



研究与开发

高铁场景下联合天线与 IOS 单元选择的分布式 IOS-SM 传输方案

丁青锋, 王松

(华东交通大学电气与自动化工程学院, 江西 南昌 330013)

摘要: 针对高铁场景下封闭车厢带来的高信号穿透损耗导致传输速率下降问题, 提出一种分布式智能全表面 (intelligent omni-surface, IOS) 辅助空间调制 (spatial modulation, SM) 的传输方案。首先, 采用 SM 技术保证索引信息部分不受穿透损耗的影响; 然后, 为了减小远距离 IOS 车窗的高路径损耗和功率损耗, 根据最大化接收信噪比原则对分布式 IOS 遍历选择, 激活最佳 IOS 车窗传输 SM 调制信息。最后, 为了减小缺失直视路径增益对系统容量性能的影响, 基于功率损耗模型, 采用天线移除原则和排序选择方式, 对接收天线和 IOS 单元进行动态选择激活。仿真结果表明, 相比于传统中继转发和可重构智能超表面-空间调制 (reconfigurable intelligence surface-SM, RIS-SM) 方案, 所提方案更适合高铁通信场景。并且在功率损耗模型下, 联合天线与 IOS 单元选择的分布式 IOS-SM 方案仍能够保证系统高性能传输。

关键词: 高铁无线通信; 智能全表面; 空间调制

中图分类号: TN929.5

文献标志码: A

doi: 10.11959/j.issn.1000-0801.2023092

Distributed IOS-SM transmission scheme with joint antenna and IOS unit selection for high-speed railway scenario

DING Qingfeng, WANG Song

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

Abstract: A distributed intelligent omni-surface (IOS) -assisted spatial modulation (SM) transmission scheme was proposed to address the problem of transmission rate degradation caused by the high signal penetration loss in closed carriages in the high-speed railway scenarios. Firstly, SM technology was utilized to ensure that the indexed information section was not affected by penetration loss. Then, to reduce the high path loss and power loss of the long-range IOS windows, the distributed IOS was selected by traversal algorithm according to the principle of maximizing the received signal-to-noise ratio, and the best IOS window was activated to transmit the SM modulated information. Finally, to reduce the impact of the missing direct view path gain on the overall system performance, the antenna removal principle and the sequential selection method were used to dynamically and selectively activate the receiving

收稿日期: 2023-02-02; 修回日期: 2023-04-14

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)



antenna and IOS unit under the power consumption model. The simulation results show that the proposed scheme is more suitable for the high-speed railway wireless communication scenario than the conventional relay-forwarding and reconfigurable intelligence surface -SM (RIS-SM) schemes. And with the power loss model, the distributed IOS-SM scheme chosen by the combined antenna and IOS unit is still able to guarantee high performance transmission of the system.

Key words: high speed railway wireless communication, intelligent omni-surface, spatial modulation

0 引言

近年来,中国的高铁里程数不断增加,截至2022年年底,中国高铁里程已达4.2万千米,选择高铁出行在未来将趋于常态。而作为高速列车行车安全、运营维护和旅客信息服务的中枢神经,高铁无线通信系统在高铁运行过程中起关键性作用^[1-2]。

与日常公网通信不同,高铁运行线路的通信环境丰富,信道具有强空间-时间相关性、多径数量较少、视距(line of sight, LoS)特性明显等特点^[3],同时高速移动性也是高铁无线通信最鲜明的特征与挑战^[4]。高铁列车的移动速度快,因此产生的多普勒效应会给高铁通信系统带来载波间干扰(inter carrier interference, ICI)、天线间干扰(inter antenna interference, IAI)和天线间同步难等问题,会使接收信号不稳定,从而导致无线性能恶化,并且高铁的全封闭式结构也会造成严重的穿透损耗^[5]。这些特性会导致高铁通信中大规模多输入多输出(multiple-input multiple-output, MIMO)技术的多天线增益难以发挥。

空间调制(spatial modulation, SM)技术作为MIMO的关键技术之一,以其独特的特性被研究并应用于高铁无线通信。SM通过被激活天线的索引额外地携带信息,在每个传输时隙中,接收/发射端激活一根天线接收/发送调制信息,在一定程度上能够避免传输IAI。同时,在高速场景下能够通过增加列车的移动性降低信道之间的相关性,并且经仿真验证,将大规模MIMO-SM技术应用于高铁移动通信是可行的^[6]。同时,为了进一步提升高铁场景下MIMO-SM系统的传输速

率,研究学者将波束成形技术与SM技术结合,通过自适应算法选择波束与接收天线,能够有效提升高铁无线传输的吞吐量^[7]。而分布式天线系统通过部署多个远端天线单元,基于分布式单元相互协作服务传输,能够形成更加广泛的通信覆盖范围,避免集中式天线系统所需要的高功率损耗问题。将分布式天线系统与SM技术相结合,能够在高铁场景下获得更高的传输速率和系统增益^[8]。然而,其调制信息仍然会受到列车高信号穿透损耗的影响,导致SM在高铁场景下的增益下降。

目前解决轨旁基站与列车内用户之间传输过程中信号穿透损耗的方式一般为全双工技术^[9]、中继转发技术^[10]和波束成形技术^[11]等。然而,这些解决方案不仅需要复杂的解调和解码转发等处理操作,而且需要配备大量的射频链路,从而导致部署成本增加^[12]。可重构智能超表面(reconfigurable intelligent surface, RIS)技术的出现,为解决信号的穿透损耗提供了新的解决方案。与RIS相比,智能全表面(intelligent omni-surface, IOS)作为RIS的一种实例方式,能够以反射或折射的方式为移动用户提供服务覆盖^[13],也能够同时反射和折射位于IOS同侧和对侧的移动用户^[14]。若采用同时反射和折射的方式,IOS则与同时透射和反射的智能超表面相同^[15]。与RIS类似,IOS由多个被动散射元件和可编程二极管组成,分别进行适当的设计和配置,以自定义传播环境,折射信号和反射信号的功率比由IOS的硬件结构决定。并且联合优化基站的预编码矩阵和IOS的相移矩阵,能够保证系统在移动场景下具有高效的传输效率^[16]。具体地,IOS通过改变透射信号幅度系数

能够实现 IOS 仅透射传输方案^[13], 并且通过单元相移调整入射信号角度减小损耗, 能够同时避免中继转发过程中的解调和解码操作和全双工方案中的自干扰问题。

得益于 SM 技术的高频谱效率性能和与其他技术高融合性的特点, RIS 辅助 SM 方案已经被广泛提出, 其中, 文献[17]首次提出将 RIS 辅助通信的概念引入索引调制领域, 并提出统一的框架推导 RIS-SM 的平均误码率, 证明基于 RIS 辅助的 SM 系统能够实现高速率传输和更优的误码率性能。文献[18]在文献[17]的基础上, 采用基于 Q 函数上限的方式推导系统整体平均误码率性能, 并且在基于平方欧氏距离和信噪比的方式下提出一种低复杂度的天线选择算法, 证明在天线选择的辅助下, 相比于传统 SM 方案, RIS-SM 方案具有更加优异的误码率性能。这使得满足高铁场景下高速率和传输稳定性的需求成为可能。然而, 现有的 RIS-SM 方案和 IOS 辅助传输方案已经广泛研究了静态传输场景, 而对于 IOS-SM 方案和高速移动场景下传输方案相关性能的研究很少。

