

## LEO卫星星座系统:基于CMAB的两阶段波束赋形方案

宋欣婷, 宋云超, 刘陈, 梁汇彬, 汪革

(南京邮电大学电子与光学工程学院、柔性电子(未来技术)学院, 江苏 南京 210023)

**摘要:** 针对频分双工(FDD, Frequency-division Duplex)大规模多输入多输出(MIMO, Multiple-input Multiple-output)低地球轨道(LEO, Low Earth Orbit)卫星星座的波束赋形设计问题, 提出了基于组合式多臂赌博机(CMAB, Combinatorial Multi-armed Bandit)的两阶段波束赋形(TSB, Two-stage Beamforming)方案。在第一阶段, 为克服信道状态信息(CSI, Channel State Information)估计的挑战并降低导频开销, 利用多臂赌博机(MAB, Multi-armed Bandit)无需CSI且可与环境交互以平衡探索和利用的特性, 将模拟波束赋形器设计问题转化为CMAB中的臂选择问题, 并采用线性上置信界(UCB, Upper Confidence Bound)策略将臂选择问题转化为0-1整数线性规划问题。在第二阶段, 鉴于瞬时CSI易过时, 利用历史采样接收信号设计数字多用户预编码器以减轻用户间干扰。所提方案实现了遗憾随时间呈对数增长, 仿真结果表明, 与现有的基于瞬时CSI的LEO卫星星座波束赋形方案相比, 所提方案具有更优越的平均有效和速率性能。

**关键词:** LEO 卫星; 大规模 MIMO; 两阶段波束赋形; 组合式多臂赌博机

**doi:** 10.11959/j.issn.2096-3750.XXXX.

## LEO satellite constellations: a two-stage beamforming scheme based on CMAB

SONG Xinting, SONG Yunchao, LIU Chen, LIANG Huibin, WANG Ge

College of Electronic and Optical Engineering and College of Flexible Electronics (Future Technology), Nanjing University of Posts and Telecommunications, Nanjing 210023, China

**Abstract:** For the beamforming design problem of frequency-division duplex (FDD) massive multiple-input multiple-output (MIMO) low earth orbit (LEO) satellite constellations, a two-stage beamforming (TSB) scheme based on combinatorial multi-armed bandit (CMAB) was proposed. In the first stage, to overcome the challenges of channel state information (CSI) estimation and reduce pilot overhead, multi-armed bandit (MAB) is employed, which does not require CSI and can interact with the environment to balance exploration and exploitation. The analog beamformer design problem is transformed into the arm selection problem in the CMAB, and the arm selection problem is further converted into a 0-1 integer linear programming problem using the Upper Confidence Bound (UCB) strategy. In the second stage, considering that instantaneous CSI can become outdated, a digital multi-user precoder is designed based on historically sampled received signals to alleviate inter-user interference. The proposed scheme achieves logarithmic regret growth over time. Simulation results show that, compared with existing instantaneous CSI-based beamforming schemes for LEO satellite constellations, the proposed scheme significantly outperforms in terms of average effective sum rate.

**Key words:** LEO satellite, massive multiple-input multiple-output, two-stage beamforming, combinatorial multi-armed bandit

## 0 引言

随着移动通信技术的快速发展, 6G时代即将到来, 并对通信技术提出了广域覆盖、低传播延迟、海量连接等要求<sup>[1]</sup>。在此背景下, 卫星通信系统凭借其相较于地面无线通信系统更为广阔的覆盖范围和提供无缝无线覆盖的能力, 逐渐成为应对全球通信需求增长的关键解决方案<sup>[2-3]</sup>。在众多卫星通信中, 低地球轨道 (LEO, Low Earth Orbit) 卫星通信系统由于其较低的传播延迟、较小的路径损耗和较低的部署成本, 展现出显著的优势<sup>[4-5]</sup>。LEO卫星能够为偏远地区以及受限于现有地面通信服务的用户终端 (UT, User Terminal) 提供高吞吐量的互联网接入, 在实现全球无缝无线覆盖和普及互联网服务方面具有重要潜力<sup>[6]</sup>。

多波束卫星通过点波束为UT提供服务, 在卫星通信系统中发挥着重要的作用。以往对多波束卫星预编码的研究, 通常假设卫星侧波束赋形网络是固定的或者缓慢变化的, 并不能够及时适应UT的链路条件<sup>[7]</sup>。为了克服这一局限性, 大规模多输入多输出 (MIMO, Multiple-input Multiple-output) 技术凭借其在空间域中有多个可用自由度的优势, 被引入到多波束卫星通信系统中<sup>[8-10]</sup>。通过在卫星处配备大量天线, 大规模MIMO技术使卫星能够产生大量动态波束, 实现更加灵活、通用的波束赋形网络, 满足UT的动态链路条件, 从而显著提升系统的频谱效率和能量效率<sup>[11-13]</sup>。大规模MIMO的性能很大程度上取决于发射端的信道状态信息 (CSI, Channel State Information)。现有的许多关于LEO卫星下行链路波束赋形网络的研究都假设发射端处具有完美的瞬时信道状态信息 (ICSI, Instantaneous Channel State Information)<sup>[14-16]</sup>。然而, 在实际的场景中, 由于显著的传播延迟和多普勒效应, 获取实时ICSI是具有挑战性甚至是不可行的<sup>[17]</sup>。相比之下, 统计信道状态信息 (SCSI, Statistical Channel State Information) 随时间变化缓慢, 其不变间隔远大于相干时间, 因此更容易被获取<sup>[18]</sup>。已有研究利用SCSI为大规模MIMO LEO卫星通信系统进行预编码设计。You等人开发了基于SCSI的下行预编码器和闭式上行接收器, 旨在分别最大化平均信号和泄露加噪声比以及最大化平均信号和干扰加噪声比<sup>[19]</sup>。文献[18]中的作者为了最大限度地提高大规

模MIMO LEO卫星通信系统的能源效率, 提出了基于SCSI的混合预编码。Li等人设计了使遍历和速率最大化的全数字预编码方法, 并证明了最优传输协方差矩阵的秩一特性<sup>[17]</sup>。然而, 在实践中, 统计CSI的获取仍然需要很大的开销。

未来LEO卫星朝着超密集部署的方向不断发展, 这一趋势使得多颗LEO卫星能够同时为UT提供服务, 从而显著提升服务的覆盖范围和质量<sup>[20-21]</sup>。SpaceX正在规划第二代星座的部署工作, 其目标是部署多达3万颗LEO卫星<sup>[22]</sup>。这一宏伟蓝图不仅揭示了LEO卫星星座在卫星数量上的激增, 而且预示着其在服务能力和网络架构方面的飞跃, 旨在为全球用户提供更广泛、更高效、更可靠的通信服务。在此背景下, Abdelsadek等人研究了基于分布式大规模MIMO LEO卫星网络的信道模型、网络管理和体系结构<sup>[23]</sup>。Zhang等人提出了多LEO卫星协同传输框架, 通过联合混合波束赋形和用户调度设计, 提升了系统的频谱效率<sup>[24]</sup>。文献[25]中的作者研究了多卫星通信系统中的联合波束赋形优化问题, 旨在通过集中式和分布式算法提高频谱效率和网络性能。Jalali等人提出了一种基于平均信道状态信息的下行波束赋形策略, 以减轻非地球静止轨道卫星系统对地球静止轨道系统的干扰, 同时确保非地球静止轨道用户的服务质量<sup>[26]</sup>。上述工作都是基于ICSI或SCSI的, 然而, 在实际应用场景中, 考虑到延迟等约束条件, 实时获取精确的ICSI是一项具有挑战性的任务, 并且获取SCSI需要较大的导频开销和时间成本。

