

# 车联网环境下可重构智能反射面辅助无线信道估计算法

曾嵘, 杭潇

(杭州电子科技大学通信工程学院, 浙江 杭州 310018)

**摘要:** 针对上行链路车联网环境下可重构智能反射面 (RIS) 辅助多用户的信道估计问题, 提出了一种基于位置信息辅助的压缩感知信道估计算法。首先, 基于通信设备位置信息, 搭建单 RIS 辅助单用户通信模型, 根据波束出发角 (AOD) 与到达角 (AOA) 的逻辑关系推导了最优相移矩阵, 然后根据获得的相移矩阵, 基于压缩感知理论构建了感知矩阵并进行信道估计, 最后扩展到多用户场景下迭代求解。基于车联网技术获得的位置信息求解最优 RIS 相移矩阵, 减少了信道额外的训练开销, 进一步降低了信道估计的复杂度。仿真结果表明, 所提算法具有较高的信道估计性能。

**关键词:** 可重构智能反射面; 车联网; 信道估计; 压缩感知算法; 波束成形

中图分类号: TN92

文献标志码: A

DOI: 10.11959/j.issn.1000-436x.2022150

## Reconfigurable intelligent surface assist wireless channel estimation algorithm in Internet of vehicles environment

ZENG Rong, HANG Xiao

School of Communication Engineering, Hangzhou Dianzi University, Hangzhou 310018, China

**Abstract:** Aiming at the problem that multi-user channel estimation assisted by reconfigurable intelligent surface (RIS) in the uplink Internet of vehicles environment, a location assisted compressive sensing channel estimation algorithm was proposed. Based on the location information of the communication equipment, a single RIS-assisted single-user communication model was built, and the optimal phase shift matrix was derived according to the logical relationship between the beam angle of departure (AOD) and the angle of arrival (AOA). The perception matrix was constructed and channel estimation was performed, and finally it was extended to multi-user scenarios and solved iteratively. The optimal RIS phase shift matrix was solved based on the position information obtained by the Internet of vehicles technology, which reduced the additional training overhead of the channel and further reduces the complexity of the channel estimation. Simulation results show that the proposed algorithm based on location information has high channel estimation performance.

**Keywords:** reconfigurable intelligent surface, Internet of vehicles, channel estimation, compressed sensing algorithm, beamforming

### 0 引言

可重构智能反射面 (RIS, reconfigurable intelligent surface) 具有低成本、无源可控的硬件结构<sup>[1]</sup>, 这为其应用于毫米波系统、太赫兹系统<sup>[2-3]</sup>

提供了无限的可能。RIS 概念一经提出, 就被广泛应用于无线通信的各个领域。RIS 由大量的无源反射元件构成, 每个元件都可以被数字控制, 通过改变入射信号的独立振幅和/或相移变化, 系统就可以改变发射机与接收端之间的无线信道。因此,

收稿日期: 2022-05-20; 修回日期: 2022-07-15

基金项目: 东南大学移动通信国家重点实验室开放研究基金资助项目 (No.2020D-13); 之江实验室开放课题基金资助项目 (No.2019LC0AB02)

**Foundation Items:** The Open Research Fund of the State Key Laboratory of Mobile Communications of Southeast University (No.2020D-13), The Open Research Fund of Zhijiang Laboratory (No.2019LC0AB02)

RIS 被赋予了重塑无线传播环境以有利于信号传输的能力。与传统的有源中继波束成形不同, RIS 能够实现全双工无源波束成形反射<sup>[4]</sup>,且不需要任何有源射频链用于信号传输、接收和自干扰抵消。RIS 还具有额外的实际优势,如低轮廓、轻重量和保持几何形状,因此 RIS 可以实现灵活且大规模的部署。由于 RIS 具有上述性能特点,其已被广泛研究并纳入各种无线通信环境中,如系统吞吐量<sup>[5]</sup>、网络覆盖范围<sup>[6-7]</sup>、通信安全<sup>[8-10]</sup>、通信速率<sup>[11-13]</sup>、信道估计<sup>[14-15]</sup>等。

RIS 应用于无线通信环境中可以提高系统传输性能,关键得益于 RIS 的相移波束设计。由于 RIS 反射元件数量较多,为设计合适的 RIS 相移波束,传统的设计框架通常需要获取完整的信道状态信息(CSI, channel state information)并涉及大量的训练开销。上述文献中均采用瞬时 CSI,为实现瞬时性,需要额外搭建一条链路,实现收发端与 RIS 频繁的信息交换,提高硬件成本。车联网系统易获取通信过程中通信设备的相对位置信息,发射波束与 RIS 相移设计仅依赖于从位置信息获取的统计,因此将 RIS 应用于车联网具有三大优势: 1) 基于位置信息获取统计 CSI<sup>[16]</sup>,减少训练开销; 2) 与瞬时 CSI 相比,位置信息变化慢得多,不需要频繁更新; 3) 用户、基站以及 RIS 之间仅需要共享少量的位置信息,因此只需要低容量链接,进一步降低了硬件成本。然而将 RIS 应用于车联网环境中也有以下挑战: 1) 车联网技术的定位性能存在一定的误差; 2) 车辆的移动性使信号在接收时受到多普勒频移的影响,需要在 RIS 端做相应的多普勒补偿。这两点进一步增加了信道估计的计算复杂度。

本文研究了基于车联网易获得的位置信息,提出了一种基于位置信息辅助的压缩感知信道估计(LACSCE, location assist compressed sensing channel estimation)算法。本文主要工作介绍如下。

1) 本文基于发送端、接收端以及 RIS 相对位置信息构建系统模型,推导并证明了 RIS 的最优相移信息相较于传统 CVX 凸优化工具箱求解次优 RIS 相移信息有更低的计算复杂度。

2) 本文根据求得的相移矩阵,基于压缩感知理论设计了符合目标信道函数的传感矩阵。

3) 仿真结果分析表明,所提算法具有较低的计算复杂度,同时在估计信道性能上,相较于传统压

缩感知算法、正交匹配追踪(OMP, orthogonal matching pursuit)算法有较高的估计性能。

符号说明:小写黑体字母  $\mathbf{a}$  和大写黑体字母  $\mathbf{A}$  分别表示向量和矩阵,  $\mathbf{A}^T$  和  $\mathbf{A}^H$  分别表示矩阵  $\mathbf{A}$  的转置和共轭转置;  $\text{diag}(\mathbf{x})$  表示对角矩阵上向量  $\mathbf{x}$  的对角矩阵,  $\otimes$  表示克罗内克积,  $\|\mathbf{A}\|_F$  表示矩阵  $\mathbf{A}$  的 Frobenius 范数。

## 1 系统模型

本节详细介绍了 RIS 辅助无线通信系统上行链路通信过程,如图 1 所示,具体是在单用户场景下用户与 RIS 系统以及接收天线的交互情况。接收天线数量为  $M$ , RIS 反射元件以均匀平面阵列(UPA, uniform planar array)排列且数量为  $N$ 。

