

基于 DoA 的高速场景下大规模 MIMO 自适应波束成形

廖勇^{1,2}, 李瑜锋¹, 沈轩帆¹

(1. 重庆大学飞行器测控与通信教育部重点实验室, 重庆 400044;
2. 西安电子科技大学综合业务网理论及关键技术国家重点实验室, 陕西 西安 710071)

摘 要: 提出了高速场景下基于到达角 (DoA, direction of arrival) 的大规模多输入多输出 (MIMO, multiple input multiple output) 波束成形设计。同时, 为了保证高铁在运行过程中获得最佳的系统容量, 提出一种迭代的最优多波束选择方法。该方法能实时跟踪高铁不同的移动车厢终端 (MCT, mobile carriage terminal), 自适应选择不同波束所需的发射天线数和自适应调节波束总数目, 且不需要信道状态信息 (CSI, channel state information), 从而降低系统复杂度和节省开销。数值结果表明, 与传统方法相比所提方法能有效适应高速移动场景, 提高系统容量。

关键词: 高速铁路; 大规模 MIMO; 车地通信; 到达角; 波束成形

中图分类号: TN929.5

文献标识码: A

Adaptive beamforming of massive MIMO based on DoA in high mobility scenarios

LIAO Yong^{1,2}, LI Yu-feng¹, SHEN Xuan-fan¹

(1. Key Laboratory of Aircraft TT&C and Communication, Ministry of Education, Chongqing University, Chongqing 400044, China;
2. State Key Laboratory of Integrated Services Networks, Xidian University, Xi'an 710071, China)

Abstract: A direction of arrival based (DoA-based) beamforming of massive MIMO was proposed for high-speed railway scenarios. In order to guarantee that the optimal system capacity can be obtained during traveling, an iterative multi-beams scheme was proposed. It aimed to design different beams for different mobile carriage terminals (MCT) respectively. The proposal adaptively selected the number of antennas for each beam, and adaptively designed the number of beams according to system capacity. Moreover, the scheme didn't need channel state information (CSI) that can reduce system implementation complexity and cost. Numerical results indicate that the proposed scheme is suitable for high-speed scenarios, the system performance can be improved more efficiently compared to conventional methods.

Key words: high-speed railway, massive MIMO, train-ground communication, direction of arrival, beamforming

1 引言

随着高速铁路的迅速发展, 中国铁路通信使用

的 GSM-R(GSM for railway)体系主要用于列车控制信息且最高提供 200 Kbit/s 的数据率^[1], 已不能满足高铁用户对高速移动互联网业务的需求。近年

收稿日期: 2016-11-10; 修回日期: 2017-02-20

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (No.61501066, No.61201133, No.61571338);

No. 国家高技术研究发展计划 (“863” 计划) 基金资助项目 (No.2015AA015701); 重庆市基础与前沿研究计划基金资助项目 (No.cstc2015jcyjA40003, No.cstc2016jcyjA0209); 四川省应用基础研究计划基金资助项目 (No.2016JY0179); 综合业务网理论及关键技术国家重点实验室开放基金资助项目 (No.ISN16-03); 中央高校基本科研业务费基金资助项目 (No.106112014CDJZR165505, No.106112017CDJXY500001)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (No.61501066, No.61201133, No.61571338), The National Science and Technology Major Project of China (No.2015zx03002006-003, No.MJ-2014-S-37), The National High Technology R&D Program of China (863 Program) (No.2015AA015701), The Chongqing Frontier and Applied Basic Research Project (No.cstc2015jcyjA40003, No.cstc2016jcyjA0209), Applied Basic Research Project of Sichuan Province (No.2016JY0179), The Open Fund of the State Key Laboratory of Integrated Services Networks (No.ISN16-03), The Fundamental Research Funds for the Central Universities (No.106112014CDJZR165505, No.106112017CDJXY500001)

来, 升级的 LTE-R(long term evolution for railway) 虽然得到一定的发展, 如高铁场景下的多天线分集接收模型^[2]、基于正交空时码的格型正交重构算法^[3]和高性能切换^[4]等研究, 但是目前并未形成标准, 仍然面临巨大的挑战^[5]。在 LTE 中, 研究表明基站(BS, base station) 侧配置几十甚至几百根大规模 MIMO 天线, 可有效提升频谱效率^[6]。理论上, 随着天线数的增加, 噪声和快衰落会逐渐减小^[7], 但是空间自由度会逐渐提高^[8]。

对于高铁通信, 通常高铁运行的散射环境简单, 典型的有高架桥等^[9], 实测数据和理论分析表明, 当散射体分布稀疏、多径成分较少时, 会导致很强的视距 (LOS, line of sight) 分量, 使信道的相关性非常强^[10,11]。当在高铁场景应用 MIMO 技术时, 各天线发送的子流间存在很强的干扰, 严重影响系统性能^[12], 几乎无法获得空间分集带来的增益。

为解决上述问题, 一种有效的方案就是对多天线进行波束成形设计。文献[13]提出一种在小区重叠区域中, 相邻 BS 协作波束成形技术。文献[14]提出一种路由跟踪波束成形体系, 并根据实际铁路进行实验, 证明了其性能的提升。基于位置信息辅助的波束成形可以根据移动站与 BS 的位置设计权重, 以期达到接收机相位调整并提升信噪比^[15]的目的。同时, 基于位置信息的伺机波束成形被证明是可以提升系统性能的有效方法^[16]。研究表明, 波束成形与 Alamouti 空时码的结合^[17]和分布式波束成形技术^[18]均能有效提升系统性能。然而, 在高铁运行过程中, 列车行驶至 BS 附近时, 无线信号的到达角度变化速度非常快^[8]。基于毫米波的自适应波束分合传输方案^[19]通过列车位置的不同合成较宽单波束或分裂成 2 个子波束, 提升传输可靠性, 但是毫米波在大气中衰减严重, 当列车距离 BS 较远时, 系统容量下降较快。文献[20]提出一种波束成形方法, 通过动态选择活跃天线子集和子波束从而最大化系统吞吐量, 但是该方法考虑的是每个子波束对应 1 根接收天线, 尤其是当子波束数目减为 1 时, 接收能力大为减弱, 影响了 MIMO 提升系统性能的能力。文献[21]针对高铁车地通信信道, 结合大规模多天线技术建立了模型, 得出当移动站与 BS 距离越来越远时, 其容量可以逼近香农容量限的结论, 然而该模型的条件是基于

