范围内合法用户信道增益满足条件 $|\mathbf{h}_{k,1}^H \mathbf{w}_k|^2 \leq |\mathbf{h}_{k,2}^H \mathbf{w}_k|^2 \leq \dots \leq |\mathbf{h}_{k,M}^H \mathbf{w}_k|^2$. 此外, 式 (5) 和式 (6) 都是传统的没有考虑硬件损伤的信号接收模型. 在实际系统中, 由于存在相位噪声和 I/Q 不平衡等问题, 收发端设备都可能受到残余硬件损伤的影响, 从而导致实际接收信号与期望接收信号存在偏差. 由于窃听者的计算能力未知, 故假设窃听者不存在残余的硬件损伤, 考虑卫星和合法用户残余硬件损伤和热噪声的影响, 则第 k 个波束内第 m 个合法用户的接收信号为

$$\begin{aligned} \bar{y}_{k,m} = & \underbrace{\sqrt{\alpha_{k,m}} \mathbf{h}_{k,m}^H \mathbf{w}_k s_{k,m}}_{\text{期望信号}} + \underbrace{\sum_{j=m+1}^M \sqrt{\alpha_{k,j}} \mathbf{h}_{k,m}^H \mathbf{w}_k s_{k,j}}_{\text{同一波束内其他用户干扰信号}} \\ & + \underbrace{\sum_{i \neq k, m=1}^K \sum_{i=1}^M \sqrt{\alpha_{i,m}} \mathbf{h}_{k,m}^H \mathbf{w}_i s_{i,m}}_{\text{其他波束干扰信号}} + \underbrace{\mathbf{h}_{k,m}^H \boldsymbol{\eta}_K^t + \boldsymbol{\eta}_{k,m}^r}_{\text{加性硬件损伤噪声}} \\ & + \underbrace{\mathbf{h}_{k,m}^H \mathbf{z}}_{\text{人工噪声}} + \underbrace{n_{k,m}}_{\text{热噪声}} \end{aligned} \quad (7)$$

式 (7) 含有加性硬件损伤噪声项 $\boldsymbol{\eta}_K^t, \boldsymbol{\eta}_K^r \in \mathbb{C}^{K \times 1}$ 和 $\boldsymbol{\eta}_{k,m}^r$; $\boldsymbol{\eta}_K^t \sim \text{CN}(0, \mathbf{v})$ 和 $\boldsymbol{\eta}_{k,m}^r \sim \text{CN}\{0, (\delta_{k,m}^r)^2\}$ 分别为卫星和第 k 波束覆盖范围内第 m 个合法用户的加性硬件损伤噪声^[18]; $n_{k,m} \sim \text{CN}(0, \delta_{k,m}^2)$ 表示波束 k 内第 m 个合法用户接收端均值为 0, 方差为 $\delta_{k,m}^2$ 的热噪声. 其中, \mathbf{v} 表示卫

星发射处加性硬件损伤噪声的协方差矩阵, $(\delta_{k,m}^r)^2$ 表示波束 k 内第 m 个合法用户接收端硬件损伤噪声的方差, 则

$$\mathbf{v} = (\varepsilon_K^r)^2 \text{diag}(p_1, p_2, \dots, p_K) \quad (8)$$

$$(\delta_{k,m}^r)^2 = (\varepsilon_{k,m}^r)^2 \times \left| \mathbf{h}_{k,m}^H \left(\sqrt{\alpha_{k,m}} \mathbf{w}_k + \sum_{j=m+1}^M \sqrt{\alpha_{k,j}} \mathbf{w}_j \right) + \sum_{i \neq k, m=1}^K \sum_{m=1}^M \sqrt{\alpha_{i,m}} \mathbf{w}_i + \mathbf{z} \right|^2 \quad (9)$$

$$\gamma_{k,m} = \frac{\alpha_{k,m} |\mathbf{h}_{k,m}^H \mathbf{w}_k|^2}{\sum_{j=m+1}^M \alpha_{k,j} |\mathbf{h}_{k,m}^H \mathbf{w}_j|^2 + \sum_{i \neq k, m=1}^K \sum_{m=1}^M \alpha_{i,m} |\mathbf{h}_{k,m}^H \mathbf{w}_i|^2 + |\mathbf{h}_{k,m}^H \mathbf{z}|^2 + |\mathbf{h}_{k,m}^H \boldsymbol{\eta}_K^t|^2 + (\delta_{k,m}^r)^2 + \delta_{k,m}^2} \quad (10)$$

其中, 分子表示合法用户 m 的信道增益, 分母的首项为未解码用户的干扰信号, 第二项为跨波束用户的干扰信号, 第三项表示来自卫星的 AN 功率, 第四项表示来自卫星的硬件损伤噪声功率, 第五项表示第 k 个波束覆盖范围内第 m 个合法用户的硬件损伤噪声功率, 第六项表示第 k 个波束覆盖范围内第 m 个合法用户的热噪声功率. 因此, 第 k 个波束覆盖范围内第 m 个合法用户的可达速率为 $R_{k,m} = \log_2(1 + \gamma_{k,m})$.

根据式(6), 第 k 个波束覆盖范围内的窃听用户 SINR 可以表示为

$$\gamma_k^e = \frac{\sum_{m=1}^M \alpha_{k,m} |\mathbf{g}_k^H \mathbf{w}_k|^2}{\sum_{i \neq k, m=1}^K \sum_{m=1}^M \alpha_{i,m} |\mathbf{g}_k^H \mathbf{w}_i|^2 + |\mathbf{g}_k^H \mathbf{z}|^2 + (\sigma_k^e)^2} \quad (11)$$

其中, 分子表示窃听用户的信道增益, 分母的首项为跨波束用户干扰信号, 第二项为卫星的 AN 功率, 第三项表示来自窃听用户的加性高斯白噪声功率, 则第 k 个波束覆盖范围内窃听用户的可达速率为 $R_k^e = \log_2(1 + \gamma_k^e)$.