在无线通信系统的设计与优化中, 减少开销是提升系统性能和可持续性的关键目标之一。强化学习 (RL, Reinforcement Learning) 作为一种自适应的决策优化方法, 通过与环境的交互, 能够逐步学习到最佳的策略, 以实现长期收益最大化<sup>[27]</sup>。作为强化学习的重要分支, 多臂赌博机 (MAB, Multi-armed Bandit) 能够与周围环境进行交互, 并且根据交互历史数据快速调整策略以在长期过程中最大化其累计奖励。MAB被广泛应用于解决探索与利用的平衡问题, 在信息有限的情况下, 它能够通过不断探索不同动作并根据反馈调整决策, 从而能够有效应对高维、复杂且不确定的优化任务<sup>[28]</sup>。MAB在无线通信领域具有广泛的应用, 涵盖了资源分配、信道选择、波束赋形等多个方面。在频分

双工 (FDD, Frequency-division Duplex) 大规模 MIMO 波束赋形问题中, 相较于传统方法需要大量开销获取 CSI 设计波束赋形矩阵, MAB 无需依赖完整的环境信息, 仅通过对候选波束的探索与利用, 就能实现波束赋形矩阵的设计, 从而不仅能够显著降低信道估计开销, 提升系统有效频谱效率 (ESE, Effective Spectral Efficiency), 还能逐步实现 CSI 采集<sup>[29]</sup>。因此, 基于 MAB 的强化学习方法因其较低开销和较强的适应性, 提升了无线通信网络的适应性和智能化, 在无线通信系统中的应用展现了巨大的潜力, 为系统优化提供了更为高效的解决方案。

鉴于上述问题, 本文针对大规模 MIMO LEO 卫星星座系统, 提出了基于组合式多臂赌博机 (CMAB, Combinatorial Multi-armed Bandit) 的两阶段波束赋形 (TSB, Two-stage Beamforming) 方案。本文的主要工作如下:

1) 本文提出了 FDD 大规模 MIMO LEO 卫星通信系统中基于 MAB 的 TSB 方案, 以降低导频开销并且提升系统 ESE。本文将第一阶段模拟波束赋形器设计问题建模为每颗 LEO 卫星的独立的 CMAB 问题。在该 CMAB 问题中, 目标为最大化所有 UTs 的接收能量, 其中, 将 LEO 卫星视为玩家, 将模拟波束赋形矩阵视为超级臂。由于 MAB 能够在长期过程平衡探索与利用, 所提方案无需依赖 CSI, 能够实现模拟波束赋形器设计和 SCS 的获取。在第二阶段, 本文基于历史时隙模拟波束赋形器设计阶段接收信号的采样均值对有效信道矩阵进行估计, 然后利用迫零 (ZF, Zero Forcing) 准则设计数字多用户预编码器来减缓用户间干扰。。

2) 在第一阶段提出线性上置信界 (UCB, Upper Confidence Bound) 策略解决所构建的 CMAB 问题。本文采用 UCB 策略选择超级臂, 并将超级臂的选择问题转化为线性整数 0-1 规划问题。此外, 本文还证明了遗憾随时间呈对数增长。在模拟波束赋形器设计阶段完成后, 有效信道矩阵的维度得以降低, 进一步优化了系统性能。

3) 仿真结果证实了本文提出的算法在具有良好的平均有效和速率 (AESR, Average Effective Sum Rate) 性能。与现有的基于 ICSI 的 LEO 卫星星座波束赋形方案对比, 验证了本文算法的有效性。

本文余下部分安排如下: 第一部分介绍系统模型和问题建模; 第二部分介绍基于 CMAB 的 TSB 方案, 并且给出了基于 CMAB 算法的期望遗憾证明; 第三部分介绍了仿真实验; 第四部分对本文作出总结。

本文中,  $\mathbf{C}^{M \times N}$  表示  $M \times N$  维的复空间,  $\mathbf{X}^{-1}$ ,  $\mathbf{X}^H, \mathbf{X}^T, \mathbf{X}^\dagger$  分别表示矩阵的逆, 共轭转置, 转置和伪逆。  $E$  表示数学期望,  $\otimes$  表示 Kronecker 积。

## 1 系统模型和问题建模

### 1.1 系统模型

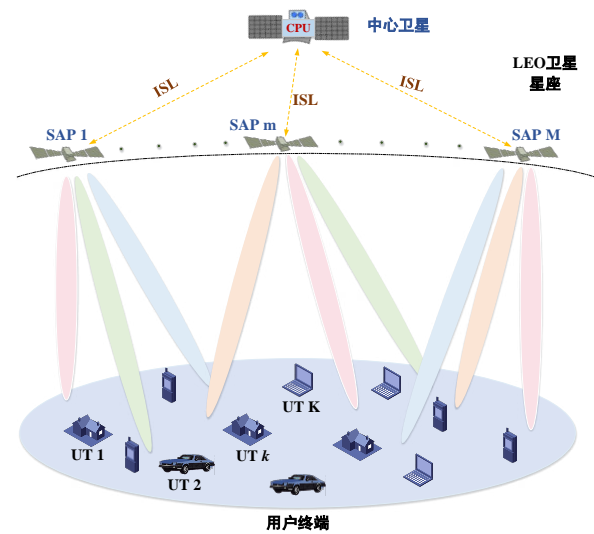


图1 LEO卫星星座通信系统

本文考虑一个由  $M$  颗 LEO 卫星组成的卫星星座系统, 该星座为  $K$  个单天线地面 UTs 提供服务。定义 LEO 卫星索引集合和 UT 索引集合分别为  $\mathcal{M} = \{1, 2, \dots, m, \dots, M\}$  和  $\mathcal{K} = \{1, 2, \dots, k, \dots, K\}$ 。系统采用正交频分复用和 FDD 传输方式, 其系统架构如图 1 所示。星座中每颗 LEO 卫星都是一个卫星接入点 (SAP, Satellite Access Point), 这些 SAP 通过星间链路 (ISL, Inter-satellite Link) 与中央处理单元 (CPU, Central Processing Unit) 连接。CPU 具备更强的计算能力, 可以被部署在中心卫星上。每个 SAP 都配备均匀平面阵列 (UPA, Uniform Planar Array), 该阵列由  $N_x$  和  $N_y$  个元素组成, 元素间距为半波长, 分别位于  $x$  轴和  $y$  轴上。定义  $N = N_x N_y$  和  $N_{RF}$  分别表示 SAP 配备的天线总数和射频 (RF, Radio-frequency) 链数。

本文采用多径模型表征 UT  $k$  和 SAP  $m$  之间的

下行链路 (DL, Downlink) 信道。在时间  $t$  与频率  $f$  时, UT  $k$  和 SAP  $m$  之间的 DL 复值基带信道响应表示为<sup>[19]</sup>

$$\mathbf{g}_{m,k}(t,f) = \sum_{l=0}^{L_k-1} \mathbf{g}_{m,k,l} \cdot \exp \{ j2\pi [tv_{m,k,l} - f\tau_{m,k,l}] \} \cdot \mathbf{v}_{m,k,l} \quad (1)$$

其中,  $j \triangleq \sqrt{-1}$ ,  $L_k$  为多径总数,  $\mathbf{g}_{m,k,l}$ ,  $\mathbf{v}_{m,k,l}$ ,  $\tau_{m,k,l}$  和  $\mathbf{v}_{m,k,l}$  分别表示与 UT  $k$  的路径  $l$  相关的复值增益、多普勒频移、传播延迟和 DL 阵列响应向量。UPA 响应向量  $\mathbf{v}_{m,k,l}$  可以表示为<sup>[30]</sup>

$$\mathbf{v}_{m,k,l} \triangleq \mathbf{v}_{m,k,l}^x \otimes \mathbf{v}_{m,k,l}^y = \mathbf{v}_x(\mathcal{G}_{m,k,l}^x) \otimes \mathbf{v}_y(\mathcal{G}_{m,k,l}^y) \in \mathbb{C}^{N \times 1} \quad (2)$$