LOS 单输入多输出 (SIMO, single input multiple output) 下的信道, 对大规模 MIMO 系统并未进行具体、深入的研究。文献[22]针对高速移动通信系统中多种多样的场景 (如车厢内、车厢间、列车与 BS 等) 应用大规模 MIMO 技术展开研究, 分析了在不同情况下所面临的挑战并给出了相应的建议与解决思路。传统的波束成形设计大多基于 MIMO 系统, 当采用大规模 MIMO 时, 由于信道的强相关性, 不仅不能提供明显增益, 同时很难适应高速环境, 从而使实际角度与波束角度存在较大偏差, 甚至导致链路中断, 因此, 高速环境下的波束成形是目前的一大难题。

因此, 本文提出一种高速场景下大规模 MIMO 的自适应波束成形方法。该方法基于 DoA 进行波束成形设计, 无需用户端反馈信道状态信息, 通过多天线对不同用户设计多个波束成形从而降低干扰、提升系统容量。在多普勒效应可以被弥补^[23-25]、系统也可以达到同步^[26,27]的假设前提下, 本文主要研究波束成形自适应方法。本文的主要贡献如下。

1) 由于高速移动环境下的信道一般是纯 LOS 条件, 散射体较少, 因此, 信道呈强相关性, 本文面向大规模 MIMO 基于 DoA 进行波束成形设计, 从而更大程度地利用大规模 MIMO 所带来的分集与复用增益。

2) 提出一种基于 DoA 的高铁环境下大规模 MIMO 的自适应多波束成形方法。针对高铁车厢的高速移动, 该方法可实时跟踪不同的车厢, 根据各个波束不同的容量与干扰对 BS 侧的波束数目和各个波束所需天线数进行自适应调节, 使各个波束均可以实现可靠通信, 同时, 最大化下行系统容量。

2 系统模型

本文考虑高铁移动车厢终端 (MCT) 与铁路沿线的 BS 之间的大规模 MIMO 通信系统, 其中, BS 采用线性覆盖, 该覆盖方式能达到更高的覆盖率^[28]。如图 1 所示, 车内用户与地面 BS 之间的通信采用双层结构^[29], 由 2 个部分组成: 1) 车地通信, 即道旁的 BS 与高铁车载 MCT 之间的通信; 2) 车内通信, 即高铁每节车厢顶部的车载 MCT 与用户之间的通信。车内用户对宽带通信的需求可以通过车地通信中 MCT 的信干噪比 (SINR, signal to interference plus noise ratio) 和容量进行体现。本文主要研究单 BS 覆盖范围内的车地通信。

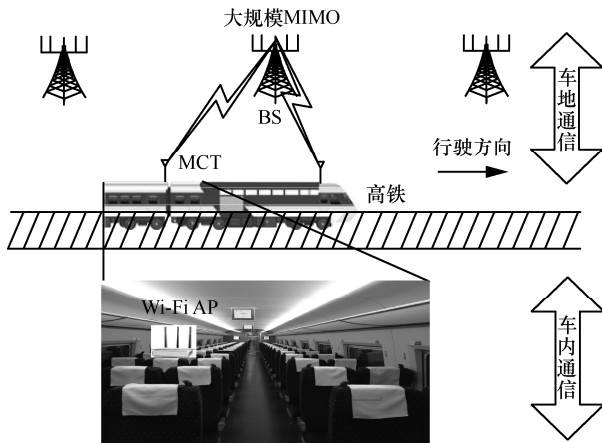


图 1 高速移动下大规模 MIMO 系统网络架构

列车大部分时间运行在高架桥、郊区等视野开阔的区域，列车与 BS 之间的散射体比较稀疏，因此，LOS 路径较强，信道相关性较大，各个天线经历的衰落差异性不大，分集增益并不明显^[30]。由于接收端与发射端之间的相对高速运动，信道处于快时变状态，列车速度越高，信道变化越快，因此，无论是通过时分双工（TDD

）上下行链路互易性还是频分双工

（FDD, frequency division multiplexing）反馈方式而获得的 CSI 都很容易过时，那么利用不准确的 CSI 进行波束成形时，很难将波束调整到对准目标用户。尤其是当列车与 BS 非常近时，方位角变化非常迅速^[8]，表 1 所示为不同速度 v 时，方位角平均变化率。其中， θ_t 和 ϕ_t 分别表示传输波的方位角和仰角，如图 2 所示，设高铁有 S 节车厢，每节车厢顶部安装一个 MCT，每个 MCT 有 N_R 根天线，BS 等距离部署 N_T ($N_T > N_R$) 根天线，阵元与阵元间的距离为 $\Delta \cdot \lambda_c$ ， λ_c 为载波波长， Δ 为归一化的阵元间距。设每节车厢长度为 l ，列车与 BS 垂直距离为 D_{\min} ，BS 天线高度与 MCT 天线高度差为 h_{BS} ， d 表示列车与 BS 在轨道上垂直投影点的距离。

本文采用基于 DoA 进行波束成形设计。由于列车运行方向固定，运行速度具有规律性，因此，BS 可以预先知道列车的实时位置和速度，这样不仅不会影响 DoA 波束成形设计的角度，还能节省因反馈 CSI 而带来的额外开销。

由于天线间距远小于通信距离，因此，天线阵列的远场可以表示为阵列因子 (AF, array factor) 与

表 1 不同速度时方位角平均变化率

列车离 BS 在轨道垂直投影点的距离 d/m	角度	不同速度时方位角平均变化率/ $^{\circ}$				
		$v=90 \text{ km/h}$	$v=180 \text{ km/h}$	$v=270 \text{ km/h}$	$v=360 \text{ km/h}$	$v=450 \text{ km/h}$
1~500	θ_t	54.90	109.10	164.60	219.40	274.30
	ϕ_t	26.90	53.80	80.80	107.70	134.60
500~2 400	θ_t	0.46	0.93	1.39	1.85	2.32
	ϕ_t	0.46	0.92	1.38	1.84	2.31

