

星地融合网络中基于层分复用的广播和单播传输鲁棒波束赋形

李云 张本思 彭德义* 夏永红 邢智童

(重庆邮电大学通信与信息工程学院 重庆 400065)

摘要: 星地融合网络(STIN)为解决下一代无线通信中地面基站存在的覆盖范围约束和频谱短缺瓶颈提供一种有效架构。针对该融合网络中下行广播和单播单独传输性能受限问题, 该文建立基于服务质量(QoS)约束的最小化传输功率优化模型, 提出基于层分复用(LDM)的鲁棒联合波束赋形传输方案。且根据最差情况准则, 采用S-Procedure及半正定松弛(SDR)方法将具有无穷维约束的鲁棒优化问题转化为具有线性矩阵不等式(LMI)的确定性优化形式, 并提出一种基于罚函数的迭代算法求解该问题。仿真结果表明, 所提方案在传输功耗方面比传统正交时分复用(TDM)传输方案降低约6 dBm, 且用户平均速率相较于非协作传输方案提升明显。

关键词: 星地融合网络; 波束赋形; 广播; 层分复用; 鲁棒性

中图分类号: TN927.2

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2022)09-3099-09

DOI: 10.11999/JEIT210838

Robust Beamforming for Layer Division Multiplexing Based on Broadcast and Unicast Transmissions in Satellite-Terrestrial Integrated Networks

LI Yun ZHANG Bensi PENG Deyi XIA Yonghong XING Zhitong

(School of Communication and Information Engineering, Chongqing University of Posts and Telecommunications, Chongqing 400065, China)

Abstract: The Satellite-Terrestrial Integrated Networks (STIN) is able to provide an effective framework to solve the limitation of coverage and spectrum shortage of terrestrial base station for the next generation wireless communication. Considering the performance limitation of downlink broadcast and unicast standalone transmission in STIN, an optimization problem that minimize the transmit power based on Quality of Service (QoS) constraints is established, and a robust joint beamforming transmission scheme based on Layer Division Multiplexing (LDM) is proposed. According to the worst-case criterion, the robust optimization problem with infinite-dimension constraints is transformed into a deterministic optimization form with Linear Matrix Inequality (LMI) by employing S-procedure and Semi-Definite Relaxation (SDR) methods. And then, an iterative algorithm based on penalty function is also proposed to address the original problem. Simulation results show that, the power consumption of the proposed algorithm is about 6 dBm lower than traditional orthogonal Time Division Multiplexing (TDM) transmission scheme, while the cooperative transmission scheme outperforms significantly the non-cooperative ones in terms of the average user rate.

Key words: Satellite-Terrestrial Integrated Networks (STIN); Beamforming; Broadcast; Layer Division Multiplexing (LDM); Robustness

1 引言

下一代无线通信将以构建一个灵活、高效、资

源丰富的传输架构为目标, 提供高带宽、低时延以及无缝覆盖通信, 为未来的新型应用及运营模式提供有效保障^[1]。研究表明, 地球上仍有约40%的地区缺少网络覆盖, 如海岛、灾区、远洋等区域。这些地区一般具有过高的建网成本, 或者无法通过部署地面网络来满足通信需求^[2]。因此, 为了满足用户随时随地连接的需求, 下一代无线通信将需要考虑非地面网络和地面网络的共同覆盖。星地融合网络(Satellite-Terrestrial Integrated Networks,

收稿日期: 2021-08-17; 改回日期: 2022-03-17; 网络出版: 2022-03-28

*通信作者: 彭德义 pengdeyi1987@126.com

基金项目: 国家自然科学基金(62071077, 61671096), 重庆邮电大学博士生培养项目(BYJS201903)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (62071077, 61671096), The Doctoral Program of Chongqing University of Posts and Telecommunications (BYJS201903)

STIN)结合了天基网络的广域覆盖优势和地面移动通信网络的大容量传输能力^[3],是一种在未来通信中实现无处不在的宽带连接的有效架构。由于星地网络频谱资源有限,因此频谱共享将成为研究STIN的一个重要课题,而波束赋形是提高频谱效率的重要技术之一。文献^[4]建立了基于非正交多址接入(Non-Orthogonal Multiple Access, NOMA)的多媒体多播波束赋形星地网络模型,卫星和基站均配置多根天线,用户可根据所需内容接入不同的网络获取服务。文献^[5]结合了在5G卫星融合网络中的预编码与大规模多输入多输出的部署和共享毫米波链路的传播,提出了一种在5G卫星融合网络特定场景下的数模混合波束赋形方案来降低系统间干扰。文献^[6]研究了服务质量(Quality of Service, QoS)约束下的星地网络中的物理层多播问题,采用协作多播波束赋形方法,将卫星网络的QoS波束赋形问题转换为卫星对地面网络的干扰最小化的问题,进而保证地面网络的性能。

随着无线通信技术的快速发展,无线服务逐渐从传统的以连接为中心的通信(如电话、电子邮件等)扩展到以内容为中心的通信(如音乐、视频和在线直播等)^[7]。广播和多播作为一种高效的点对多点通信机制,非常适合同时向多个用户或设备传送相同的内容^[8]。然而,由于移动数据流量的爆炸式增长,当前蜂窝网络中有限的频谱资源大多用于单播服务^[9]。因此亟需能够允许蜂窝网络在对现有单播服务影响最小的情况下承载多播和广播服务的技术。文献^[10]提出一种NOMA形式的叠加编码的方法,同时对多个单播或广播传输使用相同的频率和时间资源。叠加编码已经被应用于高级电视系统委员会3.0版(Advanced Television Systems Committee 3.0, ATSC3.0)广播无线接入技术中^[11],被称为层分复用(Layer Division Multiplexing, LDM)。LDM作为一种基于功率域的非正交复用(Power-based Non-Orthogonal Multiplexing, P-NOM)技术,可以通过同时为多个单播或广播传输使用相同的频率和时间资源来潜在地提升单播吞吐量和广播覆盖范围。其基本原理是,接收机需要在解码单播信号之前通过执行串行干扰消除(Successive Interference Cancellation, SIC)广播信号的干扰,代价是接收机的复杂性增加。基于该原理,文献^[12]考虑在5G多媒体广播多播服务中采用LDM技术以提升容量效益。而文献^[13]为提升蜂窝网络中基于LDM的非正交单播和广播传输性能,提出了一种基于对偶分解的方法以及在LDM系统中的高效分布式实现。然而,以上研究仅考虑地面蜂窝网络的

非正交传输机制,而并未解决星地融合网络中的单播和广播服务同时传输引入的传输功率增加及干扰增强的问题。此外,传统波束赋形技术带来的传输性能提升主要依赖反馈信道状态信息(Channel State Information, CSI)的精确度,而实际星地融合网络中存在的下行信道估计误差和上行反馈时延将在很大程度上使得性能受限。因此,本文提出星地融合网络中基于LDM的联合单播和广播传输波束赋形方案,同时考虑CSI非理想的情况下的鲁棒性传输问题。

