

# 存在干扰下的多无人机中继波束形成策略

解路瑶 顾晨伟 农汉琦 欧阳键

(南京邮电大学通信与信息工程学院, 南京, 210003)

**摘要:** 无人机(Unmanned aerial vehicle, UAV)作为空中中继平台能够快速、方便地建立起一条可靠高效的数据传输链路,在应急通信等领域受到了国内外学者的广泛关注。为提升存在干扰下的基于放大转发的多UAV中继传输系统的通信质量和性能,本文提出了两种波束形成(Beamforming, BF)策略。首先给出地面接收端信干噪比和可达速率的理论表达式;然后分别建立以UAV中继总功率最小化和可达速率最大化为准则的优化问题,推导出了相应的最优BF权向量的解析表达式;最后,计算机仿真验证了所提BF策略的正确性和有效性。

**关键词:** 无人机;中继传输;同频干扰;波束形成

**中图分类号:** TN92      **文献标志码:** A

## Beamforming Schemes for Multiple-UAV Relay System with Interferences

Xie Luyao, Gu Chenwei, Nong Hanqi, Ouyang Jian

(College of Telecommunications and Information Engineering, Nanjing University of Posts and Telecommunications, Nanjing, 210003, China)

**Abstract:** Unmanned aerial vehicles (UAVs) as relaying can establish a reliable and efficient data transmission link and is used in the field of emergency communications. By considering the interferences at the amplify-and-forward UAV relays, two beamforming (BF) strategies are proposed to improve the communication quality and performance. The expressions of signal-to-interference-and-noise ratio and achievable rate at the ground receiver are first presented. Then, two optimization problems are formulated, namely total relay transmit power minimization and achievable rate maximization, and the corresponding BF schemes is designed to obtain the optimal BF analytical expressions. Finally, the effectiveness and validity of the proposed BF schemes are verified by simulations.

**Key words:** unmanned aerial vehicles; relay transmission; co-channel interference; beamforming

## 引 言

通信卫星具有覆盖范围广、通信容量大和不受地理限制等优点<sup>[1-3]</sup>,但也存在造价昂贵、通信费用高和传输时延大等缺点,导致其无法广泛服务于民用通信领域。与之相比,无人机(Unmanned aerial vehicle, UAV)凭借其体积小、机动性强、通信组网方式灵活且覆盖范围大等优点,在侦查监视、天气

监测和紧急搜救等众多领域已得到了很好的应用<sup>[4-5]</sup>。特别是,中继 UAV 可以在短时间内为通信基础设施匮乏或环境恶劣地区的通信双方提供视距(Line of sight, LoS)链路连接,可有效解决通信孤岛问题并提升无线网络的连通性及通信质量。因此,基于 UAV 的中继传输技术已成为国内外学者的研究热点<sup>[6-7]</sup>。例如,文献[8]针对无人机能量有限问题,提出了基于能效最优准则的功率分配算法,实现了对功率的优化分配和提升中继无人机系统能效的目的。文献[9]研究了不同可靠性指标下静态中继 UAV 和移动中继 UAV 的最佳高度。文献[10]提出一种联合优化功率分配比、时间切换比和 UAV 位置的方案,获得了 UAV 的最佳位置并实现了中继 UAV 系统吞吐量最大化的目标。文献[11]研究了半双工解码转发协议下的 UAV 中继传输系统,提出了一种以能效最优为准则的功率分配、波束形成(Beamforming, BF)、飞行速度和圆形半径联合优化的设计方案,并证明了该方案可显著提升系统的能效性能。文献[12]则研究了 UAV 全双工中继系统,提出了一种 BF 和功率分配联合优化的方案,以实现数据速率的最大化。文献[8-12]仅考虑单 UAV 中继系统,该系统主要适用于通信距离适中或通信环境良好的场景,其链路性能会随着源节点和目的节点之间的距离增加或通信环境的恶化而显著下降,从而影响正常通信。相较于单 UAV 系统,多 UAV 中继系统可有效提升数据传输链路的可靠性,保障链路之间的稳定连接。文献[13]通过联合优化中继 UAV 的轨迹以及源节点和 UAV 的发射功率改善多跳 UAV 中继系统的通信性能。文献[14]从 UAV 的部署角度出发,以接收端信噪比最大化为准则对 UAV 的位置进行优化,并推导出了 UAV 处于最佳位置时,多 UAV 中继传输系统的中断概率和误比特率的解析表达式。

需要指出的是,在进行数据传输过程中,中继节点不仅会接收到源节点发射的无线信号还会接收到中继节点间产生的同频干扰信号,导致系统的通信质量和数据传输速率大幅下降,降低了整个系统的通信性能。针对中继 UAV 受到干扰的情况,本文首先分析了采用放大转发(Amplify and forward, AF)协议下的 UAV 中继传输系统模型,给出了接收端输出信干噪比(Signal-to-interference-and-noise Ratio, SINR)和可达速率(Achievable rate, AR)的表达式;接着分别提出了基于中继总传输功率最小化和可达速率最大化两种优化准则下的 BF 策略,并得出了相应的最优 BF 权向量。最后,计算机仿真验证了这两种 BF 策略的正确性和有效性。

