

# 能效最大化准则下的星地融合网络的安全波束成形算法

林 志<sup>1</sup>, 林 敏<sup>2</sup>, 黄清泉<sup>3</sup>, 赵 柏<sup>2</sup>, 顾晨伟<sup>2</sup>, 许 拔<sup>4</sup>

(1. 国防科技大学电子对抗学院, 安徽合肥 230037; 2. 南京邮电大学通信与信息工程学院, 江苏南京 210003; 3. 32075 部队, 江苏南京 210018; 4. 国防科技大学第六十三研究所, 江苏南京 210007)

**摘 要:** 未来通信系统存在功耗较大、频谱短缺与传输安全等问题, 星地融合网络因其在功耗、频谱效率和总体部署设计等方面具有独特的优势, 被认为是解决上述问题的可行架构方案. 本文针对该网络中的能效最大化问题提出了一种安全波束成形算法. 假设卫星下行链路存在多个窃听者且发送端仅知晓窃听统计信道状态信息, 本文在发射功率受限、用户信干噪比限制和窃听信干噪比概率约束的情况下, 研究了蜂窝用户的能效最大化问题, 提出了一种鲁棒混合波束成形方案, 分别运用 S-procedure 和 Bernstein 型不等式将非凸的概率约束限制转化为线性矩阵不等式和二次锥约束, 然后采用 Charnes-Cooper 和罚函数法将原 NP-hard 问题转换为凸优化问题, 并提出一种双层迭代算法计算出数字和模拟波束成形矢量. 仿真结果表明, 本文所提方案能显著地提升信息传输的安全性和能效性.

**关键词:** 星地融合网络; 能效效率; 混合波束成形; 鲁棒性

中图分类号: TN927

文献标识码: A

文章编号: 0372-2112(2022)01-0124-11

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

DOI: 10.12263/DZXB.20200944

## Secure Beamforming Algorithm in Satellite-Terrestrial Integrated Networks with Energy Efficiency Maximization Criterion

LIN Zhi<sup>1</sup>, LIN Min<sup>2</sup>, HUANG Qing-quan<sup>3</sup>, ZHAO Bai<sup>2</sup>, GU Chen-wei<sup>2</sup>, XU Ba<sup>4</sup>

(1. Institute of Electronic Countermeasure, National University of Defence Technology, Hefei, Anhui 230007, China;

2. College of Telecommunications and Information Engineering, Nanjing University of Posts and Telecommunications, Nanjing, Jiangsu 210003, China;

3. 32075 PLA Troops, Nanjing, Jiangsu 210018, China;

4. The 63th Research Institute, National University of Defence Technology, Nanjing, Jiangsu 210007, China)

**Abstract:** Considering the problems of huge power consumption, spectrum scarcity, and secrecy transmission of future communication system, the satellite-terrestrial integrated network (STIN) has been considered as a promising architecture scheme due to its advantages of power consumption, spectral efficiency and overall deployment design. This paper investigates the energy efficiency (EE) maximization problem in STIN and proposes a secure beamforming scheme. By assuming that multiple eavesdroppers attempt to wiretap the satellite downlinks, and only statistical knowledge of wiretap channel state information is available, this paper aims at maximizing the EE of cellular user under the constraints of BS transmit power budget, signal-to-interference-plus-noise ratio (SINR) requirements of earth station and cellular user, and the outage-constrained SINR requirements of eavesdroppers. This paper proposes a robust hybrid beamforming scheme, and utilizes S-Procedure and Bernstein-type inequality methods to convert the nonconvex outage-based constraints into linear matrix inequalities and second-cone constraints. Then, Charnes-Cooper transformation and penalty function methods are adopted to transform the original NP-hard optimization problem into a convex one, and a two-layer iterative algorithm is proposed solve the problem and obtain digital and analog beamforming weight vectors. Simulation results verify that the proposed hybrid beamforming scheme can significantly enhance EE performance.

**Key words:** satellite-terrestrial integrated networks; energy efficiency; hybrid beamforming; robustness

收稿日期: 2020-08-27; 修回日期: 2021-02-04; 责任编辑: 孙瑶

基金项目: 国防科技大学科研计划项目 (No. ZK21-33); 国家自然科学基金 (No. 61901490, No. 61720106003); 上海航天科技创新基金 (No. SAST2019-095)

## 1 引言

近年来,星地融合网络(Satellite-Terrestrial Integrated Networks, STIN)由于在带宽、功率消耗、频谱效率以及提供综合业务方面具有明显的优势,成为未来通信领域一个新的研究亮点<sup>[1-3]</sup>. 星地融合网络利用地面无线通信成熟传输体制和卫星通信的广域覆盖性,通过总体控制部署可以最大限度地利用无线资源,同时提高卫星子网和地面蜂窝子网的传输效率<sup>[4]</sup>. 该网络架构在现实场景中具有诸多的应用优点,比如:保障突发事件时的有效通信服务;增强高密度服务区域或偏远地区信号强度,采用地基波束形成技术为卫星“减负”;适用于任何通信体制;能有效促进卫星和地面网络运营商的统一. 文献[5]提出了星地融合网络的一般性框架,从物理层的角度分别针对单播和多播传输的场景进行讨论. 此外,星地融合网络在工业方面也受到了广泛的关注. 我国正在规划的星地融合网络主要包括国家科技创新 2030 重大项目“天地一体化信息网络低轨接入网”、航天科技集团的“鸿雁工程”、航天科工集团的“虹云工程”等.

物理层安全技术,由于利用无线信道的物理差异性从信息论的角度为信号传输增加一层安全保障,在地面蜂窝网络通信领域中得到了学者们的广泛研究. 同时,卫星通信由于广域覆盖性和用户接入的开放性使得安全传输成为该领域的热点问题. 不同于地面网络通信,卫星超长距离的信息传输使得合法链路和窃听链路的物理差异性较低,而且有限的星载功耗和计算能力导致了很难将物理层安全技术直接运用于卫星通信. 为解决这一问题,文献[6]针对星地融合网络提出了 2 种基于迫零的波束形成方案,通过设计基站发送的信号来增强对卫星窃听用户的干扰,在保证卫星和地面用户服务质量的同时,增强了卫星下行链路传输的安全性. 文献[6]的工作随后被文献[7]扩展到了更一般化的通信场景,文献[7]分别针对单窃听和多窃听的情况研究了安全速率约束下的总发射功率最小化问题. 在实际通信场景中,由于窃听者往往是网络中的非认证用户,发送端仅能获取非理想的窃听信道状态信息. 基于边界类的窃听信道误差模型,文献[8]研究了多波束卫星系统中的可达安全速率最大化问题,结合连续凸估计方法提出了一种安全波束成形方案. 文献[9]针对统计性的窃听信道误差模型,研究了中断概率限制下的基站发射功率最小化问题. 基于位置误差的窃听信道模型,文献[10]研究了星地融合网络中的安全速率最大化问题,分别针对协作和非协作窃听场景提出了相应的安全波束成形方案.

随着无线终端设备数量的大规模增长和对传输速率要求的剧增,高速率传输和低功率消耗成为未来通信系统需要考虑的关键问题之一,作为同时衡量传输速率和能耗的能量效率指标得到了学者们的广泛研究<sup>[11-13]</sup>. 文献[14]针对认知网络研究了能效最大化问题,提出基于凸差函数的波束成形方案并得到了近似最优解. 文献[15]研究了无线携能传输系统中的全局能效优化问题,采用二分法、连续凸估计和 Dinkelbach 方法得到了波束成形和人工噪声矢量. 针对存在窃听的场景,有学者分别研究了安全限制下的能效问题和基于安全能效准则(安全速率与能量消耗的比值)的波束成形设计. 文献[16]针对存在多窃听的认知网络研究了发射功率受限、安全速率约束和主用户服务质量要求下的安全能效最大化问题,提出了结合惩罚函数和连续凸估计的方案对原问题进行求解. 文献[17]分别考虑瞬时和统计性的信道状态信息,研究了结合正交频分多址的认知网络的安全能效最大化问题.

在传统的数字波束成形系统中,每根天线连接的专用射频链路(包括射频单元和数模转换器等)的能量消耗约为 200mW,而随着毫米波频段和大规模天线在未来通信中的应用,这会造成发送端大量的功率消耗. 为解决这一问题,有研究人员提出了混合模拟-数字系统,该系统由少量的射频链路和较多的模拟移相器构成. 混合模拟-数字系统可以在损失少许频谱性能的情况下,通过减少射频链路的数量,使其比基于数字系统的功耗更小、计算复杂度更低. 文献[18]研究了混合模拟-数字系统中子天线阵中的能效问题,基于干扰对准技术和分式规划方法提出了一种双层迭代的混合预编码方案,最后以较低的算法复杂度获得了近似最优的性能. 然而,星地融合网络中基于混合模拟-数字波束成形技术的能效优化问题仍有待进一步研究. 综上所述,为了降低能量消耗、提高频谱效率、增强系统鲁棒性并提升信息传输的安全性,对基于混合模拟-数字系统的星地融合网络中的能效问题进行研究具有重要的理论意义和现实价值.