针对以上所述高铁无线通信问题, 本文提出一种高铁场景下分布式 IOS 辅助空间调制的无线传输方案。与中继转发和 RIS 反射信号传输方案不同, 所提方案利用 IOS 的透射特性将信号由车窗透射传输至接收端, 以避免较高的车体金属穿透损耗。首先, 基于最大化接收信噪比原则, 对多块分布式 IOS 车窗进行最优选择激活, 以传输 SM 调制符号信息, 并在接收端对接收天线索引信息和调制信息进行合并接收, 获得空间复用增益。然后, 根据高铁空间-时间相关信道模型, 推导出系统误码率性能和遍历容量性能闭式表达式。最后, 基于功率损耗模型提出一种联合天线与 IOS 单元选择算法, 以解决系统缺少直视路径增益引起的容量性能下降问题。仿真结果表明, 与传统中继转发等方案相比, 分布式 IOS-SM 能够在保证系统传输质量的前提下显著提升系统传输速

率, 基于功率损耗模型的选择算法能够动态调整激活天线与单元数, 减小系统功率损耗。

1 系统模型

1.1 高铁场景下分布式 IOS 辅助 SM 传输系统模型

考虑高铁无线通信场景下分布式 IOS 辅助的 SM 通信系统模型。高铁分布式 IOS 辅助 SM 通信系统框架如图 1 所示, 发射端配备 N_T 根发射天线的基站置于高铁轨旁。列车配备 I 块 IOS 面板用于信号的透射传输, 每块 IOS 面板由 N 个无源单元组成, 列车内部用户端具有 N_R 根接收天线接收来自基站的传输信号, 考虑金属车体较大的穿透损耗, 因此在列车内部, 用户接收端仅能接收来自 IOS 透射传输的信号, 即基站到 IOS 面板信号、IOS 到车内用户接收端信号, 将其分别表示为 $\mathbf{H}^{\text{BI}} \in \mathbb{C}^{N \times N_T}$ 和 $\mathbf{G}^{\text{IU}} \in \mathbb{C}^{N_R \times N}$ 。

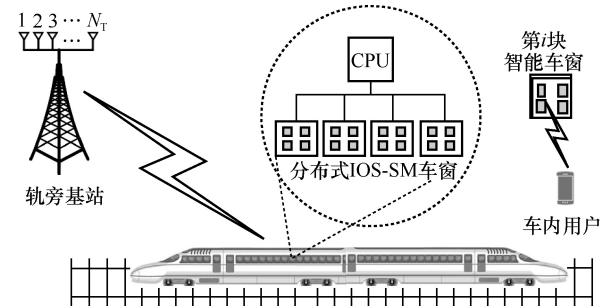


图1 高铁分布式 IOS 辅助 SM 通信系统框架

在 IOS-SM 系统中, SM 在发射端将所需传输的信息流分为两部分, 一部分空间比特信息用于激活对接收天线索引信息, 并将另一部分传输数据 $\mathbf{x}$ 采用 M 阶正交振幅调制, 且满足 $\mathbb{E}[\|\mathbf{x}\|^2] = 1$ 。接收天线中的一根天线被激活用来接收 M 阶正交振幅调制和相位调制符号, 激活的天线序号被用来携带空间比特信息。为了使接收端仅有一根天线接收信号而其余天线处于静默状态无法接收信号, 在发射端采用预编码技术对传输信号进行预处理, 采用迫零预编码技术, 令预编码矩阵为 $\mathbf{P} \in \mathbb{C}^{N_T \times N_R} = \mathbf{F}^H (\mathbf{F} \mathbf{F}^H)^{-1}$, 其中 $\mathbf{F} = \mathbf{G}^{\text{IU}} \text{diag}(\Phi_i) \mathbf{H}^{\text{BI}}$, $\text{diag}(\Phi_i)$ 表示 IOS 的对角相移矩阵,



$\Phi_i = [\vartheta_{1,i} e^{j\theta_{1,i}}, \vartheta_{2,i} e^{j\theta_{2,i}}, \dots, \vartheta_{N,i} e^{j\theta_{N,i}}]$, $\vartheta_{n,i} \in [0,1]$ 和 $\theta_{n,i} \in [0,2\pi)$ 分别表示第 i 块 IOS 面板第 n 个反射单元的幅度与相移角度, $\mathbf{F}^H$ 表示对矩阵 $\mathbf{F}$ 求共轭转置。

IOS-SM 系统的发射信号 $\mathbf{x} \in \mathbb{C}^{N_T \times 1}$ 可以表示为 $\mathbf{x} = \mathbf{P} \mathbf{I}_q \mathbf{s}_x$, 其中, $\mathbf{I}_q$ 表示 N_R 维单位矩阵的第 q 列。考虑无线传输环境的影响, 信道直视路径分量较强, 对于第一段信道 $\mathbf{H}^{BI}$ 采用高铁空间-时间相关的莱斯 (Rician) 衰落信道进行描述, 对于第二段信道 $\mathbf{G}^{IU}$, 由于其为高铁列车内部信道, 考虑直视路径分量较少, 存在较多的反射路径分量, 因此可以认为信道 $\mathbf{G}^{IU}$ 服从瑞利 (Rayleigh) 分布, 接收端的第 q 根天线的接收信号可以表示为:

$$y_q = \sqrt{P_s} (\mathbf{g}_q^{IU} \text{diag}(\Phi_i) \mathbf{H}^{BI}) \mathbf{x} + w_q \quad (1)$$

其中, P_s 表示发射端功率; $\mathbf{g}_q^{IU}$ 表示信道 $\mathbf{G}^{IU}$ 的第 q 行; w_q 为噪声向量 $\mathbf{w}$ 的第 q 个元素, 表示对应第 q 根接收天线的信道噪声项; $\mathbf{w} \in \mathbb{C}^{N_T \times 1}$ 表示均值为 0、方差为 N_0 独立同分布的复高斯分量。基于信道空间-时间相关性的描述^[5], 式 (1) 中的信道系数 $\mathbf{H}^{BI}$ 可以表示为:

$$\mathbf{H}^{BI} = \sqrt{\frac{K}{1+K}} \hat{\mathbf{H}}^{BI} + \sqrt{\frac{1}{1+K}} \bar{\mathbf{H}}^{BI} \quad (2)$$

其中, $\hat{\mathbf{H}}^{BI} \in \mathbb{C}^{N \times N_T}$ 和 $\bar{\mathbf{H}}^{BI} \in \mathbb{C}^{N \times N_T}$ 分别表示信道 $\mathbf{H}^{BI}$ 的固定分量部分和可变分量部分。采用克罗内克 (Kronecker) 模型描述信道的空间相关性, 则可变分量部分 $\bar{\mathbf{H}}^{BI}$ 可以表示为:

$$\bar{\mathbf{H}}^{BI} = \bar{\mathbf{H}} \mathbf{R}_{N_T}^{1/2} \quad (3)$$

其中, $\bar{\mathbf{H}} \in \mathbb{C}^{N \times N_T}$ 表示 Rayleigh 信道分量; $\mathbf{R}_{N_T} \in \mathbb{C}^{N_T \times N_T}$ 表示发射端的相关系数矩阵, 定义 $\mathbf{R}_{N_T}$ 中的任意元素 $\sigma_{u,\hat{u}}^2 = [\mathbf{R}_{N_T}]_{u,\hat{u}} = J_0(2\pi|u-\hat{u}|\Delta_u)$, 其中 $u, \hat{u} \in 1, \dots, N_T$, T 表示发射端, Δ_u 表示归一化天线之间的距离; $J_0(\cdot)$ 表示 0 阶贝塞尔 (Bessel) 函数。时间相关性模型则可以通过杰克 (Jake)

