

# 基于列车先验信息的RIS-MIMO系统鲁棒波束成形算法

张泽鹏<sup>1,2</sup>, 李翠然<sup>1,2</sup>, 吴昊<sup>2</sup>, 谢健骊<sup>1</sup>, 许琼<sup>1</sup>

(1. 兰州交通大学电子与信息工程学院, 甘肃 兰州 730070;

2. 北京交通大学北京市高速铁路宽带移动通信工程技术研究中心, 北京 100044)

**摘要:** 针对高移动性场景中完美信道状态信息 (CSI) 难以获取导致的智能超表面多输入多输出 (RIS-MIMO) 系统主被动波束成形算法性能恶化的问题, 构建了RIS辅助的高铁毫米波MIMO中继通信模型。首先, 在列车位置信息不完全的情况下, 估计并推导了RIS-车载移动中继 (MRN) 之间视线战略 (LOS) 路径角度估计误差的统计特性; 其次, 对毫米波MIMO系统的中断性能进行了研究, 给出了以信道容量作为中断判决的中断概率表达式; 最后, 将优化问题建模为5G基站 (gNB) 发射功率约束的中断概率最小化问题, 提出了一种基于黎曼共轭梯度下降的复圆流形优化算法并求解该问题。仿真结果表明, 与现有算法和传统的无RIS系统以及RIS随机相位调节下的高铁通信系统相比, 所提算法具有更快的收敛速度和更高的系统鲁棒性。

**关键词:** 高速铁路; 智能超表面; 毫米波MIMO; 鲁棒波束成形; 流形优化

**中图分类号:** TN929.5

**文献标志码:** A

**DOI:** 10.11959/j.issn.1000-436x.2024095

## Robust beamforming algorithm for RIS-MIMO system based on train prior information

ZHANG Zepeng<sup>1,2</sup>, LI Cuiran<sup>1,2</sup>, WU Hao<sup>2</sup>, XIE Jianli<sup>1</sup>, XU Qiong<sup>1</sup>

1. School of Electronic and Information Engineering, Lanzhou Jiaotong University, Lanzhou 730070, China

2. Beijing Engineering Research Center of High-speed Railway Broadband Mobile Communications, Beijing Jiaotong University, Beijing 100044, China

**Abstract:** In response to the difficulty in obtaining perfect channel state information (CSI) in high mobility scenarios led to the deterioration of the performance of reconfigurable intelligent surface multiple-input multiple-output (RIS-MIMO) system's active and passive beamforming algorithms issue, a communication model for millimeter-wave MIMO relay in high-speed railways assisted by RIS was constructed. Firstly, with incomplete train position information, the statistical characteristics of the line of sight (LOS) angle estimation error between RIS and mobile relay node (MRN) were estimated and derived. Secondly, the outage performance of the millimeter-wave MIMO system was studied, and an expression of outage probability based on channel capacity was given. Finally, the optimization problem was modelled as a minimum outage probability problem constrained by base station transmit power. To solve this problem, a complex circle manifold optimization algorithm based on accelerated riemann conjugate gradient was proposed. Simulation results show that the proposed algorithm has faster convergence speed and higher system robustness by comparing it with the existing algorithms and the traditional without RIS system, as well as the high-speed railway (HSR) communication system under RIS random phase adjustment.

**Keywords:** high-speed railway, reconfigurable intelligent surface, millimeter wave MIMO, robust beamforming, manifold optimization

收稿日期: 2023-11-09; 修回日期: 2024-04-15

通信作者: 李翠然, licr@mail.lzjtu.cn

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (No.62161016); 北京交通大学北京市高铁宽带移动通信工程技术中心基金资助项目 (No.BHRC-2022-1)

**Foundation Items:** The National Natural Science Foundation of China (No.62161016), The Beijing Engineering Research Center of High-speed Railway Broadband Mobile Communications, Beijing Jiaotong University (No.BHRC-2022-1)

## 0 引言

智能化是铁路发展的必然方向,是铁路现代化的标志。随着人工智能<sup>[1]</sup>、大数据<sup>[2]</sup>、物联网<sup>[3]</sup>以及可编程电磁超材料<sup>[4]</sup>等技术的发展,高铁场景融入了更多数字化、信息化和智能化的技术,可极大地提升列车系统的可靠性和工作效率。智能超表面(RIS, reconfigurable intelligent surface)技术作为备受瞩目的6G技术之一,具有低成本、低功耗、易部署以及无源等优势<sup>[4]</sup>。将RIS技术与毫米波大规模多输入多输出(MIMO, multiple input multiple output)、波束成形等第五代铁路(5G-R, 5G-railway)通信系统的关键技术相结合,实现基站的覆盖增强,有利于推动全球铁路行业现代化水平的提高<sup>[5-6]</sup>。然而,高频段的毫米波需要抵消更高的路径损耗,加之场景的复杂性和列车的高移动性带来的多普勒频移和频繁切换,使网络性能受到了很大影响。更重要的是,毫米波传播范围较小,大量的基站部署需求会产生更高的建设成本。因此,从通信的角度提升高铁系统性能是亟待解决的关键问题。

RIS是由多个无源反射元件排列组成的人工可编程电磁表面,在智能控制器的辅助下,每个元件都能独立地反射相移可调的入射电磁波,从而使智能无线环境。由于其具有低功耗的优势,RIS可以轻易部署于轨道旁、列车车窗以及移动的火车上<sup>[7]</sup>,这些特性为未来智慧铁路和智能交通通信系统的设计提供了新的解决方案。

为了充分发挥RIS定向波束的优势,信道状态信息(CSI, channel state information)的获取成为设计主被动波束成形的关键。目前的研究主要集中在假设完美CSI的RIS设计<sup>[8-9]</sup>,但由于其受RIS结构的特殊性和高铁列车速度的影响,完美CSI始终难以获取。为了便于设计5G基站(gNB, next-generation NodeB)和RIS的相关参数,已经有很多学者致力于研究RIS辅助的无线通信系统信道估计问题<sup>[10-11]</sup>。然而,受限于功率、频率和时间的有限信道训练,估计误差和频繁的估计开销不可忽视<sup>[12]</sup>。

RIS技术在蜂窝场景下的无线通信应用研究已经取得了很大进展,在阻塞网络中,利用安装在无人机上的RIS协助边缘用户进行任务卸载<sup>[13]</sup>;在异构设备到设备通信的场景中,抑制严重的链路干

扰,最大化系统和速率<sup>[14]</sup>;在公路蜂窝网络中,为信号断开区域的车载设备提供通信服务<sup>[15]</sup>;在存在恶意窃听者的无线网络中,利用RIS将保密信息传输到合法目的地,从而提高网络物理层的安全性<sup>[16]</sup>;在MIMO系统中,利用统计CSI设计主被动波束成形实现最大化遍历频谱效率<sup>[17]</sup>;在一个基于部分CSI的多小区上行链路中,利用深度强化学习研究速率的最大化问题<sup>[18]</sup>;在一个多输入单输出(MISO, multiple input single output)系统中,为单天线用户提供可靠的通信服务并研究高信噪比下的渐近中断概率<sup>[19]</sup>等。但由于列车的高速移动以及复杂的运行场景和频繁切换,目前关于高铁场景中RIS技术应用系统的研究与探讨还较少<sup>[20]</sup>。Gao等<sup>[21]</sup>针对高速列车通信中因信号遮挡引起的频谱效率低和中断概率高的问题,提出了RIS辅助的高铁通信系统。首先,利用统计CSI对MIMO系统的中断性能进行了研究,并得到了中断概率的闭合表达式;其次,以基站发射功率为约束,联合设计了基站波束和RIS相移,解决了中断概率的最小化问题。Faragallah等<sup>[22]</sup>针对高速移动条件下RIS辅助的通信系统,提出了一种基于位置的最优波束选择算法,不仅可以提高基站内可以传输的数据总量,还可以显著提升远距离越区切换的成功率。Ma等<sup>[23]</sup>提出了一种利用RIS技术抑制铁路无线通信系统中服务质量(QoS, quality of service)受外界严重干扰的方法。以信噪比为QoS指标建立最大化问题,并给出了2种优化算法下的最优解和2种低复杂度的次优方案。Chen等<sup>[24]</sup>在高铁毫米波通信系统中,采用RIS技术改善了发射传输链路随机阻塞和频谱短缺的问题。利用统计CSI建立了平均遍历容量的最大化问题,并得到了其上界。仿真结果表明,该方案在吞吐量和遍历容量方面均优于基准算法。

上述研究中存在的问题主要有:1)高移动性场景下完美CSI或统计CSI的假设条件过于理想,无法真实地反映列车的实际运行场景<sup>[21,23-24]</sup>;2)未能考虑列车定位误差引起的先验信息偏差对RIS波束成形的影响<sup>[21-22,25]</sup>;3)大多数研究集中在假设理想条件下RIS辅助的单输入单输出(SISO, single input single output)和多输入单输出系统性能的分析<sup>[9-12,17,19,25]</sup>。因此,本文提出了一种基于列车先验信息的RIS-MIMO系统鲁棒波束成形算法,为高铁无线通信系统寻求更好的性能。本文主要贡献总

结如下。

1) 首先构建了高铁通信场景中双RIS辅助的毫米波MIMO中继通信模型。其中, 2个RIS对称部署于基站两侧, 辅助gNB与安装在列车顶部的车载移动中继(MRN, mobile relay node)进行通信。然后, 分析了gNB、RIS和MRN之间级联信道的特点, 并给出了基于角度信息的各级联信道表达式。

2) 研究了考虑列车位置偏差条件下的角度信息获取。基于有界球面误差模型估计列车定位误差引起的视线线路(LOS, line of sight)路径角度偏移, 并对定位估计误差的统计特性进行了表征, 得到的结果为研究列车定位精度、RIS-MRN间的距离、RIS单元数目、gNB发射功率等关键算法参数提供了理论依据。

3) 根据建立的信道模型和列车位置信息, 给出了高铁通信场景RIS辅助的毫米波MIMO系统中以信道容量作为判决的中断概率表达式。然后, 以中断概率作为系统的鲁棒性指标, 建立满足gNB发射功率约束的中断概率最小化问题。通过奇异值分解(SVD, singular value decomposition)、交替优化以及注水功率分配策略将该非凸问题解耦并转化为具有单位模约束的更易于处理的求解形式。最后, 提出了一种低复杂度的流形优化算法, 解决RIS被动波束相移的优化设计问题。

4) 仿真结果表明, 本文所提算法对比其他RIS波束成形优化算法具有更快的收敛速度和更低的复杂度。此外, 与RIS随机相位和无RIS辅助的系统相比, 本文所提算法极大提升了高铁通信场景中RIS-MIMO系统的鲁棒性。仿真实验还评估了关键算法参数对系统中断性能的影响。

## 1 系统模型

### 1.1 RIS辅助的高铁毫米波MIMO中继通信模型

RIS辅助的高铁毫米波MIMO中继通信模型如图1所示, 本文考虑一种RIS辅助的单小区MIMO下行链路场景<sup>[21]</sup>。假设RIS工作在远场区域且gNB-MRN链路的LOS路径被阻塞, 基站通过低容量的硬件链路与RIS进行信息交换, RIS通过安装在列车顶部的MRN以及车厢内侧的分布式光纤与车内用户进行通信, 以避免造成多普勒频移和穿透损失<sup>[22]</sup>。列车位置信息由车载全球导航卫星系统(GNSS, global navigation satellite system)提供。