本文主要的研究工作如下.

(1) 假设基站配备均匀面阵天线,构建存在多窃听的星地融合网络系统模型,建立卫星和基站下行链路信道模型. 考虑基站仅获取了统计性的窃听信道状态信息,在发射功率受限、用户信干噪比限制和窃听信干噪比概率约束的情况下,研究了蜂窝用户能效最大化问题. 该优化问题是一个非线性、数字和模拟波束成形矢量耦合的非凸优化问题,很难获得该问题的最优解.

(2)由于中断概率约束的窃听信干噪比限制的非凸性,利用S-Procedure和Bernstein型不等式方法将此限制条件转化为线性矩阵不等式和二次锥约束.接着,运用Charnes-Cooper转换法和罚函数法将原分式目标函数的非凸优化问题转换为凸优化问题,并提出一种双层迭代算法计算出模拟和数字波束成形权矢量.

(3)仿真结果表明,本文所提的混合波束成形方案能以较低的算法复杂度在保证安全传输的基础上能获得较好的能效性能.与半定松弛方案、安全速率最大化和功率最小化方案的比较,进一步验证了所提方案的有效性.

## 2 系统模型

如图1所示,星地融合网络由一个卫星通信系统和地面蜂窝通信系统组成.卫星网关站作为控制中心,负责收集卫星和基站下行链路的信道信息、网络用户的服务需求、发送端的配置参数等,用于进行总体的资源分配和优化计算.卫星服务一个地面站,存在 $K$ 个窃听者试图窃听卫星下行链路,同时基站服务一个蜂窝用户.在该模型中,所有的信道均是平坦慢衰落信道.系统参数如表1所示.

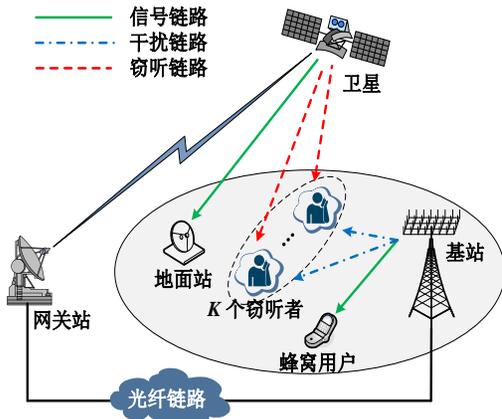


图1 星地融合网络下行传输模型

该星地融合网络工作于Ka频段以实现宽带传输,多波束卫星配备了单馈元反射抛物面天线,在这种场景下,卫星下行信道模型受路径损耗、卫星多波束增益和地面站天线增益等因素的影响,卫星与地面站之间的下行链路信道建模为

$$g_i = \sqrt{GP_L b} \tilde{g}_i \quad (1)$$

其中,  $i \in \{s, c, k\}$ ,  $k \in \{1, 2, \dots, K\}$ ;  $G$ 表示地面站的抛物面天线增益,根据ITU的天线标准,增益 $G$ 的dB形式<sup>[19]</sup>,可表示为

表1 系统参数

参数	含义
$K$	窃听者数量
$x(t)/s(t)$	蜂窝用户/地面站所需的信号
$\mathbf{v}$	基站处的数字波束成形矢量
$\mathbf{P}$	基站处的模拟波束成形矩阵
$g_s$	卫星至地面站链路的信道
$g_k$	卫星至第 $k$ 个窃听链路的信道
$h_c$	基站至蜂窝用户链路的信道矢量
$h_k$	基站至第 $k$ 个窃听链路的信道矢量
$\sigma_c/\sigma_s/\sigma_k$	蜂窝用户/地面站/第 $k$ 个窃听处的背景噪声
$P_s$	卫星的发射功率
$\Gamma_s/\Gamma_c$	地面站/蜂窝用户的信干噪比要求
$\Gamma_e$	窃听者的信干噪比限制
$\rho_e$	窃听者的信干噪比中断概率限制
$P_b$	基站处的发射功率限制
$\mu$	基站处的能量传输效率
$P_r$	基站处每条射频的电路功耗
$P_a$	基站处每根天线的电路功耗

$$G_{\text{dB}} = \begin{cases} G_{\text{max}}, & 0^\circ \leq \psi < 1^\circ \\ 32 - 25 \log \theta_m, & 1^\circ \leq \psi < 48^\circ \\ -10, & 48^\circ \leq \psi \leq 180^\circ \end{cases} \quad (2)$$

其中,  $G_{\text{max}}$ 表示地面站天线的最大增益;  $\psi$ 表示传输链路与地面站天线主轴方向间的夹角.式(1)中,  $P_L$ 为自由空间路径损耗,可表示为

$$P_L = \frac{c}{4\pi f_c d} \quad (3)$$

其中,  $c$ 表示光速;  $f_c$ 表示载波频率;  $d$ 为卫星与地面站间的距离.

$b$ 表示卫星波束增益<sup>[20]</sup>,可表示为

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

其中,  $b_{\text{max}}$ 为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;  $u = 2.07123 \sin \phi / \sin \phi_{3\text{dB}}$ ,  $\phi$ 表示地面用户相对于卫星天线的偏轴角,  $\phi_{3\text{dB}}$ 为单边半功率波束宽度.

为了准确描述信号包络的统计特性,采用复合衰落分布模型对卫星链路进行建模.根据文献[6]中的阴影莱斯衰落模型,信道衰落系数 $\tilde{g}_i$ 可描述为

$$\tilde{g}_i = G_{\text{LoS}} \exp(j\phi) + G_{\text{nLoS}} \exp(j\phi_{\text{nLoS}}) \quad (5)$$

其中,  $\phi_{\text{nLoS}}$ 表示非直达径的随机相位;  $G_{\text{LoS}}$ 和 $G_{\text{nLoS}}$ 分别表示直达径和非直达径的幅度,且分别服从Nakagami-m和Rayleigh分布.

如图2所示,基站配备了 $N_b = N_1 \times N_2$ 根均匀面阵天线,其中 $N_1$ 和 $N_2$ 分别表示天线阵 $X$ 轴和 $Z$ 轴方向的天

线数.  $\theta$  和  $\varphi$  分别表示直达链路在天线阵垂直方向和水平方向上的到达角分量, 从图中可知, 通过  $\theta$  和  $\varphi$  可以确定唯一的直达链路方向.

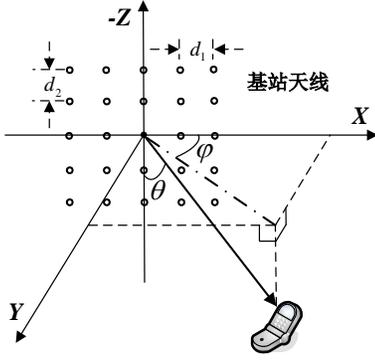


图2 基站天线阵模型

根据高频段无线电的传播特性, 基站下行链路信道是由主分量的直达链路和多条离散的非直达链路组成. 因此, 基站下行链路信道矩阵可建模为

$$\mathbf{H} = \sqrt{g(\theta_0, \varphi_0)} \rho_0 \mathbf{A}(\theta_0, \varphi_0) + \sqrt{\frac{1}{L}} \sum_{l=1}^L \sqrt{g(\theta_l, \varphi_l)} \rho_l \mathbf{A}(\theta_l, \varphi_l) \quad (6)$$

其中,  $g(\theta, \varphi)$  表示天线阵列增益;  $\rho_l$  和  $\mathbf{A}(\theta_l, \varphi_l)$  分别表示第  $l$  条路径的路径损耗和阵列导向矩阵;  $L$  表示非直达径的数量.

