

面向星地融合网络的低轨卫星多波束成形技术

罗志勇^{1,2}, 辛 宁^{3,4}, 孙韶辉⁵

(1.中山大学电子与通信工程学院, 广东广州 518107;

2.鹏城实验室, 广东深圳 518055;

3.中国空间技术研究院通信与导航卫星总体部, 北京 100094;

4.国家航天局卫星通信系统创新中心, 北京 100094;

5.大唐移动通信设备有限公司, 北京 100083)

摘 要: 由于星地链路与地面传播损耗特性之间的差异, 卫星通信系统的频谱效率指标远低于同期的地面蜂窝系统。多波束天线技术能够实现更高效的空分复用, 是提升低轨卫星通信系统频谱效率的重要手段。研究低轨卫星通信场景下的自适应波束成形及多普勒频移补偿方案。首先, 基于混合波束成形架构设计一种低复杂度的波束成形方案; 其次, 针对多波束系统中由不同波束俯仰角带来的多普勒频移差异, 提出一种多波束系统中的多普勒频移预补偿方案; 最后, 通过MATLAB仿真分析验证算法的有效性。

关键词: 低轨卫星通信; 多波束天线; 自适应波束成形; 大规模多输入多输出; 多普勒频移

中图分类号: TN393

文献标志码: A

doi: 10.11959/j.issn.2096-8930.2022040

Beamforming Technology of LEO Satellite in Satellite-Terrestrial Integrated Network

LUO Zhiyong^{1,2}, XIN Ning^{3,4}, SUN Shaohui⁵

1. School of Electronics and Communication Engineering, SUN YAT-SEN UNIVERSITY, Guangzhou 518107, China;

2. Pengcheng Laboratory, Shenzhen 518055, China

3. Institute of Telecommunication and Navigation Satellites, CAST, Beijing 100094, China;

4. Innovation Center of Satellite Communication System, CNSA, Beijing 100094, China;

5. Datang Mobile Communication Equipment Co., Ltd., Beijing 100083, China

Abstract: Because of the difference between satellite-ground link and ground propagation loss characteristics, the spectrum efficiency index of satellite communication system is far lower than that of terrestrial cellular system in the same period. It is of utility to improve spectral efficiency by realizing efficient space division multiplexing with multi-beam antennas. The adaptive beamforming and doppler frequency offset compensation scheme in the LEO multi-beam satellite communication scenario was studied. Firstly, a low-complexity hybrid beamforming scheme was designed. Then, aim at the doppler frequency shifts were different between beams due to their pitch angles, a doppler frequency offset pre-compensation scheme for multi-beam systems was proposed. Finally, the effectiveness of the algorithm was verified by MATLAB simulation analysis.

Keywords: LEO satellite communication, multi-beam antenna, adaptive beamforming, massive MIMO, Doppler shift

收稿日期: 2022-07-31; **修回日期:** 2022-10-31

基金项目: 国家重点研发计划资助项目 (No. 2021YFB2900503, No. 2021YFB2900401, No. 2021YFB2900200)

Foundation Items: National Key Research and Development Program of China (No. 2021YFB2900503, No. 2021YFB2900401, No. 2021YFB2900200)

0 引言

随着通信技术的发展,人们对通信服务的需求日趋多样化。除了高可靠、低时延、高速率等基本需求之外,泛在通信成为了未来通信系统一个新的发展目标^[1]。由于技术和经济成本等原因,目前的地面移动通信系统只能覆盖约20%的陆地面积,在海洋、沙漠、两极地区等人烟稀少的地方,受维护的难度和成本的限制,现有的地面通信系统难以满足这些地区的通信需求。卫星通信以其广域覆盖、低成本远距离通信、高可靠性等优势,有望成为6G移动通信网络的重要组成部分,协同地面蜂窝通信系统,实现真正的泛在连接,3GPP已将卫星通信纳入非地面融合网络的发展^[2]。传统的卫星通信以高轨卫星为主,主要应用于电视广播服务、海事通信、遥感、中继传输及导航等。然而,中高轨卫星的通信时延较长,信号传播损耗更大,对地面接收机的灵敏度要求高,在实时语音服务中无法满足实时性需求,且往往需要特制的接收终端,通信的灵活性和便携性存在不足。相比之下,低轨卫星通信系统具有广覆盖、全连通、低时延、大容量等优势,有望协助下一代移动通信网络实现全球覆盖^[3]。由于星地链路与地面传播损耗特性之间的差异,现行低轨卫星通信系统的频谱效率指标远低于同期的地面蜂窝系统。通过多波束天线技术实现更高效的空分复用,是提升频谱效率,提高未来卫星通信系统容量的重要手段。

鉴于大规模MIMO技术在地面通信网络中的成功应用^[4-14],如何将大规模MIMO技术拓展应用于低轨卫星通信系统,实现灵活多波束成形,对未来低轨卫星通信系统的建设具有非常重要的意义^[15]。参考文献[16]首次对MIMO技术和卫星通信系统进行综合性分析,分析了地面单用户MIMO、多用户MIMO技术,以及不同轨道卫星信道特性和运行的特点,探讨了MIMO技术应用于卫星通信中的可行性。参考文献[17]比较了MU-MIMO下行链路传输和全频率复用(FFR)的吞吐量性能和传统的四色频率复用(FR4)的多波束LEO系统的吞吐量,结果表明即使在过时的CSI的影响下,具有FFR的MIMO LEO卫星系统在多波束场景下的性能也明显优于具有FR4的多波束场景。参考文献[18]以最大化信噪比为目标,设计了低复杂度的下行链路预编码器和上行链路检测,并通过仿真验证了MIMO技术在LEO卫星通信系统中的全频率复用增益。参考文献[19]证明了每个用户设备的单流预编码是使遍历成功率最大化的最优选择,并提出了一个低复杂度的深度学习框架进行预编码的设计。

MIMO技术应用于LEO卫星中的一个难点是大多普

勒频移和多普勒频移抖动引起的CSI获取困难^[20]。低轨卫星相对于地面快速运动,产生的多普勒频移远大于用户设备移动引起的多普勒频移,同步和频移估计难度更大。现有的5G规范要求多普勒频移不大于子载波间隔,LEO卫星通信显然无法满足这个条件。参考文献[21]考虑了多普勒频移,对MIMO-LEO卫星通信系统容量进行了探究,仿真结果表明在Ku频段,下行12 GHz信道容量平均可增加4倍;若系统带宽相对于多普勒频率足够大,还可以进一步提高容量。低轨卫星多波束系统的另一个难点是不同波束间较大的时延差异造成的定时对准与同步问题^[22]。参考文献[23]通过数值仿真详细阐述了宽带多波束卫星中预编码波形时间不同步问题对CSI估计精度和预编码性能的影响,并展示了预编码技术的实验室验证系统。

