双时隙RIS-DF协作系统模型下的通信性能研究

田建园

兰州理工大学理学院,甘肃 兰州

收稿日期: 2025年4月26日; 录用日期: 2025年5月19日; 发布日期: 2025年5月30日

摘要

可重构智能表面(Reconfigurable Intelligent Surface, RIS)被认为是一种可以通过自适应调整信号反射 相位来提高通信系统性能的技术,在当下6G网络时代备受关注。为了充分利用RIS与传统中继各自的传 输优势,本文在衰落信道服从独立且不同Nakagami-m分布下,提出了RIS与解码转发(Decode and Forward, DF)中继协作通信系统模型。考虑信号传输在两个时隙中进行,对多RIS进行选择以参与不同时隙 的信号传输,推导双时隙协作传输方案下系统的信噪比闭式表达,基于该表达式进一步分析系统的中断 概率性能,研究系统中信号发射功率和反射元件个数对系统的影响。在随机生成RIS部署位置的多变条件 下,通过数值模拟验证理论模型的准确性和有效性。结果表明,本文提出的双时隙协作通信系统模型优 于单时隙RIS辅助传输或无任何辅助的传输方案。

关键词

可重构智能表面,Nakagami-m衰落,解码转发,矩估计,中断概率

Research on Communication Performance of Dual-Time-Slot RIS-DF Cooperative System Model

Jianyuan Tian

School of Science, Lanzhou University of Technology, Lanzhou Gansu

Received: Apr. 26th, 2025; accepted: May 19th, 2025; published: May 30th, 2025

Abstract

Reconfigurable Intelligent Surface (RIS) is recognized as a technology capable of enhancing communication system performance by adaptively adjusting the phase of reflected signals, attracting significant attention in the current era of 6G networks. To fully leverage the respective transmission advantages of RIS and conventional relays, this paper proposes a cooperative communication system model integrating RIS with Decode-and-Forward (DF) relays under independent and non-identical Nakagami-m fading channels. Considering signal transmission over two-time slots, we select multiple RISs to participate in signal transmission during different time slots. A closed-form expression for the Signalto-Noise Ratio (SNR) under the dual-time-slot cooperative transmission scheme is derived. Based on this expression, the system outage probability performance is further analyzed, and the impacts of transmitting power and the number of reflective elements on the system are investigated. Numerical simulations under varying conditions of randomly generated RIS deployment positions validate the accuracy and validity of the theoretical model. The results demonstrate that the dual-time-slot cooperative communication system model proposed in this paper outperforms single-time-slot RIS-assisted transmission schemes and non-assisted transmission schemes.

Keywords

Reconfigurable Intelligent Surface, Nakagami-m Fading, Decode-and-Forward, Moment Estimation, Outage Probability

Copyright © 2025 by author(s) and Hans Publishers Inc. This work is licensed under the Creative Commons Attribution International License (CC BY 4.0). http://creativecommons.org/licenses/by/4.0/

CC O Open Access

1. 引言

下一代互联网需要在智慧城市、智能交通、军事国防、环境监测等应用场景中提供智能服务。多样 化的业务导致了在高可靠性、超低时延、极高的数据速率、超低功耗等方面的异构需求[1][2]。多天线传 输、非正交多址接入、带内全双工传输、毫米波、协作通信、RIS 等多种相关解决方案相继被提出。

近年来备受关注的 RIS,由不同类型的反射元件构成,可以灵活部署在无线通信传播环境中,并实现 对反射或者折射电磁波的频率、相位、极化等特征的操控,从而达到重塑无线信道的目的[3][4],有望成 为 6G 通信网络中的一项重要技术。由于其特有的技术特点,可以做到信号传输覆盖盲区消除,将 RIS 对 准传输盲区终端并进行自适应调整,相当于构建一条新的视距传输路径,扩大信号覆盖范围[5]。RIS 在 物理层辅助安全通信也具有一定优势,通过调控反射信号,可与直射信号在接收时抵消,达到减少信息 泄露和防止窃听者窃听的良好保密性[6]。文献[7]提出利用新型平面超材料,对无线环境的行为进行确定 性的、可编程的控制,可以与冲击电磁波相互作用,重新设计电磁波,包括指向任何想要的方向,完全 传输。根据信号传播反射方式,可重构智能表面分为有源反射和无源反射两种。文献[8]研究了在相同的 功率预算下,两种反射在不同情况下的性能表现。其中,有源 RIS 在添加放大元件时,需要考虑是否会 放大噪声。在无源 RIS 的系统下,通过反射,认为可以增加信号的传播路径,更好地实现多流传输,提 升用户吞吐量。发展前期提出的单一 RIS 辅助通信得到了广泛研究。在假定单 RIS 的相关反射元件之间 的信道是独立同分布的前提下, 文献[9]研究表明, 瑞利衰落信道下, 端到端信道系数的反射幅度(不包括 直传信道系数)大致遵循高斯分布。文献[10]提出,在存在直传路径的情况下,加入多个可重构智能表面, 构成一个协作系统。通过数值模拟发现该系统的误码率明显低于单输入单输出(Single-Input Single-Output, SISO)系统。此外,对于特定的误码率分析,与 SISO 系统相比,协作可重构智能表面-直传链路系统可 以大大节省能耗。与文献[10]不同,文献[11]中考虑利用多个 RIS 辅助的点对点传输,只选择最佳 RIS 参 与传输。作者发现在假设所有 RIS 之间的瑞利衰落信道是独立同分布的前提下,端到端信噪比大致遵循 非中心卡方分布。虽然有 RIS 辅助的无线通信系统在理论分析中大大提高了信号传输效率,但现实生活

