

引用:邱友静,徐勇军,唐鹏. RIS辅助反向散射通信信道估计与相移优化算法[J]. 聊城大学学报(自然科学版), 2026, 39(2): 217-223

Citation: QIU Youjing, XU Yongjun, TANG Peng. Channel estimation and phase-shift optimization for RIS-assisted backscatter communication. [J]. Journal of Liaocheng University (Natural Science Edition), 2026, 39(2): 217-223.

文章编号 1672-6634(2026)02-0217-07

DOI 10.19728/j.issn1672-6634.2025070002

RIS辅助反向散射通信信道估计与相移优化算法

邱友静¹, 徐勇军¹, 唐鹏²

(1. 重庆邮电大学 通信与信息工程学院, 重庆 400065; 2. 中翼翰维(重庆)智能科技有限公司, 重庆 401120)

摘要 反向散射通信因能够实现低功耗无线数能同传而被作为下一代无源物联网的关键技术之一,但其性能受限于双重信道衰落。为此,本文提出一种基于线性最小均方误差的联合信道估计与智能反射面相移优化算法。通过建立直连链路及级联链路信道模型,利用信道统计特性构建闭式解信道估计器;同时,结合智能反射面反射特性进行相移矩阵优化,在保证估计精度的前提下显著降低计算复杂度。仿真实验验证了所提方案相较于基准方法在估计精度上的优越性。

关键词 反向散射通信;智能反射面;信道估计

中图分类号 TN926

文献标志码 A

开放科学(资源服务)标识码(OSID)



Channel estimation and phase-shift optimization for RIS-assisted backscatter communication

QIU Youjing¹, XU Yongjun¹, TANG Peng²

(1. School of Communications and Information Engineering, Chongqing University of Posts and Telecommunications, Chongqing 400065, China; 2. Zhongyi Hanwei (Chongqing) Intelligent Technology Co., Ltd, Chongqing 401120, China)

Abstract Backscatter communication (BackCom), as a potential key technology for next-generation low-power Internet of Things (IoT) networks, has garnered significant attention due to low-power wireless information and power transfer. The performance enhancement of BackCom is limited by the dual-channel fading effects. To this end, this paper proposes a linear minimum mean square error-based channel estimation and phase-shift optimization algorithm. Then, the channel models of both direct links and the cascaded links are established, where a closed-form estimator is designed by utilizing channel statistical characteristics. Meanwhile, the phase shift matrix of RIS is optimized in a low computational complexity way. Simulation results validate the superiority of the proposed scheme in the channel estimation accuracy compared to the benchmark schemes.

Keywords backscatter communication; reconfigurable reflecting surface; channel estimation

0 引言

反向散射通信(Backscatter Communication, BackCom)系统因能够复用周围电磁环境中的射频信号实

收稿日期:2025-07-02

基金项目:国家自然科学基金项目(62271094)资助

通信作者:徐勇军,男,汉族,博士,教授,博士生导师,重庆市巴渝学者青年学者,新重庆青年创新人才计划,重庆市学术技术带头人后备人选,研究方向:智能反射面, E-mail: xuyj@cqupt.edu.cn.

现无线供能的同时,实现无线信息传输,为下一代无源物联网的技术发展提供了一种绿色、低成本的通信新范式^[1-3]。该技术可广泛应用于智慧仓储、环境监测、物流追踪等典型应用场景,但该系统的通信质量受制于无线能量收集效率与信道质量。其原因在于:(1)电磁信号的强随机性导致信道时变特性显著,难以准确捕捉信道信息;(2)依赖自由环境空间的射频信号会导致信道条件不可控,通信质量受多径衰落且随机干扰影响严重。

为了解决上述问题,近年来,有部分学者开始将智能反射面(Reconfigurable Intelligent Surface, RIS)技术引入到 BackCom 系统中,形成一种新的网络传输模型,即 RIS 辅助的 BackCom 系统^[4-21]。智能反射面是一种通过可编程信息超材料来实现对电磁波传播路径进行主动的、动态调控技术,从而实现对无线信号传输路径的主动改变,以期望优化无线信道,从而构建出更有利于信息传输的动态无线环境。在基于智能反射面辅助的 BackCom 系统中,RIS 不仅能增强反向散射信号强度,还可利用智能反射单元来抑制多径干扰。然而,上述系统性能的提升高度依赖于精确的信道状态信息(Channes State Information, CSI),使得有效的信道估计算法逐渐成为该技术领域的核心使能技术之一。