本文的主要工作总结如下:(1)建立STIN下行单播和广播传输系统模型。在STIN中,卫星和地面基站共享整个频带,采用协作传输方案为系统中的用户提供单播和广播服务,并通过各自的无线或有线回程链路连接到地面的中央处理器(Central Processor, CP)。考虑非理想CSI的影响,将信道误差建模为范数有界误差模型^[14],根据最差情况准则建立基于QoS约束的鲁棒波束赋形优化问题,以最小化系统的传输功率。(2)采用半正定松弛(Semi-Definite Relaxation, SDR)的方法,结合S-Procedure及其扩展定理,将具有无穷维约束的非凸优化问题转化为具有线性矩阵不等式(Linear Matrix Inequality, LMI)的确定性优化形式。为了解决秩1约束,采用一种基于罚函数的迭代算法,将原问题转换为半正定规划(Semi-Definite Programming, SDP)问题并求解。(3)仿真结果表明,本文所提方案具有较低的传输功耗以及较好的鲁棒性和抗干扰性能。通过与Non-LDM传输方案和传统正交时分复用(Time Division Multiplexing, TDM)方案以及非协作传输方案的对比,可以验证本文所提方案的有效性。

2 系统模型

如图1所示,本文考虑一种STIN下行传输系统,其中卫星和地面基站共享相同的频带同时为系统中的用户提供单播和广播服务。具体来说,基站和卫星协作,将专属的单播信号发送给特定用户,同时将一个公共的广播信号发送给系统中所有用户。卫星和基站通过波束赋形以协作方式向所有各自覆盖范围内的用户提供单播或广播服务,但基站仅为其覆盖范围内的用户提供单播服务,基站覆盖范围外的用户由卫星提供单播服务。为简单清晰起见,本文给出了只有1个基站的场景,但本文的模型和方法适用于对地面基站的一般场景。假设卫星配备有 M 根天线,基站配备有 N 根天线。卫星天线和基站天线通过回程链路由CP协调。假设回程链

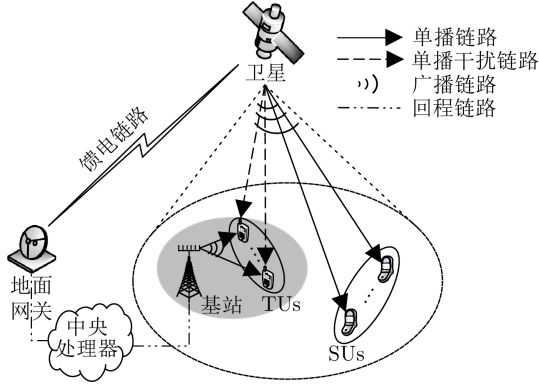


图1 STIN下行传输系统模型

路容量有限^[6], 系统在一个传输周期内共调度的用户数为 U_{tot} , 且所有用户均为单天线用户。根据用户接收单播信号的模式, 这些用户可分为 U_S 个卫星用户 (Satellite User, SU) 和 U_T 个地面用户 (Terrestrial User, TU), 其中 $U_{\text{tot}} = U_S + U_T$ 。卫星用户的用户索引集表示为 $\mathbf{S} = \{u_{S,1}, u_{S,2}, \dots, u_{S,U_S}\}$, 地面用户的用户索引集表示为 $\mathbf{T} = \{u_{T,1}, u_{T,2}, \dots, u_{T,U_T}\}$, 其中, $\mathbf{S} \cap \mathbf{T} = \emptyset$ 。

2.1 信号模型

首先考虑卫星用户, 令 $x_{S,i} \in \mathbb{C}$ 表示卫星发送给第 i 个卫星用户的单播信号, 并且满足 $E[x_{S,i}^2] = 1$, 其中 $i \triangleq 1, 2, \dots, U_S$ 。 $x_0 \in \mathbb{C}$ 表示广播信号, $E[x_0^2] = 1$ 。 $\mathbf{g}_{S,i} \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ 表示卫星到第 i 个卫星用户的信道向量, $\mathbf{v}_{S,i} \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ 表示卫星向第 i 个卫星用户应用的单播波束赋形向量, $\mathbf{v}_{S,0} \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ 表示卫星向所有卫星用户应用的广播波束赋形向量。因此, 卫星用户 $u_{S,i} \in \mathbf{S}$ 的接收信号可以表示为

$$y_{u_{S,i}} = \mathbf{g}_{S,i}^H \mathbf{v}_{S,0} x_0 + \mathbf{g}_{S,i}^H \mathbf{v}_{S,i} x_{S,i} + \mathbf{g}_{S,i}^H \sum_{i'=1, i' \neq i}^{U_S} \mathbf{v}_{S,i'} x_{S,i'} + n_{S,i} \quad (1)$$

其中, $(\cdot)^H$ 表示矩阵的共轭转置。式(1)中第1项表示广播信号, 第2项表示卫星发送给第 i 个卫星用户的单播信号, 第3项为来自其他用户信号的干扰项, $n_{S,i}$ 表示均值为0, 方差为 $\sigma_{S,i}^2$ 的复加性高斯白噪声 (Additive White Gaussian Noise, AWGN), 即 $n_{S,i} \sim \text{CN}(0, \sigma_{S,i}^2)$ 。由于卫星用户不在基站的覆盖区域内, 所以来自基站的信号对卫星用户的干扰可以忽略不计^[6]。

对于LDM来说, 广播层面向所有用户, 通常要求较高的信干噪比 (Signal to Interference plus Noise Ratios, SINR)^[13], 首先将单播信号视为噪声, 在接收端进行解码。如文献^[9]所述, 接收端在消除解码的广播信号后解码单播信号。因此, 卫星

用户 $u_{S,i}$ 的广播和单播SINR分别表示为如式(2)和式(3)的形式

$$\text{SINR}_{u_{S,i}}^B = \frac{|\mathbf{g}_{S,i}^H \mathbf{v}_{S,0}|^2}{\sum_{i'=1}^{U_S} |\mathbf{g}_{S,i}^H \mathbf{v}_{S,i'}|^2 + \sigma_{S,i}^2} \quad (2)$$

$$\text{SINR}_{u_{S,i}}^U = \frac{|\mathbf{g}_{S,i}^H \mathbf{v}_{S,i}|^2}{\sum_{i'=1, i' \neq i}^{U_S} |\mathbf{g}_{S,i}^H \mathbf{v}_{S,i'}|^2 + \sigma_{S,i}^2} \quad (3)$$

对于地面用户, 基站发送给第 j 个地面用户的单播信号为 $x_{T,j} \in \mathbb{C}$, $j \triangleq 1, 2, \dots, U_T$, 并且满足 $E[x_{T,j}^2] = 1$ 。 $\mathbf{h}_{T,j} \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ 和 $\mathbf{w}_{T,j} \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ 分别表示地面基站到第 j 个地面用户的信道向量和单播波束赋形向量, $\mathbf{w}_{T,0} \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ 表示基站向所有地面用户应用的广播波束赋形向量。因此, 地面用户 $u_{T,j} \in \mathbf{T}$ 的接收信号可以表示为

$$y_{u_{T,j}} = (\mathbf{h}_{T,j}^H \mathbf{w}_{T,0} + \mathbf{g}_{T,j}^H \mathbf{v}_{S,0}) x_0 + \mathbf{h}_{T,j}^H \mathbf{w}_{T,j} x_{T,j} + \sum_{j'=1, j' \neq j}^{U_T} \mathbf{h}_{T,j}^H \mathbf{w}_{T,j'} x_{T,j'} + \sum_{i=1}^{U_S} \mathbf{g}_{T,j}^H \mathbf{v}_{S,i} x_{S,i} + n_{T,j} \quad (4)$$

