

面向无人机应急通信网络的波束优化设计

唐菁敏, 刘思淼*, 王杰

昆明理工大学信息工程与自动化学院, 云南 昆明 650500

摘要 针对无人机辅助的多用户-多输入多输出(MU-MIMO)应急通信网络中功耗和电池容量受限的问题,提出一种在功率受限的条件下波束形成的优化设计,以此来最大化系统总传输速率。整体设计分为两部分,首先提出了一种无需迭代即可迅速确定无人机位置的方法,其次考虑到该问题是非凸的,采用一阶泰勒近似将其进行凸逼近,利用二阶锥优化(SOCP)降低计算复杂度,求解最佳的波束形成矢量。仿真结果表明,所提方法适用于多用户通信系统,在仿真过程中虽不能将干扰归零,但通过抑制干扰能够最大化系统总传输速率。

关键词 光通信; 无人机; 多输入多输出; 波束形成; 二阶锥优化

中图分类号 TN929.5

文献标志码 A

doi: 10.3788/LOP202158.2106006

Optimal Beam Design for UAV Emergency Communication Network

Tang Jingmin, Liu Simiao*, Wang Jie

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

Abstract Aiming at the problem of limited power consumption and battery capacity in unmanned aerial vehicle (UAV)-assisted multi-user multiple input multiple output (MU-MIMO) emergency communication networks, a method is proposed for power-constrained conditions. The design of beamforming to maximize the total transmission rate of the system is optimized. First, a method for easy determination of UAV position without iteration is proposed. Second, considering that the problem is non-convex, the first-order Taylor approximation is used to approximate it convexly. The second-order cone programming (SOCP) reduces the computational complexity and solves the best beamforming vector. The simulation results show that the proposed method is suitable for multi-user communication systems. Although the interference cannot be reset to zero during the simulation process, the system's total transmission rate can be maximized by suppressing the interference.

Key words optical communications; unmanned aerial vehicle; multiple input multiple output; beamforming; second-order cone programming

OCIS codes 060.4256; 060.4264; 280.5110

1 引言

无人机(UAV)辅助通信已经成为一项富有前景的技术,除了在军事^[1]、农业^[2]及地质^[3]方面的应用以外,因其不受地区环境限制且具备高机动性,

被广泛应用于应急通信网络,成为了近几年的研究热点^[4]。例如,当自然灾害导致地面基站受损时,无人机不仅可以充当临时空中基站快速为灾区用户提供通信服务,还可以作为中继服务于远距离的通信盲区或通信质量差的热点区域^[5]。相比于传统的

收稿日期: 2021-02-12; 修回日期: 2021-03-09; 录用日期: 2021-03-15

通信作者: *1005037557@qq.com

固定基础设施,无人机因其具有移动性可以在广泛区域内为地面用户实时地提供动态服务,并且在灾后恢复工作中,可以节约大量成本,实现通信网络的快速重建工作。另外,基于无人机的辅助通信网络,不同于衰减较大的地面信道,大多数情况下是以建立视线(LoS)通信链路为主,通常具有更好的信道条件。由此,Hourani等^[6]提出了关于空对地(A2G)的信道模型,并对在不同环境中无人机的高度进行了优化,实现了地面无线电覆盖范围的最大化。

虽然在部署、成本及信道质量等方面,无人机基站是优于传统的地面固定基站,但移动基站存在着一个不可忽视的缺陷就是无人机的大小、质量都会使功耗和机载电池容量受到极大限制。为了解决这一问题,Alzenad等^[7]在垂直和水平两个方向上解耦了无人机基站的部署问题,提出了在最小发射功率的条件下使覆盖用户的数目达到最大的方法。Noh等^[8]提出了一种椭圆聚类算法,通过调整多个UAV天线的几何位置,为地面节点提供无线服务,以最小的发射功率来降低小区之间的干扰,从而最大化用户覆盖率。Wang等^[9]提出了一种动态联合优化UAV运行轨迹与发射功率的方法,最大化最小平均吞吐量。Mozaffari等^[10]提出了基于底层设备到设备(D2D)的无人机通信网络,分析了无人机高度的最佳值,以获取最大的系统吞吐量和覆盖概率。目前大多数文献是以研究单天线的无人机为主,但实际应用场景中,一旦通信盲区范围较大或无人机的数量资源有限,无人机就很难被合理部署。因此,Jiang等^[11]提出了在A2G通信环境中基于3-D椭圆圆柱UAV的多输入多输出(MIMO)信道模型,结果表明在同等场景中的多天线UAV需要更少的功率。Zhu等^[12]提出了一种联合优化位置、波束形成和功率的方法,在优先找出最佳的UAV位置的基础上,基于交替干扰抑制(AIS)算法对波束形成矢量和功率控制变量进行联合优化。上述研究中,虽然从不同的方面改善了UAV辅助系统的性能,但是针对基于多天线的UAV作为临时基站的通信系统,在限定功率的前提下,通过优化波束形成矢量来最大化系统总传输速率的研究相对较少。