近年来,针对 BackCom 系统的信道估计问题,国内外学者开展了大量研究工作。文献[6]针对两用户的 BackCom 系统信道估计问题,提出了一种基于(Least Square, LS)和复指数基扩展模型,实现对信道系数和基变量进的估计,推导了信道估计参数的克拉美罗下界与系统估计精度的理论极限。针对多用户的 BackCom 信道估计问题^[8],作者提出了一种基于 LS 的信道估计器,探索了 RIS 反射模式与信道估计的联合设计方法。为了应对不完美信道状态信道条件下的信道估计问题,文献[9]研究了含多天线阅读器的盲信道估计问题,提出了一种基于奇异值分解的信道估计算法。考虑相同的网络场景,文献[10]提出了一种基于期望最大化的盲信道估计方法,从而获得信道参数的幅度值。针对阅读器具有均匀线性阵列的 BackCom 系统,文献[11]设计了一种角度域旋转与到达角估计的信道估计方法,并推到了其对应的克拉美-罗下界。在综合考虑意外环境反射与标签本身无法进行估计的问题,文献[12]提出了一种基于 LS 的信道估计协议,并设计了一种低复杂度算法去获得反向散射吞吐量下界的最小值。针对传统基于导频的信道估计造成开销较大的问题,估计过程中结合导频序列与数据符号,文献[13]提出了一种基于期望最大化的半盲信道估计算法,仿真结果验证了其具有较高的信道估计精度。针对具有大规模阵列的 BackCom 系统,结合几何分析框架,文献[14]设计了一种包含初始估计与序列迭代的信道估计算法。针对频率选择性衰落信道场景,文献[15]提出了一种 LS 的信道估计算法,同时设计了一种改进的迭代信道估计器来优化估计性能。为了克服静态反射系数造成系统性能损失问题,考虑动态反射系数与移动标签场景,文献[16]提出了一种反向散射中继系统的信道估计算法,通过结合动态二乘法与最小均方误差估计器来获得可达速率的闭式表达式。针对多天线全双工的 BackCom 系统,文献[17]设计了基于导频开销的最大化似然估计器与基于期望最大准则的半盲估计器,通过比较符号错误率与估计精度来评价所提信道估计算法的优越性。作者[18]进一步针对含 I/Q 不平衡的全双工正交频分多址接入 BackCom 系统,提出了基于导频的信道估计器和基于决策导向的半盲估计器。结合期望最大化信道估计器和机器学习方法,文献[19]提出了一种半盲信道估计算法去获得反向散射级联信道参数值。上述工作都假设反向散射阶段与信号源时钟是完美同步的,针对时钟不同步的异步 BackCom 系统,文献[20]设计了联合定时门限优化与信道估计算法,通过基于导频的最大似然估计器与基于期望最大的半盲估计器,来获得其克拉美-罗下界表达式。文献[21]将 BackCom 系统信道估计建模为一个去噪问题,并设计出一种基于卷积神经网络的深度残差学习去噪器,该信道估计算法能够直接从接收到的噪声导频信号中恢复信道系数。进一步,文献[22]为了增强 RIS 辅助系统的通信安全性,研究了系统在非正交多址接入下的安全性与性能分析问题。

总的来说,对于 BackCom 系统,尽管已有多种信道估计方法,但由于发射功率受限以及多路径传播损耗,精确信道信息难以被准确获取;此外,信道估计的性能也会受到障碍物阻挡导致信道估计算法失效,针对绕障通信场景的信道估计仍然缺乏系统性研究。因此,开发更为精确与克服障碍物阻挡的信道估计方法对于提高现有 BackCom 通信质量和系统性能具有重要意义。基于此,本文首次研究 RIS 辅助的多天线 BackCom 系统的信道估计算法,以丰富 BackCom 系统信道估计理论体系,主要贡献如:

与传统 BackCom 系统的信道估计不同^[7-21],本文首次构建了 RIS 辅助多天线 BackCom 系统的信号传

输模型,该模型同时考虑了直连链路、标签反射链路以及经 RIS 二次反射链路,并深入分析了多天线与 RIS 引入后的信道特性变化及其带来的信道估计难点。

相较于现有研究广泛采用的 LS 方法虽然计算复杂度较低,但在低信噪比条件下估计精度受限,难以满足高性能通信需求。为此,本文提出了一种新的基于线性最小均方误差(Linear Minimum Mean Square Error, LMMSE)的信道估计方法,充分利用信道与噪声的统计特性,在复杂环境下,同样能够展现出较强的抗干扰能力和更稳定的估计性能。与此同时,本文通过联合优化 RIS 的反射矩阵,不仅进一步提高了信道估计精度,还显著降低了对硬件计算能力的依赖。

仿真结果表明,所提方案在不同系统参数和信噪比条件下均表现出优异的估计性能,验证了其在 RIS 辅助多天线 BackCom 系统中的有效性。

1 系统模型

RIS 辅助的多天线 BackCom 系统如图 1 所示,该系统由单天线环境 RF 源、无源标签,以及 K 个反射单元的 RIS 和 M 根接收天线的读写器组成,该系统可以应用到工业物联网环境参数采集系统中。在该系统中,RF 源为读写器传输信息的同时,为标签提供必要的能量供给。标签通过调整自身电路的阻抗特性,将其数据调制到入射 RF 信号上并进行反向散射通信。然而,受环境遮挡因素的影响,标签与读写器之间的通信链路受限。为此,在该模型中,RIS 被引入以优化信号传播路径,增强信号覆盖范围。最终,读写器接收到来自 RF 源的直射信号以及经 RIS 反射并携带标签信息的调制信号,从而完成信息的解码与恢复。