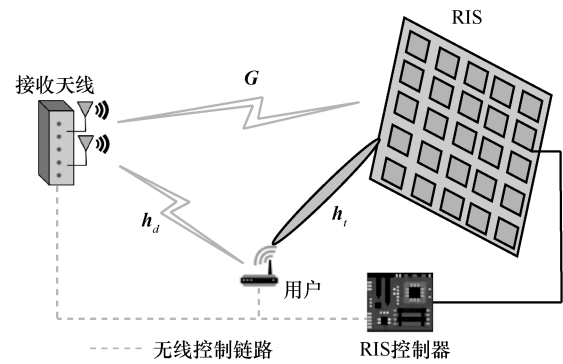


图 1 RIS 辅助无线通信系统上行链路通信过程

基于车联网系统获得无线通信环境中基站(BS, base station)、RIS 以及单天线用户(User)的位置坐标,设

$$\begin{cases} \text{BS: } (x_B, y_B, z_B) \\ \text{RIS: } (x_R, y_R, z_R) \\ \text{User: } (x_U, y_U, z_U) \end{cases} \quad (1)$$

其中,所设坐标均为对应通信单元的中心点位置。由式(1)可求出 RIS 到 BS 无线信道中 BS 接收信号的方位角与仰角,即

$$\begin{cases} \gamma^{G_i} = \arcsin \frac{x_R - x_B}{\sqrt{(y_R - y_B)^2 + (x_R - x_B)^2}} \\ \varphi^{G_i} = \arcsin \frac{z_R - z_B}{\sqrt{(z_R - z_B)^2 + (y_R - y_B)^2 + (x_R - x_B)^2}} \end{cases} \quad (2)$$

RIS 到 BS 无线信道中 RIS 反射信号的方位角与仰角分别为

$$\begin{cases} \gamma^{G_r} = \arcsin \frac{x_B - x_R}{\sqrt{(y_R - y_B)^2 + (x_R - x_B)^2}} \\ \varphi^{G_r} = \arcsin \frac{z_B - z_R}{\sqrt{(z_R - z_B)^2 + (y_R - y_B)^2 + (x_R - x_B)^2}} \end{cases} \quad (3)$$

User 到 RIS 无线信道中 RIS 入射信号的方位角与仰角分别为

$$\begin{cases} \gamma^i = \arcsin \frac{x_U - x_R}{\sqrt{(y_U - y_R)^2 + (x_U - x_R)^2}} \\ \varphi^i = \arcsin \frac{z_U - z_R}{\sqrt{(z_U - z_R)^2 + (y_U - y_R)^2 + (x_U - x_R)^2}} \end{cases} \quad (4)$$

基于式(2)~式(4), 首先构建 BS 到 RIS 的级联信道  $\mathbf{G}$ , 以及 RIS 到接收端的级联信道  $\mathbf{h}_i$ , 即

$$\begin{cases} \mathbf{G} = \sqrt{MN} \alpha^G b(\gamma^{G_r}, \varphi^{G_r}) a(\gamma^{G_r}, \varphi^{G_r})^T \\ \mathbf{h}_i = \sqrt{N} \alpha^i a(\gamma^i, \varphi^i) \end{cases} \quad (5)$$

其中,  $M$  与  $N$  分别表示基站天线数量与 RIS 反射元件的数量,  $\alpha^G$  表示接收端到 RIS 的路径损耗,  $\alpha^i$  表示 RIS 到发送端的路径损耗。  $a(\gamma, \varphi)$  与  $b(\gamma, \varphi)$  可进一步表示为

$$\begin{cases} a(\gamma, \varphi) = \frac{1}{\sqrt{N}} \left[ e^{-j\frac{2\pi}{\lambda} d \sin(\gamma) \cos(\varphi) n_1} \right] \otimes \left[ e^{-j\frac{2\pi}{\lambda} d \sin(\varphi) n_2} \right] \\ b(\gamma, \varphi) = \frac{1}{\sqrt{M}} \left[ e^{-j\frac{2\pi}{\lambda} d \sin(\gamma) \cos(\varphi) m_1} \right] \otimes \left[ e^{-j\frac{2\pi}{\lambda} d \sin(\varphi) m_2} \right] \end{cases} \quad (6)$$

其中,  $\gamma$  与  $\varphi$  分别表示信号方位角与仰角,  $n_1 = n_2 = [0, 1, \dots, \sqrt{N} - 1]$ ,  $m_1 = m_2 = [0, 1, \dots, \sqrt{M} - 1]$ ,  $\lambda$  表示载波波长, 为简化计算, 设置天线间距  $d = \frac{\lambda}{2}$ 。

定义用户的  $M \times N$  级联信道  $\mathbf{H} \triangleq \mathbf{G} \text{diag}(\mathbf{h}_i)$ , 将级联信道  $\mathbf{H}$  用虚拟角度域表示, 可进一步写为

$$\mathbf{H} = \mathbf{U}_M \tilde{\mathbf{H}} \mathbf{U}_N^T \quad (7)$$

其中,  $\tilde{\mathbf{H}}$  表示  $M \times N$  角域级联信道,  $\mathbf{U}_M$  与  $\mathbf{U}_N$  分别表示 BS 上的  $M \times M$  与 RIS 上的  $N \times N$  的字典酉矩阵。由于 BS 与 RIS 周围散射体有限, 角域级联信道  $\tilde{\mathbf{H}}$  表现出稀疏性。BS 到用户的直达径参数可通过常规信道估计算法获得, 本文主要关注级联信道的信道估计问题, 通过采用广泛使用的正交导频传输策略, 所有发射端用户通过 RIS 在  $Q$  个时隙上

将已知导频信道传输给基站, 用于上行信道估计。具体来说, 在第  $q$  个时隙 ( $q=1, 2, \dots, Q$ ) 中, 用户忽略直达径信道后的有效接收信号  $\mathbf{Y}_q$  可以表示为

$$\mathbf{Y}_q = \mathbf{G} \text{diag}(\boldsymbol{\theta}_q) \mathbf{h}_i s_q + \mathbf{z}_q = \mathbf{G} \text{diag}(\mathbf{h}_i) \boldsymbol{\theta}_q s_q + \mathbf{z}_q \quad (8)$$

其中,  $s_q$  表示 BS 第  $q$  个时隙发送的导频信号,

$\boldsymbol{\theta}_q = [\theta_{q,1}, \dots, \theta_{q,N}]^T$  表示 RIS 处的  $N \times 1$  反射向量,  $\theta_{q,n}$  表示第  $n$  个 ( $n=1, \dots, N$ ) RIS 反射元件在第  $q$  个时隙的反射系数矩阵,  $\mathbf{z}_q$  表示在第  $q$  个时隙用户接收端处的均值为 0、方差为  $\sigma^2$  的加性白高斯噪声。由级联信道  $\mathbf{H} \triangleq \mathbf{G} \text{diag}(\mathbf{h}_i)$ , 可以将式(8)进一步写为

$$\mathbf{Y}_q = \mathbf{H} \boldsymbol{\theta}_q s_q + \mathbf{z}_q \quad (9)$$

经过  $Q$  个时隙的导频传输后, 可以获得  $M \times Q$  的测量矩阵  $\mathbf{Y} = [\mathbf{Y}_1, \dots, \mathbf{Y}_Q]$ 。假设  $s_q = 1$ , 由式(7)可得测量矩阵为

$$\mathbf{Y} = \mathbf{H} \boldsymbol{\Theta} + \mathbf{Z} = \mathbf{U}_M \tilde{\mathbf{H}} \mathbf{U}_N^T \boldsymbol{\Theta} + \mathbf{Z} \quad (10)$$

