

智能反射面辅助的星地认知网络多播传输鲁棒优化设计

马彪, 赵柏, 季铭仪, 丁昌峰, 林敏

(南京邮电大学通信与信息工程学院, 南京 210003)

摘要: 针对智能反射面(Intelligent reflecting surface, IRS)辅助的星地认知网络(Cognitive satellite and terrestrial networks, CSTN),提出了一种基于用户非完美信道状态信息的鲁棒多播传输算法,进一步提高了系统频谱效率。卫星采用多播技术服务多个主用户,同时共享频谱资源的地面基站(Base station, BS)通过空分多址和智能反射面分别服务直达用户和遮挡用户。然后,以地面网络发射功率最小化为优化目标,同时将地面用户的中断概率和主用户所受的最大干扰功率作为约束条件,提出联合优化问题。针对此非凸问题,首先借助指数分布的累积分布函数将非凸的中断概率约束转化为可解形式。接着,提出了一种结合交替优化与半正定松弛的鲁棒波束成形算法,以获得较优性能的解。计算机仿真结果证明了所提算法的鲁棒性和优越性。

关键词: 星地认知网络;智能反射面;多播传输;鲁棒波束成形;中断约束

中图分类号: TN92 **文献标志码:** A

Robust Optimization Design for Multicast Transmission in IRS-Aided Cognitive Satellite and Terrestrial Network

MA Biao, ZHAO Bai, JI Mingyi, DING Changfeng, LIN Min

(School of Communication and Information Engineering, Nanjing University of Posts and Telecommunications, Nanjing 210003, China)

Abstract: To improve spectrum efficiency, this paper proposes a robust multicast transmission algorithm for intelligent reflecting surface (IRS) aided cognitive satellite and terrestrial network (CSTN). Specifically, the satellite uses multicast technology to serve multiple primary users, while the terrestrial base station (BS), sharing spectrum resources with the satellite network, serves direct users and blocked users through space division multiple access technique and intelligent reflecting surfaces, respectively. Then, a joint optimization problem is formulated to minimize the BS transmit power, while satisfying the outage constraints of both the signal-to-interference-plus-noise ratio of terrestrial users and the interference power of the primary users. To address this nonconvex problem, the nonconvex outage constraint is first transformed into a deterministic form with the assistance of the cumulative distribution function of the exponential distribution. Then, a robust beamforming algorithm combining alternating optimization with semi-positive definite relaxation is proposed to obtain a solution with better performance. Computer simulation results demonstrate the robustness and superiority of the proposed algorithm.

Key words: cognitive satellite and terrestrial network (CSTN); intelligent reflecting surface (IRS); multicast transmission, robust beamforming; outage constraint

基金项目: 国家自然科学基金(62471255);东南大学移动通信全国重点实验室开放研究基金(2024D11);江苏省研究生科研与实践创新计划项目(KYCX24_1174);南京邮电大学引进人才科研启动基金(NY223024)。

收稿日期: 2023-05-14; **修订日期:** 2024-03-02

引言

6G将地面通信、卫星通信和海洋通信连接成一个整体,从而实现全球无缝覆盖和泛在接入,甚至是沙漠、海洋和无人区等通信盲区也会被无线信号覆盖。其中,卫星通信具有不受地理条件的限制、组网便捷灵活等优势,它是6G乃至未来信息通信基础设施中不可或缺的一个重要部分^[1]。然而卫星通信网络是典型的资源受限网络,由于星载天线形成的点波束覆盖范围要远远大于地面蜂窝小区,其频谱资源的划分通常基于固定模式。根据现有的国际电联频谱划分规则,17~30 MHz是授权的卫星通信无线电频段,其中部分频段已经被地面网络所占,如何有效利用星地间的频谱资源成为了亟待解决的关键问题。认知无线电(Cognitive radio, CR)^[2-3]作为一种新型物理层技术,其通过重新分配未占用的频率,并利用动态管理频谱资源实现主网络和次级网络的频谱资源共享,能够有效提高频谱资源的利用率。近年来,利用CR技术实现卫星网络和地面网络共享的星地认知网络(Cognitive satellite and terrestrial networks, CSTN)被人们所提出,并已经成为研究热点^[4]。

未来社会,随着人们共同感兴趣的多媒体应用的快速发展,无线通信正从传统的以连接为中心的通信(例如,电子邮件和网页浏览)扩展到内容感知通信。在此背景下,如何有效传输具有相似内容的数据流将是CSTN面临的重要挑战,多播传输技术被认为是解决该问题的有效手段之一^[5-6]。文献[7-8]研究了在CSTN中通过信号传输功率最小化,提出了多天线卫星网络保障多播通信的方法。文献[9]则讨论了在CSTN中,具有多个多天线窃听者的多波束卫星网络与地面网络共享同一频谱时,如何进行安全多播通信的联合预编码设计。虽然多播技术能够同时传输内容相似的数据流,但其频谱效率较低且容易受到障碍物的遮挡,无法保证通信质量。因此,为了进一步提高多播的传输性能,CSTN需要进一步结合新的技术。

近年来,智能反射面(Intelligent reflecting surface, IRS)^[10]得到了人们的广泛关注。IRS是由大量低成本反射元件组成的阵列平面,其通过被动波束成形(Beamforming, BF)^[11]能够改变信号的传播路径,避开障碍物,构建较为稳定的传播环境。此外,通过调整入射信号,反射信号在接收端处可以建设性或者破坏性地叠加,从而达到增强通信质量或者抑制干扰的目的。与传统的中继系统相比,IRS在增强无线网络覆盖、提高用户服务质量(Quality of service, QoS)、抑制用户间干扰功率和降低系统能量消耗等方面具有更加优越的性能^[12-13]。因而IRS被广泛应用于CR网络中,进一步提高系统的频谱效率和干扰抑制能力^[14]。文献[15]提出了一个IRS辅助的单输入多输出多址接入信道(Single input multiple output multiple access channels, SIMO-MAC) CR网络,并结合一种新型的IRS辅助多用户协作频谱感知方案来增强感知性能。文献[16]考虑了一个IRS辅助的频谱共享认知无线电多输入多输出(Multiple input multiple output, MIMO)安全通信系统,在存在窃听者的情况下,进行了基于统计信道状态信息(Channel state information, CSI)的无线安全传输方法研究。虽然上述工作对IRS在认知网络中的应用做了较为深入的研究,但是关于IRS辅助的星地认知网络传输的研究与应用仍处于起步阶段。