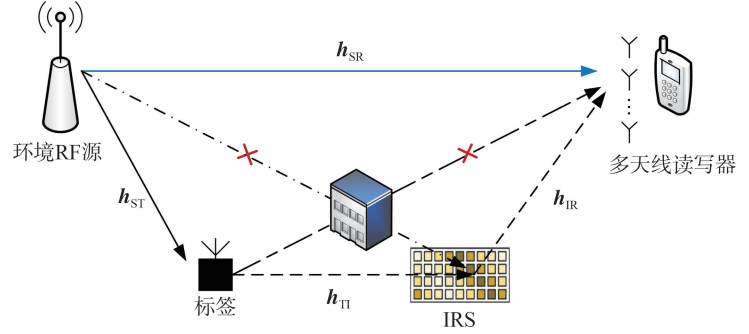


图 1 RIS 辅助多天线 BackCom 系统模型

Fig. 1 IRS-assisted multi-antenna BackCom system model

定义 RF 源至读写器的信道增益为 $\mathbf{h}_{SR} \in \mathbb{C}^M$, RF 源至标签的信道增益为 $\mathbf{h}_{ST} \in \mathbb{C}$, 标签至 RIS 的信道增益向量为 $\mathbf{h}_{TI} \in \mathbb{C}^K$, RIS 至读写器的信道增益向量为 $\mathbf{H}_{IR} \in \mathbb{C}^{K \times M}$ 。假设所有信道均为平坦衰落信道。在第 t 个时隙, RIS 的反射系数向量记为 $\Phi_t \in \mathbb{C}^{K \times 1}$, 其中, $\Phi_{t,k}$ 表示第 t 个时隙 RIS 的第 k 个反射单元的反射系数,其幅度和相移分别为 $\beta_{t,k}$ 和 $\theta_{t,k}$ 。此外,该反射系数需满足约束条件 $\beta_{t,k} \in [0, 1]$ 和 $\theta_{t,k} \in [0, 2\pi]$, 定义集合 $\forall k \in \mathcal{K} = \{1, 2, \dots, K\}, \forall t \in \mathcal{T} = \{1, 2, \dots, T\}, \forall m \in \mathcal{M} = \{1, 2, \dots, M\}$ 。在第 t 个时隙, RF 源向标签和读写器发送 QPSK 信号 x_t , 标签通过调节其电路阻抗将二进制数据 $c_t \in \{0, 1\}$ 调制到接收信号上,并反射至 RIS 和读写器。假定采用定时同步技术使直连信号与反射信号在读写器处同步,故读写器接收到来自 RF 源和通过标签及 RIS 二次反射的两路信号可表示为 $\mathbf{y}_t = \mathbf{h}_{SR}x_t + \lambda \mathbf{h}_{ST} \mathbf{H}_{IR}^H \text{diag}(\Phi_t) \mathbf{h}_{TI} c_t x_t + \mathbf{n}_t$, 其中, $\lambda \in [0, 1]$ 为标签反射系数, $\mathbf{n}_t \sim \mathcal{CN}(0, \sigma^2 \mathbf{I}_M)$ 为读写器处的高斯白噪声。定义级联信道 $\mathbf{V} = \mathbf{h}_{ST} \mathbf{H}_{IR}^H \text{diag}(\mathbf{h}_{TI})$, 式中 $\mathbf{V} = [v_1, v_2, \dots, v_K] \in \mathbb{C}^{M \times K}$, 且

$$\text{diag}(\mathbf{h}_{TI}) = \begin{bmatrix} \mathbf{h}_{TI,1} & & \\ & \ddots & \\ & & \mathbf{h}_{TI,K} \end{bmatrix} \in \mathbb{C}^K, \quad (1)$$

假设在导频训练阶段,标签始终处于全反射状态,即 $c_t = 1, \lambda = 1$ 。因此,式(1)可进一步化简为

$$\mathbf{y}_t = (\mathbf{h}_{SR} + \mathbf{V}\Phi_t)x_t + \mathbf{n}_t, \quad (2)$$

定义组合信道向量为

$$\boldsymbol{\mu} = \begin{bmatrix} \mathbf{h}_{SR} \\ v_1 \\ \vdots \\ v_K \end{bmatrix} \in \mathbb{C}^{M(K+1)}, \quad (3)$$

故式(4)可转化为

$$\mathbf{y}_t = x_t [\mathbf{I}_M \quad \Phi_{t,1} \mathbf{I}_M \quad \cdots \quad \Phi_{t,K} \mathbf{I}_M] \boldsymbol{\mu} + \mathbf{n}_t, \quad (4)$$

