

# RIS 辅助太赫兹频段车载网络容量优化

陈发堂, 刘小玲, 王丹, 张若凡

(重庆邮电大学通信与信息工程学院, 重庆 400065)

**摘要:** 为缓解当前无线系统的频谱稀缺和容量限制, 引入太赫兹频段并以可重构智能反射面 (RIS) 进行辅助通信构建一个下行链路车载网络。考虑系统总功率有限约束、蜂窝移动用户服务质量约束、车辆和用户位置随机性约束, 以最大化车辆用户总速率建立最优功率分配和 RIS 最佳部署的混合优化模型。基于平衡法、线性变换法和消元法将原 NP-hard 问题转化为具有复相关约束多变量耦合的凸优化问题, 内层迭代基于拉格朗日乘子法求解最优功率分配, 外层迭代基于改进式遗传算法求解 RIS 最佳部署。仿真结果表明, 基于最优功率分配下合理部署 RIS 节点个数与分布密度能在获得较高目标总容量的同时节约成本。

**关键词:** 可重构智能反射面; 太赫兹; 功率分配; 车联网

中图分类号: TN92

文献标志码: A

DOI: 10.11959/j.issn.1000-436x.2023176

## RIS-assisted terahertz frequency band vehicle network capacity optimization

CHEN Fatang, LIU Xiaoling, WANG Dan, ZHANG Ruofan

School of Communication and Information Engineering, Chongqing University of Posts and Telecommunications, Chongqing 400065, China

**Abstract:** In order to alleviate the spectrum scarcity and capacity limitation of the current wireless system, the terahertz frequency band was introduced and the reconfigurable intelligent surface (RIS) was used for auxiliary communication to construct a downlink vehicle network. Considering the constraints of limited total system power, QoS constraints of cellular mobile users, and randomness constraints of vehicle and user locations, a hybrid optimization model was established for optimal power allocation and optimal deployment of RIS with the aim of maximizing the total rate of vehicle users. Based on the balance method, linear transformation method, and element elimination method, the original NP-hard problem was transformed into a convex optimization problem with complex correlation constraints and multivariate coupling. The inner layer iteration was based on the Lagrange multiplier method to solve the optimal power allocation, and the outer layer iteratively solved the optimal deployment of RIS based on an improved genetic algorithm. The simulation results show that rationally deploying the number and distribution density of RIS nodes based on optimal power allocation can save costs while achieving a higher target total capacity.

**Keywords:** RIS, terahertz, power distribution, IoV

## 0 引言

太赫兹 (THz, terahertz) 频段及可重构智能反射面 (RIS) 技术被认为是未来 6G 无线通信系统

发展的关键支持技术, 它可适应因用户数量增加而导致的数据宽带流量的巨大增长, 并满足用户对更好服务质量 (QoS, quality of service) 的需求<sup>[1]</sup>。应用在 6G 车联网 (IoV, Internet of vehicles) 中将以极

收稿日期: 2023-04-24; 修回日期: 2023-09-01

通信作者: 刘小玲, l2456435012@163.com

基金项目: 重庆市自然科学基金资助项目 (No.cstc2021jcyj-msxmX0454)

**Foundation Item:** The Natural Science Foundation of Chongqing (No.cstc2021jcyj-msxmX0454)

高的数据速率和极低的时延为车辆及其乘客提供服务<sup>[2]</sup>。尽管 THz 频段面临着传播特性差、阻塞、吸收损耗和传播损耗等挑战,但 RIS 可以通过无线携能通信 (SWIPT, simultaneous wireless information and power transfer) 技术在很大程度上克服 THz 无线传播路径的缺陷。此外,网络致密化将成为增加网络容量的关键推动力,从宏蜂窝网络到小蜂窝网络再到超密集网络和异构网络,将支持更高吞吐量并提升网络性能<sup>[3]</sup>。这也同样适应 THz 频段的短距离通信。

基于 THz 频段的车联网通信,文献[4]研究了其信道建模,表明了 THz 信号传播的特性在很大程度上取决于发射和接收车辆之间的距离以及收发端天线的高度。文献[5]提出了混合波束成形阵列结构来应对 THz 频段的高路径损耗,并保持了功耗和复杂度之间的平衡,但只考虑了简单的单路径通信模型。此外,文献[6]提出了一个异构车载网络,在 THz 频段通过路侧单元 (RSU, road side unit) 辅助车载通信,表明 THz 频段在数据速率方面的有效性以及合理进行功率分配能提高系统速率。由于通信环境非常复杂,RSU 并不能提供良好的传播链路质量,当有障碍物遮挡时,RSU 为服务暗区,需考虑通过 RIS 的辅助通信。文献[7]首次将 RIS 范式与后向散射通信结合起来,有助于提高反射路径通信的质量,该系统的特征是非视距 (NLOS, none line of sight) 链路的信道增益大于视线线路 (LOS, line of sight) 链路的概率,并指出合理设计 RIS 的数量可以使 NLOS 通信链路主导复合通道。文献[8]研究了在准静态和移动态 2 种场景下 RIS 对 V2X 通信系统的影响,证明 RIS 的引入可以有效改善车载网络的覆盖范围和通信性能。文献[9]通过在基站和多个单天线用户之间部署多个无源和可控 RIS 辅助 THz 通信,通过交替优化基站和 RIS 的波束成形矩阵提高 THz 通信的覆盖范围,但旨在考虑 RIS 的个数对通信范围的提升,并没有考虑 RIS 的分布位置对其影响。文献[10]考虑了 RIS 的尺寸和操作模式对通信的影响,表明了不同尺寸的风险会采用不同的反射模型,且尺寸增加过多不会提高系统的性能,但是并没有研究 RIS 的部署。基于以上条件,本文将针对 RIS 辅助 THz 频段的下行链路车载网络最优功率分配以及 RIS 的部署进行研究。

本文主要的研究工作及贡献如下。

1) 本文基于 THz 车载网络提出了一个 RIS

辅助通信模型,涵盖了 V2V、V2I 和 V2P 用户设备通信组。在小蜂窝 THz 基站覆盖范围内和资源有限的情况下,本文针对车辆用户、移动用户和 RIS 的位置影响,通过合理的功率分配策略,在保证移动用户 QoS 的同时,最大化接收车辆用户的速率。

2) 针对上述问题的非凸、非线性、多变量耦合优化问题,本文引入了平衡法简化约束条件,利用线性变换和消元法将约束条件转化为双变量线性耦合的形式。通过双层迭代方式求解目标函数,内层基于拉格朗日乘子法求解最优功率分配,外层采用改进式遗传算法获得问题的解析解。

3) 仿真结果验证了基于最优功率分配策略的性能优势,并给出 RIS 的最佳部署。在 THz 覆盖半径  $R$  范围内部署 2 个 RIS 节点,并将它们分别放置在距离基站  $\frac{R}{2}$  的位置,能够在实现较高的目标总容量的同时降低成本。此外,还验证了 RIS 辅助性能优于 RSU。