模型描述, 表示为:

$$\beta(\tau) = \mathbb{E}[\tilde{\mathbf{H}} \tilde{\mathbf{H}}^H(\tau)] = J_0(2\pi f_D \tau) \quad (4)$$

其中, τ 表示时间间隔, $f_D = f_c V / c$ 为最大多普勒频移, f_c 表示载波频率, V 表示列车的移动速度, c 表示光速。为了简化分析, 忽略时间间隔 τ 。基于信道无线衰落特性对信道进行描述^[14], 可得 $\mathbf{G}_{q,n}^{IU} = \beta_{q,n} e^{j\varphi_{q,n}}$ 、 $\mathbf{H}_{u,n}^{BI} = \alpha_{u,n} e^{j\phi_{u,n}}$, 其中, $u \in 1, 2, \dots, N_T$, $n \in 1, 2, \dots, N$, $q \in 1, 2, \dots, N_R$ 。为了在高铁通信中获得完美的信道状态信息 (channel state information, CSI), 信道估计可以通过基于统计 CSI 估计^[19]和更复杂的基于深度学习 RIS 估计方法^[20]进行。对于列车车体和车窗的穿透损耗, 文献^[21]给出了典型高速列车车体和车窗穿透损耗值, 见表 1。

表 1 高速列车车体和车窗穿透损耗值

分类	材质	损耗参考值/dB
车体	铁质	12~15
	不锈钢	20~24
	中控铝合金车体	14~16
车窗	透明玻璃	3.6~3.9
	有色玻璃	24.5~40

1.2 基于最大化信噪比的 IOS 选择方案模型

考虑高铁车窗分布均匀且数量较多, 为了减少传输路径较远的 IOS 车窗传输, 基于 IOS-SM 传输系统的信道增益, 提出最优选择方案, 通过对所有 IOS 车窗的遍历, 找出最适合传输的 IOS 车窗, 与全部 IOS 车窗传输相比, 其传输速率会有所下降, 但是在接收端处理的信号数量将明显降低, 检测端复杂度也将随之减小。根据式 (1), 经过第 i 块 IOS 车窗信号透射后, 在接收端的接收信号可以表示为:

$$y_{i,q} = \sqrt{P_s} \left(\sum_{n=1}^N \beta_{q,n} e^{-j\varphi_{q,n}} \vartheta_{n,i} e^{j\theta_{n,i}} \sum_{u=1}^{N_T} \alpha_{n,u} e^{-j\phi_{n,u}} \right) \mathbf{x} + w_q \quad (5)$$

根据式 (5) 可以得到对应第 i 块 IOS 车窗的对应接收信噪比 (signal to noise ratio, SNR) 可

以表示为:

$$\text{SNR}_i = \frac{P_s}{N_0} \left| \sum_{n=1}^N \alpha_n \beta_{q,n} \mathcal{G}_{n,i} e^{j(\theta_{n,i} - \phi_n - \varphi_{q,n})} \right|^2 \quad (6)$$

在选择方案中, 所选择的 IOS 车窗能够在接收端提供最大的 SNR, 因此选择方案表达式可以表示为:

$$\tilde{i} = \arg \max_{i \in I} \max(\text{SNR}_i), \forall i \quad (7)$$

为了能够满足式(7), 可以调整 IOS 的单元相移, 使 $\theta_{n,i} = \phi_n + \varphi_{q,n}$, 则式(6)可以重新改写为:

$$\text{SNR}_{\tilde{i}} = \max_{i \in I} \left\{ \frac{P_s}{N_0} \left| \sum_{n=1}^N \alpha_n \beta_{q,n} \mathcal{G}_{n,i} \right|^2 \right\} \quad (8)$$

最后, 基于式(1)在接收端采用最大似然(maximum likelihood, ML)检测器对接收天线索引信息 $\hat{m}$ ($m, \hat{m} \in 1, 2, \dots, N_R$) 和调制信息 $\hat{x}$ ($x, \hat{x} \in 1, 2, \dots, M$) 进行联合检测, 通过最大似然判别, 从星座图中恢复出传输的索引信息和调制信息, 可以表示为:

$$[\hat{m}, \hat{x}] = \arg \min_{m, x} \left(\sum_{q=1}^{N_R} \left\| y_q - (g_q^{\text{IU}} \text{diag}(\Phi_i) \mathbf{H}^{\text{BI}}) \mathbf{x} \right\|_F^2 \right) \quad (9)$$

2 系统遍历容量上限与误码率性能分析

2.1 分布式 IOS-SM 系统遍历容量上限性能分析

系统遍历容量上限可以表示为:

$$C = \mathbb{E} \{ \text{lb}(1 + \text{SNR}_{\max}) \} \quad (10)$$

其中, $\text{SNR}_{\max}$ 为经过最优相位调整选择最佳的 IOS 面板的 SNR。根据詹森(Jensen)不等式, 可以得到其容量上限表达式为 $C \leq C_{\text{up}} = \text{lb}(1 + \mathbb{E} \{ \text{SNR}_{\max} \})$ 。对 $\mathbb{E}[\text{SNR}_{\max}]$ 进行展开求解计算^[22], 可以得到:

$$\mathbb{E}[\text{SNR}_{\max}] = \frac{P_s}{N_0} \mathbb{E} \left[\sum_{n=1}^N \left| g_{q,n} \mathcal{G}_{n,i} \sum_{u=1}^{N_T} h_{n,u} \right|^2 \right] \quad (11)$$

其中, $g_{q,n}$ 和 $h_{n,u}$ 分别表示信道 $\mathbf{G}^{\text{IU}}$ 的第 q 行 n 列元素和 $\mathbf{H}^{\text{BI}}$ 的第 n 行 u 列元素。对于 Rician 变量 $|h|$

和 Rayleigh 分量 $|g|$, 其期望值可以分别表示为:

$$\begin{aligned} \mathbb{E}\{|h|\} &= \sqrt{\frac{\pi L_{1/2}^2 (-K)}{4d_1^{\alpha_1} (K+1)}}, \quad \mathbb{E}\{|h|^2\} = \frac{1}{d_1^{\alpha_1}} \\ \mathbb{E}\{|g|\} &= \sqrt{\frac{\pi}{2d^{\alpha_1}}}, \quad \mathbb{E}\{|g|^2\} = \frac{1}{d^{\alpha_1}} \end{aligned} \quad (12)$$

其中, d 为对应信道的直线路径距离, α_l 是其路径损耗系数, $L_{1/2}(\cdot)$ 表示度为 1/2 的拉盖尔(Laguerre)函数, K 表示 Rician 因子。考虑信道 $g_{q,n}$ 和 $h_{n,u}$ 之间的相互独立性, 基于式(13)的期望计算方式, 获得总期望值式(14)为:

$$\begin{aligned} \mathbb{E} \left\{ \left(\sum_{n=1}^N |h_{n,u}^2| |h_{n,u}^1| \right)^2 \right\} &= \mathbb{E} \left\{ \sum_{n=1}^N |h_{n,u}^2|^2 |h_{n,u}^1|^2 \right\} + \\ &\mathbb{E} \left\{ \sum_{n=1}^N \sum_{j=1, j \neq n}^N |h_{n,u}^2| |h_{n,u}^1| |h_{j,u}^2| |h_{j,u}^1| \right\} \end{aligned} \quad (13)$$

$$\begin{aligned} \mathbb{E} \left[\sum_{n=1}^N \left| g_{q,n} \mathcal{G}_{n,i} \sum_{u=1}^{N_T} h_{n,u} \right|^2 \right] &= \\ \frac{N}{d_1^{\alpha_1} d_2^{\alpha_2}} + \frac{N(N-1)\pi^2 L_{1/2}^2 (-K)}{8d_1^{\alpha_1} d_2^{\alpha_2} (K+1)} \end{aligned} \quad (14)$$

