

# 智能反射面辅助的太赫兹卫星通信 鲁棒安全波束成形算法

林 敏, 李 菲, 王子宁, 赵 柏, 韩 略

(南京邮电大学通信与信息工程学院, 江苏南京 210003)

**摘要:** 本文针对智能反射面辅助的太赫兹卫星通信系统, 提出一种基于用户非完美信道状态信息的鲁棒安全波束成形算法, 以提升系统的物理层安全性能. 首先, 在智能反射面辅助的太赫兹卫星系统采用多播传输技术向多个合法用户发送信号, 并且在覆盖区域内存在多个窃听者的场景下, 建立以卫星发射功率最小化为目标函数, 合法用户的可达速率和可达安全速率满足要求为约束的联合优化问题. 其次, 考虑到非完美信道状态信息导致可达速率和可达安全速率均为非凸的概率约束, 提出采用二阶泰勒展开和 S 程序方法对其进行转化, 并进一步通过半正定规划完成智能反射面的相移矩阵和卫星发射功率的联合优化设计. 最后, 计算机仿真验证了所提算法的有效性和优越性.

**关键词:** 卫星通信; 智能反射面; 物理层安全; 鲁棒波束成形; 太赫兹频段

**基金项目:** 重点国际合作项目(No.61720106003); 南京邮电大学引进人才科研启动项目(No.NY220111); 江苏省研究生科研与实践创新计划项目(No.KYCX22\_0959)

中图分类号: TN92

文献标识码: A

文章编号: 0372-2112(2023)10-2715-09

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

DOI: 10.12263/DZXB.20221285

## Robust Secure Beamforming Algorithm for IRS-Aided Terahertz Satellite Communication Systems

LIN Min, LI Fei, WANG Zi-ning, ZHAO Bai, HAN Lue

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

**Abstract:** In this paper, a robust secure beamforming scheme based on imperfect channel state information (CSI) is proposed for the intelligent reflecting surface (IRS)-aided terahertz satellite communication systems, in order to improve the physical layer security performance of the system. First, we consider a scenario where an IRS-aided terahertz satellite system adopts multicast technique to serve multiple legitimate users in the presence of multiple eavesdroppers in the coverage area, based on which a joint optimization problem is formulated in order to minimize the satellite transmit power under the constraints constructed by the achievable rate (AR) and the achievable secrecy rate (ASR) requirements of each legitimate users. Secondly, considering that AR and ASR are non-convex probabilistic constraints caused by imperfect CSI, an approach associated with the second-order Taylor expansion and S-procedure is proposed to transform the non-convex constraints. Further, the joint optimization scheme of the phase shift of IRS and the transmit power of satellite can be solved by semidefinite programming. Finally, the effectiveness and superiority of the proposed scheme are verified by simulation results.

**Key words:** satellite communications; intelligent reflecting surface; physical layer security; robust beamforming; terahertz band

**Foundation Item(s):** Key International Cooperation Project (No.61720106003); Research Start-up Project for Introducing Talents of Nanjing University of Posts and Telecommunications (No.NY220111); Graduate Student Innovation Program of Jiangsu Province (No.KYCX22\_0959)

## 1 引言

卫星通信利用现代航空航天技术和通信技术,可实现全球通信网络的广域覆盖和无缝连接,被认为是第六代(Sixth Generation, 6G)移动通信网络的重要组成部分<sup>[1]</sup>. 目前,卫星通常部署于 Ku, Ka 乃至毫米波频段. 然而,随着网络设备的海量接入,微波(300 MHz~300 GHz)频段的频谱资源日益稀缺,难以满足未来 6G 移动通信网络对 Tbps 级别速率传输的追求. 太赫兹(THz, 0.1~10 THz)频段作为高频通信的候补频段有着独特的优势,其巨大的带宽可缓解当前卫星通信系统容量受限的问题,同时可支持超高速无线通信,使太赫兹卫星通信极具应用前景<sup>[2]</sup>. 然而,太赫兹信号的传输除了要面临较高的自由空间损耗,大气中气体分子的吸收还将带来严重的分子吸收损耗,在此影响下,太赫兹卫星通信会遭受更为严重的信号衰减,从而制约太赫兹卫星通信的传输距离<sup>[3]</sup>. 另外,尽管太赫兹卫星通信潜力巨大,但并未从本质上解决卫星通信的广播性和无线信道的开放性所带来的窃听风险问题. 因此,太赫兹卫星通信的安全问题仍是亟待解决的问题之一<sup>[4]</sup>.

传统的方式下,卫星系统可以采用多天线技术来提升系统的功率增益,改善系统的频谱效率. 特别是波束成形(BeamForming, BF)技术,通过调整天线的方向图,在期望的方向对无线通信信号进行聚焦,产生高增益、高指向性的波束. 一方面可以克服较高的传播损耗,进而有助于提升信号的传输范围和传输质量;另一方面从空域维度上对信号泄露进行抑制,有助于提升系统的安全性能<sup>[4,5]</sup>. 然而,传统的天线阵列势必依赖大量的移相器和复杂的馈电网络,这使上述方案在提升频谱效率与安全性方面以较大的功率损失以及昂贵的硬件成本为代价. 此外,考虑到太赫兹卫星系统载荷有限,在卫星平台部署传统大规模天线阵列将一定程度上受限于卫星的体积、容量及功率,而规模受限的天线阵列,将导致传统大规模阵列的优势无法得到充分体现<sup>[6]</sup>. 为此,如何低功耗、低成本且高效地解决太赫兹卫星通信系统的安全性问题,是真正实现未来太赫兹卫星通信值得思考的一个重要问题.

值得注意的是,智能反射面(Intelligent Reflecting Surface, IRS)作为一项可推动实现低成本无线通信的新兴技术,近年来已受到相关科研人员的广泛关注. IRS 是一种由大量低成本、低功耗无源反射元件构成的阵列平面,且每个单元可轻松附着于墙体表面、高空平台等设施,从而可以降低通信系统的部署开销与复杂性. 更重要的是,IRS 内部每个单元可独立实现对入射信号的相位调整,从而以一种无源的方式实现 BF,且效

果可以媲美传统天线阵列,被认为是未来 6G 通信中达到经济、节能、安全目标的一项关键技术<sup>[6,7]</sup>. 具体地,在现有关于 IRS 辅助地面无线网络的物理层安全研究中,文献[8]在已知所有用户信道状态信息(Channel State Information, CSI)的条件下,针对单用户单窃听场景,建立了以合法用户安全速率最大化为目标的优化问题,并且提出通过交替迭代算法来进行求解. 文献[9]进一步研究了一个单用户多窃听的通信系统,在已知窃听者非完美 CSI 的条件下,通过联合优化基站有源 BF、IRS 无源 BF 以及人工噪声,以保证合法用户的安全性能. 此外,文献[10]将 IRS 应用于一个星地融合网络(Satellite Terrestrial Integrated Network, STIN)中,在已知窃听者完美 CSI 的条件下,通过最小化窃听者的信干噪比来提升卫星通信网络的安全性. 在文献[10]的基础上,文献[11]假设多个窃听者 CSI 存在误差,提出了一种基于协同干扰的 BF 方案,能够有效提高整个系统的安全性能. 然而需要指出的是,上述文献均假设合法用户的 CSI 准确已知,考虑到地面用户的移动性,其完美的 CSI 通常难以获得. 同时,上述研究中 IRS 的部署局限于地面网络中,并未体现出 IRS 部署在卫星系统中的性能优势. 针对这一问题,最新研究<sup>[12,13]</sup>探讨了在卫星太阳能帆板上部署 IRS 的可能性,并通过仿真验证了 IRS 部署在卫星系统中能有效提升卫星系统的能量效率和频谱效率. 但需要指出的是,现有关于 IRS 辅助的卫星通信系统研究甚少,尚处于起步阶段,尤其是物理层安全领域,还面临着巨大的挑战.

