

高铁基于毫米波的自适应波束分合传输方案

闫莉 方旭明*

(西南交通大学信息编码与传输四川省重点实验室 成都 610031)

摘要: 向拥有较宽连续频谱的高频频段扩展带宽成为未来高铁无线通信系统提升容量的有力手段, 不过, 需要采用大规模天线波束赋形技术克服高频频段路径损耗严重的缺陷。在高铁双车载台方案中, 可以通过大规模天线阵列形成双波束传输提高系统容量。在对其传输性能进行分析后发现, 双波束传输优化配置与列车的位置有关。基于此, 论文提出自适应波束分合传输方案, 当列车距离基站较远时, 为了避免波束间的严重干扰, 双波束合成为一个波束来覆盖两个接收端, 实现接收分集, 提高接收信号质量; 当列车距离基站较近时, 分裂成双波束, 实现空间复用, 提高系统容量及传输可靠性。数值仿真结果表明, 所提方案可以适应列车运行位置, 提升传输性能。

关键词: 高铁无线通信; 波束赋形; 波束分合; 复用; 分集

中图分类号: TN929.5

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2016)01-0146-07

DOI: 10.11999/JEIT150396

Adaptive Beam Splitting or Integrating Scheme for Railway Millimeter Wave Wireless Communications

YAN Li FANG Xuming

(Sichuan Province Key Laboratory of Information Coding and Transmission, Southwest Jiaotong University, Chengdu 610031, China)

Abstract: For future railway wireless communication networks, it is an effective way to adopt higher frequency spectra with broader bandwidth to enhance the transmission capacity. Nevertheless, massive beamforming techniques are needed to overcome the severe path loss of higher frequency spectra. For railway systems with dual on-vehicle receivers, dual-beam transmissions can be implemented to improve the capacity. The analysis results show that the optimization of dual-beam transmissions depends on the train position. Based on the above, an adaptive beam splitting or integrating communication scheme is proposed. When the train is far away from the base station, to avoid the inter-beam interference, an integrated beam with wider beamwidth is used to cover the two receivers to realize diversity receiving. As the train is approaching the center of the base station, two beams are generated to realize space multiplexing, to improve the transmission capacity and reliability. Numerical simulation results demonstrate that the proposed scheme can adapt to train positions and improve the transmission performance.

Key words: Railway wireless communication; Beamforming; Beam-splitting or integrating; Multiplexing; Diversity

1 引言

铁路安全高效的运营, 离不开移动通信技术的支撑。由于理论和技术限制, 现有的移动通信技术在高速移动情况下面临很大挑战。随着列车速度的不断提高, 快时变信道、多普勒频移、频繁越区切

换等成为影响高铁移动通信系统传输性能的关键问题。再者, 日益多样化的移动互联网应用也催生车上旅客宽带无线接入需求, 而目前主要用于列控的窄带 GSM-R (Global System for Mobile communications for Railway) 是无法满足这一需求的。国际铁路联盟已经确定 GSM-R 向下一代技术演进^[1], LTE 是首选技术。因此, 如何在 LTE 标准下进一步提高高铁移动通信系统的传输容量及传输可靠性成为亟待解决的问题。另一方面, 在公众移动通信领域, 为了扩展系统的容量, 未来的第 5 代移动通信系统(5G)将考虑使用拥有更宽连续频谱的高频频段, 高铁无线通信系统的演进被认为也将沿

收稿日期: 2015-04-08; 改回日期: 2015-10-10; 网络出版: 2015-11-18

*通信作者: 方旭明 xmfang@swjtu.edu.cn

基金项目: 国家973计划(2012CB316100), 国家自然科学基金(61471303), 中国铁路总公司科技研究开发计划(Z2014-X002)

Foundation Items: The National 973 Program of China (2012CB316100), The National Natural Science Foundation of China (61471303), The Program for Development of Science and Technology of China Railway Corporation (Z2014- X002)

此趋势^[2-5]，其中文献[5]就提出了采用毫米波频段扩展高铁无线通信系统的上行容量。然而实际中，通常下行数据需求量大于上行，因此本文提出一种致力于解决该问题的方案。