中通信系统往往存在各种不确定性。除考虑成本、地理因素、建筑障碍物外,通信系统自身元件也会造成不同的实际影响。结合传输特点,在无线网络中,RIS 能够以类似中继作用运行。常见的协作通信技术有放大转发(Amplify and Forward, AF)、解码转发(Decode and Forward, DF)。AF 指的是中继节点收到信号之后,不对信号进行解码或编码,直接将收到的信号进行放大处理后转发给目的节点。该方法对中继节点设备复杂度要求不高,但是中继节点处理的噪声也会转发给用户。DF 是指中继节点收到信号之后,对信号进行解码,然后将解码结果进行重新编码,最后转发给目的节点[12]。这种方法可以避免将噪声传递给用户,但是随之解码过程较复杂[13]。文献[14]在一定条件下对比 RIS 和 DF 的性能,研究表明一个 RIS 需要数百个反射元件才能在理想相移和频率平坦信道下具有竞争力,原因是信号源的发射功率必须经过两个信道才能到达目的地,即会受"双路径损耗"影响,产生路径损耗[15]。文献[16]将 RIS 应用于双向全双工(Two Way Full Duplex, TW-FD)无线通信系统,数值结果表明,与采用 AF 中继相比,采用 RIS 可以大大提高 TW-FD 通信系统的性能。即使只有一个反射元素的 RIS, TW-FD-RIS 系统在低信噪比(SNR)条件下的平均中断概率和平均符号错误率仍低于采用 AF 的 TW-FD 系统。根据研究可以得出,可重构智能表面和传统中继在能量效率、硬件和系统复杂度等不同方面各有优势。为追求无线通信网络更好的传输性能,本文将 RIS 与 DF 相结合在一个系统中,以协作方式在 Nakagami-m 信道状态下进行混合传输,其中使用多个 RIS,并设定两个节点之间的直传链路是可用的。

本文的主要贡献概括如下:

- 本文提出了 RIS 与 DF 协作传输的方案,将传输过程划分为两个时隙。DF 中继在复杂通信环境下充当"桥梁"作用,实现信号的高效传输。同时,将部署的多个 RIS 分为两部分,分别参与不同时隙的传输。
- 在 Nakagami-m 衰落环境下,本文采用 Gamma 分布来近似逼近基站、RIS、DF 中继、用户之间的信道系数,并利用矩估计方法来推导信噪比闭式中各参数的具体表达,理论推导出系统的中断概率闭式表达。
- 为验证所提出协作传输方案的优越性,数值模拟实验随机生成 RIS 的部署位置,并研究了不同反射元 件数量对系统性能的影响。在多变条件下,实验结果与理论分析相一致。

2. 系统模型

论文考虑建立一个多 RIS-DF 协作通信系统,由一个信号发射基站 BS 和信号接收端 User 组成,其 中信号发射基站与用户之间依靠多个 RIS 和两跳中继 DF 进行信号传输,如图 1 所示。



Figure 1. Illustration diagram of the cooperative communication system 图 1. 协作通信系统说明图

在本文中,假设 BS 和 User 都是单天线设备,由于存在障碍物导致 BS 和 User 之间的直传链路信号 较差,故考虑在二者中部署 DF 以增强信号传输。同时,利用 RIS 的自适应调节特点,在系统中加入 RIS 反射信号。考虑 N = 5, 即系统部署 5 个 RIS。其中,设定第 n 个 RIS 有 L, 块无源反射元件。对角矩阵 $\theta_n = \text{diag}\left\{k_n e^{j\theta_{n1}}, \dots, k_n e^{j\theta_{n2}}, \dots, k_{nL_n} e^{j\theta_{nL_n}}\right\} \in C^{L_n \times L_n}$ 是第 n 个 RIS 的反射相移矩阵,其中 $k_{nl} \in (0,1]$ 和 $\theta_n \in [0, 2\pi)$ 分别表示第 n 个 RIS 对应的第 l 个反射元件的反射幅度系数和可调整相位变化。RIS 被灵活 部署在系统中,根据参考文献[10] [17],由于 RIS 是在没有数模转换器、信号编码器和解码器的情况下运 行,且由微控制器进行调整,故 RIS 引起的硬件损伤可以忽略,每个 RIS 都可以独立地接收信道状态信 息并在短时间内迅速调整相位变化来反射信号。当 RIS 相位配置快速变化时,系统链路的等效信道可呈 现独立性。本文考虑将 5 个 RIS 分为两部分,分别参与第1时隙和第2时隙两个阶段的信号反射。由中 继辅助传输原理,根据基站 BS 到各 RIS 之间的距离,选择距离 BS 较近的 N₁ 个 RIS 参与第1时隙,即 基站 BS 发射信号经直射链路传递给中继 DF,同时利用 N₁ 个 RIS 反射信号到中继 DF。选择距离 BS 较 远的 N, 个 RIS 参与第2时隙信号传输, 中继 DF 将前一时隙接收的信号解码转发经直传链路传递给用户 User。同时,利用 N_2 个 RIS 将 DF 发射的信号反射给 User。上述讨论中, N_1 和 N_2 满足 $N_1 + N_2 = N$ 。为 避免资源浪费,本文对 RIS 进行了合理的划分部署,以确保在复杂通信环境中有效利用各 RIS 资源。具 体而言, RIS 被分为两组, 以避免偏远位置的 RIS 参与反射, 从而提高系统性能。在方案设计中, 假设每 个 RIS 能够在一个时隙内完成相位调整反射,并且不参与两次及以上信号的反射传输。此外,假设系统 中部署的各个 RIS 之间不会相互干扰信号传输。这样的部署策略旨在最大程度地优化系统性能,确保信 号传输的高效性和稳定性。