受到上述启发,本文针对 IRS 辅助的太赫兹卫星通信下行链路场景,提出了一种基于用户非完美 CSI 的鲁棒安全波束成形算法,以提升系统的安全性能. 首先,假设卫星覆盖区域内存在多个合法用户和多个窃听者,结合太赫兹卫星通信的特点,构建相应的信道及信号模型,建立了以卫星发射功率最小化为目标函数,各个合法用户的可达速率和可达安全速率满足要求为约束的优化问题. 由于系统仅已知用户的非完美 CSI,合法用户的可达速率和可达安全速率均为概率约束,使该优化问题非凸,且属于 NP-hard 问题. 在这种情况下,本文提出了采用二阶泰勒展开和 S-procedure 对非凸约束进行转化,并进一步通过半正定规划(SemiDefinite Programming, SDP)完成鲁棒 BF 和功率控制的联合优化设计. 最后,计算机仿真验证了所提算法的有效性和优越性. 区别于现有的卫星通信相关研究<sup>[4,5]</sup>,本文利用 IRS 来代替传统天线阵列. 通过 IRS 的无源 BF 设计,不仅可以降低太赫兹卫星通信系统的成本和能源开销,同时还能进一步提升系统的频谱效率,保证太赫兹卫星的可靠通信,为未来卫星通信系统的设计研究提供

了一种全新的技术思路. 此外, 相比现有的相关工作<sup>[12,13]</sup>, 本文在仅已知合法用户和窃听者非完美 CSI 的条件下, 提出一种基于用户非完美 CSI 的鲁棒安全波束成形算法, 可以为提升卫星通信系统的安全性提供更普适性的参考依据.

本文相关符号说明如下:  $E(\cdot)$  表示数学期望运算,  $\text{Rank}(\cdot)$  和  $(\cdot)^H$  分别表示矩阵的秩和共轭转置,  $|\cdot|$  和  $\|\cdot\|_2$  分别表示绝对值和向量的 2 范数,  $\mathbf{X} \succeq 0$  表示矩阵  $\mathbf{X}$  是半正定矩阵,  $X_{i,j}$  表示矩阵  $\mathbf{X}$  的第  $i$  行第  $j$  列元素,  $\mathbb{C}^{m \times n}$  表示  $m \times n$  维的复矩阵,  $N(\mu, \sigma^2)$  表示均值为  $\mu$ 、方差为  $\sigma^2$  的复高斯随机变量,  $\chi_n^2$  表示自由度为  $n$  的卡方分布,  $\mathbf{A} \odot \mathbf{B}$  表示矩阵  $\mathbf{A}$  和矩阵  $\mathbf{B}$  的 Hadamard 积,  $\mathbf{A} \otimes \mathbf{B}$  表示矩阵  $\mathbf{A}$  和矩阵  $\mathbf{B}$  的 Kronecker 积.

## 2 系统模型

如图 1 所示, 一个工作在太赫兹频段的地球静止轨道卫星, 在 IRS 辅助下采用多播技术为覆盖范围内的  $N$  个合法用户提供覆盖, 同时在其覆盖范围内还存在  $K$  个窃听者试图窃取卫星信号. 基于此场景, 本文旨在研究如何通过无源 BF 优化设计来提升卫星系统的物理层安全性能. 与文献<sup>[12,13]</sup>类似, 由  $M = M_x \times M_y$  个反射单元组成的 IRS 被部署在卫星太阳能帆板上, 卫星通过定向天线将信号发送至 IRS, 该信号经由 IRS 反射后传输至地面用户, 并被地面的合法用户和窃听者接收. 此外, 由于 IRS 相对于卫星的位置是固定的, 并且两者都处于真空中, 相隔距离较近, 因此假设系统已知卫星-IRS 链路的完美 CSI. 与现有相关文献<sup>[12,13]</sup>不同的是, 本文考虑了地面用户移动性以及云雨雾、大气衰减等因素的影响, 从而假设系统仅能获得 IRS-用户链路的非完美 CSI. 接下来, 将具体介绍相关信号和信道模型.

假设卫星通过定向天线将多播信号  $x(t)$  发送至 IRS, 信号经由 IRS 的反射后传输至地面用户, 则第  $n$  个合法用户和第  $k$  个窃听者接收到的信号分别为

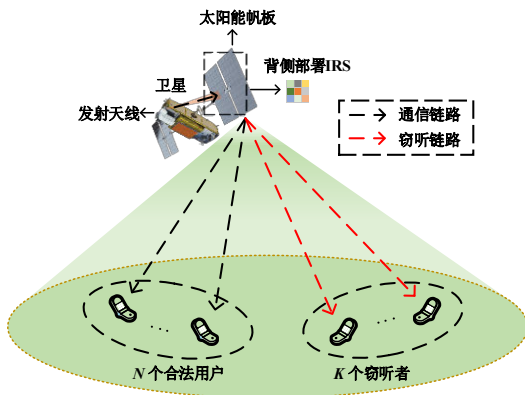


图 1 IRS 辅助的下行卫星通信系统模型

$$y_n(t) = \sqrt{P} \mathbf{g}_n^H \Phi \mathbf{h} x(t) + z_n(t) \quad (1)$$

$$y_{e,k}(t) = \sqrt{P} \mathbf{g}_{e,k}^H \Phi \mathbf{h} x(t) + z_{e,k}(t) \quad (2)$$

其中,  $x(t)$  满足  $E[|x(t)|^2] = 1$ ,  $P$  表示卫星的发射功率;  $\mathbf{h} \in \mathbb{C}^{M \times 1}$  表示卫星到 IRS 的信道矢量;  $\Phi = \text{diag}(e^{j\theta_1}, e^{j\theta_2}, \dots, e^{j\theta_M})$  为 IRS 的对角相移矩阵, 其中元素  $\theta_m$  表示第  $m$  个 IRS 单元对入射信号的相移;  $\mathbf{g}_n \in \mathbb{C}^{M \times 1}$  和  $\mathbf{g}_{e,k} \in \mathbb{C}^{M \times 1}$  分别表示 IRS 到第  $n$  个合法用户和第  $k$  个窃听者的信道矢量.  $z_i(t)$ ,  $i \in \{n \text{ or } e, k\}$  表示均值为 0 且方差为  $\sigma_i^2 = k_B B_i T_i$  的加性高斯白噪声 (Additive White Gaussian Noise, AWGN), 其中  $k_B, B_i, T_i$  分别表示玻尔兹曼常数、噪声带宽和噪声温度. 信号在从卫星传输至 IRS 的过程中, 视距 (Line-of-Sight, LoS) 传输占主导地位. 考虑到路径损耗和卫星波束增益对通信的影响, 卫星到 IRS 的信道矢量  $\mathbf{h} \in \mathbb{C}^{M \times 1}$  可建模为<sup>[14]</sup>

$$\mathbf{h} = \mathbf{b}^{\frac{1}{2}} \odot \hat{\mathbf{h}} \quad (3)$$

其中,  $\mathbf{b} = [b_1, b_2, \dots, b_M]^T$  表示卫星的点波束增益, 对应元素  $b_m$  的计算公式为

$$b_m = b_{\max} \left( \frac{J_1(u_m)}{2u_m} + 36 \frac{J_3(u_m)}{u_m^3} \right)^2 \quad (4)$$

