



研究与开发

高铁场景下有源智能超表面辅助的能效优化研究

丁青锋, 邹志祥

(华东交通大学电气与自动化工程学院, 江西 南昌 330013)

摘要: 针对高铁场景下无源智能超表面 (reconfigurable intelligent surface, RIS) 引入的“乘性衰落”效应问题, 一种有效解决办法是部署有源 RIS。然而, 传统的有源 RIS 全连接架构中大量有源元件会导致过高的硬件成本和功耗, 因此提出一种有源 RIS 子连接架构, 旨在满足车地通信中传输速率要求的同时兼顾系统的能量效率。首先, 基于高铁场景的特殊性建立有源 RIS 辅助多用户的系统模型; 其次, 考虑基站最大发射功率约束、有源 RIS 发射功率约束和有源 RIS 相移矩阵约束, 提出系统能量效率最大化问题, 并通过使用分式规划理论中的拉格朗日对偶变换和二次变换, 将上述非凸问题转化为凸优化问题; 最后, 提出一种联合发射波束成形和有源 RIS 相移矩阵的交替优化算法。仿真结果表明, 相比传统无源 RIS 和有源 RIS 全连接架构方案, 所提方案能有效解决“乘性衰落”问题, 并且在满足用户传输速率的同时实现更高的能量效率。

关键词: 高速列车; 智能超表面; 子连接结构; 波束成形; 能量效率

中图分类号: TN929.5

文献标志码: A

doi: 10.11959/j.issn.1000-0801.2024150

Research on energy efficiency optimization assisted by active reconfigurable intelligent surface in high-speed railway scenarios

DING Qingfeng, ZOU Zhixiang

School of Electrical and Automation Engineering, East China Jiaotong University, Nanchang 330013, China

Abstract: In addressing the challenge of the multiplicative fading introduced by passive reconfigurable intelligent surface (RIS) in high-speed railway scenarios, an effective solution is the deployment of an active RIS. However, the conventional fully-connected architecture of active RIS, characterized by a multitude of active elements, results in excessive hardware costs and power consumption. Consequently, a sub-connected architecture of active RIS was proposed, with the aim of simultaneously considering the system's energy efficiency and the transmission rate in train-ground communication. Initially, a system model for active RIS-assisted multi-user scenarios was established, taking

收稿日期: 2023-12-13; 修回日期: 2024-03-06

通信作者: 丁青锋, brandy724@sina.com

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (No.61961018); 江西省自然科学基金资助项目 (No.20224ACB202001)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (No.61961018), The Natural Science Foundation of Jiangxi Province (No.20224ACB202001)

into account the distinctive features of the high-speed railway environment. Subsequently, the problem of maximizing system energy efficiency was formulated by considering constraints on the maximum transmission power of the base station, the transmission power of the active RIS, and the phase-shift matrix of the active RIS. Through the utilization of Lagrange dual transformation and quadratic transformation from fractional programming theory, the non-convex problem was transformed into a convex optimization problem. Finally, an alternating optimization algorithm was proposed for the joint optimization of beamforming and the phase-shift matrix of the active RIS. Simulation results indicate that, compared to traditional passive RIS and fully-connected of active RIS architectures, the proposed solution effectively addresses the multiplicative fading issue. Additionally, the proposed solution achieves higher energy efficiency while meeting user transmission rate requirements.

Key words: high-speed railway, reconfigurable intelligent surface, sub-connected structure, beamforming, energy efficiency

0 引言

高铁因其速度快、安全性高、便捷性好等优点,成为人们出行的首选方式^[1]。与日常公用通信场景不同,高铁的快速移动会导致频繁的越区切换、严重的多普勒频移和更小的信道相干时间,因此高铁场景下的无线信道具有明显的非平稳性和快时变性,严重影响车地通信的系统性能^[2]。此外,高铁场景具有多样性和复杂性,使得基站覆盖的区域存在信号强弱区和盲区。而且高铁的金属车厢也会对基站传输的信号造成较大的穿透损耗^[3-4],导致用户通信的不平稳性。因此,研究高铁场景下满足用户通信需求的无线通信技术变得尤为重要。

为了满足高铁系统的数据速率要求,人们对毫米波频段进行了研究^[5]。30~300 GHz 的毫米波频段可以为高铁场景下的车地通信提供丰富的频谱资源,预计将为车地通信系统提供数吉比特每秒传输数据速率的带宽接入服务,减少服务时延。然而,由于毫米波通信面临严重的传播损耗和链路衰减,高铁通信系统的研究主要采用移动中继辅助的两跳通信系统模型,即车外通信的两跳数据传输链路和车内通信,可有效避免严重的穿透损耗和频繁的群组切换^[6]。此外,使用波束成形技术来获得更高的天线增益并补偿信号传输

过程中的高衰减也至关重要^[7]。毫米波波长短,绕射能力差,更容易受人体、树木和建筑物的遮挡,导致接收信号性能下降,甚至导致无线通信链路中断。为了保证用户体验,提供可靠的网络连接是毫米波通信面临的严峻挑战。

智能超表面 (reconfigurable intelligent surface, RIS) 是一种低成本、低功耗和易部署的无源器件,可广泛部署在室内墙面、建筑表面和灯柱上,一经出现就引起学术界和工业界的广泛关注^[8]。通过对 RIS 的合理部署和其波束方向的智能调控,可以建立基站和用户之间的辅助连接,有效克服信号被障碍物阻塞的影响。为进一步提高高铁场景下通信系统的容量,研究学者将波束成形技术与 RIS 相结合,通过联合基站有源波束成形和 RIS 无源波束成形系统设计,能够有效提升高铁通信系统的用户传输速率^[9]。在能效方面,文献[10]通过将 RIS 引入多用户无线携能通信与无线供电通信网络系统中,提出一种鲁棒的资源分配算法,旨在最小化系统能耗,仿真验证了所提方法在节能和降低中断概率方面的有效性。文献[11]针对异构网络中微蜂窝能效受限的问题,提出了利用 RIS 来提升能效的鲁棒波束成形设计方法。而通过对 RIS 位置的合理部署,基站通过 RIS 的辅助发送信号给用户,也能够扩大基站的通信覆盖范围^[12]。然而,传统无源 RIS 辅