直达链路的路径损耗可表示为  $|\rho_0| = \lambda / (4\pi d)$ , 而多径分量的增益  $|\rho_l|$  通常比直达分量弱 5~10 dB. 天线阵列增益  $g(\theta, \varphi)$  的 dB 形式可描述为

$$g_{\text{dB}}(\theta, \varphi) = g_{\text{max}} - \min\{g_h(\varphi) + g_v(\theta), \text{SLL}\} \quad (7)$$

其中,  $g_h(\varphi)$  和  $g_v(\theta)$  分别表示水平和垂直方向的增益, 可分别表示为

$$g_h(\varphi) = \min\left\{12\left(\frac{\varphi}{\varphi_{3\text{dB}}}\right)^2, \text{SLL}\right\} \\ g_v(\theta) = \min\left\{12\left(\frac{\theta - \theta_{\text{tilt}}}{\theta_{3\text{dB}}}\right)^2, \text{SLL}\right\} \quad (8)$$

式 (6) 中, 导向矩阵  $\mathbf{A}(\theta, \varphi)$  可写成  $\mathbf{A}(\theta, \varphi) = \mathbf{a}_h(\theta, \varphi) \mathbf{a}_v^H(\theta)$ , 其中,  $\mathbf{a}_h(\theta, \varphi)$  和  $\mathbf{a}_v(\theta)$  为水平和垂直方向的导向矢量, 可写成

$$\mathbf{a}_h(\theta, \varphi) = \left[ e^{-j\beta\left(\frac{N_1-1}{2}\right)d_1 \sin\theta \cos\varphi}, \dots, e^{+j\beta\left(\frac{N_1-1}{2}\right)d_1 \sin\theta \cos\varphi} \right]^T \\ \mathbf{a}_v(\theta) = \left[ e^{-j\beta\left(\frac{N_2-1}{2}\right)d_2 \cos\theta}, \dots, e^{+j\beta\left(\frac{N_2-1}{2}\right)d_2 \cos\theta} \right]^T \quad (9)$$

可将式 (6) 中的信道矩阵转换为矢量形式, 即

$$\mathbf{h} = \text{vec}(\mathbf{H}) \\ = \sqrt{g(\theta_0, \varphi_0)} \rho_0 \mathbf{a}_h(\theta_0, \varphi_0) \otimes \mathbf{a}_v(\theta_0) \\ + \sqrt{\frac{1}{L}} \sum_{l=1}^L \sqrt{g(\theta_l, \varphi_l)} \rho_l \mathbf{a}_h(\theta_l, \varphi_l) \otimes \mathbf{a}_v(\theta_l) \quad (10)$$

卫星向地面站发送信号  $x(t)$ , 与此同时, 基站在向蜂窝用户发送信号  $s(t)$  之前, 将其映射到数字波束赋权矢量  $\mathbf{v} \in \mathbf{C}^{N_r \times 1}$  和模拟波束成形矩阵  $\mathbf{P} \in \mathbf{C}^{N_b \times N_r}$ , 其中  $N_r$  表示射频链路数. 地面站、蜂窝用户和第  $k$  个窃听的接收信号可以分别表示为

$$y_s(t) = \sqrt{P_s} g_s x(t) + \mathbf{h}_s^H \mathbf{P} \mathbf{v} s(t) + n_s(t) \\ y_c(t) = \mathbf{h}_c^H \mathbf{P} \mathbf{v} s(t) + \sqrt{P_s} g_c x(t) + n_c(t) \\ y_k(t) = \sqrt{P_s} g_k x(t) + \mathbf{h}_k^H \mathbf{P} \mathbf{v} s(t) + n_k(t) \quad (11)$$

其中, 噪声  $\{n_s(t), n_c(t), n_k(t)\} \sim \text{CN}(0, \sigma^2)$  服从独立的高斯分布, 噪声功率满足  $\sigma^2 = \kappa T B$  (其中,  $\kappa$  表示玻尔兹曼常量,  $T$  表示噪声温度,  $B$  表示传输带宽).

地面站、蜂窝用户和第  $k$  个窃听接收信号的信干噪比可以分别表示为

$$\gamma_s = \frac{P_s |g_s|^2}{|\mathbf{h}_s^H \mathbf{P} \mathbf{v}|^2 + \sigma^2}, \quad \gamma_c = \frac{|\mathbf{h}_c^H \mathbf{P} \mathbf{v}|^2}{P_s |g_c|^2 + \sigma^2}, \\ \gamma_k = \frac{P_s |g_k|^2}{|\mathbf{h}_k^H \mathbf{P} \mathbf{v}|^2 + \sigma^2} \quad (12)$$

基站的功率消耗主要来自于发射功率、射频链路功耗  $P_r$  和天线端的电路损耗  $P_a$  (移相器、功分、功合和功放器), 因此基站实际消耗的功率为

$$P_{\text{tot}} = \mu \|\mathbf{v}\|_F^2 + N_r P_r + N_b P_a \quad (13)$$

其中,  $\mu$  表示发射功率效率.

蜂窝用户的能效可以定义为

$$\eta_{EE} = \frac{\log_2(1 + \gamma_c)}{\mu \|\mathbf{v}\|_F^2 + N_r P_r + N_b P_a} \quad (14)$$

窃听者是网络中的非法用户, 基站无法获知理想的窃听信道状态信息, 因此采用统计性的信道误差模型给窃听信道建模, 即

$$\mathbf{h}_k = \tilde{\mathbf{h}}_k + \Delta_k \quad (15)$$

其中,  $\tilde{\mathbf{h}}_k$  表示基站至第  $k$  个窃听的估计信道状态信息;  $\Delta_k$  表示相应的信道误差且服从均值为零的高斯随机分布  $\Delta_k \sim \text{CN}(\mathbf{0}, \mathbf{\Omega}_k)$  (其中  $\mathbf{\Omega}_k$  表示协方差矩阵).

信道误差可重新表示为  $\Delta_k = \mathbf{\Omega}_k^{1/2} \mathbf{f}_k$ , 其中  $\mathbf{f}_k \sim \text{CN}(\mathbf{0}, \mathbf{I}_{N_b})$ .

本文在满足发射功率限制、合法用户的信干噪比

限制和基于中断的窃听信干噪比约束条件下,研究蜂窝用户能效最大化问题,建立的优化问题为

$$\begin{aligned} & \max_{P, \mathbf{v}} \eta_{EE} \\ \text{s.t. } & C_1: \gamma_s \geq \Gamma_s \\ & C_2: \gamma_c \geq \Gamma_c \\ & C_3: \Pr\{\gamma_k \leq \Gamma_e\} \geq 1 - \rho_e \\ & C_4: \left| [\mathbf{P}]_{i,j} \right|^2 = 1/N_b \\ & C_5: \|\mathbf{v}\|_F^2 \leq P_b \end{aligned} \quad (16)$$

限制  $C_4$  中,  $i \in \{1, 2, \dots, N_b\}, j \in \{1, 2, \dots, N_b\}$ .

显然,分式形式目标函数的混合波束成形设计,成了优化问题(16),是一个多变量耦合的非凸问题,而且限制  $C_3$  中的统计性窃听信道误差  $\Delta_k$  使该优化问题属于非稳健优化问题. 因此,如何设计混合波束成形来克服信道不确定性问题并提高网络传输的鲁棒性和安全性就显得尤其重要.

### 3 鲁棒安全波束成形设计

#### 3.1 基于中断概率限制的转换与优化

根据鲁棒优化理论可知,非理想信道的建模主要有2类:基于边界不确定性的模型和基于统计性的误差模型. 相较于窃听信道的边界误差范围,窃听信道的统计信息更易获取,因此研究统计性的鲁棒方案更符合实际的传输场景,可以从统计的角度确保窃听信干噪比的中断概率大于设定门限. 总体来说,基于概率约束的鲁棒优化问题有2种常用的方法:概率分布法和近似法. 接下来将采用这两种方法分别对基于中断概率的限制  $C_3$  进行转换.

##### 3.1.1 S-Procedure 方法

定义混合波束成形矩阵  $\mathbf{W} = \mathbf{P}\mathbf{v}\mathbf{v}^H \mathbf{P}^H$ , 可知  $\mathbf{W}$  是秩为1的半正定矩阵,因此可将限制  $C_3$  中的  $\gamma_k \leq \Gamma_e$  重新表示为

$$\left( \tilde{\mathbf{h}}_k + \Delta_k \right)^H \mathbf{W} \left( \tilde{\mathbf{h}}_k + \Delta_k \right) + \sigma^2 \geq P_s \left| \mathbf{g}_k \right|^2 / \Gamma_e \quad (17)$$

进一步将信道误差  $\Delta_k = \mathbf{\Omega}_k^{1/2} \mathbf{f}_k$  代入式(17),可得

$$\left( \tilde{\mathbf{h}}_k + \mathbf{\Omega}_k^{1/2} \mathbf{f}_k \right)^H \mathbf{W} \left( \tilde{\mathbf{h}}_k + \mathbf{\Omega}_k^{1/2} \mathbf{f}_k \right) + \sigma^2 - \frac{P_s \left| \mathbf{g}_k \right|^2}{\Gamma_e} \geq 0 \quad (18)$$

**定理 1** 对于任意满足  $\Pr\{\mathbf{a} \in \Phi\} \geq 1 - \rho$  的集合  $\Phi \in C^{N_b \times 1}$ , 可以推导出

$$\begin{aligned} & \mathbf{a}^H \mathbf{X} \mathbf{a} + 2\text{Re}\{\mathbf{a}^H \mathbf{x}\} + c \geq 0, \forall \mathbf{a} \in \Phi \\ \Rightarrow & \Pr\{\mathbf{a}^H \mathbf{X} \mathbf{a} + 2\text{Re}\{\mathbf{a}^H \mathbf{x}\} + c \geq 0\} \geq 1 - \rho \end{aligned} \quad (19)$$

