

基于多目标优化的星空认知网络鲁棒波束成形算法

徐启钊¹, 王子宁¹, 黄 硕², 程 铭¹, 刘笑宇¹

(1. 南京邮电大学 通信与信息工程学院, 江苏 南京 210003; 2. 上海航天电子通讯设备研究所, 上海 201109)

摘 要: 卫星通信(SC)网和无人机(UAV)通信网之间频谱共享、相互融合, 能较大提升频谱效率, 有望成为第 6 代移动通信的关键技术之一。与现有文献不同, 本文在系统非完美信道状态信息(CSI)的条件下, 考虑了次级用户可达速率最大化和发射功率最小化 2 种准则, 利用加权切比雪夫方法构建满足概率约束的多目标优化问题(MOO); 由于该问题较为非凸, 利用概率公式、半正定松弛等方法将其转化为凸问题, 并进一步通过半正定规划(SDP)求解, 得到鲁棒波束成形权矢量, 获得 2 种性能指标间的帕累托最优权衡。计算机仿真验证了所提鲁棒波束成形算法的有效性和优越性。

关键词: 星空认知网络(CSAN); 鲁棒波束成形(BF); 概率约束; 多目标优化问题(MOO); 优化设计

中图分类号: TN 92

文献标志码: A

DOI: 10.19328/j.cnki.2096-8655.2022.05.017

Robust Beamforming Algorithm Based on Multi-Objective Optimization in Cognitive Satellite-Aerial Networks

XU Qizhao¹, WANG Zining¹, HUANG Shuo², CHENG Ming¹, LIU Xiaoyu¹

(1. College of Telecommunications and Information Engineering, Nanjing University of Posts and Telecommunications, Nanjing 210003, Jiangsu, China; 2. Shanghai Aerospace Electronic Technology Institute, Shanghai 201109, China)

Abstract: The spectrum sharing and integration between satellite communication (SC) network and unmanned aerial vehicle (UAV) communication network can significantly improve the spectrum efficiency, and is expected to become one of the key technologies of the 6th generation mobile communication. Different from the existing works, this paper formulates the multi-objective optimization (MOO) problem by using the weighted Chebyshev method based on the assumption that the system is under an imperfect channel state information (CSI) condition and with the consideration of two criteria, i.e., the achievable rate of the secondary user is maximized and the transmit power is minimized. Since the original MOO problem is nonconvex, methods such as probability formula and semidefinite relaxation are adopted to transform it into a solvable one. The robust beamforming (BF) weight vector is further obtained by applying semidefinite programming (SDP), and thus the Pareto optimal trade-off between the two performance criteria is achieved. Finally, simulation results are given to validate the effectiveness and superiority of the proposed BF scheme.

Key words: cognitive satellite-aerial network (CSAN); robust beamforming (BF); probability constraint; multi-objective optimization (MOO) problem; optimization design

0 引言

卫星通信 (Satellite Communication, SC) 和

无人机(Unmanned Aerial Vehicle, UAV)通信作为 2 种重要的空间通信方式, 近年来受到了越来越多

收稿日期: 2121-11-29; 修回日期: 2022-01-07

基金项目: 上海航天科技创新基金(SAST2019-095); 南京邮电大学科研启动基金(NY221009); 江苏省研究生科研创新计划(KYCX20_0724)

作者简介: 徐启钊(1998—), 男, 硕士, 主要研究方向为无线通信、智能信号处理。

通信作者: 程 铭(1991—), 男, 博士, 讲师, 主要研究方向为无线通信系统、智能信号处理等。

的关注。其中 SC 具有覆盖范围广、不受地理条件限制和传输质量高等优势,成为解决偏远地区用户“信息孤岛”不可或缺的一种手段^[1-3]。而 UAV 通信由于其低成本、部署灵活等优势,在应急通信、热点区域无线覆盖等领域有着广阔的应用场景。在实际应用时,UAV 一方面可以作为中继站扩展地面网络的服务范围,另一方面可以作为空中基站在三维空间中灵活移动,建立视距(Line of Sight, LOS)通信链路,从而有效地避免信号堵塞和遮挡,降低通信成本^[4-5]。随着第 5 代移动通信的正式商用,各种新兴技术和业务高速发展,移动接入和数据流量业务的需求量越来越大,单一通信网络已经很难满足用户的通信需求,需要多技术平台、多通信网络进行融合,满足多种业务需求。在这种情况下,综合利用 SC 网和 UAV 通信网的优点构建星空融合无线网络,可以为用户提供更大的通信容量,从而满足不同用户服务和垂直领域的多样化通信需求^[6]。与此同时,随着频谱资源变得越来越稀缺,采用认知无线电技术(Cognitive Radio, CR)是未来无线通信的一个必然趋势^[7-8],因此将认知 CR 应用于星空融合无线网络构成的星空认知网络(Cognitive Satellite-Aerial Network, CSAN)中,有望成为第 6 代移动通信的关键技术之一。

在 CSAN 中,通常采用 CR 技术中的 Underly 方式实现频谱共享,其技术要点在于将卫星网络用户所接收的干扰限制在设定的阈值之下,使得 UAV 网络可以共享卫星网络的频谱资源,从而达到增强频谱资源利用率的目的^[7]。由于星空认知网中的卫星和 UAV 网络进行频谱共享,会产生网络之间的相互干扰问题,通常利用波束成形(Beamforming, BF)技术提高目标用户接收信号质量和增强对非目标用户的干扰抑制能力,实现对干扰的管理和优化设计^[2]。在已知完美信道状态信息(Channel State Information, CSI)情况下,文献[9]研究了次级网络的通信质量需求和对主网络干扰的权衡问题,采用凸优化方法设计了相应的 BF 算法;文献[10-11]分析了认知网络中干扰限制对中断性能的影响。虽然上述文献对认知网络的优化设计和性能分析进行了较深入的研究,但是均在假设 CSI 准确已知的基础上。然而,在实际场景中,由于估计误差,终端的移动性以及反馈信道容量受限,完美 CSI 通常无法获得,因此研究非完美 CSI 情况下的认知网络优

