

# 智能反射面通信近邻互耦模型与可调阻抗优化方法

吴炜 王文鼎\*

(南京邮电大学通信与信息工程学院 南京 210000)

(宽带无线通信与传感技术教育部重点实验室 南京 210000)

**摘要:** 智能反射面(RIS)通常由大量可编程反射单元密集排布而成,当反射单元间距小于入射信号半波长时,电磁互耦效应会显著影响RIS部署的整体性能。为此,该文针对RIS辅助的无线通信系统,研究基于近邻互耦矩阵的简化信道模型以及可调阻抗优化方法。首先,依据互阻抗强度随间隔单元数增加而快速衰减的电磁特性,提取紧邻和次紧邻互耦参数,并结合对应的映射矩阵构建近邻互耦矩阵;其次,在远场条件下,基于等效耦合距离对收发端与RIS间互阻抗计算表达式进行简化,进而建立低复杂度互耦感知信道模型。进一步,基于简化模型并采用阻抗分解法,推导RIS可调阻抗的最优闭式解,其求解复杂度显著低于诺伊曼级数近似算法,并且不受反射单元间距和数量影响。仿真结果表明,所提信道模型和阻抗优化方法在反射单元间距小于等于1/4信号波长时具备较高的准确性和有效性。

**关键词:** 智能反射面; 互耦效应; 信道建模; 可调阻抗优化

中图分类号: TN92

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2026)03-1343-11

DOI: 10.11999/JEIT251109

CSTR: 32379.14.JEIT251109

## 1 引言

智能反射面(Reconfigurable Intelligent Surface, RIS)技术凭借其智能构建无线电磁传播环境的独特优势,备受学术和产业界关注<sup>[1-4]</sup>。RIS由大量亚波长尺寸的可编程反射单元(Reflecting Element, RE)构成,每个单元通过集成可调元件动态调控入射信号的幅度和相位,以实现反射信号的灵活波束赋形,可将能量聚焦于目标用户,从而显著提升接收信噪比和覆盖范围。RIS基于无源可调器件(如PIN二极管、变容二极管等)设计,无需射频链路和功率放大器等有源组件,具备极低的静态功耗与硬件成本,能为6G网络超高效率和绿色通信提供有效解决方案<sup>[5,6]</sup>。

依据天线理论,减小单元间距有助于提高空间采样密度,实现对信号传播更精细的控制,从而增强波束方向性,并有效抑制栅瓣产生<sup>[7]</sup>。因此,为了在有限尺寸下提升波束指向精度与增益,RIS通常采用密集排列的反射单元结构。然而,随着单元间距减小至半波长以下,单元间互耦效应(mutual-coupling effect)将显著增强。互耦效应会改变反射单元的原有阻抗特性,引起波束指向偏差等非理想情况,从而影响RIS系统的整体性能<sup>[8]</sup>。因此,深

入理解单元间互耦效应并准确建立互耦感知的RIS信道模型,对系统设计和性能优化至关重要。

现有关于RIS信道建模方面的研究,主要形成了2类技术路线:第1类是基于信号传播理论与路径损耗的建模方法<sup>[9,10]</sup>,第2类研究则聚焦于RIS的电磁特性建模,特别是对互耦效应的系统描述与分析。前者侧重于描述信号的宏观传播特性,未深入考虑单元间互耦效应,更适用于单元间距较大、互耦影响可忽略的理想情况。后者普遍采用多端口网络理论,主要包括3种表征模型:阻抗参数<sup>[11,12]</sup>、散射参数<sup>[13,14]</sup>和导纳参数<sup>[15]</sup>模型(为表述简洁,后文分别简称为Z,S和Y模型)。这3类模型均适用于不同单元间距配置,对小于等于乃至大于半波长的阵列结构具备通用性。文献<sup>[11]</sup>首次提出了基于多端口网络理论的RIS信道模型,将RIS平面建模为带有可调阻抗的散射单元集合,并利用Z参数矩阵刻画了因互耦效应导致的端到端信道非线性特性。文献<sup>[13]</sup>提出基于S参数表征RIS信道模型,适用于独立可调负载结构和互联负载网络结构(超对角RIS)。文献<sup>[14]</sup>指出,Z模型在忽略直达链路时已内含RIS结构性散射,而S参数模型需通过正确建模直达链路才能体现该特性。文献<sup>[15]</sup>基于图论提出Y参数模型,主要适用于具有稀疏导纳矩阵的超对角RIS架构,如树状与林连接结构。文献<sup>[16]</sup>在远场传输条件下推导了Y和S向Z参数的映射关系,证明了3种模型的等效性,并提出了一个通用模型框架。文献<sup>[17]</sup>设计了一种通过三维全波电磁仿真辐射方向图来估计S参数的训练方法,并通过实验测量验证了所提训练方法的有效性。

基于上述模型,研究进一步扩展到RIS可调阻

收稿日期: 2025-10-20; 改回日期: 2025-11-25; 网络出版: 2025-12-10

\*通信作者: 王文鼎 wangwn@njupt.edu.cn

基金项目: 南京邮电大学引进人才科研启动基金项目(自然科学基金)(NY222118)

Foundation Item: The Natural Science Research Start-up Foundation of Recruiting Talents of Nanjing University of Posts and Telecommunications (NY222118)

抗的优化方法。文献[18]针对RIS辅助的单输入单输出(Single-Input Single-Output, SISO)系统信道,提出一种基于诺伊曼级数近似的可调阻抗优化算法,用于最大化端到端接收功率。文献[19]分别将诺伊曼级数近似法扩展至多用户多输入多输出(Multiple-Input Multiple-Output, MIMO)系统干扰信道和复杂散射环境。文献[20]同样针对RIS辅助的SISO系统,提出一种基于梯度下降的阻抗优化算法,该算法具有单调收敛性。文献[21]提出了一种单连接与超对角RIS架构通用的迭代优化算法。文献[22]利用Takagi分解法实现了单用户SISO系统中超对角矩阵求解,并利用对称特性提出了适用于单用户与多用户多输入单输出(Multi-Input Single-Output, MISO)系统的交替优化算法。文献[23]针对群连接与林连接的RIS结构,提出导纳值连续可调时采用拟牛顿法直接求解最优导纳矩阵,在离散可调时采用贪婪算法进行迭代优化。实际系统中RIS阻抗与相位的调控往往难以实现理想连续调控,离散化与量化误差也是影响系统性能的重要因素。文献[24]围绕量化相位误差对系统遍历容量的影响展开研究,指出即使采用最优离散相位配置,量化误差仍会导致系统容量下降,需通过配置更多反射单元以补偿性能损失。

由于Z、S和Y 3种模型具有等效性,并且Z模型在刻画单元间互耦效应方面更具直观优势,本文选择以此模型为基础展开研究。基于Z参数构建互耦感知信道模型与可调阻抗优化方法目前仍面临以下挑战:首先,模型中互耦矩阵的参数维度大,对于一个包含 $N$ 个反射单元的RIS,即使考虑互阻抗对称性,仍包含 $N(N+1)/2$ 个独立参数,且其数量随反射单元数呈平方增长。其次,现有方法求解单个互阻抗参数的计算表达式较为繁复,涉及场强和电流分布函数的二重积分运算,导致构建完整互耦矩阵的计算成本高[13]。再者,互耦矩阵与可调阻抗矩阵均位于信道模型表示的分母位置,传统优化算法难以避免对高维互耦矩阵的求逆运算,致使求解复杂度进一步升高。在现有研究中,文献[17]通过仅考虑相邻单元间的耦合效应,降低了S参数的数量与模型训练复杂度,但未对模型结构本身进行理论简化,也未涉及可调阻抗的优化问题。此外,诺伊曼级数近似算法[18,19]、迭代闭式求解算法[20]及交替优化算法[22]等,虽在RIS阻抗优化方面取得了一定进展,但仍普遍依赖对高维互耦矩阵的求逆操作,且其计算复杂度随单元数量增加而显著升高。