根据文献[19], 第 k 个波束覆盖范围内第 m 个合法用户的可达安全速率可以表示为

$$R_{k,m}^{\text{sec}} = \left[\min_{1 \leq m \leq M} \log_2(1 + \gamma_{k,m}) - \log_2(1 + \gamma_k^e) \right]^+ \quad (12)$$

其中, $[a]^+ = \max(a, 0)$.

在实际的卫星通信网络中, 由于卫星距地面较远, 无法直接通过发送导频的方式来估计地面用户的 CSI, 而是通过地面信关站来获取用户 CSI. 然而, 这种获取方式面临着多种不确定因素, 如终端移动性导致的反馈延迟、估计误差等, 故本文考虑不完美 CSI 情况, 建立卫星传输链的有界信道误差模型^[20], 表示为

$$\bar{\gamma}_{k,m} = \frac{\alpha_{k,m} (\mathbf{h}_{k,m}^H \mathbf{W}_k \mathbf{h}_{k,m})}{\sum_{j=m+1}^M \alpha_{k,j} (\mathbf{h}_{k,m}^H \mathbf{W}_k \mathbf{h}_{k,m}) + \sum_{i \neq k, m=1}^K \sum_{m=1}^M \alpha_{i,m} (\mathbf{h}_{k,m}^H \mathbf{W}_i \mathbf{h}_{k,m}) + \mathbf{h}_{k,m}^H \mathbf{Z} \mathbf{h}_{k,m} + \mathbf{h}_{k,m}^H \mathbf{v} \mathbf{h}_{k,m} + (\delta_{k,m}^r)^2 + \delta_{k,m}^2} \quad (13)$$

其中, $(\varepsilon_K^r)^2$ 和 $(\varepsilon_{k,m}^r)^2$ 的大小分别表示卫星和第 m 个合法用户的硬件损伤程度. 卫星发射信号的协方差矩阵可以描述为

$$\mathbf{P} = \mathbb{E} \left\{ \left\| \sum_{k=1}^K \sum_{m=1}^M \sqrt{\alpha_{k,m}} \mathbf{w}_k s_{k,m} + \mathbf{z} \right\|^2 \right\} = \sum_{k=1}^K \sum_{m=1}^M \alpha_{k,m} \mathbf{w}_k \mathbf{w}_k^H + \mathbf{Z} \quad (14)$$

其中, 矩阵 \mathbf{P} 的主对角元素为 p_1, p_2, \dots, p_K .

因此, 基于式(7), 第 k 个波束覆盖范围内第 m 个合法用户的 SINR 可以表示为

$$\mathcal{R}_{k,m} = \left\{ \Delta \mathbf{h}_{k,m} \mid \mathbf{h}_{k,m} = \tilde{\mathbf{h}}_{k,m} + \Delta \mathbf{h}_{k,m}, \|\Delta \mathbf{h}_{k,m}\| \leq \zeta_{k,m} \right\} \quad (15)$$

$$\mathcal{R}_k^e = \left\{ \Delta \mathbf{g}_k \mid \mathbf{g}_k = \tilde{\mathbf{g}}_k + \Delta \mathbf{g}_k, \|\Delta \mathbf{g}_k\| \leq \zeta_k^e \right\} \quad (16)$$

其中, $\tilde{\mathbf{h}}_{k,m}$ 和 $\tilde{\mathbf{g}}_k$ 为 $\mathbf{h}_{k,m}$ 与 \mathbf{g}_k 的估计值, $\Delta \mathbf{h}_{k,m}$ 和 $\Delta \mathbf{g}_k$ 为估计误差. $\zeta_{k,m} \geq 0$ 表示合法用户的信道估计误差上界, $\zeta_k^e \geq 0$ 表示窃听用户的估计误差上界.

为了减小卫星功率消耗并保证合法用户最低传输速率, 本文建立基于合法用户最低安全速率门限与卫星最大发射功率阈值的最小化卫星发射功率资源分配模型, 具体如下:

$$\begin{aligned} \min_{\mathbf{w}_k, \alpha_{k,m}, \mathbf{z}} \quad & \sum_{k=1}^K \|\mathbf{w}_k\|^2 + \|\mathbf{z}\|^2 \\ \text{s.t.} \quad & \begin{cases} \text{C}_1: R_{k,m}^{\text{sec}} \geq R_{k,m}^{\text{min}} \\ \text{C}_2: \sum_{k=1}^K \|\mathbf{w}_k\|^2 + \|\mathbf{z}\|^2 \leq P_{\text{max}} \\ \text{C}_3: \sum_{m=1}^M \alpha_{k,m} = 1, \alpha_{k,m} \in [0, 1] \\ \text{C}_4: \Delta \mathbf{h}_{k,m} \in \mathcal{R}_{k,m}, \Delta \mathbf{g}_k \in \mathcal{R}_k^e \end{cases} \end{aligned} \quad (17)$$

其中, C_1 为第 k 个波束覆盖范围内第 m 个合法用户接收端的可达安全速率约束, $R_{k,m}^{\text{min}}$ 为最小安全速率阈值; C_2 为卫星波束赋形增益约束, P_{max} 为最大发射功率阈值; C_3 为功率分配因子约束; C_4 为信道不确定性约束.