## 1 系统模型

如图 1 所示,存在干扰下的多 UAV 中继系统包括一个信号发射端  $S$ , 一个信号接收端  $D$ ,  $r$  个 UAV 中继  $R$ , 所有通信设备均配置单天线。图 1 中,  $g_{u,i}$  为  $S$  到第  $i$  个中继 UAV 之间的信道系数,  $g_{d,i}$  为第  $i$  个

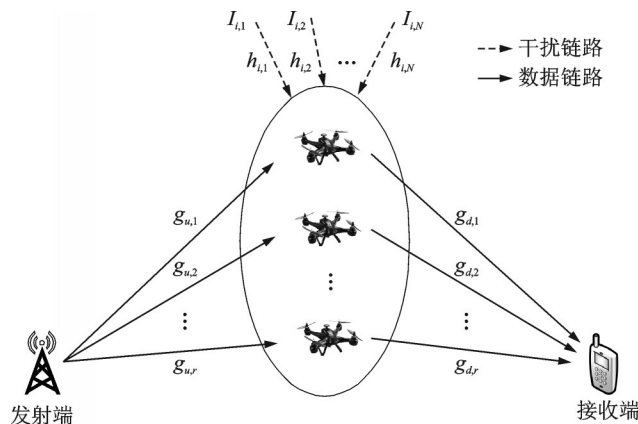


图 1 存在干扰下的多 UAV 中继系统模型

Fig.1 Multiple-UAV relay system model with interferences

中继 UAV 到  $D$  之间的信道系数,  $h_{i,j}$  为第  $j$  个干扰信号到第  $i$  个中继 UAV 之间的信道系数, 所有信道系数均服从 Rician 分布。中继 UAV 采用 AF 协议进行通信, 整个通信过程包含两个时隙。在第 1 时隙,  $S$  将信号  $s$  发射给中继 UAV, 发射信号  $s$  满足  $E\{|s|^2\} = 1$ , 同时第  $i$  个中继 UAV 受到  $N$  个同频干扰信号  $\{I_{i,j}\}_{j=1}^N$ , 满足  $E\{|I_{i,j}|^2\} = 1$ 。因此, 第  $i$  个中继 UAV 接收到的信号可表示为

$$x_i = \sqrt{P_s} g_{u,i} s + \sum_{j=1}^N \sqrt{P_{i,j}} h_{i,j} I_{i,j} + v_i \quad (1)$$

式中:  $P_s$  为信号  $s$  的发射功率,  $\{P_{i,j}\}_{j=1}^N$  为干扰功率,  $v_i$  是第  $i$  个中继的均值为 0, 方差为  $\sigma_v^2$  的加性高斯白噪声 (Additive white Gaussian noise, AWGN)。在第 2 时隙, UAV 首先对接收信号  $x_i$  进行波束形成处理, 即乘以一个波束形成系数  $w_i$ , 则第  $i$  个中继 UAV 传输的信号  $y_i$  为

$$y_i = w_i x_i \quad (2)$$

然后再将信号转发到接收端。最后, 接收端接收到的信号为

$$z = \sum_i^r g_{d,i} y_i + n = \underbrace{\sqrt{P_s} \sum_i^r w_i g_{u,i} g_{d,i} s}_{\text{信号 } s_T} + \underbrace{\sum_i^r w_i g_{d,i} \sum_{j=1}^N \sqrt{P_{i,j}} h_{i,j} I_{i,j}}_{\text{干扰 } I} + \underbrace{\sum_i^r w_i g_{d,i} v_i}_{\text{总噪声 } n_T} + n \quad (3)$$

式中:  $n$  是第 2 时隙的均值为 0、方差为  $\sigma_n^2$  的 AWGN。假设所有信道系数彼此独立, 则中继 UAV 的总传输功率可表示为

$$P_T = E\{|y_i|^2\} = \sum_{i=1}^r |w_i|^2 E\{|x_i|^2\} = \mathbf{w}^H \mathbf{A} \mathbf{w} \quad (4)$$

式中

$$\mathbf{w} \triangleq [w_1 \ w_2 \ \cdots \ w_r]^T$$

$$\mathbf{A} \triangleq P_s \text{diag}(E\{|g_{u,1}|^2\}, E\{|g_{u,2}|^2\}, \cdots, E\{|g_{u,r}|^2\}) + \text{diag}\left(\sum_{j=1}^N P_{1,j} E\{|h_{1,j}|^2\}, P_{2,j} E\{|h_{2,j}|^2\}, \cdots, \sum_{j=1}^N P_{r,j} E\{|h_{r,j}|^2\}\right) + \sigma_v^2 \mathbf{I}$$

中继 UAV 的总信号功率为

$$P_{s_T} = E\{|s_T|^2\} = P_s E\left\{\sum_{i,m=1}^r w_i w_m^* g_{u,i} g_{d,i} g_{u,m}^* g_{d,m}^*\right\} E\{|s|^2\} = \mathbf{w}^H \mathbf{M} \mathbf{w} \quad (5)$$

式中:  $(\cdot)^*$  表示复共轭,  $\mathbf{M} \triangleq P_s E\{(\mathbf{g}_u \odot \mathbf{g}_d)(\mathbf{g}_u \odot \mathbf{g}_d)^H\}$ 。对于中继 UAV, 总干扰功率可表示为

$$P_r = E\{|I|^2\} = \sum_{i=1}^r |w_i|^2 E\{|g_{d,i}|^2\} \sum_{j=1}^N P_{i,j} E\{|h_{i,j}|^2\} = \mathbf{w}^H \mathbf{\Omega} \mathbf{w} \quad (6)$$

