

窃听概率约束下的双层卫星网络鲁棒安全波束成形算法

王振彪, 赵柏, 王宇辰, 程铭, 林敏

(南京邮电大学通信与信息工程学院, 南京 210003)

摘要: 针对地球同步轨道 (Geostationary earth orbit, GEO) 卫星和低地球轨道 (Low earth orbit, LEO) 卫星星群组成的双层卫星网络中的物理层安全传输场景, 在仅已知窃听者非完美信道状态信息 (Channel state information, CSI) 的条件下, 提出了一种基于拉格朗日乘子法的鲁棒安全波束成形 (Beamforming, BF) 算法。在考虑 LEO 卫星星群作为中继采用放大转发协议辅助 GEO 卫星服务地面合法用户, 而地面存在窃听者试图窃取卫星信号的情况下, 首先建立以地面合法用户信噪比最大化为目标函数, 以窃听者的窃听概率 (Intercept probability, IP) 和卫星最大发射功率符合既定限制作为约束条件的联合优化问题。其次, 利用矩阵变换和指数分布的累积密度函数, 将复杂非凸的窃听概率约束转换为可解的凸约束。最后, 进一步采用拉格朗日乘子法, 得到 GEO 卫星的发射功率以及 LEO 卫星星群的分布式 BF 权矢量闭式解。仿真结果表明, 本文所提算法能在不同的信道误差情况下均保证双层卫星网络的安全通信, 验证了算法的安全传输有效性和对信道误差的鲁棒性。

关键词: 双层卫星网络; 物理层安全; 鲁棒波束成形; 窃听概率

中图分类号: TN927 **文献标志码:** A

Intercept Probability Constrained Robust Secure Beamforming Algorithm for Double-Layer Satellite Networks

WANG Zhenbiao, ZHAO Bai, WANG Yuchen, CHENG Ming, LIN Min

(College of Telecommunications and Information Engineering, Nanjing University of Posts and Telecommunications, Nanjing 210003, China)

Abstract: For the physical layer security communication scenario in double-layer satellite networks consisting of geostationary earth orbit (GEO) satellite and low earth orbit (LEO) satellite cluster, we propose a robust secure beamforming (BF) algorithm based on Lagrange multiplier method under the condition that only the imperfect channel state information (CSI) of the eavesdropper is known. LEO satellite clusters, acted as relays, adopt amplification and forwarding protocols to assist GEO satellite in serving the ground legitimate user. An eavesdropper on the ground tries to steal the satellite signal. Firstly, a joint optimization problem is formulated to maximize the signal-to-noise ratio of the ground legitimate user while satisfying the intercept probability (IP) constraint of the eavesdropper and the maximum transmit power constraint of the GEO satellite. Secondly, we use the matrix transformation method and the cumulative density function of the exponential distribution to transform the complex nonconvex IP constraint into convex one. Thirdly, using Lagrange multiplier method, we attain the transmit power of

基金项目: 国家自然科学基金 (62471255, 62301282); 江苏省研究生科研与实践创新计划项目 (KYCX23_1015, KYCX24_1174)。

收稿日期: 2024-01-09; **修订日期:** 2024-10-12

GEO satellite and the closed-form solution to the distributed BF weight vector of LEO satellite clusters in an efficient way. The simulation results show that the proposed algorithm can guarantee the secure communication of the considered double-layer satellite network under different channel errors, verifying the effectiveness of the algorithm in secure transmission and its robustness to channel errors.

Key words: double-layer satellite network; physical layer security; robust beamforming; intercept probability

引 言

在现代信息通信网络中,卫星通信具有覆盖范围广、通信容量大和不受地理条件限制等优势,不仅可以为偏远地区的各种用户提供泛在接入的通信服务,而且将成为第六代移动通信网络(6th generation mobile networks, 6G)和应急通信领域不可或缺的一种手段^[1-4]。中国2021年印发的《“十四五”数字经济发展规划》中明确指出,通过稳妥推进空间信息基础设施演进升级,加快布局卫星通信网络,从而提升卫星通信系统的支撑能力,构建全球覆盖、高效运行的通信基础设施体系^[5]。不难看出,发展卫星通信技术及其相关的产业,已经成为中国当前的一项重大战略工程。目前卫星通信主要有低地球轨道(Low earth orbit, LEO)卫星通信、中地球轨道(Middle earth orbit, MEO)卫星通信、地球同步轨道(Geostationary earth orbit, GEO)卫星通信3大类,它们各有自身的技术优势,同时也存在一些固有的缺陷。因此,能够充分发挥不同轨道卫星通信技术优势的多层卫星通信网络(Multi-layer satellite networks, MLSNs)被认为是未来卫星网络的一种重要架构^[6-7]。其中,以GEO卫星与LEO卫星星群组成的双层卫星通信网络为核心,与地面移动通信网、无人机或者高空平台通信网有机融合构成的天地一体化信息网络,能够为各类用户提供“全球覆盖、随机接入、按需服务、安全可靠”的通信服务,因而受到广泛关注^[8]。在双层卫星通信网络的架构下,相同轨道内的卫星与不同轨道高度的卫星都可以通过星间链路进行信息传递,避免了通过地面网络的中转,减少了传输时延,同时多颗LEO卫星通过分布式波束成形技术灵活地调整波束的方向和形状,以适应不同的通信需求,有效提升了通信网络的信息处理与交换能力。

虽然双层卫星网络在系统容量、系统可靠性等方面都有显著的优势,然而由于卫星通信的广播性和无线信道的开放性,考虑到卫星通常用于传输敏感信息,如政府、军事和商业机密等,卫星通信系统面临着比地面网络更为严重的安全威胁,因此如何保障卫星通信的安全性是当前一个亟待解决的技术难题。不同于传统的加密方法,物理层安全(Physical layer security, PLS)技术利用信号处理技术以及无线信道的随机性以达到信息安全传输的目的,该技术无需加密和解密,避免了传统加密手段因计算技术的发展而容易被破解的风险,从而成为一种极具前景的安全通信方法。在这种背景之下,卫星通信中的PLS技术受到了国内外学者的广泛关注^[9-12]。例如,在文献[9]中,作者在已知窃听者完美信道状态信息(Channel state information, CSI)的条件下,构建了以最小化双层卫星系统的总发射功率为目标、合法用户安全速率和非目标用户受到的干扰符合既定限制为约束条件的优化问题,并提出一种基于拉格朗日对偶和半正定规划相结合的协作安全波束成形算法;文献[10]研究了总传输功率预算约束下最大化系统的保密能量效率问题,并提出了一种基于交替优化的波束形成与功率分配联合算法;文献[11]在已知窃听者部分信道状态信息的条件下,提出了一种鲁棒波束成形方案以最大化卫星网络的安全传输速率;文献[12]在卫星总发射功率的约束下,提出了最大化多用户的最小可达安全速率的多波束卫星波束成形(Beamforming, BF)算法。