在卫星通信系统中,通信中断率是一个重要的指标,这关系到用户体验。参考文献[24]探讨了卫星通信系统中面向广播信道的波束成形技术,以用户服务质量(QoS)和速率平衡作为优化目标,基于非完美CSI进行鲁棒波束成形设计。除此之外,星上的功率资源有限,能量效率是一个重要的指标。对此,参考文献[25]考虑了卫星通信载荷的硬件复杂度和能耗需求,设计了可应用于低轨卫星的能量高效混合预编码方法。参考文献[26]在考虑服务质量和总功率约束的情况下,研究了以资源效率最大化为目标的鲁棒波束成形方法,将资源效率定义为系统EE和SE的加权和,以更灵活地实现EE和SE之间的权衡。值得注意的是,上述波束成形设计都是基于统计CSI进行设计的,这是由于精确的瞬时CSI在高动态的低轨卫星通信系统中往往难以获得,甚至是不可能获得的。

1 低轨卫星信道模型

在卫星平面阵天线进行自适应多波束成形权值设计之前,需要对卫星到地面终端通信场景中的信道进行准确的建模。考虑低轨卫星多波束系统的下行链路,由于LEO卫星以7.5 km/s的速度高速运动,引起多普勒效应,需要对信道的时变特性进行表征。因此,LEO卫星到地面第 k 个移动站(MS)的下行复基带信道空间域信道相应可以表示为

$$\mathbf{H}_k(t, f) = \sum_{p=1}^{P_k} \rho_{k,p} \exp[j2\pi(t\nu_{k,p} - f\tau_{k,p})] \mathbf{A}_{k,p} \quad (1)$$

其中, P_k 表示LEO卫星到第 k 个MS之间的传播路径数量, $\rho_{k,p}$ 对应第 k 个MS之间的第 p 个传播路径的复增益。路径增益包含由基本路径损耗、大气衰减、电离层或对流层闪烁、阴影衰落等引起的幅度衰减或相位旋转。 $\nu_{k,p}$

和 $\tau_{k,p}$ 分别表示多普勒频移和传输时延。多普勒频移由卫星的在轨运动和用户站的运动共同叠加引起, 即 $\nu_{k,p} = \nu_{k,p}^{\text{sat}} + \nu_{k,p}^u$ 。 $\mathbf{A}_{k,p}$ 为卫星与第 k 个 MS 之间第 p 个传播路径的阵列响应, 假设卫星发射机和用户站接收机均采用直接辐射相控阵天线, 发射端天线阵列由 $N_t = N_t^{(x)} N_t^{(y)}$ 个阵元组成, $N_t^{(x)}$ 和 $N_t^{(y)}$ 分别为水平和垂直方向上的阵元数; 同理, 接收端天线阵列由 $N_r = N_r^{(x)} N_r^{(y)}$ 阵元构成。收发阵面都按均匀矩形阵列 (URA) 的形式进行排布, 则阵列响应 $\mathbf{A}_{k,p}$ 定义为

$$\mathbf{A}_{k,p} = \mathbf{a}_r(\mathbf{g}_{k,p}^u, \psi_{k,p}^u) \mathbf{a}_t^H(\mathbf{g}_{k,p}^s, \psi_{k,p}^s) \quad (2)$$

URA 阵列响应矢量为

$$\mathbf{a}(\mathbf{g}, \psi) = \frac{1}{\sqrt{N_r}} \left\{ 1, \dots, e^{j \frac{2\pi d}{\lambda} (x \sin \theta \sin \psi + y \cos \psi)}, \dots, e^{j \frac{2\pi d}{\lambda} [(N^{(x)}-1) \sin \theta \sin \psi + (N^{(y)}-1) \cos \psi]} \right\}^T \quad (3)$$

由于卫星通信与地面蜂窝通信环境不同, 卫星周围缺少足够的散射体, 相对于地面基站而言, 与用户站距离更远, 散射体集中在地面用户接收机附近, 因此卫星处离开方位角和离开天顶角的角度扩展可以视为 0, 即同一用户相关的所有传播路径离开角度是相同的, 如图 1 所示。

根据多普勒频移的计算公式 $f_d = \frac{v \cos \theta}{c} f_c$, 由于同一用户相关的所有传播路径离开角一致, 对于同一用户的不同路径而言, 由卫星运动带来的多普勒频移可认为是一致的, 即 $\nu_{k,p}^{\text{sat}} = \nu_k^{\text{sat}}$ 。对于信道传输模型中的传输时延 $\tau_{k,p}$, 令 $\tau_k^{\min} = \min_p \{\tau_{k,p}\}$ 和 $\tau_k^{\max} = \max_p \{\tau_{k,p}\}$ 分别表示最小和最大传播时延, 假设信道为平坦衰落信道, $\tau_k^{\max} - \tau_k^{\min} \approx 0$ 。因此 LEO 卫星的下行传输信道模型可以简化为

$$\mathbf{H}_k(t, f) = \exp \left[j 2\pi (t \nu_k^{\text{sat}} - f \tau_k) \right] \sum_{p=1}^{P_k} \rho_{k,p} \exp(j 2\pi \nu_{k,p}^u t) \mathbf{A}_{k,p} \quad (4)$$

由于 LEO 卫星通信大多数时候是视距 (LOS) 传输, 考虑 LOS MIMO 信道模型, 假设 $\mathbf{H}_k(t, f)$ 服从莱斯因子为 κ_k 的莱斯衰落分布, 信道的平均功率 $\beta_k = E\{\text{tr}(\mathbf{H}_k \mathbf{H}_k^H)\}$, 则视距情况下的 LEO 卫星下行传输信道可以表示为

$$\mathbf{H}_k = \sqrt{\frac{\kappa_k \beta_k}{\kappa_k + 1}} \bar{\mathbf{H}}_{k,1}^{\text{LOS}} + \sqrt{\frac{\beta_k}{\kappa_k + 1}} \sum_{p=2}^{P_k} \bar{\mathbf{H}}_{k,p}^{\text{NLOS}} \quad (5)$$