RIS配备有控制器, 该控制器协调其在2种工作模式之间的切换, 即用于信道估计的接收模式和用于数据传输的反射模式<sup>[10]</sup>。gNB和MRN都采用均匀平面阵列(UPA, uniform planar array)结构, RIS对称部署于基站两侧, 在LOS路径损失严重的情况下, 辅助基站进行信号反射, 以提高通信效率。gNB覆盖半径为 $R$ 且配备有 $M_g \times N_g$ 个天线单元, 通过RIS向MRN发送 $N_s$ 个数据流; RIS装有 $M_R \times N_R$ 个反射元件, 每个反射元件都可诱导信号的幅度和相位发生一定的变化, 并协同调节信号传播; MRN配备 $M_M \times N_M$ 个天线单元, 同一时间基站只能选择一个RIS与MRN通信, RIS的选择由列车位置决定。

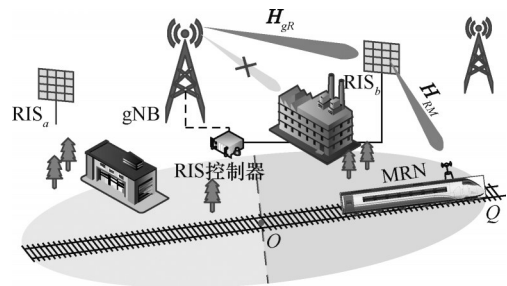


图1 RIS辅助的高铁毫米波MIMO中继通信模型

假设列车从基站覆盖区中心(图1中点 $O$ )移动到覆盖边缘(图1中点 $Q$ )总共经历 $N_T$ 个时隙, 在此期间, 基站只选择距离列车较近的RIS $_b$ 与MRN通信。令 $\mathbf{s}_M \in \mathbb{C}^{N_s \times 1}$ 表示某一时隙 $t \in \{1, \dots, N_T\}$ MRN传输的数据符号且 $\mathbf{s}_M \sim \text{CN}(\mathbf{0}, \mathbf{I}_{N_s})$ ,  $\mathbf{F}(t) \in \mathbb{C}^{M_g N_g \times N_s}$ 表示时隙 $t$ 中gNB的波束成形矩阵,  $\mathbf{H}_{gR}(t) \in \mathbb{C}^{M_R N_R \times M_g N_g}$ 和 $\mathbf{H}_{RM}(t) \in \mathbb{C}^{M_M N_M \times M_R N_R}$ 分别表示时隙 $t$ 对应的列车位置处gNB-RIS和RIS-MRN之间的信道。将RIS的反射系数矩阵定义为 $\boldsymbol{\Theta} = \beta_{m,n} \text{diag}(\mathbf{v}^*)$ , 其中,  $\mathbf{v} = [e^{j\theta_{m,n}}]^\text{H} \in \mathbb{C}^{M_R N_R \times 1}$ 表示RIS单元的相移矩阵,  $m = 1, \dots, M_R, n = 1, \dots, N_R$ ,  $\beta_{m,n}$ 、 $\theta_{m,n}$ 分别对应RIS第 $m$ 行第 $n$ 列(下文均用 $(m, n)$ 表示)单元的反射系数和相移, 且 $\theta_{m,n} \in [0, 2\pi)$ ,  $\beta_{m,n} \in [0, 1]$ 。考虑到毫米波传播过程中的高路径损耗, 本文忽略了由RIS反射2次或更多次的信号, 因此, MRN接收到来自RIS的信号表示为<sup>[6]</sup>

$$\mathbf{y}_M(t) = \sqrt{\frac{P_T}{N_s}} \underbrace{\mathbf{H}_{RM}^\text{H}(t) \boldsymbol{\Theta} \mathbf{H}_{gR}(t)}_{\mathbf{h}} \mathbf{F}(t) \mathbf{s}_M + \mathbf{N}_M(t) \quad (1)$$

其中,  $P_T$ 为基站最大发射功率,  $\mathbf{h}$ 为gNB-RIS-MRN的等效信道,  $\|\mathbf{F}\|_F^2 = N_s$ ,  $\mathbf{N}_M \sim \text{CN}(\mathbf{0}, \sigma^2 \mathbf{I}_M)$ 为

加性白高斯噪声, 噪声功率为  $\sigma^2$ 。为了最大限度地利用 MIMO 空间复用增益, 假设  $N_s = \text{rank}(\mathbf{h})$ 。

为了方便表述, 后文均省略了时隙  $t$ , 但各优化目标仍与每个时隙  $t$  中基于列车位置信息的信道相关联。

## 1.2 信道模型

高铁场景中基站和 RIS 位置相对固定, 且 RIS 通常部署在基站的 LOS 路径上, 因此, 将 gNB-RIS 信道建模为<sup>[9]</sup>

$$\mathbf{H}_{gR} = \sum_{j=1}^M \alpha_j \mathbf{a}^H(\varphi_{gR_A}, \theta_{gR_A}, M_R, N_R) \mathbf{a}(\varphi_{gR_D}, \theta_{gR_D}, M_g, N_g) \quad (2)$$

其中,  $M$  为 gNB-RIS 之间的信号路径总数,  $\alpha_j$  为复信道增益,  $\varphi_{gR_A}$  和  $\theta_{gR_A}$  分别为信号从 gNB-RIS 的到达方位角和俯仰角,  $\varphi_{gR_D}$  和  $\theta_{gR_D}$  分别为信号从 gNB-RIS 的离开方位角和俯仰角。

将 RIS-MRN 之间的反射信道建模为

$$\mathbf{H}_{RM} = \sum_{i=1}^N \beta_i \mathbf{a}^H(\varphi_{RM_A}, \theta_{RM_A}, M_R, N_R) \mathbf{a}(\varphi_{RM_D}, \theta_{RM_D}, M_M, N_M) \quad (3)$$

其中,  $N$  为 RIS-MRN 之间的信号路径总数,  $\beta_i$  为复信道增益,  $\varphi_{RM_A}$  和  $\theta_{RM_A}$  分别为信号从 RIS-MRN 的到达方位角和俯仰角,  $\varphi_{RM_D}$  和  $\theta_{RM_D}$  分别为信号从 RIS-MRN 的离开方位角和俯仰角。

对于具有  $M \times N$  个单元的 UPA, 与接收器和发射器相关的归一化阵列响应向量  $\mathbf{a}(\varphi, \theta, M, N)$  为

$$\mathbf{a}(\varphi, \theta, M, N) = \text{reshape}[\mathbf{A}^H(\varphi, \theta, M, N)] \quad (4)$$

其中,  $\text{reshape}(\cdot)$  表示矩阵的行向量化。

$$\mathbf{A}(\varphi, \theta, M, N) = e^{j\eta(\varphi, \theta, m, n)}, m = 1, \dots, M, n = 1, \dots, N \quad (5)$$

$$\eta(\varphi, \theta, m, n) = 2\pi \frac{d}{\lambda} \sin \theta [(m-1) \cos \varphi + (n-1) \sin \varphi] \quad (6)$$

其中,  $d$  为两相邻天线间的距离,  $\lambda$  为载波波长, 通常假设  $d = \frac{\lambda}{2}$ <sup>[26]</sup>。

## 2 基于列车位置的角度信息获取

基于列车位置的角度估计模型如图 2 所示, 根据高铁轨道曲线以及 GNSS 设备提供的 MRN 位置信息来获取 RIS-MRN 之间 LOS 路径的角度信息。建立高铁场景笛卡尔坐标系, 设基站坐标、RIS 坐标和 MRN 坐标分别为  $(x_g, y_g, z_g)$ 、 $(x_r, y_r, z_r)$  和  $(x_m, y_m, z_m)$ 。

假设一个时隙内的轨道曲线方程为直线, 列车运行在笛卡尔坐标系的  $x$  轴上。将 gNB-RIS 之间信号沿  $x$  轴的有效离开角 (AOD, angle of departure) 表示为<sup>[26]</sup>

$$\varphi_{x-gR_D} = -\frac{2\pi d_{gNB}}{\lambda} \cos \theta_{x-gR} \sin \varphi_{x-gR} \quad (7)$$

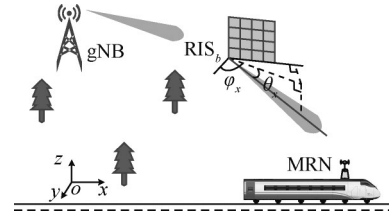


图2 基于列车位置的角度估计模型

其中,  $d_{gNB}$  为基站内相邻天线间的距离, gNB 发射信号沿  $x$  轴的俯仰角  $\theta_{x-gR}$  和方位角  $\varphi_{x-gR}$  分别表示为

$$\theta_{x-gR} = \arcsin\left(\frac{z_g - z_r}{D_{gR}}\right) \quad (8)$$

$$\varphi_{x-gR} = \arcsin\left(\frac{|x_g - x_r|}{D_{gR} \cos \theta_{x-gR}}\right) \quad (9)$$

其中,  $D_{gR}$  表示基站顶端到 RIS 中心的直线距离, 如式(10)所示。

$$D_{gR} = \sqrt{(x_g - x_r)^2 + (y_g - y_r)^2 + (z_g - z_r)^2} \quad (10)$$

当利用车载 GNSS 提供的 MRN 位置信息获取 LOS 路径的角度信息时, 系统噪声和传输时延可能会引起不容忽视的 MRN 定位误差, 造成定位模糊, 导致角度信息误差增大, 从而引起在切换过程甚至整个基站覆盖区内的长期通信中断<sup>[27]</sup>。因此, 本节将 RIS-MRN 之间信号的有效 AOD 进一步表示为

$$\hat{\varphi}_{x-RM_D} = -\frac{2\pi d_{RIS}}{\lambda} \cos \theta_{x-RM} \sin \hat{\varphi}_{x-RM} \quad (11)$$

其中, 信号沿  $x$  轴的俯仰角  $\theta_{x-RM}$  可由式(8)以相同的形式给出, 基于估计位置的方位角  $\hat{\varphi}_{x-RM}$  可表示为

$$\hat{\varphi}_{x-RM} = \arcsin\left(\frac{|x_r - \hat{x}_M|}{\hat{D}_{RM} \cos \theta_{x-RM}}\right) \quad (12)$$

其中,  $\hat{x}_M = x_M + \Delta x_M$  为 GNSS 提供的 MRN 估计位置,  $\hat{D}_{RM}$  为 RIS 到 MRN 之间的估计距离, 如式(13)所示。

$$\hat{D}_{RM} = \sqrt{(x_r - \hat{x}_M)^2 + (y_r - y_M)^2 + (z_r - z_M)^2} \quad (13)$$

列车定位误差引起的角度误差如图 3 所示, 采

用有界球面误差模型<sup>[25]</sup>描述GNSS提供的MRN估计位置与其真实位置之间的估计误差。由于列车经过基站覆盖区时,只有 $x_M$ 是变化的,因此沿 $y$ 轴和 $z$ 轴的误差可忽略不计,即误差仅存在于 $x$ 轴方向,则RIS-MRN的有效AOD可进一步被分解为

$$\hat{\varphi}_{x-RM_D} = \varphi_{x-RM_D} + \zeta_{x-RM_D} \quad (14)$$

其中,  $\zeta_{x-RM_D}$ 为MRN定位误差引起的角度偏移,如式(15)所示。

$$\zeta_{x-RM_D} = \frac{(\hat{\varphi}_{x-RM_D}^2 - \pi)\Delta x_M}{\hat{D}_{RM}} \quad (15)$$