## 1 系统模型与问题描述

### 1.1 分子吸收模型

控制 THz 频段无线传输的物理机制不同于那些在较低频段运行的机制,THz 辐射的特性包括非常高的分子吸收和扩散损耗,这会导致 LOS 链路出现非常高的频率选择性路径损耗。大气气体的强吸收水平主要是由水蒸气和氧气引起的分子共振引起的,对于 NLOS 传播,还主要受反射表面的形状、材料和粗糙度的影响<sup>[11]</sup>。

为了直观地揭示分子吸收对 THz 频段的影响,本文采用文献[12]中提出的简化吸收模型。

频率  $f$  在介质中传播的分子吸收系数为

$$k_a(f) = \varphi_1(f, \beta) + \varphi_2(f, \beta) + \varphi_3(f) \quad (1)$$

根据文献[12]有

$$\varphi_1(f, \beta) = \frac{0.2205\beta(0.1303\beta + 0.0294)}{(0.4093\beta + 0.0925)^2 + \left(\frac{f}{100c} - 10.835\right)^2} \quad (2)$$

$$\varphi_2(f, \beta) = \frac{2.014\beta(0.1702\beta + 0.0303)}{(0.537\beta + 0.0956)^2 + \left(\frac{f}{100c} - 12.664\right)^2} \quad (3)$$

$$\varphi_3(f) = p_1 f^3 + p_2 f^2 + p_3 f + p_4 \quad (4)$$

其中,  $\beta$  是水蒸气的体积混合比,与相对湿度  $\zeta$  有关<sup>[4]</sup>,

$c$  是光速,  $\varphi_3(f)$  是一个均衡因子, 系数  $p_1 = 5.54 \times 10^{-37}$ ,  $p_2 = -3.94 \times 10^{-25}$ ,  $p_3 = 9.06 \times 10^{-14}$ ,  $p_4 = -6.36 \times 10^{-3}$ 。

$$\beta = \frac{\zeta p_w(T, p)}{100p} \quad (5)$$

其中,  $\frac{\zeta p_w(T, p)}{100}$  是水蒸气的分压,  $p_w(T, p)$  是给定压力  $p$  和温度  $T$  下的饱和水蒸气分压, 表达式为

$$p_w(T, p) = 6.1121(1.0007 + 3.46 \times 10^{-6} p) e^{\frac{17.502(T-273.15)}{T-32.18}} \quad (6)$$

## 1.2 Beckmann-Spizzichino 模型

Beckmann-Spizzichino 模型使用物理光学来描述平面波在光滑和粗糙表面的反射。由于光的电磁特性, 该模型直接适用于表面对光的反射, 也适用于高频条件下的散射问题, 其中波长远小于表面特征尺寸, 因此可以采用高频近似方法进行分析, 并简化了散射问题的处理。

THz 通信除了 LOS 链路, 还有 NLOS 链路, 本文主要考虑经过 RIS 反射到达接收端, 通过基尔霍夫散射理论对 THz 波段粗糙表面散射产生的功率损失进行计算<sup>[13]</sup>。

基于文献[13], 本文假设在距离反射表面  $d$  处, 入射波以角度  $\theta_1$  到达粗糙表面, 沿角度  $\theta_2$  和  $\theta_3$  给定的方向散射, 则平均功率反射损失系数为<sup>[14]</sup>

$$E\{R_{\text{power}}(f, \zeta)\} = \left( \frac{fA \cos \theta_1}{cd} \right)^2 e^{-g} \cdot \left( \rho_0^2 + \frac{\pi l_{\text{corr}}^2 F^2}{A} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{g^m}{m! m} e^{-\frac{u_{xy}^2 l_{\text{corr}}^2}{4m}} \right) \quad (7)$$

其中,  $\zeta = [\theta_1, \theta_2, \theta_3, d]$  为散射点位置的参数;  $l_{\text{corr}}$  为相关长度, 即自相关函数与其最大值相比衰减到  $\frac{1}{e}$  的距离; 粗糙度  $\delta$  服从正态分布方差;  $A = xy$  为反射面的表面积; 常数  $F = \frac{1 + \cos \theta_1 \cos \theta_2 - \sin \theta_1 \sin \theta_2 \cos \theta_3}{\cos \theta_1 (\cos \theta_1 + \cos \theta_2)}$ 。

粗糙度为

$$g = \delta^2 \left( \frac{2\pi f}{c} \right)^2 (\cos \theta_1 + \cos \theta_2)^2 \quad (8)$$

其中,  $g \ll 1$ 、 $g \approx 1$  和  $g \gg 1$  这 3 种情况分别对应于光滑表面、中等粗糙表面和粗糙表面。

各方向的传播常数分别为

$$\begin{aligned} u_x &= \frac{2\pi f}{c} (\sin \theta_1 - \sin \theta_2 \cos \theta_3) \\ u_y &= \frac{2\pi f}{c} (-\sin \theta_2 \sin \theta_3) \\ u_{xy} &= \sqrt{u_x^2 + u_y^2} \end{aligned} \quad (9)$$

散射系数为

$$\rho_0 = \text{sinc}(xu_x) \text{sinc}(yu_y) \quad (10)$$

## 1.3 系统模型

如图 1 所示, 考虑一个 THz 频段的下行链路车载网络, 其中, 太赫兹基站 (TBS, THz base station) 位于具有一定半径覆盖范围的小区中心, 将多个 RIS 垂直放置在道路建筑物上。检查最佳 RIS 位置以最大化车辆之间的传输数据速率, 从而改善驾驶车辆的连接性。RIS 的模式是通过将构成 RIS 单元的每个元素编程为适当的相位以将入射波反射到所需目的地来确定的。另一方面, TBS 工作在 THz 频段, 提供比毫米波频段容量更高但覆盖范围更小的高速服务。此外, 由于 THz 信道高路径损耗特性, 其他小区 TBS 之间的层内干扰可以忽略不计。

