

无人机辅助多用户毫米波MIMO系统的透镜波束预编码技术研究

陈真 唐杰* 杜晓宇 章秀银
(华南理工大学电子与信息学院 广州 510641)

摘要: 无人机(UAV)与毫米波(mmWave)多输入多输出(MIMO)系统的结合可以提供高数据速率的空中链路,然而其部署位置及波束赋形设计直接影响无线通信系统的吞吐量。为实现多用户同时接入通信,该文提出基于离散透镜阵列(DLA)结构的波束空间预编码技术,构建了联合UAV飞行高度、波束选择及混合预编码的优化方案。为了解决这一涉及随机目标函数的非凸优化问题,该文利用最小化加权最小均方误差方法,将问题转化为求一系列子优化问题,进而通过一种惩罚对偶分解(PDD)算法求解。数值仿真结果表明,该方案能够实现接近全数字波束赋形方案的频谱效率性能。

关键词: 无人机; 毫米波通信; MIMO; 混合预编码; 透镜天线阵列

中图分类号: TN911.7; TP391

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2022)03-0844-08

DOI: 10.11999/JEIT211194

Lens Array-based Beam Precoding Optimization for UAV-enabled Multiuser Millimeter Wave MIMO System

CHEN Zhen TANG Jie DU Xiaoyu ZHANG Xiuyin

(School of Electronic and Information, South China University of Technology, Guangzhou 510641, China)

Abstract: The combination of Unmanned Aerial Vehicle (UAV) and millimeter Wave (mmWave) Multiple Input Multiple Output (MIMO) system can provide high data rate. However, deployment location of UAV and beamforming design affect directly the throughput of wireless communication system. To realize multi-user simultaneous access communication, beam space precoding technique based on Discrete Lens Array (DLA) structure is proposed in this paper, and an optimization scheme of joint UAV flight altitude, beam selection and hybrid precoding is constructed. To solve this highly non-convex problem that involves a stochastic objective function, this paper exploits the minimization weighted minimum mean square error method, transforms the problem into a series of simple approximation problems and then develops a Penalized Dual Decomposition (PDD) algorithm to solve the problem. Numerical simulation results show that the proposed scheme achieve near optimal achievable sum rate performance and close to full digital beamforming.

Key words: Unmanned Aerial Vehicle (UAV); millimeter Wave (mmWave) communication; Multiple Input Multiple Output (MIMO); Hybrid beamspace precoding; Lens antenna arrays

1 引言

无人机(Unmanned Aerial Vehicle, UAV)在军事和民用领域具有巨大潜能,将其与多输入多输出(Multiple Input Multiple Output, MIMO)无线网络结合的相关研究引起了广泛关注。UAV可

提供按需部署作为空中基站平台,有效支持紧急事件,并增强地面终端(Ground Terminal, GT)的无线容量^[1]。此外,毫米波(millimeter Wave, mmWave)频率的波长较短,大量天线阵列可在UAV上部署形成定向波束,有效提高数据速率并扩大覆盖^[2]。因此,无人机被认为是未来mmWave通信系统的主要候选技术之一^[3]。然而,传统UAV辅助通信系统的波束赋形增益依赖全数字预编码结构,导致了极高的硬件成本,阻碍UAV辅助通信的商业部署^[4]。面对该问题,基于负载控制寄生天线阵列^[5]、波束选择^[6]和模拟/数字预编码混合设计^[7]等大量低成本的波束赋形技术被提出。近期,一种新兴的波束空间MIMO方案将离散透镜阵列(Discrete Lens

收稿日期: 2021-10-29; 改回日期: 2022-02-15; 网络出版: 2022-02-25

*通信作者: 唐杰 eejtang@scut.edu.cn

基金项目: 国家自然科学基金(62001171), 广东省自然科学基金(2021A1515011966)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (62001171), The Natural Science Foundation of Guangdong Province (2021A1515011966)

Array, DLA)用于模拟空间波束形成,有效降低了射频链硬件成本^[8]。该技术利用透镜天线阵列(Lens Antenna Array, LAA),根据毫米波信道的稀疏性,设计波束选择器,通过镜像阵列聚焦波束能量,从而减少所需射频链^[9]。但传统的最大幅值、改进的干扰感知预编码等波束选择策略,仅限于地面通信。此外,现实的无线通信环境存在众多不可预见影响,导致当前技术难以应对各种复杂的无线通信场景。因此,研究基于UAV的波束空间预编码方案以快速应对突发事件具有重要意义。

为应对上述问题,部分相关学者提出混合波束赋形方案。但混合模拟/数字预编码所需射频链和移相器众多,导致了额外功耗及硬件成本^[10];并且混合预编码/组合矩阵优化问题比传统的全数字矩阵优化问题^[11]更加复杂。一种有效的方法是利用透镜的聚焦能力,开发DLA并用于mmWave MIMO通信系统,这种模拟/数字混合收发器结构如图1所示。文献[8]在基于DLA的mmWave MIMO系统中引入了径分多路模式。文献[12]进一步采用径分多路接入策略以提升传输效率,然而该策略有可能导致用户干扰问题。为此,文献[13]研究了一种干涉感知波束选择方案以降低用户间干扰。后续,文献[14]利用LAA的结构研究了mmWave波束空间MIMO系统的压缩信道估计问题。值得注意的是,波束空间MIMO系统本质上类似于动态混合预编码系统中的相移和选择,但波束空间MIMO采用了模数转换器,大大降低了硬件成本,缓解了多用户干扰带来的性能瓶颈。因此,将DLA应用于UAV无线通信具有巨大的潜力。然而,在UAV辅助的MIMO通信系统中,由于UAV的高度与LAA的波束选择器高度耦合,导致了该优化问题为非凸优化问题难以直接求解。因此,寻求高效的优化和求解方式是值得关注的关键技术之一。

