

智能反射面辅助的星地融合网络鲁棒安全波束成形算法

肖圣杰 林敏 赵柏 林志 程铭

Robust secure beamforming algorithm for intelligent reflecting surface-assisted satellite-terrestrial integrated networks

Xiao Sheng-Jie Lin Min Zhao Bai Lin Zhi Cheng Ming

引用信息 Citation: *Acta Physica Sinica*, 71, 078401 (2022) DOI: 10.7498/aps.71.20212032

在线阅读 View online: <https://doi.org/10.7498/aps.71.20212032>

当期内容 View table of contents: <http://wulixb.iphy.ac.cn>

您可能感兴趣的其他文章

Articles you may be interested in

存在干扰下的星地融合协作传输系统平均误符号率分析

Average symbol error rate for integrated satellite-terrestrial cooperative transmission with interference

物理学报. 2019, 68(12): 128401 <https://doi.org/10.7498/aps.68.20190123>

异质弱相依网络鲁棒性研究

Robustness of interdependent networks with heterogeneous weak inter-layer links

物理学报. 2019, 68(18): 186401 <https://doi.org/10.7498/aps.68.20190761>

基于滑模鲁棒算法的超低频主动隔振系统

Ultra-low frequency active vibration control for cold atom gravimeter based on sliding-mode robust algorithm

物理学报. 2018, 67(2): 020702 <https://doi.org/10.7498/aps.67.20171884>

头部旋转运动下自适应非接触鲁棒性心率检测方法

Adaptive non-contact robust heart rate detection method under head rotation motion

物理学报. 2022, 71(5): 058704 <https://doi.org/10.7498/aps.71.20211634>

非均匀波导中的最大声能流透射及鲁棒性分析

Maximal transmission of acoustic energy flux in inhomogeneous waveguides and robustness analyses

物理学报. 2021, 70(17): 174302 <https://doi.org/10.7498/aps.70.20210495>

融合偏振信息的多孔径水下成像算法

Multiple aperture underwater imaging algorithm based on polarization information fusion

物理学报. 2020, 69(18): 184202 <https://doi.org/10.7498/aps.69.20200471>

智能反射面辅助的星地融合网络鲁棒安全波束成形算法*

肖圣杰¹⁾ 林敏^{1)†} 赵柏¹⁾ 林志²⁾ 程铭¹⁾

1) (南京邮电大学 通信与信息工程学院, 南京 210003)

2) (国防科技大学 电子对抗学院, 合肥 230037)

(2021年11月2日收到; 2021年11月25日收到修改稿)

针对智能反射面辅助的星地融合网络, 提出了一种基于窃听者非完美信道状态信息的鲁棒安全波束成形方法. 首先, 考虑到卫星利用点波束技术服务地球站, 而地面基站通过多播技术服务多个地面用户, 并且在两个网络实现频谱共享的情况, 建立以系统总发射功率最小化为目标, 基站用户服务质量和地球站安全可达速率为约束条件的联合优化问题; 其次, 为了求解该非凸问题, 利用三角不等式和 Holder 不等式推导出窃听者非完美信道状态信息条件下的输出信干噪比上下界; 接下来, 进一步提出了基于半正定规划和惩罚函数相结合的鲁棒波束成形和功率控制联合优化方法, 以实现星地融合网络的安全可靠传输. 最后, 计算机仿真结果验证了本文所提算法的有效性和优越性.

关键词: 星地融合网络, 智能反射面, 鲁棒波束成形, 非完美信道状态信息

PACS: 84.40.Ua, 43.60.Fg, 02.60.Pn

DOI: 10.7498/aps.71.20212032

1 引言

随着第五代移动通信系统在全球范围进入商业运营阶段, 地面有线和无线网络开始为高密度人口地区用户提供即时、高速数据传输服务, 但因地理条件和商业模式的限制, 偏远地区的网络依然无法满足用户全域覆盖和泛在接入需求. 跟地面无线通信系统相比, 卫星通信具有覆盖范围广, 对基础设施依赖小, 不受地理条件限制等优点, 可实现通信网络全球无缝覆盖, 被认为是未来通信系统中不可或缺的一部分^[1-3]. 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, 同时克服各自固有的缺点, 研究人员提出了星地融合网络 (satellite terrestrial integrated

network, STIN) 框架, 并受到了学术界和工业界的广泛关注^[4-6].

STIN 中普遍采用全频率复用技术以缓解频谱资源短缺问题, 但这会带来严重的网络间干扰, 同时卫星通信的广播特性和无线信道的开放特性也会导致系统存在巨大的窃听风险^[7]. 因此如何降低同频干扰, 提高通信安全性, 充分释放星地融合异构网络的系统优势, 成为了当前的一个研究热点. 传统的无线通信安全主要通过传输上层加密实现, 但随着云计算、量子计算等新技术的出现, 基于计算复杂度的密钥安全体制面临着巨大的挑战. 近几年来, 采用多天线的波束成形 (beamforming, BF) 技术, 通过对信号波束辐射方向的调整, 能够有效增强期望用户接收信号质量并抑制信号泄露给非期望用户, 降低同频干扰并提高信息传输的安全性

* 国家自然科学基金国际 (地区) 合作与交流项目 (批准号: 61720106003)、南京邮电大学引进人才科研启动基金 (批准号: NY220111, NY221009) 和江苏省研究生科研与实践创新计划项目 (批准号: KYCX20_0814) 资助的课题.

† 通信作者. E-mail: linmin@njupt.edu.cn

能,从而备受国内外学者的青睐^[8-12].其中,文献[9]和[10]重点关注了卫星和地面网络共存带来的影响,分别提出了一种卫星 BF 方案和一种联合 BF 优化方案,以抑制网络间干扰.针对 STIN 中信号的安全传输问题,文献[11]研究了存在单个窃听者的星地认知网络场景,并提出一种以安全能源效率最大化为目标的联合 BF 优化方案.文献[12]进一步研究了存在多个窃听者的星地认知网络安全传输问题,且在假设窃听者信道状态信息(channel state information, CSI)非完美的情况下,提出一种迭代 BF 算法以最大化系统信息和速率.

另一方面,新兴的智能反射面(intelligent reflecting surface, IRS)技术,被认为是无线通信系统中实现物理层安全通信的前景技术之一.IRS 是一种由大量低成本、可重构的近似无源电磁反射元件构成的阵列平面,通过预编程控制器,可对入射电磁波的相位和幅度进行智能调整来提升系统的性能,并且其结构简单且功耗低,可灵活应用于多种无线通信场景^[13-15].基于上述原理,文献[16]在下行认知无线电系统中引入多个 IRS,在保证对主用户干扰功率小于门限值的条件下,最大限度地提高了次用户的信息可达速率.文献[17]和[18]分别研究了存在单个窃听者和多个窃听者场景下 IRS 辅助的地面通信系统传输方案设计,通过联合设计基站的发送 BF 和 IRS 的无源 BF,最大限度地提高了合法通信链路的保密率.虽然前期已有文献对 IRS 技术在物理层安全方面的应用进行了深入的研究^[16-18],但它们仅适用于地面无线网络,将 IRS 技术应用于星地融合异构网络的工作才刚刚开始,还有很多工作有待完成.文献[19]首次将 IRS 应用于 STIN 中,在以窃听者 SINR 最小化为目标的前提下,研究了卫星通信的物理层安全问题.然而,该文献仅考虑单个窃听者 CSI 完全已知情况下的简单场景,且假设卫星仅配备了单根天线,导致该文献的工作存在较大的局限性.