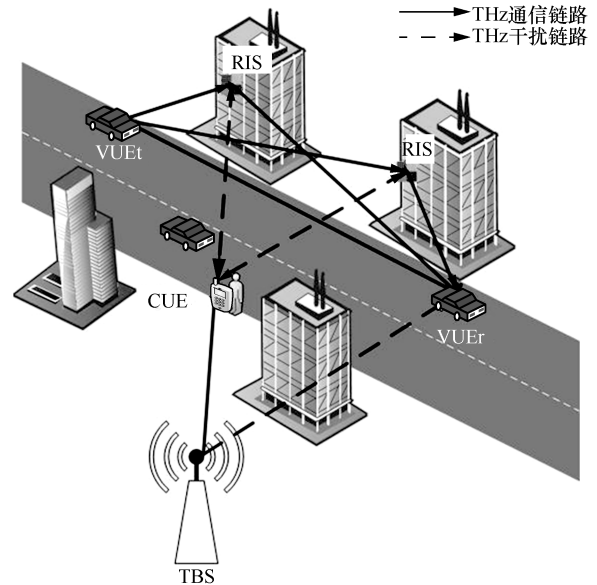


图 1 THz 频段下行链路车载网络

在这种单小区、多用户下行链路场景中, 当没有 RIS 进行辅助时, LOS 链路是整个通信的主要链路; 若 2 个车辆之间通过 RIS 辅助通信, 则 NLOS 适用。THz 频段用于发射车辆 (VUEt, vehicle user equipment transmitter)、接收车辆 (VUEr, vehicle user equipment receiver)、RIS 和蜂窝移动用户设备 (CUE, cellular user equipment)。此外, CUE 由 TBS 提供服务。系统参数如表 1 所示。

表 1 系统参数

参数	含义
$N$	RIS 的个数
$f$	THz 载波频率
$\sigma$	噪声方差
$R$	TBS 覆盖半径
$P_{\max}$	最大功率预算
$\text{SINR}_{\min}$	满足 QoS 的最低阈值
$\alpha$	路径损失指数
$v$	车辆用户速度
$d$	相关用户之间的距离
$T$	开尔文温度
$\zeta$	相对湿度
$p$	气压

因此, THz 信道模型可以表示为<sup>[15]</sup>

$$H(f, d^{\text{LOS}}, \zeta) = H^{\text{LOS}}(f, d^{\text{LOS}}) + \sum_{i=1}^N H_i^{\text{NLOS}}(f, \zeta_i) \quad (11)$$

其中,  $d^{\text{LOS}}$  为 LOS 传输距离;  $N$  为 THz 信道中 RIS 有效反射的数量;  $\zeta_i = [\theta_{i1}, \theta_{i2}, \theta_{i3}, d_{i1}^{\text{NLOS}}, d_{i2}^{\text{NLOS}}, d_i^{\text{NLOS}}]$  为第  $i$  个散射点的位置参数。

LOS 链路的路径信道增益为

$$H^{\text{LOS}}(f, d^{\text{LOS}}) = \frac{c}{4\pi f} d^{\text{LOS}(-\frac{1}{2}\alpha)} e^{-\frac{1}{2}k_z(f)d^{\text{LOS}}} \quad (12)$$

其中,  $\alpha$  为路径损失指数。

NLOS 链路的路径信道增益为

$$H_i^{\text{NLOS}}(f, \zeta_i) = \sqrt{E\{R_{\text{power}}(f, \zeta_i)\}} \frac{c}{4\pi f} \cdot (d_{i1}^{\text{NLOS}} + d_{i2}^{\text{NLOS}})^{-\frac{1}{2}\alpha} e^{-\frac{1}{2}k_z(f)(d_{i1}^{\text{NLOS}} + d_{i2}^{\text{NLOS}})} \quad (13)$$

由于模型中的移动性, 距离引起的相位变化  $\varpi$  导致传播时延。则 LOS 链路的相位变化可以表示为

$$\varpi^{\text{LOS}} = 2\pi f \tau^{\text{LOS}} \quad (14)$$

其中,  $\tau^{\text{LOS}} = \frac{d^{\text{LOS}}}{c}$  为 LOS 路径的传播时延。

第  $i$  条 NLOS 链路的相位变化可以表示为

$$\varpi_i^{\text{NLOS}} = 2\pi f \tau_i^{\text{NLOS}} \quad (15)$$

其中,  $\tau_i^{\text{NLOS}} = \frac{d_{i1}^{\text{NLOS}} + d_{i2}^{\text{NLOS}}}{c}$  为第  $i$  条 NLOS 路径的传播时延。

此外, 还有影响小尺度衰落的速度引起的多普勒频移  $\mathcal{D}_D$ , 表示为

$$\mathcal{D}_D = 2\pi f_D \Delta t \quad (16)$$

$$f_D = \frac{v \cos \theta}{\lambda} \quad (17)$$

其中,  $\lambda$  是波长,  $v$  是车辆用户速度;  $f_D$  是多普勒频率, 当用户向光源移动时为正, 远离光源时为负。

总的相位  $\Psi$  变化可以表示为

$$\Psi = \varpi + \mathcal{D}_D \quad (18)$$

则 LOS 链路的路径信道增益为

$$\Psi^{\text{LOS}} = \varpi^{\text{LOS}} + \mathcal{D}_D^{\text{LOS}} \quad (19)$$

第  $i$  条 NLOS 链路的路径信道增益为

$$\Psi_i^{\text{NLOS}} = \varpi_i^{\text{NLOS}} + \mathcal{D}_{D_i}^{\text{NLOS}} \quad (20)$$

引入 RIS 进行辅助通信时, 需要考虑 RIS 的相移, 因此第  $i$  条 NLOS 链路的路径信道增益为

$$H_i^{\text{NLOS}}(\zeta_i, \phi_i) = H_{i1} \Phi_i H_{i2} \quad (21)$$

其中,  $\Phi_i = \text{diag}[\phi_{i1}, \phi_{i2}, \dots, \phi_{in}]$  为第  $i$  个 RIS 的相移矩阵, 包含  $n$  个 RIS 单元。

由于选用确定 THz 频率, 且假设所有 RIS 的反射系数一样, 则总的信道传输模型可以表示为

$$H(d, \phi) = H^{\text{LOS}} e^{-j\Psi^{\text{LOS}}} + \sum_{i=1}^N H_i^{\text{NLOS}} e^{-j\Psi_i^{\text{NLOS}}} \quad (22)$$

其中,  $d \subseteq \{d^{\text{LOS}}, d^{\text{NLOS}}\}$ ,  $d$  为系统内涉及的所有距离。

#### 1.4 问题分析

2 个车辆之间可通过直接的 LOS 连接以及  $i$  个 RIS 进行辅助时的 NLOS 连接。还有一个服务于 CUE 的 TBS, 本节将评估不同节点的信号干扰噪声比 (SINR, signal to interference plus noise ratio)。其中, CUE 处的 SINR 为

$$\gamma_{\text{CUE}} = \frac{P_{\text{TBS}} |H_{\text{TBS,CUE}}|^2}{P_{\text{VUEt}} |H_{\text{VUEt,CUE}}|^2 + \sum_{i=1}^N P_{R_i} |H_{R_i,CUE}|^2 + \sigma^2} \quad (23)$$