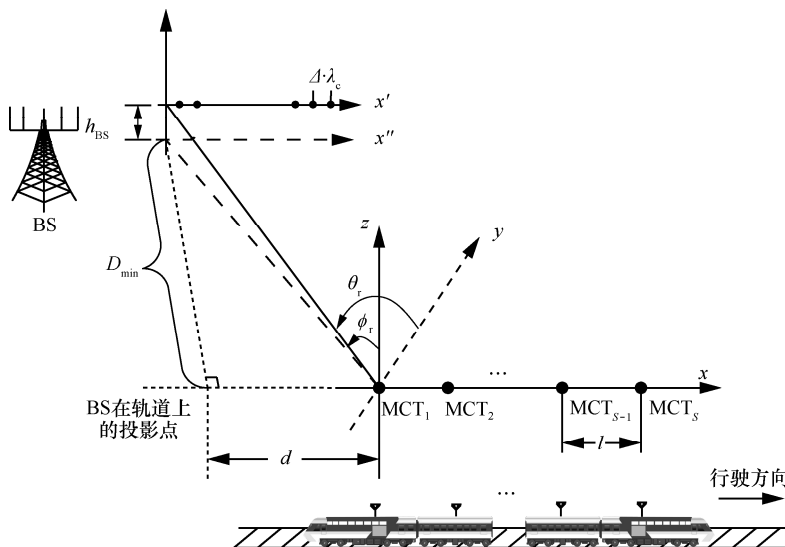


图 2 高铁环境下大规模 MIMO 多天线单波束的收发结构

阵元因子 (EF, element factor) 的乘积^[31]。EF 取决于无线信道的传输电磁特性, 而 AF 与阵元间距、排列结构等相关。于是如图 2 所示的高铁通信系统发送阵列向量^[8]可以表示为

$$\mathbf{z}(d) = \frac{1}{\sqrt{N_T}} \left[1, e^{j2\pi\Delta[\kappa(d)-\kappa(d_0)]}, \dots, e^{j2\pi(N_T-1)\Delta[\kappa(d)-\kappa(d_0)]} \right]^T \quad (1)$$

其中, $\kappa(d) = \frac{\sin\theta_r}{\sin\phi_r}$ 是结合 BS 与列车间方位角和仰角的角度因子, 是 d 的函数, 而 $\kappa(d_0)$ 表示波束峰值处 (设为 d_0) 对应的角度因子。角度因子 κ 控制着波束成形的角度。

该系统的发送 AF 为 $\mathbf{z}(d)$ 各元素之和, 表示为

$$AF(d) = \frac{1}{\sqrt{N_T}} \sum_{p=1}^{N_T} e^{j(p-1)\psi} = \frac{1}{\sqrt{N_T}} e^{j\left(\frac{N_T-1}{2}\right)\psi} \frac{\sin\left(\frac{N_T}{2}\psi\right)}{\sin\left(\frac{\psi}{2}\right)} \quad (2)$$

其中, $\psi = j2\pi\Delta \cdot [\kappa(d) - \kappa(d_0)]$ 。从图 2 可以得出

$$\begin{cases} \sin\theta_r = \frac{d}{\sqrt{d^2 + D_{\min}^2}} \\ \sin\phi_r = \frac{\sqrt{d^2 + D_{\min}^2}}{\sqrt{d^2 + D_{\min}^2 + h_{BS}^2}} \end{cases} \quad (3)$$

将式(3)代入到角度因子中, 可得

$$\kappa(d) = \frac{d\sqrt{d^2 + D_{\min}^2 + h_{BS}^2}}{d^2 + D_{\min}^2} \quad (4)$$

对 $\kappa(d)$ 与 d 进行仿真, 结果如图 3 所示。从图 3 可以看出当列车运行至 BS 附近 (小于 200 m) 时,

角度因子的变化非常迅速, 当远离 BS 后, 角度因子变化趋于平稳。

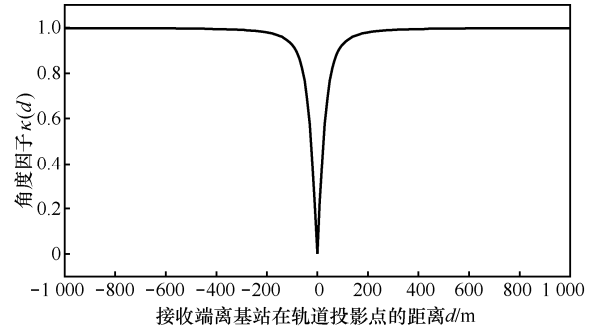


图 3 $\kappa(d)$ 与 d 的变化关系

传统的单波束 DoA 波束成形技术, 当系统能量效率达到系统最高编码调制等级后, 无法再次提升系统总容量。而多波束技术则可在充分利用并挖掘多天线自由度的前提下提升系统的能量效率, 利用多波束的隔离性减少各个子流间的相互干扰。在高速移动场景下, BS 侧可以配置数十甚至上百根天线, 而列车由于其狭长特征, 亦可为每节车厢配置 MCT, 且 MCT 采用多天线进行接收, 这为高铁大规模 MIMO 提供了多波束传输的可能。

大规模 MIMO 多波束收发系统模型如图 4 所示, 由于列车共有 S 节车厢, 每节车厢配置一个 MCT, 因而多波束收发系统的主要思想是将 BS 所有天线分为 S 组进行波束成形, 每一组天线对应一束波束, 并分别指向不同的 MCT, 每个波束传输不同的数据流。

在多波束成形技术中, 每组天线数已不再是 BS 总天线数 N_T , 因此, 在接收端接收的信号强度较单波束成形技术而言更弱。然而多流复用可以使系统

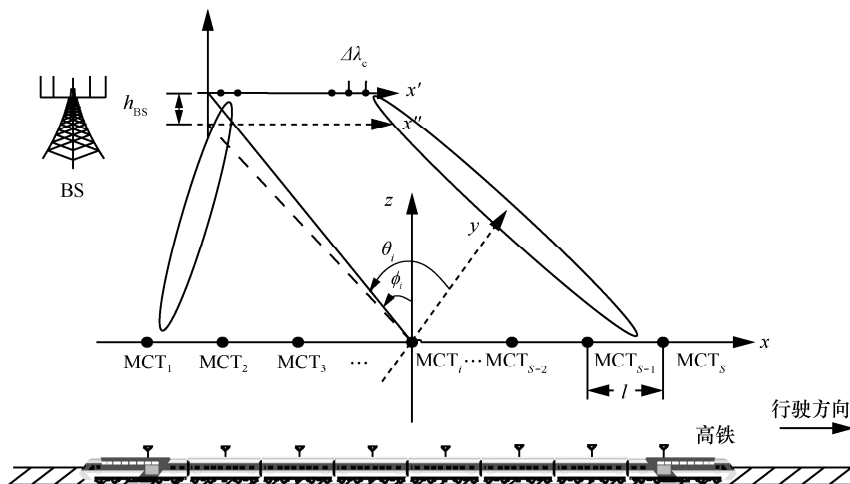


图 4 高铁环境下大规模 MIMO 多天线多波束的收发结构

容量得到线性增长, 信号强度的增加却只能使容量对数增长, 并且当接收信号强度增到一定值后, 信号强度的增加对系统容量的提升起不到作用。因此, 多波束成形技术比单波束技术拥有更加可观的优势, 在提升系统性能方面非常具有潜力。