化问题更具有实际意义。

与此同时,在构建 CSAN 系统时,希望能够实现对多个性能指标的同时优化,以满足人们对于通信质量的总体要求,因此需要利用合理的算法来实现多个性能指标之间的权衡优化。采用加权切比雪夫方法构建的多目标优化问题(Multi-objective Optimization, MOO)能够实现对多个性能指标的权衡优化^[12],从而获得了多个性能指标间的帕累托解,即在可行解范围内不存在任意可行解比其所获得的函数值更优。文献[13]利用半正定松弛加权聚合和多目标遗传算法,研究了信息速率和收集功率最大化的多目标问题。文献[14]在达到安全速率要求的约束下,研究了能量收集效率与总发射功率之间的权衡。需要指出上述文献针对地面蜂窝网络中的 MOO,目前 CSAN 中的多目标优化仍是一个开放且具有挑战性的课题。

本文针对 CSAN 的下行链路,在仅已知非完美 CSI 的条件下,利用加权切比雪夫方法,提出了一种基于多目标优化的鲁棒波束成形算法,用于研究用户可达速率最大化和发射功率最小化 2 种准则的权衡优化问题。考虑到问题的非凸性,利用概率公式和半正定松弛等方法将其转换为凸问题,并进一步利用半正定规划(Semi-definite Programming, SDP)进行求解,并通过高斯随机化方法得到 BF 权矢量^[15],从而获得了用户可达速率最大化和发射功率最小化 2 种准则的帕累托解。仿真结果表明,所提出的鲁棒波束成形方案能够在提升目标用户接收信号质量的同时,有效地抑制对不确定区域内非目标用户的干扰。

1 系统模型

本文研究 CSAN 的下行链路通信场景,CSAN 系统模型如图 1 所示。其中,由地球静止轨道(Geostationary Orbit, GEO)卫星组成的卫星网络作为主网络,为 s 个主用户提供通信服务;UAV 网络作为次级网络,采用多播传输模式,为地面 k 个次级用户服务。并且卫星配备 N_g 个馈源的单反射面天线,UAV 搭载 N_u 根天线的均匀平面阵列(Uniform Planar Array, UPA)^[16],以获得较高的阵列天线发射增益,其他终端均采用单天线。同文献[17]一样,由于主用户不属于 UAV 的网内用户,考虑 UAV 可以获得次级用户的完美 CSI 和主用户的

非完美 CSI。此外,由于主次网络间的频谱共享,考虑 UAV 对主用户的干扰,而由于卫星链路损耗较大,卫星对次级用户的干扰可以忽略不计^[18]。

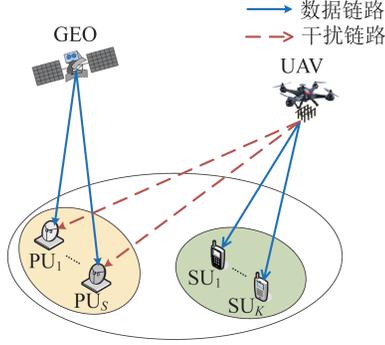


图 1 CSAN 系统模型

Fig. 1 System model of CSAN

UAV 向次级用户发送信号 $s(t)$, 且满足 $E[|s(t)|^2] = 1$, 经过发射 BF 权矢量 $\mathbf{w} \in \mathbb{C}^{N_u}$ 后, UAV 发送的信号为 $y(t) = \mathbf{w}s(t)$, 则次级用户接收到的信号和主用户接收到的干扰可分别表示为

$$z_k(t) = \mathbf{h}_k^H y(t) + n_k(t) = \mathbf{h}_k^H \mathbf{w}s(t) + n_k(t), \quad k = 1, 2, \dots, K \quad (1)$$

$$z_s(t) = \mathbf{g}_s^H y(t) + n_s(t) = \mathbf{g}_s^H \mathbf{w}s(t) + n_s(t), \quad s = 1, 2, \dots, S \quad (2)$$

式中: $\mathbf{h}_k, \mathbf{g}_s$ 分别为 UAV 至第 k 个次级用户和第 s 个主用户的信道矢量, 右上角标 H 为矩阵的共轭转置; $n_k(t)$ 和 $n_s(t)$ 为均值为 0、方差为 σ^2 的加性高斯白噪声 (Additive White Gaussian Noise, AWGN), 其中方差 $\sigma^2 = \kappa BT$, κ, B, T 分别为玻尔兹曼常数、噪声带宽和用户处噪声温度。

根据式 (1) 和式 (2), 可以分别得到次级用户的输出信噪比 (Signal-To-Noise Ratio, STNR) 和主用户的干噪比 (Dry-To-Noise Ratio, DTNR), 表达式如下:

$$\gamma_k = \frac{\mathbf{w}^H \mathbf{h}_k \mathbf{h}_k^H \mathbf{w}}{\sigma^2} \quad (3)$$

$$\gamma_s = \frac{\mathbf{w}^H \mathbf{g}_s \mathbf{g}_s^H \mathbf{w}}{\sigma^2} \quad (4)$$

令 $\tilde{\mathbf{h}}_k = \frac{\mathbf{h}_k}{\sigma}, \tilde{\mathbf{g}}_s = \frac{\mathbf{g}_s}{\sigma}$, 则式 (3) 和式 (4) 可化简为

$$\gamma_k = \mathbf{w}^H \tilde{\mathbf{h}}_k \tilde{\mathbf{h}}_k^H \mathbf{w} \quad (5)$$

$$\gamma_s = \mathbf{w}^H \tilde{\mathbf{g}}_s \tilde{\mathbf{g}}_s^H \mathbf{w} \quad (6)$$

