

基于大规模可重构智能表面的近远场混合信道模型

罗文宇 马怡乐 邵霞* 许丽 南希茜
(华北水利水电大学 郑州 450046)

摘要: 近来,可重构智能表面(RIS)作为一种全新的革命性技术引起了学术界和工业界的广泛关注。随着通信频率的提高以及RIS孔径的增大,RIS辅助无线通信的工作条件逐渐靠近天线的近场辐射模式,而非仅仅存在传统意义中的远场辐射。单独考虑远场或者近场的信道模型均无法准确刻画RIS辅助无线通信的传输特性,造成性能损失。针对此问题,该文梳理了大规模RIS辅助通信近场和远场信道模型,通过引入权重因子,构建了大规模RIS辅助无线通信场景下近远场混合信道模型。在此基础上,推导了近远场混合信道模型下系统的增益与损耗,并进行鲁棒性分析,仿真结果表明该混合模型带来的系统增益与模型鲁棒性均显著提升。

关键词: 可重构智能表面;近场;远场;混合信道模型

中图分类号: TN921

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2022)11-3866-08

DOI: 10.11999/JEIT220663

Near-far Field Hybrid Channel Model Based on Massive Reconfigurable Intelligent Surface

LUO Wenyu MA Yile SHAO Xia XU Li NAN Xixi

(North China University of Water Resources and Electric Power, Zhengzhou 450046, China)

Abstract: Recently, Reconfigurable Intelligent Surface (RIS) has attracted a lot of attention from both academia and industry as a new revolutionary technology. With the increase of communication frequency and the RIS elements, the operating conditions of RIS-assisted wireless communication are gradually approaching the near field radiation pattern of antennas, not just the existence of far field radiation in the traditional sense. Considering either far field or near field, the transmission characteristics of RIS-assisted wireless communication can not be portrayed accurately by the channel model, which results in a loss in performance. In order to solve the problem, a hybrid near-far field channel model is established for massive RIS-assisted communication in this paper by introducing a weighting factor. The gain, the loss and the robustness analysis of the hybrid system are derived in this paper. It is indicated that the hybrid model brings significant improvement in the gain of system and the robustness of model according to the simulation results.

Key words: Reconfigurable Intelligent Surface (RIS); Near field; Far field; Hybrid channel model

1 引言

针对未来无线网络全场景、大容量、广应用的持续发展需求,采用诸如毫米波(millimeter Wave, mm Wave)通信、太赫兹等新兴通信技术,已在无线通信业内形成共识。尽管能够在一定程度上提升通信性能,这些技术也面临着自由空间路径损耗严重和遮挡敏感等问题,即使利用大规模多输入多输出(massive Multiple Input Multiple Output,

m-MIMO)技术仍难以完全解决^[1]。基于此,具备低功耗、高能效并可大规模连续部署的可重构智能表面(Reconfigurable Intelligent Surface, RIS)技术引起学术界和工业界的广泛关注^[2]。针对高频信号易受障碍阻塞的问题,文献^[3-5]总结了单一或分布式部署的RIS所辅助的m-MIMO毫米波通信系统,建立了通过RIS将不可视通链路转为可视链路的新范式,并通过仿真证明RIS所辅助的高频段通信以及m-MIMO系统的性能提升。对于RIS而言,独特的结构特点决定了其大规模排布的孔径优势,因此关于连续排布的大规模RIS引起研究者的兴趣。而随着通信频段的逐步上升,以30 GHz的毫米波信号为例,当RIS的孔径达到1 m时,其影响的近场通信范围将扩大至200 m。因此,未来的

收稿日期: 2022-05-23; 改回日期: 2022-08-27; 网络出版: 2022-09-05

*通信作者: 邵霞 shaoxia_hs@163.com

基金项目: 国家自然科学基金(U1804148)

Foundation Item: The National Natural Science Foundation of China (U1804148)

RIS所辅助的通信场景中无线通信很可能发生在近场区域内, 而这将与传统的远场区无线通信方式截然不同。

近年来, 关于大规模RIS辅助无线通信系统建模和信道估计问题的研究备受关注, 当前研究大都假定RIS的工作条件为远场辐射模式, 这是有局限性的。文献[6]率先提出采用大规模阵列RIS辅助通信系统设计的新范式, 证明了远场模型并不适用于天线孔径较大的大规模RIS场景, 初步给出了该场景下的近场模型。文献[7]在将每个RIS单元的辐射模式进行一致建模的基础上, 使用该简化RIS模型研究了大规模RIS的近场传播特征。文献[8]建立了大规模RIS辅助无线通信的自由空间路径损耗模型, 并且对远场与近场RIS条件下的路径损耗进行对比分析。

