

基于速率分割的可重构智能表面辅助星地 融合网络鲁棒安全传输方案

赵柏¹, 林敏¹, 肖圣杰¹, 程铭¹, 冯一帆², 杨绿溪³

(1. 南京邮电大学通信与信息工程学院, 江苏 南京 210003; 2. 南京邮电大学波特兰学院, 江苏 南京 210023;
3. 东南大学信息科学与工程学院, 江苏 南京 210096)

摘要: 首先, 考虑一个可重构智能表面 (RIS) 辅助的星地融合网络, 卫星采用速率分割多址技术服务多个地球站, 而地面基站则在 RIS 的协助下利用多播技术服务多个地面用户, 同时还存在多个窃听器企图获取卫星的隐私信号。其次, 在仅已知窃听器非完美信道状态信息的条件下, 以所有用户的通信质量要求及最大窃听概率为约束条件, 建立一个以最小化系统总发射功率为目标函数的联合优化问题。为了求解该非凸问题, 采用 S-procedure 和连续凸逼近方法将复杂的窃听概率约束转化为可行的凸约束; 利用基于核范数的惩罚函数方法提出一种鲁棒联合优化算法以迭代求解波束成形权矢量和发射功率。最后, 计算机仿真结果验证了所提传输方案的有效性和优越性。

关键词: 星地融合网络; 可重构智能表面; 速率分割多址; 鲁棒波束成形; 窃听概率约束

中图分类号: TN92

文献标志码: A

DOI: 10.11959/j.issn.1000-436x.2023221

Rate splitting based robust secure transmission scheme in RIS-assisted satellite-terrestrial integrated network

ZHAO Bai¹, LIN Min¹, XIAO Shengjie¹, CHENG Ming¹, FENG Yifan², YANG Lvxi³

1. College of Communications and Information Engineering, Nanjing University of Posts and Telecommunications, Nanjing 210003, China
2. Portland Institute, Nanjing University of Posts and Telecommunications, Nanjing 210023, China
3. School of Information Science and Engineering, Southeast University, Nanjing 210096, China

Abstract: Firstly, considering a reconfigurable intelligent surface (RIS) assisted satellite terrestrial integrated network, the satellite employed the rate splitting multiple access technique to serve multiple earth stations in the presence of multiple eavesdroppers (Eves), while the terrestrial network leveraged multicast technique to serve many ground users with the assist of RIS. Secondly, assuming that only the Eves' imperfect channel state information could be obtained, a joint optimization problem was formulated to minimize the total transmit power, while ensuring the quality-of-service requirement for all users, and adhering to intercept probabilistic constraints. To tackle this nonconvex problem, the S-procedure and the successive convex approximation approach were employed to convert the intercept probabilistic constraints into solved ones. And then a nuclear norm-based penalty function was employed to propose a robust joint algorithm to obtain the robust beamforming weight vectors and transmit power. Finally, the simulation results demonstrate the effectiveness and superiority of the proposed transmission scheme.

Keywords: satellite terrestrial integrated network, reconfigurable intelligent surface, rate splitting multiple access, robust beamforming, intercept probability constraint

收稿日期: 2023-06-30; 修回日期: 2023-10-27

通信作者: 林敏, linmin@njupt.edu.cn

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (No.61720106003, No.61971128, No.62301282); 南京邮电大学引进人才科研启动基金资助项目 (No.NY220111, No.NY221009); 江苏省研究生科研与实践创新计划基金资助项目 (No.KYCX23_1018)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (No.61720106003, No.61971128, No.62301282), Talent Research Start-up Foundation of Nanjing University of Posts and Communications (No.NY220111, No.NY221009), The Postgraduate Research and Practice Innovation Program of Jiangsu Province (No.KYCX23_1018)

0 引言

地面通信网络具有计算能力强、数据传输速率高、时延低等优势，能够为人口密集地区提供多样化的流媒体服务，有效提升社会和经济的数字化程度，已在 5G 中得到了广泛的应用。相较于地面网络，卫星网络具有独特的天然优势，例如信号传输不受地理条件限制、超视距超远距离传输、通信覆盖范围广以及组网灵活等，从而被认为是下一代移动通信系统中不可或缺的一部分^[1-2]。为了充分利用地面无线系统建设和维护成本低的优点以及卫星通信系统广域覆盖的优势，同时克服 2 个网络独立运行的缺点，国际电信联盟、第三代合作伙伴项目、Sat5G 等主要标准化组织或研究机构陆续展开了对星地融合网络 (STIN, satellite terrestrial integrated network) 的研究^[3-4]。

融合网络在使无线通信网络变得多层立体、动态灵活的同时，也带来了诸多的挑战。卫星通信的广域覆盖性和无线信道的广播特性，使窃听者 (Eve, eavesdropper) 可以很容易地窃取从卫星发送到地面终端的信号，从而导致系统存在巨大的窃听风险。针对此问题，传统的无线通信安全主要通过上层加密实现，利用诸如代码加密、替换加密以及一次性密码簿加密等加密手段^[5]，可以在一定程度上保障信息的安全性。然而，随着计算机处理能力的不断提高，尤其是量子计算机的发展，密钥被破解的风险也在不断增加。鉴于此，利用无线信道的唯一性和随机性，具有一次一密、兼容上层协议特点的物理层安全 (PLS, physical layer security) 技术被认为是保障卫星网络安全通信要求的有效途径之一^[6]。波束成形 (BF, beamforming) 技术作为实现 PLS 的主要手段之一，通过调整天线的方向图，能够在增加合法用户接收信号功率的同时显著降低窃听者的接收信号质量，从而在空域维度上提升系统的安全性能，因此近年来在 STIN 得到了广泛的研究^[7-9]。考虑到 BF 技术的传输性能很大程度上依赖于可获得的信道状态信息 (CSI, channel state information)，因此众多学者针对不同的 CSI 展开了相应的研究。例如，文献[7]在已知合法用户和窃听者的完美 CSI，即信道状态信息能够完全准确获取的条件下，提出了一种基于 STIN 总发射功率最小化准则的多播传输场景下的 BF 方案，以保

证 STIN 的安全传输。然而在实际应用中，由于窃听者自身的隐蔽性，STIN 往往只能获得其部分 CSI 或者非完美 CSI。基于此，文献[8]提出了一种基于非完美 CSI 的鲁棒 BF 算法，通过对系统间干扰的管理实现了 STIN 的安全谱效最大化。在此基础上，文献[9]进一步研究了多用户传输场景下的 STIN 物理层安全问题，并提出了一种基于分式规划的混合波束成形算法，从而提升网络的总体安全能效。

近年来，可重构智能表面 (RIS, reconfigurable intelligent surface) 技术在提高系统吞吐量、频谱效率以及能效性能等方面展现了强大的优势，受到了相关科研人员的广泛关注^[10-13]。具体地，RIS 由大量无源的低成本低功耗反射单元组成，可通过对每个反射单元相位的调控实现对无线信道环境的重构，达到增强期望用户的接收信号强度并屏蔽非期望用户信号的效果，被认为是实现无线通信网络 PLS 的重要手段之一。基于上述机理，文献[10]提出将 RIS 应用于 STIN 中以抑制窃听者的窃听行为，并提出一种基于交替优化的 BF 算法使基站 (BS, base station) 的发射功率最小化，但是其并未考虑对卫星网络的优化设计和性能保障。针对该问题，文献[11]在保证卫星用户和地面用户的服务质量的前提下，基于窃听者的输出信噪比 (SINR, signal-to-interference-plus-noise ratio) 最小化准则，通过对 BS 和 RIS 的 BF 权矢量的优化设计实现卫星网络的安全通信。但是上述文献都是针对窃听者完美 CSI 可获得理想情况进行传输方案设计，具有较大的局限性。因此，文献[12-13]在假设仅已知窃听者非完美 CSI 的情况下，分别以系统总发射功率最小化和加权和速率最大化为优化目标，提出了相应的鲁棒波束成形算法以实现 RIS 辅助下的 STIN 物理层安全通信。

另一方面，在保证卫星网络的物理层安全性能的同时，速率分割多址接入 (RSMA, rate splitting multiple access) 技术作为一种很有前景的无线网络非正交传输策略和干扰管理策略而被相关研究者应用到 STIN 中^[14-15]。具体而言，RSMA 技术将用户信号的公共部分组合并联合编码为单个公共信号流，而信号私有部分则单独编码为私密信号流，前者供所有用户解码使用，后者则由对应用户进行单独解码。由于每个用户在解码其