针对上述问题,本文在仅已知窃听者非完美 CSI 的情况下,提出了一种 IRS 辅助的 STIN 鲁棒安全 BF 方法.与文献[19]相比,本文研究了一个更具普适性的多天线卫星受多用户窃听场景.首先,考虑到在卫星利用点波束技术服务地球站,而地面基站通过多播技术服务多个地面用户的同时向窃听者发送绿色干扰以抑制窃听,并且在两个系统实现频谱共享的情况下,建立了以系统总发射功

率最小化为目标,地面用户服务质量和地球站安全可达速率为约束条件的联合优化问题;其次,为了求解该非凸问题,利用三角不等式和 Holder 不等式推导出窃听者非完美 CSI 条件下的输出信干噪比上下界;接下来,进一步提出了基于半正定规划和惩罚函数相结合的鲁棒 BF 和功率控制联合优化方法,以实现 STIN 的安全可靠传输.最后,仿真结果表明了本文所提算法的有效性和优越性.

符号说明: $E[\cdot]$, 数学期望; $|\cdot|$, 绝对值; $CN(\cdot, \cdot)$, 复高斯分布; $\|\cdot\|$, 向量范数; \mathbf{I}_N , 单位矩阵; $\mathbb{C}^{N \times M}$, $N \times M$ 维空间; \odot , Hadamard 积; $\min(\cdot, \cdot)$, 最小值; $(\cdot)^H$, 矩阵共轭转置; $(\cdot)^T$, 矩阵转置; $(\cdot)^*$, 共轭; $\text{vec}(\cdot)$, 矩阵矢量化; $\text{Tr}(\cdot)$, 矩阵的迹; $\text{rank}(\cdot)$, 矩阵的秩; $\lambda_{\max}(\cdot)$, 矩阵的最大特征值; $\langle \mathbf{X}, \mathbf{Y} \rangle = \text{Tr}(\mathbf{X}^H \mathbf{Y})$; $\text{diag}(\cdot)$, 矢量对角矩阵化.

2 系统模型

如图 1 所示,本文研究了 STIN 下行物理层安全通信场景,其中,卫星网络由一颗地球静止轨道卫星,一个地球站和 N 个非协作窃听者组成;地面网络由一个地面基站,一架搭载 IRS 的无人机和 M 个地面用户组成.假设卫星配置具有 K 个馈源的单反射面天线,基站配置具有 D 个阵元的均匀线阵,IRS 为具有 $L_1 \times L_2$ 个反射单元的均匀阵列,地球站和窃听者配置高增益抛物面天线,地面用户配置单天线.在卫星网络和地面网络共享频谱资源的情况下,卫星利用点波束技术服务地球站,同时受到窃听;基站通过 IRS 扩大通信范围,服务地面用户并向窃听者发送友好干扰,以辅助卫星网络实现信息安全传输.此外,基站通过光纤链路和核心

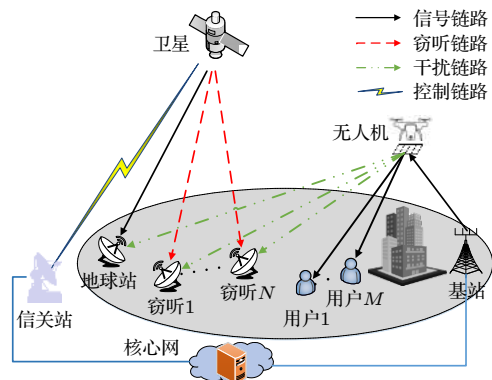


图 1 系统模型

Fig. 1. The system model.

控制网相连, 核心控制网作为控制中心, 收集和管理各种信息, 如链路 CSI, 用户 QoS 需求, 安全传输指标等, 并控制着整个网络的运行与信息传输.

2.1 卫星通信信道模型

考虑路径损耗、雨衰减和波束增益影响, 卫星与用户间下行信道可表示为^[10]

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

其中, $G_{s,t}$ 为卫星发射增益, $G_{s,r}$ 为卫星服务用户的抛物面天线增益. 参考 ITU 的建议^[20], $G_{s,r}$ 表达式为

$$G_{s,r} [\text{dB}] = \begin{cases} G_{s,r,\max}, & 0^\circ < \theta_s < 1^\circ, \\ 32 - 25 \log \theta_s, & 1^\circ < \theta_s < 48^\circ, \\ -10, & 48^\circ < \theta_s < 180^\circ, \end{cases} \quad (2)$$

其中, $G_{s,r,\max}$ 为抛物面天线轴向的最大增益, θ_s 为用户相对于卫星的离轴角. 在公式 (1) 中, C_s 为卫星与用户间的自由空间损耗, 可表示为

$$C_s = \left(\frac{\lambda}{4\pi \sqrt{d_s^2 + d_h^2}} \right)^2, \quad (3)$$

其中, λ 为载波波长, d_h 为卫星高度, d_s 是用户到卫星覆盖区域中心距离. 在公式 (1) 中, $\mathbf{g} \in \mathbb{C}^{K \times 1}$ 表示雨衰系数矢量, 其元素的 dB 形式服从对数正态随机分布 $\ln(g_k^{\text{dB}}) \sim CN(\mu_g, \sigma_g^2)$, $1 \leq k \leq K$, μ_g 和 σ_g 和卫星的通信频率、极化方式和用户的位置有关, K 表示卫星阵列天线数, $\mathbf{b} \in \mathbb{C}^{K \times 1}$ 表示点波

束增益, 其元素可以表示为

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

其中, b_{\max} 为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, $u_k = 2.07123 \sin \phi_k / \sin \phi_{3\text{dB}}$, ϕ_k 表示用户相对于波束 k 的偏轴角, $\phi_{3\text{dB}}$ 为单侧半功率波束宽度. 此外, 在公式 (1) 中, $\tilde{\mathbf{h}} = [\tilde{h}_1, \dots, \tilde{h}_K]^T$ 由用户到达不同波束的相位差组成, 其元素为 $\tilde{h}_k = e^{-j2\pi d_k/\lambda}$, 其中, d_k 表示用户到第 k 个卫星馈源的距离.

2.2 IRS 信道模型

假设搭载有 IRS 的无人机飞行高度高于通信环境中建筑物, 基站信号通过 IRS 反射给用户, 使用空对地通信的方式, 降低了阴影效应的影响, 且一般存在较强的视距传输路径, 故 IRS 与用户的下行链路信道可表示为

$$\mathbf{f} = \sqrt{G_r C_r} \text{vec}(\mathbf{A}(\theta_r, \varphi_r)), \quad (5)$$

其中, G_r 为用户的接收增益, C_r 为 IRS 与用户间的自由空间损耗, $\mathbf{A}(\theta_r, \varphi_r) \in \mathbb{C}^{L_1 \times L_2}$ 为 IRS 信道矩阵, 可表示为

$$\mathbf{A}(\theta_r, \varphi_r) = \mathbf{a}_x(\theta_r, \varphi_r) \mathbf{a}_y^H(\theta_r, \varphi_r), \quad (6)$$

其中, θ_r 和 φ_r 分别表示用户相对于 IRS 的信号出发俯仰角和出发方位角, $\mathbf{a}_x(\theta_r, \varphi_r)$ 和 $\mathbf{a}_y(\theta_r, \varphi_r)$ 为 IRS 的 x 轴和 y 轴导向矢量, 分别表示为

$$\mathbf{a}_x(\theta_r, \varphi_r) = \left[1, e^{j\frac{2\pi d_x}{\lambda} \sin \theta_r \cos \varphi_r}, \dots, e^{j\frac{2\pi d_x}{\lambda} (L_1-1) \sin \theta_r \cos \varphi_r} \right]^T, \quad (7)$$

$$\mathbf{a}_y(\theta_r, \varphi_r) = \left[1, e^{j\frac{2\pi d_y}{\lambda} \sin \theta_r \sin \varphi_r}, \dots, e^{j\frac{2\pi d_y}{\lambda} (L_2-1) \sin \theta_r \sin \varphi_r} \right]^T, \quad (8)$$

其中, d_x 和 d_y 表示 IRS 阵列 x 轴和 y 轴方向上的相邻反射单元物理间距, L_1 和 L_2 分别表示 IRS 阵列 x 轴和 y 轴方向上的反射单元数.

