

# 干扰受限多 RIS 辅助通信网络的性能

孟祥浩<sup>1,2</sup>, 安康<sup>2</sup>, 林志<sup>3</sup>

(1. 南京信息工程大学电子与信息工程学院, 南京 210044; 2. 国防科技大学第六十三研究所, 南京 210007; 3. 国防科技大学电子对抗学院, 合肥 230037)

**摘要:** 为了研究多智能超表面 (Reconfigurable intelligent surface, RIS) 辅助通信网络在接收端存在同频干扰时的性能, 通过在无线信道中部署多个不同几何尺寸 of RIS 做中继来提升通信网络的性能, 并假设不同 RIS 所关联的无线信道是独立非同分布, 同一 RIS 中不同反射元表面相关联的信道是独立同分布的。将端到端信道系数近似为 Gamma 分布, 并基于 Gamma 分布推导出中断概率 (Outage probability, OP)、信道容量 (Ergodic capacity, EC) 精确表达式与 OP 渐近表达式。使用蒙特卡洛仿真来验证分析结果的正确性, 研究表明 RIS 的个数、干扰项数量和干扰信号功率对多 RIS 辅助通信网络协同传输性能起着至关重要的作用。

**关键词:** 智能超表面; Gamma 分布; 信道容量; 中断概率; 同频干扰

**中图分类号:** TN925      **文献标志码:** A

## Performance of Interference-Limited Multi-RIS Auxiliary Communication Networks

MENG Xianghao<sup>1,2</sup>, AN Kang<sup>2</sup>, LIN Zhi<sup>3</sup>

(1. School of Electronics and Information Engineering, Nanjing University of Information Science and Technology, Nanjing 210044, China; 2. Sixty-third Research Institute, National University of Defense Technology, Nanjing 210007, China; 3. School of Electronic Warfare, National University of Defense Technology, Hefei 230037, China)

**Abstract:** To study the performance of multi-reconfigurable intelligent surface (RIS) assisted communication network with the presence of the same frequency interference at the receiving end, this paper deploys multiple RIS of different geometric sizes as relays in the wireless channel to improve the performance of the communication network, and assumes that the wireless channels associated with different RISs are independent and non-uniformly distributed. Channels associated with different reflector surfaces in the same RIS are independently and identically distributed. The end-to-end channel coefficients are approximated to the Gamma distribution, and the exact expressions of outage probability (OP), ergodic capacity (EC) and OP asymptotic expressions are derived based on the Gamma distribution. Monte Carlo simulation is used to verify the correctness of the analysis results. The research shows that the number of RIS, the number of interference items and the interference signal power play a crucial role in the cooperative transmission performance of multi-RIS auxiliary communication networks.

**Key words:** reconfigurable intelligent surface (RIS); Gamma distribution; ergodic capacity; outage probability; co-channel interference

## 引言

近年来,智能超表面(Reconfigurable intelligent surface, RIS)作为第6代无线通信网络<sup>[1]</sup>中的关键技术之一,其增强系统性能的能力受到了关注。RIS是由电磁材料组成的人工表面,通过低成本的控制单元进行控制,并且由于其独特的功能,可以有效地定制无线环境,从而最大限度地提高接收端<sup>[2-3]</sup>的信号质量,它是一种新型的低成本、低复杂度的无线通信解决方案。

针对 RIS 辅助系统模型,文献[4]研究了将 RIS 与通信感知一体化(Integrated sensing and communication, ISAC)系统结合,实现全空间的通信与感知。文献[5]研究了无直接链路的大型智能面(Large intelligent surface, LIS)辅助单输入单输出(Single input single output, SISO)系统,结果表明 Rayleigh 衰落端到端信道系数的大小近似服从 Gamma 分布。文献[6]研究了 Rayleigh 衰落下的大反射面(Large reflecting surface, LRS)辅助的 SISO 系统,表明端到端通道系数的大小近似服从 Nakagami-m 分布。文献[7]提出了端到端通道系数大小的概率密度函数(Probability density function, PDF)和累积分布函数(Cumulative distribution function, CDF)的近似闭合表达式。文献[8-10]利用矩量法证明了单 RIS 辅助系统的端到端通道系数的分布可近似为 Gamma 分布。接下来讨论多 RIS 辅助情况。文献[11]研究了在独立同分布 Nakagami-m 衰落信道下具有直接链路的多 RIS 辅助 SISO 系统,结果证明信道系数近似服从 Gaussian 分布。文献[12]研究了在独立同分布 Rayleigh 衰落信道下不考虑直接链路的多 RIS 辅助 SISO 系统。证明端到端信噪比近似服从非中心卡方分布。文献[13]通过任意调整 RIS 的元素数量,对独立同分布信道进行了性能分析,并提出了 RIS 选择策略。文献[14]采用与文献[12]相同的系统模型,研究了多 RIS 辅助系统机会式和分布式部署策略对信道容量的性能影响。文献[15]中的 RIS 辅助系统受干扰和噪声影响,利用 Gamma 分布对信道建模,分析系统的误码率和中断概率。文献[16]研究了共道干扰对 RIS 辅助解码转发(Decode-and-forward, DF)中继网络性能的影响,研究表明,在信源端使用 RIS 可以削弱中继节点的干扰影响。上述所有工作中,同频干扰(Co-channel interference, CCI)对多 RIS 辅助系统的影响没有得到很好的解决,干扰项的数量和干扰信号功率对系统性能带来的影响需要进一步分析。

