

DOI:10.19651/j.cnki.emt.2107497

不完全CSI下多中继网络的能效研究

张秀琼^{1,2} 仇润鹤^{1,2}

(1. 东华大学 信息科学与技术学院 上海 201620; 2. 数字化纺织服装技术教育部工程研究中心 上海 201620)

摘要: 为优化不完全信道状态下的双跳放大转发协作多中继网络的能效,提出了一种将基于该网络模型的中继选择方案和传输速率、传输总功率联合优化方案结合的策略。具体来说,在不完全信道状态下的双跳放大转发协作多中继网络中,首先设计一种基于中继位置的中继选择方法以选择最优中继。接着在进行传输速率与传输总功率联合优化时,结合经典的0~1分数规划问题求解算法——丁克尔巴赫方法,设计了不完全信道状态下以最小功率传输数据时的速率选择算法。仿真结果表明,所提出的方案使得该网络存在最优中继以最小传输总功率和最优传输速率进行数据传输。此外,与随机中继等功率分配方法相比,该策略能够获提高近22%的能量效率。

关键词: 不完全信道状态信息;多中继网络;能量效率;中继选择;传输总功率

中图分类号: TN925 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510.5015

Research of energy efficiency in multi-relay network with imperfect CSI

Zhang Xiuqiong^{1,2} Qiu Runhe^{1,2}

(1. College of Information Sciences and Technology, Donghua University, Shanghai 201620, China;

2. Engineering Research Center of Digitized Textile & Apparel Technology, Ministry of Education, Shanghai 201620, China)

Abstract: In order to optimize the energy efficiency spectrum of the double-hop amplification and forwarding cooperative multi-relay network under the incomplete channel state, a strategy of combining the relay selection scheme based on the network model with the joint optimization scheme of transmission rate and total transmission power is proposed. Specifically, in a two-hop amplifying and forwarding cooperative multi-relay network under an incomplete channel state, a relay selection method based on relay location is first designed to select the optimal relay. Then, when power optimization, combined with the classic 0~1 fractional programming problem solving algorithm-Dinkelbach method, design the rate selection algorithm when transmitting data with the minimum power in the incomplete channel state. The simulation results show that in the double-hop amplification and forwarding cooperative multi-relay network with channel estimation errors, the scheme proposed enables the network to have an optimal transmission rate. In addition, compared with the method of random relay and equal power allocation, this strategy can improve energy efficiency by nearly 22%.

Keywords: incomplete channel state information; multi-relay network; energy efficiency; relay selection; total transmission power

0 引言

协作通信系统因其性能和增益而具有超过直接通信的巨大优势,其基本思想是在直接传输之外增加中继节点来保证传输的正确性。协作通信的主要特点包括对抗衰落和提供空间分集,现已被广泛的应用于移动物联网(internet of mobile things, IoMT)、无线传感网络(wireless sensor network, WSN)和无人机通信(unmanned aerial vehicle communication, UAVC)等场景中^[1]。由于无线终端的限

制使得配备多个天线获得增益的想法不切实际,而引入中继节点辅助通信可解决这一问题。其原理是利用协作分集技术可以通过将信号转发到目标接收机来帮助发射机,中继节点可以部署各种中继策略,如放大转发(amplify-and-forward, AF)或解码转发(decode-and-forward, DF)协议。

随着协作通信系统的广泛应用以及倡导绿色通信^[2-4],许多关于协作中继网络中能效(energy efficiency, EE)优化问题得到了广大学者的关注及研究。针对能效问题最常见的方案有功率分配方案及最佳中继选择方案,文献[5-9]研

究的是不同传输模型下的不同功率分配方案。文献[5]对基于 AF 的单向单中继网络的能效性能展开了研究,考虑了射频电路消耗功率和电路消耗功率下得到了关于调制速率的能效函数,分析了能效与误码率、电路功耗和初始能耗的关系。文献[6-9]提出了一种基于 AF 的单向多中继网络的资源分配方案。文献[6]提出了一种以获得最大化协作通信系统容量的多中继功率分配方案,将功率分配问题建模为系统容量最大化,并转化为标准凸优化,通过求解卡罗需-库恩-塔克(Karush-Kuhn-Tucher, KKT)条件得到每个中继的功率分配系数。文献[7]则是在总功率约束下,将能量效率问题建模为标准凸优化问题,然后使用 KKT 条件来导出每个中继节点处的总功率分配。文献[8]定义了总功率约束下的 EE 最大化问题,并用拉格朗日乘子法求 AF 和 DF 的最大能效。文献[9]考虑了单天线多用户多中继干扰网络下多个源节点通过半双工中继解码转发与多个目的节点通信,并提出了一种使得 EE 最大化的功率分配策略。文献[10-12]考虑不同应用场景下的中继选择方案。文献[10]研究了由齐次泊松分布中继组成的无线网络中基于位置的最优中继选择策略的性能和关键结构特性。提出了一种基于阈值的分布式选择性反馈策略,用于发现具有有限平均反馈负载的最优中继位置。文献[11]讨论了多源多中继网络中基于服务质量参数、减少端到端延迟、优先级分配和基于博弈论的 4 种中继选择方案,4 种方案都获得了较高的吞吐量。文献[12]考虑了具有无线能量传输的毫米波网络中的中继选择问题,提出了一种集中式算法。

以上文献的工作都是基于完全信道状态(channel state information, CSI)下进行的,实际的信道状态信息与估计值之间会存在一定的误差,因此需要考虑不完全 CSI 对系统性能的影响。目前已有相关工作^[13-16]对此展开了研究。文献[13]研究了瑞利衰落信道下考虑不完全统计信道状态信息的双跳放大转发协作中继系统的能量效率增强问题。文献[14]在假设信道估计误差和不完全连续干扰消除的情况下,推导了二级和一级目的地在高信噪比下中断概率的渐近表达式并且确定了对于不同目标速率最大化系统吞吐量的最佳功率分配系数。文献[15]研究了基于 AF 的单中继在 3 种不完全 CSI 信道场景中通过优化功率分配来最大化能量效率的问题。文献[16]考虑了不完全 CSI 下基于 DF 的双向多中继网络的能效与谱效权衡问题,提出了一种功率分配和中继选择算法。