基站向空中的 IRS 发送信号, 考虑视距传输路径占主导地位, 则基站到 IRS 的信道可表示为

$$\mathbf{H} = \sqrt{G_b C_b} \text{vec}[\mathbf{A}(\theta_{\text{BS}}, \varphi_{\text{BS}})] \mathbf{g}(\varphi_{\text{IRS}})^T, \quad (9)$$

其中, G_b 为基站发射增益, C_b 为基站与 IRS 间的路径损耗, $\mathbf{A}(\theta_{\text{BS}}, \varphi_{\text{BS}})$ 为 IRS 信道矩阵, θ_{BS} 和 φ_{BS} 分别表示 IRS 相对于基站信号的到达俯仰角和到达方位角, $\mathbf{g}(\varphi_{\text{IRS}})$ 为基站信道矢量, 可表示为

$$\mathbf{g}(\varphi_{\text{IRS}}) = \left[1, e^{j\frac{2\pi d_{\text{BS}}}{\lambda} \cos \varphi_{\text{IRS}}}, \dots, e^{j\frac{2\pi d_{\text{BS}}}{\lambda} (D-1) \cos \varphi_{\text{IRS}}} \right]^T, \quad (10)$$

其中, φ_{IRS} 为基站相对于 IRS 的信号出发角, d_{BS} 为基站配置的均匀线阵相邻阵元间距, D 表示基站阵列天线数.

2.3 用户信号模型

在实际情况中, 卫星用户一般采用较高增益的天线以补偿长距离传输带来的大路径损耗, 而地面移动终端采用低增益的全向天线, 因此, 不失一般

性, 本文不考虑卫星信号对地面终端的干扰^[21]. 假设基站采用多播技术并通过 IRS 向地面用户发送信号, 以提高地面网络通信质量与频谱效率, 则地面用户 m 接收信号为

$$y_{b,m}(t) = \sqrt{P} \mathbf{f}_{b,m}^H \Phi \mathbf{H} \mathbf{w}_{\text{MRT}} x(t) + n_{b,m}(t), \quad (11)$$

其中, $x(t)$ 为基站发送给地面用户 $m \in \{1, 2, \dots, M\}$ 的有用信号, 满足 $E[|x(t)|^2] = 1$; P 为基站发射功率; $\mathbf{f}_{b,m} \in \mathbb{C}^{L_1 L_2 \times 1}$ 为 IRS 到地面用户 m 的信道矢量; $\Phi = \text{diag}(e^{j\theta_1}, \dots, e^{j\theta_{L_1 L_2}})$ 为 IRS 的对角相移矩阵, 其中元素 $e^{j\theta_i}$ 表示 IRS 各单元对输入信号相位的旋转量; $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{L_1 L_2 \times D}$ 为基站到 IRS 的信道矩阵; $n_{b,m}(t)$ 为地面用户 m 收到的零均值加性高斯白噪声. 考虑到基站与 IRS 使用点对点通信且其信道矩阵已知, 为降低算法复杂度并尽可能提高 IRS 反射信号质量, 基站采用最大比传输方案获得归一化 BF 权矢量 $\mathbf{w}_{\text{MRT}} \in \mathbb{C}^{D \times 1}$.

卫星向地球站发送私密信号, 同时考虑来自 IRS 的干扰信号, 则地球站的接收信号为

$$y_s(t) = \mathbf{h}_s^H \mathbf{w}_s(t) + \sqrt{P} \mathbf{f}_s^H \Phi \mathbf{H} \mathbf{w}_{\text{MRT}} x(t) + n_s(t), \quad (12)$$

其中, $s(t)$ 为卫星向地球站发送的私密信号, 满足 $E[|s(t)|^2] = 1$; $\mathbf{w} \in \mathbb{C}^{K \times 1}$ 为卫星 BF 权矢量; $\mathbf{h}_s \in \mathbb{C}^{K \times 1}$ 为卫星和地球站之间的信道矢量; $\mathbf{f}_s \in \mathbb{C}^{L_1 L_2 \times 1}$ 为 IRS 到地球站的信道矢量; $n_s(t)$ 为地球站收到的零均值加性高斯白噪声.

考虑有些情况下窃听者离地球站比较近, 仅依靠卫星的 BF 难以抑制窃听行为, 故基站在服务地面用户的同时, 向窃听者发送友好干扰, 以协助卫星抑制窃听. 故窃听者 n 的接收信号可表示为

$$y_{e,n}(t) = \mathbf{h}_{e,n}^H \mathbf{w}_s(t) + \sqrt{P} \mathbf{f}_{e,n}^H \Phi \mathbf{H} \mathbf{w}_{\text{MRT}} x(t) + n_{e,n}(t), \quad (13)$$

其中, $\mathbf{h}_{e,n} \in \mathbb{C}^{K \times 1}$ 为卫星到窃听者 n 的信道矢量, $\mathbf{f}_{e,n} \in \mathbb{C}^{L_1 L_2 \times 1}$ 为 IRS 到窃听者 n 的信道矢量, $n_{e,n}(t)$ 为窃听者 n 收到的零均值加性高斯白噪声. 根据公式 (11), (12) 和 (13), 地面用户 m , 地球站和窃听者 n 的输出信干噪比 (signal-to-interference-plus-noise ratio, SINR) 可分别表示为

$$\gamma_{b,m} = \frac{P \left| \mathbf{f}_{b,m}^H \Phi \mathbf{H} \mathbf{w}_{\text{MRT}} \right|^2}{\sigma_{b,m}^2}, \quad (14)$$

$$\gamma_s = \frac{\left| \mathbf{h}_s^H \mathbf{w} \right|^2}{P \left| \mathbf{f}_s^H \Phi \mathbf{H} \mathbf{w}_{\text{MRT}} \right|^2 + \sigma_s^2}, \quad (15)$$

$$\gamma_{e,n} = \frac{\left| \mathbf{h}_{e,n}^H \mathbf{w} \right|^2}{P \left| \mathbf{f}_{e,n}^H \Phi \mathbf{H} \mathbf{w}_{\text{MRT}} \right|^2 + \sigma_{e,n}^2}, \quad (16)$$

其中, $\sigma_{b,m}^2$, σ_s^2 和 $\sigma_{e,n}^2$ 为噪声功率. 考虑窃听者是网内非认证用户, 无法获得其完美的 CSI, 本文假设 $\mathbf{h}_{e,n}$ 和 $\mathbf{f}_{e,n}$ 信道不确定性遵循欧几里得范数有界误差模型, 可建模为 $\mathbf{h}_{e,n} = \tilde{\mathbf{h}}_{e,n} + \Delta \mathbf{h}_{e,n}$ 和 $\mathbf{f}_{e,n} = \tilde{\mathbf{f}}_{e,n} + \Delta \mathbf{f}_{e,n}$, 其中, $\tilde{\mathbf{h}}_{e,n}$, $\tilde{\mathbf{f}}_{e,n}$ 和 $\Delta \mathbf{h}_{e,n}$, $\Delta \mathbf{f}_{e,n}$ 分别表示信道估计部分和信道估计误差部分, 且 $\|\Delta \mathbf{h}_{e,n}\| \leq \delta_{h,n}$ 和 $\|\Delta \mathbf{f}_{e,n}\| \leq \delta_{f,n}$, 其中, $\delta_{h,n}$ 和 $\delta_{f,n}$ 表示信道估计误差的范数界.