现有的RIS远场系统主要通过波束训练、压缩感知(Compressed Sensing, CS)以及基于深度学习的方法进行精确信道估计, 而近场区的信道属性与远场并不匹配, 并存在明显差异。近场信道的非稀疏特征导致针对远场区所提出的信道估计方式并不适用于近场区。文献[9-12]提出了一些近场信道估计方案, 文献[9]将阵列天线划分成多个小的子阵列, 其中每个子阵列和用户之间的信道可以视为远场信道。这样, 不同子阵列的不同远场码字可以连接在一起, 以构建近场码字。为应对RIS级联信道的乘法衰落效应, 文献[10]将远场码本设计拓展至大规模RIS的近场区, 提出一种高效的低开销分层码本训练方案, 而后通过基于深度学习的方法进行信道估计。此外, 文献[11]直接通过球面波前构造近场码本, 而无需借助远场阵列划分。具体来说, 划分后的网格与近场阵列响应向量一一对齐, 这些向量构成新的近场码本, 近场信道也将在变换域中表现出稀疏性。因此, 可以通过具有低变频开销的CS方法来估计近场信道。基于此, 文献[12]提出了极域稀疏信道表示和相应的CS算法, 以在近场区和远场区实现精确的信道估计。然而, 现有关于RIS辅助无线通信的研究大都基于单一传输模型, 随着RIS的天线孔径增大和通信频段的提高, 单独考虑远场或者近场的信道模型均无法准确刻画RIS辅助无线通信的传输特性, 造成性能损失。文献[13]考虑了一个受近远场障碍物散射影响的通信场景, 提出适用于MIMO系统的混合波束信道模型。然而大规模RIS辅助的通信系统采用级联信道的估计方法, 将会大大提高辐射空间的复杂度, 因此该模型并不适用于RIS辅助的无线通信系统。

基于此, 本文重新梳理大规模RIS系统的近场

和远场信道模型, 通过引入权重因子提出一种新型的基于大规模RIS的近远场混合信道模型, 在此基础上, 现有的近场与远场模型可看作该模型的特殊情况进行分析。与单一模型下的信道估计方法不同, 权重因子由环境中近远场有效路径分量所决定, 并灵活配置近远场模型权重, 最后通过仿真验证了所提模型性能并分析了可变的权重参数对于系统性能的具体影响。

2 系统模型

无线通信的场景往往是复杂且变化的, 天线辐射信号的场分布由麦克斯韦方程(Maxwell's equations)确定, 其辐射区分为电抗近场区、近场区(又称菲涅耳区)和远场区。不同场中波的传播轨迹不同, 这将影响不同的信道建模方式, 近远场之间的边界由瑞利距离 d_z 确定, 即 $d_z = 2D^2/\lambda$, 其中 D 为天线孔径, λ 为载波波长。用户并非一直处在某特定区域下, 接收信号通常情况下会受到多条路径分量的影响。

图1所示的接收用户位于大规模RIS辅助的无线通信系统的近场区域内, 在基站至接收用户的下行通信链路中, 用户会受到来自远场基站端发射的类平面波束与近场大规模RIS所反射的球面增益波束的混合影响。基于此, 本节对大规模RIS辅助的无线通信系统近场和远场信道模型进行梳理推导, 并提出了更加准确的混合信道模型。

2.1 RIS辅助的近场级联信道

图1所示的基站、RIS与用户的下行级联链路中, 考虑一个单元数目为 N 的RIS所辅助天线数为 K 的基站与天线数为 M 的用户之间的无线通信部署场景, 设RIS为一个坐标为 $(x, y, 0)$ 的水平放置矩形板, 其 y 轴的长度为 a , x 轴的长度为 b , 将位于 $(x, y, 0)$ 大规模RIS的中心作为球面波的信号源。为便于计算, 考虑大规模RIS排布方式为单元总数为 N 的正方形天线阵列, 单元之间的间距为 $d = \lambda/2$ 。由菲涅耳-

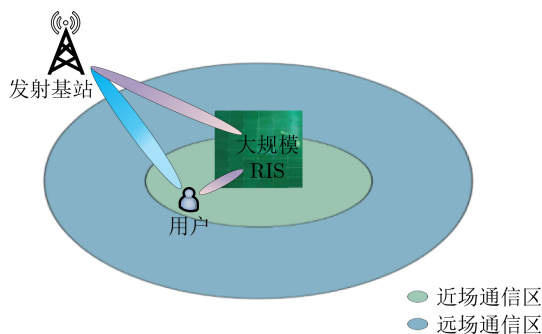


图1 大规模RIS辅助的近场用户通信模型

基尔霍夫衍射公式(Fresnel-Kirchoff's diffraction formula)可得出RIS表面的复振幅电场强度为

$$\mathbf{E}_{\text{RIS}} = p\mathbf{r}_{(x,y)} \circ \mathbf{b}_{(x,y)} \quad (1)$$

其中, p 代表远场点源处电场扰动的大小, 定义为 $p = \sqrt{\frac{P_t G_t \eta}{2\pi}}$, P_t 为信号发射功率, G_t 为发射天线增益, η 为自由空间阻抗。 $\mathbf{r}_{(x,y)}$ 为基站到大规模RIS表面中心处的路径增益与RIS中心至用户的路径增益的标量乘积, $\mathbf{b}_{(x,y)}$ 为大规模RIS与用户之间的导向矢量, 分别表示为

$$\mathbf{r}_{(x,y)} = \frac{\sqrt{M}}{2j\lambda} \left[\frac{\cos(\theta^{\text{azi}}) + \cos(\theta^{\text{ele}}(x,y,1))}{d(x,y,1)}, \dots, \frac{\cos(\theta^{\text{azi}}) + \cos(\theta^{\text{ele}}(x,y,M))}{d(x,y,M)} \right]^T \quad (2)$$

$$\mathbf{b}_{(x,y)} = \frac{1}{\sqrt{M}} \left[e^{\frac{2\pi}{\lambda}j(l+y\sin(\theta^{\text{azi}})+d(x,y,1))}, \dots, e^{-\frac{2\pi}{\lambda}j(l+y\sin(\theta^{\text{azi}})+d(x,y,M))} \right]^T \quad (3)$$