针对上述问题,本文致力于研究低复杂度的互耦感知Z模型及高效可调阻抗优化方法,主要贡献

包括:(1)基于互耦强度随单元间距呈近指数衰减的物理特性,选取直接相邻和次相邻互耦单元以构建近邻互耦矩阵,可将互耦参数减少至9或4个,实现了模型参数的有效降维;(2)在远场条件下,通过等效耦合距离推导出互阻抗的简化表达式,显著降低了发射端/接收端与反射单元间互阻抗的计算复杂度;(3)在此基础上,通过阻抗分解以及阻抗与相移间映射关系,推导了可调阻抗的最优闭式解,规避了现有优化算法的迭代过程。与现有方法相比,本文所提模型在保持电磁一致性的前提下,实现了参数规模与计算复杂度的有效控制,所推导的闭式解也为RIS阻抗优化提供了无需迭代的高效求解路径。最后,通过数值仿真实验验证了,所提简化模型以及优化方法在单元间距不大于 $1/4$ 信号波长时具备较高的准确性和有效性。

## 2 基于近邻耦合矩阵的RIS信道模型

### 2.1 Z参数模型

假设收发端都配置单天线,RIS平面包含 $N_I$ 个RE,端到端等效信道模型为[17]

$$H_{e2e} = \alpha_0 \left( z_{RT} - z_{RI} (\mathbf{Z}_{II} + \mathbf{Z}_{tune})^{-1} z_{IT} \right) \quad (1)$$

其中, $\alpha_0$ 是一个复数常量,表示发射端电压源内部阻抗、接收端负载阻抗以及收发天线自阻抗的总体, $z_{RT}$ 表示发射与接收天线间的互阻抗, $z_{IT} \in \mathbb{C}^{N_I \times 1}$ 和 $z_{RI} \in \mathbb{C}^{1 \times N_I}$ 分别表示RE与发射天线、接收天线间的互阻抗向量, $\mathbf{Z}_{II} \in \mathbb{C}^{N_I \times N_I}$ 表示RIS互耦矩阵,其中对角线上的元素为自阻抗值,其余位置的元素为互阻抗值。图1是RE间等效阻抗示意图,其中 $Z_{kk}$ 和 $Z_{tun,k}$  ( $1 \leq k \leq N_I$ )分别表示第 $k$ 个RE的自阻抗和可调阻抗, $Z_{ik}$  ( $1 \leq i \leq N_I, 1 \leq k \leq N_I, i \neq j$ )表示第 $i$ 与第 $k$ 个RE间的互阻抗。

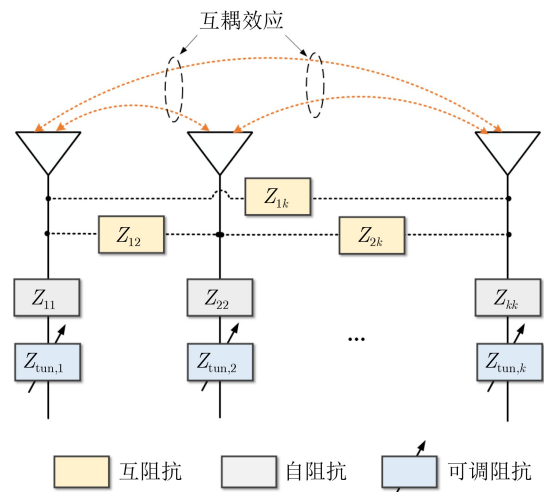


图1 RE间互耦效应及等效阻抗示意图

将发射天线、接收天线以及RE均看作由理想导体材料制成的圆柱形细天线, 天线的长和直径分别记为 $l_Q$ 和 $a_Q$  ( $a_Q \ll l_Q$ ), 其中 $Q = \{T, R, I\}$ , T, R和I分别表示发射天线、接收天线和RE。对于任意两天线 $p, q \in Q$ 之间的互阻抗可通过式(2)计算得到

$$Z_{qp} = \int_{z_q - l_q/2}^{z_q + l_q/2} \int_{z_p - l_p/2}^{z_p + l_p/2} E_{qp}(z, z') \tilde{I}_p(z) \tilde{I}_q(z') dz dz' \quad (2)$$

其中

$$\tilde{I}_X = \sin(k_0(l_X/2 - |z - z_X|)) / \sin(k_0 l_X/2), \quad X = \{p, q\} \quad (3)$$

$$E_{qp}(z, z') = f_{qp}(z, z') \exp(-jk_0 d_{qp}(z, z')) \quad (4)$$

其中,  $d_{qp}(z, z')$ 表示 $p$ 上任意一点 $(x_p, y_p, z)$ 到 $q$ 上任意一点 $(x_q, y_q, z')$ 之间的距离,  $(x_p, y_p, z)$ 和 $(x_q, y_q, z')$ 表示坐标值,  $d_{qp}(z, z')$ 表达式为

$$d_{qp}(z, z') = \begin{cases} \sqrt{(x_q - x_p)^2 + (y_q - y_p)^2 + (z' - z)^2}, & x_p \neq x_q \\ \sqrt{a_p^2 + (z' - z)^2}, & x_p = x_q \end{cases} \quad (5)$$

其中,  $a_p$ 表示天线 $p$ 的直径,  $(x_p, y_p, z_p)$ 和 $(x_q, y_q, z_q)$ 分别表示天线 $p, q$ 的中心坐标,  $f_{qp}(z, z')$ 是与距离 $d_{qp}(z, z')$ 相关的中间变量, 表达式为

$$f_{qp}(z, z') = \frac{j\eta_0}{4\pi k_0} \left[ \frac{(z' - z)^2}{d_{qp}^3(z', z)} \left( \frac{3}{d_{qp}^2(z', z)} + \frac{3jk_0}{d_{qp}(z', z)} - k_0^2 \right) - \frac{1}{d_{qp}^3(z', z)} - \frac{jk_0}{d_{qp}^2(z', z)} + \frac{k_0^2}{d_{qp}(z', z)} \right] \quad (6)$$

其中,  $k_0 = 2\pi/\lambda$ 表示自由空间波数,  $\lambda$ 表示入射信号波长,  $\eta_0$ 表示真空中的特性阻抗。

## 2.2 互阻抗表达式简化方法

由式(2)–式(6)可以看到, 互阻抗计算涉及电场和电流分布函数的二重积分运算, 并且被积函数与距离的高次方项呈倒数关系, 导致单个互阻抗参数的计算复杂度已经很高。为此, 本文先对远场条件下, RIS单元与收发天线间的互阻抗计算表达式进行简化。

仍然将发射天线、接收天线和RE均看作由理想导体材料制成的圆柱形细天线, 天线的长和直径分别为 $l_Q$ 和 $a_Q$  ( $a_Q \ll l_Q$ )。当 $p, q$ 间距离满足 $d_{qp} \gg 2l_p^2/\lambda$ 时,  $p, q$ 满足远场条件, 此时距离 $d_{qp}(z, z')$ 可近似为

$$\bar{d}_{qp} = \sqrt{(x_q - x_p)^2 + (y_q - y_p)^2 + (z_q - z_p)^2} \quad (7)$$

