

低导频开销 RIS 辅助毫米波 MIMO 系统参数化信道估计方案

李双志¹, 杨睿棋¹, 郭新¹, 黄赛²

(1. 郑州大学电气与信息工程学院, 河南 郑州 450001; 2. 北京邮电大学泛网无线通信教育部重点实验室, 北京 100876)

摘要: 为了解决可重构智能超表面 (RIS) 辅助毫米波多输入多输出 (MIMO) 系统信道状态信息及时获取问题, 提出了一种基于张量分解的信道估计方案。首先, 通过使用少量无源反射单元和构建相移矩阵, 设计了一种低导频开销的信道训练机制。然后, 通过利用范德蒙德结构约束的张量典范平行因子分解, 推导出一种非迭代的信道估计算法。理论分析表明, 该方案的最小导频开销仅取决于反射链路子信道路径数乘积, 且具有较低的计算复杂度。仿真结果进一步验证了所提方案相较于其他方法的优越性。

关键词: 可重构智能超表面; 毫米波; 多输入多输出; 信道估计; 张量

中图分类号: TN928

文献标志码: A

DOI: 10.11959/j.issn.1000-436x.2024157

Low pilot overhead parametric channel estimation scheme for RIS-assisted mmWave MIMO systems

LI Shuangzhi¹, YANG Ruiqi¹, GUO Xin¹, HUANG Sai²

1. School of Electrical and Information Engineering, Zhengzhou University, Zhengzhou 450001, China

2. Key Laboratory of Universal Wireless Communications, Ministry of Education, Beijing University of Posts and Telecommunications, Beijing 100876, China

Abstract: To address the timely acquisition of channel state information in reconfigurable intelligent surface (RIS)-assisted millimetre wave (mmWave) multiple-input multiple-output (MIMO) systems, a channel estimation scheme based on tensor decomposition was proposed. Firstly, a channel training mechanism with low pilot overhead was designed using a few passive reflection units and constructing a phase shift matrix. Then, a non-iterative channel estimation algorithm was derived using tensor canonical polyadic decomposition with Vandermonde structure constraints. Theoretical analysis indicated that the minimum pilot overhead of the proposed scheme only depended on the product of the subchannel path numbers of the reflection links and exhibited low computational complexity. Simulation results further verify the superiority of the proposed scheme compared to other methods.

Keywords: RIS, mmWave, MIMO, channel estimation, tensor

0 引言

可重构智能超表面 (RIS, reconfigurable intelligent surface) 被认为是 6G 关键技术之一, 具备以

较低的硬件成本和资源消耗来提高无线通信系统覆盖范围和传输速率的能力^[1-4]。尤其在毫米波 (mmWave, millimeter wave) 通信系统中, RIS 通过

收稿日期: 2024-02-18; 修回日期: 2024-06-28

通信作者: 郭新, iexguo@zzu.edu.cn

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (No.61901416); 河南省青年人才托举工程基金资助项目 (No.2024HYTP026); 河南省自然科学基金资助项目 (No.242300420269); 河南省科技攻关基金资助项目 (No.242102211017)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (No.61901416), The Young Elite Scientists Sponsorship Program of Henan (No.2024HYTP026), The Natural Science Foundation of Henan (No.242300420269), The Science and Technology Development Project of Henan Province (No.242102211017)

动态地改变入射波的相位,将其反射到所需的方向,能够有效解决信号阻塞问题^[5]。在RIS辅助的无线通信系统中,准确的信道状态信息(CSI, channel state information)对实现相移波束设计至关重要^[6-7]。然而,由于RIS的无源特性,RIS无法主动收发或处理信号来进行信道估计。因此,如何获取CSI被广泛认为是RIS技术面临的主要挑战之一。

针对这一难题,文献[8]采用了最小方差无偏估计器对RIS相移矩阵进行优化设计,提出了一种基于最小二乘(Least Squares, LS)准则的信道估计器,但所需导频开销要求不小于RIS反射单元总数。文献[9-10]利用RIS相邻反射单元的信道相关性,针对正交频分复用(OFDM, orthogonal frequency division multiplexing)系统,提出了一种基于反射单元分组策略的信道估计方法。该方法要求组内的反射单元共享相同反射系数,且所需导频开销与分组数成正比。对于具有离散相移的RIS系统,文献[11]在分组策略的基础上,给出了一种具有较低复杂度的RIS相移矩阵设计方案,并提出了一种基于反射单元分块训练的信道估计方法,其导频开销与分组数成正比。尽管以上分组方案在一定程度上降低了导频开销,但最优分组数随着反射单元总数的增加而增加。在实际通信中,RIS反射单元数往往较大,这将导致信道训练周期过长。文献[12]利用张量的典范平行因子(CP, CANDECOMP/PARAFAC)分解,分别提出了一种基于卡特里-拉奥(Khatri-Rao)分解的信道估计算法和一种基于双线性交替最小二乘的信道估计算法。文献[12]所提算法利用了级联信道包含的结构信息,性能优于传统LS算法,但导频开销仍需与反射单元的数量成正比。因此,如何有效地降低信道估计过程的导频开销成为实现RIS系统实时可重构性的关键问题之一,这对于如车联网等移动性场景具有重要意义^[13]。

为了解决这一问题,一些研究人员利用mmWave信道的低秩特性设计了信道估计方案,主要思想是将RIS高维信道估计问题转化为少量信道参数估计问题,从而降低信道估计所需导频开销。通过设计一种具有部分有源反射元件的混合RIS,文献[14]针对混合RIS辅助的点对点mmWave多输入多输出(MIMO, multiple-input multiple-output)系统,提出了一种基于子空间和深度神经网络的信道估计算法。然而,有源元件的引入增加了系统复杂度。文献[15-17]将级联信道

估计问题转化为参数估计问题,并采用压缩感知(CS, compressed sensing)方案来估计信道参数。与LS算法相比,这些算法^[15-17]所需的导频开销只和信道路径数量以及构造的字典矩阵维度有关。但是为了获得较高的估计精度,通常需要增加字典矩阵的维度,这仍会导致导频开销增加。文献[18]针对RIS辅助的多用户系统,利用单天线用户-RIS信道结构特点,以及稀疏性和块衰落信道的准静态性,推导出了理论最小导频开销与用户数和信道路径数量的关系。然而该结论依赖于单天线用户-RIS信道的结构特点,难以扩展到点对点MIMO系统。

为进一步降低导频开销,一些研究提出了基于张量分解的mmWave信道估计方案。针对RIS辅助的mmWave MIMO系统,文献[19]利用张量的多维特性,提出了一种基于LS进行迭代拟合的信道估计算法,相比于文献[12],该算法在提高信道估计精度的同时降低了导频开销。然而,文献[19]中基于LS的方法在针对使用有限射频链的mmWave MIMO系统时并不适用。针对上述问题,文献[20]在RIS相移矩阵满足克罗内克(Kronecker)积结构的前提下,提出了一种基于交替最小二乘(ALS, alternating least squares)的信道估计算法。与压缩感知算法相比,该算法具有较高的估计精度和较低的计算复杂度。然而,文献[20]对RIS相移矩阵具有较高要求,这对于具有离散相移角度的RIS系统要求较为苛刻。而且,基于ALS的信道估计算法通常需要多次迭代,因为容易陷入局部收敛、易受到随机初始化的影响,存在收敛速度慢的问题。针对该问题,一些研究利用张量因子矩阵的先验结构信息,提出了基于低复杂度张量分解的mmWave信道估计方案。文献[21]针对适用于多个单天线用户的mmWave MIMO系统,通过对RIS引入部分有源反射单元,提出了一种利用基于范德蒙德结构因子矩阵来实现CP分解的非迭代信道估计算法。文献[22]在mmWave OFDM系统中,证明了信道估计所需的导频开销主要取决于反射链路中2个子信道的路径数量之积。然而,文献[22]所提出的算法中与RIS有关的信道参数估计需采用二维搜索,计算复杂度较高。此外,文献[21-22]中提出的方案主要适用于具有单天线用户-RIS信道结构特点的系统。

本文针对无源RIS辅助毫米波MIMO系统,其

中发送端和接收端均配备多天线，提出了一种基于张量分解的信道估计方案。本文主要创新工作可总结如下。

1) 设计了一种低导频开销的无源 RIS 辅助毫米波 MIMO 系统信道训练机制。理论分析表明，在无噪声情况下，该机制仅需使用少量无源反射单元，即可实现信道参数唯一确定，且在训练阶段仅要求 RIS 相移矩阵满行秩。此外，该机制所需的最小导频开销仅取决于 RIS 反射链路 2 个子信道的路径数乘积，有效降低了导频开销。

