

激光与光电子学进展

基于多天线无人机的混合波束成形方案设计

唐菁敏, 范民*, 刘思淼, 李伟

昆明理工大学信息工程与自动化学院, 云南 昆明 650500

摘要 针对无人机(UAV)位置部署与混合波束成形高度相关的问题,提出了一种基于分步优化实现最大化系统总传输速率的方法。首先,采用数字波束成形得到最简目标函数,并引入虚拟信道求解出 UAV 部署的最佳位置。然后,将 UAV 的最佳部署位置代入关于模拟波束成形中移相器偏移角的优化问题,采用传统的人工鱼群算法有效求解最佳模拟波束成形矩阵。最后,用改进的人工鱼群算法解决移相器分辨率有限的问题。仿真结果表明,相比现有方法,本方法在位置部署及最大化系统总传输速率方面的性能更好。

关键词 光通信; 无人机; 空中基站; 混合波束成形; 位置部署

中图分类号 TN929.5

文献标志码 A

DOI: 10.3788/LOP202259.1306005

Design of Hybrid Beamforming Scheme Based on Multi-Antenna Unmanned Aerial Vehicle

Tang Jingmin, Fan Min*, Liu Simiao, Li Wei

*School of Information Engineering and Automation, Kunming University of Science and Technology,
Kunming 650500, Yunnan, China*

Abstract Aiming at the problem that the unmanned aerial vehicle (UAV) position deployment is highly related to hybrid beamforming, this paper proposes a method based on step-by-step optimization to maximize the total transmission rate of the system. First, the digital beamforming is used to obtain the simplest objective function, and a virtual channel is introduced to solve the optimal position of the UAV deployment. Then, the optimal deployment position of the UAV is substituted into the optimization problem of the offset angle of the phase shifter in the analog beamforming, and the traditional artificial fish swarm algorithm is used to effectively solve the optimal analog beamforming matrix. Finally, the limited resolution of the phase shifter is solved with an improved artificial fish swarm algorithm. The simulation results show that, compared with the existing methods, the method has better performance in location deployment and maximizing the total transmission rate of the system.

Key words optical communications; unmanned aerial vehicle; air base station; hybrid beamforming; location deployment

1 引言

无人机(UAV)具有强机动性、高安全性以及低成本的特点,在军事、农业、气象及地质等方面得到了广泛应用^[1-3]。UAV技术的迅速发展使其与人们生活的贴合度逐渐提高。UAV的机动性使其在充当临时基站时可以适用于应急通信场景,在无线通信网络中也发挥着重要作用,能建立良好的视距链路,为用户提供较好的网络覆盖和更高的数据传输率,从而保证后续救援任务的有效开展^[4]。

已有大型多输入多输出(MIMO)系统中,大多采用全数字波束成形方法在基带中对波束进行控制,并采用一条天线对应一条射频链路的方式传输信号。这种波束成形方法能更容易地控制波束的方向和精度,且实施起来比较便捷,但当天线数目过多时,会增加系统的制造成本和实现难度。模拟波束成形具有结构简单且易于实现的特点,是目前性价比最高的波束成形技术,但只能管理和生成一个信号波束。将混合波束成形应用在 UAV 场景中,既能节省功耗又能降低计算复杂度,因此对混合波束成形结构的研究具有重要

收稿日期: 2021-08-30; 修回日期: 2021-09-08; 录用日期: 2021-09-15

基金项目: 国家自然科学基金(61761025)

通信作者: *1193440949@qq.com

意义。de Donno 等^[5]提出的混合波束成形设计配备了远少于天线数目的射频链路数,为了更好地控制波束,在模拟域和数字域均进行码本设计,使其波束方向图近似于全数字波束并指向期望方向。Alkhateeb 等^[6-7]将混合波束成形分为模拟端和数字端两部分进行设计,数字端利用迫零方法并考虑将射频链路增益及损耗进行组合处理。Liu 等^[8]基于凸优化设计混合波束成形矩阵,使用户平均数据速率达到最大。Alkhateeb 等^[9]提出了对模拟波束成形器和基带预编码器的共同优化设计方案,解决了多个数据流的均衡性和传输可靠性问题。Zhao 等^[10]提出了利用波束稳定算法和动态隔离算法将空间波束指向终端目标的方法,以实现波束的实时追踪。郑婷婷^[11]在 UAV 平台下,提出了一种功率分配方案,能最大化通信容量,进一步降低了相邻 UAV 波束之间的干扰。上述研究均是基于单天线 UAV,而多天线 UAV 在信号传输效率和频谱利用率等方面均具有更大的优势。考虑到多天线 UAV 系统的安全性,汪萧萧等^[12]提出了基于分式规划和交替方向乘子法相结合的算法,解决了波束成形权矢量与功率分配问题,但未考虑到 UAV 的位置部署,而 UAV 的位置与通信质量高度相关。Song 等^[13]基于多天线 UAV 通过联合设计波束成形、功率分配实现了 UAV 的移动节能,但未对系统的总传输速率进行研究。Xiao 等^[14]提出了一种基于模拟波束成形结构分步求解 UAV 部署问题与波束成形矢量以最大化系统吞吐量的方法,但其没有考虑地面用户之间的干扰。