进一步, 式(6)和式(4)可分别简化为

$$f'_{qp} = \frac{j\eta_0}{4\pi k_0} \left[ \frac{(z_q - z_p)^2}{\bar{d}_{qp}^3} \left( \frac{3}{\bar{d}_{qp}^2} + \frac{3jk_0}{\bar{d}_{qp}} - k_0^2 \right) + \frac{k_0^2 \bar{d}_{qp}^2 - jk_0 \bar{d}_{qp} - 1}{\bar{d}_{qp}^3} \right] \quad (8)$$

$$E'_{qp} = f'_{qp} \exp(-jk_0 \bar{d}_{qp}) \quad (9)$$

由此, 互阻抗表达式变为

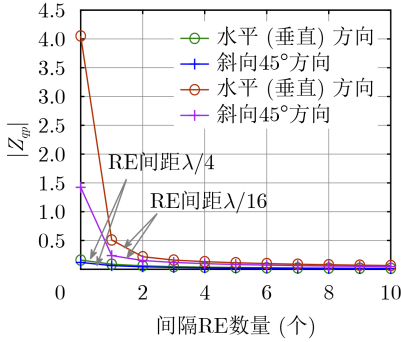
$$\begin{aligned} Z_{qp} &= E'_{qp} \int_{z_q - l_q/2}^{z_q + l_q/2} \int_{z_p - l_p/2}^{z_p + l_p/2} \tilde{I}_p(z) \tilde{I}_q(z') dz dz' \\ &= E'_{qp} \int_{z_q - l_q/2}^{z_q + l_q/2} \tilde{I}_p(z) dz \int_{z_p - l_p/2}^{z_p + l_p/2} \tilde{I}_q(z') dz' \\ &= E'_{qp} I_p I_q \end{aligned} \quad (10)$$

其中,  $I_X = \int_{z_x - l_x/2}^{z_x + l_x/2} \tilde{I}_X(z) dz$ 。以式(7)–式(10)为远场条件下互阻抗计算的简化表达式。

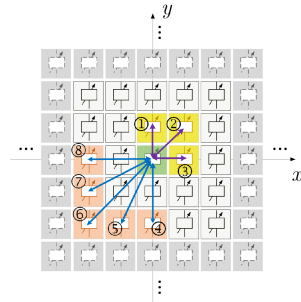
可以看到, 通过将距离近似为 $p, q$  2天线的中心距离, 从而将电场函数 $E'_{qp}$ 变为纵坐标值( $z$ 和 $z'$ )的无关项, 降低了被积函数和积分计算的复杂度。实际中, 收发天线间以及RIS到收发天线的距离通常满足远场条件, 可用简化后的互阻抗表达式(7)–式(10)进行计算。但需要注意的是, RIS平面内各RE之间是紧密排列的, 不能满足远场条件, 因此无法采用以上简化方法。然而, RIS互耦矩阵的复杂度不仅在于单个互阻抗参数的计算, 更在于其所包含的互耦参数数量很大。对于一个包含 $N_I$ 个反射单元的RIS, 即使考虑互阻抗的对称性(即 $p$ 对 $q$ 的互阻抗值与 $q$ 对 $p$ 的相同), 其参数数量仍然达到 $(N_I + 1)N_I/2$ 个。为与本文所提方案区分, 后文中将考虑所有互阻抗参数的矩阵称为全互耦矩阵。下节将从参数数量降维的角度出发, 构建近邻互耦矩阵以替代全互耦矩阵, 从而降低整体信道模型的复杂度。

## 2.3 近邻互耦矩阵构建方法

根据天线间耦合效应的作用机理和衰减特征可知, 当2个天线单元之间引入第3个单元时, 会产生以间接耦合为特征的电磁相互作用, 而这种耦合通常极其微弱, 并且随着中间单元数量的增加, 衰减效应会进一步增强<sup>[9]</sup>。采用互阻抗计算式(2)–式(6)可得到天线间互阻抗值随间隔RE数量的变化曲线, 如图2(a)所示。从中可以发现2个变化趋势:



(a) 互阻抗值随间隔RE数变化曲线



(b) 两类近邻RE示意图

图2 互耦强度随间隔单元数变化趋势及近邻RE示意图

(1)RE间距越小,互阻抗值越大,耦合效应越明显;(2)随着间隔RE数量增大,互阻抗值有明显下降。值得注意的是,当RE间距减小至 $\lambda/16$ 时,互阻抗值随间隔RE数下降很快,水平(垂直)方向上间隔为2个RE时的互阻抗值已经降为初始值(间隔0个单元)的 $1/20$ 。因此,在RIS平面上被多个( $>1$ )中间单元隔开的任意2个RE之间,其耦合效应可以忽略不计。因此,本文将与目标RE间隔0或1个中间单元的RE称为近邻RE,仅考虑近邻RE的耦合作用,并构建近邻互耦矩阵以替代全互耦矩阵。

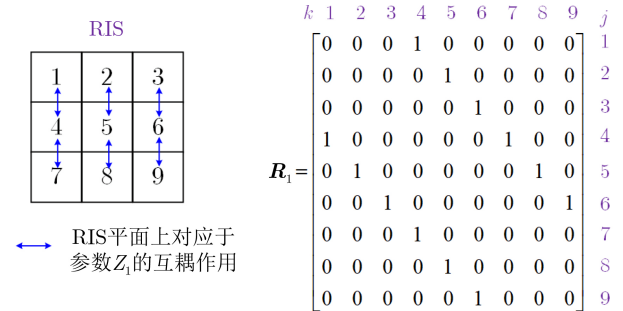
2类近邻RE如图2(b)所示。坐标轴原点处的绿色作为目标RE,黄色为与目标间隔0个中间单元的近邻RE,本文称为I类近邻,橘色为间隔1个中间单元的近邻RE,称为II类近邻。I类和II类近邻分别包含3种和5种情况,并且这8种情况均具有旋转对称性,即图中任意一个象限都存在这8类耦合情况。为了图形展示更为清晰,图中将8种情况分别画在第1和第3象限内。

将图2(b)中8种近邻耦合情况所对应的8个互阻抗参数分别记为 $Z_i (i \in \{1, 2, \dots, 8\})$ ,并将自阻抗参数记为 $Z_0$ ,则近邻互耦矩阵可表示为

$$\mathbf{Z}_{\text{II}}^{\text{adj}} = \sum_{i=0}^A Z_i \mathbf{R}_i \quad (11)$$

其中,  $\mathbf{R}_i \in \mathbb{C}^{N_i \times N_i}$  表示对应于 $Z_i$ 的映射矩阵,该矩阵依据RIS平面上对应于 $Z_i$ 参数的近邻RE位置进行构造。具体而言,将矩阵 $\mathbf{Z}_{\text{II}}^{\text{adj}}$ 和 $\mathbf{R}_i$ 第 $j$ 行 $k$ 列的元素分别记为 $Z_{\text{II},jk}^{\text{adj}}$ 和 $\mathbf{R}_{i,jk}$ ,对于所有满足 $Z_{\text{II},jk}^{\text{adj}} = Z_i$ 的元素,对应于映射矩阵 $\mathbf{R}_{i,jk} = 1$ ,否则 $\mathbf{R}_{i,jk} = 0$ 。 $A$ 表示所选近邻RE数量,可以取8或3, $A = 8$ 表示同时考虑I类和II类近邻, $A = 3$ 表示仅考虑I类近邻。

以 $3 \times 3$ 的RIS平面为例, $Z_1$ 的映射矩阵 $\mathbf{R}_1$ 构造方法如图3所示,其中每个RIS单元中标注的数值表示该RE的序号。 $Z_1$ 表示I类近邻中垂直方向的近邻RE所对应的互阻抗参数。以第1个RE为例,



(a)  $Z_1$ 对应的单元间互耦作用 (b)  $Z_1$ 对应的映射矩阵

图3 映射矩阵构造示例

它与第4个RE的互耦作用由 $Z_1$ 表示,因此,对应到映射矩阵 $\mathbf{R}_1$ 中第1行第4列的元素 $\mathbf{R}_{1,14}$ 应置为1。同样地,对于第5个RE,它受到第2和8个RE的互耦作用都由 $Z_1$ 表示,因此,对应到映射矩阵 $\mathbf{R}_1$ 中第1行第5列的元素 $\mathbf{R}_{1,52}$ 和 $\mathbf{R}_{1,58}$ 均置为1。其他阻抗参数 $Z_i$ 以及对应 $\mathbf{R}_{i,jk}$ 的数值同样按照以上规则进行设置。