3 鲁棒资源分配算法设计

3.1 不确定性约束条件转换

式(16)是一个非凸问题, 为了使该问题容易处理, 定义 $\mathbf{W}_k = \mathbf{w}_k \mathbf{w}_k^H$. 则式(11)可以转化为

$$\bar{\gamma}_{k,m} = \frac{\alpha_{k,m} (\mathbf{h}_{k,m}^H \mathbf{W}_k \mathbf{h}_{k,m})}{\sum_{j=m+1}^M \alpha_{k,j} (\mathbf{h}_{k,m}^H \mathbf{W}_k \mathbf{h}_{k,m}) + \sum_{i \neq k, m=1}^K \sum_{m=1}^M \alpha_{i,m} (\mathbf{h}_{k,m}^H \mathbf{W}_i \mathbf{h}_{k,m}) + \mathbf{h}_{k,m}^H \mathbf{Z} \mathbf{h}_{k,m} + \mathbf{h}_{k,m}^H \mathbf{v} \mathbf{h}_{k,m} + (\delta_{k,m}^r)^2 + \delta_{k,m}^2} \quad (18)$$

相应地,式(12)可以转化为

$$\bar{\gamma}_k^c = \frac{\sum_{m=1}^M \alpha_{k,m} (\mathbf{g}_k^H \mathbf{W}_k \mathbf{g}_k)}{\sum_{i \neq k, m=1}^K \sum_{i \neq k, m=1}^M \alpha_{i,m} (\mathbf{g}_k^H \mathbf{W}_i \mathbf{g}_k) + \mathbf{g}_k^H \mathbf{Z} \mathbf{g}_k + (\sigma_k^c)^2} \quad (18)$$

根据式(17)和式(18),式(16)可以转化为

$$\min_{\mathbf{W}_k, \alpha_{k,m}, \mathbf{Z}} \sum_{k=1}^K \text{Tr}(\mathbf{W}_k) + \text{Tr}(\mathbf{Z})$$

$$\text{s.t.} \begin{cases} \bar{C}_1: \left[\min_{1 \leq m \leq M} \log_2(1 + \bar{\gamma}_{k,m}) - \log_2(1 + \bar{\gamma}_k^c) \right]^+ \geq R_{k,m}^{\min} \\ \bar{C}_2: \sum_{k=1}^K \text{Tr}(\mathbf{W}_k) + \text{Tr}(\mathbf{Z}) \leq P_{\max} \\ \bar{C}_3: \sum_{m=1}^M \alpha_{k,m} = 1, \alpha_{k,m} \in [0, 1] \\ \bar{C}_4: \Delta \mathbf{h}_{k,m} \in \mathcal{R}_{k,m}, \Delta \mathbf{g}_k \in \mathcal{R}_k^c \\ \bar{C}_5: \mathbf{W}_k \geq \mathbf{0}, \mathbf{Z} \geq \mathbf{0} \\ \bar{C}_6: \text{rank}(\mathbf{W}_k) = 1 \end{cases} \quad (19)$$

由于 \bar{C}_1 中优化变量的耦合关系,导致这类约束是非凸的. 引入辅助矩阵 \mathbf{S}_k , 可以得到

$$\mathbf{h}_{k,m}^H \mathbf{v} \mathbf{h}_{k,m} = (\epsilon_K^r)^2 \sum_{k=1}^K (\mathbf{h}_{k,m}^H \mathbf{S}_k \mathbf{P} \mathbf{h}_{k,m}) \quad (20)$$

其中, \mathbf{S}_k 为第 k 个对角元素为 1 其余元素全为 0 的矩阵.

相应地,式(9)可以转化为

$$(\delta_{k,m}^r)^2 = (\epsilon_{k,m}^r)^2 \mathbf{h}_{k,m}^H \mathbf{W}_k \mathbf{h}_{k,m} + (\epsilon_{k,m}^r)^2 \sum_{j=m+1}^M \alpha_{k,j} \mathbf{h}_{k,m}^H \mathbf{W}_j \mathbf{h}_{k,m}$$

$$+ (\epsilon_{k,m}^r)^2 \sum_{i \neq k, m=1}^K \sum_{i \neq k, m=1}^M \alpha_{i,m} \mathbf{h}_{k,m}^H \mathbf{W}_i \mathbf{h}_{k,m} + (\epsilon_{k,m}^r)^2 \mathbf{h}_{k,m}^H \mathbf{Z} \mathbf{h}_{k,m} \quad (21)$$

为了处理 \bar{C}_1 约束的非凸性,令 $\min_{1 \leq m \leq M} \log_2(1 + \bar{\gamma}_{k,m}) = \tau_{k,m}$, $\log_2(1 + \bar{\gamma}_k^c) \leq \tau_k^c$. 则

$$\log_2(1 + \bar{\gamma}_{k,m}) \geq \tau_{k,m} \quad (22)$$

$$\log_2(1 + \bar{\gamma}_k^c) \leq \tau_k^c \quad (23)$$

定义

$$\mathbf{A}_k = \sum_{j=m+1}^M \alpha_{k,j} \mathbf{W}_j + \sum_{i \neq k, m=1}^K \sum_{i \neq k, m=1}^M \alpha_{i,m} \mathbf{W}_i + \mathbf{Z} \quad (24)$$

$$\mathbf{B}_k = \mathbf{A}_k (1 + (\epsilon_{k,m}^r)^2) + (\epsilon_K^r)^2 \sum_{k=1}^K (\mathbf{S}_k \mathbf{P}) + (\epsilon_{k,m}^r)^2 \mathbf{W}_k + (\delta_{k,m}^r)^2 \quad (25)$$

$$\mathbf{C}_k = \sum_{i \neq k, m=1}^K \sum_{i \neq k, m=1}^M \alpha_{i,m} \mathbf{W}_i + \mathbf{Z} \quad (26)$$

则式(22)可以写为

$$\log_2 \left(1 + \frac{\alpha_{k,m} (\mathbf{h}_{k,m}^H \mathbf{W}_k \mathbf{h}_{k,m})}{\mathbf{h}_{k,m}^H \mathbf{B}_k \mathbf{h}_{k,m} + \delta_{k,m}^2} \right) \geq \tau_{k,m} \quad (27)$$