本文主要研究了多 RIS 辅助通信网络的性能,其中控制器控制所有 RIS 在同一时间-频率上反射信号,接收端受到多个同频干扰的影响。在信源到接收端信道 Nakagami-m 衰落下,同一 RIS 相关联的信道为独立同分布,不同 RIS 相关联的信道为独立非同分布,干扰信道为独立同分布 Rayleigh 衰落。利用基于矩量法的端到端信道数学模型,将端到端信道系数近似为 Gamma 分布,并基于 Gamma 分布推导出中断概率和信道容量的近似闭合表达式。为了研究功率和干扰数量对系统性能的影响,对中断概率进行渐近分析。最后利用蒙特卡洛仿真来验证分析结果的准确性,研究表明, RIS 的个数、干扰项数量和干扰信号功率对多 RIS 辅助通信网络协同传输性能起着至关重要的作用。

## 1 系统模型

如图1所示,考虑一个分布式的多 RIS 辅助系统,其中包括一个发射源(S)与一个目标(D),系统在  $N$  个具有  $L_n$  个无源反射元件的 RIS 的辅助下通信。假设 S 和 D 为单天线节点, D 受到  $W$  个独立的等功率同频干扰源的影响,并且干扰链路遵循独立同分布 Rayleigh 衰落。与文献[17]类似,假设 RIS 能够获得完整的信道状态信息(Channel state information, CSI)的能力, RIS 反射元素可以

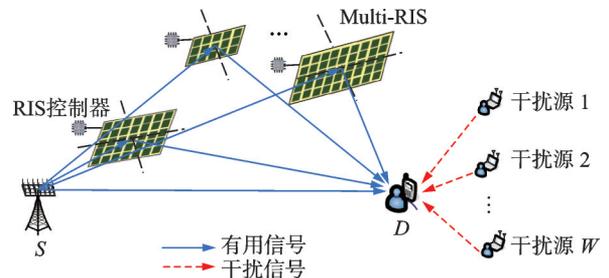


图1 系统模型图

Fig.1 System model diagram

任意调整,  $L_i \neq L_j, i, j \in \{1, 2, \dots, N\}$ , 设  $\theta_n = \text{diag}([K_{n1}e^{j\theta_{n1}}, K_{n2}e^{j\theta_{n2}}, \dots, K_{nl}e^{j\theta_{nl}}, \dots, K_{nL_n}e^{j\theta_{nL_n}}])$  表示相移矩阵,  $\theta_{nl} \in [0, 2\pi), K_{nl} \in (0, 1]$  为第  $n$  个 RIS 中第  $l$  个反射单元的相移和振幅系数。设  $x_s$  为  $S$  处的发射符号,  $E[|x_s|^2] = 1$ , 当  $S$  发送  $x_s$  到  $D$  时, 所有 RIS 在同一时间-频率信道上将  $x_s$  信号反射到  $D$ 。设所有波束之间不会相互干扰, 接收端信号为所有路径信号与多路等功率同频干扰的叠加。因此,  $D$  处接收到的信号记为

$$y = \sqrt{P_s} \left( \tilde{h}_0 + \sum_{n=1}^N \sum_{l=1}^{L_n} \tilde{g}_{nl} k_{nl} e^{j\theta_{nl}} \tilde{h}_{nl} \right) x_s + \sum_{w=1}^W \sqrt{P_1} h_w s_w + n \quad (1)$$

式中:  $P_s, P_1$  分别为发射源和干扰的发射功率;  $h_w, s_w$  分别为第  $w$  个干扰源的信道系数和单位能量信号;  $n$  为  $D$  处的加性高斯白噪声, 其均值为 0, 方差为  $\sigma_D^2$ , 由于干扰的影响远大于噪声, 因此忽略噪声;  $\tilde{h}_{nl}, \tilde{g}_{nl}, \tilde{h}_0$  分别为从  $S$  到第  $n$  个 RIS 的第  $l$  个反射元素和该反射元素到  $D$  以及  $S \rightarrow D$  直接链路的复信道系数,  $\tilde{h}_0 = h_0 e^{j\phi_0}, \tilde{h}_{nl} = h_{nl} e^{j\psi_{nl}}, \tilde{g}_{nl} = g_{nl} e^{j\theta_{nl}}$ , 其中  $h_0, h_{nl}$  和  $g_{nl}$  分别为各通道系数的大小,  $\phi_0, \theta_{nl}, \psi_{nl}$  分别为衰落信道系数的相位。由式(1)可得  $D$  处的接收信干比 (Signal to interference ratio, SIR) 为

$$\text{SIR} = \frac{P_s \left| h_0 e^{j\phi_0} + \sum_{n=1}^N \sum_{l=1}^{L_n} g_{nl} k_{nl} h_{nl} e^{j(\theta_{nl} + \phi_{nl} + \psi_{nl})} \right|^2}{P_1 \sum_{w=1}^W |h_w|^2} = \frac{P_s \left| \underbrace{e^{j\phi_0}}_{=1} h_0 + \sum_{n=1}^N \sum_{l=1}^{L_n} g_{nl} k_{nl} h_{nl} e^{j\delta_{nl}} \right|^2}{P_1 \sum_{w=1}^W |h_w|^2} \quad (2)$$