因此, UAV 到次级用户的可达速率可表示为

$$R_k = \log_2(1 + \gamma_k) \quad (7)$$

UAV 采用 $N_u = N_1 \times N_2$ 根天线的均匀平面阵 (Uniform Planar Array, UPA), N_1 和 N_2 分别为沿 X 轴和 Y 轴均匀放置的天线数, 天线间的距离分别为 d_1 和 d_2 。平面阵的几何模型如图 2 所示, 根据文献 [19] 可知, UAV 发送信号到次级用户的下行链路信道矩阵 $H \in \mathbb{C}^{N_1 \times N_2}$ 可以表示为

$$H = \sqrt{b(\theta_0, \varphi_0)} \rho_0 \mathbf{A}(\theta_0, \varphi_0) + \sqrt{\frac{1}{N}} \sum_{i=1}^N \sqrt{b(\theta_i, \varphi_i)} \rho_i \mathbf{A}(\theta_i, \varphi_i) \quad (8)$$

式中: $b(\theta, \varphi)$ 为天线阵列增益; $\rho_i, \mathbf{A}(\theta_i, \varphi_i)$ 分别为第 i ($i=0, 1, \dots, N$) 条路径的路径损耗和阵列导向矩阵; N 为非视距 (Non Line of Sight, NLOS) 传输路径的数量。

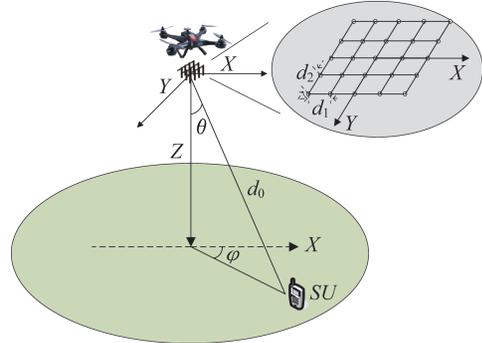


图 2 UPA 的几何模型

Fig. 2 Geometrical model of UPA

根据 ITU 的建议, 天线阵列增益 $\hat{b}(\theta, \varphi) = 10 \log_{10}(b(\theta, \varphi))$ 可以表示为^[20]

$$\hat{b}(\theta, \varphi) = b_{\max} - \min\{b_x(\theta, \varphi) + b_y(\theta, \varphi), S_{\text{LL}}\} \quad (9)$$

式中: b_{\max} 为最大的天线阵列增益; S_{LL} 为旁瓣增益; $b_x(\theta, \varphi)$ 和 $b_y(\theta, \varphi)$ 为 X 轴和 Y 轴的天线阵列增益, 分别表示为

$$b_x(\theta, \varphi) = \min\left\{12 \left(\frac{\arctan(\cot \theta / \cos \varphi)}{\varphi_x^{3\text{dB}}}\right)^2, S_{\text{LL}}\right\} \quad (10)$$

$$b_y(\theta, \varphi) = \min\left\{12 \left(\frac{\arctan(\tan \theta \sin \varphi)}{\varphi_y^{3\text{dB}}}\right)^2, S_{\text{LL}}\right\} \quad (11)$$

式中: $\varphi_x^{3\text{dB}}, \varphi_y^{3\text{dB}}$ 分别为 X 轴和 Y 轴的半功率波束宽度。

其中,式(8)中的视距分量占主导地位,同时信道包含多条非视距分量。视距分量的路径损耗可以以 $|\rho_0|^2 = \left(\frac{c_0}{4\pi f d_0}\right)^2$,其中 d_0 为 UAV 到次级用户的传输距离, f 为信号的频率, c_0 为光速。非视距分量的路径损耗 $|\rho_i|^2$ 通常要比 $|\rho_0|^2$ 小 5~10 dB。

然后,定义向量 $\mathbf{r}_{m,n} = [x_m, y_n, 0]^T$ 为第 (m,n) 个阵列单元的位置,定义 $\mathbf{d} = [\cos \varphi \sin \theta, \sin \varphi \sin \theta, \cos \theta]^T$ 为 UPA 到用户的方向的单位矢量从 UPA 到用户到达角的单位矢量,考虑以阵列中心为阵列平面原点,则第 (m,n) 个阵列单元相对于阵列平面原点的相位偏移可表示为

$$\tau_{m,n} = \frac{2\pi}{\lambda} \langle \mathbf{d}, \mathbf{r}_{m,n} \rangle = \beta \left((m - (N_1 + 1)/2) d_1 \sin \theta \cos \varphi + (n - (N_2 + 1)/2) d_2 \sin \theta \sin \varphi \right) \quad (12)$$

则在式(8)中,阵列导向矩阵 $\mathbf{A}(\theta, \varphi)$ 中的第 (m,n) 个元素可以表示为

$$[\mathbf{A}(\theta, \varphi)]_{m,n} = \exp(j\tau_{m,n}) = \exp \left[j\beta \left((m - (N_1 + 1)/2) d_1 \sin \theta \cos \varphi + (n - (N_2 + 1)/2) d_2 \sin \theta \sin \varphi \right) \right] \quad (13)$$

因此,阵列导向矩阵可以表示为

$$\mathbf{A}(\theta, \varphi) = \mathbf{a}_x(\theta, \varphi) \mathbf{a}_y^H(\theta, \varphi) \quad (14)$$

式中: $\mathbf{a}_x(\theta, \varphi) \in \mathbb{C}^{N_1}$ 、 $\mathbf{a}_y(\theta, \varphi) \in \mathbb{C}^{N_2}$ 为平面阵在 X 轴和 Y 轴的导向矢量,分别表示为

$$\mathbf{a}_x(\theta, \varphi) = \begin{bmatrix} e^{-j\beta \left(\frac{N_1-1}{2} \right) d_1 \sin \theta \cos \varphi}, \dots, \\ e^{+j\beta \left(\frac{N_1-1}{2} \right) d_1 \sin \theta \cos \varphi} \end{bmatrix}^T \quad (15)$$

$$\mathbf{a}_y(\theta, \varphi) = \begin{bmatrix} e^{-j\beta \left(\frac{N_2-1}{2} \right) d_2 \sin \theta \sin \varphi}, \dots, \\ e^{+j\beta \left(\frac{N_2-1}{2} \right) d_2 \sin \theta \sin \varphi} \end{bmatrix}^T \quad (16)$$