助的通信系统也具有明显的缺点,由基站到RIS链路引入的衰落和RIS到用户链路引入的衰落是累计相乘的,接收信号会受到“乘性衰落”的影响。因此,当高铁场景下列车用户距离RIS位置不够近,或者基站发射功率有限时,部署RIS对高铁通信系统性能提升不足。传统无源RIS只能通过增加RIS反射单元来补偿路径损耗,然而,大量的RIS单元会导致高额的导频开销,并且RIS面板物理尺寸的增大也会限制其合理部署^[13]。

为了解决高铁场景中无源RIS引入的“乘性衰落”效应,文献[14]提出了一种基于有源RIS的系统架构。和传统无源RIS相比,在保留通过调整相移来反射入射信号的同时,有源RIS的每个元件都集成了一个额外的反射型放大器来主动放大信号。在文献[15]中,作者验证了有源RIS辅助系统相对于无源RIS辅助系统在接收信噪比方面的优势。文献[16]将有源RIS用于单输入多输出系统,通过交替优化RIS处的反射相移矩阵和接收机处的接收波束成形矩阵,在相同的功率预算下,所提出的有源RIS辅助系统可以比传统的无源RIS辅助系统获得更好的性能。文献[17]通过研究RIS辅助多用户多输入单输出通信系统的能量效率,验证了所提出的有源RIS方案相较于其他方案的有效性。文献[18]研究表明有源RIS提供的接收功率比使用等效无源RIS的接收功率高出约8.5 dB,证明了有源RIS实现高增益的可行性。

然而,有源RIS全连接结构的每个元件都配备专用放大器,具有昂贵的硬件成本和过高的功耗^[19],这大大限制了其在实际系统中的部署。为了进一步降低有源RIS的成本,文献[20]提出了一种有源RIS子连接的架构,即多个反射元件组合在一起共用同一放大器,相比于传统有源RIS全连接架构,该方案具有更高的能量效率。这使得在高铁场景下同时满足高速率和传输稳定性需求成为可能,目前对有源RIS全连接架构的研究

大多考虑静态传输场景,而针对高速移动场景下有源RIS能效优化的相关研究较少。

因此,本文研究了一种高铁场景下有源RIS子连接架构辅助多用户通信系统,通过部署有源RIS来克服高铁场景下“乘性衰落”效应,考虑采用子连接架构来消除有源RIS全连接架构的高能耗问题。首先,基于高铁信道下建立系统能量效率最大化模型。然后,在基站最大化发射功率约束、有源RIS发射功率约束和有源RIS相移矩阵约束下,利用分式规划理论,引入辅助变量,将耦合变量解耦,使得非凸问题转化为凸优化问题。最后,提出一种交替优化算法,使系统的能量效率达到最大化。仿真结果表明,与传统有源RIS全连接架构等方案相比,有源RIS子连接架构能够消除“乘性衰落”效应和实现更好的能量效率。

1 系统模型

考虑高铁场景下有源RIS辅助多用户通信系统模型。有源RIS辅助毫米波通信系统模型如图1所示,发射端基站配备 N 根天线,接收端包含 K 节车厢的列车高速行驶,每节车厢都部署一个移动中继(mobile relay, MR)。有源RIS部署在轨旁灯柱上,用于协助基站和MR之间的通信。高铁通信系统采用时分双工传输帧结构,考虑一个时间段内有多个长度统一的时隙 t ,每个时隙内的信号保持不变。

结合毫米波通信和高速铁路网络的特点,3GPP毫米波高铁场景采用了基于几何的随机信道模型,该模型考虑了空间一致性和非平稳性^[21]。高速列车运动使得直接获取瞬时信道状态信息变得困难,因此考虑基于统计信道状态信息对信道进行估计^[22]。由于基站与RIS的位置已经固定,该信道由一条视距(line of sight, LoS)路径和 N_{ref} 条反射路径组成,信道增益 ζ 可表示为:

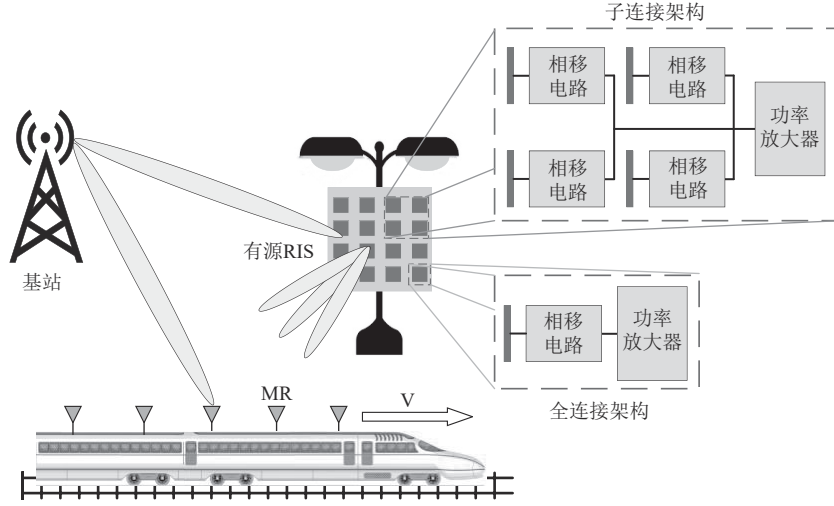


图1 有源RIS辅助毫米波通信系统模型

$$\zeta = \zeta_{\text{LoS}} + \zeta_{\text{ref}} = e_0 \exp(-j2\pi f_d \tau_{\text{LoS}}) + \sum_{p=1}^{N_{\text{ref}}} e_p \rho \exp(j\phi_p) \quad (1)$$

其中, e_i , $i \in \{0, p\}$ 分别是 LoS 路径和反射路径的小尺度衰落增益, 满足 $\mathbb{E}\{|e_i|^2\} = 1$ 。 f_d 表示多普勒频移, $f_d = V/c \times f$, V 表示列车速度, c 表示光速, f 表示载波频率, τ_{LoS} 表示 LoS 路径的传播时延, ρ 表示链路衰减, ϕ_p 是相应的反射相位, $j = \sqrt{-1}$ 。

基站到有源 RIS 的信道矩阵可以表示为:

$$\mathbf{G} = \sqrt{\frac{N_t N_r}{N_{\text{ray}}}} \sum_{l=1}^{N_{\text{ray}}} \zeta_l \mathbf{a}_r(\varphi_l^r, \phi_l^r) \mathbf{a}_t^H(\varphi_l^t, \phi_l^t) \quad (2)$$