其中, 对于  $d \in \{x, y\}$ , 向量  $\mathbf{v}_{m,k,l}^d$  表示相对于  $x$  轴或  $y$  轴的角度对应的阵列响应向量, 定义为

$$\begin{aligned} \mathbf{v}_{m,k,l}^d &\triangleq \mathbf{v}_d(\mathcal{G}_{m,k,l}^d) \\ &= \frac{1}{\sqrt{N_d}} \left[ 1 \exp \{ -j\pi \mathcal{G}_{m,k,l}^d \} \cdots \right. \\ &\quad \left. \exp \{ -j\pi (N_d - 1) \mathcal{G}_{m,k,l}^d \} \right] \in \mathbb{C}^{N_d \times 1} \end{aligned} \quad (3)$$

其中,  $\mathcal{G}_{m,k,l}^x$  和  $\mathcal{G}_{m,k,l}^y$  是和物理角有关的参数, 即  $\mathcal{G}_{m,k,l}^x = \sin(\theta_{m,k,l}^y) \cos(\theta_{m,k,l}^x)$ ,  $\mathcal{G}_{m,k,l}^y = \cos(\theta_{m,k,l}^y)$ , 并且,  $\theta_{m,k,l}^x$  和  $\theta_{m,k,l}^y$  分别表示与 UT  $k$  的路径  $l$  相关的  $x$  轴和  $y$  轴的夹角。由于卫星通信信道的特性, 同一 UT 相关的所有传播路径的角度几乎相同, 即  $\mathbf{v}_{m,k,l} = \mathbf{v}_{m,k}$ 。

考虑到 LEO 卫星的轨道高度较高, 本文假设由 LEO 卫星运动引起的多普勒频移对于同一 UT 的不同传播路径是相同的, 即  $v_{m,k,l}^{sat} = v_{m,k}^{sat}$ 。由于 SAP 和 UT 之间的距离较远, 与 UT  $k$  的路径  $l$  相关的传播延迟  $\tau_{m,k,l}$  显著高于地面无线信道中的传播延迟。定义  $\tau_{m,k}^{min} = \min_l \{ \tau_{m,k,l} \}$  和  $\tau_{m,k}^{max} = \max_l \{ \tau_{m,k,l} \}$  分别表示 UT  $k$  的传播延迟的最小值和最大值。因此, LEO 卫星信道的延迟扩展为  $\tau_{m,k}^{max} - \tau_{m,k}^{min}$ 。

根据上述模型, 式(1)描述的信道响应可以重新表示为

$$\mathbf{g}_{m,k}(t,f) = \mathbf{g}_{m,k} \cdot (t,f) \exp \{ j2\pi \cdot [tv_{m,k}^{sat} - f\tau_{m,k}^{min}] \} \mathbf{v}_{m,k} \quad (4)$$

其中,  $\mathbf{g}_{m,k}(t,f)$  表示 UT  $k$  和 SAP  $m$  的 DL 信道增益

$$\begin{aligned} \mathbf{g}_{m,k}(t,f) &\triangleq \sum_{l=0}^{L_k-1} \mathbf{g}_{m,k,l} \cdot \exp \left\{ j2\pi \left[ t(v_{m,k,l} - v_{m,k}^{sat}) - f(\tau_{m,k,l} - \tau_{m,k}^{min}) \right] \right\} \\ &= \sum_{l=0}^{L_k-1} \mathbf{g}_{m,k,l} \cdot \exp \left\{ j2\pi [tv_{m,k,l}^{ut} - f\tau_{m,k,l}^{ut}] \right\} \end{aligned} \quad (5)$$

本文将  $\mathbf{g}_{m,k}(t,f)$  建模为服从莱斯因子为  $\kappa_{m,k}$  并且功率为  $E[\mathbf{g}_{m,k}(t,f)^2] = \gamma_{m,k}$  的莱斯衰落分布。根据文献[31],  $\mathbf{g}_{m,k}(t,f)$  的实部和虚部独立同分布于  $\mathcal{N}(\sqrt{\kappa_{m,k}\gamma_{m,k}/2(\kappa_{m,k}+1)}, \gamma_{m,k}/2(\kappa_{m,k}+1))$ 。

因此, UT  $k$  和 SAP  $m$  的 DL 信道向量表示为

$$\mathbf{h}_{m,k}(t,f) = \mathbf{g}_{m,k}(t,f) \mathbf{v}_{m,k} \quad (6)$$

信道参数  $H = \{\gamma_{m,k}, \kappa_{m,k}, \mathbf{v}_{m,k}\}$  与工作频带、实际链路条件等因素相关。在本文中, 假定在时间区间  $T$  内, SAP 和 UT 在一定范围内运动, 即信道参数  $H$  可以认为几乎保持不变。该时间区间被划分为多个时隙, 每个时隙的 ICSI 是动态变化的。

由于器件复杂性和发射功率所导致的星载 RF 链的限制, 传统的全数字波束赋形方法在大规模系统中可能面临较高的计算和能耗负担。为此, 模拟与数字混合波束赋形成为一种具有前景的解决方案, 它能够在硬件约束下有效平衡性能与资源消耗<sup>[24]</sup>。为了简化系统设计, 本文假设每个 SAP 服务的 UT 数量与可用的 RF 链数量相等。为了提高系统的灵活性和通信质量, 本文在每个时隙采用 TSB 方案进行通信。具体来说, 时隙  $t$  时, 在 TSB 方案的第一阶段, 于每个 SAP 处设计模拟波束赋形器  $\mathbf{F}_m^{\text{RF}}(t) \in \mathbb{C}^{N \times N_{\text{RF}}}$ , 它能够自适应地调整移相器以控制波束方向。在 TSB 方案的第二阶段, 于 CPU 处设计数字多用户预编码器  $\mathbf{F}^{\text{BB}}(t) \in \mathbb{C}^{K \times MN_{\text{RF}}}$ 。因此, 在时隙  $t$ , UT  $k$  的接收信号为

$$\begin{aligned} y_k(t) &= \sum_{m=1}^M \mathbf{h}_{m,k}^H(t) \mathbf{F}_m^{\text{RF}}(t) \mathbf{f}_{m,k}^{\text{BB}}(t) s_k(t) \\ &\quad + \sum_{l=1, l \neq k}^K \sum_{m=1}^M \mathbf{h}_{i,k}^H(t) \mathbf{F}_m^{\text{RF}}(t) \mathbf{f}_{m,l}^{\text{BB}}(t) s_l(t) + z_k(t) \end{aligned} \quad (7)$$

其中,  $\mathbf{f}_{m,k}^{\text{BB}}(t) \in \mathbf{F}^{\text{BB}}(t)$ ,  $s_k$  为传输给 UT  $k$  的基带信号,  $z_k \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_k^2)$  为加性高斯白噪声。

在时隙  $t$ , UT  $k$  的信号与干扰加噪声比 (SINR, Signal-to-interference-plus-noise Ratio) 可以表示为

$$SINR_k(t) = \frac{\left| \sum_{m=1}^M \mathbf{h}_{m,k}^H(t) \mathbf{F}_m^{\text{RF}}(t) \mathbf{f}_{m,k}^{\text{BB}}(t) \right|^2}{\sum_{l \neq k}^K \left| \sum_{m=1}^M \mathbf{h}_{m,l}^H(t) \mathbf{F}_m^{\text{RF}}(t) \mathbf{f}_{m,l}^{\text{BB}}(t) \right|^2 + \frac{\sigma_k^2}{q_k}} \quad (8)$$