其中,  $\Delta x_M$ 表示MRN的定位误差。证明过程见附录1。

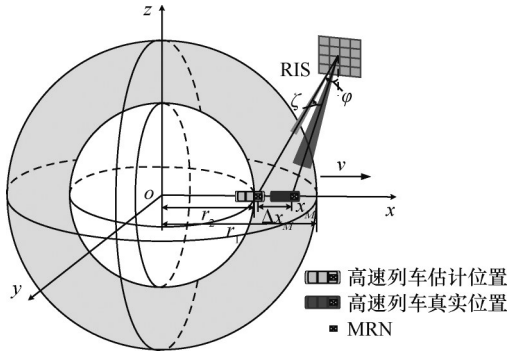


图3 列车定位误差引起的角度误差

角度估计误差 $\zeta_{x-RM_D}$ 具有如下分布

$$f_{\zeta_{x-RM_D}}(x) = \frac{1}{|K|(r_1 - r_2)}, \quad -K(r_1 - r_2) \leq x < K(r_1 - r_2) \quad (16)$$

其中,  $K = \frac{\hat{\varphi}_{x-RM_D}^2 - \pi}{\hat{D}_{RM}}$ 。

令 $r=r_1-r_2$ 表示有界球面误差区间长度(定位误差区间),则角度估计误差的均值和方差分别为

$$\mu_{x-RM_D} = E\{\zeta_{x-RM_D}\} = 0 \quad (17)$$

$$\sigma_{x-RM_D}^2 = E\{\zeta_{x-RM_D}^2\} = \frac{2(\hat{\varphi}_{x-RM_D}^2 - \pi)^2}{3\hat{D}_{RM}^2} r^2 \quad (18)$$

证明过程见附录2。

式(18)表明,MRN的位置偏差以及RIS与MRN之间的距离对角度估计精度有很大的影响。具体地,角度估计误差的方差与有界球面误差区间长度 $r$ 成正比,与RIS-MRN之间的距离 $D_{RM}$ 成反比。这意味着增加 $D_{RM}$ 和降低 $r$ 均可补偿MRN位置偏差带来的角度估计误差。此外,路径损耗、列车

穿透损耗和多普勒频移等也会严重影响车内用户的接收信号功率(RSRP, reference signal receiving power),这些影响因素又与基站覆盖半径、基站高度、信号入射角、下倾角等参数有关,因此,5G-R场景中的基站部署难度极大。在5G高铁网络新架构及其优化部署方案中,将站轨距 $D_{min}$ 、基站覆盖半径 $R$ 、基站高度 $z_R$ 和信号入射角 $\gamma$ 之间的关系表示为<sup>[28]</sup>

$$D_{min} = \sqrt{R^2 - z_R^2} \sin \gamma, \quad 10^\circ < \gamma < 90^\circ \quad (19)$$

同时,式(19)也为本文的仿真参数设置提供了参考依据。

### 3 优化问题建模与求解

本节提出以列车运行过程中的通信中断概率作为系统性能的度量指标,假设基站无法获取gNB-MRN之间的完美CSI,并设计有源波束成形。以最小化中断概率为目标,首先提出了基于奇异值分解和交替优化策略的注水功率分配算法,将中断概率最小化问题重新表述为更易于处理的形式。在此基础上,提出了一种基于黎曼共轭梯度下降的复圆流形优化算法求解该优化问题。

#### 3.1 问题表述

根据信息论的相关知识,已知CSI的MIMO系统信道容量可表示为

$$C(\mathbf{F}, \mathbf{v}) = \text{lb det} \left( \mathbf{I}_M + \frac{P_T}{N_S \sigma^2} \mathbf{h} \mathbf{F} \mathbf{F}^H \mathbf{h}^H \right) \quad (20)$$

其中,  $\mathbf{I}_M$ 为单位矩阵,  $\mathbf{h}$ 为考虑位置误差引起的角度信息偏差后的等效信道。

定义中断概率为当前信道容量低于预设阈值 $R_{th}$ 的概率,则由信道容量较低产生中断的概率表示为

$$P_{out} = \Pr(C < R_{th}) = \Pr \left[ \text{lb det} \left( \mathbf{I}_M + \frac{P_T}{N_S \sigma^2} \mathbf{h} \mathbf{F} \mathbf{F}^H \mathbf{h}^H \right) < R_{th} \right] \quad (21)$$

考虑gNB最大发射功率和RIS反射单元的单位模约束,将高铁场景中的RIS-MIMO系统中中断概率最小化问题建模为

$$\begin{aligned} \text{P1: } \min_{\mathbf{F}, \mathbf{v}} \quad & P_{out} \\ \text{s.t. } \quad & \|\mathbf{F}\|^2 = N_S \\ & \Theta = \beta_{m,n} \text{diag}(\mathbf{v}^*) \\ & |\mathbf{v}(i)| = 1, \forall n \in \{1, \dots, M_R N_R\} \end{aligned} \quad (22)$$

其中,  $\|\cdot\|$ 表示欧几里得范数算子,  $\mathbf{v}(i)$ 表示 $\mathbf{v}$ 的第 $i$ 个

元素。

由式(22)可知, 基站发射波束  $\mathbf{F}$  与相移  $\mathbf{v}$  互相耦合, 关于  $\mathbf{v}$  的目标函数非凸且存在等式约束, 因此, 该问题难以求解。

### 3.2 中断概率分析

令  $\mathbf{H}=\mathbf{h}\mathbf{F}$ , 则  $\mathbf{H}$  的 SVD 可以表示为

$$\mathbf{H} = \mathbf{U}\mathbf{\Sigma}\mathbf{V}^{\text{H}} \quad (23)$$

其中,  $\mathbf{U} \in \mathbb{C}^{M_M N_M \times N_S}$  且  $\mathbf{U}^{\text{H}}\mathbf{U}=\mathbf{I}_{N_S}$ ,  $\mathbf{V} \in \mathbb{C}^{M_g N_g \times N_S}$  且  $\mathbf{V}^{\text{H}}\mathbf{V}=\mathbf{I}_{N_S}$ ,  $\mathbf{\Sigma} \in \mathbb{C}^{N_S \times N_S}$  是一个严格的正对角矩阵, 对角线元素是矩阵  $\mathbf{H}$  的奇异值, 记为  $\zeta_1, \zeta_2, \dots, \zeta_{N_S}$ , 在实际中, 假设  $\zeta_1 \geq \zeta_2 \geq \dots \geq \zeta_{N_S}$  [29]。

利用 SVD 性质  $\mathbf{H}\mathbf{H}^{\text{H}}=\mathbf{U}\mathbf{\Sigma}\mathbf{\Sigma}^{\text{H}}\mathbf{U}^{\text{H}}=\mathbf{Q}\mathbf{A}\mathbf{Q}^{\text{H}}$  以及恒等式  $\det(\mathbf{I}_m+\mathbf{A}\mathbf{B})=\det(\mathbf{I}_n+\mathbf{B}\mathbf{A})$ , RIS-MIMO 系统的信道容量可以表示为

$$C(\mathbf{F}, \mathbf{v}) = \text{lb det} \left( \mathbf{I}_M + \frac{P_T}{N_S \sigma^2} \mathbf{Q}\mathbf{A}\mathbf{Q}^{\text{H}} \right) = \text{lb det} \left( \mathbf{I}_M + \frac{P_T}{N_S \sigma^2} \mathbf{A} \right) \quad (24)$$

其中,  $\mathbf{Q}=\mathbf{U}$  且  $\mathbf{Q}^{\text{H}}\mathbf{Q}=\mathbf{I}_{N_S}$ ,  $\mathbf{A} \in \mathbb{C}^{N_S \times N_S}$  是对角阵, 对角元素  $\zeta_i=\lambda_i^2$ , 其中,  $i=1, 2, \dots, N_S$ ,  $\mathbf{A} \in \mathbb{C}^{m \times n}$ ,  $\mathbf{B} \in \mathbb{C}^{n \times m}$ 。

由于高铁业务存在优先级, 各资源块的发射功率不是平均分配的, 本节采用注水功率分配算法获得各数据流的发射功率  $p_i$ 。因此, 式(24)可进一步写为

$$C(p_i, \mathbf{v}) = \sum_{i=1}^{N_S} \text{lb} \left( 1 + \frac{P_T p_i}{N_S \sigma^2} \lambda_i^2 \right) \quad (25)$$

综上所述, 优化问题 P1 等价于

$$\begin{aligned} \text{P2: } \min_{p_i, \mathbf{v}} \quad & \Pr \left[ \sum_{i=1}^{N_S} \text{lb} \left( 1 + \frac{P_T p_i \lambda_i^2}{N_S \sigma^2} \right) < R_{\text{th}} \right] \\ \text{s.t.} \quad & \sum_{i=1}^{N_S} p_i = N_S \\ & \mathbf{\Theta} = \beta_{m,n} \text{diag}(\mathbf{v}^*) \end{aligned}$$

$$|\mathbf{v}(i)| = 1, \forall n \in \{1, \dots, M_R N_R\} \quad (26)$$

其中,  $\lambda_i$  表示第  $i$  个信道的信道增益, 取值依赖于  $\mathbf{v}$ 。

从式(26)中可看出, 利用 SVD 和注水功率分配算法后, 可将 RIS-MIMO 信道分解为  $N_S$  个并行的单输入单输出虚拟信道。针对问题 P2, 本文利用交替优化策略, 将问题分解为分别求解信道增益  $\lambda_i$  和数据流功率  $p_i$  的 2 个子问题。首先, 假设信道增益  $\lambda_i$

固定不变, 则问题 P2 可理解为信道容量关于  $p_i$  的最大化问题且约束为等式约束。根据拉格朗日乘子法有

$$Z(\lambda_i, p_i) = \sum_{i=1}^{N_S} \text{lb} \left( 1 + \frac{P_T p_i \lambda_i^2}{N_S \sigma^2} \right) + L \left( N_S - \sum_{i=1}^{N_S} p_i \right) \quad (27)$$

对式(27)求偏导, 并令  $Z(\lambda_i, p_i)=0$  得

$$p_i = \mu - \frac{N_S \sigma^2}{P_T \lambda_i^2} \quad (28)$$

由功率的非负性可知, 每个数据流的最优功率分配为

$$p_i^* = \left( \mu - \frac{N_S \sigma^2}{P_T \lambda_i^2} \right)^+ \quad (29)$$

其中,  $(\cdot)^+ = \max\{\cdot, 0\}$ ,  $\mu$  为注水面, 如式(30)所示。

$$\mu = \frac{P_T + \sum_{i=1}^{N_S} \frac{N_S \sigma^2}{P_T \lambda_i^2}}{N_S} \quad (30)$$

此外, 对于任何给定的  $\mathbf{h}$ , 最优 gNB 波束成形矩阵可参考文献[29], 如式(31)所示。

$$\mathbf{F}^* = \mathbf{V}\mathbf{\Gamma}^{\frac{1}{2}} \quad (31)$$

其中,  $\mathbf{\Gamma}=\text{diag}([p_1, p_2, \dots, p_{N_S}])$ , 且  $\mathbf{\Gamma} \in \mathbb{C}^{N_S \times N_S}$ ,  $p_i$  为基站分配给第  $i$  个数据流的功率。因此, 后续章节本文重点关注最优 RIS 相移矩阵  $\mathbf{v}$  的求解。