根据定理1,限制  $C_3$  可转化成确定性的二次约束,即

$$\begin{aligned} f(\mathbf{f}_k) = & \tilde{\mathbf{h}}_k^H \mathbf{W} \tilde{\mathbf{h}}_k + \mathbf{f}_k^H \mathbf{\Omega}_k^{1/2} \mathbf{W} \mathbf{\Omega}_k^{1/2} \mathbf{f}_k \\ & + 2\text{Re}\{\mathbf{f}_k^H \mathbf{\Omega}_k^{1/2} \mathbf{W} \tilde{\mathbf{h}}_k\} + \sigma^2 - P_s \left| \mathbf{g}_k \right|^2 / \Gamma_e \geq 0 \end{aligned} \quad (20)$$

假设  $\mathbf{f}_k$  位于集合  $\Phi = \left\{ \mathbf{f}_k \in C^{N_b \times 1} \mid \left\| \mathbf{f}_k \right\|_F^2 \leq r_k^2 \right\}$  中,  $r_k$  为该圆形集合的边界. 根据文献[21]可知,当  $\Pr\{\mathbf{f}_k \in \Phi \geq 1 - \rho_k\}$  成立,  $\Pr\{f(\mathbf{f}_k) \geq 0\} \geq 1 - \rho_k$  也成立. 根据  $\mathbf{f}_k$  的分布可推导出  $r_k = \sqrt{I_m(1 - \rho_k)}/2$ ,  $I_m$  为奇方随机变量的逆累计分布函数,其自由度是  $m = 2N_b$ . 因此限制  $C_3$  可重新表示为

$$\begin{cases} f(\mathbf{f}_k) \geq 0 \\ \mathbf{f}_k^H \mathbf{I}_{N_b} \mathbf{f}_k - I_m(1 - \rho_k)/2 \leq 0 \end{cases} \quad (21)$$

由于  $\mathbf{f}_k$  位于圆形集合中,该限制的变量仍存在无数种可能的取值,因此限制条件(21)仍是非凸的. 根据 S-procedure 定理,本节将此非凸限制转换为线性矩阵不等式形式.

**定理 2(S-Procedure)** 定义函数如下:

$$g_l(\mathbf{x}) = \mathbf{x}^H \mathbf{A}_l \mathbf{x} + 2\text{Re}\{\mathbf{b}_l^H \mathbf{x}\} + c_l, \quad l = 1, 2 \quad (22)$$

只有当存在一个变量满足以下不等式成立时:

$$\tau \begin{bmatrix} \mathbf{A}_1 & \mathbf{b}_1 \\ \mathbf{b}_1^H & c_1 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \mathbf{A}_2 & \mathbf{b}_2 \\ \mathbf{b}_2^H & c_2 \end{bmatrix} \succeq \mathbf{0} \quad (23)$$

可以从  $g_1(\mathbf{x}) \leq 0$  推导出  $g_2(\mathbf{x}) \leq 0$ .

根据定理2,可将限制条件(21)表示为

$$f(\mathbf{W}, \tau_k) = \begin{bmatrix} \mathbf{\Omega}_k^{1/2} \mathbf{W} \mathbf{\Omega}_k^{1/2} + \tau_k \mathbf{I}_{N_b} & \mathbf{\Omega}_k^{1/2} \mathbf{W} \tilde{\mathbf{h}}_k \\ \tilde{\mathbf{h}}_k^H \mathbf{W} \mathbf{\Omega}_k^{1/2} & a_k \end{bmatrix} \succeq \mathbf{0} \quad (24)$$

其中,  $a_k = \tilde{\mathbf{h}}_k^H \mathbf{W} \tilde{\mathbf{h}}_k + \sigma^2 - P_s \left| \mathbf{g}_k \right|^2 / \Gamma_e - I_m(1 - \rho_k)/2$ , 因此,原限制  $C_3$  已转换为凸限制条件(24).

##### 3.1.2 基于 Bernstein 型不等式方法

尽管基于 S-Procedure 方法可以获得较好的性能,但实质上是对原限制条件进行放松型的估计,因此性能会优于原优化问题的全局最优解. 为了更准确地对原非凸限制进行近似,在本小节中采用基于 Bernstein 型不等式的方法,推导概率约束的一系列近似表达式.

**定理 3**  $\Pr\{\mathbf{a}^H \mathbf{X} \mathbf{a} + 2\text{Re}\{\mathbf{a}^H \mathbf{x}\} + c\} \geq 1 - \rho$  成立的充分条件等同于下列线性矩阵不等式和二次锥限制:

$$\begin{cases} \text{Tr}(\mathbf{X}) - \sqrt{-2\ln\rho} \tau_1 + \tau_2 \ln\rho + c \geq 0, \\ \left\| \begin{bmatrix} \text{vec}(\mathbf{X}) \\ \sqrt{2} \mathbf{r} \end{bmatrix} \right\| \leq \tau_1 \\ \tau_2 \mathbf{I}_n + \mathbf{X} \succ \mathbf{0}, \tau_2 \geq 0 \end{cases} \quad (25)$$

其中,  $\tau_1$  和  $\tau_2$  为松弛变量.

根据定理3,并引入松弛变量  $\omega_k \geq 0$  和  $c_k \geq 0$ , 可将限制  $C_3$  转换成

$$\begin{cases} \text{Tr}(\mathbf{\Omega}_k^{1/2} \mathbf{W} \mathbf{\Omega}_k^{1/2}) - \sqrt{-2 \ln \rho_e} \omega_k + \zeta_k \ln \rho_e + c_k \geq 0, \\ \left\| \begin{bmatrix} \text{vec}(\mathbf{\Omega}_k^{1/2} \mathbf{W} \mathbf{\Omega}_k^{1/2}) \\ \sqrt{2} \mathbf{\Omega}_k^{1/2} \mathbf{W} \tilde{\mathbf{h}}_k \end{bmatrix} \right\| \leq \omega_k \\ \zeta_k \mathbf{I}_{N_b} + \mathbf{\Omega}_k^{1/2} \mathbf{W} \mathbf{\Omega}_k^{1/2} \succ \mathbf{0}, \zeta_k \geq 0 \end{cases} \quad (26)$$

其中,  $c_k = \tilde{\mathbf{h}}_k^H \mathbf{W} \tilde{\mathbf{h}}_k + \sigma^2 - P_s \left| g_k \right|^2 / \Gamma_s$ . 因此, 原限制条件  $C_3$  已转换为凸限制条件(27).

### 3.2 混合波束成形迭代方案

由于优化问题(16)中的目标函数是分式形式, 属于非凸函数, 因此本文采用 Charnes-Cooper 方法, 向目标函数中引入辅助变量  $\alpha$ , 定义  $V = \mathbf{v} \mathbf{v}^H$ , 以 S-Procedure 方法为例, 优化问题可重新表示为

$$\begin{aligned} & \max_{\mathbf{P}, \mathbf{V}, \tau_k, \alpha} \alpha^{-1} \log_2 \left( 1 + \frac{\text{Tr}(\mathbf{H}_c \mathbf{P} \mathbf{V} \mathbf{P}^H)}{P_s \left| g_c \right|^2 + \sigma^2} \right) \\ & \text{s.t. } C_1: \text{Tr}(\mathbf{H}_s \mathbf{P} \mathbf{V} \mathbf{P}^H) + \sigma^2 - P_s \left| g_s \right|^2 / \Gamma_s \leq 0 \\ & C_2: \text{Tr}(\mathbf{H}_c \mathbf{P} \mathbf{V} \mathbf{P}^H) - \Gamma_c \left( P_s \left| g_c \right|^2 + \sigma^2 \right) \geq 0 \\ & C_3: f(\mathbf{P}, \mathbf{V}, \tau_k) \geq \mathbf{0}, \forall k \\ & C_4: \left| [\mathbf{P}]_{ij} \right|^2 = 1/N_b \\ & C_5: \text{Tr}(\mathbf{V}) \leq P_b \\ & C_6: \mu \text{Tr}(\mathbf{V}) + N_r P_r + N_b P_a = \alpha \\ & C_7: \text{rank}(\mathbf{V}) = 1 \end{aligned} \quad (27)$$

#### 3.2.1 数字波束成形矩阵的迭代求解

为了解决数字和模拟波束成形矩阵间的耦合问题, 本节采用嵌套式的算法分别对  $\mathbf{V}$  和  $\mathbf{P}$  进行迭代求解. 假设第  $n$  次迭代的模拟波束成形矩阵为  $\mathbf{P}^{(n)}$ , 可将优化问题(27)写成:

$$\begin{aligned} & \max_{\mathbf{V}, \tau_k, \alpha} \alpha^{-1} \log_2 \left( 1 + \frac{\text{Tr}(\mathbf{H}_c \mathbf{P}^{(n)} \mathbf{V} \mathbf{P}^{(n)H})}{P_s \left| g_c \right|^2 + \sigma^2} \right) \\ & \text{s.t. } C_1: \text{Tr}(\mathbf{H}_s \mathbf{P}^{(n)} \mathbf{V} \mathbf{P}^{(n)H}) + \sigma^2 - P_s \left| g_s \right|^2 / \Gamma_s \leq 0 \\ & C_2: \text{Tr}(\mathbf{H}_c \mathbf{P}^{(n)} \mathbf{V} \mathbf{P}^{(n)H}) - \Gamma_c \left( P_s \left| g_c \right|^2 + \sigma^2 \right) \geq 0 \\ & C_3: f(\mathbf{P}^{(n)}, \mathbf{V}, \tau_k) \geq \mathbf{0}, \forall k \\ & C_5 - C_7 \end{aligned} \quad (28)$$