接着引入松弛变量 $a_{k,m}$ 和 $b_{k,m}$, 使其转化为

$$\frac{a_{k,m}}{b_{k,m}} \geq 2^{\tau_{k,m}} - 1 \quad (28)$$

其中, $a_{k,m} \leq \min_{\Delta \mathbf{h}_{k,m}} (\alpha_{k,m} \mathbf{h}_{k,m}^H \mathbf{W}_k \mathbf{h}_{k,m})$, $b_{k,m} \geq \max_{\Delta \mathbf{h}_{k,m}} (\mathbf{h}_{k,m}^H \mathbf{B}_k \mathbf{h}_{k,m} + \delta_{k,m}^2)$. 因此,式(23)可以写为

$$\log_2 \left(1 + \frac{\sum_{m=1}^M \alpha_{k,m} (\mathbf{g}_k^H \mathbf{W}_k \mathbf{g}_k)}{\mathbf{g}_k^H \mathbf{C}_k \mathbf{g}_k + (\sigma_k^c)^2} \right) \leq \tau_k^c \quad (29)$$

同理,引入松弛变量 c_k^c 和 d_k^c , 满足

$$\frac{c_k^c}{d_k^c} \leq 2^{\tau_k^c} - 1 \quad (30)$$

其中, $c_k^c \geq \max_{\Delta \mathbf{g}_k} \left(\sum_{m=1}^M \alpha_{k,m} \mathbf{g}_k^H \mathbf{W}_k \mathbf{g}_k \right)$, $d_k^c \leq \min_{\Delta \mathbf{g}_k} (\mathbf{g}_k^H \mathbf{C}_k \mathbf{g}_k + (\sigma_k^c)^2)$.

由于式(28)和式(30)仍为非凸,采用 SCA 技术将式(28)和式(30)使用泰勒级数近似为

$$\begin{cases} a_{k,m} \geq e^{\chi_{k,m}^1}, \chi_{k,m}^1 - \chi_{k,m}^2 \geq \chi_{k,m}^3 \\ b_{k,m} \leq e^{\bar{\chi}_{k,m}^2} (\chi_{k,m}^2 - \bar{\chi}_{k,m}^2 + 1) \\ 2^{\tau_{k,m}} - 1 \leq e^{\bar{\chi}_{k,m}^3} (\chi_{k,m}^3 - \bar{\chi}_{k,m}^3 + 1) \end{cases} \quad (31)$$

$$\begin{cases} d_k^c \geq e^{\vartheta_{k,m}^2}, \vartheta_{k,m}^1 - \vartheta_{k,m}^2 \geq \vartheta_{k,m}^3 \\ c_k^c \leq e^{\bar{\vartheta}_{k,m}^1} (\vartheta_{k,m}^1 - \bar{\vartheta}_{k,m}^1 + 1) \\ 2^{\tau_k^c} [\tau_k^c - \bar{\tau}_k^c] \ln 2 + 1 - 1 \geq e^{\vartheta_{k,m}^3} \end{cases} \quad (32)$$

其中, $\chi_{k,m}^1, \chi_{k,m}^2, \chi_{k,m}^3, \vartheta_{k,m}^1, \vartheta_{k,m}^2$ 和 $\vartheta_{k,m}^3$ 是松弛变量, $\bar{\chi}_{k,m}^2, \bar{\chi}_{k,m}^3, \bar{\vartheta}_{k,m}^1$ 和 $\bar{\tau}_k^c$ 分别表示 $\chi_{k,m}^2, \chi_{k,m}^3, \vartheta_{k,m}^1$ 和 τ_k^c 的最近一次迭代值. 结合式(14)和式(15),可以得到

$$\alpha_{k,m} (\tilde{\mathbf{h}}_{k,m}^H \mathbf{W}_k \tilde{\mathbf{h}}_{k,m} + 2 \text{Re}(\tilde{\mathbf{h}}_{k,m}^H \mathbf{W}_k \Delta \mathbf{h}_{k,m}) + \Delta \mathbf{h}_{k,m}^H \mathbf{W}_k \Delta \mathbf{h}_{k,m}) - a_{k,m} \geq 0 \quad (33)$$

$$\tilde{\mathbf{h}}_{k,m}^H (-\mathbf{B}_k) \tilde{\mathbf{h}}_{k,m} + 2 \text{Re}(\tilde{\mathbf{h}}_{k,m}^H (-\mathbf{B}_k) \Delta \mathbf{h}_{k,m}) + \Delta \mathbf{h}_{k,m}^H (-\mathbf{B}_k) \Delta \mathbf{h}_{k,m} + b_{k,m} - \delta_{k,m}^2 \geq 0 \quad (34)$$

$$\sum_{m=1}^M \alpha_{k,m} (\tilde{\mathbf{g}}_k^H (-\mathbf{W}_k) \tilde{\mathbf{g}}_k + 2 \text{Re}(\tilde{\mathbf{g}}_k^H (-\mathbf{W}_k) \Delta \mathbf{g}_k) + \Delta \mathbf{g}_k^H (-\mathbf{W}_k) \Delta \mathbf{g}_k) + c_k^c \geq 0 \quad (35)$$

$$\tilde{\mathbf{g}}_k^H \mathbf{C}_k \tilde{\mathbf{g}}_k + 2 \text{Re}(\tilde{\mathbf{g}}_k^H \mathbf{C}_k \Delta \mathbf{g}_k) + \Delta \mathbf{g}_k^H \mathbf{C}_k \Delta \mathbf{g}_k + (\sigma_k^c)^2 - d_k^c \geq 0 \quad (36)$$