2 低轨卫星多波束传输方案

现有的卫星多波束天线多采用反射面天线, 不同波束之间需采用不同频率 (四色复用) 以降低波束间干

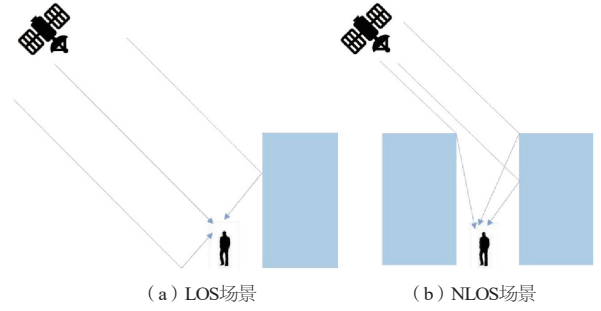


图1 LEO卫星信道角度扩展

扰。相比之下, 直接辐射的相控阵可以实现更快速灵活的波束扫描, 结合数字波束成形技术抑制波束间干扰, 实现全频率复用。为了获得足够的增益, 卫星上往往需要采用大孔径的相控阵天线, 并利用波束成形技术实现高效的空分复用。全数字波束成形架构需要给每个阵元配备一条射频链路, 这会带来极高的功耗。因此, 实际系统中的多波束相控阵天线大多采用数字/模拟混合的波束成形架构, 从而以较低的功耗获取接近全数字波束成形的性能增益。LEO 卫星下行多波束系统如图 2 所示。

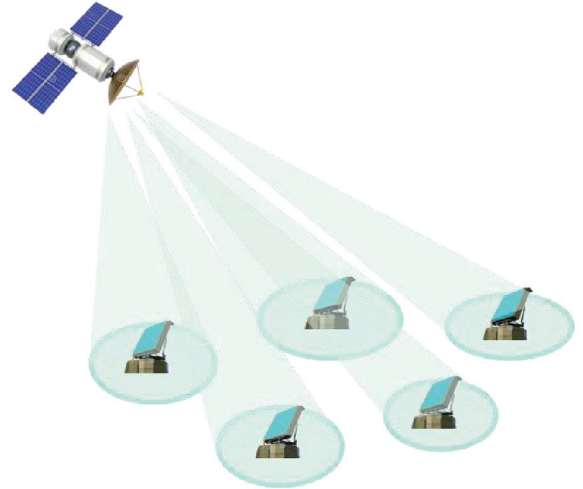


图2 LEO卫星下行多波束系统

该低轨卫星波束成形方案的优化目标可表示为, 在发射功率恒定的情况下, 最大化系统 K 个用户的频谱效率总和, 即

$$\begin{aligned} & \max_{F_{\text{RF}}, F_{\text{BB}}, W_{\text{RF}}, W_{\text{BB}}} \sum_{k=1}^K R_k \\ & \text{s.t. } \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{BB}}^2 = \mathbf{K} \\ & |\mathbf{F}_{\text{RF}}^{(i,j)}| = \frac{1}{\sqrt{N_t}}, \quad \forall i, j \\ & |\mathbf{W}_{\text{RF}}^{(i,j)}| = \frac{1}{\sqrt{N_r}}, \quad \forall i, j \end{aligned} \quad (6)$$

其中, $\mathbf{F}_{\text{RF}} \in \mathbb{C}^{N_t \times M_t}$, $\mathbf{F}_{\text{BB}} \in \mathbb{C}^{M_t \times K}$, $\mathbf{W}_{\text{RF}_k} \in \mathbb{C}^{N_r \times M_r}$, $\mathbf{W}_{\text{BB}} \in \mathbb{C}^{M_r \times 1}$ 分别表示卫星发射机处的模拟预编码器、数字预编码器, 以及地面用户站的模拟合并器、数字合并器。由于模拟预编码器和合并器的恒模约束, 式(6)成为一个四元联合优化的非凸问题。若要获得最佳频谱效率性能, 需对模拟域及数字域的预编码器和合并器进行联合优化。由于非凸性质的存在, 这种直接求全局最优解的方式会使混合波束成形问题的求解变得复杂, 因此, 为了简化问题, 下面将分别对模拟域波束成形和数字域波束成形问题进行求解。

2.1 模拟域波束成形

在此低轨卫星多波束成形问题中, 在卫星发射机的RF预编码器和地面用户终端的RF合并器已知的情况下, 可以为每个用户定义一个等效基带信道

$$\tilde{\mathbf{H}}_k = \mathbf{W}_{\text{RF}_k}^H \mathbf{H}_k \mathbf{F}, \quad k=1,2,\dots,K \quad (7)$$

由此可以得到总的等效基带信道矩阵

$$\mathbf{H}_{\text{eq}} = \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{H}}_1 \\ \tilde{\mathbf{H}}_2 \\ \vdots \\ \tilde{\mathbf{H}}_K \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{W}_{\text{RF}_1}^H & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \mathbf{W}_{\text{RF}_2}^H & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & \mathbf{W}_{\text{RF}_K}^H \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{H}_1 \\ \mathbf{H}_2 \\ \vdots \\ \mathbf{H}_K \end{bmatrix} \mathbf{F} = \mathbf{H}_{\text{int}} \mathbf{F} \quad (8)$$

其中, $\mathbf{H}_{\text{int}}$ 为总的中间信道, 由用户端RF合并器和信道矩阵定义, 记为

$$\mathbf{H}_{\text{int}} = \begin{bmatrix} \mathbf{W}_{\text{RF}_1}^H \mathbf{H}_1 \\ \mathbf{W}_{\text{RF}_2}^H \mathbf{H}_2 \\ \vdots \\ \mathbf{W}_{\text{RF}_K}^H \mathbf{H}_K \end{bmatrix}_{KM_{\text{MS}} \times N_{\text{BS}}} \quad (9)$$

从系统的物理模型上看, 等效基带信道中的元素意味着卫星发射端的一条RF链路到接收端用户RF链路的等效传输增益。为了实现更高的系统容量, 等效信道矩阵 $\mathbf{H}_{\text{eq}}$ 应满足以下性质。

(1) 秩充分性: 为了支持 K 个波束流的并行传输, $\mathbf{H}_{\text{eq}}$ 需具有秩充分性, 即 $\mathbf{H}_{\text{eq}}$ 的秩至少为 K 。