其中,  $\boldsymbol{\Theta} = [\boldsymbol{\theta}_1, \dots, \boldsymbol{\theta}_Q]$ ,  $\mathbf{Z} = [\mathbf{z}_1, \dots, \mathbf{z}_Q]$ 。定义  $\tilde{\mathbf{Y}}_q = (\mathbf{U}_M^H \mathbf{Y}_q)^H$  为  $Q \times M$  的有效测量矩阵,  $\tilde{\mathbf{Z}} = (\mathbf{U}_M^H \mathbf{Z})^H$  为  $Q \times M$  的有效噪声矩阵。基于压缩感知<sup>[17]</sup>模型, 式(10)可以写成

$$\tilde{\mathbf{Y}} = \tilde{\boldsymbol{\Theta}} \tilde{\mathbf{H}}^H + \tilde{\mathbf{Z}} \quad (11)$$

其中,  $\tilde{\boldsymbol{\Theta}} = (\mathbf{U}_N^T \boldsymbol{\Theta})^H$  是  $Q \times N$  的感知矩阵。基于式(5)、式(11), 可以通过 CVX 工具包求解 RIS 相移矩阵(参考附录 1 推导过程), 进一步获得感知矩阵, 但是该方法计算复杂度过大; 也可以通过创建全方位的 RIS 相移矩阵来创建感知矩阵, 但是在信道估计的准确性上有一定的问题, 随着 RIS 元件数量的增加, 该方法的计算复杂度也会随之增加。

## 2 基于位置信息辅助的信道估计算法

本节首先揭示角域级联信道的结构稀疏性, 结合车联网中易获得的位置信息, 在接收端信号功率最大准则下, 推导出 RIS 各个单元的最优反射系数, 在此基础上, 提出一种降低信道码本大小的信道估计方案, 相较于其他信道估计方案, 该方案有较低的计算复杂度。

### 2.1 角域级联信道

式(7)角域级联信道可以进一步写为

$$\tilde{\mathbf{H}} = \sqrt{MN} \alpha^G \alpha^i \tilde{b}(\gamma^{G_r}, \varphi^{G_r}) \tilde{a}^T(\gamma^{G_r} + \gamma^i, \varphi^{G_r} + \varphi^i) \quad (12)$$

其中， $\tilde{\mathbf{H}}$  为  $M \times N$  的矩阵， $\tilde{\mathbf{b}}(\gamma^{G_r}, \varphi^{G_r}) = \mathbf{U}_M^H \mathbf{b}(\gamma^{G_r}, \varphi^{G_r})$  和  $\tilde{\mathbf{a}}(\gamma^t, \varphi^t) = \mathbf{U}_N^H \mathbf{a}(\gamma^t, \varphi^t)$  都有一个非零元素，它位于  $\mathbf{U}_M$  和  $\mathbf{U}_N$  中阵列转向矢量在方向  $(\gamma, \varphi)$  的位置上。基于式(12)，得到一条完整的反射路径可以为  $\tilde{\mathbf{H}}$  提供一个非零元素，其行索引依赖于  $(\gamma^{G_r}, \varphi^{G_r})$ ，列索引依赖于  $(\gamma^t + \gamma^{G_r}, \varphi^t + \varphi^{G_r})$ 。

角域级联信道的稀疏性与系统考虑的多径数有关，如图 2 所示，在信息传输的过程中，仅有 3 个 RIS 反射元件（图 2 中灰色方块）反射了入射信号。因此在级联信道中，RIS 辅助系统有效信道仅有 3 条。

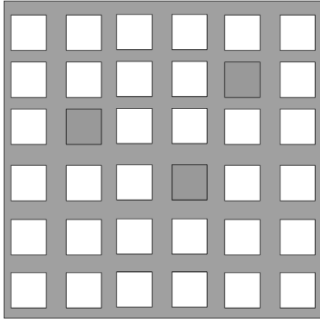


图 2 角域级联信道的稀疏性

## 2.2 基于位置信息辅助的信道估计算法

本节利用车联网中的位置信息，基于接收端信号功率最大准则，获得 RIS 初始相移矩阵，并基于此提出基于位置信息辅助的压缩感知信道估计 (LACSCE) 算法。

对于第  $q$  个时隙 ( $q = 1, 2, \dots, Q$ ) 的接收信号  $\mathbf{Y}_q$ ，基于接收端信号功率最大原则的目标函数为

$$\begin{aligned} \max_{\boldsymbol{\theta}_q} & \quad |\mathbf{G} \text{diag}(h_t) \boldsymbol{\theta}_q s_q| \\ \text{s.t.} & \quad 0 \leq \theta_{q,n} \leq 2\pi, \forall n = 1, \dots, N \end{aligned} \quad (13)$$

基于位置信息可求得 RIS 每一个元件的相移。假设 RIS 的反射系数的模值  $\beta = 1$ ，根据构建的系统模型，第  $q$  个时隙下每个 RIS 反射元件的相移可表示为  $\theta_{q,r,c}$ ，其中， $r, c$  表示对应 RIS 的第  $r$  行第  $c$  列元件的位置，则  $\theta_{q,r,c}$  为（具体推导过程参考附录 2）

$$\theta_{q,r,c} = \frac{2\pi d}{\lambda} \left( r(\sin \gamma^t \sin \varphi^t - \sin \gamma^{G_r} \sin \varphi^{G_r}) + c(\cos \varphi^t - \cos \varphi^{G_r}) \right) \quad (14)$$

其中， $r, c \in 0, 1, \dots, \sqrt{N} - 1$ ， $\gamma^t, \varphi^t, \gamma^{G_r}, \varphi^{G_r}$  为式(3)、式(4)计算得到的对应 RIS 的第  $r$  行第  $c$  列个元件的反射相位位置的方位角与仰角大小。进一步地，结