从式(28)可知, 目标函数是两个变量函数的乘积形式, 依然是很难处理的非凸优化问题. 本节提出一种内外层迭代算法, 外层优化问题可表述为

$$\max_{\alpha} \alpha^{-1} g(\alpha) \quad (29)$$

其中,  $g(\alpha)$  是问题(28)的目标函数中的蜂窝用户速率. 外层优化问题可以通过黄金分割搜索法, 给定最大和最小的

$\alpha$  值, 接着分别计算对应  $\alpha$  值下的内层优化问题, 然后进一步分割搜索出  $\alpha^{-1} g(\alpha)$  的最大值. 内层优化问题可表述为

$$\begin{aligned} & \max_{\mathbf{V}, \tau_k} \text{Tr}(\mathbf{H}_c \mathbf{P}^{(n)} \mathbf{V} \mathbf{P}^{(n)H}) \\ & \text{s.t. } C_1 - C_7 \end{aligned} \quad (30)$$

除了秩为 1 的限制, 优化问题(30)属于凸优化问题, 可直接使用 CVX 软件包进行求解.

#### 3.2.2 模拟波束成形矩阵的迭代求解

假设第  $n$  次迭代的数字波束成形矩阵为  $\mathbf{V}^{(n)}$ , 并进行特征值分解得到数字波束成形权矢量  $\mathbf{v}^{(n)}$ , 可将优化问题(27)写成

$$\begin{aligned} & \max_{\mathbf{P}, \tau_k} \log_2 \left( 1 + \frac{\left| \mathbf{h}_c^H \mathbf{P} \mathbf{v}^{(n)} \right|^2}{P_s \left| g_c \right|^2 + \sigma^2} \right) / \left( \mu \left\| \mathbf{v}^{(n)} \right\|_F^2 + P_c \right) \\ & \text{s.t. } C_1: \left| \mathbf{h}_s^H \mathbf{P} \mathbf{v}^{(n)} \right|^2 + \sigma^2 - P_s \left| g_s \right|^2 / \Gamma_s \leq 0 \\ & C_2: \left| \mathbf{h}_c^H \mathbf{P} \mathbf{v}^{(n)} \right|^2 - \Gamma_c \left( P_s \left| g_c \right|^2 + \sigma^2 \right) \geq 0 \\ & C_3: f(\mathbf{P}, \mathbf{v}^{(n)}, \tau_k) \geq \mathbf{0}, \forall k \\ & C_4: \left| [\mathbf{P}]_{ij} \right|^2 = 1/N_b \end{aligned} \quad (31)$$

上述优化问题省略了问题(27)中的限制条件  $C_5$ , 这是因为迭代的数字波束成形矢量已满足限制  $C_5$ . 为简化计算, 进一步对矩阵变量  $\mathbf{P}$  进行矢量化处理, 可将优化问题(31)重新表述为

$$\begin{aligned} & \max_{\mathbf{P}, \tau_k} \left| \mathbf{h}_c^H \hat{\mathbf{V}}^{(n)} \mathbf{p} \right|^2 \\ & \text{s.t. } C_1: \left| \mathbf{h}_s^H \hat{\mathbf{V}}^{(n)} \mathbf{p} \right|^2 + \sigma^2 - P_s \left| g_s \right|^2 / \Gamma_s \leq 0 \\ & C_2: \left| \mathbf{h}_c^H \hat{\mathbf{V}}^{(n)} \mathbf{p} \right|^2 - \Gamma_c \left( P_s \left| g_c \right|^2 + \sigma^2 \right) \geq 0 \\ & C_3: f(\mathbf{p}, \hat{\mathbf{V}}^{(n)}, \tau_k) \geq \mathbf{0}, \forall k \\ & C_4: \left| [\mathbf{p}]_q \right|^2 = \text{vec}(\mathbf{B}), q = 1, 2, \dots, N_b N_r \end{aligned} \quad (32)$$

其中,  $\hat{\mathbf{V}}^{(n)} = \text{block-diag}(\mathbf{v}^{(n)}, \dots, \mathbf{v}^{(n)}) \in C^{N_b \times N_b N_r}$ ,  $\mathbf{p} =$

$$\text{vec}(\mathbf{P}) \in C^{N_b N_r \times 1}, \mathbf{B} = \mathbf{1}_{N_b \times N_r} / N_b.$$

因此可将上述优化问题表述为

$$\begin{aligned} & \max_{\mathbf{P}, \tau_k} \text{Tr}(\hat{\mathbf{V}}^{(n)H} \tilde{\mathbf{H}}_c \hat{\mathbf{V}}^{(n)} \hat{\mathbf{P}}) \\ & \text{s.t. } C_1: \text{Tr}(\hat{\mathbf{V}}^{(n)H} \tilde{\mathbf{H}}_s \hat{\mathbf{V}}^{(n)} \hat{\mathbf{P}}) + \sigma^2 - P_s \left| g_s \right|^2 / \Gamma_s \leq 0 \\ & C_2: \text{Tr}(\hat{\mathbf{V}}^{(n)H} \tilde{\mathbf{H}}_c \hat{\mathbf{V}}^{(n)} \hat{\mathbf{P}}) - \Gamma_c \left( P_s \left| g_c \right|^2 + \sigma^2 \right) \geq 0 \\ & C_3: f(\hat{\mathbf{P}}, \hat{\mathbf{V}}^{(n)}, \tau_k) \geq \mathbf{0}, \forall k \\ & C_4: \text{diag}[\hat{\mathbf{P}}]_q = [q q^H]_q, q = 1, 2, \dots, N_b N_r \\ & C_5: \text{rank}(\hat{\mathbf{P}}) = 1 \end{aligned} \quad (33)$$

其中,  $\hat{\mathbf{P}} = \mathbf{p}\mathbf{p}^H, \mathbf{q} = \text{vec}(\mathbf{B})$ . 上述问题与优化问题(30)类似,除了秩为1的限制,可直接使用CVX软件包进行求解.

### 3.3 迭代罚函数法

为解决上述优化问题(30)和(33),可以通过采用半定松弛方法(Semidefinite Relaxation, SDR)直接移除秩为1的限制,再基于计算出的波束成形矩阵,随机生成大量秩为1的波束成形矩阵,并从中选择局部最优的作为近似解.由于随机产生的波束成形矩阵并不能保证是原问题的全局最优解,尤其是在高维度矩阵的情况下,性能的好坏是取决于样本的数量,因此所得近似解的性能可能会远差于最优解的性能.针对这一问题,本节提出了基于non-smooth方法的迭代罚函数算法.

以问题(30)中的数字波束成形求解为例,可将问题(30)中的秩1限制 $C_7$ 重新表述为

$$\bar{C}_7: \text{Tr}(\mathbf{V}) - \lambda_{\max}(\mathbf{V}) \leq 0 \quad (34)$$

其中,  $\lambda_{\max}(\mathbf{V})$ 表示矩阵 $\mathbf{V}$ 的最大特征值.对于任意矩阵均满足 $\text{Tr}(\mathbf{X}) \geq \lambda_{\max}(\mathbf{X})$ ,因此,式(34)等价于 $\text{Tr}(\mathbf{V}) = \lambda_{\max}(\mathbf{V})$ ,即矩阵 $\mathbf{V}$ 有且仅有一个非零最大特征值 $\mathbf{V} = \lambda_{\max}(\mathbf{V}) \mathbf{v}_{\max} \mathbf{v}_{\max}^H$ ,其中 $\mathbf{v}_{\max}$ 为最大特征值对应的特征向量.优化问题(30)可表示为

$$\begin{aligned} \max_{\mathbf{V}, \tau_k} & \text{Tr}(\mathbf{H}_c \mathbf{P}^{(n)} \mathbf{V} \mathbf{P}^{(n)H}) \\ \text{s.t. } & C_1 - C_6, \bar{C}_7 \end{aligned} \quad (35)$$