本文研究了一种无人机搭载离散透镜阵列的毫

米波无线通信技术,通过联合优化无人机高度、混合波束空间预编码矩阵及离散镜像阵列,从而实现最大化频谱效率。首先,针对无人机的高度、波束选择和波束空间预编码、数字预编码器/组合器变量、无人机的位置规划和高度等多变量,提出一种有效的联合优化问题。该优化问题涉及非凸的多个变量耦合约束,导致求解困难。为解决该NP-hard问题,本文提出惩罚对偶分解(Penalty Dual Decomposition, PDD)方法,引入带有辅助变量和惩罚参数的目标函数以处理耦合的数字预编码/组合矩阵和波束选择器约束,并将优化问题重构为等效增广拉格朗日函数(Augmented Lagrangian, AL)求其最小值,其中每个子问题采用块坐标下降(Block Coordinate Descent, BCD)算法独立求解。数值仿真结果验证了所提出的无人机高度、波束选择和波束空间预编码联合优化策略的有效性,能够实现接近全数字预编码方案的频谱效率性能。

2 问题描述及其公式化

图2显示基于镜像阵列的毫米波通信系统示意图。UAV被部署为飞行基站,服务于 K 个GT。UAV搭载了LAA。假设UAV的水平位置分别为 $\mathbf{x} = (x(1), x(2))$ 并悬停于距地面 h 的高度。每个GT的高度与UAV的高度相比为零,用 $\mathbf{z}_k = (z_k(1), z_k(2))$ 表示第 k 个GT的位置。UAV的地面覆盖面积依赖天线的主瓣,其半径为 $\|\mathbf{z} - \mathbf{x}\| = h \tan \theta$ 。UAV配备 N_t 个发射天线和 N_t^{RF} 个射频链,实现对 K 个GT同时通信,其中每个GT都配备 N_r 个接收天线。假设 N_s 为数据流,接收端天线约束为 $KN_s \leq N_t^{\text{RF}} \leq N_t$ 和 $N_s \leq N_r$ 。

由于毫米波高路径损耗特性,本文采用Rician衰落信道模型。与传统的低频信道不同,UAV与GT之间的信道是随机衰落的,因此从第 k 个GT到UAV的信道矩阵可以表示为

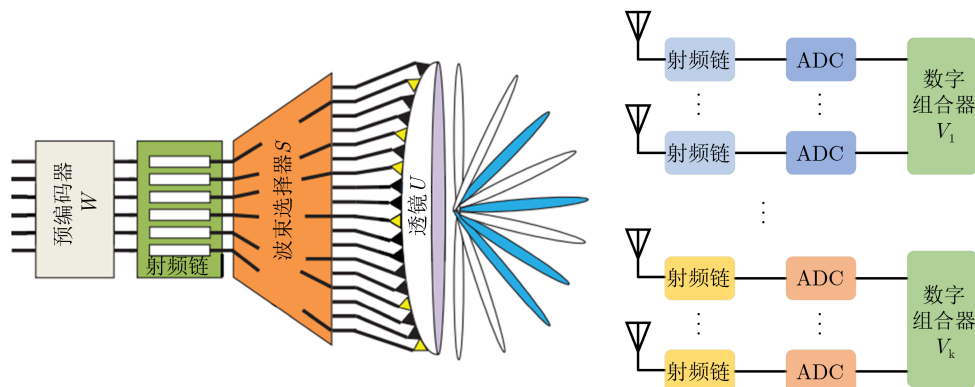


图1 基于LAA结构的毫米波MIMO通信示意图



图2 基于镜像阵列结构的UAV通信示意图

$$\hat{H}_k = \sqrt{\beta_0(d_k)^{-\alpha}} \left(\sqrt{\frac{\delta}{\delta+1}} G_k + \sqrt{\frac{1}{\delta+1}} \hat{G}_k \right) \quad (1)$$

其中, β_0 为信道功率增益, $d_k = \sqrt{\|z - x_k\|_2^2 + h^2}$ 为UAV与第 k 个GT之间的距离, $\alpha \geq 2$ 为路径损耗指数。 G_k 为 $G_k(i, j) = 1$ 时第 k 个GT的视距(Line of Sight, LoS)分量, \hat{G}_k 为第 k 个GT的瑞利衰落信道(或NLoS)分量, $\delta \geq 0$ 为主要LoS和NLoS分量功率比的莱斯因子。

2.1 透镜辅助毫米波 MIMO 系统

如图1所示, 透镜天线阵列是在UAV支持的mmWave MIMO系统上设计的。在该结构中, 来自不同未知方向的信号将集中在阵列天线上。透镜U可以表征为入射信号的空间离散傅里叶变换, 其中包括覆盖整个角域的 N_t 阵列导向向量为

$$\mathbf{U} = [\mathbf{a}(\bar{\phi}_1), \mathbf{a}(\bar{\phi}_2), \dots, \mathbf{a}(\bar{\phi}_{N_t})]^H \quad (2)$$

其中, $\mathbf{a}(\bar{\phi}_i) = (1/\sqrt{N_t}) [e^{-2i\pi\bar{\phi}_i n}] (n \in \mathcal{I})$ 为空间方向 $\bar{\phi}_i$ 的 $N_t \times 1$ 阵列导向向量, 并且 $\mathcal{I} = \{n - (N_t - 1)/2 | n = 0, 1, \dots, N_t - 1\}$ 是数组元素的索引集。 $\bar{\phi}_i$ 为归一化空间方向

$$\bar{\phi}_i = \frac{1}{N_t} \left(i - \frac{N_t - 1}{2} \right), i = 1, 2, \dots, N_t \quad (3)$$

因此, 可通过傅里叶变换得到式(1)中的波束空间MIMO信道 \hat{H}_k , 其定义为

$$\tilde{H}_k = \hat{H}_k \mathbf{U} + (d_k)^{-\frac{\alpha}{2}} \hat{H}_k \quad (4)$$

其中, $\mathbf{H}_k = \sqrt{\frac{\beta_0 \delta}{\delta+1}} \mathbf{G}_k \mathbf{U} + \sqrt{\frac{\beta_0}{\delta+1}} \hat{G}_k \mathbf{U}$ 。

