

IRS 辅助的毫米波通信系统中基于张量的时变信道估计

王瑞炜 韩曦 虞欣 刘芹 王运智

北方工业大学, 北京 100000

[摘要] 针对在智能反射面 (Intelligence Reflecting Surface, IRS) 辅助的毫米波通信系统中, 提出了两种基于张量模型的分开信道估计和半盲信号估计算法。文中使用 KRST 编码方案将信号进行模拟预编码后进行发送, 通过 IRS 实时调节相移将预编码信号处理后反射给混合合并器处理后到目的节点。为了考虑实际场景中用户端处于移动的状态, 将接收信号构建为 PARATUCK 模型, 通过三线性交替最小二乘算法进行毫米波时变信道估计, 第二种是对接收信号进行奇异值分解从而进行克罗奈克积分解因子毫米波算法, 得到了两种新型的半盲毫米波接收机算法, 通过仿真对所提算法的有效性进行了验证, 信道和信号估计性能优越。

[关键词] IRS; 信道估计; 张量; 毫米波

DOI: 10.33142/sca.v5i4.6687

中图分类号: TN928

文献标识码: A

Tensor Based Time-varying Channel Estimation in IRS Assisted Millimeter Wave Communication Systems

WANG Ruiwei, HAN Xi, YU Xin, LIU Qin, WANG Yunzhi

North University of Technology, Beijing, 100000, China

Abstract: For millimeter wave communication system assisted by intelligent reflecting surface (IRS), two separate channel estimation and semi blind signal estimation algorithms based on tensor model are proposed. In this paper, KRST coding scheme is used to send the signal after analog precoding. The phase shift is adjusted in real time by IRS, and the precoded signal is processed and reflected to the hybrid combiner for processing, and then to the destination node. In order to consider the moving state of the user in the actual scene, the received signal is constructed as a paratuck model, and the millimeter wave time-varying channel is estimated by the trilinear alternating least square algorithm. The second is the Kronecker integral factorization millimeter wave algorithm based on the singular value decomposition of the received signal. Two new semi blind millimeter wave receiver algorithms are obtained, and the effectiveness of the proposed algorithm is verified by simulation, excellent channel and signal estimation performance.

Keywords: IRS; channel estimation; tensor; millimeter wave

引言

毫米波 (Millimeter Wave, mmWave) 通信系统 (30-300GHz) ^[1-2] 认为是实现超高速、低延迟的有前途的技术之一, 毫米波具有更多的频谱资源, 更大通信带宽, 并且能够有效的利用空间域的资源, 越来越受到学术界和工业界的重视。由于毫米波路径损耗较为严重, 而多输入多输出 (multiple-input multiple-output, MIMO) 技术提供较大的传输增益, 在空间维度上充分利用了无线资源, 提高了系统的频谱利用率。而障碍物的存在导致毫米波视距链路不可靠, 为了提高实际可行性, 就需要部署大量像文献^[3]这样的点对点毫米波设备, 但是成本高, 传播距离短, 占用土地资源。由于毫米波上述传输特性的限制, 目前毫米波通信技术仅仅用于短距离传输, 但是随着通信距离要求的提升, 该问题严重制约着其在通信领域的发展, 但是目前随着智能反射面技术的使用, 考虑将毫米波如何更好的应用于通信系统中成为了广大学者们研究的课题。