其中, $d(x,y,\cdot)$ 为大规模RIS中心坐标, 即 $(x,y,0)$ 与第 m 个接收天线之间的距离。此时大规模RIS与接收用户之间的路径增益为 $\mathbf{g}_{(x,y)}$, 由式(4)给出^[14]

$$\begin{aligned} \mathbf{g}_{(x,y)} &= \sqrt{\frac{|\mathbf{E}_R|^2 G_r \lambda^2}{2\eta P_t 4\pi}} \\ &= \sqrt{\frac{G_r \lambda^2 p |\mathbf{r}_{(x,y)}|^2 \circ |\mathbf{b}_{(x,y)}|^2}{8\pi\eta P_t}} \\ &= \sqrt{\frac{G_t G_r \lambda^2 |\mathbf{r}_{(x,y)}|^2}{16\pi^2 \eta M}} = \frac{\lambda \mathbf{r}_{(x,y)}}{4\pi} \sqrt{\frac{G_t G_r}{\eta M}} \quad (4) \end{aligned}$$

其中, G_r 为接收天线增益。近场情况下的基站、大规模RIS与接收用户的级联信道响应可表示为

$$\mathbf{h}_{\text{near}} = \sqrt{\frac{N}{L_n}} \sum_{l_n=1}^{L_n} \alpha_{l_n} \psi_{\theta} \iint_A \mathbf{g}_{(x,y)} \circ \mathbf{b}_{(x,y)} dx dy \quad (5)$$

其中, L_n 表示近场条件下基站至接收用户的有效通信路径总数, α_{l_n} 表示近场模型下基站与接收用户之间第 l_n 条有效路径增益, A 表示大规模RIS天线表面, $\mathbf{g}_{(x,y)}$ 表示近场模型下RIS与用户的路径增益, ψ_{θ} 为代表RIS自身的反射特性的对角矩阵, 定义为

$$\psi_{\theta} = \mathbf{A} e^{-j\theta} \quad (6)$$

其中, $\theta_{(1,1)}, \theta_{(2,2)}, \dots, \theta_{(x,y)} \in [0, 2\pi)$ 表示RIS天线表面的反射单元相位分布变量, $\Lambda_{(1,1)}, \Lambda_{(2,2)}, \dots, \Lambda_{(x,y)} \in [0, 1]$ 表示RIS天线表面的振幅分布变量。

2.2 远场无线信道

图1所示用户接收到的信号除大规模RIS反射

的近场球面波束外, 还有基站发射至用户的类平面波波束。值得一提的是, 大规模阵列天线的近场区球形波前决定同样的波在接收用户处会出现相位差, 而将通信距离拉至足够远时, 相位差的情况消失, 远场区呈现局部平面波前^[6]。为方便计算, 下文对远场区采用平面波建模, 基站可视为位于远场的信号发射点源, 基站与接收用户间的信道响应可表示为

$$\mathbf{h}_{\text{far}} = \sqrt{\frac{K}{L_f}} \sum_{l_f=1}^{L_f} \alpha_{l_f} \mathbf{I}(\beta_{l_f}) \quad (7)$$

其中, L_f 表示远场条件下基站至用户有效路径总数, α_{l_f} 表示远场模型下基站与接收用户之间第 l_f 条路径的增益, β_{l_f} 表示远场模型下信号波束的第 l_f 条路径的角度。 $\mathbf{I}(\beta_{l_f})$ 表示远场类平面波条件下 K 天线基站至接收用户位置处的操纵矢量, 定义为^[13]

$$\mathbf{I}(\beta_{l_f}) = \frac{1}{\sqrt{K}} \left[1, e^{-j\pi\beta_{l_f}}, \dots, e^{-j\pi(K-1)\beta_{l_f}} \right]^H \quad (8)$$

上述内容为基站下行链路中接收用户的通信链路分析, 图1场景所示用户所接收到无线信号分为RIS所辅助反射的近场球面增益波束与基站发射端所发出的类平面波束。用户所接收到的混合波束详细情况如图2所示, 与单一模型下RIS辅助的无线通信系统不同, 该场景下的用户通信模型较为复杂, 通过传统的单一通信模型对用户进行信道估计并不能求得最优解。

2.3 基于大规模RIS的近远场混合模型

基于以上分析, 考虑用户受近场和远场混合波束的影响, 用户接收信号不仅包括近场多径信号, 还包括远场多径信号。引入权重因子 ω , 基站与用户之间的信道响应可表示为

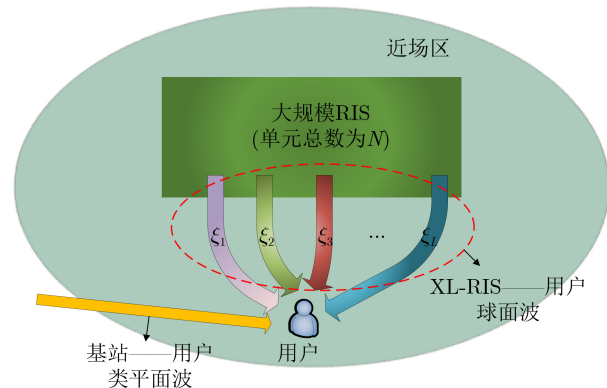


图2 近场用户的混合波束接收示意图

$$\begin{aligned} \mathbf{h}_{\text{mix}} = & \sqrt{\frac{N}{L}} \sum_{l_n=1}^{L_n} \alpha_{l_n} \psi_{\theta} \iint_A g(x,y) \circ \mathbf{b}_{(x,y)} dx dy \\ & + \sqrt{\frac{K}{L}} \sum_{l_f=1}^{(1-\omega)L} \alpha_{l_f} \mathbf{I}(\beta_{l_f}) \end{aligned} \quad (9)$$