对于每个GT, 接收到的信号用数字组合器处理。则第 k 个GT接受信号 \mathbf{y}_k 表示为

$$\begin{aligned} \mathbf{y}_k &= \mathbf{V}_k^H \tilde{H}_k \mathbf{S} \mathbf{W} \mathbf{c} + \mathbf{V}_k^H n_k \\ &= (d_k)^{-\frac{\alpha}{2}} \mathbf{V}_k^H \hat{H}_k \mathbf{S} \mathbf{W} \mathbf{c} + \mathbf{V}_k^H n_k \end{aligned} \quad (5)$$

其中, $\mathbf{W} = [\mathbf{W}_1, \mathbf{W}_2, \dots, \mathbf{W}_K] \in \mathbb{C}^{N_t^{\text{RF}} \times KN_s}$ 是数字预编码器表示第 k 个GT的数字预编码器, $\mathbf{c} = [c_1^T, c_2^T, \dots, c_K^T]^T \in \mathbb{C}^{KN_s \times 1}$ 表示归一化功率为 $\mathbb{E}(\mathbf{c}\mathbf{c}^T) = \mathbf{I}$

的第 k 个GT的发射信号向量。 $n_k \sim CN(1, \sigma^2 \mathbf{I}_k)$ 为加性高斯白噪声(AWGN), 波束选择 \mathbf{S} 的元素 $s_{i,j}$ 设置为0或1。这意味着波束选择器的每列都有且只有一个非零元素1。

2.2 联合优化问题公式

为使模型更直观, 重新构造了一个等价的 $(d_k)^{-(\alpha/2)}$, 并将其表示为 $(d_k)^{-(\alpha/2)} = (h^2 + \|z - x_k\|_2^2)^{-(\alpha/2)} = (h^2 + (h \sec \Theta)^2)^{-(\alpha/2)} = (h \sec \Theta)^{-\alpha}$ 。因此, 接收到第 k 个GT的信号可表示为

$$\mathbf{y}_k = (h \sec \Theta)^{-\alpha} \mathbf{V}_k^H \tilde{H}_k \mathbf{S} \mathbf{W} \mathbf{c} + \mathbf{V}_k^H n_k \quad (6)$$

在 $\{c_k, n_k | k = 1, 2, \dots, K\}$ 的相互独立的假设下, 本文可以通过最小化最小均方差(Minimum Mean Square Error, MMSE)得到矩阵 \mathbf{V}_k

$$\begin{aligned} \mathbf{V}_k &= (h \sec \Theta)^\alpha (H_k \mathbf{S} \mathbf{W} \mathbf{W}^H \mathbf{S}^H H_k^H \\ &\quad + \sigma^2 (h \sec \Theta)^{2\alpha} \mathbf{I}_{N_r})^{-1} H_k \mathbf{S} \mathbf{W} \end{aligned} \quad (7)$$

假设所提出的优化问题中矩阵 \mathbf{V}_k 的初始值是基于式(7)形式。则所提出的联合优化问题可表示为下列频谱效率最大化问题:

$$\max_{\mathbf{W}, \mathbf{S}, h} \sum_{k=1}^K \lg \det \left(\mathbf{I}_{N_r} + \frac{H_k \mathbf{S} \mathbf{W} \mathbf{W}^H \mathbf{S}^H H_k^H}{\sigma^2 (h \sec \Theta)^{2\alpha}} \right) \quad (8a)$$

$$\text{s.t. } \text{tr}(\mathbf{W}^H \mathbf{S}^H \mathbf{S} \mathbf{W}) \leq P \quad (8b)$$

$$\sum_{j=1}^{N_t^{\text{RF}}} s_{i,j} \leq 1, s_{i,j} \in \{0, 1\} \quad (8c)$$

$$\sum_{i=1}^{N_t} s_{i,j} = 1, s_{i,j} \in \{0, 1\} \quad (8d)$$

$$h_{\min} \leq h \leq h_{\max} \quad (8e)$$

$$\text{式(7)} \quad (8f)$$

其中, P 是基站的总发射功率。由于UAV飞行高度受相关法规限制, 其高度 h 的可行范围表示为 $[h_{\min}, h_{\max}]$ 。约束式(8c)保证每个波束最多选择一个射频链, 而约束式(8d)确保每个波束由单个射频链产生。

值得注意的是, 优化问题式(8)涉及到3个变量和非凸约束的联合优化, 难以直接求解。此外, 固定的组合矩阵会导致性能下降。为了解决上述问题, 本文首先引入均方误差(Mean Square Error, MSE)作为UAV联合高度、波束选择和发射/接收预编码设计的目标函数, 可表示为 $\mathbf{E}_k = \mathbb{E}\{(y_k - c_k)(y_k - c_k)^H\}$, 并假设 y_k 和 n_k 是相互独立的, 所以 \mathbf{E}_k 可以进一步表示为

$$\begin{aligned} \mathbf{E}_k &= (h \sec \Theta)^{-2\alpha} \mathbf{V}_k^H H_k \mathbf{S} \mathbf{W} \mathbf{W}^H \mathbf{S}^H H_k^H \mathbf{V}_k \\ &\quad - 2(h \sec \Theta)^{-\alpha} \Re \{ \mathbf{V}_k^H H_k \mathbf{S} \mathbf{W} \} + \sigma^2 \mathbf{V}_k^H \mathbf{V}_k + \mathbf{I}_{N_s} \end{aligned} \quad (9)$$

通过引入辅助加权矩阵 ξ_k ，将频谱效率最大化问题式(8)等价表示为

$$\max_{\mathbf{W}, \mathbf{V}_k^H, \mathbf{S}, h, \xi_k} \sum_{k=1}^K (\lg \det(\xi_k) - \text{tr}(\xi_k \mathbf{E}_k) + N_s) \quad (10a)$$

$$\text{s.t. } \text{tr}(\mathbf{W}^H \mathbf{S}^H \mathbf{S} \mathbf{W}) \leq P \quad (10b)$$

$$\sum_{j=1}^{N_t^{\text{RF}}} s_{i,j} \leq 1, \sum_{i=1}^{N_t} s_{i,j} = 1, s_{i,j} \in \{0, 1\} \quad (10c)$$

$$h_{\min} \leq h \leq h_{\max} \quad (10d)$$

其中， ξ_k 由 E_k^{-1} 得到。

根据上述联合优化问题，每个GT的最优数字编码器是可分离的，并且可以独立估计。通常采用经典的BCD算法将MWMSE优化问题划分为一系列子问题，分别对每个变量进行优化。然而，当问题式(10)中的不同变量相互耦合约束时，BCD算法不能直接执行。为了处理耦合约束，引入惩罚函数法求解优化问题式(10)。