其中,  $q_k$  表示分配给 UT  $k$  的发射功率。然后, 在时隙  $t$ , UT  $k$  的 ESE 可以计算为

$$R_k(t) = \left( 1 - \frac{\mu}{T_c} \right) \log_2(1 + SINR_k(t)) \quad (9)$$

其中,  $T_c$  和  $\mu$  分别表示每个时隙中的符号数和最小正交导频数。

## 1.2 问题建模

根据以上的系统建模, 本文的目标是在有限的卫星资源下, 设计 TSB 方案, 最大化  $T$  个时隙的 AESR。优化问题描述为

$$\begin{aligned} \mathcal{P}1: \quad & \max \frac{1}{T} \sum_{t=1}^T \sum_{k=1}^K R_k(t) \\ \text{s.t.} \quad & \text{col}(\mathbf{F}_m^{\text{RF}}(t)) = N_{\text{RF}}, \quad \forall m \end{aligned} \quad (10)$$

其中,  $\text{col}(\cdot)$  表示列数。约束来源于有限的 RF 链数量的限制。

在 FDD 传输模式下, SAP 可以通过接收 UTs 的反馈来获得 DL CSI。然而, 在实际应用中, 由于 SAP 与 UT 之间存在着较大的传播延迟以及 SAP 和 UT 的高移动性, 获取精确 ICSI 变得极具挑战性<sup>[17]</sup>。相较而言, SCSI 的变化速度较慢, 但获取 SCSI 需要较大的导频开销和时间成本。为了克服 CSI 估计带来的挑战并降低导频开销, 考虑到基于 MAB 的强化学习方法无需 CSI, 能够通过与环境交互, 在较低的训练开销下实现较高的性能指标, 本文将基于 MAB 的算法引入到大规模 MIMO LEO 卫星通信系统的波束赋形器设计中。该方法无须获取 CSI, 而是通过训练获得接收能量并选择波束, 从而提高系统的 AESR。图 2 展示了本文提出的 TSB 方案架构。在每个时隙中, 首先将模拟波束赋形器设计问题转化为 CMAB 问题, 然后采用线性 UCB 策略设计模拟波束赋形器。随后, SAP 向 UTs 发送导频信号, 并接收来自 UTs 的上行反馈。最后, 基于有效信道信息, 在 CPU 上进行数字多用户预编码器设计, 从而实现高效的波束赋形和信号传输。

## 2 基于 CMAB 的 TSB 方案

为了解决问题  $\mathcal{P}1$ , 本文采用基于 CMAB 的 TSB 方案: 在第一阶段, 以最大化所有用户接收能

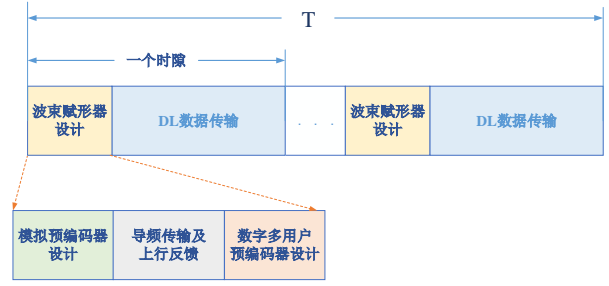


图2 两阶段波束赋形器设计架构

量为目标, 将基于码本的模拟波束赋形器设计问题转化为 CMAB 问题, 然后采用线性 UCB 策略设计模拟波束赋形器; 在第二阶段, 为了减轻用户间干扰, 本文利用过往时隙获得的有效信道信息, 在 CPU 处设计多用户预编码器。

### 2.1 模拟波束赋形器设计

由于信道具有强方向性, 每个 UT 的可达速率在很大程度上取决于波束赋形增益。这是因为波束赋形器经设计后能够精准控制信号的传播方向, 从而有效缓解通信中的干扰问题。基于此, 本节旨在每个 SAP 上共同设计模拟波束赋形器, 以实现接收能量的最大化。为了达到这一目标, 波束赋形器的设计将基于一个预定义的离散傅里叶变换 (DFT, Discrete Fourier Transform) 码本  $\mathcal{D}$ <sup>[32]</sup>

$$\begin{aligned} \mathcal{D} = \{ \mathbf{d}_n = \mathbf{v}(a, b) | a = -1, -1 + 2/N_a, \dots, (N_a - 2)/N_a; \\ b = -1, -1 + 2/N_b, \dots, (N_b - 2)/N_b; n = 1, 2, \dots, N \} \end{aligned} \quad (11)$$

其中,  $\mathbf{v}(a, b) = \mathbf{v}(a) \otimes \mathbf{v}(b)$ 。因此, 模拟波束赋形器设计的实现问题转化为一个目标函数, 即在  $T$  个时隙内最大化平均接收能量, 其形式为

$$\begin{aligned} \mathcal{P}2: \quad & \max \frac{1}{T} \sum_{t=1}^T \sum_{m=1}^M \sum_{k=1}^K \left| \mathbf{h}_{m,k}^H(t) \mathbf{d}_{m,k}^{\text{RF}}(t) \right|^2 \\ \text{s.t.} \quad & \mathbf{d}_{m,k}^{\text{RF}}(t) \in \mathcal{D}, \forall k \end{aligned} \quad (12)$$

其中,  $\mathbf{d}_{m,k}^{\text{RF}}(t)$  为从 SAP  $m$  到 UT  $k$  的波束赋形向量。为了进一步优化目标函数, 通过交换求和阶数, 可以将  $\mathcal{P}2$  的目标函数改写为

$$\sum_{m=1}^M \sum_{t=1}^T \sum_{k=1}^K \frac{1}{T} \left| \mathbf{h}_{m,k}^H(t) \mathbf{d}_{m,k}^{\text{RF}}(t) \right|^2 \quad (13)$$

因此, 所有 UT 接收能量最大化问题能够等效地分解成  $M$  个独立的子问题, 其中每个子问题代表在每个 SAP 下, 实现  $T$  个时隙平均接收能量的最大化。具体而言, 第  $m$  个子问题可以表述为

$$\begin{aligned} P2 - m: \max & \frac{1}{T} \sum_{t=1}^T \sum_{k=1}^K \left| \mathbf{h}_{m,k}^H(t) \mathbf{d}_{m,k}^{\text{RF}}(t) \right|^2 \\ \text{s.t.} & \mathbf{d}_{m,k}^{\text{RF}}(t) \in \mathcal{D}, \forall k \end{aligned} \quad (14)$$

问题  $P2 - m$  的求解依赖于 DL 信道向量  $\mathbf{h}_{m,k}(t)$  的相关知识。然而，在实际的 LEO 卫星通信系统中，信道向量  $\mathbf{h}_{m,k}(t)$  的精确估计极具挑战性，这主要是由于 ICSI 估计的不准确性以及由此产生的频谱资源开销。为了有效应对该挑战，鉴于基于 MAB 的强化学习方法能在未知 CSI 的前提下，通过与环境交互实现边决策边学习的独特机制，从而在较低的训练开销下实现较高的性能指标，本文采用基于 MAB 的算法来设计模拟波束赋形器<sup>[28]</sup>。