其中, $\mathbf{g}_{T,j} \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ 表示卫星到第 j 个地面用户之间的信道向量。式(4)中第1项表示广播信号, 第2项表示地面基站发送给第 j 个地面用户的单播信号, 第3和第4项分别为来自地面用户和卫星用户的干扰项, 而 $n_{T,j}$ 为AWGN信号, 满足 $n_{T,j} \sim \text{CN}(0, \sigma_{T,j}^2)$ 。地面用户的接收单播信号将受到来自卫星单播信号的干扰, 这是因为地面基站和卫星在重叠覆盖区域内以频谱共享的方式提供服务, 地面用户不可避免地受到同频卫星信道的干扰。而由于卫星和地面基站广播相同的信号, 使得同频卫星信道的广播信号被视为有用信号。因此, 可以将地面用户 $u_{T,j}$ 的广播和单播SINR分别表示为

$$\text{SINR}_{u_{T,j}}^B = \frac{|\mathbf{h}_{T,j}^H \mathbf{w}_{T,0}|^2 + |\mathbf{g}_{T,j}^H \mathbf{v}_{S,0}|^2}{\sum_{j'=1}^{U_T} |\mathbf{h}_{T,j}^H \mathbf{w}_{T,j'}|^2 + \sum_{i=1}^{U_S} |\mathbf{g}_{T,j}^H \mathbf{v}_{S,i}|^2 + \sigma_{T,j}^2} \quad (5)$$

$$\text{SINR}_{u_{T,j}}^U = \frac{|\mathbf{h}_{T,j}^H \mathbf{w}_{T,j}|^2}{\sum_{j'=1, j' \neq j}^{U_T} |\mathbf{h}_{T,j}^H \mathbf{w}_{T,j'}|^2 + \sum_{i=1}^{U_S} |\mathbf{g}_{T,j}^H \mathbf{v}_{S,i}|^2 + \sigma_{T,j}^2} \quad (6)$$

根据香农定理, 对于任意用户 $u \in \mathbf{S} \cup \mathbf{T}$ 的广播和单播速率分别表示为

$$R_u^B = \log_2(1 + \text{SINR}_u^B) \quad (7)$$

$$R_u^U = \log_2(1 + \text{SINR}_u^U) \quad (8)$$

2.2 问题建立

本文关注STIN下行单播和广播传输系统中基于QoS约束的鲁棒波束赋形设计问题。在实际的STIN场景中, 由于估计误差、反馈延迟和量化误差等因素, 很难在CP处获得准确的CSI^[15]。因此, 研究非理想CSI场景下的鲁棒波束赋形方案更为合理。基于范数有界误差模型, 信道不确定性集可以表示为

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{G}_{S,i} &= \left\{ \Delta \mathbf{g}_{S,i} \mid \Delta \mathbf{g}_{S,i} = \mathbf{g}_{S,i} - \widehat{\mathbf{g}}_{S,i}, \|\Delta \mathbf{g}_{S,i}\| \leq \varepsilon_{S,i} \right\} \\ \mathbf{G}_{T,j} &= \left\{ \Delta \mathbf{g}_{T,j} \mid \Delta \mathbf{g}_{T,j} = \mathbf{g}_{T,j} - \widehat{\mathbf{g}}_{T,j}, \|\Delta \mathbf{g}_{T,j}\| \leq \varepsilon_{T,j} \right\} \\ \mathbf{H}_{T,i} &= \left\{ \Delta \mathbf{h}_{T,j} \mid \Delta \mathbf{h}_{T,j} = \mathbf{h}_{T,j} - \widehat{\mathbf{h}}_{T,j}, \|\Delta \mathbf{h}_{T,j}\| \leq \chi_{T,j} \right\} \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

其中, $\widehat{\mathbf{g}}_{S,i}$, $\widehat{\mathbf{g}}_{T,j}$, $\widehat{\mathbf{h}}_{T,j}$ 分别代表CP处估计的信道向量, $\Delta \mathbf{g}_{S,i}$, $\Delta \mathbf{g}_{T,j}$, $\Delta \mathbf{h}_{T,j}$ 分别代表对应的信道估计误差向量, $\varepsilon_{S,i}$, $\varepsilon_{T,j}$, $\chi_{T,j}$ 分别代表误差上限。为了方便表示, 令 $\mathbf{v} \triangleq \{\mathbf{v}_{S,k} \mid k \triangleq 0, 1, \dots, U_S\}$, $\mathbf{w} \triangleq \{\mathbf{w}_{T,n} \mid n \triangleq 0, 1, \dots, U_T\}$ 。根据式(9)的信道不确定集合, 可以将鲁棒波束赋形设计问题表述为

$$\left. \begin{aligned} \min_{\mathbf{w}, \mathbf{v}} \quad & \sum_{k=0}^{U_S} \|\mathbf{v}_{S,k}\|^2 + \sum_{n=0}^{U_T} \|\mathbf{w}_{T,n}\|^2 \\ \text{s.t. C1:} \quad & \min_{\Delta \mathbf{g}_{S,i} \in \mathbf{G}_{S,i}} R_{us,i}^U \geq \delta_{S,\min}^U, \forall u_{S,i} \in \mathbf{S} \\ \text{C2:} \quad & \min_{\Delta \mathbf{g}_{S,i} \in \mathbf{G}_{S,i}} R_{us,i}^B \geq \delta_{S,\min}^B, \forall u_{S,i} \in \mathbf{S} \\ \text{C3:} \quad & \min_{\substack{\Delta \mathbf{h}_{T,j} \in \mathbf{H}_{T,j}, \\ \Delta \mathbf{g}_{T,j} \in \mathbf{G}_{T,j}}} R_{uT,j}^U \geq \delta_{T,\min}^U, \forall u_{T,j} \in \mathbf{T} \\ \text{C4:} \quad & \min_{\substack{\Delta \mathbf{h}_{T,j} \in \mathbf{H}_{T,j}, \\ \Delta \mathbf{g}_{T,j} \in \mathbf{G}_{T,j}}} R_{uT,j}^B \geq \delta_{T,\min}^B, \forall u_{T,j} \in \mathbf{T} \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

其中, $\delta_{S,\min}^B$ 和 $\delta_{T,\min}^B$ 分别表示卫星用户和地面用户的最小广播速率门限。 $\delta_{S,\min}^U$ 和 $\delta_{T,\min}^U$ 分别表示卫星用户和地面用户的最小单播速率门限。

3 鲁棒波束赋形设计方案

由于存在信道误差, 问题式(10)属于无穷维的非凸优化问题^[16]。为了解决这个难题, 首先采用S-Procedure^[17]将原优化问题转换为一个等价的形式。S-Procedure如引理1所述。

引理1 定义 $f_m(\mathbf{x}) = \mathbf{x}^H \mathbf{A}_m \mathbf{x} + 2\text{Re}\{\mathbf{b}_m^H \mathbf{x}\} + c_m$, 其中 $\mathbf{A}_m = \mathbf{A}_m^H \in \mathbb{C}^{K \times K}$, $\mathbf{b}_m \in \mathbb{C}^{K \times 1}$, $c_m \in \mathbb{R}$, $m = 1, 2$ 。如果存在 $\tilde{\mathbf{x}}$ 满足 $f_1(\tilde{\mathbf{x}}) < 0$, 那么 $f_1(\mathbf{x})$

$\leq 0 \Rightarrow f_2(\mathbf{x}) \leq 0$ 成立的充要条件为: 存在 $\tau \geq 0$ 满足

$$\tau \begin{bmatrix} \mathbf{A}_1 & \mathbf{b}_1 \\ \mathbf{b}_1^H & c_1 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \mathbf{A}_2 & \mathbf{b}_2 \\ \mathbf{b}_2^H & c_2 \end{bmatrix} \succeq \mathbf{0} \quad (11)$$

