

DOI:10.19651/j.cnki.emt.2312750

无人机辅助无线通信位置和波束联合优化方法^{*}韩东升^{1,2} 念欣然¹ 李 然^{1,2}

(1. 华北电力大学电子与通信工程系 保定 071003; 2. 华北电力大学河北省电力物联网技术重点实验室 保定 071003)

摘要: 无人机辅助无线通信具有部署灵活,覆盖范围大等优势,但仍存在路径损耗大,吞吐量和传输能力低的缺点。将波束赋形技术引入无人机辅助无线通信中,可以有效补偿通信路径损耗,缓解小区内或小区间干扰。因此,本文面向无人机辅助无线通信系统,在地面基站和无人机上配备均匀平面阵列来实现波束赋形,以最大化系统容量。针对优化变量高维且高度耦合的非凸问题,提出了一种高效迭代算法来联合优化中继无人机位置和波束赋形向量,首先通过块坐标下降法将原问题转化为中继无人机位置优化和波束赋形向量优化两个子问题,然后利用连续凸逼近算法将两个子问题转化为凸优化问题进行求解。实验结果表明,所提的优化理论和算法具有较好的收敛性能,并且能够切实提高系统容量。

关键词: 无人机;移动中继;位置;波束赋形;系统容量

中图分类号: TN92 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510.50

Joint optimization method of position and beam for UAV
aided wireless communicationHan Dongsheng^{1,2} Nian Xinran¹ Li Ran^{1,2}

(1. Department of Electronic and Communication Engineering, North China Electric Power University, Baoding 071003, China;

2. Hebei Province Electric Power Internet of Things Technology Key Laboratory, North China Electric Power University, Baoding 071003, China)

Abstract: UAV aided wireless communication has the advantages of flexible deployment and large coverage, but it still has the disadvantages of large path loss, low throughput and transmission capacity. Beamforming technology is introduced into UAV aided wireless communication, which can effectively compensate the communication path loss and mitigate intra cell or inter cell interference. Therefore, this paper constructs a UAV aided wireless communication system model, which is equipped with a uniform plane array on the ground base station and UAV to achieve beamforming, so as to maximize the system capacity. For the nonconvex problem with high dimensional and highly coupled optimization variables, an efficient iterative algorithm is proposed to jointly optimize the position of the relay UAV and beamforming vector. Firstly, the original problem is transformed into two subproblems of the position optimization of the relay UAV and beamforming vector optimization by the block coordinate descent method, and then the two subproblems are transformed into a convex optimization problem by the successive convex approximation algorithm. Experimental results show that the proposed optimization theory and algorithm have good convergence performance and can effectively improve system capacity.

Keywords: unmanned aerial vehicles; mobile relay; position; beamforming; system capacity

0 引 言

近年来,无人机(unmanned aerial vehicles, UAV)逐渐进入人们的视野,并在军用、民用及诸多特殊场景都得到了

广泛的应用和发展^[1-3]。由于其灵活性、机动性和强大的视线通信能力,无人机可以为用户提供高质量服务和多种业务协助^[4-5]。无人机的典型应用包括作为移动中继,在基站和用户终端之间不断移动,以保证通信链路稳定可靠,提升

收稿日期:2023-02-06

^{*} 基金项目:国家自然科学基金资助项目(61771195);中央高校基本科研业务费专项资金资助项目(2020MS098);河北省省级科技计划(SZX2020034)项目资助

系统性能^[6-8]。

与传统的静态中继不同,无人机作为移动中继时,通过精心设计其位置、飞行轨迹、发射功率、带宽分配等因素,能为提高系统性能提供全新的自由度。Hu等^[9]使用中继无人机的NOMA网络中的多个用户提供服务,并且通过优化译码顺序、发射功率和UAV位置,使系统的可达速率最大化。Zeng等^[10]和Zhang等^[11]设计了一个无人机移动中继系统,对中继UAV的轨迹、源传输功率以及中继传输功率进行联合优化,以实现端到端吞吐量最大化。Wei等^[12]则在二维平面和三维空间两种场景下对无人机中继网络的容量问题进行了研究,证实了无人机的移动性可以有效提高网络容量。针对中继无人机辅助无线通信系统,除了上述文献考虑到的无人机的位置、轨迹以及发射功率会对系统性能产生影响外,影响系统性能的因素还有很多。例如,Meng等^[13]和Hua等^[14]考虑了通信调度给系统性能带来的影响,通过联合优化三维UAV轨迹、通信调度和无人机/传感器节点发射功率,最大化系统吞吐量。Zhu等^[15]利用交流干扰抑制算法对波束赋形向量和功率控制变量进行联合优化,减小干扰并且最大化目标信号的波束赋形增益。Chen^[16]建立了一个合作的无人机中继网络,通过考虑带宽分配,进而解决一个非凸信息因果约束问题,实现发射端与接收端之间的传输速率最大化。Ahmed等^[17]则是设计了一个兼顾吞吐量和推进能耗的高效节能无人机中继通信系统,联合优化无人机与基站的发射功率、无人机的轨迹以及无人机的飞行速度和加速度,最大限度提升系统能效。Hanna等^[18]和Gao等^[19]考虑的已不再是单个无人机,而是考虑影响无人机群系统容量的因素。

以上文献均为中继无人机辅助无线通信系统的性能提升,提供了清晰的思路和有效的解决方案,然而,还有一些实际的问题没有被很好的考虑。尽管无人机的诸多优势使得它可以在空地无线网络中提供大容量、长传输距离、大覆盖范围的通信,但由于气流的干扰和发动机的振动难免会导致机身抖动,这使得无人机与目标区域的相对位置可能会频繁发生改变,此时引入波束赋形技术,通过不断调整波束赋形向量,使得波束始终对准目标区域,就解决了这一问题^[20-21]。波束赋形技术是无人机通信中提高通信性能的一种有效技术,该技术通过配备一定尺寸的天线阵列,使得发射/接收端可以进行灵活的波束赋形,利用波束赋形向量调整不同天线单元发射信号的振幅和相位,把信号聚集起来后再传输到接收端,使得信号传输效果更好,传输能量更集中。在无人机通信中,无人机飞行高度通常很高,其良好的视距(line-of-sight, LoS)信道条件能够保证在方位域和仰角域(即3D)中实现有效的波束赋形,从而提高系统容量,达到克服信道高路径损耗、缓解与无人机通信的干扰、提高信道质量的目的^[22-23]。由此可知波束赋形向量对于无人机通信系统的性能提升起到关键作用。因此如何有效求解并优化波束赋形向量,并根据波束赋形向量准确调整波束,使

其对目标区域进行精准覆盖是现阶段一个非常重要且实际的问题。

Zhu等^[24]对目标区域进行坐标变换,得到一个能覆盖目标区域的最小矩形,之后利用子阵列技术设计了一个宽波束来覆盖该矩形,以实现无人机对目标区域的灵活覆盖。Xiao等^[25]利用人工蜂群算法(artificial bee colony algorithm, ABC)求解波束赋形优化问题,使系统中所有用户的可实现速率达到最大。Xiao等^[26]在仅考虑LoS分量和莱斯K因子的前提下,推导出每个用户的最优波束赋形向量,最大化系统和速率。梁涛等^[27]提出了一种基于平面阵列波束形成的虚拟基元定位方法,将均匀方阵对称分割为4个子阵,通过子阵波束形成分别投影成虚拟基元,构成四基元十字阵,能够增加接收信号的信噪比,有效地提高定位准确度。Zhou等^[28]提出了一种交替优化方法,在发射功率和轨道约束下,通过对分搜索方法获得数字波束赋形向量,通过交替方向乘子算法获得模拟波束赋形向量和飞行轨迹,达到最大化用户加权和速率的目的。陈洁琼等^[29]在无人机上使用波束成形技术对辐射干扰进行空间过滤,同时通过波束切换技术,将波束指向干扰较少或负荷较低的小区,提升了无人机上行链路吞吐量,改善负荷平衡。Yang等^[30]则提出了一种基于波束训练的无人机波束赋形方案,通过波束训练和角速度估计来获得波束相干时间,再根据波束相干时间的变化调整训练频率,达到节省训练开销的目的。上述文献提出了不同方法来实现波束赋形,以达到对目标区域准确覆盖的目的,但针对无人机与波束赋形结合的场景,并未考虑无人机本身不可避免的抖动性以及位置的变化对波束赋形带来的影响。