式中  $\delta_{nl} = \theta_{nl} + \phi_{nl} + \psi_{nl} - \phi_0$  为第  $n$  个 RIS 的第  $l$  个反射元素的相位误差。当  $\phi_0 = \phi_{nl} + \psi_{nl} + \theta_{nl}$  时, 接收信号幅度最大, 此时接收信干比表示为

$$\text{SIR} = \frac{P_s \left| h_0 + \sum_{n=1}^N \sum_{l=1}^{L_n} g_{nl} k_{nl} h_{nl} \right|^2}{P_1 \sum_{w=1}^W |h_w|^2} \quad (3)$$

## 2 性能分析

### 2.1 中断概率的精确分析

中断概率是瞬时互信息低于目标谱效率阈值  $R_{th}$  的概率。从文献[18]可知, 该部分的中断概率在数学上的表达式为  $P_{\text{out}} = \Pr(\log_2(\text{SIR} + 1) < R_{th}) = \Pr(\text{SIR} < r_{th})$ , 其中  $r_{th} = 2^{R_{th}} - 1$ 。

令  $Y = P_1 \sum_{w=1}^W |h_w|^2$ , 从文献[19]可知, 卡方随机变量  $Y$  的自由度为  $2W$ , 概率密度函数表示为

$$f_Y(t) = \frac{t^{W-1} e^{-\frac{t}{P_1}}}{P_1^W \Gamma(W)} \quad (4)$$

令  $U_{nl} \triangleq g_{nl} k_{nl} h_{nl}, V_n \triangleq \sum_{l=1}^{L_n} U_{nl}, T \triangleq \sum_{n=1}^N V_n, Z \triangleq h_0 + T$ , 通过文献[20]矩量法计算变量  $Z$  的统计特征,  $U_{nl}$  的  $k$  阶矩为

$$\begin{aligned} \mu_{U_{nl}}(k) \triangleq E[U_{nl}^k] &= \int_0^\infty z^k f_{U_{nl}}(z) dz = \int_0^\infty z^k \frac{1}{k_{nl}} \int_0^\infty \frac{1}{x} f_{h_{nl}}\left(\frac{z}{k_{nl}x}\right) f_{g_{nl}}(x) dx dz = \\ &= \lambda_{nl}^{-k} \frac{\Gamma(m_{h_n} + k/2) \Gamma(m_{g_n} + k/2)}{\Gamma(m_{h_n}) \Gamma(m_{g_n})} \end{aligned} \quad (5)$$

式中:  $h_{nl}$  和  $g_{nl}$  是服从 Nakagami-m 分布的独立随机变量,  $h_{nl} \sim \text{Nakagami}(m_{h_n}, \Omega_{h_n})$ ,  $g_{nl} \sim \text{Nakagami}(m_{g_n}, \Omega_{g_n})$ 。

$$f_{U_{nl}}(z) = \frac{1}{k_{nl}} \int_0^\infty \frac{1}{x} f_{h_{nl}}\left(\frac{z}{k_{nl}x}\right) f_{g_{nl}}(x) dx \tag{6}$$

$$\lambda_{nl} = \sqrt{\frac{1}{K_{nl}^2} \frac{m_{h_n}}{\Omega_{h_n}} \frac{m_{g_n}}{\Omega_{g_n}}} \tag{7}$$

变量  $T$  的一、二阶矩表示为

$$\mu_T(1) = \sum_{n=1}^N \sum_{l=1}^{L_n} \mu_{U_{nl}}(1) \tag{8}$$

$$\mu_T(2) = \sum_{n=1}^N \left[ \sum_{l=1}^{L_n} \mu_{U_{nl}}(2) + 2 \sum_{l=1}^{L_n} \mu_{U_{nl}}(1) \sum_{l'=l+1}^{L_n} \mu_{U_{nl'}}(1) \right] + 2 \sum_{n=1}^N \left[ \sum_{l=1}^{L_n} \mu_{U_{nl}}(1) \right] \sum_{n'=n+1}^N \left[ \sum_{l=1}^{L_{n'}} \mu_{U_{n'l}}(1) \right] \tag{9}$$

由于  $\mu_{h_0}(k) \triangleq E[h_0^k]$ , 变量  $h_0$  的  $k$  阶矩为

$$\mu_{h_0}(k) = \frac{\Gamma(m_0 + k/2)}{\Gamma(m_0)} \left(\frac{m_0}{\Omega_0}\right)^{-k/2} \tag{10}$$

式中  $h_0 \sim \text{Nakagami}(m_0, \Omega_0)$ , 变量  $Z$  的  $k$  阶矩为

$$\mu_Z(k) = E[(h_0 + T)^k] = E\left[\sum_{l=0}^k \binom{k}{l} h_0^l T^{k-l}\right] = \sum_{l=0}^k \binom{k}{l} \mu_{h_0}(l) \mu_T(k-l) \tag{11}$$