式中:  $\mathbf{\Omega} \triangleq \text{diag}\left(E\{|g_{d,i}|^2\} \sum_{j=1}^N P_{1,j} E\{|h_{1,j}|^2\}, E\{|g_{d,i}|^2\} \sum_{j=1}^N P_{2,j} E\{|h_{2,j}|^2\}, \cdots, E\{|g_{d,i}|^2\} \sum_{j=1}^N P_{r,j} E\{|h_{2,j}|^2\}\right)$ 。

而总噪声功率则可表示为

$$P_n = E\{|n_T|^2\} = E\left\{\sum_{i,m=1}^r w_i w_m^* g_{d,i} g_{d,m}^*\right\} E\{|v_i|^2\} + E\{|n|^2\} = \mathbf{w}^H \mathbf{G} \mathbf{w} + \sigma_n^2 \quad (7)$$

式中  $\mathbf{G} \triangleq \sigma_v^2 E\{(\mathbf{g}_d)(\mathbf{g}_d)^H\}$ ,  $\mathbf{g}_d \triangleq (g_{d,1} \ g_{d,2} \ \cdots \ g_{d,r})^T$ 。

因此, 接收端的 SINR 可表示为

$$\text{SINR} = \frac{P_{s_T}}{P_r + P_n} = \frac{\mathbf{w}^H \mathbf{M} \mathbf{w}}{\mathbf{w}^H \mathbf{\Omega} \mathbf{w} + \mathbf{w}^H \mathbf{G} \mathbf{w} + \sigma_n^2} \quad (8)$$

接收端的 AR 表示为

$$R = \frac{1}{2} \log(1 + \text{SINR}) = \frac{1}{2} \log \left( 1 + \frac{\mathbf{w}^H \mathbf{M} \mathbf{w}}{\mathbf{w}^H \boldsymbol{\Omega} \mathbf{w} + \mathbf{w}^H \mathbf{G} \mathbf{w} + \sigma_n^2} \right) \quad (9)$$

## 2 中继总功率最小化准则下的波束形成设计

本节旨在使接收端的服务质量(Quality of service, QoS)保持在一定水平的约束条件下得到BF权向量 $\{\mathbf{w}_i\}_{i=1}^r$ ,使得中继总的传输功率 $P_T$ 最小化,并限制可达速率大于预设门限值 $R_{\text{th}}$ ( $R_{\text{th}} > 0$ )。该优化问题可表示为

$$\begin{aligned} & \text{Min } P_T \\ & \text{s.t. } R \geq R_{\text{th}} \end{aligned} \quad (10)$$

根据式(4)和(9),可将优化问题表示为

$$\begin{aligned} & \text{Min}_{\mathbf{w}} \mathbf{w}^H \boldsymbol{\Lambda} \mathbf{w} \\ & \text{s.t. } \frac{\mathbf{w}^H \mathbf{M} \mathbf{w}}{\mathbf{w}^H \boldsymbol{\Omega} \mathbf{w} + \mathbf{w}^H \mathbf{G} \mathbf{w} + \sigma_n^2} \geq 2^{2R_{\text{th}}} - 1 \end{aligned} \quad (11)$$

对式(11)引入优化变量 $\tilde{\mathbf{w}} = \boldsymbol{\Lambda}^{1/2} \mathbf{w}$ ,则式(11)可以进一步表示为

$$\begin{aligned} & \text{Min}_{\tilde{\mathbf{w}}} \|\tilde{\mathbf{w}}\|^2 \\ & \text{s.t. } \tilde{\mathbf{w}}^H \boldsymbol{\Lambda}^{-1/2} [ \mathbf{M} - (2^{2R_{\text{th}}} - 1) (\boldsymbol{\Omega} + \mathbf{G}) ] \boldsymbol{\Lambda}^{-1/2} \tilde{\mathbf{w}} \geq (2^{2R_{\text{th}}} - 1) \sigma_n^2 \end{aligned} \quad (12)$$

这里要说明的是 $R_{\text{th}}$ 的取值要使得 $[ \mathbf{M} - (2^{2R_{\text{th}}} - 1) (\boldsymbol{\Omega} + \mathbf{G}) ]$ 为半正定矩阵,以保证该优化问题拥有可行解。容易看出, $\tilde{\mathbf{w}}^H \boldsymbol{\Lambda}^{-1/2} [ \mathbf{M} - (2^{2R_{\text{th}}} - 1) (\boldsymbol{\Omega} + \mathbf{G}) ] \boldsymbol{\Lambda}^{-1/2} \tilde{\mathbf{w}}$ 关于 $\tilde{\mathbf{w}}$ 是单调递增的,因此不等式约束条件的最优解在取等号时获得<sup>[15]</sup>,即

$$\text{Min}_{\tilde{\mathbf{w}}} \|\tilde{\mathbf{w}}\|^2 \quad (13)$$

$$\text{s.t. } \tilde{\mathbf{w}}^H \boldsymbol{\Lambda}^{-1/2} [ \mathbf{M} - (2^{2R_{\text{th}}} - 1) (\boldsymbol{\Omega} + \mathbf{G}) ] \boldsymbol{\Lambda}^{-1/2} \tilde{\mathbf{w}} = (2^{2R_{\text{th}}} - 1) \sigma_n^2 \quad (14)$$

