

RIS 辅助的混合 RF/THz 系统性能分析

黎赛¹, 杨亮¹, 崔琪楣², 于思源³

(1. 湖南大学信息科学与工程学院, 湖南 长沙 410082; 2. 北京邮电大学信息与通信工程学院, 北京 100876;
3. 哈尔滨工业大学航天学院, 黑龙江 哈尔滨 150001)

摘要: 针对太赫兹 (THz) 链路传输距离短的问题, 研究了智能反射表面 (RIS) 辅助的混合双跳射频 (RF)/THz 系统的性能。RIS 用于增强信号强度, 从而提升系统性能。采用固定增益放大转发协议, 推导了混合 RF/THz 链路端到端信噪比的累积分布函数和概率密度函数表达式。利用这些统计特性, 进一步推导了该混合中继系统的中断概率、平均误码率和平均信道容量的分析表达式。此外, 还对中断概率和平均误码率进行了渐近分析, 获得了混合 RF/THz 系统的分集度。仿真结果表明, RIS 可以有效提高混合 RF/THz 系统的性能。此外, 系统的性能还与信道衰落参数、指向误差和距离有关。

关键词: 可重构智能表面; 太赫兹通信; 混合双跳系统; 性能分析

中图分类号: TN92

文献标志码: A

DOI: 10.11959/j.issn.1000-436x.2022005

Performance analysis of RIS-assisted mixed RF/THz system

LI Sai¹, YANG Liang¹, CUI Qimei², YU Siyuan³

1. College of Computer Science and Electronic Engineering, Hunan University, Changsha 410082, China

2. School of Information and Communication Engineering, Beijing University of Posts and Telecommunications, Beijing 100876, China

3. School of Astronautic, Harbin Institute of Technology, Harbin 150001, China

Abstract: To solve the problem of the short transmission distance of terahertz (THz) links, the performance of the reconfigurable intelligent surface (RIS)-assisted mixed dual-hop radio frequency (RF)/THz system was studied. An RIS was used to enhance signal strength, thereby improving the system performance. Using the fixed-gain amplify-and-forward protocol, the cumulative distribution function and probability density function of the end-to-end signal-to-noise ratio of the RF/THz link were derived. Capitalizing on the statistical characteristics, the analytical expressions of outage probability, average bit error rate, and average channel capacity of the mixed relaying system were further derived. In addition, the asymptotic analyses of the outage probability and the average bit error rate were carried out to obtain the diversity order of the mixed RF/THz system. Simulation results show that the RIS can effectively improve the performance of the mixed RF/THz system. Furthermore, the system performance is related to the channel fading, pointing errors, and propagation distance.

Keywords: reconfigurable intelligent surface, terahertz communication, mixed dual-hop system, performance analysis

0 引言

随着 6G 无线通信技术的发展, 不断增长的无

线数据需求引发了人们对太赫兹的广泛关注。THz 的频带范围为 0.1~10 THz, 处于毫米波和红外光波频段之间, 具有很多独特的性质。THz 频段的优

收稿日期: 2021-09-18; 修回日期: 2021-12-15

基金项目: 湖南省重点研发计划基金资助项目 (No.2022GK2051); 湖南省高新技术产业科技创新引领计划基金资助项目 (No.2022GK4004); 国家自然科学基金资助项目 (No.91838302)

Foundation Items: The Key Research and Development Program of Hunan Province (No.2022GK2051), The High-Tech Industry Science and Technology Innovation Leading Program Project of Hunan Province (No.2022GK4004), The National Natural Science Foundation of China (No.91838302)

势在于具有极高的吞吐量、可提供更高的无线传输速率、波束更窄、方向性更好等^[1-2]，但也带来了新的挑战。比如，THz 信号随距离的衰减，会使路径损耗变得严重。THz 信号受到衰落影响，会使信道建模成为需要解决的一大难题。另外，THz 天线具有较窄的波束宽度，因此光束对不准引起的指向误差最终会降低系统的吞吐量^[3]。

针对路径损耗，文献[4-5]提出了 THz 波段传输模型。针对信道衰落对 THz 系统的影响，文献[3]考虑用 α - μ 衰落来模拟信道的小尺度效应。此外，针对指向误差效应，文献[6]研究了发射机和接收机天线波束之间不对准时所产生的指向误差对系统性能的影响。基于这些因素影响，混合的射频 (RF, radio frequency) /THz 系统引起了广泛的关注。这与 THz 通信存在传播距离有限的“短板”，且受衰落的影响较大有关。为了缓解这 2 个因素对系统性能的影响，中继技术成为提高无线传输速率和扩大无线传输覆盖范围的一种有效的解决方案。在最近的研究中，文献[7]研究了解码转发协议下双跳 THz/THz 链路的中断概率，文献[8-9]给出了混合双跳 THz/RF 系统的性能评估。

另一方面，随着无线传播需求的不断扩大，可重构智能表面 (RIS, reconfigurable intelligent surface) 受到广泛的关注^[10-11]。RIS 由电磁材料制成，具有可控的成本，灵活调节和控制电磁参数的能力。通过合理配置 RIS 的反射系数，RIS 辅助无线通信系统在物联网等网络的性能和覆盖范围上有很大的潜力^[12-14]。然而 RIS 辅助系统仍面临诸多挑战，如性能评估、物联网与后向散射、空中通信等。由于端到端信噪比 (SNR, signal-to-noise ratio) 的精确统计分布难以获得，因此给性能评估造成了较大的困难。为了解决这个问题，文献[10]利用中心极限定理，将信道统计分布近似为高斯分布。然而，当反射元素数量 N 较小时，应用高斯分布的结果非常不准确。文献[15]提出了任意 N 的近似分布，称为平方广义 K 分布。该分布可以进行精确的近似，但计算较复杂。文献[16]提出利用 Gamma 分布对 RIS 辅助链路的增益进行建模，并与文献[10]中提出的方法进行对比。与前 2 种方案相比，Gamma 统计分布带来的好处是结果非常准确且数学模型简单。

最近的一些工作中，RIS 已经被用于提高各种新兴技术的性能，如物联网^[13-14]、无人机^[17]、水下

无线光通信网络^[18]和毫米波通信网络^[19]等。然而 RIS 在混合 RF/THz 通信系统中的应用尚未得到深入研究。因此，本文考虑将 RIS 辅助链路与 THz 链路结合，构成 RIS 辅助的 RF/THz 异构系统。一方面，双跳中继方案扩大了系统覆盖范围，与 RF 频率上的无线回程链路相比，采用 THz 作为回程链路是高数据速率传输替代方案。由于 RF 和 THz 工作在完全独立的频带上，这种异构的系统避免了链路间的干扰。另一方面，与传统的混合 RF/THz 系统相比，RIS 辅助的方案旨在增强信号的强度，进一步提升系统各方面的性能。RIS 辅助的 RF 链路的信道增益是基于 Gamma 分布的近似，其结果精确且易于下一步的计算。另外，本文考虑固定增益放大转发 (AF, amplify-and-forward) 协议，并给出全面的系统性能，从计算角度上看十分复杂。具体来说，本文分析了 RIS 辅助的 RF/THz 系统的性能，其中 RIS 辅助的 RF 链路服从 Gamma 衰落，THz 链路服从具有指向误差的 α - μ 衰落。本文主要的研究工作如下。

1) 考虑一个 RIS 辅助的 RF/THz 系统，推导了端到端信噪比的累积分布函数 (CDF, cumulative distribution function) 和概率密度函数 (PDF, probability density function)，利用这些统计特性，计算了系统中断概率、平均误码率和平均信道容量。

2) 推导了中断概率和平均误码率的渐近表达式，得到了混合系统的分集度与 RF 链路的衰落参数、RIS 上的反射元素数量、THz 链路的衰落参数和指向误差参数有关。