由于在  $P2 - m$  中，需要多个 DFT 向量组成模拟波束赋形矩阵，因此，问题  $P2 - m$  是一个 CMAB 问题<sup>[33]</sup>，其中将 SAP  $m$  作为玩家，将每个 DFT 向量作为基础臂。定义 DFT 向量  $\mathbf{d}_1, \mathbf{d}_2, \dots, \mathbf{d}_N$  为基础臂，标记为 1 到  $N$ 。超级臂  $A_{m,a(t)}$  =  $[a_1, a_2, \dots, a_K]$  由基础臂  $a_n, n = 1, 2, \dots, N$  组成，其中  $a_n \in \{1, 2, \dots, N\}$ 。给定超级臂  $A_{m,a(t)}$ ，模拟波束赋形矩阵为  $\mathbf{F}_{m,A_{m,a(t)}}^{\text{RF}} = [\mathbf{d}_{a_1}, \mathbf{d}_{a_2}, \dots, \mathbf{d}_{a_K}]$ 。在时隙  $t$ ，SAP  $m$  选择超级臂  $A_{m,a(t)}$  后，向  $K$  个 UT 发送正交导频  $\Phi_{m,k} \in \mathbb{C}^{N_{\text{RF}} \times K}$ ，则 UT  $k$  的接收信号为

$$\mathbf{y}_{m,k}(t) = \mathbf{h}_{m,k}^H(t) \mathbf{F}_{m,A_{m,a(t)}}^{\text{RF}} \Phi_{m,k} + \mathbf{z}_{m,k}(t) \quad (15)$$

将式(15)右乘  $\Phi_{m,k}^H$ ，得到

$$\mathbf{y}_{m,k}(t) \Phi_{m,k}^H = \mathbf{h}_{m,k}^H(t) \mathbf{F}_{m,A_{m,a(t)}}^{\text{RF}} + \mathbf{z}_{m,k}(t) \Phi_{m,k}^H \quad (16)$$

若超级臂  $A_{m,a(t)}$  包含基础臂  $\mathbf{d}_n$ ，则

$$\bar{\mathbf{y}}_{m,k,n}(t) = \bar{\mathbf{h}}_{m,k,n}(t) + \bar{\mathbf{z}}_{m,k,n}(t) \quad (17)$$

其中， $\bar{\mathbf{h}}_{m,k,n}(t) = \mathbf{h}_{m,k}^H(t) \mathbf{d}_n$ ， $\bar{\mathbf{y}}_{m,k,n}(t)$  和  $\bar{\mathbf{z}}_{m,k,n}(t)$  分别表示  $\mathbf{y}_{m,k}(t) \Phi_{m,k}^H$  和  $\mathbf{z}_{m,k}(t) \Phi_{m,k}^H$  中对应于  $\mathbf{d}_n$  的元素。由于 UT  $k$  关于 DFT 向量  $\mathbf{d}_n$  的接收能量为  $p_{m,k,n} = E\left(\left|\mathbf{h}_{m,k}^H \mathbf{d}_n\right|^2\right)$ ，本文将  $\bar{\mathbf{y}}_{m,k,n}^2(t)$  作为 SAP  $m$  选择基础臂  $\mathbf{d}_n$  的奖励。因此，第  $n$  个基础臂的奖励为  $R_{m,n}(t) = \left\| \mathbf{H}_m^H(t) \mathbf{d}_n \right\|_2^2 = \sum_{k=1}^K \bar{\mathbf{y}}_{m,k,n}^2(t)$ ，其中， $\mathbf{H}_m(t) = [\mathbf{h}_{m,1}(t), \mathbf{h}_{m,2}(t), \dots, \mathbf{h}_{m,K}(t)]$ 。从而，超级臂  $A_{m,a(t)}$  的奖励为

$$\begin{aligned} R_{m,A_{m,a(t)}}(t) &= \left\| \mathbf{H}_m^H(t) \mathbf{F}_{m,A_{m,a(t)}}^{\text{RF}} \right\|_F^2 \\ &= \sum_{n \in A_{m,a(t)}} R_{m,n}(t) \end{aligned} \quad (18)$$

由于超级臂  $A_{m,a(t)}$  的奖励是该时隙选择的基础臂的奖励的线性组合，本文采用线性 UCB 策略来选择每个时隙的超级臂。在线性 UCB 策略中，为  $N$  个基础臂设置了  $N$  个 UCB 值。具体来说，在时隙  $t$ ，基础臂  $n$  已被 SAP  $m$  选择了  $r_{m,n}(t-1)$  次，并且获取了关于选择基础臂  $n$  获得的奖励的经验平均值  $\bar{R}_{m,n}(t-1) = \frac{\bar{R}_{m,n}(t-2)r_{m,n}(t-2) + R_{m,n}(t-1)}{r_{m,n}(t-2) + 1}$ 。考虑到奖励遵循卡方分布，定义基础臂  $n$  的 UCB 值为

$$u_n(t-1) = \begin{cases} \bar{R}_{m,n}(t-1) + \bar{c}_p \max \left\{ \frac{16(N+1)\ln t}{r_{m,n}(t-1)}, \right. \\ \left. \sqrt{\frac{8K(N+1)\ln t}{r_{m,n}(t-1)}} \right\}, r_{m,n}(t-1) \neq 0 \\ \infty, r_{m,n}(t-1) = 0 \end{cases} \quad (19)$$

其中， $\bar{c}_p$  为满足  $\bar{c}_p \geq 2\delta_k \sqrt{1 + \mu_{k,1}^2 + \mu_{k,2}^2}$  的任意常数。

在每个时隙，定义一个指示向量  $\omega$  来表征基础臂是否被选择， $\omega_n = 1$  表示选择了第  $n$  个基础臂， $\omega_n = 0$  表示没有选择第  $n$  个基础臂。令  $\mathbf{u} = [u_1(t), u_2(t), \dots, u_N(t)]^T$ ，则最大化 UCB 值的问题可以表述为

$$\begin{aligned} P3: \max & \mathbf{u}^H \omega \\ \text{s.t.} & \mathbf{e}^T \omega = K \end{aligned} \quad (20)$$

其中， $\mathbf{e} = [1, 1, \dots, 1]^T \in \mathbb{N}^{N \times 1}$ 。问题  $P3$  是线性 0-1 整数规划问题。

定理 1 基于 CMAB 算法的期望遗憾为  $O(\ln t)$ 。

证明详见附录 1。

## 2.2 数字多用户预编码器设计

在完成了各个 SAP 模拟波束赋形器的设计之后，进入 TSB 的第二阶段。此阶段将在 CPU 处设计基于有效信道的基带数字多用户预编码器，旨在降低用户间的干扰，并以此提升系统的 AESR。

由于精确的 ICSI 难以获取，并且考虑到每个时隙的 ICSI 是动态变化的，即使获取了 ICSI，其信息也是过时的。因此，本文对历史时隙获取的信道信息进行采样平均，得到估计的 UT  $k$  的有效基带信道  $\tilde{\mathbf{h}}_k^{\text{eff}}(t)$ 。具体来说，在时隙  $t$ ，经历了模拟波束赋形器的设计之后，观察到模拟波束赋形向量  $\mathbf{d}_n$  被选择了  $r_{m,n}(t)$  次，则由式(17)可得 UT  $k$  关于模拟波束赋形向量  $\mathbf{d}_n$  在  $r_{m,n}(t)$  个时隙的接收信号向量

$\bar{\mathbf{y}}_{m,k,n}(t) = [\bar{y}_{m,k,n}(1), \dots, \bar{y}_{m,k,n}(r_{m,n}(t))]$ 。本文将 $r_{m,n}(t)$ 个时隙得到的接收信号均值作为SAP  $m$  下UT  $k$  针对模拟波束赋形向量 $\mathbf{d}_n$ 的有效信道的表征，即

$$\tilde{\mathbf{h}}_{m,k,n}^{\text{eff}}(t) = \frac{(\bar{y}_{m,k,n}(1) + \dots + \bar{y}_{m,k,n}(r_{m,n}(t)))}{r_{m,n}(t)} \quad (21)$$

因此，在时隙 $t$ ，估计的SAP  $m$  和UT  $k$  的有效基带信道 $\tilde{\mathbf{h}}_{m,k,A_{m,n}(t)}^{\text{eff}}$  可以表示为

$$\tilde{\mathbf{h}}_{m,k,A_{m,n}(t)}^{\text{eff}} = [\tilde{h}_{m,k,a_1}^{\text{eff}}(t), \dots, \tilde{h}_{m,k,a_K}^{\text{eff}}(t)] \quad (22)$$