3 自适应波束成形

设 θ_i 为第 i 个 MCT 的 LOS 接收方向在 xoy 平面与 y 轴的夹角, ϕ_i 为第 i 个 MCT 的 LOS 接收方向与 z 轴的夹角, d_i 为 MCT _{i} 到 BS 在铁轨上投影点的距离。如图 4 所示, 假设 BS 为 MCT _{i} 设计的波束所需天线数为 n_i , 根据式(1), 不同波束的发送阵列控制向量为

$$\mathbf{z}(d_i) = \frac{1}{\sqrt{N_T}} \left[1, e^{-j2\pi\Delta[\kappa(d_i) - \kappa(d_0)]}, \dots, e^{-j2\pi(n_i-1)\Delta[\kappa(d_i) - \kappa(d_0)]} \right]^T \quad (5)$$

$$d_i = d_1 + (i-1)l, \quad i = 1, 2, \dots, S \quad (6)$$

其中, 各波束的发送 AF 可以由 $\mathbf{z}(d_i)$ 各元素之和得到, 表示为

$$AF(d, i) = \frac{1}{\sqrt{N_T}} \sum_{p=1}^{n_i} e^{j(p-1)\psi_i} = \frac{1}{\sqrt{N_T}} e^{j\left(\frac{n_i-1}{2}\right)\psi_i} \frac{\sin\left(\frac{n_i}{2}\psi_i\right)}{\sin\left(\frac{\psi_i}{2}\right)} \quad (7)$$

其中, $\psi_i = j2\pi\Delta \cdot [\kappa(d) - \kappa(d_i)]$ 。

从而可以求出发射天线整合的数据发送矩阵为

$$\mathbf{W}_{N_T \times S} = \begin{bmatrix} \mathbf{z}(d_1) & \dots & 0 \\ & \mathbf{z}(d_2) & \\ \vdots & & \ddots \\ 0 & \dots & \mathbf{z}(d_S) \end{bmatrix} \quad (8)$$

车顶共有 S 个 MCT, 每个 MCT 配置 N_R 根天线, 假设天线配置均相同, 则总的接收天线数为 $N_S = SN_R$, 则接收端接收到的数据可以表示为

$$\mathbf{y} = \sqrt{P_t} \mathbf{H}_{N_S \times N_T} \mathbf{W}_{N_T \times S} \mathbf{x} + \mathbf{V}n_0 \quad (9)$$

其中, P_t 为总的发射功率, $\mathbf{H}_{N_S \times N_T}$ 为信道状态矩阵, $\mathbf{x} = [x_1 \ x_2 \ \dots \ x_S]^T$ 为发送数据, n_0 是噪声项, 且 $n_0 \in \mathbb{C}^{N_S \times 1}$, $n_0 \sim CN(0, \sigma_0^2)$ 。

将所有 MCT 上的接收信号进行合并, 接收端的等增益合并矩阵为

$$\mathbf{V} = \frac{1}{N_R} \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{1 \times N_R} & \dots & 0 \\ & \mathbf{I}_{1 \times N_R} & \\ \vdots & & \ddots \\ 0 & \dots & \mathbf{I}_{1 \times N_R} \end{bmatrix}_{S \times N_S}, \quad \mathbf{I}_{1 \times N_R} = [1 \ 1 \ \dots \ 1]_{1 \times N_R} \quad (10)$$

则接收端的接收矩阵为

$$\mathbf{Y} = \mathbf{V}\mathbf{y} = \sqrt{P_t} \mathbf{V} \mathbf{H}_{N_S \times N_T} \mathbf{W}_{N_T \times S} \mathbf{x} + \mathbf{V}n_0 \quad (11)$$

在设计波束成形时, 天线间距需比较小, 天线经历的衰落具有强相关性, 根据前文分析, 高铁环境中的信道具有强 LOS 特征, 散射环境较少, 因此, 为简化分析, 这里仅考虑 LOS 情况, 将式(8)和式(10)代入到式(11)中, 可得

$$\mathbf{Y} = \mathbf{V}\mathbf{y} = \sqrt{P_t} \begin{bmatrix} AF(d_1, 1) & AF(d_1, 2) & \dots & AF(d_1, S) \\ AF(d_2, 1) & AF(d_2, 2) & \dots & AF(d_2, S) \\ \vdots & & & \\ AF(d_S, 1) & AF(d_S, 2) & \dots & AF(d_S, S) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_S \end{bmatrix} + n_0 \quad (12)$$

从式(12)可以看出, 对于数据 x_i 而言, 有效增益项为 $AF(d, i)$, 而 $AF(d, j)_{|i \neq j}$ 为来自其他波束对 x_i 的干扰, 因此, 传输 x_i 的波束 SINR 为

$$SINR_i = \frac{AF(d, i)^2}{\sum_{j=1, j \neq i}^S AF(d, j) + \sigma_0^2} \quad (13)$$

其中, $AF(d, j) = \frac{1}{\sqrt{N_T}} \sum_{q=1}^{n_j} e^{j2\pi(q-1)\Delta[\kappa(d_i) - \kappa(d_j)]}$ 。

式(13)中的 σ_0^2 表示噪声干扰功率, 根据 SINR 则可得列车不同时刻随距离 d 变化的单位带宽系统容量。

$$C(d) = \sum_{i=1}^S \text{lb}(1 + SINR_i) \quad (14)$$

由于列车的位置在不断变化, 因此, 发射端对不同车厢 MCT 设计波束所需的天线数 n_i 需要实时做出调整以适应 MCT 所处的不同位置, 从而达到提升或保持系统容量的目的。同时, 当列车行驶至离 BS 较远的位置时, 由于各个子波束间的夹角非常小, 因此, 波束间的干扰会非常严重, 此时如果仍以 S 束波束进行传输, 不仅不会提升系统容量, 反而会造成系统性能的下降, 因此, 需要对波束数目进行实时调整以保证系统总容量。如当列车驶离 BS 并越行越远时, 各波束间干扰加剧, 因此, 可

以通过减少波束数目来降低干扰，减少波束数目的原则是减少波束数目时不降低系统总容量。最优波束成形对应的目标优化函数为

$$\begin{cases} \max_{n_i, S_{\text{opt}}} C(d) = \sum_{i=1}^{S_{\text{opt}}} \text{lb}(1 + \text{SINR}_i) \\ \text{s.t.} \sum_{i=1}^{S_{\text{opt}}} n_i \leq N_T, \|\mathbf{W}_{N_T \times S}\|^2 \leq P_t \end{cases} \quad (15)$$