对上述问题采用拉格朗日乘法,可以得到

$$L(\tilde{\mathbf{w}}, \lambda) \triangleq \|\tilde{\mathbf{w}}\|^2 - \lambda \{ \tilde{\mathbf{w}}^H \boldsymbol{\Lambda}^{-1/2} [ \mathbf{M} - (2^{2R_{\text{th}}} - 1) (\boldsymbol{\Omega} + \mathbf{G}) ] \boldsymbol{\Lambda}^{-1/2} \tilde{\mathbf{w}} - (2^{2R_{\text{th}}} - 1) \sigma_n^2 \} \quad (15)$$

其中 $\lambda$ 为拉格朗日乘数。对 $L(\tilde{\mathbf{w}}, \lambda)$ 求偏导,可以得到

$$\frac{\partial L(\tilde{\mathbf{w}}, \lambda)}{\partial \tilde{\mathbf{w}}^H} = \tilde{\mathbf{w}} - \lambda \boldsymbol{\Lambda}^{-1/2} [ \mathbf{M} - (2^{2R_{\text{th}}} - 1) (\boldsymbol{\Omega} + \mathbf{G}) ] \boldsymbol{\Lambda}^{-1/2} \tilde{\mathbf{w}} \quad (16)$$

令 $\partial L(\tilde{\mathbf{w}}, \lambda) / \partial \tilde{\mathbf{w}}^H = 0$ ,式(16)可进一步表示为

$$\boldsymbol{\Lambda}^{-1/2} \{ \mathbf{M} - (2^{2R_{\text{th}}} - 1) (\boldsymbol{\Omega} + \mathbf{G}) \} \boldsymbol{\Lambda}^{-1/2} \tilde{\mathbf{w}} = \frac{1}{\lambda} \tilde{\mathbf{w}} \quad (17)$$

由式(17)可看出 $\tilde{\mathbf{w}}$ 是 $\boldsymbol{\Lambda}^{-1/2} [ \mathbf{M} - (2^{2R_{\text{th}}} - 1) (\boldsymbol{\Omega} + \mathbf{G}) ] \boldsymbol{\Lambda}^{-1/2}$ 的特征向量, $1/\lambda$ 是其对应的特征值。将上式两边同时乘上 $\lambda \tilde{\mathbf{w}}^H$ ,可以得到

$$\|\tilde{\mathbf{w}}, \lambda\|^2 = \tilde{\mathbf{w}}^H \tilde{\mathbf{w}} = \lambda \tilde{\mathbf{w}}^H \boldsymbol{\Lambda}^{-1/2} [ \mathbf{M} - (2^{2R_{\text{th}}} - 1) (\boldsymbol{\Omega} + \mathbf{G}) ] \boldsymbol{\Lambda}^{-1/2} \tilde{\mathbf{w}} \quad (18)$$

结合式(14),式(18)可表示为

$$\|\tilde{\mathbf{w}}\|^2 = \lambda (2^{2R_{\text{th}}} - 1) \sigma_n^2 \quad (19)$$

将式(19)代入式(13),优化问题的目标函数可以等价表示为

$$\text{Min } \lambda \quad (20)$$

结合式(17),可知式(13)的最优解为 $\text{Max}(1/\lambda)$ 所对应的特征向量。由此,可以令式(13)的解

$$\tilde{\mathbf{w}}_1 = \beta \mathbf{u} = \beta \mathbf{p} \{ \boldsymbol{\Lambda}^{-1/2} [ \mathbf{M} - (2^{2R_{\text{th}}} - 1) (\boldsymbol{\Omega} + \mathbf{G}) ] \boldsymbol{\Lambda}^{-1/2} \} \quad (21)$$

式中  $\boldsymbol{p}\{\cdot\}$  表示矩阵的标准化主特征向量,  $\beta$  是使其满足式(13,14)条件的系数。可得

$$\beta = \left( \frac{(2^{2R_{\text{th}}} - 1)\sigma_n^2}{\boldsymbol{u}^H \boldsymbol{\Lambda}^{-1/2} [ \boldsymbol{M} - (2^{2R_{\text{th}}} - 1)(\boldsymbol{\Omega} + \boldsymbol{G}) ] \boldsymbol{\Lambda}^{-1/2} \boldsymbol{u}} \right)^{1/2} \quad (22)$$

最后,可以得到最优BF权向量为

$$\boldsymbol{w}_1 = \left( \frac{(2^{2R_{\text{th}}} - 1)\sigma_n^2}{\boldsymbol{u}^H \boldsymbol{\Lambda}^{-1/2} [ \boldsymbol{M} - (2^{2R_{\text{th}}} - 1)(\boldsymbol{\Omega} + \boldsymbol{G}) ] \boldsymbol{\Lambda}^{-1/2} \boldsymbol{u}} \right)^{1/2} \boldsymbol{\Lambda}^{-1/2} \boldsymbol{p}\{ \boldsymbol{\Lambda}^{-1/2} [ \boldsymbol{M} - (2^{2R_{\text{th}}} - 1)(\boldsymbol{\Omega} + \boldsymbol{G}) ] \boldsymbol{\Lambda}^{-1/2} \} \quad (23)$$