最近提出的智能反射面 (Intelligence Reflecting Surface, IRS) ^[4-5] 技术作为一种新兴技术, 在有效解决毫

米波部署和传输可靠性方面具有很大的潜力。IRS 系统由大量的无源反射元件组成, 通过软件控制反射实时调节幅值或相位。IRS 辅助的毫米波 MIMO 系统依赖于理想信道状态信息 (Channel State Information, CSI), 而理想 CSI 通常是未知的, 需要通过信道估计来获得。文献^[6]利用了毫米波的级联信道固有的稀疏结构, 提出了一种基于压缩感知的信道估计方法, 然而, 它没有考虑单独的信道估计, 增加了训练开销和复杂性。文献^[7]提出用深度去噪神经网络进行压缩信道估计, 未能充分利用丰富维数资源。文献^[8]提出了基于矢量近似消息传递的智能反射面辅助毫米波级联信道估计, 该方法中级联信道还包括 IRS 相移矩阵, 并不是单纯的信道参数, 而信道估计是为了获得更多更详细的 CSI。因此, 在保证信道估计精度的基础上并充分利用维数资源, 张量方法被广泛应用于许多信道估计算法中, 文献^[9]针对同时同频全双工技术的双向中继系统, 提出了一种基于张量的信道估计方法, 还有文献^[10]和^[11]都利用了张量的方法来进行信道估计或信号检测, 由于张量分解强大的唯一性, 能够提高参数的可识别性。

在实际的无线环境中,终端在整个过程中处于移动状态是时变的,因此传统的准静态信道估计方法已不再适用。文中提出了一种将 KRST 编码、混合预编码技术以及空间分集技术结合的基于张量的单纯分开信道估计算法,研究了部署简单、实时操作的 IRS,推导了一种基于 PARATUCK 的三线性交替最小二乘算法,另一种基于奇异值分解的克罗奈克积分解因子毫米波算法,得到了两种新型的半盲接收机,利用推导的接收算法进行数值仿真,验证所提接收机算法的有效性和可靠性,这两种算法适用于毫米波通信系统中的信道估计和信息获取且不牺牲算法性能。

2 系统模型

如图 1 所示 IRS 辅助的毫米波时变 MIMO 通信系统, IRS 附着在建筑上,为简化起见,考虑窄带块信道模型,基站有 M_T 个传输天线和 M_{RF} 个传输射频链路,移动用户端有 N_R 个接收天线和 N_{RF} 个接收射频链路,通常射频链路是少于天线数量的 ($M_{RF} < M_T$ 和 $N_{RF} < N_R$)。基站到 IRS 的散射路径为 L_1 , IRS 到用户端的散射路径为 L_2 ,其中 R 、 Q 、 K 、 N 分别表示数据流、时隙、子帧、符号长度。系统中,在不失一般性的前提下,基站和 IRS 的位置固定,用户端处于移动状态。因此,第一跳信道的变化要比第二跳信道慢得多,假设第一跳信道的信道相干时间是第二跳信道的 T 倍,每个时隙 Q 由 K 个子帧组成,空时 Khatri-Rao (Khatri-Rao space-time, KRST) 编码矩阵和 IRS 相移矩阵随着子帧变化,实时调整反射系数。

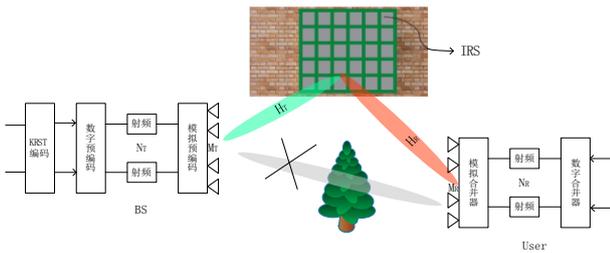


图 1 IRS 辅助的毫米波时变 MIMO 通信系统

根据毫米波信道的有限扩散性,采用 Saleh-Valenzudel 信道模型毫米波信道,基站到 IRS 的毫米波信道和 IRS 到移动用户端的毫米波信道分别表示如下:

$$\mathbf{H}_T = \sum_{l_1=1}^{L_1} \alpha_{l_1} \mathbf{a}_{l_1}(\theta_{l_1}) \mathbf{a}_{l_1}^T(\phi_{l_1}) = \mathbf{A}_{IT} \mathbf{G}_T \mathbf{A}_T^H \quad (1)$$

$$\mathbf{H}_{R,q} = \sum_{l_2=1}^{L_2} \alpha_{l_2} e^{j2\pi f_c T l_2} \mathbf{a}_{l_2}(\theta_{l_2}) \mathbf{a}_{l_2}^T(\phi_{l_2}) = \mathbf{A}_{R,q} D_q(\mathbf{G}_R) \mathbf{A}_{IR}^T \quad (2)$$