2) 在有噪声的情况下，推导出一种具有低计算复杂度的基于张量 CP 分解的信道估计算法。该算法利用张量因子矩阵的范德蒙德结构信息，避免了传统 ALS 的迭代过程。仿真结果验证了该算法相对于已有算法具有较好的估计性能和较低的复杂度。

符号说明：小写黑体字母 \mathbf{a} 、大写黑体字母 \mathbf{A} 、花体字母 \mathcal{A} 分别表示矢量、矩阵和张量。 \mathbf{A}^T 、 \mathbf{A}^H 和 \mathbf{A}^\dagger 分别表示矩阵的转置、共轭转置和伪逆。 $\mathbf{A}(i,:)$ 和 $\mathbf{A}(:,j)$ 分别表示矩阵 \mathbf{A} 的第 i 行和第 j 列。 $\mathcal{A}_{[i]}$ 表示张量的模式展开，即利用张量 \mathcal{A} 的全部元素按照一定规则构造而成的一个矩阵。 $\text{diag}(\mathbf{a})$ 和 $\text{diag}(\mathbf{A})$ 分别表示以 \mathbf{a} 为对角线的对角矩阵和对角矩阵 \mathbf{A} 的对角线元素构成的矢量。 \odot 和 \otimes 分别表示 Khatri-Rao 积和 Kronecker 积。 $\|\mathbf{A}\|_2$ 和 $\|\mathbf{A}\|_F$ 分别表示矩阵 \mathbf{A} 的 2-范数和弗罗贝尼乌斯 (Frobenius) 范数。 $\angle(|a|e^{j\theta})$ 表示计算复数 $|a|e^{j\theta}$ 的相位 θ 。 \mathbf{I}_L 代表 $L \times L$ 大小的单位阵。 $\bar{\mathbf{A}}$ 和 $\underline{\mathbf{A}}$ 分别表示去掉矩阵 \mathbf{A} 的第一行和最后一行后所形成的矩阵。

1 系统模型

1.1 接收信号模型

本文考虑一个 RIS 辅助毫米波 MIMO 上行通信

系统模型，如图 1 所示。用户和基站 (BS, base station) 均采用混合预编码结构，其中用户和 BS 的天线数量分别为 N_T 和 N_R ，且均采用均匀线性阵列 (ULA, uniform linear array)，二者的射频链数量分别为 K_T 和 K_R 。为不失一般性，假设 $K_T = 1$ 。用户和 BS 之间的直连链路被视为存在阻塞。RIS 采用均匀平面阵列 (UPA, uniform planar array)，反射单元数量为 N_S ，其中垂直方向和水平方向的反射单元数量分别为 N_v 和 N_h ，即 $N_S = N_v N_h$ 。用户到 RIS 和 RIS 到 BS 的信道分别由 $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{N_S \times N_T}$ 和 $\mathbf{G} \in \mathbb{C}^{N_R \times N_S}$ 表示。

假设整个信道估计过程分为 N 个块，每个块分为 T 个时隙。在第 n 个块内的 t 个时隙上，接收信号可以表示为

$$\mathbf{y}_{n,t} = \mathbf{Q}^H \mathbf{G} \text{diag}(\mathbf{s}_{n,t}) \mathbf{H} \tilde{\mathbf{m}}_{n,t} \mathbf{x}_{n,t} + \mathbf{Q}^H \mathbf{z}_{n,t} \quad (1)$$

其中， $\mathbf{x}_{n,t} \in \mathbb{C}^r \times 1$ 表示长度为 r 的导频序列， $\tilde{\mathbf{m}}_{n,t} \in \mathbb{C}^{N_T \times r}$ 表示用户端预编码矩阵， $\mathbf{s}_{n,t} \in \mathbb{C}^{N_S \times 1}$ 表示 RIS 相移矢量， $\mathbf{Q} \in \mathbb{C}^{N_R \times K_R}$ 表示 BS 端组合矩阵， $\mathbf{z}_{n,t} \in \mathbb{C}^{N_R \times 1}$ 表示对应的噪声矢量。令 $\mathbf{m}_{n,t} = \tilde{\mathbf{m}}_{n,t} \mathbf{x}_{n,t} \in \mathbb{C}^{N_T \times 1}$ 表示发射信号，通过设计发射信号和 RIS 相移矢量，使前者只随时隙发生变化并在不同的块之间保持恒定，后者只随块变化并在同一个块内的不同的时隙上保持恒定，即满足 $\mathbf{m}_{n,t} = \mathbf{m}_t$ ， $\mathbf{s}_{n,t} = \mathbf{s}_n$ 。此时接收信号可以表示为

$$\mathbf{y}_{n,t} = \mathbf{Q}^H \mathbf{G} \text{diag}(\mathbf{s}_n) \mathbf{H} \mathbf{m}_t + \mathbf{Q}^H \mathbf{z}_{n,t} \quad (2)$$

将第 n 个块内的接收信号进行堆叠，可以得到

$$\mathbf{Y}_n = [\mathbf{y}_{n,1}, \dots, \mathbf{y}_{n,T}] = \mathbf{Q}^H \mathbf{G} \text{diag}(\mathbf{s}_n) \mathbf{H} \mathbf{M} + \mathbf{Z}_n \quad (3)$$

其中， $\mathbf{M} = [\mathbf{m}_1, \dots, \mathbf{m}_T] \in \mathbb{C}^{N_T \times T}$ ， $\mathbf{Z}_n \in \mathbb{C}^{K_R \times T}$ 表示对应的噪声部分。将所有块内的接收信号量化化后并进行堆叠，可以得到

$$\mathbf{Y} = [\text{vec}(\mathbf{Y}_1), \dots, \text{vec}(\mathbf{Y}_N)] = [(\mathbf{H}\mathbf{M})^T \odot (\mathbf{Q}^H \mathbf{G})] \mathbf{S} + \mathbf{Z} \quad (4)$$

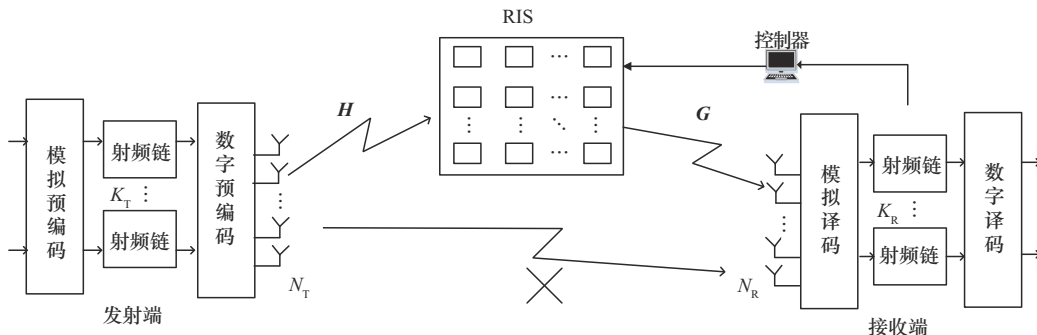


图 1 RIS 辅助毫米波 MIMO 上行通信系统模型

其中, $\mathbf{S} = [\mathbf{s}_1, \dots, \mathbf{s}_N] \in \mathbb{C}^{N_s \times N}$ 表示 RIS 相移矩阵, $\mathbf{Z} \in \mathbb{C}^{T K_R \times N}$ 表示对应的噪声部分。根据毫米波信道的 Saleh-Valenzuela 模型, \mathbf{H} 和 \mathbf{G} 可以分别表示为

$$\mathbf{H} = \sum_{l_1=1}^{L_T} \alpha_{T,l_1} \mathbf{v}_{2D}(\mu_{T,l_1}^v, \mu_{T,l_1}^h) \mathbf{v}_{1D}(\theta_{T,l_1})^T \quad (5)$$

$$\mathbf{G} = \sum_{l_2=1}^{L_R} \alpha_{R,l_2} \mathbf{v}_{1D}(\theta_{R,l_2}) \mathbf{v}_{2D}(\mu_{R,l_2}^v, \mu_{R,l_2}^h)^T \quad (6)$$

其中, L_X 表示 2 个信道的路径数量, $\alpha_{X,l} \sim \mathcal{CN}(0,1)$ 表示路径增益, $\theta_{T,l} \in [0, 2\pi]$ 和 $\theta_{R,l} \in [0, 2\pi]$ 分别表示用户端的发射角和 BS 端的到达角对应的空间频率, $\mu_{T,l}^h \in [0, 2\pi]$ 和 $\mu_{T,l}^v \in [0, \pi]$ 分别表示 RIS 端的水平到达角和垂直到达角对应的空间频率, $\mu_{R,l}^h \in [0, 2\pi]$ 和 $\mu_{R,l}^v \in [0, \pi]$ 分别表示 RIS 端的水平发射角和垂直发射角对应的空间频率, 并且有 $\mathbf{v}_{1D}(\theta_{X,l}) = [1, e^{j\theta_{X,l}}, \dots, e^{j(M-1)\theta_{X,l}}]^T$, 以及 $\mathbf{v}_{2D}(\mu_{X,l}^v, \mu_{X,l}^h) = \mathbf{v}_{1D}(\mu_{X,l}^v) \odot \mathbf{v}_{1D}(\mu_{X,l}^h)$ 。 \mathbf{H} 和 \mathbf{G} 还可以分别表示为

$$\mathbf{H} = \mathbf{B}_T \mathbf{A}_T \mathbf{C}_T^T, \mathbf{G} = \mathbf{C}_R \mathbf{A}_R \mathbf{B}_R^T \quad (7)$$