私密信号流之前需要先解码公共信号流，因此单层 RSMA 在每个接收端上只需要进行一层串行干扰删除且不需要进行用户分组和排序，从而相比传统非正交多址接入技术，可大大降低实现复杂度。在卫星网络存在单个用户多个窃听者，以及地面网络采用 RSMA 技术服务多个地面用户的场景下，文献[14-15]都提出了一种基于连续凸逼近 (SCA, successive convex approximate) 的鲁棒波束成形算法以最大化卫星网络的安全能效。但是上述文献仅考虑在地面网络中采用 RSMA 技术，并将 RSMA 的信号作为友好干扰用以对抗卫星网络的窃听者的窃听行为，其本质上与未使用 RSMA 技术的文献[8,11-13]的思路一致。但是相较于单一的卫星或者地面网络而言，STIN 在保证其安全通信需求的同时，需要兼顾更复杂的网络间及网络内的同频干扰问题。因此在卫星网络使用 RSMA 技术提高系统能效，抑制用户间干扰的同时，如何有效利用 RSMA 技术的固有分层传输的特性，融合网络的同频干扰以及基于多天线的 BF 技术，提出面向新背景、新要求、新架构的物理层安全通信技术，是一个亟待解决的关键性问题。

针对上述问题，在仅已知窃听者非完美 CSI 的条件下，面向 RIS 辅助的 STIN 网络下行传输场景，提出一种基于 RSMA 技术的鲁棒安全传输方案。首先，在卫星网络和地面网络共享频谱资源的条件下，卫星采用 RSMA 技术服务多个地球站，而基站在 RIS 的辅助下采用多播技术服务多个地面用户并干扰窃听者。其次，在保障所有用户服务质量 (QoS, quality of service) 要求、RSMA 公共信号流解码速率要求和窃听者较小窃听概率要求的前提下，建立系统总发射功率最小化优化问题。接着，由于该问题的非凸性，提出采用 S-procedure 和连续凸逼近等方法对非凸约束进行转化，并进一步提出半正定规划和惩罚函数相结合的鲁棒联合优化算法得到卫星和 RIS 的波束成形权矢量，以及卫星和基站的发射功率。最后，通过计算机仿真结果证明了本文所提方案的有效性，和相比于其他现有方案的优越性。不同于现有物理层安全传输方案^[7,10-12]，本文将 RSMA 的分层传输特性、融合网络的系统间干扰以及 BF 技术空域调零优势进行有机结合，提出一种更加灵活高效的 STIN 鲁棒传输方案，实现以更低的发射功率保证卫星网络的通信和安全性能。

1 系统模型

如图 1 所示，本文研究了 RIS 辅助的 STIN 下行 RSMA 传输场景。其中控制卫星的地面信关站与地面基站通过光缆直接与地面核心网相连，从而将星地融合网络的全局信息汇总至地面核心网，进一步对地面网络和卫星网络进行统一的管控与维护。考虑到当前无线通信网络中日益突出的频谱资源短缺问题，地面网络采用认知无线电技术与卫星网络共享频谱资源，从而提高星地融合网络的频谱资源利用率。与此同时，为了进一步提高卫星通信网络的频谱效率，在 K 个非协作窃听者仅尝试窃听卫星信号的情况下，多波束卫星采用 RSMA 技术为 M 个地球站 (ES, earth station) 提供通信服务。而在地面网络中，考虑到大型建筑物的遮挡会严重影响通信性能，因此地面基站通过一架搭载 RIS 的无人机为地面用户提供通信服务，同时将地面用户的通信信号作为绿色干扰以抑制窃听者窃听行为。此外，假设地球静止轨道卫星配备了由 N_s 个馈源组成的阵列馈电反射面天线，基站配备了由 N_b 个阵元组成的均匀线阵，RIS 配备了由 $N_r = N_{r1} \times N_{r2}$ 个反射单元组成的均匀平面结构，而地球站和窃听者均配备高增益抛物面天线以补偿星地长距离传输带来的高路径损耗。

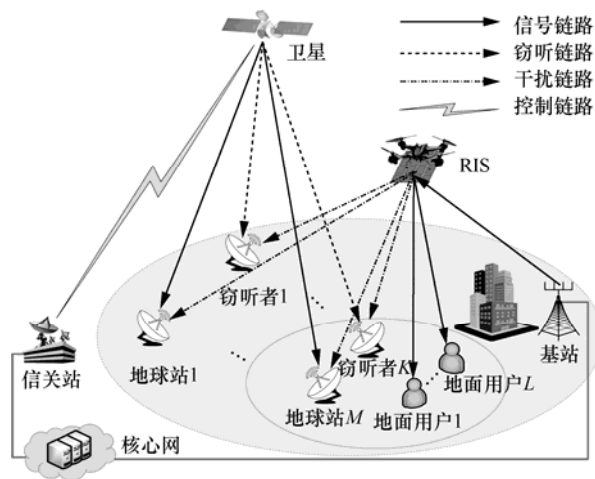


图 1 RIS 辅助的 STIN 下行 RSMA 传输场景

1.1 下行链路信道模型

考虑路径损耗、雨衰和波束增益的影响，卫星下行信道可建模为^[13]

$$h = \sqrt{G_{s,t} G_{s,r} L_s} \odot \mathbf{b}^{\frac{1}{2}} \odot \mathbf{r}^{\frac{1}{2}} \odot \tilde{\mathbf{h}} \quad (1)$$

其中, $G_{s,t}$ 为卫星发射天线增益; L_s 为卫星与用户间的自由空间损耗; $\tilde{\mathbf{h}} = [\tilde{h}_1, \dots, \tilde{h}_{N_s}]^T$ 为地球站接收不同波束的相位差, 其元素可表示为 $\tilde{h}_{n_s} = e^{-j\frac{2\pi d_{n_s}}{\lambda}}$, 其中 d_{n_s} 为地球站到第 n_s 个卫星馈源的距离; 运算符 \odot 表示 2 个矢量之间进行点乘; $\mathbf{r} \in \mathbb{C}^{N_s \times 1}$ 为雨衰系数矢量, 其元素的 dB 形式服从对数正态随机分布 $\ln(r_{n_s}^{\text{dB}}) \sim \mathcal{CN}(\mu_r, \sigma_r^2)$, $1 \leq n_s \leq N_s$, μ_r 和 σ_r 分别为均值和标准差; $G_{s,r}$ 为地球站的抛物面天线增益, 其接收增益大小与信道的到达角密切相关, 具体的计算公式参考 ITU 的建议^[16]; $\mathbf{b} \in \mathbb{C}^{N_s \times 1}$ 为卫星馈源指向性增益, 其每个元素的计算表达式可参考文献^[14]。

假设搭载 RIS 的无人机将悬停至合适的位置, 接着地面基站将地面用户信号发送至 RIS, 该信号经由 RIS 反射后传输至地面用户并被接收, 使用空对地的通信方式, 一般存在较强的视距传输路径。因此, 基站到 RIS 的信道可建模为

$$\mathbf{H} = \sqrt{G_b L_b} \mathbf{A}(\theta_{\text{BS}}, \varphi_{\text{BS}}) \mathbf{a}_b(\varphi_{\text{RIS}})^T \quad (2)$$

其中, G_b 为基站发射天线增益; L_b 为基站与 RIS 之间的自由空间损耗; $\mathbf{A}(\theta_{\text{BS}}, \varphi_{\text{BS}}) = \mathbf{a}_x(\theta_{\text{BS}}, \varphi_{\text{BS}}) \otimes \mathbf{a}_y(\theta_{\text{BS}}, \varphi_{\text{BS}})$ 为基站与 RIS 之间的信道矢量, 其中运算符 \otimes 表示克罗内克积; θ_{BS} 和 φ_{BS} 分别为 RIS 相对于基站信号的到达俯仰角和到达方位角; $\mathbf{a}_b(\varphi_{\text{RIS}})$ 为基站信道导向矢量, 可表示为

$$\mathbf{a}_b(\varphi_{\text{RIS}}) = \left[1, e^{j\frac{2\pi d_{\text{BS}} \cos \varphi_{\text{RIS}}}{\lambda}}, \dots, e^{j\frac{2\pi d_{\text{BS}} (N_b - 1) \cos \varphi_{\text{RIS}}}{\lambda}} \right]^H \quad (3)$$

其中, φ_{RIS} 为基站相对于 RIS 的信号出发角; d_{BS} 为基站天线阵列中相邻阵元的间距。

类似地, 考虑 RIS 和地面用户之间视距传输占主导地位, 故可以将 RIS 与地面用户之间的下行链路信道建模为

$$\mathbf{g} = \sqrt{G_r L_r} \mathbf{a}_x(\theta_r, \varphi_r) \otimes \mathbf{a}_y(\theta_r, \varphi_r) \quad (4)$$

其中, G_r 为地面用户的接收增益; L_r 为 RIS 与地面用户之间的自由空间损耗; θ_r 和 φ_r 分别为用户相对于 RIS 的信号出发俯仰角和出发方位角; 矢量 $\mathbf{a}_x(\theta_r, \varphi_r)$ 和 $\mathbf{a}_y(\theta_r, \varphi_r)$ 分别为 RIS 沿 x 轴和 y 轴方向的导向矢量^[13]。