显然, 从式(26)~式(31)的分析可看出,  $\lambda_i$  与  $\mathbf{v}$  的隐含关系以及  $\mathbf{v}$  自身的单位模约束使得分解后的 2 个子问题依旧难以求解。但观察式(26)发现, 中断概率的最小值随  $\lambda_i$  的增加而减小, 这为本文有效而合理地寻找问题 P2 的最优解提供了新的方向。

由于  $\lambda_i^2$  是有效信道  $\mathbf{h}^{\text{H}}\mathbf{h}$  的第  $i$  个特征值, 因此有

$$\sum_{i=1}^{N_S} \lambda_i^2 = \text{Tr}(\mathbf{h}^{\text{H}}\mathbf{h}) \quad (32)$$

$$\arg \max_{\mathbf{v}} \sum_{i=1}^{N_S} \lambda_i^2 = \arg \max_{\mathbf{v}} \text{Tr}(\mathbf{h}^{\text{H}}\mathbf{h}) =$$

$$\arg \max_{\mathbf{v}} \text{lb} \left[ 1 + \text{Tr} \left( \frac{P_T}{N_S \sigma^2} \mathbf{h}^{\text{H}}\mathbf{h} \right) \right] \quad (33)$$

因此, 优化问题 P2 可转化为

$$\text{P3: } \max_{\mathbf{v}} \text{lb} \left[ 1 + \text{Tr} \left( \frac{P_T}{N_S \sigma^2} \mathbf{h}^{\text{H}}\mathbf{h} \right) \right]$$

$$\text{s.t.} \quad \sum_{i=1}^{N_S} p_i = N_S$$

$$\mathbf{\Theta} = \beta_{m,n} \text{diag}(\mathbf{v}^*)$$

$$|\mathbf{v}(i)| = 1, \forall n \in \{1, \dots, M_R N_R\} \quad (34)$$

由式(34)可知, 奇异值不能根据  $\mathbf{h}$  以显式的形式表示。因此, 本文进一步根据毫米波信道的结构特性进行有效信道的奇异值分解近似。

$$\begin{aligned} \mathbf{h} &= \mathbf{H}_{RM} \boldsymbol{\Theta} \mathbf{H}_{gR} = \\ & \sum_{i=1}^N \beta_i \mathbf{a}(\varphi_{RM\_A}, \theta_{RM\_A}, M_R, N_R) \mathbf{a}^H(\varphi_{RM\_D}, \theta_{RM\_D}, M_M, N_M) \boldsymbol{\Theta} \sum_{j=1}^M \alpha_j \mathbf{a}(\varphi_{gR\_A}, \theta_{gR\_A}, M_R, N_R) \mathbf{a}^H(\varphi_{gR\_D}, \theta_{gR\_D}, M_g, N_g) = \\ & \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^M \beta_i \alpha_j \mathbf{a}(\varphi_{RM\_A}, \theta_{RM\_A}, M_R, N_R) \underbrace{\mathbf{a}^H(\varphi_{RM\_D}, \theta_{RM\_D}, M_M, N_M) \boldsymbol{\Theta} \mathbf{a}(\varphi_{gR\_A}, \theta_{gR\_A}, M_R, N_R)}_{g_{ij}} \mathbf{a}^H(\varphi_{gR\_D}, \theta_{gR\_D}, M_g, N_g) = \\ & \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^M \beta_i \alpha_j g_{ij} \mathbf{a}(\varphi_{RM\_A}, \theta_{RM\_A}, M_R, N_R) \mathbf{a}^H(\varphi_{gR\_D}, \theta_{gR\_D}, M_g, N_g) = \mathbf{Z}_R \mathbf{D} \mathbf{Z}_g^H \end{aligned} \quad (35)$$

其中,  $\mathbf{D}$  是一个  $N \times M$  矩阵。

令  $\mathbf{D}(i, j) = \beta_i \alpha_j g_{ij}$ , 且将  $g_{ij}$  定义为

$$\begin{aligned} g_{ij} &= \mathbf{a}^H(\varphi_{RM\_D}, \theta_{RM\_D}, M_M, N_M) \boldsymbol{\Theta} \mathbf{a}(\varphi_{gR\_A}, \theta_{gR\_A}, M_R, N_R) = \\ & \mathbf{v}^H \left[ \underbrace{\mathbf{a}^*(\varphi_{RM\_D}, \theta_{RM\_D}, M_M, N_M) \circ \mathbf{a}(\varphi_{gR\_A}, \theta_{gR\_A}, M_R, N_R)}_{\gamma^{ij}} \right] \end{aligned} \quad (36)$$

其中,  $\circ$  表示哈达玛积,  $g_{ij}$  表示 gNB-RIS-MRN 级联信道的被动波束成形增益, 级联信道的复合路径由 gNB-RIS 的第  $j$  条路径和 RIS-MRN 的第  $i$  条路径组成。

式(35)中,  $\mathbf{Z}_R$  和  $\mathbf{Z}_g$  分别定义为

$$\mathbf{Z}_R = \begin{bmatrix} \mathbf{a}(\varphi_{RM\_A}(1), \theta_{RM\_A}(1), M_R, N_R) \\ \vdots \\ \mathbf{a}(\varphi_{RM\_A}(N), \theta_{RM\_A}(N), M_R, N_R) \end{bmatrix}^T \quad (37)$$

$$\mathbf{Z}_g = \begin{bmatrix} \mathbf{a}^H(\varphi_{gR\_D}(1), \theta_{gR\_D}(1), M_g, N_g) \\ \vdots \\ \mathbf{a}^H(\varphi_{gR\_D}(M), \theta_{gR\_D}(M), M_g, N_g) \end{bmatrix}^T \quad (38)$$

根据均匀线性阵列的可扩展性和 UPA 的渐近正交性, RIS-MIMO 系统中收发天线数目足够大 ( $M_x \times N_x \geq 64$ ) 时,  $\mathbf{Z}_R$  和  $\mathbf{Z}_g$  可被视为标准正交矩阵<sup>[30]</sup>。

在 RIS-MIMO 系统中, 固定发射天线单元和 RIS 单元后, 可适当地设计相移向量  $\mathbf{v}$ , 使得  $\mathbf{D}$  的非对角线元素相对于对脚线元素足够小, 则  $\mathbf{h} = \mathbf{Z}_M \mathbf{D} \mathbf{Z}_g^H$  可被视为 SVD 的近似<sup>[29]</sup>。

根据上述分析, 优化问题 P3 可转换为

根据式(2)和式(3)的描述, 假设复信道增益  $\alpha_1 \geq \alpha_2 \geq \dots \geq \alpha_M$ ,  $\beta_1 \geq \beta_2 \geq \dots \geq \beta_N$ , 则有效信道  $\mathbf{h}$  可以表示为

$$\begin{aligned} \text{P4: } \min_{\mathbf{v}} \quad & \Pr \left[ \sum_{i=1}^{N_S} \text{lb} \left( 1 + \frac{P_T}{N_S \sigma^2} |\mathbf{D}(i, i)|^2 \right) < R_{\text{th}} \right] \\ \text{s.t.} \quad & \mathbf{D}(i, i) = \alpha_i \beta_i g_{ii}, \forall i \in \{1, \dots, N_S\} \\ & g_{ii} = \mathbf{v}^H \boldsymbol{\gamma}^{ii} \\ & |g_{ij}| = |\mathbf{v}^H \boldsymbol{\gamma}^{ij}| < \zeta, \forall i \neq j \\ & |\mathbf{v}(i)| = 1, \forall n \in \{1, \dots, M_R N_R\} \end{aligned} \quad (39)$$

其中,  $\zeta$  为一个预设的极小正值, 目的是确保将  $\mathbf{D}$  近似为一个满足 SVD 的非平方对角矩阵。

针对问题 P4, 当 RIS 单元数目足够大 ( $M_R \times N_R \geq 64$ ) 时,  $\mathbf{D}$  的非对角元素约束项可以忽略以至于不会影响求解最优 RIS 相移<sup>[31]</sup>。因此, 根据  $\mathbf{D}(i, i) = \alpha_i \beta_i \mathbf{v}^H \boldsymbol{\gamma}^{ii}$  以及式(36)和式(39), 中断概率的最小化问题最终被转换为

$$\begin{aligned} \text{P5: } \max_{\mathbf{v}} \quad & \sum_{i=1}^{N_S} \text{lb} \left[ 1 + \alpha_i \mathbf{v}^H \boldsymbol{\gamma}^{ii} (\boldsymbol{\gamma}^{ii})^H \mathbf{v} \right] \\ \text{s.t.} \quad & \alpha_i = \frac{P_T}{N_S \sigma_n^2} |\alpha_i \beta_i|^2 \\ & \mathbf{v} = [\mathbf{e}^{j\theta_{m,n}}]^H, m = 1, \dots, M_R, n = 1, \dots, N_R \end{aligned} \quad (40)$$

针对优化问题 P5 中存在非凸单位模约束, 本文提出了一种基于复圆流形 (CCM, complex circle manifold) 的优化算法, 该算法相比半定松弛 (SDR, semidefinite relaxation)、块坐标下降 (BCD, block coordinate descent) 以及惩罚性凹凸法 (PCCP, penalty convex-concave procedure) 等具有更低的复杂度和更快的收敛性能<sup>[32]</sup>。

### 3.3 基于 CCM 的优化问题求解

式(40)中的单位模约束可看作  $M_R \times N_R$  个复圆  $S$  的乘积, 表示为

$$\underbrace{S \times S \times \dots \times S}_{M_R \times N_R} \quad (41)$$

一个复圆  $S$  可表示为

$$S = \left\{ \mathbf{u} \in \mathbb{C}^{M_R \times N_R} : \mathbf{u}^H \mathbf{u} = 1 \right\} \quad (42)$$

复圆流形的定义为

$$\mathcal{W} = S^{M_R \times N_R} = \left\{ \mathbf{v} \in \mathbb{C}^{M_R \times N_R} : |\mathbf{v}_i| = 1, i = 1, 2, \dots, M_R \times N_R \right\} \quad (43)$$

复圆流形的切线空间表示为

$$T_{\mathbf{v}_k} \mathcal{W} = \left\{ \mathbf{z} \in \mathbb{C}^{M_R \times N_R} : \Re \left\{ \mathbf{z} \circ (\mathbf{v}_k)^* \right\} = \mathbf{0} \right\} \quad (44)$$

其中, 切线空间  $T_{\mathbf{v}_k} \mathcal{W}$  是由点  $\mathbf{v}_k$  与  $\mathcal{W}$  相切的所有向量组成的集合。

对于复圆流形, 本文的目标函数为

$$f(\mathbf{v}) = - \sum_{i=1}^{N_S} \text{lb} \left( 1 + a_i \mathbf{v}^H \mathbf{Y}^{ii} (\mathbf{Y}^{ii})^H \mathbf{v} \right) \quad (45)$$

目标函数在点  $\mathbf{v}_k$  处的欧氏梯度  $\nabla f(\mathbf{v}_k)$  和黎曼梯度  $\text{grad} f(\mathbf{v}_k)$  分别为

$$\nabla f(\mathbf{v}_k) = - \sum_{i=1}^{N_S} \frac{1}{\ln 2} \frac{2a_i \mathbf{Y}^{ii} (\mathbf{Y}^{ii})^H \mathbf{v}_k}{1 + a_i \mathbf{v}_k^H \mathbf{Y}^{ii} (\mathbf{Y}^{ii})^H \mathbf{v}_k} \quad (46)$$

$$\begin{aligned} \text{grad} f(\mathbf{v}_k) &= \text{Proj}_{T_{\mathbf{v}_k} \mathcal{W}} (\nabla f(\mathbf{v}_k)) = \\ &\nabla f(\mathbf{v}_k) - \Re \left\{ \nabla f(\mathbf{v}_k) \circ (\mathbf{v}_k)^* \right\} \circ \mathbf{v}_k \end{aligned} \quad (47)$$

