

可重构智能表面中低复杂度毫米波信道估计算法

蒲旭敏^{*①②③} 孙致南^① 李静洁^① 黄琼^① 陈前斌^②

^①(重庆邮电大学通信与信息工程学院 重庆 400065)

^②(重庆邮电大学移动通信重点实验室 重庆 400065)

^③(东南大学移动通信国家重点实验室 南京 210096)

摘要: 针对可重构智能表面(RIS)辅助的大规模多输入多输出(MIMO)毫米波系统中信道估计复杂度高的问题, 该文提出一种低复杂度的信道估计算法。在该方案中, 将RIS部分元素连接射频(RF)链, 分离估计基站/用户和RIS之间的信道, 分开获取信道有助于提升用户移动性场景下信道估计的灵活性。在所考虑系统中, 首次使用低复杂度的2维快速傅里叶变换(2D-FFT)算法对角度进行估计, 并考虑信号补零以获得更加精准的角度估计值, 最后利用信号2维空间谱的谱峰和其对应的辐角得到路径增益估计。仿真结果表明, 该算法达到了优良的信道估计性能, 且在确保信道估计性能的系统参数设置下, 该算法具有压倒性的复杂度优势。

关键词: 信道估计; 可重构智能表面; 大规模MIMO; 低复杂度

中图分类号: TN92

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2022)07-2281-08

DOI: 10.11999/JEIT211602

A Low Complexity Millimeter Wave Channel Estimation Algorithm in Reconfigurable Intelligent Surface

PU Xumin^{①②③} SUN Zhinan^① LI Jingjie^① HUANG Qiong^① CHEN Qianbin^②

^①(School of Communication and Information Engineering, Chongqing University of Posts and Telecommunications, Chongqing 400065, China)

^②(Chongqing Key Laboratory of Mobile Communications Technology, Chongqing 400065, China)

^③(National Mobile Communications Research Laboratory, Southeast University, Nanjing 210096, China)

Abstract: In this paper, a low complexity channel estimation algorithm is proposed, which is used to reduce the computational complexity of the millimeter wave channel estimation in the massive MIMO systems assisted by the Reconfigurable Intelligent Surfaces (RIS). In the proposed scheme, some elements of the RIS are connected to the Radio Frequency (RF) chain to estimate the channel between the base station/user and the RIS separately, which improves the flexibility of channel estimation. The zero-padding two-Dimensional Fast Fourier Transform (2D-FFT) algorithm is used for angle estimation in this scenario for the first time. The path gain estimation is obtained by using the spectral peak of the two-dimensional spatial spectrum of the signal and its corresponding argument. Simulation results show that the proposed algorithm achieves excellent channel estimation performance, and based on the system parameter setting to ensure the channel estimation performance, the proposed algorithm has a strong complexity advantage.

Key words: Channel estimation; Reconfigurable Intelligent Surfaces(RIS); Massive MIMO; Low complexity

收稿日期: 2021-12-30; 改回日期: 2022-06-09; 网络出版: 2022-06-20

*通信作者: 蒲旭敏 puxm@cqupt.edu.cn

基金项目: 国家自然科学基金(61701062), 中国博士后科学基金(2019M651649), 江苏省博士后科研基金(2018K041c), 重庆市教育委员会科学技术研究项目(KJQN202100649)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (61701062), The China Postdoctoral Science Foundation (2019M651649), The Jiangsu Planned Projects for Postdoctoral Research Funds (2018K041c), The Science and Technology Research Program of Chongqing Municipal Education Commission (KJQN202100649)

1 引言

大规模MIMO和毫米波通信技术作为第5代(Fifth Generation, 5G)移动通信中的关键技术,引起了学术界和工业界的广泛关注,然而在实际应用中,高复杂度、高能耗、高硬件开销以及毫米波绕射能力差等问题仍亟需解决^[1,2]。为了降低无线通信网络的能耗并且提高通信质量,可重构智能表面(Reconfigurable Intelligent Surface, RIS)作为极具前途的辅助技术引入到无线通信系统中,使传输环境变得可控,有效地提升了频谱效率和能量效率,且RIS的部署具有较高的灵活性和兼容性^[3],被认为是第6代(Sixth Generation, 6G)移动通信的关键技术之一^[4-6]。它是由大量的可重构无源器件组成的平面阵列,每个无源器件可以调整电磁波的传播方向和幅度,以改善无线传输环境,有助于实现未来高效、低成本和低能耗的无线通信系统^[7]。目前,RIS已得到了学术界的广泛研究,例如RIS辅助的毫米波通信^[8]、RIS辅助无人机通信^[9]、RIS辅助移动边缘计算^[10]和RIS辅助物理层安全^[11]等。

为实现RIS辅助无线通信系统的最佳性能增益,需要多种高效技术配合,如联合主被动波束赋形、高效资源分配^[12]等,而这些技术依赖精确的信道状态信息(Channel State Information, CSI)^[13]。由于无线通信系统中引入的RIS包含大量反射元素,导致该场景下的信道估计复杂度大幅度提高,这为该场景下的信道估计带来了很大的挑战。如何分离估计用户(User Equipment, UE)到RIS和RIS到基站(Base Station, BS)的信道矩阵也是目前研究的难点。考虑到在实际场景中BS和RIS是固定的,所以信道矩阵无需频繁估计,而UE具有移动性,需要频繁估计,因此分离获取信道更符合现实需求,以减少不必要的信道估计开销。

目前,RIS系统的信道估计主要分为两类,一类是合并估计UE-RIS-BS的级联信道矩阵,另一类是分离估计UE-RIS和RIS-BS间的信道矩阵。文献^[14]采用压缩感知方法进行级联信道估计,但是其网格分辨率较低并且其计算量巨大。文献^[15]提出一种联合信道估计和预编码的方案,其基于最小均方误差(Minimum Mean Square Error, MMSE)的估计算法将信道估计过程划分为若干个子阶段,虽然达到了不错的性能,但其计算复杂度过高且仍然无法分离估计信道。文献^[16]采用一种双链路导频传输方案分离估计信道,该方案虽然节省了导频开销,但该方案的计算复杂度仍然很高。文献^[17]采用一种新的锚助式信道估计方案,将部分用户假设为锚点先得到BS到RIS的信道估计值,

再得到级联信道估计,该方案能够有效地降低导频开销,但同样无法完全分离估计信道。文献^[18]将平行因子张量分解用于分离估计信道矩阵,使用双线性交替最小二乘法对单个信道估计进行迭代细化,但该方案没有考虑毫米波系统中的信道稀疏性,需要大量的训练开销。文献^[19]利用信道稀疏性,将信道估计问题转变为一个基于矩阵校准的稀疏矩阵分解问题,提出一种基于消息传递的算法来分离估计信道获得了良好的性能,但频繁的节点更新带来较高的复杂度。文献^[20]提出将RIS连接“L”型RF链辅助信道估计,并使用求根多重信号分类(Root-Multiple Signal Classification, Root-MUSIC)算法和最大似然(Maximum Likelihood, ML)算法分别估计信道角度参数和路径增益参数,然而Root-MUSIC涉及多项式求根和特征值分解,该信道估计方法仍然存在较大的计算复杂度,不利于实际系统的实现。