1.2 信号模型

由于地面网络中的用户通常配备低增益的全向天线, 因此其接收到的卫星网络的干扰可以忽略不计。假设地面基站的多播信号为 $x(t)$, 满足 $E[x(t)^2] = 1$, 并将其映射到基站的归一化发射 BF 权矢量 $\mathbf{w} \in \mathbb{C}^{N_r \times 1}$ 上, 那么基站的发射信号为 $\mathbf{w}x(t)$ 。经过无线信道的传输后, 第 l 个地面用户的接收信号可表示为

$$y_{b,l}(t) = \sqrt{P} \mathbf{g}_{b,l}^H \Phi \mathbf{H} \mathbf{w} x(t) + n_{b,l}(t) \quad (5)$$

其中, P 表示基站发射功率; $\mathbf{g}_{b,l} \in \mathbb{C}^{N_r \times 1}$ 为 RIS 到第 l 个地面用户的信道矢量; $\Phi = \text{diag}(e^{j\theta_1}, \dots, e^{j\theta_{N_r}})$ 为 RIS 的相移矩阵; $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{N_r \times N_b}$ 为基站到 RIS 的信道矩阵; $n_{b,l}(t)$ 为第 l 个地面用户接收到的加性白高斯噪声, 其均值为零、方差为 $\sigma_{b,l}^2$ 。

卫星采用 RSMA 技术服务多个地球站, 把发送给各个地球站的信号分割为公共部分和私有部分, 将公共部分联合编码到一个公共信号流中, 而私有部分单独编码到私密信号流中, 进而提高资源分配灵活性。针对此问题, 本文结合 2 个网络频谱共享的特点, 利用地面网络来协作卫星网络实现安全通讯。具体来说, 将地面网络中用户的信号作为友好干扰发送至卫星网络, 从而在不影响 ES 接收信号质量的情况下, 加强对窃听者的抑制。综上所述, 第 m 个 ES 和第 k 个 Eve 的接收信号表达式可分别表示为

$$y_{s,m}(t) = \mathbf{h}_{s,m}^H \mathbf{w}_c s_c(t) + \mathbf{h}_{s,m}^H \sum_{m=1}^M \mathbf{w}_m s_m(t) + \sqrt{P} \mathbf{g}_{s,m}^H \Phi \mathbf{H} \mathbf{w} x(t) + n_{s,m}(t) \quad (6)$$

$$y_{e,k}(t) = \mathbf{h}_{e,k}^H \mathbf{w}_c s_c(t) + \mathbf{h}_{e,k}^H \sum_{m=1}^M \mathbf{w}_m s_m(t) + \sqrt{P} \mathbf{g}_{e,k}^H \Phi \mathbf{H} \mathbf{w} x(t) + n_{e,k}(t) \quad (7)$$

其中, $s_c(t)$ 和 $s_m(t)$ 分别表示地球站的公共信号和私密信号; $\mathbf{w}_c \in \mathbb{C}^{N_s \times 1}$ 和 $\mathbf{w}_m \in \mathbb{C}^{N_s \times 1}$ 分别表示卫星对公共信号和私密信号的 BF 权矢量; $\mathbf{h}_{s,m} \in \mathbb{C}^{N_s \times 1}$ 和 $\mathbf{h}_{e,k} \in \mathbb{C}^{N_s \times 1}$ 分别表示卫星到第 m 个 ES 和第 k 个 Eve 的信道矢量; $\mathbf{g}_{s,m} \in \mathbb{C}^{N_r \times 1}$ 和 $\mathbf{g}_{e,k} \in \mathbb{C}^{N_r \times 1}$ 分别表示 RIS 到第 m 个 ES 和第 k 个 Eve 的信道矢量; $n_{s,m}(t)$

和 $n_{e,k}(t)$ 表示加性白高斯噪声。

考虑到地面基站与用户之间的视距链路被遮挡,因此基站仅需要与 RIS 进行点到点的信号传输,鉴于此,为实现波束成形复杂度与性能之间的折中,基站采用最大比发射 (MRT, maximal ratio transmission) 方案获得基站归一化 BF 权矢量,则第 l 个地面用户的输出信噪比 (SNR, signal-to-noise ratio) 可以表示为

$$\gamma_{b,l} = \frac{P \left| \mathbf{g}_{b,l}^H \Phi \mathbf{H} \mathbf{w}_{\text{MRT}} \right|^2}{\sigma_{b,l}^2} \quad (8)$$

由于卫星信号传输采用了 RSMA 技术,地球站 m 首先需要解码公共信号流,然后在解码私密信号流时,采用串行干扰消除 (SIC, successive interference cancellation) 技术将公共部分信号从接收信号中消除,从而提升私密信号部分的信号接收质量。因此,公共信号和私密信号的输出 SINR 可分别表示为

$$\gamma_{s,m}^c = \frac{\left| \mathbf{h}_{s,m}^H \mathbf{w}_c \right|^2}{\sum_{i=1}^M \left| \mathbf{h}_{s,m}^H \mathbf{w}_i \right|^2 + P \left| \mathbf{g}_{s,m}^H \Phi \mathbf{H} \mathbf{w}_{\text{MRT}} \right|^2 + \sigma_{s,m}^2} \quad (9)$$

$$\gamma_{s,m}^p = \frac{\left| \mathbf{h}_{s,m}^H \mathbf{w}_m \right|^2}{\sum_{i=1, i \neq m}^M \left| \mathbf{h}_{s,m}^H \mathbf{w}_i \right|^2 + P \left| \mathbf{g}_{s,m}^H \Phi \mathbf{H} \mathbf{w}_{\text{MRT}} \right|^2 + \sigma_{s,m}^2} \quad (10)$$

根据香农公式,第 l 个地面用户、第 m 个地球站解码公共信号流和第 m 个地球站解码私密信号流的可达速率可分别表示为 $R_{b,l} = \text{lb}(1 + \gamma_{b,l})$, $R_{s,m}^c = \text{lb}(1 + \gamma_{s,m}^c)$ 和 $R_{s,m}^p = \text{lb}(1 + \gamma_{s,m}^p)$ 。为保证所有地球站都可以成功解码公共信号流部分,其可达速率应当满足 $R_s^c = \sum_{m=1}^M C_m \leq \min_{m \in M} R_{s,m}^c$, 其中 C_m 表示地球站 m 的公共部分速率。

针对窃听者而言,假设其无法预先了解卫星网络所采用的多址技术方案,并尝试采用暴力解码方案来接收卫星发送给地球站的公共信号流及私密信号流,则对应的 SINR 表达式分别为

$$\gamma_{e,k}^c = \frac{\left| \mathbf{h}_{e,k}^H \mathbf{w}_c \right|^2}{\sum_{i=1}^M \left| \mathbf{h}_{e,k}^H \mathbf{w}_i \right|^2 + P \left| \mathbf{g}_{e,k}^H \Phi \mathbf{H} \mathbf{w}_{\text{MRT}} \right|^2 + \sigma_{e,k}^2} \quad (11)$$

$$\gamma_{e,k,m}^p = \frac{\left| \mathbf{h}_{e,k}^H \mathbf{w}_m \right|^2}{\left| \mathbf{h}_{e,k}^H \mathbf{w}_c \right|^2 + \sum_{i=1, i \neq m}^M \left| \mathbf{h}_{e,k}^H \mathbf{w}_i \right|^2 + P \left| \mathbf{g}_{e,k}^H \Phi \mathbf{H} \mathbf{w}_{\text{MRT}} \right|^2 + \sigma_{e,k}^2} \quad (12)$$

由式(12)可知,公共信号流在窃听者解码私密信号流时,可作为干扰信号降低私密信号流的输出 SINR。因此,可通过对公共信号流的 BF 权矢量的精细设计,使窃听者在解码公共信号流阶段无法成功解码,从而充分利用公共信号流隐含的信号传输和窃听干扰的双重特性,提高私密信号流的传输安全性。考虑到在实际传输场景中,窃听者的 CSI 往往是难以准确获得的,假设窃听者 k 相关信道矢量 $\mathbf{h}_{e,k}$ 和 $\mathbf{g}_{e,k}$ 由估计信道和估计误差两部分组成,那么窃听者相关信道矢量可重新表示为 $\mathbf{h}_{e,k} = \tilde{\mathbf{h}}_{e,k} + \Delta \mathbf{h}_{e,k}$ 和 $\mathbf{g}_{e,k} = \tilde{\mathbf{g}}_{e,k} + \Delta \mathbf{g}_{e,k}$, 其中 $\tilde{\mathbf{h}}_{e,k}$ 、 $\tilde{\mathbf{g}}_{e,k}$ 和 $\Delta \mathbf{h}_{e,k}$ 、 $\Delta \mathbf{g}_{e,k}$ 分别表示估计信道部分和估计误差部分,且 $\Delta \mathbf{h}_{e,k} \sim \mathcal{CN}(0, \mathbf{E}_{h,k})$, $\Delta \mathbf{g}_{e,k} \sim \mathcal{CN}(0, \mathbf{E}_{g,k})$ 。接下来,本文将在窃听者 CSI 存在误差的条件下,提出一种连续凸逼近与基于核函数的惩罚函数方法相结合的鲁棒联合优化方案,以提升 STIN 的安全性。