其中, $\mathbf{A}_X = \text{diag}([\alpha_{X,1}, \dots, \alpha_{X,L_X}]) \in \mathbb{C}^{L_X \times L_X}$, $\mathbf{B}_X = [\mathbf{v}_{2D}(\mu_{X,1}^v, \mu_{X,1}^h), \dots, \mathbf{v}_{2D}(\mu_{X,L_X}^v, \mu_{X,L_X}^h)] \in \mathbb{C}^{N_s \times L_X}$, $\mathbf{C}_X = [\mathbf{v}_{1D}(\theta_{X,1}), \dots, \mathbf{v}_{1D}(\theta_{X,L_X})] \in \mathbb{C}^{N_x \times L_X}$ 。将式(7)代入式(4)可以得到

$$\mathbf{Y} = (\mathbf{M}^T \mathbf{C}_T \otimes \mathbf{Q}^H \mathbf{C}_R) (\mathbf{A}_T \otimes \mathbf{A}_R) (\mathbf{B}_T^T \odot \mathbf{B}_R^T) \mathbf{S} + \mathbf{Z} = (\mathbf{E} \odot \mathbf{F}) \mathbf{A} (\mathbf{B}_v \odot \mathbf{B}_h)^T \mathbf{S} + \mathbf{Z} \quad (8)$$

其中, $\mathbf{A} = \mathbf{A}_T \otimes \mathbf{A}_R$, 并且有 $\mathbf{A} = \text{diag}([\alpha_{T,1} \alpha_{R,1}, \dots, \alpha_{T,1} \alpha_{R,L_R}, \dots, \alpha_{T,L_T} \alpha_{R,L_R}])$ 。令 $L = L_T L_R$, $\beta_p = \alpha_{T,l_1} \alpha_{R,l_2}$, $p = l_1 l_2 \in \{1, \dots, L\}$, 则有 $\mathbf{A} = \text{diag}([\beta_1, \dots, \beta_L])$ 。 $\mathbf{E} = \mathbf{M}^T \mathbf{C}_T \boldsymbol{\Omega}_1 \in \mathbb{C}^{T \times L}$, $\mathbf{F} = \mathbf{Q}^H \mathbf{C}_R \boldsymbol{\Omega}_2 \in \mathbb{C}^{K_R \times L}$, 其中 $\boldsymbol{\Omega}_1 = \mathbf{I}_{L_T} \otimes \mathbf{1}_{L_R}^T$, $\boldsymbol{\Omega}_2 = \mathbf{I}_{L_1}^T \otimes \mathbf{I}_{L_2}$, $\mathbf{1}$ 表示元素全为 1 的列矢量。 $\mathbf{B}_T^T \odot \mathbf{B}_R^T = (\mathbf{B}_v \odot \mathbf{B}_h)^T$ 的证明过程见文献[15], 其中 $\mathbf{B}_v \in \mathbb{C}^{N_v \times L}$ 和 $\mathbf{B}_h \in \mathbb{C}^{N_h \times L}$ 的第 p 列可分别表示为 $\mathbf{B}_X(:, p) = [1, e^{j\mu_p^X}, \dots, e^{j(N_X-1)\mu_p^X}]^T \in \mathbb{C}^{N_X \times 1}$, $\mu_p^v = \mu_{T,l_1}^v + \mu_{R,l_2}^v$, $\mu_p^h = \mu_{T,l_1}^h + \mu_{R,l_2}^h$ 。

信道估计的目标是根据式(8)恢复出级联信道 $\mathbf{R} = \mathbf{H}^T \odot \mathbf{G}$ 。根据式(7)和式(8), 级联信道可表示为

$$\mathbf{R} = (\mathbf{C}_T \otimes \mathbf{C}_R) (\mathbf{A}_T \otimes \mathbf{A}_R) (\mathbf{B}_v \odot \mathbf{B}_h)^T = (\mathbf{C}_T \boldsymbol{\Omega}_1 \odot \mathbf{C}_R \boldsymbol{\Omega}_2) \mathbf{A} (\mathbf{B}_v \odot \mathbf{B}_h)^T \quad (9)$$

可见级联信道的估计问题可以转化为 $\{\beta_p,$

$\theta_{T,p}, \theta_{R,p}, \mu_p^v, \mu_p^h\}_{p=1}^L$ 的参数估计问题, 并且满足 $[\theta_{T,1}, \dots, \theta_{T,L}] = [\theta_{T,1}, \dots, \theta_{T,L_T}] \boldsymbol{\Omega}_1$, $[\theta_{R,1}, \dots, \theta_{R,L}] = [\theta_{R,1}, \dots, \theta_{R,L_R}] \boldsymbol{\Omega}_2$ 。

1.2 基于部分反射单元的信道训练机制

由于 RIS 反射单元数量通常较为庞大, 信道维度通常较大, 这在信道估计过程中会导致巨大的导频开销。为减少导频开销, 本文设计一种基于部分反射单元的信道训练机制。该机制利用级联信道的结构化信息, 仅依靠部分 RIS 反射单元完成对信道参数 $\{\beta_p, \theta_{T,p}, \theta_{R,p}, \mu_p^v, \mu_p^h\}_{p=1}^L$ 的估计, 最终利用估计出的信道参数实现级联信道的重构。

假设在信道估计过程中 RIS 共开启 N'_s 个反射单元, 其中垂直方向和水平方向的反射单元数量分别为 N'_v 和 N'_h , 即 $N'_s = N'_v N'_h$ 。此时 2 个子信道分别表示为 $\mathbf{H}_1 \in \mathbb{C}^{N'_s \times N_T}$ 和 $\mathbf{G}_1 \in \mathbb{C}^{N_R \times N'_s}$, 并且有

$$\mathbf{H}_1 = \mathbf{B}_{T,1} \mathbf{A}_T \mathbf{C}_T^T, \mathbf{G}_1 = \mathbf{C}_R \mathbf{A}_R \mathbf{B}_{R,1}^T \quad (10)$$

其中, $\mathbf{B}_{X,1} \in \mathbb{C}^{N'_s \times L_X}$ 。根据式(8), 此时整个信道估计过程的接收信号可以表示为

$$\mathbf{Y}_1 = (\mathbf{M}^T \mathbf{C}_T \otimes \mathbf{Q}^H \mathbf{C}_R) (\mathbf{A}_T \otimes \mathbf{A}_R) \cdot (\mathbf{B}_{T,1}^T \odot \mathbf{B}_{R,1}^T) \mathbf{S}_1 + \mathbf{Z}_1 = (\mathbf{E} \odot \mathbf{F}) \mathbf{A} (\mathbf{B}_{v,1} \odot \mathbf{B}_{h,1})^T \mathbf{S}_1 + \mathbf{Z}_1 \quad (11)$$

其中, $\mathbf{Z}_1 \in \mathbb{C}^{T K_R \times N}$ 表示对应的噪声部分, $\mathbf{S}_1 \in \mathbb{C}^{N'_s \times N}$ 。 $\mathbf{B}_{v,1}$ 和 $\mathbf{B}_{h,1}$ 的第 p 列可分别表示为 $\mathbf{B}_{X,1}(:, p) = [1, e^{j\mu_p^X}, \dots, e^{j(N'_X-1)\mu_p^X}]^T \in \mathbb{C}^{N'_X \times 1}$ 。对比 \mathbf{B}_v 和 $\mathbf{B}_{v,1}$, 二者具有相同的生成因子 $\{\mu_p^v\}_{p=1}^L$, 都可以实现对 $\{\mu_p^v\}_{p=1}^L$ 的提取, 而 $\mathbf{B}_{v,1}$ 具有更小的维度。因此, 利用 $\mathbf{B}_{v,1}$ 和 $\mathbf{B}_{h,1}$ 实现信道参数提取有助于降低信道估计过程中的导频开销。