3) 仿真结果表明，RIS 辅助下的 RF/THz 系统与不存在 RIS 的系统相比性能更好。在反射元素数大、衰落程度低、指向误差效应弱以及传输距离较短的情况下，RIS 辅助下的 RF/THz 系统的性能得到很大提升。

1 系统和信道模型

本文考虑一个 RIS 辅助的混合 RF/THz 系统，由基站 (S)、中继 (R)、用户 (D) 以及具有 N 个反射元素的 RIS 构成，如图 1 所示。假设 S、R 和 D 都配备单根天线，R 具有放大转发功能，S、R 和 D 之间由于障碍不存在直接链路。RF 信号首先从 S 传输到 RIS，RIS 再将信号反射到 R，因此 RIS 辅助的 RF 链路包括 S—RIS 链路和 RIS—R 链路。在 R 处信号进行放大处理，再通过 THz 链路重新传输

到D。图1中, $h_i = \alpha_i e^{-j\theta_i}$ 和 $g_i = \beta_i e^{-j\varphi_i}$ 分别表示S—RIS 和 RIS—R 链路第 i 个反射单元的信道增益, α_i 和 β_i 表示信道幅度, θ_i 和 φ_i 表示相位, 为了最大化 RF 链路信噪比, 本文假设信道状态信息是完全已知的, 并假设 S-RIS 和 RIS-R 链路都服从 Nakagami- m 衰落, THz 链路服从具有指向误差的 α - μ 衰落。

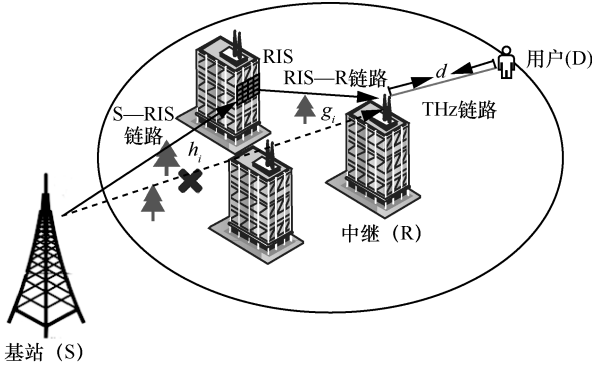


图1 RIS 辅助的混合 RF/THz 异构网络

1.1 RIS 辅助的 RF 链路

在 R 处的最大接收信噪比为^[10,15]

$$\gamma_1 = \left(\sum_{i=1}^N \alpha_i \beta_i \right)^2 \bar{\gamma}_1 = Z^2 \bar{\gamma}_1 \quad (1)$$

其中, $\bar{\gamma}_1$ 是 RF 链路的平均信噪比; $Z = \sum_{i=1}^N \alpha_i \beta_i$,

由于 α_i 和 β_i 都服从 Nakagami- m 分布, 因此可以推导出 Z 的均值和方差分别为

$$E[Z] = N \left(\frac{\Gamma\left(m_1 + \frac{1}{2}\right) \Gamma\left(m_2 + \frac{1}{2}\right)}{\Gamma(m_1) m_1^{\frac{1}{2}} \Gamma(m_2) m_2^{\frac{1}{2}}} \right) \quad (2)$$

$$\text{VAR}[Z] = N \left(1 - \left(\frac{\Gamma\left(m_1 + \frac{1}{2}\right) \Gamma\left(m_2 + \frac{1}{2}\right)}{\Gamma(m_1) m_1^{\frac{1}{2}} \Gamma(m_2) m_2^{\frac{1}{2}}} \right)^2 \right) \quad (3)$$

根据文献[16,20], 对于任意的 N , RF 链路信道增益 Z 的分布可以近似为 Gamma 统计分布

$$f_z(x) = \frac{x^{\nu-1}}{\Gamma(\nu) \lambda^\nu} e^{-\frac{x}{\lambda}} \quad (4)$$

其中, $\nu = \frac{E[Z]^2}{\text{VAR}[Z]}$, $\lambda = \frac{\text{VAR}[Z]}{E[Z]}$ 。通过式(2)和

式(3)可以发现, ν 与 m_1 、 m_2 和 N 有关, 而 λ 只与 m_1 和 m_2 有关。根据式(1)和式(4)可得, RF 链路瞬时信噪比 γ_1 的 PDF 为

$$f_{\gamma_1}(\gamma_1) = \frac{\gamma_1^{\nu-1}}{2\Gamma(\nu) \lambda^\nu \bar{\gamma}_1^\nu} \exp\left(-\frac{1}{\lambda} \left(\frac{\gamma_1}{\bar{\gamma}_1}\right)^{\frac{1}{2}}\right) \quad (5)$$

根据文献[21]的式(8.4.3/1), 式(5)可以用 Meijer's G 函数表示为

$$f_{\gamma_1}(\gamma_1) = \frac{1}{2\Gamma(\nu) \gamma_1} G_{0,1}^{1,0} \left[\frac{1}{\lambda} \left(\frac{\gamma_1}{\bar{\gamma}_1}\right)^{\frac{1}{2}} \middle| - \right] \quad (6)$$

其中, $G_{p,q}^{m,n}[\cdot]$ 为 Meijer's G 函数^[22]。根据 $F_{\gamma_1}(\gamma) = \int_0^\gamma f_{\gamma_1}(\gamma) d\gamma$ 和文献[22]的式(9.301), 可得 γ_1 的 CDF 为

$$F_{\gamma_1}(\gamma_1) = \frac{1}{\Gamma(\nu)} G_{1,2}^{1,1} \left[\frac{1}{\lambda} \left(\frac{\gamma_1}{\bar{\gamma}_1}\right)^{\frac{1}{2}} \middle| 1, \nu, 0 \right] \quad (7)$$

1.2 THz 链路

假设 THz 链路服从存在指向误差的 α - μ 衰落, THz 链路的信道增益 h 包括确定性的路径损耗 h_l 和存在指向误差的多径衰落 h_{tp} , 即 $h = h_l h_{\text{tp}}$ ^[8], 其中 h_l 的表达式为^[3]

$$h_l = \frac{c \sqrt{G_t G_r}}{4\pi f d} \exp\left(-\frac{1}{2} \kappa(f) d\right) \quad (8)$$

其中, G_t 和 G_r 为发射天线增益和接收天线增益; c 为光速; f 为频率; d 为 THz 链路的传输距离; $\kappa(f)$ 为吸收系数, 与相对湿度、大气压力和温度有关。另外, h_{tp} 的 PDF 表达式为^[3]

$$f_{|h_{\text{tp}}|}(x) = \frac{\xi^2 A_o^{-\xi^2} \mu^\alpha x^{\xi^2-1}}{\hat{h}_f^\alpha \Gamma(\mu)} \Gamma\left(\mu - \frac{\xi^2}{\alpha}, \frac{\mu x^\alpha A_o^{-\alpha}}{\hat{h}_f^\alpha}\right) \quad (9)$$

其中, α 和 μ 是信道衰落系数, \hat{h}_f 是衰落信道包络的 α -根均值^[23], α - μ 分布是一种广义的分布, 它包含了 Gamma、Nakagami- m 、Weibull 和 Rayleigh 分布等^[23]; $\xi = \frac{W_{\text{zeq}}}{2\delta_s}$ 是接收端的等效波束半径 W_{zeq} 与指向误差位移标准差(抖动) δ_s 之间的比值^[24],

其关系为 $W_{\text{zeq}}^2 = \frac{W_d^2 \sqrt{\pi} \text{erf}(u)}{2u \exp(-u^2)}$, $A_o = \text{erf}^2(u)$,