2 鲁棒安全传输方案设计

为实现绿色通信的发展目标,本文求解以 STIN 总发射功率最小化为目标函数的优化问题,以保证 STIN 中信息安全传输。基于式(8)~式(12),该优化问题在数学形式上可表示为

$$\begin{aligned} \text{P1: } \min_{\mathbf{w}_c, \mathbf{w}_m, \Phi, P, C_m} & \sum_{m=1}^M \left\| \mathbf{w}_m \right\|_2^2 + \left\| \mathbf{w}_c \right\|_2^2 + P \\ \text{s.t. C1: } & R_{b,l} \geq R_{b,\text{th}}, \forall l \\ \text{C2: } & \sum_{m=1}^M C_m \leq \min_m R_{s,m}^c \\ \text{C3: } & C_m + R_{s,m}^p \geq R_{s,\text{th}}, \forall m \\ \text{C4: } & \Pr \left\{ R_{e,k}^c \leq R_{e,\text{th}}^c \right\} \geq 1 - \rho_1, \forall k \\ \text{C5: } & \Pr \left\{ R_{e,k,m}^p \leq R_{e,\text{th}}^p \right\} \geq 1 - \rho_2, \forall k, \forall m \\ \text{C6: } & \left| [\Phi]_{n_r, n_r} \right| = 1, \forall n_r \end{aligned} \quad (13)$$

其中,约束条件 C1 和 C3 分别表示地面用户 l 和地球站 m 的可达速率需要满足服务质量要求,约束条件 C2 表示地球站的公共信号速率不能超过卫星至任意地球站的信道传输能力,约束条件 C4 和 C5

分别表示窃听者对公共信号流和私密信号流的窃听速率应以较大的概率低于预定阈值, 约束条件 C6 表示 RIS 每个反射单元的幅值恒为 1。与此同时, $R_{b,\text{th}}$ 和 $R_{s,\text{th}}$ 分别表示地面用户和地球站的可达速率下限阈值, $R_{e,\text{th}}^c$ 和 $R_{e,\text{th}}^p$ 分别表示窃听者解码公共部分和私密部分时的可达速率上限阈值, ρ_1 和 ρ_2 分别表示对应的概率阈值。

考虑到非凸的概率约束及各类优化变量的耦合, 导致原优化问题难以直接求解。对此, 首先针对概率约束 C4 和 C5 进行处理, 将式(11)代入约束

$$\Pr \left\{ \left(\tilde{\mathbf{g}}_{e,k}^H + \Delta \mathbf{g}_{e,k}^H \right) \left[\gamma_{e,\text{th}}^c \text{diag}(\mathbf{H}\mathbf{w}_{\text{MRT}}) \mathbf{V} \text{diag}^H(\mathbf{H}\mathbf{w}_{\text{MRT}}) \right] \left(\tilde{\mathbf{g}}_{e,k} + \Delta \mathbf{g}_{e,k} \right) + \left(\tilde{\mathbf{h}}_{e,k}^H + \Delta \mathbf{h}_{e,k}^H \right) \cdot \right. \\ \left. \left[\left(\gamma_{e,\text{th}}^c \sum_{i=1}^M \mathbf{W}_i \right) - \mathbf{W}_c \right] \left(\tilde{\mathbf{h}}_{e,k} + \Delta \mathbf{h}_{e,k} \right) + \gamma_{e,\text{th}}^c \sigma_k^2 \geq 0 \right\} \geq 1 - \rho_1, \forall k \quad (15)$$

为了便于表示, 令 $G_1(\mathbf{W}) = \left(\gamma_{e,\text{th}}^c \sum_{i=1}^M \mathbf{W}_i \right) - \mathbf{W}_c$,

$G_2(\mathbf{V}) = \gamma_{e,\text{th}}^c \text{diag}(\mathbf{H}\mathbf{w}_{\text{MRT}}) \mathbf{V} \text{diag}^H(\mathbf{H}\mathbf{w}_{\text{MRT}})$, 并将信道误差矢量 $\Delta \mathbf{h}_{e,k}$ 和 $\Delta \mathbf{g}_{e,k}$ 重新表示为 $\Delta \mathbf{h}_{e,k} = \mathbf{E}_{h,k}^{\frac{1}{2}} \boldsymbol{\varepsilon}_h$, $\Delta \mathbf{g}_{e,k} = \mathbf{E}_{g,k}^{\frac{1}{2}} \boldsymbol{\varepsilon}_g$, 其中 $\boldsymbol{\varepsilon}_h \sim \mathcal{CN}(0, \mathbf{I}_{N_s})$, $\boldsymbol{\varepsilon}_g \sim \mathcal{CN}(0, \mathbf{I}_{N_r})$, \mathbf{I}_N 表示维度为 $N \times N$ 的单位矩阵, 则式(15)可重新表示为

$$\Pr \left\{ \boldsymbol{\varepsilon}_g^H \mathbf{E}_{g,k}^{\frac{1}{2}} G_2(\mathbf{V}) \mathbf{E}_{g,k}^{\frac{1}{2}} \boldsymbol{\varepsilon}_g + \boldsymbol{\varepsilon}_h^H \mathbf{E}_{h,k}^{\frac{1}{2}} G_1(\mathbf{W}) \mathbf{E}_{h,k}^{\frac{1}{2}} \boldsymbol{\varepsilon}_h + \right. \\ \left. 2 \text{Re} \left[\boldsymbol{\varepsilon}_g^H \mathbf{E}_{g,k}^{\frac{1}{2}} G_2(\mathbf{V}) \tilde{\mathbf{g}}_{e,k} \right] + 2 \text{Re} \left[\boldsymbol{\varepsilon}_h^H \mathbf{E}_{h,k}^{\frac{1}{2}} G_1(\mathbf{W}) \tilde{\mathbf{h}}_{e,k}^H \right] + \right. \\ \left. \tilde{\mathbf{h}}_{e,k}^H G_1(\mathbf{W}) \tilde{\mathbf{h}}_{e,k} + \tilde{\mathbf{g}}_{e,k}^H G_2(\mathbf{V}) \tilde{\mathbf{g}}_{e,k} + \gamma_{e,\text{th}}^c \sigma_k^2 \geq 0 \right\} \geq 1 - \rho_1 \quad (16)$$

更进一步, 引入变量 $\mathbf{A}_k^c = \left[\mathbf{E}_{h,k}^{\frac{1}{2}} G_1(\mathbf{W}) \mathbf{E}_{h,k}^{\frac{1}{2}}, \mathbf{0}, \mathbf{0}, \right.$

$$\left. \mathbf{E}_{g,k}^{\frac{1}{2}} G_2(\mathbf{V}) \mathbf{E}_{g,k}^{\frac{1}{2}} \right], \mathbf{b}_k^c = \left[\mathbf{E}_{h,k}^{\frac{1}{2}} G_1(\mathbf{W}) \tilde{\mathbf{h}}_{e,k}; \mathbf{E}_{g,k}^{\frac{1}{2}} G_2(\mathbf{V}) \cdot \right. \\ \left. \tilde{\mathbf{g}}_{e,k} \right], \boldsymbol{\varepsilon} = \left[\boldsymbol{\varepsilon}_h^T \boldsymbol{\varepsilon}_g^T \right]^T, c_k^c = \tilde{\mathbf{h}}_{e,k}^H G_1(\mathbf{W}) \tilde{\mathbf{h}}_{e,k} + \tilde{\mathbf{g}}_{e,k}^H \cdot$$

C4 可得

$$\Pr \left\{ \left| \mathbf{h}_{e,k}^H \mathbf{w}_c \right|^2 \leq \gamma_{e,\text{th}}^c \left(\sum_{i=1}^M \left| \mathbf{h}_{e,k}^H \mathbf{w}_i \right|^2 + P \left| \mathbf{g}_{e,k}^H \boldsymbol{\Phi} \mathbf{H} \mathbf{w}_{\text{MRT}} \right|^2 + \right. \right. \\ \left. \left. \sigma_{e,k}^2 \right) \right\} \geq 1 - \rho_1, \forall k \quad (14)$$

其中, $\gamma_{e,\text{th}}^c = 2^{R_{e,\text{th}}^c} - 1$ 。接着代入 $\mathbf{h}_{e,k} = \tilde{\mathbf{h}}_{e,k} + \Delta \mathbf{h}_{e,k}$ 和 $\mathbf{g}_{e,k} = \tilde{\mathbf{g}}_{e,k} + \Delta \mathbf{g}_{e,k}$, 并引入变量 $\mathbf{v} = \sqrt{P} \text{vec}(\boldsymbol{\Phi})$, $\mathbf{V} = \mathbf{v} \mathbf{v}^H$, $\mathbf{W}_m = \mathbf{w}_m \mathbf{w}_m^H$, $\mathbf{W}_c = \mathbf{w}_c \mathbf{w}_c^H$, 则可将式(14)等价变形为