其中, $h_{n,u}^1$ 和 $h_{n,u}^2$ 分别表示发射天线与不同单元之间的信道。综上, 遍历系统容量可以表示为:

$$C_{\max} = \text{lb} \left\{ 1 + \frac{P_s \beta \sigma_{u,\hat{u}}^4}{N_0} \left[\frac{N}{d_1^{\alpha_1} d_2^{\alpha_2}} + \frac{N(N-1)\pi^2 L_{1/2}^2 (-K)}{8d_1^{\alpha_1} d_2^{\alpha_2} (K+1)} \right] \right\} \quad (15)$$

2.2 分布式 IOS-SM 系统误码率性能分析

由于系统精确的理论误码率难以获得, 考虑先推导出对天线指标 m 和传输数据符号 x 联合检测的成对差错概率, 以此得到误码率的上界。对分布式 IOS-SM 系统进行 ML 检测, 误比特率 P_b 的联合上界为:

$$P_b \leq \frac{1}{MN_R} \sum_m \sum_{\hat{m}} \sum_x \sum_{\hat{x}} \frac{\bar{P}(m, x \rightarrow \hat{m}, \hat{x}) d(m, x \rightarrow \hat{m}, \hat{x})}{\text{lb}(MN_R)} \quad (16)$$

其中, $\bar{P}(m, x \rightarrow \hat{m}, \hat{x})$ 表示对天线指标 m 和传输数据符号 x 联合检测的成对差错概率(pairwise error



probability, PEP); $d(m, x \rightarrow \hat{m}, \hat{x})$ 表示对应的成对错误事件的错误比特数。 $\bar{P}(m, x \rightarrow \hat{m}, \hat{x})$ 可以表示为:

$$\begin{aligned} \bar{P}(m, x \rightarrow \hat{m}, \hat{x}) = & P\left(\sum_{q=1}^{N_R} |y_q - \sqrt{P_s} \mathbf{G}_q \mathbf{x}|^2 > \sum_{q=1}^{N_R} |y_q - \sqrt{P_s} \hat{\mathbf{G}}_q \hat{\mathbf{x}}|^2\right) = \\ & P\left(\sum_{q=1}^{N_R} -|\sqrt{P_s} \mathbf{G}_q \mathbf{x} - \sqrt{P_s} \hat{\mathbf{G}}_q \hat{\mathbf{x}}|^2 - \right. \\ & \left. 2R\{y_q^*(\sqrt{P_s} \mathbf{G}_q \mathbf{x} - \sqrt{P_s} \hat{\mathbf{G}}_q \hat{\mathbf{x}})\} > 0\right) = P(G > 0) \end{aligned} \quad (17)$$

其中, 式 (17) 各分量的分布情况可以表示为

$$\mathbf{G}_q = \sum_{n=1}^N g_{q,n} \mathbf{g}_{n,i} \mathbf{h}_n e^{j\omega_{m,n}}, \hat{\mathbf{G}}_q = \sum_{n=1}^N g_{q,n} \mathbf{g}_{n,i} \mathbf{h}_n e^{j\omega_{\hat{m},n}}, \mathbf{h}_n \in \mathbb{C}^{N_T \times 1} \text{ 表示信道 } \mathbf{H}^{\text{BI}} \text{ 的第 } n \text{ 行; } (\cdot)^* \text{ 表示对其求共轭复数操作; 令 } \omega_{m,n} = \phi_{m,n} + \phi_n - \theta_{n,i}, \text{ 使式 (6) 中接收端 SNR 最大化. 对于 } \mathbf{G}_q \sim N(\mu_G, \delta_G^2), \text{ 其中 } \mu_G = \sum_{q=1}^{N_R} P_s |\mathbf{G}_q \mathbf{x} - \hat{\mathbf{G}}_q \hat{\mathbf{x}}|^2, \delta_G^2 = \sum_{q=1}^{N_R} 2(1+K) N_0 P_s |\mathbf{G}_q \mathbf{x} - \hat{\mathbf{G}}_q \hat{\mathbf{x}}|^2.$$

采用 Q 函数表示方法, 可以将式 (17) 改写为:

$$\bar{P}(m, x \rightarrow \hat{m}, \hat{x}) = Q\left(\sqrt{\frac{\sum_{q=1}^{N_R} P_s \beta \sigma_{u,\hat{u}}^t |\mathbf{G}_q \mathbf{x} - \hat{\mathbf{G}}_q \hat{\mathbf{x}}|^2}{2(1+K)N_0}}\right) \quad (18)$$

从文献 [18] 可以得到 Q 函数的上限为 $Q(x) \leq \frac{1}{6}e^{-2x^2} + \frac{1}{12}e^{-x^2} + \frac{1}{4}e^{-x^2/2}$, 式 (18) 中瞬时 PEP 可以转化为:

$$\bar{P}(m, x \rightarrow \hat{m}, \hat{x}) \leq \frac{1}{6}e^{-\frac{2\Gamma}{\rho}} + \frac{1}{12}e^{-\frac{\Gamma}{\rho}} + \frac{1}{4}e^{-\frac{\Gamma}{2\rho}} \quad (19)$$

其中, $\Gamma = \sum_{q=1}^{N_R} |\mathbf{G}_q \mathbf{x} - \hat{\mathbf{G}}_q \hat{\mathbf{x}}|^2$ 和 $\rho = 2N_0 / P_s \beta \sigma_{u,\hat{u}}^t$ 。

则无条件 PEP 可以表示为:

$$\begin{aligned} \bar{P}(m, x \rightarrow \hat{m}, \hat{x}) & \leq E_r \left[\frac{1}{6}e^{-\frac{2\Gamma}{\rho}} \right] + E_r \left[\frac{1}{12}e^{-\frac{\Gamma}{\rho}} \right] + E_r \left[\frac{1}{4}e^{-\frac{\Gamma}{2\rho}} \right] \\ & = \frac{1}{6}M_r \left(\frac{-2}{\rho} \right) + \frac{1}{12}M_r \left(\frac{-1}{\rho} \right) + \frac{1}{4}M_r \left(\frac{-1}{2\rho} \right) \end{aligned} \quad (20)$$

其中, $M_r(x) = E_r[e^{x\Gamma}]$ 是 Γ 的矩量母函数 (moment generating function, MGF), 实际上, Γ 为 $\mathbf{G}_q \mathbf{x}$ 和 $\hat{\mathbf{G}}_q \hat{\mathbf{x}}$ 之间的平方欧几里得距离。 $M_r(x)$ 由接收天线指标 m 错误或正确检测概率决定, 可通过考虑其相关高斯分量的一般二次型推导, 类似于文献 [17] 中检测概率模型的方式, 对不同情况下 Γ 的 MFG 函数表达式进行分析求解, 代入式 (20) 得到系统 PEP 的解, 从而在式 (16) 中获得误码率系统上界。

3 功率损耗模型下天线与 IOS 单元选择算法

3.1 功率损耗模型

基于分布式 IOS 辅助的大规模 MIMO 系统功率损耗模型, 本节对功率损耗约束进行定义分析。整体系统所消耗的总功率可以表示为轨旁基站系统发射机射频链路消耗功率 P_{TA} 、列车接收端接收机射频链路消耗功率 P_{RA} [23]、IOS 硬件静态损耗功率 P_{static} 和动态激活单元损耗功率 P_{dynamic} [24] 之和。