在整个导频训练周期,定义射频源发送的 T 个导频符号为 $\mathbf{x} = [x_1, x_2, \dots, x_T]^T$, 故读写器接收到的信号可表示为

$$\begin{bmatrix} \mathbf{y}_1 \\ \mathbf{y}_2 \\ \vdots \\ \mathbf{y}_T \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1 [\mathbf{I}_M \Phi_{1,1} \mathbf{I}_M \cdots \Phi_{1,K} \mathbf{I}_M] \\ x_2 [\mathbf{I}_M \Phi_{2,1} \mathbf{I}_M \cdots \Phi_{2,K} \mathbf{I}_M] \\ \vdots \\ x_T [\mathbf{I}_M \Phi_{T,1} \mathbf{I}_M \cdots \Phi_{T,K} \mathbf{I}_M] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{h}_{\text{SR}} \\ \mathbf{v}_1 \\ \vdots \\ \mathbf{v}_K \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{n}_1 \\ \mathbf{n}_2 \\ \vdots \\ \mathbf{n}_T \end{bmatrix}, \quad (5)$$

将 T 个数据样本堆叠在一起,定义

$$\mathbf{Y} = \begin{bmatrix} \mathbf{y}_1 \\ \mathbf{y}_2 \\ \vdots \\ \mathbf{y}_T \end{bmatrix} \in \mathbb{C}^{TM}, \mathbf{N} = \begin{bmatrix} \mathbf{n}_1 \\ \mathbf{n}_2 \\ \vdots \\ \mathbf{n}_T \end{bmatrix} \in \mathbb{C}^{TM}, \boldsymbol{\chi} = \text{diag} \left(\begin{bmatrix} x_1 \mathbf{1}_M \\ x_2 \mathbf{1}_M \\ \vdots \\ x_T \mathbf{1}_M \end{bmatrix} \right) \in \mathbb{C}^{TM \times TM}, \quad (6)$$

定义 RIS 相移矩阵为

$$\boldsymbol{\Theta} = \begin{bmatrix} 1 & \Phi_{1,1} & \cdots & \Phi_{1,K} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & \Phi_{T,1} & \cdots & \Phi_{T,K} \end{bmatrix} \in \mathbb{C}^{T \times (K+1)}, \quad (7)$$

因此,式(5)可以整理为标准的线性形式 $\mathbf{Y} = \boldsymbol{\chi} (\boldsymbol{\Theta} \otimes \mathbf{I}_M) \boldsymbol{\mu} + \mathbf{N} = \mathbf{X} \boldsymbol{\mu} + \mathbf{N}$ 式中 $\otimes$ 为克罗内克积, $\mathbf{X} = \boldsymbol{\chi} (\boldsymbol{\Theta} \otimes \mathbf{I}_M) \in \mathbb{C}^{TM \times M(K+1)}$ 为观测矩阵, $\mathbf{N} \sim \mathcal{CN}(0, \sigma^2 \mathbf{I}_{TM})$ 为读写器处的噪声。

2 信道估计与相位优化

本节研究信道估计与 RIS 反射相移的联合设计问题。

2.1 基于 LMMSE 的信道估计

LMMSE 估计的目标是求一个线性估计器 $\mathbf{W}$, 使得估计值 $\hat{\boldsymbol{\mu}}$ 以最小 MSE 逼近真实信道 $\boldsymbol{\mu}$, 则 $\hat{\boldsymbol{\mu}} = \mathbf{W}\mathbf{Y}$, 式中权重矩阵 $\mathbf{W}$ 公式为 $\mathbf{W} = \mathbf{R}_{\mu\mathbf{Y}} \mathbf{R}_Y^{-1}$, 其中 $\mathbf{R}_{\mu\mathbf{Y}} = \mathbb{E}[\boldsymbol{\mu} \mathbf{Y}^H]$ 为信道与接收信号的互相关矩阵, $\mathbf{R}_Y = \mathbb{E}[\mathbf{Y} \mathbf{Y}^H]$ 为接收信号的自相关矩阵。由于 $\mathbf{Y} = \mathbf{X} \boldsymbol{\mu} + \mathbf{N}$, 代入式(12)可得

$$\mathbf{R}_{\mu\mathbf{Y}} = \mathbb{E}[\boldsymbol{\mu} (\mathbf{X} \boldsymbol{\mu} + \mathbf{N})^H] = \mathbb{E}[\boldsymbol{\mu} \boldsymbol{\mu}^H \mathbf{X}^H] + \mathbb{E}[\boldsymbol{\mu} \mathbf{N}^H], \quad (8)$$

由于信道 $\boldsymbol{\mu}$ 和噪声 $\mathbf{N}$ 相互独立, 且噪声均值为 0, 因此 $\mathbf{R}_{\mu\mathbf{Y}} = \mathbb{E}[\boldsymbol{\mu} \boldsymbol{\mu}^H \mathbf{X}^H] = \mathbf{R}_\mu \mathbf{X}^H$, 式中 $\mathbf{R}_\mu$ 为信道的自相关矩阵。同理, $\mathbf{R}_Y = \mathbb{E}[\mathbf{X} \boldsymbol{\mu} \boldsymbol{\mu}^H \mathbf{X}^H] + \mathbb{E}[\mathbf{N} \mathbf{N}^H] + \mathbb{E}[\mathbf{X} \boldsymbol{\mu} \mathbf{N}^H] + \mathbb{E}[\mathbf{N} \boldsymbol{\mu}^H \mathbf{X}^H]$ 。