综上所述分析,本文研究不完全 CSI 下的 AF 的单向多中继网络的中继选择问题和传输速率与传输总功率联合优化问题,提出了一种基于位置的中继选择方法,同时结合了最小功率分配方法,以最优的传输速率传输数据,优化了该网络在不完全 CSI 下的能效问题。

1 多中继协作通信性能分析

1.1 系统模型

本文的模型为如图 1 所示的基于 AF 转发的多中继单

向中继传输模型,假设该网络由 1 个源节点 S 、 N 个中继节点 r 和 1 个目的节点 D 构成的二维通信平面,以 S 、 D 的连线的中点为原点建立坐标系,此时 S 、 D 的坐标分别为 $(-d, 0)$ 、 $(d, 0)$ 。以 S 、 D 的中点为圆心,距离为半径画圆 C ,任意 $r_i \in C (i = 1, 2, \dots, N)$ 作为可选中继。 S 和 D 之间无直接通信链路,只能通过中继节点 $r_i (i = 1, 2, \dots, N)$ 进行数据传输,其中。源节点 S 、中继节点 r 和目的节点 D 都为半双工传输,并且中继节点工作在 AF 模式下。假设在该通信模型中, S 到中继 r_i 和中继 r_i 到 D 的信道都是正交、独立且服从瑞利分布的信道。 S 到中继 r_i 和中继 r_i 到 D 的信道衰落系数分别为 h_{sr_i} 、 $h_{r_i d}$ 。 h_{sr_i} 、 $h_{r_i d}$ 独立同分布且 $h_{sr_i} \sim N(0, \sigma_{sr_i}^2)$ 、 $h_{r_i d} \sim N(0, \sigma_{r_i d}^2)$,由文献[17]可知, $\sigma_{sr_i}^2 = (d_{sr_i})^{-\alpha}$ 、 $\sigma_{r_i d}^2 = (d_{r_i d})^{-\alpha}$, d_{sr_i} 、 $d_{r_i d}$ 分别是 S 到 r_i 的距离和 r_i 到 D 的距离, α 为路径损耗因子。

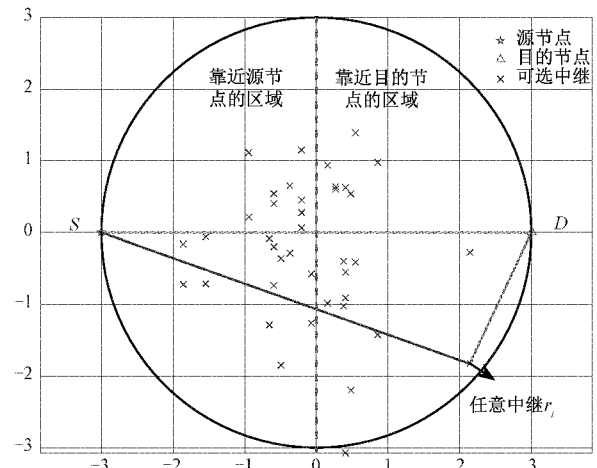


图 1 基于 AF 多中继单向中继传输模型

1.2 完全 CSI 下的数据传输

考虑基于 AF 协议的数据传输过程分为两个时隙, $t_1 = t_2$, 并且任意传输信道都是完全信道。时隙 t_1 内由 S 同时向 N 个中继节点发送信号 s , 发送功率为 $P_s = E(|s|^2)$ 。中继 r_i 接收到的信号为:

$$y_{sr_i} = h_{sr_i} s + n_{r_i} \quad (1)$$

其中, n_{r_i} 表示中继节点 r_i 处接收到的加性高斯白噪声,本文中假设任意中继节点处的噪声功率相等,即 $n_{r_i} \sim N(0, \delta^2)$ 。

时隙 t_2 内由 N 个中继中选取一个最优中继 r_{opt} 对接收到的信号以功率 P_{r_i} 进行放大转发,最后 D 点接收到的信号为:

$$y_{r_i d} = \beta_i h_{r_i d} s + n_d \quad (2)$$

其中, n_d 表示 D 处接收到的加性高斯白噪声,且 $n_d \sim N(0, \delta^2)$, 放大系数 $\beta_i = \sqrt{\frac{P_{r_i}}{(P_s |h_{sr_i}|^2 + \delta^2)}}$ 。

1.3 不完全 CSI 下的数据传输

考虑实际的传输过程中,两个传输阶段的信道都是不

完全信道,即存在信道估计误差,则实际信道系数和它的估计值之间有如下关系:

$$\begin{aligned} h_{sr_i} &= \hat{h}_{sr_i} + e_{sr_i} \\ h_{r_i,d} &= \hat{h}_{r_i,d} + e_{r_i,d} \end{aligned} \quad (3)$$

其中,信道的估计误差 e_{sr_i} 和 $e_{r_i,d}$ 分别服从 $CN(0, \sigma_{e_{sr_i}}^2)$ 和 $CN(0, \sigma_{e_{r_i,d}}^2)$ 。 \hat{h}_{sr_i} 和 $\hat{h}_{r_i,d}$ 分别为信道系数的估计值,与信道估计误差相互独立,即 \hat{h}_{sr_i} 和 $\hat{h}_{r_i,d}$ 分别服从 $CN(0, \hat{\sigma}_{sr_i}^2)$ 和 $CN(0, \hat{\sigma}_{r_i,d}^2)$ 。其中 $\hat{\sigma}_{mn}^2 = \sigma_{mn}^2 - \sigma_{e_{mn}}^2$, $m, n \in \{S, r_i, D\}$ 。完全CSI下的信道估计误差的方差为0,不完全CSI下的信道估计误差不为0。本文将信道估计误差的方差定为与信噪比无关的固定值。