发射机单射频链路消耗功率 P_{TAS} 和接收机单射频链路消耗功率 P_{RAS} 可以表示为:

$$\begin{aligned} P_{\text{TAS}} &= (P_{\text{DAC}} + P_{\text{mix}} + P_{\text{filt}}), P_{\text{TA}} = N_T P_{\text{TAS}} \\ P_{\text{RAS}} &= (P_{\text{ADC}} + P_{\text{LNA}} + P_{\text{IFA}} + P_{\text{mix}} + P_{\text{filr}}), P_{\text{RA}} = N_R P_{\text{RAS}} \end{aligned} \quad (21)$$

其中, P_{DAC} 和 P_{ADC} 分别为数模转换器和模数转换器所消耗的功率, P_{LNA} 表示低噪声放大器消耗功率, P_{IFA} 表示中频放大器的消耗功率, P_{mix} 表示混频器的消耗功率, P_{filt} 和 P_{filr} 分别表示发射端和接收端的滤波器消耗功率。IOS 的消耗功率可以表示为:

$$P_{\text{IOS}} = P_{\text{static}} + NP_{\text{dynamic}} \quad (22)$$

用 $l = (N_{\text{sel}}, l_r)$ 表示选择的组合, N_{sel} 表示从 N 块 IOS 单元中选择激活的单元数量, l_r 表示选择用于接收天线的数量, η 表示传输效率。计算各部分的功率损耗值, 对 N_{sel} 和 l_r 的数量进行确定。若优先选择单元, 则令 $l_r = (\eta P_s - P_{\text{TA}} - P_{\text{RIS}}) /$

P_{RAS} , $N_{\text{sel}} = N$; 若优先选择天线, 则 $N_{\text{sel}} = (\eta P_{\text{S}} - P_{\text{TA}} - N_{\text{R}} P_{\text{RAS}} - P_{\text{static}}) / P_{\text{dynamic}}$, $l_{\text{r}} = N_{\text{R}}$, 将得到的 N_{sel} 和 l_{r} 代入第 3.2 节的选择算法。

3.2 天线与 IOS 单元选择算法

假设接收端和 IOS 的控制器能够通过使用 CSI 选择激活对应的天线和 IOS 单元。因此, 对于选择天线和 IOS 单元组合 l 的接收信号可表示为:

$$\mathbf{y}^l = \sqrt{P_{\text{s}}} \left((\mathbf{G}^{\text{IU}})^l \text{diag}(\boldsymbol{\Phi}_i^l) (\mathbf{H}^{\text{BI}})^l \right) \mathbf{x} + (\mathbf{w})^l \quad (23)$$

其中, $(\mathbf{G}^{\text{IU}})^l$ 是矩阵 $\mathbf{G}^{\text{IU}}$ 的子信道矩阵, $(\mathbf{H}^{\text{BI}})^l = [\mathbf{H}^{\text{BI}}]_{N_{\text{sel}}}$ 表示矩阵 $\mathbf{H}^{\text{BI}}$ 的行向量。

为了从 l 中选择对应的天线与单元组合, 首先根据容量最大化原则进行天线选择, 从所有天线开始, 每一步移除一个对系统容量贡献最小的天线。为了确保移除天线不会导致容量性能下降, 移除过程要重复进行, 直到剩余的天线数量 $N_{\text{r}} (N_{\text{r}} \in N_{\text{R}})$ 等于 l_{r} 为止。

令式 (23) 中 $\tilde{\mathbf{H}} = \mathbf{G}^{\text{IU}} \text{diag}(\boldsymbol{\Phi}_i) \mathbf{H}^{\text{BI}}$, 在每一步中, 从信道矩阵 $\tilde{\mathbf{H}}$ 中移除一行, 直至剩余 l_{r} 行, 对应行的编号即对应天线编号, 然后根据天线编号从 $\mathbf{G}^{\text{IU}}$ 和 $\mathbf{H}^{\text{BI}}$ 中选择对应行。类似于文献[25]中的天线移除方式, 每一步中, 系统容量 C 表示为:

$$\begin{aligned} C(\tilde{\mathbf{H}}_n) &= \text{lb det} \left(\mathbf{I}_{N_{\text{T}}} + \frac{\gamma}{N_{\text{T}}} \tilde{\mathbf{H}}_n \tilde{\mathbf{H}}_n^{\text{H}} \right), \\ C(\tilde{\mathbf{H}}_{n+1}) &= \text{lb det} \left(\mathbf{I}_{N_{\text{T}}} + \frac{\gamma}{N_{\text{T}}} \tilde{\mathbf{H}}_{n+1}^{\text{H}} \tilde{\mathbf{H}}_{n+1} \right) \end{aligned} \quad (24)$$

对于 $\tilde{\mathbf{H}}_n$ 和 $\tilde{\mathbf{H}}_{n+1}$, 采用谢尔曼-莫里森 (Sherman-Morrison) 公式, 式 (24) 可以改写为:

$$\begin{aligned} C(\tilde{\mathbf{H}}_{n+1}) &= C(\tilde{\mathbf{H}}_n) + \\ &\text{lb} \left[1 + \frac{\gamma}{N_{\text{T}}} \tilde{\mathbf{h}}_q^{\text{H}} \left(\mathbf{I}_{N_{\text{T}}} + \frac{\gamma}{N_{\text{T}}} \tilde{\mathbf{H}}_n^{\text{H}} \tilde{\mathbf{H}}_n \right)^{-1} \tilde{\mathbf{h}}_q \right] \end{aligned} \quad (25)$$

其中, $\tilde{\mathbf{h}}_q$ 表示信道矩阵 $\tilde{\mathbf{H}}$ 的第 q 行 ($q \in 1, 2, \dots, N_{\text{R}}$), 在式 (25) 中令 $\tilde{\mathbf{W}}_n = (\mathbf{I}_{N_{\text{T}}} + \gamma / N_{\text{T}} \tilde{\mathbf{H}}_n^{\text{H}} \tilde{\mathbf{H}}_n)^{-1}$, $\partial_{q,n} = \tilde{\mathbf{h}}_q^{\text{H}} \tilde{\mathbf{W}}_n \tilde{\mathbf{h}}_q$, 则式 (25) 可重新表示为:

$$C(\tilde{\mathbf{H}}_{n+1}) = C(\tilde{\mathbf{H}}_n) + \text{lb} \left[1 + \frac{\gamma}{N_{\text{T}}} \partial_{q,n} \right] \quad (26)$$

对于任意的 q , 在每一步中都需要找到满足 $\partial_{q,n}$ 的最小值, 即对整体容量贡献最小的天线被移除。找到 ε , 使得式 (25) 中的 $C(\tilde{\mathbf{H}}_{n+1})$ 最小化, 等同于:

$$\varepsilon = \arg \min_q \partial_{q,n} \quad (27)$$

$\tilde{\mathbf{W}}_n$ 在每一步移除天线过程中都会被更新, 直到剩下的天线数 N_{r} 等于所要选择数 l_{r} , 令 $\mathbf{e} = \tilde{\mathbf{W}}_n \tilde{\mathbf{h}}_q$ 可得:

$$\tilde{\mathbf{W}}_{n+1} = \tilde{\mathbf{W}}_n + \frac{1}{N_{\text{T}} / \gamma - \partial_{\varepsilon}} \mathbf{e} \mathbf{e}^{\text{H}} \quad (28)$$

选择完接收天线后, 根据天线编号选择相应信道矩阵的子矩阵。再选择 IOS 单元 N_{sel} , 对 IOS 透射信道的值取模, 可以表示为:

$$\tilde{G} = \|(\mathbf{G}^{\text{IU}})^l \text{diag}(\boldsymbol{\Phi}_i) \mathbf{H}^{\text{BI}}\| \quad (29)$$