$G_2(\mathbf{V}) \tilde{\mathbf{g}}_{e,k} + \gamma_{e,\text{th}}^c \sigma_k^2$, 其中 $\mathbf{0}$ 表示维度为 $N_s \times N_s$ 的零矩阵。则优化问题式(13)中 C4 约束可重新表示为

$$\Pr \left\{ \boldsymbol{\varepsilon}^H \mathbf{A}_k^c \boldsymbol{\varepsilon} + 2 \text{Re}(\boldsymbol{\varepsilon}^H \mathbf{b}_k^c) + c_k^c \geq 0 \right\} \geq 1 - \rho_1, \forall k \quad (17)$$

根据文献[17]中引理 1 (S-procedure) 的描述, 可将约束条件式(17)转换为一个线性矩阵不等式的形式

$$\begin{bmatrix} \mathbf{A}_k^c + \beta_k \mathbf{I} & \mathbf{b}_k^c \\ (\mathbf{b}_k^c)^H & c_k^c - \beta_k \frac{\mathcal{I}_m(1 - \rho_1)}{2} \end{bmatrix} \succeq \mathbf{0}, \forall k \\ \beta_k \geq 0, \forall k \quad (18)$$

其中, β_k 表示由 S-procedure 引入的松弛变量, $\mathcal{I}_\tau(\cdot)$ 为具有 $\tau = 4N_s$ 个自由度的卡方分布的逆累积分布函数。

类似地, 可将优化问题式(13)中的约束 C5 也转换为

$$\begin{bmatrix} \mathbf{A}_{k,m}^p + \alpha_{k,m} \mathbf{I} & \mathbf{b}_{k,m}^p \\ (\mathbf{b}_{k,m}^p)^H & c_{k,m}^p - \alpha_{k,m} \frac{\mathcal{I}_m(1 - \rho_2)}{2} \end{bmatrix} \succeq \mathbf{0}, \forall k, \forall m \\ \alpha_{k,m} \geq 0, \forall k, \forall m \quad (19)$$

其中, $\alpha_{k,m}$ 表示由 S-procedure 引入的松弛变量, 其他符号有如下定义

$$\mathbf{Q}(\mathbf{V}) = \gamma_{e,\text{th}}^p \text{diag}(\mathbf{H}\mathbf{w}_{\text{MRT}}) \mathbf{V} \text{diag}^H(\mathbf{H}\mathbf{w}_{\text{MRT}})$$

$$\mathbf{Q}_m(\mathbf{W}) = \left[\gamma_{e,\text{th}}^p \left(\sum_{i=1, i \neq m}^M \mathbf{W}_i + \mathbf{W}_c \right) \right] - \mathbf{W}_m$$

$$c_{k,m}^p = \tilde{\mathbf{h}}_{e,k}^H \mathbf{Q}_m(\mathbf{W}) \tilde{\mathbf{h}}_{e,k} + \tilde{\mathbf{g}}_{e,k}^H \mathbf{Q}(\mathbf{V}) \tilde{\mathbf{g}}_{e,k} + \gamma_{e,\text{th}}^p \sigma_k^2$$

$$A_{k,m}^p = \begin{bmatrix} \frac{1}{2} E_{h,k}^2 Q_m(W) E_{h,k}^{\frac{1}{2}} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \frac{1}{2} E_{g,k}^2 Q(V) E_{g,k}^{\frac{1}{2}} \end{bmatrix}$$

$$b_{k,m}^p = \begin{bmatrix} \frac{1}{2} E_{h,k}^2 Q_m(W) \tilde{h}_{e,k}^H \\ \frac{1}{2} E_{g,k}^2 Q(V) \tilde{g}_{e,k} \end{bmatrix} \quad (20)$$

接下来将针对约束 C1 进行凹凸变换。基于式(4)，可将 C1 重新表示为

$$\text{Tr}(\hat{\mathbf{G}}_{b,l} \mathbf{V}) \geq (2^{\gamma_{b,th}} - 1) \sigma_{b,l}^2, \forall l \quad (21)$$

其中， $\hat{\mathbf{g}}_{b,l}^H = \mathbf{g}_{b,l}^H \text{diag}(\mathbf{H}\mathbf{w}_{\text{MRT}})$ ， $\hat{\mathbf{G}}_{b,l} = \hat{\mathbf{g}}_{b,l} \hat{\mathbf{g}}_{b,l}^H$ 。针对约束 C2 和 C3，代入式(9)、式(10)，并引入松弛变量 z 、 t_m ，可将其分别转换为

$$\sum_{m=1}^M C_m \leq \text{lb}(1+z) \quad (22a)$$

$$|\mathbf{h}_{s,m}^H \mathbf{w}_c|^2 \geq z \left(\sum_{i=1}^M |\mathbf{h}_{s,m}^H \mathbf{w}_i|^2 + P |\mathbf{g}_{s,m}^H \Phi \mathbf{H}\mathbf{w}_{\text{MRT}}|^2 + \sigma_m^2 \right), \forall m \quad (22b)$$

$$C_m + \text{lb}(1+t_m) \geq R_{s,th}, \forall m \quad (23a)$$

$$|\mathbf{h}_{s,m}^H \mathbf{w}_m|^2 \geq t_m \left(\sum_{i=1, i \neq m}^M |\mathbf{h}_{s,m}^H \mathbf{w}_i|^2 + P |\mathbf{g}_{s,m}^H \Phi \mathbf{H}\mathbf{w}_{\text{MRT}}|^2 + \sigma_m^2 \right), \forall m \quad (23b)$$

引入变量 $\bar{\mathbf{G}}_{b,l} = \mathbf{g}_{b,l} \text{diag}^H(\mathbf{H}\mathbf{w}_{\text{MRT}}) \mathbf{g}_{b,l}^H \text{diag}(\mathbf{H}\mathbf{w}_{\text{MRT}})$ 和 $\mathbf{H}_{s,m} = \mathbf{h}_{s,m} \mathbf{h}_{s,m}^H$ ，并进行简单整理，式(22b)和式(23b)可分别重新表示为

$$\text{Tr}(\mathbf{H}_{s,m}^H \mathbf{W}_c) \geq z \left(\sum_{i=1}^M \text{Tr}(\mathbf{H}_{s,m}^H \mathbf{W}_i) + \text{Tr}(\bar{\mathbf{G}}_{s,m}^H \mathbf{V}) + \sigma_m^2 \right) = z F_1(\mathbf{W}_m, \mathbf{V}) \quad (24)$$

$$\text{Tr}(\mathbf{H}_{s,m}^H \mathbf{W}_m) \geq t_m \left(\sum_{i=1, i \neq m}^M \text{Tr}(\mathbf{H}_{s,m}^H \mathbf{W}_i) + \text{Tr}(\bar{\mathbf{G}}_{s,m}^H \mathbf{V}) + \sigma_m^2 \right) = t_m F_2(\mathbf{W}_m, \mathbf{V}) \quad (25)$$

对于式(24)和式(25)而言，优化变量间的相互耦合导致问题难以直接求解。针对此问题，一种可行的处理方法是基于耦合变量将原问题拆解为多个子问题，然后再交替迭代求解多个子问题，直至达到收敛状态。然而该方法往往只能获得原优化问题的局部最优解。因此，为尽可能提高系统性能，本文利用 SCA

方法对式(24)和式(25)进行再次转换，将其从非凸约束转换为线性约束，具体转换结果如下

$$\text{Tr}(\mathbf{H}_{s,m}^H \mathbf{W}_c) \geq z^{(j)} F_1(\mathbf{W}_m, \mathbf{V}) + (z - z^{(j)}) F_1^{(j)}(\mathbf{W}_m, \mathbf{V}) \quad (26)$$

$$\text{Tr}(\mathbf{H}_{s,m}^H \mathbf{W}_m) \geq t_m^{(j)} F_2(\mathbf{W}_m, \mathbf{V}) + (t_m - t_m^{(j)}) F_2^{(j)}(\mathbf{W}_m, \mathbf{V}) \quad (27)$$