最近一些研究通过为RIS的少量元素连接RF链的方式辅助信道估计^[20-22],但均未考虑低复杂度的信道估计算法。基于该思想,本文提出一种基于2维快速傅里叶变换(two-Dimensional Fast Fourier Transform, 2D-FFT)的低复杂信道估计方案,来降低RIS辅助无线通信场景中的信道估计复杂度。区别于文献^[23]中用于室内毫米波信道估计的2D-FFT算法,本文考虑在所提场景下对信号补0以进一步提升角度估计精度。此外,所提方案可以分离估计UE到RIS和RIS到BS的信道矩阵,以便提升用户移动性场景下信道估计的灵活性。本文考虑多用户上行链路,将RIS的部分元素连接“L”型RF链,通过使用2D-FFT算法对补0后的信号进行角度估计,并通过所得空间谱获得路径增益估计从而最终得到信道估计值。仿真结果验证了本文所提方案具有良好的信道估计性能,且分析得知多重信号分类(Multiple Signal Classification, MUSIC)信道估计算法用于分离估计信道时相比于所提算法具有微弱性能优势,却需付出极大的计算复杂度代价。Root-MUSIC信道估计算法复杂度同样远高于本文所提算法,且性能不具有优势,基于子空间的信道估计算法不仅复杂度高于所提算法,且无法在仅连接部分RF链的情况下完成分离估计信道的任务,因此所提算法具有显著的低复杂度优势,更适用于所提场景。

2 系统模型

本文研究RIS辅助上行无线通信的信道估计问题,系统模型如图1所示,BS端配备 N 根均匀线性阵列天线(Uniform Linear Array, ULA),同时为

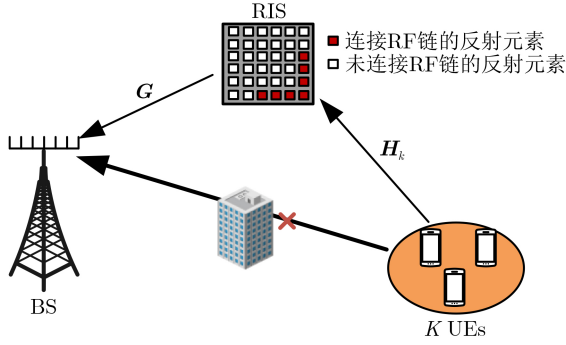


图1 RIS辅助无线通信系统

K 个用户提供服务，每个用户配备 M 根天线，RIS是由 P 个反射元素组成的均匀矩形阵列，其中 $P = P_x \times P_y$ ， P_x 和 P_y 分别为RIS水平和垂直方向上反射元素的数目。由于RIS不具有信号处理能力，所以难以分开估计基站/用户和RIS之间的信道，本文考虑在RIS上连接一条L型的RF链，且UE到BS的直达路径被障碍物阻断，仅通过RIS辅助完成通信的场景。

针对一般性的RIS辅助的上行通信系统，第 k 个用户的信号经RIS反射到BS的接收信号 \mathbf{Y}_k 可表示为

$$\mathbf{Y}_k = \mathbf{G}\Phi\mathbf{H}_k\Gamma_k + \mathbf{N}_k \quad (1)$$

其中， $\mathbf{H}_k \in \mathbb{C}^{P \times M}$ 表示第 k 个用户到RIS的信道矩阵， $\mathbf{G} \in \mathbb{C}^{N \times P}$ 表示RIS到BS的信道矩阵，RIS可智能调节所接收信号的幅度和相位，定义反射矩阵为 $\Phi = \text{diag}(r_1 e^{j\omega_1}, \dots, r_n e^{j\omega_n}, \dots, r_P e^{j\omega_P})$ ， $r_n \in [0, 1]$ 为第 n 个RIS反射元素的幅度系数， $\omega_n \in [0, 2\pi)$ 为第 n 个RIS反射元素的相位系数。 $\Gamma_k \in \mathbb{C}^{M \times T}$ 为第 k 个用户发送的导频信号， T 为导频长度，导频信号满足正交条件 $\Gamma_k \Gamma_k^H = \mathbf{I}_M$ 。 \mathbf{N}_k 指均值为0方差为 σ_k^2 的复高斯白噪声，表示为 $\mathbf{N}_k \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_k^2)$ 。

由于部分RF链的引入，本文将信道估计分为两部分，一部分为UE到RIS的信道估计，另一部分为RIS到BS的信道估计。由于不同UE的导频相互正交，本文不失一般性地考虑其中第 k 个UE进行讨论。第 k 个UE到RIS和RIS到BS的信道矩阵可分别建模为

$$\mathbf{H}_k = \sum_{l_a=0}^{L_a-1} a_{l_a} \mathbf{a}_{\text{UR}}(\theta_{\mathbf{H}_k}^{l_a}, \phi_{\mathbf{H}_k}^{l_a}) \mathbf{a}_{\text{U}}^H(\varphi_{\mathbf{H}_k}^{l_a}) \quad (2)$$

$$\mathbf{G} = \sum_{l_b=0}^{L_b-1} b_{l_b} \mathbf{a}_{\text{B}}(\psi_{l_b}) \mathbf{a}_{\text{RB}}^H(\gamma_{l_b}, \varphi_{l_b}) \quad (3)$$

其中， $a_{l_a} = \beta_{l_a} e^{j\alpha_{l_a}}$ 为信道 \mathbf{H}_k 的第 l_a 条路径的信道增益， β_{l_a} 为 \mathbf{H}_k 第 l_a 条路径的衰落， α_{l_a} 为第 l_a 条路径入射信号的初始相位。 b_{l_b} 为信道 \mathbf{G} 的第 l_b 条路径的