高频频段意味着更大的路径损耗、更短的通信距离、更大的多普勒频移，这对于高铁车地通信是不利的。但是高频频段由于波长短，同样的空间可以容纳更多的天线，继而可以采用大规模波束赋形技术来弥补高频频段大路径损耗等缺陷^[6-8]。波束赋形技术通过智能调整阵列天线各个阵元的幅度及相位，形成定向波束，将目标信号集中在基站与用户之间的方向，实现能量的汇聚，延展覆盖距离，同时降低因能量扩散而对周围用户造成的干扰^[9,10]。目前，高铁轨道大部分铺设在高架桥，无线信道接近视距^[11]。而且，在高频频段多径效应较弱，信道视距特性更加明显，这都给波束赋形技术的应用带来优势。文献[12]研究了基于高铁场景的机会波束赋形。文献[13]中，波束赋形技术被用于解决高铁场景中因切换触发滞后而导致的切换失败问题。在LTE中，双流波束赋形技术通过采用空间上隔离的两个波束，实现资源复用，可提高系统传输容量^[14]。根据文献[15,16]，高铁列车可采用双车载台配置，在增强接收信号质量、提高切换性能等方面有很大优势。在高铁双车载台系统下，也可以应用双波束传输提升系统容量。然而，研究发现，尽管大规模天线阵列可以实现更窄的波束，但当列车处于小区边缘，基站到两个车载台的DOA(Direction Of Arrival)差较小，仍然会出现波束间重叠造成严重干扰，导致传输性能下降，不再适合使用双波束；当列车处于小区中心区域时，波束间DOA差较大，远大于波束的宽度，接收端可以很好地区分两个窄波束。再者，文献[1,11]已指出在高铁视距场景下，周围散射环境简单，无法获得非相关信道，继而不能够通过预编码技术降低波束间干扰。基于此，本文提出基于列车位置的自适应波束分合传输方案，当列车距离基站较远时，合成一个相对较宽的波束覆盖两个接收端，实现接收分集，提高接收信号质量，降低误码率；当列车距离基站较近时，分裂成两个窄波束分别覆盖两个接收端，实现空间复用，提高系统容量。

2 双波束间干扰分析

2.1 波束赋形方向图

考虑到波束的实现复杂度及处理时延，本文分析中采用的天线阵是简单的均匀直线阵，根据文献[17]，均匀直线阵是指等间距且各元电流的幅度相等(等幅分布)而相位依次等量(线性相位分布)的直线

阵，具体结构见图1。图中以第1个阵元为参考，信号沿与法线夹角为 θ 的方向发射， Δ 为相邻阵元间距，总的阵元数为 N 。为了分析简单，当形成双波束时，每个波束占用总天线数的一半，即 $N_1 = N_2 = N/2$ 。本文的基站端采用的是大规模天线阵，分析时总的天线数设定为200，那么在形成双波束时，每个波束使用100根天线。

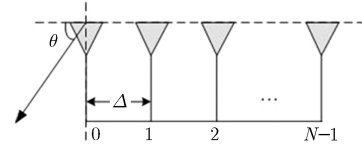


图1 均匀直线阵

均匀直线阵第 n 个阵元的激励相位可以表示为

$$a_n = -nk\Delta \cos \theta_M \quad (1)$$

其中 $k = 2\pi/\lambda$ ， λ 为波长， θ_M 为阵列指向的目标方向角度，在后续的描述中下标M均表示主目标方向。

阵因子的表达式为

$$F(\theta, \theta_M, N) = \sum_{n=0}^{N-1} I_n e^{jnk\Delta(\cos \theta - \cos \theta_M)} \quad (2)$$

对于等幅激励，可设 $I_n = 1$ 。令 $u = k\Delta(\cos \theta - \cos \theta_M)$ ，则阵因子表达式可以进一步写为

$$\begin{aligned} F(\theta, \theta_M, N) &= \sum_{n=0}^{N-1} e^{jnu} = \frac{1 - e^{jNu}}{1 - e^{ju}} \\ &= e^{j(N-1)u/2} \frac{\sin(Nu/2)}{\sin(u/2)} \end{aligned} \quad (3)$$

那么，均匀直线阵的振幅方向图可以表示为

$$|F(\theta, \theta_M, N)| = \left| \frac{\sin(Nu/2)}{\sin(u/2)} \right| \quad (4)$$

根据式(4)可知，振幅方向图的最大值出现在 $u = 0, \pm 2\pi, \pm 4\pi, \dots$ ，当 $u = 0$ 时称为主瓣，其他称为栅瓣。在波束赋形中，通常 $\Delta < \lambda/2$ ，因此不会出现栅瓣^[17]。其最大值为

$$|F_{\max}(\theta, \theta_M, N)| = |F(\theta_M, \theta_M, N)| = N \quad (5)$$

令阵因子的分子为0，即 $\sin(Nu/2) = 0$ ，那么 $\cos \theta_m = \cos \theta_M + m\lambda/(N\Delta)$ ， $m = \pm 1, \pm 2, \dots$ ，继而可以得到主瓣零功率宽度为^[17]

$$\begin{aligned} \theta_{\text{BW}} = |\theta_1 - \theta_{-1}| &= \left| \arccos \left(\cos \theta_M + \frac{\lambda}{N\Delta} \right) \right. \\ &\quad \left. - \arccos \left(\cos \theta_M - \frac{\lambda}{N\Delta} \right) \right| \end{aligned} \quad (6)$$

从式(6)中可以看出，主瓣宽度除了与阵列阵元数有关，还与阵列的目标指向有关系。当目标方向

与直线阵垂直即 $\theta_M = 90^\circ$ 时称为边射阵, 波束宽度最小; 当 $\theta_M = 0/180^\circ$ 时称为端射阵, 波束最宽^[17]。