从而，估计的UT  $k$  的有效基带信道 $\tilde{\mathbf{h}}_k^{\text{eff}}(t)$  和所有用户的有效基带信道 $\tilde{\mathbf{H}}^{\text{eff}}(t)$  能够分别被表述为

$$\tilde{\mathbf{h}}_k^{\text{eff}}(t) = [\tilde{h}_{1,k,A_{m,n}(t)}^{\text{eff}}, \dots, \tilde{h}_{M,k,A_{m,n}(t)}^{\text{eff}}] \quad (23)$$

$$\tilde{\mathbf{H}}^{\text{eff}}(t) = \left[ \left( \tilde{\mathbf{h}}_1^{\text{eff}}(t) \right)^T, \dots, \left( \tilde{\mathbf{h}}_K^{\text{eff}}(t) \right)^T \right]^H \quad (24)$$

然后，基于估计的有效基带信道，本文基于ZF准则<sup>[34-35]</sup>，在CPU处设计数字多用户预编码器来减缓用户间干扰，即

$$\mathbf{F}^{\text{BB}}(t) = \left[ \sqrt{q_1} \frac{\mathbf{f}_1}{\|\mathbf{f}_1\|}, \sqrt{q_2} \frac{\mathbf{f}_2}{\|\mathbf{f}_2\|}, \dots, \sqrt{q_K} \frac{\mathbf{f}_K}{\|\mathbf{f}_K\|} \right] \quad (25)$$

其中， $\mathbf{f}_i$  表示矩阵 $\mathbf{F}(t) = \left( \tilde{\mathbf{H}}^{\text{eff}}(t) \right)^\dagger$  的第 $i$ 列。

#### 算法1: 基于CMAB的TSB算法

输入: 码本 $\mathcal{D}$

输出: 模拟波束赋形器 $\mathbf{F}_m^{\text{RF}}(t)$ , 数字多用户预编码器 $\mathbf{F}^{\text{BB}}(t)$

步骤:

1. 初始化 $r_{m,n} = 0$ ;
2. 初始化所有基础臂;
3. for  $t = 2, 3, \dots, T$
4. for SAP  $= 1, 2, \dots, M$
5. 根据式(19)计算基础臂的UCB值并更新 $\mathbf{u} =$

$$[u_1(t), u_2(t), \dots, u_N(t)]^T;$$

6. 求解问题P3;

7. 更新 $r_{m,n}(t), \bar{R}_{m,n}(t), \bar{\mathbf{y}}_{m,k,n}(t), \tilde{\mathbf{h}}_{m,k,n}^{\text{eff}}(t)$ ;

8. end for

9. 根据估计的有效基带信道 $\tilde{\mathbf{H}}^{\text{eff}}(t)$ , 在CPU处设计数字预编码

$$\mathbf{F}^{\text{BB}}(t);$$

10. end for

所提方案的详细内容见算法1。以下将简要分析本文所提方案的计算复杂度。本文在每个时隙都采用UCB策略选择组合臂，即在每个时隙中都利用历史时隙奖励信息估计每个基础臂的UCB值。对于构建的0-1整数线性规划问题 $\mathcal{P}_3$ ，本文先将该

时隙得到的UCB值进行排序，然后选择前 $K$ 个最大UCB值对应的基础臂。因此，计算复杂度为 $O(TMK)$ 。在TSB方案的第二阶段所用的ZF的复杂度为 $O(TMK^3)$ 。

### 3 仿真测试

本文考虑一组均匀分布在半径为1000km的圆形区域内的UTs。每个UT的信道功率 $\gamma_k$ 均服从于 $\mathcal{U}(0, 100)$ 。由于 $\bar{c}_p$ 满足 $\bar{c}_p \geq 2\delta_k \sqrt{1 + \mu_{k,1}^2 + \mu_{k,2}^2}$ ，本

文设置 $\bar{c}_p = 2 \sqrt{\left( \frac{\gamma_k^*}{2(\kappa + 1)} + \frac{\sigma^2}{2} \right) (1 + \gamma_k^*)}$ ，其中，

$\gamma_k^* = 100$ 。本文设置 $T = 3/v_{UT}$ ，其中 $v_{UT} = 1\text{m/s}$ 为

UT的速度，这意味着UT移动超过3米时，SCSI就会发生变化。每个时隙经历的时间是一个子帧(1ms)，即 $T$ 中总共含有3000个时隙。每个时隙的符号数 $T_c = 112$ 。在接下来的仿真试验中，如无特殊说明，相关仿真参数如表1所示。为了验证本文算法的有效性，在不同的仿真中，将基于CMAB的TSB方案与混合波束赋形(HBF, Hybrid Beamforming)方案<sup>[24]</sup>和每颗卫星功率约束加权最小均方误差(PSPC-WMMSE, Per-satellite Power Constraints Weighted Minimum Mean-square Error)方案<sup>[25]</sup>进行了比较。由于HBF方案和PSPC-WMMSE方案都假设系统具有完美ICSI信息，需要在每个时隙发送导频进行信道估计，在此假设其导频开销为33%<sup>[36]</sup>。

表1 相关仿真参数及其取值

参数	取值
SAP数 $M$	4
RF链数 $N_{RF}$	8
天线数 $N$	64
LEO卫星轨道高度	550 km
莱斯因子 $\kappa$	20 dB
中心频率 $f_c$	4 GHz
带宽	2 MHz
子载波数	32
子载波间隔	120 KHz

图3显示了基于CMAB的TSB方案在不同时隙的ESE，其中信噪设置为15 dB，UT数为8。在MAB问题中，期望遗憾是衡量系统性能的关键指标，其被定义为算法累积奖励与最优策略累积奖励

之间的差距。本文理论分析证明了基于 CMAB 算法的期望遗憾随时间呈对数增长。由于采用了 UCB 策略，系统的 ESE 随着时隙的增加而先增大后收敛，这一现象与期望遗憾密切相关。当采用 UCB 策略时，遗憾的总量会随时隙增加而累积，但其单位时隙遗憾会逐渐降低，这体现了算法通过平衡探索与利用逐渐收敛到最优动作的过程。具体来说，经过多次探索后，所提方案逐渐找到了由最优码字组成的模拟波束赋形矩阵，使得系统的 ESE 逐渐上升并趋于收敛。这一收敛趋势与期望遗憾相对应，因为期望遗憾反映了算法收敛到最优决策的过程。图中曲线存在波动，原因是在每个时隙中，UTs 的信道增益是不同的，进而导致每个时隙所得到的有效和速率也会随之变化。

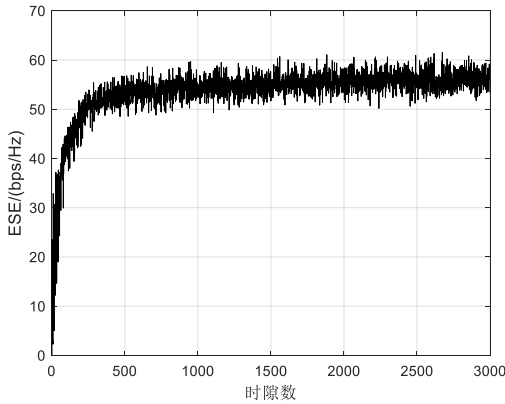


图3 AESR 与时隙数的关系

图4对比了不同方案在不同信噪比下的 AESR。可以观察到，随着信噪比的增大，三种方案的 AESR 均会随之增大。本文提出的基于 CMAB 的 TSB 方案的 AESR 性能优于 PSPC-MMSE 方案和 HBF 方案。原因在于，基于 CMAB 的 TSB 方案无需获取 CSI，而是通过每个时隙获取的奖励信息来进行迭代优化，从而得到最优的波束赋形矩阵。相比之下，PSPC-MMSE 方案和 HBF 方案都需要消耗导频开销来获取 CSI。此外，HBF 方案的 AESR 性能最低，这是因为 HBF 方案采用分布式的方式，在每个 SAP 上独立进行波束赋形矩阵设计，而 PSPC-MMSE 方案和基于 CMAB 的 TSB 方案则都采用集中式设计波束赋形矩阵。