由式(11)可得变量  $Z$  一阶矩、二阶矩为

$$\mu_Z(1) = \mu_{h_0}(1) + \mu_T(1) \tag{12}$$

$$\mu_Z(2) = \mu_{h_0}(2) + \mu_T(2) + 2\mu_{h_0}(1)\mu_T(1) \tag{13}$$

最终将  $Z$  近似为 Gamma 分布, 即  $Z \sim \text{Gamma}(\alpha_Z, \beta_Z)$ , 其中  $\alpha_Z$  和  $\beta_Z$  的估计量分别表示为

$$\alpha_Z = \frac{(E[Z])^2}{\text{Var}[Z]} = \frac{[\mu_Z(1)]^2}{\mu_Z(2) - [\mu_Z(1)]^2} \tag{14}$$

$$\beta_Z = \frac{E[Z]}{\text{Var}[Z]} = \frac{\mu_Z(1)}{\mu_Z(2) - [\mu_Z(1)]^2} \tag{15}$$

变量  $Z$  的 PDF 可以写成

$$f_Z(y; \alpha_Z, \beta_Z) = \frac{\beta_Z^{\alpha_Z}}{\Gamma(\alpha_Z)} y^{\alpha_Z-1} e^{-\beta_Z y} \quad y \geq 0 \tag{16}$$

假设

$$X = P_s |Z|^2 = P_s \left| h_0 + \sum_{n=1}^N \sum_{l=1}^{L_n} g_{nl} k_{nl} h_{nl} \right|^2 \tag{17}$$

对于任意  $X, Y$ , 其中  $Y = cX^2$ , 由式  $f_Y(y) = \frac{1}{2\sqrt{cy}} f_X\left(\sqrt{\frac{y}{c}}\right)$  可得

$$f_X(y) = \frac{1}{2\sqrt{P_s y}} f_Z\left(\sqrt{\frac{y}{P_s}}\right) = \frac{1}{2\sqrt{P_s y}} \frac{\beta_Z^{\alpha_Z}}{\Gamma(\alpha_Z)} \left(\frac{y}{P_s}\right)^{\frac{\alpha_Z-1}{2}} e^{-\beta_Z \left(\frac{y}{P_s}\right)^{1/2}} \tag{18}$$

由式(4,18)可得 SIR 的 PDF 为

$$f_{\text{SIR}}(r) = \int_0^\infty y f_X(ry) f_Y(y) dy = \int_0^\infty y \frac{1}{2\sqrt{P_s ry}} \frac{\beta_Z^{\alpha_Z}}{\Gamma(\alpha_Z)} \left(\frac{ry}{P_s}\right)^{\frac{\alpha_Z-1}{2}} e^{-\beta_Z \left(\frac{ry}{P_s}\right)^{1/2}} \frac{y^{w-1} e^{-\frac{y}{P_1}}}{P_1^w \Gamma(W)} dy =$$

$$\frac{P_s^{-\frac{\alpha_Z}{2}} r^{\frac{\alpha_Z}{2}-1} \beta_Z^{\alpha_Z}}{2P_1^w \Gamma(\alpha_Z) \Gamma(W)} \int_0^\infty y^{\frac{\alpha_Z}{2}+w-1} e^{-\left[\beta_Z \left(\frac{ry}{P_s}\right)^{1/2} + \frac{y}{P_1}\right]} dy = \frac{P_s^{-\frac{\alpha_Z}{2}} P_1^{\frac{\alpha_Z}{2}} r^{\frac{\alpha_Z}{2}-1} \beta_Z^{\alpha_Z}}{2\pi^2 \Gamma(\alpha_Z) \Gamma(W)} G_{1,2}^{2,1} \left[ \frac{rP_1 \beta_Z^2}{4P_s} \middle| \begin{matrix} 1-\frac{\alpha_Z}{2}-w \\ 0, \frac{1}{2} \end{matrix} \right] \quad (19)$$

类似的,对PDF进行积分可以得到SIR的CDF为

$$F_{\text{SIR}}(r) = \frac{P_s^{-\frac{\alpha_Z}{2}} P_1^{\frac{\alpha_Z}{2}} r^{\frac{\alpha_Z}{2}} \beta_Z^{\alpha_Z}}{\frac{1}{2\pi^2} \Gamma(\alpha_Z) \Gamma(W)} G_{2,3}^{2,2} \left[ \frac{rP_1 \beta_Z^2}{4P_s} \middle| \begin{matrix} 1-\frac{\alpha_Z}{2}, 1-\frac{\alpha_Z}{2}-w \\ 0, \frac{1}{2}, -\frac{\alpha_Z}{2} \end{matrix} \right] \quad (20)$$

将 $r=r_{\text{th}}$ 代入式(20),得到中断概率为

$$P_{\text{out}}^{\text{Gam}} = \Pr(\log_2(\text{SIR} + 1) < R_{\text{th}}) = \Pr(\text{SIR} < r_{\text{th}}) = F_{\text{SIR}}(r_{\text{th}}) =$$

$$\frac{P_s^{-\frac{\alpha_Z}{2}} P_1^{\frac{\alpha_Z}{2}} r_{\text{th}}^{\frac{\alpha_Z}{2}} \beta_Z^{\alpha_Z}}{2\pi^2 \Gamma(\alpha_Z) \Gamma(W)} G_{2,3}^{2,2} \left[ \frac{r_{\text{th}} P_1 \beta_Z^2}{4P_s} \middle| \begin{matrix} 1-\frac{\alpha_Z}{2}, 1-\frac{\alpha_Z}{2}-w \\ 0, \frac{1}{2}, -\frac{\alpha_Z}{2} \end{matrix} \right] \quad (21)$$