对应于设定的使得  $[ \boldsymbol{M} - (2^{2R_{\text{th}}} - 1)(\boldsymbol{\Omega} + \boldsymbol{G}) ]$  为半正定矩阵的门限值  $R_{\text{th}}$  参数,可以得到最小化的中继总的传输功率为

$$P_T^{\min}(R_{\text{th}}) = \frac{(2^{2R_{\text{th}}} - 1)\sigma_n^2}{\lambda_{\max}\{ \boldsymbol{\Lambda}^{-1/2} [ \boldsymbol{M} - (2^{2R_{\text{th}}} - 1)(\boldsymbol{\Omega} + \boldsymbol{G}) ] \boldsymbol{\Lambda}^{-1/2} \}} \quad (24)$$

式中  $\lambda_{\max}(\cdot)$  为矩阵相对应的最大特征值。

### 3 可达速率最大化准则下的波束形成设计

本节是在中继总功率约束条件下得到最优BF权向量,使得可达速率达到最大化。该优化问题表示为

$$\begin{aligned} & \text{Max}_w R \\ & \text{s.t. } P_T \leq P_T^{\max} \end{aligned} \quad (25)$$

式中  $P_T^{\max}$  是中继系统所允许的最大总传输功率。结合式(4,9),该优化问题可写为

$$\begin{aligned} & \text{Max}_w \frac{1}{2} \log \left( 1 + \frac{\boldsymbol{w}^H \boldsymbol{M} \boldsymbol{w}}{\boldsymbol{w}^H \boldsymbol{\Omega} \boldsymbol{w} + \boldsymbol{w}^H \boldsymbol{G} \boldsymbol{w} + \sigma_n^2} \right) \\ & \text{s.t. } \boldsymbol{w}^H \boldsymbol{\Lambda} \boldsymbol{w} \leq P_T^{\max} \end{aligned} \quad (26)$$

由于  $\log(\cdot)$  是单调递增函数,式(26)可等价表示为

$$\begin{aligned} & \max_w \frac{\boldsymbol{w}^H \boldsymbol{M} \boldsymbol{w}}{\boldsymbol{w}^H \boldsymbol{\Omega} \boldsymbol{w} + \boldsymbol{w}^H \boldsymbol{G} \boldsymbol{w} + \sigma_n^2} \\ & \text{s.t. } \boldsymbol{w}^H \boldsymbol{\Lambda} \boldsymbol{w} \leq P_T^{\max} \end{aligned} \quad (27)$$

令权向量  $\boldsymbol{w} = \sqrt{p} \boldsymbol{\Lambda}^{-1/2} \tilde{\boldsymbol{w}}$  且  $\tilde{\boldsymbol{w}}^H \tilde{\boldsymbol{w}} = 1$ , 可将优化问题(28)等价转换为

$$\begin{aligned} & \text{Max}_{p, \tilde{\boldsymbol{w}}} \frac{p \tilde{\boldsymbol{w}}^H \tilde{\boldsymbol{M}} \tilde{\boldsymbol{w}}}{p \tilde{\boldsymbol{w}}^H (\tilde{\boldsymbol{\Omega}} + \tilde{\boldsymbol{G}}) \tilde{\boldsymbol{w}} + \sigma_n^2} \\ & \text{s.t. } \|\tilde{\boldsymbol{w}}\|^2 = 1 \text{ and } p \leq P_T^{\max} \end{aligned} \quad (28)$$

式中

$$\begin{aligned} \tilde{\boldsymbol{M}} &= \boldsymbol{\Lambda}^{-1/2} \boldsymbol{M} \boldsymbol{\Lambda}^{-1/2} \\ \tilde{\boldsymbol{G}} &= \boldsymbol{\Lambda}^{-1/2} \boldsymbol{G} \boldsymbol{\Lambda}^{-1/2} \\ \tilde{\boldsymbol{\Omega}} &= \boldsymbol{\Lambda}^{-1/2} \boldsymbol{\Omega} \boldsymbol{\Lambda}^{-1/2} \end{aligned} \quad (29)$$

由于式(28)中的目标函数是关于  $p$  的单调递增函数,在  $\tilde{\boldsymbol{w}}$  取值范围内,当  $p = P_T^{\max}$  时目标函数取得最大值。因此,优化问题可简化为

$$\begin{aligned} & \text{Max}_w \frac{P_T^{\max} \tilde{\boldsymbol{w}}^H \tilde{\boldsymbol{M}} \tilde{\boldsymbol{w}}}{\tilde{\boldsymbol{w}}^H [ P_T^{\max} (\tilde{\boldsymbol{\Omega}} + \tilde{\boldsymbol{G}}) + \sigma_n^2 \boldsymbol{I} ] \tilde{\boldsymbol{w}}} \\ & \text{s.t. } \|\tilde{\boldsymbol{w}}\|^2 = 1 \end{aligned} \quad (30)$$

根据广义瑞利熵定理可知,式(30)中的目标函数的最大值由矩阵  $[ P_T^{\max} (\tilde{\boldsymbol{\Omega}} + \tilde{\boldsymbol{G}}) + \sigma_n^2 \boldsymbol{I} ]^{-1} \tilde{\boldsymbol{M}}$  的最