(2) 大阵列增益: 为了给每个流的传输提供更高的传输增益, 在设计RF预编码及合并器时应让 $\mathbf{H}_{\text{eq}}$ 对角线上元素的平方和尽可能达到最大。

下面介绍用户站RF合并器的设计。通过RF域模拟移相器的相位调整, 可以最大化阵列接收增益。由于信道的 F 范数平方表示信道总能量, 对于每个波束 k , RF合并器的设计问题可以表示为

$$\begin{aligned} & \max_{\mathbf{W}_{\text{RF}_k}} \|\mathbf{W}_{\text{RF}_k}^H \mathbf{H}_k\|_F^2 \\ & \text{s.t. } |\mathbf{W}_{\text{RF}_k}^{(i,j)}| = \frac{1}{\sqrt{N_r}}, \quad \forall i, j \end{aligned} \quad (10)$$

注意到 $\|\mathbf{W}_{\text{RF}_k}^H \mathbf{H}_k\|_F^2 = \text{tr}\{\mathbf{W}_{\text{RF}_k}^H \mathbf{H}_k \mathbf{H}_k^H \mathbf{W}_{\text{RF}_k}\}$, 式(10)意味着最大化中间信道的能量, 等价于

$$\begin{aligned} & \max_{\mathbf{W}_{\text{RF}_k}} \text{tr}\{\mathbf{W}_{\text{RF}_k}^H \mathbf{H}_k \mathbf{H}_k^H \mathbf{W}_{\text{RF}_k}\} \\ & \text{s.t. } |\mathbf{W}_{\text{RF}_k}^{(i,j)}| = \frac{1}{\sqrt{N_r}}, \quad \forall i, j \end{aligned} \quad (11)$$

暂时忽略恒模约束的限制, 则式(11)的最优解为

$$\mathbf{W}_{\text{RF}_k}^* = \mathbf{U}_{h,k}^{(M_{\text{MS}})} \quad (12)$$

其中, $\mathbf{U}_{h,k}^{(M_{\text{MS}})}$ 为 $\mathbf{U}_{h,k}$ 的前 M_{MS} 列, $\mathbf{U}_{h,k}$ 通过对 $\mathbf{H}_k \mathbf{H}_k^H$ 进行特征值分解获得, 即

$$\mathbf{H}_k \mathbf{H}_k^H = \mathbf{U}_{h,k} \mathbf{\Lambda}_k \mathbf{U}_{h,k}^H \quad (13)$$

$\mathbf{U}_{h,k}^{(M_{\text{MS}})}$ 恰好对应 $\mathbf{\Lambda}_k$ 中最强的 M_{MS} 个特征值。由于模拟移相器存在恒模约束, 取该解在恒模向量空间上的投影, 即

$$\mathbf{W}_{\text{RF}_k}^{(i,j)} = \frac{1}{\sqrt{N_{\text{MS}}}} e^{j\varphi_{i,j}} \quad (14)$$

其中, $\varphi_{i,j} = \angle \mathbf{U}_{h,k}^{(M_{\text{MS}})}$ 表示 $\mathbf{U}_{h,k}^{(M_{\text{MS}})}$ 的第 (i,j) 个元素的相位。

注意到以上的优化问题并不考虑用户间干扰, 而仅使各数据流之间的传输增益最大化, 因此最终得到的和频谱效率并非最优, 但可以作为一种次优的解法。

到这一步为止, 已经可以求得中间信道矩阵 $\mathbf{H}_{\text{int}}$, 为了获得大阵列增益, 采用一种基于等效增益传输的纯相位射频预编码方法, 令卫星发射端的预编码矩阵为

$$\mathbf{F}_{\text{RF}}^{(i,j)} = \frac{1}{\sqrt{N_{\text{BS}}}} e^{j\psi} \quad (15)$$

其中, $\psi_{i,j}$ 是中间信道矩阵 $\mathbf{H}_{\text{int}}$ 进行共轭转置后的第 (i,j) 个元素的相位。这种方法需要基站端有 $M_t = KM_r$ 个RF链路, 这意味着 $\mathbf{F}_{\text{RF}}$ 是一个 $N_t \times KM_r$ 维矩阵, 并且 $\mathbf{H}_{\text{eq}}$ 是一个方阵。经过模拟域的处理获得大阵列增益之后, 便可将链路间的干扰交由基带处理来消除。

2.2 数字域波束成形

在数字域的阵列信号处理中, 可基于前面得到的基带等效信道 $\mathbf{H}_{\text{eq}}$, 通过SVD分解获得数字预编码器/合并器, 消除波束间干扰。为此, 首先对 $\mathbf{H}_{\text{eq}}$ 进行奇异值分解

$$\mathbf{H}_{\text{eq}} = \bar{\mathbf{U}} \bar{\mathbf{\Sigma}} \bar{\mathbf{V}}^H \quad (16)$$

其中, $\bar{\mathbf{\Sigma}} = \text{diag}(\sqrt{\lambda_1}, \sqrt{\lambda_2}, \dots, \sqrt{\lambda_K}, 0, \dots, 0) \in \mathbb{C}^{M_r \times M_t}$, λ_1 到

λ_k 为矩阵 $\mathbf{H}\mathbf{H}^H$ 的特征值, 满足 $\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \dots \geq \lambda_K$, 假设各用户的信道相关性较弱, 则该等效信道 $\mathbf{H}_{\text{eq}}$ 满秩, $K = \text{rank}(\mathbf{H})$ 即为生成的波束数量。 $\mathbf{U}$ 和 $\mathbf{V}$ 分别是 $M_r \times M_r$ 和 $M_t \times M_t$ 的正交矩阵, 即满足 $\mathbf{U}^H \mathbf{U} = \mathbf{I}$ 和 $\mathbf{V}^H \mathbf{V} = \mathbf{I}$ 。

令预编码矩阵 $\mathbf{F}_{\text{BB}}$ 为右奇异向量矩阵 $\mathbf{V}$, 假设发送信号 $\mathbf{s} = [s_1, s_2, \dots, s_K]^H$, 接收信号可以表示为

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}_{\text{eq}} \mathbf{F}_{\text{BB}} \mathbf{s} + \mathbf{n} = \mathbf{U} \mathbf{\Sigma} \mathbf{V}^H \mathbf{V} \mathbf{s} + \mathbf{n} \quad (17)$$