为了解决现有研究存在的一些不足,充分利用波束赋形技术挖掘无人机辅助无线通信的潜力,本文针对中继无人机辅助无线通信系统模型,建立相应的视距链路,联合考虑地面基站发射功率、无人机发射功率、链路的传输速率以及波束赋形向量恒模等约束,通过调整中继无人机的空间位置以及天线阵列的波束赋形向量,来实现高信道增益的定向波束,以维持地面基站与用户之间通信链路的稳定和通畅,提升系统通信质量。最后针对联合中继无人机位置和波束赋形向量的系统容量优化方案进行模拟实验,验证了本文所提理论和算法的可靠性和有效性。

符号说明: a 和 \mathbf{a} 表示标量变量和向量; $(\cdot)^T$ 和 $(\cdot)^H$ 表示转置和共轭转置; $|\cdot|$ 表示实数的绝对值或复数的模值; $\mathbb{E}(\cdot)$ 表示随机变量的期望值; $\nabla f(h)$ 表示 $f(h)$ 对 h 的一阶导数。

1 系统建模与问题描述

如图1所示,本文考虑一个无人机中继辅助无线通信系统下行链路传输场景,地面基站(ground base station, GBS)向远程用户提供通信服务,但由于地形起伏以及地面上存在建筑物等障碍,可能会产生阴影效应等大尺度衰落,

影响覆盖效果。因此在本文所考虑的系统场景中,UAV 作为一个移动中继部署在 GBS 和用户之间。在 GBS 上配备 $M_S \times N_S$ 根天线的均匀平面阵列(uniform planar array, UPA),在 UAV 上配备 $M_R \times N_R$ 根天线的均匀平面阵列,以克服路径损耗,提高系统性能,尽量避免接收信号的功率衰减。通过分别考虑地面基站-无人机(ground base station to UAV relay, S2R)和无人机-用户(UAV relay to user, R2D)两段空地视距链路,来综合评估 GBS 与远程用户之间的通信链路性能。

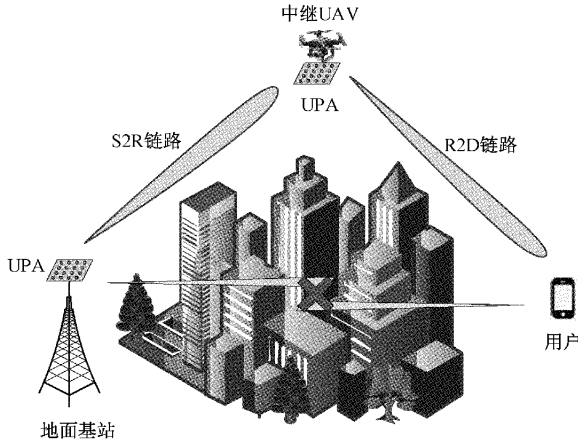


图 1 系统模型图

1.1 系统模型

为了便于分析,如图 2 所示,以 GBS 为原点建立三维直角坐标系,相对于 UAV 的高度,GBS 和用户之间的高度差可忽略不计,因此在本文的系统模型中假设 GBS 和用户在同一高度上,并且 GBS 和中继 UAV 上的 UPA 均与 xoy 平面平行,则将 GBS 坐标表示为 $(0,0,0)$,中继 UAV 坐标表示为 (x_R, y_R, h_R) ,用户坐标表示为 $(x_D, y_D, 0)$ 。

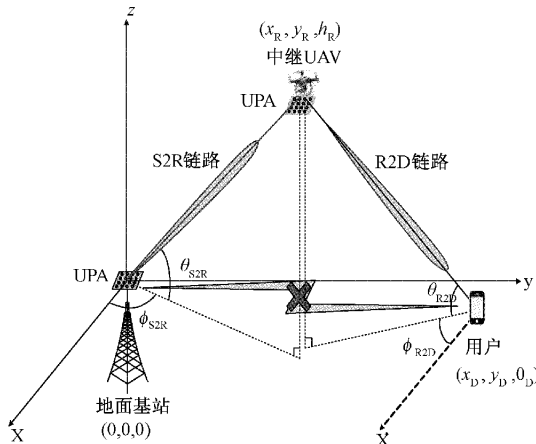


图 2 系统模型 3D 坐标图

通常情况下,UAV 飞行高度较高,视距特性较好,因此在本文中只考虑 S2R 链路和 R2D 链路的 LoS 分量,忽略 NLoS 分量。为了避免出现栅瓣,假设均匀平面阵列的天线间距等于半个波长,则 S2R 链路的信道响应向量可表

示为:

$$\mathbf{h}_{S2R} = \lambda_{S2R} \mathbf{a}_{S2R}(M_S, N_S, \theta_{S2R}, \phi_{S2R}) \quad (1)$$

其中, d_{S2R} 为 S2R 链路的 LoS 路径传输距离,表示为:

$$d_{S2R} = \sqrt{x_R^2 + y_R^2 + h_R^2} \quad (2)$$

λ_{S2R} 为 LoS 路径信道增益系数,表示为 $\lambda_{S2R} = \frac{\beta}{d_{S2R}^\alpha}$;

为参考距离 $d_0 = 1 \text{ m}$ 处的信道增益,表示为 $\beta = \frac{c}{4\pi f_c}$; c 为光速;

f_c 为载波频率; α 表示 LoS 路径损耗系数; θ_{S2R} 和 ϕ_{S2R} 为 S2R 链路的仰角和方向角,表示为:

$$\begin{cases} \theta_{S2R} = \arctan \frac{\sqrt{x_R^2 + y_R^2}}{h_R} \\ \phi_{S2R} = \arctan \frac{y_R}{x_R} \end{cases} \quad (3)$$

$\mathbf{a}_{S2R}(M_S, N_S, \theta_{S2R}, \phi_{S2R})$ 为 GBS 上均匀平面阵列的导向向量,表示为:

$$\begin{aligned} \mathbf{a}_{S2R}(M_S, N_S, \theta_{S2R}, \phi_{S2R}) &= [a_{S2R,1}, a_{S2R,2}, \dots, a_{S2R,M_S \times N_S}]^T = \\ &= \frac{1}{\sqrt{M_S \times N_S}} \{1, \dots, e^{j \frac{2\pi}{\lambda_{S2R}} d_1 \sin \theta_{S2R} \cos \phi_{S2R} - (m_S - 1) \cos \phi_{S2R} + (n_S - 1) \sin \phi_{S2R}}, \dots, \\ &e^{j \frac{2\pi}{\lambda_{S2R}} d_1 \sin \theta_{S2R} \cos \phi_{S2R} - (M_S - 1) \cos \phi_{S2R} - (N_S - 1) \sin \phi_{S2R}}\}^T \end{aligned} \quad (4)$$

其中, d_1 为阵列相邻天线间的距离, $d_1 = \frac{\lambda_{S2R}}{2}$ 。

同样地,R2D 链路的信道响应向量表示为:

$$\mathbf{h}_{R2D} = \lambda_{R2D} \mathbf{a}_{R2D}(M_R, N_R, \theta_{R2D}, \phi_{R2D}) \quad (5)$$

其中, d_{R2D} 为 R2D 链路的 LoS 路径传输距离,表示为:

$$d_{R2D} = \sqrt{(x_R - x_D)^2 + (y_R - y_D)^2 + h_R^2} \quad (6)$$

λ_{R2D} 为 LoS 路径信道增益系数,表示为 $\lambda_{R2D} = \frac{\beta}{d_{R2D}^\alpha}$;