针对 UAV 基站场景,本文提出了一种混合波束成形方法。考虑到 UAV 功耗和电池容量有限及混合波束成形技术中射频链路过多造成的硬件损耗等问题,为 UAV 基站天线阵列端选取了部分连接架构,并提出了一种基于 UAV 位置部署的波束成形设计方法。考虑到波束成形设计与 UAV 的位置关系高度相关,难以直接求解的问题,提出了一种对 UAV 位置及混合波束成形设计分别进行优化的方法。首先,引入虚拟信道求解 UAV 的位置并将得到的 UAV 最佳部署位置代入关于模拟波束成形中移相器偏移角的优化问题中,以求解最佳模拟波束成形矩阵。然后,在移相器分辨率有限的条件下利用改进的人工鱼群算法找出最优的模拟波束成形矩阵。最后,根据求解的位置及波束成形矩阵进行相关实验,以验证本方法的性能。

2 系统模型

实验研究的是地面基站受到不可避免因素导致损害而无法提供通信服务,利用多天线 UAV 作为基站为地面用户提供有效通信服务的情况,对应的系统模型如图 1 所示。

假设 UAV 发射端配备了 M 根均匀线性阵列结

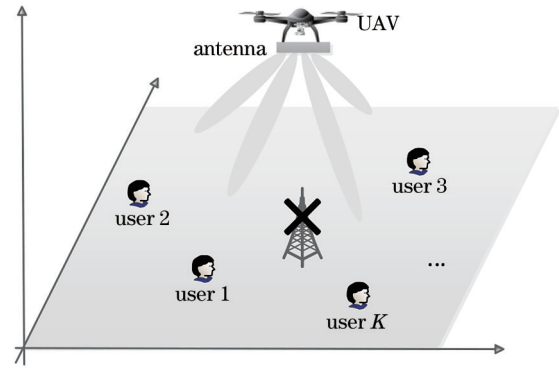


图 1 多天线 UAV 辅助通信系统的模型
Fig. 1 Model of the multi-antenna UAV-assisted communication system

构排布的天线,由于 UAV 的飞行高度较高,大部分信号能量受到有限传播路径的限制。除了直达路径外,其余多径分量都是由地面、障碍物遮挡反射得到。用莱斯衰落信道模拟下行链路传输系统的信道状况,并将地面用户节点放置在给定的覆盖区域坐标系中。通信系统中必然会存在散射分量,但视线链路(LoS)分量仍然是主导分量,而非视线链路(NLoS)分量为次要分量,因此,仅考虑 LoS 分量。假设系统中含有 K 个单天线用户,将 UAV 与用户 k 之间的路径损耗用 β_k 表示,则多天线 UAV 与用户 k 的信道模型可表示为

$$\mathbf{h}_k = \sqrt{\beta_0 d_k^{-\kappa}} \mathbf{h}_{k,\text{LoS}}, \quad (1)$$

式中,常数 β_0 为传输距离 $D_0=1$ m 的信道功率增益, κ 为 UAV 与地面用户之间的路径损耗指数,UAV 与用户 k 之间的空间距离 $d_k = \sqrt{\|\mathbf{u} - \mathbf{u}_k\|^2 + h_u^2}$, \mathbf{u} 和 \mathbf{u}_k 分别为无人机与用户 k 的二维位置坐标, $\|\cdot\|$ 为欧几里得范数, h_u 为无人机的飞行高度,LoS 分量可表示为

$$\mathbf{h}_{k,\text{LoS}} = \left[1, \exp\left(\frac{j2\pi}{\lambda} d\varphi_k\right), \dots, \exp\left[\frac{j2\pi}{\lambda} d(M-1)\varphi_k\right] \right]^T \in \mathbb{C}^{M \times 1}, \quad (2)$$

式中, d 为天线间隔, λ 为波长(实验中将天线之间的距离设置为半个波长)。 φ_k 为从 UAV 均匀线性天线阵列到用户 k 信号物理偏离角 θ_k 的余弦,取决于 UAV 与用户之间的位置关系,且 $\varphi_k \in [-1, 1]$,可表示为

$$\varphi_k = \cos \theta_k = \frac{x_k - x_u}{\sqrt{\|\mathbf{u} - \mathbf{u}_k\|^2 + h_u^2}}, \quad (3)$$

式中, x_k 和 x_u 分别为用户 k 与 UAV 的横坐标。为了方便表示,将其进行归一化处理,定义方向余弦 φ_k 上的单位阵列响应为

$$\mathbf{a}(\theta_k) = \frac{1}{\sqrt{M}} \left[1, \exp\left(\frac{j2\pi}{\lambda} d\varphi_k\right), \dots, \exp\left[\frac{j2\pi}{\lambda} d(M-1)\varphi_k\right] \right]^T. \quad (4)$$

综上所述, UAV 与用户之间的信道矩阵可表示为

$$\mathbf{h}_k = \sqrt{M\beta_0 d_k^{-\alpha}} \mathbf{a}(\theta_k). \quad (5)$$

假设已经获取了所有地面用户的完美信道信息 \mathbf{H} , UAV 配备的 M 根天线为区域内的用户提供通信服务, 则用户接收的信号可表示为

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}^H \mathbf{F} \mathbf{W} \mathbf{s} + \mathbf{n}, \quad (6)$$