图5表示 UT 数量与 AESR 的关系，其中信噪比设置为 20dB。可以看出，所提方案的 AESR 性能始终高于其他方案，原因已于图4的分析中给出。

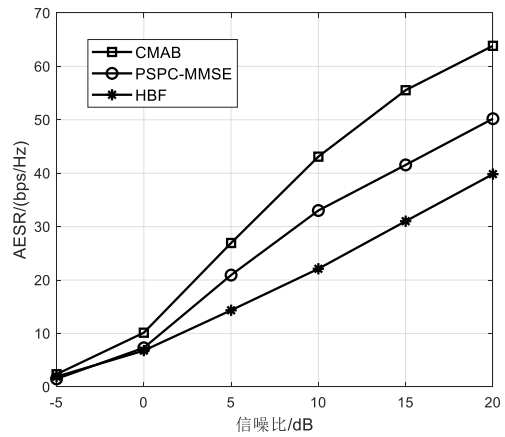


图4 不同信噪比下的 AESR

此外，随着 UT 数量的增加，三种方案的 AESR 均呈现上升趋势，这表明多用户增益对系统 AESR 性能具有积极的提升作用。

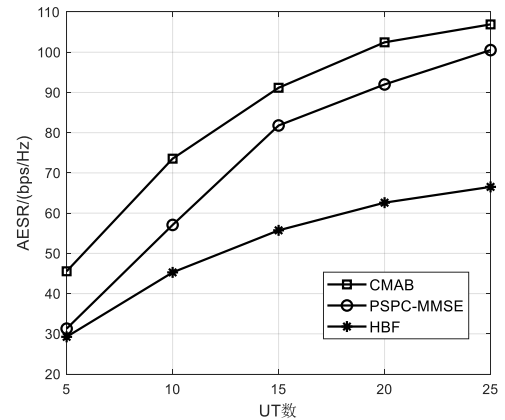


图5 UT 数量与 AESR 的关系

图6显示了 SAP 数量与 AESR 的关系，其中信噪比设置为 20dB，UT 数为 8。可以观察到，随着 SAP 数量的增加，系统可提供的信号路径随之增多，信号强度也因此得到增强，显然这可以提高系统的 AESR 性能。此外可以看出，本文所提方案的 AESR 性能优于其他方案。

图7显示了基于 CMAB 的 TSB 方案中 UTs 信道功率  $\gamma$  的取值与 AESR 的关系，其中所有 UTs 的信道功率  $\gamma$  取值为 1, 10, 100 和 200，信噪比设置为 20dB，UT 数为 8。可以看出，当  $\gamma$  取值增大时，系统的 AESR 性能得到提升。原因在于 UTs 的信道功率越大，在经过波束赋形矩阵设计之后，UTs 所接收到的信号功率就越大，其 SINR 也随之增大，从而能够实现更优的 AESR 性能。但是，当  $\gamma$  足够大时，其 AESR 性能的提升幅度很小。这是因为，由

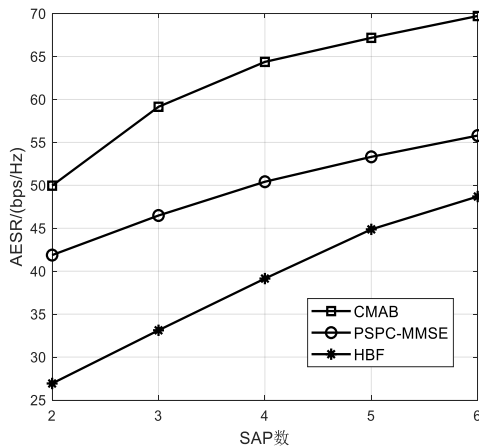
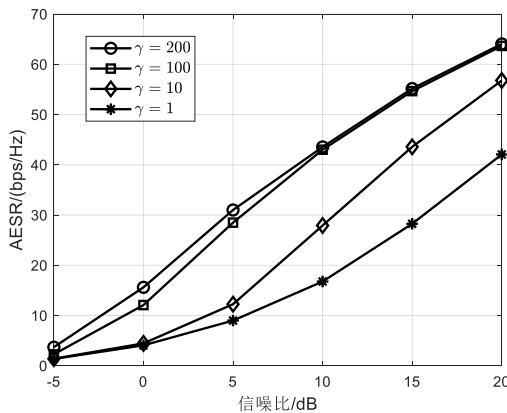


图6 SAP数量与AESR的关系

式(9)可得, 每个UT的可达速率呈现为对数形式, 这意味着, 即便信号功率的增大使得SINR增大了, 可达速率值的提升幅度依然很小。

图7  $\gamma$ 取值与AESR的关系

## 4 结束语

本文针对FDD大规模MIMO LEO卫星星座的波束赋形设计问题, 提出了基于CMAB的TSB方案, 旨在降低获取CSI的导频开销并提升系统性能。在TSB方案的第一阶段, 本文将模拟波束赋形器设计问题建模为CMAB的臂选择问题, 并采用线性UCB策略将臂选择问题转化为0-1整数线性规划问题。在TSB方案的第二阶段, 本文利用历史时隙获取的采样信息估计有效信道, 并在CPU处基于ZF准则设计数字多用户预编码器。本文还证明了遗憾随时间呈对数增长。仿真结果表明, 所提方案的AESR性能优于现有的基于ICSI的LEO卫星星座波束赋形方案。

## 参考文献:

- [1] 严学强, 程冠杰, 邓水光, 等. 6G移动通信网络数据服务与数据面[J]. 物联网学报, 2023, 7(1): 60-72.  
YAN X Q, CHENG G J, DENG S G, et al. Data services and data plane for 6G mobile communication network[J]. Chinese Journal on Internet of Things, 2023, 7(1): 60 - 72.
- [2] 郭焱, 林敏, 谈苗苗, 等. 基于NOMA的卫星通信半免授权传输性能分析[J]. 南京邮电大学学报(自然科学版), 2024, 44(5): 19-27.  
GUO Y, LIN M, TAN M M, et al. On the performance of NOMA-based semi-grant-free transmission in satellite communications[J]. Journal of Nanjing University of Posts and Telecommunications (Natural Science Edition), 2024, 44(5): 19-27.
- [3] 刘润滋, 丁旭, 王燕妮, 等. 面向区域目标观测的多星自主协同任务规划方法[J]. 物联网学报, 2024, 8(2): 81-90.  
LIU R Z, DING X, WANG Y N, et al. Onboard coordinated task planning for multi-satellite autonomous to observe area target[J]. Chinese Journal on Internet of Things, 2024, 8(2): 81-90.
- [4] 杨力, 潘成胜, 孔相广, 等. 5G融合卫星网络研究综述[J]. 通信学报, 2022, 43(4): 202-215.  
YANG L, PAN C S, KONG X G, et al. Review on 5G-satellite integrated network[J]. Journal on Communications, 2022, 43(4): 202-215.
- [5] AKHLAGHPASAND H, SHAH-MANSOURI V. Traffic Offloading Probability for Integrated LEO Satellite-Terrestrial Networks [J]. IEEE Communications Letters, 2023, 27(9): 2413-2416.
- [6] 刘洋, 魏锋, 崔树成, 等. 低轨道卫星通信与物联网应用研究[J]. 物联网学报, 2019, 3(4): 101-108.  
LIU Y, WEI F, CUI S C, et al. Research on the application of LEO satellite communication and Internet of things[J]. Chinese Journal on Internet of Things, 2019, 3(4): 101-108.
- [7] SCHWARZ R T, DELAMOTTE T, STOREK K U, et al. MIMO Applications for Multibeam Satellites[J]. IEEE Transactions on Broadcasting, 2019, 65(4): 664-681.
- [8] YOU L, LI K X, WANG J, et al. LEO Satellite Communications with Massive MIMO[C]//ICC 2020 - 2020 IEEE International Conference on Communications (ICC). Dublin, Ireland: IEEE, 2020: 1-6.
- [9] VÖLK F, SCHWARZ R T, KNOPP A. Multi-User MIMO Satellite Communications for Aviation Networks[C]//2021 IEEE 93rd Vehicular Technology Conference (VTC2021-Spring). Helsinki, Finland: IEEE, 2021: 1-7.
- [10] LI C, ZHU H, ZHANG J, et al. User Selection in ZF Precoding Multi-User Satellite MIMO Downlink With QoS Constraints[J]. IEEE Transactions on Communications, 2023, 71(11): 6402-6415.
- [11] QIANG X, YOU L, LI K X, et al. Hybrid A/D Precoding for Downlink Massive MIMO in LEO Satellite Communications[C]//2021 IEEE International Conference on Communications Workshops (ICC Workshops). Montreal, QC, Canada: IEEE, 2021: 1-6.