因此根据式(3)的信道估计模型,当考虑信道估计误差时,可以将式(1)改写为:

$$y_{sr_i} = \hat{h}_{sr_i} s + e_{sr_i} s + n_{r_i} = \hat{h}_{sr_i} s + n_1 \quad (4)$$

那么, $n_1 \sim CN(0, P_s \sigma_{e_{sr_i}}^2 + \delta^2)$ 。

同理可知式(2)可以改写为:

$$y_{r_i,d} = \beta_i \hat{h}_{r_i,d} \hat{h}_{sr_i} s + \beta_i \hat{h}_{r_i,d} n_1 + \beta_i e_{r_i,d} (\hat{h}_{sr_i} s + n_1) + n_d = \beta_i \hat{h}_{r_i,d} \hat{h}_{sr_i} s + n_2 \quad (5)$$

则有:

$$n_1 \sim CN(0, \beta_i^2 |h_{r_i,d}|^2 (P_s \sigma_{e_{sr_i}}^2 + \delta^2) + (P_{r_i} \sigma_{e_{r_i,d}}^2 + \delta^2))$$

当信噪比较大时,接收端的信噪比可表示为:

$$\frac{1}{\gamma_{out_i}} = \frac{1}{snr_{1i}} + \frac{1}{snr_{2i}} \quad (6)$$

其中,

$$snr_{1i} = \frac{P_s |\hat{h}_{sr_i}|^2}{P_s |\sigma_{e_{sr_i}}|^2 + \delta^2}, snr_{2i} = \frac{P_{r_i} |\hat{h}_{r_i,d}|^2}{P_{r_i} |\sigma_{e_{r_i,d}}|^2 + \delta^2}$$

那么接收端的信噪比为:

$$\gamma_{out_i} = \frac{P_s P_{r_i} \gamma_{1i} \gamma_{2i}}{P_s \gamma_{1i} + P_{r_i} \gamma_{2i} + P_s P_{r_i} (\gamma_{1i} \gamma_{4i} + \gamma_{2i} \gamma_{3i})} \quad (7)$$

其中,

$$\gamma_{1i} = \frac{|\hat{h}_{sr_i}|^2}{\delta^2}, \gamma_{2i} = \frac{|\hat{h}_{r_i,d}|^2}{\delta^2}, \gamma_{3i} = \frac{|\sigma_{e_{sr_i}}|^2}{\delta^2},$$

$$\gamma_{4i} = \frac{|\sigma_{e_{r_i,d}}|^2}{\delta^2}$$

2 不完全CSI下的能效分析

该多中继网络的信道数据传输速率为:

$$R = \frac{1}{2} \log_2(1 + \gamma_{out}) \quad (8)$$

那么 γ_{out} 与 R 存在如下关系式:

$$\varphi = \gamma_{out} = 2^{2R} - 1 \quad (9)$$

结合式(6)和(8)可得:

$$P_s = f(P_{r_i}) = \frac{\varphi \gamma_{2i} P_{r_i}}{(1 - \varphi(\gamma_{1i} \gamma_{4i} + \gamma_{2i} \gamma_{3i})) - \varphi \gamma_{1i}} \quad (10)$$

则有:

$$F(P_{r_i}) = P_s + P_{r_i} = f(P_{r_i}) + P_{r_i} = \frac{\varphi \gamma_{2i} P_{r_i}}{(1 - \varphi(\gamma_{1i} \gamma_{4i} + \gamma_{2i} \gamma_{3i})) - \varphi \gamma_{1i}} + P_{r_i} \quad (11)$$

根据文献[17],单向中继传输系统的总功率为:

$$P_T = \frac{1}{2} (\xi(P_s + P_{r_i}) + P_c) \quad (12)$$

其中, ξ 为源节点 S 、中继 r_i 的功率放大器的效率,为常数; P_c 为电路功率消耗,且 $P_c = P_{c_s} + \frac{\rho}{2} \log_2(1 + \varphi)$,其中, P_{c_s} 为静态功耗, $\frac{\rho}{2} \log_2(1 + \varphi)$ 为动态功耗, ρ 为常数,表示每单位数据率消耗的功率。

2.1 最优中继选择

考虑以保证用户通信质量的速率 R 传输数据时,从 N 个中继中选择一个最优中继 r_{opt} 以最小传输功率 $P_{r_i, \min}$ 进行放大转发。若须求得 $P_{r_i, \min}$, 只需对式(10)求导,并令 $\partial F(P_{r_i}) / \partial P_{r_i} = 0$, 可以推导得到 S 的最小传输功率 $P_{s, \min}$ 与 φ 、 r_i 的最小传输功率 $P_{r_i, \min}$ 与 φ 的关系分别为:

$$P_{s, \min} = f_s(\varphi) = \frac{\varphi(\gamma_{2i} + \sqrt{\gamma_{1i} \gamma_{2i}})}{A_i} \quad (13)$$

$$P_{r_i, \min} = f_{r_i}(\varphi) = \frac{\varphi(\gamma_{1i} + \sqrt{\gamma_{1i} \gamma_{2i}})}{A_i} \quad (14)$$