2.2 DOA 建模

在本文中, DOA 估计并不是研究重点, 假设用户端可以准确估计 DOA 并反馈到基站, 或者基站端直接估计得到列车车头、车尾接收端的 DOA (注: 本文提出方案主要用于下行, 因此车载台即为接收端)。在高铁视距信道下, 再加上列控先验信息的辅助, 如列车的位置、速度等信息, 上述假设是合理的^[12,13]。此外, 本文采用的波束赋形技术是指通过基带信号处理技术对天线阵的相位参数进行调整从而实现波束方向的调整, 而不是机械性地转动角度, 因此一旦基站获得了车载台的 DOA 信息, 其波束就可以快速跟踪上车载台。在高铁场景中, 列车的运行速度远高于一般的移动终端, 因此多普勒效应更加明显。幸运地, 高铁信道显著的视距特性不但可以缓解复杂的多普勒扩展问题, 更易于多普勒频移的补偿与跟踪^[1,11], 目前很多的研究成果如文献 [5,18] 中已实现对高铁场景下多普勒频移的跟踪与补偿。基于此, 在本文的后续分析中均假设接收端的多普勒频移已被补偿。本节主要根据图 2 所示的几何关系给出车头与车尾接收端 DOA 的计算公式, 用于后续分析。图中, 列车车头的接收端相关参数下标为 1, 车尾接收端的相关参数下标为 2。以列车行驶方向为横轴, 列车车头接收端 1 处于基站正下方时设置为原点即 $d = 0$ 。列车长度为 L_T , 列车接收端高度为 h_T , 基站发射端高度为 h_{eNB} , 基站到轨道垂直距离为 d_{min} , 波束覆盖到的最远半径为 R , 列车接收端 1 的 DOA 为 ϕ_1 , 波束零功率主瓣宽度为 θ_{BW1} ; 接收端 2 的 DOA 为 ϕ_2 , 波束零功率主瓣宽度为 θ_{BW2} 。

假设列车从原点出发, 行驶的距离为 d , 那么可以得到车头、车尾接收端的 DOA 分别为^[12]

$$\phi_1(d) = \begin{cases} \arcsin \left(\frac{\sqrt{(h_{eNB} - h_T)^2 + d_{min}^2}}{\sqrt{(h_{eNB} - h_T)^2 + d_{min}^2 + d^2}} \right), & d < 0 \\ \pi - \arcsin \left(\frac{\sqrt{(h_{eNB} - h_T)^2 + d_{min}^2}}{\sqrt{(h_{eNB} - h_T)^2 + d_{min}^2 + d^2}} \right), & d \geq 0 \end{cases} \quad (7)$$

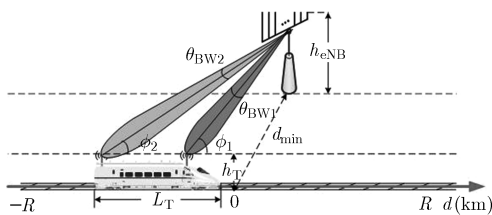


图2 列车位置分析示意图

$$\phi_2(d) = \begin{cases} \arcsin \left(\frac{\sqrt{(h_{eNB} - h_T)^2 + d_{min}^2}}{\sqrt{(h_{eNB} - h_T)^2 + d_{min}^2 + (d - L_T)^2}} \right), & d < L_T \\ \pi - \arcsin \left(\frac{\sqrt{(h_{eNB} - h_T)^2 + d_{min}^2}}{\sqrt{(h_{eNB} - h_T)^2 + d_{min}^2 + (d - L_T)^2}} \right), & d \geq L_T \end{cases} \quad (8)$$

两个接收端的 DOA 之差可以表示为

$$\Delta\phi(d) = \phi_1(d) - \phi_2(d) \quad (9)$$

为了分析波束宽度与列车位置间的关系, 对式 (6) 中天线阵列的对准方向取折中, 以两个接收端的中间位置作为目标方向, 即

$$\theta_M = \phi_3(d) = \begin{cases} \arcsin \left(\frac{\sqrt{(h_{eNB} - h_T)^2 + d_{min}^2}}{\sqrt{(h_{eNB} - h_T)^2 + d_{min}^2 + (d - L_T/2)^2}} \right), & d < L_T/2 \\ \pi - \arcsin \left(\frac{\sqrt{(h_{eNB} - h_T)^2 + d_{min}^2}}{\sqrt{(h_{eNB} - h_T)^2 + d_{min}^2 + (d - L_T/2)^2}} \right), & d \geq L_T/2 \end{cases} \quad (10)$$