本节对所研究的 STIN 系统模型和信道模型进行了介绍, 如上所述, 卫星通信存在被窃听风险, 为提升 STIN 的安全性能, 本文在窃听者 CSI 存在误差的条件下提出以最小化系统总发射功率为准则的鲁棒 BF 和功率控制联合优化方案.

3 安全传输方法设计方案

本文以 STIN 总发射功率最小化为优化目标, 通过联合优化卫星波束形成权矢量、基站发射功率及 IRS 相移矩阵, 实现 STIN 中信息的安全传输. 基于公式 (14), (15), (16) 且考虑窃听者信道存在的误差, 受约束的系统总发射功率最小化问题可以表述为优化问题 P1:

$$\text{P1: } \min_{\mathbf{w}, \Phi, P} \|\mathbf{w}\|^2 + P$$

$$\text{s.t. } \log_2(1 + \gamma_{b,m}) \geq \Gamma_b, \forall m$$

$$\min_{\Delta \mathbf{h}_{e,n}, \Delta \mathbf{f}_{e,n}} \log_2(1 + \gamma_s) - \log_2(1 + \gamma_{e,n}) \geq \Gamma_s, \forall n$$

$$\|\mathbf{w}\|^2 \leq P_{\text{STA}}; P \leq P_{\text{BS}}; |\Phi(i, i)| = 1, \forall i, \quad (17)$$

其中, Γ_b 为地面用户可达速率门限; Γ_s 为地球站安全可达速率门限; P_{SAT} 和 P_{BS} 分别为卫星和基站的 最大发射功率; $|\Phi(i, i)|$ 表示 IRS 相移矩阵在 (i, i) 处的元素模值, $i \in \{1, 2, \dots, L_1 L_2\}$. 优化问题 P1 为非凸二次规划问题, 将公式 (14), (15), (16) 代入到 P1, 整理获得优化问题 P2:

$$\text{P2: } \min_{\mathbf{w}, \Phi, P} \|\mathbf{w}\|^2 + P$$

$$\text{s.t. } P \left| \mathbf{f}_{b,m}^H \Phi \mathbf{H} \mathbf{w}_{\text{MRT}} \right|^2 \geq (2^{\Gamma_b} - 1) \sigma_{b,m}^2, \forall m$$

$$\min_{\Delta \mathbf{h}_{e,n}, \Delta \mathbf{f}_{e,n}} 1 + \frac{\left| \mathbf{h}_s^H \mathbf{w} \right|^2}{P \left| \mathbf{f}_s^H \Phi \mathbf{H} \mathbf{w}_{\text{MRT}} \right|^2 + \sigma_s^2}$$

$$\geq 2^{\Gamma_s} \left(1 + \frac{|\mathbf{h}_{e,n}^H \mathbf{w}|^2}{P |\mathbf{f}_{e,n}^H \Phi \mathbf{H} \mathbf{w}_{\text{MRT}}|^2 + \sigma_{e,n}^2} \right), \forall n$$

$$\|\mathbf{w}\|^2 \leq P_{\text{STA}}; P \leq P_{\text{BS}}; |\Phi(i, i)| = 1, \forall i. \quad (18)$$

令 $\mathbf{v} \in \mathbb{C}^{L_1 L_2 \times 1}$, $v_i = \sqrt{P} \Phi^H(i, i)$, 则 $P |\mathbf{f}_s^H \Phi \mathbf{H} \mathbf{w}_{\text{MRT}}|^2$ 可重新表述为

$$\begin{aligned} P |\mathbf{f}_s^H \Phi \mathbf{H} \mathbf{w}_{\text{MRT}}|^2 &= |\mathbf{v}^H \text{diag}(\mathbf{H} \mathbf{w}_{\text{MRT}}) \mathbf{f}_s^*|^2 \\ &= \text{Tr}(\mathbf{V} \bar{\mathbf{F}}_s), \end{aligned} \quad (19)$$

$$\mathbf{V} = \mathbf{v} \mathbf{v}^H, \bar{\mathbf{F}}_s = \text{diag}(\mathbf{H} \mathbf{w}_{\text{MRT}}) \mathbf{f}_s^* \mathbf{f}_s^T \text{diag}(\mathbf{H} \mathbf{w}_{\text{MRT}})^H.$$

同理可得 $P |\mathbf{f}_{b,m}^H \Phi \mathbf{H} \mathbf{w}_{\text{MRT}}|^2 = \text{Tr}(\mathbf{V} \bar{\mathbf{F}}_{b,m})$, 其中,

$$\bar{\mathbf{F}}_{b,m} = \text{diag}(\mathbf{H} \mathbf{w}_{\text{MRT}}) \mathbf{f}_{b,m}^* \mathbf{f}_{b,m}^T \text{diag}(\mathbf{H} \mathbf{w}_{\text{MRT}})^H;$$

$$P |\mathbf{f}_{e,n}^H \Phi \mathbf{H} \mathbf{w}_{\text{MRT}}|^2 = \text{Tr}(\mathbf{V} \bar{\mathbf{F}}_{e,n}), \text{ 其中,}$$

$\bar{\mathbf{F}}_{e,n} = \text{diag}(\mathbf{H} \mathbf{w}_{\text{MRT}}) \mathbf{f}_{e,n}^* \mathbf{f}_{e,n}^T \text{diag}(\mathbf{H} \mathbf{w}_{\text{MRT}})^H$. 结合上述内容, 利用半正定规划对优化问题 P2 进行等价转换, 获得优化问题 P3:

$$\text{P3: } \min_{\mathbf{W}, \mathbf{V}, P} \text{Tr}(\mathbf{W}) + P$$

$$\text{s.t. C1: } \text{Tr}(\mathbf{V} \bar{\mathbf{F}}_{b,m}) \geq (2^{\Gamma_b} - 1) \sigma_{b,m}^2, \forall m$$

$$\text{C2: } \min_{\Delta \mathbf{h}_{e,n}, \Delta \mathbf{f}_{e,n}} \alpha \beta \geq \frac{a}{a-1} \text{Tr}(\mathbf{W} \mathbf{H}_s) \text{Tr}(\mathbf{W} \mathbf{H}_{e,n}), \forall n$$

$$\text{C3: } \text{Tr}(\mathbf{W}) \leq P_{\text{SAT}} \text{ and C4: } P \leq P_{\text{BS}}$$

$$\text{C5: } \mathbf{W} \succeq 0 \text{ and C6: } \text{rank}(\mathbf{W}) = 1$$