为了简化计算,将三维信道矩阵转化为信道矢量,则 UAV 到次级用户的信道矢量 $\mathbf{h} \in \mathbb{C}^{N_t}$ 可表示为

$$\mathbf{h} = \sqrt{G_r(\hat{\theta})} \text{vce}(\mathbf{H}) = \sqrt{G_r(\hat{\theta})} b(\theta_0, \varphi_0) \rho_0 \mathbf{a}_x(\theta_0, \varphi_0) \otimes \mathbf{a}_y(\theta_0, \varphi_0) + \sum_{i=1}^N \sqrt{G_r(\hat{\theta})} b(\theta_i, \varphi_i) \rho_i \mathbf{a}_x(\theta_i, \varphi_i) \otimes \mathbf{a}_y(\theta_i, \varphi_i) \quad (17)$$

式中: \otimes 为张量积; $G_r(\hat{\theta})$ 为次级用户的接收天线增益,其中 $\hat{\theta}$ 为偏轴角,则 $G_r(\hat{\theta})$ 可以为^[16]

$$G_r(\hat{\theta}) = \begin{cases} G_m 10^{-\frac{3}{10} \left(\frac{2\hat{\theta}}{w} \right)^2}, & |\hat{\theta}| \leq \frac{\theta_m}{2} \\ G_s, & \frac{\theta_m}{2} \leq |\hat{\theta}| \leq \pi \end{cases} \quad (18)$$

式中: w, θ_m 分别为半功率波束宽度和主瓣的波束宽度; G_m, G_s 分别为主瓣增益和旁瓣的最大平均增益。

在研究的认知网络模型中,次级用户是 UAV 网络的网内用户,因此考虑 UAV 可获得次级用户的完美 CSI。而由于主用户不属于 UAV 网络内的用户,故 UAV 难以获得其完美 CSI。因此,UAV 到主用户的信道矢量 \mathbf{g} 可建模为^[21]

$$\mathbf{g} = \hat{\mathbf{g}} + \Delta \mathbf{g} \quad (19)$$

式中: $\hat{\mathbf{g}}$ 为已知的估计信道矢量,信道建模与 \mathbf{h} 一致; $\Delta \mathbf{g}$ 为随机信道估计误差,并服从高斯分布 $\Delta \mathbf{g} \sim CN(0, \mathbf{G})$,其中 $\mathbf{G} = \mathbf{I} \sigma_g^2$, σ_g^2 为估计误差的方差, \mathbf{I} 为单位矩阵,因此 $\mathbf{G} > 0$ 。

基于上述系统模型,将提出基于多目标的鲁棒波束成形算法。

2 基于多目标的鲁棒波束成形算法

考虑到 UAV 次级网络在不同的应用场景下,需要采用不同的优化准则。因此,在建立用户可达速率最大化和 UAV 发射功率最小化 2 种单一准则的基础上,提出了一种基于多目标优化的鲁棒波束成形算法,获得可达速率和发射功率间的帕累托解,实现 2 种性能指标间的权衡优化。

首先,根据式(7),建立次级用户可达速率最大化问题表达式,可表述为

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{P1: } \max_{\mathbf{w}} \min_{k \in \{1, 2, \dots, K\}} R_k \\ \text{s.t. } R_k \geq R_{th}, \forall k \\ \Pr \left\{ \left| \mathbf{w}^H \tilde{\mathbf{g}}_s \right|^2 \leq \gamma_{th} \right\} \geq 1 - P_{out}, \forall s \quad (20) \\ \left| w_c \right|^2 \leq p_c, \forall c \\ \left\| \mathbf{w} \right\|^2 \leq p_{tot} \end{array} \right.$$

式中: R_k 为第 k 个次级用户的可达速率; R_{th} 为可达速率阈值; γ_{th} 为主用户处的干噪比 (Interference to Noise Ratio, INR) 阈值; P_{out} 为中断概率阈值; p_c 为单天线功率阈值; p_{tot} 为总功率阈值。

其次,建立如下 UAV 发射功率最小化问题公式:

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{P2: } \min_{\mathbf{w}} \|\mathbf{w}\|^2 \\ \text{s.t. } R_k \geq R_{th}, \forall k \\ \Pr\left\{\left|\mathbf{w}^H \tilde{\mathbf{g}}_s\right|^2 \leq \gamma_{th}\right\} \geq 1 - P_{out}, \forall s \\ \left|\mathbf{w}_c\right|^2 \leq p_c, \forall c \\ \|\mathbf{w}\|^2 \leq p_{tot} \end{array} \right. \quad (21)$$

最后,通过利用帕累托最优性和加权切比雪夫方法构建 MOO,可以表述为

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{P3: } \min_{\mathbf{w}} \max_{j=1,2} \left\{ \lambda_j (F_j(\mathbf{w}) - F_j^*(\mathbf{w})) \right\} \\ \text{s.t. } R_k \geq R_{th}, \forall k \\ \Pr\left\{\left|\mathbf{w}^H \tilde{\mathbf{g}}_s\right|^2 \leq \gamma_{th}\right\} \geq 1 - P_{out}, \forall s \\ \left|\mathbf{w}_c\right|^2 \leq p_c, \forall c \\ \|\mathbf{w}\|^2 \leq p_{tot} \end{array} \right. \quad (22)$$

式中: $F_1(\mathbf{w}) = -\min_{k \in \{1,2,\dots,K\}} \log_2(1 + \gamma_k)$; $F_2(\mathbf{w}) = \|\mathbf{w}\|^2$; $F_j^*(\mathbf{w})$ 为第 j 个优化问题的最优解; λ_j 为第 j 个优化问题的权重参数,体现第 j 个优化问题在 MOO 中的优先程度, $\lambda_j \in [0, 1]$, 且满足 $\sum \lambda_j = 1$ 。