$u = \frac{\sqrt{\pi}r}{\sqrt{2W_d}}$, 其中 W_d 是束腰半径, r 是探测孔径半径。

由文献[8]可知, THz 链路的瞬时信噪比为

$$\gamma_2 = h_f^2 |h_{fp}|^2 \bar{\gamma}_2 \quad (10)$$

其中, $\bar{\gamma}_2$ 为 THz 链路的平均信噪比。因此, 根据式(9)、式(10)、文献[21]的式(8.4.16/2)和文献[22]的式(9.31.5), 可得瞬时信噪比 γ_2 的 PDF 为

$$f_{\gamma_2}(\gamma_2) = \frac{A_1 A_2^{-\frac{\xi^2}{\alpha}}}{\gamma_2} G_{1,2}^{2,0} \left[A_2 \left(\frac{\gamma_2}{\bar{\gamma}_2} \right)^{\frac{\alpha}{2}} \left| 1 + \frac{\xi^2}{\alpha} \right. \right. \\ \left. \left. \mu, \frac{\xi^2}{\alpha} \right] \quad (11)$$

其中, $A_1 = \frac{\xi_1^2 \mu^\alpha h_f^{-\xi_1^2}}{2 \hat{h}_f^\alpha A_{o1}^{\xi_1^2} \Gamma(\mu)}$, $A_2 = \frac{\mu}{(\hat{h}_f h_t A_{o1})^\alpha}$ 。根据文献[22]的式(9.301), 可推导出 γ_2 的 CDF 为

$$F_{\gamma_2}(\gamma_2) = \frac{2A_1 A_2^{-\frac{\xi^2}{\alpha}}}{\alpha} G_{2,3}^{2,1} \left[A_2 \left(\frac{\gamma_2}{\bar{\gamma}_2} \right)^{\frac{\alpha}{2}} \left| 1, 1 + \frac{\xi_1^2}{\alpha} \right. \right. \\ \left. \left. \mu, \frac{\xi_1^2}{\alpha}, 0 \right] \quad (12)$$

2 端到端统计特性

本节推导了 RIS 辅助的 RF/THz 系统 CDF 和 PDF 的表达式, 这些表达式将用于后续的系统性能分析。当 R 工作在固定增益 AF 协议下时, 端到端的信噪比表达式为^[25]

$$\gamma_{\text{tot}} = \frac{\gamma_1 \gamma_2}{\gamma_2 + C} \quad (13)$$

其中, C 为常数, 与中继增益有关。

2.1 累积分布函数

由文献[25]可知, 端到端信噪比 γ_{tot} 的 CDF 为

$$F_{\gamma_{\text{tot}}}(\gamma) = \int_0^\infty \Pr \left[\frac{\gamma_1 \gamma_2}{\gamma_2 + C} < \gamma \mid \gamma_1 \right] f_{\gamma_1}(\gamma_1) d\gamma_1 \quad (14)$$

通过积分定义域变换, 可得

$$F_{\gamma_{\text{tot}}}(\gamma) = F_{\gamma_1}(\gamma) + \underbrace{\int_0^\infty F_{\gamma_2} \left(\frac{C\gamma}{x} \right) f_{\gamma_1}(x + \gamma) dx}_A \quad (15)$$

将式(6)和式(12)代入式(15), 根据 Meijer's G 函数的基本定义展开可得 A 为

$$A = \frac{2A_1 A_2^{-\frac{\xi^2}{\alpha}}}{\Gamma(v)\alpha} \frac{1}{(2\pi i)^2} \iint_{t_1 t_2} \frac{\Gamma(\mu + s) \Gamma\left(\frac{\xi^2}{\alpha} + s\right) \Gamma(-s)}{\Gamma\left(1 + \frac{\xi^2}{\alpha} + s\right) \Gamma(1 - s)} \\ \Gamma(v + t) \left(\frac{A_2 C^{\frac{\alpha}{2}}}{\bar{\gamma}_2^{\frac{\alpha}{2}}} \right)^{-s} \left(\frac{1}{\lambda \bar{\gamma}_1^{\frac{1}{2}}} \right)^{-t} \\ \int_0^\infty \left(\frac{\gamma}{x} \right)^{-\frac{\alpha}{2}s} (x + \gamma)^{-\frac{1}{2}t-1} dx ds dt \quad (16)$$

其中, i 表示虚数, t_1 和 t_2 分别表示 s 平面和 t 平面等高线。由积分等式文献[22]的式(3.194.3)和式(8.384.1), A 可简化为

$$A = \frac{2A_1 A_2^{-\frac{\xi^2}{\alpha}}}{\Gamma(v)\alpha} \frac{1}{(2\pi i)^2} \iint_{t_1 t_2} \Gamma\left(-\frac{\alpha}{2}s + \frac{1}{2}t\right) \\ \frac{\Gamma(\mu + s) \Gamma\left(\frac{\xi^2}{\alpha} + s\right) \Gamma\left(1 + \frac{\alpha}{2}s\right) \Gamma(-s)}{\Gamma\left(1 + \frac{\xi^2}{\alpha} + s\right) \Gamma(1 - s)} \\ \frac{\Gamma(v + t)}{\Gamma\left(1 + \frac{1}{2}t\right)} \left(\frac{\alpha}{A_2 C^{\frac{\alpha}{2}}} \right)^s \left(\frac{\lambda \bar{\gamma}_1^{\frac{1}{2}}}{\gamma^{\frac{1}{2}}} \right)^t ds dt \quad (17)$$

根据文献[26]的式(2.56), A 可以表示为双变量 Fox's H 函数形式。因此, 将式(7)和式(17)代入式(15), 再利用文献[26]的式(2.56)和式(2.57), 可得本文考虑的固定增益 AF 的混合 RF/THz 系统的 γ_{tot} 的 CDF 为

$$F_{\gamma_{\text{tot}}}(\gamma) = \frac{1}{\Gamma(v)} G_{1,2}^{1,1} \left[\frac{1}{\lambda} \left(\frac{\gamma}{\bar{\gamma}_1} \right)^{\frac{1}{2}} \left| 1 \right. \right. \\ \left. \left. v, 0 \right] + \frac{A_1 A_2^{-\frac{\xi^2}{\alpha}}}{\Gamma(v)\alpha} H_{1,0,4,2,1,1}^{0,11,3,0,1} \left[\begin{matrix} \kappa_1 & \kappa_2 & \kappa_4 \\ - & \kappa_3 & \kappa_5 \end{matrix} \middle| \mathfrak{g}_1, \mathfrak{g}_2 \right] \quad (18)$$

其中, $\mathfrak{g}_1 = \frac{\alpha}{\bar{\gamma}_2^{\frac{\alpha}{2}}}$, $\mathfrak{g}_2 = \frac{\lambda \bar{\gamma}_1^{\frac{1}{2}}}{\gamma^{\frac{1}{2}}}$, $\kappa_1 = \left(1; -\frac{\alpha}{2}, \frac{1}{2}\right)$, $\kappa_2 = \left\{ (1 - \mu, 1) \left(1 - \frac{\xi^2}{\alpha}, 1\right) \left(0, \frac{\alpha}{2}\right) (1, 1) \right\}$, $\kappa_3 = \left\{ (0, 1) \left(-\frac{\xi^2}{\alpha}, 1\right) \right\}$, $\kappa_4 = (1 - v, 1)$, $\kappa_5 = \left(0, \frac{\alpha}{2}\right)$, $H_{p_1, q_1; p_2, q_2; p_3, q_3}^{n_1, n_2, n_3, n_4} [\cdot, \cdot]$ 表示