路径增益，建模方式与 a_{l_a} 一致，不再赘述。 L_a 和 L_b 分别为UE到RIS和RIS到BS的路径数， $\varphi_{\mathbf{H}_k}^{l_a}$ 为 \mathbf{H}_k 第 k 个用户的离去角(Angle of Departure, AoD)， $\theta_{\mathbf{H}_k}^{l_a}$ ， $\phi_{\mathbf{H}_k}^{l_a}$ 分别为RIS端到达角(Angle of Arrival, AoA)的仰角和方位角， ψ_{l_b} 为BS端的AoA， γ_{l_b} ， φ_{l_b} 分别为RIS到BS端的仰角和方位角，信道 \mathbf{H}_k 中的导向矢量表达式分别为

$$\mathbf{a}_{\text{U}}(\varphi_{\mathbf{H}_k}^{l_a}) = [1, e^{j\frac{2\pi}{\lambda} d_U \sin \varphi_{\mathbf{H}_k}^{l_a}}, \dots, e^{j\frac{2\pi}{\lambda} d_U (M-1) \sin \varphi_{\mathbf{H}_k}^{l_a}}]^T \quad (4)$$

$$\mathbf{a}_{\text{UR}}(\theta_{\mathbf{H}_k}^{l_a}, \phi_{\mathbf{H}_k}^{l_a}) = [1, \dots, e^{j2\pi \frac{d_{\text{R}}}{\lambda} (m x_{\mathbf{H}_k}^{l_a} + n y_{\mathbf{H}_k}^{l_a})}, \dots, e^{j2\pi \frac{d_{\text{R}}}{\lambda} (P_x x_{\mathbf{H}_k}^{l_a} + P_y y_{\mathbf{H}_k}^{l_a})}]^T \quad (5)$$

其中， $x_{\mathbf{H}_k}^{l_a} = \sin \theta_{\mathbf{H}_k}^{l_a} \sin \phi_{\mathbf{H}_k}^{l_a}$ ， $y_{\mathbf{H}_k}^{l_a} = \cos \theta_{\mathbf{H}_k}^{l_a}$ 。 d_U 和 d_{R} 为UE和RIS端天线间距， λ 为毫米波波长。 $\mathbf{a}_{\text{B}}(\psi_{l_b})$ 的表达形式与式(4)相同，将 $\varphi_{\mathbf{H}_k}^{l_a}$ 和 d_U 分别用 ψ_{l_b} 和 d_{B} 代替即可， $\mathbf{a}_{\text{RB}}(\gamma_{l_b}, \varphi_{l_b})$ 的表达形式与式(5)相同，只需将 $\theta_{\mathbf{H}_k}^{l_a}$ 和 $\phi_{\mathbf{H}_k}^{l_a}$ 分别用 γ_{l_b} 和 φ_{l_b} 代替即可。

3 信道估计

由式(2)和式(3)可知，通过估计角度和路径增益可恢复出信道矩阵。本文考虑在RIS上连接一个L型的RF链，RIS连接RF链的反射元素不仅具有反射能力，还具有信号处理能力，因此可利用此L型阵列对RIS端接收到的信号进行信道估计。同时，在BS端也可以根据RIS端L型阵列所发射的信号进行RIS和BS间的信道估计。

3.1 H_k 信道矩阵参数估计

本节对 H_k 中的角度和路径增益进行估计。对RIS连接RF链元素所接收的信号进行补零处理，再利用2D-FFT算法得到信号空间谱以得到角度估计，并依据空间谱的谱峰和辐角来估计路径增益，该方案可将UE到RIS路径中UE端的AoD和RIS端AoA的仰角、方位角估计出来，同理，RIS到BS路径的角度可使用同样方法估计。假设RIS连接的RF链在水平和垂直方向上均为 L 个。

3.1.1 H_k 信道离开角/到达角估计

考虑用户 k 发送导频 Γ_k 到RIS，RIS连接RF链的元素可接收信号，则RIS所设RF链在水平和垂直方向上的导向矢量分别可表示为

$$\mathbf{a}_{\text{UR}}^x(\phi_{\mathbf{H}_k}^{l_a}) = [1, e^{j2\pi \frac{d_{\text{R}}}{\lambda} \sin \phi_{\mathbf{H}_k}^{l_a}}, \dots, e^{j2\pi (L-1) \frac{d_{\text{R}}}{\lambda} \sin \phi_{\mathbf{H}_k}^{l_a}}]^T \quad (6)$$

$$\mathbf{a}_{\text{UR}}^y(\theta_{\mathbf{H}_k}^{l_a}) = [1, e^{j2\pi \frac{d_{\text{U}}}{\lambda} \cos \theta_{\mathbf{H}_k}^{l_a}}, \dots, e^{j2\pi (L-1) \frac{d_{\text{U}}}{\lambda} \cos \theta_{\mathbf{H}_k}^{l_a}}]^T \quad (7)$$

RIS所设RF链水平方向接收的信号 \mathbf{Y}_k^x 可表示为

$$\begin{aligned} \mathbf{Y}_k^x &= \mathbf{H}_k^x \mathbf{\Gamma}_k + \mathbf{N}_k^x \\ &= \sum_{l_a=0}^{L_a-1} a_{l_a} \mathbf{a}_{\text{UR}}^x(\phi_{\mathbf{H}_k}^{l_a}) \mathbf{a}_{\text{U}}^H(\varphi_{\mathbf{H}_k}^{l_a}) \mathbf{\Gamma}_k + \mathbf{N}_k^x \end{aligned} \quad (8)$$

其中, $\mathbf{H}_k^x \in \mathbb{C}^{L \times M}$ 为 UE 到水平 RF 链的信道矩阵, \mathbf{N}_k^x 为 UE 到水平 RF 链路径中的高斯白噪声。将接收信号与导频进行解相关后可以得到

$$\mathbf{Y}_k'^x = \mathbf{H}_k^x + \mathbf{N}_k'^x \quad (9)$$

其中, $\mathbf{Y}_k'^x = \mathbf{Y}_k^x \mathbf{\Gamma}_k^H$, $\mathbf{N}_k'^x = \mathbf{N}_k^x \mathbf{\Gamma}_k^H$ 为等效噪声, 假定 $\mathbf{N}_k'^x$ 为方差为 σ_{Uk}^2 的 0 均值高斯噪声。 $\mathbf{Y}_k'^x$ 的空间谱为

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{Y}}_k'^x &= \mathbf{F}_L \mathbf{Y}_k'^x \mathbf{F}_M^H \\ &= \mathbf{F}_L \mathbf{H}_k^x \mathbf{F}_M^H + \mathbf{F}_L \mathbf{N}_k'^x \mathbf{F}_M^H \\ &= \tilde{\mathbf{H}}_k^x + \tilde{\mathbf{N}}_k'^x \end{aligned} \quad (10)$$

其中, $\tilde{\mathbf{H}}_k^x$ 为 \mathbf{H}_k^x 的空间谱, $\tilde{\mathbf{N}}_k'^x$ 为 $\mathbf{N}_k'^x$ 的空间谱。 \mathbf{F}_L 和 \mathbf{F}_M 为傅里叶矩阵, 下标 L 和 M 代表矩阵维度, 其元素分别为 $[\mathbf{F}_L]_{m,n} = e^{-j2\pi \frac{m^2}{L}}$ 和 $[\mathbf{F}_M]_{m,n} = e^{-j2\pi \frac{m^2}{M}}$ 。因为 $\mathbf{N}_k'^x$ 是均值为 0 的高斯白噪声, 所以 $\tilde{\mathbf{Y}}_k'^x$ 和 $\tilde{\mathbf{H}}_k^x$ 具有相同的子空间, $\tilde{\mathbf{H}}_k^x$ 的元素表达式为

