

密集低轨卫星网络辅助地面通信的鲁棒波束赋形方法

郑斌^① 曾令昕^① 黄辉^① 王晓洪^① 丁昌峰*^② 王金元^②

^①(中国星网网络应用有限公司 重庆 401123)

^②(南京邮电大学通信与信息工程学院 南京 210003)

摘要: 面向密集低轨道卫星网络辅助的星地无线通信系统, 该文提出一种基于非完美信道状态信息的多低轨卫星鲁棒波束赋形方法来改善频谱效率。具体地, 在多低轨卫星全频复用场景下, 提出了一个多卫星下行通信系统和速率最大化问题, 并联合考虑卫星发射功率、卫星与用户关联关系, 以及馈线链路容量约束。为了求解该优化问题, 原优化问题被分解成卫星-用户关联和卫星传输波束赋形两个子问题, 然后使用加权最小均方误差方法和连续凸近似方法对问题进行求解。仿真结果验证了即使在非理想信道条件下, 该文所提出的多星频率复用和鲁棒波束赋形设计方法能有效提高系统吞吐量。

关键词: 密集LEO卫星; MIMO; 鲁棒波束赋形; 频率复用

中图分类号: TN927.2

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2025)03-0623-10

DOI: 10.11999/JEIT240732

1 引言

在无处不在的通信需求推动下, 人们期望未来无线网络能够在任何时间、任何地点为任何用户提供无缝的网络连接^[1]。但世界上大部分地区的网络接入服务仍然较少, 尤其是在偏远地区和海洋区域^[2]。与此同时, 低轨道(Low-Earth Orbit, LEO)卫星因其具有较低的轨道、生产和发射成本, 已成为当前的研究热点。许多公司已经主张建立LEO卫星通信系统, 例如SpaceX的Starlink^[3]和中国的G60 Starlink^[4]。但是, LEO卫星也要求更密集的卫星星座, 以实现无处不在的覆盖。可以预见, 密集卫星星座下的频谱资源将会很稀缺, 同频信道干扰情况也会更严重, 这就亟需更高频谱效率的传输方法^[5]。

为了应对恶劣的星地无线信道并提高系统吞吐量, LEO卫星大多采用多波束天线和相控阵天线以提供高增益的波束^[6]。虽然多波束赋形可以实现

不同波束间的频率复用, 但也会产生由非零旁瓣引起的波束间干扰。为减少同信道波束间干扰, 文献^[7,8]提出将频带划分为4个非正交子带, 并且相邻波束使用不相交的频带。这种方案虽然便于实施, 但却阻碍了系统实现更高的频谱效率。因此, 文献^[1,9]提出了多波束卫星全频率复用方案, 即同一个卫星下的相邻波束也使用相同的频谱资源。然而, 在密集卫星星座下, 卫星覆盖区域很多时候是重叠的, 而且卫星的快速移动会造成环境的频繁变化, 这就使频谱资源的利用更为复杂。与此同时, 在密集LEO卫星星座下, LEO卫星覆盖区域有可能重叠, 这就带来了星间干扰、多星资源分配, 以及多LEO卫星传输方案设计的问题。文献^[10]提出了一种密集LEO卫星网络下5G星地网络融合架构以提高数据卸载效率。但是文献^[10]中提出的子载波分配方法不能充分利用频谱, 存在频谱利用效率低的问题, 而且用户关联与子载波分配采用的都是匹配博弈的方法。为了提高低轨卫星网络的频谱效率, 文献^[11]研究了基于负载均衡和干扰避免的多卫星波束跳变算法以实现频率复用和减少同频波束间的干扰, 但是同频复用也仅在部分波束之间进行, 系统架构设计不完善。为了提升地面用户的接收信号质量, 文献^[12]研究了多LEO卫星协作通信方法, 多颗低轨卫星以协作的形式向地面用户传输相同的信息, 在用户端对信号进行合并, 从而提升接收信号质量。但是, 文献^[12]忽略了多星协作通信时的多星信号同步问题, 这在实际中是较为困难的, 而且文中采用启发式的方法解决用户关联子问题。另外, 文献^[10-12]中对系统整体架构的讨论比较少, 系统的控制主体不明确, 而且研究中都假设

收稿日期: 2024-08-26; 改回日期: 2025-02-11; 网络出版: 2025-02-19

*通信作者: 丁昌峰 cfding@njupt.edu.cn

基金项目: 重庆市自然科学基金联合基金项目(CSTB2023NSCQ-LZX0121), 南京邮电大学引进人才科研启动基金项目(自然科学)(NY223024), 东南大学移动通信全国重点实验室开放研究基金资助课题(2024D11), 交通物联网技术湖北省重点实验室开放基金
Foundation Items: Chongqing Natural Science Joint Fund Project (CSTB2023NSCQ-LZX0121), The Natural Science Research Start-up Foundation of Recruiting Talents of Nanjing University of Posts and Telecommunications (NY223024). The Open Research Foundation of National Mobile Communications Research Laboratory, Southeast University (2024D11), The Open Research Foundation of Hubei Key Laboratory of Transportation Internet of Things, China

信道状态信息(Channel State Information, CSI)是完美已知的,这在实际中是几乎不可能的。此外,已有文献大多只考虑卫星到地面链路的容量最大化问题,而忽略了卫星到地面网关的馈线链路容量约束。

另外,考虑到复杂的星地信道条件和信道估计误差,鲁棒性的波束赋形设计是更适用的。而在鲁棒性波束赋形设计中,首先需要对信道的不确定性进行建模。总的来说,目前有3种信道不确定性模型,即确定性不准确模型^[13]、随机性不确定性模型^[9]和基于角度信息的不确定性模型^[14]。在确定性不准确模型中,CSI属于一个不准确的集合或区域,它适用于有误差的瞬时CSI。对于随机性不确定性模型,CSI服从在发射端已知的随机分布。最后,基于角度信息的不确定性模型假设信道估计中包含不完美的角度信息(如到达角Angle-of-Arrival, AoA)。尽管目前关于卫星通信鲁棒性传输的研究已有很多,但大都集中于单卫星通信系统^[1,14,15]。然而在多LEO卫星场景下,卫星数目的增加和星间同频干扰的存在,使得多LEO卫星鲁棒性的传输设计更为重要。目前,这方面的研究仍是较为缺乏的。因此,如何设计多LEO卫星在不确定性信道模型下的高效鲁棒波束赋形方案,已成为卫星通信领域中的重要研究课题。

为了缓解密集低轨卫星网络中频谱资源的稀缺,并进一步提升频谱利用效率,本文针对密集低轨卫星网络,提出了多卫星频率资源复用和鲁棒性波束赋形算法。本文主要贡献总结如下:(1)提出了密集低轨卫星网络系统架构,考虑利用地面网关或同步轨道卫星作为中心控制器,它们可以与多颗LEO卫星建立连接,从而实现有效的网络管理和通信控制。(2)在前述系统架构下,提出了多LEO卫星全频复用传输方案,以进一步提升频谱效率。同时,建立了基于均匀平面阵列(Uniform Planar Array, UPA)的多LEO卫星多输入多输出(Multiple-Input Multiple-Output, MIMO)通信模型。(3)另外,提出了基于不完美AoA的CSI的最大化系统和速率优化问题以评估系统性能,并联合考虑了多卫星-多用户关联、多卫星下行传输波束赋形,以及卫星馈线链路的容量约束。(4)由于信道的不确定性、变量之间的耦合,以及二进制关联变量的存在,文中提出的优化问题是非凸的且通常是NP困难的,所以本文将优化问题分解成两个子问题进行迭代求解。首先,本文采用均匀离散化方法来处理信道的不确定性。然后,使用加权最小均方误差法(Weighted Minimum Mean-Squared Error, WMMSE)和连续

凸近似(Successive Convex Approximation, SCA)法来对两个子问题进行求解。仿真结果验证了所提方案能够有效提升不完美AoA的CSI下密集卫星网络的系统和速率。