定义天线阵列响应向量为: $\mathbf{a}_x(\theta) = [1, e^{-j2\pi f_c d \sin \theta \lambda}, \dots, e^{j2\pi f_c d (M-1) \sin \theta \lambda}]$, 其中 x 分别代表 $\{IT, T, R, IR\}$; 天线方向矢量矩阵表示为 $\mathbf{A}_y = [\mathbf{a}_1, \dots, \mathbf{a}_x]$, 其中 y 分别表示 $\{IT, T, R, IR\}$; 两个信道的路径增益矩阵分别表示为 $\mathbf{G}_T = \text{diag}(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_{L_1})$ 和 $\mathbf{G}_R = \mathbf{G}_R \text{diag}(\alpha)$, 其中 $\alpha = [\alpha_1, \dots, \alpha_{L_2}] \in \mathbb{C}^{1 \times L_2}$ 表示路

径增益向量, $\mathbf{G}_r = [\mathbf{g}_1, \dots, \mathbf{g}_{L_2}] \in \mathbb{C}^{Q \times L_2}$ 代表多普勒频移矩阵, 其中频移向量表示为 $\mathbf{g}_l = [e^{j2\pi f_c T l_1}, \dots, e^{j2\pi f_c T l_2}] \in \mathbb{C}^{Q \times 1}$ 。

基站端传输的符号 $\mathbf{S} \in \mathbb{C}^{N \times R}$ 经过 KRST 编码矩阵 $\mathbf{C} \in \mathbb{C}^{K \times R}$ 、毫米波混合预编码矩阵为 $\mathbf{F} = \mathbf{F}_{RF} \mathbf{F}_{BB}$, 其中毫米波基带预编码 $\mathbf{F}_{BB} \in \mathbb{C}^{N_r \times R}$ 、射频链路预编码 $\mathbf{F}_{RF} \in \mathbb{C}^{M_T \times N_r}$, 通过 IRS 实时调整并反射后, IRS 相移矩阵是 $D_k(\mathbf{V}) \text{diag}(\mathbf{V}_k)$, 其中 \mathbf{V}_k 代表 $K \times M$ 复值矩阵 \mathbf{V} 的第 k 行, 即 \mathbf{V} 表示 IRS 单元的相位配置, 再经过时变信道在用户端接收的信号表示 $\mathbf{Y}_{k,q} = \mathbf{H}_{R,q} D_k(\mathbf{V}) \mathbf{H}_T \mathbf{F}_k(\mathbf{C}) \mathbf{S}^T + \mathbf{N}_{k,q}$, 其中 $\mathbf{N}_{k,q} \in \mathbb{C}^{N_R \times N}$ 代表复零均值、单位方差的独立同分布高斯噪声, 再通过毫米波混合合并器 $\mathbf{W} = \mathbf{W}_{RF} \mathbf{W}_{BB}$ 传输, 其中毫米波基带解编码矩阵 $\mathbf{W}_{BB} \in \mathbb{C}^{N_R \times N_R}$ 、射频解编码矩阵 $\mathbf{W}_{RF} \in \mathbb{C}^{M_R \times N_R}$, 第 q 个时隙的第 k 个子帧的总接收信号表示为

$$\mathbf{Y}_{k,q} = \mathbf{W}^T \mathbf{H}_{R,q} D_k(\mathbf{V}) \mathbf{H}_T \mathbf{F}_k(\mathbf{C}) \mathbf{S}^T + \mathbf{W}^T \mathbf{N}_{k,q} \quad (3)$$

将公式 (3) 进行堆叠操作, 即沿着下标时隙 q 的方向进行堆叠的接收信号表示

$$\mathbf{Y}_k = [\mathbf{H}_R]_{(0)} D_k(\mathbf{V}) \mathbf{H}_T D_k(\mathbf{C}) \mathbf{S}^T + \mathbf{N}_k \in \mathbb{C}^{QN_R \times N} \quad (4)$$