1.3 张量信号模型

通过构建 RIS 相移矩阵 \mathbf{S}_1 使其右伪逆存在, 可以得到

$$\tilde{\mathbf{Y}} = \mathbf{Y}_1 \mathbf{S}_1^\dagger = (\mathbf{E} \odot \mathbf{F}) \mathbf{A} (\mathbf{B}_{v,1} \odot \mathbf{B}_{h,1})^T + \tilde{\mathbf{Z}} = (\mathbf{E} \odot \mathbf{F}) (\mathbf{B}_{v,1} \odot (\mathbf{B}_{h,1} \mathbf{A}))^T + \tilde{\mathbf{Z}} \quad (12)$$

其中, $\tilde{\mathbf{Z}} = \mathbf{Z}_1 \mathbf{S}_1^\dagger \in \mathbb{C}^{K_R T \times N'_s}$ 表示对应的噪声部分。通过式(12)可以看出, 在无噪声情况下, 接收信号可以建模为一个服从 CP 分解的 4 阶张量 $\mathcal{Y} \in \mathbb{C}^{K_R \times T \times N'_v \times N'_h}$, 其因子矩阵分别为 $\mathbf{F} \in \mathbb{C}^{K_R \times L}$, $\mathbf{E} \in \mathbb{C}^{T \times L}$, $\mathbf{B}_{v,1} \in \mathbb{C}^{N'_v \times L}$ 和 $\mathbf{D} \triangleq \mathbf{B}_{h,1} \mathbf{A} \in \mathbb{C}^{N'_h \times L}$ 。式(12)是该张量的一种模式展开, 记为 $\tilde{\mathbf{Y}} = \mathcal{Y}_{[1]}$ 。张量 \mathcal{Y} 的各元素满足

$$\begin{aligned} \mathcal{Y}(i,j,k,r) &= \sum_{l=1}^L \mathbf{F}(i,l)\mathbf{E}(j,l)\mathbf{B}_{v,1} \cdot \\ &(k,l)\mathbf{D}(r,l) + \mathcal{Z}(i,j,k,r) = \\ &\mathcal{Y}_{[1]}((j-1)K_R + i, (k-1)N'_h + r) \end{aligned} \quad (13)$$

其中, \mathcal{Z} 表示对应的噪声张量, $\tilde{\mathcal{Z}}$ 为其对应的模式展开。

在张量 \mathcal{Y} 的各个因子矩阵中, $\mathbf{B}_{v,1}$ 和 \mathbf{D} 是具有范德蒙德结构的。以 $\mathbf{B}_{v,1}$ 为例, 对于 $\mathbf{B}_{v,1}$ 的第 p 列, 只需要获取生成因子 μ_p^v , 即可恢复出整列。对于 $\mathbf{D} \triangleq \mathbf{B}_{h,1}\mathbf{A}$, \mathbf{D} 的每一列相当于对 $\mathbf{B}_{h,1}$ 对应的列进行整体加权, 由于 $\mathbf{B}_{h,1}$ 是具有范德蒙德结构的, 因此 \mathbf{D} 也具有范德蒙德结构。基于上述结构特点, 为了充分利用具有范德蒙德结构的因子矩阵, 按照下列方式构造张量 \mathcal{Y} 的模式展开。根据

$$\mathcal{Y}_{[2]} = \begin{bmatrix} \mathcal{Y}(:, :, 1, 1) & \mathcal{Y}(:, :, 1, 2) & \cdots & \mathcal{Y}(:, :, 1, N'_h) \\ \mathcal{Y}(:, :, 2, 1) & \mathcal{Y}(:, :, 2, 2) & \cdots & \mathcal{Y}(:, :, 2, N'_h) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathcal{Y}(:, :, N'_v, 1) & \mathcal{Y}(:, :, N'_v, 2) & \cdots & \mathcal{Y}(:, :, N'_v, N'_h) \end{bmatrix} \quad (14)$$

可以构造

$$\mathcal{Y}_{[2]} = (\mathbf{B}_{v,1} \odot \mathbf{F})(\mathbf{D} \odot \mathbf{E})^T + \mathcal{Z}_{[2]} \in \mathbb{C}^{N'_v K_R \times N'_h T} \quad (15)$$

其中, $\mathcal{Z}_{[2]}$ 表示噪声张量对应的模式展开。

2 基于 CP 分解的信道估计算法

2.1 基于交替最小二乘的 CP 分解

对于服从 CP 分解的 4 阶张量 \mathcal{Y} , 可以根据 ALS 实现对张量 \mathcal{Y} 的唯一性分解, 从而得到它的 4 个因子矩阵, 且分解得到的各个因子矩阵与真实因子矩阵之间存在置换模糊和尺度模糊。对于基于 ALS 的张量 CP 分解, Kruskal 条件^[23]被视为一种可以使张量唯一性分解得到满足的充分条件。对于张量 \mathcal{Y} , Kruskal 条件可以表示为

$$k(\mathbf{E}) + k(\mathbf{F}) + k(\mathbf{B}_{v,1}) + k(\mathbf{D}) \geq 2L + 3 \quad (16)$$

其中, $k(\mathbf{B}_{v,1}) = q$ 表示从 $\mathbf{B}_{v,1}$ 中任选 q 列都满足线性无关的最大 q 值。对于张量 \mathcal{Y} , 在满足 Kruskal 条件的情况下, 利用 ALS 估计因子矩阵 \mathbf{D} 时, 假设其他因子矩阵固定, 则有

$$\hat{\mathbf{D}} = \underset{\mathbf{D}}{\operatorname{argmin}} \|\mathcal{Y}_{[2]} - (\mathbf{B}_{v,1} \odot \mathbf{E} \odot \mathbf{F})\mathbf{D}^T\|_F^2 \quad (17)$$

然后, 按照同样的方法, 利用不同模式展开去迭代估计其他因子矩阵, 直到迭代后的张量和迭代前的张量的归一化均方误差小于门限值。在无噪声情况下, 利用 ALS 估计出的因子矩阵可以表示为

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{E}} &= \mathbf{E}\mathbf{\Pi}\mathbf{A}_1 \\ \hat{\mathbf{F}} &= \mathbf{F}\mathbf{\Pi}\mathbf{A}_2 \\ \hat{\mathbf{D}} &= \mathbf{D}\mathbf{\Pi}\mathbf{A}_3 \\ \hat{\mathbf{B}}_v &= \mathbf{B}_v\mathbf{\Pi}\mathbf{A}_4 \end{aligned} \quad (18)$$

其中, $\mathbf{\Pi}$ 表示置换矩阵, \mathbf{A}_i 表示缩放矩阵, $i = 1, 2, 3, 4$, 且有 $\mathbf{A}_1\mathbf{A}_2\mathbf{A}_3\mathbf{A}_4 = \mathbf{I}_L$ 。在估计出的因子矩阵存在置换模糊和尺度模糊的情况下, 文献[24]提出了一种基于相关性的方法来提取因子矩阵中的参数。例如, 在满足 $\min(T, K_R) \geq 2$ 时, 利用相关性的方法估计 $\theta_{T,p}$ 和 $\theta_{R,p}$ 可分别表示为

$$\hat{\theta}_{T,p} = \underset{\theta_j \in [0, 2\pi]}{\operatorname{argmax}} \frac{|\hat{\mathbf{E}}(:, p)^H \mathbf{M}^T \mathbf{v}_{1D}(\theta_j)|}{\|\hat{\mathbf{E}}(:, p)\|_2 \|\mathbf{M}^T \mathbf{v}_{1D}(\theta_j)\|_2} \quad j = 1, 2, \dots, J \quad (19)$$

$$\hat{\theta}_{R,p} = \underset{\theta_j \in [0, 2\pi]}{\operatorname{argmax}} \frac{|\hat{\mathbf{F}}(:, p)^H \mathbf{Q}^H \mathbf{v}_{1D}(\theta_j)|}{\|\hat{\mathbf{F}}(:, p)\|_2 \|\mathbf{Q}^H \mathbf{v}_{1D}(\theta_j)\|_2} \quad j = 1, 2, \dots, J \quad (20)$$

ALS 被广泛用于张量的 CP 分解, 但它存在收敛速度慢、容易陷入局部泥沼等问题。此外, Kruskal 条件也较为严格。由 $\mathbf{E} = \mathbf{M}^T \mathbf{C}_T \mathbf{\Omega}_1$ 和 $\mathbf{F} = \mathbf{Q}^H \mathbf{C}_R \mathbf{\Omega}_2$, 可知 $k(\mathbf{E}) = k(\mathbf{F}) = 1$, 则 Kruskal 条件变为

$$k(\mathbf{B}_{v,1}) + k(\mathbf{D}) \geq 2L + 1 \quad (21)$$

由于 $k(\mathbf{B}_{v,1}) + k(\mathbf{D}) \leq 2L$, 可见此时 Kruskal 条件将无法满足。

2.2 基于范德蒙德结构的 CP 分解

当张量的某些因子矩阵具有范德蒙德结构时, CP 分解也可以基于这些因子矩阵来实现^[25-26]。本节以 $\mathcal{Y}_{[2]}$ 为例, 证明如何利用范德蒙德结构实现张量唯一性分解, 并分别给出满足唯一性分解的充分条件, 进而给出相应的信道估计方案。