需要指出的是,当 $\text{Tr}(\mathbf{V}) - \lambda_{\max}(\mathbf{V})$ 的值足够小时, $\mathbf{V}$ 可近似为 $\lambda_{\max}(\mathbf{V}) \mathbf{v}_{\max} \mathbf{v}_{\max}^H$ ,因此接下来的目标是使得 $\text{Tr}(\mathbf{V}) - \lambda_{\max}(\mathbf{V})$ 的值尽可能地趋近于0.通过采用惩罚函数法,将限制条件 $\bar{C}_7$ 带入目标函数中,可以得到

$$\begin{aligned} \max_{\mathbf{V}, \tau_k} & \text{Tr}(\mathbf{H}_c \mathbf{P}^{(n)} \mathbf{V} \mathbf{P}^{(n)H}) - \mu_1 (\text{Tr}(\mathbf{V}) - \lambda_{\max}(\mathbf{V})) \\ \text{s.t. } & C_1 - C_6 \end{aligned} \quad (36)$$

其中, $\mu_1$ 是一个较大数值的惩罚因子,目的在于保证 $\text{Tr}(\mathbf{V}) - \lambda_{\max}(\mathbf{V})$ 的值足够小.由于 $\lambda_{\max}(\mathbf{V})$ 的非平滑特性,优化问题(36)属于凹规划问题.根据 $\lambda_{\max}(\mathbf{X})$ 的梯度求导性质

$$\frac{\partial \lambda_{\max}(\mathbf{X})}{\partial \mathbf{X}} = \mathbf{x}_{\max} \mathbf{x}_{\max}^H, \text{ 可得}$$

$$\lambda_{\max}(\mathbf{X}) - \lambda_{\max}(\mathbf{V}) = \langle \mathbf{v}_{\max} \mathbf{v}_{\max}^H, \mathbf{X} - \mathbf{V} \rangle \quad (37)$$

其中, $\langle \mathbf{A}, \mathbf{B} \rangle = \text{Tr}(\mathbf{A}^H \mathbf{B})$ .通过初始化优化问题(30)的可行解 $\mathbf{V}^{(m)}$ 以及相应的最大特征矢量 $\mathbf{v}^{(m)}$ ,优化问题(36)可重新表述为

$$\begin{aligned} \max_{\mathbf{V}, \tau_k} & \text{Tr}(\mathbf{H}_c \mathbf{P}^{(n)} \mathbf{V} \mathbf{P}^{(n)H}) \\ & - \mu_1 (\text{Tr}(\mathbf{V}) - \langle \mathbf{v}_{\max}^{(m)} \mathbf{v}_{\max}^{(m)H}, \mathbf{V} \rangle) \\ \text{s.t. } & C_1 - C_6 \end{aligned} \quad (38)$$

假设优化问题(38)在第 $m$ 次迭代后的最优解为

$\mathbf{V}^{(m+1)}$ ,下式可进一步证明该迭代算法的收敛性:  
 $F(\mathbf{V}^{(m+1)}) = \text{Tr}(\mathbf{H}_c \mathbf{P}^{(n)} \mathbf{V}^{(m+1)} \mathbf{P}^{(n)H})$

$$\begin{aligned} & - \mu_1 (\text{Tr}(\mathbf{V}^{(m+1)}) - \lambda_{\max}(\mathbf{V}^{(m+1)})) \\ & \geq \text{Tr}(\mathbf{H}_c \mathbf{P}^{(n)} \mathbf{V}^{(m+1)} \mathbf{P}^{(n)H}) - \mu_1 (\text{Tr}(\mathbf{V}^{(m+1)}) \\ & - \lambda_{\max}(\mathbf{V}^{(m)}) - \langle \mathbf{v}_{\max}^{(m)} \mathbf{v}_{\max}^{(m)H}, \mathbf{V}^{(m+1)} - \mathbf{V}^{(m)} \rangle) \\ & \geq \text{Tr}(\mathbf{H}_c \mathbf{P}^{(n)} \mathbf{V}^{(m+1)} \mathbf{P}^{(n)H}) \\ & - \mu_1 (\text{Tr}(\mathbf{V}^{(m+1)}) - \lambda_{\max}(\mathbf{V}^{(m+1)})) \\ & = F(\mathbf{V}^{(m)}) \end{aligned} \quad (39)$$

同理,模拟波束成形优化问题(33)可重新表述为  
 $\max_{\hat{\mathbf{P}}, \tau_k} \text{Tr}(\hat{\mathbf{V}}^{(n)H} \tilde{\mathbf{H}}_c \hat{\mathbf{V}}^{(n)} \hat{\mathbf{P}}) - \mu_2 (\text{Tr}(\hat{\mathbf{P}}) - \langle \hat{\mathbf{p}}_{\max}^{(m)} \hat{\mathbf{p}}_{\max}^{(m)H}, \hat{\mathbf{P}} \rangle)$   
s.t.  $C_1 - C_4$  (40)

由于问题(38)和(40)均为凸优化问题,可使用CVX软件包直接获得,因此,根据上述结论,基于罚函数的双层迭代的鲁棒波束成形算法如算法1所示.

#### 算法1 基于罚函数的双层迭代鲁棒波束成形算法

初始化系统参数:信道 $\{\mathbf{h}_c, \mathbf{h}_s, \tilde{\mathbf{h}}_k, \mathbf{g}_s, \mathbf{g}_c, \mathbf{g}_k\}$ ,窃听器 $K$ 、基站天线数 $N_b$ 、用户的信干噪比门限 $\{\Gamma_s, \Gamma_c, \Gamma_e\}$ 、窃听中断概率限制 $\rho_e$ 、基站功率限制 $P_b$ ;设置双层迭代精度分别为 $\varepsilon_1$ 和 $\varepsilon_2$ ,设置双层迭代次数 $n=0$ 和 $m=0$ .

- 1) 外层循环;
- 2) 根据式(30)和式(33)计算初始化 $\mathbf{V}^{(n)}$ 和 $\hat{\mathbf{P}}^{(n)}$ ,初始化惩罚函数因子 $\mu_1$ 和 $\mu_2$ ;
- 3) 令 $\mathbf{V}^{(m)} = \mathbf{V}^{(n)}$ ,当 $\text{Tr}(\mathbf{V}^{(m)}) - \lambda_{\max}(\mathbf{V}^{(m)}) \geq \varepsilon_2$ 时,进行内层循环,执行步骤4~5;
- 4) 计算优化问题(38),获得相应的解 $\mathbf{V}^*$ ,令 $\mathbf{V}^{(m+1)} = \mathbf{V}^*$ ;
- 5) 判断:如果矩阵 $\mathbf{V}^{(m+1)} - \mathbf{V}^{(m)}$ 的元素平方和小于 $\varepsilon_2$ ,则更新 $\mu_1 = 2\mu_1$ ,反之则更新 $m = m + 1$ ;
- 6) 令 $\mathbf{V}^{(n)} = \mathbf{V}^{(m)}$ ,对 $\mathbf{V}^{(n)}$ 进行SVD分解得到数字波束成形权矢量 $\mathbf{v}^{(n)}$ ,设置 $m = 0$ ;
- 7) 令 $\hat{\mathbf{P}}^{(m)} = \hat{\mathbf{P}}^{(n)}$ ,当 $\text{Tr}(\hat{\mathbf{P}}^{(m)}) - \lambda_{\max}(\hat{\mathbf{P}}^{(m)}) \geq \varepsilon_2$ 时,进行内层循环,执行步骤8~9;
- 8) 计算优化问题(40),获得相应的解 $\hat{\mathbf{P}}^*$ ,令 $\hat{\mathbf{P}}^{(m+1)} = \hat{\mathbf{P}}^*$ ;
- 9) 判断:如果矩阵 $\hat{\mathbf{P}}^{(m+1)} - \hat{\mathbf{P}}^{(m)}$ 的元素平方和小于 $\varepsilon_2$ ,则更新 $\mu_1 = 2\mu_1$ ,反之则更新 $m = m + 1$ ;
- 10) 令 $\hat{\mathbf{P}}^{(n)} = \hat{\mathbf{P}}^{(m)}$ ,并计算出对应的 $\mathbf{P}^{(n)}$ ,更新 $n = n + 1$ ;
- 11) 判断外层循环是否满足收敛条件,即对于 $\forall k, |\mathbf{h}_k^H \mathbf{P}^{(n)} \mathbf{v}^{(n)} - \mathbf{h}_k^H \mathbf{P}^{(n-1)} \mathbf{v}^{(n-1)}| \leq \varepsilon_1$ .如不满足则继续外层循环,反之则算法结束.