定义变量 $\mathbf{V}_{S,k} = \mathbf{v}_{S,k} \mathbf{v}_{S,k}^H$, $\mathbf{W}_{T,n} = \mathbf{w}_{T,n} \mathbf{w}_{T,n}^H$ 。对于约束C1和C2, 可以分别转变为如式(12)和式(13)的形式

$$\begin{aligned} \Delta \mathbf{g}_{S,i}^H \mathbf{B}_{1,i} \Delta \mathbf{g}_{S,i} + 2\text{Re} \left\{ \widehat{\mathbf{g}}_{S,i}^H \mathbf{B}_{1,i} \Delta \mathbf{g}_{S,i} \right\} \\ + \widehat{\mathbf{g}}_{S,i}^H \mathbf{B}_{1,i} \widehat{\mathbf{g}}_{S,i} - \gamma_{S,\min}^U \sigma_{S,i}^2 \geq 0 \end{aligned} \quad (12)$$

$$\begin{aligned} \Delta \mathbf{g}_{S,i}^H \mathbf{B}_2 \Delta \mathbf{g}_{S,i} + 2\text{Re} \left\{ \widehat{\mathbf{g}}_{S,i}^H \mathbf{B}_2 \Delta \mathbf{g}_{S,i} \right\} \\ + \widehat{\mathbf{g}}_{S,i}^H \mathbf{B}_2 \widehat{\mathbf{g}}_{S,i} - \gamma_{S,\min}^B \sigma_{S,i}^2 \geq 0 \end{aligned} \quad (13)$$

其中, $\mathbf{B}_{1,i} = \mathbf{V}_{S,i} - \gamma_{S,\min}^U \sum_{i'=1, i' \neq i}^{U_S} \mathbf{V}_{S,i'}$, $\gamma_{S,\min}^U = 2^{\delta_{S,\min}^U} - 1$, $\mathbf{B}_2 = \mathbf{V}_{S,0} - \sum_{i'=1}^{U_S} \mathbf{V}_{S,i'}$, $\gamma_{S,\min}^B = 2^{\delta_{S,\min}^B} - 1$ 。

根据引理1, 可以将式(12)和式(13)分别转换为如式(14)和式(15)的LMI形式

$$\begin{bmatrix} \tau_{1,i} \mathbf{I}_{M \times M} + \mathbf{B}_{1,i} & \mathbf{B}_{1,i} \widehat{\mathbf{g}}_{S,i} \\ \widehat{\mathbf{g}}_{S,i}^H \mathbf{B}_{1,i} & Y_{1,i} \end{bmatrix} \succeq \mathbf{0} \quad (14)$$

$$\begin{bmatrix} \tau_{2,i} \mathbf{I}_{M \times M} + \mathbf{B}_2 & \mathbf{B}_2 \widehat{\mathbf{g}}_{S,i} \\ \widehat{\mathbf{g}}_{S,i}^H \mathbf{B}_2 & Y_{2,i} \end{bmatrix} \succeq \mathbf{0} \quad (15)$$

其中, $\mathbf{I}_{M \times M}$ 代表单位矩阵, $Y_{1,i} = \widehat{\mathbf{g}}_{S,i}^H \mathbf{B}_{1,i} \widehat{\mathbf{g}}_{S,i} - \gamma_{S,\min}^U \sigma_{S,i}^2 - \tau_{1,i} \varepsilon_{S,i}^2$, $Y_{2,i} = \widehat{\mathbf{g}}_{S,i}^H \mathbf{B}_2 \widehat{\mathbf{g}}_{S,i} - \gamma_{S,\min}^B \sigma_{S,i}^2 - \tau_{2,i} \varepsilon_{S,i}^2$, $\tau_{1,i}$ 和 $\tau_{2,i}$ 为松弛变量并满足 $\tau_{1,i} \geq 0$ 和 $\tau_{2,i} \geq 0$ 。

类似地, 约束C3和C4可以转换为

$$\begin{aligned} \Delta \mathbf{h}_{T,j}^H \mathbf{B}_{3,j} \Delta \mathbf{h}_{T,j} + 2\text{Re} \left\{ \widehat{\mathbf{h}}_{T,j}^H \mathbf{B}_{3,j} \Delta \mathbf{h}_{T,j} \right\} \\ + \widehat{\mathbf{h}}_{T,j}^H \mathbf{B}_{3,j} \widehat{\mathbf{h}}_{T,j} + \mathbf{g}_{T,j}^H \mathbf{D}_1 \mathbf{g}_{T,j} - \gamma_{T,\min}^U \sigma_{T,j}^2 \geq 0 \end{aligned} \quad (16)$$

$$\begin{aligned} \Delta \mathbf{h}_{T,j}^H \mathbf{B}_4 \Delta \mathbf{h}_{T,j} + 2\text{Re} \left\{ \widehat{\mathbf{h}}_{T,j}^H \mathbf{B}_4 \Delta \mathbf{h}_{T,j} \right\} \\ + \widehat{\mathbf{h}}_{T,j}^H \mathbf{B}_4 \widehat{\mathbf{h}}_{T,j} + \mathbf{g}_{T,j}^H \mathbf{D}_2 \mathbf{g}_{T,j} - \gamma_{T,\min}^B \sigma_{T,j}^2 \geq 0 \end{aligned} \quad (17)$$

其中, $\mathbf{B}_{3,j} = \mathbf{W}_{T,j} - \gamma_{T,\min}^U \sum_{j'=1, j' \neq j}^{U_T} \mathbf{W}_{T,j'}$, $\mathbf{D}_1 = -\gamma_{T,\min}^U \sum_{i=1}^{U_S} \mathbf{V}_{S,i}$, $\mathbf{B}_4 = \mathbf{W}_{T,0} - \gamma_{T,\min}^B \sum_{j'=1}^{U_T} \mathbf{W}_{T,j'}$, $\mathbf{D}_2 = \mathbf{V}_{S,0} - \gamma_{T,\min}^B \sum_{i=1}^{U_S} \mathbf{V}_{S,i}$, $\gamma_{T,\min}^U = 2^{\delta_{T,\min}^U} - 1$, $\gamma_{T,\min}^B = 2^{\delta_{T,\min}^B} - 1$ 。

式(16)和式(17)可以根据引理1等价地转换为如式(18)和式(19)的2次矩阵不等式

$$\begin{bmatrix} \tau_{3,j} \mathbf{I}_{N \times N} + \mathbf{B}_{3,j} & \mathbf{B}_{3,j} \widehat{\mathbf{h}}_{T,j} \\ \widehat{\mathbf{h}}_{T,j}^H \mathbf{B}_{3,j} & \mathbf{g}_{T,j}^H \mathbf{D}_1 \mathbf{g}_{T,j} + Y_{3,j} \end{bmatrix} \succeq \mathbf{0} \quad (18)$$

$$\begin{bmatrix} \tau_{4,j} \mathbf{I}_{N \times N} + \mathbf{B}_4 & \mathbf{B}_4 \widehat{\mathbf{h}}_{T,j} \\ \widehat{\mathbf{h}}_{T,j}^H \mathbf{B}_4 & \mathbf{g}_{T,j}^H \mathbf{D}_2 \mathbf{g}_{T,j} + Y_{4,j} \end{bmatrix} \succeq \mathbf{0} \quad (19)$$