定理 1 对于服从 CP 分解的 4 阶张量 \mathcal{Y} , 其因子矩阵 $\mathbf{B}_{v,1}$ 和 \mathbf{D} 具有范德蒙德结构。如果满足

$$\begin{cases} r(\mathbf{B}_{v,1} \odot \mathbf{F}) = L \\ r(\mathbf{D} \odot \mathbf{E}) = L \\ \min(T, K_R) \geq 2 \end{cases} \quad (22)$$

则可实现对 \mathcal{Y} 的唯一性分解, 且估计出的因子矩阵与真实值相比只存在置换模糊。根据文献[12]中关于 Khatri-Rao 积的秩的引理, 式(22)的一个充分条件可以表示为

$$\begin{cases} r(\mathbf{B}_{v,1}) = L \\ r(\mathbf{B}_{h,1}) = L \\ \min(T, K_R) \geq 2 \end{cases} \quad (23)$$

证明 详见附录1。

与Kruskal条件相比,定理1的唯一性分解条件更加宽松,并且避免了迭代过程,克服了ALS迭代速度慢和不易收敛的缺点。基于定理1,本文开发了一种具有较低导频开销的非迭代信道估计算法,具体细节如算法1所示。

算法1 基于范德蒙德结构的信道估计算法
给定接收信号 \mathbf{Y}_1 , RIS相移矩阵 \mathbf{S}_1 。

- 1) 计算 $\tilde{\mathbf{Y}} = \mathbf{Y}_1 \mathbf{S}_1^\dagger$;
- 2) 构造 $\mathcal{Y}_{[2]}$;
- 3) 对 $\mathcal{Y}_{[2]}$ 进行截断奇异值分解得到 \mathbf{U}_L ;
- 4) 根据 \mathbf{U}_L 构造子矩阵 \mathbf{U}_1 和 \mathbf{U}_2 ;
- 5) 对 $\mathbf{U}_1^\dagger \mathbf{U}_2$ 进行特征值分解得到 Φ 和 \mathbf{A} ;
- 6) 根据式(30)得到 $\{\hat{\mu}_p^v\}_{p=1}^L$, 并重构 $\hat{\mathbf{B}}_{v,1}$;
- 7) 循环
- 8) for $p=1:L$
- 9) 根据式(31)估计出 $\hat{\mathbf{F}}(:,p)$;
- 10) 根据式(20)估计 $\{\hat{\theta}_{R,p}\}_{p=1}^L$, 重构 $\hat{\mathbf{F}}(:,p)$;
- 11) end for
- 12) 根据式(32)估计出 $\hat{\mathbf{X}}$;
- 13) 循环
- 14) for $p=1:L$
- 15) 根据式(33)和式(34)得到 $\hat{\mathbf{D}}$ 和 $\hat{\mathbf{E}}$;
- 16) 根据式(19)估计出 $\{\hat{\theta}_{T,p}\}_{p=1}^L$, 并重构 $\hat{\mathbf{E}}$;
- 17) 根据式(35)估计出 $\{\hat{\mu}_p^h\}_{p=1}^L$, 并重构 $\hat{\mathbf{D}}$;
- 18) end for
- 19) 根据式(36)估计出 $\hat{\mathbf{A}}$, 并有 $\{\hat{\beta}_p\}_{p=1}^L = \text{diag}(\hat{\mathbf{A}})$;
- 20) 根据式(9), 利用 $\{\hat{\beta}_p, \hat{\theta}_{T,p}, \hat{\theta}_{R,p}, \hat{\mu}_p^v, \hat{\mu}_p^h\}_{p=1}^L$ 重构出级联信道 \mathbf{R} 。

3 性能分析

3.1 开启反射单元最小数量分析

本节探讨在RIS反射单元总数固定的前提下,在信道估计阶段需要开启的反射单元数量。算法1的唯一性条件要求在信道估计阶段, $\mathbf{B}_{v,1}$ 和 $\mathbf{B}_{h,1}$ 都应满列秩,这要求 $N'_v \geq L+1$ 和 $N'_h \geq L$ 同时成立。同时,由于 $\mathbf{B}_{v,1}$ 和 $\mathbf{B}_{h,1}$ 需要具有范德蒙德结构,这要求二者行数必须不小于2,即 $\min(N'_v, N'_h) \geq 2$ 。因此,在信道估计阶段RIS开启的反射单元数量应满足 $N'_s = N'_v N'_h \geq (L+1) \max(2, L)$ 。

3.2 最小导频开销分析

在信道估计阶段,所提方案的导频开销可表示为 NT 。由于式(19)要求 $T \geq 2$,因此有 $NT \geq 2N$ 。同时,确保 $\mathbf{S}_1 \in \mathbb{C}^{N'_s \times N}$ 右伪逆存在需要满足 $N \geq N'_s$ 。因此,本文方案所需最小导频开销为 $2(L+1) \max(2, L)$ 。

4 仿真分析

假设用户天线数量 $N_T = 64$ 根,BS天线数量 $N_R = 16$ 根。RIS反射单元总数为 $N_S = 256$ 个,其中垂直方向反射单元数量 $N_v = 16$ 个,RIS水平方向反射单元数量 $N_h = 16$ 个。信道复增益 $\alpha_{X,l}$ 服从 $\mathcal{CN}(0,1)$,空间频率 $\theta_{X,l}$ 服从 $[0, 2\pi]$ 均匀随机分布,空间频率 $\mu_{X,l}^h$ 服从 $[0, 2\pi]$ 内均匀随机分布,空间频率 $\mu_{X,l}^v$ 服从 $[0, \pi]$ 内均匀随机分布,采样频率 $f_s = 0.32$ GHz,载波频率 $f_c = 73$ GHz,波长 $\lambda = \frac{c}{f_c}$ m,其中 c 代表光速,BS和用户的

天线间距 $d = \frac{\lambda}{2}$ m,相关法搜索次数 $J = 600$ 次。信噪比定义为 $\frac{\|\mathbf{Y} - \mathbf{Z}\|_F^2}{\|\mathbf{Z}\|_F^2}$ 。级联信道归一化均方误差定义为

$\frac{\|\hat{\mathbf{R}} - \mathbf{R}\|_F^2}{\|\mathbf{R}\|_F^2}$ 。 \mathbf{Q} 的每一项都均匀随机取自单位圆,即

$$\mathbf{Q}(i,j) = \frac{e^{j\omega_{ij}}}{\sqrt{K_R}}, \text{ 其中 } \omega_{ij} \text{ 服从 } [0, 2\pi] \text{ 内均匀随机分布。}$$

采用和 \mathbf{Q} 类似的生成方式,即 $\mathbf{M}(i,j) = \frac{e^{j\sigma_{ij}}}{\sqrt{T}}$,其中 σ_{ij} 服

从 $[0, 2\pi]$ 内均匀随机分布。为了确保相移矩阵 \mathbf{S}_1 满列秩,本文通过提取 $N \times N$ 的DFT矩阵的前 N'_s 行^[8]来构造 \mathbf{S}_1 ,其中 $N \geq N'_s$,并且有 $\mathbf{S}_1^\dagger = \mathbf{S}_1^H$ 。为了尽可能减少导频开销,假设 $N = N'_s$ 。为了确保满足 $r(\mathbf{B}_{v,1}) = L$ 以及 $r(\mathbf{B}_{h,1}) = L$,当 $L \geq 2$ 时定义 δ 作为 μ_p^v 和 μ_p^h 的参数分辨率,即 $|\mu_{p_1}^v - \mu_{p_2}^v| \geq \delta$, $|\mu_{p_1}^h - \mu_{p_2}^h| \geq \delta$, $\forall p_1, p_2 \in \{1, \dots, L\}$ 。对于TenRice方案,本文设定ALS的收敛条件为迭代前后张量的归一化均方误差小于 10^{-30} ,迭代次数上限设置为 $I_{\max} = 10^4$ 次。根据文献[27]的信道测量结果,毫米波信道的直射路径通常比非直射路径强得多。因此,在本文的仿真部分,为了简化模型并聚焦于直射路径的影响,本文假设各子信道的路径数量小于或等于2。

