

星地融合网络中基于速率分割的非正交多播和单播传输波束赋形

张本思, 彭德义, 李 云

(重庆邮电大学通信与信息工程学院, 重庆 400065)

摘要: 考虑星地融合非正交多播和单播传输场景, 并构建星地融合网络多组多播和单播下行传输系统模型。为有效提升星地融合网络的频谱效率, 提出基于速率分割的非正交传输波束赋形方案, 从而建立最大最小公平 (MMF) 波束赋形设计问题以分别优化基站和卫星的发送波束赋形向量。为解决因变量耦合导致约束非凸的问题, 提出一种基于连续凸逼近的算法迭代求解。仿真结果表明, 与传统非速率分割方案和层分复用方案相比, 所提方案能够显著提升星地融合网络的MMF传输速率。

关键词: 星地融合网络; 速率分割; 波束赋形; 多播和单播

中图分类号: TN927+.2

文献标志码: A

doi: 10.11959/j.issn.2096-8930.2022045

Beamforming for Non-Orthogonal Multicast and Unicast Transmissions Based on Rate Splitting in Satellite-Terrestrial Integrated Network

ZHANG Bensi, PENG Deyi, LI Yun

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

Abstract: A non-orthogonal multicast and unicast transmission scenarios in the satellite-terrestrial integrated networks (STIN was considered), and a system model of joint multi-group multicast and unicast downlink transmitting was constructed. In order to improved the spectral efficiency of STIN, a beamforming scheme that non-orthogonal transmission based on rate splitting was proposed, where a max-min fair (MMF) beamforming design problem was established to optimized transmit beamforming vector of base station and satellite respectively. And then, considered non-convex constraint caused by variable coupling in the problem, an iterative algorithm based on successive convex approximation to solved the optimization problem was proposed. Simulation results showed that our proposed scheme could improved effectively the MMF transmitting rate of the STIN in contrast with the traditional non-rate splitting and layer division multiplexing schemes.

Keywords: satellite-terrestrial integrated network, rate splitting, beamforming, multicast and unicast

0 引言

随着大规模MIMO和毫米波无线传输等技术的不断发展, 5G通信的局限性逐渐表明单纯地构建地面网路并不能真正实现全球全域和万物互联^[1]。下一代移动通信技术总体愿景是将5G通信目标进一步扩展和升级, 为用户提供全覆盖、全频率、全应用型通信, 满足人

类精神和物质全方位需求^[2]。星地融合网络 (Satellite-Terrestrial Integrated Networks, STIN) 能够充分利用地面蜂窝网络的大容量传输能力, 同时结合卫星网络的广域覆盖优势, 成为实现未来通信无处不在的宽带连接的有效架构^[3-4]。此外, 人们的工作、娱乐和生活方式逐渐发生变化, 音乐、视频、移动电视、在线直播等以内

收稿日期: 2022-05-30; **修回日期:** 2022-08-26

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (No. 62071077, No. 61671096); 重庆邮电大学博士培养项目 (No. BYJS201903)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (No. 62071077, No. 61671096), Doctoral Program of Chong qing University of Posts and Telecommunications (No. BYJS201903)

容为中心的多媒体信息通信需求呈爆炸式增长,即用户请求内容并不是唯一的,而是多个用户可以同时请求相同的内容。因此,无线多播传输作为一种高效的点对多点传输方式越来越受到人们的重视。通过多播传输,将请求相同内容的用户划分为一个多播组,可以在没有占用额外资源的情况下将相同的内容同时传递给多个用户。与单播传输的点对点传输方式相比,多播传输可以有效提高系统性能。

现有研究表明,在STIN中应用波束赋形技术可以很大程度地抑制波束间干扰,从而提升融合网络的频谱效率。参考文献[5]研究了STIN中下行协作多播波束赋形,提出了最大最小公平(Max-Min Fair, MMF)波束赋形设计问题,共同优化地面基站与卫星波束赋形向量。参考文献[6]研究了STIN联合用户调度和多播波束赋形方案,提出一种迭代优化算法求解服务质量(Quality of Service, QoS)约束下的波束赋形优化问题。为了提升频谱资源的利用率,学术界开始关注多播和单播混合传输的非正交传输场景。参考文献[7]对蜂窝网络中的单播和广播传输性能进行了分析,采用了基于层分复用(Layer Division Multiplexing, LDM)的传输方案,并将波束赋形设计和功率分配问题定义为QoS约束下的总功率最小化问题,证明了LDM方案性能的优越性。参考文献[8]分析了在5G单播和多播传输系统中使用非正交复用技术的容量效益,表明了使用非正交复用技术可以在满足广播服务质量的同时显著提高单播服务容量。参考文献[9]证明了在发射机采用速率分割多址接入方案可以有效地利用现有的串行干扰消除(Successive Interference Cancellation, SIC)接收机结构,研究了加权和速率的最大化和系统能效的最大化两种波束赋形的设计问题。仿真结果表明,速率分割(Rate Splitting, RS)方案要比其他传统方案有更优的频谱效率和能量效率。然而以上的研究场景仍局限于地面蜂窝网络,对STIN中不同业务的非正交混合传输方案的研究仍然是一个开放且富有挑战性的课题。

本文基于STIN下行多播和单播传输场景,考虑卫星和基站以协作的方式为系统中的用户提供多播和单播服务。与参考文献[7-8]不同,本文考虑系统中存在多个多播组的情况。同时,为了抑制组间干扰,本文还提出一种基于RS的非正交传输方案,所有的多播和单播信号分成公共子信号和私有子信号。所有的公共子信号共同编码为一个公共信号,并广播给系统中所有的用户,私有子信号则以传统波束赋形方式传输。为保证用户服务的公平性,本文建立MMF波束赋形问题以最大化系统MMF速率。为解决非凸约束,采用基于连续凸逼近(Successive Convex Approximation, SCA)的迭代算法求