θ_{R2D} 和 ϕ_{R2D} 为 R2D 链路的仰角和方向角,表示为:

$$\begin{cases} \theta_{R2D} = \arctan \frac{\sqrt{(x_R - x_D)^2 + (y_R - y_D)^2 + h_R^2}}{h_R} \\ \phi_{R2D} = \arctan \frac{y_R - y_D}{x_R - x_D} \end{cases} \quad (7)$$

$\mathbf{a}_{R2D}(M_R, N_R, \theta_{R2D}, \phi_{R2D})$ 为 中 继 UAV 均 匀 平 面 阵 列 的 导 向 向 量,表 示 为:

$$\begin{aligned} \mathbf{a}_{R2D}(M_R, N_R, \theta_{R2D}, \phi_{R2D}) &= [a_{R2D,1}, a_{R2D,2}, \dots, a_{R2D,M_R \times N_R}]^T = \\ &= \frac{1}{\sqrt{M_R \times N_R}} \{1, \dots, e^{j \frac{2\pi}{\lambda_{R2D}} d_2 \sin \theta_{R2D} [(m_R - 1) \cos \phi_{R2D} + (n_R - 1) \sin \phi_{R2D}]}, \dots, \\ &e^{j \frac{2\pi}{\lambda_{R2D}} d_2 \sin \theta_{R2D} [(M_R - 1) \cos \phi_{R2D} + (N_R - 1) \sin \phi_{R2D}]}\}^T \end{aligned} \quad (8)$$

其中, d_2 为相邻天线间的距离,表示为 $d_2 = \frac{\lambda_{R2D}}{2}$ 。

在本文所考虑的系统,GBS 以功率 P_S 向中继 UAV 发送信号 s_1 , 中继 UAV 以功率 P_R 向用户发送信号 s_2 , 且 $\mathbb{E}(|s_i|^2) = 1, i = 1, 2$ 。用 z_R 和 z_D 分别表示 UAV 处和用户处接收到的信号,则有:

$$\mathbf{z}_R = \mathbf{h}_{S2R}^H \mathbf{w}_S \sqrt{P_S} s_1 + n_1 \quad (9)$$

$$\mathbf{z}_D = \mathbf{h}_{R2D}^H \mathbf{w}_R \sqrt{P_R} s_2 + n_2 \quad (10)$$

其中, n_1 表示在 UAV 处的均值为 0, 方差为 σ_1^2 的高斯白噪声; n_2 表示在用户处的均值为 0, 方差为 σ_2^2 的高斯白噪声; \mathbf{w}_S 表示 GBS 处的模拟波束赋形向量, $\mathbf{w}_S = [\omega_{S,1}, \omega_{S,2}, \dots, \omega_{S,M_S \times N_S}]^T \in \mathbb{C}^{(M_S \times N_S) \times 1}$, \mathbf{w}_R 表示 UAV 处的模拟波束赋形向量, $\mathbf{w}_R = [\omega_{R,1}, \omega_{R,2}, \dots, \omega_{R,M_R \times N_R}]^T \in \mathbb{C}^{(M_R \times N_R) \times 1}$, 模拟波束赋形向量 \mathbf{w}_S 和 \mathbf{w}_R 均满足恒模 (constant modulus, CM) 约束, 即 \mathbf{w}_S 和 \mathbf{w}_R 每一项元素的模值均为定值, 可表示为:

$$|[\mathbf{w}_S]_m| = \frac{1}{\sqrt{M_S \times N_S}}, m = 1, 2, \dots, M_S \times N_S \quad (11)$$

$$|[\mathbf{w}_R]_n| = \frac{1}{\sqrt{M_R \times N_R}}, n = 1, 2, \dots, M_R \times N_R \quad (12)$$

通过简单的代数运算, 得到 GBS 和 UAV 之间以及 UAV 与用户间的信噪比, 分别表示为:

$$\gamma_{S2R} = \frac{|\mathbf{h}_{S2R}^H \mathbf{w}_S|^2 P_S}{\sigma_1^2} \approx \frac{|\lambda_{S2R}|^2 |\mathbf{a}_{S2R}^H \mathbf{w}_S|^2 P_S}{\sigma_1^2} \quad (13)$$

$$\gamma_{R2D} = \frac{|\mathbf{h}_{R2D}^H \mathbf{w}_R|^2 P_R}{\sigma_2^2} \quad (14)$$

由此能够将 GBS 与 UAV 间以及 UAV 与用户间的信道传输速率分别表示为:

$$R_{S2R} = \log_2(1 + \gamma_{S2R}) = \log_2\left(1 + \frac{|\mathbf{h}_{S2R}^H \mathbf{w}_S|^2 P_S}{\sigma_1^2}\right) \approx \log_2\left(1 + \frac{|\lambda_{S2R}|^2 |\mathbf{a}_{S2R}^H \mathbf{w}_S|^2 P_S}{\sigma_1^2}\right) = \log_2\left(1 + \frac{c^2 P_S}{16\pi^2 f_c^2 \sigma_1^2} d_{S2R}^{-2\alpha} |\mathbf{a}_{S2R}^H \mathbf{w}_S|^2\right) \quad (15)$$

$$R_{R2D} = \log_2(1 + \gamma_{R2D}) \quad (16)$$

根据香农定理可以得到 S2R 链路和 R2D 链路的信道容量分别为:

$$C_{S2R} = B_{S2R} \log_2(1 + \gamma_{S2R}) \quad (17)$$

$$C_{R2D} = B_{R2D} \log_2(1 + \gamma_{R2D}) \quad (18)$$

其中, B_{S2R} 为 GBS 和 UAV 间的信道带宽; B_{R2D} 为 UAV 和用户间的信道带宽。

在该系统中, UAV 作为移动中继, 在上行链路和下行链路中分别与 GBS 和用户进行通信, 故系统总容量表示为:

$$C = \min(C_{S2R}, C_{R2D}) \approx \min\left[B_{S2R} \log_2\left(1 + \frac{|\lambda_{S2R}|^2 |\mathbf{a}_{S2R}^H \mathbf{w}_S|^2 P_S}{\sigma_1^2}\right), B_{R2D} \log_2\left(1 + \frac{|\lambda_{R2D}|^2 |\mathbf{a}_{R2D}^H \mathbf{w}_R|^2 P_R}{\sigma_2^2}\right)\right] \quad (19)$$

1.2 问题描述

首先, 当 GBS 和用户位置不变、中继 UAV 距离 GBS

较近时, S2R 链路传输距离较短, 对应信道容量 C_{S2R} 较大, 但此时 R2D 链路的传输距离就会相对较远, 与之对应的信道容量 C_{R2D} 就相对较小, 同理, 当中继 UAV 距离用户较近时, 也存在类似的问题, 这样无法确定系统容量的大小。其次, 随着中继 UAV 位置的不断变化, S2R 链路和 R2D 链路的方位角、仰角等参数随之改变, 这会对导向向量和波束赋形向量 $\mathbf{w}_S, \mathbf{w}_R$ 造成影响。并且由于 UAV 的抖动性, 在较短时间间隔后, 其移动方向和速度可能会发生改变, 波束赋形增益也将随之降低, 导致系统覆盖性能下降。因此, 要充分考虑中继 UAV 的空间位置、S2R 链路和 R2D 链路的传输距离以及波束赋形向量等因素对系统容量产生的影响。为此, 本文将联合优化中继 UAV 的空间位置 (x_R, y_R, h_R) 和波束赋形向量 $\{\mathbf{w}_S, \mathbf{w}_R\}$, 使系统的容量最大化, 上述优化问题可被建模为:

$$\begin{aligned} & \max_{\{x_R, y_R, h_R, \mathbf{w}_S, \mathbf{w}_R\}} C \\ & \text{s. t. } C_1: |[\mathbf{w}_S]_m| = \frac{1}{\sqrt{M_S \times N_S}}, m = 1, 2, \dots, M_S \times N_S \\ & C_2: |[\mathbf{w}_R]_n| = \frac{1}{\sqrt{M_R \times N_R}}, n = 1, 2, \dots, M_R \times N_R \\ & C_3: R_{S2R} > 0 \\ & C_4: R_{R2D} > 0 \\ & C_5: 0 < P_S \leq P_S^{\max} \\ & C_6: 0 < P_R \leq P_R^{\max} \\ & C_7: (x_R, y_R) \in [0, x_D] \times [0, y_D] \\ & C_8: h_R^{\min} \leq h_R \leq h_R^{\max} \end{aligned} \quad (20)$$