2 系统模型

如图1所示,本文考虑密集LEO卫星辅助的地面通信网络。系统包含地面层和空间层。在地面层,有 K 个UT($\mathcal{K} = \{1, 2, \dots, K\}$)需要通信服务。在空间层,有 N_s 颗LEO卫星飞越UT所在区域,且能与地面UT建立连接。这些LEO卫星的集合可以表示为 $\mathcal{S} = \{1, 2, \dots, N_s\}$ 。此外,LEO卫星可以与地面网关(Gateway, GW)或地球同步轨道(Geostationary Earth Orbit, GEO)卫星建立连接, GW或GEO卫星可以负责集中控制或数据转发。可以看出,该系统架构与云无线接入网络具有一定的相似度,网络中的GW或GEO卫星是云中心控制器,而每个LEO卫星充当远程射频头^[8]。

为了避免同频信号干扰,卫星间的频谱通常不会重叠^[8]。然而,在密集LEO卫星星座中,卫星覆盖区域可能重叠,且频谱资源将会十分稀缺^[2]。因此,在图1的系统架构下,覆盖同一片区域的多颗LEO卫星也可以复用可用频谱,以进一步提升频谱效率。然而,多颗卫星使用相同的频谱会带来较为严重的同频干扰问题。因此,集合 \mathcal{S} 中的卫星可以采用数字波束赋形技术来减少同频干扰,且本文假设星地无线网络只能获得基于不完美AoA的CSI。接下来,本节将详细讨论信道模型,并构建优化问题。

(1)信道模型

如图2所示,考虑卫星 $s(s \in \mathcal{S})$ 和与其相关联的UT $i(i \in \mathcal{K})$ 之间的下行通信信道。不失一般性

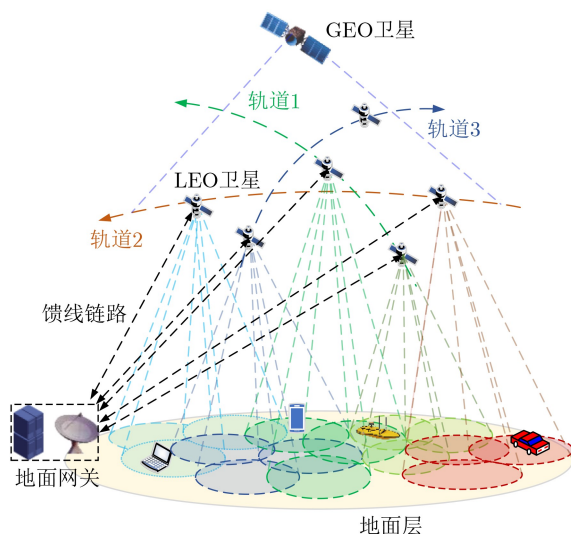


图1 密集LEO卫星辅助地面通信网络模型

的, 假设每颗卫星都部署了具有 $M = M_x M_y$ 个天线元素的UPA (M_x 和 M_y 都是偶数), 其中 M_x 和 M_y 分别表示 x 轴和 y 轴上的天线数^[9,16], 这些天线在 x 轴和 y 轴上以半波长均匀分布。如图2所示, 令 $\theta_{s,i}^l$ 和 $\varphi_{s,i}^l$ 分别表示LEO卫星 s 和UT i 之间第 l 条传播路径到UPA中心与 z 轴和 x 轴形成的角度。那么根据文献[9]和文献[17], 在时刻 t 和频率 f 上, LEO卫星 s 和UT i 之间的复基带下行链路空间信道响应向量可以表示为

$$\mathbf{h}_{s,i}(t, f) = \sum_{l=0}^{L_{s,i}-1} g_{s,i}^l e^{j2\pi(t v_{s,i}^l - f \tau_{s,i}^l)} \mathbf{a}_{s,i}^l(\theta_{s,i}^l, \varphi_{s,i}^l) \in \mathbb{C}^{M \times 1} \quad (1)$$

其中 $L_{s,i}$ 表示卫星 s 和UT i 之间的总的传播路径数目, 且 $l=0$ 表示视距(Line-of-Sight, LoS)分量, 其他的则为非视距(None LoS, NLoS)分量。 $g_{s,i}^l$, $v_{s,i}^l$, $\tau_{s,i}^l$ 和 $\mathbf{a}_{s,i}^l(\theta_{s,i}^l, \varphi_{s,i}^l)$ 分别表示卫星 s 和UT i 之间第 l 条路径的复数值信道增益、多普勒平移、无线传播时延和阵列导向向量。由于卫星与地面之间的远距离, LEO卫星和与其相关联的UT之间的相对位置在短时间内不会发生显著变化。因此, 可以假设物理信道参数 $L_{s,i}$, $g_{s,i}^l$, $v_{s,i}^l$ 和 $\tau_{s,i}^l$, 以及 $\mathbf{a}_{s,i}^l(\theta_{s,i}^l, \varphi_{s,i}^l)$ 在所关注的时间间隔内是恒定的。然而, 这些参数在长时间间隔内会发生变化, 需要对上述参数进行更新^[18]。下面对式(1)中的参数进行详细说明。

(a) 信道参数分析

首先, 对于多普勒频移 $v_{s,i}^l$, 它可以分解为由LEO卫星和UT的运动引起的两个独立的多普勒频移分量, 即 $S_{s,i}^l$ 和 $U_{s,i}^l$, 并且 $S_{s,i}^l$ 和 $U_{s,i}^l$ 相互独立^[19]。由于星地之间的远距离, 假设对于不同的传播路径 l , 多普勒频移 $S_{s,i}^l$ 可以认为是相同的。所以 $S_{s,i}^l$ 中的路径索引可以忽略, 即 $S_{s,i}^l = S_{s,i}$ 。但是, 由UT引起的多普勒频移 $U_{s,i}^l$ 仍然与传播路径有关。由于UT移动产生的多普勒频移是由散射特性决定的,

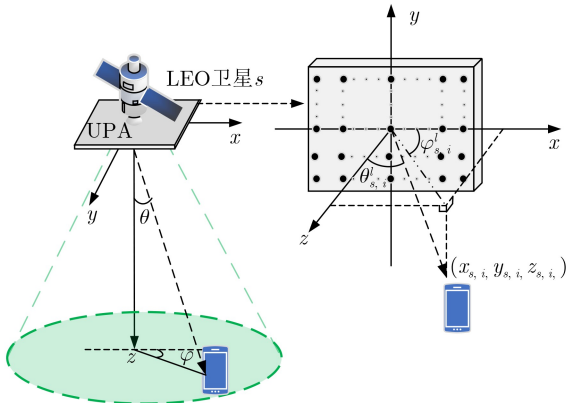


图2 卫星和UT的几何关系

因此UT的多普勒扩展可以建模为地面蜂窝通信中的多普勒扩展^[19]。其次, 卫星 s 和UT i 之间第 l 条路径的传播时延 $\tau_{s,i}^l$ 明显大于地面无线信道, 可以记 $\tau_{s,i}^{\min} = \min_l \{\tau_{s,i}^l\}$ 和 $\tau_{s,i}^{\max} = \max_l \{\tau_{s,i}^l\}$ 为所有可能路径中的最小和最大时延。根据文献[9], 卫星信道的时延扩展 $\tau_{s,i}^{\max} - \tau_{s,i}^{\min}$ 小于地面无线通信信道的时延扩展。为了简化表示, 卫星 s 和UT i 之间第 l 条路径的时延扩展可以表示为 $\tau_{s,i}^{u,l} = \tau_{s,i}^l - \tau_{s,i}^{\min}$ 。