解。仿真结果表明,本文所提RS方案的传输速率性能明显优于非RS方案和LDM方案。

1 系统模型

本文考虑一种STIN下行多播和单播传输系统,系统模型如图1所示。在该系统中,地面基站和卫星同时为地面用户提供协作多播和单播服务。地面基站部署 N 副发射天线,卫星部署 M 副发射天线。在整个传输过程中卫星和基站共享相同的频谱资源,并通过回程链路与核心网(Core Network, CN)相连。为了便于理解,本文假设一个地面基站的场景,但所提方法可扩展为多个地面基站的一般场景。假设系统在一个传输周期内共调度的用户数量为 K_{tot} ,且所有用户都在基站和卫星的覆盖范围内。每个用户均配备单天线,能够独立请求一项单播服务,同时可以请求一项多播服务,根据请求的多播内容,可以将用户分为多个多播组。假设系统中一共有 J_G 个多播组,每个多播组的用户数量为 K_U ,即 $J_G \times K_U = K_{\text{tot}}$ 。为方便表示,定义 $\mathbf{J} \triangleq [1, J_G]$, $\mathbf{K} \triangleq [1, K_U]$ 。

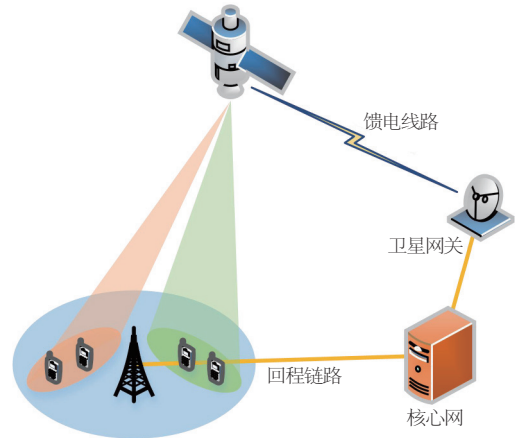


图1 STIN下行多播和单播传输系统模型

1.1 信号模型

为了有效抑制干扰,本文采用基于RS的非正交方案传输,所有的单播和多播信号均被分割为一个公共子信号和一个私有子信号,所有的公共子信号采用共同编码方式产生公共信号以提供给所有用户解码。令 $s_c \in \mathbb{C}$ 表示公共信号; $s_j \in \mathbb{C}$ 表示组 J 中用户请求的多播信号的私有部分; $s_{j,k} \in \mathbb{C}$ 表示组 J 中用户 K 请求的单播信号的私有部分,且满足 $E[s_c^2] = E[s_j^2] = E[s_{j,k}^2] = 1$ 。基站的发送信号可以表示为

$$\mathbf{x}_B = \mathbf{w}_c s_c + \sum_{j=1}^{J_G} \left(\mathbf{w}_j s_j + \sum_{k=1}^{K_U} \mathbf{w}_{j,k} s_{j,k} \right) \quad (1)$$

其中, $\mathbf{w}_c \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ 表示基站对应于公共信号 s_c 的波束赋形向量; $\mathbf{w}_j \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ 表示基站对应于多播信号 s_j 的波束赋形向量; $\mathbf{w}_{j,k} \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ 表示基站对应于单播信号 $s_{j,k}$ 的波束赋形向量。

同理, 卫星的发送信号可以表示为

$$\mathbf{x}_s = \mathbf{v}_c s_c + \sum_{j=1}^{J_G} \left(\mathbf{v}_j s_j + \sum_{k=1}^{K_U} \mathbf{v}_{j,k} s_{j,k} \right) \quad (2)$$

其中, $\mathbf{v}_c \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ 表示卫星对应于公共信号 s_c 的波束赋形向量; $\mathbf{v}_j \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ 表示卫星对应于多播信号 s_j 的波束赋形向量; $\mathbf{v}_{j,k} \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ 表示卫星对应于单播信号 $s_{j,k}$ 的波束赋形向量。

因此, 组 J 中用户 K 的接收信号为

$$\begin{aligned} y_{J,K} = & \underbrace{\mathbf{h}_{J,K}^H \mathbf{w}_c s_c + \mathbf{g}_{J,K}^H \mathbf{v}_c s_c}_{\text{公共信号}} + \underbrace{\sum_{j=1}^{J_G} \mathbf{h}_{J,K}^H \mathbf{w}_j s_j + \sum_{j=1}^{J_G} \mathbf{g}_{J,K}^H \mathbf{v}_j s_j}_{\text{多播信号}} \\ & + \underbrace{\sum_{j=1}^{J_G} \sum_{k=1}^{K_U} (\mathbf{h}_{J,K}^H \mathbf{w}_{j,k} s_{j,k} + \mathbf{g}_{J,K}^H \mathbf{v}_{j,k} s_{j,k})}_{\text{单播信号}} + \underbrace{n_{J,K}}_{\text{环境噪声}} \end{aligned} \quad (3)$$

其中, $(\cdot)^H$ 表示共轭转置; $\mathbf{h}_{J,K} \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ 表示基站到组 J 中用户 K 的信道向量; $\mathbf{g}_{J,K} \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ 表示卫星到组 J 中用户 K 的信道向量; $n_{J,K}$ 为AWGN, 满足 $n_{J,K} \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_{J,K}^2)$, 本文假设噪声的方差 $\sigma_{J,K}^2 = 1$ ^[6]。另外, 组 J 中用户 K 接收的有效信号表示为

$$\begin{aligned} y_{J,K}^{\text{eff}} = & \underbrace{\mathbf{h}_{J,K}^H \mathbf{w}_c s_c + \mathbf{g}_{J,K}^H \mathbf{v}_c s_c}_{\text{公共信号}} + \underbrace{\mathbf{h}_{J,K}^H \mathbf{w}_j s_j + \mathbf{g}_{J,K}^H \mathbf{v}_j s_j}_{\text{多播有效信号}} \\ & + \underbrace{\mathbf{h}_{J,K}^H \mathbf{w}_{j,k} s_{j,k} + \mathbf{g}_{J,K}^H \mathbf{v}_{j,k} s_{j,k}}_{\text{单播有效信号}} \end{aligned} \quad (4)$$