其中,  $\text{Proj}(\cdot)$  表示正交投影算子。

在确定搜索方向时, 采用全局收敛性较好的加速黎曼共轭梯度 (ARCG, accelerated riemann conjugate gradient) 算法, 即当前搜索方向不仅与最速下降方向有关, 还与上一个搜索方向有关, 即

$$\eta_k = -\text{grad} f(\mathbf{v}_k) + \beta_k \eta_{k-1}^+ \quad (48)$$

其中,  $\beta_k$  为黎曼共轭梯度的更新参数。

在确定黎曼梯度及搜索方向后, 使用步长  $\omega_k$  来更新  $\mathbf{v}_k$ , 即

$$\bar{\mathbf{v}}_k = \mathbf{v}_{k-1} + \omega_k \eta_k \quad (49)$$

其中,  $\omega_k > 0$ , 是由 Armijo 线搜索条件决定的<sup>[33]</sup>。

需要注意的是, 此时点  $\bar{\mathbf{v}}_k$  和  $\mathbf{v}_{k-1}$  处的切向量由于不属于同一个子空间而不能直接叠加。因此, 需要借助向量迁移将  $\bar{\mathbf{v}}_k$  映射回复圆流形  $\mathcal{W}$ <sup>[33]</sup>, 即

$$\eta_{k-1}^+ = \text{Transp}_{\mathbf{v}_k \leftarrow \bar{\mathbf{v}}_k} (\eta_{k-1}) \quad (50)$$

其中,  $\text{Transp}$  表示向量迁移, 被定义为<sup>[33]</sup>

$$\mathbf{v}_{k+1} = \bar{\mathbf{v}}_k \circ \frac{1}{|\bar{\mathbf{v}}_k|} \quad (51)$$

实际上, 式(48)中参数  $\beta_k$  的选择会显著影响算法性能, 文献[34]给出了一系列基于 Hestenes-

Stiefel 准则的  $\beta_k$  参数确定方法, 然而该准则无法避免  $\beta_k$  为负值的情况, 因此本节提出如下的共轭参数更新策略。

$$\beta_k = \max \left( 0, \frac{\mathbf{g}_{k+1} - \mathbf{g}_k^+ \mathbf{p}_{k+1}}{\mathbf{g}_{k+1} - \mathbf{g}_k^+ \eta_k^+} \right) \quad (52)$$

其中,  $\mathbf{g}_k = \text{grad} f(\mathbf{v}_k)$ ,  $\mathbf{p}_{k+1} = \text{Preconf}(\mathbf{v}_{k+1})[\mathbf{g}_{k+1}]$  表示预条件迭代变量, 用于算法加速收敛<sup>[34]</sup>。  $\text{Preconf}(x)$  算子在黎曼度量下是对称且正定的, 由于黎曼几何的基本概念 (如黎曼结构、收缩、测地线以及正交映射等) 与目标函数不相关, 但预条件过程却与目标函数相关。因此, 在仿真中, 该算子被认为是  $(\text{Hess} f(x))^{-1}$  的近似。

通过式(52)可以修正 Hestenes-Stiefel 准则, 即当算法中的  $\beta_k$  为负值时, 将其置为 0, 进而变为黎曼最速下降法进行求解, 以防止搜索方向出现紊乱。详细的复圆流形优化以及黎曼共轭梯度算法的全局收敛特性分析参考文献[35]。

本文所提 ARCG 算法如算法 1 所示。具体过程是通过预条件迭代变量, 即操作切线空间  $T_{\mathbf{v}_k} \mathcal{W}$  来实现<sup>[34]</sup>。

**算法 1** ARCG 算法 (用于求解式(40)中的  $\mathbf{v}$ )

- 1) 给定一个初始点  $\mathbf{v}_0 \in \mathcal{W}$
- 2) 初始化:  $\mathbf{g}_0, \mathbf{p}_0, \eta_0 = -\mathbf{p}_0$
- 3) for  $k=0, 1, \dots$  do
- 4) if  $(\mathbf{g}_k, \eta_k) \geq 0$
- 5)  $\eta_k = -\mathbf{p}_k$
- 6) end if
- 7) 根据修正的 Armijo 后搜索算法<sup>[33]</sup>得到步长  $\omega_k$
- 8) 通过式(49)获得新的迭代变量  $\mathbf{v}_{k+1}$
- 9) 通过式(47)计算新的黎曼梯度并令  $\mathbf{g}_{k+1} = \text{grad} f(\mathbf{v}_{k+1})$
- 10) 基于式(45)和式(47)更新预条件  $\mathbf{p}_{k+1} = \text{Preconf}(\mathbf{v}_{k+1})[\mathbf{g}_{k+1}]$
- 11) 将搜索算子和  $\mathbf{g}_k$  变量映射回复圆流形
 
$$\eta_{k-1}^+ = \text{Transp}_{\mathbf{v}_k \leftarrow \bar{\mathbf{v}}_k} (\eta_{k-1})$$

$$\mathbf{g}_{k-1}^+ = \text{Transp}_{\mathbf{v}_k \leftarrow \bar{\mathbf{v}}_k} (\mathbf{g}_{k-1})$$
- 12) 根据式(52)更新共轭梯度参数  $\beta_k$
- 13) 根据预条件及式(48)和式(50)更新搜索方向  $\eta_k$
- 14)  $k=k+1$
- 15) end for

基于 CCM 优化算法求解 3.1 节提出的中断概率

最小化问题, 具体步骤如算法2所示。

**算法2** 基于CCM的RIS辅助主被动波束成形设计

输入  $P_T, M_g N_g, M_R N_R, M_M N_M, N_S, \sigma^2$

输出  $\mathbf{F}^*, \mathbf{v}^*$

- 1) 初始化  $\mathbf{v}_0$ , 迭代次数  $k_{\max}$ , 阈值  $\varepsilon$
- 2) 计算基于位置的gNB-RIS、RIS-MRN之间的角度信息
- 3) 通过式(2)~式(6)计算信道矩阵  $\mathbf{H}_{gR}$  和  $\mathbf{H}_{RM}$
- 4) while ( $k \leq k_{\max}$ )
- 5) 通过算法1解决式(40)得到最优解  $\mathbf{v}_k$
- 6) if ( $\Delta f(\mathbf{v}_k) > \varepsilon$ )
- 7) else break
- 8) end if
- 9) end while
- 10) 获得最优解  $\mathbf{v}^* = \mathbf{v}_{k+1}$
- 11) 通过式(31)得到  $\mathbf{F}^*$

### 3.4 复杂度分析

本节将本文所提算法与RIS辅助MIMO系统开发的一些稳健算法进行对比。但是这些算法不是专门为具有主被动波束成形的毫米波高速铁路系统设计的, 所以将这些算法应用到本文的问题中需要一个转变的过程。

由3.2节和3.3节可知, 本文所提算法主要由两部分组成: 第一部分为对有效信道进行SVD, 复杂度为  $O(M_g N_g M_M N_M \min(M_g N_g, M_M N_M))$ ; 第二部分为利用加速黎曼共轭梯度法求解问题P5中相位  $\mathbf{v}$  的计算复杂度, 即  $O(M_R N_R k)$ , 其中,  $k$  表示达到收敛的迭代次数。因此, 整个算法的复杂度为  $O(M_g N_g M_M N_M \min(M_g N_g, M_M N_M)) + O(M_R N_R k)$ 。由文献[10]可知, SDR算法的复杂度为  $O((M_R N_R + 1)^6 k)$ , 用BCD解决本文所提问题的复杂度为  $O((M_g N_g)^3 + k(M_g N_g)^2 + k^2 M_g N_g)^{[36]}$ , PCCP算法的复杂度为  $O((k+1)^{0.5} k(k+1)^2 (M_g N_g)^{4.5} + k^3 (M_g N_g)^{3.5}) + O(M_g N_g)^{[37]}$ 。从上述分析可知, 本文所提基于CCM的优化算法在求解RIS相位优化问题时具有更低的复杂度。

## 4 数值结果和结论

本节给出了仿真结果, 以验证所提CCM优化算法在系统鲁棒性方面的优势。考虑存在遮挡的典型5G毫米波高速铁路无线传输场景, 假设在一个基站覆盖区内, 列车速度保持不变, 则路径损耗可

表示为

$$\text{PL}(d_x) = \text{PL}(d_0) + 10n \log\left(\frac{d_x}{d_0}\right) + X_\sigma \quad (53)$$

其中,  $\text{PL}(d_0)$ 表示截距,  $d_x$ 表示收发端距离,  $n$ 为路径损耗指数,  $X_\sigma$ 为阴影衰落且服从均值为0的高斯随机分布。

由列车高速运行引起的MRN处多普勒频移虽影响信号接收, 但在铁路无线传输场景下, 列车方向确定、轨道规则和列车沿固定轨道重复运动, 导致多普勒效应具有规律性、重复性和可预测性<sup>[23]</sup>。因此, 本文将在后文仿真时对MRN处的多普勒频移进行最大补偿, 最大多普勒频移表示为<sup>[38]</sup>

$$f_{\max} = \frac{f_c \mathbf{v}_{\max}}{c} \quad (54)$$

其中,  $\mathbf{v}_{\max}$ 为最高列车速度,  $c$ 为光速。具体仿真参数如表1所示<sup>[37,39]</sup>。

表1 仿真参数

参数	数值
中心频率 $f_c/\text{GHz}$	32
带宽 $B/\text{MHz}$	500
最高列车速度 $\mathbf{v}_{\max}/(\text{m}\cdot\text{s}^{-1})$	70
噪声功率谱密度 $N_0/(\text{dBm}\cdot\text{Hz}^{-1})$	-174
基站高度 $z_g/\text{m}$	30
基站覆盖半径 $R/\text{m}$	300
基站天线数目 $M_g \times N_g/\text{个}$	8×8
智能超表面高度 $z_R/\text{m}$	30
移动中继高度 $z_M/\text{m}$	3.5
移动中继天线数目 $M_M \times N_M/\text{个}$	8×8
中断阈值 $R_{\text{th}}/(\text{Mbit}\cdot\text{s}^{-1})$	100

假设RIS具有理想相移模型, 即  $\beta_{m,n}=1$ ,  $|\theta_{m,n}|^2=1$ <sup>[21]</sup>。结合表1, 设gNB坐标为(0,-100,30), RIS坐标为(150,-30,30), MRN坐标为( $x_M, 0, 3.5$ )。

图4给出了当  $x_R=150$  m时, 入射信号到达MRN的方位角和俯仰角随列车真实位置的变化关系。从图4中可看出, 在整个基站覆盖区内, 列车接收到RIS入射信号的方位角最小值为15.06°, 俯仰角最小值为10.009 8°。5G-R标准对信号入射方位角和俯仰角的要求分别为大于15°和4.5°<sup>[28]</sup>, 由图4及具体数据可知, 在上述相关系统参数下, 列车运行在整个基站覆盖区内时, 均能达到规定的入射信号角度指标要求, 进一步验证了本文所设基站场景参数的可靠性。