大特征值所限定。因此,可得

$$\tilde{\mathbf{w}}_2 = \mathbf{p} \{ [P_T^{\max} (\tilde{\mathbf{\Omega}} + \tilde{\mathbf{G}}) + \sigma_n^2 \mathbf{I}]^{-1} \tilde{\mathbf{M}} \} \quad (31)$$

BF 权向量为

$$\mathbf{w}_2 = \sqrt{P_T^{\max}} \mathbf{\Lambda}^{-1/2} \mathbf{p} \{ (P_T^{\max} \mathbf{\Lambda}^{-1/2} (\mathbf{\Omega} + \mathbf{G}) \mathbf{\Lambda}^{-1/2} + \sigma_n^2 \mathbf{I})^{-1} \mathbf{\Lambda}^{-1/2} \mathbf{M} \mathbf{\Lambda}^{-1/2} \} \quad (32)$$

最大化的信干噪比为

$$\text{SINR}_{\max}(P_T^{\max}) = P_T^{\max} \lambda_{\max} \{ (P_T^{\max} \mathbf{\Lambda}^{-1/2} (\mathbf{\Omega} + \mathbf{G}) \mathbf{\Lambda}^{-1/2} + \sigma_n^2 \mathbf{I})^{-1} \mathbf{\Lambda}^{-1/2} \mathbf{M} \mathbf{\Lambda}^{-1/2} \} \quad (33)$$

最后,可得到最大化的可达速率为

$$R_{\max}(P_T^{\max}) = \frac{1}{2} \log(1 + P_T^{\max} \lambda_{\max} \{ (P_T^{\max} \mathbf{\Lambda}^{-1/2} (\mathbf{\Omega} + \mathbf{G}) \mathbf{\Lambda}^{-1/2} + \sigma_n^2 \mathbf{I})^{-1} \mathbf{\Lambda}^{-1/2} \mathbf{M} \mathbf{\Lambda}^{-1/2} \}) \quad (34)$$

## 4 仿真与分析

本节通过计算机仿真对本文提出的两种 BF 设计方案的有效性和正确性进行验证。仿真过程中,考虑干扰数  $N=3$ ,  $\sigma_v^2 = \sigma_n^2 = 1$  的情况,并假设发射功率  $P_{s_T} = 10$  dBmW,干扰功率  $P_r = 3$  dBmW 和接收端噪声功率  $P_n = 0$  dBmW。对于每一个信道系数  $g_{u,i}, g_{d,i}, h_{i,j}$  都服从相互独立的 Rician 分布,可建模为

$$\begin{aligned} g_{u,i} &= \sqrt{\frac{K_u}{1+K_u}} \tilde{g}_{u,i} + \sqrt{\frac{1}{1+K_u}} \bar{g}_{u,i} \\ g_{d,i} &= \sqrt{\frac{K_d}{1+K_d}} \tilde{g}_{d,i} + \sqrt{\frac{1}{1+K_d}} \bar{g}_{d,i} \\ h_{i,j} &= \sqrt{\frac{K_h}{1+K_h}} \tilde{h}_{i,j} + \sqrt{\frac{1}{1+K_h}} \bar{h}_{i,j} \end{aligned} \quad (35)$$

式中  $\tilde{g}_{u,i}, \tilde{g}_{d,i}$  和  $\tilde{h}_{i,j}$  分别为  $g_{u,i}, g_{d,i}$  和  $h_{i,j}$  的 LOS 分量,  $\bar{g}_{u,i}, \bar{g}_{d,i}$  和  $\bar{h}_{i,j}$  分别为  $g_{u,i}, g_{d,i}$  和  $h_{i,j}$  的多径分量;  $K_u, K_d$  和  $K_h$  为 Rician 因子,定义为接收信号的 LOS 分量功率与多径分量功率的比值。

基于该信道模型可以写出矩阵  $\mathbf{M}$  和  $\mathbf{G}$  的第  $(i, j)$  个元素,分别为

$$M_{i,j} = P_s \left( \bar{g}_{u,i} \bar{g}_{u,j}^* + \frac{K_u}{1+K_u} \delta_{ij} \right) \left( \bar{g}_{d,i} \bar{g}_{d,j}^* + \frac{K_d}{1+K_d} \delta_{ij} \right) \quad (36)$$

$$G_{i,j} = \delta_{ij}^2 \left( \bar{g}_{d,i} \bar{g}_{d,j}^* + \frac{K_d}{1+K_d} \delta_{ij} \right) \quad (37)$$

式中  $\delta_{ij}$  为 Kronecker 函数。需要特别提出的是,  $\tilde{g}_{u,i}, \tilde{g}_{d,i}$  和  $\tilde{h}_{i,j}$  对于分布并不起重要作用,对于本文方案只用到了  $\tilde{g}_{u,i}, \tilde{g}_{d,i}$  和  $\tilde{h}_{i,j}$  的二阶统计特性而不是整个分布。