本文通过计算复杂度阶数来比较两种方案的计算复杂度。所提方案的计算复杂度主要由算法1的步骤3)、步骤10)、步骤12)和步骤16)决定,对应

的复杂度阶数可以表示为 $\mathcal{O}(N'_S N'_h T^2 K_R + J L K_R N_R + N'_S N'_h T K_R^2 L + J L T N_T)$ ，其中， J 表示相关法的搜寻次数。由于 mmWave 信道路径数量较小，因此可以认为本文方案的复杂度阶数为 $\mathcal{O}(N'_S N'_h (T^2 K_R + T K_R^2) + J (K_R N_R + T N_T))$ 。对于基于 ALS 的 TenRice 方案，ALS 的复杂度阶数通常为 $\mathcal{O}(I_{\max} K_R T N)$ ，参数估计的计算复杂度阶数为 $\mathcal{O}(J L T N_T + J L K_R N_R + J L N_v'^2 + J L N_h'^2)$ ，因此 TenRice 方案的总体复杂度阶数可以近似为 $\mathcal{O}(I_{\max} K_R T N + J (T N_T + K_R N_R + N_v'^2 + N_h'^2))$ 。

图 2 展示了最小导频开销化情况下级联信道归一化均方误差与信噪比 (SNR, signal-to-noise ratio) 的关系，涵盖了 3 种不同的信道路径数量情况。在接收端，射频链数量设定为 $K_R = 2$ 。根据式(24)给出的唯一性分解条件以及 2.1 节的描述，当需要实现最小导频开销时， $T = 2$ ；当 $L_T = L_R = 1$ 时，开启的反射单元最小数量需满足 $N'_v = N'_h = 2$ ，此时 $N'_S = 4$ ，同时对应的块数最小值为 $N = 4$ 。当 $L_T = 1, L_R = 2$ 时， $N'_v = 3, N'_h = 2$ ， $N = N'_S = 6$ 。当 $L_T = L_R = 2$ 时， $N'_v = 5, N'_h = 4$ ， $N = N'_S = 20$ 。从图 2 中可以看出，当至少一个信道路径数量为 1 时，在最小导频开销情况下，所提方案的性能明显优于对比方案。随着路径数量的增加，需要开启的最小反射单元数量和最小导频开销随之增加，所提方案的性能依然优于对比方案。

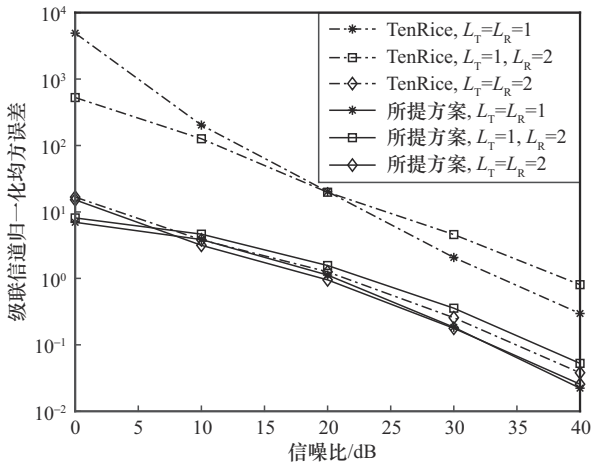


图 2 最小导频开销化情况下级联信道归一化均方误差与信噪比的关系 ($\delta = 1$)

图 3 展示了不同反射单元分布下所提方案的级联信道归一化均方误差与信噪比的关系，在该仿真中 $L_T = L_R = 1, T = K_R = 4$ 。从图 3 中可以看出，当

N'_v 和 N'_h 越接近时，所提方案的性能更优。这主要是因为当两者接近时， $\mathcal{Y}_{[2]} \in \mathbb{C}^{N'_v K_R \times N'_h T}$ 的行数和列数也接近，此时噪声对其奇异值分解影响较小。此外，图 3 还表明增加开启的反射单元数量可以提高方案的性能表现。

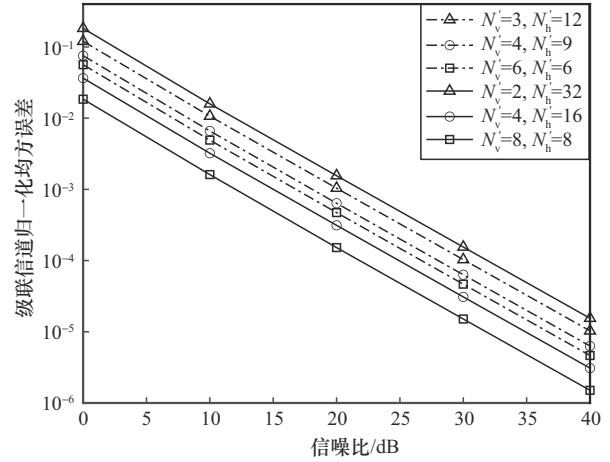


图 3 不同反射单元分布下级联信道归一化均方误差与信噪比的关系

图 4 在 N'_v 和 N'_h 为最优分布且信噪比为 10 dB 的条件下，以 $L_T = L_R = 1$ 和 $L_T = 1, L_R = 2$ 为例，研究了所提方案与对比方案级联信道归一化均方误差与开启反射单元数量的关系。在该仿真中， $T = K_R = 4$ 。图 4 在图 3 基础上，进一步验证了所提方案性能随着 N'_S 的增加而提高，且性能优于对比方案。

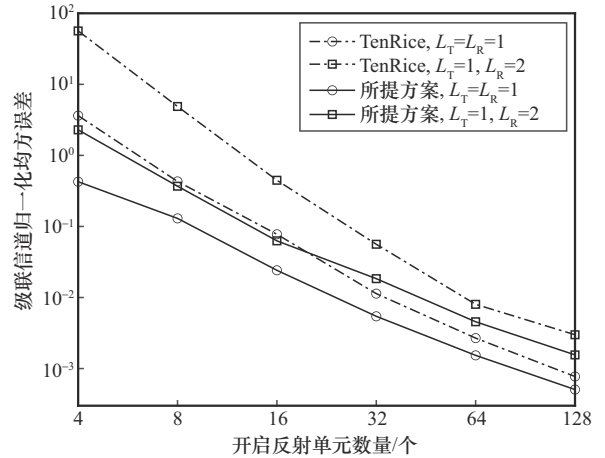


图 4 级联信道归一化均方误差与开启反射单元数量的关系 ($\delta = 1$)

图 5 和图 6 给出了在 $L \geq 2$ 时，所提方案与对比方案的级联信道归一化均方误差与参数分辨率 δ 的关系，其中信噪比设定为 30 dB。需要说明的是，图 5 对应的是最小导频开销情况下的参数设

置, 图6对应系统参数设置为 $N'_v = N'_h = 8$, $T = K_R = 4$ 。从图5中可以看出, 2种方案的估计性能均随着 δ 的增加有所提高; 当 δ 增加到一定程度时, 2种方案的估计性能趋于平稳。此外, 可以观察到在 δ 较低时, 所提方案估计性能相对较差, 这主要是因为所提方案在估计信道参数 $\{\mu_p^v\}_{p=1}^L$ 和 $\{\mu_p^h\}_{p=1}^L$ 时利用了因子矩阵 $\mathbf{B}_{v,1}$ 和 $\mathbf{B}_{h,1}$ 列向量的范德蒙德结构信息。在最小导频开销的情况下, 信道估计阶段开启的反射单元数较少, 导致 $\mathbf{B}_{v,1}$ 和 $\mathbf{B}_{h,1}$ 行数较小, 从而对生成因子 $\{\mu_p^v\}_{p=1}^L$ 和 $\{\mu_p^h\}_{p=1}^L$ 的估计较差, 进而影响了整体的信道估计性能下降。然而, 当信道估计阶段开启的反射单元数增加时 (即 $\mathbf{B}_{v,1}$ 和 $\mathbf{B}_{h,1}$ 行数增加时), 如图6所示, 所提方案的性能得到了显著改善。此外, 即便在较低分辨率情况下 (例如 $\delta = 0.2$), 所提方案性能依然优于对比方案。

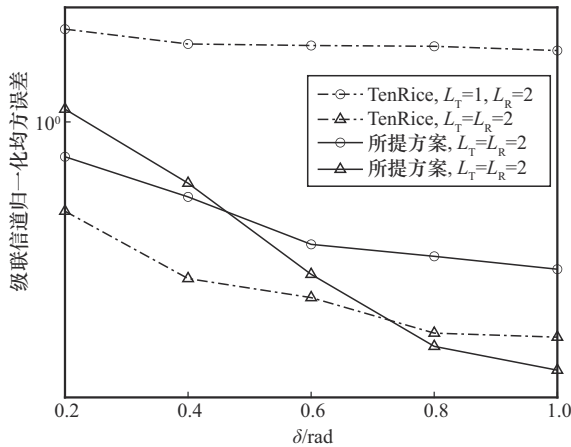


图5 最小导频开销情况下级联信道归一化均方误差与 δ 的关系 ($K_R = T = 2$)