其中, C_1 和 C_2 为模拟波束赋形向量的恒模 (CM) 约束; C_3 和 C_4 为两段链路的最小速率约束, 表示 UAV 与 GBS 及 UAV 与用户之间应始终保持连接, 以维持地面基站与用户之间通信链路的稳定和通畅; C_5 和 C_6 表示信号发射功率应非负, 且不能超过最大值, 其中 P_S^{\max} 和 P_R^{\max} 分别为 GBS 和中继 UAV 的最大发射功率; C_7 表示在 GBS 和用户之间部署中继 UAV; 约束 C_8 限制中继 UAV 的飞行高度, 其中 h_R^{\min} 和 h_R^{\max} 分别为最小飞行高度和最大飞行高度。

针对函数最大化的问题, 需要将目标函数转化为凹函数, 约束条件转化为凸约束, 才能通过标准凸优化方法或求解器进行有效求解。然而在问题 (20) 中, 目标函数 C 为凸函数; C_1 和 C_2 等号左侧的 $|[\mathbf{w}_S]_m|$ 和 $|[\mathbf{w}_R]_n|$ 为凸函数, 均不满足等号两侧应均为仿射表达式的要求, 因此 C_1 和 C_2 为非凸约束; C_3 和 C_4 大于号左侧的 R_{S2R} 和 R_{R2D} 为凸函数, 均不满足一个有效的凸表达式中大于号左侧应为凹表达式的基本形式, 因此 C_3 和 C_4 为非凸约束。综上, C_1 、 C_2 、 C_3 和 C_4 均为非凸约束, 并且优化变量 $\mathbf{w}_S, \mathbf{w}_R$ 维数很高, 与变量 $\{x_R, y_R, h_R\}$ 还存在高度耦合关系。综上, 该优化问题十分具有挑战性, 使用现有的优化工具很难直接进行求解。

2 问题求解与算法提出

本节主要针对第 1 节提出的问题进行求解。为了有效求解该问题,首先,采用块坐标下降法将问题分解为两个子问题,即中继 UAV 位置优化问题和波束赋形向量优化问题,并把优化变量分为两个变量集合: $\{x_R, y_R, h_R\}$ 和 $\{w_S, w_R\}$, 然后采用连续凸逼近的方法迭代求解分解后的子问题,在每一次迭代中对两个变量集合进行优化。

2.1 中继 UAV 位置优化

在中继 UAV 位置优化问题中,固定波束赋形向量 w_S 和 w_R , 来获取最优的中继 UAV 位置。因此式(20)可转化为如下形式:

$$\begin{aligned} & \max_{\{x_R, y_R, h_R\}} C \\ & \text{s. t. } C_3 - C_8 \end{aligned} \quad (21)$$

然而由于非凸条件 C3 和 C4 的存在,式(21)仍然是一个非凸优化问题。为了解决这个问题,引入合适的松弛变量,并采用连续凸逼近来近似求解式(21)的局部最优方案。针对非凸约束 C3,首先用 $d_{S2R}^a{}^{(r)}$ 表示在第 r 次迭代时的局部最优值,将 d_{S2R}^{-2a} 在 $d_{S2R}^{-a}{}^{(r)}$ 处进行一阶泰勒展开:

$$d_{S2R}^{-2a} \leq [d_{S2R}^{-a}{}^{(r)}]^2 + 2d_{S2R}^{-a}{}^{(r)}[d_{S2R}^{-a} - d_{S2R}^{-a}{}^{(r)}] \triangleq \mu_{S2R} \quad (22)$$

接下来令函数 $f_{S2R} = |a_{S2R}^H w_S|^2$, 用 $(a_{S2R}^H)^{(r)}$ 表示在第 r 次迭代时的局部最优值,将 $|a_{S2R}^H w_S|^2$ 在 $(a_{S2R}^H)^{(r)}$ 处进行一阶泰勒展开可得:

$$|a_{S2R}^H w_S|^2 \leq |(a_{S2R}^H)^{(r)} w_S|^2 + \nabla f_{S2R} [(a_{S2R}^H)^{(r)}]^H [a_{S2R}^H - (a_{S2R}^H)^{(r)}] \triangleq \eta_{S2R} \quad (23)$$

其中,

$$\nabla f_{S2R} [(a_{S2R}^H)^{(r)}] = \begin{bmatrix} \nabla f_{S2R} [(a_{S2R}^H)^{(r)}]_{(1)} \\ \nabla f_{S2R} [(a_{S2R}^H)^{(r)}]_{(2)} \\ \vdots \\ \nabla f_{S2R} [(a_{S2R}^H)^{(r)}]_{(M_S \times N_S)} \end{bmatrix}^T \quad (24)$$

$$\begin{aligned} \nabla f_{S2R} [(a_{S2R}^H)^{(r)}]_{(1)} &= 2\bar{a}_{S2R,1}{}^{(r)} w_{S,1} w_{S,1} + 2\bar{a}_{S2R,2}{}^{(r)} w_{S,2} w_{S,1} + \dots + 2\bar{a}_{S2R,M_S \times N_S}{}^{(r)} w_{S,M_S \times N_S} w_{S,1} \\ \nabla f_{S2R} [(a_{S2R}^H)^{(r)}]_{(2)} &= 2\bar{a}_{S2R,1}{}^{(r)} w_{S,1} w_{S,2} + 2\bar{a}_{S2R,2}{}^{(r)} w_{S,2} w_{S,2} + \dots + 2\bar{a}_{S2R,M_S \times N_S}{}^{(r)} w_{S,M_S \times N_S} w_{S,2} \\ \nabla f_{S2R} [(a_{S2R}^H)^{(r)}]_{(M_S \times N_S)} &= 2\bar{a}_{S2R,1}{}^{(r)} w_{S,1} w_{S,M_S \times N_S} + 2\bar{a}_{S2R,2}{}^{(r)} w_{S,2} w_{S,M_S \times N_S} + \dots + 2\bar{a}_{S2R,M_S \times N_S}{}^{(r)} w_{S,M_S \times N_S} w_{S,M_S \times N_S} \end{aligned} \quad (25)$$

之后,在给定局部点 $\mu_{S2R}^{(r)}$ 和 $\eta_{S2R}^{(r)}$ 处,根据完全平方公式对 $\mu_{S2R} \eta_{S2R}$ 进行一阶泰勒展开得:

$$\mu_{S2R} \eta_{S2R} = \frac{(\mu_{S2R} + \eta_{S2R})^2 - (\mu_{S2R}^2 + \eta_{S2R}^2)}{2} \leq$$

$$\frac{1}{2} \{[\mu_{S2R}^{(r)} + \eta_{S2R}^{(r)}]^2 + 2[\mu_{S2R}^{(r)} + \eta_{S2R}^{(r)}]^H \times$$

$$\begin{aligned} & [(\mu_{S2R} + \eta_{S2R}) - (\mu_{S2R}^{(r)} + \eta_{S2R}^{(r)})] \} - \\ & \frac{1}{2} \{[\mu_{S2R}^{(r)}]^2 + 2\mu_{S2R}^{(r)}[\mu_{S2R} - \mu_{S2R}^{(r)}] + \\ & [\eta_{S2R}^{(r)}]^2 + 2[\eta_{S2R}^{(r)}]^H[\eta_{S2R} - \eta_{S2R}^{(r)}] \} \triangleq \xi_{S2R} \end{aligned} \quad (26)$$