其中, $A_i = \gamma_{1i} \gamma_{2i} - (\gamma_{1i} \gamma_{3i} + \gamma_{2i} \gamma_{4i}) \varphi$, A_i 为正值。则 P_s 、 P_{r_i} 的取值为:

$$\begin{cases} P_{s, \min}(\varphi) = \min(P_{s, \max}, \max\{f_s(\varphi), f_s(\hat{\varphi})\}) \\ P_{r_i, \min}(\varphi) = \min(P_{r_i, \max}, \max\{f_{r_i}(\varphi), f_{r_i}(\hat{\varphi})\}) \end{cases} \quad (15)$$

$$P_{r_i}(\varphi) = \frac{1}{2} (\xi(P_{s_i}(\varphi) + P_{r_i}(\varphi)) + P_c + \frac{\rho}{2} \log_2(1 + \varphi)) \quad (16)$$

其中, $\hat{\varphi} = 2^{R_{\min} - 1}$, R_{\min} 是满足用户服务质量的最小传输速率下限; $P_{s, \max}$ 、 $P_{r_i, \max}$ 分别是 S 和 r_i 传输功率上限。

如图2所示,若任选一个 $r_i \in C (i = 1, 2, \dots, N)$ 作为转发中继,连接点 S 、 D , 点 O_{mid} 为中点,再分别连接点 S 和 r_i 、 D 和与 r_i 、 O_{mid} 。直线 $O_{mid} r_i$ 长度为 ρ , 与直线 SD 的夹角为 θ , 考虑到上下半平面的中继互相对称,这里只考虑上半平面。那么 S 和 r_i 、 D 和与 r_i 的距离分别为:

$$\begin{cases} d_{sr_i} = d^2 + \rho^2 + 2\rho d \cos \theta \\ d_{r_i,d} = d^2 + \rho^2 - 2\rho d \cos \theta \end{cases} \quad (17)$$

其中, $\rho \in [0, d]$ 、 $\theta \in (0, \pi)$, 在 φ 固定的情况下以最小传输功率传输数据时,可证得在可行域内的 γ_{out} 是关于 ρ 的单调递减函数,是关于 θ 先增后减的函数,且在 $\theta = \frac{\pi}{2}$ 时

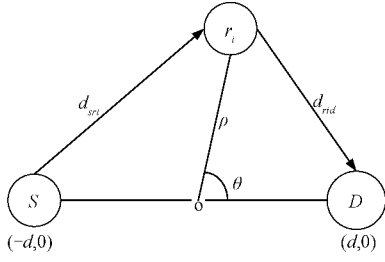


图 2 基于 AF 多中继单向中继网络平面示例图

取得极大值,证明了在距离点 O_{mid} 近的中继能够在转发过程中获得较大的信噪比,当与点 O_{mid} 距离相等时,选离图 1 所示的等距线距离小的中继能够获得较大的信噪比。当 $\rho \in [0, d], \theta = 0$ 或 $\theta = \pi$ 时,距 O_{mid} 越近获得的信噪比越大。基本证明过程如下:

令 $P_S = P_{S \min}(\varphi), P_{r_i} = P_{r_i \min}(\varphi)$, 则式(6)可表示为:

$$\frac{1}{y_{out_i}} = \left(\frac{1}{P_S} + \gamma_{3i}\right) \frac{1}{\gamma_{1i}} + \left(\frac{1}{P_{r_i}} + \gamma_{4i}\right) \frac{1}{\gamma_{2i}} \quad (18)$$

$$\frac{\partial \frac{1}{y_{out_i}}}{\partial \rho} = 2\alpha \left\{ \left(\frac{1}{P_S} + \gamma_{3i}\right) d_{r_i d}^{(\alpha-1)} (\rho + d \cos \theta) + \left(\frac{1}{P_{r_i}} + \gamma_{4i}\right) d_{r_i d}^{(\alpha-1)} (\rho - d \cos \theta) \right\} \quad (19)$$

当 $\rho \in [0, d], \theta \in \left(0, \frac{\pi}{2}\right]$, 根据式(13)、(14)和(17)

可知,有 $d_{r_i d} \leq d_{sr_i}, P_S > P_{r_i}$, 则式(19)可表示为:

$$\frac{\partial \frac{1}{y_{out_i}}}{\partial \rho} > 2\alpha \left\{ \left(\frac{1}{P_S} + \gamma_{3i}\right) d_{r_i d}^{(\alpha-1)} (\rho + d \cos \theta) + \left(\frac{1}{P_S} + \gamma_{3i}\right) d_{r_i d}^{(\alpha-1)} (\rho - d \cos \theta) \right\} = 4\alpha \rho \left(\frac{1}{P_S} + \gamma_{3i}\right) d_{r_i d}^{(\alpha-1)} > 0 \quad (20)$$

由式(20)可知, $\frac{1}{y_{out}}$ 的一阶导在 $\rho \in [0, d], \theta \in \left(0, \frac{\pi}{2}\right]$ 大于 0,故 $\frac{1}{y_{out}}$ 为 ρ 的单调递增的函数。由对称性可得 $\frac{1}{y_{out}}$ 在 $\rho \in [0, d], \theta \in \left(\frac{\pi}{2}, \pi\right)$ 时也为 ρ 的单调递增的函数。故可得 y_{out} 在 $\rho \in [0, d]$ 上的单调递减函数。

$$\frac{\partial \frac{1}{y_{out_i}}}{\partial \theta} = 2\alpha \rho d \sin \theta \left\{ \left(\frac{1}{P_{r_i}} + \gamma_{4i}\right) d_{r_i d}^{(\alpha-1)} - \left(\frac{1}{P_S} + \gamma_{3i}\right) d_{r_i d}^{(\alpha-1)} \right\} \quad (21)$$

1) 当 $\rho \in [0, d], \theta \in \left(0, \frac{\pi}{2}\right)$, 有 $d_{r_i d} < d_{sr_i}, P_S > P_{r_i}$,