考虑到通信设备受到安装尺寸等条件的限制而无法配置多天线的情况,分布式波束成形技术将不同设备上的天线进行协作处理,并构成一个分布式的虚拟阵列以获得接近集中式多天线技术的性能,

这受到了国内外学者的广泛关注^[13-15]。例如,文献[13]针对集中式方法中计算复杂度高和信令开销大的问题,提出了一种分布式波束成形和功率分配策略;文献[14]研究了多用户多中继网络中的波束成形问题,通过将原来的非凸问题转化为二阶锥规划问题来获得分布式BF权向量。事实上,通过虚拟阵列和分布式波束成形技术来提升LEO卫星通信系统的性能,一直是卫星通信领域的一个重要研究课题^[16-19]。例如,文献[17]针对分布式LEO卫星通信系统提出一种凝视波束成形算法,有效提升了LEO卫星星座波束指向的精度;文献[18]提出了一种基于混合整数规划的分布式波束成形算法,以此提高资源受限卫星系统的信号收发能力;文献[19]基于LEO分布式卫星系统提出了一种鲁棒自适应BF算法,解决了双层卫星网络中的同频干扰问题,从而有效提升卫星网络的传输性能。

虽然文献[9-12]对卫星网络的物理层安全问题进行了比较深入的研究,但它们针对的是单层卫星网络场景,其研究成果不能适用于多层卫星通信网络。而文献[16-19]研究了如何通过分布式波束成形技术来提升卫星通信系统的传输性能,但它们忽略了通信安全这个同样重要的问题,同时存在复杂度高的问题。值得一提的是,在现存针对地面网络的鲁棒安全传输场景的研究中,多是运用计算复杂度较高的迭代算法求解^[20-22],以实现无线网络物理层安全鲁棒传输,但是对于星载资源有限且算力不足的卫星网络,针对地面网络的联合优化算法无法使用。因此,本文提出一种适用于双层卫星网络的低复杂度鲁棒安全波束成形算法,能够在算力资源受限的条件下,有效解决物理层安全传输问题,同时保障传输效率与安全性能。首先,考虑GEO卫星作为信源,LEO卫星星群作为中继采用放大转发协议协助GEO卫星进行信号传输的场景,在发送端无法获得窃听者的完美CSI的条件下,建立以窃听概率(Intercept probability, IP)和GEO卫星发射功率为约束条件,合法用户信噪比(Signal-to-noise ratio, SNR)最大化为目标函数的联合优化问题。其次,考虑到窃听概率约束是非凸的,在数学上难以求解,故利用矩阵变换与指数分布的累积概率函数,将复杂的概率约束转化为可解的凸约束,接着利用目标函数的单调性以及拉格朗日乘子法,获得GEO卫星的发射功率以及LEO卫星星群分布式BF权矢量的解析式。最后,计算机仿真结果表明了所提方案在不同信道误差情况下均能有效将窃听者的实际窃听速率抑制在预定阈值以下,验证了所提算法的有效性和鲁棒性,实现了以消耗更少的算力资源保证卫星网络的传输和安全性能的目标。

1 系统模型

如图1所示,本文针对一个双层卫星网络中的物理层安全传输场景,研究基于分布式波束成形的鲁棒传输算法。其中,GEO卫星作为信源, M 颗LEO卫星作为中继,采用放大转发(Amplify and forward, AF)协议将GEO卫星信号转发至地面合法用户(Legitimate user, LU)。与此同时,在卫星覆盖范围内存在窃听者(Eavesdropper, Eve)试图窃取卫星信号。在图1中, $h_{s,m}$ 表示GEO卫星与第 m 颗LEO卫星之间的信道系数, $g_{s,m}$ 与 $g_{e,m}$ 分别表示第 m 颗LEO卫星到LU与Eve之间的信道系数。尽管窃听者擅长隐藏,但其向专用无线系统发送信号时,仍可能引发信号泄漏,使得部分CSI被卫星捕获。基于此,本文假设系统仅掌握了Eve的非完美CSI^[23],相较于基于窃听者完美CSI信息进行优化设计的文献[9-10],本文的研究更具实际意义。

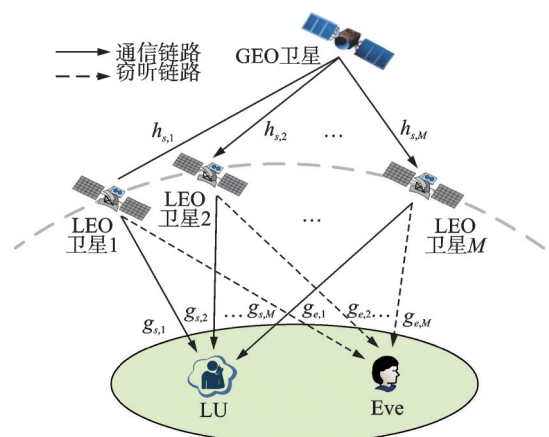


图1 双层卫星通信系统模型

Fig.1 System model of double-layer satellite communications

由于卫星信号在超视距距离传输时,经常遭受严重的自由空间传播损耗以及降雨等因素的影响,本文综合考虑无线信道的衰落特性以及卫星的天线增益,GEO卫星到第 m 颗LEO卫星的信道衰落系数可以建模为^[24]

$$h_{s,m} = \sqrt{\frac{C_{L_1}}{\kappa TB}} b_{\text{GEO},m}^{\frac{1}{2}} e^{j\varphi_{\text{GEO},m}} \quad (1)$$

式中: $C_{L_1} = \left(\frac{\lambda}{4\pi d_{1,m}}\right)^2$ 表示自由空间传输损耗, λ 为载波波长, $d_{1,m}$ 为GEO卫星到第 m 颗LEO卫星间的距离; κ 、 T 和 B 分别表示玻尔兹曼常量、噪声温度以及噪声带宽; $\varphi_{\text{GEO},m} \in [0, 2\pi)$ 表示相位, $b_{\text{GEO},m}$ 表示GEO卫星的天线增益,其值为

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

式中: $b_{\text{GEO},m}^{\max}$ 表示GEO卫星天线的最大增益, $J_1(\cdot)$ 和 $J_3(\cdot)$ 分别是1阶和3阶的第一类贝塞尔函数, $u_m = 2.07123 \sin \theta_{m_{\text{GEO}}} / \sin \theta_{3\text{dB}}$, $\theta_{m_{\text{GEO}}}$ 是第 m 颗LEO卫星与GEO卫星之间的连线与波束中心的夹角, $\theta_{3\text{dB}}$ 为单边半功率波束宽度。