其中， S_{opt} 表示最优波束数目。为求解最优的波束设计，达到最佳的信道容量，本文提出一种迭代算法，具体步骤如下。

1) 初始化 n_i 与 S_{opt} ，其中， $S_{\text{opt}} = S$ ， $n_i = \frac{N_T}{S_{\text{opt}}}$ ，

$i = 1, 2, \dots, S_{\text{opt}}$ 。

2) 计算每个子波束的信噪比 SINR_i 与天线调整数 Δn_i ， SINR_i 的计算如式(13)所示，天线调整数按照式(16)进行。

$$\Delta n_i = \frac{N_T}{S} \cdot \left(\frac{\sum_{i=1}^{S_{\text{opt}}} \text{SINR}_i}{S_{\text{opt}}} - \text{SINR}_i \right) \quad (16)$$

3) 更新 n_i ， $n_i = n_i + \lceil \Delta n_i \rceil$ ，这里用 $\lceil \cdot \rceil$ 表示四舍五入取整符号，若更新之后系统总容量 $C' > C$ ，且 $\|\mathbf{W}_{N_T \times S}\|^2 \leq P_t$ ，继续执行步骤 2)；否则，还原 n_i 的值后跳转到步骤 4)。

4) 若 $\sum_{i=1}^{S_{\text{opt}}} \text{lb}(1 + \text{SINR}_i) < \sum_{i=1}^{S_{\text{opt}}-1} \text{lb}(1 + \text{SINR}_i)$ ，则

$$S_{\text{opt}} = S_{\text{opt}} - 1, \quad n_i = \frac{N_T}{S_{\text{opt}}}$$

上述步骤实现了 2 个功能：1) 根据不同波束的 SINR 进行调节发射天线数，从而平衡各个波束的通信质量；2) 根据系统总容量与波束间干扰进行调节发射端的波束数目以保证各个时刻最佳的总容量。

结合上述迭代算法，并联立式(7)、式(13)和式(14)可以得出，获得的最优系统容量为

$$C_{\text{opt}}(d) = \sum_{i=1}^{S_{\text{opt}}} \text{lb} \left(1 + \frac{(n_i + \lceil \Delta n_i \rceil)^2}{\sum_{j=1, j \neq i}^{S_{\text{opt}}} \frac{\sin^2 \left((n_j + \lceil \Delta n_j \rceil) \pi \Delta \cdot [\kappa(d+l) - \kappa(d)] \right)}{\sin^2 \left(\pi \Delta \cdot [\kappa(d+l) - \kappa(d)] \right)} + \sigma_0^2} \right) \quad (17)$$

4 仿真与分析

不失一般性，本文以高架桥场景作为高速移动通信环境。仿真场景如图 4 所示，列车根据车厢数配置 MCT，其中，每节车厢顶部部署一个 MCT，各 MCT 等间隔分布，且 BS 和 MCT 均部署紧缩式天线阵，BS 每个波束均对准不同的 MCT，因此，波束数目最多时与 MCT 数目相等。各个子波束的编号规则为，子波束 i 表示 BS 对准 MCT _{i} 的子波束， $i = 1, \dots, S$ ，对应车尾 MCT 的子波束编号为 1，编号往车头方向逐次增大，车头对应 MCT 的子波束编号为 S 。高铁信道模型采用文献[32]所提的随机 MIMO 模型，小尺度衰落由 WINNER II D2a 信道模型的功率时延谱^[33]产生，采用文献[30]实测模型的大尺度衰落，阴影衰落指数为 $\sigma_p = 2$ dB，路径损耗表示为

$$PL(d) = 12.4 + 30.3 \lg(d) \quad (18)$$

主要仿真参数如表 2 所示。

表 2 主要仿真参数

参数	值
载波频率/GHz	2.35
带宽/MHz	20
列车速度 v /(km·h ⁻¹)	360
BS 发射功率阈值/dBm	46
BS 天线数 N_T	512
MCT 天线数 N_R	16
归一化的阵元间距 Δ	0.5
列车车厢数	8
车厢长度/m	25
MCT 间距 l /m	30
收发天线高度差 h_{BS} /m	40
BS 与铁轨最短距离 D_{min} /m	50
BS 信号覆盖半径/km	3
环境信噪比/dB	25
噪声功率谱密度/(dBm·Hz ⁻¹)	-174

图 5 所示为将发射天线分别设置为全波束、单一波束和自适应波束时的系统容量结果，其中，全波束是指发射端设置的波束数等于 MCT 数，即 8 个，且一直保持不变；单一波束表示整个系统仅用一个波束进行传输；自适应波束则是本文所提算法，依据各波束的容量与系统总容量进行自适应

调节对应波束所采用的发射天线数与自适应调节波束数。从图 5 可以看出, 当采用单一波束时, 由于发射端功率调节的原因, 系统总容量一直保持不变。当采用全波束方案时, 在距离 BS 较近的地方可以获得比单一波束方案更高的系统容量, 而当列车离 BS 较远时, 由于各个波束间相互干扰越来越严重, 整体系统性能随之迅速下降, 此时, 全波束方案比单一波束方案差。而本文所提的自适应方案则保留了单波束与全波束的优点, 无论列车距离 BS 较近或较远, 系统总容量均处于最佳水平。由于在实际波束调整过程中存在时间误差, 且波束角具有一定偏差, 实际系统容量往往比理论容量低。