第1时隙,信号由 BS 通过直传链路发送给中继 DF,同时该信号也会被在不同位置上的 N₁ 个 RIS 反射给中继 DF。此时中继 DF 接收到的信号可表示为:

$$y_{D} = \sqrt{P_{B}} \left(\tilde{h}_{BD} + \sum_{n=1}^{N_{1}} \sum_{l=1}^{L_{n}} \tilde{g}_{R_{nl}D} k_{nl} e^{j\theta_{nl}} \tilde{h}_{BR_{nl}} \right) x_{S} + \omega_{D}$$
(1)

式中, x_S 表示单位能量的归一化信号, P_B 代表基站 BS 处的信号发射功率, ω_D 表示中继 DF 处的加性高 斯白噪声,满足均值为 0, 方差为 σ_D^2 , 即 $\omega_D \sim CN(0, \sigma_D^2)$ 。 B 表示基站 BS, D 表示中继 DF, R_n 表示第 $n \land RIS$, $n = 1, \dots, N$, R_{nl} 表示第 $n \land RIS$ 的第 $l \land Cgh元件$, $l = 1, \dots, L_n$, d 表示用户 User。在本文中, $\tilde{h}_{BD} = h_{BD} e^{j\phi_{BD}}$ 、 $\tilde{h}_{BR_{nl}} = h_{BR_{nl}} e^{j\phi_{BR_{nl}}}$ 、 $\tilde{g}_{R_{nl}D} = g_{R_{nl}D} e^{j\psi_{R_{nl}D}}$ 分别表示基站 BS 到中继 DF、基站 BS 到第 $n \land RIS$ 的第 $l \land Cgh元件$ 、第 $n \land RIS$ 的第 $l \land Cgh元件到中继$ DF 之间信号传输的复信道系数。 $\tilde{h}_{Dd} = h_{Dd} e^{j\phi_{Dd}}$ 、 $\tilde{h}_{DR_{nl}} = h_{DR_{nl}} e^{j\phi_{DR_{nl}}}$ 、 $\tilde{g}_{R_{nl}d} = g_{R_{nl}d} e^{j\psi_{R_{nl}d}}$ 分别表示中继 DF 到用户 User、中继 DF 到第 $n \land RIS$ 的第 $l \land Cgh$ 元件、第 $n \land RIS$ 的第 $l \land Cgh元件到用户$ User 之间信号传输的复信道系数。其中,

 $h_{BD}, h_{BR_{nl}}, g_{R_{nl}D}, h_{Dd}, h_{DR_{nl}}, g_{R_{nl}d}$ 分别表示对应信道的信道系数大小,服从独立不同分布的 Nakagami-m 分布, $\{\phi_{BD}, \phi_{BR_{nl}}, \psi_{R_{nl}D}, \phi_{Dd}, \phi_{DR_{nl}}, \psi_{R_{nl}d}\} \in [0, 2\pi], n = 1, \dots, N$,则是对应复信道系数的相位,相位变化在 0 至 2π之间。 $m_{BD}, m_{BR_{nl}}, m_{R_{nl}D}, m_{Dd}, m_{DR_{nl}}, m_{R_{nl}d}$ 是各信道在 Nakagami-m 分布下的形状参数,

 $\Omega_{BD}, \Omega_{BR_{al}}, \Omega_{R_{alD}}, \Omega_{Dd}, \Omega_{DR_{al}}, \Omega_{R_{ald}}$ 是各信道对应的尺度参数。将信道系数和相位代入式(1)可得:

$$y_{D} = \sqrt{P_{B}} \left(h_{BD} e^{-j\phi_{BD}} + \sum_{n=1}^{N_{1}} \sum_{l=1}^{L_{n}} g_{R_{nl}D} e^{-j\psi_{R_{nl}D}} k_{nl} e^{j\theta_{nl}} h_{BR_{nl}} e^{-j\phi_{BR_{nl}}} \right) x_{S} + \omega_{D}$$

$$= \sqrt{P_{B}} e^{-j\phi_{BD}} \left(h_{BD} + \sum_{n=1}^{N_{1}} \sum_{l=1}^{L_{n}} g_{R_{nl}D} k_{nl} h_{BR_{nl}} e^{j(\theta_{nl} - \psi_{R_{nl}D} - \phi_{BR_{nl}} + \phi_{BD})} \right) x_{S} + \omega_{D}$$
(2)