本文针对IRS辅助的CSTN,提出了一种基于非完美CSI的多播传输算法。具体来说,本文在假设仅能获得用户的非完美CSI时,在卫星采用多播技术服务多个主用户,同时地面网络通过共享频谱资源并利用空分多址和IRS分别服务直达用户和遮挡用户的条件下,以地面网络发射功率最小化为优化目标提出一个联合优化问题,约束条件为直达用户和遮挡用户的信干噪比(Signal to interference plus noise ratio, SINR)以及主用户所受满足要求的最大干扰功率。然后借助指数分布的累积分布函数将该非凸的中断约束转化为确定形式。此外,提出了一种结合交替优化与半正定松弛的鲁棒BF算法,获得BF权矢量和IRS相移矩阵。与文献[17-18]不同,实践中估计的CSI往往是非完美的,特别是对于IRS辅助的无线系统,信道估计将更具挑战性,因此本文的工作将更加符合现实情况,计算机仿真结果也充

分证明了方案的优越性。

1 系统模型

如图1所示,本文针对一个IRS辅助的星地认知网络下行多播传输的场景,研究在仅已知非完美CSI的条件下,通过BF技术,在实现卫星主网络与地面次级网络频谱共享的同时,进一步提高多播传输的效率。该网络中,地球静止轨道(Geostationary orbit, GEO)卫星通过点波束为 L 个主用户(Primary users, PUs)提供服务,基站(Base station, BS)则采用多播传输技术为地面用户提供通信服务。考虑到城市环境存在较多的障碍物,BS与蜂窝小区用户之间的无线链路容易受到遮挡,因此通过在 K 个遮挡用户(Blocked users, BUs)与BS之间部署IRS来建立可靠的通信链路,而对于 M 个直传用户(Direct users, DUs),BS则采用BF技术提供传输服务。此外,基站配备了 $N_b = N_{b1} \times N_{b2}$ 根天线组成的均匀平面阵,IRS则由 $N_r = N_{r1} \times N_{r2}$ 个无源反射器组成。

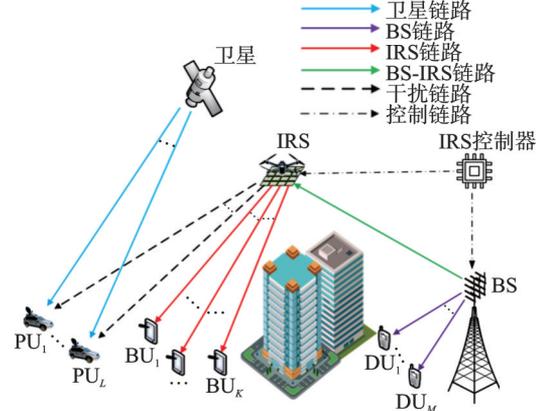


图1 IRS辅助的星地认知网络模型图
Fig.1 System model of IRS-assisted cognitive satellite and terrestrial network

假设BS发送给DUs和BUs的多播信号分别用 s_d 和 s_b 来表示,它们均满足 $E[|s_d|^2] = E[|s_b|^2] = 1$ 。在发射之前 s_d 和 s_b 经过权矢量 $\mathbf{w}_d \in \mathbb{C}^{N_b \times 1}$ 和 $\mathbf{w}_b \in \mathbb{C}^{N_b \times 1}$ 的加权处理,信号经过无线信道传播之后,则第 m 个DU和第 k 个BU接收到的信号可以分别表示为

$$y_m = \mathbf{h}_m^H \mathbf{w}_d s_d + \mathbf{h}_m^H \mathbf{w}_b s_b + n_m \quad \forall m \quad (1)$$

$$y_k = \mathbf{g}_k^H \Phi \mathbf{H} \mathbf{w}_b s_b + \mathbf{g}_k^H \Phi \mathbf{H} \mathbf{w}_d s_d + n_k \quad \forall k \quad (2)$$

式中: $\Phi = \text{diag}(e^{j\phi_1}, e^{j\phi_2}, \dots, e^{j\phi_{N_r}}) \in \mathbb{C}^{N_r \times N_r}$ 为IRS的相移矩阵; n_m 和 n_k 分别为DU $_m$ 和BU $_k$ 中均值为零,方差为 σ_m^2 和 σ_k^2 的加性高斯白噪声(Additive Gaussian white noise, AWGN)。 $\mathbf{h}_m \in \mathbb{C}^{N_b \times 1}$ 和 $\mathbf{g}_k \in \mathbb{C}^{N_r \times 1}$ 分别表示BS-DU $_m$ 链路和IRS-BU $_k$ 链路的信道矢量,可进一步表示为^[19]

$$\mathbf{h}_m = \sqrt{L_{b,m}} \rho_{b,m} \text{vec}(A_m^{\text{AoD}}) \quad \forall m \quad (3)$$

$$\mathbf{g}_i = \sqrt{L_{r,i}} \rho_{r,i} \text{vec}(B_i^{\text{AoD}}) \quad i = 1, 2, \dots, K + L \quad (4)$$

式中: $L_{s,j} = \alpha_0 d_{s,j}^{-2}$, $(s,j) \in \{(b,m), (r,i)\}$ 为自由空间路径损耗, α_0 为路径损耗, $\rho_{s,j}$ 为服从Nakagami- m 分布的复信道增益; $H \in \mathbb{C}^{N_r \times N_b}$ 为BS和IRS之间的信道矩阵,具体表示为 $H = \sqrt{L_{b,0}} \rho_{b,0} \text{vec}(B_0^{\text{AoA}}) \text{vec}^H(A_0^{\text{AoD}})$,该表达式中的符号与式(3,4)中的含义相似, A_m^{AoD} 和 B_i^{AoD} 分别为 $[A_m^{\text{AoD}}]_{n_{b1}, n_{b2}} = e^{-j\pi [(n_{b1}-1) \sin \theta_m^{\text{AoD}} \cos \varphi_m^{\text{AoD}} + (n_{b2}-1) \cos \theta_m^{\text{AoD}}]}$ 和 $[B_i^{\text{AoD}}]_{n_{r1}, n_{r2}} = e^{-j\pi \sin \theta_i^{\text{AoD}} [(n_{r1}-1) \cos \varphi_i^{\text{AoD}} + (n_{r2}-1) \cos \theta_i^{\text{AoD}}]}$,其中 $\theta_j^{\text{AoD}}(\varphi_j^{\text{AoD}})$, $j \in (m, i)$,分别表示信号出发俯仰角和出发方位角(Angle of departure, AoD)。