其中, $L = L_f + L_n$, 表示基站发射端与接收用户之间的有效通信路径总数。该混合模型下的最大接收信噪比可表示为

$$\gamma = \frac{P_T \left(\omega \|\mathbf{h}_{\text{far}}\|^2 + (1-\omega) \|\mathbf{H}_T \mathbf{h}_{\text{mix}}\|^2 \right)}{\sigma^2} \quad (10)$$

其中, σ^2 表示噪声功率, \mathbf{H}_T 表示基站与大规模RIS之间的信道响应。由式(10)得该混合信道模型的可达速率可表示为

$$R = \log_2 \left[1 + \frac{P_T \left(\omega \|\mathbf{h}_{\text{far}}\|^2 + (1-\omega) \|\mathbf{H}_T \mathbf{h}_{\text{mix}}\|^2 \right)}{\sigma^2} \right] \quad (11)$$

在模型的建立过程中, 本文引入 $\omega \in [0, 1]$ 为混合信道模型中关于近远场模型选择的一个关键的可变参数。 ω 的值由大规模RIS所辅助的无线通信系统中近场与远场的有效路径分量确定, 即

$$\omega = \frac{G_f}{G_n + G_f} \quad (12)$$

其中, $G_f = \sum_{l=1}^l \alpha_{l_f}$, 表示基站与用户通信链路的远场路径总增益, G_n 为大规模RIS与用户通信链路的近场路径总增益。当 $\omega = 0$ 时, $G_f = 0$, 混合信道模型等同于大规模RIS所辅助的近场通信模型; 当 $\omega = 1$ 时, $G_n = 0$, 混合信道模型等同于基站与接收用户间的远场通信模型。当基站与处在大规模RIS所覆盖的近场区域内的接收用户通信时, 通过计算训练该接收用户位置条件下的 ω , 可得出适用于该用户位置处的最优混合信道模型。

3 近远场混合模型性能分析

3.1 路径损耗分析

设 $\theta_{m,n}^{tx}$, $\varphi_{m,n}^{tx}$, $\theta_{m,n}^{rx}$ 与 $\varphi_{m,n}^{rx}$ 分别表示从基站发射端至RIS上第 (m, n) 单元的仰角和方位角以及从接收用户至RIS上第 (m, n) 单元的仰角和方位角, d_1 与 d_2 分别表示基站发射端至RIS中心的距离以及RIS中心至接收用户的距离。设 θ_t , φ_t , θ_r 与 φ_r 分别表示基站发射端至RIS中心的仰角和方位角以及RIS中心至接收用户的仰角和方位角, RIS天线的归一化的功率辐射函数由式(13)给出

$$F(\theta, \varphi) = \begin{cases} \cos^3 \theta, & \theta \in \left[0, \frac{\pi}{2}\right] \\ 0, & \theta \in \left(\frac{\pi}{2}, \pi\right] \end{cases} \quad (13)$$

而RIS辅助无线通信中的接收信号功率可表示为^[8]

$$P_r = P_t \frac{G_t G_r G_{\text{RIS}} d_x d_y \lambda^2}{64\pi^3} \cdot \left| \sum_{m=1}^{\sqrt{N}} \sum_{n=1}^{\sqrt{N}} \frac{\sqrt{F_{(m,n)}} \psi_{\theta}}{d_1 d_2} e^{-j \frac{2\pi}{\lambda} (d_1 + d_2)} \right|^2 \quad (14)$$

其中, G_t , G_r 与 G_{RIS} 分别表示发射天线的增益、接收天线的增益以及RIS天线的增益, d_x 与 d_y 分别表示均匀分布的RIS天线表面上的沿 x 轴的天线单元间距与沿 y 轴的天线单元间距 (通常情况认为 $d_x = d_y = \lambda/2$), $F_{(m,n)} = F(\theta_{m,n}^{tx}, \varphi_{m,n}^{tx}) F(\theta_{m,n}^{rx}, \varphi_{m,n}^{rx})$ 为归一化功率辐射对接收信号功率的影响。

大规模RIS所辅助的近场级联信道中信号传输距离为 $d_1 + d_2$, 因此发射基站、大规模RIS与接收用户之间的级联信道的路径损耗为

$$\xi_{\text{RIS}}^{\text{near}} = \frac{c^2}{\left(\frac{4\pi}{\lambda}\right)^2 (d_1 + d_2)^2} e^{-j \frac{2\pi}{\lambda} (d_1 + d_2)} \quad (15)$$

其中, c 为光速。同理可得远场情况下RIS辅助的无线通信系统中基站、RIS与接收用户的级联信道的路径损耗为

$$\xi_{\text{RIS}}^{\text{far}} = \frac{c^2}{\left(\frac{4\pi}{\lambda}\right)^2 d_1^2 d_2^2} e^{-j \frac{2\pi}{\lambda} (d_1 + d_2)} \quad (16)$$

