

高速铁路移动通信系统多天线分集接收方案

罗万团^{1,2}, 方旭明¹, 程梦¹, 赵亚军³

(1. 西南交通大学 信息编码与传输四川省重点实验室, 四川 成都 610031; 2. 广西民族大学 物理与电子工程学院, 广西 南宁 530006;
3. 中兴通讯股份有限公司 基带算法部, 北京 100191)

摘 要: 在差分调制解调的信号模型下, 提出了高铁场景下 2 种多天线分集接收模型——线性合并分集接收和统计合并分集接收, 从而得出高铁场景下车地无线宽带通信较有效的分集接收方案, 提升系统性能。数学分析和仿真结果表明, 所提出的线性合并分集和统计合并分集都可以通过增加分集数来降低高速移动带来的误码率平层, 统计合并分集的性能要优于线性合并分集, 但是其接收机复杂度也比线性合并分集要高。在实际应用中可以根据 QoS 的要求在性能和复杂度之间进行折衷。

关键词: 高速铁路; 线性合并分集; 统计合并分集; 误码率; 误码率平层

中图分类号: U285; TN925

文献标识码: A

文章编号: 1000-436X(2014)06-0073-09

Multi-antenna diversity receiving scheme for mobile communication system in high-speed railway

LUO Wan-tuan^{1,2}, FANG Xu-ming¹, CHENG Meng¹, ZHAO Ya-jun³

(1. Key Lab of Information Coding and Transmission, Southwest Jiaotong University, Chengdu 610031, China;

2. College of Physics and Electronic Engineering, Guangxi University for Nationalities, Nanning 530006, China;

3. Baseband Algorithm Department, ZTE, Beijing 100191, China)

Abstract: Under the signal model of differential modulation and demodulation, two multi-antenna diversity receptions (linear combiner and statistic combiner) were proposed, and then the effective diversity reception scheme of train-to-ground wireless broadband communication for high-speed railway scenarios was concluded. Mathematical analysis and simulation results indicate that by increasing the diversity number, the proposals can reduce the error floor because of high mobility. The performance of linear combiner is much better than that of statistic combiner, but the receiver complexity of linear combiner is also higher than that of statistic combiner. In term of practical application, the tradeoff between performance and complexity must be made according to the quality of service (QoS) requirements.

Key words: high-speed railway; linear combiner; statistic combiner; bit error rate; error floor

1 引言

由于世界各国高铁速度的不断提升, 高铁无线通信面临着巨大的挑战。现有的移动通信技术在高速移动情况下面临通信性能的急剧下降。另外, 高铁沿线的地形多种多样, 如开阔平原、高架桥、山区、城区、

隧道等, 对于快速运动的列车来说, 不同地形下的无线信道差别很大。但是, 不管是何种地形, 速度越高, 对无线通信系统性能的影响越大。

随着 LTE-R (long term evolution for railway) 和智能交通系统的发展, 使车载多天线技术在交通运输场景 (如车对车通信、高速铁路车地通信) 的

收稿日期: 2013-02-25; 修回日期: 2013-04-24

基金项目: 国家重点基础研究发展计划 (“973”计划) 基金资助项目 (2012CB316100); 国家自然科学基金资助项目 (61071108, 61032002); 铁道部科技研究开发计划重点课题基金资助项目 (2011X011-A); 中兴通讯产学研合作基金资助项目

Foundation Items: The National Basic Research and Development Program of China (973 Program) (2012CB316100); The National Natural Science Foundation of China (61071108, 61032002); The Key Programs of Technological Research and Development of the Ministry of Railways (2011X011-A); The ZTE Research and Development Fund

应用成为一个热点。在下一代移动通信系统中，MIMO (multiple input multiple output) 是一项重要的技术^[1]，MIMO 的空间复用 (SM, spatial multiplexing) 和发送分集 (TD, transmit diversity) 可以提高频谱效率和信号质量^[2,3]。随着列车速度逐步提高，信道变化也越来越快。在快衰落情况下，通信系统应该采用更可靠的调制解调技术，如不需要锁相环恢复载波的技术，因为快衰落将使锁相环不能完成锁定^[4]。差分检测的 D-MPSK 由于接收机简单，对抗衰落的顽健性强，在存在直射径的蜂窝^[5,6]和卫星通信^[7]系统中得到广泛引用。高铁线路大多情况下以高架桥或开阔环境为主，存在直射收发路径，但是此时存在由于散射和高速带来的误码率性能的降低。如何在高铁特殊环境下利用分集技术有效提升车地宽带无线通信的性能是需要解决的一个重要问题。本文据此展开了多天线分集接收技术在高铁环境下的应用研究。