由于 RIS 能够自动调整反射相位,理想状态下,第 n个 RIS 的第 l 个反射元件相位应满足

 $\theta_{nl}^* = \arg \max \gamma_D, \forall n, l$ 。故令 $\theta_{nl}^* = \psi_{R_{nl}D} + \phi_{BR_{nl}} - \phi_{BD}$,式中, $l = 1, \dots, L_n$, $n = 1, \dots, N_1$ 。不失一般性, 令 $k_{nl} = k, \forall n, l$,将各参数取值代入式(2)。根据复数性质 $|e^{-j\phi_{BD}}|^2 = 1$,得第1时隙的中继 DF 接收信号的信 噪比(Signal Noise Ratio, SNR)为:

$$\gamma_{D} = \frac{P_{B} \left| h_{BD} + \sum_{n=1}^{N_{1}} \sum_{l=1}^{L_{n}} g_{R_{nl}D} k h_{BR_{nl}} \right|^{2}}{\sigma_{D}^{2}}$$
(3)

在第2时隙,中继 DF 将接收到的信号解码转发经直射链路发送给用户 User,同时这部分信号也会 被不同位置上的 N₂ 个 RIS 反射给用户 User。此时用户 User 接收到的信号可以表示为:

$$y_{d} = \sqrt{P_{D}} \left(\tilde{h}_{Dd} + \sum_{n=1}^{N_{2}} \sum_{i=1}^{L_{n}} \tilde{g}_{R_{ni}d} k_{i} e^{j\theta_{ni}} \tilde{h}_{DR_{nl}} \right) x_{D} + \omega_{d}$$
(4)

式中, x_D 表示中继 DF 处的单位能量的归一化信号, P_D 代表中继 DF 处的信号发射功率, 在本文中, 设定 $P_B = P_D$ 。 ω_d 表示用户 User 处的加性高斯白噪声, 均值为 0, 方差为 σ_d^2 , 即 $\omega_d \sim CN(0, \sigma_d^2)$ 。

将信道系数和相位代入式(4)可得:

$$y_{d} = \sqrt{P_{D}} e^{-j\phi_{Dd}} \left(h_{Dd} + \sum_{n=1}^{N_{2}} \sum_{i=1}^{L_{n}} g_{DR_{nl}} k_{nl} h_{R_{nld}} e^{j\left(\theta_{nl} - \psi_{R_{nld}} - \phi_{DR_{nl}} + \phi_{Dd}\right)} \right) x_{D} + \omega_{d}$$

同理,利用 RIS 的相位自适应调整特点,可得第2时隙的用户 User 接收信号的 SNR 为:

$$\gamma_{d} = \frac{P_{D} \left| h_{Dd} + \sum_{n=1}^{N_{2}} \sum_{i=1}^{L_{n}} g_{R_{nl}d} k h_{DR_{nl}} \right|^{2}}{\sigma_{d}^{2}}$$
(5)

3. 信道分析与系统性能

以第1时隙为例进行分析,本文考虑各信道的振幅均服从 Nakagami-m 分布,故 $\{h_{BD}, h_{BR_{nl}}, g_{R_{nl}D}, h_{Dd}, h_{DR_{nl}}, g_{R_{nl}d}\}$ 中各元素是相互独立不同分布的随机变量。设*X*~Nakagami(*m*, Ω),根据 分布性质可得 *X* 的概率密度函数(Probability Density Function, PDF)和分布函数(Cumulative Distribution Function, CDF),如下所示:

$$f_X(x;m,\Omega) = \frac{2m^m}{\Gamma(m)\Omega_m} x^{2m-1} e^{-\frac{m}{\Omega}x^2},$$
(6)

$$F_{\chi}(x;m,\Omega) = \frac{\gamma\left(m,\frac{m}{\Omega}x^{2}\right)}{\Gamma(m)}.$$
(7)

其中, m > 0 是形状参数, $\Omega > 0$ 是尺度参数, $\Gamma(.)$ 表示伽马函数。假设同一 RIS 中不同反射元件参与的 级联信道是独立同分布的, $T_n = \sum_{i=1}^{L_n} kg_{R_{nl}D} h_{BR_{nl}}$ 表示第 $n \land RIS$ 中所有元件参与的级联信道。令 $U_{nl} = kg_{R_{nl}D} h_{BR_{nl}}$, U_{nl} 作为两个服从 Nakagami-m 分布的随机变量的乘积,利用矩匹配技术对其近似研究。 设 $Y \sim \text{Gamma}(\alpha, \beta)$, 可得 Y 的 PDF 和 CDF [18], 如下所示:

$$f_{Y}(y;\alpha,\beta) = \frac{\beta^{\alpha}}{\Gamma(\alpha)} y^{\alpha-1} e^{-\beta y}, y \ge 0,$$
(8)

$$F_{Y}(y;\alpha,\beta) = \frac{\gamma(\alpha,\beta y)}{\Gamma(\alpha)}, y \ge 0.$$
(9)