通过对式 (6) 与式 (9) 的分析结果进行数值仿真, 可以得到图 3 不同列车位置下的波束宽度及两个接收端的 DOA 之差, 仿真参数见表 1。当列车距离基站较近时, 对应图中 $d = 0$ 的附近区域, 波束的宽度较窄, 该区域也是两个接收端 DOA 差最大的区域, 且 DOA 差大于波束宽度, 若在此区域内采用双波束通信, 波束间干扰较小, 接收端易于区分双波束, 实现空间复用。当列车处于距离基站相对较远的区域时, 波束变宽, 而两个接收端的 DOA 差不断变小, 甚至小于波束宽度, 无法实现两个波束在空间上的隔离, 因此在该区域更适合采用一个波束覆盖两个接收端, 实现接收分集, 提高传输可靠性。以两个波束开始发生重叠的位置为门限即 $\Delta\phi > 2\theta_{BW}$, 如图中标注的 4 个点, 在该仿真参数设置下, 当 $d \in (-0.10, 0.30)$ km 区域时适合采用双波束, 其他区域适宜采用单波束。值得注意的是, 由于本文中列车布置了双车载台, 需要考虑列车长度, 因此图 3 中的对称点为 $d = L_T/2$, 即在当前仿真参数设置下以 $d = 0.10$ 对称, 对于后续仿真图同理。

2.3 双波束干扰建模

根据文献 [19], 定义基于总功率的归一化振幅方向图

$$f_U(\theta, \theta_M, N) = \frac{|F(\theta, \theta_M, N)|}{\sqrt{\int_{-\pi}^{\pi} |F(\theta, \theta_M, N)|^2 d\theta}} \quad (11)$$

继而定义双波束间的归一化距离为 $D(B_1, B_2)$

$$\begin{aligned} &= \frac{1}{2} \int_{-\pi}^{\pi} (|f_U(\theta, \phi_1, N_1)| - |f_U(\theta, \phi_2, N_2)|)^2 d\theta \\ &= 1 - \int_{-\pi}^{\pi} |f_U(\theta, \phi_1, N_1)| |f_U(\theta, \phi_2, N_2)| d\theta \end{aligned} \quad (12)$$

在物理意义上，当 $D(B_1, B_2) = 0$ 表示两个波束的方向图完全重叠，包括主瓣和旁瓣，波束间为强干扰；当 $D(B_1, B_2) = 1$ 表示两个波束没有任何重叠，波束间无干扰。继而，可以反过来用 $I(B_1, B_2) = 1 - D(B_1, B_2)$ 描述两个波束间的干扰系数。当 $I(B_1, B_2) = 0$ 表示两个波束间完全没有干扰，而当 $I(B_1, B_2) = 1$ 表示两个波束间完全重叠，干扰严重。为了清晰地描述出列车在穿过整个小区过程中，若始终使用双波束传输，根据上述定义及表 1 中的参数设置，仿真得到图 4 中列车在不同位置下的波束间干扰系数。从图 4 中可以看出，在小区中心即 $d = 0$ 的附近区域， $I(B_1, B_2)$ 的值约为 0，也就是说在该区域内两个波束间基本没有干扰。在小区较边缘的位置， $I(B_1, B_2) = 1$ 表明这些区域若仍使用双波束传输，会产生严重干扰，导致传输性能下降。对应图 3 中标出的点，图 4 中标出了 $d = -0.10$ km 与 $d = 0.30$ km 位置处的干扰系数值，其值很小。图 3 中对 $\Delta\phi$ 与 θ_{BW} 间的关系要求越高，双波束的使用范围越小，对应地波束间的干扰程度也越小。

3 基于列车位置的自适应波束分合传输方案

3.1 自适应波束分合传输

从图 3 与图 4 的分析结果可以得出结论，是否适合使用双波束与列车的位置有关，当列车距离基站较远时，基站到两个车载台的 DOA 差较小，波束间干扰严重，不适合双波束传输；当列车处于基站附近时，波束的宽度较小，远小于两个接收端间的 DOA 差，波束间干扰小，接收端可以区分两个波束，适宜使用双波束提高传输容量。基于此，在高铁双车载台系统下，提出了基于列车位置的自适

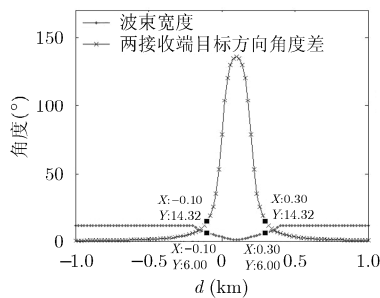


图 3 DOA 差及波束宽度与列车位置间的关系

应波束分合传输方案。如图 5 所示，当列车处于小区边缘时大规模天线阵合成单波束覆盖两个接收端，通过接收分集提高接收信号质量，继而提高传输可靠性；当列车处于小区中心区域时，分裂为双波束，通过空间复用，成倍提升系统容量。尽管在图 3 与图 4 中根据角度关系及双波束间的干扰程度给出了当前仿真参数设置下的波束分合切换点(注：这里及后续用到的“切换”指波束分合的转换，而不是引言部分提到的移动通信中的过小区切换)，实际上仍需要根据系统整体的传输性能如传输容量或误码率来决定波束分合对应的列车位置，即图 5 中 d_1 与 d_2 的取值。