- [12] LIAO C, XU K, ZHU H, et al. Secure transmission in satellite-UAV integrated system against eavesdropping and jamming: A two-level stackelberg game model[J]. *China Communications*, 2022, 19(7): 53-66.
- [13] GOTO D, ITOKAWA K, TATEGAMI K, et al. Multiple Antenna Configuration of LEO-MIMO Feeder Link for High Channel Capacity[J]. *IEEE Access*, 2024, 12: 50280-50286.
- [14] AHMAD B, RIVIELLO D G, GUIDOTTI A, et al. Graph-Based User Scheduling Algorithms for LEO-MIMO Non-Terrestrial Networks[C]//2023 Joint European Conference on Networks and Communications & 6G Summit (EuCNC/6G Summit). Gothenburg, Sweden: IEEE, 2023: 270-275.
- [15] RIVIELLO D G, AHMAD B, GUIDOTTI A, et al. Joint Graph-based User Scheduling and Beamforming in LEO-MIMO Satellite Communication Systems[C]//2022 11th Advanced Satellite Multimedia Systems Conference and the 17th Signal Processing for Space Communications Workshop (ASMS/SPSC). Graz, Austria: IEEE, 2022: 1-8.
- [16] DONG H, HUA C, LIU L, et al. Joint Beamformer Design and User Scheduling for Integrated Terrestrial-Satellite Networks[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2023, 22(10): 6398-6414.
- [17] LI K X, YOU L, WANG J, et al. Downlink Transmit Design for Massive MIMO LEO Satellite Communications[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2022, 70(2): 1014-1028.
- [18] YOU L, QIANG X, LI K X, et al. Hybrid Analog/Digital Precoding for Downlink Massive MIMO LEO Satellite Communications [J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2022, 21(8): 5962-5976.
- [19] YOU L, LI K X, WANG J, et al. Massive MIMO Transmission for LEO Satellite Communications[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2020, 38(8): 1851-1865.
- [20] ABDELSEDEK M Y, YANIKOMEROGLU H, KURT G K. Future Ultra-Dense LEO Satellite Networks: A Cell-Free Massive MIMO Approach[C]//2021 IEEE International Conference on Communications Workshops (ICC Workshops). Montreal, QC, Canada: IEEE, 2021: 1-6.
- [21] ABDELSEDEK M Y, KARABULUT-KURT G, YANIKOMEROGLU H, et al. Broadband Connectivity for Handheld Devices via LEO Satellites: Is Distributed Massive MIMO the Answer?[J]. *IEEE Open Journal of the Communications Society*, 2023, 4: 713-726.
- [22] SU Y, LIU Y, ZHOU Y, et al. Broadband LEO Satellite Communications: Architectures and Key Technologies[J]. *IEEE Wireless Communications*, 2019, 26(2): 55-61.
- [23] ABDELSEDEK M Y, KURT G K, YANIKOMEROGLU H. Distributed Massive MIMO for LEO Satellite Networks[J]. *IEEE Open Journal of the Communications Society*, 2022, 3: 2162-2177.
- [24] ZHANG X, SUN S, TAO M, et al. Multi-Satellite Cooperative Networks: Joint Hybrid Beamforming and User Scheduling Design [J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2024, 23(7): 7938-7952.
- [25] YU J, HUA C, LIU L, et al. Joint Beamforming Optimization for User-Centric Multi-Satellite System[C]//ICC 2024 - IEEE International Conference on Communications. Denver, CO, USA: IEEE, 2024: 1861-1866.
- [26] JALALI M, LAGUNAS E, HAQIQTNEJAD A, et al. Downlink Beamforming Strategies for Interference-Aware NGSO Satellite Systems[J]. *IEEE Open Journal of the Communications Society*, 2024, 5: 3468-3483.
- [27] HASANZADE M, SALDIRAN E, GUNER G, et al. Analyzing RL Agent Competency in Air Combat: A Tool for Comprehensive Performance Evaluation[C]//2023 IEEE/AIAA 42nd Digital Avionics Systems Conference (DASC). 2023: 1-6.
- [28] FOU DA M M, HASHIMA S, SAKIB S, et al. Optimal Channel Selection in Hybrid RF/VLC Networks: A Multi-Armed Bandit Approach[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2022, 71(6): 6853-6858.
- [29] SONG Y, LIU C, ZHANG W, et al. Two Stage Beamforming in Massive MIMO: A Combinatorial Multi-Armed Bandit Based Approach[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2023, 72(5): 6794-6799.
- [30] SHAFIN R, LIU L, LI Y, et al. Angle and Delay Estimation for 3-D Massive MIMO/FD-MIMO Systems Based on Parametric Channel Modeling[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2017, 16(8): 5370-5383.
- [31] LETZEPIS N, GRANT A J. Capacity of the Multiple Spot Beam Satellite Channel With Rician Fading[J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 2008, 54(11): 5210-5222.
- [32] ALKHATEEB A, LEUS G, HEATH R W. Limited Feedback Hybrid Precoding for Multi-User Millimeter Wave Systems[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2015, 14(11): 6481-6494.
- [33] GAI Y, KRISHNAMACHARI B, JAIN R. Combinatorial Network Optimization With Unknown Variables: Multi-Armed Bandits With Linear Rewards and Individual Observations[J]. *IEEE/ACM Transactions on Networking*, 2012, 20(5): 1466-1478.
- [34] YIN Z, CHENG N, LUAN T H, et al. Green Interference Based Symbiotic Security in Integrated Satellite-Terrestrial Communications[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2022, 21(11): 9962-9973.
- [35] YIN Z, JIA M, CHENG N, et al. UAV-Assisted Physical Layer Security in Multi-Beam Satellite-Enabled Vehicle Communications [J]. *IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems*, 2022, 23(3): 2739-2751.
- [36] ZUO Y, YUE M, ZHANG M, et al. OFDM-Based Massive Connectivity for LEO Satellite Internet of Things[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2023, 22(11): 8244-8258.
- [37] PAPANILOPOULOS O. High-Dimensional Probability: An Introduction with Applications in Data Science[J]. *Quantitative Fi-*

nance, 2020, 20(10): 1591-1594.