双变量 Fox's H 函数。对于双变量 Fox's H 函数的计算, 很多文献都提出了有效的计算方式, 给出了有效的实现代码^[27]。然而, 式(18)过于复杂, 无法得到显性的见解和结论。因此, 需要给出高信噪比下的渐近 CDF 分析来得到一些更显性的结论。假设 $\bar{\gamma}_1, \bar{\gamma}_2 \rightarrow \infty$, 根据文献[28]的式(2.9.1)和式(1.8.4), 式(18)可渐近为

$$F_{\gamma_{\text{tot}}}^{\infty}(\gamma) \rightarrow \frac{1}{\Gamma(v)\lambda^v v} \left(\frac{\gamma}{\bar{\gamma}_1}\right)^{\frac{v}{2}} + \frac{2A_1 A_2^{-\frac{\xi^2}{\alpha}}}{\Gamma(v)\lambda^{\alpha\mu} \alpha} \frac{\Gamma\left(\frac{\xi^2}{\alpha} - \mu\right) \Gamma(v - \alpha\mu) \Gamma(\mu)}{\Gamma\left(1 + \frac{\xi^2}{\alpha} - \mu\right) \Gamma(1 + \mu)} \left(\frac{C\gamma}{\bar{\gamma}_1 \bar{\gamma}_2}\right)^{\frac{\alpha\mu}{2}} + \frac{2A_1}{\Gamma(v)\lambda^{\xi^2} \alpha} \frac{\Gamma\left(\mu - \frac{\xi^2}{\alpha}\right) \Gamma(v - \xi^2) \Gamma\left(\frac{\xi^2}{\alpha}\right)}{\Gamma\left(1 + \frac{\xi^2}{\alpha}\right)} \left(\frac{C\gamma}{\bar{\gamma}_1 \bar{\gamma}_2}\right)^{\frac{\xi^2}{2}} + \frac{2A_1 A_2^{-\frac{v-\xi^2}{\alpha}}}{\Gamma(v)\lambda^{\xi^2} \alpha} \frac{\Gamma\left(\mu - \frac{v}{\alpha}\right) \Gamma\left(\frac{\xi^2}{\alpha} - \frac{v}{\alpha}\right) \Gamma\left(\frac{v}{\alpha}\right)}{\Gamma\left(1 + \frac{\xi^2}{\alpha} - \frac{v}{\alpha}\right) \Gamma\left(1 + \frac{v}{\alpha}\right)} \left(\frac{C\gamma}{\bar{\gamma}_1 \bar{\gamma}_2}\right)^{\frac{v}{2}} \quad (19)$$

可以发现, 式(19)只包含基本初等函数的和, 这个结果比式(18)中双变量 Fox's H 函数形式的精确结果更容易处理, 对获得高信噪比下的中断概率和平均误码率的渐近结果非常有用。

2.2 概率密度函数

由文献[18]的式(51)可知, γ_{tot} 的 PDF 为

$$f_{\gamma_{\text{tot}}}(\gamma) = \int_0^{\infty} \frac{C(x+\gamma)}{x^2} f_{\gamma_2} \left(\frac{C\gamma}{x}\right) f_{\gamma_1}(x+\gamma) dx \quad (20)$$

同样, 将式(6)和式(11)代入式(20)中, 再利用文献[22]的式(9.301)、式(3.194.3)和式(8.384.1), 可得

$$f_{\gamma_{\text{tot}}}(\gamma) = \frac{A_1 A_2^{-\frac{\xi^2}{\alpha}}}{2\Gamma(v)\gamma (2\pi i)^2} \iint_{t_1, t_2} \Gamma\left(-\frac{\alpha}{2}s + \frac{1}{2}t\right) \cdot \frac{\Gamma(\mu+s) \Gamma\left(\frac{\xi^2}{\alpha} + s\right) \Gamma\left(\frac{\alpha}{2}s\right) \Gamma(v+t)}{\Gamma\left(1 + \frac{\xi^2}{\alpha} + s\right) \Gamma\left(\frac{1}{2}t\right)} \cdot \left(\frac{\frac{\alpha}{\bar{\gamma}_2^2}}{A_2 C^2}\right)^s \left(\frac{\lambda \bar{\gamma}_1^{\frac{1}{2}}}{\gamma^{\frac{1}{2}}}\right)^t ds dt \quad (21)$$

最后利用文献[26]的式(2.56)和式(2.57), 可得 γ_{tot} 的 PDF 为

$$f_{\gamma_{\text{tot}}}(\gamma) = \frac{A_1 A_2^{-\frac{\xi^2}{\alpha}}}{2\Gamma(v)\gamma} H_{1,0,3,1,1,1}^{0,1,0,3,0,1} \left[\begin{matrix} \kappa_1 \zeta_1 \kappa_4 \\ -\zeta_2 \kappa_5 \end{matrix} \middle| \mathfrak{g}_1, \mathfrak{g}_2 \right] \quad (22)$$

其中, $\zeta_1 = \left\{ (1-\mu, 1) \left(1 - \frac{\xi^2}{\alpha}, 1\right) \left(1, \frac{\alpha}{2}\right) \right\}$, $\zeta_2 = \left(-\frac{\xi^2}{\alpha}, 1\right)$ 。

3 性能分析

本节推导了固定增益 AF 协议下 RIS 辅助的混合 RF/THz 系统的中断概率、平均误码率和平均信道容量的表达式。此外, 为了反映衰落参数对系统性能影响的情况, 还给出了高信噪比情况下的中断概率和平均误码率的渐近结果。

3.1 中断概率分析

在衰落信道中, 中断概率是一个关键的性能指标, 经常用来评估衰落环境下通信系统的性能。对于本文所考虑的系统, 当端到端信噪比 γ_{tot} 低于设定的阈值 γ_{th} 时, 通信系统将发生中断。在式(18)中设置 $\gamma = \gamma_{\text{th}}$, 可以得到系统中断概率为

$$P_{\text{out}} = F_{\gamma_{\text{tot}}}(\gamma_{\text{th}}) \quad (23)$$

虽然式(23)是较精确的, 但这个结果不能提供任何关于信道参数对系统性能的影响规律。为了得到分集度等信息, 渐近分析很有必要。因此, 通过式(19), 可以得到高信噪比下中断概率的渐近表达式为 $P_{\text{out}}^{\infty} \rightarrow F_{\gamma_{\text{tot}}}^{\infty}(\gamma_{\text{th}})$ 。中断概率的渐近结果是一个关于平均信噪比 $\bar{\gamma}$ 的初等函数表达式。根据文献[29], 分集度的定义式为

$$P_{\text{out}}^{\infty} \rightarrow G_c \bar{\gamma}^{-G_d} \quad (24)$$

其中, $\bar{\gamma}$ 为平均信噪比, G_c 为编码增益, G_d 为分集增益, 也称分集度。因此, 当 $\bar{\gamma}_1, \bar{\gamma}_2 \rightarrow \infty$, 由式(19)和式(24), 可得 RIS 辅助的 RF/THz 系统的分集度为

$$G_d = \min\left(\frac{v}{2}, \alpha\mu, \xi^2\right) \quad (25)$$

其中, v 与参数 m_1 、 m_2 和 N 有关。因此, 系统的分集度取决于 RF 链路的衰落参数 m_1 和 m_2 、RIS 上反射元素数 N 、THz 链路的衰落参数 α 和 μ 以及指向误差参数 ξ 。

3.2 平均误码率分析

由文献[25]可知, 平均误码率定义为

$$\bar{P}_e = \frac{q^p}{2\Gamma(p)} \int_0^\infty \gamma^{p-1} e^{-q\gamma} F_\gamma(\gamma) d\gamma \quad (26)$$

其中, p 和 q 表示各种调制技术, 例如, $p=0.5$ 、 $q=1$ 时为二进制相移键控调制方式 (BPSK, binary phase shift keying)。将式(7)和式(17)代入式(26), 再利用文献[21]的式(2.24.3/1)、文献[22]的式(3.326.2)可得

$$\begin{aligned} \bar{P}_e = & \bar{P}_{e,1} + \frac{A_1 A_2^{-\frac{\xi^2}{\alpha}}}{2\Gamma(p)\Gamma(v)\alpha} \frac{1}{(2\pi i)^2} \iint_{\substack{u_1 \\ u_2}} \Gamma\left(-\frac{\alpha}{2}s + \frac{1}{2}t\right) \cdot \\ & \frac{\Gamma(\mu+s)\Gamma\left(\frac{\xi^2}{\alpha}+s\right)\Gamma\left(1+\frac{\alpha}{2}s\right)\Gamma(-s)}{\Gamma\left(1+\frac{\xi^2}{\alpha}+s\right)\Gamma(1-s)} \cdot \\ & \frac{\Gamma(v+t)\Gamma\left(p-\frac{1}{2}t\right)\left(\frac{\bar{\gamma}_2^{\frac{\alpha}{2}}}{A_2 C^{\frac{\alpha}{2}}}\right)^s}{\Gamma\left(1+\frac{1}{2}t\right)\left(\lambda(q\bar{\gamma}_1)^{\frac{1}{2}}\right)^t} ds dt \quad (27) \end{aligned}$$