引理2 若 $\mathbf{D} \succeq \mathbf{0}$, 且矩阵 $\mathbf{H}_q (q=1, 2, \dots, 6)$ 满足

$$\left. \begin{aligned} & \begin{bmatrix} \mathbf{H}_1 & \mathbf{H}_2 + \mathbf{H}_3 \mathbf{X} \\ (\mathbf{H}_2 + \mathbf{H}_3 \mathbf{X})^H & \mathbf{H}_4 + \mathbf{H}_5 \mathbf{X} + (\mathbf{H}_5 \mathbf{X})^H + \mathbf{X}^H \mathbf{H}_6 \mathbf{X} \end{bmatrix} \succeq \mathbf{0} \\ & \forall \mathbf{X} : \mathbf{I} - \mathbf{X}^H \mathbf{D} \mathbf{X} \succeq \mathbf{0} \end{aligned} \right\} \quad (20)$$

则存在 $\mu \geq 0$ 使得式(20)等价于

$$\begin{bmatrix} \mathbf{H}_1 & \mathbf{H}_2 & \mathbf{H}_3 \\ \mathbf{H}_2^H & \mathbf{H}_4 & \mathbf{H}_5 \\ \mathbf{H}_3^H & \mathbf{H}_5^H & \mathbf{H}_6 \end{bmatrix} - \mu \begin{bmatrix} \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{I} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & -\mathbf{D} \end{bmatrix} \succeq \mathbf{0} \quad (21)$$

根据引理2以及式(18)和式(19), 约束C3和C4可以重新表述为

$$\begin{bmatrix} \tau_{3,j} \mathbf{I}_{N \times N} + \mathbf{B}_{3,j} & \mathbf{B}_{3,j} \widehat{\mathbf{h}}_{T,j} & \mathbf{0}_{N \times M} \\ \widehat{\mathbf{h}}_{T,j}^H \mathbf{B}_{3,j} & Y_{3,j} + \widehat{\mathbf{g}}_{T,j}^H \mathbf{D}_1 \widehat{\mathbf{g}}_{T,j} - \mu_{1,j} & \widehat{\mathbf{g}}_{T,j}^H \mathbf{D}_1 \\ \mathbf{0}_{M \times N} & \mathbf{D}_1 \widehat{\mathbf{g}}_{T,j} & \mathbf{D}_1 + \frac{\mu_{1,j}}{\varepsilon_{T,j}^2} \mathbf{I}_{M \times M} \end{bmatrix} \succeq \mathbf{0} \quad (22)$$

$$\begin{bmatrix} \tau_{4,j} \mathbf{I}_{N \times N} + \mathbf{B}_4 & \mathbf{B}_4 \widehat{\mathbf{h}}_{T,j} & \mathbf{0}_{N \times M} \\ \widehat{\mathbf{h}}_{T,j}^H \mathbf{B}_4 & Y_{4,j} + \widehat{\mathbf{g}}_{T,j}^H \mathbf{D}_2 \widehat{\mathbf{g}}_{T,j} - \mu_{2,j} & \widehat{\mathbf{g}}_{T,j}^H \mathbf{D}_2 \\ \mathbf{0}_{M \times N} & \mathbf{D}_2 \widehat{\mathbf{g}}_{T,j} & \mathbf{D}_2 + \frac{\mu_{2,j}}{\varepsilon_{T,j}^2} \mathbf{I}_{M \times M} \end{bmatrix} \succeq \mathbf{0} \quad (23)$$

其中, $\mu_{1,j} \geq 0$ 和 $\mu_{2,j} \geq 0$ 为松弛变量。为方便表示, 定义 $\mathbf{V} \triangleq \{\mathbf{V}_{S,k} | k \triangleq 0, \dots, U_S\}$, $\mathbf{W} \triangleq \{\mathbf{W}_{T,n} | n \triangleq 0, \dots, U_T\}$, $\Theta \triangleq \{\{\tau_{1,i}^U\}, \{\tau_{2,i}^U\}, \{\tau_{3,j}^U\}, \{\tau_{4,j}^U\}, \{\mu_{1,j}^U\}, \{\mu_{2,j}^U\}\}$, 则问题式(10)可以转换为

$$\left. \begin{aligned} & \min_{\mathbf{W}, \mathbf{V}, \Theta} \sum_{k=0}^{U_S} \text{tr}(\mathbf{V}_{S,k}) + \sum_{n=0}^{U_T} \text{tr}(\mathbf{W}_{T,n}) \\ & \text{s.t. } \tilde{\text{C}}1 : \text{式(14)}, \tilde{\text{C}}2 : \text{式(15)}, \tilde{\text{C}}3 : \text{式(22)}, \tilde{\text{C}}4 : \text{式(23)} \\ & \text{C5} : \mathbf{V}_{S,k} \succeq \mathbf{0}, \mathbf{W}_{T,n} \succeq \mathbf{0}, \forall n, k \\ & \text{C6} : \text{rank}(\mathbf{V}_{S,k}) = \text{rank}(\mathbf{W}_{T,n}) = 1, \forall n, k \end{aligned} \right\} \quad (24)$$

其中, $\text{tr}(\cdot)$ 表示矩阵的迹运算。由于秩1约束C6的存在, 问题式(24)仍然是非凸的。为了保证取得秩1解 $\mathbf{V}_{S,k}^*$ 和 $\mathbf{W}_{T,n}^*$, 需要在目标函数中插入迭代罚函数^[19] (Iterative Penalty Function, IPF)。注意, $\mathbf{V}_{S,k}^*$ 是半正定矩阵, 这意味着 $\mathbf{V}_{S,k}^*$ 的任意一个特征值 $\lambda_{S,k}^*$ 都满足 $\lambda_{S,k}^* \geq 0$, 而秩1约束则意味着 $\mathbf{V}_{S,k}^*$ 只有1个特征值 $\lambda_{S,k,\max}^*$ 是大于0的。 $\mathbf{W}_{T,n}^*$ 同理, 令 $\lambda_{T,n,\max}^*$ 表示 $\mathbf{W}_{T,n}^*$ 的最大特征值。因此可以用下列等式代替秩1约束C6

$$\text{tr}(\mathbf{V}_{S,k}) - \lambda_{S,k,\max} = 0 \quad (25)$$

$$\text{tr}(\mathbf{W}_{T,n}) - \lambda_{T,n,\max} = 0 \quad (26)$$

其中, $Y_{3,j} = \widehat{\mathbf{h}}_{T,j}^H \mathbf{B}_{3,j} \widehat{\mathbf{h}}_{T,j} - \gamma_{T,\min}^U \sigma_{T,j}^2 - \tau_{3,j} \chi_{T,j}^2$, $Y_{4,j} = \widehat{\mathbf{h}}_{T,j}^H \mathbf{B}_4 \widehat{\mathbf{h}}_{T,j} - \gamma_{T,\min}^B \sigma_{T,j}^2 - \tau_{4,j} \chi_{T,j}^2$, $\tau_{3,j} \geq 0$ 和 $\tau_{4,j} \geq 0$ 为松弛变量。但是由于仍含有不确定性信道向量 $\mathbf{g}_{T,j}$, 式(18)和式(19)仍然是无穷维的。为此, 引入引理2^[18]。