根据 $\tilde{G}$ 所有值的大小进行排序, 选择对应前 N_{sel} 个 IOS 单元, 对应于选择 $(\mathbf{G}^{\text{IU}})^l$ 、 $\text{diag}(\boldsymbol{\Phi}_i^l)$ 和 $(\mathbf{H}^{\text{BI}})^l$ 。最后, 根据式 (24) 计算系统容量值。

4 仿真分析

本节通过仿真模拟分析验证所提出方案的优劣与性能, 基于高铁空间-时间相关的 Rician 模型, 分别考虑列车移动速度 V 、IOS 车窗单元数 N 、Rician 因子 K 等参数对系统误码率性能和遍历容量性能的影响。为了能够获取完美 CSI, 在上行信号传输过程中, 采用最小二乘法估计器进行信道估计^[26]。其中基本参数设置为轨旁基站的发射天线为 4 根、列车内部接收端接收天线为 4 根。根据表 1 中的参考值, 设置信号穿透 IOS 车窗的损耗值为 4 dB, 金属车体穿透损耗值设为 15 dB。归一化接收天线的距离 $\Delta_{\text{R}} = 0.5$, 载波频率 $f_{\text{c}} = 3.5$ GHz, 系统传输带宽为 180 kHz, 噪声功率谱密度为 -173 dBm/Hz^[22]。在参考距离 $d_0 = 1$ m 处的路径损耗为 -30 dB。功率损耗模型仿真参数见表 2。



表 2 功率损耗模型仿真参数

参数名称	符号	数值/mW	参数名称	符号	数值/mW
数模转换器功率	P_{DAC}	15	发射端滤波器功率	P_{filt}	2.5
模数转换器功率	P_{ADC}	6.7	接收端滤波器功率	P_{filr}	2.5
低噪声放大器功率	P_{LNA}	20	IOS 硬件静态功率	P_{static}	0
中频放大器功率	P_{IFA}	4	IOS 动态激活单元功率	$P_{dynamic}$	0.33
混频器的消耗功率	P_{mix}	30.3	系统功率传输效率	η	0.38 (无量纲)

不同列车速度下多方案的系统误码率性能比较如图 2 所示, 比较了中继转发方案、RIS-SM 方案和本文所提出 IOS-SM 方案分别在列车低速状态 $V=150\text{ km/h}$ 和高速状态 $V=350\text{ km/h}$ 下移动的误码率性能。从图 2 中可以明显看出, 在同一速度下, 本文所提方案在是否考虑穿透损耗的情况下均能保证最优的误码率性能。相比于 RIS-SM 传输方案, 本文所提方案虽然在传输路径上缺少了基站至用户接收端直视路径的增益, 但是由于信道减少, 检测端的检测复杂度也随之降低, 这是 RIS-RSM 传输方案误码率性能较高的主要原因。而对于中继转发方案, 由于受车顶金属车体穿透损耗的严重影响, 信号传输质量下降, 仅在低移动速度、高信噪比的情况下, 性能差距才有所减小。另外, 从图 2 中也不难看出, 中继转发方案相比于其他两种方案受速度的影响较大, 缺少了智能表面的多径辅助传输, 仅依靠直视路径分量, 检测端更容易受信道快速变化的影响。

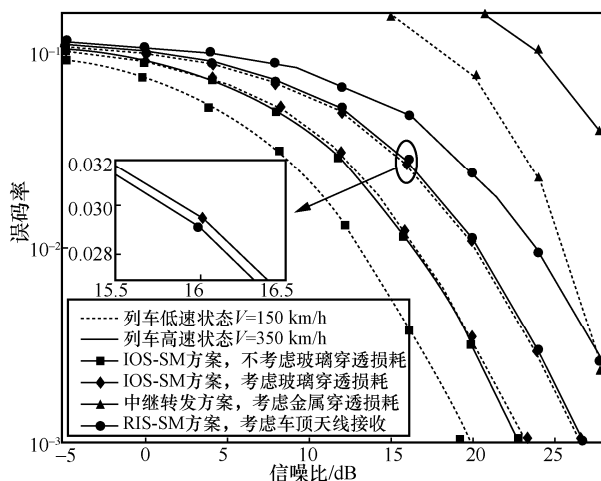


图 2 不同列车速度下多方案的系统误码率性能比较

不同发射功率下多方案的系统遍历容量性能比较如图 3 所示, 对比了高铁无线通信场景下中继转发方案、RIS-SM 方案和本文所提 IOS-SM 方案的遍历容量性能。在相同发射功率和智能单元个数的条件下, RIS-SM 方案能够获得最优的遍历容量, 即便是在考虑了金属穿透损耗的情况下, 容量性能仍远远高于其他两种方案, 其得益于多段信道的传输增益, 但是所需要获取的信道状态信息也大于其他两种方案。IOS-SM 方案虽然与中继转发传输方案性能相差不多, 但是由于可以通过激活增加面板传输, 从而以增加智能单元个数的方式增加传输容量, 如图 3 所示, 增加 3 倍的单元个数可以接近 RIS-SM 方案的容量性能。在实际传输过程中, 可以根据列车运行环境的不同, 动态选择更多的 IOS 车窗进行传输, 增大智能单元个数, 以保证较高的传输速率。

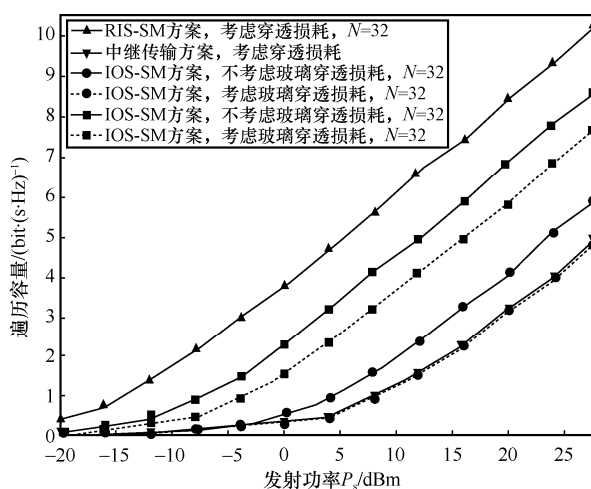


图 3 不同发射功率下多方案的系统遍历容量性能比较

不同 IOS 单元数下系统遍历容量性能对比如

图4所示,比较了高铁无线通信场景下 IOS-SM 方案和 RIS-SM 方案在不同单元数下系统遍历容量性能。 d_1 表示基站与智能表面之间的距离,图4中 RIS-SM 方案选取单元数 $N=32$ 。从图4可以看出,随着单元数的增加,遍历容量上限也随之单调增加,IOS 能够通过增加单元数提高接收信号的分集增益,另外通过 IOS 的相移调整也能够提高透射信号增益,虽然提高单元数可以有效提升系统容量性能,但是增加单元数 N 也会导致计算复杂度和系统成本增加。基站与智能表面之间的距离也对容量性能有所影响,这是由于当列车运行靠近基站时,路径损耗减小,接收端信号功率增大,对传输性能有所提升。同时,对比高低信噪比方案可以看出,通过增大 SNR 可以降低达到 RIS-SM 方案相同性能的单元数,在 SNR=5 dB 的情况下需要单元数约为 190 个,而在 SNR=15 dB 的情况下仅需要 60 个左右,因此可以通过增大功率 P_s 对应减少 IOS 单元数的使用,在减小系统成本的情况下保证传输速率。