再令用户站 k 的基带合并矩阵 $\mathbf{w}_k$ 等于左奇异向量矩阵 $\mathbf{u}_k$, 其中 $\mathbf{u}_k$ 表示 $\mathbf{U}$ 的第 k 列, 则最终用户站 k 接收到的信号可以表示为

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{y}}_k &= \mathbf{w}_k^H \mathbf{y} \\ &= \mathbf{u}_k^H \mathbf{U} \mathbf{\Sigma} \mathbf{V}^H \mathbf{V} \mathbf{s} + \mathbf{u}_k^H \mathbf{n} \\ &= \lambda_k s_k + \mathbf{u}_k^H \mathbf{n} \end{aligned} \quad (18)$$

至此, 可以通过数字域的SVD预编码方案对发射端和接收端波束成形进行联合设计, 对信道矩阵做奇异值分解, 并分别选取左右奇异向量矩阵作为合并和预编码矩阵, 完全消除波束间干扰。

2.3 多普勒频移预补偿

不同轨道高度下的多普勒频移和多普勒频移变化率见表1, 以600 km轨道高度的LEO卫星为例, 在30 GHz通信频段下的最大多普勒频移可达到 ± 720 kHz。幸运的是, 由于卫星运行轨迹的可预测性, 可以大致估计出由卫星运动引起的多普勒频移, 并在卫星发射机处进行预处理, 从而消除大部分的多普勒频移。

表1 不同轨道高度下的多普勒频移和多普勒频移变化率

频率/GHz	最大多普勒频移	最大多普勒频移变化率	轨道高度
2	± 48 kHz	-544 Hz/s	600 km高度的LEO
20	± 480 kHz	-5.44 kHz/s	
30	± 720 kHz	-8.16 kHz/s	
2	± 40 kHz	-180 Hz/s	1 500 km高度的LEO
20	± 400 kHz	-1.8 kHz/s	
30	± 600 kHz	-2.7 kHz/s	
2	± 15 kHz	-6 Hz/s	10 000 km高度的MEO
20	± 150 kHz	-60 kHz/s	
30	± 225 kHz	-90 kHz/s	

首先根据方位角计算多普勒频移^[27], 有

$$f_d(t) = -\frac{f_c v(t)}{c} = -\frac{f_c}{c} \frac{R(R+h) \sin[\alpha(t)] \omega}{\sqrt{(R+h)^2 + R^2 - 2R(R+h) \cos[\alpha(t)]}} \quad (19)$$

其中, f_c 为载波频率, c 为光速, R 表示地球半径, h 为轨道高度, ω 为卫星角速度, $\alpha(t)$ 为地心角, $\alpha(t)$ 可由地面站观测角求得

$$\alpha(t) = \arccos \left\{ \frac{R}{R+h} \cos[\varphi(t)] \right\} - \varphi(t) \quad (20)$$

LEO卫星观测角与地心角之间的几何关系如图3所示。

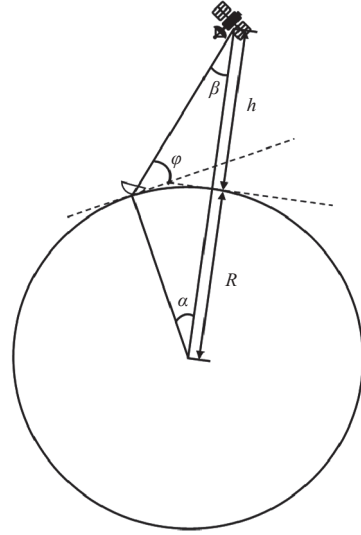


图3 LEO卫星观测角与地心角之间的几何关系示意

根据式(19)和式(20)求得各用户站的多普勒频移后, 在发射端进行相应的多普勒预补偿。由于多普勒频移会使信号在每个时刻发生不同的相位偏转, 因此在每个时刻对发射信号 $\mathbf{s}$ 进行相应的相位补偿。第 n 个采样时刻的多普勒补偿矩阵为

$$\mathbf{D}(n) = \begin{bmatrix} e^{-j2\pi f_d^{(1)} nT} & & & \\ & e^{-j2\pi f_d^{(2)} nT} & & \\ & & \ddots & \\ & & & e^{-j2\pi f_d^{(K)} nT} \end{bmatrix} \quad (21)$$

在每个时刻 n 下, 发射信号 $\mathbf{s}'(n) = \mathbf{D}(n) \mathbf{s}(n)$ 。

3 仿真结果与分析

本节主要针对上述波束成形和多普勒频移预补偿方案进行性能评估。对波束成形方案主要将频谱效率作为评价指标, 频谱效率的计算见式(22)和式(23)。

$$R_{\text{sum}} = \sum_{k=1}^K R_k \quad (22)$$

$$R_k = \log_2 \left(1 + \frac{P}{KN_s} \mathbf{R}_i^{-1} \mathbf{w}_k^H \tilde{\mathbf{H}}_k \mathbf{f}_k \mathbf{f}_k^H \tilde{\mathbf{H}}_k^H \mathbf{w}_k \right) \quad (23)$$

其中, R_{sum} 为系统总频谱效率, R_k 为用户 k 的频谱效率。

R_i 表示用户 k 的干扰和噪声,

$$R_i = \frac{P}{\text{KN}} \sum_{s=1, s \neq k}^K \mathbf{w}_k^H \tilde{\mathbf{H}}_k \mathbf{f}_i (\mathbf{w}_k^H \tilde{\mathbf{H}}_k \mathbf{f}_k)^H + \sigma^2 \mathbf{w}_k^H \mathbf{W}_{\text{RF}_k}^H \mathbf{W}_{\text{RF}_k} \mathbf{w}_k。$$

系统主要仿真参数见表2。

表2 系统主要仿真参数

参数	数值
信道类型	NTNCDL信道
场景	郊区
频段	Ka频段, 20 GHz
链路类型	下行链路
卫星类型	LEO卫星
轨道高度	600 km
卫星速度	7.562 2 km/s
地面站仰角范围	[30°, 90°]
地面站方位角范围	[0°, 360°]
天线类型	相控阵
阵型	URA阵列
阵元间距	0.5 λ
调制方式	16APSK
发射机天线数	256副
接收机天线数	16副
波束数	8波束、16波束

图4和图5分别为非视距 (NLOS) 和视距 (LOS) 传播条件下不同类型CSI的系统总频谱效率对比, 其中过时CSI的反馈时延设置为46 ms; 精确的瞬时CSI虽然几乎不可能获得, 但可以作为性能上界。由图4可以看出, 对于非视距传播的情况, 采用统计CSI的波束成形性能要优于采用过时CSI的。这是由于非视距路径随机性更强, 过时的瞬时CSI无法较好地应对这种随机性, 此时采用统计CSI可以更好地表征信道的长期统计特性。