合车联网系统获取的位置信息，得到第  $q$  个时隙下发射信号的 RIS 元件位置  $(r, c)$ ，设

$$t_1 = \sin \gamma^t \sin \varphi^t - \sin \gamma^{G_r} \sin \varphi^{G_r} \quad (15)$$

$$t_2 = \cos \varphi^t - \cos \varphi^{G_r} \quad (16)$$

由  $t_1$  与  $t_2$  进一步得到

$$\mathbf{D}_1 = \frac{1}{\sqrt{N^{\frac{1}{2}}}} \mathbf{e}^{-j2\pi d(0,1,\dots,\sqrt{N}-1)^T (1,1,\dots,1)t_1} \quad (17)$$

$$\mathbf{D}_2 = \frac{1}{\sqrt{N^{\frac{1}{2}}}} \mathbf{e}^{-j2\pi d(0,1,\dots,\sqrt{N}-1)^T (1,1,\dots,1)t_2} \quad (18)$$

$$\mathbf{D} = \mathbf{D}_1 \otimes \mathbf{D}_2 \quad (19)$$

构建完训练字典矩阵  $\mathbf{D}$  后，为匹配每一时隙  $q$  下信道的大小，需要在每一时隙下构建一个  $N \times q$  的 RIS 反射系数矩阵

$$\boldsymbol{\Theta}_q = \frac{1}{\sqrt{N}} \mathbf{N}(N, q) \quad (20)$$

其中， $\boldsymbol{\Theta}_q$  表示第  $q$  个时隙 RIS 的  $N$  个元件的反射系数矩阵， $\mathbf{N}(N, q)$  表示  $N \times q$  的全 1 矩阵。由字典矩阵  $\mathbf{D}$  与 RIS 反射系数矩阵  $\boldsymbol{\Theta}_q$  构建第  $q$  个时隙下的感知矩阵  $\mathbf{A}_q$ ，结合接收信号进行信道估计。

$$\mathbf{A}_q = (\mathbf{D} \boldsymbol{\Theta}_q)^H \quad (21)$$

本节在此基础上考虑了位置信息准确度的问题，主要是考虑位置信息的不准确导致字典矩阵求解的准确性问题，在这个问题上主要结合式(15)、式(16)进行修改，即

$$\mathbf{T}_1 = \mathbf{R}_n t_1 \quad (22)$$

$$\mathbf{T}_2 = \mathbf{R}_n t_2 \quad (23)$$

其中， $\mathbf{R}_n$  可表示为

$$\mathbf{R}_n = [1 - \chi : \frac{\chi}{\eta} : 1 + \chi] \quad (24)$$

其中， $\eta$  为误差的粒度， $\chi$  的取值由位置误差的大小决定，即  $\chi = \frac{\varsigma}{d_{\text{UR}}}$ ， $\varsigma$  为位置误差， $d_{\text{UR}}$  为 User 与 RIS 之间的位置距离。由式(22)、式(23)的  $\mathbf{T}_1$  与  $\mathbf{T}_2$  可进一步得到

$$\boldsymbol{\Gamma}_{1k} = \frac{1}{\sqrt{N^{\frac{1}{2}}}} \mathbf{e}^{-j2\pi d(0,1,\dots,\sqrt{N}-1)^T (1,1,\dots,1)\mathbf{T}_1(k)} \quad (25)$$

$$\boldsymbol{\Gamma}_{2k} = \frac{1}{\sqrt{N^{\frac{1}{2}}}} \mathbf{e}^{-j2\pi d(0,1,\dots,\sqrt{N}-1)^T (1,1,\dots,1)\mathbf{T}_2(k)} \quad (26)$$

$$\boldsymbol{\Gamma}_k = \boldsymbol{\Gamma}_{1k} \otimes \boldsymbol{\Gamma}_{2k} \quad (27)$$

由于  $T_1$  和  $T_2$  为  $1 \times (2\varphi + 1)$  的矩阵，故需要对误差信息提取第  $k$  个值 ( $k \in [1, 2\varphi + 1]$ )，并依次执行式(25)~式(27)。由误差字典矩阵  $\Gamma_k$  与 RIS 反射向量矩阵  $\Theta_q$ ，根据式(21)构建新的感知矩阵  $A_q^{T_k}$ 。

结合式(11)，由第  $q$  时隙下接收信号  $\tilde{Y}_q$  与感知矩阵  $A_q$  的相关性，求得振幅模值最大行  $\tilde{t}$  为

$$\tilde{t} = \arg \max \|A_q \tilde{Y}_q\| \quad (28)$$

根据所求得的最大行  $\tilde{t}$ ，对应该时隙下的感知矩阵与接收信号进行运算，直接求出估计信道  $\tilde{H}_e$ ，即

$$\begin{cases} \mathbf{R} = A_q(:, \tilde{t}) \\ \tilde{\mathbf{H}}_e = \text{zeros}(N, 1) \\ \tilde{\mathbf{H}}_e(t, :) = (\mathbf{R}^T \mathbf{R})^{-1} \mathbf{R}^T \tilde{\mathbf{Y}} \end{cases} \quad (29)$$

根据上述推导，LACSCE 算法的具体流程如算法 1 所示。

**算法 1** LACSCE 算法

输入 BS<sub>(x<sub>1</sub>, y<sub>1</sub>, z<sub>1</sub>)</sub>, RIS<sub>(x<sub>2</sub>, y<sub>2</sub>, z<sub>2</sub>)</sub>, User<sub>(x<sub>3</sub>, y<sub>3</sub>, z<sub>3</sub>)</sub>,  $\tilde{\mathbf{Y}}_k, \forall k = 1, 2, \dots, K$

输出 估计信道矩阵  $\hat{\mathbf{H}}_k, \forall k$

初始化  $\tilde{\mathbf{H}}_{ke} = 0_{N \times M}, \forall k = 1, 2, \dots, K$

for  $k=1, 2, \dots, K$

- 1) 根据 BS、RIS 以及 User 的相对位置，计算在反射元件中无线信号的传输方位角与仰角  $\gamma_k^{Gt}, \varphi_k^{Gt}, \gamma_k^{Gr}, \varphi_k^{Gr}, \gamma_k^{Ut}, \varphi_k^{Ut}$
- 2) 由位置信息确定反射元件位置，计算 RIS 反射元件的反射相位  $\theta_{k,r,c}$
- 3) 根据步骤 2)，构建字典矩阵  $\mathbf{D}_k$ ，并根据时隙信息构建 RIS 反射系数矩阵  $\Theta'_k$
- 4) 由步骤 3)，构建感知矩阵  $A_k = (\mathbf{D}_k \Theta'_k)^H$
- 5) 由信道稀疏特性，获取信道中最大信号量位置， $\tilde{t}_k = \arg \max \|A_k \tilde{\mathbf{Y}}_k\|$
- 6) 由步骤 5)，获取感知矩阵中最优解  $\mathbf{R}_k = A_k(:, \tilde{t}_k)$
- 7) 估算对应位置  $t$  下的信道信息， $\tilde{\mathbf{H}}_{ke}(\tilde{t}_k, :) = (\mathbf{R}_k^T \mathbf{R}_k)^{-1} \mathbf{R}_k^T \tilde{\mathbf{Y}}_k$
- 8)  $\hat{\mathbf{H}}_k = \mathbf{U}_M^H \tilde{\mathbf{H}}_{ke} \mathbf{U}_N$

end for

**2.3 基于位置信息辅助的信道估计算法复杂度分析**

本节对 LACSCE 算法复杂度进行详细介绍，首先基于位置信息求解 RIS 反射相位矩阵的计算复杂

度为  $O(KMN^2)$ ，根据求解的感知矩阵  $A$  估计矩阵的计算复杂度为  $O(KQN)$ ，因此本文所提算法的计算复杂度为  $O(KMN^2) + O(KQN)$ 。相较于传统压缩感知算法中给定随机相移矩阵，匹配相移矩阵信息，直接进行信道估计的计算复杂度为  $O(KQMN^2)$ ，本文所提算法的计算复杂度较低。