其中， $x^{(j)}$ 表示当前变量 x 在第 j 次迭代中的可行解。此外，约束 C6 可转换为

$$\text{Tr}(\mathbf{B}_i \mathbf{V}) = P \quad (28)$$

其中， $\mathbf{B}_i \in \mathbb{R}^{N_r \times N_r}$ 为对角线位置 (i, i) 为 1，其余元素全为 0 的实对角阵。至此，原优化问题 P1 可重新等价表示为 P2

$$\text{P2: } \min_{\mathbf{W}_c, \mathbf{W}_m, \mathbf{V}, P, C_m, t_m, z, \alpha_{k,m}, \beta_k} \sum_{m=1}^M \text{Tr}(\mathbf{W}_m) + \text{Tr}(\mathbf{W}_c) + P$$

s.t. 式(18), 式(19), 式(21), 式(22a), 式(23a), 式(26)~式(28)
 C7: $\text{rank}(\mathbf{V}) = 1$
 C8: $\text{rank}(\mathbf{W}_c) = 1$
 C9: $\text{rank}(\mathbf{W}_m) = 1, \forall m$ (29)

对于优化问题 P2 而言，只有约束条件 C7~C9 仍为非凸约束。针对非凸的秩 1 约束而言，常见的处理手段为半正定松弛方法，其通过求解忽略秩 1 约束条件的优化问题获得松弛解，然后再使用高斯随机化的方式生成大量满足约束条件的随机样本集合，并从中选择使系统性能最优的解作为最终的最优解。然而，随机样本集合中往往存在不包含最优解的情况，从而导致原问题的最优性难以保证。鉴于此，本文考虑采用基于核范数的惩罚函数方法来处理秩 1 约束 C7~C9。

首先，秩 1 约束 C7~C9 可等价于

$$\begin{aligned} \|\mathbf{V}\|_* - \|\mathbf{V}\|_2 &= 0, \\ \|\mathbf{W}_c\|_* - \|\mathbf{W}_c\|_2 &= 0, \\ \|\mathbf{W}_m\|_* - \|\mathbf{W}_m\|_2 &= 0, \forall m \end{aligned} \quad (30)$$

其中， $\|\mathbf{X}\|_*$ 和 $\|\mathbf{X}\|_2$ 分别表示矩阵 \mathbf{X} 的核范数和谱范数。式(30)之所以成立，是因为对于任意半正定矩阵 \mathbf{X} 而言，不等式 $\|\mathbf{X}\|_* - \|\mathbf{X}\|_2 \geq 0$ 恒成立，故若 $\|\mathbf{X}\|_* - \|\mathbf{X}\|_2 = 0$ ，则矩阵 \mathbf{X} 的秩必为 1。接下来，在基于惩罚函数的思想下，将约束式(30)作为惩罚项并引入优化问题 P2 的目标函数中，从而可以将优化问题 P2 转变为优化问题 P3

$$\begin{aligned}
\text{P3: } & \min_{\substack{W_c, W_m, V, P, C_m, \\ t_m, z, \alpha_{k,m}, \beta_k}} \\
& \sum_{m=1}^M \text{Tr}(W_m) + \text{Tr}(W_c) + P + \frac{1}{\eta_v} (\|V\|_* - \|V\|_2) + \\
& \frac{1}{\eta_c} (\|W_c\|_* - \|W_c\|_2) + \frac{1}{\eta_m} (\|W_m\|_* - \|W_m\|_2) \\
\text{s.t. } & \text{式(18), 式(19), 式(21), 式(22a),} \\
& \text{式(23a), 式(26)~式(28)} \quad (31)
\end{aligned}$$

其中, η_v 、 η_c 和 η_m 为大于 0 的惩罚因子。不难理解, 只有当惩罚因子的足够小时, 优化问题 P3 的最优波束成形自相关矩阵解才能逼近秩 1。然而, 这就对惩罚因子的初始值设置提出了要求, 倘若惩罚因子初始值较小, 那么优化问题 P3 的目标函数值将主要取决于惩罚项, 从而偏离了本文的研究目标。因此, 惩罚因子在初始化阶段应设置一组较大的初始值, 同时在迭代过程中采用 $\eta_i = \beta_i \eta_i$, $0 < \beta_i < 1, i \in \{v, c, m\}$ 来更新惩罚因子, 其中 $\beta_i, i \in \{v, c, m\}$ 为常数比例因子, 用于实现最优性能与算法复杂度之间的权衡。

此外, 由于惩罚项中的 $\{\|V\|_2, \|W_c\|_2, \|W_m\|_2\}$ 是非凸的, 对此可以使用一阶泰勒展开方法对其进行近似, 近似结果为

$$\begin{aligned}
\|V\|_2 & \approx \|V^{(j)}\|_2 + \text{Tr} \left[e_{\max}(V^{(j)}) e_{\max}^H(V^{(j)}) (V - V^{(j)}) \right] \\
\|W_c\|_2 & \approx \|W_c^{(j)}\|_2 + \text{Tr} \left[e_{\max}(W_c^{(j)}) e_{\max}^H(W_c^{(j)}) (W_c - W_c^{(j)}) \right] \\
\|W_m\|_2 & \approx \|W_m^{(j)}\|_2 + \text{Tr} \left[e_{\max}(W_m^{(j)}) e_{\max}^H(W_m^{(j)}) (W_m - W_m^{(j)}) \right]
\end{aligned} \quad (32)$$

其中, $V^{(j)}$ 、 $W_c^{(j)}$ 和 $W_m^{(j)}$ 为 SCA 算法第 j 次迭代获得的可行解, $e_{\max}(X)$ 表示矩阵 X 的最大特征值对应的特征向量。将式(32)代入问题 P3 中, 可以得到以下优化问题

$$\begin{aligned}
& \min_{\substack{W_c, W_m, V, P, C_m, \\ t_m, z, \alpha_{k,m}, \beta_k}} \sum_{m=1}^M \text{Tr}(W_m) + \text{Tr}(W_c) + P + \\
& \frac{1}{\eta_v} (\|V\|_* - \|V^{(j)}\|_2 - \text{Tr} \left[e_{\max}(V^{(j)}) e_{\max}^H(V^{(j)}) (V - V^{(j)}) \right]) + \\
& \frac{1}{\eta_c} (\|W_c\|_* - \|W_c^{(j)}\|_2 - \text{Tr} \left[e_{\max}(W_c^{(j)}) e_{\max}^H(W_c^{(j)}) (W_c - W_c^{(j)}) \right]) + \\
& \frac{1}{\eta_m} (\|W_m\|_* - \|W_m^{(j)}\|_2 - \text{Tr} \left[e_{\max}(W_m^{(j)}) e_{\max}^H(W_m^{(j)}) (W_m - W_m^{(j)}) \right])
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
\text{s.t. } & \text{式(18), 式(19), 式(21), 式(22a),} \\
& \text{式(23a), 式(26)~式(28)} \quad (33)
\end{aligned}$$

至此, 优化问题式(33)属于一个凸优化问题, 可以借助现有的标准软件工具包进行求解。具体算法流程如算法 1 所示。

算法 1 基于惩罚函数的联合优化算法流程

- 1) 初始化惩罚因子 $\eta_v = \eta_c = \eta_m = 20$, 计算精度 $\varepsilon_1 = \varepsilon_1 = 10^{-3}$, SCA 迭代变量 $z^{(0)}$ 、 $t_m^{(0)}$, 迭代次数 $j=0$, 并基于信道估计矢量, 采用迫零 (ZF, zero-forcing) 波束成形方法获得 $V^{(0)}$ 、 $W_c^{(0)}$ 和 $W_m^{(0)}$;
- 2) 求解优化问题式(33)得到 V 、 W_c 和 W_m , 并设置 $j=j+1$;
- 3) 更新 $V^{(j)} = V$ 、 $W_c^{(j)} = W_c$ 、 $W_m^{(j)} = W_m$;
- 4) 若满足 $\sum_{m=1}^M \max(\max(W_m^{(j)} - W_m^{(j-1)})) + \max(\max(W_c^{(j)} - W_c^{(j-1)})) + \max(\max(V^{(j)} - V^{(j-1)})) + |z^{(j)} - z^{(j-1)}| + \sum_{m=1}^M |t_m^{(j)} - t_m^{(j-1)}| \leq \varepsilon_1$, 则进入下一步骤, 否则返回步骤 2);
- 5) 分别计算 $V^{(j)}$ 、 $W_c^{(j)}$ 和 $W_m^{(j)}$ 的谱范数 $\|V^{(j)}\|_2$ 、 $\|W_c^{(j)}\|_2$ 和 $\|W_m^{(j)}\|_2$, 以及最大特征值对应的特征向量 $e_{\max}(V^{(j)})$ 、 $e_{\max}(W_c^{(j)})$ 和 $e_{\max}(W_m^{(j)})$;
- 6) 更新 $\eta_i = \beta_i \eta_i, i \in \{v, c, m\}$;
- 7) 若满足 $\|W_m\|_* - \|W_m\|_2 + \|W_c\|_* - \|W_c\|_2 + \|V\|_* - \|V\|_2 \leq \varepsilon_2$, 则迭代结束, 输出 W_c 、 W_m 、 V 和 P ; 否则, 返回步骤 2)。