3.2 波束分合切换点分析

下面将从容量与传输可靠性两个角度对波束分合切换点的取值展开理论分析。根据图 2 中的几何关系，可以得到列车接收端 1 及接收端 2 到基站的通信距离分别为

$$s_1 = \sqrt{(h_{eNB} - h_T)^2 + d_{min}^2 + d^2} \quad (13)$$

$$s_2 = \sqrt{(h_{eNB} - h_T)^2 + d_{min}^2 + (d - L_T)^2} \quad (14)$$

若总的发射功率为 P ，每个阵元的发射功率为 P/N ，当列车处于 $d \in (d_1, d_2)$ 时采用双波束，假设 DOA 估计准确，那么在该区域内两个接收端接收到的信号质量可以分别表示为

$$\begin{aligned} \text{SINR}_{D,1} &= \frac{\frac{P}{N} \text{PL}(s_1) |F(\phi_1, \phi_1, N_1)|^2}{\frac{P}{N} \text{PL}(s_2) |F(\phi_1, \phi_2, N_2)|^2 + N_0} \\ &= \frac{\frac{PN_1^2}{N} \text{PL}(s_1)}{\frac{P}{N} \text{PL}(s_2) |F(\phi_1, \phi_2, N_2)|^2 + N_0} \end{aligned} \quad (15)$$

$$\begin{aligned} \text{SINR}_{D,2} &= \frac{\frac{P}{N} \text{PL}(s_2) |F_2(\phi_2, \phi_2, N_2)|^2}{\frac{P}{N} \text{PL}(s_1) |F_1(\phi_2, \phi_1, N_1)|^2 + N_0} \\ &= \frac{\frac{PN_2^2}{N} \text{PL}(s_2)}{\frac{P}{N} \text{PL}(s_1) |F_1(\phi_2, \phi_1, N_1)|^2 + N_0} \end{aligned} \quad (16)$$

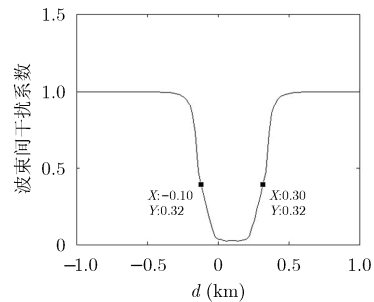


图 4 波束间干扰系数与位置关系

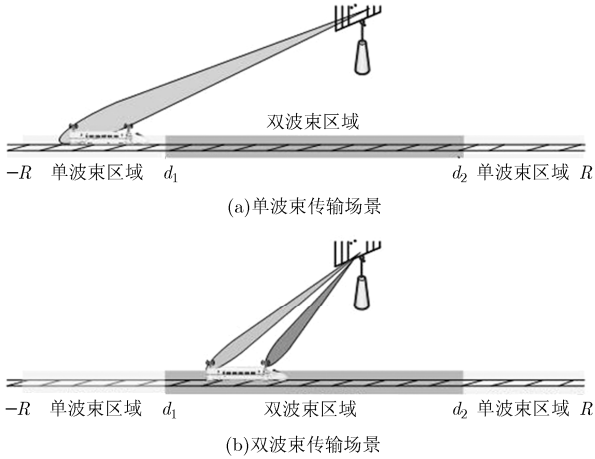


图5 波束分合传输方案示意图

其中 $PL(s) = 92.4 + 20 \lg f_c(\text{GHz}) + 10q \lg s(\text{km})$ 表示通信距离为 s 时的路径损耗, f_c 表示载波频率, q 表示路径损耗因子, 这里取 2.74^[3]; N_0 表示高斯白噪声功率。

当列车处于单波束区域, 即 $d < d_1$ 或者 $d > d_2$ 时, 将天线阵列的对准方向取折中 $\theta_M = \phi_3(d)$, 接收端 1 的观测角为 ϕ_1 , 接收端 2 的观测角为 ϕ_2 , 且此时全部的天线都用来形成这一个波束。假设各个小区均使用波束赋形技术, 信号能量集中在目标用户方向, 忽略其他小区对用户造成的同频干扰。采用最大比合并, 接收信号质量可以近似表示为 SNR_S

$$= \frac{\frac{P}{N} |F(\phi_1, \phi_3, N)|^2 \text{PL}(s_1) + \frac{P}{N} |F(\phi_2, \phi_3, N)|^2 \text{PL}(s_2)}{N_0} \quad (17)$$

根据式(15), 式(16)与式(17)可以得到图 6 中分别采用双波束与单波束时的接收信号质量仿真结果。与图 3, 图 4 的结果相吻合, 当列车位于 $d \in (-0.10, 0.30)$ km 区域时, 若采用双波束传输, 至少有一个接收端的接收信号质量高于单波束的情况。