其中, $\mu_{S2R}^{(r)}$ 和 $\eta_{S2R}^{(r)}$ 表示在第 r 次迭代时的局部最优值, ξ_{S2R} 为 $\mu_{S2R} \eta_{S2R}$ 的上界。

同理,针对非凸约束 C_4 ,首先用 $d_{R2D}^{-a}{}^{(r)}$ 表示在第 r 次迭代时的局部最优值,对 d_{R2D}^{-2a} 在给定局部点 $d_{R2D}^{-a}{}^{(r)}$ 处进行一阶泰勒展开可得:

$$d_{R2D}^{-2a} \leq [d_{R2D}^{-a}{}^{(r)}]^2 + 2d_{R2D}^{-a}{}^{(r)}[d_{R2D}^{-a} - d_{R2D}^{-a}{}^{(r)}] \triangleq \mu_{R2D} \quad (27)$$

接下来令函数 $f_{R2D} = |a_{R2D}^H w_R|^2$, 并用 $(a_{R2D}^H)^{(r)}$ 表示在第 r 次迭代时的局部最优值,对 $|a_{R2D}^H w_R|^2$ 在 $(a_{R2D}^H)^{(r)}$ 处进行一阶泰勒展开可得:

$$|a_{R2D}^H w_R|^2 \leq |(a_{R2D}^H)^{(r)} w_R|^2 + \nabla f_{R2D} [(a_{R2D}^H)^{(r)}]^H [a_{R2D}^H - (a_{R2D}^H)^{(r)}] \triangleq \eta_{R2D} \quad (28)$$

其中, $\nabla f_{R2D} [(a_{R2D}^H)^{(r)}]$ 的计算过程及表达式与 $\nabla f_{S2R} [(a_{S2R}^H)^{(r)}]$ 相同。

之后,在给定的局部点 $\mu_{R2D}^{(r)}$ 和 $\eta_{R2D}^{(r)}$ 处,根据完全平方公式对 $\mu_{R2D} \eta_{R2D}$ 进行一阶泰勒展开得:

$$\begin{aligned} \mu_{R2D} \eta_{R2D} &= \frac{(\mu_{R2D} + \eta_{R2D})^2 - (\mu_{R2D}^2 + \eta_{R2D}^2)}{2} \leq \\ & \frac{1}{2} \{[\mu_{R2D}^{(r)} + \eta_{R2D}^{(r)}]^2 + 2[\mu_{R2D}^{(r)} + \eta_{R2D}^{(r)}]^H \times \\ & [(\mu_{R2D} + \eta_{R2D}) - (\mu_{R2D}^{(r)} + \eta_{R2D}^{(r)})] \} - \\ & \frac{1}{2} \{[\mu_{R2D}^{(r)}]^2 + 2\mu_{R2D}^{(r)}[\mu_{R2D} - \mu_{R2D}^{(r)}] + \\ & [\eta_{R2D}^{(r)}]^2 + 2[\eta_{R2D}^{(r)}]^H[\eta_{R2D} - \eta_{R2D}^{(r)}] \} \triangleq \xi_{R2D} \end{aligned} \quad (29)$$

其中, $\mu_{R2D}^{(r)}$ 和 $\eta_{R2D}^{(r)}$ 表示在第 r 次迭代时的局部最优值, ξ_{R2D} 为 $\mu_{R2D} \eta_{R2D}$ 的上界。

此时,目标函数则可表示为:

$$\begin{aligned} & \min \left[B_{S2R} \log_2 \left(1 + \frac{c^2 P_S}{16\pi^2 f_c^2 \sigma_1^2} \xi_{S2R} \right), \right. \\ & \left. B_{R2D} \log_2 \left(1 + \frac{c^2 P_R}{16\pi^2 f_c^2 \sigma_2^2} \xi_{R2D} \right) \right]. \end{aligned}$$

经过近似后,式(21)被转化为含有迭代值的式(30),如下:

$$\begin{aligned} & \max_{\{x_R, y_R, h_R\}} \left\{ \min \left[B_{S2R} \log_2 \left(1 + \frac{c^2 P_S}{16\pi^2 f_c^2 \sigma_1^2} \xi_{S2R} \right), \right. \right. \\ & \left. \left. B_{R2D} \log_2 \left(1 + \frac{c^2 P_R}{16\pi^2 f_c^2 \sigma_2^2} \xi_{R2D} \right) \right] \right\} \\ & \text{s. t. } C_9: \log_2 \left(1 + \frac{c^2 P_S}{16\pi^2 f_c^2 \sigma_1^2} \xi_{S2R} \right) > 0 \end{aligned} \quad (30)$$

$$C_{10}: \log_2 \left(1 + \frac{c^2 P_R}{16\pi^2 f_c^2 \sigma_2^2} \xi_{R2D} \right) > 0$$

$$C_5 - C_8, (22), (23), (27), (28)$$

在此过程中,式(21)中的非凸约束 C_3 和 C_4 被转化为

式(30)中的(22)、(23)、(27)、(28)、 C_9 、 C_{10} ，均为凸约束。并且由于式 C_9 和 C_{10} 左侧为凹，则可判定目标函数也为凹函数。至此，式(30)为一个凸优化问题，可以通过标准凸优化方法或求解器例如 CVX 进行求解^[31]，这也意味着式(21)可以得到解决。

2.2 波束赋形向量优化

在波束赋形向量优化问题中，固定中继 UAV 位置 $\{x_R, y_R, h_R\}$ ，来获取最优的波束赋形向量 $\{w_S, w_R\}$ 。然而，当中继 UAV 位置固定时，LoS 路径传输距离、仰角、方向角以及平面阵列的导向向量也随之固定，因此可将式(20)转化为如下形式：

$$\begin{aligned} & \max_{\{w_S, w_R\}} C \\ \text{s. t. } & C_1 - C_6 \end{aligned} \quad (31)$$

在式(31)中，由于目标函数凸，且约束条件 C_1 、 C_2 、 C_3 以及 C_4 非凸，因此式(31)为一个非凸问题。

首先针对非凸约束 C_3 ，用 $w_S^{(r)}$ 表示在第 r 次迭代时的局部最优值，对 $|a_{S2R}^H w_S|^2$ 在 $w_S^{(r)}$ 处进行一阶泰勒展开可得：

$$\begin{aligned} |a_{S2R}^H w_S|^2 & \leq |a_{S2R}^H w_S^{(r)}|^2 + \nabla f_{S2R} [w_S^{(r)}]^H \\ [w_S - w_S^{(r)}] & \triangleq g_{S2R} \end{aligned} \quad (32)$$

其中，

$$\nabla f_{S2R} [w_S^{(r)}] = \begin{bmatrix} \nabla f_{S2R} [w_S^{(r)}]^{(1)} \\ \nabla f_{S2R} [w_S^{(r)}]^{(2)} \\ \vdots \\ \nabla f_{S2R} [w_S^{(r)}]^{(M_S \times N_S)} \end{bmatrix} \quad (33)$$

$$\begin{aligned} \nabla f_{S2R} [w_S^{(r)}]^{(1)} & = 2a_{S2R,1} \bar{a}_{S2R,1} w_{S,1}^{(r)} + \\ & 2a_{S2R,1} \bar{a}_{S2R,2} w_{S,2}^{(r)} + \cdots + 2a_{S2R,1} \bar{a}_{S2R,M_S \times N_S} w_{S,M_S \times N_S}^{(r)} \\ \nabla f_{S2R} [w_S^{(r)}]^{(2)} & = 2a_{S2R,2} \bar{a}_{S2R,1} w_{S,1}^{(r)} + \\ & 2a_{S2R,2} \bar{a}_{S2R,2} w_{S,2}^{(r)} + \cdots + 2a_{S2R,2} \bar{a}_{S2R,M_S \times N_S} w_{S,M_S \times N_S}^{(r)} \\ \nabla f_{S2R} [w_S^{(r)}]^{(M_S \times N_S)} & = 2a_{S2R,M_S \times N_S} \bar{a}_{S2R,1} w_{S,1}^{(r)} + \\ & 2a_{S2R,M_S \times N_S} \bar{a}_{S2R,2} w_{S,2}^{(r)} + \cdots + 2a_{S2R,M_S \times N_S} \bar{a}_{S2R,M_S \times N_S} w_{S,M_S \times N_S}^{(r)} \end{aligned} \quad (34)$$