## 2.2 中断概率的渐近分析

在高信干比的环境下,根据文献[21]可以得到

$$P_{\text{out}}^{\text{Gam}} \approx \frac{P_s^{-\frac{\alpha_Z}{2}} P_1^{\frac{\alpha_Z}{2}} \Gamma\left(\frac{1}{2}\right) \Gamma\left(\frac{\alpha_Z}{2}\right) \Gamma\left(W + \frac{\alpha_Z}{2}\right) \beta_Z^{\alpha_Z}}{2\pi^2 \Gamma(\alpha_Z) \Gamma(W) \Gamma\left(1 + \frac{\alpha_Z}{2}\right)} \gamma_{\text{th}}^{\frac{\alpha_Z}{2}} \quad (22)$$

从式(22)看出,提高干扰项功率及数量都会导致中断概率的增加,使系统的性能变差。此外,信源功率的增加会导致系统性能变好。

## 2.3 信道容量的精确分析

信道容量(Ergodic capacity, EC)表示随机信道在各类衰落条件下最大信息速率的时域均值,根据式(19)与文献[21],EC的近似封闭表达式为

$$\bar{C}^{\text{Gam}} = E[\log_2(1 + \text{SIR})] = \int_0^\infty \log_2(1 + r) f_{\text{SIR}}(r) dr =$$

$$\int_0^\infty \log_2(1 + r) \frac{P_s^{-\frac{\alpha_Z}{2}} P_1^{\frac{\alpha_Z}{2}} r^{\frac{\alpha_Z}{2}-1} \beta_Z^{\alpha_Z}}{2\pi^2 \Gamma(\alpha_Z) \Gamma(W)} G_{1,2}^{2,1} \left[ \frac{rP_1 \beta_Z^2}{4P_s} \middle| \begin{matrix} 1-\frac{\alpha_Z}{2}-w \\ 0, \frac{1}{2} \end{matrix} \right] dr =$$

$$\frac{P_s^{-\frac{\alpha_Z}{2}} P_1^{\frac{\alpha_Z}{2}} \beta_Z^{\alpha_Z}}{2\pi^2 \Gamma(\alpha_Z) \Gamma(W) \ln 2} G_{3,4}^{4,2} \left[ \frac{P_1 \beta_Z^2}{4P_s} \middle| \begin{matrix} 1-\frac{\alpha_Z}{2}-w, -\frac{\alpha_Z}{2}, 1-\frac{\alpha_Z}{2} \\ 0, \frac{1}{2}, -\frac{\alpha_Z}{2}, -\frac{\alpha_Z}{2} \end{matrix} \right]$$

利用Jensen不等式得到信道容量的上边界为

$$\bar{C}^{\text{Gam}} \leq \log_2[1 + E(\text{SIR})] \quad (24)$$

对于一个非负的随机变量 $X$ ,其 $n$ 阶矩可以通过式(25)计算为

$$E(r^n) = n \int_0^\infty r^{n-1} (1 - F_X(r)) dr \quad (25)$$

式中 $F_X(x)$ 为 $X$ 的CDF。由此可得

$$E(\text{SIR}^n) = n \int_0^\infty r^{n-1} (1 - F_{\text{SIR}}(r)) dr \quad (26)$$

令式(26)中  $n = 1$  可得

$$E(\text{SIR}) = \frac{2^{\alpha_z+1} \Gamma\left(\frac{3}{2} + \frac{\alpha_z}{2}\right) \Gamma\left(1 + \frac{\alpha_z}{2}\right) \Gamma(W-1) P_s}{\pi^{\frac{1}{2}} \Gamma(\alpha_z) \Gamma(W) P_1 \beta_z^2} \quad (27)$$

将式(27)代入式(24)可得信道容量上边界。

### 3 结果与讨论

本节通过仿真验证理论分析的正确性。在下述的分析过程中, 仿真参数如表 1 所示, 将路径损耗积分到 Nakagami-m 分布的扩展参数中, 即  $\Omega_{XY} = G_X + G_Y - 22.7 - 26 \lg f_c - 36.7 \lg (d_{XY}/d_0)$ , 其中  $G_X$  和  $G_Y$  分别表示  $X$  和  $Y$  的天线增益,  $d_0 [m]$ 、 $d_{XY} [m]$  分别为参考距离和二维笛卡尔坐标系下的距离,  $X \in \{S, R_1, \dots, R_N\}$ ,  $Y \in \{R_1, \dots, R_N, D\}$ 。  $L = [L_n; n = 1, 2, \dots, N]$  为向量,  $L_n$  表示第  $n$  个 RIS 中反射元素的个数。