式中, $\mathbf{H} = [\mathbf{h}_1, \dots, \mathbf{h}_K] \in \mathbb{C}^{N \times K}$ 为信道矩阵, $\mathbf{W} = [\mathbf{w}_1, \dots, \mathbf{w}_K] \in \mathbb{C}^{N \times K}$ 为数字波束成形矩阵且 $\|\mathbf{W}\|_F^2 = 1$, $\mathbf{F} = [\mathbf{f}_1, \dots, \mathbf{f}_K] \in \mathbb{C}^{N \times K}$ 为模拟波束成形矩阵且 $\|\mathbf{F}\|_F^2 = K$, \mathbf{s} 为 UAV 对用户的发射信号, 加性高斯白噪声 $\mathbf{n} = [n_1, \dots, n_K]^T \sim \text{CN}(0, \sigma_n^2 \mathbf{I})$, 则用户 k 接收的信号可表示为

$$y_k = \sqrt{p_k} \mathbf{h}_k^H \mathbf{F} \mathbf{w}_k s_k + \sum_{i \in \mathcal{I} \setminus \{k\}} \sqrt{p_i} \mathbf{h}_k^H \mathbf{F} \mathbf{w}_i s_i + n_k, \quad (7)$$

式中, $p_k = P/K$ 为第 k 个用户所需的发射功率, $i \in \mathcal{I} \setminus \{k\}$ 表示 i 为不包含 k 的其他用户。第 k 个用户的信干噪比 (SINR) 可表示为

$$R_k^{\text{SINR}} = \frac{p_k |\mathbf{h}_k^H \mathbf{F} \mathbf{w}_k|^2}{\sum_{i \in \mathcal{I} \setminus \{k\}} p_i |\mathbf{h}_k^H \mathbf{F} \mathbf{w}_i|^2 + \sigma_n^2}, \quad (8)$$

第 k 个用户的传输速率可表示为

$$R_k = \log_2 \left(1 + \frac{p_k |\mathbf{h}_k^H \mathbf{F} \mathbf{w}_k|^2}{\sum_{i \in \mathcal{I} \setminus \{k\}} p_i |\mathbf{h}_k^H \mathbf{F} \mathbf{w}_i|^2 + \sigma_n^2} \right), \quad (9)$$

式中, σ_n^2 为用户 k 高斯白噪声的功率。

3 无人机部署及混合波束成形设计方法

3.1 混合波束成形设计

基于低复杂度的混合波束成形设计, 结合了数字波束成形及模拟波束成形的特点, 可以有效消除系统内部的干扰、降低损耗。将混合波束成形分解为数字部分和模拟部分分别进行设计, 针对数字域采用迫零原理消除非预期用户之间的干扰, 然后在此基础上, 进一步对模拟域的波束成形矩阵进行设计。

对模拟波束成形结构进行设计时, 考虑到系统实用性, 采用了基于部分连接的混合波束成形结构, 分别为每根天线连接模拟移相器, 无需使用相加器。假设天线数目 M 与射频链路数目 N_{RF} 成倍数关系, 每条射频链路要与 $N = M/N_{\text{RF}}$ 根天线相连接。其中, 射频链路数目 N_{RF} 和用户数 K 是相等的, 则子阵列中的模拟域矩阵可表示为

$$\mathbf{f}_i = \frac{1}{\sqrt{N}} \left[\exp[j\theta_{(i-1)N+1}], \dots, \exp[j\theta_{iN}] \right]^T, \quad i = 1, \dots, K, \quad (10)$$

模拟域的波束成形矩阵可表示为

$$\mathbf{F} = \frac{1}{\sqrt{N}} \begin{bmatrix} \mathbf{f}_1 & \dots & \mathbf{0} \\ \vdots & & \vdots \\ \mathbf{0} & \dots & \mathbf{f}_K \end{bmatrix}. \quad (11)$$

由式(11)可知, \mathbf{F} 具有的特点: 1) \mathbf{F} 是与移相器偏转角度 $\boldsymbol{\theta} = [\theta_1, \dots, \theta_M]$ 相关的矩阵, 可表示为 $\mathbf{F}(\boldsymbol{\theta})$, θ_j 为第 j 个移相器的偏转角度; 2) 非 0 元素的模相等, 移相器仅针对相位进行调整。在数字波束成形结构中, 选用与非线性预编码最相近的迫零预编码结构, 该方法的操作简单且易于实现。首先, 将 $\mathbf{H}_{\text{eq}}^H = \mathbf{H}^H \mathbf{F}$ 作为等效信道矩阵, 则数字域的波束成形矩阵可表示为

$$\mathbf{W} = t \mathbf{H}_{\text{eq}} (\mathbf{H}_{\text{eq}}^H \mathbf{H}_{\text{eq}})^{-1}, \quad (12)$$

式中, t 为归一化因子。

3.2 优化问题

在 UAV 辅助通信场景中, 模拟域的波束成形矩阵与 UAV 位置都会对系统传输速率造成影响。因此, 设定了基于混合波束成形设计与 UAV 位置部署的共同优化问题, 主要考虑最大化系统传输速率, 将优化问题设置为

$$\max_{\theta_j, x_u, y_u} \left(\sum_{k=1}^K R_k \right),$$

$$\text{s. t.} \quad x_{\min} \leq x_u \leq x_{\max},$$

$$y_{\min} \leq y_u \leq y_{\max}, 0 < \theta_j < 2\pi, j = 1, \dots, M, \quad (13)$$