至此,式(1)可以简化为

$$H_{e2e} = \alpha_0 \left( z_{\text{RT}} - z_{\text{RI}} \left( \sum_{i=0}^A Z_i \mathbf{R}_i + \mathbf{Z}_{\text{tune}} \right)^{-1} z_{\text{IT}} \right) \quad (12)$$

其中,  $z_{\text{RT}}$ ,  $z_{\text{RI}}$ 和 $z_{\text{IT}}$ 均可采用简化后的互阻抗计算式(7)–式(10)进行计算。

### 3 可调阻抗优化方法

根据空间坐标和平面几何关系, $z_q - z_p$ 可以表示为 $z_q - z_p = \bar{d}_{qp} \cos \theta_{qp}$ ,其中 $\theta_{qp}$ 代表信号从 $p$ 到 $q$ 的入射角(仰角)。因此,式(8)可以改写为

$$f'_{qp} = \frac{\eta_0}{4\pi k_0} \left[ -\frac{k_0}{\bar{d}_{qp}^2} (3\cos^2 \theta_{qp} - 1) + j \left( \frac{1}{\bar{d}_{qp}^3} (3\cos^2 \theta_{qp} - 1) - \frac{k_0^2}{\bar{d}_{qp}} (\cos^2 \theta_{qp} - 1) \right) \right] \quad (13)$$

由式(13)可知,  $f'_{qp}$  的实部和虚部分别为

$$\operatorname{Re}\{f'_{qp}\} = -\frac{c_e k_0}{\bar{d}_{qp}^2} (3\cos^2\theta_{qp} - 1) \quad (14)$$

$$\operatorname{Im}\{f'_{qp}\} = \frac{c_e}{\bar{d}_{qp}^3} (3\cos^2\theta_{qp} - 1) - \frac{c_e k_0^2}{\bar{d}_{qp}} (\cos^2\theta_{qp} - 1) \quad (15)$$

其中,  $c_e = \eta_0 / (4\pi k_0)$ 。因此,  $f'_{qp}$  的幅度和相位分别为  $|f'_{qp}| = \sqrt{\operatorname{Re}^2\{f'_{qp}\} + \operatorname{Im}^2\{f'_{qp}\}}$  和  $\angle f'_{qp} = \arctan(\operatorname{Im}\{f'_{qp}\} / \operatorname{Re}\{f'_{qp}\})$ 。

将式(9)代入式(10), 并将上述  $f'_{qp}$  的幅度和相位代入, 可得

$$\begin{aligned} Z_{qp} &= f'_{qp} \exp(-jk_0 \bar{d}_{qp}) I_p I_q \\ &= |f'_{qp}| I_p I_q \exp(-j(\angle f'_{qp} - k_0 \bar{d}_{qp})) \\ &= A_{qp} \exp(-j(\angle f'_{qp} - k_0 \bar{d}_{qp})) \end{aligned} \quad (16)$$

其中,  $A_{qp} = |f'_{qp}| I_p I_q$ 。

令  $\Phi = (\mathbf{Z}_{\text{II}} + \mathbf{Z}_{\text{tune}})^{-1}$ , 并将  $\Phi$  的第  $(i, j)$  个元素记为  $\phi_{i,j}$ 。根据式(16), 端到端等效信道模型可以展开为

$$\begin{aligned} H_{e2e} &= z_{\text{RT}} - \sum_{i=1}^{N_I} \sum_{j=1}^{N_I} \mathbf{Z}_{\text{RI},i}^{(i)} \phi_{i,j} \mathbf{Z}_{\text{IT},j}^{(j)} \\ &= A_{\text{RT}} \exp(j(\angle f'_{\text{RT}} - k_0 \bar{d}_{\text{RT}})) \\ &\quad - \sum_{i=1}^{N_I} \sum_{j=1}^{N_I} A_{\text{RI},i} A_{\text{IT},j} \exp(j(\angle f'_{\text{RI},i} + \angle f'_{\text{IT},j})) \\ &\quad \cdot \exp(-jk_0(\bar{d}_{\text{RI},i} + \bar{d}_{\text{IT},j})) \phi_{i,j} \end{aligned} \quad (17)$$

其中,  $A_{\text{RT}}$ ,  $f'_{\text{RT}}$  和  $\bar{d}_{\text{RT}}$  均为收发天线间的参数,  $A_{\text{RI},i}$ ,  $\angle f'_{\text{RI},i}$  和  $\bar{d}_{\text{RI},i}$  表示接收天线与第  $i$  个 RE 之间的参数,  $A_{\text{IT},j}$ ,  $\angle f'_{\text{IT},j}$  和  $\bar{d}_{\text{IT},j}$  表示发射天线与第  $j$  个 RE 之间的参数, 以上参数均可由前文所给出的公式计算。

将  $\mathbf{Z}_{\text{II}}$  和  $\mathbf{Z}_{\text{tune}}$  的第  $(i, j)$  个元素分别记为  $\mathbf{Z}_{\text{II}}^{(i,j)}$  和  $\mathbf{Z}_{\text{tune}}^{(i,j)}$ , 则  $\phi_{i,j}$  可表示为

$$\phi_{i,j} = \left( \mathbf{Z}_{\text{II}}^{(i,j)} + \mathbf{Z}_{\text{tune}}^{(i,j)} \right)^{-1} \quad (18)$$

进一步, 将自阻抗和互阻抗的实部与虚部进行分解并求和, 可得到

$$\begin{aligned} \phi_{i,j} &= \left( \mathbf{R}_{\text{II}}^{(i,j)} + j\mathbf{L}_{\text{II}}^{(i,j)} + \mathbf{R}_{\text{tune}}^{(i,j)} + j\mathbf{L}_{\text{tune}}^{(i,j)} \right)^{-1} \\ &= \left( \left( \mathbf{R}_{\text{II}}^{(i,j)} + \mathbf{R}_{\text{tune}}^{(i,j)} \right) + j \left( \mathbf{L}_{\text{II}}^{(i,j)} + \mathbf{L}_{\text{tune}}^{(i,j)} \right) \right)^{-1} \\ &= (\rho_{i,j} \exp(j\varphi_{i,j}))^{-1} \end{aligned} \quad (19)$$

其中,  $\mathbf{R}_{\text{II}}^{(i,j)}$  和  $\mathbf{L}_{\text{II}}^{(i,j)}$  分别是  $\mathbf{Z}_{\text{II}}^{(i,j)}$  的实部和虚部,  $\mathbf{R}_{\text{tune}}^{(i,j)}$  和  $\mathbf{L}_{\text{tune}}^{(i,j)}$  分别是  $\mathbf{Z}_{\text{tune}}^{(i,j)}$  的实部和虚部,  $\rho_{i,j}$  和  $\varphi_{i,j}$

分别是  $\phi_{i,j}$  的幅度和相位。  $\mathbf{R}_{\text{tune}}^{(i,j)}$  用于表征调谐电路的内部损耗, 为保证 RIS 满足单位模约束,  $\mathbf{R}_{\text{tune}}^{(i,j)}$  通常假设为 0, 该设定在现有理论研究中被广泛采用<sup>[9]</sup>。因此,  $\rho_{i,j}$  和  $\varphi_{i,j}$  的表达式分别为

$$\rho_{i,j} = \sqrt{\left( \mathbf{R}_{\text{II}}^{(i,j)} \right)^2 + \left( \mathbf{L}_{\text{II}}^{(i,j)} + \mathbf{L}_{\text{tune}}^{(i,j)} \right)^2} \quad (20)$$

$$\varphi_{i,j} = \arctan \left( \frac{\mathbf{L}_{\text{II}}^{(i,j)} + \mathbf{L}_{\text{tune}}^{(i,j)}}{\mathbf{R}_{\text{II}}^{(i,j)}} \right) \quad (21)$$