 U_{nl} 对应的分布可以利用 Gamma 分布通过调整参数 α 和 β 来近似逼近,即 $U_{nl} \sim \text{Gamma}(\alpha_{U_{nl}}, \beta_{U_{nl}})$ 。 式(8)和(9)中的参数 α_U 和 β_U 可表示为:

$$\alpha_{U} = \frac{\left(E[U]\right)^{2}}{Var[U]} = \frac{\left[U_{nl}(1)\right]^{2}}{U_{nl}(2) - \left[U_{nl}(1)\right]^{2}}$$
(10)

$$\beta_{U_{nl}} = \frac{E[U]}{Var[U]} = \frac{U_{nl}(1)}{U_{nl}(2) - [U_{nl}(1)]^2}$$
(11)

上式中, $U_{nl}(1)$ 、 $U_{nl}(2)$ 分别表示 U_{nl} 的一阶矩和二阶矩。根据文献[19],随机变量的k阶矩可经进一步 化简如下所示:

$$U_{nl}(k) = E\left[U_{nl}^{k}\right] = \int_{0}^{\infty} U_{nl}^{k} f_{U_{nl}}(x) dx = \lambda_{nl}^{-1} \frac{\Gamma\left(m_{BR_{nl}} + k/2\right)\Gamma\left(m_{R_{nl}D} + k/2\right)}{\Gamma\left(m_{BR_{nl}}\right)\Gamma\left(m_{R_{nl}D}\right)}$$
(12)

式中, $\lambda_{nl}^{-1} = \sqrt{\frac{m_{BR_{nl}}m_{R_{nl}D}}{\left|k\right|^2\Omega_{BR_{nl}}\Omega_{R_{nl}D}}}$ 。

利用 U_{nl} 的k阶矩公式,可得 $U_{nl}(k)$ 的分布函数:

$$F_{U_{nl}}(x) = \frac{1}{\Gamma\left(\frac{\left[U_{nl}(1)\right]^{2}}{U_{nl}(2) - \left[U_{nl}(1)\right]^{2}}\right)} \times \gamma\left(\frac{\left[U_{nl}(1)\right]^{2}}{U_{nl}(2) - \left[U_{nl}(1)\right]^{2}}, \frac{U_{nl}(1)x}{U_{nl}(2) - \left[U_{nl}(1)\right]^{2}}\right)$$
(13)

式中, γ(.,.)表示下不完全伽马函数。

利用 Gamma 函数的可加性,则 T_n 的分布函数可表示为:

$$F_{T_{n}}(x) = \frac{1}{\Gamma\left(\frac{L_{n}\left[U_{nl}(1)\right]^{2}}{U_{nl}(2) - \left[U_{nl}(1)\right]^{2}}\right)} \times \gamma\left(\frac{L_{n}\left[U_{nl}(1)\right]^{2}}{U_{nl}(2) - \left[U_{nl}(1)\right]^{2}}, \frac{U_{nl}(1)x}{U_{nl}(2) - \left[U_{nl}(1)\right]^{2}}\right)$$
(14)

令 $Z = \sum_{n=1}^{N_1} T_n$, $X = h_{BD} + Z$, 故第1时隙的通信系统的 CDF 可以表示为:

$$F(x) = Pr\left\{X^2 < \frac{\sigma_D^2 x}{P_B}\right\} = F_{X^2}\left(\frac{\sigma_D^2 x}{P_B}\right)$$
(15)

根据系统 h_{BD} 和 Z 之间的独立性,可得 X = h_{BD} + Z 的 p 阶矩表达:

$$X(p) = \left\{ \left(h_{BD} + Z \right)^{p} \right\} = \left\{ \sum_{l=0}^{p} {p \choose l} h_{BD}(l) Z(p-l) \right\}$$
(16)

式中, h_{BD}代表第1时隙的直传链路信道系数, 对应 p 阶矩为:

$$h_{BD}(p) = E\left\{h_{BD}^{p}\right\} = \frac{\Gamma(m_{BD} + p/2)}{\Gamma(m_{BD})} \left\{\frac{m_{BD}}{\Omega_{BD}}\right\}^{-p/2}$$
(17)

进而,得到:

DOI: 10.12677/aam.2025.145269

$$F_{X^{2}}(x) = Pr(X^{2} < x) = Pr(X < \sqrt{x})$$

$$= \frac{1}{\Gamma\left(\frac{\left[X(1)\right]^{2}}{X(2) - \left[X(1)\right]^{2}}\right)} \times \gamma\left(\frac{\left[X(1)\right]^{2}}{X(2) - \left[X(1)\right]^{2}}, \frac{X(1)x}{X(2) - \left[X(1)\right]^{2}}\right)$$
(18)