式中, x_u 为无人机的横坐标, x_{\min} 和 x_{\max} 为目标区域横坐标的上下限, y_u 为无人机的纵坐标, y_{\min} 和 y_{\max} 为目标区域纵坐标的上下限。

针对混合波束成形设计, 将系统总传输速率作为主要优化目标, 使其达到最大值, 约束条件是限定 UAV 二维位置取值范围及偏转角度范围。考虑到 UAV 位置与波束成形高度相关, 为进一步简化上述优化问题, 将式(13)转变为包含更少优化变量及约束的问题。数字波束成形矩阵必须满足归一化条件, 即 $\|\mathbf{W}\|_F^2 = 1$, 根据有关迹运算, 得到 $\|\mathbf{W}\|_F^2 = \text{tr}(\mathbf{W} \mathbf{W}^H) = 1$, 根据矩阵特性, 得到

$$\begin{aligned} \text{tr}(\mathbf{W} \mathbf{W}^H) &= \text{tr} \left\{ t^2 \mathbf{H}_{\text{eq}} (\mathbf{H}_{\text{eq}}^H \mathbf{H}_{\text{eq}})^{-1} \left[(\mathbf{H}_{\text{eq}}^H \mathbf{H}_{\text{eq}})^{-1} \right]^H \mathbf{H}_{\text{eq}} \right\} = \\ &= \text{tr} \left\{ t^2 \mathbf{H}_{\text{eq}}^H \mathbf{H}_{\text{eq}} (\mathbf{H}_{\text{eq}}^H \mathbf{H}_{\text{eq}})^{-1} \left[(\mathbf{H}_{\text{eq}}^H \mathbf{H}_{\text{eq}})^{-1} \right]^H \right\} = \\ &= \text{tr}(\mathbf{H}_{\text{eq}} \mathbf{H}_{\text{eq}}^H)^{-1} t^2. \end{aligned} \quad (14)$$

根据归一化条件, 进一步得到 $\text{tr}(\mathbf{H}_{\text{eq}} \mathbf{H}_{\text{eq}}^H)^{-1} t^2 = 1$, 换算得到 $t^2 = 1/\text{tr}(\mathbf{H}_{\text{eq}} \mathbf{H}_{\text{eq}}^H)^{-1} = 1/\text{tr}(\mathbf{F}^H \mathbf{H} \mathbf{H}^H \mathbf{F})^{-1}$ 。将 $\mathbf{W} = t \mathbf{H}_{\text{eq}} (\mathbf{H}_{\text{eq}}^H \mathbf{H}_{\text{eq}})^{-1}$ 代入用户

接收信号 $\mathbf{y} = \mathbf{H}^H \mathbf{F} \mathbf{W} \mathbf{s} + \mathbf{n}$ 中, 得到

$$\mathbf{y} = \mathbf{I}_K \mathbf{s} + \mathbf{n}, \quad (15)$$

式中, \mathbf{I}_K 为无人机对于用户 k 的发射功率, 根据式 (8)、式 (9)、式 (15) 推导出传输速率 $R_k = \log_2(1 + p_k t^2 / \sigma_n^2)$ 。可以发现, 影响系统总发射功率大小的是 t^2 。为了使系统总传输速率最大, 可使 $t^2 = 1 / \text{tr}(\mathbf{H}_{\text{eq}} \mathbf{H}_{\text{eq}}^H)^{-1} = 1 / \text{tr}(\mathbf{F}^H \mathbf{H} \mathbf{H}^H \mathbf{F})^{-1}$ 最大, 等价于 $\text{tr}(\mathbf{H}_{\text{eq}} \mathbf{H}_{\text{eq}}^H)^{-1}$ 及 $\text{tr}(\mathbf{F}^H \mathbf{H} \mathbf{H}^H \mathbf{F})^{-1}$ 最小。

针对传统混合波束成形结构相对复杂且在 UAV 设备上难实现等问题, 提出了一种基于部分连接结构的混合波束成形方法。通过在数字域采用迫零算法, 进一步得到关于模拟波束成形矩阵的系统总传输速率表达式, 将优化问题的求解直接转换为对模拟波束成形矩阵的求解。简化后的优化问题可表示为

$$\begin{aligned} \min_{\theta_j, x_u, y_u} & \left[\text{tr}(\mathbf{H}_{\text{eq}} \mathbf{H}_{\text{eq}}^H)^{-1} = \text{tr}(\mathbf{F}^H \mathbf{H} \mathbf{H}^H \mathbf{F})^{-1} \right], \\ \text{s.t.} & \quad x_{\min} \leq x_u \leq x_{\max}, y_{\min} \leq y_u \leq y_{\max}, \\ & \quad 0 < \theta_j < 2\pi, j = 1, \dots, M. \end{aligned} \quad (16)$$