其中, N_t 表示发射端天线数, N_r 表示接收端天线数, N_{ray} 表示有效传播路径的数量, $\mathbf{a}_t$ 和 $\mathbf{a}_r$ 分别是发射和接收阵列响应向量, φ_l 和 ϕ_l 分别是方位角和仰角, $(\cdot)^H$ 表示向量或矩阵的共轭转置。 $\mathbf{a}_t$ 可表示为:

$$\mathbf{a}_t(\varphi_l^t, \phi_l^t) = \frac{1}{\sqrt{N_t}} \left[1, \exp\left(j \frac{2\pi}{\lambda_0} d_a \Gamma(m, n)\right), \dots, \exp\left(j \frac{2\pi}{\lambda_0} d_a \Gamma(N_1, N_2)\right) \right] \quad (3)$$

其中, $\Gamma(m, n) = m \sin(\varphi) \sin(\phi) + n \cos(\varphi)$, $0 \leq$

$m \leq N_1$, $0 \leq n \leq N_2$, $N_t = N_1 N_2$, λ_0 是波长, d_a 为基站天线元件之间的距离。 $\mathbf{a}_r$ 的表达式与 $\mathbf{a}_t$ 类似。

基站到 MR 和 RIS 到 MR 的信道矩阵可以通过式 (2) 得到。因此, 基站发送信号给第 k 个 MR 的等价信道可以表示为:

$$\hat{\mathbf{h}}_k^H = \mathbf{h}_{d,k}^H + \mathbf{h}_{r,k}^H \mathbf{\Phi} \mathbf{G} \quad (4)$$

其中, $\mathbf{h}_{d,k}^H \in \mathbb{C}^{1 \times N}$, $\mathbf{h}_{r,k}^H \in \mathbb{C}^{1 \times M}$, $\mathbf{G} \in \mathbb{C}^{M \times N}$ 分别是基站与 MR、RIS 与 MR、基站与 RIS 之间的信道矩阵。 $\mathbf{\Phi} \in \mathbb{C}^{M \times M}$ 是有源 RIS 的相移矩阵, M 是有源 RIS 的反射单元数。

对于有源 RIS 子连接架构, 假设 M 个 RIS 单元需要 L 个功率放大器, 每个功率放大器都用于服务 T 个 RIS 单元, 满足 $L = M/T$ 。然后有源 RIS 相移矩阵可以表示为 $\mathbf{\Phi} = \text{diag}(\mathbf{\Theta} \mathbf{A} \mathbf{a})$, 其中 $\mathbf{\Theta} \in \mathbb{C}^{M \times M}$ 表示相移对角矩阵, $\mathbf{a} \in \mathbb{R}_+^{L \times 1}$ 表示放大因子矩阵, 满足 $\mathbf{a} = [a_1, a_2, \dots, a_L]^T$ 。并且功率放大器与相移电路之间的连接关系的指示矩阵可以表示为 $\mathbf{A} = \mathbf{I}_L \otimes \mathbf{1}_T$ 。其中 $\mathbf{I}_L$ 表示维度为 $L \times L$ 的单位向量, $\mathbf{1}_T$ 表示维度为 $T \times 1$ 的全 1 向量。

因此第 k 个 MR 的接收信号可以表示为:

$$y_k = (\mathbf{h}_{d,k}^H + \mathbf{h}_{r,k}^H \mathbf{\Phi} \mathbf{G}) \sum_{j=1}^K w_j s_j + \mathbf{h}_{r,k}^H \mathbf{\Phi} \mathbf{z} + n_k \quad (5)$$



其中, s_j 是第 j 个 MR 发送的符号, 满足 $\mathbb{E}\{|s_j|^2\} = 1$, $\mathbf{w}_j \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ 是基站的发射波束成形矩阵, $\mathbf{z}$ 是有源 RIS 处引入的热噪声, 被定义为均值为 0、方差为 σ_z^2 的加性高斯白噪声, 即 $\mathbf{z} \sim \text{CN}(0, \sigma_z^2 \mathbf{I}_N)$, $\mathbf{n}_k \sim \text{CN}(0, \sigma_k^2)$ 是第 k 个 MR 处的加性高斯白噪声。

从式 (5) 中可以得出第 k 个 MR 处的信干噪比为:

$$\text{SINR}_k = \frac{|\tilde{\mathbf{h}}_k^H \mathbf{w}_k|^2}{\sum_{j \neq k} |\tilde{\mathbf{h}}_k^H \mathbf{w}_j|^2 + \sigma_z^2 \|\mathbf{h}_{r,k}^H \Phi\|^2 + \sigma_k^2} \quad (6)$$

其中, $\sum_{j \neq k} |\tilde{\mathbf{h}}_k^H \mathbf{w}_j|^2$ 表示其他 MR 对第 k 个 MR 的信号干扰, $\sigma_z^2 \|\mathbf{h}_{r,k}^H \Phi\|^2$ 表示有源 RIS 处放大的噪声信号, σ_k^2 是第 k 个 MR 处的加性高斯白噪声。

因此, 系统频谱效率可以表示为:

$$R = \sum_{k=1}^K \text{lb}(1 + \text{SINR}_k) \quad (7)$$

基站的总功耗包括发射功率和硬件静态功率, 可以表示为:

$$P_B = \tau_1^{-1} \sum_{k=1}^K \|\mathbf{w}_k\|^2 + W_{BS} \quad (8)$$

其中, τ_1 表示基站电路的能量转换效率, W_{BS} 表示基站处消耗的耗散功率。有源 RIS 子连接的功耗可以表示为:

$$P_R = \tau_2^{-1} \left(\sum_{k=1}^K \|\Phi \mathbf{G} \mathbf{w}_k\|^2 + \|\Phi\|_F^2 \sigma_z^2 \right) + MW_{PS} + LW_{PA} \quad (9)$$