根据式(25)和式(26)可以建立惩罚函数来改进问题式(24)的目标函数, 可以表示为

$$\begin{aligned} & \min_{\mathbf{W}, \mathbf{V}, \Theta} \sum_{k=0}^{U_S} \text{tr}(\mathbf{V}_{S,k}) + \sum_{n=0}^{U_T} \text{tr}(\mathbf{W}_{T,n}) \\ & + \sum_{k=0}^{U_S} \alpha_k (\text{tr}(\mathbf{V}_{S,k}) - \lambda_{S,k,\max}) \\ & + \sum_{n=0}^{U_T} \beta_n (\text{tr}(\mathbf{W}_{T,n}) - \lambda_{T,n,\max}) \end{aligned} \quad (27)$$

其中, α_k 和 β_n 为惩罚因子。但是由于惩罚函数的存在, 目标函数仍是非凸的。因此, 本文采用一种迭代的方法来获得一个凸目标函数。具体来说, 对于第 t 次迭代的解 $\mathbf{V}_{S,k}^{(t)}$ 和 $\mathbf{W}_{T,n}^{(t)}$, 有如式(28)和式(29)的不等式^[19]

$$\begin{aligned} & \text{tr}(\mathbf{V}_{S,k}^{(t+1)}) - \left(\mathbf{v}_{S,k,\max}^{(t)}\right)^H \mathbf{V}_{S,k}^{(t+1)} \mathbf{v}_{S,k,\max}^{(t)} \\ & \geq \text{tr}(\mathbf{V}_{S,k}^{(t+1)}) - \lambda_{S,k,\max}^{(t+1)} \geq 0 \end{aligned} \quad (28)$$

$$\begin{aligned} & \text{tr}(\mathbf{W}_{T,n}^{(t+1)}) - \left(\mathbf{w}_{T,n,\max}^{(t)}\right)^H \mathbf{W}_{T,n}^{(t+1)} \mathbf{w}_{T,n,\max}^{(t)} \\ & \geq \text{tr}(\mathbf{W}_{T,n}^{(t+1)}) - \lambda_{T,n,\max}^{(t+1)} \geq 0 \end{aligned} \quad (29)$$

其中, $\mathbf{v}_{S,k,\max}$ 和 $\mathbf{w}_{T,n,\max}$ 分别为 $\lambda_{S,k,\max}$ 和 $\lambda_{T,n,\max}$ 对应的单位特征向量。因此, 问题式(24)可以重述为

$$\left. \begin{aligned} & \min_{\mathbf{W}, \mathbf{V}, \boldsymbol{\Theta}} \sum_{k=0}^{U_S} \text{tr}(\mathbf{V}_{S,k}) + \sum_{n=0}^{U_T} \text{tr}(\mathbf{W}_{T,n}) \\ & + \sum_{k=0}^{U_S} \alpha_k \left(\text{tr}(\mathbf{V}_{S,k}^{(t+1)}) - \left(\mathbf{v}_{S,k,\max}^{(t)} \right)^H \mathbf{V}_{S,k}^{(t+1)} \mathbf{v}_{S,k,\max}^{(t)} \right) \\ & + \sum_{n=0}^{U_T} \beta_n \left(\text{tr}(\mathbf{W}_{T,n}^{(t+1)}) - \left(\mathbf{w}_{T,n,\max}^{(t)} \right)^H \mathbf{W}_{T,n}^{(t+1)} \mathbf{w}_{T,n,\max}^{(t)} \right) \end{aligned} \right\} \quad (30)$$

s.t. $\tilde{C}1$: 式(14), $\tilde{C}2$: 式(15), $\tilde{C}3$: 式(22), $\tilde{C}4$: 式(23), C5

根据文献[19]所述, 式(28)与式(29)存在下界0, 因此目标函数最终是能够收敛的, 即能够满足秩1约束。问题式(30)是一个SDP问题, 可以采用基于内点法的凸优化工具求解。然后通过特征值分解(EigenValue Decomposition, EVD)获得期望的波束赋形向量 $\mathbf{v}_{S,k}^*$ 和 $\mathbf{w}_{T,n}^*$ 。基于LDM的鲁棒波束赋形算法如算法1所示。

算法1 基于LDM的鲁棒波束赋形算法。

(1) 初始化 $t = 0$, 精度 ι_1, ι_2 , 最大迭代次数 $T_{\max} = 20$, 惩罚因子 $\alpha_k^{(0)}, \beta_n^{(0)}$ 和系数 ν_k, κ_n ;

(2) 不考虑秩1约束求解问题式(24), 得到初始可行解 $\mathbf{V}_{S,k}^{(0)}, \mathbf{W}_{T,n}^{(0)}$;

(3) Repeat

(4) $t = t + 1$;

(5) 求解优化问题式(30), 获得 $\mathbf{V}_{S,k}^{(t)}, \mathbf{W}_{T,n}^{(t)}$;

(6) 更新惩罚因子 $\alpha_k^{(t+1)} = \nu_k \alpha_k^{(t)}$, $\beta_n^{(t+1)} = \kappa_n \beta_n^{(t)}$;

(7) Until $t = T_{\max}$ 或者满足 $\left| \text{tr}(\mathbf{V}_{S,k}^{(t)}) - \lambda_{S,k,\max}^{(t)} \right| \leq \iota_1$ 且 $\left| \text{tr}(\mathbf{W}_{T,n}^{(t)}) - \lambda_{T,n,\max}^{(t)} \right| \leq \iota_2$;

(8) 通过EVD获得波束赋形向量 $\mathbf{v}_{S,k}^*$ 和 $\mathbf{w}_{T,n}^*$ 。

4 仿真分析

为了验证本文所提方案的有效性, 本节将对其性能进行仿真分析, 并与现有方案进行对比。假设卫星和地面信道均为频率平坦的准静态信道。设置载波频率为2 GHz, 带宽 B 为10 MHz, 基站的覆盖半径设置为500 m, 并假设卫星为高度1000 km的LEO卫星。默认卫星天线数 $M = 4$, 基站天线数 $N = 4$, 卫星用户数 $U_S = 4$, 地面用户数 $U_T = 4$ 。根据文献[20,21], 可将卫星信道建模为莱斯信道, 将地面信道建模为瑞利信道。假设环境噪声功率为 -134 dBm, 用于对系统中相应参数进行归一化, 因此设置噪声方差 $\sigma_{S,i}^2 = \sigma_{T,j}^2 = 1$ [6]。默认卫星和地面用户的单播和广播最小速率门限满足 $\delta_{\min}^U = \delta_{S,\min}^U = \delta_{T,\min}^U = 0.5$ bit/(s·Hz), $\delta_{\min}^B = \delta_{S,\min}^B = \delta_{T,\min}^B = 2$ bit/(s·Hz)。假设本文的信道估计误差的上限均相等, 默认

$\varepsilon = \varepsilon_{S,i} = \varepsilon_{T,j} = \chi_{T,j} = 0.03$ 。惩罚因子 α_k 和 β_n 初值为1, 惩罚因子更新系数 $\nu_k = 1.5, \kappa_n = 1.2$, 收敛精度 $\iota_1 = \iota_2 = 10^{-4}$ 。为了保证仿真结果的准确性, 数据均为1000次计算的平均结果。

图2和图3分别给出算法1的收敛性和鲁棒性仿真结果。从图2可以看出, 随着用户的信道估计误差 ε 增大, 达到收敛所需的迭代次数越多。但算法均能够在8次迭代内收敛, 证明了算法1能够快速收敛。同时还可以观察到, 对于较大的 ε , 需要较高的传输功率来满足鲁棒的QoS性能。从图3可以看出, 无论是在广播层还是在单播层, 非鲁棒算法的最小用户传输速率随着 ε 的增大而不断降低。这是因为非鲁棒性算法性能受限于反馈CSI的准确度, 而本文所提鲁棒算法却可以有效地抵抗信道估计误差导致的性能损失, 这证明本文算法具有很好的鲁