其中,  $b_{\max}$  代表卫星天线的最大增益;  $J_1(\cdot)$  和  $J_3(\cdot)$  分别表示 1 阶和 3 阶的第一类贝塞尔函数;  $u_m = 2.07123(\sin \phi_m / \sin \phi_{3\text{dB}})$ , 其中  $\phi_m$  表示第  $m$  个 IRS 单元相对于卫星发射天线的偏轴角度,  $\phi_{3\text{dB}}$  表示单侧半功率波束宽度. 此外, 式(3)中的  $\hat{\mathbf{h}} = [\hat{h}_1, \hat{h}_2, \dots, \hat{h}_M]^T$  表示信道响应矢量, 其元素  $\hat{h}_m$  可表示为

$$\hat{h}_m = \frac{c}{4\pi f_c d_m} e^{-j \frac{2\pi f_c d_m}{c}} \quad (5)$$

其中,  $c$  表示光速,  $f_c$  为载波频率,  $d_m$  表示卫星天线和第  $m$  个 IRS 单元之间的距离.

信号在到达 IRS 后, 会经过 IRS 的反射传输至地面用户. 在信号传输过程中, 太赫兹信号自身较高的频率以及长距离的传输会导致信号经历严重的自由空间损耗, 而且太赫兹信号在穿越大气层时, 会与各种气体分子发生共振, 从而导致分子吸收损耗<sup>[15]</sup>, 同时大气层中悬浮的气溶胶还会导致信号受到云衰、雨衰的影响. 综合考虑上述因素, IRS 到地面用户的信道矢量  $\mathbf{g} \in \mathbb{C}^{M \times 1}$  可以建模为<sup>[15]</sup>

$$\mathbf{g} = \underbrace{\alpha_0 \sqrt{G_r} \hat{\mathbf{g}}}_{\text{LoS}} + \sum_{i=1}^L \underbrace{\alpha_i \sqrt{G_r} \hat{\mathbf{g}}}_{\text{NLoS}} \quad (6)$$

其中,  $L$  表示信号传播过程中非视距传输路径的数目,  $\alpha_i (0 \leq i \leq L)$  表示传播过程中的路径损耗, 对应有

$$\alpha_i = \sqrt{G_s} \delta_{\text{rain}}(d_r) \delta_{\text{cloud}}(d_c) e^{-\kappa(f)d_u} \quad (7)$$

其中,  $G_s = \left(\frac{c}{4\pi f_c d_u}\right)^2$  表示自由空间损耗;  $d_u = \sqrt{(d_h)^2 + (d_n)^2}$  表示 IRS 与地面用户之间的距离;  $d_h \approx 35\ 786\ \text{km}$  表示卫星高度;  $d_n$  表示第  $n$  个用户到卫星覆盖区域中心的距离;  $\delta_{\text{rain}}(d_r)$  和  $\delta_{\text{cloud}}(d_c)$  分别表示雨衰系数和云衰系数, 其中  $d_r$  和  $d_c$  表示降雨层和云雾层与地面用户之间的距离, 具体可以参考 ITU-R 提供的雨衰和云雾衰减模型<sup>[16,17]</sup>;  $\kappa(f)$  表示与频率相关的分子吸

$$\hat{\mathbf{g}} = \left[1, e^{-jkd_x \sin \theta_p \cos \varphi_a}, \dots, e^{-jkd_x(M_x-1) \sin \theta_p \cos \varphi_a}\right]^T \otimes \left[1, e^{-jkd_y \sin \theta_p \sin \varphi_a}, \dots, e^{-jkd_y(M_y-1) \sin \theta_p \sin \varphi_a}\right]^T \quad (9)$$

其中,  $k = 2\pi/\lambda$ ,  $\lambda$  表示载波波长;  $d_x$  和  $d_y$  分别表示 IRS 的 X 轴和 Y 轴方向上天线阵元之间的距离;  $\theta_p$  和  $\varphi_a$  分别表示用户相对于 IRS 的俯仰角和方位角.

根据式(1)和式(2), 可得第  $n$  个合法用户和第  $k$  个窃听者的输出信噪比(Signal-to-Noise Ratio, SNR)表达式为

$$\gamma_n = \frac{P |\mathbf{g}_n^H \Phi \mathbf{h}|^2}{\sigma_n^2} \quad (10)$$

$$\gamma_{e,k} = \frac{P |\mathbf{g}_{e,k}^H \Phi \mathbf{h}|^2}{\sigma_{e,k}^2} \quad (11)$$

考虑到在卫星通信系统中, 窃听者之间很难进行合作窃听, 则第  $n$  个合法用户的可达速率与可达安全速率可表示为<sup>[5]</sup>

$$R_n = \log_2(1 + \gamma_n) \quad (12)$$

$$R_{s,n} = \left[\log_2(1 + \gamma_n) - \max_k \log_2(1 + \gamma_{e,k})\right]^+, \forall k \quad (13)$$

其中,  $[x]^+ = \max(x, 0)$ . 基于上述信道和信号模型, 接下来本文将提出基于用户非完美 CSI 的鲁棒安全波束成形算法, 以提升卫星系统的物理层安全性能.

$$\min_{P, \Phi} P$$

$$\text{s.t. C1: } \Pr\left\{\log_2(1 + \gamma_n) \geq R_{\text{th}}\right\} \geq 1 - \rho_{\text{out1}}, \forall n,$$

$$\text{C2: } \Pr\left\{\log_2(1 + \gamma_n) - \log_2(1 + \gamma_{e,k}) \geq R_{\text{th},s}\right\} \geq 1 - \rho_{\text{out2}}, \forall n, \forall k,$$

$$\text{C3: } |\phi_m| = 1, \forall m$$

其中,  $R_{\text{th}}$  和  $R_{\text{th},s}$  分别表示可达速率和可达安全速率的门限值,  $\rho_{\text{out1}}$  和  $\rho_{\text{out2}}$  分别表示对应的中断概率. 不失一般性, 考虑到采用波束成形可保证可达安全速率非负, 故在式(16)中已去掉  $[x]^+$  运算符.