其中, τ_2 表示 RIS 放大电路的能量转换效率, W_{PS} 和 W_{PA} 分别表示有源 RIS 处的相移电路和放大器消耗的静态功率。

因此总的功耗可以表示为:

$$P = P_B + P_R \quad (10)$$

系统总的能量效率可以定义为^[23]:

$$\eta = \frac{R}{P} \quad (11)$$

2 能量效率最大化设计

在基站和 RIS 的功率消耗、相移矩阵 Φ 的约束下, 通过联合设计基站的波束成形矩阵 $\mathbf{w}_k, \forall k \in [K]$, RIS 相移对角矩阵 Θ 和放大因子矩阵 $\mathbf{a}$, 优化目标为最大化系统的能量效率 η 。因此, 目标优化问题可以表示为:

$$\max_{\mathbf{W}, \Theta, \mathbf{a}} \eta = \frac{R}{P} \quad (12a)$$

$$\text{s.t. } \tau_1^{-1} \sum_{k=1}^K \|\mathbf{w}_k\|^2 + W_{BS} \leq P_{BS}^{\max} \quad (12b)$$

$$\tau_2^{-1} \left(\sum_{k=1}^K \|\Phi \mathbf{G} \mathbf{w}_k\|^2 + \|\Phi\|^2 \sigma_z^2 \right) + MW_{PS} + LW_{PA} \leq P_{RIS}^{\max} \quad (12c)$$

$$|\theta_m| = 1, \forall m \in [M] \quad (12d)$$

$$a_l \geq 0, \forall l \in [L] \quad (12e)$$

其中, $\mathbf{W} = [\mathbf{w}_1^T, \dots, \mathbf{w}_K^T]^T$, $(\cdot)^T$ 表示向量或矩阵的转置, $\Theta = \text{diag}(\theta)$, $P_{BS}^{\max}$ 表示基站最大功耗, $P_{RIS}^{\max}$ 表示 RIS 最大功耗, 式 (12d) 和式 (12e) 分别表示相移对角矩阵 Θ 和放大因子矩阵 $\mathbf{a}$ 的可行集。

由于式 (12a) 的非凸性, 首先使用 Dinkelbach's 算法^[24]将式 (12a) 进行转换。具体来说, 最优能量效率 η^{opt} 满足:

$$R - \eta^{\text{opt}} P = 0 \quad (13)$$

进一步, 式 (12a) 可以写为:

$$\max_{\mathbf{W}, \Theta, \mathbf{a}} f_1(\mathbf{W}, \Theta, \mathbf{a}) = R - \eta P \quad (14a)$$

$$\text{s.t. 式(12b), (12c), (12d), (12e)} \quad (14b)$$

因为式 (14a) 中的目标函数仍然是非凸的, 受分式规划的启发, 引入辅助变量 $\mathbf{u} \triangleq [u_1, u_2, \dots, u_K]^T$ 和 $\mathbf{v} \triangleq [v_1, v_2, \dots, v_K]^T$, 因此目标函数 $f_1(\mathbf{W}, \Theta, \mathbf{a}) = R - \eta P$ 可以转换为:

$$g(\mathbf{W}, \boldsymbol{\Theta}, \mathbf{a}, \mathbf{u}, \mathbf{v}) = \sum_{k=1}^K \left[\ln(1+u_k) - u_k + 2\sqrt{1+u_k} \operatorname{Re}\{v_k \tilde{\mathbf{h}}_k^H \mathbf{w}_k\} - |v_k|^2 \left(\sum_{j=1}^K |\tilde{\mathbf{h}}_k^H \mathbf{w}_j|^2 + \|\mathbf{h}_{r,k}^H \boldsymbol{\Phi}\|^2 \sigma_z^2 + \sigma_k^2 \right) \right] - \eta P \quad (15)$$

因此上述优化问题可以转化为:

$$\max_{\mathbf{W}, \boldsymbol{\Theta}, \mathbf{a}, \mathbf{u}, \mathbf{v}} g(\mathbf{W}, \boldsymbol{\Theta}, \mathbf{a}, \mathbf{u}, \mathbf{v}) \quad (16a)$$

$$\text{s.t. 式(12b), (12c), (12d), (12e)} \quad (16b)$$

2.1 优化辅助变量 $\mathbf{u}$ 和 $\mathbf{v}$

当其他变量固定时, 目标函数 $g(\mathbf{W}, \boldsymbol{\Theta}, \mathbf{a}, \mathbf{u}, \mathbf{v})$ 是关于辅助变量 $\mathbf{u}$ 和 $\mathbf{v}$ 的凸函数, 对于任意的 $\forall k \in [K]$, 通过分别设置 $\partial g / \partial u_k = 0$ 和 $\partial g / \partial v_k = 0$, 可以得到最优的辅助变量为:

$$u_k^{\text{opt}} = \frac{\delta_k^2 + \delta_k \sqrt{\delta_k^2 + 4}}{2} \quad (17)$$

$$v_k^{\text{opt}} = \frac{\sqrt{1+u_k} \tilde{\mathbf{h}}_k^H \mathbf{w}_k}{\sum_{j=1}^K |\tilde{\mathbf{h}}_k^H \mathbf{w}_j|^2 + \|\mathbf{h}_{r,k}^H \boldsymbol{\Phi}\|^2 \sigma_z^2 + \sigma_k^2} \quad (18)$$

其中, $\delta_k = \operatorname{Re}\{v_k \tilde{\mathbf{h}}_k^H \mathbf{w}_k\}$.

2.2 优化基站波束成形矩阵 $\mathbf{W}$

固定变量 $\boldsymbol{\Theta}$ 、 $\mathbf{a}$ 、 $\mathbf{u}$ 和 $\mathbf{v}$, 为了方便运算, 首先引入以下定义:

$$\mathbf{b}_k^H = 2\sqrt{1+u_k} v_k \tilde{\mathbf{h}}_k \quad (19)$$

$$\mathbf{b} = [\mathbf{b}_1^T, \dots, \mathbf{b}_K^T]^T \quad (20)$$

$$\mathbf{A} = \mathbf{I}_K \otimes \left(\eta \tau_1^{-1} \mathbf{I}_N + \eta \tau_2^{-1} \mathbf{G}^H \boldsymbol{\Phi}^H \boldsymbol{\Phi} \mathbf{G} + \sum_{k=1}^K |v_k|^2 \tilde{\mathbf{h}}_k \tilde{\mathbf{h}}_k^H \right) \quad (21)$$

$$\boldsymbol{\Xi} = \mathbf{I}_K \otimes (\mathbf{G}^H \boldsymbol{\Phi}^H \boldsymbol{\Phi} \mathbf{G}) \quad (22)$$