第 m 颗LEO卫星到地面用户的信道衰落系数可以建模为^[25]

$$g_{s,m} = \sqrt{\frac{C_{L_2}}{\kappa TB}} \xi^{-\frac{1}{2}} b_{\text{LEO},m}^{\frac{1}{2}} e^{j\varphi_{\text{LEO},m}} \quad (3)$$

式中: $C_{L_2} = \left(\frac{\lambda}{4\pi d_{2,m}}\right)^2$ 为自由空间传输损耗, $d_{2,m}$ 是第 m 颗LEO卫星到用户的距离。 ξ 为雨衰系数,分贝形式 $\xi_{\text{dB}} = 20 \lg \xi$ 服从对数正态随机分布 $\ln \xi_{\text{dB}} \sim \mathcal{CN}(\mu, \sigma_\xi^2)$,其中 μ 和 σ_ξ^2 为雨衰系数相应的均值与方差, $b_{\text{LEO},m}$ 和 $\varphi_{\text{LEO},m}$ 分别为第 m 颗LEO卫星的天线增益和相位。

本文考虑更加实际的场景,即系统仅已知Eve的非完美CSI,因此,系统获得的第 m 颗LEO卫星到Eve的信道系数为

$$g_{e,m} = \hat{g}_{e,m} + \Delta g_{e,m} \quad (4)$$

式中: $\hat{g}_{e,m}$ 为获得的CSI均值, $\Delta g_{e,m} \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_g^2)$ 为CSI误差, σ_g^2 表示其方差。假设信号的传送需要2个时隙^[26]。在第1个时隙中,GEO卫星向 M 颗LEO卫星发送信号,假设GEO卫星发射的信号为 x ,并满足 $E[|x|^2] = 1$,则第 m 颗LEO卫星的接收信号可以表示为

$$r_m = \sqrt{P_s} h_{s,m} x + v_{s,m} \quad (5)$$

式中: P_s 为GEO卫星的发射功率, $v_{s,m}$ 为第 m 颗LEO卫星的加性高斯白噪声,其均值为零,方差为 σ_v^2 。在第2个时隙中,LEO卫星中继将接收信号进行加权处理后发送给LU,加权系数为 u_m ,则第 m 颗LEO卫星的发送信号为

$$p_m = u_m r_m \quad (6)$$

最后,经过各自的无线信道后,LU接收的信号与Eve窃听的信号分别为

$$y_s = \sum_{m=1}^M g_{s,m} p_m + n_s = \underbrace{\sum_{m=1}^M \sqrt{P_s} g_{s,m} u_m h_{s,m} x}_{\text{信号 } T_s} + \underbrace{\sum_{m=1}^M g_{s,m} u_m v_{s,m} + n_s}_{\text{噪声 } N_s} \quad (7)$$

$$y_e = \sum_{m=1}^M g_{e,m} p_m + n_e = \underbrace{\sum_{m=1}^M \sqrt{P_s} g_{e,m} u_m h_{s,m} x}_{\text{信号 } T_e} + \underbrace{\sum_{m=1}^M g_{e,m} u_m v_{s,m} + n_e}_{\text{噪声 } N_e} \quad (8)$$

式中: n_s 和 n_e 分别为LU和Eve的加性高斯白噪声,其均值皆为零,方差分别为 σ_s^2 和 σ_e^2 。基于式(7)和

式(8),LU和Eve接收信号的强度分别为

$$P_{T_s} = E[|T_s|^2] = E_x \left[\left| \sum_{m=1}^M \sqrt{P_s} g_{s,m} u_m h_{s,m} x \right|^2 \right] = E_x \left[\left| \sqrt{P_s} \mathbf{g}_s \mathbf{U} \mathbf{h}_s x \right|^2 \right] = P_s \mathbf{g}_s \mathbf{U} \mathbf{h}_s \mathbf{h}_s^H \mathbf{U}^H \mathbf{g}_s^H \quad (9)$$

$$P_{T_e} = E[|T_e|^2] = E_x \left[\left| \sum_{m=1}^M \sqrt{P_s} g_{e,m} u_m h_{s,m} x \right|^2 \right] = E_x \left[\left| \sqrt{P_s} \mathbf{g}_e \mathbf{U} \mathbf{h}_s x \right|^2 \right] = P_s \mathbf{g}_e \mathbf{U} \mathbf{h}_s \mathbf{h}_s^H \mathbf{U}^H \mathbf{g}_e^H \quad (10)$$

式中: $\mathbf{U} \triangleq \text{diag}(u_1, u_2, \dots, u_M)^T$, $\mathbf{h}_s \triangleq [h_{s,1}, h_{s,2}, \dots, h_{s,M}]^T$, $\mathbf{g}_s \triangleq [g_{s,1}, g_{s,2}, \dots, g_{s,M}]$, $\mathbf{g}_e \triangleq [g_{e,1}, g_{e,2}, \dots, g_{e,M}]$ 。令 $\hat{\mathbf{g}}_e = [\hat{g}_{e,1}, \hat{g}_{e,2}, \dots, \hat{g}_{e,M}]$, $\Delta \mathbf{g}_e = [\Delta g_{e,1}, \Delta g_{e,2}, \dots, \Delta g_{e,M}]$, 则 \mathbf{g}_e 可以表示为

$$\mathbf{g}_e = \hat{\mathbf{g}}_e + \Delta \mathbf{g}_e \quad (11)$$

式中: $\Delta \mathbf{g}_e^T \sim \mathcal{CN}(0, \bar{\mathbf{G}})$, $\bar{\mathbf{G}} = \sigma_g^2 \mathbf{I}_M$, \mathbf{I}_M 为 M 阶单位矩阵。此外,基于式(7,8),LU和Eve的总噪声功率可以分别表示为

$$P_{N_s} = E[|N_s|^2] = E \left[\left| \sum_{m=1}^M g_{s,m} u_m v_{s,m} \right|^2 \right] + E[|n_s|^2] = E_{v_s} [|\mathbf{g}_s \mathbf{U} \mathbf{v}_s|^2] + \sigma_s^2 = \sigma_v^2 \mathbf{g}_s \mathbf{U} \mathbf{U}^H \mathbf{g}_s^H + \sigma_s^2 \quad (12)$$

$$P_{N_e} = E[|N_e|^2] = E \left[\left| \sum_{m=1}^M g_{e,m} u_m v_{s,m} \right|^2 \right] + E[|n_e|^2] = E_{v_s} [|\mathbf{g}_e^H \mathbf{U} \mathbf{v}_s|^2] + \sigma_e^2 = \sigma_v^2 \mathbf{g}_e \mathbf{U} \mathbf{U}^H \mathbf{g}_e^H + \sigma_e^2 \quad (13)$$