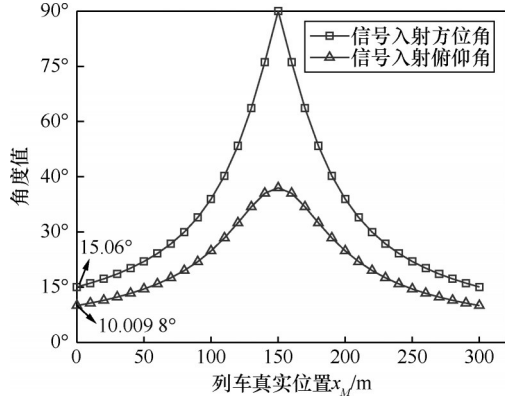


图4  $x_R=150$  m时,入射信号到达MRN的方位角和俯仰角随列车真实位置的变化关系

由式(18)可知,角度估计误差的方差 $\sigma_{x- RM, D}^2$ 与RIS-MRN的距离 $D_{RM}$ 、RIS-MRN的有效AOD $\varphi_{x- RM, D}$ 以及有界球面误差区间长度 $r$ 有关。图5给出了当 $x_R=150$  m时,角度估计误差的统计特性。从图5中可看出,当 $r$ 分别为10 m、20 m和30 m时,角度估计误差的方差均受到了 $D_{RM}$ 和 $\varphi_{x- RM, D}$ 的影响,且 $D_{RM}$ 对角度估计误差的方差影响较大。

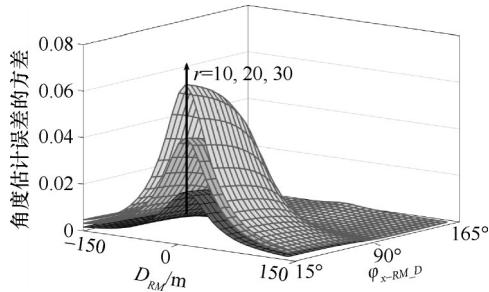


图5  $x_R=150$  m时,角度估计误差的统计特性

所提CCM优化算法与SDR、BCD和PCCP算法在解决RIS相位优化问题时的收敛性能对比如图6所示。从图6中可看出,CCM优化算法和BCD算法在10步以内均可达到最大目标函数值,CCM算法收敛速度最快,而PCCP算法和SDR算法的收敛速度较慢。此外,还可以看出,随着RIS单元数目和基站发射功率的增大,CCM算法的收敛性能随之增强。这是因为RIS单元数目的增加带来了更多的空间自由度,而基站发射功率的增大直接导致接收端接收信号强度的增大,两者都会加快算法的收敛性能。

不同位置处MRN接收信号强度随列车真实位置的变化关系如图7所示。从图7可以看出,RIS的加入能够明显改善列车的接收信号强度。当RIS

设置为最优相移时,MRN接收信号强度受收发端距离的约束较小,具体表现为,随着MRN与gNB之间距离的增大,对比无RIS系统和RIS随机相位调节的系统,RSRP曲线整体上变化较为平缓。这表明,RIS辅助的高铁中继通信系统可在一定程度上抑制路径损耗、穿透损耗以及多普勒频移等对接收端接收信号的影响。此外,还可以看出,RIS单元数目越多,MRN处的接收信号越强,这与文献[40]的结果一致。在同一RIS单元数目下,gNB发射功率越大,MRN处的接收信号也越强。此外,随着MRN的运动,在150 m前后,最优相移下MRN的RSRP曲线出现局部波动,这是因为列车靠近RIS时 $D_{RM}$ 值急剧减小,列车位置估计误差变得更大,这与第2节的分析结果一致。

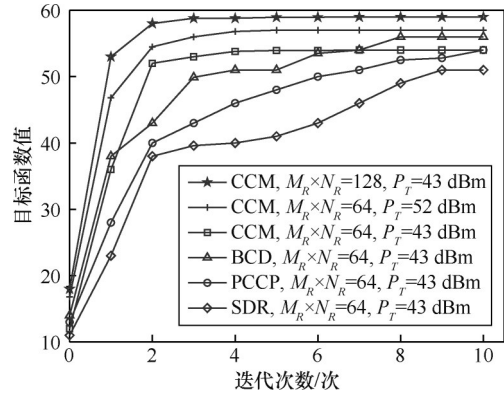


图6 算法收敛性能对比

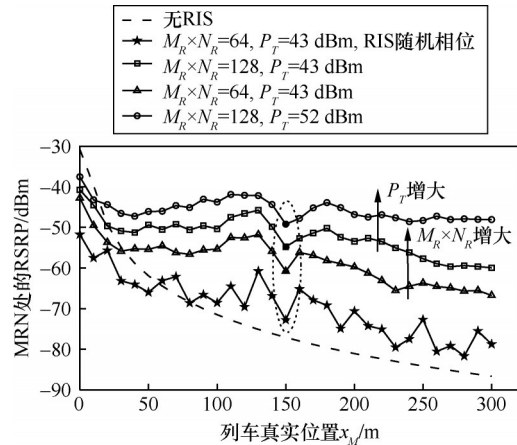
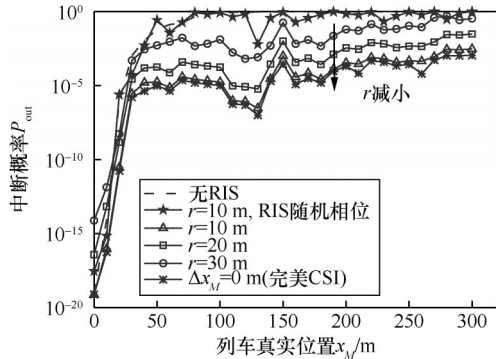


图7 不同位置处MRN的接收信号强度随列车真实位置的变化关系

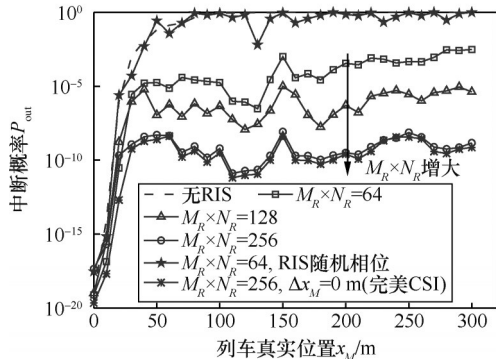
图8分别对比了中断概率阈值 $R_{th}=100$  Mbit/s时,RIS单元数目 $M_R \times N_R$ 、gNB发射功率 $P_T$ 以及有界球面误差区间长度 $r$ 的不同取值与系统中断概率的关系。

从图8(a)中可看出,在 $M_R \times N_R$ 和 $P_T$ 固定不变的

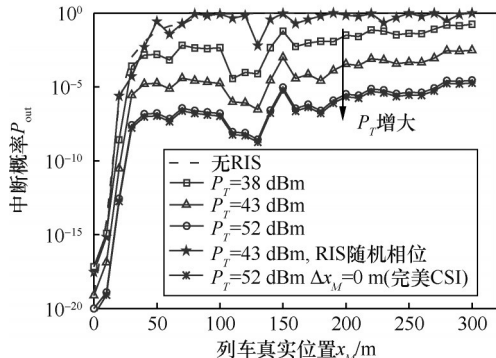
情况下,  $r$  越小, MRN 定位误差越小, 中断概率也随之降低。当位置误差  $\Delta x_M$  趋于 0 时, 中断概率由于角度估计误差的消失而收敛到一个性能下限。



(a)  $M_R \times N_R = 64, P_T = 43 \text{ dBm}$



(b)  $P_T = 43 \text{ dBm}, r = 10 \text{ m}$



(c)  $M_R \times N_R = 64, r = 10 \text{ m}$

图 8 关键参数不同取值与系统中断概率的关系

从图 8(b)中可看出, 在  $P_T$  和  $r$  固定不变的情况下, 随着 RIS 单元数目的增加, 中断概率随之降低。当 RIS 单元数目  $M_R \times N_R = 128$  时, 基站覆盖区内平均中断概率约为  $1.89 \times 10^{-6}$ , 已达到 5G 无线通信系统的可靠性为 99.999% 的指标要求<sup>[41]</sup>。此外, 当  $M_R \times N_R = 256$  时, 系统中断性能已趋近定位误差为 0 的性能下限。

从图 8(c)中可看出, 在  $M_R \times N_R$  和  $r$  固定不变的情况下, 随着 gNB 发射功率的增大, 中断概率逐

渐降低。当  $P_T$  设置为 52 dBm 时, 基站覆盖区内平均中断概率约为  $4.21 \times 10^{-6}$ , 满足 5G 无线通信系统的可靠性为 99.999% 的指标要求<sup>[41]</sup>, 此时, 系统中断性能已趋近定位误差为 0 的性能下限。

从图 8(a)~图 8(c)中还可以看出, 最优相位调节的 RIS-MIMO 系统中断性能明显优于无 RIS 系统和 RIS 随机相位调节的系统。

当  $M_R \times N_R = 64, P_T = 43 \text{ dBm}$  和  $r = 10 \text{ m}$  时, 不同算法的中断概率性能对比如图 9 所示。从图 9 中可以看出, 随着列车与基站间距离的增大, 4 种算法的中断性能均显示出不同程度的改善。本文算法略优于对比文献中的 BCD、PCCP 和 SDR 算法, 这是因为流形优化可以直接将非凸问题映射到流行中求解, 避免了受非凸 RIS 元素模量的约束。此外, 本文所提 ARCG 算法的低复杂度使其能够快速捕获列车位置并计算误差补偿, 从而获取更准确的 RIS 最优相移。

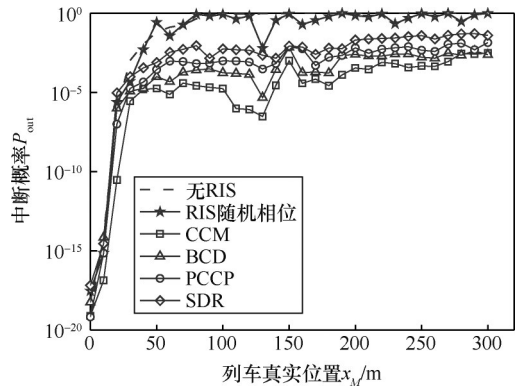


图 9 不同算法的中断概率性能对比

图 10 分别对比了 RIS 单元数目  $M_R \times N_R$ 、gNB 发射功率  $P_T$  以及列车有界球面误差区间长度  $r$  的不同取值与信道容量的关系。

从图 10(a)中可看出, 当  $P_T$  不变时, RIS-MIMO 信道容量随 RIS 单元数目的增加而增大, 且随着有界球面误差区间长度的增大, MRN 定位误差逐渐增大, 信道容量随之降低。

从图 10(b)中可看出, 当  $M_R \times N_R$  不变时, RIS-MIMO 信道容量随 gNB 发射功率的增大而增大, 且随着有界球面误差区间长度的增大, MRN 定位误差随之增大, 信道容量随之降低。此外, 随机相位调节下的信道容量性能虽优于无 RIS 系统, 但由于其 RIS 相位是一组随机值而非最优相移, 信道容量曲线容易出现波动。