2 多天线分集接收系统模型

2.1 单天线下的信号模型

由于差分检测的 D-QPSK 接收机简单，对抗衰落的顽健性强，可以应用于存在直射径的高铁场景，所以这里不妨假设高铁无线通信系统收发双方采用 D-QPSK 调制解调方式^[4]，则第 i 个时刻的信号为

$$\alpha(i) = \phi(i)\alpha(i-1) \quad (1)$$

其中， $\alpha(i-1)$ 是 $i-1$ 时刻的信号， $\phi(i)$ 是 i 时刻与 $i-1$ 时刻的载波相位差。如果使用格林编码方式，可以表示为

$$\phi(i) = e^{\left\{j\left[-\frac{\pi}{4} + d_{i2}\left(\frac{\pi}{2} - d_{i1}\frac{\pi}{4}\right)\right]\right\}} \quad (2)$$

其中， $d_{i1}, d_{i2} \in [-1, 1]$ ，是 i 时刻要发送的数据对。

高铁场景虽然各种各样，但是高铁的线路大部分架设于高架桥上，高速列车在郊区和广阔平原上行驶时，列车车载中继站和铁路沿线间主要是视距传输，此时高速铁路无线通信系统的无线信道可以认为是由强相干的直射分量和不相干的散射分量构成，即莱斯信道^[8]，而且，不相干散射分量延迟都很小^[9]，所以，高铁情况下无线信道可看成是一个快时变平坦衰落莱斯信道。在加性高斯白噪声快时变莱斯信道下，通过匹配滤波器后的接收信号^[10] (低通等效信号) 为

$$Z(t) = \sqrt{D}S(t)e^{j2\pi f_D t \cos \theta} + \xi(t)S(t)e^{j2\pi f_D t \cos \theta} + n(t) \quad (3)$$

其中， f_D 是最大多普勒频移，以此参数反映车载中继站的移动性； θ 是直射分量与速度的夹角。式(3)中的第一项是直射分量， D 是直射分量的平均功率， $S(t)$ 为

$$S(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} \alpha(i)p(t-iT) \quad (4)$$

其中， T 是符号周期， $p(t)$ 是 T 内的基带矩形单位脉冲。式(3)第二项中的 $\xi(t)$ 表示衰落分量，是零均值复高斯随机变量，其幅值 $|\xi(t)|$ 是瑞利分布，其自相关函数为^[11]

$$R_{\xi}(\tau) = \frac{1}{2} E[\xi(t)\xi^*(t+\tau)] = C\rho_{\xi}(\tau) \quad (5)$$

其中， $E(\cdot)$ 是均值运算， $(\cdot)^*$ 是共轭运算， C 是衰落分量的平均功率， $\rho_{\xi}(\tau)$ 是归一化自相关函数，由实际环境来决定^[12]。式(3)中的第三项是均值为 0、双边功率谱密度为 $N_0/2$ 的高斯白噪声。由以上分析可知，莱斯信道的 K 因子为

$$K = \frac{D}{C} \quad (6)$$

在 $i-1$ 个符号时间内，即 $(i-1)T \leq t < iT$ ，对式(3)进行采样，那么， $t = iT$ 时刻式(3)变为

$$Z(i) = \sqrt{D}S(i)e^{j2\pi f_D T \cos \theta} + \xi(i)S(i)e^{j2\pi f_D T \cos \theta} + n(i) \quad (7)$$

其中，第一项并不会改变第二项和第三项的概率分布， $\xi(i)S(i)e^{j2\pi f_D T \cos \theta}$ 中的 $e^{j2\pi f_D T \cos \theta}$ 可以归入 $\xi(i)$ ，仍然不改变其分布特性，所以， $Z(i)$ 是一个复高斯随机过程，重写为

$$Z(i) = \sqrt{D}S(i)e^{j2\pi f_D T \cos \theta} + \xi(i)S(i) + n(i) \quad (8)$$

由以上分析可知， $Z(i)$ 和 $Z(i-1)$ 是一对相关的复高斯随机变量。D-QPSK 是根据当前接收时刻与前一接收时刻的相位差 $\Delta\phi = \phi(i) - \phi(i-1)$ 来进行判决的，其匹配滤波器的离散形式为

$$h(i) = \frac{1}{T} p(T-iT) \quad (9)$$

高铁场景下的无线通信系统是线性拓扑结构，假设铁路两旁的基站采用一定的技术对接收信号的主径进行了多普勒频移补偿^[13-15]，也可以采用共享列车的速度和位置等列控信息的方式，并对接收信号进行多普勒频移补偿。令

$$\begin{aligned} \hat{Z}(i) &= Z(i)e^{-j2\pi f_D \cos \theta_i} \\ \hat{Z}(i-1) &= Z(i-1)e^{-j2\pi f_D \cos \theta_{i-1}} \end{aligned} \quad (10)$$