综上所述,问题 P3 的完全帕累托集合可以通过改变 λ_j 的值来获得。可以看出,当 $\lambda_j = 1$ 时,问题 P3 可以表示为问题 j 。通过观察,P1—P3 属于非凸问题,难以求解。因此,考虑利用概率公式将原有的概率约束转化为凸约束,并对问题进行半正定松弛,通过 SDP 对上述问题进行求解。概率约束公式可以表示为

$$\Pr\left\{\left|\mathbf{w}^H \tilde{\mathbf{g}}_s\right|^2 \leq \gamma_{th}\right\} = \Pr\left\{\left|\mathbf{w}^H (\tilde{\mathbf{g}}_s + \Delta \tilde{\mathbf{g}}_s)\right|^2 \leq \gamma_{th}\right\} \geq 1 - P_{out}, \forall s \quad (23)$$

式中: $\left|\mathbf{w}^H \tilde{\mathbf{g}}_s\right|^2$ 为主用户接收到 UAV 信号的 DYNR。

省略 $\left|\mathbf{w}^H (\tilde{\mathbf{g}}_s + \Delta \tilde{\mathbf{g}}_s)\right|^2$ 中较小的交叉相乘项,式 (23) 约等于

$$\Pr\left\{\mathbf{w}^H \Delta \tilde{\mathbf{g}}_s \Delta \tilde{\mathbf{g}}_s^H \mathbf{w} \leq \gamma_{th} - \mathbf{w}^H \tilde{\mathbf{g}}_s \tilde{\mathbf{g}}_s^H \mathbf{w}\right\} \geq 1 - P_{out}, \forall s \quad (24)$$

由于 $\mathbf{w}^H \Delta \tilde{\mathbf{g}}_s \Delta \tilde{\mathbf{g}}_s^H \mathbf{w}$ 服从均值为 $\mathbf{w}^H \mathbf{G} \mathbf{w}$ 的指数分布,式 (24) 可以进一步表示为

$$1 - \exp\left(-\frac{\gamma_{th} - \mathbf{w}^H \tilde{\mathbf{g}}_s \tilde{\mathbf{g}}_s^H \mathbf{w}}{\mathbf{w}^H \mathbf{G} \mathbf{w}}\right) \geq 1 - P_{out}, \forall s \quad (25)$$

定义 $\mathbf{W} = \mathbf{w} \mathbf{w}^H$, 问题 P1~P3 中的概率约束最终可化简为凸约束:

$$\gamma_{th} - \text{Tr}\left\{\tilde{\mathbf{g}}_s \tilde{\mathbf{g}}_s^H \mathbf{W}\right\} \geq \ln \frac{1}{P_{out}} \text{Tr}\{\mathbf{G} \mathbf{W}\}, \forall s \quad (26)$$

将转化后的凸概率约束带入 P1, 并引入松弛变量 t , 则 P1 可以转化为

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{P4: } \max_{\mathbf{W}, t} t \\ \text{s.t. } \text{C1: } \text{Tr}\left\{\tilde{\mathbf{h}}_k \tilde{\mathbf{h}}_k^H \mathbf{W}\right\} \geq 2^t - 1, \forall k \\ \text{C2: } R_k \geq R_{th}, \forall k \\ \text{C3: } \gamma_{th} - \text{Tr}\left\{\tilde{\mathbf{g}}_s \tilde{\mathbf{g}}_s^H \mathbf{W}\right\} \geq \ln \frac{1}{P_{out}} \text{Tr}\{\mathbf{G} \mathbf{W}\}, \forall s \\ \text{C4: } \text{diag}[\mathbf{W}]_c \leq p_c, \forall c \\ \text{C5: } \text{Tr}\{\mathbf{W}\} \leq p_{tot} \\ \text{C6: } \text{rank}(\mathbf{W}) = 1 \end{array} \right. \quad (27)$$

显然,非闭和形式的概率约束已转化为凸约束。由于定义 $\mathbf{W} = \mathbf{w} \mathbf{w}^H$, 因此引入了非凸约束 $\text{rank}(\mathbf{W}) = 1$ 。但问题 P4 在数学上依然难以求解,因此,采用半松弛定松弛重构有秩 1 约束的问题 P4, 将其转化为易于求解的 SDP 问题, 则 P4 可以转化为

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{P5: } \max_{\mathbf{W}, t} t \\ \text{s.t. } \text{C1: } \text{Tr}\left\{\tilde{\mathbf{h}}_k \tilde{\mathbf{h}}_k^H \mathbf{W}\right\} \geq 2^t - 1, \forall k \\ \text{C2: } R_k \geq R_{th}, \forall k \\ \text{C3: } \gamma_{th} - \text{Tr}\left\{\tilde{\mathbf{g}}_s \tilde{\mathbf{g}}_s^H \mathbf{W}\right\} \geq \ln \frac{1}{P_{out}} \text{Tr}\{\mathbf{G} \mathbf{W}\}, \forall s \\ \text{C4: } \text{diag}[\mathbf{W}]_c \leq p_c, \forall c \\ \text{C5: } \text{Tr}\{\mathbf{W}\} \leq p_{tot} \\ \text{C6: } \mathbf{W} \geq 0 \end{array} \right. \quad (28)$$

同理,P2 可以转化为

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{P6: } \min_{\mathbf{W}, t} \text{Tr}\{\mathbf{W}\} \\ \text{s.t. } \text{C1} - \text{C6} \end{array} \right. \quad (29)$$

通过引入松弛变量 τ , P3 可以转化为

$$\begin{cases} \text{P7: } \min_{\mathbf{W}, \tau} \tau \\ \text{s.t. } C1 - C6 \\ \lambda_j (F_j(\mathbf{W}) - F_j^*(\mathbf{W})) \leq \tau, j = 1, 2 \end{cases} \quad (30)$$