其中, $\mathbf{I}_K$ 和 $\mathbf{I}_N$ 分别是 K 维和 N 维的单位矩阵, $\otimes$ 表示克罗内克积。对于最优的基站波束成形设计, 函数 $g(\mathbf{W}, \boldsymbol{\Theta}, \mathbf{a}, \mathbf{u}, \mathbf{v})$ 可以重新表示为:

$$\max_{\mathbf{W}} \operatorname{Re}\{\mathbf{b}^H \mathbf{W}\} - \mathbf{W}^H \mathbf{A} \mathbf{W} \quad (23a)$$

$$\text{s.t. } \mathbf{W}^H \mathbf{W} \leq \hat{P}_{\text{BS}}^{\max} \quad (23b)$$

$$\mathbf{W}^H \boldsymbol{\Xi} \mathbf{W} \leq \hat{P}_{\text{RIS}}^{\max} - \|\boldsymbol{\Phi}\|^2 \sigma_z^2 \quad (23c)$$

其中, $\hat{P}_{\text{BS}}^{\max} = \tau_1(P_{\text{BS}}^{\max} - P_{\text{B}})$ 和 $\hat{P}_{\text{RIS}}^{\max} = \tau_2(P_{\text{RIS}}^{\max} - MW_{\text{PS}} - LW_{\text{PA}})$ 分别是基站和有源 RIS 的发射功率。

观察到式 (23a) 是一个标准的二次约束二次规划 (quadratic constraints quadratic programming, QCQP) 问题, 因此可以采用拉格朗日乘子法获得最优的 $\mathbf{W}^{\text{opt}}$ 。

2.3 优化有源 RIS 相移矩阵

由有源 RIS 相移矩阵 $\boldsymbol{\Phi} = \operatorname{diag}(\boldsymbol{\Theta} \mathbf{A} \mathbf{a})$, 定义矩阵 $\boldsymbol{\Psi} = (\boldsymbol{\Theta} \mathbf{A} \mathbf{a})^H$, 因此等价信道矩阵 $\tilde{\mathbf{h}}_k^H$ 可以重新写成:

$$\tilde{\mathbf{h}}_k^H = \mathbf{h}_{d,k}^H + \mathbf{h}_{r,k}^H \operatorname{diag}(\boldsymbol{\Psi}^H) \mathbf{G} \quad (24)$$

通过代入式 (23), 问题 g 可以重新表示为:

$$\max_{\boldsymbol{\Psi}} \operatorname{Re}\{\boldsymbol{\Psi}^H \mathbf{v}\} - \boldsymbol{\Psi}^H \boldsymbol{\Omega} \boldsymbol{\Psi} \quad (25a)$$

$$\text{s.t. } \boldsymbol{\Psi}^H \boldsymbol{\Pi} \boldsymbol{\Psi} \leq \hat{P}_{\text{RIS}}^{\max} \quad (25b)$$

$$\text{式(12d), (12e)} \quad (25c)$$

其中:

$$\mathbf{v} = \sum_{k=1}^K \sqrt{1+u_k} \operatorname{diag}(\mathbf{v}_k^* \mathbf{h}_{r,k}^H) \mathbf{G} \mathbf{w}_k - \sum_{k=1}^K |v_k|^2 \operatorname{diag}(\mathbf{h}_{r,k}^H) \mathbf{G} \sum_{j=1}^K \mathbf{w}_j \mathbf{w}_j^H \mathbf{h}_{d,k}^H \quad (26)$$

$$\boldsymbol{\Omega} = \sum_{k=1}^K |v_k|^2 \operatorname{diag}(\mathbf{h}_{r,k}^H) \operatorname{diag}(\mathbf{h}_{r,k}) \sigma_z^2 + \sum_{k=1}^K |v_k|^2 \sum_{j=1}^K \operatorname{diag}(\mathbf{h}_{r,k}^H) \mathbf{G} \mathbf{w}_j \mathbf{w}_j^H \mathbf{G} \operatorname{diag}(\mathbf{h}_{r,k}) \quad (27)$$

$$\boldsymbol{\Pi} = \sum_{k=1}^K \operatorname{diag}(\mathbf{G} \mathbf{w}_k) (\operatorname{diag}(\mathbf{G} \mathbf{w}_k))^H + \sigma_z^2 \mathbf{I}_N \quad (28)$$

注意到上述问题也是一个标准的 QCQP 问题, 因此通过考虑约束式 (12d) 和式 (12e), 最优的相移对角矩阵 $\boldsymbol{\Theta}^{\text{opt}}$ 和放大因子矩阵 $\mathbf{a}^{\text{opt}}$ 由式 (29)、式 (30) 给出:



$$\boldsymbol{\Theta}^{\text{opt}} = \text{diag}\left(\exp\left(j \arg\left(\boldsymbol{\psi}^{\text{opt}}\right)\right)\right) \quad (29)$$

$$\mathbf{a}^{\text{opt}} = A \text{diag}\left(\exp\left(-j \arg\left(\boldsymbol{\psi}^{\text{opt}}\right)\right)\right) \boldsymbol{\psi}^{\text{opt}} \quad (30)$$

在适当的初始化下, 辅助变量 $\mathbf{u}$ 和 $\mathbf{v}$ 、基站发射波束成形矩阵 $\mathbf{W}$ 和有源 RIS 相移矩阵 $\boldsymbol{\Phi}$ 交替优化, 直到在第 n 次迭代获得的能量效率减去第 $n-1$ 次迭代获得的能量效率的绝对值小于给定的精度值^[25]时, 获得最优能量效率 η^{opt} 。基于分式规划方法的总体交替优化算法 1 如下。

算法 1 联合基站发射波束成形和有源 RIS 相移设计

输入: $\mathbf{h}_{d,k}^H, \mathbf{h}_{r,k}^H, \mathbf{G}, P$;

输出: η^{opt} 。

步骤 1 初始化 $n=0$, 并设置 $\mathbf{W}^{(0)}, \boldsymbol{\Theta}^{(0)}, \mathbf{a}^{(0)}, \mathbf{u}^{(0)}$ 和 $\mathbf{v}^{(0)}$;