式中: $\mathbf{v}_s \triangleq [v_{s,1}, v_{s,2}, \dots, v_{s,M}]^T$ 且 $\mathbf{v}_s \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_v^2 \mathbf{I}_M)$ 。根据式(9~13),LU和Eve的信噪比为接收信号的功率与总噪声功率的比值,分别表示为

$$\text{SNR}_s = \frac{P_{T_s}}{P_{N_s}} = \frac{P_s \mathbf{g}_s \mathbf{U} \mathbf{h}_s \mathbf{h}_s^H \mathbf{U}^H \mathbf{g}_s^H}{\sigma_v^2 \mathbf{g}_s \mathbf{U} \mathbf{U}^H \mathbf{g}_s^H + \sigma_s^2} = \frac{P_s \mathbf{u} \mathbf{G}_s \mathbf{h}_s \mathbf{h}_s^H \mathbf{G}_s^H \mathbf{u}^H}{\sigma_v^2 \mathbf{u} \mathbf{G}_s \mathbf{G}_s^H \mathbf{u}^H + \sigma_s^2} \quad (14)$$

$$\text{SNR}_e = \frac{P_{T_e}}{P_{N_e}} = \frac{P_s \mathbf{g}_e \mathbf{U} \mathbf{h}_s \mathbf{h}_s^H \mathbf{U}^H \mathbf{g}_e^H}{\sigma_v^2 \mathbf{g}_e \mathbf{U} \mathbf{U}^H \mathbf{g}_e^H + \sigma_e^2} = \frac{P_s \mathbf{u} \mathbf{G}_e \mathbf{h}_s \mathbf{h}_s^H \mathbf{G}_e^H \mathbf{u}^H}{\sigma_v^2 \mathbf{u} \mathbf{G}_e \mathbf{G}_e^H \mathbf{u}^H + \sigma_e^2} \quad (15)$$

式中: $\mathbf{u} \triangleq [u_1, u_2, \dots, u_M]$, $\mathbf{G}_s \triangleq \text{diag}(\mathbf{g}_s)$, $\mathbf{G}_e \triangleq \text{diag}(\mathbf{g}_e)$ 。根据上述信号流程与信道建模,接下来本文将在保证安全通信的条件下,建立以LU信噪比最大化为准则的优化问题,并提出相应的鲁棒分布式安全波束成形算法获得该优化问题的闭式解。

2 基于拉格朗日乘子法的鲁棒分布式安全波束成形算法

本文将窃听速率小于所设定门限值的概率作为衡量安全通信的标准,并在满足安全通信要求的基础上尽可能地提高网络传输的可靠性。因此本文以LU信噪比最大化为优化目标,以窃听者的窃听概率和GEO卫星发射功率为约束条件,在数学上建立了优化问题如下:

$$\begin{cases} \max_{\mathbf{u}, P_s} \text{SNR}_s \\ \text{s.t.} \\ \Pr\{R_e \leq R_{e,\text{th}}\} \geq 1 - P_{\text{IP}} \\ P_s \leq P_{s,\text{max}} \end{cases} \quad (16)$$

式中: $R_e = \frac{1}{2} \log_2(1 + \text{SNR}_e)$ 为窃听速率, $R_{e,\text{th}}$ 为窃听速率门限值, P_{IP} 为窃听概率, $P_{s,\text{max}}$ 为GEO卫星的最大发射功率。

由于窃听概率约束为非凸约束,导致上述优化问题难以求解,所以本文考虑将非凸的概率约束转化为可解的凸约束形式^[27]。首先根据式(15)可得窃听概率约束公式为

$$\Pr \left\{ \frac{1}{2} \log_2 \left(1 + \frac{P_s \mathbf{u} \mathbf{G}_e \mathbf{h}_s \mathbf{h}_s^H \mathbf{G}_e^H \mathbf{u}^H}{\sigma_v^2 \mathbf{u} \mathbf{G}_e \mathbf{G}_e^H \mathbf{u}^H + \sigma_e^2} \right) \leq R_{e,\text{th}} \right\} \geq 1 - P_{\text{IP}} \quad (17)$$

$$\begin{aligned}
\text{令 } \eta &= 2^{2R_{e,th}} - 1, P_s \mathbf{h}_s \mathbf{h}_s^H - \sigma_v^2 \eta \mathbf{I} = \begin{pmatrix} f_{11} & \cdots & f_{1M} \\ \vdots & & \vdots \\ f_{M1} & \cdots & f_{MM} \end{pmatrix}, \text{可以证明} \\
\mathbf{G}_e (P_s \mathbf{h}_s \mathbf{h}_s^H - \sigma_v^2 \eta \mathbf{I}) \mathbf{G}_e^H &= \begin{pmatrix} g_{e1} & \cdots & 0 \\ \vdots & & \vdots \\ 0 & \cdots & g_{eN} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} f_{11} & \cdots & f_{1M} \\ \vdots & & \vdots \\ f_{M1} & \cdots & f_{MM} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} g_{e1} & \cdots & 0 \\ \vdots & & \vdots \\ 0 & \cdots & g_{eM} \end{pmatrix}^H = \\
&= \begin{pmatrix} g_{e1} g_{e1}^* f_{11} & \cdots & g_{e1} g_{eN}^* f_{1M} \\ \vdots & & \vdots \\ g_{eM} g_{e1}^* f_{M1} & \cdots & g_{eM} g_{eM}^* f_{MM} \end{pmatrix} = \\
&= \begin{pmatrix} g_{e1} g_{e1}^* & \cdots & g_{e1} g_{eM}^* \\ \vdots & & \vdots \\ g_{eM} g_{e1}^* & \cdots & g_{eM} g_{eM}^* \end{pmatrix} \odot \begin{pmatrix} f_{11} & \cdots & f_{1M} \\ \vdots & & \vdots \\ f_{M1} & \cdots & f_{MM} \end{pmatrix} = \\
&= \mathbf{g}_e \mathbf{g}_e^H \odot (P_s \mathbf{h}_s \mathbf{h}_s^H - \sigma_v^2 \eta \mathbf{I}) \tag{18}
\end{aligned}$$

则概率约束可以等效转化为

$$\Pr \left\{ \mathbf{u} \left((\mathbf{g}_e^H \mathbf{g}_e)^T \odot (P_s \mathbf{h}_s \mathbf{h}_s^H - \sigma_v^2 \eta \mathbf{I}) \right) \mathbf{u}^H \leq \sigma_e^2 \eta \right\} \geq 1 - P_{IP} \tag{19}$$