若同时对位置及波束成形矩阵进行求解, 复杂度相对较高, 且二者之间呈高度耦合的关系, 不适合直接进行求解。因此, 将优化问题分为两个步骤分别进行求解: 1) 引入虚拟信道的概念近似模拟场景中的信道模型^[15], 解决了 UAV 位置部署的问题; 2) 在已知 UAV 具体位置的情况下, 采用人工鱼群启发式算法, 获得各个移相器最佳的偏移角度, 得出模拟波束成形矩阵。

3.2.1 无人机位置部署的求解方法

根据上述优化问题可知, \mathbf{H} 是关于 UAV 部署位置 x_u, y_u 的参量, \mathbf{F} 是关于移相器偏移角度 θ 的参量, 因此可将 UAV 位置部署的优化问题表示为

$$\begin{aligned} \min_{x_u, y_u} & \left[\text{tr}(\mathbf{H}_{\text{eq}} \mathbf{H}_{\text{eq}}^H)^{-1} \right], \\ \text{s.t.} & \quad x_{\min} \leq x_u \leq x_{\max}, y_{\min} \leq y_u \leq y_{\max}. \end{aligned} \quad (17)$$

为了解决上述问题, 引入虚拟信道的概念以逼近真实的信道状况。首先, 令 $\mathbf{g}_k = \mathbf{a}(\hat{\theta}_k)$, 将信道模型重新表示为

$$\mathbf{h}_k = \sqrt{M\beta_0 d_k^{-\kappa}} \mathbf{g}_k, \quad (18)$$

式中, $\hat{\theta}_k$ 为 \mathbf{g}_k 中的变量, 可表示为

$$\hat{\theta}_k = \arg \min_{\hat{\theta} \in \left\{ \frac{2\pi}{M}, \dots, \frac{2\pi(M-1)}{M} \right\}} \left| \hat{\theta}_k - \theta_k \right|. \quad (19)$$

根据 $\mathbf{f}_k = \arg \max_{\mathbf{f}_k} \left| \mathbf{h}_k^H \mathbf{f}_k \right|^2$ 得到关于地面用户 k 的模拟域波束成形矩阵 $\mathbf{f}_k = \mathbf{g}_k$, 进一步得到 $\mathbf{F} = [\mathbf{g}_1, \dots, \mathbf{g}_K]$, 通过 $\mathbf{Z} = \mathbf{H}_{\text{eq}} (\mathbf{H}_{\text{eq}}^H \mathbf{H}_{\text{eq}})^{-1}$, 得到

$$\begin{aligned} \mathbf{H}_{\text{eq}}^H &= \mathbf{H}^H \mathbf{F} = \\ & \left[\sqrt{M\beta_0 d_1^{-\kappa}} \mathbf{g}_1, \dots, \sqrt{M\beta_0 d_K^{-\kappa}} \mathbf{g}_K \right]^H [\mathbf{g}_1, \dots, \mathbf{g}_K] = \\ & \begin{bmatrix} \sqrt{M\beta_0 d_1^{-\kappa}} \mathbf{g}_1^H \mathbf{g}_1 & \dots & \sqrt{M\beta_0 d_1^{-\kappa}} \mathbf{g}_1^H \mathbf{g}_K \\ \vdots & & \vdots \\ \sqrt{M\beta_0 d_K^{-\kappa}} \mathbf{g}_K^H \mathbf{g}_1 & \dots & \sqrt{M\beta_0 d_K^{-\kappa}} \mathbf{g}_K^H \mathbf{g}_K \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (20)$$

由于 \mathbf{g}_k 包含离散傅里叶变换矩阵的 K 个正交向量, 因此, 可将 \mathbf{H}_{eq}^H 进一步简化为

$$\mathbf{H}_{\text{eq}}^H = \begin{bmatrix} \sqrt{M\beta_0 d_1^{-\kappa}} & \dots & 0 \\ \vdots & & \vdots \\ 0 & \dots & \sqrt{M\beta_0 d_K^{-\kappa}} \end{bmatrix}. \quad (21)$$

根据式 (21) 中的等效信道, 得到 $\mathbf{H}_{\text{eq}}^H = \mathbf{H}^H \mathbf{F} = \text{diag}(\sqrt{M\beta_0 d_1^{-\kappa}}, \dots, \sqrt{M\beta_0 d_K^{-\kappa}})$, 进一步得到 $\mathbf{H}_{\text{eq}} \mathbf{H}_{\text{eq}}^H = \text{diag}(M\beta_0 d_1^{-\kappa}, \dots, M\beta_0 d_K^{-\kappa})$ 以及目标函数的化简式 $\text{tr}(\mathbf{H}_{\text{eq}} \mathbf{H}_{\text{eq}}^H)^{-1} = \sum_{k=1}^K d_k^{\kappa} / M\beta_0$, 此时, 优化问题可表示为

$$\min_{x_u, y_u} \left(\sum_{k=1}^K d_k^{\kappa} \right),$$

$$\text{s.t.} \quad x_{\min} \leq x_u \leq x_{\max}, y_{\min} \leq y_u \leq y_{\max}. \quad (22)$$