多 RIS 部署坐标如图 2 所示, 信源位于坐标  $(0, 0)$ , 接收端位于坐标  $(120, 0)$ 。图 2(a) 中 RIS 辅助数目  $N = 6$ , RIS 坐标为:  $D_1 = [(7, 9), (20, 7), (41, 8), (78, 2), (99, 3), (116, 5)]$ , 图 2(b) 中 RIS 辅助数目  $N = 9$ , RIS 坐标为:  $D_2 = [(7, 9), (20, 7), (34, 5), (41, 8), (68, 1), (78, 2), (99, 3), (105, 8), (116, 5)]$ 。基于上述两种分布情况分别对中断概率与信道容量进行分析。

不同干扰功率的中断概率和信道容量性能研究如图 3, 4 所示, RIS 部署设置如图 2(a) 所示, 反射元素个数  $L_n = 25$ , 干扰项个数  $W = 8$ 。如图 3, 4 所示, 信道容量和中断概率与蒙特卡罗仿真结果几乎吻合, 验证了理论推导的准确性。在全发射功率范围内蒙特卡罗仿真都与上边界紧密贴合, 上边界提供

表 1 仿真参数

Table 1 Simulation parameters	
仿真参数	数值
$d_{SD}/m$	120
$d_0/m$	1
$N$	6, 9
$K_{nl}$	2
$f_c/\text{GHz}$	3
$\sum_{n=1}^N L_n$	[150, 225]
$P_s/\text{dBm}$	[5, 25]
带宽/MHz	15
天线增益 $G_s, G_D, G_{Rn}/\text{dB}$	5
Nakagami-m 形状参数	[2, 3]
RIS 坐标/m	$x_{R_n} \in [0, 120], y_{R_n} \in [0, 10]$
$P_1/\text{dBm}$	2, 4, 6
$W$	8, 12
信干比阈值 $r_{th}$	1

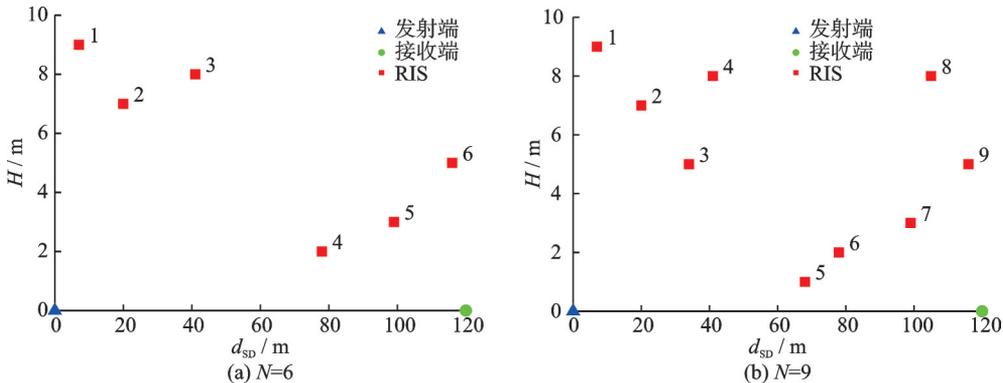


图 2 分布式 RIS 辅助分布图  
Fig.2 Auxiliary distribution of distributed RIS

了对信道容量的准确估计,随着发射功率增大,上边界与仿真的差距也会增大。随着干扰发射功率 $P_1$ 的增大,系统的多RIS辅助方案与无RIS方案中断概率下降速度与信道容量上升速度都会减弱。

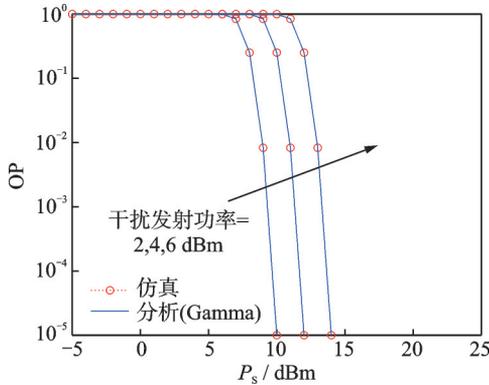


图3  $W=8, N=6$ 时在不同 $P_1$ 值下中断概率与发射功率之间的关系

Fig.3 Relationship between outage probability and transmit power at different  $P_1$  values under  $W=8$  and  $N=6$

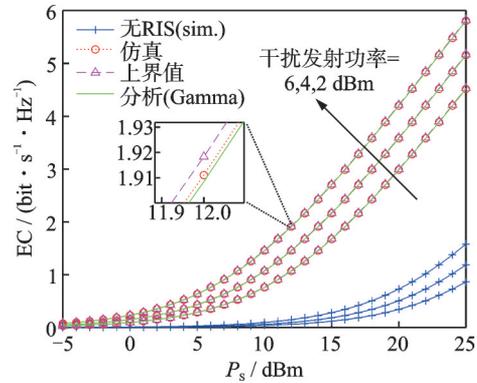


图4  $W=8, N=6$ 时在不同 $P_1$ 值下信道容量与发射功率之间的关系

Fig.4 Relationship between ergodic capacity and transmit power at different  $P_1$  values under  $W=8$  and  $N=6$

不同干扰项个数 $W$ 对中断概率和信道容量的影响分别如图5、6所示,RIS部署设置如图2(a)所示,干扰项个数 $W=12$ ,反射元素个数 $L_n=25$ 。通过与图3、4对比可以看出,随着等功率干扰项个数 $W$ 的增大,系统的多RIS辅助方案与无RIS方案中断概率下降速度与信道容量上升速度同样也都会减弱。