在解码时遵循以下原则: 优先解码面向更多用户的信号^[9]。公共信号由系统中所有用户共同解码, 因此首先将多播有效信号和单播有效信号视为干扰解码公共信号^[10]。因此, 组 J 中用户 K 解码公共信号 s_c 的SINR表示为

$$\text{SINR}_{c,J,K} = \frac{|\mathbf{h}_{J,K}^H \mathbf{w}_c|^2 + |\mathbf{g}_{J,K}^H \mathbf{v}_c|^2}{\sum_{j=1}^{J_G} (|\mathbf{h}_{J,K}^H \mathbf{w}_j|^2 + |\mathbf{g}_{J,K}^H \mathbf{v}_j|^2) + \sum_{j=1}^{J_G} \sum_{k=1}^{K_U} (|\mathbf{h}_{J,K}^H \mathbf{w}_{j,k}|^2 + |\mathbf{g}_{J,K}^H \mathbf{v}_{j,k}|^2) + 1} \quad (5)$$

相应的可达传输速率表示为 $R_{c,J,K} = \log_2(1 + \text{SINR}_{c,J,K})$ 。

为确保每个用户都能准确解码 s_c , 定义 s_c 的通用速率 R_c 为 $R_c \triangleq \min_{J,K} R_{c,J,K}$ 。值得注意的是, s_c 在所有用户间共享, 使得 $R_c \triangleq \sum_{j=1}^{J_G} C_j + \sum_{j=1}^{J_G} \sum_{k=1}^{K_U} C_{j,k}$, 其中 C_j 对应于组 J 多播信号的公共部分速率, $C_{j,k}$ 对应组 J 中用户 K 单播信号的公共部分速率。在解码 s_c 之后, 通过SIC将其删去, 然后将所有其他信号视为噪声解码期望的私有多播和单播信

号, 组 J 中用户 K 解码私有多播信号 s_j 和私有单播信号 $s_{j,k}$ 的SINR分别表示为

$$\text{SINR}_{J,K}^M = \frac{|\mathbf{h}_{J,K}^H \mathbf{w}_j|^2 + |\mathbf{g}_{J,K}^H \mathbf{v}_j|^2}{\sum_{j=1, j \neq J}^{J_G} (|\mathbf{h}_{J,K}^H \mathbf{w}_j|^2 + |\mathbf{g}_{J,K}^H \mathbf{v}_j|^2) + \sum_{j=1}^{J_G} \sum_{k=1}^{K_U} (|\mathbf{h}_{J,K}^H \mathbf{w}_{j,k}|^2 + |\mathbf{g}_{J,K}^H \mathbf{v}_{j,k}|^2) + 1} \quad (6)$$

$$\text{SINR}_{J,K}^U = \frac{|\mathbf{h}_{J,K}^H \mathbf{w}_{j,k}|^2 + |\mathbf{g}_{J,K}^H \mathbf{v}_{j,k}|^2}{\sum_{j=1}^{J_G} (|\mathbf{h}_{J,K}^H \mathbf{w}_j|^2 + |\mathbf{g}_{J,K}^H \mathbf{v}_j|^2) + \sum_{j=1}^{J_G} \sum_{\substack{k=1 \\ (j,k) \neq (J,K)}}^{K_U} (|\mathbf{h}_{J,K}^H \mathbf{w}_{j,k}|^2 + |\mathbf{g}_{J,K}^H \mathbf{v}_{j,k}|^2) + 1} \quad (7)$$

相应的多播和单播私有部分的可达传输速率分别表示为

$R_{J,K}^M = \log_2(1 + \text{SINR}_{J,K}^M)$ 和 $R_{J,K}^U = \log_2(1 + \text{SINR}_{J,K}^U)$ 。因此, 组 J 中用户 K 接收多播信号的实际速率应表示为 $R_{J,K,\text{real}}^M = C_J + R_{J,K}^M$, 实际单播速率为 $R_{J,K,\text{real}}^U = C_{J,K} + R_{J,K}^U$ 。值得说明的是, 多播信号 s_j 由多播组中所有用户检测并解码, 因此多播组 J 的实际速率受限于多播组中用户的最小速率, 即 $R_J^M = \min_K R_{J,K,\text{real}}^M$ 。

1.2 问题建立

由于卫星和基站间采用频谱共享机制, 传输过程中将会存在较多的互干扰信号, 包括组间干扰、用户间干扰以及卫星与基站系统间的干扰等。因此, 为了实现系统最佳传输性能, 需要合理设计地面基站和卫星的波束赋形向量 $\mathbf{w}$ 和 $\mathbf{v}$, 为方便表示, 令 $\mathbf{w} = \{\mathbf{w}_j\}_{j \in J} \cup \{\mathbf{w}_{j,k}\}_{\substack{j \in J \\ k \in K}}$, $\mathbf{v} = \{\mathbf{v}_j\}_{j \in J} \cup \{\mathbf{v}_{j,k}\}_{\substack{j \in J \\ k \in K}}$ 。因为公共信号和广播信号受系统内或组内用户最差速率的影响, 所以本文考虑MMF波束赋形设计问题^[11], 可表示为

$$\begin{aligned} & \max_{\mathbf{w}, \mathbf{v}, \mathbf{c}} \min_{J,K} (R_{J,K,\text{real}}^M, R_{J,K,\text{real}}^U) \\ \text{s.t. } & \text{C1: } R_{c,J,K} \geq \sum_{j=1}^{J_G} C_j + \sum_{j=1}^{J_G} \sum_{k=1}^{K_U} C_{j,k}, \\ & \text{C2: } C_j \geq 0, \\ & \text{C3: } C_{j,k} \geq 0, \\ & \text{C4: } P_B = \|\mathbf{w}_c\|^2 + \sum_{j=1}^{J_G} (\|\mathbf{w}_j\|^2 + \sum_{k=1}^{K_U} \|\mathbf{w}_{j,k}\|^2) \leq P_{B,\text{max}}, \\ & \text{C5: } P_s = \|\mathbf{v}_c\|^2 + \sum_{j=1}^{J_G} (\|\mathbf{v}_j\|^2 + \sum_{k=1}^{K_U} \|\mathbf{v}_{j,k}\|^2) \leq P_{s,\text{max}}, \\ & J \in J, K \in K \end{aligned} \quad (8)$$