本文针对应急通信网络中传统基站快速重建工作难度较高的问题,提出基于无人机辅助通信的大规模多用户-多输入多输出(MU-MIMO)通信系

统模型,并针对系统下行链路(DL)进行了研究。考虑到无人机的功耗及能量受限,在限定系统总发射功率的条件下,以最大化系统的总传输速率作为主要优化目标,以寻找UAV位置并优化波束形成矢量作为主要设计目标。首先,给出无人机辅助通信下的信道模型及优化问题,找到UAV位置。其次,由于优化问题属于非凸的,因此采用一阶泰勒展开式将该问题近似表达为凸问题,并利用二阶锥优化(SOCP)进行迭代优化波束形成矢量。

2 系统模型

本文的主要研究对象是一个以下行链路的UAV作为基站的大规模MU-MIMO通信系统,如图1所示,假设该场景中的基站由于自然灾害或不可避免因素受到了损害,无人机基站能够获得所有用户的完美信道信息。无人机基站相对于传统基站,具有高概率LoS链路的优势。其中,无人机基站配备了 N 个均匀线阵阵列(ULA)的发射天线,可同时为覆盖区域中的 K 个单天线地面用户提供通信服务。假设所有地面用户的高度为0,且在水平地面随机分布,其水平位置表示为 $\mathbf{u}_k = (x_k, y_k)$, $k=1, 2, \dots, K$, K 为用户总数, $k \in \Gamma$, 其中 Γ 代表一系列地面用户,而UAV的高度表示为 h_u ,其在水平位置为 $\mathbf{u} = (x_u, y_u)$ 处保持悬停飞行。

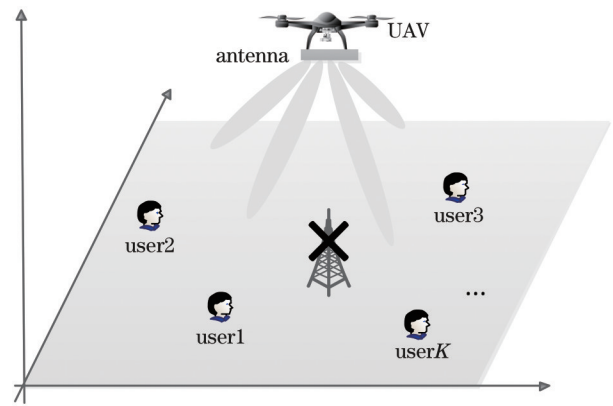


图1 N 个天线的无人机辅助通信系统模型

Fig. 1 UAV-assisted communication system model with N antennas

为了充分描述无线信道的特性,将UAV与用户 k 之间的信道矢量表示为^[13-14]

$$\mathbf{h}_k = \sqrt{N\beta_0 d_k^{-\alpha}} \mathbf{a}(\theta_k), \quad (1)$$

式中: $d_k = \sqrt{\|\mathbf{u} - \mathbf{u}_k\|^2 + h_u^2}$,表示UAV与用户 \mathbf{u}_k 之间的距离,其中 $\|\cdot\|$ 为欧几里得范数; β_0 和 α 分别

表示参考距离处的信道功率增益和 UAV 与地面用户之间的路径损耗指数; $\mathbf{a}(\theta_k)$ 表示模拟信道传播条

件的快衰落因子向量, θ_k 表示用户 k 的真实离开角 (AOD)。对于普通的 ULA, 可得

$$\mathbf{a}(\theta_k) = \frac{\left[1, \exp\left(j2\pi \frac{d}{\lambda} \hat{\theta}_k\right), \exp\left(j2\pi \frac{2d}{\lambda} \hat{\theta}_k\right), \dots, \exp\left[j2\pi \frac{d(N-1)}{\lambda} \hat{\theta}_k\right] \right]^T}{\sqrt{N}}, \quad (2)$$

式中, d 表示相邻天线之间的距离; $\hat{\theta}_k = \cos \theta_k$, $\hat{\theta}_k \in [-1, 1]$; λ 表示信号的波长, 在这里主要考虑天线之间的距离为半个波长距离的情况。在信道模型中, 所有用户的接收信号可表示为

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}^H \mathbf{W} \mathbf{s} + \mathbf{n}, \quad (3)$$

式中: $\mathbf{H} = [\mathbf{h}_1, \mathbf{h}_2, \dots, \mathbf{h}_K] \in \mathbb{C}^{N \times K}$ 表示为信道矩阵; $\mathbf{W} = [\mathbf{w}_1, \mathbf{w}_2, \dots, \mathbf{w}_K] \in \mathbb{C}^{N \times K}$ 表示为发射波束形成矢量; $\mathbf{s} = [s_1, s_2, \dots, s_K]^T \in \mathbb{C}^{K \times 1}$ 表示为数据矢量, $\mathbf{n} = [n_1, n_2, \dots, n_K]^T \in \mathbb{C}^{K \times 1}$ 表示为加性高斯白噪声向量。根据(3)式进一步得出用户 k 的接收信号为

$$y_k = \mathbf{h}_k^H \mathbf{w}_k s_k + \sum_{i \in \Gamma \text{ and } i \neq k} \mathbf{h}_k^H \mathbf{w}_i s_i + n_k. \quad (4)$$