考虑到卫星与地面用户之间的长距离传输会导致很大的自由空间路径损耗,因此与文献[20]相似,本文忽略GEO对地面用户的干扰。由于频谱资源共享,BS会对主用户产生干扰,则第 l 个主用户所受到的干扰可以表示为

$$I_l = \left| \mathbf{g}_{k+l}^H \Phi \mathbf{H} \mathbf{w}_d \right|^2 + \left| \mathbf{g}_{k+l}^H \Phi \mathbf{H} \mathbf{w}_b \right|^2 \quad \forall l \quad (5)$$

式中: \mathbf{g}_{k+l} 为IRS与PU $_l$ 之间的信道矢量。根据式(1,2),DU $_m$ 和BU $_k$ 的输出SINR可以分别表示为

$$\gamma_m = \frac{|\mathbf{h}_m^H \mathbf{w}_d|^2}{|\mathbf{h}_m^H \mathbf{w}_b|^2 + \sigma_m^2} \quad \forall m \quad (6)$$

$$\gamma_k = \frac{|\mathbf{g}_k^H \Phi \mathbf{H} \mathbf{w}_b|^2}{|\mathbf{g}_k^H \Phi \mathbf{H} \mathbf{w}_d|^2 + \sigma_k^2} \quad \forall k \quad (7)$$

与文献[21]类似,由于基站和IRS的位置相对固定,假设可以准确得到信道矩阵 \mathbf{H} 。然而由于地面用户的移动性,本文假设系统仅已知BS-DU、IRS-BU和IRS-PU链路的非完美CSI。在这种情况下,系统获得的信道矢量 \mathbf{h}_m 和 \mathbf{g}_i 通常建模为

$$\mathbf{h}_m = \tilde{\mathbf{h}}_m + \Delta \mathbf{h}_m \quad \forall m \quad (8)$$

$$\mathbf{g}_i = \tilde{\mathbf{g}}_i + \Delta \mathbf{g}_i \quad i = 1, 2, \dots, K + L \quad (9)$$

式中: $\tilde{\mathbf{h}}_m$ 和 $\tilde{\mathbf{g}}_i$ 为估计的信道矢量, $\Delta \mathbf{h}_m$ 和 $\Delta \mathbf{g}_i$ 为相应的信道误差矢量,它们均服从复高斯随机分布,即 $\Delta \mathbf{h}_m \sim \text{CN}(0, \sigma_{h,m}^2 \mathbf{I}_{N_b}) \in \mathbb{C}^{N_b \times N_b}$ 和 $\Delta \mathbf{g}_i \sim \text{CN}(0, \sigma_{g,i}^2 \mathbf{I}_{N_r}) \in \mathbb{C}^{N_r \times N_r}$ 。

2 鲁棒波束成形算法

考虑到在实际的通信系统中,很多无线应用程序(如视频流、IP语音)能够容忍偶尔发生的中断事件,而不会显著影响用户体验。因此,基于非完美CSI,本文以地面网络发射功率最小化为目标,提出一个联合优化问题,约束条件为地面直达用户和遮挡用户的SINR以及主用户所受的满足要求的最大干扰功率。

$$\begin{cases} \min_{\mathbf{w}_d, \Phi} \|\mathbf{w}_d\|^2 + \|\mathbf{w}_b\|^2 \\ \text{s.t. C1: } \Pr\{\gamma_m > \gamma_{\text{th},1}\} \geq 1 - \rho_1 \quad \forall m \\ \quad \text{C2: } \Pr\{\gamma_k > \gamma_{\text{th},2}\} \geq 1 - \rho_2 \quad \forall k \\ \quad \text{C3: } \Pr\{I_l \leq I_{\text{th}}\} \geq 1 - \rho_3 \quad \forall l \\ \quad \text{C4: } |\Phi|_{n,n_r} = 1 \quad \forall n_r \end{cases} \quad (10)$$

式中:C1和C2代表DU和BU的信干噪比中断概率(SINR-outage-probability, SINR-OP)约束, $\gamma_{\text{th},1}$ 和 $\gamma_{\text{th},2}$ 分别表示DU和BU的SINR解码阈值要求;C3表示系统间的干扰预定的概率应低于干扰功率阈值 I_{th} ; $\rho_i, i = 1, 2, 3$ 表示对应的概率阈值;C4表示IRS单元的单位模值约束。由于优化变量的耦合和中断约束的不确定性,原来的优化问题(式(10))是非凸的,难以直接求解。针对此问题,提出一种结合交替优化与半正定松弛的鲁棒BF算法,求解得到令人满意的解。首先将该问题分为如下两个子问题。

(1) 波束成形设计

对于一个给定的IRS相移矩阵 Φ ,可以将约束优化问题(式(10))重新表述为一个BF设计子问题

$$\min_{\mathbf{w}_d} \|\mathbf{w}_d\|^2 + \|\mathbf{w}_b\|^2 \quad \text{s.t. C1} \sim \text{C3} \quad (11)$$

针对概率约束C1,首先将式(8,9)代入C1,并省略较小的交叉项,则约束C1可近似表示为

$$\Pr\{\gamma_{\text{th},1} \mathbf{w}_b^H \Delta \mathbf{h}_m \Delta \mathbf{h}_m^H \mathbf{w}_b - \mathbf{w}_d^H \Delta \mathbf{h}_m \Delta \mathbf{h}_m^H \mathbf{w}_d \leq \mathbf{w}_d^H \tilde{\mathbf{h}}_m \tilde{\mathbf{h}}_m^H \mathbf{w}_d - \gamma_{\text{th},1} (\mathbf{w}_b^H \tilde{\mathbf{h}}_m \tilde{\mathbf{h}}_m^H \mathbf{w}_b + \sigma_m^2)\} \geq 1 - \rho_1 \quad (12)$$