P5 和 P6 均为 SDP 问题, P7 中的 $F_1^*(\mathbf{W})$ 和 $F_2^*(\mathbf{W})$ 可通过求解 P5 和 P6 获得, P7 中引入的 $\lambda_j (F_j(\mathbf{W}) - F_j^*(\mathbf{W})) \leq \tau$ 为凸约束, P7 同样为 SDP 问题, 因此, 问题 P5~P7 可通过 CVX 进行求解, 最后分析所提问题的算法复杂度。考虑约束仅为线性矩阵不等式约束和二阶锥约束的优化问题, 可以表示为

$$\begin{cases} \min_{\mathbf{z} \in \mathbb{R}^n} \mathbf{c}^T \mathbf{z} \\ \text{s.t. } \sum_{i=1}^n z_i A_i^j - B^j \in \mathbf{S}_+^k, j = 1, 2, \dots, p \\ T^j \mathbf{z} - \mathbf{b}^j \in L^k, j = p+1, 2, \dots, q \end{cases} \quad (31)$$

式中: \mathbf{S}_+^k 为半正定矩阵空间; $A_i^j \in \mathbf{S}_+^k, B^j \in \mathbf{S}_+^k, L^k$ 为二阶锥空间 $T^j \in L^k; \mathbf{b}^j$ 和 \mathbf{c} 为向量。

该优化问题的第 1 条约束为线性矩阵不等式约束, 第 2 条约束为二阶锥约束。根据文献[22]可知, 式(31)的算法复杂度可以表示为

$$C = \sqrt{\beta(\Pi)} \cdot \ln\left(\frac{1}{\epsilon}\right) \cdot (C_{\text{form}} + C_{\text{fact}}) \quad (32)$$

式中: $\sqrt{\beta(\Pi)} = \sum_{j=1}^p k_j + 2(q-p)$ 为壁垒参数; ϵ 为迭代精度; $\sqrt{\beta(\Pi)} \cdot \ln\left(\frac{1}{\epsilon}\right)$ 为迭代复杂度; $C_{\text{form}} + C_{\text{fact}}$ 为迭代计算成本, 其中 C_{form} 为构造矩阵的计算成本, 可表示为

$$C_{\text{form}} = n_c \underbrace{\sum_{j=1}^p k_j^3}_{\text{线性不等式约束}} + n_c^2 \underbrace{\sum_{j=1}^p k_j^2}_{\text{二阶锥约束}} + n_c \sum_{j=p+1}^q k_j^2 \quad (33)$$

式中: C_{fact} 为因式分解矩阵的计算成本, $C_{\text{fact}} = n^3$; C_{form} 和 C_{fact} 中的 $n_c = O(K_{\text{num}} N_{\text{row}} N_{\text{col}})$, 其中 K_{num} 为矩阵的数量, N_{row} 为矩阵的行数, N_{col} 为矩阵的列数。

由于问题 P5~P7 的约束仅为线性矩阵不等式约束和二阶锥约束, 根据式(32)可知, 所提 MOO 算法复杂度为

$$\begin{aligned} C_{\text{MOO}} = & 3 \cdot \ln\left(\frac{1}{\epsilon}\right) \cdot (3N_u + 2K + S + 1) \cdot \\ & n_c \left((2K + S + N_u^3 + 1) + \right. \\ & \left. n_c (2K + S + N_u^2 + 1) + \right. \\ & \left. (N_u + n_c^2) \right) + (4n_c + 4n_c^2 + 2n_c^3) \end{aligned} \quad (34)$$

所提出的多目标优化 BF 算法是基于用户可达速率最大化准则和 UAV 发射功率最小化 2 个单一准则构建, 并利用概率公式和半正定松弛方法解决了问题的非凸性, 得到容易求解的重构问题 P5~P7, 并利用高斯随机化方法获得权矢量 \mathbf{w} 。通过对问题 P7 的求解可获得可达速率和发射功率间的帕累托解, 实现 2 种性能指标的权衡优化, 满足 UAV 次级网络在不同的应用场景下对不同优化准则的需求。

3 仿真结果与分析

通过仿真结果验证所提算法的有效性, 并证明所提算法的优越性。考虑单个 UAV 在有限范围内服务 $K=4$ 个次级用户, 其位置分别为 (30 m, -20 m)、(55 m, -40 m)、(-35 m, -20 m)、(-45 m, -50 m), 假设该范围内还存在 $s=3$ 个主用户, 考虑 UAV 到主用户的信道估计误差服从均值为 $\mu_g = 0$ 、标准差为 $\sigma_g = 0.1$ 的高斯分布, 其信道矢量估计值所对应的位置分别为 (20 m, 70 m)、(0 m, 50 m)、(-20 m, 60 m)。主用户处的 DYNR 阈值取 $\gamma_{\text{th}} = -30$ dB, 单天线功率阈值 $p_c = 0.25$ W, 总功率阈值 $p_{\text{tot}} = 15$ W, 中断概率 $P_{\text{out}} = 0.05$, 其他系统参数见表 1。此外, 将文献[23-25]中的非鲁棒、最大比传输 (Maximum Ratio Transmission, MRT) 和迫零 (Zero Forcing, ZF) 算法作为比较方案。

表 1 系统仿真参数

Tab. 1 Simulation parameters of the system

参数	参数值
UAV 平面阵天线数/个	$N_1 = 8, N_2 = 8, N_u = 64$
UAV 平面阵 3 dB 角度/(°)	$\varphi_x^{3\text{dB}} = 60, \varphi_y^{3\text{dB}} = 10$
天线间距/m	$d_1 = d_2 = \lambda/2$
旁瓣增益/dB	$S_{\text{LL}} = 20$
非直达径数目/个	$N = 5$

为验证所提基于多目标鲁棒波束成形算法的有效性, 仿真了归一化 BF 权矢量三维方向图和俯视图, 如图 3 所示。所提算法能使波束主瓣方向指向次级用户; 同时, 在主用户的不确定区域产生较深的零陷, 零陷处的归一化平均增益仅为 -50 dB。这说明所提算法在确保 UAV 与目标用户通信质量的同时, 充分抑制对其他非目标用户的干扰, 验证了所提鲁棒波束成形算法的有效性。