3 计算机仿真和数据分析

本节基于 MATLAB 2020a 仿真平台, 并采用标准凸优化工具包 CVX 进行问题求解并分析所提方案的性能。卫星配备的天线数为 $N_s = 7$, 基站配备的天线数为 $N_b = 8$, RIS 阵列单元规模为 4×4 , 地面用户数 $L = 3$, 地球站数 $M = 2$, 窃听者数 $K = 2$, 无人机高度为 400 m。以无人机在地面的投影为原点建立直角坐标系, 则地面用户的坐标可以分别表示为 $[0, 0]$ 、 $[300, 200]$ 和 $[-250, 280]$, 窃听者的坐标可以分别表示为 $[-300, -120]$ 和 $[300\ 000, -250\ 000]$, 地球站的坐标可以分别表示为 $[-180, 100]$ 和 $[-100\ 000, -140\ 000]$, 基站的坐标可表示为 $[400, 0]$

(单位为 m)；以卫星在地面的投影为原点建立直角坐标系，则无人机的地面投影坐标可表示为 $[10, 10]$ (单位为 km)。对于上述所涉及的位置信息，可以使用许多现有的技术手段获得，例如信号侦测与定位、星地合作协同以及无线电频谱指纹识别等。此外，本节还将所提方案与以下 5 种方案进行对比：

- 1) 基于 SDMA 的传输方案^[13]，卫星采用 SDMA 技术服务地球站的情况下，通过本文所提算法获得最小系统总发射功率；
- 2) 无 RIS 辅助的传输方案^[8]，在地面用户与基站无遮挡的情况下，基站利用波束成形技术直接服务地面用户，同时向覆盖范围内的窃听者发射友好干扰；
- 3) 基于迫零波束成形的传输方案，基于迫零波束成形方法直接获得卫星私密信号流的波束成形权矢量，然后利用本文所提算法获得最小总发射功率；
- 4) 非鲁棒传输方案^[11]，该方案在进行优化设计时没有考虑估计信道的估计误差而直接利用估计信道进行波束成形权矢量、功率分配、速率分割的联合优化设计；
- 5) 理想的传输方案，在已知窃听者完美信道状态信息的理想假设下，采用半正定规划方法等凸优化工具求解得到最优的卫星发射功率和基站发射功率。

图 2 给出了卫星以及地面 RIS 的归一化波束辐射方向。从图 2(a)中可以看出，对于发送至所有地球站的公共信号，卫星辐射波峰覆盖了所有地球站，同时从图 2(b)中又可以看出，各个私密信号对应的卫星辐射波峰均指向对应的地球站，这说明所设计的波束成形方案均能实现对目标地球站方位的信号增强效果。与此同时，从图 2(a)和图 2(b)中还可以看出，所有产生的卫星波束在将其最大增益方向对准目标地球站的同时，还在窃听者 2 处以及非目标地球站处生成了至少 -40 dB 深度的零陷，从而实现对地球站间同频干扰和窃听者 2 窃听行为的抑制作用。需要注意的是，由于窃听者 1 处于地球站 1 周围，受卫星 BF 分辨率的限制，单纯的卫星 BF 难以抑制该窃听者的窃听行为，故考虑星地融合网络的协同工作，即基站在服务自身用户的同时，将地面用户信号作为友好干扰发送给其覆盖范围内的卫星窃听者。图 2(c)描绘了地面 RIS 的归一化波束辐射方向。从图 2(c)中可以发现，波束的最大辐射增益方向指向所有地面用户和窃听者 1 并且在地球站 1 位置产生零陷，从而实现了目标方向的信号增强，以及非目标方向的干扰抑制效果。而针对窃听者 1，由于其远离各个地球站，可以依靠

卫星 BF 的自适应调零特点抑制其窃听行为。综上所述，本文所提算法可根据窃听者所处方位的不同，综合利用 RSMA 公共信号流的双重功能性，融合网络间的同频干扰，以及 BF 技术自身的空域调零能力，为实现卫星信号的安全可靠传输提供三重保障。

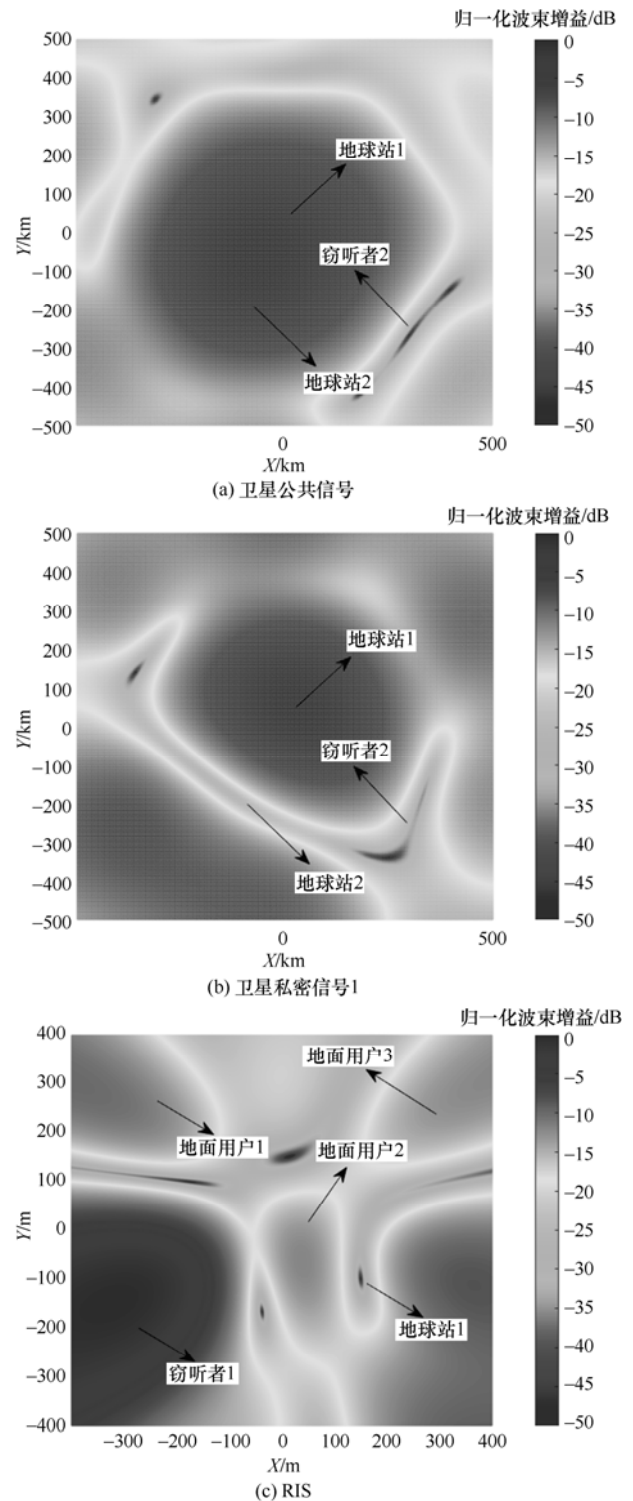


图 2 卫星及地面 RIS 的归一化波束辐射方向

图 3 给出了不同传输方案下，系统总发射功率与地球站 QoS 指标的关系。随着地球站 QoS 指标的提升，所有传输方案所需的系统总发射功率也会随之增加，但相较于其余方案，本文所提基于 RSMA 的鲁棒传输方案所消耗的功率是最小的，且其性能与理想条件下的传输方案相差无几。综上所述，图 3 验证了本文方案相较于其他现有传输方案的优越性。

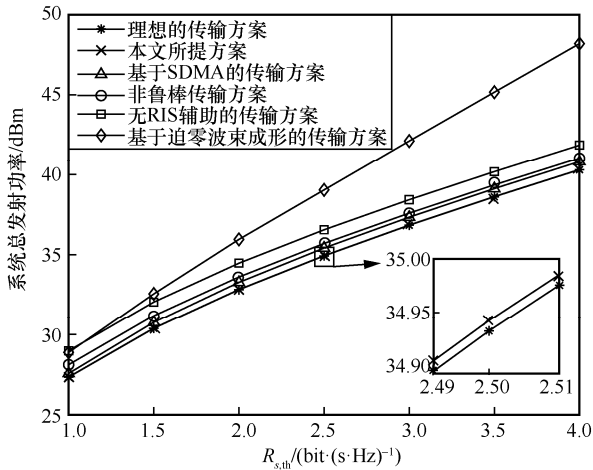


图 3 系统总发射功率与地球站 QoS 指标的关系

图 4 给出了当窃听器窃听速率阈值为 0.1 bit/(s·Hz) 时，本文所提方案与非鲁棒传输方案对窃听器窃听行为抑制的实际表现情况，分别考虑了信道估计误差值为 0.1 和 0.3 对不同方案的性能影响。为满足合法用户的安全性能需求，只有当实际安全速率低于既定阈值时，才能保证真正意义上的安全通信。但是从图 4 可知，当存在信道估计误差时，非鲁棒传输方案始终约有一半的数值不满足安全通信的需求，而本文所提方案在任何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，可以实现卫星网络的安全通信，从而证明了本文方案的鲁棒性。