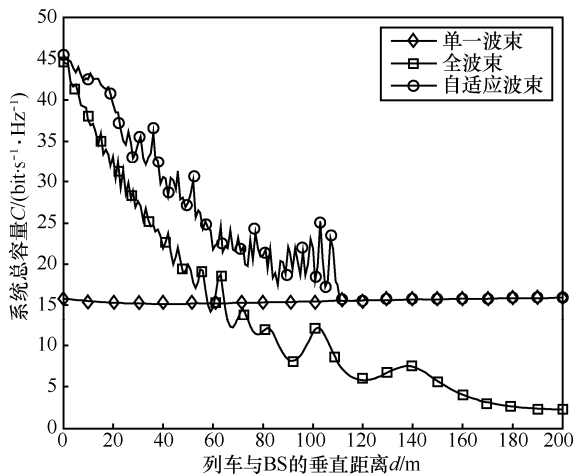


图 5 系统总容量 C 与列车到 BS 的垂直距离 d 的关系

图 6 给出了列车处于不同位置时, 发射端波束数目的自适应仿真结果。从图 6 可以看出, 列车与 BS 的距离逐渐增加时, 波束间的夹角逐渐减小,

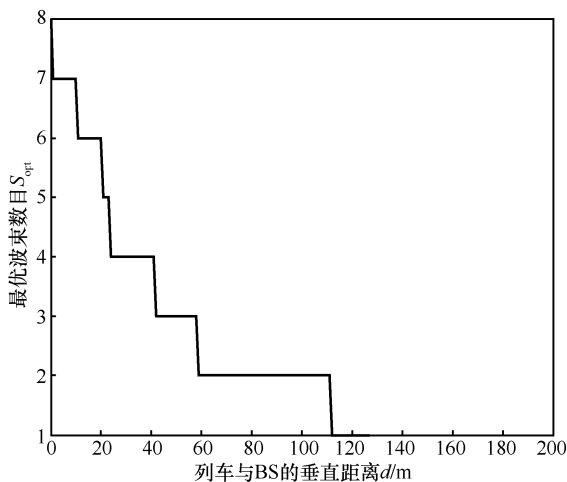


图 6 最优波束数目 S_{opt} 与列车到 BS 的垂直距离 d 的关系

因此, 干扰作用逐渐增强, 系统的并行传输能力减弱, 为保证系统性能, 最优波束的数目会随之减小, 最后降为单一波束传输。图 6 还显示, 当列车与 BS 距离增加到约 110 m 时, 收发端基本只能靠单一波束进行通信, 也就是说, 在这种情况下, 即使增加波束数目也无法提升系统性能。

图 7 为子波束发射天线数与列车到 BS 的垂直距离 d 的关系, 从图 7 可以看出, 在整个通信过程中, 只有子波束 1 的发射天线数全不为 0, 而其他子波束均在不同时刻最终归于 0, 这是因为发射端进行波束数目自适应选择的结果。如图 7(h) 所示, 子波束 8 的发射天线数基本全部为 0, 这是因为当 $d=1$ m 时, 最优波束数目 S_{opt} 即从 8 降至 7, 此时, 仅有 7 个子波束进行传输通信, 因此, 第 8 个子波束发射天线数为 0。而当 d 分别为 12 m 和 22 m 时, 最优波束数 S_{opt} 分别从 7 降至 6 和从 5 降至 4, 而在图 7 中, 子波束 7 和子波束 6 的发射天线数则恰好分别在 $d=12$ m 和 $d=22$ m 处减为 0, 此时, 其他子波束的发射天线数会突然增加, 这是因为系统将减少的子波束的发射天线自动调节到其他子波束上的结果。当 $d=113$ m 时, S_{opt} 减为 1, 此时仅有一个子波束, 其发射天线数即为 BS 发射天线数 512, 其他子波束发射天线数均为 0。

图 8 显示不同子波束的容量随 d 变化的关系, C_i 代表子波束 i 的容量, 同子波束发射天线数一样, 在 S_{opt} 下降的瞬间, 对应减少的子波束容量立即减为 0, 因为 S_{opt} 减少代表子波束数目的减少, 那么对应减少的子波束容量即为 0。同时可以发现, 在 S_{opt} 减少的瞬间, 其他剩余波束的容量会突然增加, 这是因为在 S_{opt} 减少后, 其他子波束的发射天线全部增加, 因此容量会突变。值得注意的是, 无论 d 为何值, 各个子波束均能保持比较平缓的变化趋势, 这主要是因为自适应天线选择的结果, 当某个子波束的容量下降时, 对应的发射天线数增加从而维持容量的平衡。也就是说, 本文所提算法不仅能保证系统总容量最优, 同时, 能使各个子波束的容量维持在一个大致稳定的水平以保证通信质量。

图 9 表明了本文算法处理的迭代次数与列车到 BS 的垂直距离 d 的关系。从图 9 中可以比较明显地看出, d 在 0~90 m 范围内时, 迭代次数较大, 说明在该距离范围内, 波束的自适应调整与天线数选择的操作比较频繁, 与前文的理论和实验结果相吻合。而在 $d=90$ m 以后迭代次数一直为 1, 说明在