下面从传输可靠性角度分析波束分合切换点的取值。通常, 接收信号质量直接影响到数据传输可靠性, 对于 MQAM 调制方式, 其误符号率与信干噪比间的关系可以描述为^[20]

$$\text{SER} = 4 \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}} \right) Q \left(\sqrt{\frac{3 \log_2 M}{M-1}} \text{SINR} \right) \quad (18)$$

其中 $Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty e^{-t^2/2} dt$ 。

联合式(15)~式(18)可以得到图 7 分别采用双波束与单波束传输方案下的误符号率。为了分析简单, 对于双波束的情况, 传输的整体误符号率定义为两个接收端中最低的误符号率, 即 $\text{SER}_D =$

$\min(\text{SER}_{D,1}, \text{SER}_{D,2})$ 。从图 7 中可以看出, 对于单波束分集接收的传输方式, 随着列车驶向小区的中心位置, 出现传输可靠性下降的情况, 这是因为当列车不断靠近基站时, 天线阵列不断趋向边射阵, 即如图 3 中所示, 此时波束的宽度远小于两个接收端的 DOA 差, 单个波束无法覆盖到两个接收端, 那么两个接收端接收的信号质量变差, 继而降低了传输可靠性。对于双波束空间复用的传输方式, 当列车处于小区较边缘的位置时, 波束间出现干扰, 传输性能较差, 随着列车不断靠近基站, 波束宽度远小于两个接收端的 DOA 差, 干扰水平很低, 接收端的误符号率接近 0。

若以系统整体的传输可靠性作为基准, 那么在当前仿真参数的设置下, 如图 7 中所示, 当调制方式为 64QAM 时, 最优的波束分合切换点为 $d_1 = -0.15$, $d_2 = 0.35$ 。尽管从图 6 中可以得到, 当 $d_1 = -0.10$, $d_2 = 0.30$ 时, 才达到双波束方式下两个接收端中至少有一个的接收信号质量大于等于单波束的情况, 但实际上, 对比图 7 与图 6 得到的结果, 可以发现尽管在双波束情况下接收端的接收信号质量低于单波束, 两种方式仍可以达到接近 0 的误符号率。若采用更低的调制方式 16QAM, 其对接收信号质量要求更低, 因此如图 7 所示当 $d_1 = -0.20$, $d_2 = 0.40$ 时, 双波束与单波束方式便达到了接近于 0 的误符号率, 也就是说若以传输可靠性为指标, 调制阶数越低, 适合双波束通信的范围越大。

下面以系统传输容量为基准分析波束分合切换点。值得注意的是, 本文为遍历容量分析, 实际系统设计中还需要考虑容量阈值, 避免单、双波束间转换的乒乓效应。双波束与单波束传输方式下的容量可以分别表示为

$$\left. \begin{aligned} C_D &= \sum_{i=1}^2 \log_2(1 + \text{SINR}_{D,i}) \\ C_S &= \log_2(1 + \text{SNR}_S) \end{aligned} \right\} \quad (19)$$

根据式(19)可以得到双波束复用与单波束分集的容量对比, 见图 8。从图 8 中可以看出, 在当前仿真参数设置下, 波束分合转折点为 $d_1 = -0.14$, $d_2 = 0.34$ 。尽管从图 6 的接收信号质量来看, $d_1 = -0.10$, $d_2 = 0.30$ 才是波束分合最优的切换点, 但从容量的角度来看, 由于双波束的容量是两个接收端的容量和, 因此对波束间干扰的容忍力更强, 所以对比图 6 的结果双波束的执行区域更大些。在图 8 中, 对于单波束分集接收传输方式, 随着列车驶向小区中心位置, 信号质量不断变好, 呈现容量上升趋势; 当列车继续靠近基站, 出现图 3 中波束宽度小于两个接收端 DOA 差, 单个波束无法覆

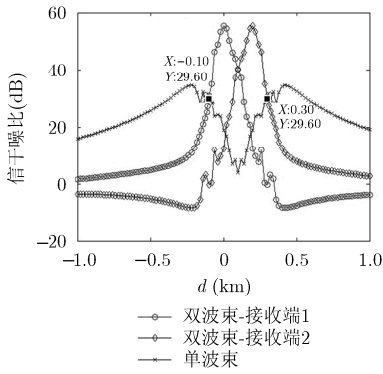


图 6 单波束与双波束接收信号质量对比

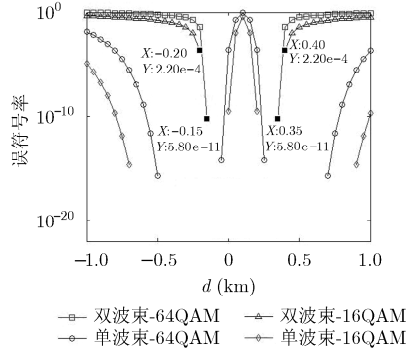


图 7 单波束与双波束方案误符号率对比

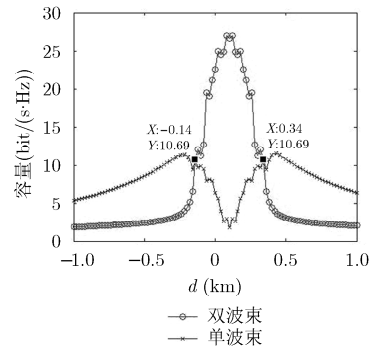


图 8 单波束与双波束信道容量对比

盖到两个接收端，信号质量不断变差，导致容量下降，因此出现图中所示的容量升降转折。对于双波束传输方式，当列车处于小区边缘时，两波束间干扰严重，容量较低；在小区中心区域时，干扰较小，双波束的使用大大提升了信道容量。