由于 $\boldsymbol{\mu}$ 和 $\mathbf{N}$ 独立, 故后两项为零, 因此 $\mathbf{R}_Y = \mathbf{X} \mathbf{R}_\mu \mathbf{X}^H + \sigma^2 \mathbf{I}_{TM}$, LMMSE 估计值为 $\hat{\boldsymbol{\mu}} = \mathbf{R}_\mu \mathbf{X}^H (\mathbf{X} \mathbf{R}_\mu \mathbf{X}^H + \sigma^2 \mathbf{I}_{TM})^{-1} \mathbf{Y}$ 。

2.2 RIS 相移矩阵优化设计

基于 LMMSE 的 MSE 可表示为 $MSE(\hat{\boldsymbol{\mu}}) = \mathbb{E}[\|\hat{\boldsymbol{\mu}} - \boldsymbol{\mu}\|^2] = \text{Tr}[(\mathbf{R}_\mu^{-1} + \mathbf{X}^H \mathbf{X} / \sigma^2)^{-1}]$, 假设在导频训练周期内功率平均分配, 每个导频信号均为单位功率信号, 即 $|x_t|^2 = 1, \forall t$ 。因此式(18)可整理为 $MSE(\hat{\boldsymbol{\mu}}) = \text{Tr}[(\mathbf{R}_\mu^{-1} + \boldsymbol{\Theta}^H \boldsymbol{\Theta} \otimes \mathbf{I}_M / \sigma^2)^{-1}]$ 。

因此, 优化问题可描述为

$$\begin{aligned} \text{P1: } \min_{\boldsymbol{\Theta}} & \text{Tr}[(\mathbf{R}_\mu^{-1} + \boldsymbol{\Theta}^H \boldsymbol{\Theta} \otimes \mathbf{I}_M / \sigma^2)^{-1}], \\ \text{s. t. } & \mathbf{C}_1: [\boldsymbol{\Phi}]_{t,1} = 1, \forall t; \mathbf{C}_2: 0 \leq \beta_{t,k} \leq 1, \forall t, k; \mathbf{C}_3: 0 \leq \theta_{t,k} \leq 2\pi, \forall t, k, \end{aligned} \quad (9)$$

式中 $\mathbf{C}_1$ 表示将相移矩阵的第一列全部取 1; $\mathbf{C}_2$ 为 RIS 反射单元的幅度约束; $\mathbf{C}_3$ 为 RIS 反射单元的相移约束。采用 ON/OFF 方法来设计 $\boldsymbol{\Theta}$, 通过依次打开 RIS 反射元件来实现信道估计。因此, $\boldsymbol{\Theta}$ 可表示为

$$\boldsymbol{\Theta} = \begin{bmatrix} 1 & \mathbf{0}_K^T \\ \mathbf{1}_K & \mathbf{I}_K \end{bmatrix}, \quad (10)$$

其中 $\mathbf{0}_K$ 表示 K 维全 0 向量, $\mathbf{1}_K$ 表示 K 维全 1 向量。可以看出 $\boldsymbol{\Theta}$ 的设计满足 P1 中的约束条件, 但它并非

最优解。为降低 MSE,需对目标函数进一步转换,因为

$$[(\Theta^H \Theta)^{-1}]_{i,i} \geq \frac{1}{[\Theta^H \Theta]_{i,i}}, i=1,2,\dots,K+1, \quad (11)$$

式中当且仅当 $\Theta^H \Theta$ 为对角矩阵时等式成立。因为 $\mathbf{R}_\mu$ 为常量,P1 可转化为

$$\begin{aligned} \text{P2: } & \max_{\Theta} \text{Tr}(\Theta^H \Theta), \\ \text{s. t. } & C_1: [\Phi]_{t,1} = 1, \forall t, \\ & C_2: 0 \leq \beta_{t,k} \leq 1, \forall t, k, \\ & C_3: 0 \leq \theta_{t,k} \leq 2\pi, \forall t, k, \\ & C_4: \Theta^H \Theta = \text{diag}(\alpha_1, \alpha_1, \dots, \alpha_{K+1}), \end{aligned} \quad (12)$$

式中 C_4 为对角矩阵。目标函数的上界为

$$\text{Tr}(\Theta^H \Theta) = \sum_{t=1}^T \sum_{k=1}^{K+1} |\Theta_{t,k}|^2 \leq T(K+1), \quad (13)$$

基于 DFT 矩阵构造 Θ , 取 DFT 矩阵的前 T 行, $K+1$ 列构造 Θ ($T \geq K+1$), 得到

$$\Theta = F_{T,K+1} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & e^{j2\pi/T} & \dots & e^{j2K\pi/N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & e^{j2(T-1)\pi/N} & \dots & e^{j2K(T-1)\pi/N} \end{bmatrix}. \quad (14)$$

由于 $\text{Tr}(F_{T,K+1}^H F_{T,K+1}) = T(K+1)$, 达到了目标函数上界, 因此 $\Theta = F_{T,K+1}$ 是 P2 的最优解。同理, 取 Hadamard 矩阵的前 T 行, $K+1$ 列构造 Θ , $\Theta = \mathbf{H}_{T,K+1}$ 。根据 Hadamard 矩阵性质, 可得

$$\text{Tr}(\Theta^H \Theta) = \text{Tr}(\mathbf{H}_{T,K+1}^H \mathbf{H}_{T,K+1}) = T(K+1), \quad (15)$$