**3 仿真结果与分析**

本节主要将本文提出的 LACSCE 算法与目前比较热门的信道估计算法进行比较，此外，还研究了系统本身的参数变化对信道估计的影响，比如不同信噪比条件下算法的性能，不同的 RIS 到接收端的距离、不同的 RIS 到发送端的距离以及不同 RIS 反射单元数量对算法的影响。假设发送端到接收端直接链路信号传输被阻挡，在仿真中考虑整个通信系统中仅有一个 RIS 系统，设定仿真模型从发送端到接收端仅有一条有效路径，具体系统仿真参数如表 1 所示。仿真过程中，使用归一化均方误差 (NMSE, normalized mean square error) 评估系统性能，计算式为

$$\text{NMSE}(\hat{\mathbf{H}}) = \frac{1}{J} \sum_{j=1}^J \frac{\|\mathbf{H}_j - \hat{\mathbf{H}}_j\|_F}{\|\mathbf{H}_j\|_F} \quad (30)$$

其中， $J$  表示蒙特卡罗仿真次数， $\hat{\mathbf{H}}_j$  表示第  $j$  次仿真级联信道的估计结果， $\mathbf{H}$  表示实际信道信息。

**表 1** 系统仿真参数

参数	数值
发射天线数	$N_t = 1$
接收天线数	$M = 16$
RIS 反射单元数	$N = 256$
发射用户数量	$K = 16$
发射端-RIS 路径损耗	$ \alpha^t  = 10^{-3} d_{UR}^{-2.2}$
RIS-接收端路径损耗	$ \alpha^r  = 10^{-3} d_{RB}^{-2.8}$
AOA 范围	$\left[-\frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{2}\right]$
AOD 范围	$\left[-\frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{2}\right]$
蒙特卡罗仿真次数	1 000

本节将本文提出的 LACSCE 算法与目前的热门算法进行了对比，其中仿真参数为：RIS 元件数量为  $16 \times 16$ ，RIS 到接收端的距离  $d_{RB} = 10 \text{ m}$ ，发

送端到 RIS 的距离  $d_{UR} = 100 \text{ m}$ ，级联信道噪声功率设置为 0。 $Q$  个时隙下 LACSCE 算法与其他算法的性能比较如图 3 所示，此外，本节以已知信道并给定随机相移矩阵的 Oracle LS 方案<sup>[18]</sup>估计信道作为准则。在同一时隙下，LACSCE 算法相较于传统 CS 算法、传统 OMP 算法以及基于 CVX 工具箱求解 RIS 相移有较好的性能。同时随着  $Q$  的增加，LACSCE 算法相较于其他算法的性能提升更明显。

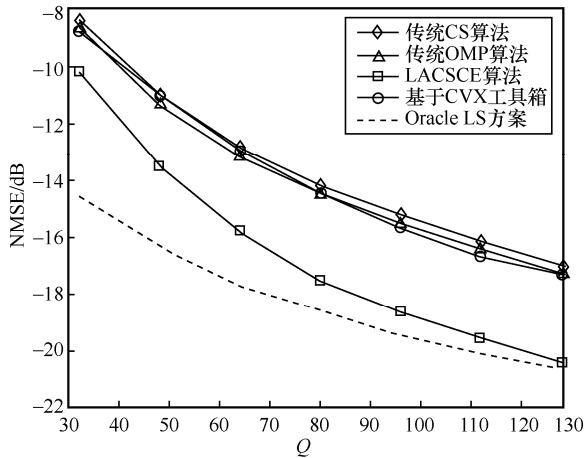


图 3  $Q$  个时隙下 LACSCE 算法与其他算法的性能比较

考虑时间复杂度，在仿真过程中，设定位置误差为  $\zeta = 1 \text{ m}$ ，根据时间优化原则，设定误差颗粒度为  $\eta = 6$ 。此次仿真主要考量了以下 4 种算法（基于 CVX 工具箱、传统 OMP 算法、LACSCE 算法以及位置误差 LACSCE 算法）执行 7 次信道估计的平均时间，如表 2 所示。具体信道估计时间详细介绍如下。

表 2 4 种算法执行 7 次信道估计的平均时间

信道估计算法	时间/s
LACSCE 算法	0.036 270
传统 OMP 算法	0.053 092
位置误差 LACSCE 算法	0.044 523
基于 CVX 工具箱	4.877 146

算法的执行处理器为 Core i5-8300H，8 GB 运行内存，256 固态+1T/1050Ti，MATLAB 版本为 R2016a。从执行时间上可以看出，本文提出的 LACSCE 算法执行一次信道估计的时间约是传统 OMP 算法执行时间的一半；在有位置信息误差的条件下，LACSCE 算法执行的时间会随着误差颗粒度  $\eta$  的增加而增加；相较于 CVX 工具箱求解 RIS 反

射相位后进行 OMP 算法求解，时间节省得更多。不同算法执行信道估计的时间长短还与 RIS 元件数量有关，随着 RIS 元件数量的增加，执行一次信道估计的时间也会随之增加。考虑到系统性能与 RIS 元件数量有关，图 4 给出了不同 RIS 元件数量下的 NMSE，设定在发射功率固定的情况下，发射功率与接收端噪声方差之比为 0。仿真结果表明，随着 RIS 元件数量增多，信道估计性能逐渐提高，LACSCE 算法的 NMSE 值与 RIS 元件数量成反比。

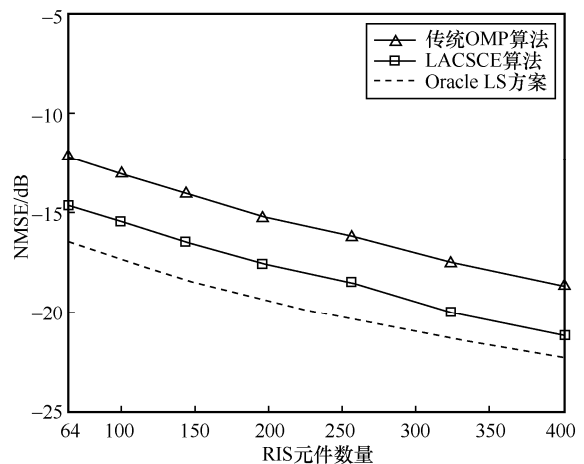


图 4 不同 RIS 元件数量下的 NMSE

参考 RIS 元件数量对算法性能的影响，接下来分析通信系统的信噪比对系统性能的影响，如图 5 所示。相较于传统 OMP 算法，LACSCE 算法在更低的系统信噪比情况下有更好的性能。比较 LACSCE 算法与传统 OMP 算法在 SNR 值为 -5 dB 与 9 dB 时估计的 NMSE 值可以发现，2 种算法估计的 NMSE 在 9 dB 处的差值大于 -5 dB 处的差值。