在 UAV 下行链路中, 由于 UAV 可同时将信息发送给所有的地面用户, 故这些用户之间将会出现干扰。因此, 用户 k 的信干噪比 (SINR) 可表示为

$$R_k = \frac{|\mathbf{h}_k^H \mathbf{w}_k|^2}{\sum_{i \in \Gamma \text{ and } i \neq k} |\mathbf{h}_k^H \mathbf{w}_i|^2 + \sigma_n^2}, \quad (5)$$

式中 σ_n^2 为噪声功率。

3 优化问题

本研究旨在系统总发射功率已限定的条件下, 最大化 UAV 和地面用户之间的下行链路传输的总速率。传统基站的位置是固定的, 所以只能通过优化波束成形和资源分配来提高通信系统的整体性能。目前绝大多数研究的重点主要是提高系统的频谱效率。然而, 无人机虽然具备移动性, 但其能耗问题是主要考虑的因素。为了使所有地面用户的总速率最大化, 同时保证每个用户的速率最小, 且满足 UAV 的总发射功率约束, 可以将优化问题表示为

$$\begin{aligned} & \max_{\mathbf{w}_1, \mathbf{w}_2, \dots, \mathbf{w}_K} f(R_1, R_2, \dots, R_K), \\ \text{s. t.} \quad & R_k \geq r_k, \quad \forall k=1, 2, \dots, K, \sum_{k=1}^K \|\mathbf{w}_k\|^2 \leq P_{\text{total}}, \end{aligned} \quad (6)$$

式中: $f(R_1, R_2, \dots, R_K) = \sum_{k=1}^K \text{lb}(1 + R_k)$ 表示系统

的总传输速率; 约束条件中 $R_k \geq r_k$ 是为了保证每个用户都能够正常通信, r_k 表示为第 k 个用户的速率阈值, $\sum_{k=1}^K \|\mathbf{w}_k\|^2 \leq P_{\text{total}}$ 是系统总发射功率的约束条件, P_{total} 表示 UAV 的发射功率。

显然, 优化问题(6)是非凸的, 且直接获得其全局最优值难以实现。因此, 在求解该问题时将其分成两部分, 即先凸逼近将优化问题转化为凸形, 再使用 SOCP 得出最佳波束形成矢量。

4 面向无人机应急通信网络的波束优化设计

在求解最佳波束形成矢量之前, 需得到无人机相对地面用户的较佳位置, 为此提出一种不需要迭代就可以迅速获取位置的方法, 该方法节约了大量的时间并降低了系统的复杂度。随后, 对所提出的非凸优化问题进行求解。整体设计流程如图 2 所示。

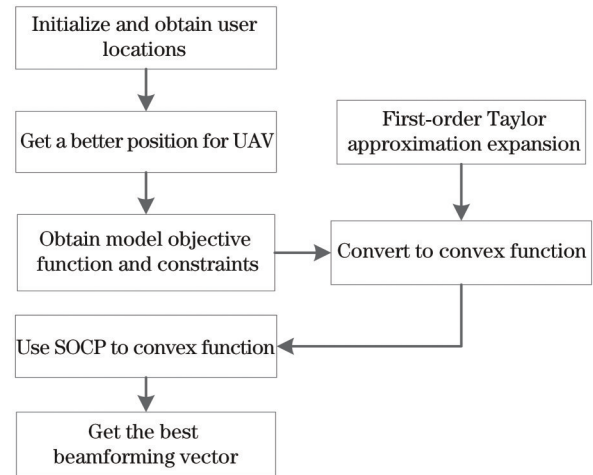


图 2 整体设计流程图

Fig. 2 Overall design flow chart

4.1 UAV 位置

首先, 得出 UAV 的位置坐标。根据(1)式, 考虑到系统模型中以 LoS 链路为主, 无人机与用户之间的距离是决定性因素, 需要找出无人机与所有用户之间距离均为最短的位置, 即 $\sum_{k=1}^K d_k$ 最小, 该约束

问题可表示为

$$\begin{aligned} \min_{x_u, y_u} \quad & \sum_{k=1}^K (x_u - x_k)^2 + (y_u - y_k)^2, \\ \text{s.t.} \quad & x_{\min} \leq x_u \leq x_{\max}, y_{\min} \leq y_u \leq y_{\max}, \end{aligned} \quad (7)$$

式中, $x_{\min}, x_{\max}, y_{\min}, y_{\max}$ 分别代表所有用户位置的最大值和最小值, 从而将无人机的位置范围进行限定。由(7)式可以直观得知, 上述的目标函数对于 x_u, y_u 的二阶导数均为 $2K > 0$, 故可知该式为凸函数。因此, 求解目标函数对于 x_u, y_u 的一阶导数, 即

$$\begin{aligned} \frac{\partial \sum_{k=1}^K (x_u - x_k)^2 + (y_u - y_k)^2}{\partial x_u} &= 2Kx_u - 2 \sum_{k=1}^K x_k, \quad (8) \\ \frac{\partial \sum_{k=1}^K (x_u - x_k)^2 + (y_u - y_k)^2}{\partial y_u} &= 2Ky_u - 2 \sum_{k=1}^K y_k. \quad (9) \end{aligned}$$