其中,  $H_{\text{TBS,CUE}}$ 、 $H_{\text{VUEt,CUE}}$  和  $H_{R_i,CUE}$  分别是 TBS 到 CUE、从 VUEt 到 CUE 和从第  $i$  个 RIS 反射到 CUE 的 THz 信道。此外,  $P_{\text{TBS}}$  是 TBS 的功率,  $P_{R_i}$  是参与反射的第  $i$  个 RIS 的功率,  $P_{\text{VUEt}}$  是 VUEt 的功率,  $\sigma^2$  是 CUE 处的加性噪声方差。

为满足 CUE 的 QoS, 必须让 CUE 的 SINR 大于或等于某个阈值, 本文设置为  $\text{SINR}_{\min}$ , 则

$$\gamma_{\text{CUE}} \geq \text{SINR}_{\min} \quad (24)$$

由于 RIS 设置在路边, 因此信号从 VUEt 发送到 VUEr 有 2 条链路 (从 VUEt 到 VUEr 和从 VUEt 经过 RIS 到 VUEr), 则 VUEr 经过 2 条链路接收到信号的 SINR 可以分别写为

$$\gamma^{\text{LOS}} = \frac{P_{\text{VUEt}} |H_{\text{VUEt,VUEr}}^{\text{LOS}}|^2}{P_{\text{TBS}} |H_{\text{TBS,VUEr}}|^2 + \sigma^2} \quad (25)$$

$$\gamma_i^{\text{NLOS}} = \frac{P_{\text{VUEt}} P_{\text{R}_i} |H_{\text{VUEt,R}_i,\text{VUEr}}^{\text{NLOS}}|^2}{P_{\text{TBS}} |H_{\text{TBS,VUEr}}|^2 + \sigma^2} \quad (26)$$

VUEr 选择使用最大比合并 (MRC, maximal ratio combining) 技术组合接收来自 RIS 和 VUEt 的数据以进行联合解码。因此, VUEr 的瞬时 SINR 为

$$\gamma_{\text{VUEr}} = \gamma^{\text{LOS}} + \sum_{i=1}^N \gamma_i^{\text{NLOS}} \quad (27)$$

对于图 1 所示的系统模型, 整个系统的数据速率可以表示为

$$C_{\text{sum}} = C_{\text{CUE}} + C_{\text{VUEr}} \quad (28)$$

其中,  $C_{\text{CUE}}$  是 CUE 的数据速率,  $C_{\text{VUEr}}$  是 VUEr 的数据速率。

从式(22)可以看出, 由 LOS 链路的速率和车辆接收的 RIS 定向链路的速率组成的总速率计算如下, VUEr 处的归一化数据速率可以描述为

$$C_{\text{VUEr}} = C^{\text{LOS}} + C^{\text{NLOS}} \quad (29)$$

其中,  $C^{\text{LOS}} = \text{lb}(1 + \gamma^{\text{LOS}})$ ,  $C^{\text{NLOS}} = \text{lb}\left(1 + \sum_{i=1}^N \gamma_i^{\text{NLOS}}\right)$ 。

在满足 CUE 的  $\text{SINR}_{\text{min}}$  阈值的同时, 需要优化 TBS、VUEt 和 RIS 的功率, 它们被限制为

$$P_{\text{max}} = P_{\text{TBS}} + P_{\text{VUEt}} + P_{\text{R}} \quad (30)$$

其中,  $P_{\text{R}} = \sum_{i=1}^N P_{\text{R}_i}$ ,  $P_{\text{max}}$  是系统的最大功率预算。

优化问题的目标是最大化式(29)中的 VUEr 数据速率, 则优化模型为

$$\begin{aligned} & \max_{P_{\text{TBS}}, P_{\text{VUEt}}, P_{\text{R}}, \phi, d} \{ \text{lb}(1 + \gamma^{\text{LOS}}) + \text{lb}(1 + \sum_{i=1}^N \gamma_i^{\text{NLOS}}) \} \\ & \text{s.t. } C_1: \gamma_{\text{CUE}} \geq \text{SINR}_{\text{min}} \\ & \quad C_2: P_{\text{max}} = P_{\text{TBS}} + P_{\text{VUEt}} + P_{\text{R}} \\ & \quad C_3: \phi_n \in [0, 2\pi], \forall n = 1, \dots, N \\ & \quad C_4: P_{\text{TBS}} > 0, P_{\text{VUEt}} > 0, P_{\text{R}} > 0 \\ & \quad C_5: 0 < d < R \end{aligned} \quad (31)$$

其中,  $R$  为 TBS 的覆盖半径。

## 2 优化问题求解

### 2.1 优化问题转换

容易发现, 优化问题式(31)是一个 NP-hard 问

题, 因为它具有多变量耦合的目标函数和非凸约束, 采用枚举法是不切实际的。因此先将问题进行简化。

假设在收发两车通信之间涉及的 RIS 数量有限, 且每个 RIS 分配的功率在总 RIS 功率中的占比为  $q$ , 则第  $i$  个 RIS 的功率为

$$P_{\text{R}_i} = q_i P_{\text{R}} \quad (32)$$

其中,  $\sum_{i=1}^N q_i = 1$ 。

THz 频段的短距离通信在一定距离范围内采用镜面反射方法, 因此, 入射波不受额外路径损耗的影响。此外, 一个 RIS 元件包含多个 RIS 单元, 可以通过相位调控改变波束方向, 由于  $|e^{j\theta_n}| = 1$  对  $\forall n = 1, \dots, N$  都成立, 因此可认为对优化目标有影响, 而对功率分配影响不大, 即该相位可以独立于其他变量, 所以通过平衡法原则认为 RIS 具有理想的相移调控, 则可以将约束变量  $C_3$  消除, 那么 NLOS 链路的路径信道增益由式(21)变为

$$H_i^{\text{NLOS}} = H_{i1} H_{i2} \quad (33)$$

通过线性变化和消元法将式(31)中的  $C_1$  和  $C_2$  联合式(32)可以将条件转化为

$$\begin{aligned} & \frac{P_{\text{TBS}} |H_{\text{TBS,user}}|^2}{P_{\text{VUEt}} |H_{\text{VUEt,CUE}}|^2 + \sum_{i=1}^N P_{\text{R}_i} |H_{\text{R}_i,\text{CUE}}|^2 + \sigma^2} \geq \text{SINR}_{\text{min}} \Rightarrow \\ & P_{\text{TBS}} \geq \frac{\text{SINR}_{\text{min}}}{|H_{\text{TBS,CUE}}|^2} \cdot \\ & \left( P_{\text{VUEt}} |H_{\text{VUEt,CUE}}|^2 + \sum_{i=1}^N P_{\text{R}_i} |H_{\text{R}_i,\text{CUE}}|^2 + \sigma^2 \right) \Rightarrow \\ & P_{\text{TBS}} \geq \frac{\text{SINR}_{\text{min}}}{|H_{\text{TBS,CUE}}|^2 + \text{SINR}_{\text{min}} \sum_{i=1}^N \alpha_i |H_{\text{R}_i,\text{CUE}}|^2} \cdot \\ & \left\{ P_{\text{VUEt}} \left( |H_{\text{VUEt,CUE}}|^2 - \sum_{i=1}^N \alpha_i |H_{\text{R}_i,\text{CUE}}|^2 \right) + P_{\text{max}} \sum_{i=1}^N \alpha_i |H_{\text{R}_i,\text{CUE}}|^2 + \sigma^2 \right\} \end{aligned} \quad (34)$$