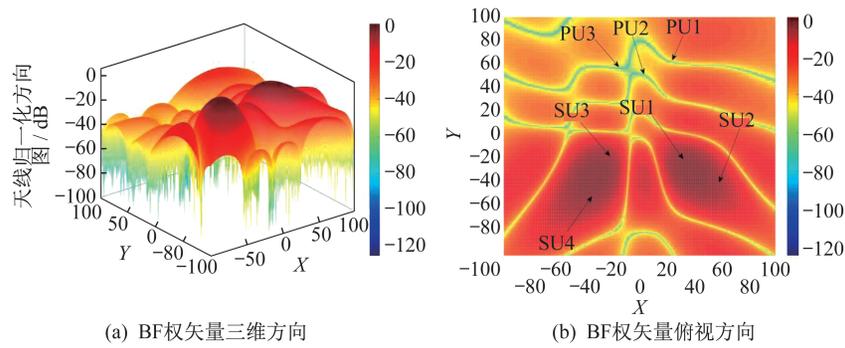


图 3 BF 权矢量图

Fig. 3 Diagram of the BF vector

为了直观的体现所提多目标算法的均衡性,多目标算法在不同加权参数、不同策略下各性能指标与 DYNR 阈值关系如图 4 所示,即不同策略下发射功率和可达速率随 DYNR 阈值变化关系图。由图可知,当 $\lambda=0$ 时,MOO 等价于最小可达速率最大化优化问题,此时,发射功率最大,可达速率最大。当 $\lambda \in (0, 1)$ 且逐渐变大时,MOO 的解向最小发射

功率优化问题的解靠近,当 $\lambda=1$ 时,MOO 等价于最小发射功率优化问题,此时,发射功率最小,可达速率最小。说明多目标通过权重 λ 可以体现优化问题的优先程度;对比图 4(a) 和图 4(b) 发现,当 DYNR 一定、 λ 变化时,发射功率和可达速率同时变大或变小,体现了两者之间博弈,因此证明了多目标算法的均衡性。

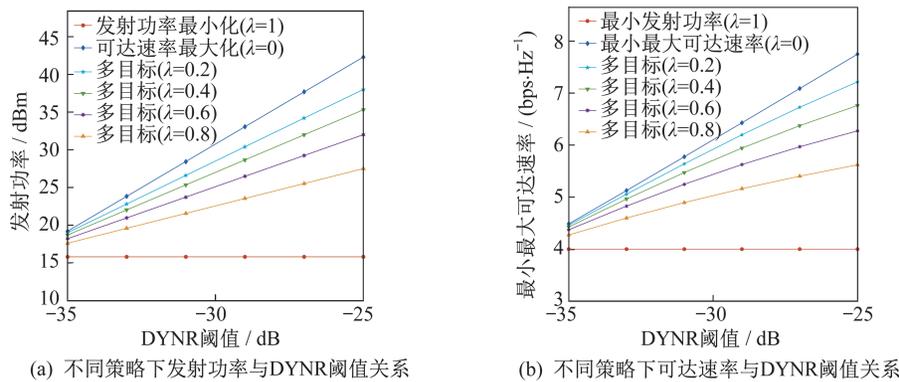


图 4 不同策略下各性能指标与 DYNR 阈值关系

Fig. 4 Curves of two performance indicators versus the DYNR threshold under different strategies

为了更直观地体现所提算法的鲁棒性,鲁棒算法和非鲁棒算法在 1 000 次信道情况下,主用户处 INR 分布直方图如图 5 所示。由图可知,对比 2 种算法,鲁棒算法低于阈值的统计数要远大于非

鲁棒算法低于阈值的统计数。可见,相较于非鲁棒算法,所提鲁棒算法可以更好地适应随机误差信道,具有较好的鲁棒性,能够在信道条件较差的情况下实现可靠通信。

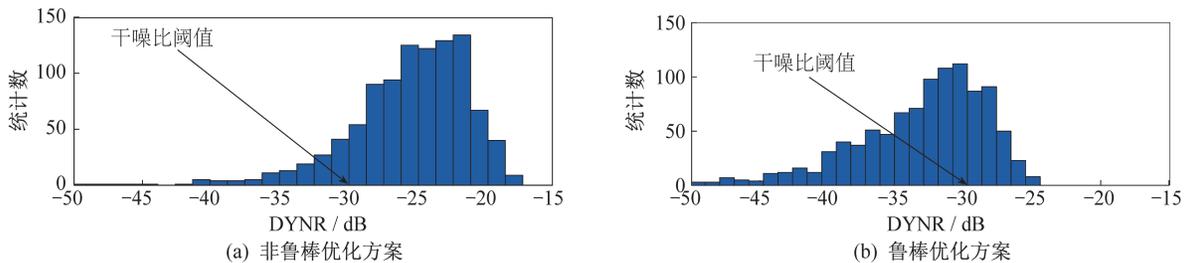


图 5 DYNR 分布直方

Fig. 5 Distribution histograms of DYNR

最小发射功率与主用户 DYNR 之间的关系如图 6 所示。由图可知, DYNR 随发射功率上升而上升, 在相同最小发射功率下, 基于多目标的鲁棒波束成形算法的主用户 DYNR 最低, 并能够一直满足主用户的干扰阈值, 而其他 2 个算法方案随着功率增大会对主用户产生较大的干扰。综上所述, 所提算法具有优越性。

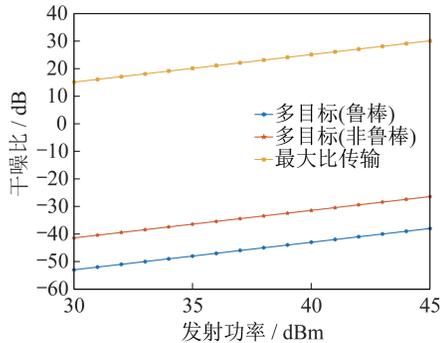


图 6 DYNR 与发射功率关系

Fig. 6 DYNR versus transmitted power

改变加权参数 λ 时, 发射功率和可达速率关系如图 7 所示。观察可知, 一方面次级用户最小速率的最大值是关于 UAV 最小发射功率的单调递增函数, 同时, 通过与 ZF 方法、MRT 方案比较, 在相同的最小发射功率下, 所提算法可以有效地提高次级用户的可达速率; 另一方面, 当次级用户在相同的可达速率下, 所提算法消耗更低的功率, 验证了所提算法比 ZF 和 MRT 方案具有更好的性能。