当(8)式和(9)式均为 0 时, 无人机位置可表示为

$$(x_u, y_u) = \left(\frac{\sum_{k=1}^K x_k}{K}, \frac{\sum_{k=1}^K y_k}{K} \right). \quad (10)$$

4.2 优化设计波束形成

通过上述步骤找出了无人机的位置, 但在实际的无人机辅助通信过程中, 其他用户对链路传输用户存在干扰, 因此需要进一步提出一种优化算法来求解优化问题中的最佳波束形成矢量。虽然 UAV 无法对每个用户设备上的干扰完美地归零, 但是可以通过最佳波束形成矢量将系统整体的传输速率最大化, 从而在一定程度上抑制干扰。首先, 需要通过引入一个辅助变量重新构造(6)式, 即

$$\begin{aligned} \max_{w_1, w_2, \dots, w_K} \quad & \sum_{k=1}^K \text{lb } q_k, \\ \text{s.t.} \quad & \frac{|\mathbf{h}_k^H \mathbf{w}_k|^2}{\sum_{i \in \Gamma \text{ and } i \neq k} |\mathbf{h}_k^H \mathbf{w}_i|^2 + \sigma_n^2} \geq q_k - 1, \forall k = 1, 2, \dots, K, \sum_{k=1}^K \|\mathbf{w}_k\|^2 \leq P_{\text{total}}, \end{aligned} \quad (11)$$

式中: q_k 是与第 k 个用户的传输速率阈值 r_k 相对应的 SINR。化简(11)式可得

$$\begin{aligned} \max_{w_1, w_2, \dots, w_K} \quad & \prod_{k=1}^K q_k, \\ \text{s.t.} \quad & \frac{|\mathbf{h}_k^H \mathbf{w}_k|^2}{q_k - 1} \geq \sum_{i \in \Gamma \text{ and } i \neq k} |\mathbf{h}_k^H \mathbf{w}_i|^2 + \sigma_n^2, \forall k = 1, 2, \dots, K, \sum_{k=1}^K \|\mathbf{w}_k\|^2 \leq P_{\text{total}}. \end{aligned} \quad (12)$$

由(12)式可知, $\frac{|\mathbf{h}_k^H \mathbf{w}_k|^2}{q_k - 1} \geq \sum_{i \in \Gamma \text{ and } i \neq k} |\mathbf{h}_k^H \mathbf{w}_i|^2 + \sigma_n^2$

仍然是非凸的。根据定理 1^[15], 可将 $\frac{|\mathbf{h}_k^H \mathbf{w}_k|^2}{q_k - 1}$ 用相应的一阶泰勒展开式近似表示, 并以此将这些约束转换为凸约束。

定理 1 设二次线性函数为 $n(\mathbf{w}, x) = \frac{\mathbf{a}^H \mathbf{w} \mathbf{w}^H \mathbf{a}}{x - y}$,

其用一阶泰勒展开式展开, 表示为 $n(\mathbf{w}, x, \bar{\mathbf{w}}, \bar{x}) = \frac{2\bar{\mathbf{w}}^H \mathbf{a} \mathbf{a}^H \bar{\mathbf{w}}}{\bar{x} - y} - \frac{\bar{\mathbf{w}}^H \mathbf{a} \mathbf{a}^H \mathbf{w} (x - y)}{(\bar{x} - y)^2}$, 此时可得 $n(\mathbf{w}, x) \geq n(\mathbf{w}, x, \bar{\mathbf{w}}, \bar{x})$ 。证明如下:

$$n(\mathbf{w}, x, \bar{\mathbf{w}}, \bar{x}) = n(\bar{\mathbf{w}}, \bar{x}) + \frac{\partial n(\bar{\mathbf{w}}, \bar{x})}{\partial x} (x - \bar{x}) + \frac{\partial n(\bar{\mathbf{w}}, \bar{x})}{\partial \mathbf{w}} (\mathbf{w} - \bar{\mathbf{w}}), \quad (13)$$

将二次线性函数代入后展开, 可得

$$n(\mathbf{w}, x, \bar{\mathbf{w}}, \bar{x}) = \frac{\mathbf{a}^H \bar{\mathbf{w}} \bar{\mathbf{w}}^H \mathbf{a}}{\bar{x} - y} - \frac{\mathbf{a}^H \bar{\mathbf{w}} \bar{\mathbf{w}}^H \mathbf{a} (x - \bar{x})}{(\bar{x} - y)^2} + \frac{2\bar{\mathbf{w}}^H \mathbf{a} \mathbf{a}^H \mathbf{w}}{\bar{x} - y} - \frac{2\bar{\mathbf{w}}^H \mathbf{a} \mathbf{a}^H \bar{\mathbf{w}}}{\bar{x} - y}, \quad (14)$$