将式(11)代入式(19),由于交叉项难以处理且数值较小,忽略对结果的影响,这在文献[27]得到了验证,则式(19)可以改写为

$$\Pr \left\{ \mathbf{u} \left(\begin{pmatrix} \hat{\mathbf{g}}_e^H \hat{\mathbf{g}}_e + \Delta \mathbf{g}_e^H \Delta \mathbf{g}_e \\ (P_s \mathbf{h}_s \mathbf{h}_s^H - \sigma_v^2 \eta \mathbf{I}) \end{pmatrix}^T \odot \right) \mathbf{u}^H \leq \sigma_e^2 \eta \right\} \geq 1 - P_{IP} \tag{20}$$

进一步化简为

$$\Pr \left\{ \begin{aligned} &\mathbf{u} \left((\Delta \mathbf{g}_e^H \Delta \mathbf{g}_e)^T \odot (P_s \mathbf{h}_s \mathbf{h}_s^H - \sigma_v^2 \eta \mathbf{I}) \right) \mathbf{u}^H \leq \\ &\sigma_e^2 \eta - \mathbf{u} \left((\hat{\mathbf{g}}_e^H \hat{\mathbf{g}}_e)^T \odot (P_s \mathbf{h}_s \mathbf{h}_s^H - \sigma_v^2 \eta \mathbf{I}) \right) \mathbf{u}^H \end{aligned} \right\} \geq 1 - P_{IP} \tag{21}$$

由于 $\mathbf{u} \left((\Delta \mathbf{g}_e^H \Delta \mathbf{g}_e)^T \odot (P_s \mathbf{h}_s \mathbf{h}_s^H - \sigma_v^2 \eta \mathbf{I}) \right) \mathbf{u}^H$ 服从均值为 $\mathbf{u} \left(\bar{\mathbf{G}} \odot (P_s \mathbf{h}_s \mathbf{h}_s^H - \sigma_v^2 \eta \mathbf{I}) \right) \mathbf{u}^H$ 的指数分布,根据指数分布的概率密度函数,式(21)可以表示为

$$1 - \exp \left[- \frac{\sigma_e^2 \eta - \mathbf{u} \left((\hat{\mathbf{g}}_e^H \hat{\mathbf{g}}_e)^T \odot (P_s \mathbf{h}_s \mathbf{h}_s^H - \sigma_v^2 \eta \mathbf{I}) \right) \mathbf{u}^H}{\mathbf{u} \left(\bar{\mathbf{G}} \odot (P_s \mathbf{h}_s \mathbf{h}_s^H - \sigma_v^2 \eta \mathbf{I}) \right) \mathbf{u}^H} \right] \geq 1 - P_{IP} \tag{22}$$

经过化简,最终可将非凸窃听概率约束简化为如下形式的凸约束

$$\mathbf{u} \left(\left((\hat{\mathbf{g}}_e^H \hat{\mathbf{g}}_e)^T + \ln \left(\frac{1}{P_{IP}} \right) \bar{\mathbf{G}} \right) \odot (P_s \mathbf{h}_s \mathbf{h}_s^H - \sigma_v^2 \eta \mathbf{I}) \right) \mathbf{u}^H \leq \sigma_e^2 \eta \tag{23}$$

将式(14,23)代入式(16),优化问题可以表示为

$$\begin{cases} \max_{\mathbf{u}, P_s} & \frac{P_s \mathbf{u} \mathbf{A} \mathbf{u}^H}{\mathbf{u} \mathbf{B} \mathbf{u}^H + \sigma_s^2} \\ \text{s.t.} & \mathbf{u} \mathbf{C} \mathbf{u}^H \leq \sigma_e^2 \eta \\ & P_s \leq P_{s, \max} \end{cases} \tag{24}$$

式中: $A \triangleq G_s h_s h_s^H G_s^H$, $B \triangleq G_s G_s^H$, $C \triangleq \left((\hat{g}_e^H \hat{g}_e)^T + \ln \left(\frac{1}{P_{IP}} \right) \bar{G} \right) \odot (P_s h_s h_s^H - \sigma_v^2 \eta I)$ 。令 $u = \sqrt{p} \tilde{u} C^{-1/2}$, 优化问题可以进一步表示为

$$\begin{cases} \max_{\tilde{u}, p, P_s} \frac{p P_s \tilde{u} \tilde{A} \tilde{u}^H}{p \tilde{u} \tilde{B} \tilde{u}^H + \sigma_s^2} \\ \text{s.t.} \quad \tilde{u} \tilde{u}^H = 1 \\ p \leq \sigma_e^2 \eta \ \& \ P_s \leq P_{s, \max} \end{cases} \quad (25)$$

式中: $\tilde{A} \triangleq C^{-1/2} A C^{-1/2}$, $\tilde{B} \triangleq C^{-1/2} B C^{-1/2}$ 。式(25)中的目标函数是关于 P_s 和 p 的单调增函数, 因此, 式(25)中的不等式约束在最优解处取相等, 从而可以得出 GEO 卫星的最优发射功率为 $P_s^{\text{opt}} = P_{s, \max}$, 优化问题可以进一步转化为

$$\begin{cases} \max_{\tilde{u}} \frac{\sigma_e^2 \eta P_{s, \max} \tilde{u} \tilde{A} \tilde{u}^H}{\tilde{u} (\sigma_e^2 \eta \tilde{B} + \sigma_s^2 I) \tilde{u}^H} \\ \text{s.t.} \quad \tilde{u} \tilde{u}^H = 1 \end{cases} \quad (26)$$

令 $\tilde{u} (\sigma_e^2 \eta \tilde{B} + \sigma_s^2 I) \tilde{u}^H = c$, 可以写出优化目标的拉格朗日乘子函数为

$$L(\tilde{u}, \lambda) = \tilde{u} \tilde{A} \tilde{u}^H - \lambda (\tilde{u} (\sigma_e^2 \eta \tilde{B} + \sigma_s^2 I) \tilde{u}^H - c) \quad (27)$$

式中 λ 为拉格朗日乘数。为了得到目标函数的最大值, 对拉格朗日乘子函数进行求导, 对 $L(\tilde{u}, \lambda)$ 求偏导可得

$$\frac{\partial L(\tilde{u}, \lambda)}{\partial \tilde{u}} = \tilde{A} \tilde{u}^H - \lambda (\sigma_e^2 \eta \tilde{B} + \sigma_s^2 I) \tilde{u}^H \quad (28)$$