### 4.1 中继总功率最小化

图 2 为在中继节点数  $r = 16$ ,  $K_u = -2$  dB,  $K_h = -2$  dB, 不同  $K_d$  情况下, UAV 最小传输功率  $P_T$  随可达速率  $R_{th}$  变化的情况。图 3 为在中继节点数  $r = 16$ ,  $K_d = -2$  dB,  $K_h = -2$  dB 及不同  $K_u$  情况下, UAV 最小传输功率  $P_T$  随可达速率  $R_{th}$  变化的曲线图。图 3 中曲线为可行解情况下的可达速率  $R_{th}$  所对应的 UAV 最小传输功率  $P_T$ 。为保证该优化问题具有可行解,即须  $[\mathbf{M} - (2^{2R_{th}} - 1)\mathbf{\Omega} + \mathbf{G}]$  满足半正定条件,因此  $R_{th}$  所取得的最大值为该优化问题的最大预设门限值。从图 3 可以看出, UAV 的最小传输功率随着可达速率  $R_{th}$  门限值的增大而增加。进一步看出,当可达速率  $R_{th}$  确定时,随着信道系数  $g_{u,i}$  或  $g_{d,i}$  中的  $K_d$  或者  $K_u$  增大,需要消耗更多的功率保证可达速率高于门限值  $R_{th}$ 。这表明 Rician 信道中接收信号的直达径分量的增加,不利于信号能量的集中,使得系统性能降低。图 4 为在  $K_u = -2$  dB,  $K_d = -2$  dB,  $K_h = -2$  dB, 不同 UAV 数目情况下最小传输功率的变化情况,可以看出对于相同的可达速率, UAV 所需要最小传输功率随着 UAV 数目的增加而下降。这意味着使用多架 UAV 可以增加系统的



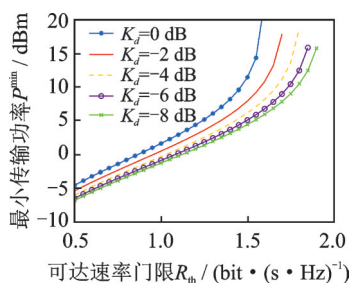


图2 不同 $K_d$ 情况下最小传输功率对比于可达速率门限 $R_{th}$

Fig.2 Minimum total relays transmit power versus achievable rate threshold  $R_{th}$  for different values of  $K_d$

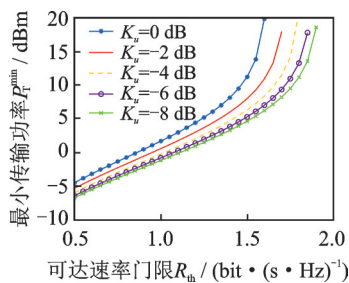


图3 不同 $K_u$ 情况下最小传输功率对比于可达速率门限 $R_{th}$

Fig.3 Minimum total relays transmit power versus achievable rate threshold  $R_{th}$  for different values of  $K_u$

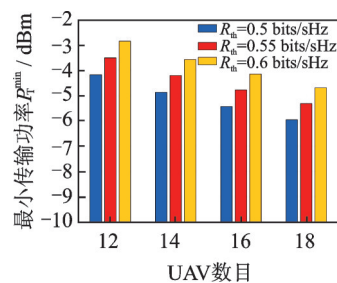


图4 不同UAV数目情况下的最小传输功率

Fig.4 Minimum total relays transmit power for different UAV numbers

分集增益,从而有效地增强发送给接收端的信号,同时抑制干扰信号,使得系统性能得以提高。

#### 4.2 可达速率最大化

图5为在中继节点数 $r=16$ , $K_u=-2$  dB, $K_h=-2$  dB,不同 $K_d$ 情况下,最大化可达速率对比于所允许的最大总传输功率。图6为在中继节点数 $r=16$ , $K_d=-2$  dB, $K_h=-2$  dB,不同 $K_u$ 情况下,最大化可达速率对比于所允许的最大总传输功率。从图5可以看出,对于固定的 $P_T^{\max}$ ,最大化可达速率随着 $K_d$ 或者 $K_u$ 的增大而下降。图7为在 $K_u=-2$  dB, $K_d=-2$  dB, $K_h=-2$  dB情况下,UAV最大化可达速率与UAV数目的关系。可以发现,对于相同的 $P_T^{\max}$ ,UAV的最大化可达速率随着UAV数量的增加而增加。

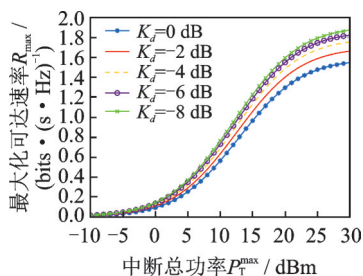


图5 不同 $K_d$ 情况下最大化可达速率对比于所允许的最大总传输功率

Fig.5 Maximum achievable rate versus the maximum allowable total relays transmit power for different values of  $K_d$

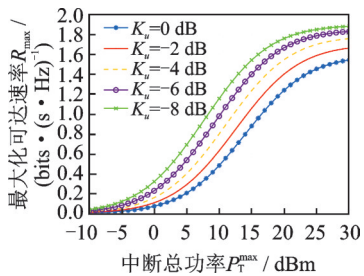


图6 不同 $K_u$ 情况下最大化可达速率对比于所允许的最大总传输功率

Fig.6 Maximum achievable rate versus the maximum allowable total relays transmit power for different values of  $K_u$