然而,式(33)~式(36)中仍包含多个线性不等式,难于直接求解. 为了求解该问题,本文采用 S-procedure 进行转化. 基于 S-procedure^[21], 结合式(14), 式(33)可以被转化为

$$\begin{bmatrix} \lambda_1 \mathbf{I}_K + \alpha_{k,m} \mathbf{W}_k & & \alpha_{k,m} \mathbf{W}_k \tilde{\mathbf{h}}_{k,m} \\ & & \alpha_{k,m} \tilde{\mathbf{h}}_{k,m}^H \mathbf{W}_k \tilde{\mathbf{h}}_{k,m} - a_{k,m} - \lambda_1 \epsilon_{k,m}^2 \\ \alpha_{k,m} \tilde{\mathbf{h}}_{k,m}^H \mathbf{W}_k & & \alpha_{k,m} \tilde{\mathbf{h}}_{k,m}^H \mathbf{W}_k \tilde{\mathbf{h}}_{k,m} - a_{k,m} - \lambda_1 \epsilon_{k,m}^2 \end{bmatrix} \geq \mathbf{0} \quad (37)$$

其中, λ_1 为非负松弛变量, \mathbf{I}_K 为 K 维单位矩阵. 同理,引

入非负松弛变量 λ_2, λ_3 和 λ_4, \mathbf{I}_M 为 M 维单位矩阵. 式(34)~式(36)分别转化为

$$\begin{bmatrix} \lambda_2 \mathbf{I}_M - \mathbf{B}_k & -\mathbf{B}_k \tilde{\mathbf{h}}_{k,m} \\ -\tilde{\mathbf{h}}_{k,m}^H \mathbf{B}_k & -\tilde{\mathbf{h}}_{k,m}^H \mathbf{B}_k \tilde{\mathbf{h}}_{k,m} + b_{k,m} - \delta_{k,m}^2 - \lambda_2 \zeta_{k,m}^2 \end{bmatrix} \succeq \mathbf{0} \quad (38)$$

$$\begin{bmatrix} \lambda_3 \mathbf{I}_M - \sum_{m=1}^M \alpha_{k,m} \mathbf{W}_k & -\sum_{m=1}^M \alpha_{k,m} \mathbf{W}_k \tilde{\mathbf{g}}_{k,m} \\ -\sum_{m=1}^M \alpha_{k,m} \tilde{\mathbf{g}}_{k,m}^H \mathbf{W}_k & -\sum_{m=1}^M \alpha_{k,m} \tilde{\mathbf{g}}_{k,m}^H \mathbf{W}_k \tilde{\mathbf{h}}_{k,m} + c_k^e - \lambda_3 (\zeta_k^e)^2 \end{bmatrix} \succeq \mathbf{0} \quad (39)$$

$$\begin{bmatrix} \lambda_4 \mathbf{I}_M + \mathbf{C}_k & \mathbf{C}_k \tilde{\mathbf{g}}_k \\ \tilde{\mathbf{g}}_k^H \mathbf{C}_k & \tilde{\mathbf{g}}_k^H \mathbf{C}_k \tilde{\mathbf{g}}_k + (\sigma_k^e)^2 - d_k^e - \lambda_4 (\zeta_k^e)^2 \end{bmatrix} \succeq \mathbf{0} \quad (40)$$

定义集合

$$\begin{cases} \mathbf{A} \triangleq \{\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3, \lambda_4\} \\ \mathbf{F} \triangleq \{\tau_{k,m}, \tau_k^e, a_{k,m}, b_{k,m}, c_k^e, d_k^e\} \\ \mathbf{G} \triangleq \{\chi_{k,m}^1, \chi_{k,m}^2, \chi_{k,m}^3, \vartheta_{k,m}^1, \vartheta_{k,m}^2, \vartheta_{k,m}^3\} \end{cases} \quad (41)$$

式(19)可转换为

$$\begin{aligned} & \min_{\substack{\mathbf{W}_k, \alpha_{k,m} \\ \mathbf{Z}, \mathbf{A}, \mathbf{F}, \mathbf{G}}} \sum_{k=1}^K \text{Tr}(\mathbf{W}_k) + \text{Tr}(\mathbf{Z}) \\ & \text{s.t.} \begin{cases} \tilde{\mathbf{C}}_1: \tau_{k,m} - \tau_k^e \geq R_{k,m}^{\min}, (31), (32), (37)\sim(40) \\ \tilde{\mathbf{C}}_2: \sum_{k=1}^K \text{Tr}(\mathbf{W}_k) + \text{Tr}(\mathbf{Z}) \leq P_{\max} \\ \mathbf{C}_3: \sum_{m=1}^M \alpha_{k,m} = 1, \alpha_{k,m} \in [0, 1] \\ \mathbf{C}_4: \mathbf{W}_k \succeq \mathbf{0}, \mathbf{Z} \succeq \mathbf{0} \\ \mathbf{C}_5: \text{rank}(\mathbf{W}_k) = 1 \end{cases} \end{aligned} \quad (42)$$

此时,所有约束条件均转化为只含确定性参数的约束条件. 但由于存在秩一约束以及变量耦合,式(42)仍是非凸问题.

3.2 非凸问题转换

由于约束 $\text{rank}(\mathbf{W}_k) = 1$ 导致式(42)非凸,利用SDR技术先将其松弛掉,得到如下问题:

$$\begin{aligned} & \min_{\substack{\mathbf{W}_k, \alpha_{k,m} \\ \mathbf{Z}, \mathbf{A}, \mathbf{F}, \mathbf{G}}} \sum_{k=1}^K \text{Tr}(\mathbf{W}_k) + \text{Tr}(\mathbf{Z}) \\ & \text{s.t.} \tilde{\mathbf{C}}_1, \tilde{\mathbf{C}}_2, \mathbf{C}_3, \mathbf{C}_4 \end{aligned} \quad (43)$$

由于约束 $\tilde{\mathbf{C}}_1$ 中存在变量耦合,难以直接求解,因此,采用交替优化方法将式(43)拆分为两个子问题交替迭代求解^[22]. 首先,固定功率分配系数 $\alpha_{k,m}$,式(43)简化为关于矩阵 \mathbf{W}_k 和矩阵 \mathbf{Z} 的问题,该问题是一个凸问题,可以利用CVX工具箱求解出当前迭代的解. 然后,将上一轮迭代所求的 \mathbf{W}_k 和 \mathbf{Z} 代入式(43)中,得到关于功率分配系数 $\alpha_{k,m}$ 的凸优化问题,进而根据凸优化理论求得本轮迭代的解. 最后,将两个子问题进行交替迭代求解直到收敛,从而得到原问题的解 \mathbf{W}_k^*

和 $\alpha_{k,m}^*$. 所提算法的详细步骤如算法1所示.