(b) 阵列导向向量模型

此外, 式(1)中UPA的阵列导向向量 $\mathbf{a}_{s,i}^l(\theta_{s,i}^l, \varphi_{s,i}^l)$ 可以表示为 $\mathbf{a}_{s,i}^l(\theta_{s,i}^l, \varphi_{s,i}^l) = \mathbf{a}_{s,i}^{x,l}(\theta_{s,i}^l, \varphi_{s,i}^l) \otimes \mathbf{a}_{s,i}^{y,l}(\theta_{s,i}^l, \varphi_{s,i}^l)$ ^[9], 其中 \otimes 表示克罗内克积, 且 $\mathbf{a}_{s,i}^{x,l}(\theta_{s,i}^l, \varphi_{s,i}^l)$ 和 $\mathbf{a}_{s,i}^{y,l}(\theta_{s,i}^l, \varphi_{s,i}^l)$ 分别表示UPA上相对于 x 轴和 y 轴的阵列响应向量。阵列导向向量 $\mathbf{a}_{s,i}^{x,l}(\theta_{s,i}^l, \varphi_{s,i}^l)$ 和 $\mathbf{a}_{s,i}^{y,l}(\theta_{s,i}^l, \varphi_{s,i}^l)$ 可以分别表示为^[16]

$$\mathbf{a}_{s,i}^{x,l}(\theta_{s,i}^l, \varphi_{s,i}^l) = \begin{bmatrix} e^{-j\pi((M_x-1)/2) \sin \theta_{s,i}^l \cos \varphi_{s,i}^l}, \\ e^{-j\pi((M_x-3)/2) \sin \theta_{s,i}^l \cos \varphi_{s,i}^l}, \dots, \\ e^{+j\pi((M_x-1)/2) \sin \theta_{s,i}^l \cos \varphi_{s,i}^l} \end{bmatrix}^T, \quad (2)$$

$$\mathbf{a}_{s,i}^{y,l}(\theta_{s,i}^l, \varphi_{s,i}^l) = \begin{bmatrix} e^{-j\pi((M_y-1)/2) \sin \theta_{s,i}^l \sin \varphi_{s,i}^l}, \\ e^{-j\pi((M_y-3)/2) \sin \theta_{s,i}^l \sin \varphi_{s,i}^l}, \dots, \\ e^{+j\pi((M_y-1)/2) \sin \theta_{s,i}^l \sin \varphi_{s,i}^l} \end{bmatrix}^T. \quad (3)$$

值得注意的是, 卫星的高轨特点使与同一UT相关的所有传播路径的角度几乎相同^[9]。因此, 阵列导向向量可以按照LoS路径的角度进行简化, 即 $\theta_{s,i}^l = \theta_{s,i}^0$ 和 $\varphi_{s,i}^l = \varphi_{s,i}^0$ 。因此, 有 $\mathbf{a}_{s,i}^l(\theta_{s,i}^l, \varphi_{s,i}^l) = \mathbf{a}_{s,i}^0(\theta_{s,i}^0, \varphi_{s,i}^0)$ ($l=1, 2, \dots, L_{s,i}-1$)。根据上述建模与分析, 星地信道模型式(1)可以重写为

$$\mathbf{h}_{s,i}(t, f) = e^{j2\pi(t S_{s,i} - f \tau_{s,i}^{\min})} \mathbf{a}_{s,i}^0(\theta_{s,i}^0, \varphi_{s,i}^0) \cdot \sum_{l=0}^{L_{s,i}-1} g_{s,i}^l e^{j2\pi(t U_{s,i}^l - f \tau_{s,i}^{u,l})}. \quad (4)$$

(c) 信道增益建模

式(4)中信道增益 $g_{s,i}^l$ 可以表示为 $g_{s,i}^l = \sqrt{g(\theta_{s,i}^l, \varphi_{s,i}^l) \rho_{s,i}^l}$, 其中 $g(\theta_{s,i}^l, \varphi_{s,i}^l)$ 和 $\rho_{s,i}^l$ 分别表示阵列元素模式和路径损耗^[14]。卫星与地面通信中LoS分量的路径损耗可以表示为 $|\rho_{s,i}^0|^2 = 1/(4\beta^2((x_s - x_i)^2 + (y_s - y_i)^2 + (z_s - z_i)^2))$ ^[14], 其中 (x_s, y_s, z_s) 和 (x_i, y_i, z_i) 分别是卫星 s 和UT i 的坐标。此外, 其他多径分量的幅度 $|\rho_{s,i}^l|^2$ ($l \neq 0$) 通常比LoS分量的幅度 $|\rho_{s,i}^0|^2$ 低5到10 dB。为了表示方便, 定义 $\bar{g}(\theta_{s,i}^l, \varphi_{s,i}^l) = 10 \lg(g(\theta_{s,i}^l, \varphi_{s,i}^l))$ 为以dB为

单位的阵列元素模式^[20], 且 $\bar{g}(\theta_{s,i}^l, \varphi_{s,i}^l)$ 可以写为 $\bar{g}(\theta_{s,i}^l, \varphi_{s,i}^l) = g_{\max} - \min\{g_x(\varphi_{s,i}^l) + g_y(\theta_{s,i}^l), \text{SLL}\}$ 。其中, g_{\max} 表示天线的最大增益, $g_x(\varphi_{s,i}^l)$ 和 $g_y(\theta_{s,i}^l)$ 分别是天线在 x 平面和 y 平面上的相对增益模式, 并且 $g_x(\varphi_{s,i}^l)$ 和 $g_y(\theta_{s,i}^l)$ 可以分别表示为^[14]

$$g_x(\varphi_{s,i}^l) = \min \left\{ 12 \left(\frac{\arctan(\cot \theta_{s,i}^l / \cos \varphi_{s,i}^l)}{\varphi_{3 \text{ dB}}} \right)^2, \text{SLL} \right\} \quad (5)$$

$$g_y(\theta_{s,i}^l) = \min \left\{ 12 \left(\frac{\arctan(\tan \theta_{s,i}^l \sin \varphi_{s,i}^l)}{\theta_{3 \text{ dB}}} \right)^2, \text{SLL} \right\} \quad (6)$$

其中, $\varphi_{3 \text{ dB}}$ 和 $\theta_{3 \text{ dB}}$ 分别表示天线在 x 轴和 y 轴上的3 dB波束宽度, SLL(Side-Lobe Level)则是指天线模式中旁瓣的电平幅度。

(d) 信道不确定性模型

虽然上述信道模型可以在一定程度上反映星地无线信道状态, 但是由于星地的远距离以及无线电传播延迟, 要想获取完美CSI是非常困难的。因此, 可以假设信道中卫星与UT之间的AoA属于某个确定范围, 该范围可以表示为 $\Delta_{s,i} = \{\mathbf{h}_{s,i} | \theta_{s,i} \in [\theta_{s,i}^L, \theta_{s,i}^U], \varphi_{s,i} \in [\varphi_{s,i}^L, \varphi_{s,i}^U]\}$, 其中 $\theta_{s,i}^L$ 和 $\theta_{s,i}^U$ 分别表示垂直方向上AoA的下界和上界, 而 $\varphi_{s,i}^L$ 和 $\varphi_{s,i}^U$ 分别表示水平方向上AoA的下界和上界。值得注意的是, 该不确定性模型仅适用于LoS分量, 而不适用于非LoS分量^[14]。

(2) 信号模型

在图1的系统中, 每个UT仅与一个卫星建立连接, 因此可以用二进制变量 $a_{i,s} = \{0, 1\}$ 作为卫星 s 和UT i 之间的关联指示变量, $a_{i,s} = 1$ 表示UT i 与LEO卫星 s 关联, 而 $a_{i,s} = 0$ 则表示未关联。此外, 每个UT只能与一个LEO卫星建立关联, 即有约束条件 $\sum_{s=1}^{N_s} a_{i,s} = 1, \forall i \in \mathcal{K}$ 。另外, 假设卫星 s 所能关联的最大UT数量为 $N_{H,s}$, 即 $\sum_{i=1}^K a_{i,s} \leq N_{H,s}, \forall s \in \mathcal{S}$ 。根据分析, 当UT i 与卫星 s 关联时(记为UT (s, i)), UT (s, i) 的接收信号可以表示为

$$y_{s,i} = a_{i,s} \mathbf{h}_{s,i}^H \mathbf{w}_{s,i} x_{s,i} + a_{i,s} \underbrace{\sum_{j=1, j \neq k}^K \mathbf{h}_{s,i}^H \mathbf{w}_{s,j} x_{s,j}}_{\text{星内信号干扰}} + \underbrace{\sum_{m=1, m \neq s}^{N_s} \sum_{n=1}^{I_m} a_{n,m} \mathbf{h}_{m,i}^H \mathbf{w}_{m,n} x_{m,n}}_{\text{星间信号干扰}} + n_{s,i}, \quad (7)$$

其中, $\mathbf{w}_{s,i} \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ 是UT (s, i) 的发送波束赋形向量, 发送信号 $x_{s,i}$ 的期望满足 $\mathbb{E}[|x_{s,i}|^2] = 1$, 且当 $(s, i) \neq (m, n)$ 时, $\mathbb{E}[x_{s,i} x_{m,n}^*] = 0$ ($x_{m,n}^*$ 表示 $x_{m,n}$ 的复共轭)。 $n_{s,i}$ 是均值为0, 方差为 $\sigma_{s,i}^2$ 的加性高斯白噪声。