根据文献[22],随机变量 $\mathbf{w}_i^H \mathbf{h}_m \mathbf{h}_m^H \mathbf{w}_i, i = d, b$ 服从均值为 $\mathbf{w}_i^H \sigma_{h,m}^2 \mathbf{I}_{N_b} \mathbf{w}_i$ 的指数分布,进而式(12)可表示为

$$1 - \exp\left(\frac{\gamma_{\text{th},1} (\mathbf{w}_b^H \tilde{\mathbf{h}}_m \tilde{\mathbf{h}}_m^H \mathbf{w}_b + \sigma_m^2) - \mathbf{w}_d^H \tilde{\mathbf{h}}_m \tilde{\mathbf{h}}_m^H \mathbf{w}_d}{\gamma_{\text{th},1} \mathbf{w}_b^H \sigma_{h,m}^2 \mathbf{I}_{N_b} \mathbf{w}_b - \mathbf{w}_d^H \sigma_{h,m}^2 \mathbf{I}_{N_b} \mathbf{w}_d}\right) \geq 1 - \rho_1 \quad (13)$$

进一步经过简单的数学转换后,概率约束C1可以表示为

$$\gamma_{\text{th},1} \mathbf{w}_b^H (\sigma_{\text{h},m}^2 \mathbf{I}_{N_b} \ln \rho_1 - \tilde{\mathbf{h}}_m \tilde{\mathbf{h}}_m^H) \mathbf{w}_b + \mathbf{w}_d^H (\tilde{\mathbf{h}}_m \tilde{\mathbf{h}}_m^H - \sigma_{\text{h},m}^2 \mathbf{I}_{N_b} \ln \rho_1) \mathbf{w}_d \geq \gamma_{\text{th},1} \sigma_m^2 \quad (14)$$

经过类似于式(12~14)的步骤,概率约束C2和C3可以分别转换为

$$\gamma_{\text{th},2} \mathbf{a}_d^H (\sigma_{\text{g},i}^2 \mathbf{I}_{N_i} \ln \rho_2 - \tilde{\mathbf{g}}_k \tilde{\mathbf{g}}_k^H) \mathbf{a}_d + \mathbf{a}_b^H (\tilde{\mathbf{g}}_k \tilde{\mathbf{g}}_k^H - \sigma_{\text{g},i}^2 \mathbf{I}_{N_i} \ln \rho_2) \mathbf{a}_b \geq \gamma_{\text{th},2} \sigma_k^2 \quad (15)$$

$$\mathbf{a}_d^H (\sigma_{\text{g},i}^2 \mathbf{I}_{N_i} \ln \rho_3 - \tilde{\mathbf{g}}_{k+l} \tilde{\mathbf{g}}_{k+l}^H) \mathbf{a}_d + \mathbf{a}_b^H (\sigma_{\text{g},i}^2 \mathbf{I}_{N_i} \ln \rho_3 - \tilde{\mathbf{g}}_{k+l} \tilde{\mathbf{g}}_{k+l}^H) \mathbf{a}_b \geq -I_{\text{th}} \quad (16)$$

式中: $\mathbf{a}_i \triangleq \Phi \mathbf{H} \mathbf{w}_i$, $i = \text{d}, \text{b}$ 。将C1~C3替换为式(14~16),可以将原始子问题(式(11))转换为以下的半正定规划(Semidefinite program, SDP)形式

$$\left\{ \begin{array}{l} \min_{\mathbf{w}_i \geq 0} \text{Tr}(\mathbf{W}_d + \mathbf{W}_b) \\ \text{s.t.} \text{Tr}(\gamma_{\text{th},1} (\sigma_{\text{h},m}^2 \mathbf{I}_{N_b} \ln \rho_1 - \tilde{\mathbf{H}}_m) \mathbf{W}_b + (\tilde{\mathbf{H}}_m - \sigma_{\text{h},m}^2 \mathbf{I}_{N_b} \ln \rho_1) \mathbf{W}_d) \geq \gamma_{\text{th},1} \sigma_m^2 \\ \text{Tr}(\gamma_{\text{th},2} (\sigma_{\text{g},i}^2 \mathbf{I}_{N_i} \ln \rho_2 - \tilde{\mathbf{G}}_k) \mathbf{A}_d + (\tilde{\mathbf{G}}_k - \sigma_{\text{g},i}^2 \mathbf{I}_{N_i} \ln \rho_2) \mathbf{A}_b) \geq \gamma_{\text{th},2} \sigma_k^2 \\ \text{Tr}((\sigma_{\text{g},i}^2 \mathbf{I}_{N_i} \ln \rho_3 - \tilde{\mathbf{G}}_{k+l}) \mathbf{A}_d + (\sigma_{\text{g},i}^2 \mathbf{I}_{N_i} \ln \rho_3 - \tilde{\mathbf{G}}_{k+l}) \mathbf{A}_b) \geq -I_{\text{th}} \\ \text{rank}(\mathbf{W}_i) = 1 \quad i = \text{d}, \text{b} \end{array} \right. \quad (17)$$

式中: $\tilde{\mathbf{H}}_m = \tilde{\mathbf{h}}_m \tilde{\mathbf{h}}_m^H$, $\tilde{\mathbf{G}}_k = \tilde{\mathbf{g}}_k \tilde{\mathbf{g}}_k^H$, $\mathbf{W}_i \triangleq \mathbf{w}_i \mathbf{w}_i^H$, $\mathbf{A}_i \triangleq \mathbf{a}_i \mathbf{a}_i^H$, $i = \text{d}, \text{b}$ 。接着使用半正定松弛(Semidefinite relaxation, SDR)方法,去掉rank=1约束后,可以将式(10)转换为以下的松弛凸形式