4 系统整体性能分析

根据上面的分析，可以得到本文方案的整体系统容量表达式

$$C(d) = \begin{cases} \sum_{i=1}^2 \log_2(1 + \text{SINR}_{D,i}), & d \in (d_1, d_2) \\ \log_2(1 + \text{SNR}_S), & d < d_1 \text{ 或 } d > d_2 \end{cases} \quad (20)$$

在本文当前的仿真参数设置下，以传输可靠性为标准得到的双波束传输范围大于以容量为标准的情况，因此我们以容量为标准得到的结果作为波束分合的切换点。根据式(20)，与传统不采用波束赋形的通信方式(即全向发射、单接收端的通信系统)对比，得到容量对比图 9，同理根据上述分析，若以调制方式取 16QAM 为分析例子，可以得到图 10 中传输可靠性的对比。从两个图中可以看出，本文方案大大提升了系统容量及传输可靠性。实际上，与传统全向发射方案对比，波束赋形技术本身就实现了对接收信号质量的提高，继而提高了传输可靠

性及容量。再者，在本文方案中，列车采用双接收端，当其处于小区较边缘区域时，采用一个波束覆盖两个接收端，通过接收分集进一步提高了信号接收质量；当列车处于小区较中心的位置时，采用两个波束分别覆盖两个接收端，通过空间复用，实现了如图 9 中的容量的大幅度提升。在该方案中，始终选择容量最高的传输方式，而如图 8 中所描述的，单波束传输方式存在一个容量升降转折点，而在当前仿真参数设置下，单双波束切换点发生在转折点之后，因此出现了图 9 中的两个凹陷。在图 10 中，对于传统方案，只采用一个车载台，不需要考虑列车长度，因此传统方案的曲线以 $d = 0$ 点对称。值得注意的是，作为分析例子，本文所有的仿真结果均是基于表 1 的参数设置，对于其他情况，只需将相应的参数设置代入理论推导结果，继而得到其他参数设置下的性能结果。

5 结束语

本文首先分析了高铁双车载台系统下采用双波束传输方式的系统性能，结果表明两个车载台的 DOA 差及均匀直线阵形成的波束宽度与列车在小区内的位置有关。基于此，提出了基于列车位置的自适应波束分合传输方案，当列车距离基站较远时

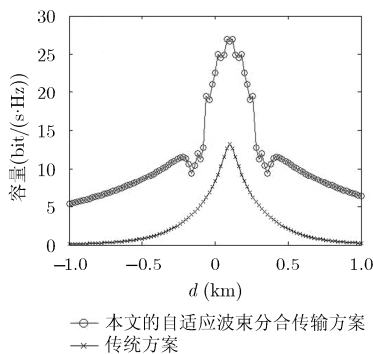


图 9 系统整体容量对比

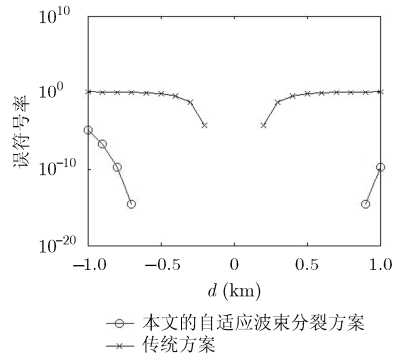


图 10 系统整体传输可靠性对比

表1 仿真参数^[5,13]

参数	取值	参数	取值
总天线数 N	200	接收端高度 h_T	3 m
基站发射功率 P	30 dBm	eNB 高度 h_{eNB}	30 m
载波频率	28 GHz	列车长度 L_T	200 m
波长 λ	1.07 cm	基站到轨距离 d_{min}	30 m
天线间距 Δ	0.27 cm	小区半径 R	1 km

合成一个较宽的单波束覆盖两个车载台，形成分集接收，提高传输可靠性；当列车在小区较中心的位置时，分裂为双波束分别覆盖两个车载台，通过空间复用提高系统容量。并且分析了在不同的评价标准下对应的波束分合位置，在实际应用中可以根据系统需求提前计算出波束分合对应的列车位置。理论上，本文提到的方法对于两个以上的波束也同样适用，但需要综合考虑系统的实现复杂性等因素。在下一步工作中主要研究高铁场景下的 DOA 估计、波束跟踪及切换方案。