原优化目标的拉格朗日乘子函数的极值在偏导为零处取得, 可以得到

$$(\sigma_e^2 \eta \tilde{B} + \sigma_s^2 I)^{-1} \tilde{A} \tilde{u}^H = \lambda \tilde{u}^H \quad (29)$$

由式(29)可知, 原目标函数所有的极值在矩阵 $(\sigma_e^2 \eta \tilde{B} + \sigma_s^2 I)^{-1} \tilde{A}$ 的特征向量处取得, 假设 λ_i 是第 i 个特征值, ν_i^H 是其对应的特征向量, 代入目标函数可得

$$\frac{\sigma_e^2 \eta P_{s, \max} \nu_i \tilde{A} \nu_i^H}{\nu_i (\sigma_e^2 \eta \tilde{B} + \sigma_s^2 I) \nu_i^H} = \sigma_e^2 \eta P_{s, \max} \times \lambda_i \quad (30)$$

因此, 原目标函数的最大值在最大特征值对应的特征向量处取得, 则式(26)的解为

$$\tilde{u}^H = \nu_{\max} \left((\sigma_e^2 \eta \tilde{B} + \sigma_s^2 I)^{-1} \tilde{A} \right) \quad (31)$$

最终, 最优鲁棒波束成形权矢量与合法用户的最大信噪比可以表示为

$$\mathbf{u}^{\text{opt}} = \sqrt{\sigma_e^2 \eta} \nu_{\max}^H \left((\sigma_e^2 \eta \tilde{B} + \sigma_s^2 I)^{-1} \tilde{A} \right) C^{-1/2} \quad (32)$$

$$\text{SNR}_s^{\max} = \sigma_e^2 \eta P_{s, \max} \times \lambda_{\max} \left((\sigma_e^2 \eta \tilde{B} + \sigma_s^2 I)^{-1} \tilde{A} \right) \quad (33)$$

复杂度分析: 根据文献[28], 算法的计算复杂度由求解问题的矩阵运算次数来衡量。1次 N 阶矩阵相乘复杂度为 $O(N^3)$, 1次向量内积和外积复杂度分别为 $O(N)$ 与 $O(N^2)$, 1次矩阵求逆复杂度为 $O(N^3)$, 特征值分解的计算复杂度为 $O(N^3)$ 。在所求最优波束成形权矢量式(32)中, 可得计算复杂度为 $O(N^3)$ 。

3 仿真验证与分析

本小节将通过数值仿真分析来分析所提鲁棒安全 BF 算法的性能, 并引入非鲁棒 BF 算法、迫零 (Zero-forcing, ZF) BF 算法以及半正定松弛 (Semidefinite programming, SDP) 算法进行对比。其中, 非鲁

棒BF算法是在不考虑窃听者CSI存在的误差的条件下利用拉格朗日乘法获得的。在仿真中,假设GEO卫星发射功率的最大值为 $P_{s,\max} = 35\text{ dBmW}$,组成LEO星群的LEO卫星个数为 $M=8$,LEO卫星间距为50 km,其他主要的仿真参数如表1所示^[12]。

图2给出了LU最大信噪比随窃听速率门限值变化的曲线图,可以看出LU的最大信噪比随着窃听速率门限值的增大而增加,但在相同窃听速率门限值的条件下,窃听概率越大,LU用户所能达到的最大信噪比值越大。图3给出了不同LEO卫星数目情况下LU最大信噪比的变化情况,可以看出随着LEO卫星数目的增加,系统的整体性能得到了提升,这是因为LEO卫星群规模的增大能够带来更大的分集增益以及更多的发射功率。

表1 主要仿真参数

Table 1 Main simulation parameters

参数	数值
卫星工作频率 f/GHz	18
GEO卫星高度 h_0/km	35 786
LEO卫星高度 h_1/km	500
GEO卫星天线增益 $b_{\text{GEO}}^{\max}/\text{dBi}$	52
LEO卫星天线增益 $b_{\text{LEO}}^{\max}/\text{dBi}$	27
雨衰系数 (μ, σ)	(-3.125, 1.591)
GEO卫星单边半功率波束宽度 $\theta_{3\text{dB}}/(\circ)$	0.4
噪声带宽 B/MHz	50
噪声温度 T/K	300

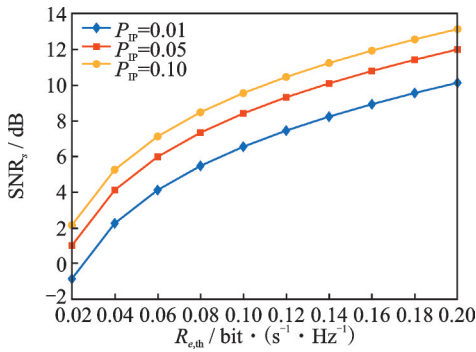


图2 LU输出信噪比随窃听速率门限值变化的曲线
Fig.2 Curves of LU output SNR changing with the threshold value of eavesdropping rate

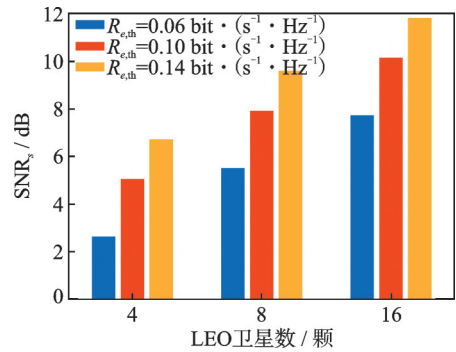


图3 不同LEO卫星数目条件下的LU输出信噪比
Fig.3 SNR of LU output under different numbers of LEO satellites

图4给出了不同CSI误差条件下,LU的最大信噪比随窃听速率门限值变化的曲线图。可以看出,随着窃听者CSI误差的增大,系统的整体性能也有所降低,这是因为系统需要损失更多的性能来抑制窃听者的窃听。

为了验证本文所提算法的有效性,本文将其与非鲁棒BF算法进行对比。图5和图6分别表示窃听速率门限值为 $0.1\text{ bit} \cdot (\text{s}^{-1} \cdot \text{Hz}^{-1})$,窃听者CSI误差的方差为 $\sigma_g^2 = 0.06$ 与 $\sigma_g^2 = 0.08$ 时,经分布式波束成形后得到的窃听速率分布直方图,在仿真中共进行1 000次Monte Carlos实验。可以看出,本文所提鲁棒算法窃听速率低于门限值的次数明显高