那么根据式(7), UT (s, i) 的可达速率可以写为

$$R_{s,i} = \log_2 \left(1 + \frac{a_{i,s} |\mathbf{h}_{s,i}^H \mathbf{w}_{s,i}|^2}{\sum_{(m,n) \neq (s,i)} a_{n,m} |\mathbf{h}_{m,i}^H \mathbf{w}_{m,n}|^2 + \sigma_{s,i}^2} \right) \quad (8)$$

(3) 问题描述

在通信系统中, 系统的和传输速率是衡量系统性能的重要指标^[21]。因此, 本文的目的是在信道不确定性的影响下, 最大化系统和速率, 并联合考虑卫星最大传输功率、卫星-UT关联, 以及卫星馈线链路容量约束。在数学上, 该问题可以表示为

$$\begin{aligned} & \max_{\{\mathbf{w}_{s,i}\}, \{a_{i,s}\}, \{\Delta_{s,i}\}} \min \sum_{s=1}^{N_s} \sum_{i=1}^K R_{s,i} \\ & \text{s.t. C1: } \sum_{i=1}^K a_{i,s} \|\mathbf{w}_{s,i}\|^2 \leq P_{\max,s}, \forall s \in \mathcal{S} \\ & \text{C2: } \sum_{i=1}^K R_{s,i} \leq B_s^{\text{lim}}, \forall s \in \mathcal{S} \\ & \text{C3: } \sum_{s=1}^{N_s} a_{i,s} = 1, \forall i \in \mathcal{K} \\ & \text{C4: } \sum_{i=1}^K a_{i,s} \leq N_{H,s}, \forall s \in \mathcal{S} \\ & \text{C5: } a_{i,s} = \{0, 1\}, \forall i \in \mathcal{K}, \forall s \in \mathcal{S} \end{aligned} \quad (9)$$

其中, $P_{\max,s}$ 表示卫星 s 的最大发送功率, B_s^{lim} 表示卫星 s 与GW之间的最大馈线链路容量。(C1)表示卫星 s 最大发射功率约束。式(C2)表示卫星 s 与GW之间的最大馈线链路容量约束。式(C3)–(C5)是UT与卫星关联的约束条件。值得注意的是, 由于变量的耦合和二进制关联变量, 上述优化问题是非凸的, 且通常是NP困难的^[10,12]。因此, 本文拟采用迭代优化方法对问题进行求解。

3 算法设计

首先, 优化问题式(9)中信道的不确定性导致目标函数处理困难。因此, 这里首先采用离散化方法将信道不确定部分 $\Delta_{s,i}$ 进行离散化, 以解决由于信道的不确定性造成问题求解的困难^[14]。根据 $\Delta_{s,i}$ 的表示式, 使用均匀离散的方法对垂直方向和水平方向上的角度进行离散化。离散化后的垂直和水平方向上的到达角可以分别表示为 $\theta_{s,i}^{(m)} = \theta_{s,i}^L +$

$l(m-1)\Delta\theta_{s,i}$, ($m=1, 2, \dots, M_1$) 和 $\varphi_{s,i}^{(n)} = \varphi_{s,i}^L + (n-1)\Delta\varphi_{s,i}$, ($n=1, 2, \dots, M_2$), 其中 $\theta_{s,i}^{(m)}$ 和 $\varphi_{s,i}^{(n)}$ 是信道向量 $\mathbf{h}_{s,i}^{m,n}$ 在LoS上的角度信息, 且 $M_1 \geq M_x$ 和 $M_2 \geq M_y$ 分别是在垂直角度 $\theta_{s,i}$ 和水平角度 $\varphi_{s,i}$ 上的采样数量。同时 $\Delta\theta_{s,i} = (\theta_{s,i}^U - \theta_{s,i}^L) / (M_1 - 1)$ 和 $\Delta\varphi_{s,i} = (\varphi_{s,i}^U - \varphi_{s,i}^L) / (M_2 - 1)$ 。根据上面的结果, 信道不确定性可以表示为一个由有限离散点的凸组合构成的凸包^[14], 因此 $\Delta_{s,i}$ 可以重新表示为

$$\Delta_{s,i} = \left\{ \mathbf{h}_{s,i} \left| \sum_{m=1}^{M_1} \sum_{n=1}^{M_2} \mu_{s,i}^{(m,n)} \mathbf{h}_{s,i}^{(m,n)}, \sum_{m=1}^{M_1} \sum_{n=1}^{M_2} \mu_{s,i}^{(m,n)} = 1 \right. \right\} \quad (10)$$

其中, $\mu_{s,i}^{(m,n)}$ 是 $\mathbf{h}_{s,i}^{(m,n)}$ 的权重系数。 $\mu_{s,i}^{(m,n)}$ 在满足鲁棒性的条件下可以设置为 $1/M_1 M_2$ ^[22]。

利用式(10)的结果, 信道向量 $\mathbf{h}_{s,i}$ 可以近似表示为 $\tilde{\mathbf{h}}_{s,i} = \sum_{m=1}^{M_1} \sum_{n=1}^{M_2} \mu_{s,i}^{(m,n)} \mathbf{h}_{s,i}^{(m,n)}$ 。根据这一结果, 问题式(9)中的 $\min_{\{\Delta_{s,i}\}}$ 运算就可以省略了。现在, 问题式(9)可以重新表示为

$$\begin{aligned} & \max_{\{\mathbf{w}_{s,i}\}, \{a_{i,s}\}} \sum_{s=1}^{N_s} \sum_{i=1}^K R_{s,i} \\ & \text{s.t. C1 - C5.} \end{aligned} \quad (11)$$

由于目标函数与约束条件(C2)的非凸性, 问题式(11)仍然是非凸的。接下来, 本文将原问题分解为卫星-UT关联与传输波束赋形两个子问题, 并通过迭代优化方法分别求解关联变量和波束赋形向量。

(1) 卫星-UT关联优化

这里首先给定波束赋形向量 $\{\mathbf{w}_{s,i}\}$, 然后对卫星-UT关联子问题进行求解。由于关联变量是二进制变量, 直接求解较为困难。因此, 这里先将关联变量松弛为 $[0, 1]$ 的连续值, 例如 $0 \leq a_{i,s} \leq 1$ 。对于非凸速率函数 $R_{s,i}$, 可以使用WMMSE方法进行处理。那么, 使用线性波束赋形方法, UT侧接收端的估计信号可以写为 $\hat{x}_{s,i} = v_{s,i}^* y_{s,i}$, 其中 $v_{s,i}$ 为UT (s, i) 的信号接收权重系数。假设不同UT的信号相互独立且与接收机的噪声相互独立, 那么UT (s, i) 的接收信号的最小均方误差值可以写为

$$\begin{aligned} e_{s,i} &= \mathbb{E}_{x,n} \left[(\hat{x}_{s,i} - x_{s,i})(\hat{x}_{s,i} - x_{s,i})^* \right] \\ &= \left(a_{i,s} v_{s,i}^* \tilde{\mathbf{h}}_{s,i}^H \mathbf{w}_{s,i} - 1 \right) \left(a_{i,s} v_{s,i}^* \tilde{\mathbf{h}}_{s,i}^H \mathbf{w}_{s,i} - 1 \right)^* \\ &\quad + \sum_{(m,n) \neq (s,i)} a_{n,m} v_{s,i}^* \tilde{\mathbf{h}}_{m,i}^H \mathbf{w}_{m,n} \mathbf{w}_{m,n}^H \tilde{\mathbf{h}}_{m,i} v_{s,i} \\ &\quad + \sigma_{s,i}^2 v_{s,i}^* v_{s,i}. \end{aligned} \quad (12)$$