$$\text{C7: } \mathbf{V} \succeq 0 \text{ and C8: } \text{rank}(\mathbf{V}) = 1$$

$$\text{C9: } \text{Tr}(\mathbf{B}_i \mathbf{V}) = P, \forall i, \quad (20)$$

其中, $\mathbf{W} = \mathbf{w} \mathbf{w}^H$, $\mathbf{H}_s = \mathbf{h}_s \mathbf{h}_s^H$, $\mathbf{H}_{e,n} = \mathbf{h}_{e,n} \mathbf{h}_{e,n}^H$, $a = 2^{\Gamma_s}$, $\alpha = \text{Tr}(\mathbf{W} \mathbf{H}_s) + (1-a) [\text{Tr}(\mathbf{V} \bar{\mathbf{F}}_s) + \sigma_s^2]$, $\beta = a \text{Tr}(\mathbf{W} \mathbf{H}_{e,n}) / (a-1) + \text{Tr}(\mathbf{V} \bar{\mathbf{F}}_{e,n}) + \sigma_{e,n}^2$, $\mathbf{W} \succeq 0$ 表示矩阵被限制为半正定矩阵, $\mathbf{B}_i \in \mathbb{R}^{L_1 L_2 \times L_1 L_2}$ 为对角线位置 (i, i) 为 1, 其余元素全为 0 的实对角阵.

优化问题 P3 中的非凸安全可达速率约束 C2 的不等式右侧可等价表示为^[5]

$$\text{Tr}(\mathbf{W} \mathbf{H}_s) \text{Tr}(\mathbf{W} \mathbf{H}_{e,n}) = [\text{Tr}(\mathbf{W} \mathbf{H}_n)]^2, \quad (21)$$

其中, $\mathbf{H}_n = \mathbf{h}_s \mathbf{h}_{e,n}^H$. 利用公式 (21), 将 C2 约束进一步转换为二阶锥形式 $\bar{\text{C2}}$:

$$\bar{\text{C2}}: \min_{\Delta \mathbf{h}_{e,n}, \Delta \mathbf{f}_{e,n}} \left\| \begin{array}{l} 2\sqrt{\frac{a}{a-1}} \text{Tr}(\mathbf{W} \mathbf{H}_n) \\ \beta - \alpha \end{array} \right\| \leq \beta + \alpha, \forall n. \quad (22)$$

考虑窃听信道矩阵的不确定性误差, 对 $\mathbf{f}_{e,n}^* \mathbf{f}_{e,n}^T$ 进行重写:

$$\begin{aligned} \mathbf{f}_{e,n}^* \mathbf{f}_{e,n}^T &= \tilde{\mathbf{f}}_{e,n}^* \tilde{\mathbf{f}}_{e,n}^T + \tilde{\mathbf{f}}_{e,n}^* \Delta \mathbf{f}_{e,n}^T + \Delta \mathbf{f}_{e,n}^* \tilde{\mathbf{f}}_{e,n}^T \\ &\quad + \Delta \mathbf{f}_{e,n}^* \Delta \mathbf{f}_{e,n}^T = \tilde{\mathbf{F}}_{e,n} + \Delta \mathbf{F}_{e,n}, \end{aligned} \quad (23)$$

其中, $\tilde{\mathbf{F}}_{e,n} = \tilde{\mathbf{f}}_{e,n}^* \tilde{\mathbf{f}}_{e,n}^T$, $\Delta \mathbf{F}_{e,n} = \tilde{\mathbf{f}}_{e,n}^* \Delta \mathbf{f}_{e,n}^T + \Delta \mathbf{f}_{e,n}^* \tilde{\mathbf{f}}_{e,n}^T + \Delta \mathbf{f}_{e,n}^* \Delta \mathbf{f}_{e,n}^T$. 运用三角不等式和 Holder 不等式可以证明 $\Delta \mathbf{F}_{e,n}$ 的范数是有界的, 证明如下:

$$\begin{aligned} \|\Delta \mathbf{F}_{e,n}\| &\leq \|\tilde{\mathbf{f}}_{e,n}^* \Delta \mathbf{f}_{e,n}^T\| + \|\Delta \mathbf{f}_{e,n}^* \tilde{\mathbf{f}}_{e,n}^T\| \\ &\quad + \|\Delta \mathbf{f}_{e,n}^* \Delta \mathbf{f}_{e,n}^T\| \leq \|\tilde{\mathbf{f}}_{e,n}^*\| \|\Delta \mathbf{f}_{e,n}^T\| \\ &\quad + \|\Delta \mathbf{f}_{e,n}^*\| \|\tilde{\mathbf{f}}_{e,n}^T\| + \|\Delta \mathbf{f}_{e,n}^*\|^2 \\ &\leq 2\delta_{f,n} \|\tilde{\mathbf{f}}_{e,n}^*\| + \delta_{f,n}^2 = \varepsilon_{f,n}. \end{aligned} \quad (24)$$

上述方法同样适用于 $\mathbf{H}_{e,n} = \tilde{\mathbf{H}}_{e,n} + \Delta \mathbf{H}_{e,n}$ 和 $\mathbf{H}_n = \mathbf{h}_s \tilde{\mathbf{h}}_{e,n}^H + \mathbf{h}_s \Delta \mathbf{h}_{e,n}^H$, 可得

$$\|\Delta \mathbf{H}_{e,n}\| \leq 2\delta_{h,n} \|\tilde{\mathbf{h}}_{e,n}\| + \delta_{h,n}^2 = \varepsilon_{h,n}, \quad (25)$$

$$\|\mathbf{h}_s \Delta \mathbf{h}_{e,n}^H\| \leq \delta_{h,n} \|\mathbf{h}_s\|. \quad (26)$$

根据公式 (24), (25) 和 (26) 所确定的窃听者信道估计误差范数界, 可获得

$$\text{Tr} \left[\mathbf{W} \left(\tilde{\mathbf{H}}_{e,n} - \varepsilon_{h,n} \mathbf{I}_w \right) \right] \leq \text{Tr}(\mathbf{W} \mathbf{H}_{e,n}) \leq \text{Tr} \left[\mathbf{W} \left(\tilde{\mathbf{H}}_{e,n} + \varepsilon_{h,n} \mathbf{I}_w \right) \right], \quad (27)$$

$$\begin{aligned} &\text{Tr} \left[\mathbf{V} \text{diag}(\mathbf{H} \mathbf{w}_{\text{MRT}}) \left(\tilde{\mathbf{F}}_{e,n} - \varepsilon_{f,n} \mathbf{I}_v \right) \text{diag}(\mathbf{H} \mathbf{w}_{\text{MRT}})^H \right] \\ &\leq \text{Tr}(\mathbf{V} \bar{\mathbf{F}}_{e,n}) \leq \text{Tr} \left[\mathbf{V} \text{diag}(\mathbf{H} \mathbf{w}_{\text{MRT}}) \left(\tilde{\mathbf{F}}_{e,n} + \varepsilon_{f,n} \mathbf{I}_v \right) \text{diag}(\mathbf{H} \mathbf{w}_{\text{MRT}})^H \right], \end{aligned} \quad (28)$$

$$\text{Tr} \left[\mathbf{W} \left(\mathbf{h}_s \tilde{\mathbf{h}}_{e,n}^H - \delta_{h,n} \|\mathbf{h}_s\| \right) \right] \leq \text{Tr}(\mathbf{W} \mathbf{H}_n) \leq \text{Tr} \left[\mathbf{W} \left(\mathbf{h}_s \tilde{\mathbf{h}}_{e,n}^H + \delta_{h,n} \|\mathbf{h}_s\| \right) \right]. \quad (29)$$