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{H}}_k^x(m, n) &= [\mathbf{F}_L \mathbf{H}_k^x \mathbf{F}_M^H]_{m,n} \\ &= \sum_{l_a=0}^{L_a-1} \sum_{m_1=0}^{L-1} \sum_{m_2=0}^{M-1} a_{l_a} e^{-j2\pi \frac{m m_1}{L}} e^{j2\pi m_1 u_{l_a}} \\ &\quad \cdot e^{-j2\pi m_2 v_{l_a}} e^{j2\pi \frac{m_2 n}{M}} \\ &= \sum_{l_a=0}^{L_a-1} a_{l_a} \frac{1 - e^{-j2\pi L(\frac{m}{L} - u_{l_a})}}{1 - e^{-j2\pi(\frac{m}{L} - u_{l_a})}} \frac{1 - e^{-j2\pi M(v_{l_a} - \frac{n}{M})}}{1 - e^{-j2\pi(v_{l_a} - \frac{n}{M})}} \\ &= LM \sum_{l_a=0}^{L_a-1} a_{l_a} \frac{\sin\left(\pi L \left(u_{l_a} - \frac{m}{L}\right)\right) \sin\left(\pi M \left(v_{l_a} - \frac{n}{M}\right)\right)}{L \sin\left(\pi \left(u_{l_a} - \frac{m}{L}\right)\right) M \sin\left(\pi \left(v_{l_a} - \frac{n}{M}\right)\right)} \\ &\quad \cdot e^{-\frac{j2\pi(L-1)(v_{l_a} - \frac{n}{M})}{2}} \cdot e^{-\frac{j2\pi(M-1)(v_{l_a} - \frac{n}{M})}{2}} \end{aligned} \quad (11)$$

其中, u_{l_a} 和 v_{l_a} 分别定义为

$$u_{l_a} = \frac{d_R}{\lambda} \sin \phi_{\mathbf{H}_k}^{l_a} \quad (12)$$

$$v_{l_a} = \frac{d_U}{\lambda} \sin \varphi_{\mathbf{H}_k}^{l_a} \quad (13)$$

并定义函数 $f(x)$ 为

$$f(x) = \frac{1}{M} \frac{\sin(\pi x M)}{\sin(\pi x)} e^{-j2\pi x(\frac{M-1}{2})} \quad (14)$$

那么, 可将式(11)重新表示为

$$\tilde{\mathbf{H}}_k^x(m, n) = LM \sum_{l_a=0}^{L_a-1} a_{l_a} \left\{ f\left(u_{l_a} - \frac{m}{L}\right) f\left(v_{l_a} - \frac{n}{M}\right) \right\} \quad (15)$$

通过式(15)可得, 当 $M \rightarrow \infty, L \rightarrow \infty$ 时, $\tilde{\mathbf{H}}_k^x$ 有

且仅有 L_a 个峰值点。 $\tilde{\mathbf{H}}_k^x$ 的大部分功率集中在 L_a 个峰值点周围, 定义第 l_a 条路径的峰值点坐标为 (k_{l_a}, l_{l_a}) , 其中 $k_{l_a} = Lu_{l_a}, l_{l_a} = Mv_{l_a}$ 。

然而, 在实际无线通信系统中, 天线数总是有限的, 使用 2D-FFT 算法得到的离散 2 维空间谱存在栅栏效应, 因而无法获取精确的角度估计。可通过补 0 的方法, 使频谱点更加密集。假设将接收信号 $\mathbf{Y}_k'^x$ 补 0 为 $\tilde{\mathbf{Y}}_k'^{x, \text{pad}} \in \mathbb{C}^{L' \times M'}$, L' 和 M' 分别为信号矩阵补零后行与列的数目, 对应信道矩阵为 $\tilde{\mathbf{H}}_k^{x, \text{pad}} \in \mathbb{C}^{L' \times M'}$ 。使用 2D-FFT 算法得到接收信号空间谱 $\tilde{\mathbf{Y}}_k'^{x, \text{pad}}$, 同理于式(10)与式(11)得到

$$\tilde{\mathbf{Y}}_k'^{x, \text{pad}} = \tilde{\mathbf{H}}_k^{x, \text{pad}} + \tilde{\mathbf{N}}_k'^{x, \text{pad}} \quad (16)$$

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{H}}_k^{x, \text{pad}}(m, n) &= ML \sum_{l_a=0}^{L_a-1} a_{l_a} \\ &\quad \left\{ f\left(u_{l_a} - \frac{m}{L'}\right) f\left(v_{l_a} - \frac{n}{M'}\right) \right\} \end{aligned} \quad (17)$$

同样, $\tilde{\mathbf{H}}_k^{x, \text{pad}}$ 的大部分功率集中在 L_a 个峰值点周围, 经过谱峰搜索得第 l_a 条路径的峰值点坐标为 $(m_{l_a}^x, n_{l_a}^x)$, 根据式(17)可得 $u_{l_a} = m_{l_a}^x / L', v_{l_a} = n_{l_a}^x / M'$, 利用式(12)和式(13)可得第 l_a 条路径的角度估计为

$$\hat{\phi}_{\mathbf{H}_k}^{l_a} = \arcsin\left(\frac{\lambda}{d_R} \cdot \frac{m_{l_a}^x}{L'}\right) \quad (18)$$

$$\hat{\varphi}_{\mathbf{H}_k}^{l_a} = \arcsin\left(\frac{\lambda}{d_U} \cdot \frac{n_{l_a}^x}{M'}\right) \quad (19)$$

相同地, 利用 UE 到 RIS 在竖直方向上连接 RF 链的接收信号, 可将 $\theta_{\mathbf{H}_k}^{l_a}$ 估计出来, 表达式为

$$\hat{\theta}_{\mathbf{H}_k}^{l_a} = \arccos\left(\frac{\lambda}{d_R} \cdot \frac{m_{l_a}^y}{L'}\right) \quad (20)$$

其中, $m_{l_a}^y$ 为此时所对应的峰值点坐标。

3.1.2 H_k 路径增益估计

利用接收信号空间谱 $\tilde{\mathbf{Y}}_k'^{x, \text{pad}}$ 的峰值分别估计初始相位和衰落, 将峰值点 $(m_{l_a}^x, n_{l_a}^x)$ 代入式(16)根据峰值处的幅度可得 UE 到 RIS 路径中的衰落表达式为

$$\hat{\beta}_{l_a, k} \approx \frac{1}{LM} |\tilde{\mathbf{Y}}_k'^{x, \text{pad}}(m_{l_a}^x, n_{l_a}^x)| \quad (21)$$