式中 Hadamard 矩阵为

$$\mathbf{H}_N = \mathbf{H}_{2^\xi} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{2^{\xi-1}} & \mathbf{H}_{2^{\xi-1}} \\ \mathbf{H}_{2^{\xi-1}} & -\mathbf{H}_{2^{\xi-1}} \end{bmatrix}, \mathbf{H}_2 = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix}, \quad (16)$$

式中 ξ 为正整数。因此, 基于 Hadamard 矩阵构造的 Θ 是 P2 的最优解。综上, 采用 ON/OFF 方法构造的 Θ 未充分利用 RIS 的全部反射能力, 其信道估计精度较低。而 DFT 方法利用了系统信道系数的稀疏特性, 因此具有较高的估计精度, 从而可以让 RIS 反射波束能够更好的对准接收机。相比于离散傅里叶变换 (Discrete Fourier Transform, DFT) 方法, 基于 Hadamard 法构造的 Θ 仅有两个相位, 具有较好的硬件实现性。

3 仿真结果分析

本小节对所提算法进行数值仿真, 从而验证其有效性。考虑瑞利平坦衰落模型^[20-22], 信道相关矩阵 $\mathbf{R}_\mu$ 服从指数衰减规律, 其元素满足 $\mathbf{R}_\mu(i, j) = \rho^{|i-j|}$, 且 $\rho = 0.6$ 为相关系数^[16-19]。引入空间相关性的信道由 $\boldsymbol{\mu}^{\text{corr}} = \mathbf{R}_\mu^{1/2} \boldsymbol{\mu}$ 表示。读写器天线数 $M=10$, 标签反射系数为 $\lambda=1$ 。导频信号采用归一化正交相移键控调制。信道估计性能通过 10^4 次蒙特卡洛仿真来评估。

在不同信噪比 (Signal-to-Noise Ratio, SNR) 下, 图 2 和图 3 给出了不同算法直连信道均方误差和级联信道均方误差性能, $K=19$, 导频数 $T=20$ 。从图中可以看出, LMMSE 算法的 MSE 始终低于 LS 估计器。因为 LMMSE 能更有效地利用信号统计信息, 提高估计精度。此外, 所有算法的 MSE 均随 SNR 的增大而减小, 表明较高的 SNR 有助于提升信道估计性能。DFT 和 Hadamard 的 MSE 曲线几乎重合, 表明二者具有相近的信道估计性能, 且均优于 ON/OFF 方法。综合来看, LMMSE 结合 DFT 或 Hadamard 矩阵能够获得最佳的信道估计性能。在 DFT 和 Hadamard 算法下, 直连信道和级联信道的 MSE 相等, 而在 ON/OFF 算法下, 级联信道的 MSE 高于直连信道的 MSE。因为 ON/OFF 算法在估计直连信道时引入的误差会在级联信道的估计过程中进一步累积, 从而导致更大的误差。

不同 RIS 反射单元数下, 图 4 和图 5 给出了不同算法直连信道均方误差和级联信道均方误差性能, 导频数 $T=K+1$, $\text{SNR}=20$ dB。从图中可以看出, ON/OFF 算法的 MSE 随 RIS 反射单元数的增加基本保持

不变,而 DFT 和 Hadamard 算法的 MSE 则随着 RIS 反射单元数的增加而显著降低。因为 ON/OFF 算法在 RIS 反射单元数增加时,无法充分利用额外的反射单元来增强信道可观测性,而 DFT 和 Hadamard 算法能够有效利用 RIS 反射特性,使得信道估计精度随 RIS 单元数量的增加而提升。