## 4 计算复杂度分析

在所提的鲁棒混合波束成形算法中,计算复杂度由迭代复杂度和每次迭代的计算复杂度组成.每次迭代的计算复杂度取决于优化问题中的变量和限制条件

的类型和数量<sup>[21]</sup>. 在基于 S-Procedure 的方法中, 优化问题(38)含有  $N_r^2 + K + 1$  个变量、 $K$  个尺寸为  $2N_r$  的线性不等式限制、4 个尺寸为  $N_r$  的线性不等式限制, 优化问题(40)含有  $N_b^2 N_r^2 + K$  个变量、 $K$  个尺寸为  $2N_b N_r$  的线性不等式限制、3 个尺寸为  $N_b N_r$  的线性不等式限制. 在基于 Bernstein 型不等式方法中, 优化问题(38)含有  $N_r^2 + K + 1$  个变量、 $2K + 4$  个尺寸为  $N_r$  的线性不等式限制、 $K$  个尺寸为  $N_r^2 + N_r + 1$  的二次锥不等式限制, 优化问题(40)含有  $N_b^2 N_r^2 + K$  个变量、 $2K + 3$  个尺寸为  $N_b N_r$  的线性不等式限制、 $K$  个尺寸为  $N_b^2 N_r^2 + N_b N_r + 1$  的二次锥不等式限制. 假设算法 1 中的外层和内层迭代次数分别为  $T_1$  和  $T_2$ , 基于 S-Procedure 和 Bernstein 型不等式算法的总体计算复杂度分别表示为

S - procedure:

$$O\left(T_1 T_2 \sqrt{2KN_r + 4N_r} \cdot n_1 \cdot \left[4KN_r^2(2N_r + n_1) + 4N_r^2(N_r + n_1) + n_1^2\right] + T_1 T_2 \sqrt{2KN_b N_r + 3N_b N_r} \cdot n_2 \cdot \left[4KN_b^2 N_r^2(2N_b N_r + n_1) + 3N_b^2 N_r^2(N_b N_r + n_2) + n_2^2\right];\right.$$

Bernstein - type - nequality:

$$O\left(T_1 T_2 \sqrt{(2K+4)N_r + K} \cdot n_1 \cdot \left[(2K+4)N_r^2(N_r + n_1) + K(N_r^2 + N_r + 2) + n_1^2\right] + T_1 T_2 \sqrt{(2K+3)N_b N_r + K} \cdot n_2 \cdot \left[(2K+3)N_b^2 N_r^2(N_b N_r + n_2) + K(N_b^2 N_r^2 + N_b N_r + 2) + n_2^2\right];\right.$$

$$n_1 = N_r^2 + K + 1, \quad n_2 = N_b^2 N_r^2 + K$$

(41)

## 5 仿真分析

为了验证本文所提算法的有效性, 本节将基于 S-Procedure 和 Bernstein 型不等式的方案与基站速率最大化方案<sup>[17]</sup>、基站发射功率最小化方案<sup>[17]</sup>、数字波束成形方案<sup>[14]</sup>和半定松弛方案进行对比. 假设网络中存在 2 个窃听者, 所有用户和窃听者均在卫星和基站服务覆盖范围内. 载波频率为 18 GHz, 传输带宽为 50 kHz, 噪声温度为  $T = 300$  K, 基站发射功率效率  $\mu = 1/0.39$ , 每根天线的电路功率损耗(移相器、功分、功合和功放器)为  $P_a = 40$  mW, 射频链路的功耗为  $P_r = 200$  mW, 卫星的发射功率为  $P_s = 1$  W, 地面站和蜂窝用户的信干噪比门限为 5 dB, 窃听者的信干噪比限制为 -10 dB, 中断概率约束为 0.1, 窃听信道误差的协方差矩阵  $\mathbf{\Omega} = \zeta \mathbf{I}_{N_b}$ ,  $\zeta = 0.005$  表示误差的方差值.

图 3 给出了基于 S-procedure 方法得出的混合波束成形矢量  $\mathbf{P}_v$  的归一化方向图, 右侧的色标单位是 dB. 该图中, 假设基站配备了  $N_b = 8 \times 8$  的均匀平面阵, 基站的发射功率限制为  $P_b = 20$  mW. 从图中可以

看出, 基站发送的信号主瓣对准了蜂窝用户, 且该信号在卫星地面站处产生了 -40 dB 的零陷, 说明所提方案能有效地抑制基站对地面站的干扰. 同时, 该信号产生的 2 个旁瓣对准了窃听用户, 因此验证了该方案可以通过利用基站的干扰实现卫星下行链路的安全传输.

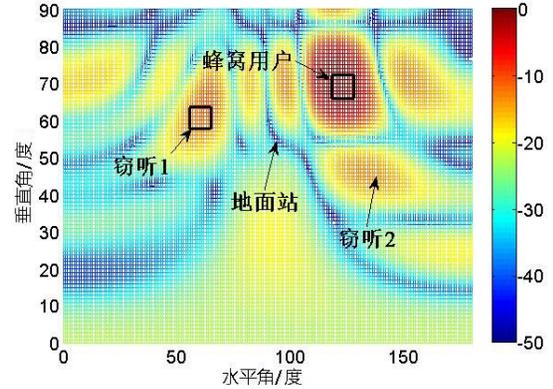


图3 混合波束成形归一化方向图

图 4 给出了蜂窝用户能效与基站发射功率和卫星发射功率间的关系图. 假设基站处配备了  $N_b = 4 \times 4$  的均匀平面阵, 射频链路数为  $N_r = 4$ . 从图中可以看出, 随着基站发射功率的增加, 蜂窝用户的能效显著提升, 当达到某一门限值时, 能效不会随着基站发射功率的增加而变化并趋于稳定. 这是因为在达到最优能效对应的功率门限值  $P_b^*$  后, 进一步增加发射功率使得能效函数中功率的线性增幅大于蜂窝用户速率的对数增幅, 因此基站实际的发射功率值会依旧为  $P_b^*$ , 从而使得能效性能最优. 另外, 蜂窝用户的能效会随着卫星发射功率的增加而逐渐减小. 这是因为卫星发射功率在满足地面站的接收信干噪比限制后, 进一步增加卫星发射功率会增强卫星对蜂窝用户的干扰, 从而减小蜂窝用户的能效.

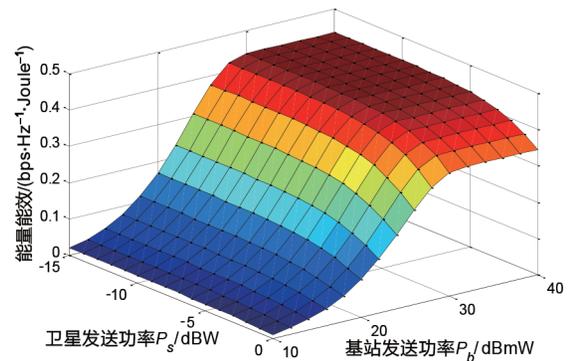


图4 微蜂窝用户实际切换系数与最小速率门限之间的关系

图 5 给出了蜂窝用户的能效与基站发射功率的关系. 假设基站处配备了  $N_b = 4 \times 4$  的均匀平面阵, 射频链

路数为  $N_r=4$ , 卫星发射功率为 1 W. 仿真结果表明, 随着基站发射功率的增加, Bernstein 型不等式+SDR 的方案、本文所提的 S-Procedure 和 Bernstein 型不等式方案所得的能效均增大, 当达到某一功率门限值后, 能效将趋于稳定. 而且由于 S-Procedure 是对于原优化问题的松弛处理, 因此性能要优于 Bernstein 型不等式方案, 由于采用基于随机化产生的波束成形, SDR 方案的性能要弱于本文所提的两种惩罚函数方案. 在速率最大化方案中, 目标函数速率会随着功率门限的增加而一直增大, 因此该方案的能效会先增加再减小. 而发射功率最小化方案在满足用户信干噪比的限制和窃听的中断概率条件后, 当进一步增加  $P_b$  时, 会出现能效性能先下降再稳定的情况, 这时发射功率最小化问题的最优功率要大于能效最大时的功率  $P_{b\min} \geq P_b^*$ , 因此能效性能会先下降再趋于稳定.

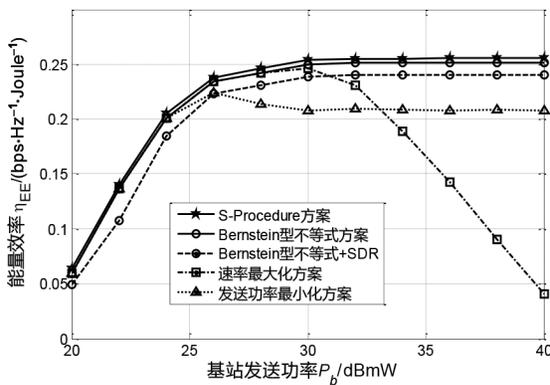


图5 蜂窝用户能量效率与基站发射功率门限的关系

图6展示了不同混合天线阵的结构. 图7给出了 Bernstein 型不等式方案在不同天线阵结构下的蜂窝用户能效与基站射频数的关系. 需要指出的是, 图3~5的仿真均基于全连接的混合阵结构(Full-Connected Architecture). 图6中展示了交织混合阵结构(Interleaved Hybrid Architecture)和局部混合阵结构(Localized Hybrid Architecture). 相较于全连接的混合阵, 交织和局部混合阵去除了功合器部分, 而且减少了移相器的数量, 因此节省了电路功率消耗. 从图7可知, 所有天线阵结构的能效会随着基站射频链路的增加而减少, 而交织和局部结构的能效性能和减少的幅度均优于全连接结构, 这是因为射频链路的增加不仅会增加3种天线阵的消耗功率, 更会进一步增加全连接结构的移相器数目和相应的功耗. 而且随着基站射频链路的变化, 交织和局部结构的方案性能几乎一样, 这是因为2种天线结构的电路功耗相同, 由于2种结构的速率相近, 因此能效性能也会非常接近. 当天线数增加时, 3种方案的能效性能均有所降低, 这是因为天线数的增加

带来的速率增幅小于功率的增幅, 因此造成了能效的降低.