UE 到 RIS 的初始相位可以利用 $\tilde{\mathbf{Y}}_k'^{x, \text{pad}}(m_{l_a}^x, n_{l_a}^x)$ 的辐角获取, 可表示为

$$\hat{\alpha}_{l_a} \approx \arctan \frac{\text{imag}(\tilde{\mathbf{Y}}_k'^{x, \text{pad}}(m_{l_a}^x, n_{l_a}^x))}{\text{real}(\tilde{\mathbf{Y}}_k'^{x, \text{pad}}(m_{l_a}^x, n_{l_a}^x))} \quad (22)$$

其中, $\text{imag}(\cdot)$ 与 $\text{real}(\cdot)$ 分别表示取虚部与实部, 由此, 可以得到 \mathbf{H}_k 的路径增益估计值为 $\hat{\alpha}_{l_a} = \hat{\beta}_{l_a} e^{j\hat{\alpha}_{l_a}}$ 。最终, 将所估计的角度信息和路径增益代入式(2), 得到 UE 到 RIS 的信道估计值 $\hat{\mathbf{H}}_k$ 为

$$\hat{\mathbf{H}}_k = \sum_{l_a=0}^{L_a-1} \hat{a}_{l_a} \mathbf{a}_{\text{UR}}(\hat{\theta}_{\mathbf{H}_k}^{l_a}, \hat{\phi}_{\mathbf{H}_k}^{l_a}) \mathbf{a}_{\text{U}}^H(\hat{\varphi}_{\mathbf{H}_k}^{l_a}) \quad (23)$$

3.2 G信道估计

在上节中，得到了UE到RIS端的信道估计矩阵 $\hat{\mathbf{H}}_k$ 。相同地，BS端接收到来自RIS水平和竖直RF链的信号 \mathbf{Y}_{BS}^x 和 \mathbf{Y}_{BS}^y ，它们分别表示为

$$\mathbf{Y}_{\text{BS}}^x = \mathbf{G}^x \mathbf{\Gamma}_{\text{R}}^x + \mathbf{N}_{\text{RIS}}^x \quad (24)$$

$$\mathbf{Y}_{\text{BS}}^y = \mathbf{G}^y \mathbf{\Gamma}_{\text{R}}^y + \mathbf{N}_{\text{RIS}}^y \quad (25)$$

其中， $\mathbf{G}^x \in \mathbb{C}^{N \times L}$ 为RIS水平RF链到BS的信道矩阵， $\mathbf{G}^y \in \mathbb{C}^{N \times L}$ 为RIS竖直RF链到BS的信道矩阵， $\mathbf{\Gamma}_{\text{R}}^x \in \mathbb{C}^{L \times T}$ 和 $\mathbf{\Gamma}_{\text{R}}^y \in \mathbb{C}^{L \times T}$ 分别为水平和竖直RF链上发射的满足正交条件的导频信号， $\mathbf{N}_{\text{RIS}}^x \in \mathbb{C}^{N \times T}$ 与 $\mathbf{N}_{\text{RIS}}^y \in \mathbb{C}^{N \times T}$ 分别是对应的加性高斯白噪声。重复式(8)~式(22)的思路，同样可以得到BS端的AoA估计值 $\hat{\psi}_{l_b}$ ，RIS到BS的仰角和方位角的估计值 $\hat{\gamma}_{l_b}, \hat{\varphi}_{l_b}$ ，以及路径增益估计值 \hat{b}_{l_b} ，并最终得到RIS到BS端的信道估计值 $\hat{\mathbf{G}}$ 为

$$\hat{\mathbf{G}} = \sum_{l_b=0}^{L_b-1} \hat{b}_{l_b} \mathbf{a}_{\text{B}}(\hat{\psi}_{l_b}) \mathbf{a}_{\text{RB}}^H(\hat{\gamma}_{l_b}, \hat{\varphi}_{l_b}) \quad (26)$$

本文所提方案的算法流程如表1所示。

4 计算复杂度分析

所提方案信道估计的复杂度由 \mathbf{H}_k 和 \mathbf{G} 中的离开角/到达角估计和路径增益估计两部分组成。作为对比，同时对文献[20]的方案进行复杂度分析，该工作考虑与本文类似的场景，同样分离估计信道，其使用Root-MUSIC完成角度估计，并用

ML算法估计路径增益，被简称为Root-MUSIC+ML。考虑将文献[22]中的MUSIC算法用于我们场景的角度估计，并用ML算法估计路径增益，简称为MUSIC+ML。文献[24]中基于子空间的信道估计方法也被对比应用到本文场景中。将加法与乘法的运算量之和作为复杂度衡量指标，并将4种情况的复杂度对比列于表2中。其中 D_{music} 为MUSIC算法的谱峰搜索的次数。

基于子空间的信道估计算法涉及奇异值分解，对应计算复杂度的高阶项为 $O(32/3(P^3 + N^3))$ ，MUSIC算法涉及特征值分解的计算复杂度的高阶项为 $O(52/3((LT)^3 + (NT)^3))$ ，Root-MUSIC算法能够避免MUSIC算法谱峰搜索带来的高额计算开销，复杂度有所降低，但仍不可避免地需要进行特征值分解。考虑RIS元素总数 $P = 49$ ，水平/竖直方向上RF链个数 $L = 7$ ，用户天线数 $M = 5$ ，路径数 $L_a = 3$ ，导频长度 $T = 7$ 。基于子空间的信道估计算法不涉及谱分析故而无法分开估计角度与增益，这时计算复杂度涉及整个RIS的元素总数 P 。设置MUSIC谱峰搜索次数为 $D_{\text{music}} = 32400$ 。此时基于子空间的信道估计算法复杂度约为所提算法的453倍。MUSIC+ML算法复杂度是本文所提算法的 1.54×10^7 倍，Root-MUSIC+ML算法相比于MUSIC+ML算法复杂度显著降低，但其复杂度仍约为本文所提算法的 2.29×10^5 倍，显然本文所提算法具有压倒性的复杂度优势。