其中第一跳联合信道表示 $\mathbf{H}_T = \mathbf{H}_T \mathbf{F}$, 第二跳联合信道表示 $\mathbf{H}_{R,q} = \mathbf{W}^T \mathbf{H}_{R,q}$, 聚集子帧 K 的接收三阶张量信号表示为 $\mathbf{Y} \in \mathbb{C}^{QN_R \times N \times K}$, 为了简化研究问题, 推导过程暂时不考虑噪声, 对 \mathbf{Y}_k 取向量化操作, 并化简接收信号表示:

$$\mathbf{y}_k = \text{vec}(\mathbf{Y}_k) = (\mathbf{S} \otimes [\mathbf{H}_R]_{(0)}) \text{diag}(\text{vec}(\mathbf{H}_T)) (\mathbf{C}^T \square \mathbf{V}^T)_k \quad (5)$$

对公式 (4) 中的将接收信号 \mathbf{Y}_k 沿着下标子帧 k 的水平方向进行堆叠的模-1 的接收信号矩阵表示

$$\mathbf{Y}_{(0)} = [\mathbf{y}_1, \dots, \mathbf{y}_K] = (\mathbf{S} \otimes [\mathbf{H}_R]_{(0)}) \text{diag}(\text{vec}(\mathbf{H}_T)) (\mathbf{C}^T \square \mathbf{V}^T) \in \mathbb{C}^{NQN_R \times K} \quad (6)$$

3 PARATUCK 交替最小二乘毫米波算法

对公式 (6) 中的模-1 的接收信号 $\mathbf{Y}_{(0)}$ 取向量化操作表示为

$$\text{vec}(\mathbf{Y}_{(0)}) = ((\mathbf{C}^T \square \mathbf{V}^T)^T \square (\mathbf{S} \otimes [\mathbf{H}_R]_{(0)})) \text{vec}(\mathbf{H}_T) = \mathbf{Z}_{(0)} \text{vec}(\mathbf{H}_T) \quad (7)$$

其中定义 $\mathbf{Z}_{(0)}$ 表示为 $\mathbf{Z}_{(0)} = (\mathbf{C}^T \square \mathbf{V}^T)^T \square (\mathbf{S} \otimes [\mathbf{H}_R]_{(0)}) \in \mathbb{C}^{KNQ \times KRM}$ 。

通过对公式 (4) 的接收信号进行转置, 并且沿着下标子帧 k 的侧面方向进行堆叠, 得到模-2 展开矩阵表示:

$$\mathbf{Y}_{(2)} = [\mathbf{Y}_1^T, \dots, \mathbf{Y}_K^T]^T = \mathbf{Z}_{(2)} [\mathbf{H}_R]_{(0)}^T \in \mathbb{C}^{KN \times N_R Q} \quad (8)$$

其中定义公式 (8) 中的模-2 展开式中的组合矩阵 $\mathbf{Z}_{(2)}$ 表示为 $\mathbf{Z}_{(2)} = [\mathbf{S} D_1(\mathbf{C}) \mathbf{H}_T D_1(\mathbf{V}), \dots, \mathbf{S} D_K(\mathbf{C}) \mathbf{H}_T D_K(\mathbf{V})]^T \in \mathbb{C}^{KN \times M}$ 。

将公式 (4) 的接收信号沿着下标子帧 k 的垂直方向进行堆叠, 通过堆叠 \mathbf{Y}_k , 得到模-3 展开矩阵表示为:

$$\mathbf{Y}_{(3)} = [\mathbf{Y}_1, \dots, \mathbf{Y}_K]^T = \mathbf{S}^T = \mathbf{Z}_{(3)} \mathbf{S}^T \in \mathbb{C}^{KN_R Q \times N} \quad (9)$$