上述式(15)与式(16)总结了近场和远场情况下RIS所辅助无线系统的路径损耗。而对于图1所示的接收用户, 若发射机和接收机之间的通信距离设为 d' , 则混合波束接收情况下的路径损耗为

$$P_L = \omega \xi_{\text{MIMO}}^{\text{far}} + (1-\omega) \xi_{\text{RIS}}^{\text{near}} \quad (17)$$

其中, $\xi_{\text{MIMO}}^{\text{far}}$ 表示基站与接收用户之间的MIMO可视链路的路径损耗, 由式(18)给出^[15]

$$\xi_{\text{MIMO}}^{\text{far}} = -27.5 + 20 \log_2(f) + 10n \log_2(d') \quad (18)$$

其中, f 为通信载波频率, n 为损失常量, 具体值由室外实际通信场景所决定。需要特别注意的是, 本节关于混合波束的路径损耗讨论中所考虑场景为较简单的RIS级联链路与传统基站下行可视链路。若将传统基站下行可视链路换为RIS所反射的远场增益波束, 则应结合式(16)对路径损耗进行推导, 且本节不考虑随天线单元数增多后RIS自身的单元耦合所带来的损耗影响。

3.2 路径增益分析

RIS辅助的无线通信系统的级联信道的增益可表示为

$$\mathbf{g}_{B-R} = \rho_{BS} e^{j\phi_{BS}} \quad (19)$$

$$\mathbf{g}_{R-U} = \rho_{UE} e^{j\phi_{UE}} \quad (20)$$

其中, ρ_{BS} , ϕ_{BS} , ρ_{UE} 与 ϕ_{UE} 分别表示基站发射端至RIS的增益的幅度和相位以及RIS至接收用户的增益的幅度和相位。在已知基站与用户位置的条件, 相位可表示为

$$e^{j\phi_{BS}} = e^{-j \frac{2\pi}{\lambda} \|P_{BS} - P_{RIS}\|} \quad (21)$$

$$e^{j\phi_{UE}} = e^{-j \frac{2\pi}{\lambda} \|P_{UE} - P_{RIS}\|} \quad (22)$$

其中, P_{BS} , P_{RIS} 与 P_{UE} 分别表示发射基站、RIS天线中心与接收用户各自在建立坐标系中的位置表示, 如本文中令 $P_{RIS} = (x, y, 0)$ 。

对于基站发射端至RIS的通信路径分析中, 基站可视为远场的发射点源, 设波长为 λ 、电场强度为 \mathbf{E}_0 的信号入射至RIS表面, 则RIS表面电场强度可表示为

$$\mathbf{E}_{RIS} = \frac{\mathbf{E}_0}{\sqrt{4\pi}} \frac{\sqrt{x^2 + z^2}}{(x^2 + y^2 + z^2)^{5/4}} e^{-j \frac{2\pi}{\lambda} \sqrt{x^2 + y^2 + z^2}} \quad (23)$$

其中, $\sqrt{(x^2 + y^2 + z^2)}$ 为欧几里得距离, 可得基站至RIS段通信链路的增益为

$$\mathbf{g}_{B-R} = e^{-j \frac{2\pi}{\lambda} \|P_{BS} - P_{RIS}\|} \iint_A \frac{\mathbf{E}_{RIS}}{\mathbf{E}_0} dx dy \quad (24)$$

而对于RIS与接收用户的通信路径而言, 近场聚焦天线的增益与非聚焦天线的远场辐射增益完全不同, 取决于与天线孔径的距离以及方向^[16], RIS天线表面辐射的总功率为

$$\mathcal{P} = \frac{D^2}{2} \sqrt{\eta} \iint_A \Lambda_{(x,y)}^2 \mathbf{E}_{RIS} dx dy \quad (25)$$

则该级联信道下的增益幅度可表示为

$$\rho = \sqrt{\frac{4\pi P_r}{\mathcal{P}}} \quad (26)$$

将式(25)代入式(26)与式(20)中, 可得RIS至接收用户段通信链路的增益为

$$\mathbf{g}_{R-U} = \sqrt{\frac{4\pi P_r}{\frac{D^2}{2} \sqrt{\eta} \iint_A \Lambda_{(x,y)}^2 \mathbf{E}_{RIS} dx dy}} e^{-j \frac{2\pi}{\lambda} \|P_{UE} - P_{RIS}\|} \quad (27)$$

3.3 平均误码率分析

由文献[17–19]可知, 通信信道路径增益 α 的分布可以近似为Gamma统计分布, 即

$$\alpha(x) = \frac{x^{v-1}}{\Gamma(v)\lambda^v} e^{-\frac{x}{\lambda}} \quad (28)$$

其中, $v = \frac{\mathbf{E}[\alpha]^2}{\text{Var}[\alpha]}$, $\delta = \frac{\text{Var}[\alpha]}{\mathbf{E}[\alpha]}$ 。将通信链路中符号