5 仿真分析

本节通过仿真来说明所提估计方案的性能。在

表1 本文算法流程表

算法：基于2D-FFT的RIS辅助通信系统信道估计	
(1) 输入：	RIS射频链接收信号： $\mathbf{Y}_k^x, \mathbf{Y}_k^y$ ；BS接收信号： $\mathbf{Y}_{\text{BS}}^x, \mathbf{Y}_{\text{BS}}^y$ ；导频： $\mathbf{\Gamma}_k, \mathbf{\Gamma}_{\text{R}}^x, \mathbf{\Gamma}_{\text{R}}^y$ ；反射矩阵： Φ
(2) 所有接收信号与导频信号解相关，如 $\mathbf{Y}_k'^x = \mathbf{Y}_k^x \mathbf{\Gamma}_k^x = \mathbf{H}_k^x + \mathbf{N}_k'^x$	
(3) 信号补0处理，并对其进行2D-FFT得到峰值点位置。如 $\mathbf{Y}_k'^x$ 补0得到 $\mathbf{Y}_k'^{x, \text{pad}}$ ，对其进行2D-FFT变换得到第 l_a 条路径峰值位置 $(m_{l_a}^x, n_{l_a}^x)$	
(4) 得到链路对应角度估计值，如	
	$\hat{\theta}_{\mathbf{H}_k}^{l_a} = \arcsin\left(\frac{\lambda}{d_{\text{R}}} \cdot \frac{m_{l_a}^x}{L'}\right)$, $\hat{\phi}_{\mathbf{H}_k}^{l_a} = \arcsin\left(\frac{\lambda}{d_{\text{V}}} \cdot \frac{n_{l_a}^x}{M'}\right)$
并以相同思路分别得到RIS竖直RF链AOA的仰角估计值 $\hat{\theta}_{\mathbf{H}_k}^{l_a}$ ，BS端的AoA估计值 $\hat{\psi}_{l_b}$ ，RIS到BS的仰角和方位角的估计值 $\hat{\gamma}_{l_b}, \hat{\varphi}_{l_b}$	
(5) 依据补0后接收信号空间谱得到路径增益，如 $\hat{a}_{l_a} = \hat{\beta}_{l_a} e^{j\hat{\alpha}_{l_a}}$ 其中	
	$\hat{\beta}_{l_a, k} \approx \frac{1}{LM} \tilde{\mathbf{Y}}_k'^{x, \text{pad}}(m_{l_a}^x, n_{l_a}^x) $, $\hat{\alpha}_{l_a} \approx \arctan \frac{\text{imag}(\tilde{\mathbf{Y}}_k'^{x, \text{pad}}(m_{l_a}^x, n_{l_a}^x))}{\text{real}(\tilde{\mathbf{Y}}_k'^{x, \text{pad}}(m_{l_a}^x, n_{l_a}^x))}$
并以相同思路得到RIS到BS端路径增益估计 \hat{b}_{l_b}	
(6) 输出：依据以上参数估计值，得到信道估计值	
	$\hat{\mathbf{H}}_k = \sum_{l_a=0}^{L_a-1} \hat{a}_{l_a} \mathbf{a}_{\text{UR}}(\hat{\theta}_{\mathbf{H}_k}^{l_a}, \hat{\phi}_{\mathbf{H}_k}^{l_a}) \mathbf{a}_{\text{U}}^H(\hat{\varphi}_{\mathbf{H}_k}^{l_a})$, $\hat{\mathbf{G}} = \sum_{l_b=0}^{L_b-1} \hat{b}_{l_b} \mathbf{a}_{\text{B}}(\hat{\psi}_{l_b}) \mathbf{a}_{\text{RB}}^H(\hat{\gamma}_{l_b}, \hat{\varphi}_{l_b})$

表2 不同算法计算复杂度对比

信道估计算法	计算复杂度
基于子空间的信道估计算法	$O(\frac{32}{3}(N^3 + P^3) + (P^2 + N^2)(2T + 2L_a - 2) + PM(2T + 2P - 2) + NP(2T + 2N - 2))$
MUSIC+ML	$O(\frac{52}{3}((LT)^3 + (NT)^3) + 2((NT)^2 + (LT)^2) + 2L_a D_{\text{MUSIC}}(8MT - 4T) + 4((LT)^2 + (NT)^2) - 4(LL_a T + NL_a T) + 2T(L + N) - 2) + 12L_a^3 + 2L_a^2(4(L + N) + 8T - 6) + 2L_a(2 - 2N + 2T(L + N) + 6T(M + L) - 8T))$
Root-MUSIC+ML	$O(26((LT)^3 + (NT)^3) + 3T(L^2 + N^2) + 18L_a^3 + 3L_a^2(4(L + N) + 8T - 6) + 3L_a(2 - L - N + 2T(N + L) + 6T(M + L) - 8T))$
本文算法	$2(L^2(M + N) + 3(M \log(M) + N \log(N)) + 6L \log(L) + 2L(2T - 1)(M + N))$

仿真中, UE端天线数 $M = 5$, BS端天线数 $N = 64$, RIS反射元素 $P = 49$, $P_x = P_y = 7$, 其中连接水平/竖直RF链数 $L = 7$ 。设置MUSIC算法角度扫描步长为 0.1° 。UE到RIS和RIS到BS的路径数为 $L_a = L_b = 3$ 。接收信号补零后的维度为 $L' = 512$, $M' = 512$ 。 Φ 中幅度参数 $r_n = 1$, 相位参数 ω_n 取 $[0, 2\pi)$ 上的均匀分布, 其中 $n = 1, 2, \dots, P$ 。设3条路径中RIS端方位角分别为 $20^\circ, 30^\circ$ 和 60° , 仰角分别为 $50^\circ, 20^\circ$ 和 80° , UE端角度分别为 $10^\circ, 45^\circ$ 和 60° 。图2为UE到RIS连接水平RF链的接收信号补0后的2维空间谱, 图2的3个谱峰分别对应3条路径。

利用归一化均方误差(Normalized Mean Square Error, NMSE)来评估信道估计的性能, 其表达式为

$$\text{NMSE} = E \left[\frac{\|\hat{\mathbf{H}} - \mathbf{H}\|_F^2}{\|\mathbf{H}\|_F^2} \right] \quad (27)$$

其中, $\|\cdot\|_F$ 表示矩阵的F范数, \mathbf{H} 以 \mathbf{H}_k 或者 \mathbf{G} 代替表示真实信道, $\hat{\mathbf{H}}$ 以 $\hat{\mathbf{H}}_k$ 或者 $\hat{\mathbf{G}}$ 代替表示估计信道。

图3为所提算法估计UE到RIS端的信道矩阵在不同信号补零维度和不同射频链设置下的性能对比。其中, Pad1和Pad2分别表示对信号进行补零后, 信号维度为 $L' = M' = 256$ 和 $L' = M' = 512$ 两种情况。分别考虑RIS端连接水平/竖直RF链数为 $L = 3, 5, 7$ 。仿真结果表明, 随着信号补0个数的增加可以进一步提高信道估计的精度。且在RIS反射元素数目固定的情况下, 两种情况的性能都随着RF链个数的增加而增加。所提方案可在连接有限RF链情况下, 达到良好的信道估计性能。

图4给出了所提算法估计第 k 个UE到RIS端的信道 \mathbf{H}_k 和RIS到BS端的信道 \mathbf{G} 的性能对比图, BS端天线数设为 $N = 64$ 。该结果验证了所提算法在分离估计信道的两个阶段均能保持良好性能, 证明了本文方案的可行性。