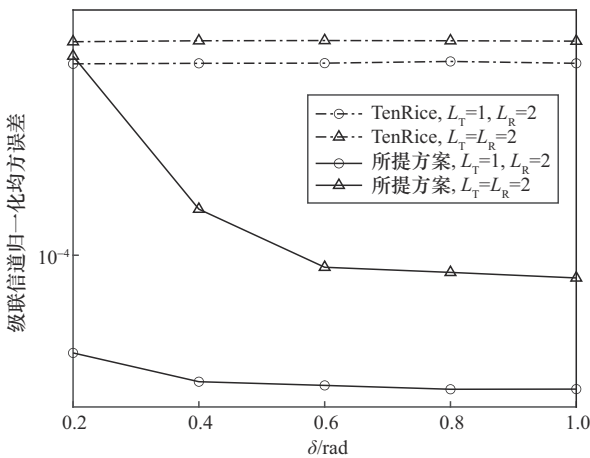


图6 导频开销增加时级联信道归一化均方误差与 δ 的关系 ($N'_v = N'_h = 8, T = K_R = 4$)

5 结束语

本文研究了无源RIS辅助的点对点mmWave MIMO系统中的信道估计问题, 提出了一种基于张量分解的信道估计方案。利用mmWave信道固有的低秩特性和部分反射单元, 设计了一种低导频开销的信道训练机制, 并构建了一个接收信号的张量CP模型。通过利用因子矩阵范德蒙德结构, 本文确定了关于信道参数的接收信号唯一性分解的充分条件, 并推导出一种低计算复杂度的信道估计算法。基于所确定的唯一性条件, 进一步确定了系统进行信道估计所需的最小反射单元数量和最小导频开销, 以及反射单元在信道估计中的最佳分布策略。仿真结果验证了所提方案在降低导频开销和计算复杂度的同时具有较好的信道估计性能。

附录1 张量唯一性分解证明

由Khatri-Rao积的性质^[2]可得, 对于2个矩阵的Khatri-Rao积, 如果其中一个矩阵是列满秩的, 则它们的Khatri-Rao积也是列满秩的。当满足式(23)时, 结合 $\mathbf{B}_{v,1}$ 的范德蒙德结构, 由于 $\mathbf{B}_{v,1}$ 和 $\mathbf{B}_{h,1}$ 是列满秩的, 因此 $\mathbf{B}_{v,1} \circledast (\mathbf{B}_{h,1} \circledast \mathbf{F})$ 、 $(\mathbf{B}_{v,1} \circledast \mathbf{F})$ 和 $(\mathbf{D} \circledast \mathbf{E})$ 均是列满秩的。

在无噪声情况下, 考虑 $\mathcal{Y}_{[2]} = (\mathbf{B}_{v,1} \circledast \mathbf{F})(\mathbf{D} \circledast \mathbf{E})^T$, 对其进行截断奇异值分解, 可得

$$[\mathbf{U}_L, \mathbf{\Sigma}, \mathbf{U}_R] = t\text{-svd}(\mathcal{Y}_{[2]}) \quad (24)$$

其中, \mathbf{U}_L 为 $N'_v K_R \times L$ 的左奇异向量矩阵, $\mathbf{\Sigma}$ 为奇异值组成的 $L \times L$ 对角矩阵, \mathbf{U}_R 为 $N'_h T \times L$ 的右奇异向量矩阵。因为 $\mathcal{Y}_{[2]}$ 是满秩的, 所以 $\mathbf{U}_L \in \mathbb{C}^{N'_v K_R \times L}$ 也是列满秩的。因此, 存在可逆矩阵 $\mathbf{\Phi} \in \mathbb{C}^{L \times L}$, 满足

$$\mathbf{U}_L \mathbf{\Phi} = \mathbf{B}_{v,1} \circledast \mathbf{F} \quad (25)$$

利用 $\mathbf{B}_{v,1}$ 的范德蒙德结构, 可以得到

$$(\mathbf{B}_{v,1} \circledast \mathbf{F}) \mathbf{A} = (\bar{\mathbf{B}}_{v,1} \circledast \mathbf{F}) \quad (26)$$

其中, $\mathbf{A} = \text{diag}([e^{j\mu_1^v}, \dots, e^{j\mu_L^v}])$ 包含 $\mathbf{B}_{v,1}$ 的所有生成因子。根据式(25)和式(26), 可以得到

$$\mathbf{U}_1 \mathbf{\Phi} = \bar{\mathbf{B}}_{v,1} \circledast \mathbf{F} \quad (27)$$

$$\mathbf{U}_2 \mathbf{\Phi} = \mathbf{B}_{v,1} \circledast \mathbf{F} \quad (28)$$

其中, $\mathbf{U}_1 = \mathbf{U}_L(1:(N'_v - 1)K_R, :)$ 和 $\mathbf{U}_2 = \mathbf{U}_L(K_R + 1:N'_v K_R, :)$ 均是列满秩的。结合式(26)~式(28), 可以得到

$$\mathbf{U}_1 \mathbf{\Phi} \mathbf{A} = \mathbf{U}_2 \mathbf{\Phi} \quad (29)$$

并且有 $\mathbf{U}_1^\dagger \mathbf{U}_2 = \mathbf{\Phi} \mathbf{A} \mathbf{\Phi}^{-1}$ 。通过对 $\mathbf{U}_1^\dagger \mathbf{U}_2$ 进行特征值分解, 可以在存在置换模糊的情况下估计出 $\mathbf{\Phi}$ 和 \mathbf{A} , 之后对 \mathbf{A} 的对角线元素进行取角度操作可估计出 $\{\hat{\mu}_p^v\}_{p=1}^L$, 即

$$\hat{\mu}_p^v = \angle(\mathbf{A}(p,p)) \quad (30)$$

根据 $\mathbf{B}_{X,1}(:, p) = [1, e^{j\mu_p^x}, \dots, e^{j(N'_X - 1)\mu_p^x}]^T$ 即可按列重构出 $\hat{\mathbf{B}}_{v,1}$, 并且有 $\hat{\mathbf{B}}_{v,1} = \mathbf{B}_{v,1} \mathbf{\Pi}$, 其中, $\mathbf{\Pi}$ 代表置换矩阵。

$$\hat{\mathbf{F}}(:,p) = \left(\frac{\hat{\mathbf{B}}_{v,1}(:,p)^H}{\hat{\mathbf{B}}_{v,1}(:,p)^H \hat{\mathbf{B}}_{v,1}(:,p)} \otimes I_{K_R} \right) \mathbf{U}_L \boldsymbol{\Phi}(:,p) \quad (31)$$

利用式(20)即可从 $\hat{\mathbf{F}}$ 中估计出 $\{\hat{\theta}_{R,p}\}_{p=1}^L$, 并利用估计出的 $\{\hat{\theta}_{R,p}\}_{p=1}^L$ 重构 $\hat{\mathbf{F}}$, 可以得到 $\hat{\mathbf{F}} = \mathbf{F}\mathbf{\Pi}$ 。

令 $\mathbf{X} \triangleq \mathbf{D} \odot \mathbf{E} \in \mathbb{C}^{N_h^T \times L}$, 可以得到

$$\hat{\mathbf{X}} = \mathcal{Y}_{[2]}^T((\hat{\mathbf{B}}_{v,1} \odot \hat{\mathbf{F}})^T)^\dagger \quad (32)$$

并且估计出的 $\hat{\mathbf{X}}$ 与真实值之间只存在置换模糊。通过对 $\hat{\mathbf{X}}$ 进行秩一分解, 可以在存在置换模糊和尺度模糊的情况下恢复出 $\hat{\mathbf{D}}$ 和 $\hat{\mathbf{E}}$ 。将 $\hat{\mathbf{X}}$ 的第 p 列按照列重构为一个 $T \times N_h'$ 的矩阵 $\boldsymbol{\Psi}_p$, 通过对 $\boldsymbol{\Psi}_p$ 进行截断奇异值分解可以得到

$$[\mathbf{u}_p, \mathbf{v}_p, \mathbf{w}_p] = t\text{-svd}(\boldsymbol{\Psi}_p) \quad (33)$$

$$\hat{\mathbf{E}}(:,p) = \sqrt{v_p} \mathbf{w}_p, \hat{\mathbf{D}}(:,p) = \sqrt{v_p} \mathbf{u}_p \quad (34)$$