3 混合预编码设计

本节通过基于拉格朗日法的BCD算法求解优化问题式(10)。由于发射预编码器和接收编码器在功率约束下是相互耦合的，难以达到最优解。因此，原问题被分解为一系列子问题并分别独立求解：权重矩阵 ξ_k ，UAV高度 h ，数字编码器 \mathbf{V}_k^H ，数字预编码器 \mathbf{W} ，波束选择器 \mathbf{S} 。

3.1 权重矩阵的优化

固定变量 \mathbf{W} ， \mathbf{V}_k^H ， \mathbf{S} 和 h ，关于 ξ_k 的优化问题式(10)可以改写为

$$\min_{\xi_k} \sum_{k=1}^K \lg(\det(\xi_k) - \text{tr}(\xi_k \mathbf{E}_k)) \quad (14)$$

通过将该优化问题对 ξ_k 求导并令值为零，可得最优权重矩阵 ξ_k^* 为

$$\xi_k^* = E_k^{-1} = \left[(h \sec \Theta)^{-2\alpha} \mathbf{V}_k^H \mathbf{H}_k \mathbf{S} \mathbf{W} \mathbf{W}^H \mathbf{S}^H \mathbf{H}_k^H \mathbf{V}_k - 2(h \sec \Theta)^{-\alpha} \Re(\mathbf{V}_k^H \mathbf{H}_k \mathbf{S} \mathbf{W}) + \sigma^2 \mathbf{V}_k^H \mathbf{V}_k + \mathbf{I}_{N_s} \right]^{-1} \quad (15)$$

3.2 高度的优化

对于UAV的高度优化问题，先固定 ξ_k ， \mathbf{W} ， \mathbf{V}_k^H 和 \mathbf{S} ，将关于 h 的优化问题式(10)表示为

$$\min_h \sum_{k=1}^K (h \sec \Theta)^{-2\alpha} A_k - (h \sec \Theta)^{-\alpha} B_k + C_k \quad (16)$$

$$\text{s.t. } h_{\min} \leq h \leq h_{\max}$$

其中， $A_k = \text{tr}(\xi_k \mathbf{V}_k^H \mathbf{H}_k \mathbf{S} \mathbf{W} \mathbf{W}^H \mathbf{S}^H \mathbf{H}_k^H \mathbf{V}_k)$ ， $B_k = 2\text{tr}(\mathbf{V}_k^H \mathbf{H}_k \mathbf{S} \mathbf{W})$ ， $C_k = [\sigma^2 \text{tr}(\xi_k \mathbf{V}_k^H \mathbf{V}_k) + \xi_k \mathbf{I}_{N_s}]$ 。

根据式(16)，定义函数和，可以得到

$$f'(\mathbf{x}(h)) = 2A_k \mathbf{x}(h) - B_k \quad (17)$$

因此，以下两种情况可得UAV最佳高度：

情况1：如果 $\mathbf{x}(h) > B_k/(2A_k)$ ，可得 $f'(\mathbf{x}(h)) > 0$ ，并且当 $\hat{h}_{\min} \leq h \leq h_{\max}$ 时， $f(\mathbf{x}(h))$ 为递增函数。易知 $\mathbf{x}(h)$ 是一个关于 h 的单调递减函数，用 h^* 表示 h 的最优值，则

$$h^* = h_{\max} \quad (18)$$

情况2：如果 $\mathbf{x}(h) \leq B_k/(2A_k)$ 且 $\hat{h}_{\min} \leq h \leq h_{\max}$ ，则 $f(\mathbf{x}(h))$ 是一个单调递减函数。取最优 $\mathbf{x}(h)^*$ 时满足：

$$h^* = h_{\min} \quad (19)$$

在获得最优飞行高度 h^* 后，对优化问题式(16)进行2D穷举搜索以得到UAV的最优位置 \mathbf{x} 。

3.3 波束选择和波束空间预编码矩阵的优化

为解决耦合约束问题，采用经典PDD框架对问题式(10)进行解耦。在推导PDD方法前，引入了辅助变量 $\{\hat{s}_{i,j}\}$ 和 \mathbf{Q}_k ，它们受 $s_{i,j} = \hat{s}_{i,j}$ ， $s_{i,j}(1 - \hat{s}_{i,j}) = 0$ ， $0 \leq \hat{s}_{i,j} \leq 1$ 和 $\mathbf{Q}_k = \mathbf{S} \mathbf{W}_k$ 的约束。设 $\mathbf{s}_i^T \in \mathbb{C}^{1 \times N_t^{\text{RF}}}$ 是 \mathbf{S} 的第 i 行，约束式(8c)被重新定义为 $\mathbf{s}_i^T \mathbf{1} \leq 1$ 并且向量 $\mathbf{1} \in \mathbb{C}^{N_t^{\text{RF}} \times 1}$ 的元素均是1。此外， $s_{i,j}$ 表示为 $\mathbf{s}_i^T \mathbf{f}_j$ ，其中 $\mathbf{f}_j \in \mathbb{C}^{N_r^{\text{RF}} \times 1}$ 是 $\mathbf{I}_{N_r^{\text{RF}}}$ 的第 j 列。根据上述表示法，将优化问题式(10)重新表述为

$$\min_{\mathbf{W}_k, \mathbf{V}_k^H, \mathbf{Q}_k, \{\hat{s}_{i,j}\}} \sum_{k=1}^K \text{tr}(\xi_k \mathbf{E}_k) \quad (20a)$$