结合式(6), 有
$$\gamma_D = \frac{P_B |h_{BD} + X|^2}{\sigma_D^2} = \frac{P_B |X|^2}{\sigma_D^2}$$
, 可推导 γ_D 的分布函数如下式:

$$F_{\gamma_D}(x) = F_{\gamma_D} \left(\frac{P_B X^2}{\sigma_D^2} < x\right) = F_{X^2} \left(\frac{\sigma^2 x}{P_B}\right)$$

$$= \frac{1}{\Gamma\left(\frac{[X(1)]^2}{X(2) - [X(1)]^2}\right)} \times \gamma \left(\frac{[X(1)]^2}{X(2) - [X(1)]^2}, \frac{X(1)\sqrt{\frac{\sigma^2 x}{P_B}}}{X(2) - [X(1)]^2}\right)$$
(19)

同理,与第1时隙对应信道分析过程类似,可得第2时隙下信号传输 γ_d 的分布函数 $F_{\gamma_a}(x)$ 。

本文所研究的通信系统涉及两个时隙进行分步传输,故在考虑系统传输性能时应综合考虑两个时隙。 通常认为系统的整体性能取决于最弱的传输链路性能,所以系统整体的信噪比 γ_{all} 满足 $\gamma_{all} = \min(\gamma_D, \gamma_d)$ 。 结合上述分析, γ_{all} 的分布函数为:

$$F_{\gamma_{all}} = Pr\left\{\min\left(\gamma_D, \gamma_d\right) \le x\right\} = F_{\gamma_D}\left(x\right) + F_{\gamma_d}\left(x\right) - F_{\gamma_D}\left(x\right) \times F_{\gamma_d}\left(x\right)$$
(20)

中断概率(Outage Probability, OP)是系统瞬时信道容量小于给定阈值 γ_{th} 的概率,反映了无差错传输性能,是系统性能的重要考核指标。因此,对于 RIS 与 DF 协作传输系统模型,系统的 OP 可以表示为:

$$P_{out} = Pr(\gamma_{all} < \gamma_{th}) = F_{\gamma_{all}}(\gamma_{th})$$
(21)

将式(21)代入式(22),可得:

$$P_{out} = F_{\gamma_D}\left(\sqrt{\frac{\gamma_{th}}{\overline{\gamma}}}\right) + F_{\gamma_d}\left(\sqrt{\frac{\gamma_{th}}{\overline{\gamma}}}\right) - F_{\gamma_D}\left(\sqrt{\frac{\gamma_{th}}{\overline{\gamma}}}\right) \times F_{\gamma_d}\left(\sqrt{\frac{\gamma_{th}}{\overline{\gamma}}}\right)$$
(22)

4. 数值模拟结果分析

为验证本文所提方案的合理性,本节对 RIS 与 DF 中继协作传输方案下的中断概率进行数值模拟,并与没有 RIS 辅助传输的 SISO 系统和所有 RIS 均参与两时隙信号传输的系统进行比较。建立 x-y 二维 坐标系,其中基站 BS、DF 中继和用户 User 的部署位置分别设置为(0,0)、(100,0)、(200,0),本文设定 系统中 5 个 RIS 参与信号传输的部署位置如图 2 所示: {(14,2),(26,6),(82,8),(150,4),(186,4)},并忽略各 设备用户高度对信号传输的影响。假设基站与用户之间不存在直射链路,只能通过中继 DF 和 RIS 协助 传输信号,考虑研究场景适用 3GPP 城市微小区域中的非视距条件[20]。

用户处的等效噪声功率为 $\sigma_d^2 = N_0 + 10\log(BW) + NF[dBm]$,式中热噪声功率密度 $N_0 = -174 \text{ dBm/Hz}$,带宽 BW = 10 MHz,噪声系数 NF = 10 dBm。系统中路径损耗因子等效为 Nakagamim 分布的扩展参数 $\Omega_{AB} = G_A + G_B - 22.7 - 26\log(f_c) - 36.7\log(d_{AB}/d_0)[dB]$ 。式中的 d_{AB} 代表二维坐标系中 各点之间的距离, $A \in \{S, RIS_1, RIS_2, \dots, RIS_L, DF\}$, $B \in \{DF, RIS_1, RIS_2, \dots, RIS_L, User\}$, $d_0 = 1 \text{ m}$ 是参考距 离,载波频率 $f_c = 3$ GHz,基站、DF 中继、RIS_n的天线增益 G_s, G_D, G_{RIS_n} 均是 5 dB,根据文献[21],系统 模型中 Nakagami-m 分布的形状参数 $m \sim U[2,3]$,即 m 取值为[2,3]范围内的生成随机数。在系统中各 RIS 的反射元件对应的反射信号振幅均设为 1。在图 2 中,参与协作通信的各 RIS 部署反射元件满足 $L_n = [25,25,25,25,25], n = 1,2,3,4,5$ 。



图 2. 系统位置部署图

根据 RIS 距离发射基站的远近,比较在 L = 5 的情况下,筛选 RIS 设备分别参与两个时隙信号协调传输的通信过程,以及两个其他通信方案的中断概率性能: 1) 假设基站 BS 与用户之间直传链路不可忽略,没有 DF 中继和 RIS 辅助的 SISO 系统。2) 由 5 个 RIS 并行辅助信号传输,所有 RIS 均参与到两个时隙的信号传输。在性能比较上,假定系统数据传输速率 R = 4,则中断概率式(23)中的频谱效率阈值为 $\gamma_{th} = 2^{R} - 1$ (bit/s/Hz)。比较在基站信号发射功率变化的情况下三种信号传输方案的中断概率并绘制数值 模拟结果,如图 3 所示。