图5给出了所提方案与其他算法估计 \mathbf{H}_k 的性能对比曲线。分别给出了本文方案与Root-MUSIC+

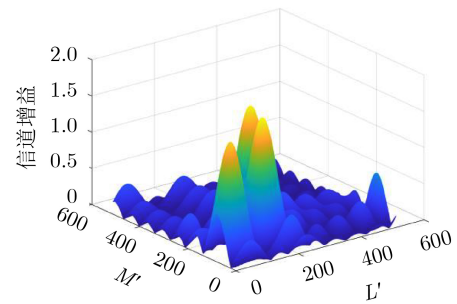
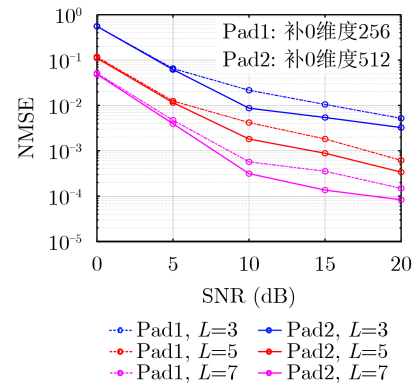
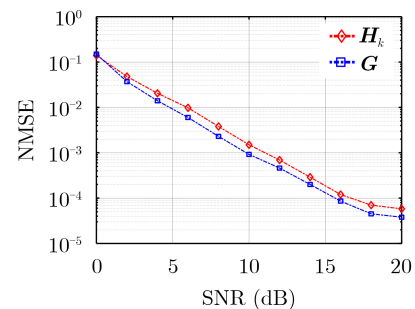
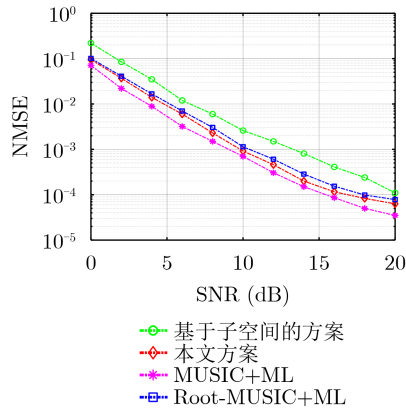


图2 UE到RIS水平RF链接收信号的2维空间谱

图3 不同补零维度及RF链个数下 \mathbf{H}_k 信道估计性能对比图4 信道 \mathbf{H}_k 与信道 \mathbf{G} 估计性能对比

ML^[20]算法、MUSIC^[22]+ML算法, 以及基于子空间的信道估计算法^[24]的性能对比曲线, 该仿真中RIS水平与竖直方向上连接RF链个数 $L = 7$ 。基于子空间的信道估计算法性能显著低于本文所提算法, 且由前述分析知其不占有复杂度优势。MU-

图5 不同算法估计信道 H_k 性能对比

SIC+ML算法性能略优于所提算法，但却需要多付出上成千上万倍的计算开销，显然所提算法具有更大的优势，更具有可行性。需要指出的是仿真仅采用了文献[22]中使用MUSIC估计角度的方案，而没有采用其使用深度学习方法估计增益的方案，因为那将带来更大的计算开销且对性能的提升有限。Root-MUSIC+ML算法性能略低于本文所提方案且将付出更大的计算开销，因此相比于本文所提算法不具有优势。综合而言，本文所提算法达到了性能和复杂度的平衡，更具有实际可行性，表现出显著优势。

6 结束语

针对RIS辅助的大规模MIMO毫米波无线通信系统提出一种基于2D-FFT的低复杂度信道估计算法，通过将RIS部分反射元素连接RF链的方式，分离估计UE到RIS和RIS到BS的信道。所提算法对接收信号进行补零处理，再利用2D-FFT算法得到角度估计，并且对接收信号的2维空间谱进行峰值搜索以得到路径增益估计以最终完成信道估计。所提方案的计算复杂度与对比文献中的信道估计算法相比大幅降低，且仿真结果表明，本文所提方案在拥有低复杂度优势的同时，能达到优良的信道估计性能。

参考文献

- [1] WU Qingqing and ZHANG Rui. Beamforming optimization for wireless network aided by intelligent reflecting surface with discrete phase shifts[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2020, 68(3): 1838–1851. doi: [10.1109/TCOMM.2019.2958916](https://doi.org/10.1109/TCOMM.2019.2958916).
- [2] ZHENG Beixiong, YOU Changsheng, and ZHANG Rui. Intelligent reflecting surface assisted multi-user OFDMA: Channel estimation and training design[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2020, 19(12): 8315–8329. doi: [10.1109/TWC.2020.3021434](https://doi.org/10.1109/TWC.2020.3021434).
- [3] 朱政宇, 王梓暄, 徐金雷, 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*, 2022, 43(2): 198–212. doi: [10.7527/S1000-6893.2021.25014](https://doi.org/10.7527/S1000-6893.2021.25014).
ZHU Zhengyu, WANG Zixuan, XU Jinlei, et al. Future wireless communication assisted by intelligent reflecting surface: State of art and prospects[J]. *Acta Aeronautica et Astronautica Sinica*, 2022, 43(2): 198–212. doi: [10.7527/S1000-6893.2021.25014](https://doi.org/10.7527/S1000-6893.2021.25014).
- [4] YUAN Xiaojun, ZHANG Y J A, SHI Yuanming, et al. Reconfigurable-intelligent-surface empowered wireless communications: Challenges and opportunities[J]. *IEEE Wireless Communications*, 2021, 28(2): 136–143. doi: [10.1109/MWC.001.2000256](https://doi.org/10.1109/MWC.001.2000256).
- [5] LIASKOS C, NIE Shuai, TSIOLARIDOU A, et al. A new wireless communication paradigm through software-controlled metasurfaces[J]. *IEEE Communications Magazine*, 2018, 56(9): 162–169. doi: [10.1109/MCOM.2018.1700659](https://doi.org/10.1109/MCOM.2018.1700659).
- [6] BASAR E, DI RENZO M, DE ROSNY J, et al. Wireless communications through reconfigurable intelligent surfaces[J]. *IEEE Access*, 2019, 7: 116753–116773. doi: [10.1109/ACCESS.2019.2935192](https://doi.org/10.1109/ACCESS.2019.2935192).
- [7] WU Qingqing and ZHANG Rui. Towards smart and reconfigurable environment: Intelligent reflecting surface aided wireless network[J]. *IEEE Communications Magazine*, 2020, 58(1): 106–112. doi: [10.1109/MCOM.001.1900107](https://doi.org/10.1109/MCOM.001.1900107).
- [8] LI Lixin, MA Donghui, REN Huan, et al. Enhanced reconfigurable intelligent surface assisted mmWave communication: A federated learning approach[J]. *China Communications*, 2020, 17(10): 115–128. doi: [10.23919/JCC.2020.10.008](https://doi.org/10.23919/JCC.2020.10.008).
- [9] YANG Liang, MENG Fanxu, ZHANG Jiayi, et al. On the performance of RIS-assisted dual-hop UAV communication systems[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2020, 69(9): 10385–10390. doi: [10.1109/TVT.2020.3004598](https://doi.org/10.1109/TVT.2020.3004598).
- [10] BAI Tong, PAN Cunhua, HAN Chao, et al. Reconfigurable intelligent surface aided mobile edge computing[J]. *IEEE Wireless Communications*, 2021, 28(6): 80–86. doi: [10.1109/MWC.001.2100142](https://doi.org/10.1109/MWC.001.2100142).
- [11] 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. doi: [10.11959/j.issn.1000-436x.2021060](https://doi.org/10.11959/j.issn.1000-436x.2021060).
ZHU Zhengyu, XU Jinlei, SUN Gangcan, et al. Secure beamforming design for IRS-assisted SWIPT internet of things system[J]. *Journal on Communications*, 2021, 42(4): 185–193. doi: [10.11959/j.issn.1000-436x.2021060](https://doi.org/10.11959/j.issn.1000-436x.2021060).
- [12] ZHU Zhengyu, LI Zheng, CHU Zheng, et al. Resource allocation for intelligent reflecting surface assisted wireless powered IoT systems with power splitting[J]. *IEEE*