在视距传播条件下, 根据过时CSI进行波束成形的频谱效率性能与采用瞬时CSI时几乎完全一致。这是由于在LOS传播条件下, 视距路径占主导地位; 由于发射机和接收机的距离很远, LEO卫星的高速运动并不会引起方位角和俯仰角的剧烈变化, 视距路径的到达角和离开角在较长的一段时间可以认为是不变的。统计CSI是为了应对随机出现的非视距路径的鲁棒性, 在展宽波束的同时降低了波束在视距路径上的增益, 因此无法取得接近瞬时CSI的性能。

图6(a)~图6(c)和图6(d)~图6(f)分别是LEO卫星生成8波束和16波束时的波束覆盖情况, 从左到右分别为瞬时CSI、统计CSI与过时CSI下的波束覆盖情况, 红色标志表

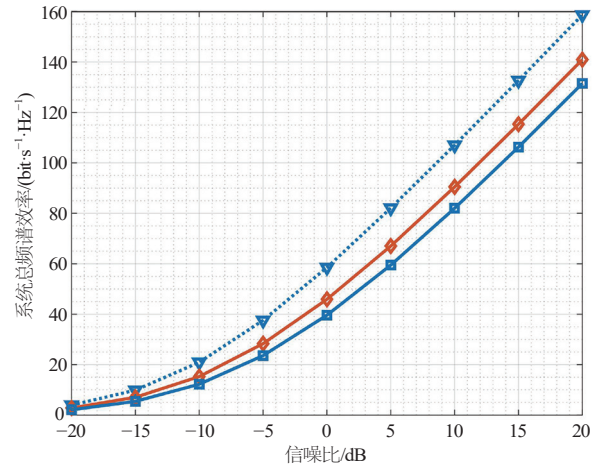


图4 NLOS传播条件下的系统总频谱效率

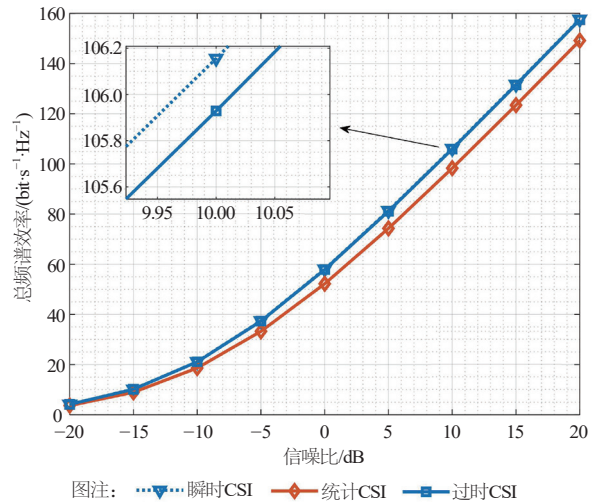


图5 LOS传播条件下的系统总频谱效率

示地面用户接收终端所在位置。可以看到, 在所有情况下, 用户都是位于波束覆盖范围内的, 且大多数时间位于波束中心位置。当增加波束数的时候, 若从地面随机选取用户, 则可能存在某两个用户之间距离较近, 即这两个用户的信道具有强相关性, 此时会造成两个波束流之间的互相干扰, 造成频谱效率的下降, 因此不可能无限制地增加波束。通常地面会同时存在很多请求用户, 通过适当的用户调度机制, 可以使得同一时段下与卫星进行通信的用户尽可能不互相干扰, 从而提升频谱效率。

图7是SNR为10 dB时, LOS和NLOS传播条件下的用户平均频谱效率对比。可以看到, 随着波束数的增加, 尽管系统总频谱效率可能有所增加, 但用户的平均频谱效率是呈下降趋势的。对于LOS的情况, 即使总波束数达