这里通过等式 $\mathbf{a}^H \bar{\mathbf{w}} \bar{\mathbf{w}}^H \mathbf{a} = \bar{\mathbf{w}}^H \mathbf{a} \mathbf{a}^H \bar{\mathbf{w}}$ 可以进一步得出

$$\begin{aligned} n(\mathbf{w}, x, \bar{\mathbf{w}}, \bar{x}) &= \frac{\mathbf{a}^H \bar{\mathbf{w}} \bar{\mathbf{w}}^H \mathbf{a}}{\bar{x} - y} - \frac{\mathbf{a}^H \bar{\mathbf{w}} \bar{\mathbf{w}}^H \mathbf{a} (x - \bar{x})}{(\bar{x} - y)^2} + \frac{2\bar{\mathbf{w}}^H \mathbf{a} \mathbf{a}^H \mathbf{w}}{\bar{x} - y} - \frac{2\bar{\mathbf{w}}^H \mathbf{a} \mathbf{a}^H \bar{\mathbf{w}}}{\bar{x} - y} = \\ &= \frac{2\bar{\mathbf{w}}^H \mathbf{a} \mathbf{a}^H \mathbf{w}}{\bar{x} - y} + \frac{\bar{\mathbf{w}}^H \mathbf{a} \mathbf{a}^H \bar{\mathbf{w}}}{\bar{x} - y} - \frac{\bar{\mathbf{w}}^H \mathbf{a} \mathbf{a}^H \bar{\mathbf{w}}}{(\bar{x} - y)^2} (x - \bar{x}) - \frac{2\bar{\mathbf{w}}^H \mathbf{a} \mathbf{a}^H \bar{\mathbf{w}}}{\bar{x} - y} = \\ &= \frac{2\bar{\mathbf{w}}^H \mathbf{a} \mathbf{a}^H \mathbf{w}}{\bar{x} - y} - \frac{\bar{\mathbf{w}}^H \mathbf{a} \mathbf{a}^H \bar{\mathbf{w}}}{(\bar{x} - y)^2} (x - \bar{x}) - \frac{\bar{\mathbf{w}}^H \mathbf{a} \mathbf{a}^H \bar{\mathbf{w}}}{(\bar{x} - y)^2} (\bar{x} - y) = \frac{2\bar{\mathbf{w}}^H \mathbf{a} \mathbf{a}^H \mathbf{w}}{\bar{x} - y} - \frac{\bar{\mathbf{w}}^H \mathbf{a} \mathbf{a}^H \bar{\mathbf{w}}}{(\bar{x} - y)^2} (x - y). \end{aligned} \quad (15)$$

根据定理 1 可得 $n(\mathbf{w}, q_k) = \frac{\mathbf{h}_k^H \mathbf{w}_k \mathbf{w}_k^H \mathbf{h}_k}{q_k - 1}$ 代入 (15) 式可得

$$n(\mathbf{w}, q_k, \bar{\mathbf{w}}, \bar{q}_k) = \frac{2\bar{\mathbf{w}}_k^H \mathbf{h}_k^H \mathbf{h}_k \mathbf{w}_k}{\bar{q}_k - 1} - \frac{\bar{\mathbf{w}}_k^H \mathbf{h}_k^H \mathbf{h}_k \bar{\mathbf{w}}_k}{(\bar{q}_k - 1)^2} (q_k - 1)。$$

(16)

基于以上推导, 可以将 $\frac{|\mathbf{h}_k^H \mathbf{w}_k|^2}{q_k - 1} \geq \sum_{i \in \Gamma \text{ and } i \neq k} |\mathbf{h}_k^H \mathbf{w}_i|^2 + \sigma_n^2$ 更改为凸约束。由 (12) 式可知, 为了降低系统的复杂度, 可以将基于 K 个 q_k 连

乘得出的目标函数更改为 SOCP 的形式进一步求解。

定理 2^[16] 双曲约束问题可以转化为 SOCP 问题, 即

$$\omega^2 \leq xy, x \geq 0, y \geq 0 \Leftrightarrow \left\| \begin{bmatrix} 2\omega \\ x - y \end{bmatrix} \right\| \leq x + y。 (17)$$

首先, 引入一个新的变量并将 (12) 式中约束条件 $\frac{|\mathbf{h}_k^H \mathbf{w}_k|^2}{q_k - 1} \geq \sum_{i \in \Gamma \text{ and } i \neq k} |\mathbf{h}_k^H \mathbf{w}_i|^2 + \sigma_n^2$ 扩展为一系列约束, 即有

$$\begin{aligned} & \max_{\mathbf{w}_k, q_k} \delta^{(0)}, \\ \text{s.t.} & \left\| \left[2\delta_j^{(p-1)}, (q_{2j-1} - q_{2j}) \right]^H \right\| \leq q_{2j-1} + q_{2j}, \quad j = 2^0, 2^1, \dots, 2^{p-1}, \\ & \left\| \left[2\delta_j^{(p-2)}, (\delta_{2j-1}^{(p-1)} - \delta_{2j}^{(p-1)}) \right]^H \right\| \leq \delta_{2j-1}^{(p-1)} + \delta_{2j}^{(p-1)}, \quad j = 2^0, 2^1, \dots, 2^{p-2}, \\ & \vdots \\ & \left\| \left[2\delta^{(0)}, (\delta_1^{(1)} - \delta_2^{(1)}) \right]^H \right\| \leq \delta_1^{(1)} + \delta_2^{(1)}, j = 1。 \end{aligned} \quad (18)$$