其中定义公式 (9) 中的模-3 展开式中的组合矩阵 $\mathbf{Z}_{(3)}$ 表示为 $\mathbf{Z}_{(3)} = [[\mathbf{H}_R]_{(0)} D_1(\mathbf{V}) \mathbf{H}_T D_1(\mathbf{C}), \dots, [\mathbf{H}_R]_{(0)} D_K(\mathbf{V}) \mathbf{H}_T D_K(\mathbf{C})]^T \in \mathbb{C}^{KN_R Q \times R}$ 。

步骤 1: 随机初始化信号矩阵 $\mathbf{S}^{(0)}$ 和第二跳信道联合矩阵 $\mathbf{H}_R^{(0)}$; 步骤 2: 迭代次数规定为 $i = i + 1$; 步骤 3: 根

据公式 (7), 使用 $\mathbf{S}^{(i-1)}$ 和 $\bar{\mathbf{H}}_R^{(i-1)}$, 计算第一跳联合信道的第 i 次迭代估计值 $\bar{\mathbf{H}}_T^{(i)}$; 步骤 4: 根据公式 (8), 使用 $\bar{\mathbf{H}}_T^{(i)}$ 和 $\mathbf{S}^{(i-1)}$, 计算第二跳联合信道的第 i 次迭代估计值 $[\bar{\mathbf{H}}_R]_{(i)}$; 步骤 5: 公式 (11), 使用 $\bar{\mathbf{H}}_T^{(i)}$ 和 $\bar{\mathbf{H}}_R^{(i)}$, 计算信号矩阵的第 i 次迭代估计值 $\mathbf{S}^{(i)}$; 步骤 6 重复步骤 2~步骤 6, 令目标函数表示 $\varepsilon = \|\mathbf{Y}_3 - \mathbf{Z}_3(\mathbf{S}^{(i)})\|_F / \|\mathbf{Y}_3\|_F$, 直到满足截止条件 $|\varepsilon_i - \varepsilon_{i-1}| \leq \delta$, 其中 $\delta = 10^{-4}$ 是收敛阈值; 步骤 7: 由 \mathbf{F} 和 \mathbf{W} 已知, 可以估计出第一跳信道矩阵 \mathbf{H}_T 和第二跳信道矩阵 $[\bar{\mathbf{H}}_R]_{(i)}$, 再恢复出模展开前的三阶张量估计值 $\bar{\mathbf{H}}_R$ 。

4 最小二乘克罗奈克积分解因子毫米波算法

假设 $(\mathbf{C}^T \square \mathbf{V}^T)(\mathbf{C}^T \square \mathbf{V}^T)^T = \mathbf{I}_{RM}$, 那么矩阵 $(\mathbf{C}^T \square \mathbf{V}^T)$ 是列满秩, 即满足条件 $K \geq RM$ 。对公式 (6) 中的模-1 的接收信号 $\mathbf{Y}_{(i)}$ 左边乘式子 $(\mathbf{C}^T \square \mathbf{V}^T)^T$ 表示如下

$$\mathbf{B} = \mathbf{Y}_{(i)} (\mathbf{C}^T \square \mathbf{V}^T)^T = (\mathbf{S} \otimes [\bar{\mathbf{H}}_R]_{(i)}) \text{diag}(\text{vec}(\bar{\mathbf{H}}_T)) \in \square^{NM_r \times MR} \quad (10)$$

公式 (10) 中的左乘后的信号 \mathbf{B} 同时也可以表示矩阵展开的形式为

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} \mathbf{B}_{11} & \mathbf{B}_{12} & \cdots & \mathbf{B}_{1R} \\ \mathbf{B}_{21} & \mathbf{B}_{22} & \cdots & \mathbf{B}_{2R} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{B}_{N1} & \mathbf{B}_{N2} & \cdots & \mathbf{B}_{NR} \end{bmatrix} \quad (11)$$

其中的公式 (11) 中的矩阵因子表示为

$\mathbf{B}_{nr} = s_{nr} [\bar{\mathbf{H}}_R]_{(i)} \text{diag}([\bar{\mathbf{H}}_T]_{,r}) \in \square^{QN_r \times M}$, ($n = 1, \dots, N$, $r = 1, \dots, R$)。对公式 (11) 中的矩阵因子先取向量化, 然后再进行转置操作表示如下:

$$\text{vec}(\mathbf{B}_{nr})^T = s_{nr} \text{vec}([\bar{\mathbf{H}}_R]_{(i)})^T \text{diag}([\bar{\mathbf{H}}_T]_{,r} \otimes \mathbf{1}_{QN_r}) \in \square^{1 \times QN_r M} \quad (12)$$