基于以上分析, 应用对数公式  $\log_a u + \log_a v = \log_a (uv)$  可将优化目标简化为

$$\max_{P_{\text{t}}, P_{\text{TBS}}, d} \left\{ \text{lb} \left( 1 + \gamma^{\text{LOS}} + \sum_{i=1}^N \gamma_i^{\text{NLOS}} + \gamma^{\text{LOS}} \sum_{i=1}^N \gamma_i^{\text{NLOS}} \right) \right\}$$

$$\text{s.t. } C_1: P_{\text{TBS}} \geq \frac{\text{SINR}_{\text{min}}}{|H_{\text{TBS,CUE}}|^2 + \text{SINR}_{\text{min}} \sum_{i=1}^N \alpha_i |H_{\text{R}_i,\text{CUE}}|^2} \cdot$$

$$\left\{ P_{\text{VUEt}} \left( |H_{\text{VUEt,CUE}}|^2 - \sum_{i=1}^n \alpha_i |H_{\text{R}_i,\text{CUE}}|^2 \right) \right\} +$$

$$\left\{ P_{\text{max}} \sum_{i=1}^N \alpha_i |H_{\text{R}_i,\text{CUE}}|^2 + \sigma^2 \right\}$$

$$\begin{aligned}
 C_2 : P_{TBS} &< P_{\max} \\
 C_3 : 0 &< P_{VUEt} < P_{\max} \\
 C_4 : P_{TBS} &> 0, P_{VUEt} > 0, P_R > 0 \\
 C_5 : 0 &< d < R
 \end{aligned} \tag{35}$$

此时优化目标由 TBS 和 VUEt 的功率以及车辆用户和移动用户的位置来决定, 其中各个用户的距离  $d$  决定通信信道增益进而影响其功率占比,  $P_{TBS}$  还受  $P_{VUEt}$  的影响。

## 2.2 优化问题求解

由式(35)可知, 由于约束条件都变为线性约束, 因此它们都是凸约束条件。然而  $C_5$  会同时影响  $C_1$  和目标函数, 因此该问题是一个两层复合约束优化问题。

内层将式(35)中的  $C_1$ 、 $C_2$  和  $C_3$  作为求解最优的约束条件, 对目标函数进行优化。则对于给定变量  $d$ ,  $C_1$  对目标函数的约束可构建为如下拉格朗日函数

$$\begin{aligned}
 L(P_{VUEt}, P_{TBS}, \eta) = & \\
 & \text{lb} \left( 1 + \gamma^{\text{LOS}} + \sum_{i=1}^N \gamma_i^{\text{NLOS}} + \gamma^{\text{LOS}} \sum_{i=1}^N \gamma_i^{\text{NLOS}} \right) - \eta \cdot \\
 & \left\{ P_{TBS} \left( |H_{TBS,CUE}|^2 + \text{SINR}_{\min} \sum_{i=1}^N \alpha_i |H_{R_i,CUE}|^2 \right) - \right. \\
 & P_{VUEt} \text{SINR}_{\min} \left( |H_{VUEt,CUE}|^2 - \sum_{i=1}^n \alpha_i |H_{R_i,CUE}|^2 + \right. \\
 & \left. \left. \text{SINR}_{\min} \left( P_{\max} \sum_{i=1}^N \alpha_i |H_{R_i,CUE}|^2 + \sigma^2 \right) \right) \right\} \tag{36}
 \end{aligned}$$

其中,  $\eta$  是拉格朗日乘子。

$$\frac{\partial L}{\partial P_{VUEt}} = \frac{\partial \gamma^{\text{LOS}}}{\partial P_{VUEt}} (1 + \gamma^{\text{NLOS}}) + \frac{\partial \gamma^{\text{NLOS}}}{\partial P_{VUEt}} (1 + \gamma^{\text{LOS}}) - \eta \text{SINR}_{\min} \left( |H_{VUEt,CUE}|^2 - \sum_{i=1}^n \alpha_i |H_{R_i,CUE}|^2 \right) \tag{37}$$

$$\frac{\partial L}{\partial P_{TBS}} = \frac{\partial \gamma^{\text{LOS}}}{\partial P_{TBS}} (1 + \gamma^{\text{NLOS}}) + \frac{\partial \gamma^{\text{NLOS}}}{\partial P_{TBS}} (1 + \gamma^{\text{LOS}}) - \eta \left( |H_{TBS,CUE}|^2 + \text{SINR}_{\min} \sum_{i=1}^N \alpha_i |H_{R_i,CUE}|^2 \right) \tag{38}$$

$$\begin{aligned}
 \frac{\partial L}{\partial \eta} = & \left\{ P_{TBS} \left( |H_{TBS,CUE}|^2 + \text{SINR}_{\min} \sum_{i=1}^N \alpha_i |H_{R_i,CUE}|^2 \right) \right\} - \\
 & \left\{ P_{VUEt} \text{SINR}_{\min} \left( |H_{VUEt,CUE}|^2 - \sum_{i=1}^n \alpha_i |H_{R_i,CUE}|^2 \right) \right\} + \\
 & \left\{ \text{SINR}_{\min} \left( P_{\max} \sum_{i=1}^N \alpha_i |H_{R_i,CUE}|^2 + \sigma^2 \right) \right\} \tag{39}
 \end{aligned}$$

根据 KKT 条件, 得到最优功率为

$$P_{VUEt}(d) = \frac{-\Xi \pm \sqrt{\Delta}}{2\psi} \tag{40}$$

根据式(30)和式(35)的  $C_1$  可得到  $P_{CUE}$  和  $P_R$  的功率表达式。

基于拉格朗日乘子的迭代最优功率分配算法如算法 1 所示。

**算法 1** 基于拉格朗日乘子的迭代最优功率分配算法

**初始化** VUEt, VUEr, CUE, TBS, RIS 的位置坐标参数, TBS 覆盖半径  $R$ , 迭代精度参数  $\varepsilon_1$ ,  $k=1$

- 1) while
- 2) 更新用户的位置  $d$
- 3) 根据式(40)计算  $P_{VUEt}(d)$ , 更新内层目标函数;
- 4) 更新函数下降梯度以及拉格朗日乘子  $\eta$
- 5) if  $P_{VUEt}(d)$  收敛, 即  $P_{VUEt}(d)(k+1) - P_{VUEt}(d)(k) < \varepsilon_1$
- 6) end if
- 7) until  $d > R$
- 8) end while