则式(21)表示为:

$$\frac{\partial \frac{1}{y_{out_i}}}{\partial \theta} < 2\alpha \rho d \sin \theta \left\{ \left(\frac{1}{P_S} + \gamma_{4i}\right) (d_{r_i d}^{(\alpha-1)} - d_{sr_i}^{(\alpha-1)}) \right\} < 0$$

2) 当 $\rho \in [0, d], \theta = \frac{\pi}{2}$, 有 $d_{r_i d} = d_{sr_i}, P_S = P_{r_i}$, 则

式(21)表示为:

$$\frac{\partial \frac{1}{y_{out_i}}}{\partial \theta} = 0$$

3) 当 $\rho \in [0, d], \theta \in \left(\frac{\pi}{2}, \pi\right)$, 有 $d_{r_i d} > d_{sr_i}, P_S < P_{r_i}$,

则式(21)表示为:

$$\frac{\partial \frac{1}{y_{out_i}}}{\partial \theta} > 2\alpha \rho d \sin \theta \left\{ \left(\frac{1}{P_{r_i}} + \gamma_{4i}\right) (d_{r_i d}^{(\alpha-1)} - d_{sr_i}^{(\alpha-1)}) \right\} > 0$$

由以上分析可知, $\frac{1}{y_{out}}$ 在 $\theta \in \left(0, \frac{\pi}{2}\right]$ 的一阶导小于 0,

为单调递减函数。 $\frac{1}{y_{out}}$ 在 $\theta \in \left(\frac{\pi}{2}, \pi\right)$ 时的一阶导大于 0,

为单调递增函数。那么 y_{out} 在 $\theta \in \left(0, \frac{\pi}{2}\right]$ 时为单调递增

函数,在 $\theta \in \left(\frac{\pi}{2}, \pi\right)$ 为单调递减函数,在 $\theta = \frac{\pi}{2}$ 时取得最大值。

根据上述理论设计了基于中继位置的中继选择方法,该方法的主要步骤如下。

输入:输入 S、D 的距离 $2d$ 。

输出:最优中继的坐标 $r_{opt}(\rho_i, \theta_i)$ 。

步骤 1:确定中继范围,以 S、D 的距离 $2d$ 为直径,中点 O_{mid} 为圆心的圆域 C。

步骤 2:建立坐标系,以 O_{mid} 为原点的直角坐标系,得到 N 个随机分布的可选中继的坐标,得到如图 1 所示的网络模型平面图。

步骤 3:记录 N 个可选中继的位置 (ρ_i, θ_i) ,测量 C 内离散分布的中继 r_i 与 O_{mid} 距离 ρ_i ,测量 r_i 与坐标系的水平坐标轴的夹角 θ_i ,得到 $\boldsymbol{\rho} = (\rho_1, \rho_1, \dots, \rho_N), \boldsymbol{\theta} = (\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_N)$ 。

步骤 4:根据式(17)计算中继分别到 S、D 的距离 $\mathbf{d}_{sr} = (d_{sr_1}, d_{sr_2}, \dots, d_{sr_N}), \mathbf{d}_{rd} = (d_{r_1 d}, d_{r_2 d}, \dots, d_{r_N d})$ 。

步骤 5:固定 φ ,将式(13)、(14)、 \mathbf{d}_{sr} 和 \mathbf{d}_{rd} 代入式(6),得到一个关于 $\boldsymbol{\rho}$ 和 $\boldsymbol{\theta}$ 的函数 $f(\boldsymbol{\rho}, \boldsymbol{\theta}) = \frac{1}{y_{out}}$ 。

步骤 6:根据阈值筛选不必要的中继。根据阈值,判断 $\frac{1}{y_{out_i}} \leq \frac{1}{y_{th}}, \forall \frac{1}{y_{out_i}} \in \frac{1}{y_{out}}, y_{th} = 2^{2R \min} - 1$ 。将满足条件的组成新的集合 $\mathbf{y}'_{out}, \boldsymbol{\rho}', \boldsymbol{\theta}', M = \sum_{\substack{\rho_i \in \boldsymbol{\rho} \\ \theta_i \in \boldsymbol{\theta}}} 1_{\{f(\boldsymbol{\rho}, \boldsymbol{\theta}) \leq \frac{1}{y_{th}}\}}$ 。

步骤 7:先距离后角度原则选出 r_{opt} 。先比较满足阈值条件的中继的 ρ'_i ,找到 $\min_{i \in M} \rho'_i$ 。当有多个 ρ'_i 的值相等且为最小时,将相等的值放进 $\boldsymbol{\rho}'', \boldsymbol{\theta}''$ 。此时有 $m = \sum_{\substack{\min \rho'_i \\ i \in M}} 1$,再

比较此时对应的 θ'' 。

步骤8:当 $\theta''_i \neq 0, \theta''_i \neq \pi$ 时,由 $\min_{i \in m} |\theta''_i - \frac{\pi}{2}|$ 得到此时的最优中继 r_{opt} 。当 $\theta''_i = 0, \theta''_i = \pi$ 时,随机选择一个 $r_i (i \in m)$ 作为最优中继 r_{opt} 。

2.2 EE 与 SE 的权衡优化

在可选中继范围内选取到了最优的中继 r_{opt} 后,考虑 EE 与 SE 共同优化的问题,此时的 EE 可表示为:

$$\eta_{EE}(\varphi) = \frac{\log_2(1+\varphi)}{2P_{T_{opt}}(\varphi)} \quad (22)$$

能效优化问题变为如下优化问题:

$$\begin{aligned} \max \eta_{EE} &= \frac{\log_2(1+\varphi)}{2P_{T_{opt}}(\varphi)} \\ \text{s. t. } \varphi &\geq 2^{2R_{\min}} - 1 \\ 0 &\leq P_s \leq P_{s\max} \\ 0 &\leq P_{r_{opt}} \leq P_{r\max} \\ A_{opt} &> 0 \end{aligned} \quad (23)$$