其中,

$$\bar{P}_{e,1} = \frac{2^{\nu-2}}{\Gamma(a)\Gamma(v)\pi^2} G_{3,4}^{2,3} \left[\frac{1}{4\lambda^2 q \bar{\gamma}_1} \left| \begin{matrix} 1-p, \frac{1}{2}, 1 \\ \frac{\nu}{2}, \frac{\nu+1}{2}, 0, \frac{1}{2} \end{matrix} \right. \right] \quad (28)$$

根据双变量 Fox's H 函数的定义展开式(文献[26]的式(2.56)和式(2.57)) 可得, 平均误码率为

$$\bar{P}_e = \bar{P}_{e,1} + \frac{A_1 A_2^{-\frac{\xi^2}{\alpha}}}{2\Gamma(p)\Gamma(v)\alpha} H_{1,0,4,2,1,2}^{0,1,1,3,1,1} \left[\begin{matrix} \kappa_1 | \kappa_2 | \kappa_4 \\ - | \kappa_3 | \kappa_6 \end{matrix} \middle| \mathcal{G}_1, \mathcal{G}_3 \right] \quad (29)$$

其中, $\mathcal{G}_3 = \lambda(q\bar{\gamma}_1)^{\frac{1}{2}}$, $\kappa_6 = \left\{ \left(p, \frac{1}{2} \right) \left(0, \frac{\alpha}{2} \right) \right\}$ 。与中断

概率一样, 平均误码率的表达式也是一个复杂双变量 Fox's H 函数。因此, 本文进一步推导平均误码率的渐近表达式来获得系统分集度。将式(19)代入式(26), 假设 $\bar{\gamma}_1, \bar{\gamma}_2 \rightarrow \infty$, 可得系统的平均误码率渐近为

$$\begin{aligned} \bar{P}_e^\infty \rightarrow & \frac{\Gamma\left(p+\frac{\nu}{2}\right)}{2\Gamma(p)\Gamma(v)\lambda^\nu v} \left(\frac{1}{q\bar{\gamma}_1}\right)^{\frac{\nu}{2}} + \frac{A_1 A_2^{-\frac{\xi^2}{\alpha}} \Gamma\left(p+\frac{\alpha\mu}{2}\right)}{\Gamma(p)\Gamma(v)\lambda^{\alpha\mu} \alpha} \cdot \\ & \frac{\Gamma\left(\frac{\xi^2}{\alpha}-\mu\right)\Gamma(v-\alpha\mu)\Gamma(\mu)}{\Gamma\left(1+\frac{\xi^2}{\alpha}-\mu\right)\Gamma(1+\mu)} \left(\frac{C}{q\bar{\gamma}_1\bar{\gamma}_2}\right)^{\frac{\alpha\mu}{2}} + \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} & \frac{A_1 \Gamma\left(p+\frac{\xi^2}{2}\right) \Gamma\left(\mu-\frac{\xi^2}{\alpha}\right) \Gamma(v-\xi^2) \Gamma\left(\frac{\xi^2}{\alpha}\right)}{\Gamma(p)\Gamma(v)\lambda^{\xi^2} \alpha} \frac{\Gamma\left(1+\frac{\xi^2}{\alpha}\right)}{\Gamma\left(1+\frac{\xi^2}{\alpha}\right)} \left(\frac{C}{q\bar{\gamma}_1\bar{\gamma}_2}\right)^{\frac{\xi^2}{2}} + \\ & \frac{A_1 A_2^{-\frac{\nu-\xi^2}{\alpha}} \Gamma\left(p+\frac{\nu}{2}\right) \Gamma\left(\mu-\frac{\nu}{\alpha}\right) \Gamma\left(\frac{\xi^2}{\alpha}-\frac{\nu}{\alpha}\right) \Gamma\left(\frac{\nu}{\alpha}\right)}{\Gamma(p)\Gamma(v)\lambda^{\xi^2} \alpha} \frac{\Gamma\left(1+\frac{\xi^2}{\alpha}-\frac{\nu}{\alpha}\right) \Gamma\left(1+\frac{\nu}{\alpha}\right)}{\Gamma\left(1+\frac{\nu}{\alpha}\right)} \left(\frac{C}{q\bar{\gamma}_1\bar{\gamma}_2}\right)^{\frac{\nu}{2}} \quad (30) \end{aligned}$$

从式(30)可以发现, 由渐近的平均误码率得到的系统分集度与通过渐近中断概率得到的一致, 都为 $G_d = \min\left(\frac{\nu}{2}, \alpha\mu, \xi^2\right)$ 。

3.3 平均信道容量分析

无线通信系统另一个重要的度量指标是平均信道容量, 它表示错误概率无限小时的最大传输速率。平均信道容量定义为^[25]

$$\bar{C} = \frac{1}{2\ln(2)} \int_0^\infty \ln(1+\gamma) f_{\gamma_{\text{tot}}}(\gamma) d\gamma \quad (31)$$

将式(22)代入式(31), 将 $\ln(1+\gamma)$ 转换为

Meijer's G 函数的表示形式, 即 $\ln(1+\gamma) = G_{2,2}^{1,2} \left[\gamma \middle| \begin{matrix} 1, 1 \\ 1, 0 \end{matrix} \right]$

(文献[21]的式(8.4.6/5)), 再利用文献[21]的式(2.24.2/1)和文献[26]的式(2.56)和式(2.57), 可推导出平均信道容量为

$$\bar{C} = \frac{A_1 A_2^{-\frac{\xi^2}{\alpha}}}{2\Gamma(v)\ln(2)} H_{1,0,3,1,2,2}^{0,1,0,3,1,2} \left[\begin{matrix} \kappa_1 | \zeta_1 | \kappa_7 \\ - | \zeta_2 | \kappa_8 \end{matrix} \middle| \mathcal{G}_1, \mathcal{G}_4 \right] \quad (32)$$

其中, $\mathcal{G}_4 = \lambda\bar{\gamma}_1^{\frac{1}{2}}$, $\kappa_7 = \left\{ (1-\nu, 1) \left(1, \frac{1}{2} \right) \right\}$, $\kappa_8 = \left\{ \left(1, \frac{1}{2} \right) \left(0, \frac{1}{2} \right) \right\}$ 。

4 仿真分析

为了验证本文分析的准确性, 采用蒙特卡罗仿真方法将分析结果与仿真结果进行对比。蒙特卡罗仿真的迭代次数设置为 10^6 , 系统参数设置为阈值 $\gamma_{\text{th}} = 2$ dB, 中继增益 $C = 1.7$, 假设 RF 链路和 THz 链路的平均信噪比相等, 即 $\bar{\gamma}_1 = \bar{\gamma}_2 = \bar{\gamma}$, THz 链路的传输距离 d 的范围为 $10 \sim 100$ m, 频率为 300 GHz, 天线增益为 $G_t = G_r = 55$ dBi, 考虑标准环境条件, 即相对湿度为 55%、大气压力为 101 325 Pa 和温度为 296 K。指向误差参数设置为孔径半径 $r = 50$ cm, 束腰半径 $W_d = 100$ cm。由指向误差参数之间的关系可