$$\text{s.t. } \sum_{k=1}^K \|\mathbf{Q}_k\|_F^2 \leq P \quad (20b)$$

$$\mathbf{Q}_k = \mathbf{S} \mathbf{W}_k \quad (20c)$$

$$\mathbf{s}_i^T \mathbf{f}_j (1 - \hat{s}_{i,j}) = 0, \mathbf{s}_i^T \mathbf{f}_j - \hat{s}_{i,j} = 0 \quad (20d)$$

$$\sum_{i=1}^{N_t} \mathbf{s}_i^T \mathbf{f}_j = 1 \quad (20e)$$

$$\mathbf{s}_i^T \mathbf{1} \leq 1, 0 \leq \hat{s}_{i,j} \leq 1 \quad (20f)$$

其中， \mathbf{E}_k 可表示为

$$\mathbf{E}_k = (\mathbf{I} - \mathbf{V}_k^H \mathbf{H}_k \mathbf{Q}_k) (\mathbf{I} - \mathbf{V}_k^H \mathbf{H}_k \mathbf{Q}_k)^H + \sigma^2 \mathbf{V}_k^H \mathbf{V}_k \quad (21)$$

然而，最小化问题式(20)仍难以解决。因此，进一步采用补偿函数将上述约束极小化问题转化为无约束极小化问题，并通过BCD算法进行求解。对约束 $\{\mathbf{Q}_k = \mathbf{S} \mathbf{W}_k\}$ 引入乘数变量 $\{\mathbf{L}_k\}$ ，进而将优化变量划分为若干块变量 \mathbf{W}_k ， \mathbf{V}_k^H ， \mathbf{Q}_k 和 \mathbf{S} ，每个块对应的子问题独立求解：

(1) 优化 $\{\mathbf{V}_k^H\}$ 子问题: 固定其他变量, 优化 \mathbf{V}_k^H 。

$$\min_{\mathbf{V}_k^H} \sum_{k=1}^K \text{tr}(\xi_k \mathbf{E}_k) \quad (22)$$

然后, 利用KKT条件, 求解优化问题式(22)中的最优 \mathbf{V}_k^H 值

$$\begin{aligned} \mathbf{V}_k^H &= (h \sec \Theta)^\alpha \mathbf{Q}_k^H \mathbf{H}_k^H \\ &\times \left(\mathbf{H} \mathbf{E}_k \mathbf{Q}_k \mathbf{Q}_k^H \mathbf{H}_k^H + \sigma^2 (h \sec \Theta)^{2\alpha} \mathbf{I} \right)^{-1} \end{aligned} \quad (23)$$

(2) 优化 \mathbf{W}_k 子问题: 通过求解下面的极小化问题得到最优 \mathbf{W}_k

$$\min_{\mathbf{W}_k} \|\mathbf{Q}_k - \mathbf{S} \mathbf{W}_k + \rho \mathbf{L}_k\|_F^2 \quad (24)$$

同理, 计算优化问题式(24)的1阶最优条件可以求解得

$$\mathbf{W}_k = (\mathbf{S}^H \mathbf{S})^{-1} \mathbf{S}^H (\mathbf{Q}_k - \rho \mathbf{L}_k) \quad (25)$$

(3) 优化 $\{\mathbf{Q}_k\}$ 子问题: 该子问题通过求解以下最小化问题进行更新

$$\begin{aligned} \min_{\mathbf{Q}_k} \sum_{k=1}^K \left\{ \text{tr}(\xi_k \mathbf{E}_k) + \frac{1}{\rho} \|\mathbf{Q}_k - \mathbf{S} \mathbf{W}_k + \rho \mathbf{L}_k\|_F^2 \right\} \\ \text{s.t.} \quad \sum_{k=1}^K \|\mathbf{Q}_k\|_F^2 \leq P \end{aligned} \quad (26)$$

将 $\|\mathbf{Q}_k - \mathbf{S} \mathbf{W}_k + \rho \mathbf{L}_k\|_F^2$ 展开并进行适当的排列, 最小化问题式(26)的等价表示为

$$\begin{aligned} \min_{\mathbf{Q}_k} \sum_{k=1}^K \left\{ \text{tr}(\xi_k \mathbf{E}_k) + \frac{1}{\rho} \text{tr}(\mathbf{Q}_k^H \mathbf{Q}_k) - \frac{2}{\rho} \Re \left\{ \text{tr}(\mathbf{Q}_k^H \mathbf{B}_k) \right\} \right\} \\ \text{s.t.} \quad \sum_{k=1}^K \|\mathbf{Q}_k\|_F^2 \leq P \end{aligned} \quad (27)$$

其中, $\mathbf{B}_k = (\mathbf{S} \mathbf{W}_k - \rho \mathbf{L}_k)$ 。

上述问题式(27)是一个凸2次优化问题。通过拉格朗日乘子 $\eta \geq 0$, 可计算最优 \mathbf{Q}_k 的封闭解:

$$\begin{aligned} \mathbf{Q}_k &= (\mathbf{I} + \rho \eta \mathbf{I} + \rho \mathbf{H}_k^H \mathbf{V}_k \xi_k \mathbf{V}_k^H \mathbf{H}_k)^{-1} \\ &\times (\mathbf{B}_k + 2\rho \mathbf{H}_k^H \mathbf{V}_k \xi_k) \end{aligned} \quad (28)$$

其中, η 是用半分法选择参数。

(4) 优化 $\{\hat{s}_{i,j}\}$ 子问题: 变量 $\{\hat{s}_{i,j}\}$ 通过固定其余的变量来更新。 $\{\hat{s}_{i,j}\}$ 的最小化子问题可以重写为

$$\min_{\hat{s}_{i,j}} \frac{1}{2\rho} (\mathbf{s}_i^T \mathbf{f}_j (1 - \hat{s}_{i,j}) + (\mathbf{s}_i^T \mathbf{f}_j - \hat{s}_{i,j}) + \rho \lambda_{i,j})^2 \quad (29a)$$

$$\text{s.t.} \quad 0 \leq \hat{s}_{i,j} \leq 1 \quad (29b)$$

不难发现问题式(29a)是一个标量连续可微函数。通过KKT条件, 可求解优化问题式(29a)为

$$\hat{s}_{i,j} = \frac{2s_{i,j}^2 + (2 + \rho \lambda_{i,j}) s_{i,j} + \rho \lambda_{i,j}}{(1 + s_{i,j})^2} \quad (30)$$