通过利用公式 (27), (28) 和 (29) 获得的上下界, $\bar{\text{C2}}$ 约束可转换为 $\tilde{\text{C2}}$ 约束:

$$\tilde{\text{C2}}: \min_{\Delta \mathbf{h}_{e,n}, \Delta \mathbf{f}_{e,n}} \left\| \begin{array}{l} 2\sqrt{\frac{a}{a-1}} \text{Tr} \left(\mathbf{W} \left(\mathbf{h}_s \tilde{\mathbf{h}}_{e,n}^H + \delta_{h,n} \|\mathbf{h}_s\| \mathbf{I}_w \right) \right) \\ \beta_{\max} - \alpha \end{array} \right\| \leq \beta_{\min} + \alpha, \forall n, \quad (30)$$

其中, β_{\max} 和 β_{\min} 表示为

$$\beta_{\max} = a \text{Tr} \left[\mathbf{W} \left(\tilde{\mathbf{H}}_{e,n} + \varepsilon_{h,n} \mathbf{I}_w \right) \right] / (a-1) + \text{Tr} \left[\mathbf{V} \text{diag}(\mathbf{H} \mathbf{w}_{\text{MRT}}) \left(\tilde{\mathbf{F}}_{e,n} + \varepsilon_{f,n} \mathbf{I}_v \right) \text{diag}(\mathbf{H} \mathbf{w}_{\text{MRT}})^{\text{H}} \right] + \sigma_{e,n}^2 \quad (31)$$

$$\beta_{\min} = a \text{Tr} \left[\mathbf{W} \left(\tilde{\mathbf{H}}_{e,n} - \varepsilon_{h,n} \mathbf{I}_w \right) \right] / (a-1) + \text{Tr} \left[\mathbf{V} \text{diag}(\mathbf{H} \mathbf{w}_{\text{MRT}}) \left(\tilde{\mathbf{F}}_{e,n} - \varepsilon_{f,n} \mathbf{I}_v \right) \text{diag}(\mathbf{H} \mathbf{w}_{\text{MRT}})^{\text{H}} \right] + \sigma_{e,n}^2 \quad (32)$$

用 $\tilde{\text{C2}}$ 约束替代优化问题 P3 中的 C2 约束, 获得优化问题 P4:

$$\begin{aligned} \text{P4: } & \min_{\mathbf{W}, \mathbf{V}, P} \text{Tr}(\mathbf{W}) + P \\ & \text{s.t. C1, } \tilde{\text{C2}}, \text{C3, C4, C5, C6, C7, C8, C9.} \end{aligned} \quad (33)$$

对于优化问题 P4, 可使用半正定松弛 (semi-definite relaxation, SDR) 的方法直接消除非凸秩 1 约束 C6 和 C8, 使之成为一个凸优化问题, 此时可利用标准软件工具包进行求解. 然而一般情况下, 该松弛问题的求解结果无法保证满足秩 1 约束, 即求解出可能是原优化问题的次优解. 针对此问题, 本文采用了一种利用惩罚函数的算法, 对优化问题 P4 进行改写获得优化问题 P5:

$$\begin{aligned} \text{P5: } & \min_{\mathbf{W}, \mathbf{V}, P} \text{Tr}(\mathbf{W}) + P + \rho [\text{Tr}(\mathbf{W}) - \lambda_{\max}(\mathbf{W})] \\ & + \mu [\text{Tr}(\mathbf{V}) - \lambda_{\max}(\mathbf{V})] \\ & \text{s.t. C1, } \tilde{\text{C2}}, \text{C3, C4, C5, C7, C9,} \end{aligned} \quad (34)$$

其中, ρ 和 μ 为大于 0 的惩罚因子. 需要指出的是, 对于任意半正定矩阵 \mathbf{V} 而言, $\text{Tr}(\mathbf{V}) - \lambda_{\max}(\mathbf{V}) \geq 0$ 恒成立, 故目标函数添加项均为正数. 显然, 当惩罚因子足够大时优化问题 P5 的最优解可逼近优化问题 P4 的最优解. 对 $\lambda_{\max}(\mathbf{X})$ 求次梯度 $\partial \lambda_{\max}(\mathbf{X}) = \mathbf{x}_{\max} \mathbf{x}_{\max}^{\text{H}}$, 由 $\lambda_{\max}(\mathbf{X})$ 在 \mathbf{W} 处对 \mathbf{X} 的一阶泰勒展开式可以得到

$$\lambda_{\max}(\mathbf{X}) \geq \lambda_{\max}(\mathbf{W}) + \langle \mathbf{w}_{\max} \mathbf{w}_{\max}^{\text{H}}, \mathbf{X} - \mathbf{W} \rangle, \forall \mathbf{X} \geq 0, \quad (35)$$

其中, \mathbf{w}_{\max} 为 \mathbf{W} 最大特征值对应特征向量. 利用

公式 (35) 对 P5 的目标函数中的 $\lambda_{\max}(\mathbf{W})$ 和 $\lambda_{\max}(\mathbf{V})$ 进行松弛, 构建凸优化问题 P6:

$$\begin{aligned} \text{P6: } & \min_{\mathbf{W}, \mathbf{V}, P} \text{Tr}(\mathbf{W}) + \rho \left(\text{Tr}(\mathbf{W}) - \lambda_{\max}(\mathbf{W}^{(k)}) \right) \\ & - \left\langle \mathbf{w}_{\max}^{(k)} \mathbf{w}_{\max}^{(k)\text{H}}, \mathbf{W} - \mathbf{W}^{(k)} \right\rangle \\ & + \mu \left(\text{Tr}(\mathbf{V}) - \lambda_{\max}(\mathbf{V}^{(k)}) \right) \\ & - \left\langle \mathbf{v}_{\max}^{(k)} \mathbf{v}_{\max}^{(k)\text{H}}, \mathbf{V} - \mathbf{V}^{(k)} \right\rangle \\ & \text{s.t. C1, } \tilde{\text{C2}}, \text{C3, C4, C5, C7, C9,} \end{aligned} \quad (36)$$

其中, $\mathbf{W}^{(k)}$ 和 $\mathbf{V}^{(k)}$ 为 P6 第 k 次迭代获得的最优解, 具体算法流程如表 1 所示.

4 计算机仿真与分析

本节通过仿真分析评估所提方案的性能. 采用 2 种基准方案与本文所提方案进行对比, 区别分别在于: 1) 基站不使用 IRS 辅助通信; 2) 基站使用 IRS 辅助通信, 但其相移矩阵中元素相位随机生成. 本文采用地球静止轨道卫星, 其高度约为 35786 km, 假设卫星配备的天线数为 $K = 7$, 基站配备的天线数为 $D = 7$, 地面用户和窃听者数为 2 个, 无人机高度为 300 m, 以无人机在地面的投影为原点建立直角坐标系, 则地面用户的坐标为 [20,10] 和 [50, 100], 窃听者的坐标为 [100, -120] 和 [-100, -180], 地球站的坐标为 [-180, 100], 基站

表 1 联合优化算法流程
Table 1. Joint optimization algorithm.