算法1 基于迭代的安全鲁棒资源分配算法

1. 初始化 $K, M, \sigma_{k,m}^2, (\sigma_k^e)^2, (e_{k,m}^r)^2, (e_k^l)^2, P_{\max}, \tilde{\mathbf{h}}_{k,m}, \tilde{\mathbf{g}}_k, R_{k,m}^{\min}, \zeta_{k,m}^e, \zeta_k^e, \bar{\chi}_{k,m}^2[0], \bar{\chi}_{k,m}^3[0], \bar{\vartheta}_{k,m}^1[0], \bar{\tau}_k^e[0]$
2. 设置误差精度 ϖ 和迭代次数 t ,初始化 $t=0$
3. repeat
4. 设置最大迭代次数 t_{\max}
5. if $|(\tau_{\text{sum}}^e)^{t+1} - (\tau_{\text{sum}}^e)^t| \geq \varpi$ or $t \leq t_{\max}$ then
6. $\bar{\chi}_{k,m}^2[t] = \chi_{k,m}^2, \bar{\chi}_{k,m}^3[t] = \chi_{k,m}^3, \bar{\vartheta}_{k,m}^1[t] = \vartheta_{k,m}^1, \bar{\tau}_k^e[t] = \tau_k^e$
7. $t = t + 1$
8. end if
9. 更新 $(\tau_{\text{sum}}^e)^{t+1}$
10. 获得最优 \mathbf{W}_k^*
11. 再求解最优 $\alpha_{k,m}^*$,对 \mathbf{W}_k^* 使用特征值分解获得 \mathbf{w}_k^*

3.3 算法复杂度分析

本节采用经典内点法来分析所提算法复杂度^[23]. 定义 N 表示线性矩阵不等式的个数, a_n 表示第 n 个线性矩阵不等式的阶数, X 表示二阶锥约束的个数, b_x 表示第 x 个二阶锥约束的阶数,则迭代一次的开销为

$$L = y \sum_{n=1}^N (a_n)^3 + y^2 \sum_{n=1}^N (a_n)^2 + y \sum_{x=1}^X (b_x)^2 + y^3 \quad (44)$$

其中, y 为优化变量的个数. 则所提算法的总复杂度为

$$\mathcal{O} \left\{ \sqrt{\kappa(\zeta)} \bar{L} \ln(1/\zeta) \right\} \quad (45)$$

其中, $\kappa(\zeta) = K + 3M + 2$ 表示障碍参数的数量, $\bar{L} = \bar{y}(K^3 + 3M^3) + \bar{y}^2(K^2 + 3M^2) + \bar{y}^3, \bar{y} = K + KM, \zeta$ 为收敛精度.

4 仿真结果与分析

本节通过数值模拟验证所提安全鲁棒算法的性能. 其中,将每个波束覆盖范围内的合法用户数 M 设置为3个,窃听用户数设置为1个. 根据现有公开的资料和工作^[24],其他具体仿真参数如表1所示. 此外,本节还将所提算法与2种基准算法进行比较. 基准算法1(无AN鲁棒算法^[15]):在考虑信道不确定性,不考虑安全性条件下计算合法用户实际安全速率;基准算法2(AN非鲁棒算法^[25]):在不考虑信道不确定性和安全性条件下,计算合法用户实际安全速率.

图2为所提算法收敛图(其中, $e_k^l = 0.2, e_{k,m}^r = 0.1$,

表1 具体仿真参数

参数	数值	参数	数值
卫星	LEO	馈电天线数	18根
卫星高度	1 000 km	噪声方差	0.1
波束数量	3个	玻尔兹曼常数	1 J/K
雨衰均值	-2.6 dB	最大卫星天线增益	17 dBi
雨衰方差	1.63 dB	带宽	30 MHz
3 dB角	0.4°	载波频率	20 GHz

$\zeta_{k,m} = 0.01$). 可以看出,随着迭代次数的增加,发射功率下降趋势逐渐变缓并最终趋于稳定状态. 并且,较大的合法用户最小安全速率阈值需要更大的卫星发射功率,因为 C_1 的限制,较大的 $R_{k,m}^{\min}$ 意味着合法用户更高的速率需求,卫星必须增加其发射功率以保证用户需求.

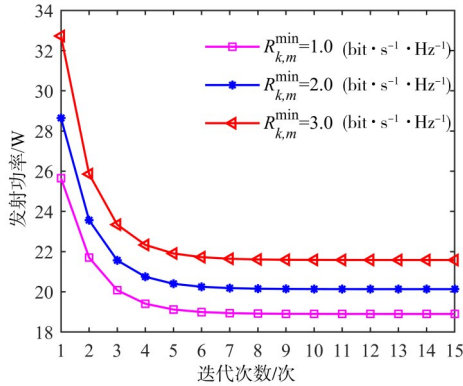


图2 发射功率收敛图

图3给出了合法用户最小安全速率门限与卫星发射功率的关系(其中, $\epsilon_K^i = 0.2, \epsilon_{k,m}^r = 0.1$). 从图3中可看出,当卫星到合法用户链路信道增益不确定性上界一定时,随着 $R_{k,m}^{\min}$ 增加,发射功率增加,与图2趋势一致. 当 $R_{k,m}^{\min}$ 一定时,随着信道误差上界的增加,发射功率也增加,这是因为随着信道不确定性的增大,接收端接收信号质量降低,需要更大的发射功率以保证用户 QoS.