其中, $\min_{J,K} (R_{J,K,\text{real}}^M, R_{J,K,\text{real}}^U)$ 为系统的MMF速率;

$\mathbf{c} = \{C_J\}_{J \in J} \cup \{C_{J,K}\}_{J \in J, K \in K}$ 是公共速率集合; P_B 和 P_S 分别是基站和卫星的实际发送功率; $P_{B,\max}$ 和 $P_{S,\max}$ 分别是基站和卫星的最大发送功率。在优化问题式(8)中, 目标是获得最优波束赋形向量 $\mathbf{w}$ 和 $\mathbf{v}$ 以及公共速率 $\mathbf{c}$, 在发送端总功率约束下最大化系统MMF速率。

2 波束赋形算法设计

问题式(8)给出了最初的MMF波束赋形设计问题, 显然是一个NP难的非凸问题^[12], 无法直接进行求解。为此, 本节采用SCA的方法将原非凸问题转换为凸问题, 然后使用所提出的迭代算法进行求解。

首先引入辅助变量 $t \geq 0$, 问题式(8)可以等价转化为

$$\begin{aligned} \max_{\mathbf{w}, \mathbf{v}, \mathbf{c}, t} \quad & t \\ \text{s.t.} \quad & \text{C1: } C_J + R_{J,K}^M \geq t, \\ & \text{C6: } C_J + R_{J,K}^M \geq t, \\ & \text{C7: } C_{J,K} + R_{J,K}^U \geq t, \\ & J \in J, K \in K \end{aligned} \quad (9)$$

问题式(9)仍然是非凸问题, 为此引入变量 $\alpha_c = \{\alpha_{c,J,K}\}_{J \in J, K \in K}$, 可将约束 C1 替换为如下形式^[9]

$$\alpha_{c,J,K} \geq \sum_{j=1}^{J_G} C_J + \sum_{j=1}^{J_G} \sum_{k=1}^{K_U} C_{J,K} \quad (10)$$

$$R_{c,J,K} \geq \alpha_{c,J,K} \quad (11)$$

通过引入变量 $\beta_c = \{\beta_{c,J,K}\}_{J \in J, K \in K}$, 式(11)又可以替换为

$$\beta_{c,J,K} \geq 2^{\alpha_{c,J,K}} \quad (12)$$

$$1 + \text{SINR}_{c,J,K} \geq \beta_{c,J,K} \quad (13)$$

而通过进一步引入变量 $\gamma_c = \{\gamma_{c,J,K}\}_{J \in J, K \in K}$ 来表示每个用户接收信号SINR的分母项, 可将式(13)可以替换为

$$\frac{|\mathbf{h}_{J,K}^H \mathbf{w}_c|^2 + |\mathbf{g}_{J,K}^H \mathbf{v}_c|^2}{\gamma_{c,J,K}} \geq \beta_{c,J,K} - 1 \quad (14)$$

$$\gamma_{c,J,K} \geq \sum_{j=1}^{J_G} |\mathbf{h}_{J,K}^H \mathbf{w}_j|^2 + \sum_{j=1}^{J_G} |\mathbf{g}_{J,K}^H \mathbf{v}_j|^2 +$$

$$\sum_{j=1}^{J_G} \sum_{k=1}^{K_U} (|\mathbf{h}_{J,K}^H \mathbf{w}_{j,k}|^2 + |\mathbf{g}_{J,K}^H \mathbf{v}_{j,k}|^2) + 1 \quad (15)$$

同理, 约束 C6 和 C7 能够使用相同的转换方法, 通过引入变量 $\alpha_m = \{\alpha_{m,J,K}\}_{J \in J, K \in K}$ 、 $\beta_m = \{\beta_{m,J,K}\}_{J \in J, K \in K}$ 、 $\gamma_m = \{\gamma_{m,J,K}\}_{J \in J, K \in K}$ 、 $\alpha_u = \{\alpha_{u,J,K}\}_{J \in J, K \in K}$ 、 $\beta_u = \{\beta_{u,J,K}\}_{J \in J, K \in K}$ 和 $\gamma_u = \{\gamma_{u,J,K}\}_{J \in J, K \in K}$, 可以将约束 C6 和 C7 替换为

$$C_J + \alpha_{m,J,K} \geq t \quad (16)$$

$$C_{J,K} + \alpha_{u,J,K} \geq t \quad (17)$$

$$\beta_{m,J,K} \geq 2^{\alpha_{m,J,K}} \quad (18)$$

$$\beta_{u,J,K} \geq 2^{\alpha_{u,J,K}} \quad (19)$$

$$\frac{|\mathbf{h}_{J,K}^H \mathbf{w}_J|^2 + |\mathbf{g}_{J,K}^H \mathbf{v}_J|^2}{\gamma_{m,J,K}} \geq \beta_{m,J,K} - 1 \quad (20)$$

$$\frac{|\mathbf{h}_{J,K}^H \mathbf{w}_{J,K}|^2 + |\mathbf{g}_{J,K}^H \mathbf{v}_{J,K}|^2}{\gamma_{u,J,K}} \geq \beta_{u,J,K} - 1 \quad (21)$$