将  $\phi_{i,j} = (\rho_{i,j} \exp(j\varphi_{i,j}))^{-1}$  代入式(17), 可得

$$\begin{aligned} H_{e2e} &= A_{\text{RT}} \exp(j(\angle f'_{\text{RT}} - k_0 \bar{d}_{\text{RT}})) \\ &\quad - \sum_{i=1}^{N_I} \sum_{j=1}^{N_I} \rho_{i,j}^{-1} A_{\text{RI},i} A_{\text{IT},j} \exp(j(\angle f'_{\text{RI},i} + \angle f'_{\text{IT},j})) \\ &\quad - jk_0(\bar{d}_{\text{RI},i} + \bar{d}_{\text{IT},j}) - j\varphi_{i,j} \end{aligned} \quad (22)$$

令  $s_{i,j} = (\angle f'_{\text{RI},i} + \angle f'_{\text{IT},j}) - k_0(\bar{d}_{\text{RI},i} + \bar{d}_{\text{IT},j})$ , 可进一步得到

$$\begin{aligned} H_{e2e} &= A_{\text{RT}} \exp(j(\angle f'_{\text{RT}} - k_0 \bar{d}_{\text{RT}})) \\ &\quad - \sum_{i=1}^{N_I} \sum_{j=1}^{N_I} \rho_{i,j}^{-1} A_{\text{RI},i} A_{\text{IT},j} \exp(j(s_{i,j} - \varphi_{i,j})) \\ &= A_{\text{RT}} \exp(j(\angle f'_{\text{RT}} - k_0 \bar{d}_{\text{RT}})) \\ &\quad + \sum_{i=1}^{N_I} \sum_{j=1}^{N_I} \rho_{i,j}^{-1} A_{\text{RI},i} A_{\text{IT},j} \exp(j(s_{i,j} - \varphi_{i,j} + \pi)) \end{aligned} \quad (23)$$

由此, 对可调阻抗进行最优设计的目标即为令  $|H_{e2e}|$  最大化。

由式(23)不难看出, 等式右边第 1 项为直接路径信号, 第 2 项为由 RIS 产生的级联路径信号求和。要使  $|H_{e2e}|$  达到最大值, 令等式右边第 2 项中每一条路径信号的相位与直接路径对齐即可。因此可得到, 当满足  $s_{i,j} - \varphi_{i,j} + \pi = \angle f'_{\text{RT}} - k_0 \bar{d}_{\text{RT}}$ , 即  $\varphi_{i,j} = s_{i,j} + k_0 \bar{d}_{\text{RT}} - \angle f'_{\text{RT}} + \pi$  时,  $|H_{e2e}|$  达到最大。进一步, 再根据式(21)可得

$$s_{i,j} + k_0 \bar{d}_{\text{RT}} - \angle f'_{\text{RT}} + \pi = \arctan \left( \frac{\mathbf{L}_{\text{II}}^{(i,j)} + \mathbf{L}_{\text{tune}}^{(i,j)}}{\mathbf{R}_{\text{II}}^{(i,j)}} \right) \quad (24)$$

即

$$\frac{\mathbf{L}_{\text{II}}^{(i,j)} + \mathbf{L}_{\text{tune}}^{*(i,j)}}{\mathbf{R}_{\text{II}}^{(i,j)}} = \tan(s_{i,j} + k_0 \bar{d}_{\text{RT}} - \angle f'_{\text{RT}} + \pi) \quad (25)$$

因此, 可得

$$\mathbf{L}_{\text{tune}}^{*(i,j)} = \tan(s_{i,j} + k_0 \bar{d}_{\text{RT}} - \angle f'_{\text{RT}} + \pi) \mathbf{R}_{\text{II}}^{(i,j)} - \mathbf{L}_{\text{II}}^{(i,j)} \quad (26)$$

最后, 根据前文中  $\mathbf{Z}_{\text{tune}}^{(i,j)} = \mathbf{R}_{\text{tune}}^{(i,j)} + \mathbf{jL}_{\text{tune}}^{(i,j)}$ , 且  $\mathbf{R}_{\text{tune}}^{(i,j)} = 0$ , 得到最优可调阻抗为  $\mathbf{Z}_{\text{tune}}^{*(i,j)} = \mathbf{jL}_{\text{tune}}^{*(i,j)}$ 。

#### 4 数值仿真与结果分析

本节通过数值仿真验证所提信道简化模型和可调阻抗优化方法的准确性和有效性。仿真时采用的参考模型为文献[11]所提Z参数模型, 对比的阻抗优化方法为文献[18]所提诺伊曼级数近似法, 原因是诺伊曼级数近似法是基于Z模型进行阻抗优化的经典算法[18,19]。此外, 文献[20]的梯度下降算法, 尽管只需要更少的迭代次数可实现目标函数值, 但其计算复杂度仍然高于诺伊曼级数近似法。文献[22,23]所提算法针对超对角、群连接和林连接等特殊RIS结构更具优势。

仿真时所设置的系统参数为: 载波频率为28 GHz, RIS包含的RE数量为16/64/256/400, RE间距取不同大小(均小于等于 $\lambda/2$ ), 细天线模型参数为  $(l, a) = (\lambda/32, \lambda/500)$ , 发射天线、接收天线、以及RIS中心的位置坐标分别设为  $(5, -5, 3)$ ,  $(5, 5, 1)$ ,  $(0, 0, 0)$ 。此外, 在信道模型的仿真实验中, 为聚焦RIS近邻互耦矩阵对模型的影响, 设置所有RE的可调阻抗均为固定值  $\mathbf{R}_0 = 1 + \mathbf{j}$ 。

图4所示3组曲线, 分别是不同反射单元数量( $N_1$ )下本文所提简化模型与参考模型对比曲线。图中“近邻模型1”为同时考虑I和II两类近邻的简化模型, “近邻模型2”为仅考虑I类近邻的简化模型。可以看到, 当 $N_1$ 保持不变时,  $|H_{e2e}|$ 随RE间距的减小呈上升趋势, 并且RE间距越小,  $|H_{e2e}|$ 增长速度越快。由此可见, RE间距越小, 互耦效应越明显, 对RIS信道增益的影响越大。因此, 对RIS可调阻抗进行优化时必须将单元间互耦效应纳入考虑因素。此外, 对比3组曲线不难发现, 当

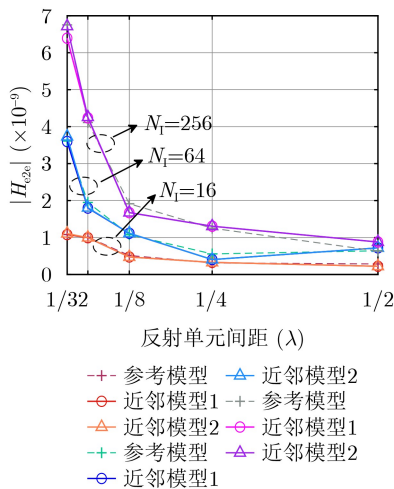


图4 本文所提近邻互耦模型与文献[18]模型对比

$N_1=16$ 时, 2种近邻模型与参考模型偏差都很小。当RE数达到256并且间距为 $\lambda/2$ 时, 近邻模型与参考模型偏差有明显增大。此外, 在不同RE数量和间距下, 两类近邻模型的偏差都很小。