其中, $\hat{s}_{i,j}$ 满足 $0 \leq \hat{s}_{i,j} \leq 1$, 对应优化问题式(29)的解为

$$s_{i,j}^* = \begin{cases} 1, & 1 \leq \hat{s}_{i,j} \\ \hat{s}_{i,j}, & 0 < \hat{s}_{i,j} < 1 \\ 0, & \hat{s}_{i,j} \leq 0 \end{cases} \quad (31)$$

(5) 优化 $\{\mathbf{s}_i\}$ 子问题: 优化 $\{\mathbf{s}_i\}$ 的子问题可以通过引入拉格朗日乘数进行更新, 即

$$\begin{aligned} \min_{\mathbf{s}_i} \frac{1}{2\rho} \sum_{j=1}^{N_t^{\text{RF}}} \left(\sum_{i=1}^{N_t} \mathbf{s}_i^T \mathbf{f}_j - 1 + \rho \mu_j \right)^2 \\ + \frac{1}{2\rho} \sum_{i=1}^{N_t} \sum_{j=1}^{N_t^{\text{RF}}} \left(\mathbf{s}_i^T \mathbf{f}_j (1 - \hat{s}_{i,j}) \right. \\ \left. + (\mathbf{s}_i^T \mathbf{f}_j - \hat{s}_{i,j}) + \rho \lambda_{i,j} \right)^2 \\ \text{s.t.} \quad \mathbf{s}_i^T \leq \mathbf{1}, i = 1, 2, \dots, N_t \end{aligned} \quad (32)$$

很显然, 优化问题式(32)可通过KKT条件, 计算得到 $\{\mathbf{s}_i\}$ 的最优闭型解:

$$\begin{aligned} \mathbf{s}_i &= \left(3\mathbf{I} + \sum_{j=1}^{N_t^{\text{RF}}} (\hat{s}_{i,j}^2 - 2\hat{s}_{i,j}) \mathbf{f}_j \mathbf{f}_j^T \right)^{-1} \\ &\times \left(\sum_{j=1}^{N_t^{\text{RF}}} \rho \lambda_{i,j} (1 - \hat{s}_{i,j}) \right. \\ &\left. + \left(\sum_{k=i}^{N_t} \mathbf{s}_k^T \mathbf{f}_j + \rho \mu_j - 1 \right) \mathbf{f}_j \right) \end{aligned} \quad (33)$$

最后, 用一次迭代BCD法求解波束选择器 \mathbf{S} , 该方法在表1中进行了总结。将乘数变量 $\{\mathbf{L}_k\}$, $\{\lambda_{i,j}\}$, $\{\mu_j\}$ 和惩罚参数 ρ 更新为

$$\mathbf{L}_k^{(n+1)} = \mathbf{L}_k^{(n)} + \frac{1}{\rho^{(n)}} (\mathbf{Q}_k - \mathbf{S} \mathbf{W}_k) \quad (34a)$$

$$\lambda_{i,j}^{(n+1)} = \lambda_{i,j}^{(n)} + \frac{1}{\rho^{(n)}} (\mathbf{s}_i^T \mathbf{f}_j (2 - \hat{s}_{i,j}) - \hat{s}_{i,j}) \quad (34b)$$

$$\mu_j^{(n+1)} = \mu_j^{(n)} + \frac{1}{\rho^{(n)}} \left(\sum_{i=1}^{N_t} \mathbf{s}_i^T \mathbf{f}_j - 1 \right) \quad (34c)$$

$$\rho^{(n+1)} = \begin{cases} \kappa \rho^{(n)}, & \frac{\|\mathbf{E}_k^{(n)} - \mathbf{E}_k^{(n-1)}\|_F^2}{\|\mathbf{E}_k^{(n-1)} - \mathbf{E}_k^{(n-2)}\|_F^2} > \varepsilon \\ \rho^{(n)}, & \text{其他,} \end{cases} \quad (34d)$$

其中, $k > 0$, $\varepsilon < 1$ 用于控制罚参数 ρ 。表2对优化问题(10)的求解进行了详细描述。

4 仿真

本节对提出的基于UAV通信系统的有效性进行仿真验证, 研究了提出的UAV波束空间MIMO方案的频谱效率(Spectral Efficiency, SE), 并与最近的一些工作进行了对比。假设UAV配备DLA以服务 $K = 4$ 个GT。UAV天线数量为 $N_t = 64$, 射频链数量为 $N_t^{\text{RF}} = 12$ 。GT是随机生成的, 位于半径为150 m的单元中。天线单元之间的距离由半个波长隔开。设置了UAV $h_{\min} = 20$ 的最小高度和UAV $h_{\max} = 120$ 的最大高度。所有模拟结果均以蒙特卡罗方式完成, 重复1000次并取平均值以减小误差。

4.1 收敛性分析

图3和图4分别从SE和约束违反的角度研究了所提出算法的收敛性。从图3可以观察到, 在80次迭代之后, SE的数值趋于稳定。表明了该算法的快速收敛性。在图4中, 本文显示了约束违反 $\sum_{k=1}^K \|\mathbf{Q}_k - \bar{\mathbf{H}}_k \mathbf{W}\|_F^2$ 的值与所提出算法的迭代次数的关系。随着迭代次数增加, 约束违反迅速降低并保持在 $\varepsilon = 10^{-4}$ 数量级, 这表明最优解基本上满足优化问题式(20)的等式约束式(20c)。

4.2 频谱效率评估

本节在RF链和数据流数量相同的情况下, 以

表1 BCD算法求解式(32)

- (1) 循环: $i = 1, 2, \dots, N_t$
- (2) 根据式(33)更新 s_i ;
- (3) 将 s_i 赋值给 S 的第 i 行;
- (4) 结束