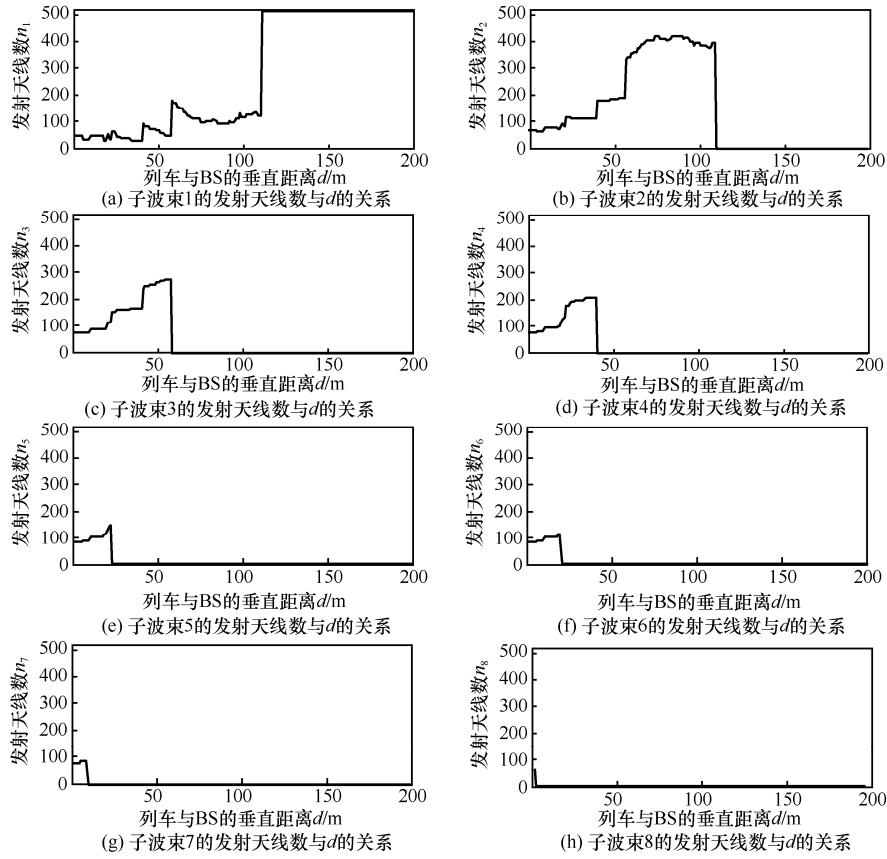


图 7 子波束发射天线数与列车到 BS 的垂直距离 d 的关系

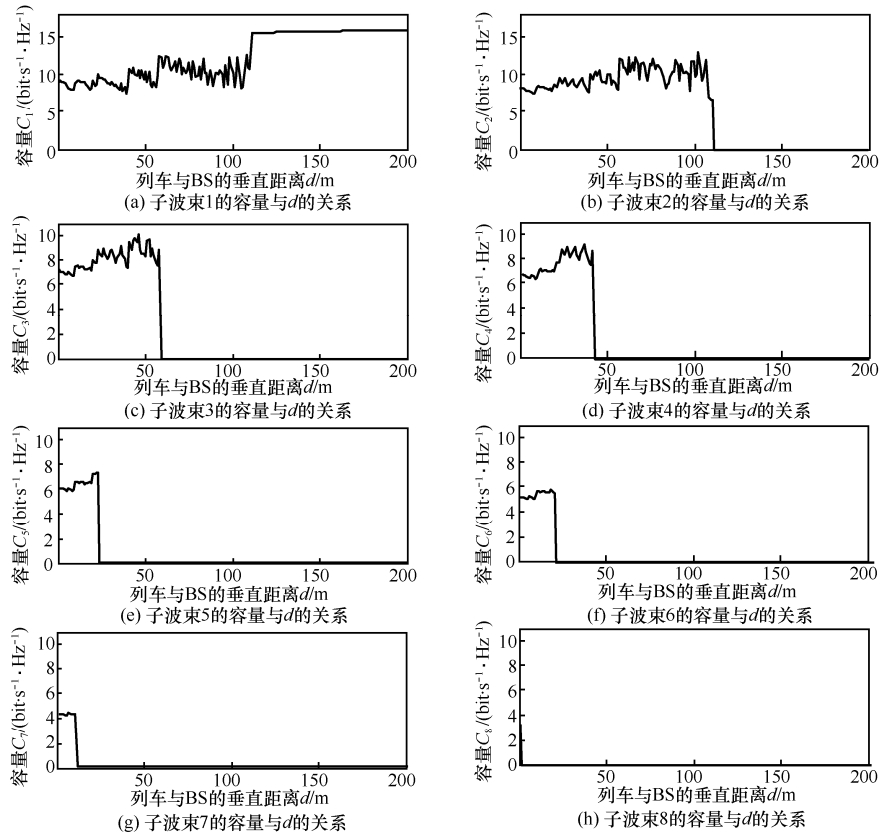


图 8 子波束的容量与列车到 BS 的垂直距离 d 的关系

进行容量比较时, 最优波束数目保持在 $S_{opt}=1$ 处能使系统容量达到最优, 因而只需要迭代一次。从整体结果来看, 本文算法最高的迭代次数仅为 5, 而每次迭代的复杂度为 $O(S_{opt})$, 波束数目越少, 复杂度越低, BS 波束成形处理时间越短, 可满足系统高速实时通信的要求。

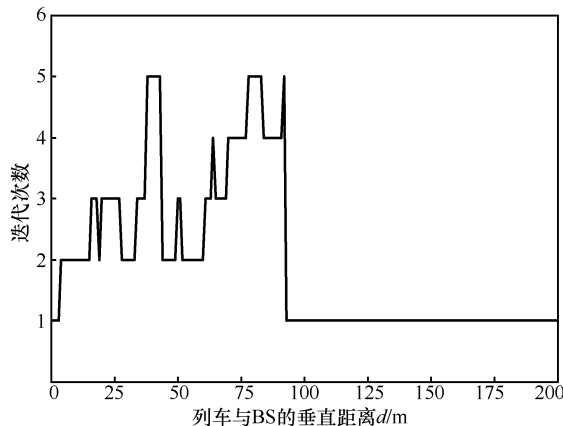


图 9 迭代次数与列车到 BS 的垂直距离 d 的关系

图 10 给出了 BS 发射功率的曲线, 仿真中列车与 BS 的垂直距离 d 设置为 0~2 km, 从图 10 中可以看出, 即使列车运行至距离 BS 较远时, 其发射功率均不会超过给定功率阈值 (即 46 dBm), 且整个通信过程中, 发射功率受自适应天线调整与波束调整的影响较小。

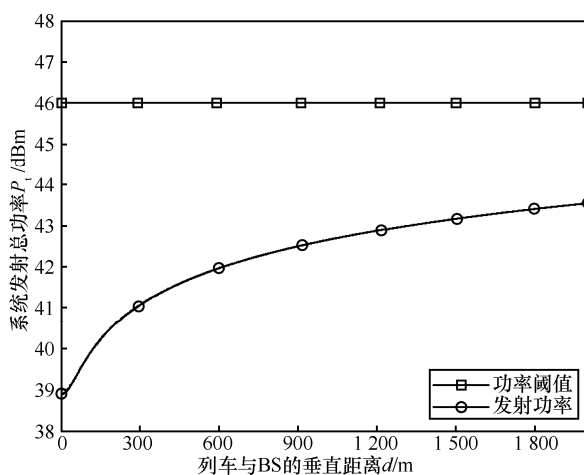


图 10 系统发射总功率与列车到 BS 的垂直距离 d 的关系

5 结束语

本文针对高速移动场景大规模 MIMO 的车地通信系统展开了研究, 首先提出基于 DoA 的波束成形设计思路, 其次提出了一种自适应波束成形方

法, 随着列车的移动, 系统总容量不断变化, BS 可以自适应地调节波束成形的发射天线数与发射的子波束数目, 使系统容量达到最优。本文所提的方案不需要 CSI, 其系统复杂度较低, 同时节省了系统开销。数值仿真结果表明在散射体较少的高速环境下, 可以应用大规模 MIMO 技术, 同时还表明本文所提的自适应波束成形方案适用于高速移动环境, 使系统的总容量一直处于最优状态, 且能保证可靠的通信质量, 与单一波束和全波束相比均表现出最佳性能。

参考文献:

- [1] WANG J Z, ZHU H L, GOMES N J. Distributed antenna systems for mobile communications in high speed trains[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2012, 30(4): 675-683.
- [2] 罗万团, 方旭明, 程梦. 高速铁路移动通信系统多天线分集接收方案[J]. 通信学报, 2014, 35(6): 73-81.
LUO W T, FANG X M, CHENG M. Multi-antenna diversity receiving scheme for mobile communication system in high-speed railway[J]. Journal on Communications, 2014, 35(6): 73-81.
- [3] 罗万团, 方旭明, 程梦. 高速铁路无线通信中基于正交空时码的格型正交重构算法[J]. 通信学报, 2014, 35(7): 208-214.
LUO W T, FANG X M, CHENG M. Trellis orthogonal reconstruction algorithm based on orthogonal space-time block code for wireless communication system in high-speed railway[J]. Journal on Communications, 2014, 35(7): 208-214.
- [4] 罗万团. 高移动环境下的高性能切换和多天线技术研究[D]. 西南交通大学, 2014.
LUO W T. High-performance handover and multi-antenna technologies under high mobility[D]. Southwest Jiaotong University, 2014.
- [5] AI B, CHENG X, KÜRNER T, et al. Challenges toward wireless communications for high-speed railway[J]. IEEE Transactions on Intelligent Transportation System, 2014, 15(5): 2143-2158.
- [6] LARSSON E G, EDFORS O, TUFVESSON F, et al. Massive MIMO for next generation wireless systems[J]. IEEE Communications Magazine, 2014, 52(2):186-195.
- [7] XIANG X, WU M Q, ZHAO R J, et al. Research on high-speed railway model for train-ground MIMO channel[C]// International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communications. 2015: 724-728.
- [8] RUSEK F, PERSSON D, LAU B K, et al. Scaling up MIMO: opportunities and challenges with very large arrays[J]. IEEE Signal Processing Magazine, 2013, 30(1): 40-60.
- [9] LUO W T, FANG X M, CHENG M, et al. Efficient multiple-group multiple-antenna (MGMA) scheme for high-speed railway viaducts[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2013, 62(6): 2558-2569.
- [10] HE R S, ZHONG Z D, AI B, et al. Measurements and analysis of propagation channels in high-speed railway viaducts[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2013, 12(2): 794-805.
- [11] CHEN B H, ZHONG Z D, AI B, et al. Channel characteristics in high-speed railway: a survey of channel propagation properties[J]. IEEE Vehicular Technology Magazine, 2015, 10(2): 67-78.
- [12] GAO X, EDFORS O, RUSEK F, et al. Massive MIMO performance

- evaluation based on measured propagation data[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2015, 14(7): 3899-3911.
- [13] CHENG M, FANG X M, LUO W T. Beamforming and positioning-assisted handover scheme for long-term evolution system in high-speed railway[J]. IET Communications, 2012, 6(15): 2335-2340.
- [14] WANG H, HOU H. Experimental analysis of beamforming in high-speed railway communication[C]//International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications. 2011: 745-749.
- [15] CHENG M, FANG X M. Location information-assisted opportunistic beamforming in LTE system for high-speed railway[J]. EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking, 2012(1):210.
- [16] WANG C, XU R T, YOU J, et al. Location assistant beamforming for high speed railway[C]//The 8th International Wireless Communications and Mobile Computing Conference. 2012: 1108-1112.
- [17] CHENG M, FANG X M, YAN L. Beamforming and Alamouti STBC combined downlink transmission schemes in communication systems for high-speed railway[C]//International Conference on Wireless Communications and Signal Processing. 2013:1-6.
- [18] WANG C, XU R T, ZHONG Z D. Distributed beamforming for high speed railway[C]//International Conference on Signal Processing Proceedings. 2012: 1410-1414.
- [19] 闫莉, 方旭明. 高铁基于毫米波的自适应波束分合传输方案[J]. 电子与信息学报, 2016, 38(1): 146-152.
YAN L, FANG X M. Adaptive beam splitting or integrating scheme for railway millimeter wave wireless communications[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2016, 38(1): 146-152.
- [20] CUI Y P, FANG X M, BO A. A massive MIMO-based adaptive multi-stream beamforming scheme for high-speed railway[J]. EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking, 2015(1): 1-8.
- [21] 罗万团, 方旭明, 程梦. 高速列车车载多天线系统传输方案及容量分析[J]. 通信学报, 2013, 34(3): 90-98.
LUO W T, FANG X M, CHENG M. Transmission scheme and capacity analysis of onboard multi-antenna system in high-speed train[J]. Journal on Communications, 2013, 34(3): 90-98.
- [22] AI B, GUAN K, RUPP K, et al. Future railway traffic services-oriented mobile communications network[J]. IEEE Communications Magazine, 53(10): 78-85.
- [23] ZHOU W X, WU J X, FAN P Z. High mobility wireless communications with Doppler diversity: fundamental performance limits[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2015, 14(12): 6981-6992.
- [24] ZHOU W X, WU J X, FAN P Z. Energy and spectral efficient Doppler diversity transmissions in high-mobility systems with imperfect channel estimation[J]. EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking, 2015(140): 1-12.
- [25] 冯为可, 张永顺, 张丹. 一种新的角度多普勒补偿方法[J]. 西安电子科技大学学报(自然科学版), 2015, 42(6): 158-163.
FENG W K, ZHANG Y S, ZHANG D. Novel angle Doppler compensation method[J]. Journal of Xidian University, 2015, 42(6): 158-163.
- [26] DAI L L, WANG Z C, WANG J T, et al. Time-frequency training OFDM with high spectral efficiency and reliable performance in high speed environments[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2012, 30(4): 695-707.
- [27] DAI L L, WANG Z C, YANG Z X. Compressive sensing based time domain synchronous OFDM transmission for vehicular communications[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2013, 31(9): 460-469.
- [28] AI B, HE R S, LI G K, et al. Determination of cell coverage area and its applications in high-speed railway environments[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2016 (99): 1.
- [29] WANG J Z, ZHU H L, GOMES N J. Distributed antenna systems for mobile communications in high speed trains[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2012, 30(4): 675-683.
- [30] LIU L, TAO C, QIU J H, et al. Position-based modeling for wireless channel on high-speed railway under a viaduct at 2.35 GHz[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2012, 30(4): 834-845.
- [31] GROSS R B. Smart antennas for wireless communications: with MATLAB[M]. New York, NY, USA: McGraw-Hill, 2005.
- [32] GHAZAL A, WANG C X, MEMBER S, et al. A nonstationary wide-band MIMO channel model for high mobility intelligent transportation systems[J]. IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems, 2015, 16(2): 885-897.
- [33] KYÖSTI P, MEINILÄ J, HENTILÄ L, et al. WINNER II channel models[R]. WINNER II, Munich, Germany, Technology Report, IST-4-027756. 2008: 39-92.

作者简介:



廖勇 (1982-), 男, 四川自贡人, 重庆大学副研究员、硕士生导师, 主要研究方向为宽带无线通信与网络、飞行器测控与通信等。



李瑜锋 (1992-), 男, 湖北荆州人, 重庆大学硕士生, 主要研究方向为无线通信中的预编码技术。



沈轩帆 (1994-), 男, 云南昆明人, 重庆大学硕士生, 主要研究方向为无线通信信道估计。