最后进一步研究RIS个数对系统性能的影响,图7、8设置干扰功率 $P_1=2$  dBm,干扰项数量 $W=12$ ,RIS部署设置为图2(a,b)两种方式,反射元素 $L_n=25$ 。结果表明,增大RIS个数 $N$ 可以提高中断概率的下降速度和信道容量上升速度。最终理论和仿真结果得到很好的印证,验证了Gamma分布可以近似真实分布,当RIS个数 $N$ 增大和干扰发射功率、等功率干扰个数减少时,系统的中断概率和信道容量性能都有所提升。

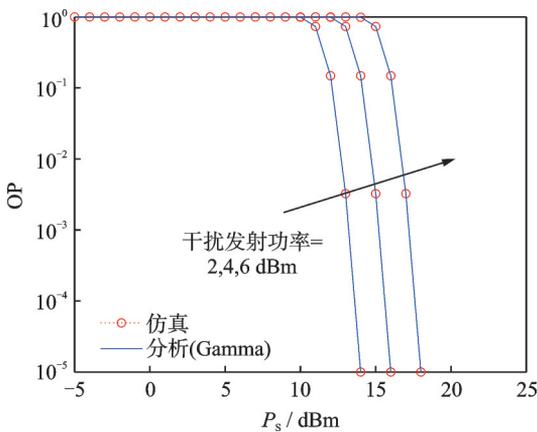


图5  $W=12, N=6$ 时在不同 $P_1$ 值下中断概率与发射功率之间的关系

Fig.5 Relationship between outage probability and transmit power at different  $P_1$  values under  $W=12$  and  $N=6$

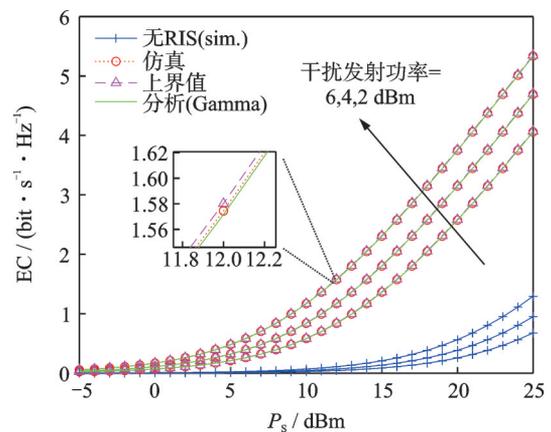


图6  $W=12, N=6$ 时在不同 $P_1$ 值下信道容量与发射功率之间的关系

Fig.6 Relationship between ergodic capacity and transmit power at different  $P_1$  values under  $W=12$  and  $N=6$

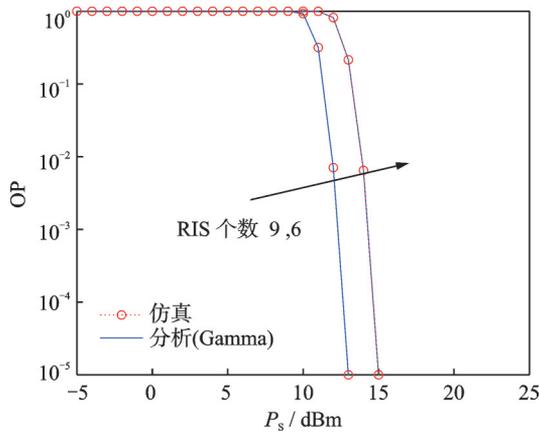


图7  $W=12, P_i=2$  dBm 时在不同 RIS 个数下中断概率与发射功率之间的关系

Fig.7 Relationship between outage probability and transmit power at different number of RIS under  $W = 12$  and  $P_i=2$  dBm

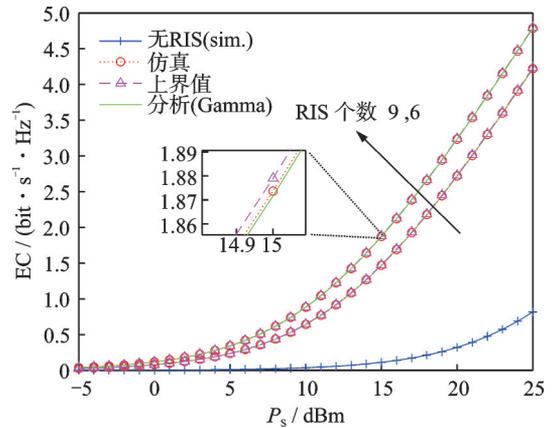


图8  $W=12, P_i=2$  dBm 时在不同 RIS 个数下信道容量与发射功率之间的关系

Fig.8 Relationship between ergodic capacity and transmit power with different number of RIS under  $W= 12$  and  $P_i=2$  dBm

#### 4 结束语

本文考虑了一个同频干扰场景下多 RIS 辅助通信网络模型。分析 RIS 辅助个数、干扰发射功率和干扰项个数对系统性能的影响, 推导出了中断概率和信道容量的精确表达式, 利用中断概率的渐近分析清晰展示了干扰项个数和干扰功率对系统性能的影响。蒙特卡洛仿真结果验证了理论分析结果的准确性, 研究结果显示实验仿真与理论分析一致。利用信道容量的上边界形式分析相关参量对系统性能的影响, 结果显示, 当 RIS 个数增大, 干扰发射功率、等功率干扰个数减少时系统的中断概率和信道容量性能都有所提升。