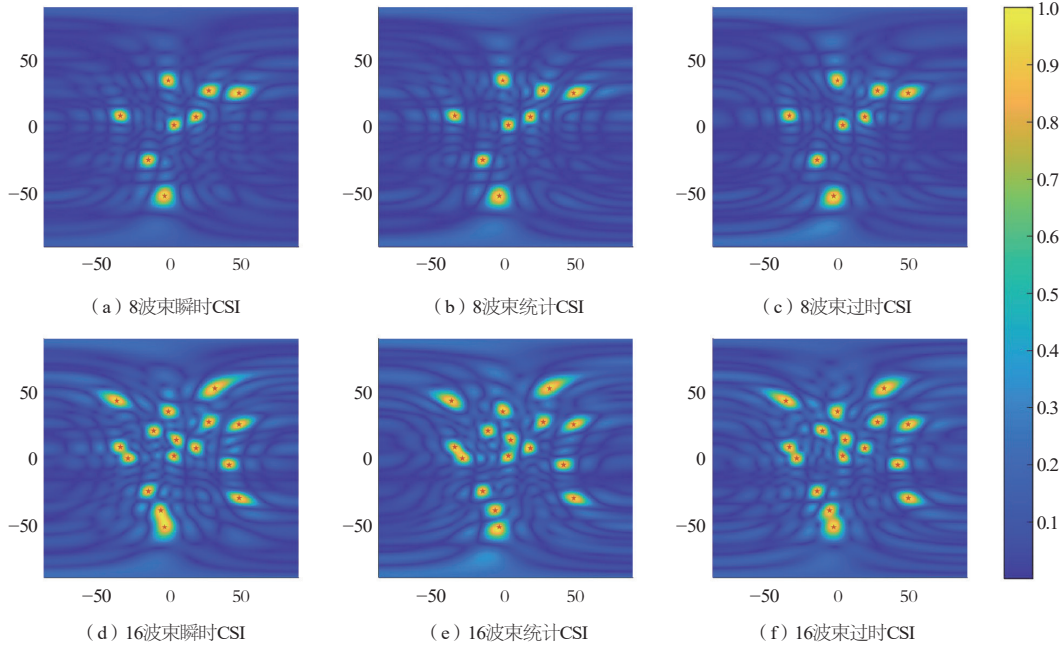


图6 不同条件下的波束覆盖情况

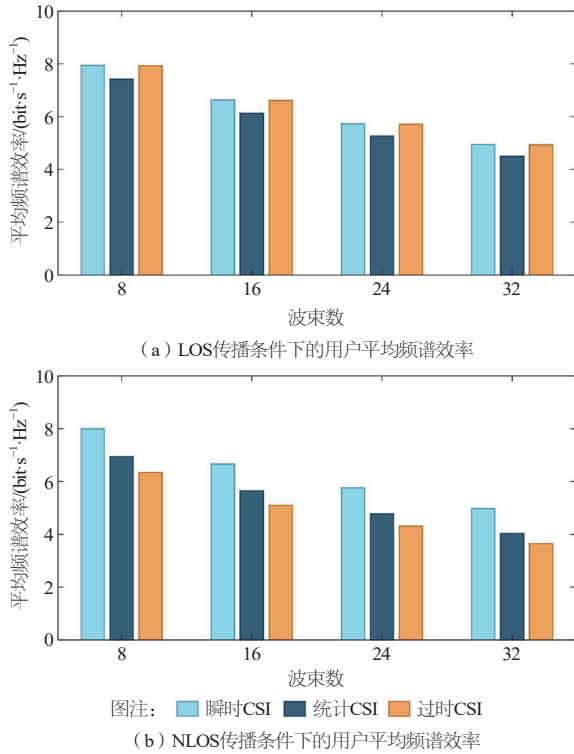


图7 SNR=10 dB时, LOS和NLOS传播条件下的用户平均频谱效率对比

到32波束, 最低的用户平均频谱效率仍然可以超过4 bit/s/Hz; 而对于NLOS的情况, 32波束系统下最低的用户平均频谱效率也可以达到3.65 bit/s/Hz。对于卫星信道而言, 该方案的空间复用效率是较为可观的。

接下来对波束成形方案的算法复杂度进行分析。在模拟域设计中, 基于特征值分解的模拟合并器求解主要包括3个步骤, 分别为: 计算信道协方差矩阵 $\mathbf{P}_k = \mathbf{H}_k \mathbf{H}_k^H$ 、对 $\mathbf{P}_k$ 进行特征值分解以及特征值排序。3个步骤的算法复杂度分别为 $O(N_t N_r^2)$ 、 $O(N_r^3)$ 和 $O(N_r^2)$ 。基于等效增益传输的模拟预编码器求解复杂度为 $O(\mathbf{K} M_r N_r N_t)$ 。因此, 模拟域处理的总复杂度约为 $O(\mathbf{K} N_t N_r^2)$ 。数字域块对角化的复杂度主要来自奇异值分解操作。对 $\mathbf{H}_{eq} \in \mathbb{C}^{\mathbf{K} M_r \times M_t}$ 进行奇异值分解的复杂度为 $O(M_t^3)$, 因此算法总的复杂度为 $O(\mathbf{K} N_t N_r^2 + M_t^3)$ 。由于地面终端的天线阵元数和卫星天线的射频链路数通常远少于卫星天线阵元数, 波束成形算法的计算复杂度主要受卫星天线阵元数影响。本文所提算法的复杂度与卫星天线数呈线性关系, 这种低复杂度的特性有利于算法在卫星通信系统中的应用。

图8为10 dB条件下, LEO卫星发射端经过多普勒频移预补偿与未经过多普勒频移预补偿的接收信号星座图对比。可以看到, 经过多普勒频移预补偿后, 接收端可以更容易地恢复出接收信号, 从而降低地面接收端的信号处理难度。

4 结束语

本系统模型的简单原型实现基于NTNCDL信道模型进行检验, 以瞬时CSI下的频谱效率作为性能上界, 验证

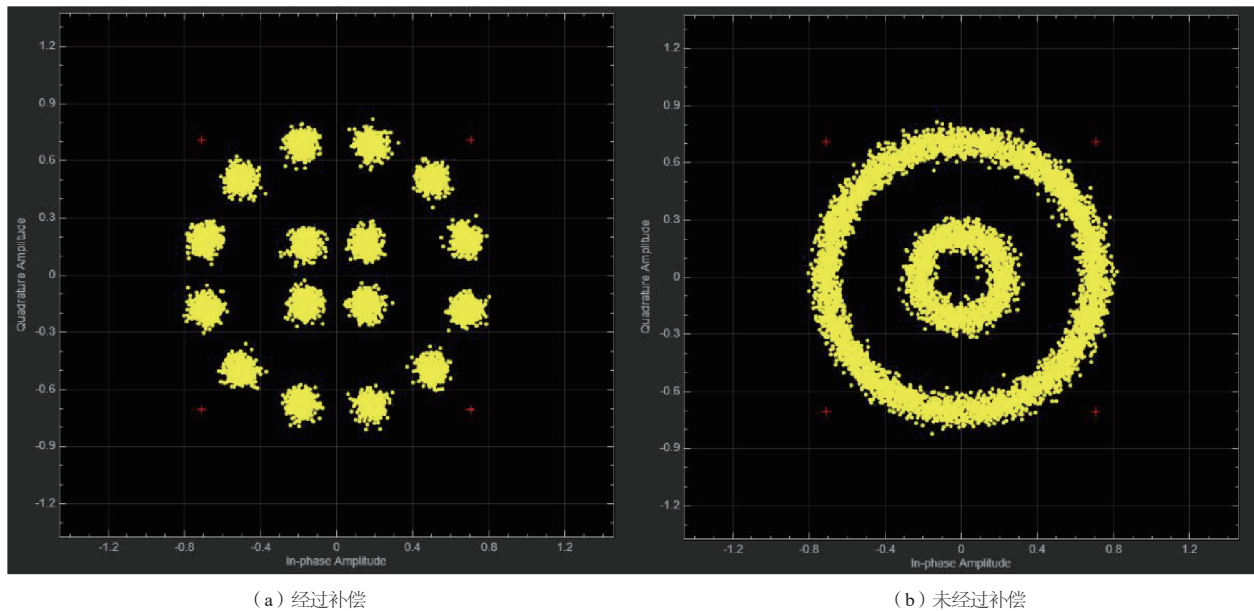


图8 10 dB条件下, LEO卫星发射端经过多普勒频移预补偿与未经过多普勒频移预补偿的接收信号星座图对比

了低轨卫星信道的容量,考虑实际系统中瞬时CSI难以获取的问题,分析了过时CSI和统计CSI的性能。仿真结果表明,即使在非完美CSI下,该波束成形方案的整体性能仍要优于传统四色复用,有望为天地融合的通信系统提供技术参考。