表2 提出的联合优化算法

- 输入: 最大发射功率 P , $1 \leq k \leq K$ 时的信道 $\bar{\mathbf{H}}_k$ 。
- (1) 初始化: $n = 1$, $\mathcal{K} = \{1, 2, \dots, K\}$, 原始变量 $\{\mathbf{V}_k, \mathbf{W}, \bar{\mathbf{H}}_k, \mathbf{Q}_k, \hat{s}_{i,j}, \mathbf{s}_j\}$; 初始化 $h = h_{\min}$, 对偶变量 $\{L_k^{(n)}, \lambda_{i,j}^{(n)}, \mu_k^{(n)}, \rho^{(n)}\}$
 - (2) 循环: 当终止条件未达到时, 执行
 - (3) 根据式(15)更新 $\{\xi_k\}$
 - (4) 根据式(16)更新 h
 - (5) 根据式(23)更新 $\{\mathbf{V}_k\}$
 - (6) 根据式(25)更新 \mathbf{W}
 - (7) 根据式(28)更新 $\{\mathbf{Q}_k\}$
 - (8) 根据式(31)更新 $\{\hat{s}_{i,j}\}$
 - (9) 根据式(33)更新 $\{\mathbf{s}_j\}$
 - (10) 根据式(34)更新 $\{L_k^{(n)}, \lambda_{i,j}^{(n)}, \mu_k^{(n)}, \rho^{(n)}\}$
 - (11) 结束循环
 - (12) 输出: 模拟部分 S 和数字部分 \mathbf{W} , \mathbf{V}_k , h 。

全数字ZF预编码方案的性能作为基准预编码方案(用FD-ZF标记), 将所提出的方案与PDM^[8]和OMP算法^[15]进行比较。

如图5所示, 现有OMP算法在所有竞争方法中SE性能最低。同时可以看出本文提出方案的SE与全数字ZF预编码方案的SE非常接近。这意味着, 即使RF链受到限制, 所提出的方案也可以获得近似全数字ZF预编码的有效结果。此外, 模拟预编码结构的性能表明, 仅使用移相器将不可避免地导致一些不可忽略的性能损失。在图6中, 本文进一步分析了针对不同数量的天线提出的方案。仿真结果表明, 该方案的性能随天线数目的增加而单调增加。

4.3 不同GT性能评估

最后, 本文分析了上述方案在不同数量GT下的SE性能, 其中GT的数量从2增加到16。在图7中,

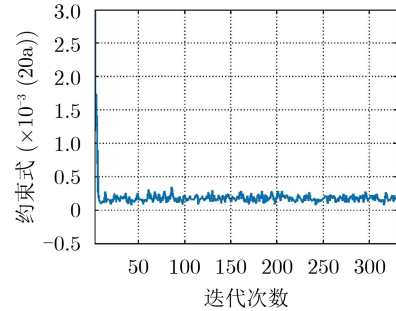


图3 可实现SE与迭代次数关系图

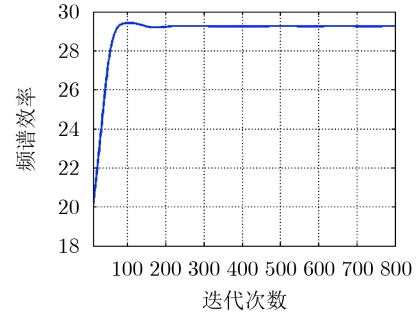


图4 约束(20a)与迭代次数关系图

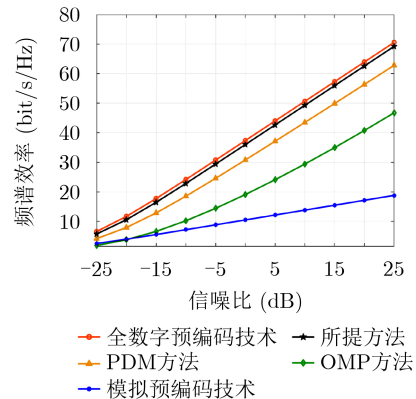


图5 对比频谱效率与信噪比关系图

可以观察到,除了模拟预编码方案之外,所有其他算法在少量GT下执行得非常接近。所有这些方案的性能都随着GT的数量单调增加。此外,随着GT数量的增加,所提出的方案与PDM算法之间的性能差距将逐步扩大,这表明所提出的方案对于大量GT场景具有很强的潜力。

图8分别显示了两个现有预编码方案和所提议的预编码方案的频谱效率。结果表明,与传统的模拟预编码方案相比,本文提出的LAA方案取得了显著的改进。与全数字ZF预编码方法相比,所提出的预编码器具有可容忍的系统性能损失。然而,全数字ZF预编码方案需要更高的射频链成本,这不