图5所示为近邻模型与参考模型的计算复杂度对比图。由于模型计算复杂度主要源于互耦矩阵所包含的互阻抗参数数量, 图中给出了全互耦矩阵和近邻矩阵所需计算的互阻抗参数数量随RE数变化曲线。其中, “近邻互耦矩阵1”对应于图4中“近邻模型1”, “近邻互耦矩阵2”则对应于“近邻模型2”。从图中可以看到, 当RE数量大于4个时, 全互耦矩阵的计算复杂度开始高于两类近邻矩阵, 并且随着反射单元数增加, 全互耦矩阵的计算复杂度快速增长, 而两类近邻互耦矩阵的计算复杂度保持不变。

图6所示为2类近邻模型与参考模型误差比较图, 图中的模型误差定义为  $\text{err} = |H_{e2e} - H_{\text{ref}}| / H_{\text{ref}}$ , 其中,  $H_{e2e}$ 表示所提信道模型的信道响应,  $H_{\text{ref}}$ 表示参考模型的信道响应。

图6(a)和图6(b)分别是反射单元数为16和256时的误差棒图。从图中可以看出, 当RE间距小于等于 $\lambda/4$ 时, 模型误差与RE间距并不呈线性增长关系, 模型误差均小于0.1。但当RE间距达到 $\lambda/2$ 时, 模型误差有明显增大。此外, 将近邻模型1与2相比可以发现, 当RE间距大于 $\lambda/32$ 时, 二者误差很小(小于0.01), 可以忽略。由此可见, 本文所提近邻模型1和2更适用于RE间距小于等于 $\lambda/4$ 的情况, 能保证模型误差小于0.1。此外, 当RE间距大于 $\lambda/32$ 时, 可采用近邻模型2, 进一步降低模型复杂度。

图7所示为本文所提可调阻抗优化方法与文献[18]方法、以及相干相位优化方法的接收信号功率对比图。其中, 相干相位优化方法是未考虑互耦效应时常用的相位优化方法[10]。从图7(a)、图7(b)所示曲

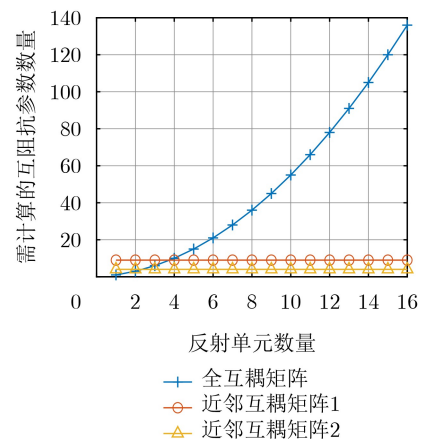


图5 近邻矩阵与全互耦矩阵计算复杂度对比

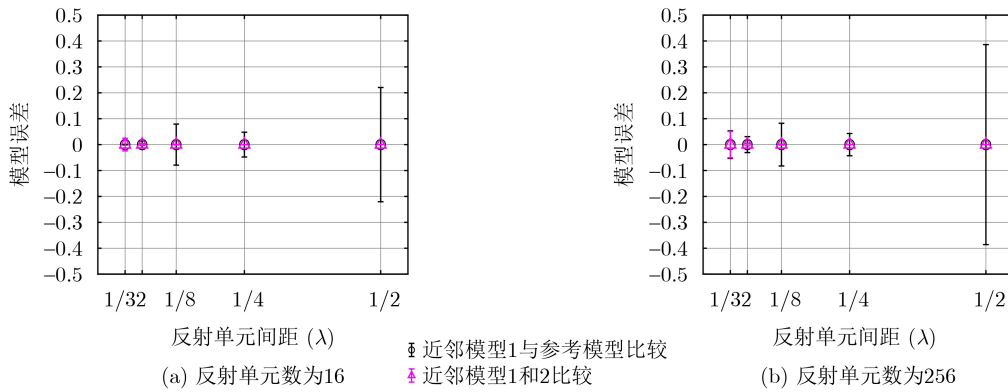


图 6 本文所提近邻模型与参考模型误差比较

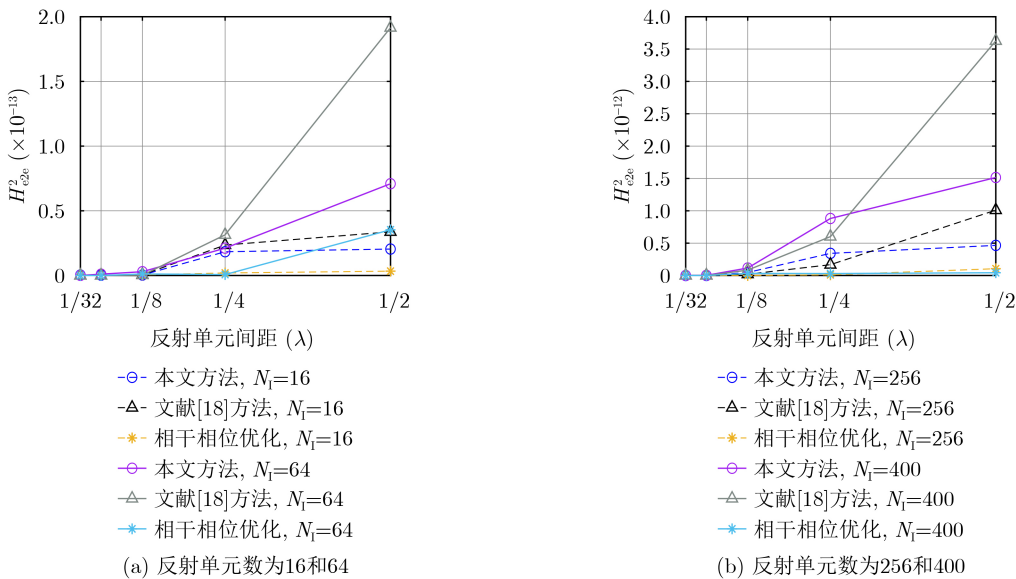


图 7 本文所提可调阻抗优化方法与文献方法对比

线可以发现，当RE间距小于等于 $\lambda/4$ 时，本文方案所得信道增益与文献方案很接近，但当RE间距达到 $\lambda/2$ 时，本文与文献方案差距变大。当RE数量大于等于256且间距小于等于 $\lambda/4$ 时，本文方案所得信道增益略高于文献方案。此外，本文方案和文献[18]所得接收信号功率，均高于未考虑互耦效应的相干相位优化方法。需要注意的是，图7中 $H^2_{c2e}$ 随RE间距减小呈下降趋势，这与图4的曲线走势相反，原因是本文在仿真时对于不同RE间距所设置的反射单元数量不变，随着其间距减小，RIS整体尺寸减小，因此信道增益呈下降趋势。

为更直观地评价本文所提阻抗优化方法的有效性，定义功率增益(Power Gain, PG)为 $PG = H^2_{opt}/H^2_{ben}$ ，其中， $H^2_{opt}$ 表示采用本文方法所得接收信号功率， $H^2_{ben}$ 表示对比方法所得接收信号功率。需要注意的是，由于发射功率保持不变，以上表达式中省略发射功率项。

图8(a)和图8(b)分别为阻抗优化前后的PG，以

及本文对比文献方法的PG变化曲线。从图8(a)可以看到，进行阻抗优化后的接收信号功率相比未进行优化的信号功率有很大改善，当RE间距为 $\lambda/8$ 时，PG达到 $10^4$ 倍，当RE间距大于等于 $\lambda/4$ 时，PG能达到 $10^5$ 倍。从图8(b)可以看到，本文方法相比文献[18]的阻抗优化方法，能获得更高的接收信号功率，特别是在RE间距小于等于 $\lambda/8$ 时。当RE间距和数量分别为 $\lambda/32$ 和16时，PG达到900，但随着RE数量增加，增益值会有所下降。需要注意的是，图8(a)的曲线随RE间距的变化趋势与图8(b)相反，原因是本文在仿真时对于不同RE间距所设置的反射单元数量不变，当RE间距增加，反射面的整体尺寸会增大，因此接收信号功率会变大，所获得的信道增益更大。