$$\left\{ \begin{array}{l} \min_{\mathbf{w}_i \geq 0} \text{Tr}(\mathbf{W}_d + \mathbf{W}_b) \\ \text{s.t.} \text{Tr}(\gamma_{\text{th},1} (\sigma_{\text{h},m}^2 \mathbf{I}_{N_b} \ln \rho_1 - \tilde{\mathbf{H}}_m) \mathbf{W}_b + (\tilde{\mathbf{H}}_m - \sigma_{\text{h},m}^2 \mathbf{I}_{N_b} \ln \rho_1) \mathbf{W}_d) \geq \gamma_{\text{th},1} \sigma_m^2 \\ \text{Tr}(\gamma_{\text{th},2} (\sigma_{\text{g},i}^2 \mathbf{I}_{N_i} \ln \rho_2 - \tilde{\mathbf{G}}_k) \mathbf{A}_d + (\tilde{\mathbf{G}}_k - \sigma_{\text{g},i}^2 \mathbf{I}_{N_i} \ln \rho_2) \mathbf{A}_b) \geq \gamma_{\text{th},2} \sigma_k^2 \\ \text{Tr}((\sigma_{\text{g},i}^2 \mathbf{I}_{N_i} \ln \rho_3 - \tilde{\mathbf{G}}_{k+l}) \mathbf{A}_d + (\sigma_{\text{g},i}^2 \mathbf{I}_{N_i} \ln \rho_3 - \tilde{\mathbf{G}}_{k+l}) \mathbf{A}_b) \geq -I_{\text{th}} \end{array} \right. \quad (18)$$

很明显式(18)是一个具有线性矩阵不等式(Linear matrix inequality, LMI)约束的凸优化问题,可以通过标准凸优化软件包CVX^[18]进行计算获得 \mathbf{W}_i 。此外,当 $\text{rank}(\mathbf{W}_i) = 1$ 时,可以使用奇异值分解(Singular value decomposition, SVD)方法,通过计算出的 \mathbf{W}_i 进而求出BF权矢量 \mathbf{w}_i ; 否则,可以使用高斯随机化方法求出 \mathbf{w}_i 。

(2) IRS相移配置

IRS相移配置固定的BF权矢量 \mathbf{w}_i ,原问题式(10)中的约束条件C1可以省略。同时,为了方便问题的转化,定义 $\mathbf{v} \triangleq [e^{j\phi_1}, e^{j\phi_2}, \dots, e^{j\phi_{N_r}}]^T$,则C2和C3约束中包含IRS相移矩阵的项 $|\mathbf{g}_k^H \Phi \mathbf{H} \mathbf{w}_i|^2$ 和 $|\mathbf{g}_{k+l}^H \Phi \mathbf{H} \mathbf{w}_i|^2$ 均可以进一步分别表示为 $|\mathbf{g}_k^H \text{diag}(\mathbf{H} \mathbf{w}_i) \mathbf{v}|^2$ 和 $|\mathbf{g}_{k+l}^H \text{diag}(\mathbf{H} \mathbf{w}_i) \mathbf{v}|^2$ 。式(10)可以被重新表述为如下所述的无目标函数优化问题。

$$\left\{ \begin{array}{l} \min_{\mathbf{v}} \quad 1 \\ \text{s.t.} \bar{\text{C1:}} \text{Pr} \left\{ \frac{|\mathbf{g}_k^H \text{diag}(\mathbf{H} \mathbf{w}_b) \mathbf{v}|^2}{|\mathbf{g}_k^H \text{diag}(\mathbf{H} \mathbf{w}_d) \mathbf{v}|^2 + \sigma_k^2} > \gamma_{\text{th},2} \right\} \geq 1 - \rho_2 \quad \forall k \\ \bar{\text{C2:}} \text{Pr} \left\{ |\mathbf{g}_{k+l}^H \text{diag}(\mathbf{H} \mathbf{w}_b) \mathbf{v}|^2 + |\mathbf{g}_{k+l}^H \text{diag}(\mathbf{H} \mathbf{w}_d) \mathbf{v}|^2 \leq I_{\text{th}} \right\} \geq 1 - \rho_3 \quad \forall l \\ \bar{\text{C3:}} |[\mathbf{v}]_{n_r}| = 1 \quad \forall n_r \end{array} \right. \quad (19)$$

对于上述优化问题中的中断概率约束,可采用与子问题1相似的方法进行变换,概率约束的最终形

式为

$$\gamma_{\text{th},2} \mathbf{d}_d^H (\sigma_{g,i}^2 \mathbf{I}_{N_r} \ln \rho_2 - \tilde{\mathbf{g}}_k \tilde{\mathbf{g}}_k^H) \mathbf{d}_d + \mathbf{d}_b^H (\tilde{\mathbf{g}}_k \tilde{\mathbf{g}}_k^H - \sigma_{g,i}^2 \mathbf{I}_{N_r} \ln \rho_2) \mathbf{d}_b \geq \gamma_{\text{th},2} \sigma_k^2 \quad (20)$$

$$\mathbf{d}_d^H (\sigma_{g,i}^2 \mathbf{I}_{N_r} \ln \rho_3 - \tilde{\mathbf{g}}_{k+l} \tilde{\mathbf{g}}_{k+l}^H) \mathbf{d}_d + \mathbf{d}_b^H (\sigma_{g,i}^2 \mathbf{I}_{N_r} \ln \rho_3 - \tilde{\mathbf{g}}_{k+l} \tilde{\mathbf{g}}_{k+l}^H) \mathbf{d}_b \geq -I_{\text{th}} \quad (21)$$

式中: $\mathbf{d}_i \triangleq \text{diag}(\mathbf{H}\mathbf{w}_i) \hat{\mathbf{v}}$, $i = d, b$ 。此外,由于无目标函数优化问题不能保证算法在迭代过程中的收敛性。于是令 $\hat{\mathbf{V}} \triangleq \hat{\mathbf{v}} \hat{\mathbf{v}}^H$, $\hat{\mathbf{v}} \triangleq q\mathbf{v}$ 和 $\mathbf{D} \triangleq \mathbf{d}_i \mathbf{d}_i^H$, 则式(19)可转化为

$$\begin{cases} \min_{\hat{\mathbf{v}} \geq 0, q} & q \\ \text{s.t.} & \text{Tr}(\gamma_{\text{th},2} (\sigma_{g,i}^2 \mathbf{I}_{N_r} \ln \rho_2 - \tilde{\mathbf{G}}_k) \mathbf{D}_d + (\tilde{\mathbf{G}}_k - \sigma_{g,i}^2 \mathbf{I}_{N_r} \ln \rho_2) \mathbf{D}_b) \geq \gamma_{\text{th},2} \sigma_k^2 \quad \forall k \\ & \text{Tr}((\sigma_{g,i}^2 \mathbf{I}_{N_r} \ln \rho_3 - \tilde{\mathbf{G}}_{k+l}) \mathbf{D}_d + (\sigma_{g,i}^2 \mathbf{I}_{N_r} \ln \rho_3 - \tilde{\mathbf{G}}_{k+l}) \mathbf{D}_b) \geq -I_{\text{th}} \quad \forall l \\ & \text{Tr}(\mathbf{E}_{n_r} \hat{\mathbf{V}}) = q \quad \forall n_r \quad 0 \leq q < 1 \\ & \text{rank}(\hat{\mathbf{V}}) = 1 \end{cases} \quad (22)$$