外层则基于内层的最优解, 利用改进式遗传算法将式(31)的  $C_4$  作为约束条件, 求解目标函数及其 RIS 对应的位置。其中外层优化遗传算法如算法 2 所示。

**算法 2** 外层优化遗传算法

**初始化** 用户位置, 种群大小, 迭代次数  $T_0$

- 1) while
- 2) for  $i=0, 1, \dots, \varepsilon_2$
- 3) 计算各个用户之间的通信距离  $d^{\text{LOS}}(i), d^{\text{NLOS}}(i)$  及其对应的信道增益  $H^{\text{LOS}}(i), H^{\text{NLOS}}(i)$
- 4) 根据式(35)中  $C_1 \sim C_3$  限制功率  $P_{VUEt}(i)$  和  $P_{TBS}(i)$  的相互约束范围
- 5) 结合算法 1 的结果, 更新式(35)中的外层目标函数。通过选择、交叉、变异更新种群, 分割染色体, 记录个体适应度
- 6) end for
- 7) until  $d > R$
- 8) end while
- 9) 输出最佳功率分配以及 RIS 的最佳分布

算法 1 的时间复杂度取决于迭代精度以及用户的位置, 假设在半径覆盖范围内用户不同位置取值为  $M$  次, 根据梯度更新可得功率的收敛复杂度为  $O(KM)$ 。算法 2 中复杂度取决于迭代次数和 RIS 的个数和位置, 假设位置取值也为  $M$  次, 则总的算法复杂度为  $O(KT_0M^2)$ 。

### 3 仿真结果与分析

本节将对不同因素(如节点位置和 RIS 个数)对系统性能和功率分配的影响进行研究。本文采用接收分集系统,其中 VUEr 能够通过 LOS 链路和 NLOS 链路接收信号,采用 MRC 技术来提供高性能的同步接收信号处理。文献[16]的研究表明 THz 传播范围尽量在 50 m 内。LOS 链路具有非常高的反射损耗传播,然而在某些确定的太赫兹频段依旧可以产生较低的衰减,因此可以在这些频率窗口范围内(通常被定义为 300 GHz~1 THz)进行数据传输<sup>[17]</sup>。因此选择载波频率  $f = 0.8474$  THz。此外,仿真参数  $\text{SINR}_{\min} = 4$  dBm,  $v = 30$  km/h, 路径损失指数  $\alpha = 2$ <sup>[18]</sup>,  $P_{\max} = 20$  dBm,  $\sigma^2 = -10$  dBm, 其中 TBS 的坐标位于(20,0), 其余用户位置都以 TBS 的位置为参考。

RIS 和 RSU 分别作为中继时的 VUEr 最大速率如图 2 所示。其中, VUEt 的坐标为(5,0), 横坐标为负数表示 VUEr 在 VUEt 的后面, RIS 和 RSU 位于相同位置, 设有随机的遮挡物阻碍 NLOS 链路。从图 2 可以看出, 当 VUEr 和 VUEt 的距离为 0 时, VUEr 速率最大; 当 VUEr 和 VUEt 的距离为 5 m 内时, RIS 和 RSU 对速率的影响相同, 因为此时没有遮挡物, LOS 和 NLOS 链路都适用, 随着 VUEr 和 VUEt 的距离增加, RIS 辅助通信明显优于 RSU。

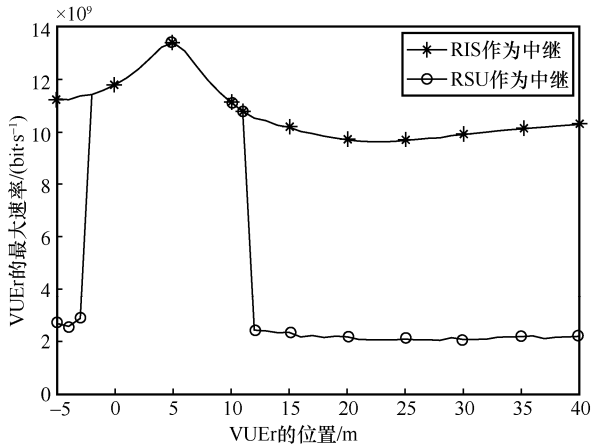


图 2 RIS 和 RSU 分别作为中继时对 VUEr 最大速率的影响

基于最佳功率分配时, RIS 的个数和 CUE 的位置对 VUEr 最大速率的影响如图 3 所示。其中, TBS 的坐标位于(20,0), 5 种情况下的 RIS 平均放置在 VUEt 和 VUEr 之间。从图 3 可以看出, 当 CUE 的位置位于 20 m 时, 不同 RIS 个数进行辅助通信时 VUEr 的接收速率都处于最大值, 因为此时 CUE 最

接近 TBS, 信息传输时的路径损失最低, 分配较低的资源给 TBS 就可以满足 QoS。且当 CUE 逐渐远离 TBS 时, 数据速率也逐渐降低, 这是因为当 CUE 和 TBS 距离越远时, RIS 数量增加会对 CUE 产生严重的干扰, 为了保证 CUE 的 QoS, 必须抑制 RIS 来缓解干扰, 因此部署 4 个和 5 个 RIS 时其数据速率相比于其余 3 种情况下降得更快。从整体上看, 部署 2 个 RIS 和 3 个 RIS 时数据速率明显优于其余 3 种情况, 可见增加 RIS 的个数并不会增加其数据速率。此外, CUE 位于 TBS 左侧, 3 个 RIS 比 2 个 RIS 性能更优, CUE 位于 TBS 右侧, 则是 2 个 RIS 更优; 从平均速率上看, 2 个 RIS 相对于其余 4 种情况分别高出 1.303%、0.792%、4.108%、4.177%, 则 2 个 RIS 略优于 3 个 RIS。从成本上考虑, 几乎相同性能下, 2 个 RIS 比 3 个 RIS 更能节约成本。