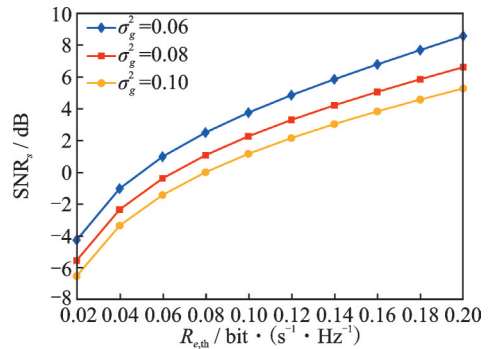


图4 不同CSI误差条件下的LU输出信噪比随窃听速率门限值变化曲线
Fig.4 Variation curves of LU output SNR with threshold value of eavesdropping rate under different CSI error conditions

于非鲁棒算法低于门限值的次数。当信道误差的方差增至0.08后,非鲁棒算法中低于窃听速率门限值的次数进一步减少,而鲁棒算法仍能满足所设门限值的条件。可见,相较于非鲁棒分布式BF算法,本文所提算法能更好地适应实际中具有随机误差的信道,具有较好的鲁棒性。

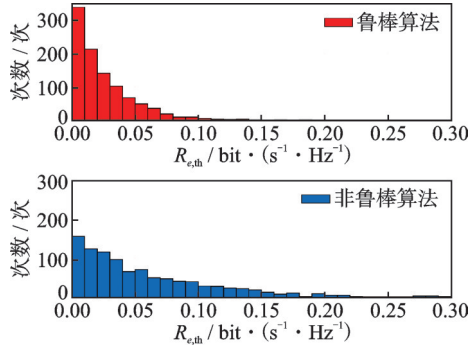


图5 $\sigma_g^2 = 0.06$ 时不同安全波束成形下的窃听速率分布直方图

Fig.5 Histogram of eavesdropping rate distribution under different security beamforming at $\sigma_g^2 = 0.06$

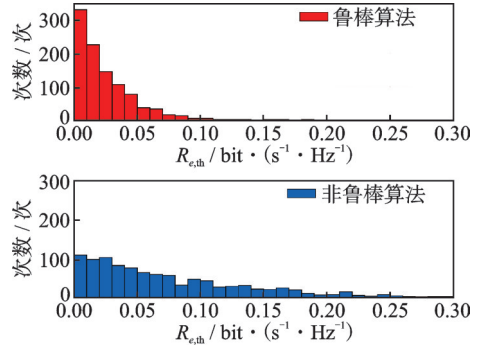


图6 $\sigma_g^2 = 0.08$ 时不同安全波束成形下的窃听速率分布直方图

Fig.6 Histogram of eavesdropping rate distribution under different security beamforming at $\sigma_g^2 = 0.08$

图7为LU信噪比随GEO卫星功率变化的曲线图。可以看出,对于本文所提鲁棒算法而言,窃听速率门限为 $R_{e,th} = 0.1$ 时,随着GEO卫星发射功率的增大,LU的信噪比也随之增加,但当LU信噪比到达一定数值之后不再增加,此时的数值即是LU所能到达的最大信噪比,当 $R_{e,th}$ 增至0.2后,相同LEO卫星数量下LU所能达到的最大信噪比有了明显增大。由图7可以看出,在合理的GEO卫星发射功率范围内,本文所提算法的性能要优于迫零BF算法,此外,本文还给出了与GEO单层卫星网络的对比,由于所提双层卫星网络中LEO卫星的天线增益以及多颗LEO卫星组成虚拟阵列产生的波束增益,双层卫星网络算法的性能优于GEO单层卫星网络。图8进一步对比了本文所提算法与SDP算法的性能,可以看出虽然SDP算法拥有与本文算法相同的性能,但SDP算法的计算复杂度为 $O(N^{3.5}M)$, M 为迭代次数,所提出的波束成形算法的计算复杂度比现有的SDP算法低一个数量级。

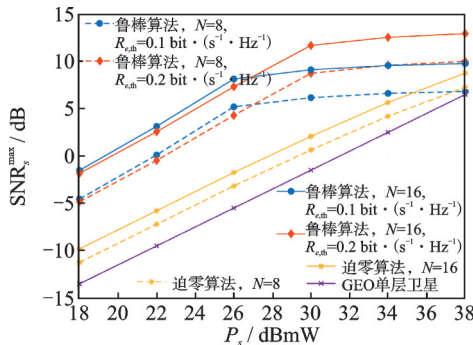


图7 LU输出信噪比随GEO卫星发射功率变化的曲线图
Fig.7 Curves diagram of LU output SNR varying with GEO satellite transmission power

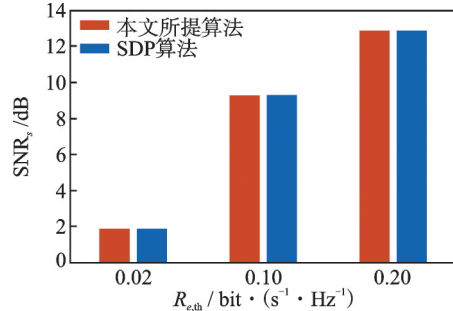


图8 所提算法与SDP算法性能对比图
Fig.8 Comparison of performance between the proposed algorithm and SDP algorithm

4 结束语

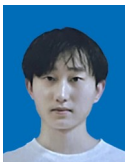
本文研究了双层卫星网络下行物理层安全传输问题,提出了一种基于拉格朗日乘子法的鲁棒分布式安全波束成形算法。首先,在仅能获得窃听者的非完美CSI的条件下,建立以窃听概率和GEO卫星发射功率为约束,以最大化合法用户信噪比为优化目标的联合优化问题,并将非凸的窃听概率约束转化为可解的凸约束形式。然后,运用目标函数的单调性和拉格朗日乘子法求出GEO卫星发射功率以及最优BF权矢量的解析式。最后,计算机仿真分析了所提鲁棒安全波束成形算法的性能,并验证了算法的鲁棒性。

参考文献:

- [1] CHEN X, LUO Z. Handover-aware downlink beamforming design for LEO multibeam satellite communications[J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2023, 12(6): 947-951.
- [2] 曾骏杰, 李丽楠, 辛宁, 等. 基于QoE感知的星地一体化网络公平资源分配策略[J]. *数据采集与处理*, 2021, 36(2): 222-231. ZENG Junjie, LI Linan, XIN Ning, et al. QoE-aware fair resource allocation strategy for integrated satellite and terrestrial networks[J]. *Journal of Data Acquisition and Processing*, 2021, 36(2): 222-231.
- [3] 王昕, 戚晨皓. 三状态Markov陆地移动卫星信道模型[J]. *数据采集与处理*, 2018, 33(6): 977-985. WANG Xin, QI Chenhao. Three-state Markov model of land mobile satellite channel[J]. *Journal of Data Acquisition and Processing*, 2018, 33(6): 977-985.
- [4] 林志, 林敏, 黄清泉, 等. 能效最大化准则下的星地融合网络的安全波束成形算法[J]. *电子学报*, 2022, 50(1): 124-134. LIN Zhi, LIN Min, HUANG Qingquan, et al. Secure beamforming algorithm in satellite-terrestrial integrated networks with energy efficiency maximization criterion[J]. *Acta Electronica Sinica*, 2022, 50(1): 124-134.
- [5] “十四五”数字经济发展规划[EB/OL]. (2022-01-12)[2024-01-03]. http://www.gov.cn/zhengce/content/2022-01/12/content_5667817.htm.
- [6] BAI W, YANG H, TONG J, et al. Vector segment routing for large-scale multilayer satellite network[J]. *Journal of Communications and Information Networks*, 2023, 8(1): 24-36.
- [7] HUANG Y, FENG B, TIAN A, et al. An efficient differentiated routing scheme for MEO/LEO-based multi-layer satellite networks[J]. *IEEE Transactions on Network Science and Engineering*, 2023, 11(1): 1026-1041.
- [8] 张玲翠, 许瑶冰, 李凤华, 等. 天地一体化信息网络安全动态赋能架构[J]. *通信学报*, 2021, 42(9): 87-95. ZHANG Lingcui, XU Yaobing, LI Fenghua, et al. Dynamic security-empowering architecture for space-ground integration information network[J]. *Journal on Communications*, 2021, 42(9): 87-95.
- [9] 邵一焱, 王薇, 王子宁, 等. 分布式卫星系统中的物理层安全波束成形算法[EB/OL]. (2024-04-11)[2024-04-25]. <https://doi.org/10.20079/j.issn.1001-893x.230630005>. SHAO Yihan, WANG Wei, WANG Zining, et al. Physical layer secure beamforming algorithm for distributed satellite systems[EB/OJ]. (2024-04-11)[2024-04-25]. <https://doi.org/10.20079/j.issn.1001-893x.230630005>.
- [10] LIN Z, AN K, NIU H, et al. SLNR-based secure energy efficient beamforming in multibeam satellite systems[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2022, 59(2): 2085-2088.
- [11] LU W, AN K, LIANG T. Robust beamforming design for sum secrecy rate maximization in multibeam satellite systems[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2019, 55(3): 1568-1572.
- [12] LIN Z, LIN M, OUYANG J, et al. Robust secure beamforming for multibeam satellite communication systems[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2019, 68(6): 6202-6206.
- [13] LEE K. Distributed beamforming and power allocation for heterogeneous networks with MISO interference channel[J]. *Sensors*, 2021, 21(8): 2606.
- [14] DING X, WANG Y. Distributed beamforming in multi-user multi-relay cooperative networks with direct links[C]// *Proceedings of the 2021 9th International Conference on Communications and Broadband Networking*. Shanghai, China: ACM, 2021: 197-200.

- [15] 解路瑶, 顾晨伟, 农汉琦, 等. 存在干扰下的多无人机中继波束形成策略[J]. 数据采集与处理, 2019, 34(6): 1078-1085.
XIE Luyao, GU Chenwei, NONG Hanqi, et al. Beamforming schemes for multiple-UAV relay system with interferences[J]. *Journal of Data Acquisition and Processing*, 2019, 34(6): 1078-1085.
- [16] YU Q Y, MENG W X, YANG M C, et al. Virtual multi-beamforming for distributed satellite clusters in space information networks[J]. *IEEE Wireless Communications*, 2016, 23(1): 95-101.
- [17] LI S, MENG W. Staring beamforming method for LEO satellite based on angle increment prediction[C]//Proceedings of the 2022 27th Asia Pacific Conference on Communications (APCC). Jeju Island, South Korea: IEEE, 2022: 96-100.
- [18] YU L, CHENG Y, HONG T, et al. Research on collaborative beamforming for a distributed satellite cluster based on convex optimization[C]//Proceedings of the 2019 International Symposium on Advanced Electrical and Communication Technologies (ISAECT). Rome, Italy: IEEE, 2019: 1-5.
- [19] 余罗曼, 洪涛, 张更新. 高低轨频率共存卫星通信系统鲁棒波束成形算法研究[J]. 信号处理, 2021, 37(6): 1093-1104.
YU Luoman, HONG Tao, ZHANG Gengxin. Research on robust beamforming algorithm in dual satellite communication system[J]. *Journal of Signal Processing*, 2021, 37(6): 1093-1104.
- [20] LI Y, ZHANG L, WU Y, et al. Robust secure beamforming for multiuser MISO wiretap channels[C]//Proceedings of the 2020 3rd International Conference on Smart BlockChain (SmartBlock). Zhengzhou, China: IEEE, 2020: 69-74.
- [21] SHENG Z, TUAN H D, DUONG T Q, et al. Beamforming optimization for physical layer security in MISO wireless networks[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2018, 66(14): 3710-3723.
- [22] FENG Y, YANG Z, ZHU W P, et al. Robust cooperative secure beamforming for simultaneous wireless information and power transfer in amplify-and-forward relay networks[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2016, 66(3): 2354-2366.
- [23] YE R, PENG Y, AL-HAZEMI F, et al. A robust cooperative jamming scheme for secure UAV communication via intelligent reflecting surface[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2023, 72(2): 1005-1019.
- [24] ZHENG G, ARAPOGLOU P D, OTTERSTEN B. Physical layer security in multibeam satellite systems[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2011, 11(2): 852-863.
- [25] 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*, 2020, 10(2): 251-255.
- [26] PILTAN A, SALARI S. Distributed beamforming in cognitive relay networks with partial channel state information[J]. *IET Communications*, 2012, 6(9): 1011-1018.
- [27] AN K, LIN M, OUYANG J, et al. Secure transmission in cognitive satellite terrestrial networks[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2016, 34(11): 3025-3037.
- [28] HUNGER R. Floating point operations in matrix-vector calculus[R]. Munich, Germany: Munich University of Technology, 2005.

作者简介:



王振彪(2001-),男,硕士研究生,研究方向:智能信号处理技术、卫星通信,E-mail: 18865096330@163.com。



赵柏(1995-),男,博士研究生,研究方向:智能信号处理技术、人工智能、凸优化算法。



王宇辰(2000-),男,硕士研究生,研究方向:卫星通信、新型多址接入。



程铭(1991-),男,讲师,研究方向:智能信号处理,智能超表面。



林敏(1972-),通信作者,男,教授,研究方向:无线通信系统、智能信号处理,E-mail: linmin@njupt.edu.cn。