知, δ_s 的值越小, ξ 越大, 意味着系统受指向误差影响越小。在不存在 RIS 辅助的方案中, 本文在原 RIS 处布置一个与基站直连的 AF 中继 R_1 , 假设两段 RF 链路 ($S-R_1$ 和 R_1-R 链路) 都服从 Nakagami- m 衰落, 衰落参数仍为 m_1 和 m_2 。

图 2 给出了不同 RIS 上反射元素个数和不同指向误差影响下及不存在 RIS 辅助情况下系统的中断概率。参数设置为 $d=20$ m, $m_1=1$, $m_2=0.5$, $\alpha=1.2$ 以及 $\mu=1.5$ 。从图 2 可以看出, 与不存在 RIS 的方案相比, RIS 辅助下系统的中断性能得到明显的改善。在相同的指向误差条件下, 随着 RIS 上反射元素数值 N 的增加, 系统的中断概率下降, 这是因为大的 N 可以使 RF 链路的信道质量提高。从图 2 中也可以看出, 中断概率的渐近结果与高信噪比下的精确分析结果紧密贴合, 证明了推导的中断概率渐近表达式的准确性。另一方面, THz 链路的指向误差对中断概率会产生较大的影响。图 2 也验证了推导的分集度表达式的准确性, 即 $G_d = \min\left(\frac{\nu}{2}, \alpha\mu, \xi^2\right)$ 。在给定衰落参数 $m_1=1$ 和 $m_2=0.5$ 情况下, 通过式(2)和式(3), 可计算出 $N=2、5$ 和 10 时 ν 的值分别为 $2、5$ 和 10 。从图 2 还可以看出, 不同参数下系统分集度可能相同, 也可能不相同。比如, 当 $N=2$ 时, 不同指向误差参数下的系统分集度都为 1 ; 当 $N=5$ 时, 系统分集度分别为 1.308 和 1.8 。当 $\xi=1.1437$ 时, 不同 N 值下的系统分集度都为 1.308 。因此, 可以得出结论, 在一个确定的衰落环境下, 存有影响系统的主导因素, 通过分集度的表达式可以直接得到影响系统性能的主导因素。

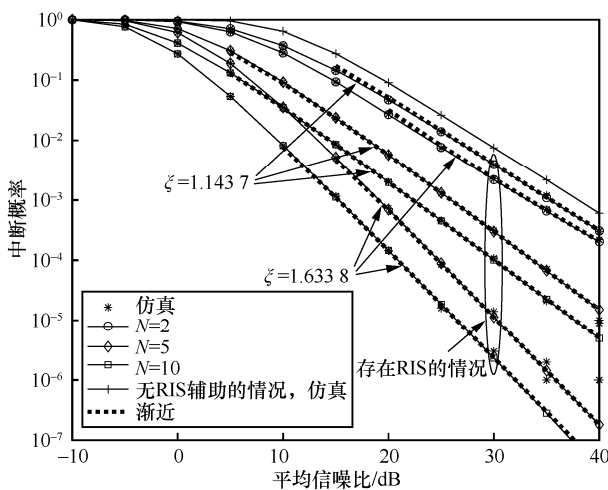


图 2 不同 RIS 上反射元素个数和不同指向误差影响下系统的中断概率

图 3 给出了不同衰落下系统的中断概率。参数设置为 $d=50$ m, $m_1=0.8$, $m_2=0.8$ 以及 $N=5$ 。从 THz 信道衰落对混合系统中断性能的影响来看, 随着 α 和 μ 值的增加, 系统中断概率随之减小。这是因为衰落参数 α 和 μ 的值越大, 意味着信道衰落程度越小, 从而使系统中断性能得到提升。

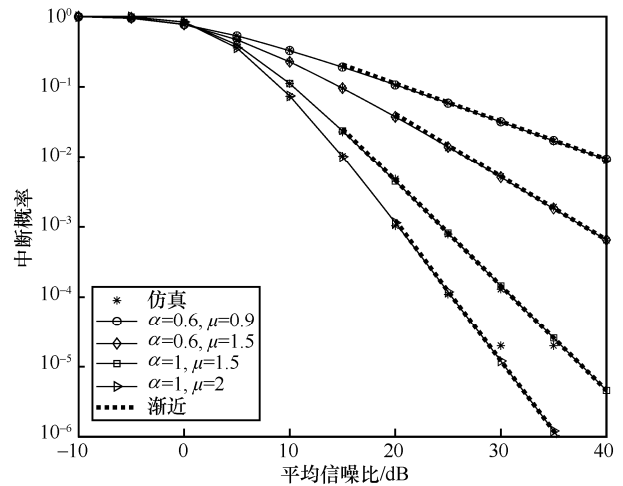


图 3 不同衰落下系统的中断概率

图 4 给出了不同 RIS 上反射元素数和阈值条件下系统中断概率与 RF 链路平均信噪比的关系。假设 $d=100$ m, $m_1=0.5$, $m_2=1$, $\alpha=1$, $\mu=1.3$, $\xi=1.4296$ 以及 $\bar{\gamma}_2=10$ dB。仿真结果表明, 阈值 γ_{th} 和 RIS 上反射元素个数 N 值的变化都会引起系统中断概率的变化。随着 γ_{th} 减小和 N 增大, 性能得到提升。

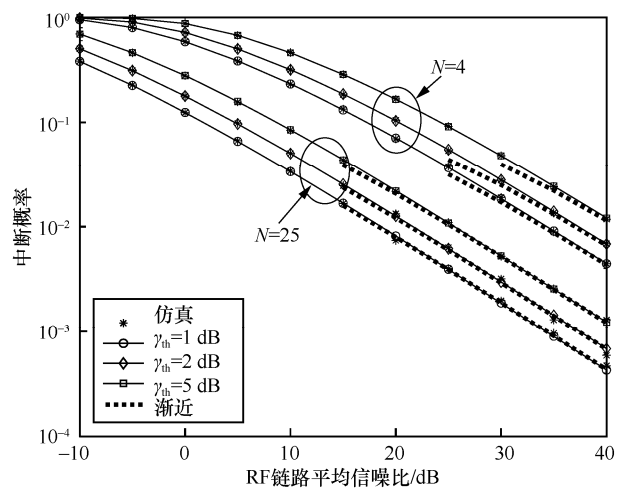


图 4 不同 RIS 上反射元素数和阈值条件下系统中断概率与 RF 链路平均信噪比的关系

图 5 给出了不同衰落参数下平均误码率的变化。系统参数设置为 $N=2$ 和 $\xi=1.4296$ 。结果表明, 随着

衰落参数 m_1 、 m_2 、 α 和 μ 增大，系统的平均误码率降低。原因是这些值的增大意味着系统受衰落影响小，从而改善系统的平均误码率性能。图 5 也证明了平均误码率渐近表达式(30)的准确性。另外，当 THz 链路衰落参数为 $\alpha=0.5, \mu=0.8$ 或 $\alpha=1.1, \mu=1.0$ 时，2 种 RF 链路衰落参数 ($m_1=0.8, m_2=0.9$ 和 $m_1=2, m_2=2$) 下曲线的斜率相等；当 THz 链路衰落参数为 $\alpha=1.8, \mu=2.1$ 时，两条曲线的斜率不相等，因此图 5 也证明了本文推导出的系统分集度的准确性，即分集度为 $G_d = \min\left(\frac{\nu}{2}, \alpha\mu, \xi^2\right)$ 。