$$\gamma_{m,J,K} \geq \sum_{j=1, j \neq J}^{J_G} |\mathbf{h}_{J,K}^H \mathbf{w}_j|^2 + \sum_{j=1, j \neq J}^{J_G} |\mathbf{g}_{J,K}^H \mathbf{v}_j|^2 + \sum_{j=1}^{J_G} \sum_{k=1}^{K_U} (|\mathbf{h}_{J,K}^H \mathbf{w}_{j,k}|^2 + |\mathbf{g}_{J,K}^H \mathbf{v}_{j,k}|^2) + 1 \quad (22)$$

$$\gamma_{u,J,K} \geq \sum_{j=1}^{J_G} |\mathbf{h}_{J,K}^H \mathbf{w}_j|^2 + \sum_{j=1}^{J_G} |\mathbf{g}_{J,K}^H \mathbf{v}_j|^2 + \sum_{j=1}^{J_G} \sum_{\substack{k=1 \\ (j,k) \neq (J,K)}}^{K_U} (|\mathbf{h}_{J,K}^H \mathbf{w}_{j,k}|^2 + |\mathbf{g}_{J,K}^H \mathbf{v}_{j,k}|^2) + 1 \quad (23)$$

因此, 问题式(9)可以等价转换为

$$\begin{aligned} \max_{\Phi} \quad & t \\ \text{s.t.} \quad & \text{C2, C3, C4, C5,} \\ & \text{C8: 式(10), C9: 式(12), C10: 式(14), C11: 式(15),} \\ & \text{C12: 式(16), C13: 式(17), C14: 式(18), C15: 式(19),} \\ & \text{C16: 式(20), C17: 式(21), C18: 式(22), C19: 式(23).} \end{aligned} \quad (24)$$

其中, $\Phi \triangleq \{\mathbf{w}, \mathbf{v}, \mathbf{c}, t, \alpha_c, \alpha_m, \alpha_u, \beta_c, \beta_m, \beta_u, \gamma_c, \gamma_m, \gamma_u\}$ 为变量集合。但是, 约束 C10、C16 以及 C17 仍然是非凸的。根据参考文献[13]所述, 可采用SCA的方法线性近似约束的非凸部分。故可将约束 C10 的左侧近似为

$$\begin{aligned} \frac{|\mathbf{h}_{J,K}^H \mathbf{w}_c|^2 + |\mathbf{g}_{J,K}^H \mathbf{v}_c|^2}{\gamma_{c,J,K}} &\geq 2 \text{Re} \left(\frac{\mathbf{w}_c^{[n]H} \mathbf{h}_{J,K} \mathbf{h}_{J,K}^H \mathbf{w}_c + \mathbf{v}_c^{[n]H} \mathbf{g}_{J,K} \mathbf{g}_{J,K}^H \mathbf{v}_c}{\gamma_{c,J,K}^{[n]}} \right) \\ &\quad - \left[\left(\frac{|\mathbf{h}_{J,K}^H \mathbf{w}_c^{[n]}|^2}{\gamma_{c,J,K}^{[n]}} \right) + \left(\frac{|\mathbf{g}_{J,K}^H \mathbf{v}_c^{[n]}|^2}{\gamma_{c,J,K}^{[n]}} \right) \right] \gamma_{c,J,K} \\ &\triangleq \Psi_c^{[n]}(\mathbf{w}_c, \mathbf{v}_c, \gamma_{c,J,K}) \end{aligned} \quad (25)$$

其中, $(\mathbf{w}_c^{[n]}, \mathbf{v}_c^{[n]}, \gamma_{c,J,K}^{[n]})$ 表示第 n 次迭代的可行点。同理, 约束 C16 与 C17 的左侧可以近似为

$$\begin{aligned} \frac{|\mathbf{h}_{J,K}^H \mathbf{w}_J|^2 + |\mathbf{g}_{J,K}^H \mathbf{v}_J|^2}{\gamma_{m,J,K}} &\geq 2 \text{Re} \left(\frac{\mathbf{w}_J^{[n]H} \mathbf{h}_{J,K} \mathbf{h}_{J,K}^H \mathbf{w}_J + \mathbf{v}_J^{[n]H} \mathbf{g}_{J,K} \mathbf{g}_{J,K}^H \mathbf{v}_J}{\gamma_{m,J,K}^{[n]}} \right) \\ &\quad - \left[\left(\frac{|\mathbf{h}_{J,K}^H \mathbf{w}_J^{[n]}|^2}{\gamma_{m,J,K}^{[n]}} \right) + \left(\frac{|\mathbf{g}_{J,K}^H \mathbf{v}_J^{[n]}|^2}{\gamma_{m,J,K}^{[n]}} \right) \right] \gamma_{m,J,K} \\ &\triangleq \Psi_m^{[n]}(\mathbf{w}_J, \mathbf{v}_J, \gamma_{m,J,K}) \end{aligned} \quad (26)$$

$$\begin{aligned}
\frac{|h_{J,K}^H \mathbf{w}_{J,K}|^2 + |g_{J,K}^H \mathbf{v}_{J,K}|^2}{\gamma_{u,J,K}} &\geq 2\text{Re} \left(\frac{\mathbf{w}_{J,K}^{[n]H} h_{J,K} h_{J,K}^H \mathbf{w}_{J,K} + \mathbf{v}_{J,K}^{[n]H} g_{J,K} g_{J,K}^H \mathbf{v}_{J,K}}{\gamma_{u,J,K}^{[n]}} \right) \\
&\quad - \left[\left(\frac{|h_{J,K}^H \mathbf{w}_{J,K}^{[n]}|}{\gamma_{u,J,K}^{[n]}} \right)^2 + \left(\frac{|g_{J,K}^H \mathbf{v}_{J,K}^{[n]}|}{\gamma_{u,J,K}^{[n]}} \right)^2 \right] \gamma_{u,J,K} \\
&\triangleq \Psi_u^{[n]}(\mathbf{w}_{J,K}, \mathbf{v}_{J,K}, \gamma_{u,J,K})
\end{aligned} \quad (27)$$