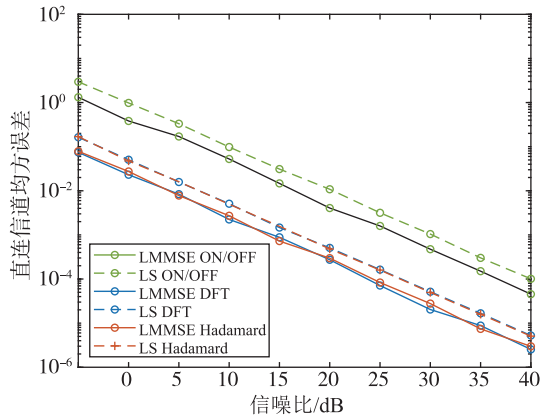


图 2 直连信道 MSE 随 SNR 变化曲线

Fig. 2 MSE versus SNR under the direct channel link

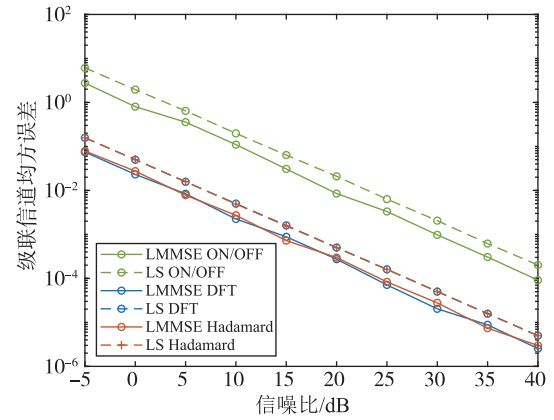


图 3 级联信道 MSE 随 SNR 变化曲线

Fig. 3 MSE versus SNR under the cascaded channel link

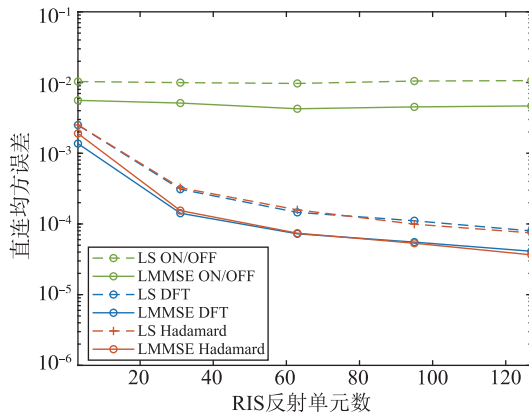


图 4 直连信道 MSE 随 RIS 反射单元数变化曲线

Fig. 4 MSE versus the number of RIS's reflection unit under the direct channel link

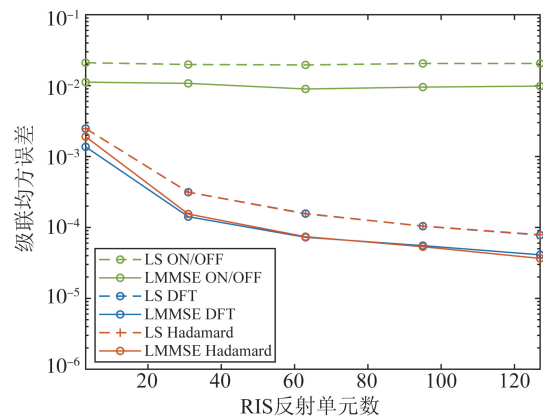


图 5 级联信道 MSE 随 RIS 反射单元数变化曲线

Fig. 5 MSE versus the number of RIS's reflection unit under the cascaded channel link

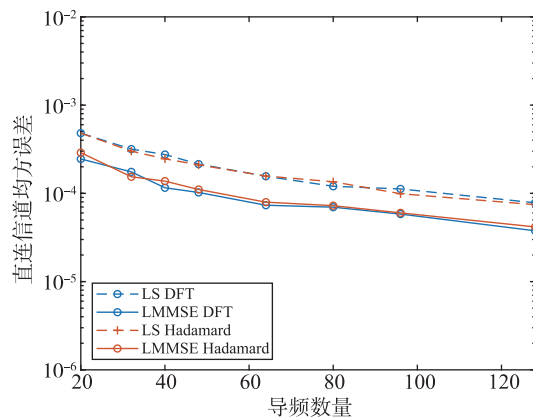


图 6 直连信道 MSE 随导频数量变化曲线

Fig. 6 MSE versus the number of pilots under the direct channel link

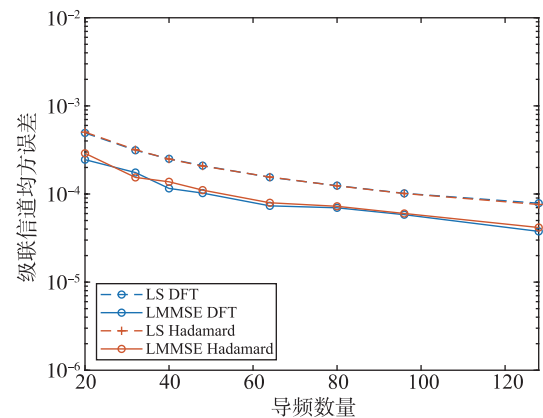


图 7 级联信道 MSE 随导频数量变化曲线

Fig. 7 MSE versus the number of pilots under the cascaded channel link

在不同导频开销下,图 6 和图 7 给出不同算法直连信道均方误差和级联信道均方误差性能, $K=15$, $T \in [20, 128]$ 。由图可知,在所有情况下, LMMSE 算法的 MSE 始终低于 LS 算法。所有算法的 MSE 随着

导频数量的增加而降低,这表明更多的导频能够提供更丰富的信道信息,从而提升信道估计的准确性。因此,在实际系统设计中,可以根据计算复杂度和实际成本,灵活选择 DFT 或 Hadamard 方法。

4 结论

本文研究了基于 LMMSE 的 RIS 辅助多天线 BackCom 系统信道估计问题。建立了 RIS 辅助 BackCom 系统传输模型,并分析了多天线读写器接收信号的特性及直连信道与级联信道的传输特性。在此基础上,推导了基于 LMMSE 的信道估计算法。为了实现 RIS 的相移优化,提出了基于 ON/OFF、DFT 和 Hadamard 矩阵的 RIS 相移矩阵优化策略,以提升信道估计精度并降低计算复杂度。仿真结果表明,与传统 LS 信道估计算法对比,所提出算法具有更低 MSE,信道估计精度较好。在未来的研究中,将考虑反射节点与 RIS 反射信号的开放性特性,进一步完善在安全威胁下的系统性能评估与信道估计问题。