考虑到上述问题中概率约束的非凸性, 首先

收系数. 此外, 为补偿卫星太赫兹信号在传输过程中面临的较高的路径损耗, 地面用户通常配置高增益天线来接收信号, 其接收天线增益  $G_r$  可表示为

$$G_r[\text{dB}] = \begin{cases} G_{\text{max}}, & 0^\circ < \bar{\theta}_m < 1^\circ \\ 32 - 25 \log \bar{\theta}_m, & 1^\circ < \bar{\theta}_m < 48^\circ \\ -10, & 48^\circ < \bar{\theta}_m < 180^\circ \end{cases} \quad (8)$$

其中,  $G_{\text{max}}$  表示抛物面天线轴向的最大增益,  $\bar{\theta}_m$  表示接收用户相对于 IRS 的离轴角. 此外, IRS 是一个由  $M_x \times M_y$  个反射单元组成的均匀平面阵列, 因此信道矩阵  $\hat{\mathbf{g}} \in \mathbb{C}^{M \times 1}$  可表示为

### 3 鲁棒安全波束成形算法

考虑到用户的移动性以及云雨雾、大气衰减等因素的影响, 本文假设系统仅已知 IRS-用户链路的非完美 CSI. 在这种情况下, 类似于文献[18], 将存在误差的合法用户和窃听者的 CSI 建模为

$$\mathbf{g}_n = \tilde{\mathbf{g}}_n \odot \mathbf{e}_n, \forall n \quad (14)$$

$$\mathbf{g}_{e,k} = \tilde{\mathbf{g}}_{e,k} \odot \mathbf{e}_{e,k}, \forall k \quad (15)$$

其中,  $\tilde{\mathbf{g}}_n \in \mathbb{C}^{M \times 1}$  和  $\tilde{\mathbf{g}}_{e,k} \in \mathbb{C}^{M \times 1}$  分别表示系统获得的第  $n$  个合法用户及第  $k$  个窃听者的信道估计矢量,  $\mathbf{e}_n = (e^{j\theta_{n,1}}, e^{j\theta_{n,2}}, \dots, e^{j\theta_{n,M}})^T$  和  $\mathbf{e}_{e,k} = (e^{j\theta_{e,k,1}}, e^{j\theta_{e,k,2}}, \dots, e^{j\theta_{e,k,M}})^T$  分别表示对应的相位误差矢量, 其中,  $\theta_n \sim N(0, \hat{\sigma}_1^2 \mathbf{I}_M)$  和  $\theta_k \sim N(0, \hat{\sigma}_2^2 \mathbf{I}_M)$  满足  $\|\theta_i\|_2 \leq R_i, i \in \{n, k\}$ , 即误差以一个半径为  $R_i$  的球体为界.

考虑到卫星的功率资源非常宝贵, 本文考虑以卫星发射功率最小化为优化目标, 并以合法用户的可达速率和可达安全速率对应的中断概率满足要求为约束条件, 通过联合优化卫星发射功率和 IRS 相移矩阵, 以实现卫星信号的安全传输. 基于上述考虑, 根据式(12)~(15), 可以在数学上建立一个如下的优化问题:

将 IRS 的相移矩阵  $\Phi$  重写为  $\mathbf{v} = [e^{j\theta_1}, e^{j\theta_2}, \dots, e^{j\theta_m}]^H$ , 同时引入等价变形  $\tilde{\mathbf{g}} \odot \mathbf{e} = \text{diag}(\tilde{\mathbf{g}}) \mathbf{e}$ , 然后将式(10)、式(11)、式(14)、式(15)依次代入优化问题中, 并进行简单的整理, 则上述优化问题可重新表述为

$$\begin{aligned}
 & \min_{P, \mathbf{v}} P \\
 & \text{s.t. C1: } \Pr \left\{ P \left| \mathbf{e}_n^H \text{diag}^H(\tilde{\mathbf{g}}_n) \text{diag}(\mathbf{h}) \mathbf{v} \right|^2 \geq \sigma_n^2 (2^{R_n} - 1) \right\} \geq 1 - \rho_{\text{out1}}, \forall n, \\
 & \text{C2: } \Pr \left\{ \sigma_{e,k}^2 P \left| \mathbf{e}_n^H \text{diag}^H(\tilde{\mathbf{g}}_n) \text{diag}(\mathbf{h}) \mathbf{v} \right|^2 - \sigma_n^2 2^{R_{\text{th},k}} P \left| \mathbf{e}_{e,k}^H \text{diag}^H(\tilde{\mathbf{g}}_{e,k}) \text{diag}(\mathbf{h}) \mathbf{v} \right|^2 \geq \sigma_n^2 \sigma_{e,k}^2 (2^{R_{\text{th},k}} - 1) \right\} \geq 1 - \rho_{\text{out2}}, \forall n, \forall k, \\
 & \text{C3: } |\mathbf{v}_m| = 1, \forall m
 \end{aligned} \tag{17}$$

令  $\mathbf{V} = \mathbf{v}\mathbf{v}^H$ , 同时  $\tilde{\mathbf{V}} = P\mathbf{V}$ . 针对约束 C1, 引入变量  $\mathbf{W}_n = \text{diag}^H(\tilde{\mathbf{g}}_n) \text{diag}(\mathbf{h}) \tilde{\mathbf{V}} \text{diag}^H(\mathbf{h}) \text{diag}(\tilde{\mathbf{g}}_n)$ , 则它可重新表示为

$$\Pr \left\{ \mathbf{e}_n^H \mathbf{W}_n \mathbf{e}_n \geq c_1 \right\} \geq 1 - \rho_{\text{out1}}, \forall n \tag{18}$$

其中,  $c_1 = \sigma_n^2 (2^{R_n} - 1)$ . 类似地, 针对约束 C2, 引入变量  $\boldsymbol{\eta}_{n,k} = \begin{bmatrix} \mathbf{e}_n \\ \mathbf{e}_{e,k} \end{bmatrix}$ ,  $\boldsymbol{\Omega}_{n,k} = \begin{bmatrix} \sigma_{e,k}^2 \mathbf{W}_n & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & -2^{R_{\text{th},k}} \sigma_n^2 \mathbf{W}_k \end{bmatrix}$  以及  $\mathbf{W}_k = \text{diag}^H(\tilde{\mathbf{g}}_{e,k}) \text{diag}(\mathbf{h}) \tilde{\mathbf{V}} \text{diag}^H(\mathbf{h}) \text{diag}(\tilde{\mathbf{g}}_{e,k})$ , 则 C2 可重新表示为

$$\Pr \left\{ \boldsymbol{\eta}_{n,k}^H \boldsymbol{\Omega}_{n,k} \boldsymbol{\eta}_{n,k} \geq c_2 \right\} \geq 1 - \rho_{\text{out2}}, \forall n, \forall k \tag{19}$$

其中,  $c_2 = \sigma_n^2 \sigma_{e,k}^2 (2^{R_{\text{th},k}} - 1)$ . 将式(18)、式(19)代入式(17), 则优化问题式(17)可等价于

$$\begin{aligned}
 & \min_{P, \tilde{\mathbf{V}}} P \\
 & \text{s.t. C1: } \Pr \left\{ \mathbf{e}_n^H \mathbf{W}_n \mathbf{e}_n \geq c_1 \right\} \geq 1 - \rho_{\text{out1}}, \forall n \\
 & \text{C2: } \Pr \left\{ \boldsymbol{\eta}_{n,k}^H \boldsymbol{\Omega}_{n,k} \boldsymbol{\eta}_{n,k} \geq c_2 \right\} \geq 1 - \rho_{\text{out2}}, \forall n, \forall k \tag{20} \\
 & \text{C4: } \tilde{\mathbf{V}}_{m,m} = P, \forall m \\
 & \text{C5: } \tilde{\mathbf{V}} \succeq \mathbf{0} \\
 & \text{C6: } \text{Rank}(\tilde{\mathbf{V}}) = 1
 \end{aligned}$$

C1, C2 以及 C6 均为非凸约束, 导致优化问题式(20)非凸难以直接求解. 为实现对优化问题(20)的等价转换, 我们给出如下引理.