同理，针对非凸约束 C_4 ，用 $w_R^{(r)}$ 表示在第 r 次迭代时的局部最优值，对 $|a_{R2D}^H w_R|^2$ 在 $w_R^{(r)}$ 处进行一阶泰勒展开可得：

$$\begin{aligned} |a_{R2D}^H w_R|^2 & \leq |a_{R2D}^H w_R^{(r)}|^2 + \nabla f_{R2D} [w_R^{(r)}]^H \\ [w_R - w_R^{(r)}] & \triangleq g_{R2D} \end{aligned} \quad (35)$$

其中 $\nabla f_{R2D} [w_R^{(r)}]$ 的计算过程与 $\nabla f_{S2R} [w_S^{(r)}]$ 的计算过程相同。

此时目标函数可表示为：

$$\begin{aligned} & \min \left[B_{S2R} \log_2 \left(1 + \frac{|\lambda_{S2R}|^2 P_S}{\sigma_1^2} g_{S2R} \right), \right. \\ & \left. B_{R2D} \log_2 \left(1 + \frac{|\lambda_{R2D}|^2 P_R}{\sigma_2^2} g_{R2D} \right) \right] \end{aligned}$$

另外，由于波束赋形向量 w_S 和 w_R 的维数较高，且 w_S 和 w_R 的每个元素都有一个 CM 约束，这导致了约束条件 C_1 和 C_2 的非凸性。针对这一问题，首先将约束 C_1 和 C_2 利用凸松弛转化为凸约束，那么式(31)问题可转化为含有迭代值的式(36)问题：

$$\begin{aligned} & \max_{\{w_S, w_R\}} \left\{ \min \left[B_{S2R} \log_2 \left(1 + \frac{|\lambda_{S2R}|^2 P_S}{\sigma_1^2} g_{S2R} \right), \right. \right. \\ & \left. \left. B_{R2D} \log_2 \left(1 + \frac{|\lambda_{R2D}|^2 P_R}{\sigma_2^2} g_{R2D} \right) \right] \right\} \\ \text{s. t. } & C_{11}: | [w_S]_m | \leq \frac{1}{\sqrt{M_S \times N_S}}, m = 1, 2, \dots, M_S \times N_S \\ & C_{12}: | [w_R]_n | \leq \frac{1}{\sqrt{M_R \times N_R}}, n = 1, 2, \dots, M_R \times N_R \\ & C_{13}: \log_2 \left(1 + \frac{|\lambda_{S2R}|^2 P_S}{\sigma_1^2} g_{S2R} \right) > 0 \\ & C_{14}: \log_2 \left(1 + \frac{|\lambda_{R2D}|^2 P_R}{\sigma_2^2} g_{R2D} \right) > 0 \\ & C_5, C_6 \end{aligned} \quad (36)$$

式(31)中的非凸约束 C_1 、 C_2 、 C_3 和 C_4 转化为式(36)中的 C_{11} 、 C_{12} 、 C_{13} 和 C_{14} ，均为凸约束。并且由于式 C_{11} 和 C_{14} 大于号左侧为凹，则可判定目标函数也为凹。综上，式(36)是一个凸优化问题，可以通过标准凸优化工具或求解器，例如 CVX 进行求解，这也意味着式(31)问题可以得到解决。

由文献[14]可知，在 C_{11} 、 C_{12} 、式(37)和(38)中，对波束赋形向量的进行凸松弛以及归一化，对系统速率和容量性能的影响都很小，因为它们最多只影响其中的一个元素，尤其当天线数量较大时，单个元素的归一化对有效信道增益的影响较小。因此，在对式(36)进行求解之后，对其元素的模值进行归一化，以满足 CM 约束，分别用 w_S^* 和 w_R^* 来表示模值归一化后的波束赋形向量，即：

$$[w_S^*]_m = \frac{1}{\sqrt{M_S \times N_S}} \frac{[w_S]_m}{|[w_S]_m|}, m = 1, 2, \dots, M_S \times N_S \quad (37)$$

$$[w_R^*]_n = \frac{1}{\sqrt{M_R \times N_R}} \frac{[w_R]_n}{|[w_R]_n|}, n = 1, 2, \dots, M_R \times N_R \quad (38)$$

基于上述的问题分析和求解，本文针对中继无人机辅助无线通信系统的容量优化问题，寻求一个最优解决方案，并提出一个中继 UAV 位置和波束赋形向量联合优化 (Joint optimization algorithm for relay UAV position and beamforming vector, PAB) 算法，如表 1 所示，通过依次求解式(30)的优化变量 $\{x_R, y_R, h_R\}$ 和式(36)的优化变量 $\{w_S, w_R\}$ ，进而解决式(20)问题，当相邻两次迭代目标函数数值之差小于设定精度 ϵ 或达到最大迭代次数 r_{\max} 时，可得到最优的中继 UAV 位置 $\{x_R, y_R, h_R\}$ 、波束赋形向量

$\{w_s, w_r\}$ ，同时得到最大的系统容量。

表 1 中继 UAV 位置和波束赋形向量联合优化算法

算法 1 中继 UAV 位置和波束赋形向量联合优化算法
输入: 初始化 $x_R^{(0)}, y_R^{(0)}, h_R^{(0)}, w_s^{(0)}, w_r^{(0)}$, 设置迭代次数 $r = 0$
输出: 中继 UAV 位置 $\{x_R, y_R, h_R\}$ 和波束赋形向量 $\{w_s^*, w_r^*\}$
1. WHILE $C^{(r-1)} - C^{(r)} > \epsilon$ 或 $r \leq r_{\max}$ DO
2. 固定波束赋形向量 $\{w_s^{(r)}, w_r^{(r)}\}$, 通过求解式(30), 获得最优的中继 UAV 位置 $\{x_R^{(r)}, y_R^{(r)}, h_R^{(r)}\}$
3. 固定中继 UAV 位置 $\{x_R^{(r)}, y_R^{(r)}, h_R^{(r)}\}$, 通过求解问题(36), 获得最优的波束赋形向量 $\{w_s^{(r)}, w_r^{(r)}\}$
4. $r = r + 1$
5. END WHILE
6. 根据式(37), (38)归一化波束赋形向量

2.3 算法收敛性分析

一方面, 通过块坐标下降法和连续凸逼近的方法对非凸式(20)进行了转化, 得到了一个局部近似解, 而式(20)满足 KKT 条件, 因此可以保证算法的收敛性。另一方面, 也可以得到 PAB 算法的复杂度, 表示为 $O(L(3^{3.5} + N_{\max}^{\text{total}3.5}))$, 其中 L 表示求解式(20)的迭代次数, $N_{\max}^{\text{total}} = \max\{M_S \times N_S, M_R \times N_R\}$ 。

3 应用实例与实验数据分析

为验证本文理论分析的正确性, 并评估 PAB 算法的有效性, 本节考虑一个实际应用场景, 在场景中针对联合中继无人机位置和波束赋形向量的系统容量优化方案在 MATLAB 平台进行了模拟实验。实验中地面基站坐标设定为 $(0, 0, 0)$, 用户坐标设定为 $(600, 500, 0)$, 其余通信相关参数如表 2 所示。

表 2 应用实例通信相关参数

符号	物理意义	值
h_R^{\min}	UAV 最小高度	100 m
h_R^{\max}	UAV 最大高度	300 m
σ_1^2	UAV 处噪声功率	-110 dBm
σ_2^2	用户处噪声功率	-110 dBm
P_S^{\max}	GBS 最大发射功率	20 dBm
P_R^{\max}	UAV 最大发射功率	20 dBm
B_{S2R}	GBS 与 UAV 间信道带宽	1 MHz
B_{R2D}	UAV 与用户间信道带宽	1 MHz
$M_S \times N_S$	GBS 天线阵列尺寸	4×4
$M_R \times N_R$	UAV 天线阵列尺寸	4×4
f_c	载波频率	28 GHz
α	LoS 路径损耗系数	0.95