量的平均信噪比表示为 $\bar{\gamma}$, 因此瞬时信噪比 γ 条件下的概率密度函数 $f_o(\gamma)$ 与累积分布函数 $F_o(\gamma_s)$ 分别为

$$f_o(\gamma) = \frac{1}{2\Gamma(v)\gamma} \mathbf{G}_{0,1}^{1,0} \left[\frac{1}{\lambda} \left(\frac{\gamma}{\bar{\gamma}} \right)^{\frac{1}{2}} \middle| \frac{1}{v} \right] \quad (29)$$

$$F_o(\gamma) = \frac{1}{\Gamma(v)} \mathbf{G}_{1,2}^{1,1} \left[\frac{1}{\lambda} \left(\frac{\gamma}{\bar{\gamma}} \right)^{\frac{1}{2}} \middle| \frac{1}{v} \right] \quad (30)$$

由文献[20]可知, 平均误码率可通过条件误差概率函数计算得出, 将加性高斯白噪声条件(Additive White Gaussian Noise, AWGN)下的条件误差概率除以输出信噪比, 即

$$\bar{P}_e = \int_0^\infty P_E(x) F_o(x) dx \quad (31)$$

其中, $P_E(\cdot)$ 为条件误差概率函数, 可表示为

$$P_E(x) = \frac{\Gamma(p, q\gamma)}{2\Gamma(p)} \quad (32)$$

其中, $\Gamma(\cdot)$ 为Gamma函数, $\Gamma(\cdot, \cdot)$ 为互补的不完全Gamma函数。将式(32)代入式(31)中, 可得 \bar{P}_e 为

$$\bar{P}_e = \frac{q^p}{2\Gamma(p)} \int_0^\infty \gamma^{p-1} e^{-q\gamma} F_o(\gamma) d\gamma \quad (33)$$

其中, p 与 q 的值由编码调制技术不同而决定, 当 $p = 0.5$, $q = 1$ 时表示为二进制相移键控(Binary Phase Shift Keying, BPSK), 当 $p = 0.5$, $q = 0.5$ 时表示为二进制频移键控(Binary Frequency Shift Keying, BFSK), 当 $p = 1$, $q = 1$ 时表示为二进制差分相移键控(binary Differential Phase Shift Keying, 2DPSK)。

4 仿真结果与分析

为分析所提模型与单一模型所带来的增益与模型鲁棒性, 本节做出相关仿真。本节所考虑的仿真场景中采用位于笛卡儿坐标系中心位置的总单元数为 N 的正方形大规模RIS天线辅助的无线通信场景, 并采用蒙特卡罗仿真方法进行对比分析。具体参数设置如表1所示。

图3给出了不同通信距离条件下近场、远场以及混合信道模型的归一化增益对比。其中, 大规模RIS尺寸设置为行单元数 $\sqrt{N} = 30$ 。如图3所示, RIS与用户之间近距离通信, 近场模型比远场模型对信号的增益效果较好, 特别是当大规模RIS与用户之间的通信距离靠近 d_Z 时系统增益显著提升。反之随通信距离的增加, 近场模型下增益衰落严重, 而远场模型可达到最大增益效果并趋于稳定。同时, 混合信道模型相比于单一模型在不同通信距离条件

下皆可获得较好的信号增益效果, 符合预期。其原因在于, 所提模型可根据不同的混合波束接收场景而灵活改变模型配置参数 ω , 从而可切换通信系统中近远场路径分量的信道估计权重, 因此可带来优于单一模型的增益效果。

图4描述了不同单元数目条件下大规模RIS的可达速率与发射功率关系。其中, RIS尺寸设置为行单元数 $\sqrt{N} = 10, 20, 30$ 。结果表明, 随发射功率 P_T 与单元数目 N 的增大, 混合信道模型下的可达速率 R 增大, 这是由于在一定噪声功率条件下, R 与 P_T 由信道响应 h_{MIX} 所影响。当单元数目 N 增大时, RIS所辅助的级联信道的路径增益增大, 因此可达速率 R 增大, 即所提出混合信道模型的可达速率随RIS尺寸扩张而增大, 结果表明所提混合信道模型适用于较大规模的RIS通信系统。

图5给出了不同编码方式下大规模RIS的混合

波束接受模型与单一模型的平均误码率性能对比。其中图5(a)说明了2DPSK编码条件下, 每行单元数目为 $\sqrt{N} = 10, 20, 30$ 的大规模RIS的平均误码率与信噪比关系。仿真参数设置为 $d_2 = 400 \text{ m}$, $p = 1$, $q = 1$, 并通过调整权重因子 ω 的值进行不同模型选择, 具体为 $\omega = 0, 0.5, 1$ 分别对应近场模型、混合信道模型以及远场模型。

由图5(a)可见, 随信噪比增大, 系统平均误码率逐渐变小, 并且较大尺寸的大规模RIS鲁棒性更优, 符合相位天线特性。同时, 相同单元数以及信噪比条件下, 所提混合信道模型($\omega = 0.5$)的鲁棒性优于单一模型, 证明了所提模型的可行性。这是由于引入权重因子 ω , 对混合场景下的信道模型进行重配置, 从而获取相对正确的信道信息。特别是当 $d_2 = d_Z$ 时, 所提模型的鲁棒性优化效果尤为明显。而随着大规模RIS的尺寸增加, 所覆盖的近场通信范围变大, 近场模型相比远场模型更适用于获取信道状态信息, 因此模型权重的重要性降低, 所提模型的鲁棒性优化效果变弱, 这是符合预期的。