图 5 给出了系统总发射功率与 QoS 指标的关系。从图 5 中可以看出，系统总发射功率与地球站 QoS 指标和基站用户 QoS 指标均成正相关。系统总发射功率不仅会随着所有用户的 QoS 指标的提高而增加，而且对于所有传输方案而言，系统总发射功率随地球站 QoS 指标增加而变化的趋势基本一致，但是其随着基站用户 QoS 指标的变化趋势各有不同。具体而言，本文所提方案能够以最小的系统总发射功率满足基站用户 QoS 指标，而无 RIS 辅助的传输方案所需总发射功率随着基

站用户 QoS 指标的提高而显著增加。这是因为相比于其他方案，无 RIS 辅助的传输方案在满足基站用户 QoS 指标时，需要消耗更多的发射功率以弥补其缺失的 RIS 所提供的信道增益。

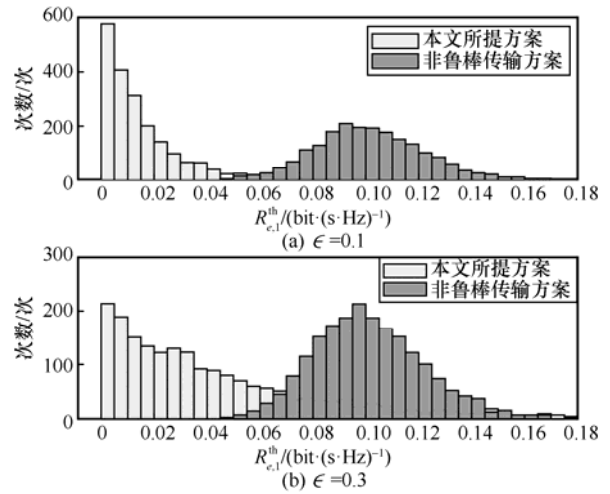
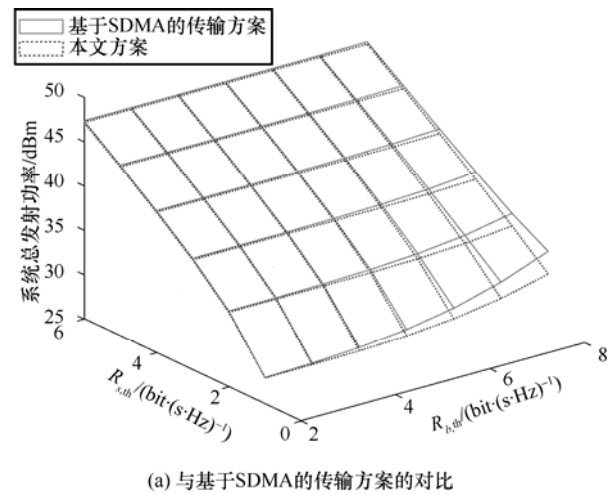
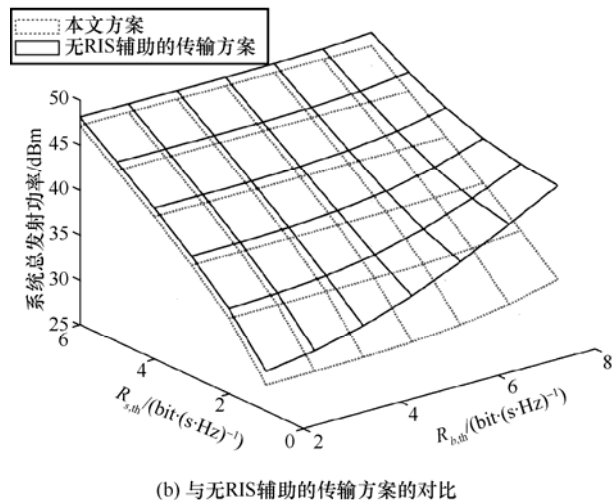


图 4 本文所提方案与非鲁棒传输方案对窃听行为抑制的实际表现情况



(a) 与基于SDMA的传输方案的对比



(b) 与无RIS辅助的传输方案的对比

图 5 系统总发射功率与 QoS 指标的关系

4 结束语

本文在仅已知窃听者非完美 CSI 的情况下研究了 RIS 辅助的星地融合网络 RSMA 下行安全传输问题。为了保证多种窃听情况下的卫星网络安全传输性能, 本文综合利用了 RSMA 公共信号流的双重功能性、融合网络之间的同频干扰及 BF 技术固有的空域调零能力这 3 种优势, 提出了一种新型的鲁棒物理层安全传输方案。具体而言, 在满足所有用户的 QoS 要求、速率分割要求以及窃听概率约束的条件下, 建立以系统总发射功率最小化问题。接着基于 S-procedure 方法、一阶泰勒展开方法以及基于核范数的惩罚函数方法提出一种鲁棒联合优化算法求解该优化问题, 获得最优的 BF 权矢量、RIS 相移矩阵以及速率分割系数。最后通过计算机仿真验证了本文所提方案相比于其他传输方案的优越性。

参考文献:

- [1] AZARI M M, SOLANKI S, CHATZINOTAS S, et al. Evolution of non-terrestrial networks from 5G to 6G: a survey[J]. IEEE Communications Surveys & Tutorials, 2022, 24(4): 2633-2672.
- [2] 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.
ZHANG G X, WANG Y F, DING X J, et al. Research on several key technologies of satellite Internet[J]. Journal on Communications, 2021, 42(8): 1-14.
- [3] 国际电联(ITU)启动 6G 研究工作[J]. 电信工程技术与标准化, 2020, 33(3): 68.
International Telecommunication Union(ITU) starts 6G research[J]. Telecommunication Engineering Technology and Standardization, 2020, 33(3):68.
- [4] WANG C T, ZHAI L J, LU N N, et al. Key technologies and application of satellite communications and 5G integration[J]. Space International, 2018(6): 11-16.
- [5] 杨毅宇, 周威, 赵尚儒, 等. 物联网安全研究综述: 威胁、检测与防御[J]. 通信学报, 2021, 42(8): 188-205.
YANG Y Y, ZHOU W, ZHAO S R, et al. Survey of IoT security research: threats, detection and defense[J]. Journal on Communications, 2021, 42(8): 188-205.
- [6] 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.
- [7] XIONG J, MA D T, ZHAO H T, et al. Secure multicast communications in cognitive satellite-terrestrial networks[J]. IEEE Communications Letters, 2019, 23(4): 632-635.
- [8] YIN Z S, CHENG N, LUAN T H, et al. Physical layer security in cybertwin-enabled integrated satellite-terrestrial vehicle networks[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2022, 71(5): 4561-4572.
- [9] ZHAO F, HAO W M, GUO H, et al. Secure energy efficiency for mm Wave-NOMA cognitive satellite terrestrial network[J]. IEEE Communications Letters, 2023, 27(1): 283-287.
- [10] NIU H H, LIN Z, AN K, et al. Active RIS-assisted secure transmission for cognitive satellite terrestrial networks[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2023, 72(2): 2609-2614.
- [11] 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.
- [12] GE Y M, FAN J C. Active reconfigurable intelligent surface assisted secure and robust cooperative beamforming for cognitive satellite-terrestrial networks[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2023, 72(3): 4108-4113.
- [13] ZHAO B, LIN M, XIAO S J, et al. IRS empowered robust secure transmission for integrated satellite-terrestrial networks[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2023, 12(2): 336-340.
- [14] 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.
- [15] LI X D, FAN Y, YAO R G, et al. Rate-splitting multiple access-enabled security analysis in cognitive satellite terrestrial networks[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2022, 71(11): 11756-11771.
- [16] International Telecommunication Union. Recommendation ITU-R s.465: reference radiation pattern for earth station antennas in the fixed-satellite service for use in coordination and interference assessment in the frequency range from 2 to 31 GHz[S]. 2010.
- [17] 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.

[作者简介]



赵柏 (1995-), 男, 江苏泗阳人, 南京邮电大学博士生, 主要研究方向为无线通信中的智能信号处理技术、最优化理论、混合多址接入等。

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

肖圣杰 (1998-), 男, 江苏无锡人, 南京邮电大学硕士生, 主要研究方向为星地融合网络中的物理层安全传输技术。

程铭 (1992-), 男, 江苏常州人, 博士, 南京邮电大学讲师, 主要研究方向为人工智能、性能分析以及天地一体化网络。

冯一帆 (2000-), 男, 江苏盐城人, 南京邮电大学硕士生, 主要研究方向为物理层安全通信、智能反射面技术等。

杨绿溪 (1964-), 男, 安徽桐城人, 博士, 东南大学教授、博士生导师, 主要研究方向为无线通信中的信号处理、MIMO 通信、智能无线通信和统计信号处理等。