其中因子 $\mathbf{1}_{QN_r}$ 表示由 1 组成长度为 QN_r 的列向量。对公式(12)的信号从 $n=1$ 到 $n=N$ 进行堆叠的信号定义如下:

$$\mathbf{B}_r = \left[\text{vec}(\mathbf{B}_{1r})^T, \dots, \text{vec}(\mathbf{B}_{Nr})^T \right]^T \in \square^{N \times QN_r M} \quad (13)$$

其中 $r = 1, \dots, R$ 。

$$\mathbf{B}_r = s_r \text{vec}([\bar{\mathbf{H}}_R]_{(i)})^T \text{diag}([\bar{\mathbf{H}}_T]_{,r} \otimes \mathbf{1}_{QN_r}) \quad (14)$$

公式 (14) 的信号表示秩 1 近似矩阵。

通过最小二乘克罗奈克积分解因子毫米波算法步骤如下。步骤 1: 通过公式 (10) 进行伪逆计算, 计算出 \mathbf{B} ; 步骤 2: 对公式 (13) 的信号进行奇异值分解计算, 即表示为 $\mathbf{U} \Sigma \mathbf{V}^H = \text{SVD}(\hat{\mathbf{B}}_r)$, 其中 \mathbf{U} 表示左奇异值, \mathbf{V} 表示右奇异值, Σ 表示奇异值, 发送信号的第 m 列等于左奇异值的第一列, 表示为 $\mathbf{S}_m = \mathbf{U}_1$, 假设 $m=1$ 时, 那么第二跳信道的估计等于右奇异值共轭的第一列的反向量化操作, 表示为 $[\bar{\mathbf{H}}_R]_{(i)} = \text{unvec}(\mathbf{V}_1^*)$, 然后同时 r 从 1 到 R 进行遍历; 步骤 3: 对公式 (7) 进行伪逆运算后得出 $\bar{\mathbf{h}}_r = [(\mathbf{C}^T \square \mathbf{V}^T)^T \square (\mathbf{S} \otimes [\bar{\mathbf{H}}_R]_{(i)})] \text{vec}(\mathbf{Y}_{(i)})$, 其中然后进行反向量化操作得第一跳信道矩阵估计, 表示为 $\bar{\mathbf{H}}_T = \text{unvec}(\bar{\mathbf{h}}_r)$; 步骤 4: 由 \mathbf{F} 和 \mathbf{W} 已知, 可以估计出

第一跳信道矩阵 \mathbf{H}_T 和第二跳信道矩阵 $[\bar{\mathbf{H}}_R]_{(i)}$, 再恢复出模展开前的第二跳信道的三阶张量估计值 $\bar{\mathbf{H}}_R$ 。