**引理 1** 若存在  $\boldsymbol{\theta} \in \mathbb{R}^m, \mathbf{x} = [e^{j\theta_1}, e^{j\theta_2}, \dots, e^{j\theta_m}]^T$  和  $\mathbf{M}$  是一个  $M \times M$  阶的厄密特矩阵且其实部  $\mathbf{A} \in S^m$  满足对称性, 其虚部  $\mathbf{B} \in K^m$  满足反对称性. 那么,  $\mathbf{x}^H \mathbf{M} \mathbf{x}$  的二阶泰勒展开形式可表示为

$$\mathbf{x}^H \mathbf{M} \mathbf{x} \approx \sum_i \sum_j M_{i,j} + \boldsymbol{\theta}^T L(\mathbf{A}) \boldsymbol{\theta} + f(\mathbf{B})^T \boldsymbol{\theta} \tag{21}$$

$$\left[ \begin{array}{c} \hat{\sigma}_1^2 L(\mathbf{A}_{\mathbf{W}_n}) + \alpha_1 \mathbf{I}_M \\ \left( \frac{1}{2} \hat{\sigma}_1 f(\mathbf{B}_{\mathbf{W}_n}) \right)^H \end{array} \right] \left[ \begin{array}{c} \frac{1}{2} \hat{\sigma}_1 f(\mathbf{B}_{\mathbf{W}_n}) \\ \sum_{i,j} M_{\mathbf{W}_n,i,j} - c_1 - \alpha_1 \frac{C_{\chi_n^2}^{-1}(1 - \rho_{\text{out1}})}{2} \end{array} \right] \succeq \mathbf{0}, \forall n \tag{25}$$

其中,  $\alpha_1$  表示由 S-procedure 引理引入的松弛变量,  $x_1 = 2M$ .

$$\text{式(21)中, } (L(\mathbf{A}))_{ij} = \begin{cases} A_{ii} - \sum_j A_{ij}, & \text{for } i=j \\ A_{ij}, & \text{for } i \neq j \end{cases}, (f(\mathbf{A}))_i = 2 \sum_j A_{ij}.$$

**证明** 见参考文献[19]的附录证明.

**引理 2** 定义标准实高斯随机向量  $\boldsymbol{\delta} \sim N(\mathbf{0}, \mathbf{I}_M)$  与任一集合  $B \subset \mathbb{R}^{M \times 1}$ . 若满足  $\Pr \{ \boldsymbol{\delta} \in B \} \geq 1 - \rho$ , 则有下述关系成立:

$$\begin{aligned}
 & \boldsymbol{\delta}^T \mathbf{Q} \boldsymbol{\delta} + 2\boldsymbol{\delta}^T \mathbf{r} + s \geq 0, \forall \boldsymbol{\delta} \in B \\
 & \Rightarrow \Pr \{ \boldsymbol{\delta}^T \mathbf{Q} \boldsymbol{\delta} + 2\boldsymbol{\delta}^T \mathbf{r} + s \geq 0 \} \geq 1 - \rho
 \end{aligned} \tag{22}$$

其中,  $B = \{ \boldsymbol{\delta} \in \mathbb{R}^{M \times 1} \mid \|\boldsymbol{\delta}\|_2 \leq R \}$ ,  $R = \sqrt{C_{\chi_n^2}^{-1}(1 - \rho)}$  为球半径,  $C_{\chi_n^2}^{-1}(\cdot)$  为具有  $n$  个自由度的卡方分布的逆累积分布函数.

**引理 3** 对于  $m_n(\mathbf{x}) = \mathbf{x}^H \mathbf{Y}_n \mathbf{x} + 2 \text{Re} \{ \mathbf{x}^H \mathbf{y}_n \} + c_n$ ,  $n \in \{1, 2\}$ , 其中,  $\mathbf{Y}_n \in H^{M \times M}, \mathbf{y}_n \in \mathbb{C}^{M \times 1}$  且  $c_n \in \mathbb{R}$ , 若存在  $\hat{\mathbf{x}}$  满足  $m_n(\hat{\mathbf{x}}) < 0$  且  $\forall \mathbf{x} \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ , 则以下描述是等价的:

- ① 若存在  $\forall \mathbf{x} \in \mathbb{C}^{M \times 1}$  可以满足  $m_1(\mathbf{x}) \geq 0$  和  $m_2(\mathbf{x}) \leq 0$
- ② 将会存在一个  $\beta \geq 0$ , 满足

$$\begin{bmatrix} \mathbf{Y}_1 + \beta \mathbf{Y}_2 & \mathbf{b}_1 + \beta \mathbf{b}_2 \\ (\mathbf{b}_1 + \beta \mathbf{b}_2)^H & c_1 + \beta c_2 \end{bmatrix} \succeq \mathbf{0} \tag{23}$$

**证明** 见参考文献[20].

当  $\boldsymbol{\theta} \sim N(\mathbf{0}, \sigma^2 \mathbf{I}_M)$  且  $\sigma^2$  较小时, 由引理 1 与引理 2, C1 约束可近似表示为

$$\hat{\sigma}_1^2 \hat{\boldsymbol{\theta}}_n^T L(\mathbf{A}_{\mathbf{W}_n}) \hat{\boldsymbol{\theta}}_n + \hat{\sigma}_1 \hat{\boldsymbol{\theta}}_n^T f(\mathbf{B}_{\mathbf{W}_n}) + \sum_{i,j} M_{\mathbf{W}_n,i,j} - c_1 \geq 0 \tag{24}$$

其中,  $\hat{\boldsymbol{\theta}}_n \sim N(\mathbf{0}, \mathbf{I}_M)$ , 且满足  $\|\hat{\boldsymbol{\theta}}_n\|_2 \leq \hat{R}_n, \hat{R}_n = \sqrt{\frac{C_{\chi_n^2}^{-1}(1 - \rho_{\text{out1}})}{2}}$ .