在模拟实验中, 将本文所提方案与文献[15]提出的两种现有基准方案与进行对比分析研究, 即“位置随机+波束赋形优化”方案和“位置优化+导向向量波束赋形”方案。其中“位置随机+波束赋形优化”方案是在可行范围内随机选择中继 UAV 的位置, 然后采用 PAB 算法进行波束赋形向量优化。“位置优化+导向向量波束赋形”方案则是利用 PAB 算法对中继 UAV 位置进行优化, 得到最优位置后, 再利用导向向量计算得到相应的波束赋形向量。根据实验数据分析 3 种不同算法的优势与不足, 从而对本文所提算法性能进行详细评估。

图 3 研究了 PAB 算法在 3 种天线阵列尺寸下的收敛性能。将最大迭代次数设置为 $r_{\max} = 30$, 精度设置为 $\epsilon = 10^{-5}$ 。从图中可以看到, 随着迭代次数的增加, 最大系统容量增大并逐渐趋于稳定, 同时, 随着天线阵列尺寸的不断增大, 稳定后的系统容量值也增大, 这表明了 PAB 算法具有良好的收敛性能。通过对比曲线还能发现, 当天线阵列尺寸为 3×3 时, 算法经过 7 次迭代后收敛, 当天线尺寸为 4×4 和 5×5 时, 算法分别经过 9 次和 10 次迭代后收敛, 这表明随着天线阵列尺寸的增大, 收敛所需的迭代次数也增加。综上, 实验结果表明, 本文提出的联合中继无人机位置和波束赋形向量的系统容量优化方案是合理的, 通过不断优化中继无人机的位置和波束赋形向量, 可以增大系统容量, 提高系统性能。

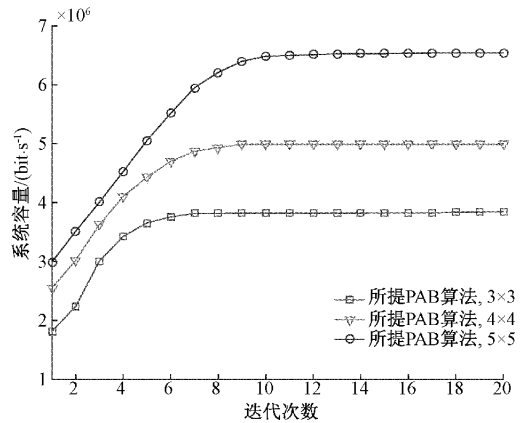


图 3 $M_S \times N_S = M_R \times N_R = 3 \times 3, 4 \times 4, 5 \times 5$ 下, 文中所提算法的收敛性对比图

图 4 比较了 $P_S^{\max} = P_R^{\max} = 20$ dBm 时, 不同方法下系统容量随天线阵列尺寸的变化关系。根据曲线可以看出, 随着天线阵列尺寸的增大, 文中所提解决方案的系统容量不断增大, 与上界的差距逐渐缩小, 这是因为模拟波束赋形向量拥有更多的自由度来减少干扰, 从而获得更高的阵列增益。从图中还能看到, 虽然基于导向向量的波束赋形方案和随机中继 UAV 位置方案下的系统容量, 也随着天线阵列尺寸的增大呈现上升趋势, 但文中所提的联合 UAV 位置、波束赋形向量优化方案的性能始终优于另外两种基准方案。

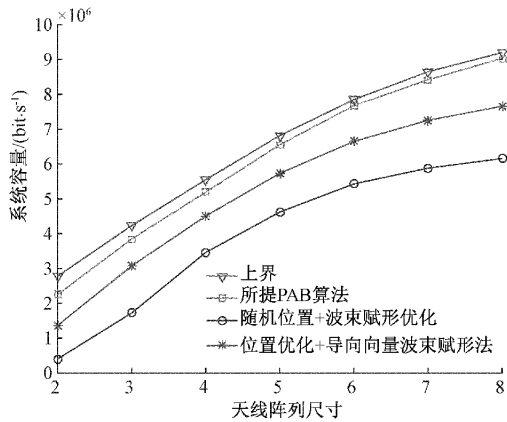


图 4 最大系统容量随天线阵列尺寸 (M_s, N_s, M_R, N_R) 的变化曲线图

图 5 比较了 $M_s \times N_s = M_R \times N_R = 4 \times 4$ 时,不同方法下的最大系统容量随 UAV 发射功率 P_R^{\max} 的变化曲线。从图中可以看出,随着发射功率的增大,三种方案的系统容量曲线都呈上升趋势。但相较于其他两种方案,基于导向向量的波束赋形方案曲线的增长速度较为缓慢,这是因为 UAV 的发射功率越高,中继 UAV 处的干扰就越大,从而导致通信质量下降,系统容量降低。此外,通过图 5 还能发现,文中提出的联合 UAV 位置、波束赋形向量的系统容量优化方案的性能非常接近性能上界,并且始终优于另外两种基准方案,尤其是在发射功率较大的情况下,所提方案相较于其他两种方案性能增益显著。

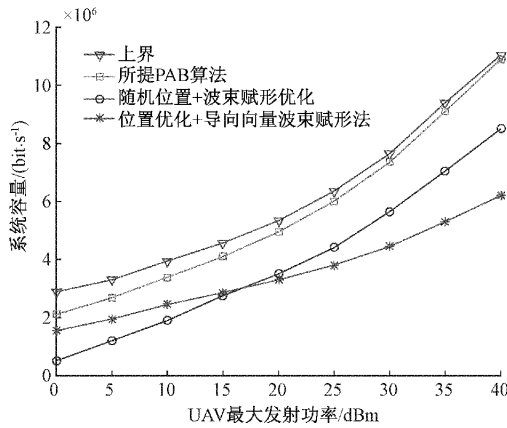


图 5 最大系统容量随 UAV 最大发射功率 P_R^{\max} 的变化曲线图

图 6 比较了 $P_s^{\max} = P_R^{\max} = 20$ dBm, $M_s \times N_s = M_R \times N_R = 4 \times 4$ 时,不同方法下的最大系统容量随 GBS-用户距离的变化曲线。通过图 6 可以看到,随着 GBS-用户距离的增大,所有曲线都呈现下降趋势,这是因为距离的增大导致了通信链路上的路径损耗增加。在图 6 中,所提方法和基于导向向量的波束赋形方案曲线都缓慢下降,而随机中继 UAV 位置方案的系统容量随距离的增加迅速下降。因为

对于较大的 GBS-用户距离,UAV 可部署的范围扩大,在该情况下,由于随机部署 UAV 位置,则其离最佳位置远的可能性也就相对较大。

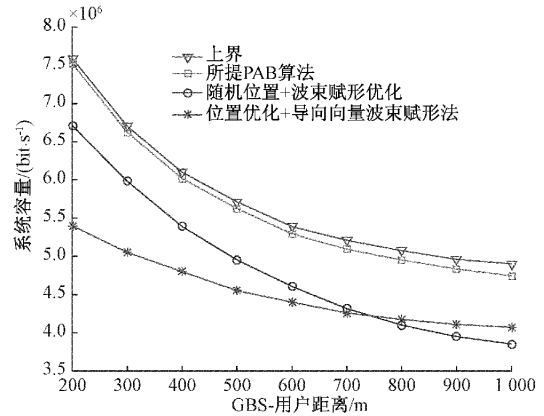


图 6 最大系统容量随 GBS-用户距离的变化曲线图

图 7 研究了 $P_s^{\max} = P_R^{\max} = 20$ dBm, $M_s \times N_s = M_R \times N_R = 4 \times 4$ 时,对系统容量与 UAV 飞行高度的变化关系。实验结果表明,随着 UAV 飞行高度的增加,四条曲线的最大系统容量均呈现明显的下降趋势,这意味着系统性能随之下下降,这是因为较高的 UAV 飞行高度会导致上行链路和下行链路的信号信噪比较低,信道传输质量下降,从而对系统整体容量产生影响。