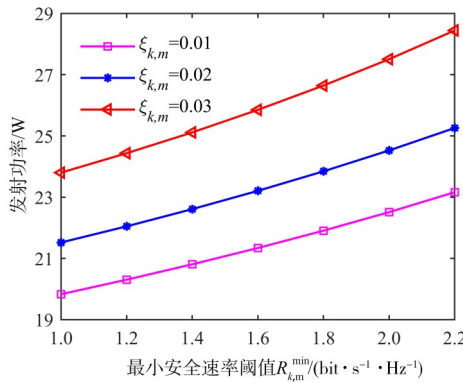


图3 发射功率随最小安全速率阈值变化曲线

图4给出了卫星硬件损伤与发射功率的关系图(其中, $R_{k,m}^{\min} = 1.5 \text{ bit/s/Hz}, \zeta_{k,m} = 0.01$). 从图4中可看出,当合法用户端硬件损伤程度一定时,卫星硬件损伤程度增加,发射功率增加;当卫星硬件损伤程度一定时,合法用户端硬件损伤程度增加,发射功率也随之增加. 这是因为随着卫星发射机和用户接收机硬件损伤程度的加重,会导致系统资源分配效率降低,因此,必须提高发射功率以维持系统性能.

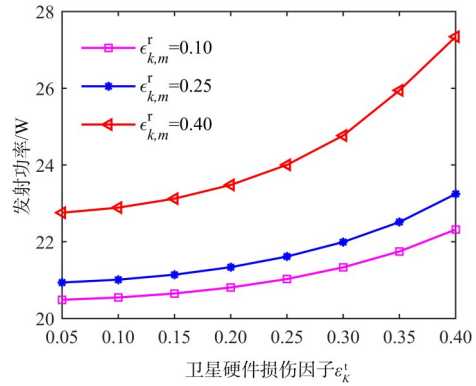


图4 发射功率随卫星硬件损伤变化曲线

图5给出了所提算法与无 AN 鲁棒资源分配算法、无 AN 非鲁棒资源分配算法在系统性能上的对比图(其中, $P_{\max} = 30 \text{ W}, \epsilon_K^i = 0.2, \epsilon_{k,m}^r = 0.1, \zeta_{k,m} = 0.01$). 可以看出,随着窃听者数量的增多,三种算法得到的合法用户实际速率越小,这是由于窃听者数量越多,BF 设计难度也就越大. 但所提算法得到的合法用户实际速率始终没有低于最小安全速率阈值,因为所提算法加入了 AN 技术,可以保证系统的安全性与合法用户 QoS,体现了所提算法具有更好的安全性. 无 AN 鲁棒资源分配算法与无 AN 非鲁棒资源分配算法比所提算法的合法用户实际速率都低,因为这些算法都没有考虑到系统的安全性,当窃听者增多的时候,用户信息丢失的越严重,当系统中超过一定数量的窃听者之后,合法用户实际速率就会低于最小安全速率阈值.

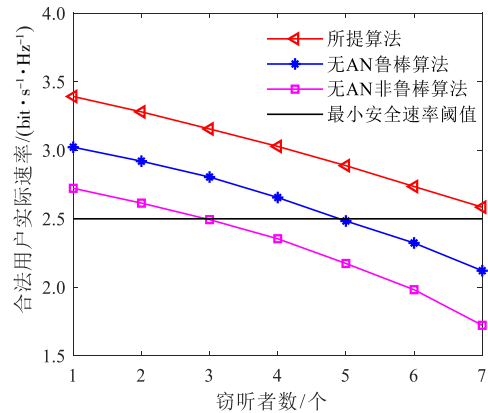


图5 合法用户实际速率随窃听者数变化曲线

图6给出了三种算法下合法用户满足概率(1-中断概率)与估计误差上界之间的关系图(其中, $P_{\max} = 30 \text{ W}, \epsilon_K^i = 0.2, \epsilon_{k,m}^r = 0.1$). 可以注意到,三种算法的满足概率都随着信道误差上界的增大而减小,所提算法的满足概率与无 AN 鲁棒资源分配算法相近(提升 1.42%),但远高于无 AN 非鲁棒资源分配算法(提升

9.62%), 因为信道误差上界增大, 意味着估计误差增大, 信号传输环境变差, 发生中断的概率也就增加. 而所提算法提前考虑了信道不确定性因素, 进而可以保持系统性能. 因此, 所提算法可以提供更好的鲁棒性.

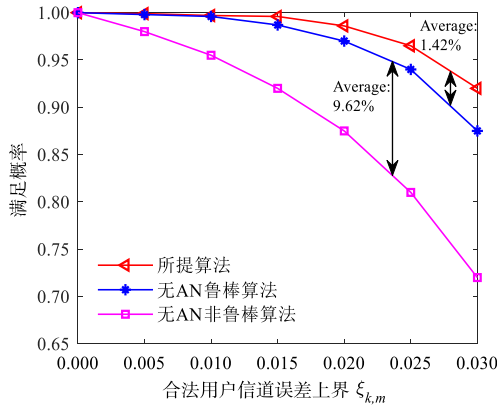


图6 满足概率随信道不确定性变化曲线

5 结论

本文基于LEO卫星系统最小发射功率问题展开研究. 在不完美CSI的情况下, 考虑最小安全速率约束和卫星波束增益约束, 提出联合优化卫星BF矢量、AN矢量以及功率分配因子的鲁棒资源分配问题. 针对所提问题, 首先, 利用变量替换法并引入松弛变量和辅助矩阵将其转化为一种可处理的形式; 然后, 采用SCA和S-procedure技术处理耦合的优化变量以及不确定性参数; 最后, 提出一种基于半正定松弛和交替优化的资源分配算法. 仿真结果表明, 所提算法不仅可以实现卫星功耗与合法用户安全速率之间的权衡, 而且相较于传统非鲁棒算法, 满足概率可提升9.62%.