为了解决该非线性问题,结合 Dinkelbach 方法将该非凸优化问题转换为凸优化问题,该优化问题可以转化为如下所示的等效优化问题:

$$\begin{aligned} \max F_{EE}(\varphi) &= \log_2(1+\varphi) - qP_{T_{opt}}(\varphi) \\ \text{s. t. } \varphi &\geq 2^{2R_{\min}} - 1 \\ 0 &\leq P_s \leq P_{s\max} \\ 0 &\leq P_{r_{opt}} \leq P_{r\max} \\ A_{opt} &> 0 \end{aligned} \quad (24)$$

当能效取得最大时,可以求得 q^* :

$$q^* = \max(\eta_{EE_i}) = \frac{\log_2(1+\varphi^*)}{2P_{T_i}(\varphi^*)} \quad (25)$$

将 $(\cdot)^*$ 代表变量的最优解。因此,如果 $(\varphi^*, q^*) = \text{argmax}(\eta_{EE})$, 则有 $\eta_{SE}(\varphi^*) - q^* P_{T_{opt}}(\varphi^*) = 0$ 。

首先,对 $F_{EE_i}(\varphi)$ 求二阶偏导,易证得 $F_{EE_i}(\varphi)$ 关于 φ 的二阶导小于0,则由文献[18]可知 $F_{EE_i}(\varphi)$ 是凸优化问题。因此设计了基于丁克尔巴赫方法(Dinkelbach method)的迭代优化算法来求解式(24)的最优解。该算法的具体步骤如下:

$$\text{输入: } R_i \in \left(R_{\min}, \frac{1}{2} \log_2 \left(\frac{\gamma_{1i}\gamma_{2i}}{\gamma_{1i}\gamma_{4i} + \gamma_{2i}\gamma_{3i}} + 1 \right) \right)。$$

输出: φ^*, q^* 。

步骤1:初始化 $q = 0, \text{tolerance} \rightarrow \epsilon = 10^{-6}$, 迭代次数 $I = 1000$, 判断标志 flag = ture。

步骤2:将初始值 q 代入式(24),然后算出此时的 $F_{EE_i \max}$, 此时对 $\varphi = \varphi_{\max}$ 。

步骤3:判断:当 $F_{EE_i \max} \leq |\epsilon|$ 时, $\varphi^* = \varphi_{\max}$, flag = false; 当 $F_{EE_i \max} > |\epsilon|$ 时,令 $F_{EE_i}(\varphi_{\max}) = 0$, 更新 $q^{(i+1)}$ 。

步骤4: $i = i + 1$ 。

步骤5:重复步骤3~4直到 $F_{EE_i \max}$ 收敛于0。

3 仿真结果

针对以上理论分析,本文采用 MATLAB 仿真实验进行验证。在本文的信道模型下, C 内随机生成 N 个可选中继 $r_1(0, 1, \frac{\pi}{6})$ 、 $r_2(0, 3, \frac{\pi}{6})$ 、 $r_3(0, 3, \frac{\pi}{2})$ 。分析了在不同传输速率下和节点间不同相对位置两种条件,对本文提出的能效联合优化问题不仅和完全 CSI 下的进行对比,同时也和现有的优化方法进行性能对比,现有的3种优化方法为:方案1:随机中继等功率分配;方案2:仅优化功率;方案3:仅优化中继。

方案1为等功率分配,此时的数据传输总功率为:

$$P_t = 2\max(P_{s\min}, P_{r_i\min})$$

方案2的数据传输总功率为:

$$P_t = P_{T_i}(\varphi)$$

方案3的数据传输总功率为:

$$P_t = 2\max(P_{s\min}, P_{r_i\min})$$

其他相关参数设置参考表1。

表1 仿真参数

参数	值
信道带宽 W	1 Hz
噪声功率 σ^2	0.01 W
路径损耗因子 α	2
电路功率动态因子 ρ	0.2 W/(bit·s ⁻¹)
电路功率(静态) P_{ct}	0.5 W
功率放大系数 ξ	2
中继数量 N	3
各节点功率上限 $P_{s\max}, P_{r_i\max}$	2 W
传输速率下限 R_{\min}	0.2 (bit·s ⁻¹)/Hz
S、D 的距离 $2d$	2

图3所示为不同 ρ 和 θ 值下的多中继网络的数据传输所需要的传输总功率随着传输速率 R 的变化情况,图4所示为不同 ρ 和 θ 值下该网络的 EE 与传输速率 R 之间的变化情况。由图3、4可知 θ 值相同的情况下, ρ 值大的消耗的传输总功率更大,EE 更小;在 ρ 值相同的情况下, $|\theta - \frac{\pi}{2}|$ 值小的消耗的传输总功率更小,EE 更大。由分析可知不完全 CSI 下存在一个最优的中继位置使得该多中继网络的数据传输总功率最小,且能获得最高的能效,验证了最优中继选择的理论。

图5则是考虑了在必选的 N 个中继中选出最优的中继后,在不同信道误差下的 EE 随 SE 变化的情况,信道误差 $\sigma_{esr}^2 = \sigma_{esd}^2$ 并取值分别为 0、0.001、0.005。由图5可知,随着道的估计误差 e_{sr_i} 和 $e_{r_i d}$ 值的增大,EE 随之减小,同时随着 SE 的增大由逐渐增大后再慢慢变小,故满足理论分