步骤 2 分别通过式 (17) 和式 (18) 更新 $\mathbf{u}_k^{(n)}$ 和 $\mathbf{v}_k^{(n)}, \forall k \in [K]$;

步骤 3 计算式 (23a) 更新 $\mathbf{W}^{(n)}$;

步骤 4 计算式 (25a) 更新 $\boldsymbol{\psi}^{(n)}$;

步骤 5 通过式 (29) 和式 (30) 更新 $\boldsymbol{\Theta}^{(n)}$ 和 $\mathbf{a}^{(n)}$;

步骤 6 通过式 (12a) 计算 $\eta^{(n)}$;

步骤 7 更新 $n=n+1$;

步骤 8 当 $|\eta^{(n)} - \eta^{(n-1)}| \leq \varpi$ 时获得最优 η^{opt} ,

否则返回步骤 2。

2.4 复杂度分析

算法 1 的计算复杂度主要由 4 部分组成。更新辅助变量 $\mathbf{u}$ 和 $\mathbf{v}$ 的计算复杂度分别为 $\mathcal{O}(KN)$ 和 $\mathcal{O}(K^2N + KN)$, 考虑到求解标准凸优化 QCQP 问题的复杂度, 对于给定的精度值 ϖ , 更新基站波束成形矩阵 $\mathbf{W}$ 的计算复杂度为 $\mathcal{O}\left(\text{lb}(1/\varpi) \sqrt{NK+2} (1+NK) N^3 K^3\right)$ 。类似地, 更新相移对角矩阵 $\boldsymbol{\Theta}$ 和放大因子矩阵 $\mathbf{a}$ 的计算复杂

度均为 $\mathcal{O}\left(\text{lb}(1/\varpi) \sqrt{M+1} (1+2M) M^3\right)$ 。因此, 算法 1 的整体计算复杂度为 $\mathcal{O}\left(I_o \text{lb}(1/\varpi) \left(N^{4.5} K^{4.5} + M^{4.5}\right)\right)$, 其中 I_o 表示算法 1 收敛需要的迭代次数。

3 仿真结果与分析

在这一部分中, 对所提算法的性能进行了仿真, 并从系统频谱效率和能量效率分析了不同系统参数对算法性能的影响。具体地, 设置基站发射功率 $P_T = 15$ dBm, 基站的耗散功率为 $W_{BS} = 6$ dBm, 基站和有源 RIS 的电路能量转换效率相同, 即 $\tau_1 = \tau_2 = 1/1.1$ ^[20]。有源 RIS 每个相移电路和反射放大器的硬件静态功率分别设置 $W_{PS} = 10$ dBm 和 $W_{PA} = 10$ dBm^[26], 列车速度 $V = 200$ km/h。仿真参数见表 1^[27]。

表 1 仿真参数

参数	符号	数值
载波频率	f	28 GHz
系统带宽	B	500 MHz
噪声频谱密度	N_0	-174 dBm/MHz
基站高度	h_{BS}	20 m
MR 高度	h_{MR}	5 m
反射路径数	N_{ref}	3
基站覆盖半径	r	500 m
基站天线数	N	36
MR 个数	K	8
RIS 单元数	M	64
有效传播路径数	N_{ray}	4
有源 RIS 噪声功率	σ_z^2	-80 dBm

系统能量效率随算法迭代次数变化曲线如图 2 所示, 对比了有源 RIS 子连接架构 ($T=16$) 和有源 RIS 全连接架构 ($T=1$) 两种方案。从图 2 中可以看出, 随着迭代次数的增加, 所提算法的性能曲线收敛到一个固定值, 说明了本文算法具有较好的收敛性。另外, 在相同的迭代次数下, 系统能量效率随着基站发射功率的增大而增大,

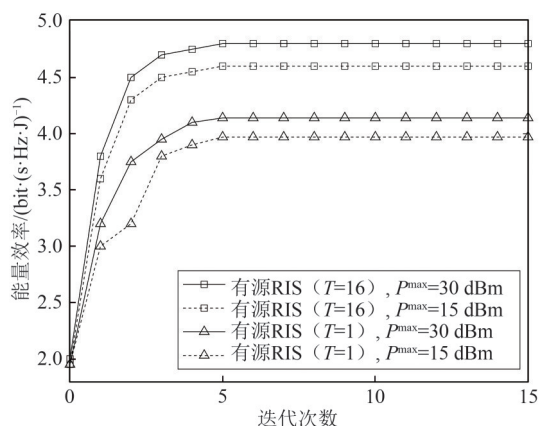


图2 系统能量效率随算法迭代次数变化曲线

因为用户速率的提升比总功耗的提升更快。

系统频谱效率随基站发射功率变化曲线如图3所示, 分别对比了包括无源RIS (最优相移)、无源RIS (随机相移) 和无RIS 3种方案。从图3中可以看出, 当基站发射功率为35 dBm时, 无源RIS (随机相移) 和无RIS的情况下只实现了约23 bit/(s·Hz)的频谱效率, 而有源RIS实现约62 bit/(s·Hz)的高性能增益。为了实现与无源RIS辅助系统相同的性能, 有源RIS辅助系统只需要基站发送功率约6 dBm, 所需要的功耗要低得多。原因是对于无源RIS, 总功率仅分配给基站。因此, 所有发射功率都受到基站-RIS-用户链路的路径损耗的影响。而对于有源RIS, 部分功率被分配给有源RIS, 并且这部分功率仅受