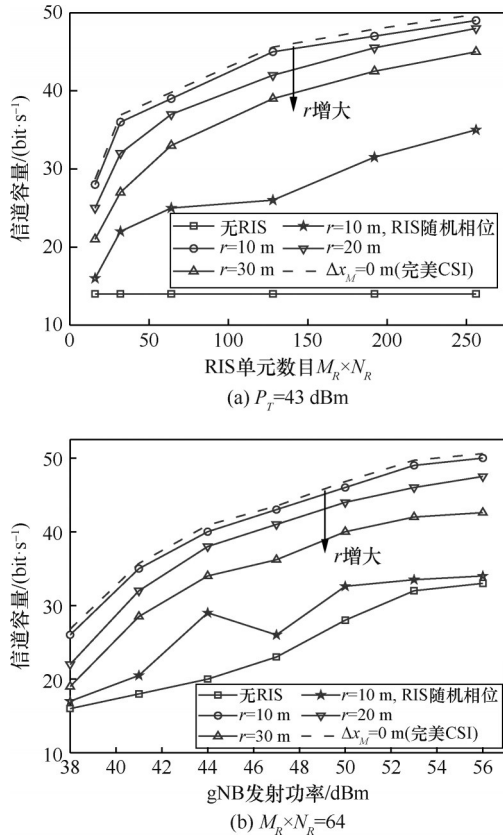


图 10 关键参数不同取值与信道容量的关系

观察图 10(a)和图 10(b)还发现, 在固定 RIS 单元数目和 gNB 发射功率的情况下, 当位置误差趋于 0 时, 信道容量由于角度估计误差的消失而收敛到一个性能上限, 且在不同系统参数设置下, 最优相位调节的信道容量性能均优于无 RIS 系统和 RIS 随机相位调节的系统。此外, 各信道容量曲线最后都趋于饱和, 这可能是基站、用户间干扰和泄漏功率等因素的共同作用。

当  $P_T=43$  dBm 和  $r=10$  m 时, 不同算法的信道容量对比如图 11 所示。从图 11 中可以看出, 随着 RIS 单元数目的增加, 4 种算法的信道容量均显示出不同程度的改善。本文算法略优于对比文献中的 BCD、PCCP 和 SDR 算法。这是因为 ARCG 算法的切线空间  $\mathcal{W}$  随着 RIS 单元数目的增加而扩大, 从而将更多的集合元素带入切线空间, 使其能够找到更优的 RIS 相移。此外, 本文算法的信道容量也明显高于无 RIS 系统和 RIS 随机相位调节系统, 这验证了在高铁通信系统中部署 RIS 的有效性。

图 12 对比了 MRN 中断概率在不同参数设置下的累积分布函数 (CDF, cumulative distribution function) 曲线。图 12(a)为在相同的 gNB 发射功率、

RIS 单元数目和有界球面误差区间长度设置下, 无 RIS 系统和 RIS 最优相位调节系统在不同中断阈值下的中断概率分布。对比发现, 无论系统是否配备 RIS, 较高的中断阈值都会导致更大的中断概率。

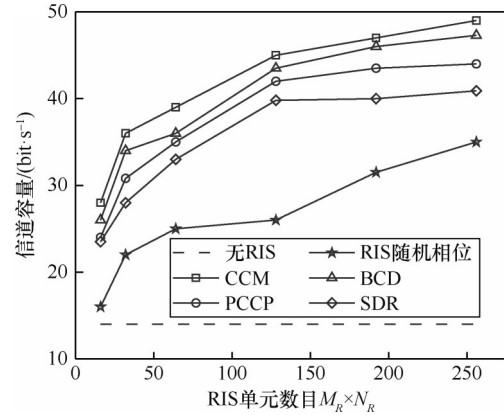
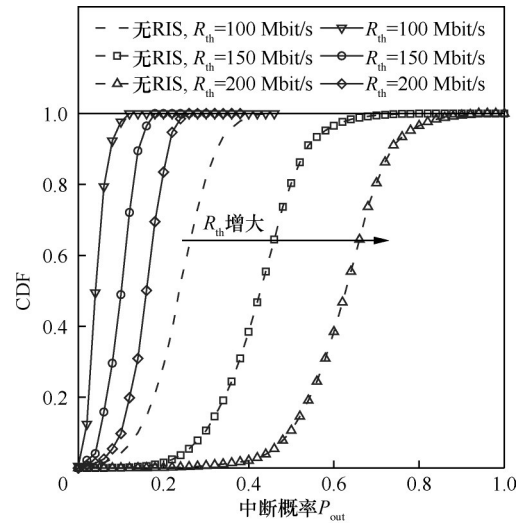
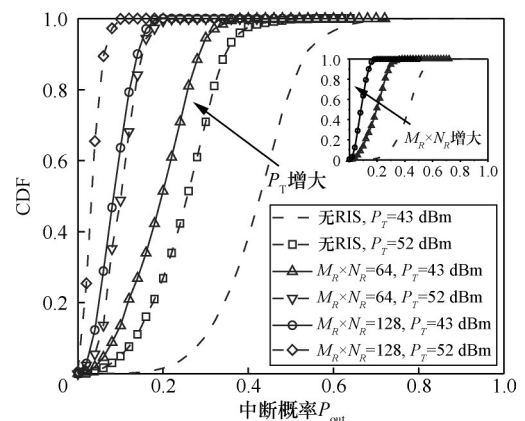


图 11 不同算法的信道容量对比



(a)  $M_R \times N_R=64, P_T=43$  dBm,  $r=10$  m



(b)  $P_T=43$  dBm,  $r=10$  m,  $R_{th}=150$  Mbit/s

图 12 中断概率在不同参数设置下的 CDF 曲线

图12(b)描述了RIS单元数目和gNB发射功率与中断性能的关系。采用控制变量法对比图12(b)中的相关曲线,可发现增大RIS单元数目和gNB发射功率均有助于降低中断概率,提升系统性能。图12也进一步验证了本文所提基于列车先验信息的RIS-MIMO系统的中断性能。

## 5 结束语

本文提出了一种基于列车先验信息的RIS-MIMO系统鲁棒波束成形算法,利用不完全的GNSS列车定位信息,估计并得到了RIS-MRN之间LOS路径角度估计误差的统计特性。基于估计的角度信息,给出了高铁RIS-MIMO通信系统下行链路中以信道容量作为判决的中断概率表达式,提出了基于加速共轭梯度下降的复圆流形优化算法,能够高效解决建立的中断概率最小化问题。仿真结果表明,本文所提算法在处理RIS-MIMO非凸优化问题时,具有较快的收敛速度和较低的复杂度;对比无RIS系统和RIS随机相位调节下的系统,当重叠区内采用最优相位调节的RIS辅助波束成形算法时,MRN的接收信号质量明显提升,通信中断概率显著降低。此外,仿真还揭示了gNB发射功率、RIS单元数目、有界球面误差区间长度等关键参数对系统中断性能的影响。在未来工作中,将研究面向复杂高铁场景的RIS辅助稳健波束成形,以保证更高的服务质量要求。

## 附录1 关于式(15)的证明

RIS-MRN之间信号的有效AOD还可以表示为<sup>[26]</sup>

$$\varphi_{x- RM\_D} = \frac{(x_R - x_M)\pi}{D_{RM}} \quad (55)$$

则基于估计位置的 $\hat{\varphi}_{x- RM\_D}$ 进一步表示为

$$\hat{\varphi}_{x- RM\_D} = \frac{(x_R - \hat{x}_M)\pi}{\hat{D}_{RM}} \quad (56)$$

结合式(56),式(55)可以写为

$$\varphi_{x- RM\_D} = \frac{\hat{D}_{RM}}{D_{RM}} \hat{\varphi}_{x- RM\_D} - \frac{\pi \Delta x_M}{D_{RM}} \quad (57)$$

其中, $D_{RM}$ 可由式(13)以相同的形式给出, $\Delta x_M$ 为MRN的定位误差。

利用泰勒公式,将式(57)中的距离比因子改写为

$$\frac{\hat{D}_{RM}}{D_{RM}} = (1 + \Omega)^{-\frac{1}{2}} \quad (58)$$

其中,

$$\Omega = \frac{\Delta x_M^2 + \Delta y_M^2 + \Delta z_M^2}{\hat{D}_{RM}^2} - 2 \frac{\hat{\varphi}_{x- RM\_D} \Delta x_M + \hat{\varphi}_{x- RM\_D} \Delta y_M + \hat{\varphi}_{x- RM\_D} \Delta z_M}{\hat{D}_{RM}} \quad (59)$$

由于列车在轨运行且不考虑地形起伏,则式(59)中沿y轴和z轴的误差可视为0,因此,式(59)可近似为

$$\Omega \approx -2 \frac{\hat{\varphi}_{x- RM\_D} \Delta x_M}{\hat{D}_{RM}} \quad (60)$$

对式(58)使用泰勒公式展开,并令 $\Omega=0$ 得

$$\frac{\hat{D}_{RM}}{D_{RM}} = 1 - \frac{\Omega}{2} \quad (61)$$

将式(61)代入式(57)得

$$\varphi_{x- RM\_D} = \left(1 - \frac{\Omega}{2}\right) \hat{\varphi}_{x- RM\_D} - \left(1 - \frac{\Omega}{2}\right) \frac{\pi \Delta x_M}{\hat{D}_{RM}} \approx \hat{\varphi}_{x- RM\_D} + \zeta_{x- RM\_D} \quad (62)$$

其中,沿x轴的角度估计误差 $\zeta_{x- RM\_D}$ 为

$$\zeta_{x- RM\_D} = -\frac{\Omega}{2} \hat{\varphi}_{x- RM\_D} - \frac{\pi \Delta x_M}{\hat{D}_{RM}} = \frac{(\hat{\varphi}_{x- RM\_D}^2 - \pi) \Delta x_M}{\hat{D}_{RM}} \quad (63)$$

证毕。

## 附录2 关于式(16)~式(18)的证明

角度估计误差 $\zeta_{x- RM\_D}$ 的累积分布函数为

$$F_{\zeta_{x- RM\_D}}(x) = P(\zeta_{x- RM\_D} < x) = P(K \Delta x - x < 0) \quad (64)$$

其中, $K$ 为

$$K = \frac{\hat{\varphi}_{x- RM\_D}^2 - \pi}{\hat{D}_{RM}} \quad (65)$$

本文中已假设MRN定位误差均匀分布在厚度为 $r_1-r_2$ 和球心坐标为(0,0,0)的两球体之间,则 $\Delta x_M \in [0, r]$ ,由几何关系可知以下条件成立。

Case1( $K>0$ )

$$F_{\zeta_{x- RM\_D}}^{(1)}(x) = \begin{cases} \frac{x}{K(r_1 - r_2)}, & 0 \leq x < K(r_1 - r_2) \\ 1, & x > K(r_1 - r_2) \\ 0, & x < 0 \end{cases} \quad (66)$$

Case2( $K<0$ )

$$F_{\zeta_{x- RM\_D}}^{(2)}(x) = \begin{cases} 1, & x > 0 \\ 1 - \frac{x}{K(r_1 - r_2)}, & -K(r_1 - r_2) \leq x < 0 \\ 0, & x < -K(r_1 - r_2) \end{cases} \quad (67)$$

对应的概率密度函数如下。

Case1( $K>0$ )

$$f_{\zeta_{x- RM,D}}^{(1)}(x) = \frac{\partial F_{\zeta_{x- RM,D}}^{(1)}(x)}{\partial x} = \begin{cases} \frac{1}{K(r_1 - r_2)}, & 0 \leq x < K(r_1 - r_2) \\ 0, & x < 0 \text{ 或 } x > K(r_1 - r_2) \end{cases} \quad (68)$$