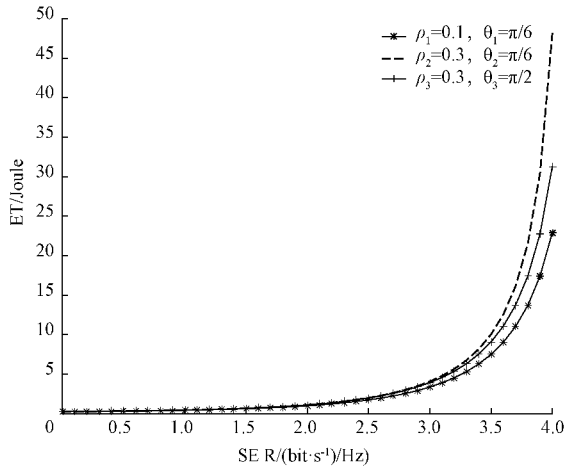


图 3 不同 ρ 和 θ 下系统传输总功率与系统 SE 关系

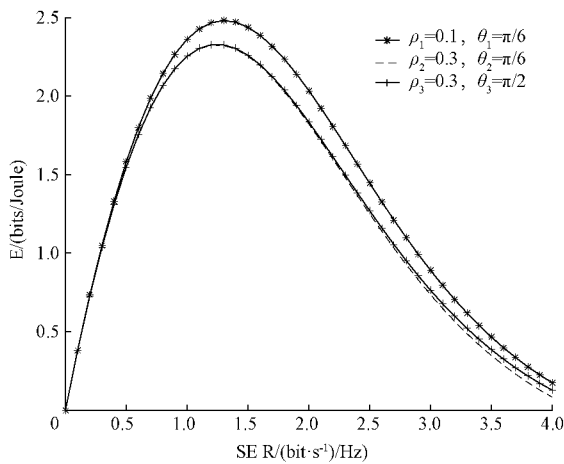


图 4 不同 ρ 和 θ 值下系统 EE 与系统 SE 关系

析的最优中继在存在信道误差的情况下放大转发信息时, 存在一个最优的传输速率, 使得传输过程中能够获得最大的 EE。

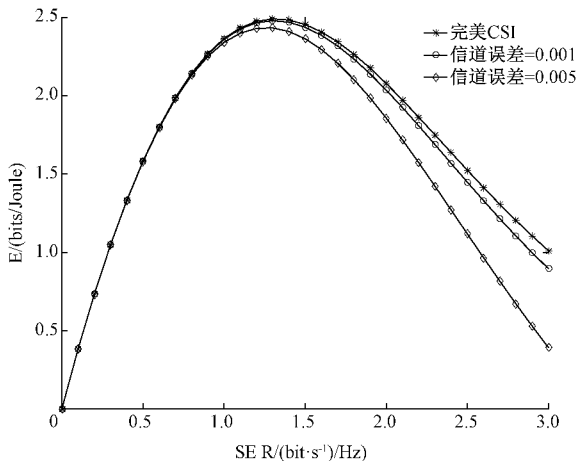


图 5 信道误差对能效的影响

图 6 比较了在不完全 CSI 下的不同优化方案下的多中继网络的数据传输需要的传输总功率随 SE 的变化情况, 图 7 则是比较了在不完全 CSI 下的不同优化方案下的 EE 随 SE 的变化关系。由图 6 和 7 可知, 在满足约束条件下时, 在不完全 CSI 下以不同的 SE 传输数据时总存在一个最优的 SE 能够获得较大的 EE。

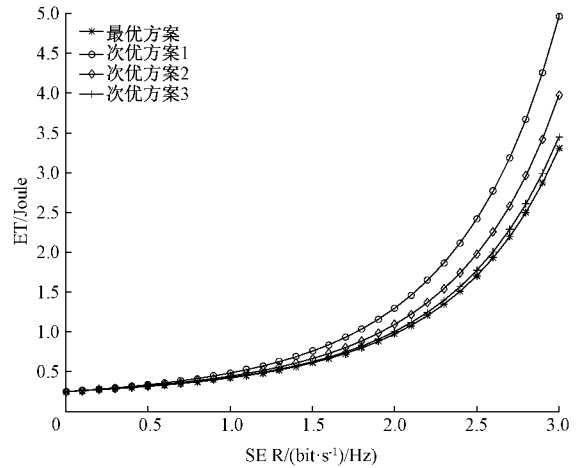


图 6 不同方案的传输总功率与 SE 之间的关系

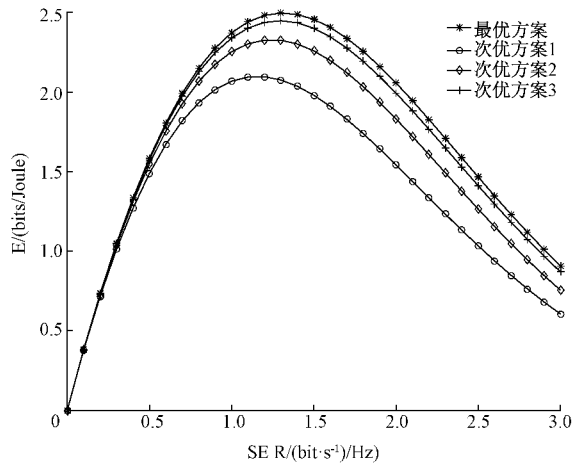


图 7 不同方案的系统 EE 与 SE 之间的关系

表 2 设置各优化方案的中继位置和信道误差的值, 表 3 则是列出了当本文提出的最优方案与其余 3 个次优方案都已最优速率传输数据时需要系统传输数据所需总功率, 以及列出了此时各方案对应的能效。由表 3 中的数据可知, 本文提出的最优方案比次优化方案 1 提高了近 22% 的能效, 比次优化方案 2 提高了近 8% 的能效, 比次优化方案 3 提高了近 5% 的能效。通过比较各项指标, 可知中继的位置以及功率的分配对多中继协作网络有着至关重要的影响, 因此, 若要优化网络整体效能, 需要综合考虑两者的约束。