针对 UAV 辅助通信中的位置部署问题, 可通过萤火虫算法 (FA) 进行求解。FA 是常用于简单随机群体寻优的启发式算法, 原理相对简单、寻优速度快。FA 求解目标函数的步骤: 1) 初始化萤火虫的种群数目 n_{pop} 、迭代数目 X_{MaxIt} 及各类参数; 2) 在给定的搜索范围内随机放置萤火虫, 并根据目标函数获取最大亮度; 3) 通过吸引度和亮度确定移动方向; 4) 更新位置信息并重新计算亮度; 5) 判断是否满足结束条件, 若不满足, 则返回步骤 3); 6) 输出最佳部署位置 (x_u, y_u) 及系统总功率 p_{total} , 得出最佳的 UAV 部署位置坐标 (x_u^*, y_u^*) 并将其代入 UAV 基站与用户的信道矩阵 \mathbf{H} 中。

3.2.2 模拟波束成形矩阵优化

得到最佳的 UAV 部署位置后, 需对模拟波束成形中每个移相器的偏转角度进行求解, 得到最佳的模拟波束成形矩阵, 此时的优化问题可表示为

$$\begin{aligned} \min_{\theta_j} & \left[\text{tr}(\mathbf{F}^H \mathbf{H} \mathbf{H}^H \mathbf{F})^{-1} \right], \\ \text{s.t.} & \quad 0 < \theta_j < 2\pi, j = 1, \dots, M. \end{aligned} \quad (23)$$

式 (23) 中的优化问题是非线性的, 采用人工鱼群算法 (AFSA) 进行求解。AFSA 的主要灵感出自于鱼类的觅食活动, 具备快速跟踪、漂移能力的特点, 且能更好地跳出局部最优解以获取全局最优。针对模拟波束成形矩阵的优化问题进行求解, 等同于求解各个移相器的偏转角度向量 θ , 变量维度为 M , 优化问题为 $\text{tr}(\mathbf{F}^H \mathbf{H} \mathbf{H}^H \mathbf{F})^{-1}$, 目标变量为 θ , 搜索范围为 $[0, 2\pi]$, 求

解目标函数的人工鱼群算法主要过程如下^[16]。

1) 初始化鱼群的种群数目 X_{fish_num} 、感知范围 X_{Visual} 、拥挤度因子 δ 及步长 X_{Step} 等参数。

2) 随机生成对应鱼种群数目的初始向量 θ , 将各个 θ 代入式 (23) 中进行计算, 获取对应的目标函数值, 即每个人工鱼所处位置的食物浓度。然后, 通过对比找出当前状态下的最优值, 将其记录在公告板上。

3) 对鱼群内的个体鱼进行评价, 计算各个行为并进行选择。当所有个体鱼完成行为后, 与公告板记录进行对比, 若优于公告板记录, 则更新记录。

4) 判断是否满足结束条件, 如满足, 则输出最优结果; 否则, 返回步骤 2)。

上述方法解决的优化问题, 是在移相器具备无限分辨率的情况下进行研究的。实际应用场景下, 考虑到成本问题不会采用分辨率无限的移相器。为了使研究内容更具备实用性, 在此基础上进一步研究了移相器分辨率有限的情况。若移相器为 B 相位量化 (单位为 bit), 则移相器偏移角度 θ_j 的取值范围转变为

$$\theta_j \in \Omega_B, \Omega_B = \left\{ \frac{2\pi l}{2^B} : l \in L \right\}, j = 1, \dots, N_o. \quad (24)$$

可以发现, $\theta_j = 2\pi l_j / 2^B$ 是关于变量 l_j 的函数, 且 $l_j \in L = \{0, \dots, 2^B - 1\}$ 。进一步将式 (23) 的优化问题转变为关于向量 $l = [l_1, \dots, l_N]$ 的离散问题。由于人工鱼群算法无法直接针对离散变量进行求解, 因此, 对人工鱼群算法进行改进, 并将其称为离散人工鱼群算法, 改进步骤如下。

1) 在初始化时, 不再根据上下界范围随机取值, 而是在集合 L 内随机产生整数, 然后对 l 进行寻优。

2) 优化问题中的目标函数由 $\text{tr} \left[F(\theta_j)^H H H^H F(\theta_j) \right]^{-1}$ 的形式离散化为 $\text{tr} \left[F[f(l_j)]^H H H^H F[f(l_j)] \right]^{-1}$ 。

3) 用 l 向量替换 θ 向量, 通过 $\text{round}(\cdot)$ 函数四舍五入对变化量进行取整, 使 l 中的变量均为整数。假设人工鱼群的种群为 $X = (x_1, \dots, x_n)$, 当前状态用 X_i 表示, $x_i (i = 1, \dots, n)$ 为寻优变量。将人工鱼群各类行为调整为

$$X_{i,next} = X_i + \text{round}(\Delta v), \quad (25)$$

式中, Δv 为人工鱼群中各类行为的位置移动量, $X_{i,next}$ 为下一状态变量。

4 仿真结果与分析

将多天线 UAV 与多个单天线用户分别部署在 $500 \text{ m} \times 500 \text{ m}$ 的区域中。其中, UAV 的位置坐标 x_u 、

y_u 及用户位置坐标 x_k 和 y_k 的范围均为 $[0 \text{ m}, 500 \text{ m}]$, 考虑到安全因素, 固定 UAV 的飞行高度 $h_u = 200 \text{ m}$ 。地面用户的位置坐标 (x_k, y_k) 在地面随机部署, 通过仿真实验对比了混合波束成形技术方法与现有研究方法的传输性能。