综上所述，第 n 次迭代需要解决的优化问题可以表述为

$$\begin{aligned}
&\max_{\Phi} t \\
&\text{s.t. } C2, C3, C4, C5, C8, C9, C11, \\
&\quad C12, C13, C14, C15, C18, C19, \\
&\quad C20: \Psi_c^{[n-1]}(\mathbf{w}_c, \mathbf{v}_c, \gamma_{c,J,K}) \geq \beta_{c,J,K} - 1, \\
&\quad C21: \Psi_m^{[n-1]}(\mathbf{w}_J, \mathbf{v}_J, \gamma_{m,J,K}) \geq \beta_{m,J,K} - 1, \\
&\quad C22: \Psi_u^{[n-1]}(\mathbf{w}_{J,K}, \mathbf{v}_{J,K}, \gamma_{u,J,K}) \geq \beta_{u,J,K} - 1.
\end{aligned} \quad (28)$$

问题式(28)是凸问题，可以使用MATLAB中的CVX工具箱进行求解。基于SCA的波束赋形算法具体过程如算法1所示。

算法1：基于SCA的波束赋形算法

1. 初始化：迭代次数 $n=0$ ，收敛精度 $\varepsilon=0.001$ ，变量初值 $t^{[0]}$ ， $\mathbf{w}^{[0]}$ ， $\mathbf{v}^{[0]}$ ， $\gamma_c^{[0]}$ ， $\gamma_m^{[0]}$ ， $\gamma_u^{[0]}$ ；
2. 循环：
3. $n=n+1$ ；
4. 求解优化问题式(28)，得到优化变量 t^* ， $\mathbf{w}^*$ ， $\mathbf{v}^*$ ， γ_c^* ， γ_m^* ， γ_u^* ；
5. 更新变量 $t^{[n]}=t^*$ ， $\mathbf{w}^{[n]}=\mathbf{w}^*$ ， $\mathbf{v}^{[n]}=\mathbf{v}^*$ ， $\gamma_c^{[n]}=\gamma_c^*$ ， $\gamma_m^{[n]}=\gamma_m^*$ ， $\gamma_u^{[n]}=\gamma_u^*$ ；
6. 直至满足 $|t^{[n]}-t^{[n-1]}| \leq \varepsilon$ ，退出循环；
7. 返回最优波束赋形向量 $\mathbf{w}^*$ 和 $\mathbf{v}^*$ 。

其中，初始变量 $t^{[0]}$ ， $\mathbf{w}^{[0]}$ ， $\mathbf{v}^{[0]}$ 可以通过以下步骤获取：首先，将问题式(9)中的变量 c 的值全部设置为0，问题式(9)转换为传统非RS方案的MMF问题；然后采用SDR方法对非凸约束条件进行缩放；最后通过缩放MMF问题和QoS限制条件的关系求解，即可得到变量初值 $t^{[0]}$ ， $\mathbf{w}^{[0]}$ ， $\mathbf{v}^{[0]}$ 。本文省略具体求解过程，描述详见参考文献[5]。 $\gamma_c^{[0]}$ ， $\gamma_m^{[0]}$ 和 $\gamma_u^{[0]}$ 分别可以通过等式替换式(15)、式(22)和式(23)中的不等式得到^[9]。

3 仿真分析

在本节中，利用MATLAB仿真软件对本文所提出的STIN-RS方案波束赋形算法的性能进行仿真验证，并比较了以下3种方案的性能：仅地面RS方案、TD-LDM方案、STIN传统非RS方案^[5]。需要说明的是，TD-LDM方

案是采用时分的方式调度每个多播组的用户，即每个传输时隙被等分为 J_G 个子时隙，每个子时隙中仅调度一组多播组用户，然后可采用LDM传输方案。再根据参考文献[5]所述MMF问题与QoS问题之间的关系求解最优波束赋形向量，在每个子时隙中卫星和基站的最大发射功率分别设置为 $P_{B,\max}/J_G$ 和 $P_{S,\max}/J_G$ 。

本文假设卫星和地面信道均为频率平坦的准静态信道，且在CN处能够获取到准确的信道状态信息。设置载波频率为2 GHz，带宽为10 MHz。系统中的卫星为离地面1 000 km的LEO卫星，最大发送功率 $P_{S,\max}=46$ dBm，基站的覆盖半径为1 km，基站最大发送功率 $P_{B,\max}=43$ dBm，地面用户的位置在基站覆盖范围内服从正态分布。卫星信道建模为慢变莱斯信道^[14]，地面信道建模为快变瑞利信道^[15]。默认设置卫星天线数 $M=4$ 副，基站天线数 $N=4$ 副，多播组数 $J_G=2$ 个，每个多播组的用户数 $K_u=2$ 个。为保证仿真结果的准确性，数据均为1 000次信道仿真的平均结果。

图2给出了本文所提算法的收敛性能对比。在图2中，本文算法在STIN场景的迭代次数要比仅地面场景多2~3次，这是因为STIN场景中需要共同优化卫星波束赋形向量，使得优化问题复杂度增加，因此需要更多次迭代才能够收敛。最终，本文算法均能够在7次迭代内收敛。同时可以看出，STIN-RS方案因为有卫星提供协作服务，相比仅地面RS方案提升了约64%的MMF速率。