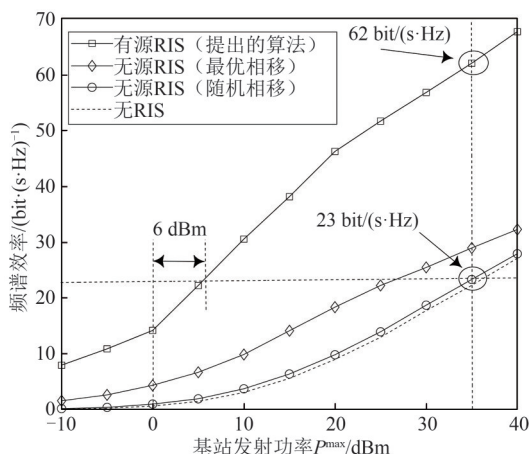


图3 系统频谱效率随基站发射功率变化曲线

RIS-用户链路的路径损耗影响。因此, 有源RIS实现了更高的频谱效率。

系统能量效率随基站发射功率变化曲线如图4所示。图4中对比了4种方案, 分别是有源RIS子连接架构 ($T=16$)、有源RIS子连接架构 ($T=8$)、有源RIS全连接架构 ($T=1$) 和无源RIS。从图4中可以看出, 无源RIS方案具有较低的能量效率, 而有源RIS方案具有较高的能量效率。有源RIS子连接架构方案的能量效率明显高于有源RIS全连接方案, 这是因为有源RIS的功耗主要来源于相移电路和功率放大器消耗的静态功率。例如当有源RIS子连接架构中每个功率放大器用于服务16个RIS单元, 在相同数量的RIS单元的情况下, 子连接架构中功率放大器数量仅为全连接架构的1/16, 显著降低了功率放大器的功耗。当基站发射功率为15 dBm时, 所提出的子连接架构的能量效率相对于全连接架构具有13.6%的提高。此外, 从图4中可以看出列车速度为200 km/h时能量效率更好, 这是因为随着速度的增加, 从基站发射的信号带来的路径损耗和多普勒频移对系统性能的影响也相应地增大。

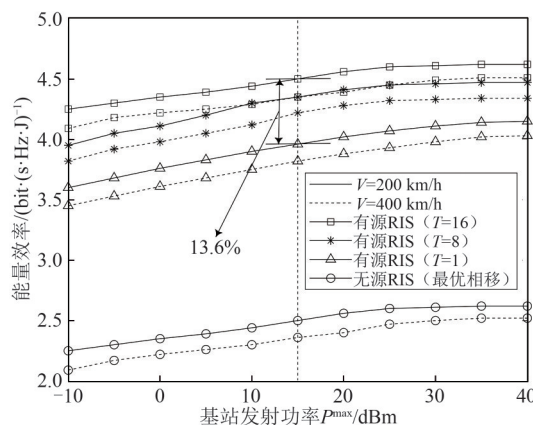


图4 系统能量效率随基站发射功率变化曲线

系统频谱效率随列车位置变化曲线如图5所示。从图5中可以看出, 有源RIS的频谱效率明显高于无源RIS和无RIS方案的频谱效率。当列车不断向RIS行驶靠近时, 有源RIS的频谱效率

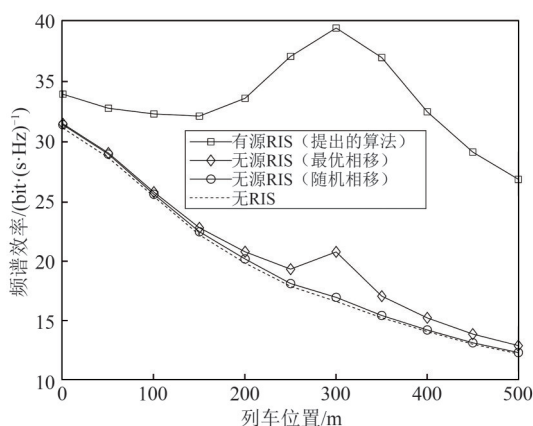


图5 系统频谱效率随列车位置变化曲线

不断增大, 而无源 RIS (随机相移) 方案和无 RIS 方案的频谱效率不断减小。有源 RIS 方案的系统频谱效率在列车到达 300 m 位置时达到最大, 而无源 RIS 最优相移设计方案也达到一个极大值。这是因为 300 m 这个位置列车距 RIS 的位置最近, RIS-MR 链路的路径损耗最小, 所以无源 RIS (最优相移) 方案中系统达到一个极大值。同时, 在有源 RIS 方案中系统有相当一部分功率分配给有源 RIS, 所以系统的频谱效率不断增大达到一个最大值。当列车驶离基站和 RIS 时, 各方案中系统的频谱效率都不断减小。

系统能量效率随列车位置变化曲线如图 6 所示, 图 6 中比较了高铁无线通信场景下有源 RIS 子连接架构 ($T=16$) 方案、有源 RIS 子连接架构 ($T=8$)、有源 RIS 全连接架构 ($T=1$) 方案和无源 RIS (最优相移) 方案在不同列车位置下系统的能量效率, 其中基站发射功率为 15 dBm。从图 6 中可以看出, 有源 RIS 方案的性能始终优于无源 RIS。并且列车在行驶的过程中, 有源 RIS 方案系统能量效率先缓慢上升, 后缓慢下降, 总体变化幅度不大。而无源 RIS 方案系统能量效率呈下降趋势。此外, 和有源 RIS 全连接架构方案相比, 有源 RIS 子连接架构方案的性能有 17.13% 的提高。

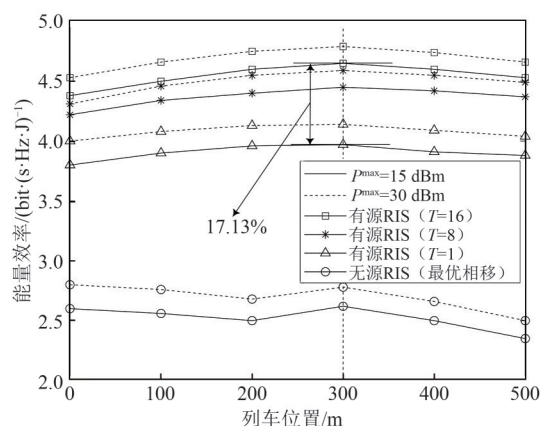


图6 系统能量效率随列车位置变化曲线

4 结束语

本文提出一种高铁场景下有源 RIS 子连接架构辅助多用户传输方案, 以解决由无源 RIS 引入的“乘性衰落”效应和有源 RIS 全连接架构的高能耗问题。首先考虑基站最大化发射功率约束、有源 RIS 发射功率约束和有源 RIS 相移矩阵约束, 提出系统能量效率最大化问题。然后利用分式规划理论将非凸问题转化为凸优化问题, 采用交替优化算法对该问题求解。仿真结果表明, 在相同参数设置的情况下, 相比于无 RIS 方案、无源 RIS 方案和有源 RIS 全连接架构方案, 所提出的有源 RIS 子连接架构方案可以获得更高的能量效率, 并且能有效克服“乘性衰落”效应。

参考文献:

- [1] 申瑜, 欧盼, 陈付坤, 等. 智能超表面辅助的 5G 高铁场景信道特性[J]. 北京交通大学学报, 2023, 47(2): 23-35.
SHEN Y, OU P, CHEN F K, et al. Reconfigurable intelligent surface-assisted channel characteristics for 5G high-speed rail scenarios[J]. Journal of Beijing Jiaotong University, 2023, 47(2): 23-25.
- [2] 赵亚军, 章嘉懿, 艾渤. 智能超表面技术在智能高铁通信场景的应用探讨[J]. 中兴通讯技术, 2021, 27(4): 36-43.
ZHAO Y J, ZHANG J Y, AI B. Applications of reconfigurable

- intelligent surface in smart high-speed railway communications[J]. ZTE Technology Journal, 2021, 27(4): 36-43.
- [3] 闫莉, 方旭明, 李毅, 等. 面向高铁毫米波通信智能资源管理研究综述[J]. 电子与信息学报, 2023, 45(8): 2806-2817.
YAN L, FANG X M, LI Y, et al. Research review on intelligent resource management for millimeter wave communication of high-speed railway[J]. Journal of Electronics Information Technology, 2023, 45(8): 2806-2817.
- [4] 游明博. 高铁场景智能超表面辅助通信网络设计[D]. 北京: 北京交通大学, 2023.
YOU M B. Design of reconfigurable intelligent surface assisted communication network in high-speed railway scenarios[D]. Beijing: Beijing Jiaotong University, 2023.
- [5] GUAN K, LI G, KÜRNER T, et al. On millimeter wave and THz mobile radio channel for smart rail mobility[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2017, 66(7): 5658-5674.
- [6] SÁNCHEZ J D O, ALONSO J I. A two-hop MIMO relay architecture using LTE and millimeter wave bands in high-speed trains[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2019, 68(3): 2052-2065.
- [7] RANGAN S, RAPPAPORT T S, ERKIP E. Millimeter-wave cellular wireless networks: potentials and challenges[J]. Proceedings of the ISEE, 2014, 102(3): 366-385.
- [8] 虞湘宾, 于凯, 钱盼盼. 面向6G移动通信的可重构智能反射表面技术研究综述[J]. 南京航空航天大学学报, 2023, 55(5): 745-756.
YU X B, YU K, QIAN P P. Overview of reconfigurable intelligent surface for 6G mobile communication[J]. Journal of Nanjing University of Aeronautics & Astronautics, 2023, 55(5): 745-756.
- [9] LIU C Z, HE R S, NIU Y, et al. Reconfigurable intelligent surface assisted high-speed train communications: coverage performance analysis and placement optimization[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2024, 73(3): 3750-3766.
- [10] XU Y J, GU B W, GAO Z N, et al. Applying RIS in multi-user SWIPT-WPCN systems: a robust and environmentally-friendly design[J]. IEEE Transactions on Cognitive Communications and Networking, 2024, 10(1): 209-222.
- [11] XU Y J, XIE H, WU Q Q, et al. Robust max-min energy efficiency for RIS-aided HetNets with distortion noises[J]. IEEE Transactions on Communications, 2022, 70(2): 1457-1471.
- [12] HU C, DAI L L, S. HAN S F, et al. Two-timescale channel estimation for reconfigurable intelligent surface aided wireless communications[J]. IEEE Transactions on Communications, 2021, 69(11): 7736-7747.
- [13] 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.
- [14] LIU Y, MA Y N, LI M, et al. Spectral efficiency maximization for double-faced active reconfigurable intelligent surface[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2022(70): 5397-5412.
- [15] KHOSHAFI M, NGATCHED T, AHMED M, et al. Active reconfigurable intelligent surfaces-aided wireless communication system[J]. IEEE Communications Letters, 2021, 25(11): 3699-3703.
- [16] LONG R Z, LIANG Y C, PEI Y Y, et al. Active reconfigurable intelligent surface-aided wireless communications[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2021, 20(8): 4962-4975.
- [17] MA Y N, LI M, LIU Y, et al. Active reconfigurable intelligent surface for energy efficiency in MU-MISO systems[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2023, 72(3): 4103-4107.
- [18] RAO J H, ZHANG Y J, TANG S W, et al. An active reconfigurable intelligent surface utilizing phase-reconfigurable reflection amplifiers[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2023, 71(7): 3189-3202.
- [19] KUNDU N, LI Z, RAO J H, et al. Optimal grouping strategy for reconfigurable intelligent surface assisted wireless communications[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2022, 11(5): 1082-1086.
- [20] LIU K Z, ZHANG Z J, DAI L L, et al. Active reconfigurable intelligent surface: fully-connected or sub-connected? [J]. IEEE Communications Letters, 2022, 6(1): 167-171.
- [21] YANG J, AI B, GUAN K, et al. A geometry-based stochastic channel model for the millimeter-wave band in a 3GPP high-speed train scenario[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2018, 67(5): 3853-3865.
- [22] MA Z, WU Y, 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.
- [23] 徐勇军, 李国权, 陈前斌, 等. 基于非正交多址接入异构携能网络稳健能效资源分配算法[J]. 通信学报, 2020, 41(2): 84-96.
XU Y J, LI G Q, CHEN Q B, et al. Robust energy efficiency for SWIPT-enabled heterogeneous NOMA network[J]. Journal on Communications, 2020, 41(2): 84-96.



- [24] ZAMANI M R, ESLAMI M, KHORRAMIZADEH M, et al. Optimizing weighted-sum energy efficiency in downlink and uplink NOMA systems[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2020, 69(10): 11112-11127.
- [25] JUNG J S, PARK C Y, OH J H, et al. Intelligent reflecting surface for spectral efficiency maximization in the multi-user MISO communication systems[J]. IEEE Access, 2021(9): 134695-134702.
- [26] HUANG C W, ZAPPONE A, ALEXANDROPOULOS G C, et al. Reconfigurable intelligent surfaces for energy efficiency in wireless communication[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2019, 18(8): 4157-4170.
- [27] 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.

[作者简介]



丁青锋 (1980-), 男, 博士, 华东交通大学电气与自动化工程学院教授、博士生导师, 主要研究方向为大规模 MIMO 技术、智能电网通信和轨道无线通信等。



邹志祥 (1998-), 男, 华东交通大学电气与自动化工程学院硕士生, 主要研究方向为波束成形和智能超表面等。