式中 p 为 floor(lb K)。

综上所述, (12) 式的约束条件可进一步转换为

$$\begin{aligned} \text{s.t.} & \left\| \left[2\mathbf{w}_1^H \mathbf{h}_k, 2\mathbf{w}_2^H \mathbf{h}_k, \dots, 2\mathbf{w}_i^H \mathbf{h}_k, n(\mathbf{w}, q_k, \bar{\mathbf{w}}, \bar{q}_k) - 1 \right]^H \right\|^2 \leq n(\mathbf{w}, q_k, \bar{\mathbf{w}}, \bar{q}_k) + 1, k \in \Gamma, \\ & i \in \Gamma \text{ and } i \neq k, \left\| \left[\mathbf{w}_1^H, \mathbf{w}_2^H, \dots, \mathbf{w}_K^H \right]^H \right\|^2 \leq \sqrt{P_{\text{total}}}。 \end{aligned} \quad (19)$$

根据 (11) 式的 SOCP 问题, 通过 MATLAB 中提供的现有的工具箱可以进行求解, 但是仅可以得到符合系统条件的可行解, 无法获取最佳的波束形成矢量。因此, 需要进一步迭代以获取针对 UAV 下行链路的最佳波束形成设计。根据文献 [15], 可知在 SOCP 帮助下的优化算法是收敛的, 算法具体过程如图 3 所示。

5 仿真结果分析

本文所提算法基于 MATLAB 平台进行仿真。考虑到系统模型是 UAV 辅助的大规模 MU-MIMO 通信系统, 包含单个多天线 UAV 与多个单天线用户, 他们均分布在 $200 \text{ m} \times 200 \text{ m}$ 的区域中, 其中地面用户位置是均匀随机分布的, x_k, y_k 均属于 $[0, 200 \text{ m}]$ 。

图 4 给出地面用户和 UAV 随机部署、基于本文所提方法放置及基于文献 [17] 方法放置时不同用户数目及不同 UAV 位置下总功率对系统总传输速率的影响。其中, 针对于随机部署的结果, 采用的是对地面用户和 UAV 随机部署 100 次得出的平均

- (1) Input: Set T as number of iterations, randomly obtain a feasible value $(\bar{\mathbf{w}}, \bar{q}_k)$ that satisfies Eq. (15), UAV location (x_u, y_u, h_u)
- (2) Repeat
- (3) Use MATLAB's existing toolbox to solve Eq. (15) and obtain the solution (\mathbf{w}_k^*, q_k^*)
- (4) Updata $(\bar{\mathbf{w}}, \bar{q}_k) = (\mathbf{w}_k^*, q_k^*)$
- (5) $t = t + 1$
- (6) Until $t = T$
- (7) Output: \mathbf{w}_k^*

图 3 基于 SOCP 的最佳波束形成算法流程

Fig. 3 Optimal beamforming algorithm flow chart based on SOCP

结果。在部分仿真中, 设定 UAV 的天线数为 32, 每个用户的最小限定的传输速率均为 $1 \text{ bit} \cdot \text{s}^{-1} \cdot \text{Hz}^{-1}$, $\sigma_n^2 = -110 \text{ dBm}$, $\beta_0 = 1.42 \times 10^{-4}$ (下同)。根据图 4, 可知本文所提放置方法优于其他两种。

图 5 展示了 UAV 高度对所设计的波束形成矢

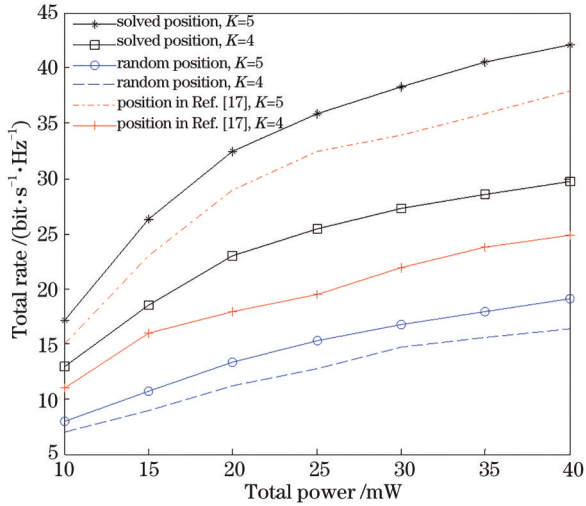


图 4 不同用户数目及不同 UAV 位置下总功率对总速率的影响

Fig. 4 Effect of total power on total rate under different number of users and different UAV locations