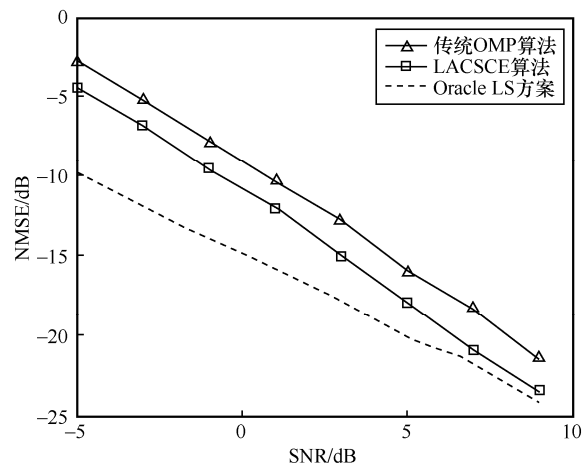


图 5 通信系统的信噪比对系统性能的影响

此外, 本文还考虑了 RIS 与发送端及接收端的距离不同时系统性能的变化, 如图 6 所示。从图 6 可以看出, 在不同距离条件下, 系统的估计性能不同。当  $d_{UR}$  与  $d_{RB}$  分别为 [20,100]、[10,100]、[10,80] 时, NMSE 相差不大; 当  $d_{UR}$  与  $d_{RB}$  为 [10,120] 时, NMSE 相对提升约 7 dB; 当  $d_{UR}$  与  $d_{RB}$  为 [20,80] 时, NMSE 相对于 [10,120] 提升 2 dB 左右;  $d_{UR}$  与  $d_{RB}$  在 [20,120] 时估计的 NMSE 性能最高, 相对于 [20,80] 提升 3 dB 左右。通过对不同的  $d_{UR}$  与  $d_{RB}$  的仿真可以看出, RIS 部署的相对位置对信道估计性能有较大的影响。

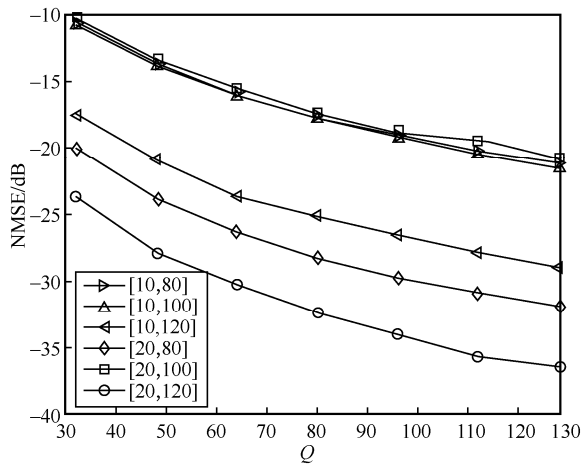


图 6 RIS 与发送端及接收端的距离不同时系统性能的变化

## 4 结束语

本文研究了车联网环境下单 RIS 辅助无线通信系统的级联信道估计方案。首先, 根据车联网中易获得的发射端、RIS 辅助系统以及接收端的相对位置, 构建三维模型, 其中 RIS 辅助系统以均匀面阵列逻辑部署。然后, 推导出在接收端信号功率最大准则下 RIS 各个反射单元的最优相移, 构建 RIS 最优相移矩阵, 基于 RIS 最优相移矩阵进一步设计了符合目标信道函数的感知矩阵。最后, 基于压缩感知理论, 通过迭代估计信道信息。基于位置信息的获取设计了最优相移矩阵, 降低了对级联信道额外的信令开销, 进一步降低了信道估计的计算复杂度。将本文提出的 LACSCE 算法与传统 CS 算法、传统 OMP 算法以及基于 CVX 工具箱求解 RIS 次优相移矩阵方案进行对比, 仿真结果表明, 本文提出的 LACSCE 算法相对于其他传统信道估计方案有较好的 NMSE 估计性能, 并且具有较低的计算

复杂度。为适应未来无线通信的发展需求, 接下来可以研究单 RIS 同时辅助 2 个用户, 甚至更多用户时最优相移的设计问题, 以满足移动终端密集环境中的 eMBB 需求, 例如商场、车站等环境。

## 附录 1 通过 CVX 工具箱求解 RIS 相移矩阵

首先构建目标函数

$$\begin{aligned} \max_{\theta} \quad & \|h_t \Theta G\|^2 \\ \text{s.t.} \quad & 0 \leq \theta_n \leq 2\pi, \forall n=1,2,\dots,N \end{aligned} \quad (31)$$

定义  $\boldsymbol{\varepsilon} = [\varepsilon_1, \varepsilon_2, \dots, \varepsilon_N]^H$ , 其中,  $\varepsilon_n = e^{j\theta_n}, \forall n$ 。为简化运算, 定义相移矩阵的元素  $|\varepsilon_n| = 1$ , 可将式(31)转换为

$$\begin{aligned} \max_{\boldsymbol{\varepsilon}} \quad & \boldsymbol{\varepsilon}^H \boldsymbol{\Phi} \boldsymbol{\Phi}^H \boldsymbol{\varepsilon} \\ \text{s.t.} \quad & |\varepsilon_n| = 1, \forall n=1,2,\dots,N \end{aligned} \quad (32)$$

其中,  $\boldsymbol{\Phi} = \text{diag}(h_{t,k})G$ , 定义  $\boldsymbol{B} = \boldsymbol{\Phi} \boldsymbol{\Phi}^H$ , 进一步将式(32)转化为

$$\begin{aligned} \max_{\boldsymbol{\varepsilon}} \quad & \boldsymbol{\varepsilon}^H \boldsymbol{B} \boldsymbol{\varepsilon} \\ \text{s.t.} \quad & |\varepsilon_n| = 1, \forall n=1,2,\dots,N \end{aligned} \quad (33)$$

注意,  $\boldsymbol{\varepsilon}^H \boldsymbol{B} \boldsymbol{\varepsilon} = \text{tr}(\boldsymbol{B} \boldsymbol{\varepsilon} \boldsymbol{\varepsilon}^H)$ , 因此定义  $\boldsymbol{E} = \boldsymbol{\varepsilon} \boldsymbol{\varepsilon}^H$ , 其中  $\boldsymbol{E}$  满足  $\boldsymbol{E} \succeq 0$  且  $\text{rank}(\boldsymbol{E}) = 1$ , 由于秩 1 约束是非凸的, 将该问题通过半正定来解决, 即

$$\begin{aligned} \max_{\boldsymbol{E}} \quad & \text{tr}(\boldsymbol{B} \boldsymbol{E}) \\ \text{s.t.} \quad & \boldsymbol{E}_{n,n} = 1, \forall n=1,2,\dots,N \\ & \boldsymbol{E} \succeq 0 \end{aligned} \quad (34)$$