尽管本文方案在RE间距大于 $\lambda/4$ 时，所得信道增益相比文献方法差距变大，但本文所提优化方法的复杂度对比文献方法显著降低。文献算法收敛所需迭代次数取决于RE数量和间距，反射单元

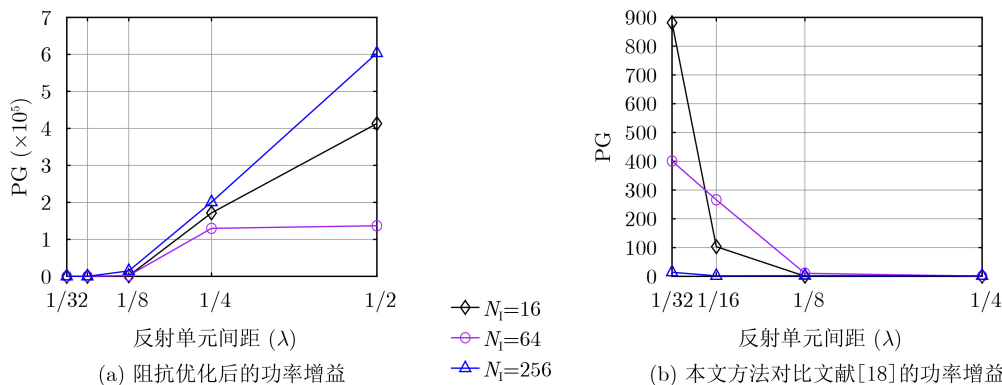


图8 所提方法的信道增益变化曲线

数量越多、间距越小，迭代次数越多。其次，文献算法的计算复杂度与迭代次数  $H_{e2e}^2$  有关，等于  $O(L(N_1^3 + N_1^2))$ 。而本文方案可基于近邻耦合矩阵和阻抗参数直接获得最优可调阻抗的闭式解，复杂度与RE数量以及间距无关。

## 5 结束语

RIS由大量密集排列的反射单元构成，然而单元间互耦效应在实际部署中会显著影响系统性能，在信道建模与阻抗优化时不容忽视。本文针对密集排列的RIS系统，提出一种基于近邻互耦矩阵的简化信道模型与可调阻抗优化方法。具体而言，通过提取近邻单元耦合参数构建稀疏近邻互耦矩阵，并结合远场条件下互阻抗简化表达式，建立低复杂度的互耦感知信道模型。进一步，利用阻抗分解法和相位转换关系，推导出RIS可调阻抗的闭式最优解。数值仿真表明，在单元间距小于等于 $1/4$ 信号波长时，所提信道模型与阻抗优化方法仍能保持较高的准确性与有效性。本研究为互耦场景下的RIS系统分析与优化提供了可行的理论指导与设计参考。

## 参考文献

- [1] MU Xidong, XU Jiaqi, LIU Yuanwei, *et al.* Reconfigurable intelligent surface-aided near-field communications for 6G: Opportunities and challenges[J]. *IEEE Vehicular Technology Magazine*, 2024, 19(1): 65–74. doi: [10.1109/MVT.2023.3345608](https://doi.org/10.1109/MVT.2023.3345608).
- [2] BASAR E, ALEXANDROPOULOS G C, LIU Yuanwei, *et al.* Reconfigurable intelligent surfaces for 6G: Emerging hardware architectures, applications, and open challenges[J]. *IEEE Vehicular Technology Magazine*, 2024, 19(3): 27–47. doi: [10.1109/MVT.2024.3415570](https://doi.org/10.1109/MVT.2024.3415570).
- [3] WANG Jinghe, TANG Wankai, LIANG Jingcheng, *et al.* Reconfigurable intelligent surface: Power consumption modeling and practical measurement validation[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2024, 72(9): 5720–5734. doi: [10.1109/TCOMM.2024.3382332](https://doi.org/10.1109/TCOMM.2024.3382332).
- [4] 费丹, 陈晨, 郑鹏, 等. 基于智能超表面的室内覆盖增强技术与实验验证[J]. 电子与信息学报, 2022, 44(7): 2374–2381. doi: [10.11999/JEIT220068](https://doi.org/10.11999/JEIT220068).  
FEI Dan, CHEN Chen, ZHENG Peng, *et al.* Research and experimental verification of reconfigurable intelligent surface in indoor coverage enhancement[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2022, 44(7): 2374–2381. doi: [10.11999/JEIT220068](https://doi.org/10.11999/JEIT220068).
- [5] SIDDIKY M N A, RAHMAN M E, UZZAL M S, *et al.* A comprehensive exploration of 6G wireless communication technologies[J]. *Computers*, 2025, 14(1): 15. doi: [10.3390/computers14010015](https://doi.org/10.3390/computers14010015).
- [6] KUMAR A, SHARMA S, KUMAR M H, *et al.* RIS-assisted terahertz communications for 6G networks: A comprehensive overview[J]. *IEEE Access*, 2025, 13: 96337–96364. doi: [10.1109/ACCESS.2025.3574476](https://doi.org/10.1109/ACCESS.2025.3574476).
- [7] BALANIS C A. Antenna Theory: Analysis and Design[M]. 4th ed. Hoboken: Wiley, 2016.
- [8] DI RENZO M, DANUFANE F H, and TRETYAKOV S. Communication models for reconfigurable intelligent surfaces: From surface electromagnetics to wireless networks optimization[J]. *Proceedings of the IEEE*, 2022, 110(9): 1164–1209. doi: [10.1109/JPROC.2022.3195536](https://doi.org/10.1109/JPROC.2022.3195536).
- [9] 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).
- [10] LI Dong. How many reflecting elements are needed for energy- and spectral-efficient intelligent reflecting surface-assisted communication[J]. *IEEE Transactions on*