5 仿真结果及分析

本节使用 MATLAB 仿真平台对所提信道和信号估计方法的性能进行分析和验证。仿真中, 系统噪声矩阵和信道矩阵中的元素均是均值为零、单位方差的独立同分布复高斯随机变量, 信号采用 BPSK 调制, 所有实验结果均进行蒙特卡罗仿真实验 5000 次取平均获得。为了表达简便, 第一种将接受信号构建为 PARATUCK 模型, 通过三线性交替最小二乘算法进行毫米波时变信道估计的方法简称为 PARATUCK-TALS, 即 PTALS, 第二种是对接收信号进行奇异值分解从而进行克罗奈克积分解因子毫米波算法, 简称为 SVD-Kronecker product decomposition, 即 SKPD。通过图 2 可以观察到 PTALS 算法和 SKPD 算法性能近似相同, 但不同的是 SKPD 算法不需要迭代计算, 计算复杂度降低, 但要求子帧满足条件 $K \geq RM$, 迭代 PTALS 方法虽然计算更复杂, 但可以在更灵活的选择下操作, 训练开销更低。图 2 中的 (a) 中的仿真参数设置为: 符号长度 $N=100$, 子帧 $K=20$, 发射天线 $M_T=2$, 智能反射面单元数 $M=2$, 接收天线 $M_R=2$, 数据流 $R=2$, 路径 $L_R=L_T=3$, 时隙 $Q=\{20, 30\}$ 。图 2 中的 (a) 给出了相同时隙 Q , 发射信道和接收信道的 NMSE 的值随着 SNR 值的增加逐渐减小, 而不同时隙, 即时隙 Q 的值增加时, 发射信道和接收信道的 NMSE 的性能会降低; 图 (b) 给出了不同 IRS 单元数量的 NMSE 的性能比较, IRS 单元数量 M 的值增加时, 发射信道和接收信道的 NMSE 的性能会降低; 图 (c) 给出了不同路径数量的信号侦测概率, 假设路径数量 $L=L_1=L_2$, 路径数量越多, 信号侦测到的概率越高。

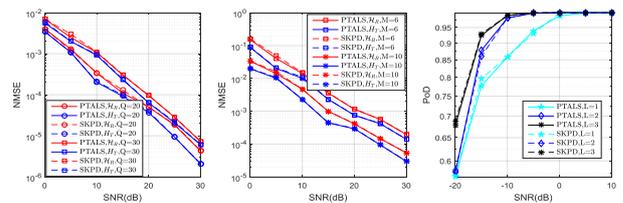


图 2 信道矩阵和信号矩阵的性能曲线图

6 结论

为了解决毫米波通信信号穿透能力差且通信容易中断的问题, 目前的方法是通过 IRS 提高毫米波通信系统的可靠性, 本文根据 IRS 辅助的时变毫米波 MIMO 系统构造了 PARATUCK 模型, 提出了两种基于张量的毫米波信道估计方法, 通过交替最小二乘算法和基于奇异值分解的克罗奈克积分解因子算法, 得到了两种新型的半盲接收机, 仿真结果表明, 不仅可以精确、快速地获取信道状态信息, 而且还可以降低训练开销和复杂度, PARATUCK 模型的三线性交替最小二乘算法和奇异值分解因子非迭代算法性能近似相同, 但不同的是第二种算法不需要迭代计算, 计

算复杂度降低,但要求子帧满足一定条件,三线性交替最小二乘方法虽然计算更复杂,但在更灵活的选择下操作,训练开销更低。毫米波中继系统信道估计问题作为当下重要的研究方向,是目前国内外学者研究的热点问题。张量作为非常有利的工具,如何在基于张量分解的基础上设计出有效的信道估计的方案是未来信道估计研究的重要方向。

基金项目:本课题获得泛网无线通信教育部重点实验室(BUPT)(批准编号KFKT-2020104)的资助,北京市自然科学基金项目(L182039,L192034),北京市教育委员会科学研究计划项目资助(KM201910009011);北方工业大学科研启动基金资助项目。

[参考文献]