参考文献：

- [1] 高芳, 李梦薇. 芬兰奥卢大学发布白皮书初步提出6G愿景和挑战[J]. 科技中国, 2019(12): 94-97.
GAO F, LI M W. The University of Oulu, Finland, released a white paper, initially proposing the vision and challenges of 6G[J]. China Scitechnology Business, 2019(12): 94-97.
- [2] 3GPP. Technical specification group radio access network; Solutions for NR to support non-terrestrial networks (NTN): TR 38.821[R]. 2021.
- [3] 陈山枝. 关于低轨卫星通信的分析及我国的发展建议[J]. 电信科学, 2020, 36(6): 1-13.
CHEN S Z. Analysis of LEO satellite communication and suggestions for its development strategy in China[J]. Telecommunications Science, 2020, 36(6): 1-13.
- [4] CHUNG J, HWANG C S, KIM K, et al. A random beamforming technique in MIMO systems exploiting multiuser diversity[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2003, 21(5): 848-855.
- [5] SPENCER Q H, SWINDLEHURST A L, HAARDT M. Zero-forcing methods for downlink spatial multiplexing in multiuser MIMO

channels[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2004, 52(2): 461-471.

- [6] LIANG L, XU W, DONG X D. Low-complexity hybrid precoding in massive multiuser MIMO systems[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2014, 3(6): 653-656.
- [7] 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.
- [8] HA V N, NGUYEN D H N, FRIGON J F. Energy-efficient hybrid precoding for mmWave multi-user systems[C]//Proceedings of 2018 IEEE International Conference on Communications. Piscataway: IEEE Press, 2018: 1-6.
- [9] SHI Q J, HONG M Y. Spectral efficiency optimization for millimeter wave multiuser MIMO systems[J]. IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing, 2018, 12(3): 455-468.
- [10] ZHANG D D, WANG Y F, LI X H, et al. Hybridly connected structure for hybrid beamforming in mmWave massive MIMO systems[J]. IEEE Transactions on Communications, 2018, 66(2): 662-674.
- [11] DONG F W, WANG W, WEI Z Y. Low-complexity hybrid precoding for multi-user MmWave systems with low-resolution phase shifters[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2019, 68(10): 9774-9784.
- [12] LIN T, CONG J Q, ZHU Y, et al. Hybrid beamforming for millimeter wave systems using the MMSE criterion[J]. IEEE Transactions on Communications, 2019, 67(5): 3693-3708.
- [13] PAPAGEORGIOU G K, SELLATHURAI M, NTOUGIAS K, et al.

- A stochastic optimization approach to hybrid processing in massive MIMO systems[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2020, 9(6): 770-773.
- [14] 孙韶辉, 高秋彬, 苏昕, 等. 5G大规模波束成形技术综述[J]. 无线电通信技术, 2019, 45(6): 576-584.
- SUN S H, GAO Q B, SU X, et al. Overview of massive beamforming technology for 5G NR[J]. Radio Communications Technology, 2019, 45(6): 576-584.
- [15] 李科新, 尤力, 高西奇. 基于大规模MIMO的低轨卫星通信系统[J]. 天地一体化信息网络, 2022, 3(1): 2-8.
- LI K X, YOU L, GAO X Q. Massive MIMO LEO satellite communications system[J]. Space-Integrated-Ground Information Networks, 2022, 3(1): 2-8.
- [16] ARAPOGLOU P D, LIOLIS K, BERTINELLI M, et al. MIMO over satellite: a review[J]. IEEE Communications Surveys & Tutorials, 2011, 13(1): 27-51.
- [17] CHEPORNIUK H, SCHWARZ R T, DELAMOTTE T, et al. MIMO throughput performance analysis in LEO communication scenario[C]// Proceedings of 2021 IEEE 94th Vehicular Technology Conference. Piscataway: IEEE Press, 2021: 1-6.
- [18] YOU L, LI K X, WANG J H, et al. Massive MIMO transmission for LEO satellite communications[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2020, 38(8): 1851-1865.
- [19] LI K X, YOU L, WANG J H, et al. Downlink transmit design for massive MIMO LEO satellite communications[J]. IEEE Transactions on Communications, 2022, 70(2): 1014-1028.
- [20] 杨明川, 丁睿, 郭庆. 卫星移动信道传播特性分析与建模[M]. 北京: 人民邮电出版社, 2020.
- YANG M C, DING R, GUO Q. Analysis and modeling of satellite mobile channel propagation characteristics[M]. Beijing: Posts and Telecom Press, 2020.
- [21] GOTO D, SHIBAYAMA H, YAMASHITA F, et al. LEO-MIMO satellite systems for high capacity transmission[C]//Proceedings of 2018 IEEE Global Communications Conference. Piscataway: IEEE Press, 2018: 1-6.
- [22] ZHANG S L. A survey on space-aerial-terrestrial integrated 5G networks[J]. Computer Networks, 2020, 174: 107212.
- [23] SHARMA S K, CHATZINOTAS S, ARAPOGLOU P D. Satellite Communications in the 5G Era[M]. Institution of Engineering and Technology, 2018.
- [24] GRÜNDINGER A. Statistical robust beamforming for broadcast channels and applications in satellite communication[M]. Berlin: Springer, 2020.
- [25] YOU L, QIANG X Y, 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.
- [26] WANG W J, GAO L N, DING R, et al. Resource efficiency optimization for robust beamforming in multi-beam satellite communications[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2021, 70(7): 6958-6968.
- [27] 3GPP. Technical specification group radio access network; Study on new radio (NR) to support non-terrestrial networks: TR 38.811[R]. 2020.

[作者简介]



罗志勇 (1973-), 男, 中山大学电子与通信工程学院教授、博士生导师, 国家重点领域计划总体专家, 主要研究方向为卫星互联网一体化融合、无线通感算融合赋能技术、通信人工智能应用, 曾获中国卫星导航定位创新应用金奖、广东省科技进步一等奖、中国轻工联科技进步奖等。



辛宁 (1982-), 男, 博士, 高级工程师, 主要研究方向为天基信息网络。



孙韶辉 (1974-), 男, 博士, 教授级高级工程师, 博士生导师, 大唐移动通信设备有限公司副总经理, 大唐电信科技集团首席专家, 入选科技部中青年科技创新领军人才计划, 曾获国家科技进步特等奖及技术发明二等奖等。