根据文献[21], 速率函数 $R_{s,i}$ 可以等价转换为

$$R_{s,i} = \log_2(u_{s,i}) - u_{s,i} e_{s,i} + 1, \quad (13)$$

其中, $u_{s,i}$ 是一个正的辅助变量。为了获得这种等价转换, $v_{s,i}$ 和 $u_{s,i}$ 的最优解可以分别表示为 $v_{s,i}^{\text{opt}} = a_{i,s} \tilde{\mathbf{h}}_{s,i}^H \mathbf{w}_{s,i} \left(\sum_{m=1}^{N_s} \sum_{n=1}^K a_{n,m} \left| \tilde{\mathbf{h}}_{m,i}^H \mathbf{w}_{m,n} \right|^2 + \sigma_{s,i}^2 \right)^{-1}$ 和 $u_{s,i}^{\text{opt}} = (e_{s,i}^{\text{opt}})^{-1}$ 。 $e_{s,i}^{\text{opt}}$ 的值可以通过将 $v_{s,i}^{\text{opt}}$ 的表达式代入公式(12)得到, 那么 $e_{s,i}^{\text{opt}}$ 的表达式可以写为 $e_{s,i}^{\text{opt}} = 1 - a_{i,s} \left| \tilde{\mathbf{h}}_{s,i}^H \mathbf{w}_{s,i} \right|^2 \left(\sum_{m=1}^{N_s} \sum_{n=1}^K a_{n,m} \left| \tilde{\mathbf{h}}_{m,i}^H \mathbf{w}_{m,n} \right|^2 + \sigma_{s,i}^2 \right)^{-1}$ 。

根据上述分析, 将式(12)代入式(13), 那么 $R_{s,i}$ 可以重新表示为

$$\begin{aligned} \tilde{R}_{s,i} &= \log(u_{s,i}) - u_{s,i} \sum_{m=1}^{N_s} \sum_{n=1}^K a_{i,m} \left| v_{s,i}^* \tilde{\mathbf{h}}_{m,i}^H \mathbf{w}_{m,n} \right|^2 \\ &\quad + a_{i,s} u_{s,i} v_{s,i}^* \tilde{\mathbf{h}}_{s,i}^H \mathbf{w}_{s,i} + a_{i,s} u_{s,i} \mathbf{w}_{s,i}^H \tilde{\mathbf{h}}_{s,i} v_{s,i} \\ &\quad - u_{s,i} \sigma_{s,i}^2 v_{s,i}^* v_{s,i} - u_{s,i} + 1 \end{aligned} \quad (14)$$

可以看出, $\tilde{R}_{s,i}$ 是关于 $\{a_{i,s}\}$ 的仿射函数。因此, 卫星-UT关联子问题可以重新表示为

$$\begin{aligned} & \min_{\{a_{i,s}\}} \sum_{s=1}^{N_s} \sum_{i=1}^K -\tilde{R}_{s,i} \\ & \text{s.t. } \sum_{i=1}^K \tilde{R}_{s,i} \leq B_s^{\text{lim}}, \forall s \in \mathcal{S}, \\ & \quad 0 \leq a_{i,s} \leq 1 \end{aligned} \quad (15)$$

以及约束C1和约束C3-C4。现在, 问题式(15)相对于 $\{a_{i,s}\}$ 是凸的, 并且可以使用cvx工具中的内点法来求解。需要注意的是, 问题式(15)求解出来的关联变量是 $[0, 1]$ 的连续值, 还需要将连续值转换为0或1。这里将问题式(15)的求解结果存储在实数矩阵 $\mathbf{A} \in \mathbb{R}^{K \times S}$ 中, 且 $a_{i,s}$ 对应矩阵 \mathbf{A} 的第 i 行的第 s 列元素。对UT i ($i \in \mathcal{K}$), 首先找到 $\tilde{s} = \max \{a_{i,s}\}$, $s \in \mathcal{S}$, 若 $\sum_{n=1}^K a_{n,\tilde{s}} \leq N_{H,\tilde{s}}$, 则 \tilde{s} 即为关联卫星。否则, 去掉 $a_{i,\tilde{s}}$ 列的值, 在矩阵 \mathbf{A} 的第 i 行中找下一个最大的 $a_{i,s}$ 值再进行判断, 直到找到符合要求的卫星索引。

(2) 卫星-UT波束赋形优化

在给定关联变量 $\{a_{i,s}\}$ 后, 根据卫星与UT的关联关系, 速率函数 $\tilde{R}_{s,i}$ 可以重新表示为

$$\begin{aligned} \tilde{R}_{s,i} &= \log_2(u_{s,i}) - u_{s,i} \sum_{m \in \tilde{\mathcal{S}}} \sum_{n \in I_m} \left| v_{s,i}^* \tilde{\mathbf{h}}_{m,i}^H \mathbf{w}_{m,n} \right|^2 \\ &\quad + u_{s,i} v_{s,i}^* \tilde{\mathbf{h}}_{s,i}^H \mathbf{w}_{s,i} + u_{s,i} \mathbf{w}_{s,i}^H \tilde{\mathbf{h}}_{s,i} v_{s,i} \\ &\quad - u_{s,i} \sigma_{s,i}^2 v_{s,i}^* v_{s,i} - u_{s,i} + 1, \end{aligned} \quad (16)$$

其中, $\tilde{\mathcal{S}} = \left\{ s \in \mathcal{S} \mid \sum_{i=1}^K a_{i,s} \geq 1 \right\}$ 是具有关联用户的卫星集合, $\mathcal{I}_s = \{k \in \mathcal{K} \mid a_{k,s} = 1\}$ 是与卫星 s 关联的UT的集合。根据上面的结果, 在给定关联变量

的情况下, 卫星-UT波束赋形优化子问题可以重新表示为

$$\begin{aligned} & \max_{\{\mathbf{w}_{s,i}\}} \sum_{s \in \tilde{\mathcal{S}}} \sum_{i \in \mathcal{I}_s} \tilde{R}_{s,i} \\ & \text{s.t. A1: } \sum_{i \in \mathcal{I}_s} \|\mathbf{w}_{s,i}\|^2 \leq P_{\max,s}, \forall s \in \tilde{\mathcal{S}} \\ & \text{A2: } \sum_{i \in \mathcal{I}_s} \tilde{R}_{s,i} \leq B_s^{\text{lim}}, \forall s \in \tilde{\mathcal{S}} \end{aligned} \quad (17)$$

根据式(16), $\tilde{R}_{s,i}$ 关于 $\{\mathbf{w}_{s,i}\}$ 是一个凹函数。然而问题式(17)中, 约束条件A2是非凸的。在式(16)的基础上, 可以采用SCA方法来处理约束条件A2。因此, 这里采用1阶泰勒展开式来近似 $\tilde{R}_{s,i}$ 。定义 $f(\mathbf{w}_{m,n}) = \left| v_{s,i}^* \tilde{\mathbf{h}}_{m,i}^H \mathbf{w}_{m,n} \right|^2$, 那么该式的下界可以表示为

$$\begin{aligned} & f(\mathbf{w}_{m,n}, \mathbf{w}_{m,n}^{(j)}) \\ & = f(\mathbf{w}_{m,n}^{(j)}) + \text{Re} \left\{ \text{Tr} \left(\left(\nabla f(\mathbf{w}_{m,n}^{(j)}) \right)^H \right. \right. \\ & \quad \left. \left. \cdot (\mathbf{w}_{m,n} - \mathbf{w}_{m,n}^{(j)}) \right) \right\} \end{aligned} \quad (18)$$

其中, $\mathbf{w}_{s,i}^{(j)}$ 是UT (s,i) 第 j 次迭代的波束赋形向量。 $\nabla f(\mathbf{w}_{m,n}^{(j)})$ 为 $f(\mathbf{w}_{m,n})$ 对 $\mathbf{w}_{m,n}$ 的1阶导数, 其表示式为 $\nabla f(\mathbf{w}_{m,n}^{(j)}) = 2\tilde{\mathbf{h}}_{m,i} v_{s,i} v_{s,i}^* \tilde{\mathbf{h}}_{m,i}^H \mathbf{w}_{m,n}^{(j)}$ 。因此, $f(\mathbf{w}_{m,n}, \mathbf{w}_{m,n}^{(j)})$ 是关于 $\mathbf{w}_{m,n}$ 的仿射函数。那么, 式(16)中, $\tilde{R}_{s,i}$ 的上界可以表示为

$$\begin{aligned} \tilde{R}_{s,i}^U & = \log_2(u_{s,i}) - u_{s,i} \sum_{m \in \tilde{\mathcal{S}}} \sum_{n \in \mathcal{I}_m} f(\mathbf{w}_{m,n}, \mathbf{w}_{m,n}^{(j)}) \\ & \quad + u_{s,i} v_{s,i}^* \tilde{\mathbf{h}}_{s,i}^H \mathbf{w}_{s,i} + u_{s,i} \mathbf{w}_{s,i}^H \tilde{\mathbf{h}}_{s,i} v_{s,i} \\ & \quad - u_{s,i} \sigma_{s,i}^2 v_{s,i}^* v_{s,i} - u_{s,i} + 1. \end{aligned} \quad (19)$$