上述问题是标准凸半定程序, 可通过 CVX 工具箱求解, 首先得到  $\boldsymbol{E}$  的特征值, 将其分解为  $\boldsymbol{E} = \boldsymbol{U} \boldsymbol{D} \boldsymbol{U}^H$ , 其中  $\boldsymbol{U} = [e_1, e_2, \dots, e_N]$  和  $\boldsymbol{D} = \text{diag}(a_1, a_2, \dots, a_N)$  分别是一个酉矩阵和一个对角矩阵。然后获得一个次优解  $\boldsymbol{\varepsilon} = \boldsymbol{U} \boldsymbol{D}^{\frac{1}{2}} \boldsymbol{r}$ , 其中  $\boldsymbol{r} \in \mathbb{C}^{N \times 1}$  是一个随机向量, 服从零均值和协方差矩阵为  $\boldsymbol{I}_N$  的圆对称复高斯分布。式(33)目标值  $\boldsymbol{\varepsilon} = e^{j \arg(\boldsymbol{\varepsilon}(1:N))}$ , 此方法保证了最优目标值  $\frac{\pi}{4}$  的近似, 但是该方法计算复杂度过大。

## 附录 2 $\theta_{r,c}$ 的推导过程

根据式(5)和式(6), 针对 RIS 辅助系统的反射信号对应的 RIS-BS 的信道向量与入射信号对应的 User-RIS 的信道向量可以分别表示为

$$\begin{cases} \boldsymbol{h}_{\text{User-RIS}} = \alpha_1 \boldsymbol{T}_r(\gamma^r, \phi^r) \\ \boldsymbol{h}_{\text{RIS-BS}} = \alpha_2 \boldsymbol{R}_r(\gamma^c, \phi^c) \end{cases} \quad (35)$$

其中,  $\alpha_1$  与  $\alpha_2$  分别表示 User 到 RIS 的路径损耗和 RIS 到 BS 的路径损耗,  $\boldsymbol{T}_r(\gamma^r, \phi^r)$  与  $\boldsymbol{R}_r(\gamma^c, \phi^c)$  分别定义为

$$\mathbf{T}_i(\gamma^l, \varphi^l) = \begin{bmatrix} 1 & \dots & e^{-j\frac{2\pi d}{\lambda}(r \sin \gamma^l \sin \varphi^l + c \cos \varphi^l)} & \dots & e^{-j\frac{2\pi d}{\lambda}((\sqrt{N}-1) \sin \gamma^l \sin \varphi^l + (\sqrt{N}-1) \cos \varphi^l)} \end{bmatrix} \quad (36)$$

$$\mathbf{R}_r(\gamma^{G_r}, \varphi^{G_r}) = \begin{bmatrix} 1 & \dots & e^{j\frac{2\pi d}{\lambda}(r \sin \gamma^{G_r} \sin \varphi^{G_r} + c \cos \varphi^{G_r})} & \dots & e^{j\frac{2\pi d}{\lambda}((\sqrt{N}-1) \sin \gamma^{G_r} \sin \varphi^{G_r} + (\sqrt{N}-1) \cos \varphi^{G_r})} \end{bmatrix} \quad (37)$$

其中,  $\gamma^{G_r}, \varphi^{G_r}, \gamma^l, \varphi^l$  定义参考式(3)和式(4),  $N$  表示 RIS 系统中反射元件数量,  $r$  与  $c$  表示 RIS 面阵列中第  $r$  行第  $c$  列个反射单元。在  $\mathbf{h}_{\text{User-RIS}}$  与  $\mathbf{h}_{\text{RIS-BS}}$  中, 为简化运算定义, 将  $\alpha_1$  与  $\alpha_2$  值设为 1, 在接收端功率最大准则下, 目标函数定义为

$$\max_{\boldsymbol{\theta}} \mathbf{h}_{\text{User-RIS}} \boldsymbol{\theta} \mathbf{h}_{\text{RIS-BS}}^T \quad (38)$$

当没有 RIS 辅助系统时, 即定义相移矩阵  $\boldsymbol{\theta}$  为单位矩阵, 此时目标函数为

$$\mathbf{T}_i(\gamma^l, \varphi^l) \boldsymbol{\theta} \mathbf{R}_r^T(\gamma^{G_r}, \varphi^{G_r}) = \mathbf{T}_i(\gamma^l, \varphi^l) \begin{bmatrix} 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 1 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \ddots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & 1 \end{bmatrix} \mathbf{R}_r^T(\gamma^{G_r}, \varphi^{G_r}) =$$

$$1 + \dots + e^{j\frac{2\pi d}{\lambda}(r(\sin \gamma^{G_r} \sin \varphi^{G_r} - \sin \gamma^l \sin \varphi^l) + c(\cos \varphi^{G_r} - \cos \varphi^l))} + \dots + e^{j\frac{2\pi d}{\lambda}((\sqrt{N}-1)(\sin \gamma^{G_r} \sin \varphi^{G_r} - \sin \gamma^l \sin \varphi^l) + (\sqrt{N}-1)(\cos \varphi^{G_r} - \cos \varphi^l))} \quad (39)$$

当有 RIS 辅助系统时, 定义 RIS 相移矩阵, 目标函数为

$$\mathbf{T}_i(\gamma^l, \varphi^l) \boldsymbol{\theta} \mathbf{R}_r^T(\gamma^{G_r}, \varphi^{G_r}) =$$

$$\mathbf{T}_i(\gamma^l, \varphi^l) \begin{bmatrix} 1 & 0 & & & \\ & \ddots & & & \\ & & e^{j\frac{2\pi d}{\lambda}(r(\sin \gamma^l \sin \varphi^l - \sin \gamma^{G_r} \sin \varphi^{G_r}) + c(\cos \varphi^l - \cos \varphi^{G_r}))} & & \\ & & & \ddots & \\ 0 & & & & e^{j\frac{2\pi d}{\lambda}((\sqrt{N}-1)(\sin \gamma^l \sin \varphi^l - \sin \gamma^{G_r} \sin \varphi^{G_r}) + (\sqrt{N}-1)(\cos \varphi^l - \cos \varphi^{G_r}))} \end{bmatrix} \mathbf{R}_r^T(\gamma^{G_r}, \varphi^{G_r}) =$$

$$1 + \dots + e^{j\frac{2\pi d}{\lambda}(r(\sin \gamma^l \sin \varphi^l - \sin \gamma^{G_r} \sin \varphi^{G_r} + \sin \gamma^{G_r} \sin \varphi^{G_r} - \sin \gamma^l \sin \varphi^l) + c(\cos \varphi^l - \cos \varphi^{G_r} - \cos \varphi^l + \cos \varphi^{G_r}))} + \dots +$$

$$e^{j\frac{2\pi d}{\lambda}((\sqrt{N}-1)(\sin \gamma^l \sin \varphi^l - \sin \gamma^{G_r} \sin \varphi^{G_r} + \sin \gamma^{G_r} \sin \varphi^{G_r} - \sin \gamma^l \sin \varphi^l) + (\sqrt{N}-1)(\cos \varphi^l - \cos \varphi^{G_r} - \cos \varphi^l + \cos \varphi^{G_r}))} =$$

$$1 + \dots + e^{j\frac{2\pi d}{\lambda}(0)} + \dots + e^{j\frac{2\pi d}{\lambda}(0)} = N^2 \quad (40)$$