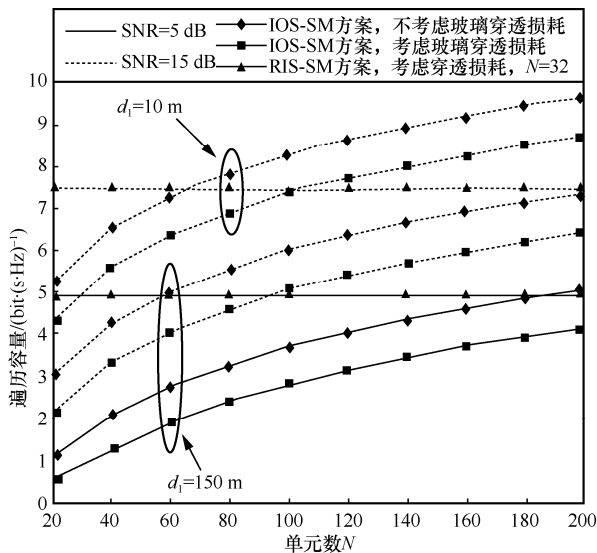


图4 不同 IOS 单元数下系统遍历容量性能对比

不同信噪比和 Rician 因子下遍历容量和误码率性能权衡如图5所示,分析了不同信噪比和 Rician 因子下, RIS-SM 方案和 IOS-SM 方案的系

统遍历容量性能和误码率性能的权衡。图5中每条线上各点从上至下分别代表 Rician 因子的值从1取至7,即 $K=1,2,\dots,7$ 。在高铁场景下,高 Rician 因子意味着直视路径分量更强,能够对应提升信号质量,而对于高架桥等直视路径分量较多的场景,其散射与衍射物体较少,从而导致多径增益难以获得。而较高的 Rician 因子能够带来更高的容量性能,但也会导致误码率性能的下降,而从图5中可以看出,当 $K \leq 4$ 时,随着 Rician 因子增大,容量性能会对应快速增加,此时误码率性能下降速率缓慢,而当 $K \geq 5$ 时,容量性能将随着 Rician 因子的增加趋于恒定,但此时误码率性能则会迅速降低。因此,在高铁无线传输系统下,可以通过对应系统设置,保证误码率性能和容量性能保持在相对较高的平衡点状态。同时基于不同 SNR 下的对比可以发现,相比于 RIS-SM 方案, IOS-SM 方案更适合高铁无线传输。

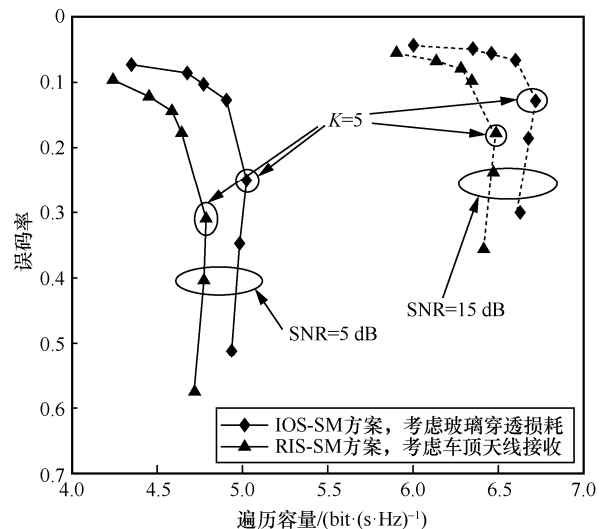


图5 不同信噪比和 Rician 因子下遍历容量和误码率性能权衡

固定 I_r 和 N_{sel} 组合下联合天线和 IOS 单元选择算法信道容量性能比较如图6所示,展示了 Rician 因子 $K=5$ 、 $V=350$ km/h 和 $N_T=N_R=4$ 时,不同 I_r 和 N_{sel} 下联合天线与单元选择算法信道容量性能的仿真结果比较。从仿真结果可以看出,相比于少量天线与单元的组合,多量组合的容量



性能具有一定的优势,这是由天线分集增益和IOS单元的路径增益的叠加决定的。当天线和单元组合数不是最大或最小状态时,在低信噪比下,当选择接收的天线数量较少时,通过增加选择激活的IOS单元数量,可以达到或超过大多数接收天线的性能。但是,在高信噪比下,即使激活和选择的单元数量较少,在选择的接收天线数量足够大的情况下,性能的损失仍然可以得到补偿,这与低信噪比的情况相反。这是因为在低信噪比下,增加透射路径获得的增益大于增加接收天线获得的增益,但在高信噪比下,基站发射功率足够高,透射路径获得的增益不能与接收天线获得的增益相比,因此与低信噪比的情况相反。

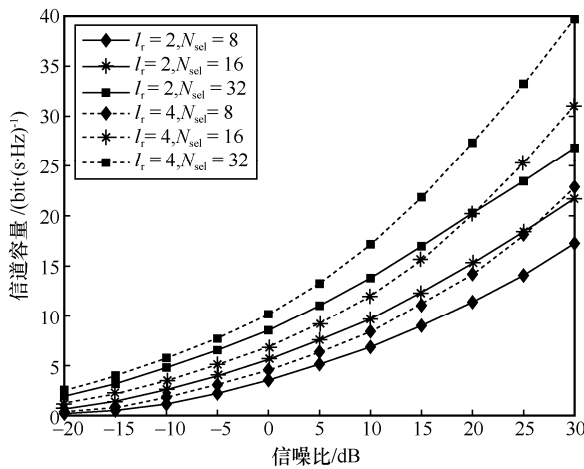


图6 固定 I_t 和 N_{sel} 组合下联合天线和IOS单元选择算法信道容量性能比较

功率损耗模型下天线与IOS单元选择算法信道容量性能变化曲线如图7所示。由图6的分析可知,为了保证传输性能,需要在低信噪比区域内优先选择激活IOS单元再由剩余功率选择天线,而在高信噪比区域内需要优先选择激活天线。从图7可以看出,相比于固定全部选择算法方案,在 $N_R=4$ 、 $N_T=4$ 、 $N=64$ 情况下,本文所提出的算法能够以较少的接收天线数量达到和全部选择方案近似的容量性能,性能下降仅为6.2%,同时节省 $3P_{RAS}$ 的功率损耗,并且随着SNR

的增加,本文所提出的算法能够保持与固定全部选择算法方案相同的性能。当IOS单元数固定时,提升接收天线数量对传输速率的增强要明显大于提升发射天线数量对传输速率的增强。另外,通过增大IOS单元数能够以更低的信噪比达到与固定全部选择算法方案的性能接近点,这是由于IOS作为可编程电磁元件,其动态激活功率损耗和静态功率损耗相对于发射端/接收端的功率损耗具有一定优势,同时,低信噪比区域通过增加多径信道传输,增大分集增益,以保证系统高速传输。

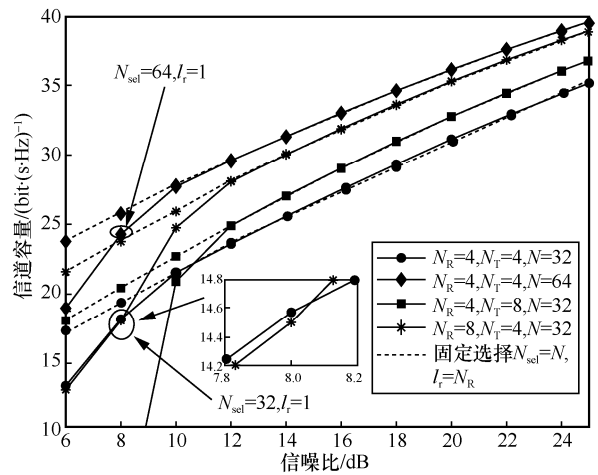


图7 功率损耗模型下天线与IOS单元选择算法信道容量性能变化曲线

5 结束语

本文提出了一种高铁无线通信场景下分布式IOS辅助SM传输方案,以解决列车封闭车厢所带来的高信号穿透损耗和传输性能损失问题。同时,为了减小缺失直视路径增益对性能的影响,提出基于功率损耗模型的天线与IOS单元选择算法。仿真结果表明,在考虑穿透损耗的影响下,本文所提出的分布式IOS-SM方案相比于RIS-SM方案和中继转发传输方案,可以获得最优的误码率性能。并且在容量性能方面,能够通过激活增加更多的IOS面板弥补与RIS-SM方案的性能差