对于估计出的 $\hat{\mathbf{E}}$, 利用式(20)可以估计出 $\{\hat{\theta}_{T,p}\}_{p=1}^L$, 然后利用 $\{\hat{\theta}_{T,p}\}_{p=1}^L$ 对 $\hat{\mathbf{E}}$ 进行重构即可消除尺度模糊, 并且有 $\hat{\mathbf{E}} = \mathbf{E}\mathbf{\Pi}$ 。对于 $\hat{\mathbf{D}}$ 的第 p 列, 令 $\mathbf{D}_1 = \hat{\mathbf{D}}(1:N_h' - 1, p)$, $\mathbf{D}_2 = \hat{\mathbf{D}}(2:N_h', p)$, 结合 \mathbf{D} 的范德蒙德结构, 可以得到 $\mathbf{D}_1 e^{j\mu_p} = \mathbf{D}_2$, 因此有

$$\hat{\mu}_p = \angle(\mathbf{D}_1^H \mathbf{D}_2) \quad (35)$$

最后, 可以由 $\{\hat{\mu}_p\}_{p=1}^L$ 重构出 $\hat{\mathbf{B}}_{h,1}$, 并且有 $\hat{\mathbf{B}}_{h,1} = \mathbf{B}_{h,1} \mathbf{\Pi}$ 。利用重构出的 $\hat{\mathbf{E}}$ 和 $\hat{\mathbf{B}}_{h,1}$, 可以得到

$$\hat{\mathbf{A}} = (\hat{\mathbf{B}}_{h,1} \odot \hat{\mathbf{E}})^\dagger \hat{\mathbf{X}} \quad (36)$$

并且有 $\hat{\mathbf{A}} = \mathbf{A}\mathbf{\Pi}$ 。证毕。

参考文献:

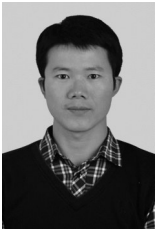
- [1] WU Q Q, ZHANG R. Towards smart and reconfigurable environment: intelligent reflecting surface aided wireless network[J]. IEEE Communications Magazine, 2020, 58(1): 106-112.
- [2] GONG S M, LU X, HOANG D T, et al. Toward smart wireless communications via intelligent reflecting surfaces: a contemporary survey[J]. IEEE Communications Surveys & Tutorials, 2020, 22(4): 2283-2314.
- [3] 卢汉成, 王亚正, 赵丹, 等. 智能反射表面辅助的无线通信系统的物理层安全综述[J]. 通信学报, 2022, 43(2): 171-184.
- LU H C, WANG Y Z, ZHAO D, et al. Survey of physical layer security of intelligent reflecting surface-assisted wireless communication systems[J]. Journal on Communications, 2022, 43(2): 171-184.
- [4] 黎赛, 杨亮, 崔琪楣, 等. RIS辅助的混合RF/THz系统性能分析[J]. 通信学报, 2022, 43(1): 49-58.
- LI S, YANG L, CUI Q M, et al. Performance analysis of RIS-assisted mixed RF/THz system[J]. Journal on Communications, 2022, 43(1): 49-58.
- [5] NOH S, LEE J S, LEE G, et al. Channel estimation techniques for RIS-assisted communication: millimeter-wave and sub-THz systems[J]. IEEE Vehicular Technology Magazine, 2022, 17(2): 64-73.
- [6] WU Q Q, ZHANG S W, ZHENG B X, et al. Intelligent reflecting surface-aided wireless communications: a tutorial[J]. IEEE Transactions on Communications, 2021, 69(5): 3313-3351.
- [7] PAN C H, REN H, WANG K Z, et al. Reconfigurable intelligent surfaces for 6G systems: principles, applications, and research directions[J]. IEEE Communications Magazine, 2021, 59(6): 14-20.
- [8] JENSEN T L, DE CARVALHO E. An optimal channel estimation

- scheme for intelligent reflecting surfaces based on a minimum variance unbiased estimator[C]//Proceedings of the ICASSP 2020 - 2020 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP). Piscataway: IEEE Press, 2020: 5000-5004.
- [9] YANG Y F, ZHENG B X, ZHANG S W, et al. Intelligent reflecting surface meets OFDM: protocol design and rate maximization[J]. IEEE Transactions on Communications, 2020, 68(7): 4522-4535.
- [10] ZHENG B X, ZHANG R. Intelligent reflecting surface-enhanced OFDM: channel estimation and reflection optimization[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2020, 9(4): 518-522.
- [11] YOU C S, ZHENG B X, ZHANG R. Channel estimation and passive beamforming for intelligent reflecting surface: discrete phase shift and progressive refinement[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2020, 38(11): 2604-2620.
- [12] ARAÚJO G T D, ALMEIDA A L F D, BOYER R. Channel estimation for intelligent reflecting surface assisted MIMO systems: a tensor modeling approach[J]. IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing, 2021, 15(3): 789-802.
- [13] 曾嵘, 杭潇. 车联网环境下可重构智能反射面辅助无线信道估计算法[J]. 通信学报, 2022, 43(8): 142-150.
- ZENG R, HANG X. Reconfigurable intelligent surface assist wireless channel estimation algorithm in Internet of vehicles environment[J]. Journal on Communications, 2022, 43(8): 142-150.
- [14] 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.
- FU Y H, CHEN D. Channel estimation for hybrid intelligent reflecting surface structure assisted mmWave communications[J]. Journal on Communications, 2021, 42(10): 189-196.
- [15] ARDAH K, GHEREKHLOO S, ALMEIDA A L F D, et al. TRICE: a channel estimation framework for RIS-aided millimeter-wave MIMO systems[J]. IEEE Signal Processing Letters, 2021, 28: 513-517.
- [16] WANG P L, FANG J, DUAN H P, et al. Compressed channel estimation for intelligent reflecting surface-assisted millimeter wave systems[J]. IEEE Signal Processing Letters, 2020, 27: 905-909.
- [17] LIN T, YU X H, ZHU Y, et al. Channel estimation for IRS-assisted millimeter-wave MIMO systems: sparsity-inspired approaches[J]. IEEE Transactions on Communications, 2022, 70(6): 4078-4092.
- [18] ZHOU G, PAN C H, REN H, et al. Channel estimation for RIS-aided multiuser millimeter-wave systems[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2022, 70: 1478-1492.
- [19] DU J H, LUO X, LI X W, et al. Semi-blind joint channel estimation and symbol detection for RIS-empowered multiuser mmWave systems[J]. IEEE Communications Letters, 2023, 27(1): 362-366.
- [20] GHEREKHLOO S, ARDAH K, ALMEIDA A L F D, et al. Tensor-based channel estimation and reflection design for RIS-aided millimeter-wave MIMO communication systems[C]//Proceedings of the 2021 55th Asilomar Conference on Signals, Systems, and Computers. Piscataway: IEEE Press, 2021: 1683-1689.
- [21] LIN Y X, JIN S, MATTHAIU M, et al. Tensor-based algebraic channel estimation for hybrid IRS-assisted MIMO-OFDM[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2021, 20(6): 3770-3784.
- [22] ZHENG X, WANG P L, FANG J, et al. Compressed channel estimation for IRS-assisted millimeter wave OFDM systems: a low-rank tensor decomposition-based approach[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2022, 11(6): 1258-1262.
- [23] KRUSKAL J B. Three-way arrays: rank and uniqueness of trilinear decompositions, with application to arithmetic complexity and statistics[J].

Linear Algebra and Its Applications, 1977, 18(2): 95-138.

- [24] ZHOU Z, FANG J, YANG L X, et al. Low-rank tensor decomposition-aided channel estimation for millimeter wave MIMO-OFDM systems[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2017, 35(7): 1524-1538.
- [25] SØRENSEN M, LATHAUWER L D. Blind signal separation via tensor decomposition with vandermonde factor: canonical polyadic decomposition[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2013, 61(22): 5507-5519.
- [26] LIN Y X, JIN S, MATTHAIYOU M, et al. Tensor-based channel estimation for millimeter wave MIMO-OFDM with dual-wideband effects[J]. IEEE Transactions on Communications, 2020, 68(7): 4218-4232.
- [27] AKDENIZ M R, LIU Y P, SAMIMI M K, et al. Millimeter wave channel modeling and cellular capacity evaluation[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2014, 32(6): 1164-1179.

[作者简介]



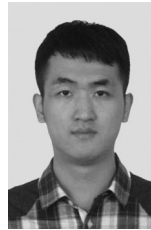
李双志 (1990-), 男, 河南南阳人, 博士, 郑州大学副教授、硕士生导师, 主要研究方向为无线通信信号处理等。



杨睿棋 (1997-), 男, 河南郑州人, 郑州大学硕士生, 主要研究方向为毫米波 MIMO、智能反射面等。



郭新 (1988-), 女, 河南周口人, 博士, 郑州大学副教授、硕士生导师, 主要研究方向为多媒体信号处理等。



黄赛 (1989-), 男, 河北保定人, 博士, 北京邮电大学副教授、博士生导师, 主要研究方向为基于机器学习的智能信号处理、通用无线信号快速检测与深度识别等。