更进一步地, 由引理 3 可以将式(24)转换为一个线性矩阵不等式的形式:

类似地, 可将优化问题(20)中约束 C2 也转换为

$$\begin{bmatrix} \Sigma L(\mathbf{A}_{\mathbf{Q}_{n,k}}) + \alpha_2 \mathbf{I}_{2M} & \frac{1}{2} \Sigma^{\frac{1}{2}} f(\mathbf{B}_{\mathbf{Q}_{n,k}}) \\ \left( \frac{1}{2} \Sigma^{\frac{1}{2}} f(\mathbf{B}_{\mathbf{Q}_{n,k}}) \right)^H & \sum_{i,j} M_{\mathbf{Q}_{n,k},i,j} - c_2 - \alpha_2 \frac{C_{\lambda_{i_2}}^{-1}(1-\rho_{\text{out}2})}{2} \end{bmatrix} \succeq \mathbf{0}, \forall n, \forall k \quad (26)$$

其中,  $\alpha_2$  表示由 S-procedure 引入的松弛变量,  $x_2 = 4M$ . 此外, 需要值得注意的一点是,  $\text{vec}[\boldsymbol{\theta}_n \boldsymbol{\theta}_k] \sim N(0, \Sigma)$ ,  $\Sigma =$

$$\begin{aligned} & \min_{P, \tilde{\mathbf{V}}, \alpha_1, \alpha_2} P \\ & \text{s.t. } \tilde{\text{C1}}: \begin{bmatrix} \hat{\sigma}_1^2 L(\mathbf{A}_{\mathbf{W}_n}) + \alpha_1 \mathbf{I}_M & \frac{1}{2} \hat{\sigma}_1 f(\mathbf{B}_{\mathbf{W}_n}) \\ \left( \frac{1}{2} \hat{\sigma}_1 f(\mathbf{B}_{\mathbf{W}_n}) \right)^H & \sum_{i,j} M_{\mathbf{W}_n,i,j} - c_1 - \alpha_1 \frac{C_{\lambda_{i_1}}^{-1}(1-\rho_{\text{out}1})}{2} \end{bmatrix} \succeq \mathbf{0}, \forall n \\ & \tilde{\text{C2}}: \begin{bmatrix} \Sigma L(\mathbf{A}_{\mathbf{Q}_{n,k}}) + \alpha_2 \mathbf{I}_{2M} & \frac{1}{2} \Sigma^{\frac{1}{2}} f(\mathbf{B}_{\mathbf{Q}_{n,k}}) \\ \left( \frac{1}{2} \Sigma^{\frac{1}{2}} f(\mathbf{B}_{\mathbf{Q}_{n,k}}) \right)^H & \sum_{i,j} M_{\mathbf{Q}_{n,k},i,j} - c_2 - \alpha_2 \frac{C_{\lambda_{i_2}}^{-1}(1-\rho_{\text{out}2})}{2} \end{bmatrix} \succeq \mathbf{0}, \forall n, \forall k \\ & \text{C4, C5, C6} \end{aligned} \quad (27)$$

对优化问题即式(27)而言, 只有约束 C6 非凸, 对此可使用半正定松弛 (SemiDefinite Relaxation, SDR) 法<sup>[20]</sup>, 使之成为一个凸优化问题, 然后借助标准软件工具包 (例如: CVX) 进行求解, 最终得到卫星发射功率  $P$  和 IRS 相移矩阵  $\mathbf{V} = \tilde{\mathbf{V}}/P$ . 但是, 需要注意的是, 经过松弛可能会导致求解出的结果无法保证秩为 1. 对此, 本文借助高斯随机化, 从上述问题求解出的结果中寻找出满足秩 1 约束的解. 具体地, 将由(27)求解得到的  $\tilde{\mathbf{V}}$  作如下分解:

$$\tilde{\mathbf{V}} = \mathbf{U}_{\tilde{\mathbf{V}}} \Sigma_{\tilde{\mathbf{V}}} \mathbf{U}_{\tilde{\mathbf{V}}}^H \quad (28)$$

其中,  $\mathbf{U}_{\tilde{\mathbf{V}}} \in \mathbb{C}^{M \times M}$  表示一个酉矩阵,  $\Sigma_{\tilde{\mathbf{V}}} \in \mathbb{C}^{M \times M}$  表示一个由  $\tilde{\mathbf{V}}$  的特征值降序排列组成的对角矩阵, 则满足秩 1 约束的解可表示为

$$\mathbf{v} = \frac{1}{P} \mathbf{U}_{\tilde{\mathbf{V}}} \Sigma_{\tilde{\mathbf{V}}}^{\frac{1}{2}} \mathbf{e}_l \quad (29)$$

其中,  $\mathbf{e}_l$  表示一个由有零均值和单位方差的复圆对称不相关高斯随机变量构成的向量. 对应的鲁棒安全 BF 算

$$\mathcal{O} \left( \left( \sqrt{5M+4} \cdot n_1 \cdot \left[ (2+M)(1+n_1) + M^2(M+n_1) + (M+1)^2(M+1+n_1) + (2M+1)^2(2M+1+n_1) + n_1^2 \right] \right) \right), \quad (30)$$

$$n_1 = \mathcal{O}(M^2+3)$$

#### 4 计算机仿真验证

本节通过计算机仿真来验证所提方案的有效性. 在卫星的覆盖范围内, 以卫星的星下点为坐标系原点, 假设地面合法用户的个数  $N=3$ , 位置分别为  $[-220 \text{ km}, 145 \text{ km}]$ ,  $[-75 \text{ km}, -230 \text{ km}]$ ,  $[170 \text{ km}, -55 \text{ km}]$ , 窃听者的个数  $K=3$ , 位置分别为  $[-250 \text{ km}, -190 \text{ km}]$ ,  $[-45 \text{ km},$

$\text{diag} \left\{ \underbrace{\hat{\sigma}_1^2, \dots, \hat{\sigma}_1^2}_M, \underbrace{\hat{\sigma}_2^2, \dots, \hat{\sigma}_2^2}_M \right\}$ . 至此, 经过上述的转换, 优化问题(20)可重新表述为

法如算法 1 所示.

##### 算法 1 IRS 辅助的太赫兹卫星通信鲁棒安全 BF 算法

- 
- 步骤 1: 获得合法用户和窃听器个数及位置  
 步骤 2: 根据系统的要求设定合法用户可达速率门限值  $R_{\text{th}}$ 、可达安全速率门限值  $R_{\text{th},s}$  以及对应的中断概率  $\rho_{\text{out}1}$  和  $\rho_{\text{out}2}$   
 步骤 3: 设定信道存在的误差大小  $\delta^2$   
 步骤 4: 初始化合法用户和窃听者的 CSI  
 步骤 5: 求解 SDP 问题即式(27)并获得卫星发射功率  $P$  和 IRS 相移矩阵  $\tilde{\mathbf{V}}$   
 步骤 6: 将  $\tilde{\mathbf{V}}$  带入式(28)中作奇异值分解  
 步骤 7: 根据式(29)获得满足秩 1 约束的 IRS 相移矩阵的解
- 

根据文献[21]的描述, 算法的计算复杂度主要取决于最终优化问题中优化变量的个数、线性矩阵不等式约束的个数及其阶数大小、二阶锥形式约束的个数及其阶数大小. 就本文最终的优化问题即式(27)而言, 其所包含的优化变量个数为  $M^2+3$  个, 线性矩阵不等式约束为 6 个, 二阶锥形式的约束个数为零, 故本文所提安全传输 BF 算法对应的计算复杂度为

$110 \text{ km}]$ ,  $[100 \text{ km}, -215 \text{ km}]$ . 类似于文献[5], 设地面每个合法用户的可达速率门限为  $R_{\text{th}} = 6 \text{ bit}/(\text{s} \cdot \text{Hz})$ , 对应的中断概率阈值为 0.1, 可达安全速率门限为  $R_{\text{th},s} = 4 \text{ bit}/(\text{s} \cdot \text{Hz})$ , 对应的安全中断概率阈值也为 0.1, 同时信道的估计误差值  $\hat{\sigma}_1^2 = \hat{\sigma}_2^2 = 0.01$ , 而仿真过程中用到的其他典型参数见表 1<sup>[7,22,23]</sup>. 此外, 本节还将所提鲁棒方

案跟3种方案进行对比,即:(1)随机相位方案,IRS相移矩阵中的元素随机生成;(2)中心极限定理(Central Limit Theorem, CLT)方案,借助CLT来处理信道误差<sup>[24]</sup>;(3)非鲁棒方案,该方案在进行优化设计时没有考虑信道误差.