表2 各优化方案参数设置

优化方案	中继位置 (ρ, θ)	信道误差
最优方案	$(0.1, \frac{\pi}{3})$	0.001
次优方案1	$(0.3, \frac{\pi}{3})$	0.001
次优方案2	$(0.3, \frac{\pi}{3})$	0.001
次优方案3	$(0.1, \frac{\pi}{3})$	0.001

表3 最优传输速率下各优化方案性能指标比较

优化方案	传输总功率/(Joule)	传输能效/(bit/Joule)
最优方案	0.524 0	2.481 0
次优方案1	0.626 4	2.075 4
次优方案2	0.559 1	2.327 2
次优方案3	0.544 7	2.386 6

4 结 论

本文言简意赅地分析了不完全CSI下的基于AF转发的多中继单向中继传输网络的中继选择问题和传输速率与传输总功率联合优化问题。对于该AF多中继单向网络,首先考虑根据中继位置来选择最优中继,通过将二维平面的多中继的坐标极坐标化,将信噪比表达为 ρ 和 θ 的函数,通过分析可知,当中继离S、D中点近且与垂直于该点的等距线近的中继能够获得最大信噪;然后再解决传输速率与传输总功率联合优化问题时,不仅考虑了信道估计误差,还考虑以最小传输总功率进行通信,得到了传输总功率关于SE的相关函数,从而得到了最小功率的分配方法。最终将不完全CSI下的能效问题转化为只与SE有关的一元非线性优化问题,在不能得到解析解的情况下结合相关算法来解出了最大能效下的传输速率,并进行仿真验证了理论分析。此外,与其他优化方案进行比较,本文提出的优化方案在传输速率较小以及各传输节点功率受限的多中继网络中能够获得比仅优化功率或者中继的方案更好的EE。下一步工作将研究多用户多中继的中继选择和能效问题。

参考文献

[1] LI R, ZHANG J, DANG A. Cooperative system in free-space optical communications for simultaneous multiuser transmission [J]. IEEE Communications Letters, 2018, 22(10): 2036-2039.

[2] 徐健,刘梦雄,陈光佳,等.面向阵列保持的UUV集群绿色动态控位方法研究[J].仪器仪表学报,2020,41(5):129-139.

[3] 汪全涛,李珂,胡斌,等.线性WSNs能耗均衡的非均匀网络部署方案[J].电子测量技术,2019,42(10):73-77.

[4] 王泽民,林晓焕,宋扬.铁路中继站室内巡检机器人的设计[J].国外电子测量技术,2019,38(12):97-102.

[5] 陈芳芳,王涛.放大转发协作中继链路的能效性能研究[J].电子测量技术,2015,38(12):26-30.

[6] JOSHI S. Maximization of energy efficiency for multi-relay cooperative system employing AF protocol[C]. 2020 International Conference on Computing and Information Technology (ICIT-1441), IEEE, 2020: 1-5.

[7] ZHANG G, WANG Y, WANG Y, et al. Power allocation for multi-relay af cooperative system with maximum system capacity[C]. 2020 22nd International Conference on Advanced Communication Technology (ICACT), IEEE, 2020: 109-113.

[8] GURRALA K K, NAVYA K, SRAVYA M, et al. Maximized energy efficiency based power allocation strategy in wireless cooperative network [C]. 2019 TEQIP III Sponsored International Conference on Microwave Integrated Circuits, Photonics and Wireless Networks (MICPW), IEEE, 2019: 64-68.

[9] DING M, ATAPATTU S, WEERADDANA C, et al. Energy-efficiency fairness of interference multi-relay networks for multi-user communications [J]. IEEE Communications Letters, 2020, 25(3): 955-959.

[10] INALTEKIN H, ATAPATTU S, EVANS J S. Optimum location-based relay selection in wireless networks [J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2021, DOI: 10.1109/TIT.2021.3097588.

[11] SANGEETHA S K B, DHAYA R, KANTHAVEL R. Improving performance of cooperative communication in heterogeneous manet environment[J]. Cluster Computing, 2019, 22(5): 12389-12395.

[12] AMMAR A, VALENTI M C, REYNOLDS D. Relay selection with wireless energy transfer in mmwave networks [C]. 2021 IEEE 18th Annual Consumer Communications & Networking Conference (CCNC), IEEE, 2021: 1-2.

[13] YAHIA E B, HAMDI N. On maximization of energy efficiency in AF cooperative systems with imperfect CSI [C]. 2016 16th International Symposium on Communications and Information Technologies (ISCIT), IEEE, 2016: 48-52.

[14] SINGH S, BANSAL M. Performance analysis of NOMA-based AF cooperative overlay system with imperfect CSI and SIC[J]. IEEE Access, 2021, 9: 40263-40273.

[15] TABATABA F S, ROUHANI P, KOOLIVAND M. Energy efficiency optimization for amplify and forward

- relay networks with channel estimation errors [J]. *Telecommunication Systems*, 2021, 76(4): 541-552.
- [16] CHU M, QIU R, JIANG X Q. Spectrum-energy efficiency tradeoff in decode-and-forward two-way multi-relay networks [J]. *IEEE Access*, 2021, 9: 16825-16836.
- [17] KHALIL M I. Energy efficiency maximization of relay aerial robotic networks [J]. *IEEE Transactions on Green Communications and Networking*, 2020, 4(4): 1081-1090.
- [18] DINKELBACH W. On nonlinear fractional programming[J]. *Management Science*, 1967, 13(7): 492-498.

作者简介

张秀琼,工学硕士,教授,主要研究方向为无线协作通信中复杂环境下或非完美信道下的能效与谱效问题。

E-mail:zxq3476397514@163.com

仇润鹤,博士,教授,博士生导师,主要研究方向为通信与信息系统、认知无线网络、认知协作中继网络、无线远程监控系统、物联网技术与应用。

E-mail:qiurh@dhu.edu.cn