天线数目 $M = 64$, 经过 4 bit 的量化且射频链路数目与用户数目相同 ($N_{RF} = K = 8$) 时, 不同波束设计方法的系统总速率变化情况如图 2 所示。可以发现, 全数字 ZF 波束成形算法由于配备了足够多的射频链路, 具备更好的性能, 但该方法成本较高且会带来较大的损耗。而本方法的性能优于偏移角度随机取值的情况, 在分辨率受限时的性能低于分辨率无限时的性能, 也优于文献 [17] 中的分组混合波束成形方法以及文献 [18] 中基于贪婪算法的混合波束成形方法, 但无论在移相器受限或不受限的情况下, 系统总速率都会随信噪比的增大而增大。

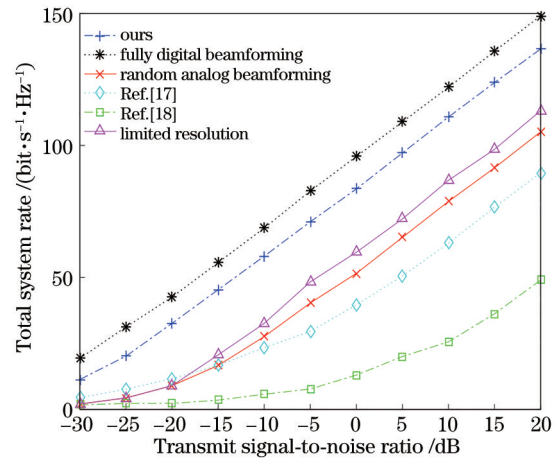


图 2 不同信噪比下系统的传输速率

Fig. 2 Transmission rate of the system under different signal-to-noise ratios

当 $M = 64, N_{RF} = K = 8$, 信噪比为 5 dB 时, 分辨率无限情况与基于改进离散人工鱼群算法的有限分辨率情况以及文献 [14] 中人工蜂群算法有限分辨率情况下移相器分辨率与系统总速率的关系如图 3 所示。可以发现, 在低分辨率情况下, 人工蜂群算法的性能较差, 而基于离散人工鱼群的算法在低分辨率情况下更具实用性。当 $B \geq 5$ bit 时, 本方法在移相器分辨率有限的系统中总速率已经十分接近分辨率无限的情况。

同等条件下对地面用户的位置进行随机部署, 得到不同发射信噪比与系统总速率的关系如图 4 所示。可以发现, 在移相器分辨率无限的条件下, 随着无人机发射功率的增加, 系统总速率也在不断增加, 且本方法优于区域中心部署位置以及文献 [19]、文献 [20] 中的 UAV 位置部署方法。

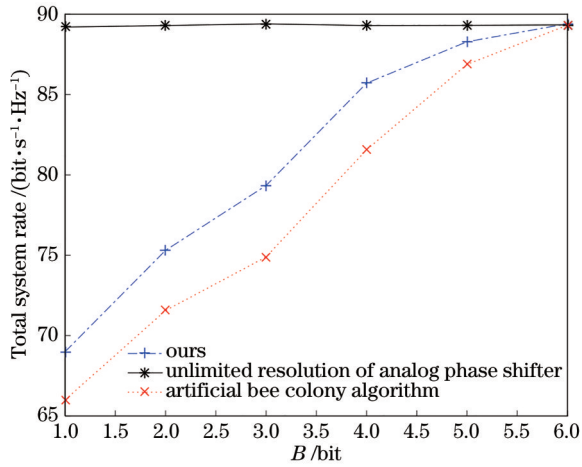


图 3 移相器分辨率与系统总速率的关系

Fig. 3 Relationship between the resolution of the phase shifter and total system rate

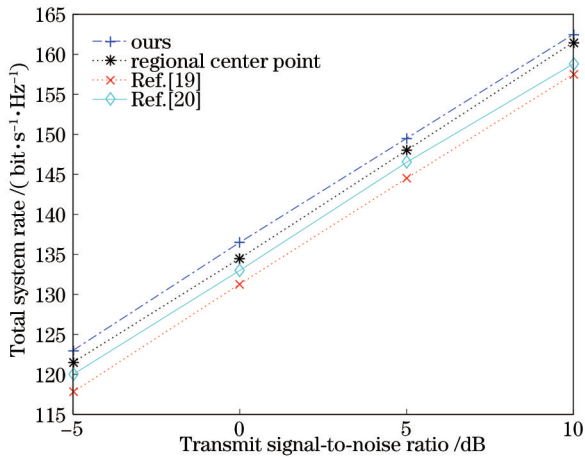


图 4 不同发射信噪比与系统总速率的关系

Fig. 4 Relationship between different transmit signal-to-noise ratio and total system rate

5 结 论

针对 UAV 位置部署与混合波束成形高度相关的问题,提出了一种分步优化以实现最大化系统总传输速率的方法。考虑到 UAV 基站与传统基站的不同,在进行混合波束成形研究时同时考虑了 UAV 位置部署问题,先引入虚拟信道求解 UAV 的位置,然后通过人工鱼群算法找出模拟域最佳的波束成形矩阵。考虑到分辨率有限的情况,进一步提出了离散人工鱼群算法。仿真结果表明,相比其他方法,所提出的混合波束成形方法的综合性能更好,且 UAV 部署的位置优于其他部署方法,下一步工作主要将地面用户位置未知的情况作为主要内容进行分析。

参 考 文 献

[1] 赵太飞, 刘萍, 马倩文. 无人机匹配地形飞行的无线紫外光引导方法[J]. 光学学报, 2020, 40(2): 0206001.