#### 参考文献:

- [1] LIASKOS C, NIE S, TSIOLIARIDOU A, et al. End-to-end wireless path deployment with intelligent surfaces using interpretable neural networks[J]. IEEE Transactions on Communications, 2020, 68(11): 6792-6806.
- [2] LIASKOS C, NIE S, TSIOLIARIDOU A, et al. A new wireless communication paradigm through software-controlled meta-surfaces[J]. IEEE Communications Magazine, 2018, 56(9): 162-169.
- [3] DI RENZO M, DEBBAAH M, PHAN-HUY D T, et al. Smart radio environments empowered by AI reconfigurable meta-surfaces: An idea whose time has come[J]. EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking, 2019, 2019(1): 1-20.
- [4] 朱小双, 傅友华. STAR-RIS 辅助通信感知一体化系统联合波束成形设计[J]. 数据采集与处理, 2024, 39(1): 140-153. ZHU Xiaoshuang, FU Youhua. Joint beamforming design for STAR-RIS assisted integrated sensing and communication system [J]. Journal of Data Acquisition and Processing, 2024, 39(1): 140-153.
- [5] FIGUEIREDO F A P DE, FACINA M S P, FERREIRA R C, et al. Large intelligent surfaces with discrete set of phase-shifts communicating through double-Rayleigh fading channels[J]. IEEE Access, 2021, 9: 20768-20787.
- [6] BADIU M A, COON J P. Communication through a large reflecting surface with phase errors[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2020, 9(2): 184-188.
- [7] BOULOGEOGOS A A A, ALEXIOU A. Performance analysis of reconfigurable intelligent surface-assisted wireless systems and comparison with relaying[J]. IEEE Access, 2020, 8: 94463-94483.

- [8] VAN CHIEN T, PAPA ZAFEIROPOULOS A K, TU L T, et al. Outage probability analysis of IRS-assisted systems under spatially correlated channels[J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2021, 10(8): 1815-1819.
- [9] IBRAHIM H, TABASSUM H, NGUYEN U T. Exact coverage analysis of intelligent reflecting surfaces with Nakagami-m channels[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2021, 70(1): 1072-1076.
- [10] CUI Z, GUAN K, ZHANG J, et al. SNR coverage probability analysis of RIS-aided communication systems[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2021, 70(4): 3914-3919.
- [11] GALAPPATHTHIGE D L, KUDATHANTHIRIGE D, BADUGE G A A, Performance analysis of distributed intelligent reflective surfaces for wireless communications[EB/OL]. (2022-02-09). <https://arxiv.org/abs/2010.12543>.
- [12] YANG L, YANG Y, COSTA D B DA, et al. Outage probability and capacity scaling law of multiple RIS-aided networks[J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2021, 10(2): 256-260.
- [13] FANG Y, ATAPATTU S, INALTEKIN H, et al. Optimum reconfigurable intelligent surface selection for indoor and outdoor communications[EB/OL]. (2022-06-06). <https://arxiv.org/abs/2012.11793>.
- [14] ZHANG S, ZHANG R. Intelligent reflecting surface aided multiple access: Capacity region and deployment strategy[C]// *Proceedings of the 21st International Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications (SPAWC)*. [S.l.]: IEEE, 2020: 1-5.
- [15] YANG L, LI P, YANG Y, et al. Performance analysis of RIS-aided networks with co-channel interference[J]. *IEEE Communications Letters*, 2021, 26(1): 49-53.
- [16] SALIM D, SAMUH M H, SALHAB A M. Impact of interference on the performance of RIS-assisted source DF relaying networks[EB/OL]. (2020-11-10). <https://arxiv.org/abs/2011.05070>.
- [17] BASAR E, DI RENZO M, ROSNY J D, et al. Wireless communications through reconfigurable intelligent surfaces[J]. *IEEE Access*, 2019, 99(7): 116753-116773.
- [18] SIMON M K, ALOUINI M S. Digital communication over fading channels: A unified approach to performance analysis[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2001, 43(5): 96.
- [19] YANG L, QARAQE K, SERPEDIN E, et al. Performance analysis of amplify-and-forward two-way relaying with co-channel interference and channel estimation error[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2013, 61(6): 2221-2231.
- [20] DO T N, KADDOUM G. Multi-RIS-aided wireless systems: Statistical characterization and performance analysis[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2021, 69(12): 8641-8658.
- [21] WOLFRAM C I. The wolfram functions site 2007[EB/OL]. (2024-01-29). <http://functions.wolfram.com>.

#### 作者简介:



孟祥浩(1998-),男,硕士研究生,研究方向:通信抗干扰、智能超表面,E-mail:1151860067@qq.com。



安康(1989-),通信作者,男,博士,副研究员,硕士生导师,研究方向:通信抗干扰、智能超表面,E-mail:ankang89@nudt.edu.cn。



林志(1992-),男,博士,副教授,硕士生导师,研究方向:智能超表面、阵列信号处理。

(编辑:陈珺)