Case2( $K < 0$ )

$$f_{\zeta_{x- RM,D}}^{(2)}(x) = \frac{\partial F_{\zeta_{x- RM,D}}^{(2)}(x)}{\partial x} = \begin{cases} 0, & x > 0 \text{ 或 } x < -K(r_1 - r_2) \\ \frac{-1}{K(r_1 - r_2)}, & -K(r_1 - r_2) \leq x < 0 \end{cases} \quad (69)$$

综上所述,  $x \in [-K(r_1 - r_2), K(r_1 - r_2)]$  的概率密度函数可写为

$$f_{\zeta_{x- RM,D}}(x) = \frac{1}{|K|(r_1 - r_2)}, -K(r_1 - r_2) \leq x < K(r_1 - r_2) \quad (70)$$

基于上述概率密度函数, 可得出  $\zeta_{x- RM,D}$  的均值和方差。证毕。

## 参考文献:

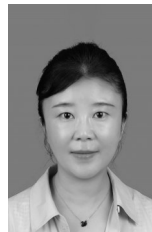
- [1] HUANG C, HE R S, AI B, et al. Artificial intelligence enabled radio propagation for communications: Part I: channel characterization and antenna-channel optimization[J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2022, 70(6): 3939-3954.
- [2] SAKI M, ABOLHASAN M, LIPMAN J. A novel approach for big data classification and transportation in rail networks[J]. *IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems*, 2020, 21(3): 1239-1249.
- [3] 朱政宇, 徐金雷, 孙炳灿, 等. 基于 IRS 辅助的 SWIPT 物联网系统安全波束成形设计[J]. *通信学报*, 2021, 42(4): 185-193.  
ZHU Z Y, XU J L, SUN G C, et al. Secure beamforming design for IRS-assisted SWIPT Internet of things system[J]. *Journal on Communications*, 2021, 42(4): 185-193.
- [4] 智能超表面技术联盟. 智能超表面技术白皮书[R]. 2023.  
RIS TECH alliance. Reconfigurable intelligent surface technology white paper[R]. 2023.
- [5] LIU C Z, HE R S, NIU Y, et al. Coverage probability analysis of RIS-assisted high-speed train communications[C]//*Proceedings of the 2023 IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC)*. Piscataway: IEEE Press, 2023: 1-6.
- [6] LI T Y, TONG H W, XU Y Y, et al. Double IRSs aided massive MIMO channel estimation and spectrum efficiency maximization for high-speed railway communications[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2022, 71(8): 8630-8645.
- [7] ZHANG J Y, LIU H, WU Q Q, et al. RIS-aided next-generation high-speed train communications: challenges, solutions, and future directions[J]. *IEEE Wireless Communications*, 2021, 28(6): 145-151.
- [8] WU Q Q, ZHANG R. Beamforming optimization for wireless network aided by intelligent reflecting surface with discrete phase shifts[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2020, 68(3): 1838-1851.
- [9] WU Q Q, ZHANG R. Intelligent reflecting surface enhanced wireless network via joint active and passive beamforming[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2019, 18(11): 5394-5409.
- [10] GAO Y B, WANG Y Z, LI C R, et al. Research on joint beamforming of high-speed railway millimeter-wave MIMO communication with reconfigurable intelligent surface[J]. *Alexandria Engineering Journal*, 2023, 74: 317-326.
- [11] XU W Y, AN J C, XU Y J, et al. Time-varying channel prediction for RIS-assisted MU-MISO networks via deep learning[J]. *IEEE Transactions on Cognitive Communications and Networking*, 2022, 8(4): 1802-1815.
- [12] 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.
- [13] 李斌, 刘文帅, 谢万城, 等. 智能反射面赋能无人机边缘网络计算卸载方案[J]. *通信学报*, 2022, 43(10): 223-233.  
LI B, LIU W S, XIE W C, et al. Computation offloading scheme for RIS-empowered UAV edge network[J]. *Journal on Communications*, 2022, 43(10): 223-233.
- [14] AO S Y, NIU Y, HAN Z, et al. Resource allocation for RIS-assisted device-to-device communications in heterogeneous cellular networks[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2023, 72(9): 11741-11755.
- [15] 陈发堂, 张若凡. 可重构智能反射面辅助的车联网资源分配算法研究[J]. *通信学报*, 2023, 44(9): 70-78.  
CHEN F T, ZHANG R F. Research on IoV resource allocation algorithm assisted by reconfigurable intelligent surface[J]. *Journal on Communications*, 2023, 44(9): 70-78.
- [16] GUO H Y, YANG Z, ZOU Y L, et al. Joint reconfigurable intelligent surface location and passive beamforming optimization for maximizing the secrecy-rate[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2023, 72(2): 2098-2110.
- [17] WANG J H, WANG H Q, HAN Y, et al. Joint transmit beamforming and phase shift design for reconfigurable intelligent surface assisted MIMO systems[J]. *IEEE Transactions on Cognitive Communications and Networking*, 2021, 7(2): 354-368.
- [18] KIM J, HOSSEINALIPOUR S, KIM T, et al. Multi-IRS-assisted multi-cell uplink MIMO communications under imperfect CSI: a deep reinforcement learning approach[C]//*Proceedings of the 2021 IEEE International Conference on Communications Workshops (ICC Workshops)*. Piscataway: IEEE Press, 2021: 1-7.
- [19] GUO C, CUI Y, YANG F, et al. Outage probability analysis and minimization in intelligent reflecting surface-assisted MISO systems[J]. *IEEE Communications Letters*, 2020, 24(7): 1563-1567.
- [20] 李翠然, 张泽鹏, 谢健骊. 基于 LSTM 动态波束成形的高速列车越区切换算法[J]. *铁道学报*, 2023, 45(10): 78-86.  
LI C R, ZHANG Z P, XIE J L. Handover algorithm based on LSTM dynamic beamforming for high-speed train[J]. *Journal of the China Railway Society*, 2023, 45(10): 78-86.
- [21] GAO M L, AI B, NIU Y, et al. IRS-assisted high-speed train communications: outage probability minimization with statistical CSI[C]//*Proceedings of the IEEE International Conference on Communications*. Piscataway: IEEE Press, 2021: 1-6.
- [22] FARAGALLAH O S, EL-SAYED H S, EL-MASHED M G. High mobility transmission system under intelligent reflecting surface[J]. *Transactions on Emerging Telecommunications Technologies*, 2022, 33(7): e4495.
- [23] MA Z, WU Y L, XIAO M, et al. Interference suppression for railway

- wireless communication systems: a reconfigurable intelligent surface approach[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2021, 70(11): 11593-11603.
- [24] CHEN C, NIU Y, AI B, et al. Joint design of phase shift and transceiver beamforming for intelligent reflecting surface assisted millimeter-wave high-speed railway communications[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2023, 72(5): 6253-6267.
- [25] HU X L, ZHONG C J, ALOUINI M S, et al. Robust design for IRS-aided communication systems with user location uncertainty[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2021, 10(1): 63-67.
- [26] HU X L, ZHONG C J, ZHANG Z Y. Angle-domain intelligent reflecting surface systems: design and analysis[J]. IEEE Transactions on Communications, 2021, 69(6): 4202-4215.
- [27] ZHU L, LI Y, YU F R, et al. Cross-layer defense methods for jamming-resistant CBTC systems[J]. IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems, 2021, 22(11): 7266-7278.
- [28] 赵洪伟, 谢永芳, 刘建华, 等. 5G高铁专网部署优化策略及应用技术研究[J]. 铁道标准设计, 2023, 67(1): 167-174.  
ZHAO H W, XIE Y F, LIU J H, et al. Research on deployment optimization strategy and application technology of 5G high-speed rail network[J]. Railway Standard Design, 2023, 67(1): 167-174.
- [29] 孙锴, 黄威. MIMO-OFDM无线通信技术及MATLAB实现[M]. 北京: 电子工业出版社, 2013.  
SUN K, HUANG W. MIMO-OFDM wireless communications with MATLAB[M]. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2013.
- [30] CHEN J H. When does asymptotic orthogonality exist for very large arrays? [C]//Proceedings of the 2013 IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM). Piscataway: IEEE Press, 2013: 4146-4150.
- [31] WANG P L, FANG J, DAI L L, et al. Joint transceiver and large intelligent surface design for massive MIMO mmwave systems[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2021, 20(2): 1052-1064.
- [32] PAN C H, ZHOU G, ZHI K D, et al. An overview of signal processing techniques for RIS/IRS-aided wireless systems[J]. IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing, 2022, 16(5): 883-917.
- [33] ALHUJAILI K, MONGA V, RANGASWAMY M. Transmit MIMO radar beampattern design via optimization on the complex circle manifold[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2019, 67(13): 3561-3575.
- [34] ABSIL P A, MAHONY R, SEPULCHRE R. Optimization algorithms on matrix manifolds[M]. Princeton: Princeton University Press, 2008.
- [35] SALLEH Z, ALHAWARAT A. An efficient modification of the hestenes-stiefel nonlinear conjugate gradient method with restart property[J]. Journal of Inequalities and Applications, 2016, 2016(1): 110.
- [36] DING Q F, LUO J, SHI H, et al. RIS-aided hybrid precoder design with anti-blocking scheme in high-speed railway[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2023, 72(3): 3335-3344.
- [37] ZHANG L, PAN C H, WANG Y, et al. Robust beamforming design for intelligent reflecting surface aided cognitive radio systems with imperfect cascaded CSI[J]. IEEE Transactions on Cognitive Communications and Networking, 2022, 8(1): 186-201.
- [38] LI C R, LU Y J, XIE J L, et al. An energy-efficient optimization method for high-speed rail communication systems assisted by intelligent reflecting surfaces (IRS)[J]. Applied Sciences, 2023, 13(16): 9401.
- [39] HE D P, AI B, GUAN K, et al. Channel measurement, simulation, and analysis for high-speed railway communications in 5G millimeter-wave band[J]. IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems, 2018, 19(10): 3144-3158.
- [40] TANG W K, CHEN M Z, CHEN X Y, et al. Wireless communications with reconfigurable intelligent surface: path loss modeling and experimental measurement[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2021, 20(1): 421-439.
- [41] 林铁力. 5G时代高铁覆盖解决方案研究[J]. 邮电设计技术, 2020(10): 57-62.  
LIN T L. Research on high speed railway coverage solutions in 5G era[J]. Designing Techniques of Posts and Telecommunications, 2020(10): 57-62.

### [作者简介]



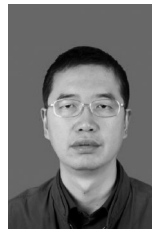
张泽鹏 (1998-), 男, 甘肃白银人, 兰州交通大学博士生, 主要研究方向为智能超表面、轨道交通通信、智能隐蔽通信。



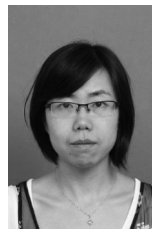
李翠然 (1975-), 女, 山西黎城人, 博士, 兰州交通大学教授、博士生导师, 主要研究方向为高速铁路智能无线通信、无线传感器网络、协同通信技术等。



吴昊 (1973-), 女, 江苏常熟人, 博士, 北京交通大学教授、博士生导师, 主要研究方向为智能交通系统、无线网络、物联网等。



谢健骊 (1972-), 男, 甘肃陇西人, 博士, 兰州交通大学教授、博士生导师, 主要研究方向为高铁智能通信、认知无线电、铁路物联网技术等。



许琼 (1982-), 女, 甘肃兰州人, 兰州交通大学博士生, 主要研究方向为智能超表面、大规模天线阵、铁路无线通信等。