Figure 3. OP studies of different schemes under power changes 图 3. 功率变化下的不同方案 OP 研究

从图 3 可以看出,在反射元件个数相同 $L_n = 25$ 的情况,只考虑基站与用户之间直传链路的信号传输 系统中断概率在同等功率情况下要远大于另外两种方案。在当发射功率 $P_s = 15$ dBm 时,无辅助传输系统 中断概率处于不等于 0 的临界区域,相同情况下两种辅助方案已实现可靠性传输,可以理解为在低功耗 的时协作方案会为信号提供优良的传输环境。同时,从图上也可以看出,中继 DF 和 RIS 协作传输的信 号中断概率,在发射功率较低时,要优于所有 RIS 都参与两时隙信号传输的方案。值得注意的是,DF 中 继在低 SNR 下可能存在解码误差,本文假设适用于中高 SNR 场景。

图 4 比较了在部署 RIS 个数相同但每个 RIS 的反射元件个数不同的条件下,本文提出的 RIS 与 DF 中继协作系统在两时隙随基站信号发射功率变化情况,假定所有元件个数分别为 25、30、35、40 四种情况,图中不同颜色曲线代表系统中假定的反射元件不同。经过对比发现,在相同发射功率的条件下,系统反射元件个数越多,通信系统整体的传输可靠性越强。在图 4 中, *L* = 25 的系统模型在四种情况下中断概率是最大的,即中断概率会随着 RIS 中部署反射元件数目的增加而降低,即是对应系统在其他条件相同的情况下更不容易发生信号传输中断。





上述讨论均是在参考文献[21]中 RIS 设备部署位置的前提下进行。为检验本文所提出的协作通信方 案的优越性,在对本文模型进行模拟实验时,将 RIS 部署位置进行随机选取,各节点坐标满足在 *x*∈[1,199],*y*∈[1,9]范围内进行随机选取,下图 5 是随机生成 RIS 部署位置为

{(101,1),(12,1),(115,7),(70,2),(129,3)}的 x-y 二维平面图,与利用文献[21]位置参数不同的是,在随机生成 RIS 部署位置时,按照随机生成位置的顺序对 RIS 进行标号。

观察图 6 可以发现,无论 RIS 部署位置如何变化,本文所提出的 RIS 与 DF 中继协作,利用距离因素筛选不同 RIS 分别参与两个时隙的信号传输系统模型,中断概率会优于其他两种传输方案,在同等条件下,本文所提的方案信号传输更可靠。



Figure 5. Randomly generated RIS deployment locations 图 5. 随机生成 RIS 部署位置





5. 结论

在本文中,我们提出可重构智能表面与解码转发中继在两时隙下协作通信传输方案,其中多个 RIS 通过选择分别参与两个时隙的信号传输过程。我们从理论上成功推导了在 Nakagami-m 衰落信道下所考 虑双时隙 RIS-DF 信噪比的 PDF、CDF 闭式表达以及系统的中断概率表达式。利用得到的闭式表达来考 虑系统参数的影响。数值模拟结果表明,本文所提方案的 Pout 明显低于无辅助传输方案和所有 RIS 均参与 两时隙传输方案。另一方面,本文进一步考察了信号发射功率和 RIS 部署的反射元件个数等参数对所提 方案系统性能的影响。然而,在实际通信网络部署环节,需要考虑基站信号发射功率能耗分配、设备部 署规模和安装成本。针对实际应用因素,本课题组将推广至大规模 MIMO 场景下进行功耗与性能增益的