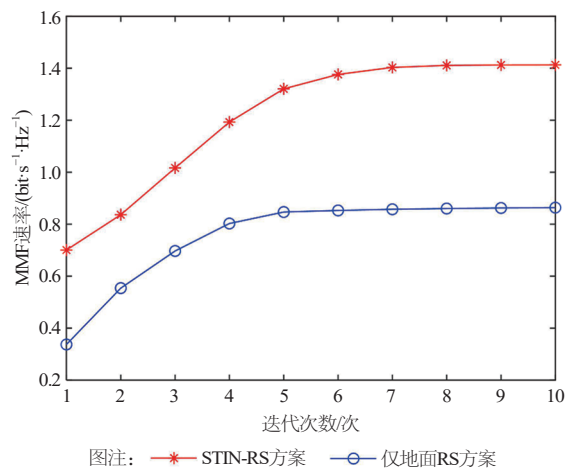


图2 所提算法的收敛性对比

图3仿真了不同多播组数量对不同方案性能的影响。从图3中可以观察到，系统MMF速率随着多播组数 J_G 的

增加而减少。当 J_G 从1个增加到4个时, 本文所提STIN-RS方案MMF速率减少约80%, 仅地面RS方案MMF速率减少了约57%, TD-LDM方案和STIN-非RS方案分别减少了约92%和93%的MMF速率。这说明多播组的增加带来了更多的组间干扰, 从而导致系统性能的恶化。类似地, 图4显示了每组不同用户数对不同方案性能的影响。由于每组用户数 K_U 的增加会带来更多的干扰, 当 K_U 从2个增加到5个时, STIN-RS方案减少了约54%的MMF速率。但与其他方案相比, 本文所提STIN-RS方案仍然能够获得相对较优的性能。

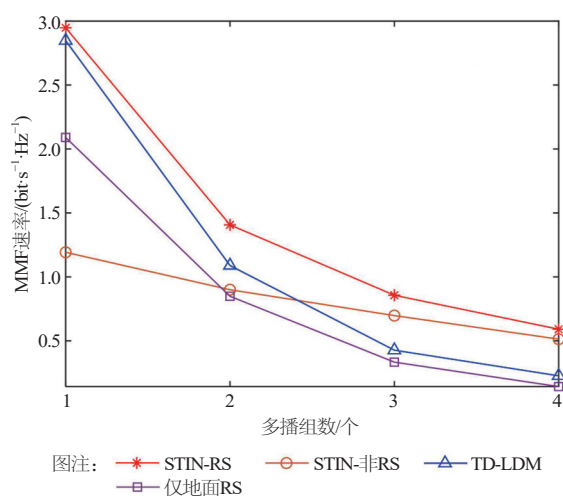


图3 不同多播组数量下不同方案性能比较

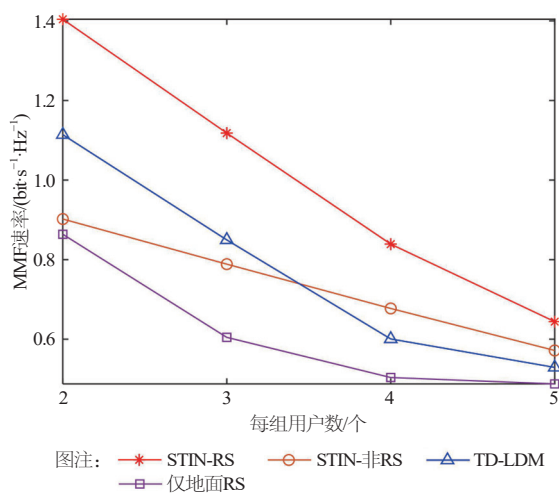


图4 每组不同用户数下不同方案性能比较

图5和图6分别给出了基站和卫星天线数量对不同方案性能的影响。从图5中可以观察到, 当基站天线数 N 从2副增加到8副时, 本文所提STIN-RS方案增加

了约61%的MMF速率, 仅地面RS方案速率增加约159%, 而TD-LDM方案和STIN-非RS方案分别增加了30%和55%的MMF速率。天线数量的增加可以抑制组间干扰, 改善系统性能。同时可以看到, 在基站天线数达到6副时, 仅地面RS方案的MMF速率超过了STIN-非RS方案, 且在基站天线数达到8副时获得了与TD-LDM相近的性能。这说明本文所提RS方案的MMF速率随天线数增加而增大的速度明显快于其他方案。从图6中可以观察到, 卫星天线数量 M 从2副增加到8副时, STIN-RS方案的MMF速率增加了约48%, 这说明卫星天线数量增加能够减少来自卫星的组间干扰, 从而提升系统性能。并且, 相较于TD-LDM方案, 本文所提STIN-RS方案始终能够保持不低于24%的MMF速率性能提升。

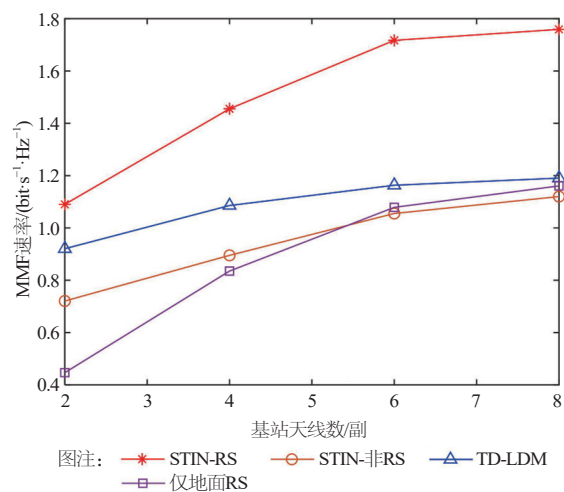


图5 基站天线数量对不同方案性能的影响

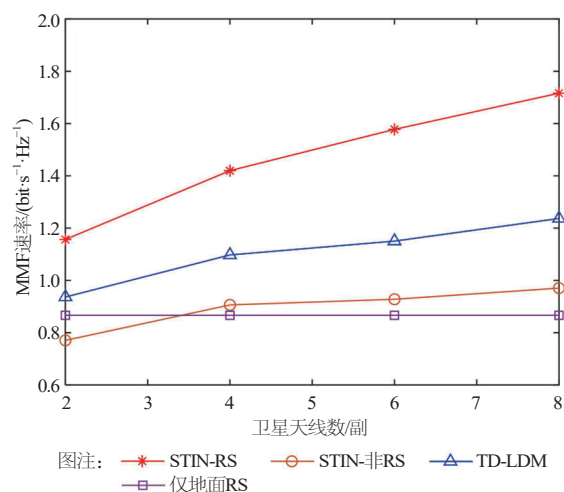


图6 卫星天线数量对不同方案性能的影响

图7显示了卫星最大发送功率 $P_{S,max}$ 对不同方案性能的影响。从图7中可以看出,当 $P_{S,max}$ 很小时,STIN-RS方案的MMF速率与仅地面RS方案相差无几,而随着 $P_{S,max}$ 的增加,STIN-RS方案的速率快速提升。当 $P_{S,max}$ 从 30 dBm 增加到 40 dBm 时,MMF速率增加了约20%,当 $P_{S,max}$ 从 40 dBm 增加到 50 dBm 时,MMF速率又增加了约64%。这说明,卫星网络的融入能够缓解地面网络的通信压力,提高系统性能。