从式(19)可以看出, $\tilde{R}_{s,i}^U$ 关于变量 $\{\mathbf{w}_{s,i}\}$ 是凸的, 因此问题式(17)可以重新表示为

$$\begin{aligned} & \min_{\{\mathbf{w}_{s,i}\}} \sum_{s \in \tilde{\mathcal{S}}} \sum_{i \in \mathcal{I}_s} \tilde{R}_{s,i} \\ & \text{s.t. } \sum_{i \in \mathcal{I}_s} \tilde{R}_{s,i}^U \leq B_s^{\text{lim}}, \forall s \in \tilde{\mathcal{S}} \end{aligned} \quad (20)$$

和约束条件(A1)。很显然, 问题式(20)是一个凸问题, 也可以使用内点法来进行求解。

(3)提出的迭代优化算法

解决问题式(9)的整体算法如算法1所示。算法1的复杂度受到每一次迭代中求解关联变量和发送波束赋形向量的影响。在步骤4中, 更新相关变量的复杂度为 K 。在步骤5求解问题式(15)的过程中, 需要求解的变量数目为 KN_s , 因此其计算复杂度是 $\mathcal{O}((KN_s)^3)$ 。相似地, 步骤8中求解问题式(20)的变量数目为 $KN_s M$, 其计算复杂度为 $\mathcal{O}((KN_s M)^3)$ 。因此, 算法1的总复杂度为 $\mathcal{O}(L_0((KN_s)^3 + (KN_s M)^3 + K))$, 其中 L_0 是算法1的迭代次数, 且 $L_0 \leq N_{\max}$ 。

4 数值结果

本节给出数值结果以评估所提出的多LEO卫星鲁棒波束赋形方案的性能。不失一般性的, 假设有 $N_s = 4$ 颗LEO卫星覆盖所关注的区域, 用户数目为8。根据ITU-R的频谱规定, LEO卫星采用13 GHz频段与UT进行通信。假设AoA的不确定性是相同的, 即 $\Delta = \theta_{s,i}^L - \theta_{s,i}^U = \varphi_{s,i}^L - \varphi_{s,i}^U$, 且每颗卫星都部署了 4×4 的UPA。不失一般性, 卫星最大天线增益设为15 dB, 用户处在半径为10 km的圆内, 卫星馈线链路容量为100 Mbps, 可用带宽为5 MHz, 卫星轨道高度在200~220 km, 卫星移动速度为7.5 km/s, 用户的移动速度在60~120 km/h, 噪声功率为-174 dBm/Hz, NLoS链路数为5, 卫星最大接入用户数等于用户数。为了证明所提出的鲁棒波

算法1 求解问题式(9)的迭代优化算法

- 1: 初始化: 给定可行的波束赋形向量 $\{\mathbf{w}_{s,i}^{(0)}\}$ 和二进制关联值 $\{a_{i,s}^{(0)}\}$, 设置容差 $\epsilon > 0$, 迭代索引 $n = 0$, 最大迭代次数 N_{\max} 。
- 2: **repeat**
- 3: 根据式(10), 将不确定信道进行均匀离散化;
- 4: 给定 $\{\mathbf{w}_{s,i}^{(n)}\}$, 更新 $v_{s,i}^{\text{opt}}$, $u_{s,i}^{\text{opt}}$ 和 $e_{s,i}^{\text{opt}}$, 得到式(14)中的 $\tilde{R}_{s,i}$;
- 5: 给定 $\{\mathbf{w}_{s,i}^{(n)}\}$ 和 $\{a_{i,s}^{(n)}\}$, 利用内点法求解问题式(15)得到 $\{a_{i,s}^{(n+1)}\}$ 。
- 6: 给定 $\{a_{i,s}^{(n+1)}\}$, 得到式(16)中的 $\tilde{R}_{s,i}$;
- 7: 给定 $\{\mathbf{w}_{s,i}^{(n)}\}$ 和 $\{a_{i,s}^{(n+1)}\}$, 采用式(19), 得到 $\tilde{R}_{s,i}$ 的上界 $\tilde{R}_{s,i}^U$;
- 8: 给定 $\{\mathbf{w}_{s,i}^{(n)}\}$ 和 $\{a_{i,s}^{(n+1)}\}$, 利用内点法求解问题式(20)得到 $\{\mathbf{w}_{s,i}^{(n+1)}\}$ 。
- 9: 设置 $n = n + 1$ 。
- 10: **Until:** 目标函数式(9)收敛或者 $n = N_{\max}$ 。

束赋形方案的有效性和优越性，文中考虑以下方案进行性能对比：(1)本文提出的基于不完美AoA的CSI的鲁棒性波束赋形方案(记为Proposed-RBF方案)。(2)基于本文架构的具有完美CSI的传输方案(记为Proposed-PCSI方案)。(3)基于卫星频谱平均划分的方案，即每个卫星分配正交的相同宽度的频谱，并且在每颗卫星的覆盖范围内使用频谱复用(记为ESSD方案)^[7]。(4)基于频分多址的方案，即每个UT分配正交的频谱(记为FDMA方案)^[23]。

图3绘制了系统和速率与卫星最大发射功率 P_{\max} 之间的关系，且 $\Delta = 4^\circ$ 。如图所示，随着卫星发射功率预算的增加，所有传输方案的和速率也增加，因为更高的发射功率可以带来更好的接收信号质量。从图中可以明显看出，Proposed-PCSI方案的和速率最高，而Proposed-RBF方案的和速率低于Proposed-PCSI方案，因为AoA的不确定性会降低信道增益并影响和速率。此外，ESSD方案的和速率低于Proposed-RBF方案，因为ESSD方案仅采用卫星内频率复用，其频谱效率低于Proposed-RBF方案中的全频率复用。由于可用频谱在UT之间平均分配，FDMA方案的和速率最低。因此，本文方案可以提高频谱效率并增加通信速率。

图4绘制了系统和速率与卫星传输功率以及卫星馈线链路容量 B_s^{lim} 之间的关系，并且设定 $\Delta = 2^\circ$ 。从图中可以看出，系统和速率还受到 B_s^{lim} 的影响。当 B_s^{lim} 较小时，如 $B_s^{\text{lim}} = 2$ Mbps时，UT的传输速率受卫星馈线链路容量的约束，即使卫星的传输功率增加，UT的和速率也不会增长，而是维持在一定的值。而当卫星的 B_s^{lim} 增加时，系统和速率则快速增长，而且随着卫星传输功率的增加，系统和速率也在增长。另外，可以注意到，在给定卫星传输功率，当卫星馈线链路容量大于一定值时，如 $B_s^{\text{lim}} = 50$ Mbps时，即使再增加卫星馈线链路容量到100 Mbps时，系统和速率的增长也是有限的。因为，此时UT的传输速率增加接近饱和，UT的传

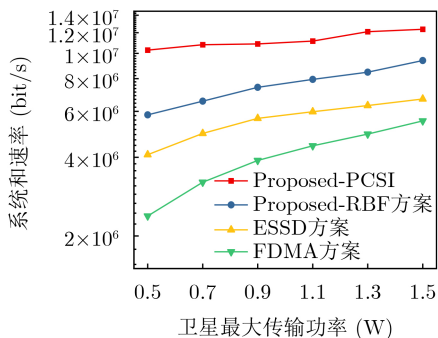


图3 系统和速率与卫星发射功率的关系

输速率几乎不受卫星馈线链路容量影响。因此，系统设计时就可以根据仿真结果分配卫星馈线链路容量以节省带宽资源。

图5绘制了系统和速率与AoA不确定性 Δ 之间的关系。图5中，Proposed-PCSI方案的和速率最高，因为它具有准确的AoA信息，且不受 Δ 的影响。其他3种传输方案的和速率均随 Δ 的增大而减小，因为它们的性能受到信道不确定性的影响。而且，随着 Δ 的增大，Proposed-PCSI方案与Proposed-RBF方案之间的性能差距也在扩大，这表明AoA不确定性对系统性能有显著影响。但是，Proposed-RBF方案的性能仍然优于ESSD方案和FDMA方案。值得注意的是，FDMA方案的性能下降幅度较小，因为FDMA方案中卫星使用单天线，由此产生的离散化信道变化比多天线情况要小，因此FDMA方案的性能随 Δ 的变化较小。