- Communications*, 2022, 70(2): 1320–1331. doi: [10.1109/TCOMM.2021.3128544](https://doi.org/10.1109/TCOMM.2021.3128544).
- [11] GRADONI G and DI RENZO M. End-to-end mutual coupling aware communication model for reconfigurable intelligent surfaces: An electromagnetic-compliant approach based on mutual impedances[J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2021, 10(5): 938–942. doi: [10.1109/LWC.2021.3050826](https://doi.org/10.1109/LWC.2021.3050826).
- [12] MURSIA P, PHANG S, SCIANCALEPORE V, *et al.* SARIS: Scattering aware reconfigurable intelligent surface model and optimization for complex propagation channels[J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2023, 12(11): 1921–1925. doi: [10.1109/LWC.2023.3299304](https://doi.org/10.1109/LWC.2023.3299304).
- [13] SHEN Shanpu, CLERCKX B, and MURCH R. Modeling and architecture design of reconfigurable intelligent surfaces using scattering parameter network analysis[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2022, 21(2): 1229–1243. doi: [10.1109/TWC.2021.3103256](https://doi.org/10.1109/TWC.2021.3103256).
- [14] ABRARDO A, TOCCAFONDI A, and DI RENZO M. Design of reconfigurable intelligent surfaces by using  $S$ -parameter multiport network theory—optimization and full-wave validation[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2024, 23(11): 17084–17102. doi: [10.1109/TWC.2024.3450722](https://doi.org/10.1109/TWC.2024.3450722).
- [15] NERINI M, SHEN Shanpu, LI Hongyu, *et al.* Beyond diagonal reconfigurable intelligent surfaces utilizing graph theory: Modeling, architecture design, and optimization[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2024, 23(8): 9972–9985. doi: [10.1109/TWC.2024.3367631](https://doi.org/10.1109/TWC.2024.3367631).
- [16] NERINI M, SHEN Shanpu, LI Hongyu, *et al.* A universal framework for multiport network analysis of reconfigurable intelligent surfaces[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2024, 23(10): 14575–14590. doi: [10.1109/TWC.2024.3416825](https://doi.org/10.1109/TWC.2024.3416825).
- [17] ZHENG Pinjun, WANG Ruiqi, SHAMIM A, *et al.* Mutual coupling in RIS-aided communication: Model training and experimental validation[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2024, 23(11): 17174–17188. doi: [10.1109/TWC.2024.3451548](https://doi.org/10.1109/TWC.2024.3451548).
- [18] QIAN Xuewen and DI RENZO M. Mutual coupling and unit cell aware optimization for reconfigurable intelligent surfaces[J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2021, 10(6): 1183–1187. doi: [10.1109/LWC.2021.3061449](https://doi.org/10.1109/LWC.2021.3061449).
- [19] ABRARDO A, DARDARI D, DI RENZO M, *et al.* MIMO interference channels assisted by reconfigurable intelligent surfaces: Mutual coupling aware sum-rate optimization based on a mutual impedance channel model[J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2021, 10(12): 2624–2628. doi: [10.1109/LWC.2021.3109017](https://doi.org/10.1109/LWC.2021.3109017).
- [20] PEROVIĆ N S, TRAN L N, DI RENZO M, *et al.* Optimization of RIS-aided SISO systems based on a mutually coupled loaded wire dipole model[C]. 2023 57th Asilomar Conference on Signals, Systems, and Computers, Pacific Grove, USA, 2023: 145–150. doi: [10.1109/IEEECONF59524.2023.10476915](https://doi.org/10.1109/IEEECONF59524.2023.10476915).
- [21] LI Hongyu, SHEN Shanpu, NERINI M, *et al.* Beyond diagonal reconfigurable intelligent surfaces with mutual coupling: Modeling and optimization[J]. *IEEE Communications Letters*, 2024, 28(4): 937–941. doi: [10.1109/LCOMM.2024.3361648](https://doi.org/10.1109/LCOMM.2024.3361648).
- [22] SUN Wenlong, SUN Shaohui, SHI Tong, *et al.* A new model of beyond diagonal reconfigurable intelligent surfaces (BD-RIS) for the corresponding quantization and optimization[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2024, 23(9): 11521–11534. doi: [10.1109/TWC.2024.3382750](https://doi.org/10.1109/TWC.2024.3382750).
- [23] LI Hongyu, NERINI M, SHEN Shanpu, *et al.* Beyond diagonal reconfigurable intelligent surfaces in wideband OFDM communications: Circuit-based modeling and optimization[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2025, 24(4): 3623–3636. doi: [10.1109/TWC.2025.3532616](https://doi.org/10.1109/TWC.2025.3532616).
- [24] LI Dong. Ergodic capacity of intelligent reflecting surface-assisted communication systems with phase errors[J]. *IEEE Communications Letters*, 2020, 24(8): 1646–1650. doi: [10.1109/LCOMM.2020.2997027](https://doi.org/10.1109/LCOMM.2020.2997027).

吴 炜: 女, 讲师, 研究方向为无线宽带通信网络、移动通信。

王文鼎: 男, 教授, 研究方向为无线宽带通信网络、网络仿真与性能评估。

责任编辑: 余 蓉

# Neighboring Mutual-Coupling Channel Model and Tunable-Impedance Optimization Method for Reconfigurable-Intelligent-Surface Aided Communications

WU Wei    WANG Wennai

*(College of Telecommunication and Information Engineering, Nanjing University of Posts and Telecommunications, Nanjing 210000, China)*

*(Key Laboratory of Broadband Wireless Communication and Sensor Network Technology, Ministry of Education, Nanjing University of Posts and Telecommunications, Nanjing 210000, China)*

## Abstract:

**Objective** Reconfigurable Intelligent Surfaces (RIS) attract increasing attention due to their ability to controllably manipulate electromagnetic wave propagation. A typical RIS consists of a dense array of Reflecting Elements (REs) with inter-element spacing no greater than half a wavelength, under which electromagnetic mutual coupling inevitably occurs between adjacent REs. This effect becomes more pronounced when the element spacing is smaller than half a wavelength and can significantly affect the performance and efficiency of RIS-assisted systems. Accurate modeling of mutual coupling is therefore essential for RIS optimization. However, existing mutual-coupling-aware channel models usually suffer from high computational complexity because of the large dimensionality of the mutual-impedance matrix, which restricts their practical use. To address this limitation, a simplified mutual-coupling-aware channel model based on a sparse neighboring mutual-coupling matrix is proposed, together with an efficient optimization method for configuring RIS tunable impedances.

**Methods** First, a simplified mutual-coupling-aware channel model is established through two main steps. (1) A neighboring mutual-coupling matrix is constructed by exploiting the exponential decay of mutual impedance with inter-element distance. (2) A closed-form approximation of the mutual impedance between the transmitter or receiver and the REs is derived under far-field conditions. By taking advantage of the rapid attenuation of mutual impedance as spacing increases, only eight or three mutual-coupling parameters, together with one self-impedance parameter, are retained. These parameters are arranged into a neighboring mutual-coupling matrix using predefined support matrices. To further reduce computational burden, the distance term in the mutual-impedance expression is approximated by a central value under far-field assumptions, which allows the original integral formulation to be simplified into a compact analytical expression. Based on the resulting channel model, an efficient optimization method for RIS tunable impedances is developed. Through impedance decomposition, a closed-form expression for the optimal tunable-impedance matrix is derived, enabling low-complexity RIS configuration with computational cost independent of the number of REs.

**Results and Discussions** The accuracy and computational efficiency of the proposed simplified models, as well as the effectiveness of the proposed impedance optimization method, are validated through numerical simulations. First, the two simplified models are evaluated against a reference model. The first simplified model accounts for mutual coupling among elements separated by at most one intermediate unit, whereas the second model considers only immediately adjacent elements. Results indicate that channel gain increases as element spacing decreases, with faster growth observed at smaller spacings (Fig. 4). The modeling error between the simplified models and the reference model remains below 0.1 when the spacing does not exceed  $\lambda/4$ , but increases noticeably at larger spacings. Error curves further show that the modeling errors of both simplified models become negligible when the spacing is below  $\lambda/4$ , indicating that the second model can be adopted to further reduce complexity (Fig. 6). Second, the computational complexity of the proposed models is compared with that of the reference model. When the number of REs exceeds four, the complexity of computing the mutual-coupling matrix in the reference model exceeds that of the proposed neighboring mutual-coupling model. As the number of REs increases, the complexity of the reference model grows rapidly, whereas that of

the proposed model remains constant (Fig. 5). Finally, the proposed impedance optimization method is compared with benchmark method (Fig. 7, Fig. 8). When the element spacing is no greater than  $\lambda/4$ , the channel gain achieved by the proposed method approaches that of the benchmark method. As the spacing increases beyond this range, a clear performance gap emerges. In all cases, the proposed method yields higher channel gain than the coherent phase-shift optimization method.

**Conclusions** The integration of a large number of densely arranged REs in an RIS introduces notable mutual coupling effects, which can substantially influence system performance and therefore must be considered in channel modeling and impedance optimization. A simplified mutual-coupling-aware channel model based on a neighboring mutual-coupling matrix has been proposed, together with an efficient tunable-impedance optimization method. By combining the neighboring mutual-coupling matrix with a simplified mutual-impedance expression derived under far-field assumptions, a low-complexity channel model is obtained. Based on this model, a closed-form solution for the optimal RIS tunable impedances is derived using impedance decomposition. Simulation results confirm that the proposed channel model and optimization method maintain satisfactory accuracy and effectiveness when the element spacing does not exceed  $\lambda/4$ . The proposed framework provides practical theoretical support and useful design guidance for analyzing and optimizing RIS-assisted systems under mutual coupling effects.

**Key words:** Reconfigurable Intelligent Surface (RIS); Mutual-coupling effect; Channel modeling; Reconfigurable impedance optimization