距。本文基于两种性能进行了权衡对比,在 $K=5$ 左右时,容量性能和误码率性能均能获得较高水平的平衡点。最后,提出的基于功率损耗模型的天线与 IOS 算法能够根据所消耗功率动态调整选择天线与单元数组合,其容量性能能够与固定全部选择算法方案一致,保证了通信系统高速传输。未来可以考虑采用有源 IOS 单元的功率分配和相移优化算法设计,通过智能单元的放大透射,保证系统部署成本的前提下,减小与 RIS-SM 方案的容量性能差距。

参考文献:

- [1] 艾渤, 马国玉, 钟章队. 智能高铁中的 5G 技术及应用[J]. 中兴通讯技术, 2019, 25(6): 42-47, 54.
AI B, MA G Y, ZHONG Z D. 5G technologies and applications in high-speed railway[J]. ZTE Technology Journal, 2019, 25(6):42-47,54.
- [2] 张利华, 姜攀攀, 蒋腾飞, 等. LTE-R 认证与密钥协商协议的安全分析及改进[J]. 华东交通大学学报, 2019, 36(5): 120-128.
ZHANG L H, JIANG P P, JIANG T F, et al. Security analysis and improvement of LTE-R authentication and key agreement protocol[J]. Journal of East China Jiaotong University, 2019, 36(5):120-128.
- [3] 刘志英. 5G 技术及其在铁路通信中的应用[J]. 通信技术, 2018, 51(2): 394-398.
LIU Z Y. 5G technology and its application in railway communication[J]. Communications Technology, 2018, 51(2): 394-398.
- [4] 鲁玉龙, 沈海燕, 张俊尧, 等. 智能铁路新一代移动通信关键技术探索与展望[J]. 电信科学, 2023, 39(1): 30-41.
LU Y L, SHEN H Y, ZHANG J Y, et al. Exploration and prospect of the key technologies of the new generation mobile communication in intelligent railway[J]. Telecommunications Science, 2023, 39(1): 30-41.
- [5] 钟章队, 官科, 陈为, 等. 铁路新一代移动通信的挑战与思考[J]. 中兴通讯技术, 2021, 27(4): 44-50.
ZHONG Z D, GUAN K, CHEN W, et al. Challenges and thinking of the new generation of railway mobile communication[J]. ZTE Technology Journal, 2021, 27(4): 44-50.
- [6] CUI Y P, FANG X M. Performance analysis of massive spatial modulation MIMO in high-speed railway[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2016, 65(11): 8925-8932.
- [7] CUI Y P, FANG X M, YAN L. Hybrid spatial modulation beamforming for mmWave railway communication systems[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2016, 65(12): 9597-9606.
- [8] DING Q F, Xi T, LIAN Y C. Joint power allocation scheme for distributed secure spatial modulation in high-speed railway[J]. IEEE Systems Journal, 2021, 15(2): 1786-1794.
- [9] YOU J, ZHONG Z D, DOU Z Z, et al. Wireless relay communication on high speed railway: full duplex or half duplex?[J]. China Communications, 2016, 13(11): 14-26.
- [10] ZHANG J Y, DU H Y, ZHANG P, et al. Performance analysis of 5G mobile relay systems for high-speed trains[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2020, 38(12): 2760-2772.
- [11] XING C W, JING Y D, WANG S, et al. New viewpoint and algorithms for water-filling solutions in wireless communications [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2020, 68(12): 1618-1634.
- [12] ZHAO W J, WANG G P, AI B, et al. Backscatter aided wireless communications on high-speed rails: capacity analysis and transceiver design[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2020, 38(12): 2864-2874.
- [13] ZHANG Z H, SUN Q, ZHANG J Y, et al. Ergodic capacity of intelligent omni-surface-aided communication systems with phase quantization errors and outdated CSI[J]. IEEE Systems Journal, 2022, (99): 1-10.
- [14] ZHANG S H, ZHANG H L, DI B Y, et al. Intelligent omni-surfaces: ubiquitous wireless transmission by reflective-refractive metasurfaces[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2022, 21(1): 219-233.
- [15] LIU Y W, MU X D, XU J Q, et al. STAR: simultaneous transmission and reflection for 360° coverage by intelligent surfaces[J]. IEEE Wireless Communications, 2021, 28(6): 102-109.
- [16] ZHANG S H, ZHANG H L, DI B Y, et al. Beyond intelligent reflecting surfaces: reflective-transmissive metasurface aided communications for full-dimensional coverage extension[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2020, 69(11): 13905-13909.
- [17] BASAR E. Reconfigurable intelligent surface-based index modulation: a new beyond MIMO paradigm for 6G[J]. IEEE Transactions on Communications, 2020, 68(5): 3187-3196.
- [18] MA T, XIAO Y, LEI X, et al. Large intelligent surface assisted wireless communications with spatial modulation and antenna selection[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communica-



- tions, 2020, 38(11): 2562-2574.
- [19] GAO M L, AI B, NIU Y, et al. IRS-assisted high-speed train communications: outage probability minimization with statistical CSI[C]//Proceedings of ICC 2021 - IEEE International Conference on Communications. Piscataway: IEEE Press, 2021: 1-6.
- [20] XU J P, AI B. When mmWave high-speed railway networks meet reconfigurable intelligent surface: a deep reinforcement learning method[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2022, 11(3): 533-537.
- [21] ZHAO H, MAYZUS R, SUN S, et al. 28 GHz millimeter wave cellular communication measurements for reflection and penetration loss in and around buildings in New York city[C]//Proceedings of 2013 IEEE International Conference on Communications (ICC). Piscataway: IEEE Press, 2013: 5163-5167.
- [22] TAO Q, WANG J W, ZHONG C J. Performance analysis of intelligent reflecting surface aided communication systems[J]. IEEE Communications Letters, 2020, 24(11): 2464-2468.
- [23] KWON H, BIRDSALL T. Channel capacity in bits per joule[J]. IEEE Journal of Oceanic Engineering, 1986, 11(1): 97-99.
- [24] ZARGARI S, KHALILI A, ZHANG R. Energy efficiency maximization via joint active and passive beamforming design for multiuser MISO IRS-aided SWIPT[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2021, 10(3): 557-561.
- [25] GOROKHOV A. Antenna selection algorithms for mea transmission systems[C]//Proceedings of 2002 IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing. Piscataway: IEEE Press, 2011: III-2857.
- [26] ITOYA Y, SAITO S, SUGANUMA H, et al. Application of least-squares channel estimation to large-scale MU-MIMO-OFDM in the presence of terminal mobility[C]//Proceedings of 2021 International Symposium on Intelligent Signal Processing and Communication Systems (ISPACS). Piscataway: IEEE Press, 2021: 1-2.

[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。



王松 (1997-), 男, 华东交通大学电气与自动化工程学院硕士生, 主要研究方向为空间调制技术和智能超表面等。