图6绘制了系统和速率与卫星天线数量的关系，并且设定 $\Delta = 2^\circ$ 。从图中可以看出，Proposed-PCSI, Proposed-RBF和ESSD方案的和速率均随着天线数量的增加而增加。因此，增加卫星天线数量可以有效地改善信道质量，并提高通信速率。此外，Proposed-PCSI方案的和速率最高，而由于信

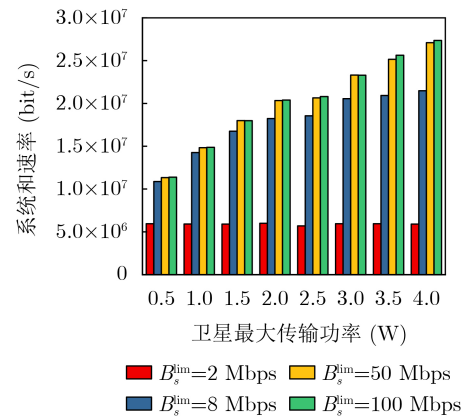


图4 系统和速率与卫星发射功率以及回程链路容量的关系

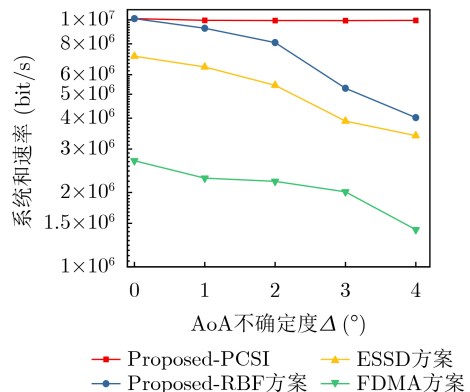


图5 系统和速率与AoA不确定性 Δ 的关系

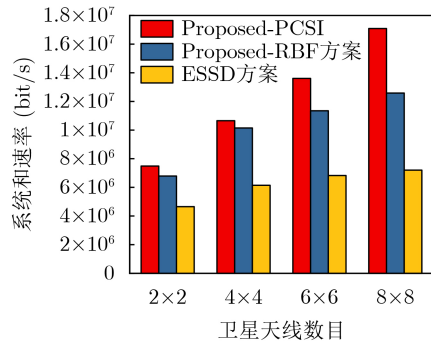


图6 系统和速率与卫星天线数量的关系

道不确定性, Proposed-RBF方案的和速率低于Proposed-PCSI。由于不存在星间频谱复用, ESSD方案的和速率最低。

5 结论

本文研究了密集卫星网络中的鲁棒波束赋形方法, 并提出多卫星全频复用方案以进一步改善频谱效率, 提高系统吞吐量。鉴于难以获得准确的CSI, 本文采用了基于角度信息的信道不确定性模型来反映非理想情况下的信道状况。随后, 提出了一个综合考虑卫星-UT关联和卫星发射波束赋形的系统和速率最大化问题, 以评估系统性能。为了解决非凸优化问题, 文中采用了WMMSE和SCA方法。仿真结果表明, 信道不确定性对系统性能有明显的负面影响, 且当信道不确定性较小时, 本文提出的鲁棒波束赋形设计与完美CSI情况下的性能差距较小。此外, 本文提出的多LEO卫星鲁棒波束赋形方案优于已有方案。

参考文献

- [1] ALSENWI M, LAGUNAS E, and CHATZINOTAS S. Robust beamforming for massive MIMO LEO satellite communications: A risk-aware learning framework[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2024, 73(5): 6560–6571. doi: [10.1109/TVT.2023.3338065](https://doi.org/10.1109/TVT.2023.3338065).
- [2] SU Yongtao, LIU Yaoqi, ZHOU Yiqing, et al. Broadband LEO satellite communications: Architectures and key technologies[J]. *IEEE Wireless Communications*, 2019, 26(2): 55–61. doi: [10.1109/MWC.2019.1800299](https://doi.org/10.1109/MWC.2019.1800299).
- [3] WITZE A. SpaceX launch highlights threat to astronomy from ‘megaconstellations’[J]. *Nature*, 2019, 575(7782): 268–269. doi: [10.1038/d41586-019-03446-y](https://doi.org/10.1038/d41586-019-03446-y).
- [4] DAHM J M. China C4ISR and counter-intervention[R]. 2024.
- [5] HEO J, SUNG S, LEE H, et al. MIMO satellite communication systems: A survey from the PHY layer perspective[J]. *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, 2023, 25(3): 1543–1570. doi: [10.1109/COMST.2023.3294873](https://doi.org/10.1109/COMST.2023.3294873).
- [6] 王朝炜, 庞明亮, 王粟, 等. 基于决策性能评估的多波束低地球轨道卫星网络资源分配算法[J]. *通信学报*, 2024, 45(7): 37–47. doi: [10.11959/j.issn.1000-436x.2024040](https://doi.org/10.11959/j.issn.1000-436x.2024040).
WANG Chaowei, PANG Mingliang, WANG Su, et al. Resource allocation algorithm for multi-beam LEO satellite based on decision performance evaluation[J]. *Journal on Communications*, 2024, 45(7): 37–47. doi: [10.11959/j.issn.1000-436x.2024040](https://doi.org/10.11959/j.issn.1000-436x.2024040).
- [7] VÁZQUEZ M Á, PÉREZ-NEIRA A, CHRISTOPOULOS D, et al. Precoding in multibeam satellite communications: Present and future challenges[J]. *IEEE Wireless Communications*, 2016, 23(6): 88–95. doi: [10.1109/MWC.2016.1500047WC](https://doi.org/10.1109/MWC.2016.1500047WC).
- [8] PEREZ-NEIRA A I, VAZQUEZ M A, SHANKAR M R B, et al. Signal processing for high-throughput satellites: Challenges in new interference-limited scenarios[J]. *IEEE Signal Processing Magazine*, 2019, 36(4): 112–131. doi: [10.1109/MSP.2019.2894391](https://doi.org/10.1109/MSP.2019.2894391).
- [9] YOU Li, LI Kexin, WANG Jiaheng, et al. Massive MIMO transmission for LEO satellite communications[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2020, 38(8): 1851–1865. doi: [10.1109/JSAC.2020.3000803](https://doi.org/10.1109/JSAC.2020.3000803).
- [10] DI Boya, ZHANG Hongliang, SONG Lingyang, et al. Ultra-dense LEO: Integrating terrestrial-satellite networks into 5G and beyond for data offloading[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2019, 18(1): 47–62. doi: [10.1109/TWC.2018.2875980](https://doi.org/10.1109/TWC.2018.2875980).
- [11] LIN Zhiyuan, NI Zuyao, KUANG Linling, et al. Multi-satellite beam hopping based on load balancing and interference avoidance for NGSO satellite communication systems[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2023, 71(1): 282–295. doi: [10.1109/TCOMM.2022.3226190](https://doi.org/10.1109/TCOMM.2022.3226190).
- [12] ZHANG Xuan, SUN Shu, TAO Meixia, et al. Multi-satellite cooperative networks: Joint hybrid beamforming and user scheduling design[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2024, 23(7): 7938–7952. doi: [10.1109/TWC.2023.3346463](https://doi.org/10.1109/TWC.2023.3346463).
- [13] HUANG Jing and SWINDLEHURST A L. Robust secure transmission in MISO channels based on worst-case optimization[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2012, 60(4): 1696–1707. doi: [10.1109/TSP.2011.2182344](https://doi.org/10.1109/TSP.2011.2182344).
- [14] LIN Zhi, LIN Min, HUANG Yongming, et al. Robust multi-objective beamforming for integrated satellite and high altitude platform network with imperfect channel state information[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2019, 67(24): 6384–6396. doi: [10.1109/TSP.2019.2952045](https://doi.org/10.1109/TSP.2019.2952045).
- [15] 吴翠先, 董焱恒, 徐勇军, 等. 基于不完美CSI的低轨卫星通信系统鲁棒资源分配算法[J]. *电子与信息学报*, 2024, 46(2): 671–679. doi: [10.11999/JEIT230086](https://doi.org/10.11999/JEIT230086).