图5(b)是在BPSK编码条件下, 每行单元数目为 $\sqrt{N} = 10, 20, 30$ 的平均误码率与信噪比关系图。参数设置为 $d_2 = 400 \text{ m}$, $p = 0.5$, $q = 1$, $\omega = 0, 0.5, 1$ 。如图5所示, 采用相干解调的BPSK平均误码率低于非相干解调2DPSK, 可见通信系统中采用较复杂的相干解调编码方式会具有较好的鲁棒性。除此

表 1 仿真参数配置

参数	数值
波长 λ	0.1 m
元素间距 d	0.05 m
发射天线增益 G_t	30 dB
接收天线增益 G_r	15 dB
噪声功率 σ^2	-70 dB
信噪比阈值 γ_t	60 dB

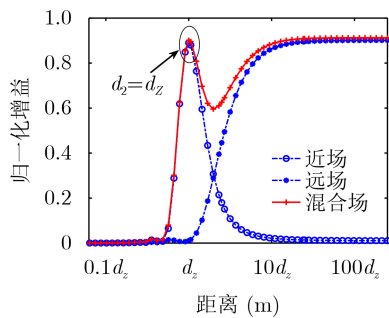


图 3 不同模型下的大规模RIS归一化增益与传输距离关系

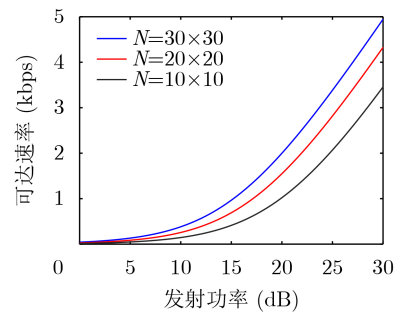
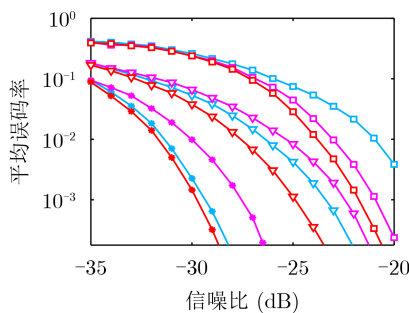
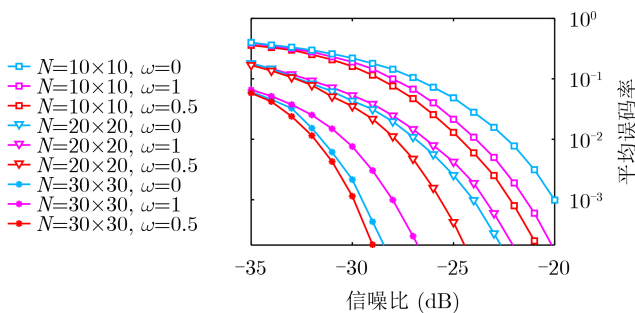


图 4 不同单元数目下的大规模RIS可达速率与发射功率关系



(a) 2DPSK编码下平均误码率变化



(b) BPSK编码下平均误码率变化

图 5 不同信噪比条件下所提混合模型的可靠性分析

之外, 所得到的结论与图5(a)基本一致, 进一步验证了模型分析的有效性。因此, 所提混合信道模型可应用于混合通信环境下大规模RIS系统的信道估计问题, 并可带来优于现有单一模型的增益和鲁棒性。

5 结束语

本文针对大规模RIS辅助的下行链路中用户接收信号受近场与远场混合信道影响的问题进行研究。考虑大规模RIS所辅助的近场传输特性, 引入权重因子, 建立了一个基于有效通信路径的混合信道模型。为了验证模型的正确性以及得到更显著的结论, 本文推导了所提模型的相关参数, 并通过仿真结果表明该混合估计模型所带来的系统增益与模型鲁棒性均优于单一模型。未来将进一步基于所提混合信道模型解决有关大规模RIS的复杂信道估计问题。