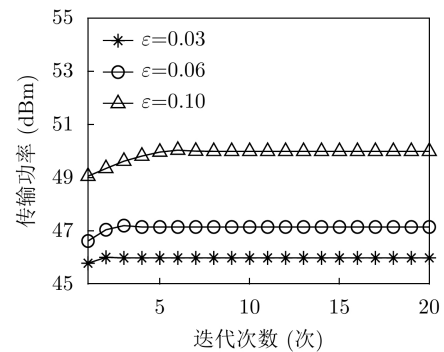


图2 算法1的收敛性

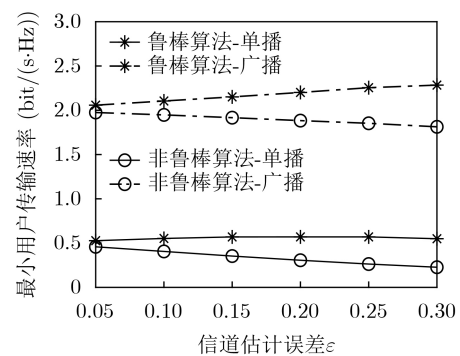


图3 算法1的鲁棒性

棒性。同时,随着 ε 的增加,鲁棒算法的精度降低,但为了保证用户的QoS需求,使得最小用户速率增大,同时将会消耗更多的传输功率,这一结论与图2的仿真结果相符合。

图4给出了系统传输功率与广播最小速率门限 δ_{\min}^B 的关系,对比了本文所提非正交LDM方案与传统正交TDM方案以及Non-LDM的非正交方案在传输功率方面的性能差异。对于TDM方案,每个传输时隙 T 被分成两个子时隙:持续时间为 T_0 的子时隙用于单播传输,持续时间为 $T - T_0$ 的子时隙用于广播传输。令 T_0/T 表示单播传输的时间比,可通过1维搜索获得,以最小化系统总传输功率。Non-LDM方案则参考了文献[22]中提出的NOMA传输方案,在每个用户处执行SIC,地面用户或卫星用户之间通过迫零波束赋形消除干扰。从图4可以看出,LDM方案的传输功率性能明显优于TDM方案和Non-LDM方案。这是因为,相比于TDM等正交传输方案,非正交方案能够充分利用系统的时频资源,提升传输效率。Non-LDM方案的单播信号与广播信号使用相同的波束赋形矩阵,两种信号通过分配不同的功率进行区分。LDM方案则对单播和广播信号分别设计不同的波束赋形矩阵,因此也更加灵活,传输效率更高。

图5给出了在不同的传输方案下,用户单播平均速率和广播平均速率分别与最小速率门限 δ_{\min}^U 和 δ_{\min}^B 的关系。从图5(a)可以看出,本文所提协作传输方

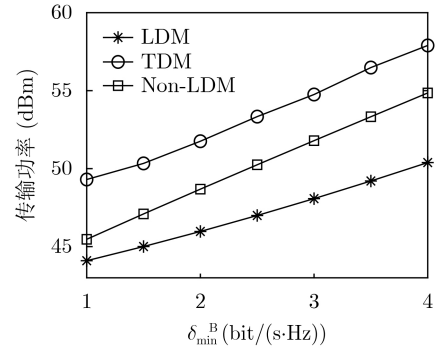


图4 传输功率与广播最小速率门限的关系

案的单播平均速率总是高于非协作传输方案,并且随着 δ_{\min}^U 的增加,采用协作传输带来的增益越大。这是因为 δ_{\min}^U 的增大将导致卫星信号传输功率增加,进而增大了卫星在单播传输过程中对地面用户的干扰。相比于非协作传输方案,协作传输方案能够有效地缓解卫星单播信号对地面用户的干扰。从图5(b)可以看出,虽然协作与非协作传输方案的系统广播平均速率均能够满足最小广播速率要求,但协作传输方案广播速率要比非协作传输方案更接近最小广播速率门限。这说明在广播层,协作传输方案中本文所提算法的收敛精度要高于非协作传输方案。同时,Non-LDM方案并未采取鲁棒措施,因此本文所提LDM方案要比Non-LDM方案有更高的用户平均速率。

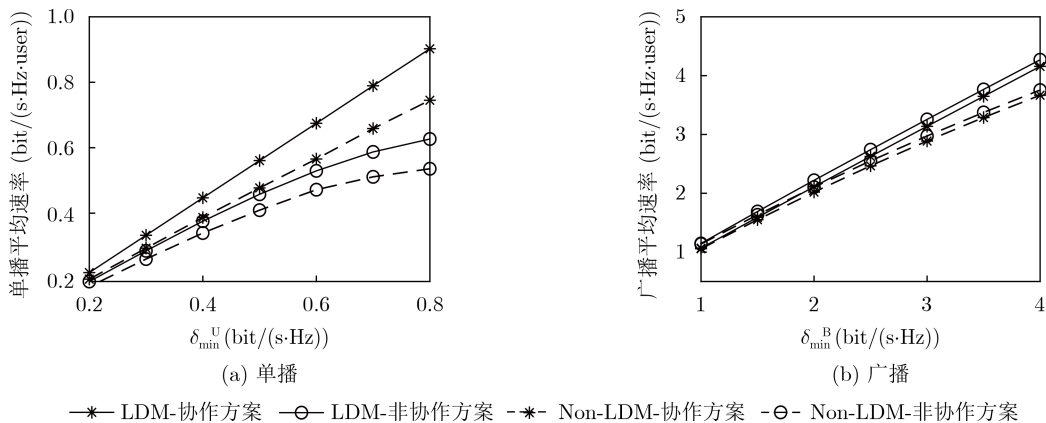


图5 单播和广播速率与最小速率门限的关系

5 结束语

本文对STIN中的下行单播和广播传输系统进行研究。在本系统中,地面基站和卫星均使用相同的时频资源,以协作的方式将专属的单播信号发送给特定用户,并将一个公共的广播信号发送给所有用户。提出基于LDM的鲁棒波束赋形设计方案,考虑非理想CSI情况下基于QoS约束的鲁棒优化问题。

采用SDR方法,结合S-Procedure和IPF将具有无穷维约束的非凸优化问题转化为具有LMI的确定性凸问题迭代进行求解。仿真结果表明,本文方案具有较低的传输功耗以及优秀的鲁棒和抗干扰性能。

参考文献

[1] GUSTAVSSON U, FRENGER P, FAGER C, et al. Implementation challenges and opportunities in beyond-5G