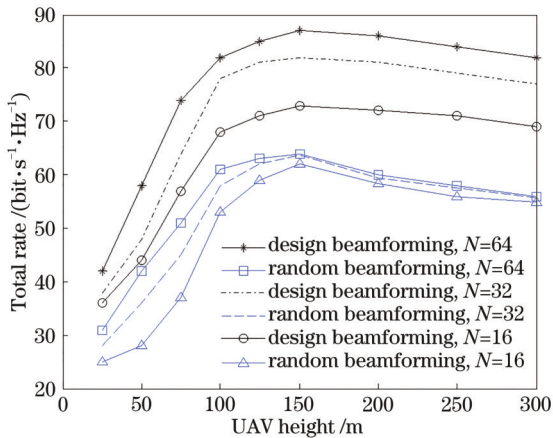


图 5 不同波束形成及不同天线数目下 UAV 高度对总速率的影响

Fig. 5 Effect of UAV height on the total rate under different beamforming and different antenna numbers

量和随机波束形成矢量下系统总速率的影响。在这里,涉及的参数设置为 $N = \{16, 32, 64\}$, $K = 5$, $P_{\text{total}} = 40 \text{ mW}$, $r_k = 0.5 \text{ bit} \cdot \text{s}^{-1} \cdot \text{Hz}^{-1}$, $k \in \Gamma$ 。随机波束形成矢量被认为是经典的波束形成策略,指的是在没有

特殊设定的情况下,满足每个用户的最小传输速率约束。如图 5 所示,可以发现两种方法的系统总速率呈现出先升高后下降的走势,这是由于通过调整 UAV 的高度能够对系统的性能进行改善,使通信区域得到扩展以覆盖更多用户。但是,高度提升的同时,也会使 UAV 与地面用户的距离增加,当到达一定高度时通信质量会随着高度的继续增加呈下降趋势。

图 6 描绘了针对 UAV 配备不同天线数目的前提下,在设计波束形成与随机波束形成两种方法的仿真中得出的地面用户数目对总速率的影响。该图展示了多用户模型下的仿真结果,其中将参数设置为 $N = \{1, 16, 32, 64\}$, $P_{\text{total}} = 30 \text{ mW}$, $r_k = 2 \text{ bit} \cdot \text{s}^{-1} \cdot \text{Hz}^{-1}$ 。由图 6 可以看出,用户数目对总速率的影响整体呈上升趋势,即本文所提出的方案是符合多用户模型的。并且,于配备单天线的 UAV 来讲,所提出的多天线的波束形成方法具有明显优势。

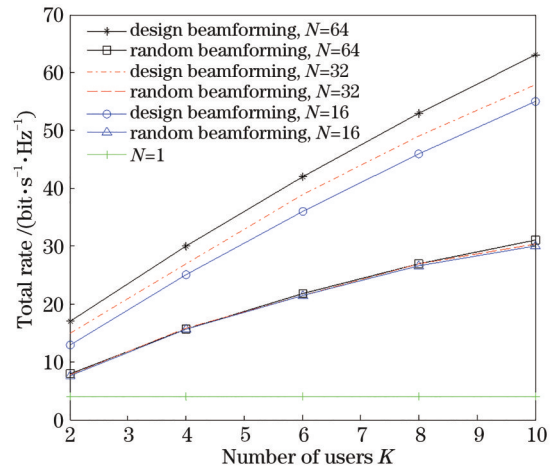


图 6 不同波束形成方法及不同天线数目下用户数量对总速率的影响

Fig. 6 Influence of the number of users on the total rate under different beamforming methods and different antenna numbers

另外,针对不同天线数目情况的仿真结果进行对比,见表 1。在不同的用户数目条件下探讨了

表 1 两种方法对比仿真结果

Table 1 Comparison of simulation results between two methods

Method	Total rate / (bit · s ⁻¹ · Hz ⁻¹)						
	K = 2	K = 3	K = 6	K = 7	K = 8	K = 10	
N=64	Design beamforming	16.8913	23.5635	41.7983	47.6132	53.2093	62.9584
	Random beamforming	7.9631	11.6922	21.7034	24.2794	27.1787	30.6951
N=16	Design beamforming	12.8547	19.2537	36.0236	40.9357	46.1526	54.8973
	Random beamforming	7.6834	11.4620	21.4201	23.7427	26.6139	29.9830

种优化设计波束形成方法在不同天线数目下对系统总传输速率的影响。本文提出的优化设计波束形成方法相比于传统的设计方法而言,性能有所提升。但无人机配备的天线数目只有在符合 $N \geq K$ 条件时,系统整体才能保证可靠的性能,从而达到消除部分干扰的效果,总传输速率将会随着无人机安装的天线数目的增加而增加。图 7 给出在 $K = 5, P_{\text{total}} = 30 \text{ mW}, r_k = 2 \text{ bit} \cdot \text{s}^{-1} \cdot \text{Hz}^{-1}$ 的条件下不同天线数目对总速率的影响,天线数目足够大时,系统干扰可以得到有效消除,实现用户间的有效通信,反之,则不足以有效地减少系统的干扰。