- WU Cuixian, DONG Yiheng, XU Yongjun, *et al.* Robust resource allocation algorithm for low orbit satellite communication system based on imperfect CSI[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2024, 46(2): 671–679. doi: [10.11999/JEIT230086](https://doi.org/10.11999/JEIT230086).
- [16] LIN Min, LIN Zhi, ZHU Weiping, *et al.* Joint beamforming for secure communication in cognitive satellite terrestrial networks[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2018, 36(5): 1017–1029. doi: [10.1109/JSAC.2018.2832819](https://doi.org/10.1109/JSAC.2018.2832819).
- [17] 苏昭阳, 刘留, 艾渤, 等. 面向低轨卫星的星地信道模型综述[J]. *电子与信息学报*, 2024, 46(5): 1684–1702. doi: [10.11999/JEIT230941](https://doi.org/10.11999/JEIT230941).
- SU Zhaoyang, LIU Liu, AI Bo, *et al.* Survey of satellite-ground channel models for low earth orbit satellites[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2024, 46(5): 1684–1702. doi: [10.11999/JEIT230941](https://doi.org/10.11999/JEIT230941).
- [18] CLERCKX B and OESTGES C. MIMO Wireless Networks: Channels, Techniques and Standards for Multi-Antenna, Multi-User and Multi-Cell Systems[M]. 2nd ed. Amsterdam: Elsevier, 2013. doi: [10.1016/C2010-0-66925-2](https://doi.org/10.1016/C2010-0-66925-2).
- [19] FONTAN F P, VÁZQUEZ-CASTRO M, CABADO C E, *et al.* Statistical modeling of the LMS channel[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2001, 50(6): 1549–1567. doi: [10.1109/25.966585](https://doi.org/10.1109/25.966585).
- [20] ITU-R. ITU-R REPORT M. 2135 Guidelines for evaluation of radio interface technologies for IMT-Advanced[S]. Geneva: ITU-R, 2009.
- [21] SHI Qingjiang, RAZAVIYAYN M, LUO Zhiqian, *et al.* An iteratively weighted MMSE approach to distributed sum-utility maximization for a MIMO interfering broadcast channel[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2011, 59(9): 4331–4340. doi: [10.1109/TSP.2011.2147784](https://doi.org/10.1109/TSP.2011.2147784).
- [22] MA Shuai, HONG Mingyi, SONG Enbin, *et al.* Outage constrained robust secure transmission for MISO wiretap channels[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2014, 13(10): 5558–5570. doi: [10.1109/TWC.2014.2326415](https://doi.org/10.1109/TWC.2014.2326415).
- [23] CAO Xuelin, YANG Bo, SHEN Yulong, *et al.* Edge-assisted multi-layer offloading optimization of LEO satellite-terrestrial integrated networks[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2023, 41(2): 381–398. doi: [10.1109/JSAC.2022.3227032](https://doi.org/10.1109/JSAC.2022.3227032).
- 郑斌: 男, 高级工程师, 研究方向为基带芯片、卫星通信算法。
曾令昕: 男, 高级工程师, 研究方向为射频芯片、卫星通信算法。
黄辉: 女, 高级工程师, 研究方向为卫星通信算法、数字信号处理与实现。
王晓洪: 女, 高级工程师, 研究方向为卫星通信、卫星导航信号处理。
丁昌峰: 男, 讲师, 研究方向为卫星通信、边缘计算和通感一体化技术等。
王金元: 男, 副教授, 研究方向为可见光通信、无线通信资源优化等。

责任编辑: 陈倩

Robust Beamforming Method for Dense LEO Satellite Network Assisted Terrestrial Communication

ZHENG Bin^① ZENG Lingxin^① HUANG Hui^① WANG Xiaohong^①
DING Changfeng^② WANG Jinyuan^②

^①(China Satellite Network Exploration Co., Ltd., Chongqing 401123, China)

^②(School of Communications and Information Engineering, Nanjing University of Posts and Telecommunications, Nanjing 210003, China)

Abstract: A robust beamforming method based on imperfect Channel State Information (CSI) is proposed for dense Low-Earth Orbit (LEO) satellite network-assisted terrestrial wireless communication systems to enhance spectral efficiency. Specifically, in scenarios where multiple LEO satellites use full frequency reuse, a multi-LEO satellite downlink sum rate maximization problem is formulated, considering constraints on satellite transmit power, satellite-User Terminal (UT) association, and satellite feeder link capacity. To solve the optimization problem, it is decomposed into two subproblems: satellite-UT association and satellite transmit beamforming. Weighted minimum mean-squared error and successive convex approximation methods are then employed to address the non-convex challenges. Simulation results confirm that the proposed multi-satellite full frequency reuse scheme and robust beamforming design effectively improve system throughput, even under non-ideal channel conditions.

Objective As the LEO satellite constellation becomes denser, spectrum resources will become scarcer, and co-

channel interference among satellites will intensify. Therefore, transmission methods with higher spectrum efficiency are needed. To mitigate the effects of severe satellite-terrestrial wireless channels and enhance system throughput, multi-beam beamforming and phased-array antennas are employed in LEO satellites to achieve higher antenna gain. However, most existing studies assume perfect knowledge of CSI, which is often impractical. Therefore, considering the complex satellite-terrestrial channel conditions and channel estimation errors, a robust beamforming method is preferable. Under dense satellite constellations, the increasing number of satellites and the presence of inter-satellite co-channel interference make the design of robust transmission methods for multi-LEO satellite networks essential. Thus, this paper aims to investigate the design of an efficient robust beamforming method for dense LEO satellite networks under given channel uncertainty.

Methods To enable frequency reuse across multiple LEO satellites, this paper proposes a dense LEO satellite network architecture that incorporates a gateway or Geostationary Earth Orbit (GEO) satellite as the centralized controller. In this system architecture, multiple LEO satellites can reuse spectrum, thereby improving spectral efficiency. Additionally, a system sum-rate maximization problem is formulated, considering imperfect Angular-Of-Arrival (AoA) based CSI. The problem incorporates constraints on satellite-user association, multi-satellite downlink transmit beamforming, and satellite feeder link capacity.

Results and Discussions The simulation results show that the system sum-rate increases with the satellite transmit power budget, as higher transmit power improves received signal quality (Fig. 3). Additionally, the proposed robust beamforming method significantly enhances the system sum-rate compared to existing methods (Fig. 3). Furthermore, the results indicate that the communication rate of the UT is constrained by satellite feeder link capacity, and higher feeder link capacity leads to an increase in the system sum-rate (Fig. 4). However, the rate of increase in the system sum-rate slows once the satellite feeder link capacity exceeds a certain threshold. The results also reveal that larger AoA uncertainty reduces the system sum-rate, highlighting the significant impact of AoA uncertainty on system performance (Fig. 5). Lastly, increasing the number of antennas effectively improves channel quality and further increases the system sum-rate (Fig. 6).

Conclusions This paper investigates a robust beamforming method for dense LEO satellite networks and proposes a full frequency reuse scheme to enhance spectral efficiency and increase system throughput. Given the challenges in obtaining accurate CSI, an angular-information-based channel uncertainty model is adopted to reflect non-ideal channel conditions. A system sum-rate maximization problem is then formulated to evaluate system performance, considering satellite-UT association and satellite transmit beamforming. To address the non-convex optimization problem, the WMMSE and SCA methods are employed. Simulation results demonstrate that channel uncertainty significantly impacts system performance. When channel uncertainty is small, the performance gap between the proposed robust beamforming method and the ideal CSI case is minimal. Furthermore, the proposed multi-LEO satellite robust beamforming method outperforms other existing schemes.

Key words: Dense LEO satellites; MIMO; Robust beamforming; Frequency reuse