优化研究。

参考文献

- [1] You, X., Wang, C.X., Huang, J., *et al.* (2021) Towards 6G Wireless Communication Networks: Vision, Enabling Technologies, and New Paradigm Shifts. *Science China Information Sciences*, **64**, 5-78.
- [2] Islam, S.M.R., Avazov, N., Dobre, O.A. and Kwak, K. (2017) Power-Domain Non-Orthogonal Multiple Access (NOMA) in 5G Systems: Potentials and Challenges. *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, 19, 721-742. <u>https://doi.org/10.1109/comst.2016.2621116</u>
- [3] Yuan, X., Zhang, Y.A., Shi, Y., Yan, W. and Liu, H. (2021) Reconfigurable-Intelligent-Surface Empowered Wireless Communications: Challenges and Opportunities. *IEEE Wireless Communications*, 28, 136-143. https://doi.org/10.1109/mwc.001.2000256
- [4] Zeng, S., Zhang, H., Di, B., Han, Z. and Song, L. (2021) Reconfigurable Intelligent Surface (RIS) Assisted Wireless Coverage Extension: RIS Orientation and Location Optimization. *IEEE Communications Letters*, 25, 269-273. <u>https://doi.org/10.1109/lcomm.2020.3025345</u>
- [5] Luo, H., Liu, R., Li, M., Liu, Y. and Liu, Q. (2022) Joint Beamforming Design for Ris-Assisted Integrated Sensing and Communication Systems. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, **71**, 13393-13397. https://doi.org/10.1109/tvt.2022.3197448
- [6] Sikri, A. and Mathur, A. (2022) Secrecy Performance of RIS-Aided Wireless Systems in the Presence of Mobile Interferers and Eavesdropper Mobility. 2022 IEEE 96th Vehicular Technology Conference (VTC2022-Fall), London, 26-29 September 2022, 1-5. <u>https://doi.org/10.1109/vtc2022-fall57202.2022.10012999</u>
- [7] Liaskos, C., Nie, S., Tsioliaridou, A., Pitsillides, A., Ioannidis, S. and Akyildiz, I. (2018) A New Wireless Communication Paradigm through Software-Controlled Metasurfaces. *IEEE Communications Magazine*, 56, 162-169. https://doi.org/10.1109/mcom.2018.1700659
- [8] Zhi, K., Pan, C., Ren, H., Chai, K.K. and Elkashlan, M. (2022) Active RIS versus Passive RIS: Which Is Superior with the Same Power Budget? *IEEE Communications Letters*, 26, 1150-1154. <u>https://doi.org/10.1109/lcomm.2022.3159525</u>
- [9] Gan, X., Zhong, C., Zhu, Y. and Zhong, Z. (2021) User Selection in Reconfigurable Intelligent Surface Assisted Communication Systems. *IEEE Communications Letters*, 25, 1353-1357. <u>https://doi.org/10.1109/lcomm.2020.3048782</u>
- [10] Phan, V., Nguyen, B.C., Hoang, T.M., Nguyen, T.N., Tran, P.T., Minh, B.V., et al. (2022) Performance of Cooperative Communication System with Multiple Reconfigurable Intelligent Surfaces over Nakagami-*m* Fading Channels. *IEEE Access*, 10, 9806-9816. <u>https://doi.org/10.1109/access.2022.3144364</u>
- [11] Yang, L., Yang, Y., Costa, D.B.d. and Trigui, I. (2021) Outage Probability and Capacity Scaling Law of Multiple Ris-Aided Networks. *IEEE Wireless Communications Letters*, 10, 256-260. <u>https://doi.org/10.1109/lwc.2020.3026712</u>
- [12] Arifin, Aprilya, A., Mayarakaca, M.C., Nadziroh, F. and Moegiharto, Y. (2023) The UAV Assisted Wireless Powered on D2D Communication Hybrid AF/DF Multi Relay Based. 2023 International Electronics Symposium (IES), Denpasar, 8-10 August 2023, 192-198. <u>https://doi.org/10.1109/ies59143.2023.10242427</u>
- [13] Khan, R.A., Aleem, M.A. and Shaikh, A.A. (2012) Performance Analysis of Cooperative Communication Protocols. *Journal of Emerging Trends in Computing and Information Sciences*, **3**, 1103-1127.
- [14] Bjornson, E., Ozdogan, O. and Larsson, E.G. (2020) Intelligent Reflecting Surface versus Decode-and-Forward: How Large Surfaces Are Needed to Beat Relaying? *IEEE Wireless Communications Letters*, 9, 244-248. https://doi.org/10.1109/lwc.2019.2950624
- [15] Li, Y., Zhang, J., Tang, P., Tian, L., Zhao, X., Xu, H., et al. (2022) Path Loss Modeling for the RIS-Assisted Channel in a Corridor Scenario in Mmwave Bands. 2022 IEEE Globecom Workshops (GC Wkshps), Rio de Janeiro, 4-8 December 2022, 1478-1483. <u>https://doi.org/10.1109/gcwkshps56602.2022.10008687</u>
- [16] Nguyen, B.C., Hoang, T.M., Dung, L.T. and Kim, T. (2021) On Performance of Two-Way Full-Duplex Communication System with Reconfigurable Intelligent Surface. *IEEE Access*, 9, 81274-81285. https://doi.org/10.1109/access.2021.3086067
- [17] Tran, P.T., Nguyen, B.C., Hoang, T.M., Le, X.H. and Nguyen, V.D. (2022) Exploiting Multiple Riss and Direct Link for Performance Enhancement of Wireless Systems with Hardware Impairments. *IEEE Transactions on Communications*, 70, 5599-5611. <u>https://doi.org/10.1109/tcomm.2022.3185646</u>
- [18] Peebles Jr., P.Z. (2001) Probability, Random Variables, and Random Signal Principles. McGraw-Hill.
- [19] Jeffery, A. and Zwillinger, D. (2007) Table of Integrals, Series, and Products. Elsevier.
- [20] Yildirim, I., Uyrus, A. and Basar, E. (2021) Modeling and Analysis of Reconfigurable Intelligent Surfaces for Indoor and Outdoor Applications in Future Wireless Networks. *IEEE Transactions on Communications*, **69**, 1290-1301.

https://doi.org/10.1109/tcomm.2020.3035391

[21] Do, T.N., Kaddoum, G., Nguyen, T.L., da Costa, D.B. and Haas, Z.J. (2021) Multi-RIS-Aided Wireless Systems: Statistical Characterization and Performance Analysis. *IEEE Transactions on Communications*, 69, 8641-8658. <u>https://doi.org/10.1109/tcomm.2021.3117599</u>