- [1] 爱迪. 5G 系统与毫米波技术 [J]. 现代班组, 2021(2): 16.
- [2] 徐霞艳. 5G 毫米波技术与应用场景浅析 [J]. 数字通信世界, 2022(3): 44-46.
- [3] 黄竞择, 梁旭文, 谢卓辰. 基于混合波束赋形的毫米波大规模 MIMO 信道估计 [J]. 激光与光电子学进展, 2022, 59(5): 116-124.
- [4] 齐峰, 岳殿武, 孙玉. 面向 6G 的智能反射面无线通信综述 [J]. 移动通信, 2022, 46(4): 65-73.
- [5] 马向进, 韩家奇, 乐舒瑶, 等. 可重构智能超表面设计及其无线通信系统应用 [J]. 无线电通信技术, 2022, 48(2): 258-268.
- [6] 王亿, 杨柳, 张痛快. RIS 辅助毫米波系统中基于压缩感知的信道估计 [J]. 计算机应用, 2022(1): 1-8.
- [7] S Liu, Z Gao, J Zhang, M D Renzo and M -S Alouini. "Deep Denoising Neural Network Assisted Compressive Channel Estimation for mmWave Intelligent Reflecting Surfaces" [J]. in IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2020, 69(8): 9223-9228.
- [8] 王丹, 梁家敏, 梅志强, 等. 基于矢量近似消息传递的智能反射面辅助毫米波信道估计 [J]. 电子与信息学报, 2022(6): 1-7.
- [9] 韩曦, 周迎春, 赵欣远, 等. CCFD 中继系统中基于多维矩阵的信道估计方法 [J]. 华南理工大学学报: 自然科学版, 2020, 48(1): 7.
- [10] 赵雨雨, 韩曦, 白文乐, 等. MIMO 通信系统多维矩阵信号接收技术研究 [J]. 信息与电脑(理论版), 2020, 32(15): 186-187.
- [11] 韩曦, 赵雨雨, 刘芹, 等. 基于 PARAFAC 分解的通信系统信道估计方法 [J]. 现代信息科技, 2020, 4(2): 71-73.
- [12] 张景. 基于低秩张量分解的毫米波大规模 MIMO 系统信道估计研究 [D]. 上海: 上海师范大学, 2021.
- [13] 朱美溶. 智能反射面辅助毫米波 MISO 系统的信道估计 [D]. 阜阳: 阜阳师范大学, 2021.
- [14] 李南希, 朱剑驰, 郭婧, 等. 可重构智能表面技术: 研究进展、原型机及挑战 [J]. 无线电通信技术, 2022, 48(2): 305-310.
- [15] 王丹, 刘金枝, 梅志强, 等. 基于 IRS 辅助多用户通信系统的信道容量优化 [J]. 系统工程与电子技术, 2021(1): 1-11.
- [16] 杨静, 王朋朋, 陶华伟. 基于两步噪声学习网络的波束域毫米波大规模 MIMO 信道估计 [J]. 电讯技术, 2022, 4(27): 1-8.
- [17] 韩彦坤. 5G 毫米波频段信道估计方法研究 [D]. 南京: 南京邮电大学, 2021.
- [18] 穆晓敏, 刘越, 李双志, 等. 基于张量分解的 MIMO 多中继系统半盲信道估计方法 [J]. 郑州大学学报(工学版), 2016, 37(6): 83-86.
- [19] 赵亚军. 面向 5G-Advanced 与 6G 的智能超表面导读 [J]. 无线电通信技术, 2022, 48(2): 231-232.
- [20] 罗皓, 于秀兰, 张祖凡, 等. 5G 毫米波信道估计研究综述 [J]. 电讯技术, 2021, 61(2): 254-262.
- [21] 梁应敞, 谭俊杰, Dusit Niyato. 智能无线通信技术研究概况 [J]. 通信学报, 2020, 41(7): 1-17.
- [22] 刘旭. 基于多维矩阵低秩分解的信号处理技术研究 [D]. 南京: 南京航空航天大学, 2009.
- [23] 吕士韬, 孙常浩, 韩曦, 等. 一种低复杂度高准确度的 Khatri-Rao 积分解算法 [J]. 现代信息科技, 2018, 2(12): 84-86.
- [24] 穆晓敏, 刘越, 李双志, 等. 基于张量分解的 MIMO 多中继系统半盲信道估计方法 [J]. 郑州大学学报(工学版), 2016, 37(6): 83-86.
- [25] 王青竹, 于永滢, 朱艺海. 基于张量模式噪声补偿的室内可见光通信系统的信道估计 [J]. 中国激光, 2019, 46(8): 216-223.
- [26] 陈新颖, 盛敏, 李博, 等. 面向 6G 的无人机通信综述 [J]. 电子与信息学报, 2022, 44(3): 781-789.

作者简介: 王瑞炜(1997.12-)女, 河北省唐山市, 研究生, 研究方向: 无线通信。