式中 \mathbf{E}_{n_r} 为只有第 n_r 个对角线元素是1,其余元素都是0的 $N_r \times N_r$ 维对角矩阵。显然式(22)是一个除了 $\text{rank}-1$ 约束之外的凸优化问题,且高斯随机化方法不可行。在此情况下,利用一阶泰勒级数展开方法来进行凸逼近,令 $\hat{\mathbf{V}} = \hat{\mathbf{v}}^t \hat{\mathbf{v}}^t{}^H + \hat{\mathbf{v}}(\hat{\mathbf{v}}^t)^H - \hat{\mathbf{v}}^t(\hat{\mathbf{v}}^t)^H$, 其中 $\hat{\mathbf{v}}^t$ 为第 t 次迭代时 $\hat{\mathbf{v}}$ 的可行点。因此,问题式(19)可以重写为

$$\begin{cases} \min_{\hat{\mathbf{v}}, q} & q \\ \text{s.t.} & \text{Tr}(\gamma_{\text{th},2} (\sigma_{g,i}^2 \mathbf{I}_{N_r} \ln \rho_2 - \tilde{\mathbf{G}}_k) \mathbf{D}_d + (\tilde{\mathbf{G}}_k - \sigma_{g,i}^2 \mathbf{I}_{N_r} \ln \rho_2) \mathbf{D}_b) \geq \gamma_{\text{th},2} \sigma_k^2 \\ & \text{Tr}((\sigma_{g,i}^2 \mathbf{I}_{N_r} \ln \rho_3 - \tilde{\mathbf{G}}_{k+l}) \mathbf{D}_d + (\sigma_{g,i}^2 \mathbf{I}_{N_r} \ln \rho_3 - \tilde{\mathbf{G}}_{k+l}) \mathbf{D}_b) \geq -I_{\text{th}} \\ & \text{Tr}(\mathbf{E}_{n_r} \hat{\mathbf{V}}) = q \quad \forall n_r \quad 0 \leq q < 1 \\ & \text{with } \hat{\mathbf{V}} = \hat{\mathbf{v}}^t \hat{\mathbf{v}}^t{}^H + \hat{\mathbf{v}}(\hat{\mathbf{v}}^t)^H - \hat{\mathbf{v}}^t(\hat{\mathbf{v}}^t)^H \end{cases} \quad (23)$$

显然,约束优化问题(式(23))是凸的,可以借助 CVX 进行迭代求解。然后,式(19)可以通过计算 $\Phi = \text{diag}(\mathbf{v}) = \text{diag}(\hat{\mathbf{v}}^*/q^*)$ 来解决,其中 $\hat{\mathbf{v}}^*$ 和 q^* 都可以通过求解式(23)来获得。最后原问题(式(10))可以通过交替求解子问题1,2得到有效求解。所提的鲁棒波束成形算法流程总结如下。

算法1 鲁棒波束成形算法

输入: $\{\mathbf{H}, \mathbf{h}_m, \mathbf{g}_i, R_{\text{th},1}, R_{\text{th},2}, I_{\text{th}}\}$

初始化:生成满足 C1~C4 的可行点 $\{\mathbf{w}_i^{(0)}, \Phi^{(0)} = \text{diag}\{\phi_1^{(0)}, \dots, \phi_{n_r}^{(0)}\}\}$ 并定义 $\mathbf{v}^{(0)} \triangleq [\phi_1^{(0)}, \phi_2^{(0)}, \dots, \phi_{n_r}^{(0)}]$;

设置信道误差 $\sigma_{h,m}$ 和 $\sigma_{g,i}$, 算法收敛精度 $\epsilon > 0$, 迭代次数 $n = 0$ 以及最大迭代次数 n_{max} ;

重复以下步骤:

 令 $n = n + 1$

 通过固定的 \mathbf{v}^{n-1} 来解决子问题1, 以此得到 \mathbf{w}_i^n ;

 通过固定的 \mathbf{w}_i^n 来解决子问题2, 以此得到 \mathbf{v}^n ;

 计算 $\delta = \sum_{n_b=1}^{N_b} |[\mathbf{w}_i^n - \mathbf{w}_i^{n-1}]_{n_b}| + \sum_{n_i=1}^{N_i} |[\mathbf{v}_i^n - \mathbf{v}_i^{n-1}]_{n_i}|$

 直到 $\delta < \epsilon$ 或者 $n = n_{\text{max}}$;

输出:最佳BF权矢量 \mathbf{w}_i^* 和 IRS 相移矩阵 $\Phi^* = \text{diag}(\mathbf{v}^*)$ 。

3 计算机仿真与分析

本节进行了计算机仿真,以验证所提算法的鲁棒性和IRS辅助传输方案的优越性。假设CSTN网络中包含 $L_{PU}=2, M_{DU}=2, K_{BU}=6$,其中地面基站对卫星用户的干扰阈值设置为 $I_{th}=-10$ dB,DU和BU的SINR要求分别为 $\gamma_{th,1}=5$ dB和 $\gamma_{th,2}=3$ dB。此外,设置BS天线和IRS元件的数量为 $N_b=N_r=16$,算法收敛精度为 $\epsilon=10^{-3}$ 。以下4个方案被用作比较的基准:(1)本文所提算法在完美CSI条件下进行信号传输,作为上界或非鲁棒方案;(2)在无人机上搭载多天线阵列并采用放大转发(Amplify and forward, AF)协议将信号转发给用户,称为AF中继方案^[19];(3)IRS随机相位方案:随机产生IRS每个单元的相位;(4)基于迫零波束成形方案:采用迫零波束成形算法设计基站的波束成形权矢量,即 \mathbf{w}_d 和 \mathbf{w}_b ,使得服务直传用户的基站波束的零陷对准IRS所在方位,而服务遮挡用户的基站波束的零陷对准所有直传用户。