参考文献

- [1] XU Y J, GUI G, GACANIN H, et al. A survey on resource allocation for 5G heterogeneous networks: Current research, future trends, and challenges[J]. IEEE Communications Surveys & Tutorials, 2021, 23(2): 668-695.
- [2] LEI Y, XU Y J, HUANG C W, et al. Robust secure beamforming design for GEO-based satellite communication systems[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2024, 73(2): 2390-2400.
- [3] XU Y J, XIE H, WU Q Q, et al. Robust max-min energy efficiency for RIS-aided HetNets with distortion noises[J]. IEEE Transactions on Communications, 2022, 70(2): 1457-1471.
- [4] 张更新, 王运峰, 丁晓进, 等. 卫星互联网若干关键技术研究[J]. 通信学报, 2021, 42(8): 1-14.
- [5] ZHANG G X, WANG Y F, DIGN X J, et al. Research on several key technologies of satellite Internet[J]. Journal on Communications, 2021, 42(8): 1-14. (in Chinese)
- [6] YUAN C, LIN M, OUYANG J, et al. Joint security beamforming in cognitive hybrid satellite-terrestrial networks[C]//2016 IEEE 83rd Vehicular Technology Conference (VTC Spring). Piscataway: IEEE, 2016: 1-5.
- [7] DU J, JIANG C X, ZHANG H J, et al. Secure satellite-terrestrial transmission over incumbent terrestrial networks via cooperative beamforming[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2018, 36(7): 1367-1382.
- [8] LU W X, LIANG T, AN K, et al. Secure beamforming and artificial noise algorithms in cognitive satellite-terrestrial networks with multiple eavesdroppers[J]. IEEE Access, 2018, 6: 65760-65771.
- [9] LIN M, LIN Z, ZHU W P, et al. Joint beamforming for secure communication in cognitive satellite terrestrial networks[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2018, 36(5): 1017-1029.
- [10] 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.
- [11] LU W X, AN K, ZHANG Y, et al. Robust secure beamforming for integrated satellite terrestrial relay networks coexisting with cognitive terrestrial user[C]//2019 IEEE 14th International Conference on Intelligent Systems and Knowledge Engineering (ISKE). Piscataway: IEEE, 2019: 302-306.
- [12] LIN Z, LIN M, CHAMPAGNE B, et al. Robust hybrid beamforming for satellite-terrestrial integrated network-ks[C]//ICASSP 2020 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP). Piscataway: IEEE, 2020: 8792-8796.
- [13] LIN Z, LIN M, CHAMPAGNE B, et al. Secure beamforming for cognitive satellite terrestrial networks with unknown eavesdroppers[J]. IEEE Systems Journal, 2021, 15(2): 2186-2189.
- [14] LI B, FEI Z S, CHU Z, et al. Robust chance-constrained secure transmission for cognitive satellite-terrestrial networks[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2018, 67(5): 4208-4219.
- [15] 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.

- [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] LI H, ZHAO S H, LI Y J, et al. Sum secrecy rate maximization in NOMA-based cognitive satellite-terrestrial network[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2021, 10(10): 2230-2234.
- [17] ZHANG L, ZHANG X H, ZHAO Y, et al. Rain attenuation effect and countermeasures on Ka-band satellite communications[C]//2023 5th International Conference on Communications, Information System and Computer Engineering (CISCE). Piscataway: IEEE, 2023: 107-112.
- [18] ZHANG J Y, XUE X P, BJÖRNSSON E, et al. Spectral efficiency of multipair massive MIMO two-way relaying with hardware impairments[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2018, 7(1): 14-17.
- [19] 林敏, 张健, 林志, 等. 多播传输模式下的卫星通信安全波束成形算法[J]. 电子学报, 2022, 50(1): 98-105.
LIN M, ZHANG J, LIN Z, et al. Secure beamforming algorithm for satellite communication in multicast transmission mode[J]. Acta Electronica Sinica, 2022, 50(1): 98-105. (in Chinese)
- [20] WANG Z N, LIN M, HUANG S P, et al. Robust beamforming for IRS-aided SWIPT in cognitive satellite and terrestrial networks[J]. IEEE Communications Letters, 2023, 27(9): 2408-2412.
- [21] ZHOU G, PAN C H, REN H, et al. A framework of robust transmission design for IRS-aided MISO communications with imperfect cascaded channels[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2020, 68: 5092-5106.
- [22] XU D F, YU X H, SUN Y, et al. Resource allocation for IRS-assisted full-duplex cognitive radio systems[J]. IEEE Transactions on Communications, 2020, 68(12): 7376-7394.
- [23] WANG K Y, SO A M, CHANG T H, et al. Outage constrained robust transmit optimization for multiuser MISO downlinks: Tractable approximations by conic optimization[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2014, 62(21): 5690-5705.
- [24] 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.
- [25] CHEN X, LUO Z Y. Handover-aware downlink beamforming design for LEO multibeam satellite communications[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2023, 12(6): 947-951.

作者简介



徐勇军 男, 1986年生于湖北省赤壁市. 现为重庆邮电大学教授、博士生导师, 中国电子学会高级会员, 中国电子学会通信分会青年委员. 主要研究方向为卫星通信、智能超表面技术、鲁棒资源分配. 中国电子学会会员编号: E190026793S.
E-mail: xuyj@cqupt.edu.cn



鲁承壮 男, 2002年出生于河南省濮阳市. 现为重庆邮电大学硕士研究生. 主要研究方向为无线资源分配、卫星通信等.