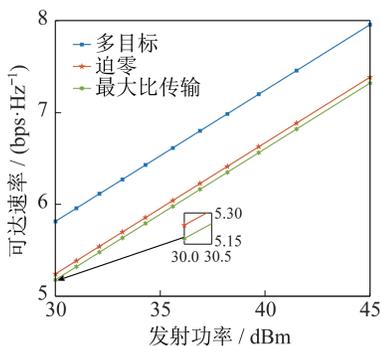


图 7 不同策略下发射功率和可达速率关系

Fig. 7 Achievable rate versus transmit power under different strategies

4 结束语

在 CSAN 场景中, 考虑到 UAV 只能获得主用户的非完美 CSI, 本文提出了一种基于多目标的鲁

棒波束成形算法。首先建立了满足概率约束的次级用户可达速率最大化和 UAV 发射功率最小化的 MOO, 并利用概率公式和半正定松弛等方法解决了原优化问题的非凸性。同时利用高斯随机化方法得到最优的鲁棒波束成形权矢量, 获得了 2 种性能指标间的帕累托最优权衡, 最后仿真结果验证了所提算法的鲁棒性相比于现有方案更具有优越性。

参考文献

- [1] HUANG Q Q, LIN M, WANG J B. Energy efficient beamforming schemes for satellite-aerial-terrestrial networks[J]. IEEE Transactions on Communications, 2020, 68(6): 3863-3875.
- [2] 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.
- [3] 陈筠力, 李威. 国外 SAR 卫星最新进展与趋势展望[J]. 上海航天(中英文), 2016, 33(6): 1-19.
- [4] GUO H A, LIU J J. UAV-Enhanced intelligent offloading for internet of things at the edge[J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2020, 16(4): 2737-2746.
- [5] 邢瑞阳, 吴晔. 存在干扰下的无人机中继站波束成形算法[J]. 上海航天(中英文), 2019, 36(3): 120-124.
- [6] ZHANG S W, LIU J J. Envisioning device-to-device communications in 6G[M]. IEEE Network, 2020, 34(3): 86-91.
- [7] HAYKIN S. Cognitive radio: brain-empowered wireless communications[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2015, 23(2): 201-220.
- [8] ALI A, HAMOUDA W. Advances on spectrum sensing for cognitive radio networks: theory and applications [J]. IEEE Communications Surveys & Tutorials, 2017, 19(2): 1277-1304.
- [9] ZHANG R, LIANG Y C. Exploiting multi-antennas for opportunistic spectrum sharing in cognitive radio networks [J]. IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing, 2017, 2(1): 88-102.
- [10] AN K, LIN M, ZHU W P. Outage performance of cognitive hybrid satellite - terrestrial networks with interference constraint [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2016, 65(11): 9397-9404.
- [11] AN K, LIN M, LIANG T. Performance analysis of multi-antenna hybrid satellite-terrestrial relay networks in the presence of interference [J]. IEEE Transactions

- on Communications, 2015, 63(11): 4390-4404.
- [12] MARLER R T, ARORA J S. Survey of multi-objective optimization methods for engineering [J]. *Structural & Multidisciplinary Optimization*, 2004, 26(6): 369-395.
- [13] LOTFY M E, SENIYU Y, FARAHAT M A. Enhancement of a small power system performance using multi-objective optimization [J]. *IEEE Access*, 2017, 5: 6212-6224.
- [14] BENGTTSSON M, OTTERSTEN B. Handbook of antennas in wireless communications [J]. *Optimal & Suboptimal Transmit Beamforming* Boca, 2001, 100(7): 2104-2108.
- [15] LUO Z Q, MA W K, SO A M. Semidefinite relaxation of quadratic optimization problems [J]. *IEEE Signal Processing Magazine*, 2010, 27(3): 20-34.
- [16] LIN Z, LIN M, COLA T D. Supporting IOT with rate-splitting multiple access in satellite and aerial-integrated networks [J]. *IEEE Internet of Things Journal*, 2021, 8(14): 11123-11134.
- [17] ZHANG L, LIANG Y, PEI Y. Robust beamforming design: from cognitive radio MISO channels to secrecy MISO channels [C]// *IEEE Global Telecommunications Conference*. Honolulu, HI: IEEE, 2009: 1-5.
- [18] HÖYHTYÄ M, KYRÖLÄINEN J, HULKKONEN A. Application of cognitive radio techniques to satellite communication [C]// *2012 IEEE International Symposium on Dynamic Spectrum Access Networks*. Bellevue, WA: IEEE, 2012: 540-551.
- [19] LIN Z, LIN M, WANG J B. Robust secure beamforming for 5G cellular networks coexisting with satellite network [J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2018, 36(4): 932-945.
- [20] REPORT I M. REPORT I M. Guidelines for evaluation of radio interface technologies for IMT-Advanced [J]. *Recommendation ITU-R M.2135*, 2009, 93(3): 148-156.
- [21] ZHANG L, LIANG Y C, XIN Y. Robust cognitive beamforming with partial channel state information [J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2009, 8(8): 4143-4153.
- [22] Wang K Y, SO M C, CHANG T H. Outage constrained robust transmit optimization for multiuser mimo downlinks: tractable approximations by conic optimization [J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2014, 62(21): 5690-5705.
- [23] YIN C, LIN Z, TAO X. Secure beam former design for cognitive satellite terrestrial networks [C]// *IEEE 4th International Conference on Computer and Communications*. Chengdu, China: IEEE, 2018: 997-1002.
- [24] HAN L, ZHU W P, LIN M. Outage analysis of NOMA-based multiple-antenna hybrid satellite-terrestrial relay networks [J]. *IEEE Communications Letters*, 2021, 25(4): 1109-1113.
- [25] ZHENG G, ARAPOGLOU P D, OTTERSTEN B. Physical layer security in multibeam satellite systems [J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2012, 11(2): 852-863.