Zhao T F, Liu P, Ma Q W. Wireless ultraviolet guided method of unmanned aerial vehicle matching terrain flight [J]. Acta Optica Sinica, 2020, 40(2): 0206001.

- [2] 李澜, 巩彩兰, 黄华文, 等. 基于离散余弦变换的无人机耀斑图像恢复算法[J]. 光学学报, 2020, 40(19): 1928001.
- Li L, Gong C L, Huang H W, et al. Unmanned aerial vehicle glint image restoration algorithm based on discrete cosine transform[J]. Acta Optica Sinica, 2020, 40(19): 1928001.
- [3] 刘芳, 吴志威, 杨安喆, 等. 基于多尺度特征融合的自适应无人机目标检测[J]. 光学学报, 2020, 40(10): 1015002.
- Liu F, Wu Z W, Yang A Z, et al. Multi-scale feature fusion based adaptive object detection for UAV[J]. Acta Optica Sinica, 2020, 40(10): 1015002.
- [4] 张天魁, 陈超, 王子端, 等. 无人机辅助蜂窝网络中的无人机与用户协同缓存算法[J]. 通信学报, 2020, 41(9): 130-138.
- Zhang T K, Chen C, Wang Z D, et al. Cooperative caching algorithm of UAV and user in UAV-assisted cellular network[J]. Journal on Communications, 2020, 41(9): 130-138.
- [5] de Donno D, Beltrán J P, Giustiniano D, et al. Hybrid analog-digital beam training for mmWave systems with low-resolution RF phase shifters[C]//2016 IEEE International Conference on Communications Workshops, May 23-27, 2016, Kuala Lumpur, Malaysia. New York: IEEE Press, 2016: 700-705.
- [6] 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.
- [7] Alkhateeb A, Heath R W, Leus G. Achievable rates of multi-user millimeter wave systems with hybrid precoding [C]//2015 IEEE International Conference on Communication Workshop, June 8-12, 2015, London, UK. New York: IEEE Press, 2015: 1232-1237.
- [8] Liu A, Lau V. Phase only RF precoding for massive MIMO systems with limited RF chains[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2014, 62(17): 4505-4515.
- [9] Alkhateeb A, Leus G, Heath R W. Multi-layer precoding for full-dimensional massive MIMO systems [C]//2014 48th Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers, November 2-5, 2014, Pacific Grove, CA, USA. New York: IEEE Press, 2014: 815-819.
- [10] Zhao J W, Gao F F, Wu Q H, et al. Beam tracking for UAV mounted SatCom on-the-move with massive antenna array[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2018, 36(2): 363-375.
- [11] 郑婷婷. 面向高速移动平台的毫米波波束成形与波束追踪技术研究[D]. 北京: 北京邮电大学, 2018.
- Zheng T T. Millimeter wave beamforming and beam tracking for high speed mobile platforms[D]. Beijing: Beijing University of Posts and Telecommunications, 2018.
- [12] 汪萧萧, 谈振雷, 顾晨伟, 等. 多天线无人机通信系统

- 中的安全波束成形方案[J]. 北京邮电大学学报, 2020, 43(6): 103-109.
- Wang X X, Dan Z L, Gu C W, et al. Secure beamforming scheme for multi-antenna UAV communication systems[J]. Journal of Beijing University of Posts and Telecommunications, 2020, 43(6): 103-109.
- [13] Song Q H, Zheng F C. Energy efficient multi-antenna UAV-enabled mobile relay[J]. China Communications, 2018, 15(5): 41-50.
- [14] Xiao Z Y, Dong H, Bai L, et al. Unmanned aerial vehicle base station (UAV-BS) deployment with millimeter-wave beamforming[J]. IEEE Internet of Things Journal, 2020, 7(2): 1336-1349.
- [15] Sayeed A M. Deconstructing multiantenna fading channels[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2002, 50(10): 2563-2579.
- [16] Zhu X D, Wang Z C, Dai L L, et al. Adaptive hybrid precoding for multiuser massive MIMO[J]. IEEE Communications Letters, 2016, 20(4): 776-779.
- [17] Ding Y D, Hu A Z. Grouping optimization based hybrid beamforming for multiuser mmWave massive MIMO systems[C]//2019 IEEE 2nd International Conference on Computer and Communication Engineering Technology, August 16-18, 2019, Beijing, China. New York: IEEE Press, 2019: 203-207.
- [18] Amadori P V, Masouros C. Low RF-complexity millimeter-wave beamspace-MIMO systems by beam selection[J]. IEEE Transactions on Communications, 2015, 63(6): 2212-2223.
- [19] Liu X N, Wang J J, Zhao N, et al. Placement and power allocation for NOMA-UAV networks[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2019, 8(3): 965-968.
- [20] Du J B, Xu W, Deng Y S, et al. Energy-saving UAV-assisted multiuser communications with massive MIMO hybrid beamforming[J]. IEEE Communications Letters, 2020, 24(5): 1100-1104.