参考文献

- [1] 方旭明, 崔亚平, 闫莉, 等. 高铁移动通信系统关键技术的演进与发展[J]. 电子与信息学报, 2015, 37(1): 226-235. doi: 10.11999/JEIT141156.
FANG X M, CUI Y P, YAN L, *et al.* The evolution and development of key technologies of mobile communication systems for high-speed railway[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2015, 37(1): 226-235. doi: 10.11999/JEIT141156.
- [2] 张伟, 李斌, 刘云, 等. 60 GHz 毫米波通信中上行链路混合波束赋形技术研究[J]. 电子与信息学报, 2012, 34(11): 2728-2733. doi: 10.3724/SP.J.1146.2012.00603.
ZHANG W, LI B, LIU Y, *et al.* Hybrid beamforming technology in 60 GHz millimeter wave uplink communication system[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2012, 34(11): 2728-2733. doi: 10.3724/SP.J.1146.2012.00603.
- [3] RAPPAPORT T S, GUTIERREZ F, Ben-Dor E, *et al.* Broadband millimeter-wave propagation measurements and models using adaptive beam antennas for outdoor urban cellular communications[J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2013, 61(4): 1850-1859.
- [4] KIM J and KIM I G. Distributed antenna system-based millimeter-wave mobile broadband communication system for high speed trains[C]. 2013 International Conference on ICT Convergence (ICTC), Jeju, Korea, 2013: 218-222.
- [5] SEUNG N C, DUKHYUN Y, Ilgyu K, *et al.* Uplink design of millimeter-wave mobile communication systems for high-speed trains[C]. IEEE 79th Vehicular Technology Conference (VTC Spring), Seoul, Korea, 2014: 1-5.
- [6] HUR S, KIM T, LOVE D J, *et al.* Millimeter wave beamforming for wireless backhaul and access in small cell networks[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2013, 61(10): 4391-4403.
- [7] KHAN F, PI Z, and RAJAGOPAL S. Millimeter-wave mobile broadband with large scale spatial processing for 5G mobile communication[C]. Annual Allerton Conference on Communication, Control, and Computing (Allerton), Monticello, IL, USA, 2012: 1517-1523.
- [8] 邹卫霞, 杜光龙, 李斌, 等. 60 GHz 毫米波通信中一种新的波束搜索算法[J]. 电子与信息学报, 2012, 34(3): 683-688. doi: 10.3724/SP.J.1146.2011.00436.
ZOU W X, DU G L, LI B, *et al.* A novel beam search algorithm for 60 GHz millimeter wave communication[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2012, 34(3): 683-688. doi: 10.3724/SP.J.1146.2011.00436.
- [9] GODARA L C. Applications of antenna arrays to mobile communications, Part I: Performance improvement, feasibility, and system considerations[J]. *Proceedings of the IEEE*, 1997, 85(7): 1031-1060.
- [10] GODARA L C. Application of antenna arrays to mobile communications, Part II: Beam-forming and direction-of-arrival considerations[J]. *Proceedings of the IEEE*, 1997, 85(8): 1195-1245.
- [11] 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.
- [12] CHENG M and FANG X M. Location information assisted opportunistic beamforming in LTE system for high speed railway[J]. *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, 2012, 2012(210): 1-7.
- [13] CHENG M, FANG X M, and 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] R1-092552. Reporting of CQI/PMI/RI for LTE TDD dual-layer beamforming[S]. Nokia, Nokia Siemens Networks, 2009.
- [15] LUO W T, ZHANG R, and FANG X M. A CoMP soft handover scheme for LTE systems in high speed railway[J]. *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, 2012, 2012(196): 1-9.
- [16] YANG C, LU L, DI C, *et al.* An on-vehicle dual-antenna handover scheme for high-speed railway distributed antenna system[C]. IEEE 6th International Conference on Wireless Communications Networking and Mobile Computing (WiCOM), Chengdu, China, 2010: 1-5.
- [17] 谢处方, 邱文杰. 天线原理与设计[M]. 西安: 西北电讯工程学院出版社, 1985: 93-102.
XIE C F and QIU W J. *Antenna Theory and Design*[M]. Xi'an: Northwest Telecommunication Engineering College Press, 1985: 93-102.
- [18] DU Q, WU G, YU Q, *et al.* ICI mitigation by Doppler frequency shift estimation and pre-compensation in LTE-R systems[C]. International Conference on Communications in China (ICCC), Beijing, China, 2012: 469-474.
- [19] GU J, ZHANG H, and YANG J. On reduction of inter-beam interference in beamforming of multiple beam array antennas [C]. 7th International Conference on Signal Processing (ICSP), Beijing, China, 2004: 463-466.
- [20] PROAKIS J and SALEHI M. *Digital Communications*[M]. New York: McGraw Hill, 2000: 122-127.

闫莉: 女, 1989年生, 博士生, 研究方向为高速铁路移动通信技术、无线资源管理等。

方旭明: 男, 1962年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为轨道交通移动通信系统、无线网络资源管理等。