基于惩罚函数的联合优化算法流程	
步骤1	初始化计算精度 $\varepsilon = 10^{-7}$, 惩罚因子 $\rho = 2$ 和 $\mu = 2$, 迭代次数 $k=0$.
步骤2	使用 SDR 方法求解优化问题 P4, 获得的初始解记为 $\mathbf{W}^{(k)}$ 和 $\mathbf{V}^{(k)}$.
步骤3	计算 $\mathbf{W}^{(k)}$ 最大特征值 $\lambda_{\max}(\mathbf{W}^{(k)})$ 和对应的特征向量 $\mathbf{w}_{\max}^{(k)}$; 计算 $\mathbf{V}^{(k)}$ 最大特征值 $\lambda_{\max}(\mathbf{V}^{(k)})$ 和对应的特征向量 $\mathbf{v}_{\max}^{(k)}$.
步骤4	求解凸优化问题 P6, 获得的最优解记为 $\mathbf{W}^{(k+1)}$ 和 $\mathbf{V}^{(k+1)}$.
步骤5	如果 $\mathbf{W}^{(k)} \approx \mathbf{W}^{(k+1)}$, 则更新 $\rho = 2\rho$; 如果 $\mathbf{V}^{(k)} \approx \mathbf{V}^{(k+1)}$, 则更新 $\mu = 2\mu$;
步骤6	更新迭代次数 $k = k + 1$.
步骤7	如果满足收敛条件 $ \text{Tr}(\mathbf{W}^{(k)}) - \lambda_{\max}(\mathbf{W}^{(k)}) + \text{Tr}(\mathbf{V}^{(k)}) - \lambda_{\max}(\mathbf{V}^{(k)}) \leq \varepsilon$, 迭代结束, 输出 \mathbf{W} , \mathbf{V} 和 P ; 否则, 返回步骤 3.

的坐标为 [400, 0](单位: 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为 [-20, 10](单位: km). 为简化表达, 本节假设窃听器信道误差的范数界为 $\delta_{s,n} = \delta_n = \delta$.

图 2 描绘了 $\delta = 0.1$, $\Gamma_b = \Gamma_s = 2$ bit/s/Hz 时, 采用 6×6 规模 IRS 的归一化 3D 辐射方向图及其 2D 平面图. 从波束辐射图中可以看出, 辐射波峰指向地面用户和窃听器并且在地球站位置产生零陷, 这说明本文所提算法不仅增强了基站用户的接收信号强度, 而且保证了卫星信号的安全可靠传输, 此外还抑制了基站信号对地球站的干扰, 从而验证了算法的有效性.

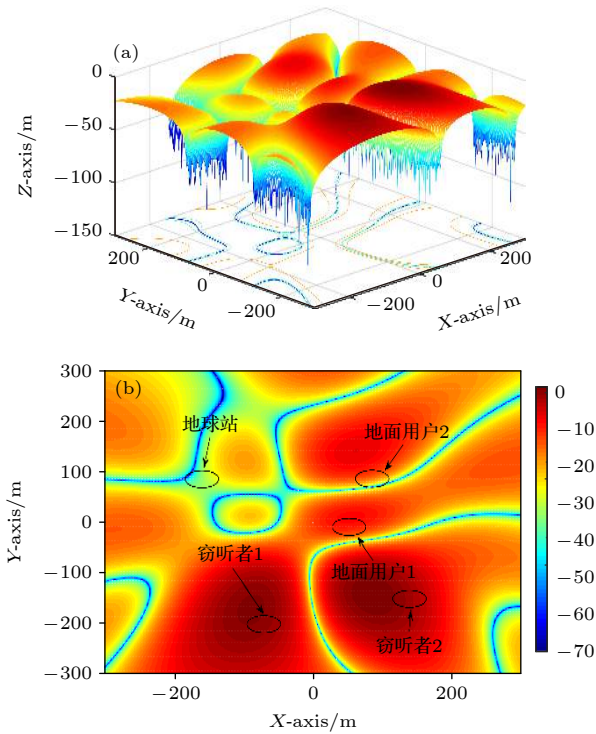


图 2 IRS 归一化辐射方向图 (a) 三维图; (b) 二维图
Fig. 2. IRS normalized radiation pattern: (a) 3D figure; (b) 2D figure.

图 3 描绘了采用 6×6 规模 IRS 时, STIN 总发射功率随安全可达速率 Γ_s 变化的性能曲线. 从图 3 中可以看出, 随着 Γ_s 的增长, STIN 总发射功率也随之提高. 这主要是因为 Γ_s 的增长将使得地球站接收信号功率要求和友好干扰功率要求提高, 从而导致基站和卫星发射功率的提高. 此外, 本文所提方案始终优于另外两种基准方案. 这是因为无 IRS 辅助方案中基站直接利用 BF 技术实现通信和发送友好干扰, 缺少 IRS 提供的分集增益, 致使其总发射功率是三种方案中最高的. 而 IRS 随机相位

方案中, IRS 相移矩阵是从随机生成的样本集中挑选出的, 其波束辐射方向难以对准用户, 这造成了基站发射功率的浪费, 故其总发射功率高于本文所提方案.

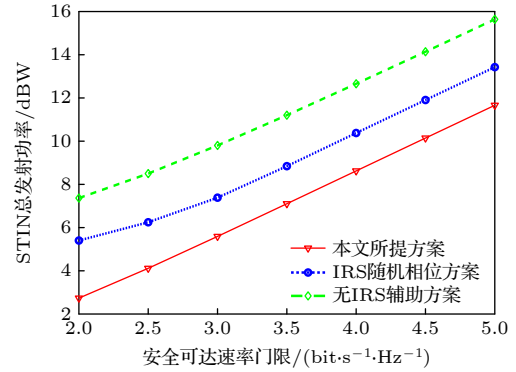


图 3 总发射功率与安全可达速率门限的关系
Fig. 3. Impact of the achievable secrecy rate threshold on total transmitted power.

图 4 描绘了本文所提方案中 STIN 的总发射功率与 Γ_s , δ 的关系. 从图 4 中可以看出, 随着 Γ_s 和 δ 的增长, 融合网络总发射功率也随之提高. 除上述所提 Γ_s 的增长带来的影响外, δ 的增长意味着窃听器信道不确定性的提高, 即信道的估计误差变大, 在进行 BF 设计时波束最大增益方向难以完美对准窃听器, 导致基站对窃听者的干扰功率降低, 此时为了满足系统所需的安全性能要求, 基站要进一步提高自身的发射功率.

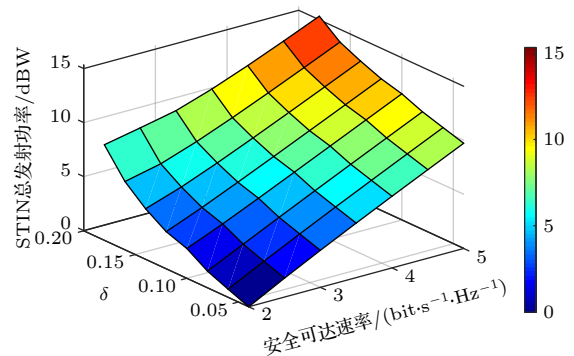


图 4 信道估计误差和安全可达速率对系统总传输功率的影响
Fig. 4. Impact of the channel estimation error and the achievable secrecy rate threshold on total transmitted power.