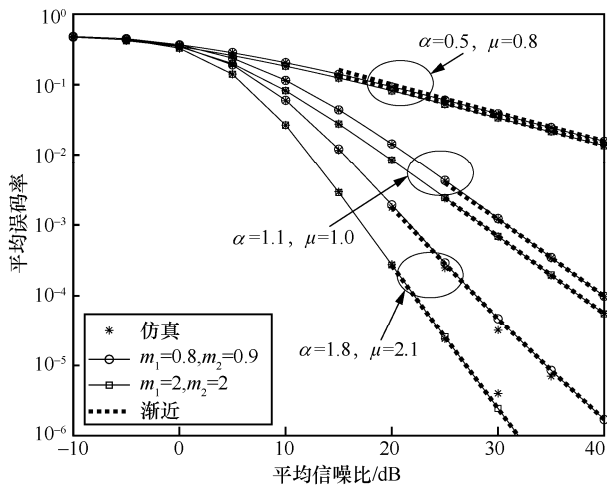


图 5 不同衰落参数下平均误码率的变化

图 6 给出了平均误码率与指向误差的关系。参数设置为 $d=50$ m, $N=5$, $m_1=1$, $m_2=1$, $\alpha=1$ 和 $\mu=2$ 。从图 6 可以看出，随着 ξ 值减小，指向误差效应变强，平均误码率随之减小。在高信噪比下，误码率的渐近结果与精确的分析结果紧密贴合。

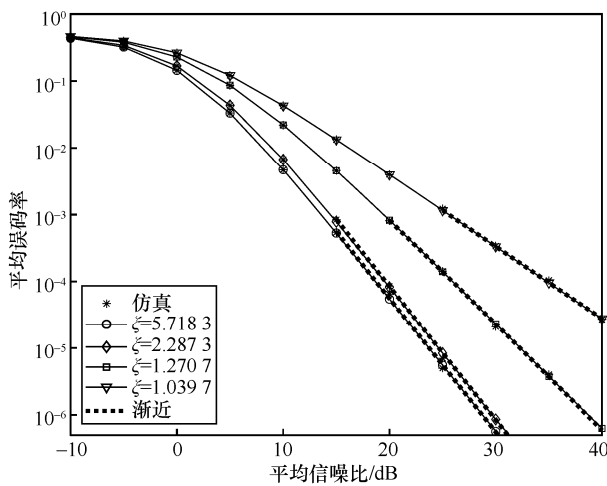


图 6 平均误码率与指向误差的关系

图 7 给出了本文 RIS 辅助 RF/THz 系统与传统无 RIS 辅助的混合 RF/THz 系统的平均误码率性能对比。参数设置为 $d=20$ m, $m_1=1$, $m_2=0.5$, $\alpha=1.2$, $\mu=1.5$ 和 $\xi=1.1437$ 。仿真结果表明，对于 RIS 辅助的系统，其平均误码率要明显低于不存在 RIS 辅助的情况，且其性能随着 RIS 反射元素数量的增大得到提升。

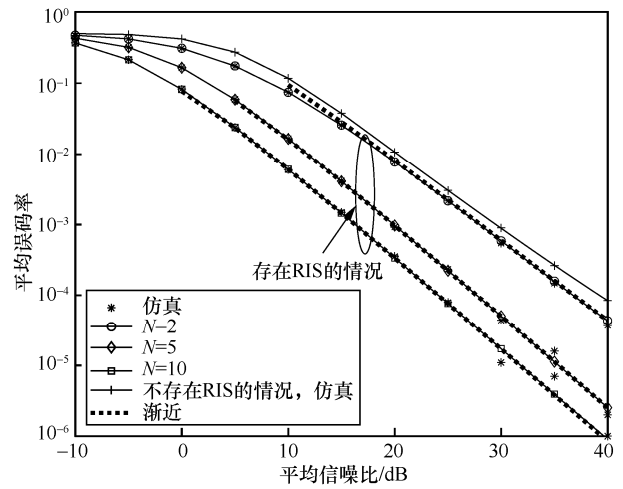


图 7 本文 RIS 辅助 RF/THz 系统与传统无 RIS 辅助的混合 RF/THz 系统的平均误码率性能对比

图 8 给出了不同 RF 衰落参数下混合系统平均信道容量的变化关系。参数设置为 $d=100$ m, $m_1=0.5$, $m_2=0.5$, $\alpha=1.6$, $\mu=2$ 和 $\xi=2.8592$ 。从图 8 可以看出， m_1 、 m_2 和 N 共同影响系统的平均信道容量。 m_1 、 m_2 和 N 值的增大缓解了 RF 链路的信道衰落并增强了信号强度，系统整体的平均信道容量增大。

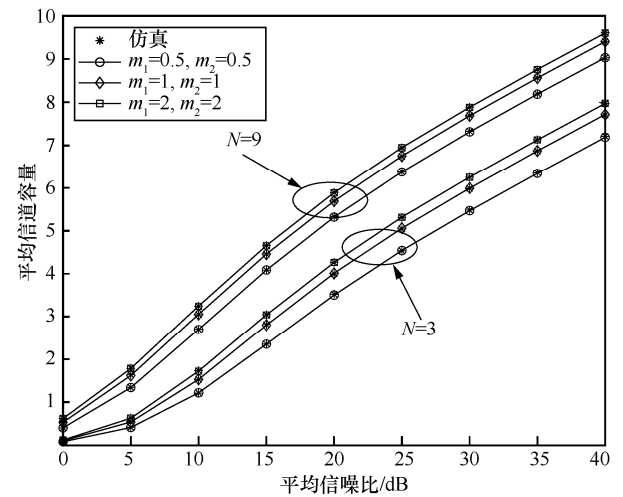


图 8 不同 RF 衰落参数下混合系统平均信道容量的变化关系

图9给出了系统平均信道容量随 THz 链路传播距离的变化情况,也给出了与传统的混合 RF/THz 系统的平均信道容量性能对比。参数设置为 $N=5$, $\bar{\gamma}=10$ dB, $m_1=0.5$, $m_2=0.5$, 和 $\xi=5.7183$ 。从图9可以看出, RIS 可以有效地提升系统的性能。此外,还可以观察到 THz 链路衰落效应对信道容量的影响,衰落越弱,平均信道容量越高。

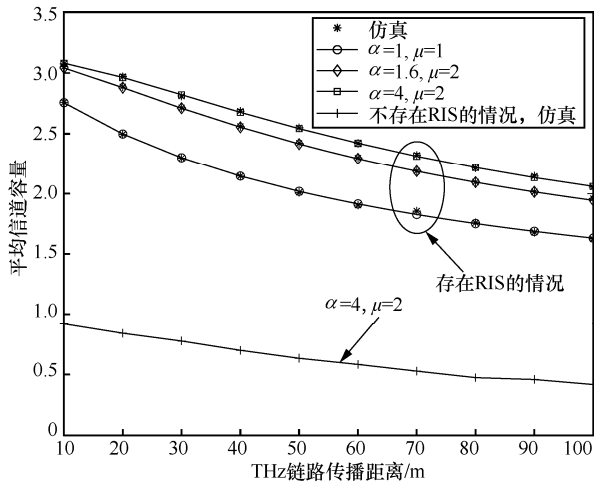


图9 系统平均信道容量随 THz 链路传播距离的变化情况

图10给出了不同指向误差和 RIS 反射元素个数下平均信道容量的变化情况。参数设置为 $d=100$ m, $m_1=0.8$, $m_2=1$, $\alpha=1.5$, $\mu=1.5$ 和 $\bar{\gamma}_2=10$ dB。从图10中看出, ξ 和 N 的值都对平均信道容量的影响很大,强指向误差下的平均容量明显低于弱指向误差下的平均容量。