- and 6G communication[J]. *IEEE Journal of Microwaves*, 2021, 1(1): 86–100. doi: [10.1109/JMW.2020.3034648](https://doi.org/10.1109/JMW.2020.3034648).
- [2] 徐晖, 缪德山, 康绍莉, 等. 面向天地融合的卫星网络架构和传输关键技术[J]. 天地一体化信息网络, 2020, 1(2): 1–10. doi: [10.11959/j.issn.2096-8930.20200201](https://doi.org/10.11959/j.issn.2096-8930.20200201).
- XU Hui, MIAO Deshan, KANG Shaoli, *et al.* Network architecture and key technologies for the integrated satellite and terrestrial mobile communication system[J]. *Space-Integrated-Ground Information Networks*, 2020, 1(2): 1–10. doi: [10.11959/j.issn.2096-8930.20200201](https://doi.org/10.11959/j.issn.2096-8930.20200201).
- [3] 徐常志, 靳一, 李立, 等. 面向6G的星地融合无线传输技术[J]. 电子与信息学报, 2021, 43(1): 28–36. doi: [10.11999/JEIT200363](https://doi.org/10.11999/JEIT200363).
- XU Changzhi, JIN Yi, LI Li, *et al.* Wireless transmission technology of satellite-terrestrial integration for 6G mobile communication[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2021, 43(1): 28–36. doi: [10.11999/JEIT200363](https://doi.org/10.11999/JEIT200363).
- [4] ZHU Xiangming, JIANG Chunxiao, KUANG Linling, *et al.* Non-orthogonal multiple access based integrated terrestrial-satellite networks[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2017, 35(10): 2253–2267. doi: [10.1109/JSAC.2017.2724478](https://doi.org/10.1109/JSAC.2017.2724478).
- [5] PENG Deyi, LI Yun, CHATZINOTAS S, *et al.* Hybrid analog-digital precoding for mmWave coexisting in 5G-satellite integrated network[C]. 2020 IEEE 31st Annual International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, London, UK, 2020: 1–6. doi: [10.1109/PIMRC48278.2020.9217237](https://doi.org/10.1109/PIMRC48278.2020.9217237).
- [6] ZHANG Hongming, JIANG Chunxiao, WANG Jingjing, *et al.* Multicast beamforming optimization in cloud-based heterogeneous terrestrial and satellite networks[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2020, 69(2): 1766–1776. doi: [10.1109/TVT.2019.2959933](https://doi.org/10.1109/TVT.2019.2959933).
- [7] LIU Hui, CHEN Zhiyong, TIAN Xiaohua, *et al.* On content-centric wireless delivery networks[J]. *IEEE Wireless Communications*, 2014, 21(6): 118–125. doi: [10.1109/MWC.2014.7000979](https://doi.org/10.1109/MWC.2014.7000979).
- [8] CHEN Erkai, TAO Meixia, and LIU Yafeng. Joint base station clustering and beamforming for non-orthogonal multicast and unicast transmission with backhaul constraints[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2018, 17(9): 6265–6279. doi: [10.1109/TWC.2018.2858223](https://doi.org/10.1109/TWC.2018.2858223).
- [9] CHEN Erkai and TAO Meixia. Backhaul-constrained joint beamforming for non-orthogonal multicast and unicast transmission[C]. GLOBECOM 2017-2017 IEEE Global Communications Conference, Singapore, 2017: 1–6. doi: [10.1109/GLOCOM.2017.8254789](https://doi.org/10.1109/GLOCOM.2017.8254789).
- [10] KIM D, KHAN F, VAN RENSBURG C, *et al.* Superposition of broadcast and unicast in wireless cellular systems[J]. *IEEE Communications Magazine*, 2008, 46(7): 110–117. doi: [10.1109/MCOM.2008.4557052](https://doi.org/10.1109/MCOM.2008.4557052).
- [11] SIMON M, KOFI E, LIBIN L, *et al.* ATSC 3.0 broadcast 5G unicast heterogeneous network converged services starting release 16[J]. *IEEE Transactions on Broadcasting*, 2020, 66(2): 449–458. doi: [10.1109/TBC.2020.2985575](https://doi.org/10.1109/TBC.2020.2985575).
- [12] ZHANG Liang, LI Wei, WU Yiyang, *et al.* Using non-orthogonal multiplexing for enhancing unicast-broadcast transmission capacity in 5G[C]. 2019 IEEE 2nd 5G World Forum, Dresden, Germany, 2019: 214–219. doi: [10.1109/5GWF.2019.8911723](https://doi.org/10.1109/5GWF.2019.8911723).
- [13] ZHAO Junlin, GÜNDÜZ D, SIMEONE O, *et al.* Non-orthogonal unicast and broadcast transmission via joint beamforming and LDM in cellular networks[J]. *IEEE Transactions on Broadcasting*, 2020, 66(2): 216–228. doi: [10.1109/TBC.2019.2932339](https://doi.org/10.1109/TBC.2019.2932339).
- [14] LIN Zhi, LIN Min, 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. doi: [10.1109/LWC.2020.3026700](https://doi.org/10.1109/LWC.2020.3026700).
- [15] LI Bin, FEI Zesong, CHU Zheng, *et al.* Secure transmission for heterogeneous cellular networks with wireless information and power transfer[J]. *IEEE Systems Journal*, 2018, 12(4): 3755–3766. doi: [10.1109/JSYST.2017.2713881](https://doi.org/10.1109/JSYST.2017.2713881).
- [16] 徐勇军, 李国权, 陈前斌, 等. 基于非正交多址接入异构携能网络稳健能效资源分配算法[J]. 通信学报, 2020, 41(2): 84–96. doi: [10.11959/j.issn.1000-436x.2020029](https://doi.org/10.11959/j.issn.1000-436x.2020029).
- XU Yongjun, LI Guoquan, CHEN Qianbin, *et al.* Robust energy efficiency for SWIPT-enabled heterogeneous NOMA network[J]. *Journal on Communications*, 2020, 41(2): 84–96. doi: [10.11959/j.issn.1000-436x.2020029](https://doi.org/10.11959/j.issn.1000-436x.2020029).
- [17] BOYD S and VANDENBERGHE L. *Convex Optimization*[M]. Cambridge: Cambridge University Press, 2004: 626–627.
- [18] HUANG Yongwei, PALOMAR D P, and ZHANG

- Shuzhong. Lorentz-positive maps and quadratic matrix inequalities with applications to robust MISO transmit beamforming[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2013, 61(5): 1121–1130. doi: [10.1109/TSP.2012.2229276](https://doi.org/10.1109/TSP.2012.2229276).
- [19] CHU Jianhang and CHEN Xiaoming. Robust design for integrated satellite–terrestrial internet of things[J]. *IEEE Internet of Things Journal*, 2021, 8(11): 9072–9083. doi: [10.1109/JIOT.2021.3055776](https://doi.org/10.1109/JIOT.2021.3055776).
- [20] LUTZ E, CYGAN D, DIPPOLD M, *et al.* The land mobile satellite communication channel—recording, statistics, and channel model[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 1991, 40(2): 375–386. doi: [10.1109/25.289418](https://doi.org/10.1109/25.289418).
- [21] SAWAHASHI M, KISHIYAMA Y, MORIMOTO A, *et al.* Coordinated multipoint transmission/reception techniques for LTE-advanced [coordinated and distributed MIMO][J]. *IEEE Wireless Communications*, 2010, 17(3): 26–34. doi: [10.1109/MWC.2010.5490976](https://doi.org/10.1109/MWC.2010.5490976).
- [22] XIA Yonghong, PENG Deyi, LI Yun, *et al.* Joint user grouping and resource allocation for multi-beam satellite system with non-orthogonal multiple access[C]. 2021 13th International Conference on Wireless Communications and Signal Processing, Changsha, China, 2021: 1–6. doi: [10.1109/WCSP52459.2021.9613528](https://doi.org/10.1109/WCSP52459.2021.9613528).
- 李 云: 男, 教授, 博士生导师, 研究方向为无线移动通信.
张本思: 男, 硕士生, 研究方向为星地协作波束赋形.
彭德义: 男, 博士生, 研究方向为多波束卫星通信、无线信号处理等.
夏永红: 女, 硕士生, 研究方向为多波束卫星通信.
邢智童: 男, 博士, 研究方向为无线通信传输.

责任编辑: 余 蓉