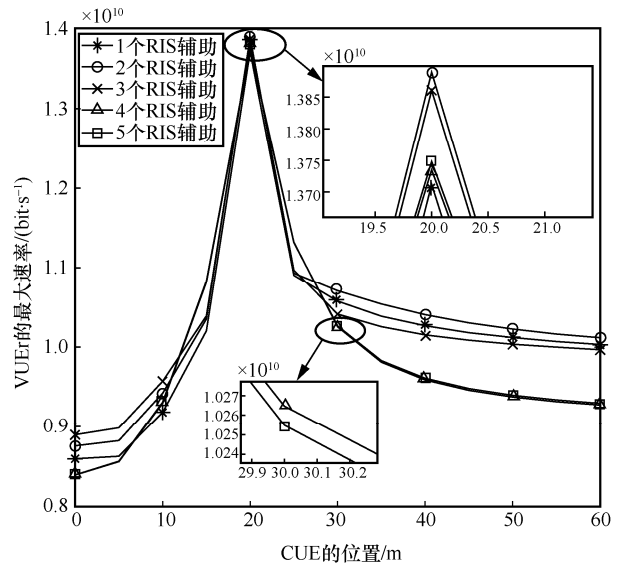


图 3 RIS 的个数和 CUE 的位置对 VUEr 最大速率的影响

相同 RIS 个数下 CUE 位置与功率分配的关系如图 4 所示。在综合考虑上述情况下, 当 VUEt 与 VUEr 的距离一定时 ( $R = 50$  m), 部署 2 个 RIS 最佳。从图 4 可以看出, 分配给 TBS 的功率最多, 分配给 RIS 的功率最小, 其原因是设置的最低阈值为 4 dBm, 占总功率的 20%, 则需要降低 2 个 RIS 对 CUE 的干扰, 分配更多的功率给 TBS 以满足 CUE 的 QoS。其次, 当 CUE 的位置为 20 时, VUEr 速率最大, 因为此时 CUE 垂直于 TBS, 距离 TBS 最近, 信号越强, 分配的功率也最小, 并且当 CUE 逐渐远离 TBS 时,  $P_{\text{TBS}}$  的功率逐渐增大。

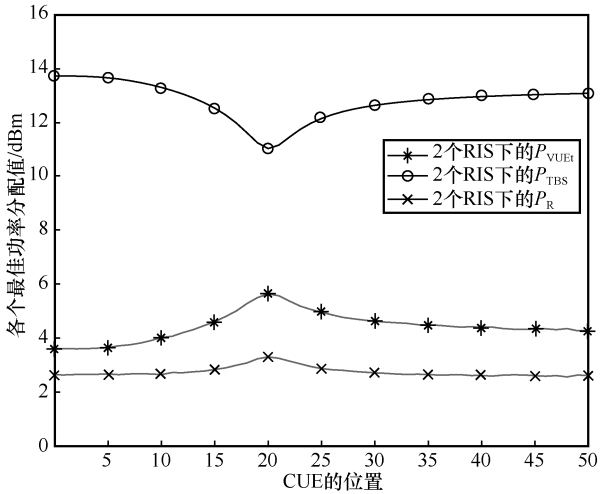


图 4 相同 RIS 个数下 CUE 位置与功率分配的关系

2 个 RIS 的位置与 VUEr 最大速率的关系如图 5 所示。此时固定 CUE 和 VUEt、VUEr 的位置，其中，以 TBS 位置为参考，CUE 的位置为 30 m，VUEt 和 VUEr 的位置分别位于基站的两端，VUEt 的位置为 -10，VUEr 的位置为 50 m，并且都在 TBS 覆盖范围内，假设 RIS<sub>1</sub> 和 RIS<sub>2</sub> 都在 VUEt 和 VUEr 之间。从图 5 可以看出，当 RIS<sub>1</sub> 的位置位于 50 m、RIS<sub>2</sub> 的位置位于 0 时，VUEr 的接收速率最大。2 个 RIS 的位置分别会更靠近收发两端，且 RIS 相对于基站位置的最佳距离为 20~30 m，因为此时的 VUEt 和 VUEr 的位置固定且处于 THz 频段的边缘位置，在这个范围内，需要更靠近 VUEt 和 VUEr 才能更好地辅助信号传输。

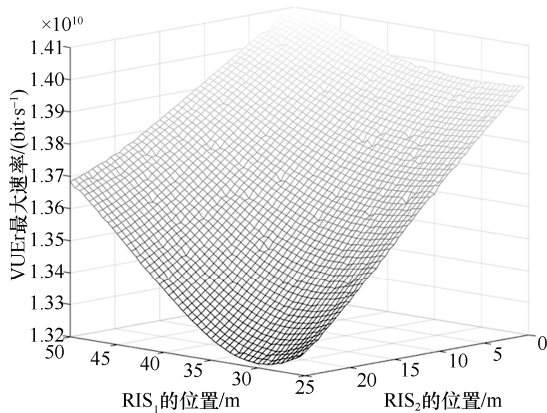


图 5 2 个 RIS 的位置与 VUEr 最大速率的关系

RIS 位于不同位置时，CUE 的位置与速率的关系如图 6 所示。此时，2 个 RIS 随机放置时的位置为 (23,24)，平均放置时为 (16,35)，最佳放置时为 (50,0)。从图 6 可以看出，CUE 相对于 TBS 的距离

变化会影响功率分配以及速率，当 CUE 逐渐靠近基站时，系统整体速率也会逐渐上升，并且整体上在最佳放置位置时的速率最大，相对于平均放置和随机放置提升了 4.57%。此外，当 CUE 的位置靠近 0 时，处于最佳位置时的速率会低于其余 2 种情况，其原因是 RIS<sub>2</sub> 的位置正好为 0，距离相对于其余 2 种情况更近，会对 CUE 产生更强的干扰，因此会减少 P<sub>R</sub> 的功率来保证 CUE 的 QoS。

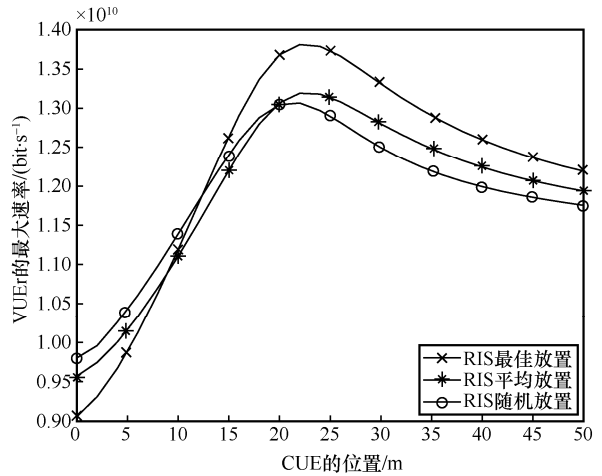


图 6 RIS 位于不同位置时，CUE 的位置与速率的关系

VUE 的位置与系统平均最大速率的关系如图 7 所示。从图 6 可知，CUE 的位置会影响接收端的速率，因此，将 CUE 设置在距离基站的一定范围内 ( $d=30$  m)，研究了随着车辆之间距离变化，RIS 分别处于最佳放置位置、平均放置位置和随机放置位置下的系统平均最大速率。仿真结果表明，随着车辆之间的位置变化，2 个 RIS 最佳放置时系统的平均速率最大，且最佳放置相对于平均放置、随机放置下速率分别提升了 2.18%、1.27%。