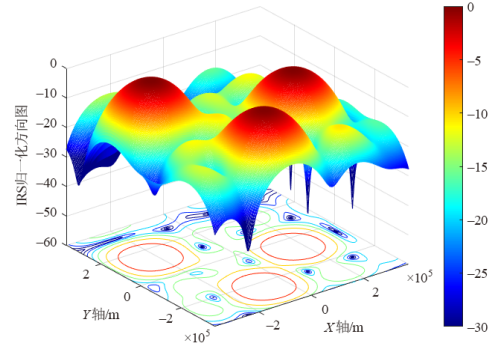
表 1 典型的仿真参数设置

参数	数值
卫星轨道	GEO
载波频率 $f$	$f=0.1$ THz
带宽 $B$	$B=32$ GHz
卫星天线增益 $b_{\max}$	$b_{\max}=57$ dB
地面接收增益 $G_{\max}$	$G_{\max}=60$ dB
噪声温度 $T$	$T=1\ 200$ K
IRS 规模	$8 \times 8$
天线阵元间距	$d_1=d_2=\lambda/2$

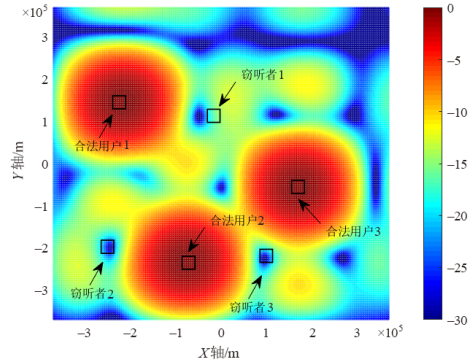
图2给出了本文所提方案下IRS产生的归一化3D方向图及其2D平面图.从图2可以看出,IRS产生的方向图主瓣指向地面合法用户,且在窃听者的方向上产生了较深的零陷,这意味着本文提出的BF算法能够在增强合法用户接收信号质量的同时,有效地抑制卫星信号被窃听者的窃取,从而验证了本文所提算法的有效性.

图3给出的是在本文所提鲁棒方案与非鲁棒方案下合法用户归一化安全速率的累积分布曲线图,分别考虑了当信道估计误差值为0.005和0.01时对不同方案的性能影响.为保证合法用户的安全性能,只有当安全速率满足一定的阈值需求时,才算实现真正意义上的安全通信,即 $R_{s,n} \geq R_{th,s}$ .但是从图3可看出,当信道存在误差时,非鲁棒方案始终约有50%的情况不满足要求,而本文所提鲁棒方案在任何误差情况下都能满足安全通信的要求,从而证明了本文所提鲁棒BF算法对信道信息误差具有较好的鲁棒性.

图4给出了不同方案下卫星发射功率与合法用户实际安全速率随安全速率门限值变化的曲线图.非鲁棒方案作为一种理想情况,所能实现的性能是最佳的,故在图中蓝色曲线中处于最下方的位置.随着合法用户的安全性能需求逐渐增加,所需的发射功率也会随之增加,但相较于其他两个方案,本文所提鲁棒方案所消耗的功率是最少的且和非鲁棒方案之间的差距最大值不超过0.5 dBm.另外,从红色曲线可看出,尽管本文所提鲁棒方案牺牲了一定的发射功率,但能达到的实际安全速率远高于非鲁棒方案,同时相较于其他鲁棒方案,本文所提鲁棒方案以最小的发射功率可以获得最高的实际速率,从而证明了本文所提鲁棒方案的优越性.



(a) 3D方向图



(b) 平面俯视图

图2 IRS归一化3D方向图和平面图

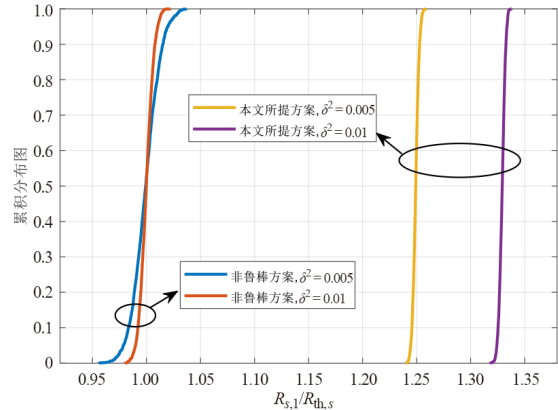


图3 归一化安全速率累计分布图

图5给出了卫星发射功率随安全速率门限值和信道误差值变化的曲线图.由图可知,发射功率不仅会随安全速率门限值的增加而增加,也会随信道误差值的增加而增加.这是因为当误差值增加时,波束的最大增益和零陷将很难完美对准合法用户和窃听器.但为满足系统中合法用户的安全性能需求,此时卫星就需要进一步提升自身的发射功率.

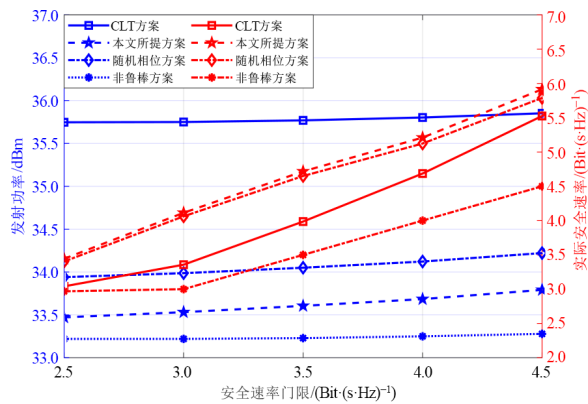


图4 不同方案下的性能曲线图

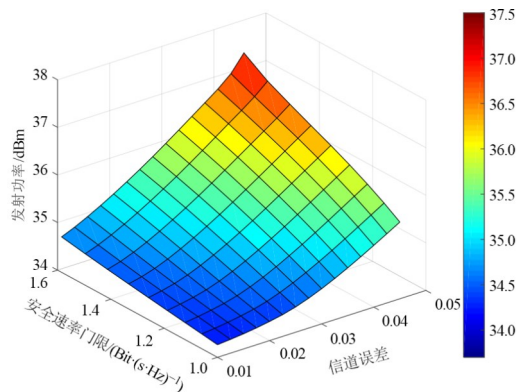


图5 发射功率与安全速率门限值和信道误差值的关系图

## 5 结论与展望

本文探索了IRS在太赫兹卫星通信系统中的应用价值,尤其体现在利用IRS来代替传统的天线阵列,不仅可以改善太赫兹卫星通信系统的能源消耗和硬件成本,同时还为提升卫星通信系统物理层安全性能提供一种全新思路.具体地,针对一个IRS辅助的太赫兹卫星通信物理层安全传输场景,结合IRS辅助的太赫兹星地链路传输特性,构建了具体的通信信道模型.接着,在仅能获得用户非完美CSI的条件下,构建了以卫星发射最小化为目标,以各合法用户的可达速率和可达安全速率满足约束为条件的优化问题,进一步提出了一种基于用户非完美CSI的鲁棒安全BF算法,以提升通信系统的安全性能.最后,计算机仿真验证了所提算法的有效性和优越性.本文工作可在未来低轨星座的组建、星间链路的安全通信、深空通信网络的建设等方面提供一定的参考.然而,针对某些特殊场景,尤其在IRS的管理、部署等方面仍具有一定的挑战性和开放性,值得在未来的工作中进一步分析和研究.