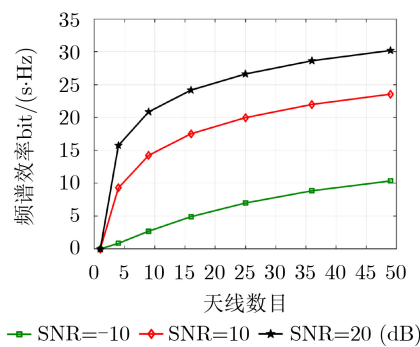


图6 对比频谱效率与天线数目关系图

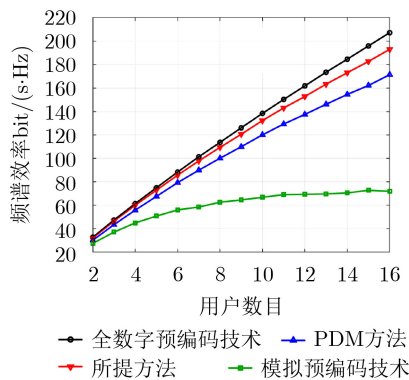


图7 可实现SE与GT数关系图

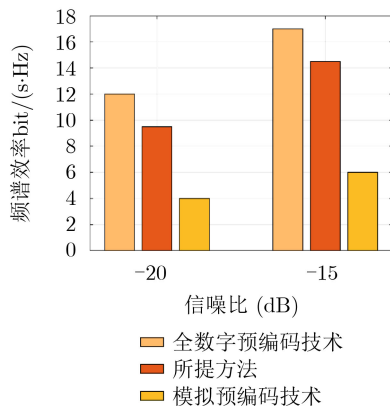


图8 模拟预编码、全数字预编码和所提方法的比较

适合UAV波束空间毫米波MIMO系统的紧凑和轻量化设计。

5 结束语

本文研究了UAV辅助的镜像波束优化方法。通过联合优化UAV的高度、发射预编码器、接收预编码器以及波束选择器,以解决频谱效率最大化问题。所提优化问题是一个非凸问题,发送预编码矩阵和接收预编码矩阵相互耦合,这使得求解所提出的优化问题非常困难。为了解决这一局限性,利用基于加权均方误差准则,将优化问题近似转化为凸优化问题。针对耦合约束问题,提出了一种交替优化算法,将原耦合约束问题转化为一系列独立约束求解的子问题。仿真结果表明,该算法性能表现良好,并具有较好的收敛性。

参考文献

- [1] YANG Zhaohui, PAN Cunhua, SHIKH-BAHAEI M, *et al.* Joint altitude, beamwidth, location, and bandwidth optimization for UAV-enabled communications[J]. *IEEE Communications Letters*, 2018, 22(8): 1716-1719. doi: 10.1109/LCOMM.2018.2846241.
- [2] YU Peng, LI Wenjing, ZHOU Fanqin, *et al.* Capacity enhancement for 5G networks using MmWave aerial base stations: Self-organizing architecture and approach[J]. *IEEE Wireless Communications*, 2018, 25(4): 58-64. doi: 10.1109/MWC.2018.1700393.
- [3] XIAO Zhenyu, XIA Pengfei, and XIA Xianggen. Enabling UAV cellular with millimeter-wave communication: Potentials and approaches[J]. *IEEE Communications Magazine*, 2016, 54(5): 66-73. doi: 10.1109/MCOM.2016.7470937.
- [4] SUN Yuhan and QI Chenhao. Weighted sum-rate maximization for analog beamforming and combining in millimeter wave massive MIMO communications[J]. *IEEE Communications Letters*, 2017, 21(8): 1883-1886. doi: 10.1109/LCOMM.2017.2703113.
- [5] ARTUSO M, BOVIZ D, CHECKO A, *et al.* Enhancing LTE with Cloud-RAN and load-controlled parasitic antenna arrays[J]. *IEEE Communications Magazine*, 2016, 54(12): 183-191. doi: 10.1109/MCOM.2016.1500687CM.
- [6] WANG Buhong, HUI H T, and LEONG M S. Global and fast receiver antenna selection for MIMO systems[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2010, 58(9): 2505-2510. doi: 10.1109/TCOMM.2010.09.0901232.
- [7] AKDENIZ M R, LIU Yuanpeng, SAMIMI M K, *et al.* Millimeter wave channel modeling and cellular capacity evaluation[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2014, 32(6): 1164-1179. doi: 10.1109/

- JSAC.2014.2328154.
- [8] ZENG Yong and ZHANG Rui. Millimeter wave MIMO with lens antenna array: A new path division multiplexing paradigm[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2016, 64(4): 1557–1571. doi: [10.1109/TCOMM.2016.2533490](https://doi.org/10.1109/TCOMM.2016.2533490).
- [9] FENG Chenghao, SHEN Wenqian, and AN Jianping. Beam selection for wideband millimeter wave MIMO relying on lens antenna arrays[J]. *IEEE Communications Letters*, 2019, 23(10): 1875–1878. doi: [10.1109/LCOMM.2019.2930081](https://doi.org/10.1109/LCOMM.2019.2930081).
- [10] MNDEZ-RIAL R, RUSU C, GONZÁLEZ-PRELCIC N, et al. Hybrid MIMO architectures for millimeter wave communications: Phase shifters or switches[J]. *IEEE Access*, 2016, 4: 247–267. doi: [10.1109/ACCESS.2015.2514261](https://doi.org/10.1109/ACCESS.2015.2514261).
- [11] ALKHATEEB A and HEATH R W. Frequency selective hybrid precoding for limited feedback millimeter wave systems[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2016, 64(5): 1801–1818. doi: [10.1109/TCOMM.2016.2549517](https://doi.org/10.1109/TCOMM.2016.2549517).
- [12] ZENG Yong, YANG Lu, and ZHANG Rui. Multi-user millimeter wave MIMO with full-dimensional lens antenna array[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2018, 17(4): 2800–2814. doi: [10.1109/TWC.2018.2803180](https://doi.org/10.1109/TWC.2018.2803180).
- [13] GAO Xinyu, DAI Linglong, CHEN Zhijie, et al. Near-optimal beam selection for beamspace MmWave massive MIMO systems[J]. *IEEE Communications Letters*, 2016, 20(5): 1054–1057. doi: [10.1109/LCOMM.2016.2544937](https://doi.org/10.1109/LCOMM.2016.2544937).
- [14] GAO Xinyu, DAI Linglong, HAN Shuangfeng, et al. Reliable beamspace channel estimation for millimeter-wave massive MIMO systems with lens antenna array[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2017, 16(9): 6010–6021. doi: [10.1109/TWC.2017.2718502](https://doi.org/10.1109/TWC.2017.2718502).
- [15] EL AYACH O, RAJAGOPAL S, ABU-SURRA S, et al. Spatially sparse precoding in millimeter wave MIMO systems[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2014, 13(3): 1499–1513. doi: [10.1109/TWC.2014.011714.130846](https://doi.org/10.1109/TWC.2014.011714.130846).
- 陈真：男，1985年生，副研究员，研究方向为智能反射面通信、信道估计及波束管理。
- 唐杰：男，1986年生，教授，研究方向为无线携能通信、智能反射面、绿色通信等。
- 杜晓宇：女，2000年生，硕士生，研究方向为智能反射面信道估计。
- 章秀银：男，1978年生，教授，博士生导师，研究方向为5G移动通信中的大规模有源MIMO天线系统、数字射频系统、射频电路与系统、无线输能/无线携能通信等。

责任编辑：马秀强