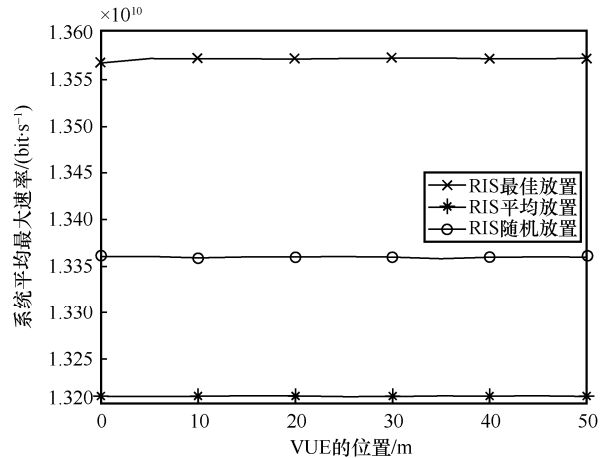


图 7 VUE 的位置与系统平均最大速率的关系

## 4 结束语

本文对基于 RIS 辅助 THz 频段的下行链路车载网络功率分配和 RIS 部署策略进行研究。考虑系统总功率受限制、车辆和用户移动性约束, 保证用户 QoS 的同时最大化接收车辆速率, 建立最优功率分配和 RIS 最佳部署的混合优化模型。基于平衡法消除与其余变量不相互影响的 RIS 相移矩阵, 基于线性变换法和消元法将原问题中的复相关多变量问题转化为双变量耦合的优化问题。采用双层迭代方式求解目标函数, 内层基于拉格朗日乘子法求解最优功率分配, 外层利用改进式遗传算法迭代获得 RIS 的最佳个数以及分布密度。仿真结果表明, 基于最优功率分配, 在 THz 频段覆盖范围内, 部署 2 个 RIS 节点并平均距离基站  $\frac{R}{2}$  处时最佳。

## 参考文献:

- [1] DU H Y, ZHANG J Y, GUAN K, et al. Performance and optimization of reconfigurable intelligent surface aided THz communications[J]. IEEE Transactions on Communications, 2022, 70(5): 3575-3593.
- [2] NOOR-A-RAHIM M, LIU Z L, LEE H, et al. 6G for vehicle-to-everything (V2X) communications: enabling technologies, challenges, and opportunities[J]. Proceedings of the IEEE, 2022, 110(6): 712-734.
- [3] STORCK C R, DUARTE-FIGUEIREDO F. A survey of 5G technology evolution, standards, and infrastructure associated with vehicle-to-everything communications by Internet of vehicles[J]. IEEE Access, 2020, 8: 117593-117614.
- [4] ECKHARDT J M, PETROV V, MOLTCHANOV D, et al. Channel measurements and modeling for low-terahertz band vehicular communications[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2021, 39(6): 1590-1603.
- [5] BUSARI S A, HUQ K M S, MUMTAZ S, et al. Generalized hybrid beamforming for vehicular connectivity using THz massive MIMO[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2019, 68(9): 8372-8383.
- [6] SAMY S H A, MAHER E A, EL-MAHDY A, et al. Power optimization of THz band heterogeneous vehicular networks[C]//Proceedings of 2021 IEEE Vehicular Networking Conference (VNC). Piscataway: IEEE Press, 2021: 107-114.
- [7] ZHAO W J, WANG G P, ATAPATTU S, et al. Is backscatter link stronger than direct link in reconfigurable intelligent surface-assisted system?[J]. IEEE Communications Letters, 2020, 24(6): 1342-1346.
- [8] 王珏. 智能反射面辅助的车联网通信技术研究[D]. 南京: 东南大学, 2021.  
WANG J. Research on communication technology of vehicle networking assisted by intelligent reflector[D]. Nanjing: Southeast University, 2021.
- [9] HUANG C W, YANG Z H, LI W, et al. Multi-hop RIS-empowered terahertz communications: a DRL-based hybrid beamforming design[J]. in IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2021, 39(6): 1663-1677.
- [10] OZCAN Y U, OZDEMIR O, KURT G K. Reconfigurable intelligent surfaces for the connectivity of autonomous vehicles[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2021, 70(3): 2508-2513.
- [11] CHEN W J, MA X Y, LI Z X, et al. Sum-rate maximization for intelligent reflecting surface based terahertz communication systems[C]//Proceedings of 2019 IEEE/CIC International Conference on Communications Workshops in China (ICCC Workshops). Piscataway: IEEE Press, 2019: 153-157.
- [12] CHANG B, YAN X Y, ZHANG L, et al. Joint communication and control for mmWave/THz beam alignment in V2X networks[J]. IEEE Internet of Things Journal, 2022, 9(13): 11203-11213.
- [13] BECKMANN P, SPIZZICHINO A. The scattering of electromagnetic waves from rough surface[M]. New York: Macmillan, 1963.
- [14] MOLDOVAN A, RUDER M A, AKYILDIZ I F, et al. LOS and NLOS channel modeling for terahertz wireless communication with scattered rays[C]//Proceedings of 2014 IEEE Globecom Workshops (GC-Wkshps). Piscataway: IEEE Press, 2015: 388-392.
- [15] MOLDOVAN A, KISSELEFF S, AKYILDIZ I F, et al. Data rate maximization for terahertz communication systems using finite alphabets[C]//Proceedings of 2016 IEEE International Conference on Communications (ICC). Piscataway: IEEE Press, 2016: 1-7.
- [16] WU W, WANG H, WANG W N, et al. Doppler mitigation method aided by reconfigurable intelligent surfaces for high-speed channels[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2022, 11(3): 627-631.
- [17] 高帅, 张忠皓, 李福昌, 等. 6G 太赫兹传输链路特性分析[J]. 邮电设计技术, 2020(4): 11-14.  
GAO S, ZHANG Z H, LI F C, et al. Analysis on propagation characteristics of 6G terahertz[J]. Designing Techniques of Posts and Telecommunications, 2020(4): 11-14.
- [18] 黎赛, 杨亮, 崔琪楣, 等. RIS 辅助的混合 RF/THz 系统性能分析[J]. 通信学报, 2022, 43(1): 49-58.  
LI S, YANG L, CUI Q M, et al. Performance analysis of RIS-assisted mixed RF/THz system[J]. Journal on Communications, 2022, 43(1): 49-58.

## [作者简介]



陈发堂 (1965- ), 男, 重庆人, 重庆邮电大学研究员、硕士生导师, 主要研究方向为物理层算法、可重构智能反射面等。

刘小玲 (1998- ), 女, 重庆人, 重庆邮电大学硕士生, 主要研究方向为车联网物理层协议、可重构智能反射面等。

王丹 (1982- ), 女, 重庆人, 博士, 重庆邮电大学研究员、硕士生导师, 主要研究方向为可重构智能反射面技术、嵌入式系统 (移动通信基带处理系统)、通信软件开发等。

张若凡 (2001- ), 男, 湖北荆州人, 重庆邮电大学硕士生, 主要研究方向为车联网物理层协议、可重构智能反射面等。