### 参考文献

[1] KODHELI O, LAGUNAS E, MATURO N, et al. Satellite communications in the new space era: A survey and future

challenges[J]. IEEE Communications Surveys & Tutorials, 2020, 23(1): 70-109.

- [2] AKYILDIZ I F, JORNET J M, HAN C. TeraNets: Ultra-broadband communication networks in the terahertz band [J]. IEEE Wireless Communications, 2014, 21(4): 130-135.
- [3] TEKBIYIK K, KURT G K, EKTİ A R, et al. Reconfigurable intelligent surfaces empowered THz communication in LEO satellite networks[J]. IEEE Access, 2022, 10: 121957-121969.
- [4] LIN M, HUANG Q Q, DE COLA T, et al. Integrated 5G-satellite networks: A perspective on physical layer reliability and security[J]. IEEE Wireless Communications, 2020, 27(6): 152-159.
- [5] 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)
- [6] DAI L L, WANG B C, WANG M, et al. Reconfigurable intelligent surface-based wireless communications: Antenna design, prototyping, and experimental results[J]. IEEE Access, 2020, 8: 45913-45923.
- [7] 卢汉成, 王亚正, 赵丹, 等. 智能反射表面辅助的无线通信系统的物理层安全综述[J]. 通信学报, 2022, 43(2): 171-184.
- LU H C, WANG Y Z, ZHAO D, et al. Survey of physical layer security of intelligent reflecting surface-assisted wireless communication systems[J]. Journal on Communications, 2022, 43(2): 171-184. (in Chinese)
- [8] CUI M, ZHANG G C, ZHANG R. Secure wireless communication via intelligent reflecting surface[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2019, 8(5): 1410-1414.
- [9] HONG S, PAN C H, REN H, et al. Robust transmission design for intelligent reflecting surface aided secure communications[C]//GLOBECOM 2020 - 2020 IEEE Global Communications Conference. Piscataway: IEEE, 2021: 1-6.
- [10] XU S, LIU J J, CAO Y R, et al. Intelligent reflecting surface enabled secure cooperative transmission for satellite-terrestrial integrated networks[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2021, 70(2): 2007-2011.
- [11] 肖圣杰, 林敏, 赵柏, 等. 智能反射面辅助的星地融合网络鲁棒安全波束成形算法[J]. 物理学报, 2022, 71(7): 078401.
- XIAO S J, LIN M, ZHAO B, et al. Robust secure beamforming algorithm for intelligent reflecting surface-assist-

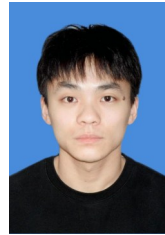
- ed satellite-terrestrial integrated networks[J]. Acta Physica Sinica, 2022, 71(7): 078401. (in Chinese)
- [12] ZHENG B X, LIN S E, ZHANG R. Intelligent reflecting surface-aided LEO satellite communication: Cooperative passive beamforming and distributed channel estimation [J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2022, 40(10): 3057-3070.
- [13] TEKBYIK K, KURT G K, YANIKOMEROGLU H. Energy-efficient RIS-assisted satellites for IoT networks[J]. IEEE Internet of Things Journal, 2022, 9(16): 14891-14899.
- [14] 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.
- [15] HAN C, CHEN Y. Propagation modeling for wireless communications in the terahertz band[J]. IEEE Communications Magazine, 2018, 56(6): 96-101.
- [16] International Telecommunication Union Radiocommunication Sector Std. Specific attenuation model for rain for use in prediction methods: P.838-3[S/OL]. [2022-11-01]. <https://www.itu.int/rec/R-REC-P.838-3-200503-I/en>.
- [17] International Telecommunication Union Radiocommunication Sector Std. Attenuation due to clouds and fog: P.840-6 [S/OL]. [2022-11-01]. <https://www.itu.int/rec/R-REC-P.840-6-201309-S/en>.
- [18] YIN L F, CLERCKX B. Rate-splitting multiple access for satellite-terrestrial integrated networks: Benefits of coordination and cooperation[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2023, 22(1): 317-332.
- [19] YUE M C, WU S X, SO A M C. A robust design for MISO physical-layer multicasting over line-of-sight channels[J]. IEEE Signal Processing Letters, 2016, 23(7): 939-943.
- [20] WANG J, LIANG Y C, HAN S Y, et al. Robust beamforming and phase shift design for IRS-enhanced multiuser MISO downlink communication[C]//IEEE International Conference on Communications (ICC). Piscataway: IEEE, 2020: 1-6.
- [21] WANG K Y, SO A M C, 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.
- [22] ZHEN R C, HAN C. Link budget analysis for massive-antenna-array-enabled terahertz satellite communications[J]. Journal of Shanghai Jiaotong University (Science), 2018, 23(1): 20-27.
- [23] DUAN W Q, SONG R L, CUI D N. Research on terahertz single point satellite ground communication system [C]//2022 IEEE 2nd International Conference on Information Communication and Software Engineering (ICICSE). Piscataway: IEEE, 2022: 1-5.
- [24] YOU L, LIU A, WANG W J, et al. Outage constrained robust multigroup multicast beamforming for multi-beam satellite communication systems[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2019, 8(2): 352-355.

### 作者简介



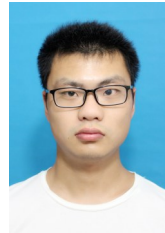
**林 敏** 男,1972年出生,浙江台州人.现为南京邮电大学教授,博士生导师.主要研究方向为无线通信系统、智能信号处理、天线新技术等.

E-mail: linmin@njupt.edu.cn



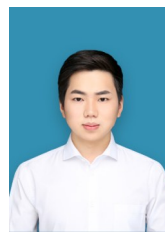
**李 菲** 男,1998年出生,山西长治人.南京邮电大学通信与信息工程学院在读硕士研究生.主要研究方向为无线通信系统、智能信号处理、智能反射面等.

E-mail: 1021010628@njupt.edu.cn



**王子宁** 男,1997年出生,江苏南京人.南京邮电大学通信与信息工程学院在读博士研究生.主要研究方向为卫星通信、智能信号处理、多目标优化等.

E-mail: 2021010201@njupt.edu.cn



**赵 柏** 男,1995年出生,江苏泗阳人.南京邮电大学通信与信息工程学院在读博士研究生.主要研究方向为卫星通信、智能信号处理、混合多址接入技术等.

E-mail: yzb926@163.com



**韩 略** 男,1992年出生,江苏淮安人.南京邮电大学通信与信息工程学院讲师.主要研究方向为空天地一体化研究、性能分析等.

E-mail: 20220085@njupt.edu.cn