参考文献

- [1] BJORNSON E, VAN DER PERRE L, BUZZI S, *et al.* Massive MIMO in Sub-6 GHz and mmWave: Physical, practical, and use-case differences[J]. *IEEE Wireless Communications*, 2019, 26(2): 100–108. doi: [10.1109/MWC.2018.1800140](https://doi.org/10.1109/MWC.2018.1800140).
- [2] NEMATI M, MAHAM B, POKHREL S R, *et al.* Modeling RIS empowered outdoor-to-indoor communication in mmWave cellular networks[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2021, 69(11): 7837–7850. doi: [10.1109/TCOMM.2021.3104878](https://doi.org/10.1109/TCOMM.2021.3104878).
- [3] TANG Wankai, DAI Junyan, CHEN Mingzheng, *et al.* MIMO transmission through reconfigurable intelligent surface: System design, analysis, and implementation[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2020, 38(11): 2683–2699. doi: [10.1109/JSAC.2020.3007055](https://doi.org/10.1109/JSAC.2020.3007055).
- [4] YING Keke, GAO Zhen, LYU Shanxiang, *et al.* GMD-based hybrid beamforming for large reconfigurable intelligent surface assisted millimeter-wave massive MIMO[J]. *IEEE Access*, 2020, 8: 19530–19539. doi: [10.1109/ACCESS.2020.2968456](https://doi.org/10.1109/ACCESS.2020.2968456).
- [5] YAN Wenjing, YUAN Xiaojun, HE Zhenqing, *et al.* Passive beamforming and information transfer design for reconfigurable intelligent surfaces aided multiuser MIMO systems[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2020, 38(8): 1793–1808. doi: [10.1109/JSAC.2020.3000811](https://doi.org/10.1109/JSAC.2020.3000811).
- [6] BJÖRNSON E, DEMIR Ö T, and SANGUINETTI L. A primer on near-field beamforming for arrays and reconfigurable intelligent surfaces[C]. 2021 55th Asilomar Conference on Signals, Systems, and Computers, Pacific Grove, USA, 2021: 105–112. doi: [10.1109/IEEECONF53345.2021.9723331](https://doi.org/10.1109/IEEECONF53345.2021.9723331).
- [7] BJÖRNSON E and SANGUINETTI L. Power scaling laws and near-field behaviors of massive MIMO and intelligent reflecting surfaces[J]. *IEEE Open Journal of the Communications Society*, 2020, 1: 1306–1324. doi: [10.1109/OJCOMS.2020.3020925](https://doi.org/10.1109/OJCOMS.2020.3020925).
- [8] TANG Wankai, CHEN Mingzheng, CHEN Xiangyu, *et al.* Wireless communications with reconfigurable intelligent surface: Path loss modeling and experimental measurement[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2021, 20(1): 421–439. doi: [10.1109/TWC.2020.3024887](https://doi.org/10.1109/TWC.2020.3024887).
- [9] CHEN Yuhang, YAN Longfei, and HAN Chong. Hybrid spherical- and planar-wave modeling and DCNN-powered estimation of terahertz ultra-massive MIMO channels[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2021, 69(10): 7063–7076. doi: [10.1109/TCOMM.2021.3098696](https://doi.org/10.1109/TCOMM.2021.3098696).
- [10] WEI Xiuhong, DAI Linglong, ZHAO Yajun, *et al.* Codebook design and beam training for extremely large-scale RIS: Far-field or near-field?[J]. *China Communications*, 2022, 19(6): 193–204. doi: [10.23919/JCC.2022.06.015](https://doi.org/10.23919/JCC.2022.06.015).
- [11] HAN Yu, JIN Shi, WEN Chaokai, *et al.* Channel estimation for extremely large-scale massive MIMO systems[J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2020, 9(5): 633–637. doi: [10.1109/LWC.2019.2963877](https://doi.org/10.1109/LWC.2019.2963877).
- [12] CUI Mingyao and DAI Linglong. Channel estimation for extremely large-scale MIMO: Far-field or near-field?[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2022, 70(4): 2663–2677. doi: [10.1109/TCOMM.2022.3146400](https://doi.org/10.1109/TCOMM.2022.3146400).
- [13] WEI Xiuhong and DAI Linglong. Channel estimation for extremely large-scale massive MIMO: Far-field, near-field, or hybrid-field?[J]. *IEEE Communications Letters*, 2022, 26(1): 177–181. doi: [10.1109/LCOMM.2021.3124927](https://doi.org/10.1109/LCOMM.2021.3124927).
- [14] JIANG Yuhua, GAO Feifei, JIAN Mengnan, *et al.* Reconfigurable intelligent surface for near field communications: Beamforming and sensing[EB/OL]. <https://doi.org/10.48550/arXiv.2204.10114>, 2022. doi: [10.48550/arXiv.2204.10114.2022](https://doi.org/10.48550/arXiv.2204.10114.2022).
- [15] GUERRA A, GUIDI F, DARDARI D, *et al.* Near-field tracking with large antenna arrays: Fundamental limits and practical algorithms[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2021, 69: 5723–5738. doi: [10.1109/TSP.2021.3101696](https://doi.org/10.1109/TSP.2021.3101696).
- [16] ABU-SHABAN Z, KEYKHOSRAVI K, KESKIN M F, *et al.* Near-field localization with a reconfigurable intelligent surface acting as lens[C]. ICC 2021-IEEE International Conference on Communications, Montreal, Canada, 2021. doi: [10.1109/ICC42927.2021.9500663](https://doi.org/10.1109/ICC42927.2021.9500663).
- [17] SHERMAN J. Properties of focused apertures in the Fresnel region[J]. *IRE Transactions on Antennas and Propagation*,

- 1962, 10(4): 399–408. doi: [10.1109/TAP.1962.1137900](https://doi.org/10.1109/TAP.1962.1137900).
- [18] BEN CHEIKH D, 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, 2011: 137. doi: [10.1186/1687-1499-2011-137](https://doi.org/10.1186/1687-1499-2011-137).
- [19] LI Sai, YANG Linag, DA COSTA D B, *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. doi: [10.1109/TCCN.2021.3058670](https://doi.org/10.1109/TCCN.2021.3058670).
- [20] ANSARI I S, AL-AHMADI S, YILMAZ F, *et al.* A new formula for the BER of binary modulations with dual-branch selection over generalized-K composite fading channels[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2011, 59(10): 2654–2658. doi: [10.1109/TCOMM.2011.063011.100303A](https://doi.org/10.1109/TCOMM.2011.063011.100303A).
- 罗文字: 男, 副教授, 研究方向为可重构智能表面技术、智能无线环境.
- 马怡乐: 男, 硕士生, 研究方向为可重构智能表面技术.
- 邵霞: 女, 副教授, 研究方向为通信与信息安全.
- 许丽: 女, 教授, 研究方向为计算机视觉、模式识别、机器学习等.
- 南希茜: 女, 学士, 研究方向为可重构智能表面技术.
- 责任编辑: 余蓉