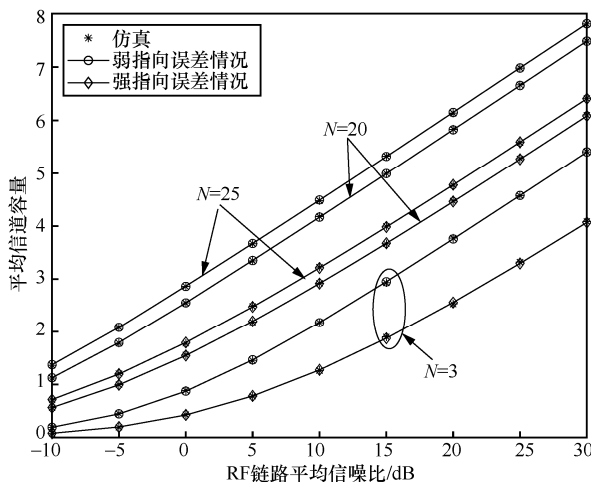


图10 不同指向误差和 RIS 反射元素个数下平均信道容量的变化情况

5 结束语

本文对 RIS 辅助的固定增益 AF 的 RF/THz 系

统性能进行研究。RIS 辅助的 RF 链路的信道衰落采用 Gamma 分布近似, THz 链路考虑具有指向误差的 α - μ 衰落。本文推导并分析了该混合系统的中断概率、平均误码率和平均信道容量。此外,为了得到更显性的结论,本文也提供了中断概率和平均误码率的渐近结果。仿真结果表明,在 RIS 的辅助下,系统的整体性能得到提升,且系统的分集度取决于 RF 链路的衰落参数、RIS 反射元素数量、THz 链路的衰落参数以及指向误差参数。

参考文献:

- [1] TEKBIYIK K, EKTİ A R, KURT G K, et al. A holistic investigation of terahertz propagation and channel modeling toward vertical heterogeneous networks[J]. IEEE Communications Magazine, 2020, 58(11): 14-20.
- [2] CHEN Z, MA X Y, ZHANG B, et al. A survey on terahertz communications[J]. China Communications, 2019, 16(2): 1-35.
- [3] BOULOGIORGOS A A A, PAPANOTIRIOU E N, ALEXIOU A. Analytical performance assessment of THz wireless systems[J]. IEEE Access, 2019, 7: 11436-11453.
- [4] SHEIKH F, ZARIFEH N, KAISER T. Terahertz band: channel modeling for short-range wireless communications in the spectral windows[J]. IET Microwaves, Antennas & Propagation, 2016, 10(13): 1435-1444.
- [5] KOKKONIEMI J, LEHTOMÄKI J, JUNTTI M. Simplified molecular absorption loss model for 275-400 gigahertz frequency band[C]//Proceedings of 12th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2018). Berlin: Springer, 2018: 1-5.
- [6] PAPANOTIRIOU E N, BOULOGIORGOS A A A, ALEXIOU A. Performance analysis of THz wireless systems in the presence of antenna misalignment and phase noise[J]. IEEE Communications Letters, 2020, 24(6): 1211-1215.
- [7] BOULOGIORGOS A A A, ALEXIOU A. Outage probability analysis of THz relaying systems[C]//Proceedings of 2020 IEEE 31st Annual International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications. Piscataway: IEEE Press, 2020: 1-7.
- [8] BOULOGIORGOS A A A, ALEXIOU A. Error analysis of mixed THz-RF wireless systems[J]. IEEE Communications Letters, 2020, 24(2): 277-281.
- [9] BHARDWAJ P, ZAFARUDDIN S M. Performance of dual-hop relaying for THz-RF wireless link over asymmetrical α - μ fading[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2021, 70(10): 10031-10047.
- [10] BASAR E, RENZO M D, ROSNY J D, et al. Wireless communications through reconfigurable intelligent surfaces[J]. IEEE Access, 2019, 7: 116753-116773.
- [11] 朱政宇, 王忠勇, 王宁, 等. 智能反射面辅助的未来无线通信: 现状与展望[J]. 航空学报, 2021, doi: 10.7527/S1000-6893.2021.25014. ZHU Z Y, WANG Z Y, WANG N, et al. Future wireless communication networks aided by intelligent reflectors: current status and prospects[J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica, 2021, doi: 10.7527/S1000-6893.2021.25014.
- [12] 朱政宇, 徐金雷, 孙钢灿, 等. 基于 IRS 辅助的 SWIPT 物联网系统

- 安全波束成形设计[J]. 通信学报, 2021, 42(4): 185-193.
- ZHU Z Y, XU J L, SUN G C, et al. Secure beamforming design for IRS-assisted SWIPT Internet of Things system[J]. Journal on Communications, 2021, 42(4): 185-193.
- [13] CHU Z, ZHU Z Y, ZHOU F H, et al. Intelligent reflecting surface assisted wireless powered sensor networks for Internet of things[J]. IEEE Transactions on Communications, 2021, 69(7): 4877-4889.
- [14] ZHU Z Y, LI Z, CHU Z, et al. Resource allocation for intelligent reflecting surface assisted wireless powered IoT systems with power splitting[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2021, doi: 10.1109/TWC.2021.3117346.
- [15] YANG L, MENG F X, WU Q Q, et al. Accurate closed-form approximations to channel distributions of RIS-aided wireless systems[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2020, 9(11): 1985-1989.
- [16] ZHAO W J, WANG G P, ATAPATTU S, et al. Is backscatter link stronger than direct link in reconfigurable intelligent surface-assisted system? [J]. IEEE Communications Letters, 2020, 24(6): 1342-1346.
- [17] YANG L, MENG F X, ZHANG J Y, et al. On the performance of RIS-assisted dual-hop UAV communication systems[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2020, 69(9): 10385-10390.
- [18] LI S, YANG L, COSTA D B D, et al. On the performance of RIS-assisted dual-hop mixed RF-UWOC systems[J]. IEEE Transactions on Cognitive Communications and Networking, 2021, 7(2): 340-353.
- [19] YANG X, WEN C K, JIN S. MIMO detection for reconfigurable intelligent surface-assisted millimeter wave systems[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2020, 38(8): 1777-1792.
- [20] CHEIKH D B, KELIF J M, COUPECHOUX M, et al. SIR distribution analysis in cellular networks considering the joint impact of path-loss, shadowing and fast fading[J]. EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking, 2011(4): 1064-1071.
- [21] PRUDNIKOV A P, BRYCHKOV Y A, MARICHEV O I. Integrals and series volume 3 more special functions[M]. New York: CRC Press, 1992.
- [22] GRADSHTEYN I S, RYZHIC I M. Table of integrals, series, and products, 7th ed[M]. San Diego: Academic Press, 2007.
- [23] YACOUB M D. The α - μ distribution: a physical fading model for the stacy distribution[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2007, 56(1): 27-34.
- [24] GAPPMAIR W. Further results on the capacity of free-space optical channels in turbulent atmosphere[J]. IET Communications, 2011, 5(9): 1262-1267.
- [25] ZEDINI E, SOURY H, ALOUINI M S. On the performance analysis of dual-hop mixed FSO/RF systems[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2016, 15(5): 3679-3689.
- [26] MATHAI A M, SAXENA R K, HAUBOLD H J. The H-Function: Theory and Applications[M]. Berlin: Springer, 2010.
- [27] ILLI E, BOUANANI F E, AYOUB F. A performance study of a hybrid 5G RF/FSO transmission system[C]//Proceedings of 2017 International Conference on Wireless Networks and Mobile Communications (WINCOM). Piscataway: IEEE Press, 2017: 1-7.
- [28] KILBAS A, SAIGO M. H-transforms: theory and applications[M]. Boca Raton: CRC Press, 2004.
- [29] WANG Z D, GIANNAKIS G B. A simple and general parameterization quantifying performance in fading channels[J]. IEEE Transactions on Communications, 2003, 51(8): 1389-1398.

[作者简介]



黎赛 (1996-), 女, 湖南长沙人, 湖南大学博士生, 主要研究方向为光无线通信、太赫兹通信性能分析等。



杨亮 (1977-), 男, 湖南邵阳人, 博士, 湖南大学教授、博士生导师, 主要研究方向为无线通信、光无线通信、无人机通信、物理层安全等。



崔琪楸 (1979-), 女, 河南驻马店人, 博士, 北京邮电大学教授、博士生导师, 主要研究方向为宽带移动通信网络的新理论及技术、无线大数据基础理论研究等。



于思源 (1974-), 男, 黑龙江双鸭山人, 博士, 哈尔滨工业大学教授、博士生导师, 主要研究方向为卫星光通信、空间光通信等。