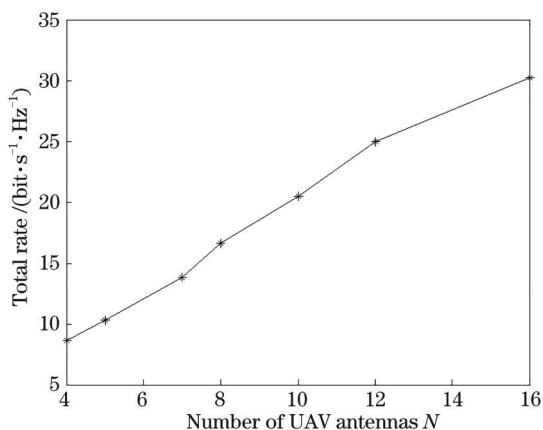


图 7 不同天线数目对总速率的影响

Fig. 7 Influence of different antenna numbers on the total speed

6 结 论

针对多天线无人机辅助通信系统中多个地面用户-多输入多输出场景,提出一种在功率受限条件下的波束形成设计方法,以最大化系统总速率。在 UAV 位置确定的前提下,使用一阶泰勒近似将非凸的优化问题逼近为凸问题,并通过 SOCP 降低计算复杂度,求解出最佳的波束形成矢量。根据仿真结果,可知本文所提算法可以降低系统能耗,明显提高系统的总传输速率,并且适用于多用户系统。虽不能在每个用户上将干扰归零,但达到了总传输速率最大化的目标,结果证明若 UAV 配备足够的天线时,干扰可以实现基本消除。下一步工作主要将降干扰作为主要研究内容。

参 考 文 献

[1] Lü P F, Wang S G. Intelligent target recognition method of unmanned aerial vehicle combat platform[J]. Laser & Optoelectronics Progress, 2019, 56(7):

071001.

吕攀飞,王曙光. 无人机作战平台的智能目标识别方法[J]. 激光与光电子学进展, 2019, 56(7): 071001.

- [2] Zhu M, Zhou Z F, Jiang Y, et al. An accurate recognition method of pitaya plants based on visible light band UAV remote sensing [J]. Laser & Optoelectronics Progress, 2020, 57(14): 142801.
朱孟,周忠发,蒋翼,等. 基于可见光波段无人机遥感火龙果精准识别方法[J]. 激光与光电子学进展, 2020, 57(14): 142801.
- [3] Tian M L, Ge X Y, Ding J L, et al. Coupled machine learning and unmanned aerial vehicle based hyperspectral data for soil moisture content estimation [J]. Laser & Optoelectronics Progress, 2020, 57(9): 093002.
田美玲,葛翔宇,丁建丽,等. 耦合机器学习和机载高光谱数据的土壤含水量估算[J]. 激光与光电子学进展, 2020, 57(9): 093002.
- [4] Zeng Y, Zhang R, Lim T J. Wireless communications with unmanned aerial vehicles: opportunities and challenges [J]. IEEE Communications Magazine, 2016, 54(5): 36-42.
- [5] Erdelj M, Natalizio E, Chowdhury K R, et al. Help from the sky: leveraging UAVs for disaster management [J]. IEEE Pervasive Computing, 2017, 16(1): 24-32.
- [6] Al-Hourani A, Kandeepan S, Lardner S. Optimal LAP altitude for maximum coverage [J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2014, 3(6): 569-572.
- [7] Alzenad M, El-Keyi A, Yanikomeroglu H. 3-D placement of an unmanned aerial vehicle base station for maximum coverage of users with different QoS requirements [J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2018, 7(1): 38-41.
- [8] Noh S C, Jeon H B, Chae C B. Energy-efficient deployment of multiple UAVs using ellipse clustering to establish base stations [J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2020, 9(8): 1155-1159.
- [9] Wang H C, Ren G C, Chen J, et al. Unmanned aerial vehicle-aided communications: joint transmit power and trajectory optimization[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2018, 7(4): 522-525.
- [10] Mozaffari M, Saad W, Bennis M, et al. Unmanned aerial vehicle with underlaid device-to-device communications: performance and tradeoffs [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2016, 15(6): 3949-3963.

- [11] Jiang H, Zhang Z C, Wu L, et al. Three-dimensional geometry-based UAV-MIMO channel modeling for A2G communication environments [J]. IEEE Communications Letters, 2018, 22(7): 1438-1441.
- [12] Zhu L P, Zhang J, Xiao Z Y, et al. Millimeter-wave full-duplex UAV relay: joint positioning, beamforming, and power control[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2020, 38(9): 2057-2073.
- [13] Zeng Y, Zhang R. Energy-efficient UAV communication with trajectory optimization [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2017, 16(6): 3747-3760.
- [14] Björnson E, Bengtsson M, Ottersten B. Optimal multiuser transmit beamforming: a difficult problem with a simple solution structure [J]. IEEE Signal Processing Magazine, 2014, 31(4): 142-148.
- [15] Smola A J, Vishwanathan S V N, Hofmann T. Kernel methods for missing variables [C]//Proceedings of the 10 th International Workshop on Artificial Intelligence and Statistics. [S. l. : s.n.]. 2005: 325-332.
- [16] Lobo M S, Vandenberghe L, Boyd S, et al. Applications of second-order cone programming [J]. Linear Algebra and Its Applications, 1998, 284(1/2/3): 193-228.
- [17] Wang H C, Chen J, Ding G R, et al. D2D communications underlying UAV-assisted access networks[J]. IEEE Access, 2018, 6: 46244-46255.