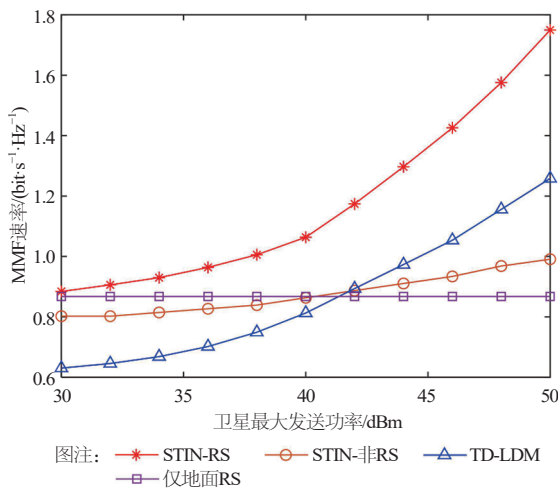


图7 卫星最大发送功率 $P_{S,max}$ 对不同方案性能的影响

4 结束语

本文对STIN下行多组多播和单播传输系统进行了研究。针对实际传输场景中多播和单播混合传输的场景,提出了基于RS的非正交传输方案,将所有的待发送信号分成一个公共子信号和一个私有子信号。所有的公共子信号共同编码为一个公共信号,并发送给系统中所有的用户,私有子信号则以传统波束赋形方式传输。为获得基站和卫星的最佳波束赋形向量,建立MMF波束赋形优化问题,为解决非凸约束,采用基于SCA的迭代算法进行求解。仿真结果表明,本文所提RS方案相较于传统方案能获得更好的MMF传输速率性能。

参考文献：

[1] 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): 2-10.
XU H, MIAO D S, KANG S L, 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): 2-10.
[2] 赵亚军, 郁光辉, 徐汉青. 6G移动通信网络: 愿景、挑战与关键技术[J]. 中国科学: 信息科学, 2019, 49(8): 963-987.
ZHAO Y J, YU G H, XU H Q. 6G mobile communication networks: vision, challenges, and key technologies[J]. Scientia Sinica Informationis, 2019, 49(8): 963-987.
[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.
XU C Z, JIN Y, LI L, et al. Wireless transmission technology of satellite-terrestrial integration for 6G mobile communication[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2021, 43(1): 28-36.
[4] 吴晓文, 焦侦丰, 凌翔, 等. 面向6G的卫星通信网络架构展望[J]. 电信科学, 2021, 37(7): 1-14.
WU X W, JIAO Z F, LING X, et al. Outlook on satellite communications network architecture for 6G[J]. Telecommunications Science, 2021, 37(7): 1-14.
[5] ZHU X M, JIANG C X, YIN L G, et al. Cooperative multigroup multicast transmission in integrated terrestrial-satellite networks[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2018, 36(5): 981-992.
[6] ZHANG H M, JIANG C X, WANG J J, et al. Multicast beamforming optimization in cloud-based heterogeneous terrestrial and satellite networks[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2020, 69(2): 1766-1776.
[7] ZHAO J L, SIMEONE O, GÜNDÜZ D, et al. Non-orthogonal unicast and broadcast transmission via joint beamforming and LDM in cellular networks[C]//Proceedings of 2016 IEEE Global Communications Conference. Piscataway: IEEE Press, 2016: 1-6.
[8] ZHANG L, LI W, WU Y Y, et al. Using non-orthogonal multiplexing for enhancing unicast-broadcast transmission capacity in 5G[C]//Proceedings of 2019 IEEE 2nd 5G World Forum (5GWF). Piscataway: IEEE Press, 2019: 214-219.
[9] MAO Y J, CLERCKX B, LI V O K. Rate-splitting for multi-antenna non-orthogonal unicast and multicast transmission: spectral and energy efficiency analysis[J]. IEEE Transactions on Communications, 2019, 67(12): 8754-8770.
[10] YIN L F, CLERCKX B. Rate-splitting multiple access for multigroup multicast and multibeam satellite systems[J]. IEEE Transactions on Communications, 2021, 69(2): 976-990.
[11] JOUDEH H, CLERCKX B. A rate-splitting strategy for max-Min fair multigroup multicasting[C]//Proceedings of 2016 IEEE 17th International Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications. Piscataway: IEEE Press, 2016: 1-5.
[12] KARIPIDIS E, SIDIROPOULOS N D, LUO Z Q. Quality of

service and max-min fair transmit beamforming to multiple cochannel multicast groups[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2008, 56(3): 1268-1279.

- [13] MAO Y J, CLERCKX B, LI V O K. Energy efficiency of rate-splitting multiple access, and performance benefits over SDMA and NOMA[C]//Proceedings of 2018 15th International Symposium on Wireless Communication Systems (ISWCS). Piscataway: IEEE Press, 2018: 1-5.

- [14] 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.

- [15] 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.

[作者简介]



张本思 (1995-), 男, 重庆邮电大学硕士生, 主要研究方向为星地协作波束赋形。



彭德义 (1987-), 男, 重庆邮电大学博士生, 主要研究方向为多波束卫星通信、无线信号处理等。



李云 (1974-), 男, 重庆邮电大学教授, 博士生导师, 主要研究方向为5G/6G移动通信技术、卫星移动通信等。