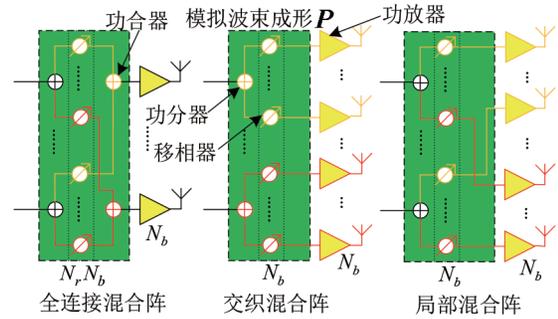


图6 不同混合阵的模拟波束成形结构

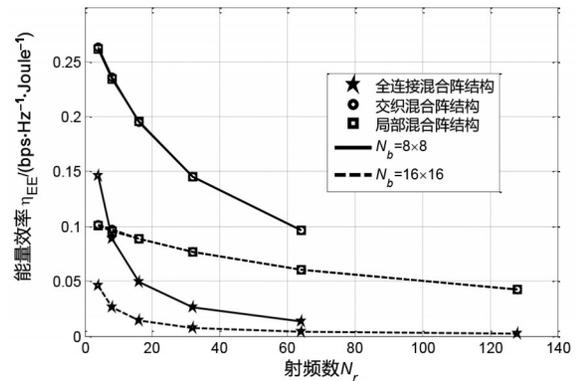


图7 蜂窝用户能效与基站射频数的关系

图8给出了蜂窝用户能效与基站天线数间的关系. 从图中可知, 混合阵结构的能效性能明显优于数字波束成形方案的性能, 而且所有方案的能效性能均随着天线数的增加而减小, 交织和局部混合阵结构的性能要优于全连接结构. 这是因为天线数的增加使得相应电路器件的功耗增加, 造成了能效的降低. 从图中可推断出, 基站应在满足用户信干噪比和窃听概率限制时, 选择尽可能少的射频数和合适的天线数, 从而获得较高的能效性能.

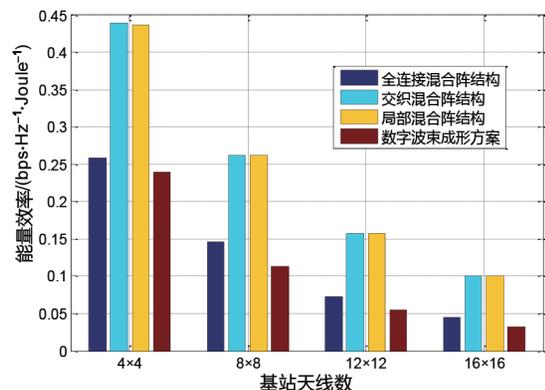


图8 蜂窝用户能效与基站天线数的关系

## 6 结束语

本文对星地融合网络中基于能效的安全波束成形设计进行了研究. 假设基站采用混合天线阵结构并配备了均匀平面阵, 在基站发射功率受限、用户信干噪比约束和基于中断概率的窃听信干噪比约束下, 本文研究了蜂窝用户能效最大化问题. 分别利用 S-Procedure 和 Bernstein 型不等式方法将基于概率约束的窃听信干噪比转换为线性矩阵不等式和二次锥限制的形式, 并采用 Charnes-Cooper 转换和罚函数法将含有分式目标函数的非凸优化问题转换为凸优化问题, 提出一种双层迭代算法计算出数字和模拟波束成形权矢量, 并分析了算法的计算复杂度. 仿真结果表明, 本文算法所提的波束成形方案具有较好的鲁棒性、安全性和能效性能.

### 参考文献

- [1] LIN Z, LIN M, DE COLA T, et al. Supporting IoT with rate-splitting multiple access in satellite and aerial-integrated networks[J]. *IEEE Internet of Things Journal*, 2021, 8(14): 11123-11134.
- [2] 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.
- [3] 林敏, 姜杨威, 欧阳键, 等. 存在干扰的星地混合协作传输性能分析[J]. *电子学报*, 2018, 46(1): 8-14.  
LIN M, JIANG Y W, OUYANG J, et al. The performance of a hybrid satellite-terrestrial cooperative networks with interferences[J]. *Acta Electronica Sinica*, 2018, 46(1): 8-14. (in Chinese)
- [4] LIN Z, LIN M, WANG J B, et al. Joint beamforming and power allocation for satellite-terrestrial integrated networks with non-orthogonal multiple access[J]. *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, 2019, 13(3): 657-670.
- [5] ZHU X M, JIANG C X, KUANG L L, et al. Cooperative transmission in integrated terrestrial-satellite networks[J]. *IEEE Network*, 2019, 33(3): 204-210.
- [6] AN K, LIN M, OUYANG J, et al. Secure transmission in cognitive satellite terrestrial networks[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2016, 34(11): 3025-3037.
- [7] LIN M, LIN Z, ZHU W P, et al. Joint beamforming for secure communication in cognitive satellite terrestrial networks[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2018, 36(5): 1017-1029.
- [8] LIN Z, LIN M, OUYANG J, et al. Robust secure beamforming for multibeam satellite communication systems[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2019, 68(6): 6202-6206.
- [9] 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.
- [10] LIN Z, LIN M, WANG J B, et al. Robust secure beamforming for 5G cellular networks coexisting with satellite networks[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2018, 36(4): 932-945.
- [11] RUAN Y H, LI Y Z, WANG C X, et al. Energy efficient power allocation for delay constrained cognitive satellite terrestrial networks under interference constraints[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2019, 18(10): 4957-4969.
- [12] HUANG Q Q, LIN M, WANG J B, et al. Energy efficient beamforming schemes for satellite-aerial-terrestrial networks[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2020, 68(6): 3863-3875.
- [13] RUAN Y H, JIANG L J, LI Y Z, et al. Energy-efficient power control for cognitive satellite-terrestrial networks with outdated CSI[J]. *IEEE Systems Journal*, 2021, 15(1): 1329-1332.
- [14] CHEN P, OUYANG J, ZHU W P, et al. Energy efficient beamforming for multi-user transmission in cognitive radio networks with secrecy constraints[J]. *IEEE Access*, 2018, 6: 74485-74493.
- [15] SHENG M, WANG L, WANG X J, et al. Energy efficient beamforming in MISO heterogeneous cellular networks with wireless information and power transfer[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2016, 34(4): 954-968.
- [16] OUYANG J, LIN M, ZOU Y L, et al. Secrecy energy efficiency maximization in cognitive radio networks[J]. *IEEE Access*, 2017, 5: 2641-2650.
- [17] JIANG Y H, ZOU Y L, OUYANG J, et al. Secrecy energy efficiency optimization for artificial noise aided physical-layer security in OFDM-based cognitive radio networks[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2018, 67(12): 11858-11872.
- [18] HE S W, QI C H, WU Y P, et al. Energy-efficient transceiver design for hybrid sub-array architecture MIMO

systems[J]. IEEE Access, 2016, 4: 9895-9905.

- [19] ITU-R F. 699-7. Reference radiation patterns for fixed wireless system antennas for use in coordination studies and interference assessment in the frequency range from 100 MHz to about 70-86 GHz[S]. 2010.
- [20] ARNAU J, CHRISTOPOULOS D, CHATZINOTAS S, et al. Performance of the multibeam satellite return link with correlated rain attenuation[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2014, 13(11): 6286-6299.
- [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.



顾晨伟 男,1995年出生,江苏无锡人. 南京邮电大学通信与信息工程学院硕士研究生, 主要研究方向为卫星通信、通信信号处理、认知无线电等.



许 拔 男,1981年出生,湖南汨罗人. 博士,国防科技大学第六十三研究所副研究员, 主要研究方向为无线通信、信号处理等.

#### 作者简介



林 志 男,1992年出生,安徽池州人. 博士,国防科技大学电子对抗学院讲师,主要研究方向为无线通信系统、阵列信号处理、可重构智能反射面等.



林 敏 男,1972年出生,浙江台州人. 博士,南京邮电大学通信与信息工程学院教授、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.



黄清泉 男,1993年出生,湖南永州人. 博士,主要研究方向为星地融合网络、天线波束形成等.



赵 柏 男,1992年出生,江苏泗阳人. 南京邮电大学通信与信息工程学院博士研究生, 主要研究方向为卫星通信、智能信号处理、最优化等.