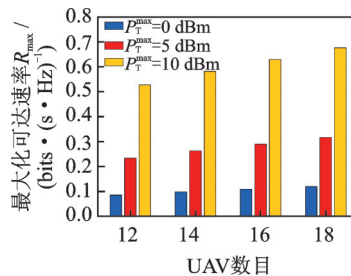


图7 不同UAV数目情况下的最大化可达速率

Fig.7 Maximum achievable rate for different UAV numbers

## 5 结束语

本文以存在干扰下的UAV中继传输系统为研究背景,在给出接收端输出SINR和AR表达式的基础上,分别提出了中继总功率最小化准则下的BF策略和可达速率最大化准则下的BF策略,得到对应的最优BF权向量。最后,计算机仿真验证了这两种准则下的UAV中继网络BF策略的可行性和有效性,并分析了UAV数目对系统性能的影响,为存在干扰下的UAV中继系统的设计及性能的优化提供了很好的参考。

## 参考文献:

- [1] Lin Zhi, Lin Min, Wang Junbo, et al. Joint beamforming and power allocation for satellite-terrestrial integrated networks with non-orthogonal multiple access[J]. IEEE Journal on Selected Topics Signal Process, 2019, 13(3): 657-670.
- [2] 欧阳键, 许拔, 袁灿, 等. 面向卫星-地面协同通信系统的物理层安全传输设计[J]. 电讯技术, 2017, 57(12): 1369-1375.  
Ouyang Jian, Xu Ba, Yuan Can, et al. Physical layer security transmission design for a satellite-terrestrial coordinated communication system[J]. Telecommunication Engineering, 2017, 57(12): 1369-1375.
- [3] An K, Lin M, Liang T, et al. Performance analysis of multi-antenna hybrid satellite-terrestrial relay networks in the presence of interference[J]. IEEE Transactions on Communications, 2015, 63(11): 4390-4404.
- [4] Zeng Yong, Zhang Rui, Lim T J. Wireless communications with unmanned aerial vehicles: Opportunities and challenges[J]. IEEE Communications Magazine, 2016, 54(5): 36-42.
- [5] Koulali S, Sabir E, Taleb T, et al. A green strategic activity scheduling for UAV networks: A sub-modular game perspective [J]. IEEE Communications Magazine, 2016, 54(5): 58-64.
- [6] Chen Xiaomin, Hu Xujun, Zhu Qiuming, et al. Channel modeling and performance analysis for UAV relay systems[J]. China Communications, 2018, 15(12): 89-97.
- [7] 胡续俊, 陈小敏, 朱秋明, 等. 无人机中继链路传播损耗及性能分析[J]. 数据采集与处理, 2018, 33(4): 732-739.  
Hu Xujun, Chen Xiaomin, Zhu Qiuming, et al. Propagation loss and performance evaluation of UAV relay link[J]. Journal of Data Acquisition and Processing, 2018, 33(4): 732-739.
- [8] 严晓琴, 邢灵芝, 严峻, 等. 能效最优准则下的无人机中继系统的功率分配算法[J]. 数据采集与处理, 2018, 33(6): 1058-1067.  
Yan Xiaoqin, Xing Lingzhi, Yan Jun, et al. Optimal energy efficiency based power allocation algorithm for UAV relay communication system[J]. Journal of Data Acquisition and Processing, 2018, 33(6): 1058-1067.
- [9] Chen Yunfei, Feng Wei, Zheng Gan. Optimum placement of UAV as relays[J]. IEEE Communications Letters, 2018, 22(2): 248-251.
- [10] Hua Meng, Li Chunguo, Huang Yongming, et al. Throughput maximization for UAV-enabled wireless power transfer in relaying system[C]// 2017 9th International Conference on Wireless Communications and Signal Processing (WCSP). Nanjing: [s.n.], 2017: 1-5.
- [11] Song Qingheng, Zheng Fuchun. Energy efficient multi-antenna UAV-enabled mobile relay[J]. China Communications, 2018, 15(5): 41-50.
- [12] Song Qingheng, Zheng Fuchun, Zeng Yong, et al. Joint beamforming and power allocation for UAV-enabled full-duplex relay [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2019, 68(2): 1657-1671.
- [13] Zhang Guangchi, Yan Haiqiang, Zeng Yong, et al. Trajectory optimization and power allocation for multi-hop UAV relaying communications[J]. IEEE Access, 2018, 6: 48566-48576.
- [14] Chen Yunfei, Liu Xiaonan, Zhao Nan, et al. Using multiple UAVs as relays for reliable communications[C]// 2018 IEEE 87th Vehicular Technology Conference (VTC Spring). [S.l.]:IEEE, 2018: 1-5.
- [15] Havary-Nassab V, Shahbazpanahi S, Grami A, et al. Distributed beamforming for relay networks based on second-order statistics of the channel state information[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2008, 56(9): 4306-4316.

## 作者简介:



解路瑶(1996-),女,硕士研究生,研究方向:无线通信、网络优化, E-mail: 18895355968@163.com。



顾晨伟(1995-),男,硕士研究生,研究方向:无线通信、网络优化。



农汉琦(1998-),男,本科生,研究方向:无人机通信、机器学习。



欧阳键(1983-),通信作者,男,讲师,研究方向:无人机通信,物理层安全。