图2显示了IRS在垂直方向上的归一化波束模式。可以看出,波束的最大增益方向指向所有BU用户所在的方位。同时,在两个PU处皆产生了深度近似为 -55 dB的零陷,从而有效抑制地面基站认知网络对卫星主网络的干扰。这表明本文所提算法能够满足目标用户的SINR要求,有效抑制干扰泄露,从而实现两个不同网络的共存。

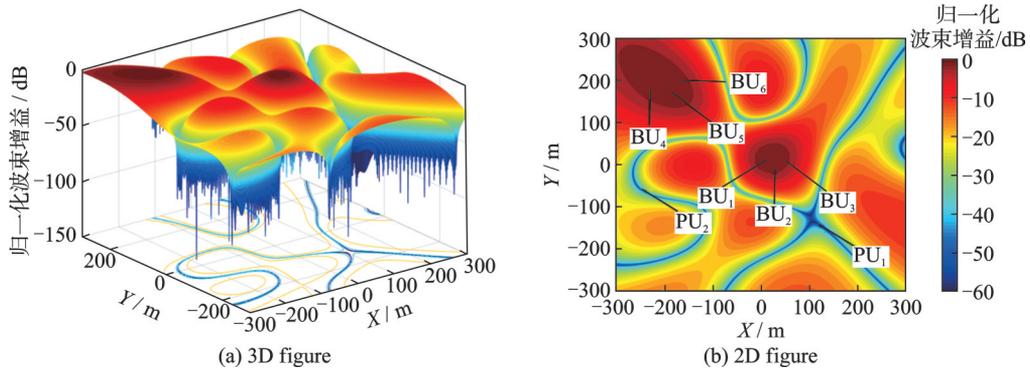


图2 IRS归一化辐射方向图

Fig.2 Normalized beampattern of IRS

通过进行1 000次信道实现并设置 $\rho_2=1$,图3给出了采用不同方案的BU的SINR满足率直方图。SINR满足率是指用户实际输出的SINR与目标SINR($\gamma_{th,2}$)之比。可以看出,由于非鲁棒方案对信道不确定性的容忍度较低,只有50%的SINR满足率能保证超过1。然而,本文所提的鲁棒算法保证了约95%的SINR满足率大于1,验证了其信道误差的鲁棒性。

图4给出了不同传输方案下基站的发送功率与SINR阈值之间的关系,即IRS随机相位方案、AF中继辅助传输方案、基于迫零波束成形方案和分别基于非完美和完美CSI的IRS辅助传输方案。可以看出,随着用户信干噪比阈值的增加,所提出的算法性能变得更接近于上界,这一现象说明了本文所提算法在保障对信道误差鲁棒性的前提下,并未导致其算法最优性的损失。此外,本文所提算法的功耗性能优于基于迫零波束成形的方案和IRS随机相位方案。这是因为在多播传输模式下,迫零波束成形方案仅能实现通过空域调零特性对用户间同频干扰的抑制,不能使所产生波束的最大增益对准所有的目标用户,导致基站需要发送更多的功率来满足用户的SINR要求。另一方面,随机产生的IRS相移矩阵亦无法保证将反射信号的能量集中到遮挡用户所在方位,所以IRS随机相位方案的功耗要比本文所提传输方案的功耗大得多。上述结果论证了本文所提传输方案相比其他现有传输方案的优越性。最后,

由于IRS的低功耗特性,本文提出的算法的功率消耗比空中中继的情况少得多,这表明了所提出的基于IRS辅助传输模型的优越性。

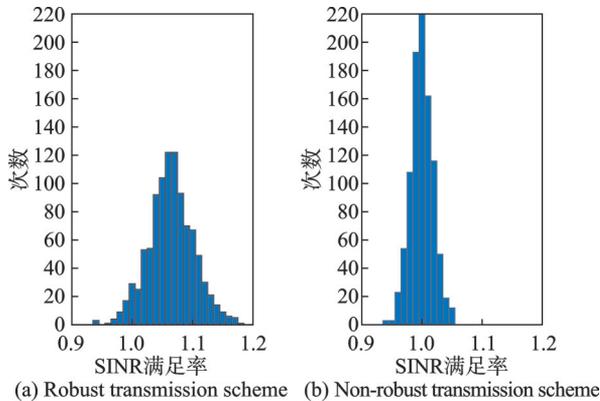


图3 SINR满足率的直方图

Fig.3 Histogram of SINR satisfaction

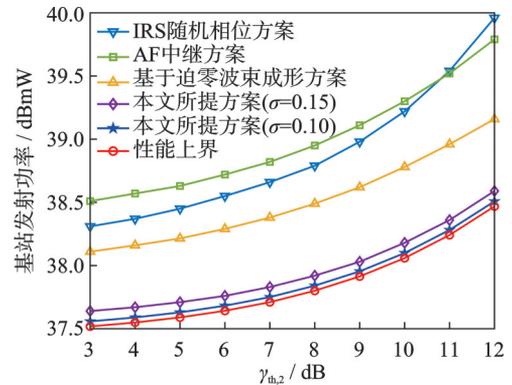


图4 基站发射功率与SINR阈值的关系

Fig.4 Relation of BS transmit power and SINR threshold

4 结束语

本文研究了在CSTN中IRS辅助增强的信号传输方案设计。仅在CSTN网络能够获得非完美CSI的条件下,首先以地面网络发射功率最小化为目标提出了联合优化问题,约束为地面用户的SINR及主用户所受满足要求的最大干扰功率;接着借助于指数分布的CDF将非凸的概率约束转换为可解的确定性形式,并基于SDR方法和交替优化方法提出一种鲁棒波束成形算法求解基站的波束成形权矢量和IRS的相移矩阵;最后,计算机仿真结果证明了所提算法在降低系统功耗方面具有更优越的性能。

参考文献:

- [1] YAACOUB E, ALOUINI M S. A key 6G challenge and opportunity-connecting the base of the pyramid: A survey on rural connectivity[J]. *Proceedings of the IEEE* 2020, 108(99): 533-582.
- [2] 唐小岚, 杨科, 吴雪雯, 等. 认知中继网络中的功率分配算法[J]. *数据采集与处理*, 2020, 35(1): 128-138. TANG Xiaolan, YANG Ke, WU Xuewen, et al. Power allocation algorithm in cognitive relay networks[J]. *Journal of Data Acquisition and Processing*, 2020, 35(1): 128-138.
- [3] 叶中付, 王鹏宇, 杨会超, 等. 基于NC-OFDM系统的快速资源分配算法[J]. *数据采集与处理*, 2021, 36(6): 1084-1093. YE Zhongfu, WANG Pengyu, YANG Huichao, et al. Fast resource allocation algorithms in NC-OFDM system[J]. *Journal of Data Acquisition and Processing*, 2021, 36(6): 1084-1093.
- [4] HUANG Q, LIN M, ZHU W P, et al. Performance analysis of integrated satellite-terrestrial multiantenna relay networks with multiuser scheduling[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2020, 5(4): 2718-2731.
- [5] ZHU X, JIANG C, KUANG L, et al. Cooperative transmission in integrated terrestrial-satellite networks[J]. *IEEE Network*, 2019, 33(3): 204-210.
- [6] ZHANG H, JIANG C, KUANG L, et al. Cooperative QoS beamforming for multicast transmission in terrestrial-satellite networks[C]//*Proceedings of IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM)*. [S.l.]: IEEE, 2017.
- [7] YAN Y, AN K, ZHANG B, et al. Outage constrained robust multigroup multicast beamforming for satellite-based internet of things coexisting with terrestrial networks[J]. *IEEE Internet of Things Journal*, 2021, 8(10): 8159-8172.
- [8] WANG X, LI H, TONG M, et al. Network coded cooperative multicast in integrated terrestrial-satellite networks[C]//*Proceedings of IEEE Symposium on Computers and Communications (ISCC)*. [S.l.]: IEEE, 2020.

- [9] XIONG J, MA D, ZHAO H, et al. Secure multicast communications in cognitive satellite-terrestrial networks[J]. IEEE Communications Letters, 2019, 23(4): 632-635.
- [10] 张静, 王栋, 张梦雨. 改进的 IRS 辅助毫米波 MIMO 级联信道估计[J]. 数据采集与处理, 2022, 37(6): 1259-1267.
ZHANG Jing, WANG Dong, ZHANG Mengyu. Improvement of cascaded channel estimation for IRS assisted mmWave MIMO communication[J]. Journal of Data Acquisition and Processing, 2022, 37(6): 1259-1267.
- [11] 魏明君, 何世文, 薛春林, 等. UFMC-MIMO 波束成形传输方案设计[J]. 数据采集与处理, 2019, 34(2): 262-273.
WEI Mingjun, HE Shiwen, XUE Chunlin, et al. Beamforming transmission scheme design for UFMC-MIMO[J]. Journal of Data Acquisition and Processing, 2019, 34(2): 262-273.
- [12] LIU Y, LIU X, MU X, et al. Reconfigurable intelligent surfaces: Principles and opportunities[J]. IEEE Communications Surveys & Tutorials, 2021, 23(3): 1546-1577.
- [13] 王强, 王鸿. 智能反射面辅助的下行 NOMA 系统和速率最大化研究[J]. 南京邮电大学学报: 自然科学版, 2022, 42(1): 23-29.
WANG Qiang, WANG Hong. On sum rate maximization for IRS-aided downlink NOMA systems[J]. Journal of Nanjing University of Posts and Telecommunications (Natural Science Edition), 2022, 42(1): 23-29.
- [14] YUAN J, LIANG Y C, JOUNG J, et al. Intelligent reflecting surface (IRS)-enhanced cognitive radio system[C]//Proceedings of IEEE International Conference on Communications (ICC). [S.l.]: IEEE, 2020.
- [15] JIANG W, ZHANG Y. Joint transmit precoding and reflect beamforming design for IRS-assisted MIMO cognitive radio systems[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2022, 21(6): 3617-3631.
- [16] ZAMANIAN S F, RAZAVIZADEH S M, WU Q. Vertical beamforming in intelligent reflecting surface-aided cognitive radio networks[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2021, 10(9): 1919-1923.
- [17] YOU L, XIONG J, HUANG Y, et al. Reconfigurable intelligent surfaces-assisted multiuser MIMO uplink transmission with partial CSI[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2021, 20(9): 5613-5627.
- [18] ZHI K, PAN C, REN H, et al. Statistical CSI-based design for reconfigurable intelligent surface-aided massive MIMO systems with direct links[J]. IEEE Wireless Communication Letters, 2021, 10(5): 1128-1132.
- [19] KONG H, LIN M, ZHANG J, et al. Ergodic sum rate for uplink NOMA transmission in satellite-aerial-ground integrated networks[J]. Chinese Journal of Aeronautics, 2022, 35(9): 58-70.
- [20] ZHAO B, LIN M, CHENG M, et al. Outage constrained robust secure beamforming in cognitive satellite-aerial networks[J]. 2021, 25(8): 2708-2712.
- [21] HU X, ZHONG C, ALOUINI M S, et al. Robust design for IRS-aided communication systems with user location uncertainty [J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2021, 10(1): 63-67.
- [22] AN K, MIN L, JIAN O, et al. Secure transmission in cognitive satellite terrestrial networks[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2016, 34(11): 3025-3037.

作者简介:



马彪(2002-),男,硕士研究生,研究方向:智能反射面、凸优化算法,E-mail: m18851176568@163.com。



赵柏(1995-),男,博士研究生,研究方向:智能信号处理技术、人工智能、凸优化算法、智能超表面。



季铭仪(2002-),女,硕士研究生,研究方向:凸优化算法。



丁昌峰(1991-),男,讲师,研究方向:MIMO通信、移动边缘计算、通信感知一体化。



林敏(1972-),通信作者,男,博士生导师,研究方向:智能信号处理技术、卫星通信,E-mail: linmin@njupt.edu.cn。