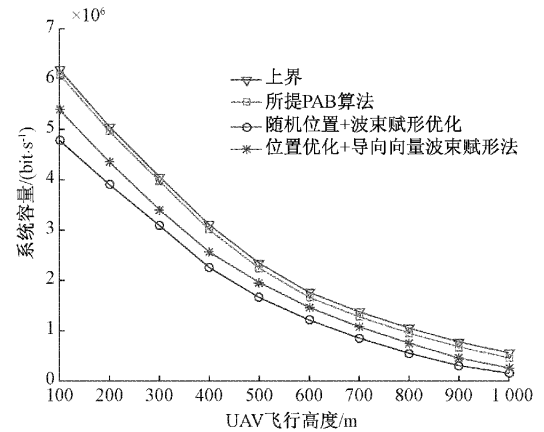


图 7 最大系统容量随 UAV 高度的变化曲线图

4 结 论

本文主要研究了基于模拟波束赋形的中继无人机辅助无线通信系统性能问题,在中继无人机空间位置、地面基站发射功率、无人机发射功率、链路的传输速率以及波束赋形向量恒模(CM)等约束条件下,通过联合优化中继无人机位置和波束赋形向量,最大化系统容量。针对优化问题非凸、优化变量高维且高度耦合的情况,本文提出了一种有效的迭代 PAB 算法,采用块坐标下降法将初始问题分解为两个子问题,然后采用连续凸逼近的方法,依次迭代求解子问

题,获得最优的中继无人机位置和波束赋形向量。实验结果表明,本文提出的联合中继无人机位置和波束赋形向量的系统容量优化方案是合理的,性能非常接近性能上界,并且始终优于另外两种基准方案。

参考文献

- [1] DONG R, WANG B, CAO K. Security enhancement of UAV swarm enabled relaying systems with joint beamforming and resource allocation [J]. *China Communications*, 2021, 18(9): 71-87.
- [2] ZHANG J, LIANG F, LI B, et al. Placement optimization of caching UAV-assisted mobile relay maritime communication[J]. *China Communications*, 2020, 17(8): 209-219.
- [3] YONG Z, WU Q, RUI Z. Accessing from the sky: A tutorial on UAV communications for 5G and beyond[J]. *Proceedings of the IEEE*, 2019, 107(12): 2327-2375.
- [4] WEI Z, FENG Z, ZHOU H, et al. Capacity and delay of unmanned aerial vehicle networks with mobility[J]. *IEEE Internet of Things Journal*, 2018, 6(2): 1640-1653.
- [5] HAN D S, SHI T H. Secrecy capacity maximization for a UAV-assisted MEC system [J]. *China Communications*, 2020, 17(10): 64-81.
- [6] GUPTA L, JAIN R, VASZKUN G. Survey of important issues in UAV communication networks[J]. *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, 2016, 18(2): 1123-1152.
- [7] 张治,熊天波,陈建侨,等. 无人机三维空地信道模型的空间特性研究[J]. *通信学报*, 2020, 41(2): 123-130.
- [8] 彭艺,唐剑,杨青青,等. 基于强化学习的应急无人机通信中继选择策略[J]. *电子测量与仪器学报*, 2022, 36(7): 9-15.
- [9] HU D, ZHANG Q, LI Q, et al. Joint position, decoding order, and power allocation optimization in UAV based NOMA downlink communications [J]. *IEEE Systems Journal*, 2019, 14(2): 2949-2960.
- [10] ZENG Y, ZHANG R, LIM T J. Throughput maximization for UAV-enabled mobile relaying systems[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2016, 64(12): 4983-4996.
- [11] ZHANG G, YAN H Q, ZENG Y, et al. Trajectory optimization and power allocation for multi-hop UAV relaying communications[J]. *IEEE Access*, 2018, 6: 48566-48576.
- [12] WEI Z, WU H, FENG Z, et al. Capacity of UAV relaying networks [J]. *IEEE Access*, 2019, 7: 27207-27216.
- [13] MENG H, YANG L, PAN C, et al. Throughput maximization for full-duplex UAV aided small cell wireless systems[J]. *IEEE Wireless Communication Letters*, 2020, 9(4): 475-479.
- [14] HUA M, YANG Z, WU Q, et al. 3D UAV trajectory and communication design for simultaneous uplink and downlink transmission [J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2020, 68(9): 5908-5923.
- [15] ZHU L, ZHANG J, XIAO Z, 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.
- [16] CHEN Q. Joint position and resource optimization for multi-UAV-aided relaying systems[J]. *IEEE Access*, 2020, 8: 10403-10415.
- [17] AHMED S, CHOWDHURY M Z, JANG Y M. Energy-efficient UAV relaying communications to serve ground nodes [J]. *IEEE Communications Letters*, 2020, 24(4): 849-852.
- [18] HANNA S, KRIJESTORAC E, CABRIC D. UAV swarm position optimization for high capacity MIMO backhaul[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2021, 39(10): 3006-3021.
- [19] GAO N, LI X, JIN S, et al. 3-D deployment of UAV swarm for massive MIMO communications[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2021, 39(10): 3022-3034.
- [20] XIAO Z, ZHU L, XIA X G. UAV communications with millimeter-wave beamforming: Potentials, scenarios, and challenges[J]. *China Communications*, 2020, 17(9): 147-166.
- [21] 徐啸涛,陈丽琴,周巧军. 混合波束赋形技术在4G通信系统中的性能研究[J]. *电子测量技术*, 2016, 39(2): 4-7.
- [22] MOZAFFARI M, SAAD W, BENNIS M, et al. A tutorial on UAVs for wireless networks: Applications, challenges, and open problems[J]. *Communications Surveys & Tutorials*, IEEE, 2019, 21(3): 2334-2360.
- [23] HUANG Y, WU Q, WANG T, et al. 3D beam tracking for cellular-connected UAV [J]. *IEEE Wireless Communication Letters*, 2020, 9(5): 736-740.
- [24] ZHU L, ZHANG J, XIAO Z, et al. 3D beamforming for flexible coverage in millimeter-wave UAV communications[J]. *IEEE Wireless Communication Letters*, 2019, 8(3): 837-840.
- [25] XIAO Z, 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.
- [26] XIAO L, SHI J, SURAWEERA H A, et al. Statistical 3-D beamforming for large-scale MIMO downlink systems over Rician fading channels [J]. IEEE Transactions on Communications, 2016, 64(4): 1529-1543.
- [27] 梁涛, 杨波, 朱敏, 等. 基于波束形成的均匀方阵虚拟基元定位方法 [J]. 仪器仪表学报, 2021, 42(2): 266-274.
- [28] ZHOU F, WANG R. Joint trajectory and hybrid beamforming design for multi antenna UAV enabled network [J]. IEEE Access, 2021, 9: 49131-49140.
- [29] 陈洁琼, 樊留群. 基于波束成形技术的无人机链路通信效率建模 [J]. 国外电子测量技术, 2022, 41(6): 80-85.
- [30] YANG L, ZHANG W. Beam tracking and optimization for UAV communications [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2019, 18(11): 5367-5379.
- [31] DAYAN A, GIOVANNI H, LUCAS S. A tutorial on the CVX system for modeling and solving convex optimization problems [J]. IEEE Latin America Transactions, 2015, 13(5): 1228-1257.

作者简介

韩东升, 博士, 教授, 博士生导师, 主要研究方向为无线通信新技术、电力系统通信。

E-mail: handongsheng@ncepu.edu.cn

念欣然, 硕士研究生, 主要研究方向为无线通信新技术。

E-mail: 625307872@qq.com

李然, 工学博士, 讲师, 硕士生导师, 主要研究方向为无线通信新技术、无线电能传输。

E-mail: lir@ncepu.edu.cn