- Transactions on Wireless Communications*, 2022, 21(5): 2987–2998. doi: [10.1109/TWC.2021.3117346](https://doi.org/10.1109/TWC.2021.3117346).
- [13] WU Qingqing and ZHANG Rui. Intelligent reflecting surface enhanced wireless network via joint active and passive beamforming[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2019, 18(11): 5394–5409. doi: [10.1109/TWC.2019.2936025](https://doi.org/10.1109/TWC.2019.2936025).
- [14] WANG Peilan, FANG Jun, DUAN Huiping, *et al.* Compressed channel estimation for intelligent reflecting surface-assisted millimeter wave systems[J]. *IEEE Signal Processing Letters*, 2020, 27: 905–909. doi: [10.1109/LSP.2020.2998357](https://doi.org/10.1109/LSP.2020.2998357).
- [15] NADEEM Q U A, ALWAZANI H, KAMMOUN A, *et al.* Intelligent reflecting surface-assisted multi-user MISO communication: Channel estimation and beamforming design[J]. *IEEE Open Journal of the Communications Society*, 2020, 1: 661–680. doi: [10.1109/OJCOMS.2020.2992791](https://doi.org/10.1109/OJCOMS.2020.2992791).
- [16] HU Chen, DAI Linglong, HAN Shuangfeng, *et al.* Two-timescale channel estimation for reconfigurable intelligent surface aided wireless communications[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2021, 69(11): 7736–7747. doi: [10.1109/TCOMM.2021.3072729](https://doi.org/10.1109/TCOMM.2021.3072729).
- [17] GUAN Xinrong, WU Qingqing, and ZHANG Rui. Anchor-assisted intelligent reflecting surface channel estimation for multiuser communications[C]. 2020 IEEE Global Communications Conference, Taipei, China, 2020: 1–6. doi: [10.1109/GLOBECOM42002.2020.9347985](https://doi.org/10.1109/GLOBECOM42002.2020.9347985).
- [18] DE ARAUJO G T and DE ALMEIDA A L F. PARAFAC-based channel estimation for intelligent reflective surface assisted MIMO system[C]. The 2020 IEEE 11th Sensor Array and Multichannel Signal Processing Workshop, Hangzhou, China, 2020: 1–5. doi: [10.1109/SAM48682.2020.9104260](https://doi.org/10.1109/SAM48682.2020.9104260).
- [19] LIU Hang, YUAN Xiaojun, and ZHANG Y A. Matrix-calibration-based cascaded channel estimation for reconfigurable intelligent surface assisted multiuser MIMO[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2020, 38(11): 2621–2636. doi: [10.1109/JSAC.2020.3007057](https://doi.org/10.1109/JSAC.2020.3007057).
- [20] CHEN Xiao, SHI Jianfeng, YANG Zhaohui, *et al.* Low-complexity channel estimation for intelligent reflecting surface-enhanced massive MIMO[J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2021, 10(5): 996–1000. doi: [10.1109/LWC.2021.3054004](https://doi.org/10.1109/LWC.2021.3054004).
- [21] TAHA A, ALRABEIAH M, and ALKHATEEB A. Enabling large intelligent surfaces with compressive sensing and deep learning[J]. *IEEE Access*, 2021, 9: 44304–44321. doi: [10.1109/ACCESS.2021.3064073](https://doi.org/10.1109/ACCESS.2021.3064073).
- [22] 傅友华, 陈栋. 混合智能反射表面结构辅助的毫米波通信信道估计[J]. 通信学报, 2021, 42(10): 189–196. doi: [10.11959/j.issn.1000-436x.2021197](https://doi.org/10.11959/j.issn.1000-436x.2021197).
- FU Youhua and CHEN Dong. Channel estimation for hybrid intelligent reflecting surface structure assisted mmWave communications[J]. *Journal on Communications*, 2021, 42(10): 189–196. doi: [10.11959/j.issn.1000-436x.2021197](https://doi.org/10.11959/j.issn.1000-436x.2021197).
- [23] FAN Dian, GAO Feifei, WANG Gongpu, *et al.* Angle domain signal processing-aided channel estimation for indoor 60-GHz TDD/FDD massive MIMO systems[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2017, 35(9): 1948–1961. doi: [10.1109/JSAC.2017.2720938](https://doi.org/10.1109/JSAC.2017.2720938).
- [24] HU Anzhong, LV Tiejun, and LU Yueming. Subspace-based semi-blind channel estimation for large-scale multi-cell multiuser MIMO systems[C]. The 2013 IEEE 77th Vehicular Technology Conference, Dresden, Germany, 2013: 1–5. doi: [10.1109/VTCSpring.2013.6692772](https://doi.org/10.1109/VTCSpring.2013.6692772).
- 蒲旭敏: 男, 1983年生, 副教授, 硕士生导师, 研究方向为新一代无线通信理论, 聚焦其信息理论、信道估计和信号检测。
- 孙致南: 男, 1997年生, 硕士生, 研究方向为大规模MIMO信号检测、信道估计。
- 李静洁: 女, 1998年生, 硕士生, 研究方向为可重构智能表面、信道估计。
- 黄琼: 女, 1971年生, 教授, 硕士生导师, 研究方向为宽带通信网理论、5G/6G移动通信网络技术。
- 陈前斌: 男, 1967年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为个人通信、多媒体信息处理与传输、下一代移动通信网络。

责任编辑: 余蓉