结合式(39)与式(40)的推导计算, 可以定义当前时隙下 RIS 辅助系统中第  $r$  行第  $c$  列个反射单元的相移值为

$$\mathbf{T}_i(\gamma^l, \varphi^l) \boldsymbol{\theta} \mathbf{R}_r^T(\gamma^{G_r}, \varphi^{G_r}) =$$

$$\mathbf{T}_i(\gamma^l, \varphi^l) \begin{bmatrix} 1 & 0 & & & \\ & \ddots & & & \\ & & e^{j\frac{2\pi d}{\lambda}(r(\sin \gamma^l \sin \varphi^l - \sin \gamma^{G_r} \sin \varphi^{G_r}) + c(\cos \varphi^l - \cos \varphi^{G_r}))} & & \\ & & & \ddots & \\ 0 & & & & e^{j\frac{2\pi d}{\lambda}((\sqrt{N}-1)(\sin \gamma^l \sin \varphi^l - \sin \gamma^{G_r} \sin \varphi^{G_r}) + (\sqrt{N}-1)(\cos \varphi^l - \cos \varphi^{G_r}))} \end{bmatrix} \mathbf{R}_r^T(\gamma^{G_r}, \varphi^{G_r}) =$$

$$1 + \dots + e^{j\frac{2\pi d}{\lambda}(r(\sin \gamma^l \sin \varphi^l - \sin \gamma^{G_r} \sin \varphi^{G_r} + \sin \gamma^{G_r} \sin \varphi^{G_r} - \sin \gamma^l \sin \varphi^l) + c(\cos \varphi^l - \cos \varphi^{G_r} - \cos \varphi^l + \cos \varphi^{G_r}))} + \dots +$$

$$e^{j\frac{2\pi d}{\lambda}((\sqrt{N}-1)(\sin \gamma^l \sin \varphi^l - \sin \gamma^{G_r} \sin \varphi^{G_r} + \sin \gamma^{G_r} \sin \varphi^{G_r} - \sin \gamma^l \sin \varphi^l) + (\sqrt{N}-1)(\cos \varphi^l - \cos \varphi^{G_r} - \cos \varphi^l + \cos \varphi^{G_r}))} =$$

$$1 + \dots + e^{j\frac{2\pi d}{\lambda}(0)} + \dots + e^{j\frac{2\pi d}{\lambda}(0)} = N^2 \quad (41)$$

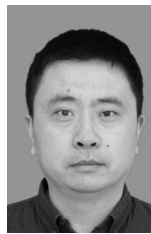
## 参考文献:

[1] WU Q Q, ZHANG R. Towards smart and reconfigurable environment: intelligent reflecting surface aided wireless network[J]. IEEE Commu-

nications Magazine, 2020, 58(1): 106-112.  
[2] DI B Y, ZHANG H L, SONG L Y, et al. Hybrid beamforming for reconfigurable intelligent surface based multi-user communications: achievable rates with limited discrete phase shifts[J]. IEEE Journal on

- Selected Areas in Communications, 2020, 38(8): 1809-1822.
- [3] PAN C H, REN H, WANG K Z, et al. Multicell MIMO communications relying on intelligent reflecting surfaces[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2020, 19(8): 5218-5233.
- [4] ZHENG B X, YOU C S, ZHANG R. Fast channel estimation for IRS-assisted OFDM[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2021, 10(3): 580-584.
- [5] RAMEZANI P, JAMALIPOUR A. Backscatter-assisted wireless powered communication networks empowered by intelligent reflecting surface[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2021, 70(11): 11908-11922.
- [6] HAN Y T, ZHANG S W, DUAN L J, et al. Double-IRS aided MIMO communication under LoS channels: capacity maximization and scaling[J]. IEEE Transactions on Communications, 2022, 70(4): 2820-2837.
- [7] AL-HILO A, SAMIR M, ELHATTAB M, et al. Reconfigurable intelligent surface enabled vehicular communication: joint user scheduling and passive beamforming[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2022, 71(3): 2333-2345.
- [8] DONG L M, WANG H M, BAI J L, et al. Double intelligent reflecting surface for secure transmission with inter-surface signal reflection[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2021, 70(3): 2912-2916.
- [9] TAGHAVI E M, ALIZADEH A, RAJATHEVA N, et al. User association in millimeter wave cellular networks with intelligent reflecting surfaces[C]//Proceedings of IEEE Vehicular Technology Conference. Piscataway: IEEE Press, 2021: 1-6.
- [10] SHEN H, XU W, GONG S L, et al. Secrecy rate maximization for intelligent reflecting surface assisted multi-antenna communications[C]//Proceedings of IEEE Communications Letters. Piscataway: IEEE Press, 2021: 1488-1492.
- [11] LI Q, WANG S L, WANG Y Y. Rank-two multicast beamforming for multiuser MISO downlink with intelligent reflecting surface[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2022, 71(6): 6722-6726.
- [12] LIU P L, LI Y, CHENG W, et al. Intelligent reflecting surface aided NOMA for millimeter-wave massive MIMO with lens antenna array[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2021, 70(5): 4419-4434.
- [13] FENG K M, CHEN Y J, HAN Y, et al. Passive beamforming design for reconfigurable intelligent surface-aided OFDM: a fractional programming based approach[C]//Proceedings of IEEE Vehicular Technology Conference. Piscataway: IEEE Press, 2021: 1-6.
- [14] SUN S, YAN H S. Channel estimation for reconfigurable intelligent surface-assisted wireless communications considering Doppler effect[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2021, 10(4): 790-794.
- [15] ZHENG B X, YOU C S, ZHANG R. Uplink channel estimation for double-IRS assisted multi-user MIMO[C]//Proceedings of IEEE International Conference on Communications. Piscataway: IEEE Press, 2020: 1-6.
- [16] HU X L, WANG J W, ZHONG C J. Statistical CSI based design for intelligent reflecting surface assisted MISO systems[J]. Science China Information Sciences, 2020, 63(12): 1-10.
- [17] 孙鹏博. 压缩感知观测矩阵的构造及优化研究[D]. 北京: 北京交通大学, 2021.  
SYN P B. Research on the construction and optimization of observation matrix for compressed sensing[D]. Beijing: Beijing Jiaotong University, 2021.
- [18] 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.

## [作者简介]



曾嵘 (1976- ), 男, 江苏淮安人, 博士, 杭州电子科技大学副教授, 主要研究方向为移动通信系统中的物理层传输技术。



杭潇 (1996- ), 男, 山东惠民人, 杭州电子科技大学硕士生, 主要研究方向为智能反射面场景下的信道估计技术。