图 5 描绘了 $\Gamma_s = 3$ bit/s/Hz 时, IRS 规模对 STIN 总发射功率的影响. 从图 5 中可以看出, 在使用 IRS 辅助的方案中, STIN 总发射功率随着 IRS 阵列规

模的增大而逐步下降. 这主要是因为 IRS 为系统提供的自由度和分集增益是与反射元件数成正比的, IRS 规模的增大将使得更多的基站信号功率被反射给用户, 从而降低了基站的发射功率.

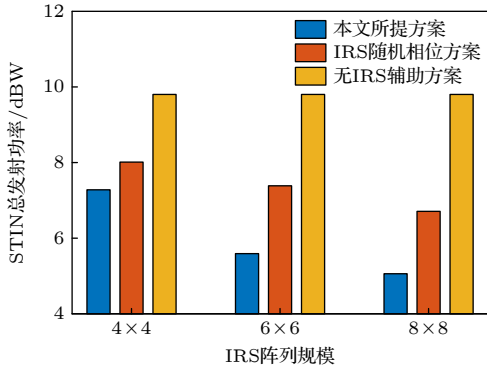


图 5 总发射功率与 IRS 规模的关系

Fig. 5. Effect of the IRS size on the total transmitted power.

5 结 论

本文在窃听者 CSI 非完美的条件下研究了 IRS 辅助的 STIN 通信系统下行安全传输问题. 具体而言, 就是在在卫星网络无法有效抑制窃听的情况下, 基站借助 IRS 向窃听者发送绿色干扰, 提高卫星通信安全性. 在此基础上, 建立以系统总发射功率最小化为目标, 基站用户服务质量和地球站安全可达速率为约束条件的联合优化问题. 为了求解该非凸问题, 利用三角不等式和 Holder 不等式推导出窃听者非完美 CSI 条件下的输出 SINR 上下界; 接下来, 进一步提出了基于半正定规划和惩罚函数相结合的鲁棒 BF 和功率控制联合优化方法, 以实现 STIN 的安全可靠传输. 最后, 计算机仿真结果验证了本文所提算法的有效性和优越性.

参考文献

- [1] Huang Q Q, Lin M, Zhu W P, Cheng J, Alouini M S 2021 *IEEE Trans. Commun.* **69** 2413
- [2] Lin Z, Lin M, Cola T D, Wang J B, Zhu W P, Cheng J 2021 *IEEE Internet Things J.* **8** 11123
- [3] Kong H C, Lin M, Zhu W P, Amindavar H, Alouini M S 2020 *IEEE Wireless Commun. Lett.* **9** 1235
- [4] Huang Q Q, Lin M, Zhu W P, Chatzinotas S, Alouini M S 2020 *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.* **56** 2718
- [5] Lin M, Lin Z, Zhu W P, Wang J B 2018 *IEEE J. Sel. Areas Commun.* **36** 1017
- [6] Liu X Y, Lin M, Wang J Y, Ouyang J, Huang Q Q 2019 *Acta Phys. Sin.* **68** 292 (in Chinese) [刘笑宇, 林敏, 王金元, 欧阳键, 黄清泉 2019 物理学报 **68** 292]
- [7] Zhu J, Wang Y, Yang T 2018 *Acta Phys. Sin.* **67** 7 (in Chinese) [朱江, 王雁, 杨甜 2018 物理学报 **67** 7]
- [8] Zhang H Y, Huang Y M, Yang L X 2015 *Acta Phys. Sin.* **64** 395 (in Chinese) [张海洋, 黄永明, 杨绿溪 2015 物理学报 **64** 395]
- [9] Liu C, Feng W, Chen Y, Wang C X, Ge N 2020 *IEEE Wireless Commun. Lett.* **9** 276
- [10] Lin Z, Lin M, Wang J B, Cola T D, Wang J 2019 *IEEE J. Sel. Top. Signal Process.* **13** 657
- [11] Lu W, An K, Liang T, Zheng G, Chatzinotas S 2021 *IEEE Syst. J.* **15** 2382
- [12] Lin Z, Lin M, Zhu W P, Wang J B, Cheng J 2021 *IEEE Trans. Cogn. Commun. Netw.* **7** 567
- [13] Wu Q Q, Zhang R 2020 *IEEE Commun. Mag.* **58** 106
- [14] Huang C, Zappone A, Alexandropoulos G C, Debbah M, Yuen C 2019 *IEEE Trans. Wireless Commun.* **18** 4157
- [15] Basar E, Renzo M D, Rosny J D, Debbah M, Zhang R 2019 *IEEE Access* **7** 116753
- [16] Yuan J, Liang Y C, Joung J, Feng G, Larsson E G 2021 *IEEE Trans. Commun.* **69** 675
- [17] Cui M, Zhang G, Zhang R 2019 *IEEE Wireless Commun. Lett.* **8** 1410
- [18] Yang H, Xiong Z, Zhao J, Niyato D, Xiao L 2021 *IEEE Trans. Wireless Commun.* **20** 375
- [19] Xu S, Liu J, Cao Y, Li J, Zhang Y 2021 *IEEE Trans. Veh. Technol.* **70** 2007
- [20] International Telecommunication Union <https://www.itu.int/rec/R-REC-S.465-6-201001-1/en> [2021-11-01]
- [21] Zhao B, Lin M, Cheng M, Zhu W P, Al-Dhahir N 2021 *IEEE Commun. Lett.* **25** 2708

Robust secure beamforming algorithm for intelligent reflecting surface-assisted satellite-terrestrial integrated networks*

Xiao Sheng-Jie¹⁾ Lin Min^{1)†} Zhao Bai¹⁾ Lin Zhi²⁾ Cheng Ming¹⁾

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

2) (*Institute of Electronic Countermeasure, National University of Defense Technology, Hefei 230037, China*)

(Received 2 November 2021; revised manuscript received 25 November 2021)

Abstract

For intelligent reflection surface (IRS) assisted satellite-terrestrial integrated network (STIN), a robust secure beamforming method based on the imperfect channel state information (CSI) of eavesdroppers is proposed. First of all, considering that the satellite uses spot beam technology to serve the earth station, while the ground base station (BS) serves multiple ground users through multicast technology, and in the case of frequency spectrum shared between the two networks, a joint optimization problem is formulated to minimize the total transmit power of STIN while satisfying the quality of service constraints of the BS users and the achievable secrecy rate constraints of the earth station. Secondly, in order to solve this non-convex problem, the upper bound and the lower bound of the eavesdroppers' output signal-to-noise ratio under the condition of imperfect CSI are derived by employing triangle inequality together with Holder inequality. Then, a joint optimization scheme of robust BF and power control based on semi-positive definite programming and penalty function method is proposed to realize the secure and reliable transmission in STIN. Finally, the simulation results verify the effectiveness and superiority of the proposed algorithm.

Keywords: satellite-terrestrial integrated network, intelligent reflecting surface, robust beamforming, imperfect channel state information

PACS: 84.40.Ua, 43.60.Fg, 02.60.Pn

DOI: [10.7498/aps.71.20212032](https://doi.org/10.7498/aps.71.20212032)

* Project supported by the International (Regional) Cooperation and Exchange Program of the National Natural Science Foundation of China (Grant No. 61720106003) , NUPTSF (Grant Nos. NY220111, NY221009) and the Postgraduate Research and Practice Innovation Program of Jiangsu Province(Grant Nos. KYCX20_0814).

† Corresponding author. E-mail: linmin@njupt.edu.cn