参 考 文 献

- [1] 梁小龙. 基于环境取能的低功耗反向散射通信技术研究[D]. 成都: 电子科技大学, 2025.
- [2] LI X W, ZHENG Y K, ZHANG J H, et al. Finite SNR diversity-multiplexing trade-off in hybrid ABCom/RCom-assisted NOMA networks [J]. IEEE Transactions on Mobile Computing, 2024, 23(10): 9108-9119.
- [3] 张晓茜, 徐勇军. 面向零功耗物联网的反向散射通信综述[J]. 通信学报, 2022, 43(11): 199-212.
- [4] XU Y J, LU C Z, ZHANG Q H, et al. QoS-driven robust resource allocation for RIS-assisted backscatter communication with imperfect CSI[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2025, 74(4): 6650-6655.
- [5] WANG G N, LIU J, YANG H Y, et al. On the achievable rate maximization in RIS enhanced ambient backscatter communication systems[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2025, 14(2): 380-384.
- [6] 陈勇, 张薇薇, 刘焕淋, 等. 室内 VLC-WiFi 异构网络中多色载波资源分配[J]. 聊城大学学报(自然科学版), 2024, 37(5): 48-59.
- [7] 王若珩, 董岚, 刘铭, 等. 环境物联网中的信道估计[J]. 物联网学报, 2024, 8(4): 110-118.
- [8] 徐勇军, 邱友静, 张海波. 智能反射面辅助的环境反向散射通信系统信道估计算法研究[J]. 电子与信息学报, 2025, 47(1): 75-83.
- [9] ZHAO W J, WANG G P, ATAPATTU S, et al. Blind channel estimation in ambient backscatter communication systems with multiple-antenna reader[C]// 2018 IEEE/CIC International Conference on Communications in China (ICCC), Beijing, China, 2018.
- [10] MA S, WANG G P, FAN R F, et al. Blind channel estimation for ambient backscatter communication systems[J]. IEEE Communications Letters, 2018, 22(6): 1296-1299.
- [11] ZHAO W J, WANG G P, ATAPATTU S, et al. Channel estimation for ambient backscatter communication systems with massive-antenna reader[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2019, 68(8): 8254-8258.
- [12] MISHRA D, LARSSON E G. Multi-tag backscattering to MIMO reader: channel estimation and throughput fairness[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2019, 18(12): 5584-5599.
- [13] ABDALLAH S, SAAD M, ALBREEM M. Enhanced channel estimation for multi-tag ambient backscatter communication systems[C]// 2024 7th International Conference on Signal Processing and Information Security (ICSPIS), Dubai, United Arab Emirates, 2024.
- [14] ZHENG H, YANG Z Y, WANG G P, et al. Channel estimation for ambient backscatter communications with large intelligent surface [C]// 2019 11th International Conference on Wireless Communications and Signal Processing (WCSP), Xi'an, China, 2019.
- [15] ZHU Y, WANG G P, TANG H L, et al. Channel estimation for ambient backscatter systems over frequency-selective channels[C]// 2018 IEEE/CIC International Conference on Communications in China (ICCC), Beijing, China, 2018.
- [16] ZHOU Y L, ZHANG Y, KHUWAJA A A, et al. Channel estimation for backscatter relay system with dynamic reflection coefficient [J]. IEEE Journal of Radio Frequency Identification, 2024, 8: 743-747.
- [17] ABDALLAH S, VERBOVEN Z, SAAD M, et al. Channel estimation for full-duplex multi-antenna ambient backscatter communication systems[J]. IEEE Transactions on Communications, 2023, 71(5): 3059-3072.
- [18] ABDALLAH S, ALBREEM M A, SAAD M, et al. Channel estimation for full-duplex OFDM-based ambient backscatter communication systems with I/Q imbalance[J]. IEEE Transactions on Communications, 2024, 72(9): 5302-5318.
- [19] MA S, ZHU Y, WANG G P, et al. Machine learning aided channel estimation for ambient backscatter communication systems[C]// 2018 IEEE International Conference on Communication Systems (ICCS), Chengdu, China, 2018.
- [20] ABDALLAH S, SALAMEH A I, SAAD M, et al. Asynchronous ambient backscatter communication systems: joint timing offset and channel estimation[J]. IEEE Transactions on Communications, 2024, 72(9): 5365-5379.
- [21] LIU X M, LIU C, LI Y H, et al. Deep residual learning-assisted channel estimation in ambient backscatter communications[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2021, 10(2): 339-343.
- [22] 李兴旺, 田志发, 张建华, 等. IRS 辅助 NOMA 网络下隐蔽通信性能研究[J]. 中国科学(信息科学), 2024, 54(6): 1502-1515.

(责任编辑:赵海军)