由式(2)、式(4)、式(8)可得

$$E[\hat{Z}(i)] = \sqrt{D} \quad (11)$$

同理可得

$$E[\hat{Z}(i-1)] = \sqrt{D}e^{-j\frac{\pi}{4}} \quad (12)$$

又因为

$$E[n(i)n(k)] = N_0\delta_{ik} \quad (13)$$

所以， $\hat{Z}(i)$ 的方差为

$$\begin{aligned} &E\left[\left(\hat{Z}(i) - E(\hat{Z}(i))\right) \cdot \left(\hat{Z}(i) - E(\hat{Z}(i))\right)^*\right] \\ &= E\left[\left|\hat{Z}(i) - E(\hat{Z}(i))\right|^2\right] \\ &= C\rho_\xi^2(0) + N_0 \end{aligned} \quad (14)$$

同理， $\hat{Z}(i-1)$ 的方差为

$$\begin{aligned} &E\left[\left(\hat{Z}(i-1) - E(\hat{Z}(i-1))\right) \cdot \left(\hat{Z}(i-1) - E(\hat{Z}(i-1))\right)^*\right] \\ &= E\left[\left|\hat{Z}(i-1) - E(\hat{Z}(i-1))\right|^2\right] \\ &= C\rho_\xi^2(0) + N_0 \end{aligned} \quad (15)$$

$\hat{Z}(i)$ 和 $\hat{Z}(i-1)$ 的协方差为

$$E\left[\left(\hat{Z}(i) - E(\hat{Z}(i))\right) \cdot \left(\hat{Z}(i-1) - E(\hat{Z}(i-1))\right)^*\right] = C\rho_\xi^2(T) \quad (16)$$

不失一般性，假设发送端发送的数据 $\alpha(i) = 1$ ，那么，D-QPSK 的误码率为

$$P_b = P(G < 0) \quad (17)$$

其中， G 是判决变量， G 可以表示为

$$G = 2\text{Re}(\hat{Z}(i)\hat{Z}^*(i-1)) \quad (18)$$

将判决变量 G 写成一般二次型^[16]的特殊情况，即

$$G = \hat{Z}(i)\hat{Z}^*(i-1) + \hat{Z}^*(i)\hat{Z}(i-1) \quad (19)$$

2.2 多天线分集接收模型

多天线分集是在不同的天线上发送或接收相同的数据，由于这些数据经过了独立的信道衰减，那么在同一时刻经历深衰落的概率很小，因此经过适当的多径合并处理，发射或接收信号的衰落程度就会减少。文献[11,17]给出了多种分集方式，但是没

有分析速度带来的误码率性能下降；文献[18~20]从概率分布的角度对快速移动环境下的 DPSK 分集性能进行了简单推导，没有给出具体的分集方式和实用场景。本文在单天线 D-QPSK 调制解调信号模型的基础上，详细推导分析高铁场景下 2 种不同分集接收方式的性能，并对其进行性能对比。

1) 线性合并分集接收 (LC)

在莱斯快时变衰落信道中，要保证各天线间的衰落独立，那么天线间最小间距近似在载波波长一半以上，如 0.6 或 0.7 个载波波长或者间距更大^[21]，这在车载多天线上是很容易满足的，以使得各天线间的衰落是相互独立的（这与一般的手持移动终端有很大的区别）。将多个天线的判决量在判决前进行线性合并，然后再进行判决的分集接收方式称为线性合并分集接收 (LC, linear combiner)，如图 1 所示。

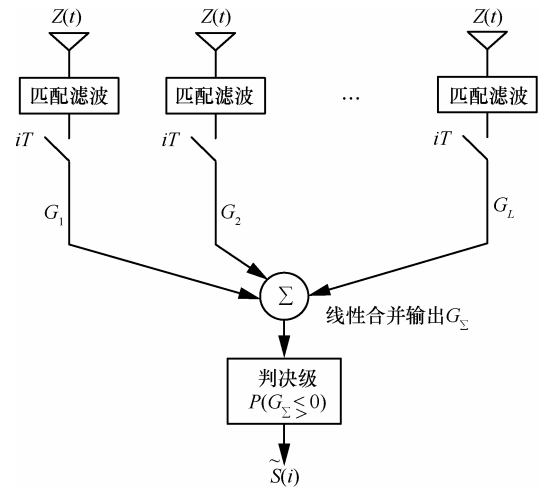


图1 线性合并分集

图 1 中，天线数 $l = 1, 2, \dots, L$ ，由于各个天线间衰落独立，每根天线的判决量 $G_l = \hat{Z}_l(i)\hat{Z}_l^*(i-1) + \hat{Z}_l^*(i)\hat{Z}_l(i-1)$ 是相互独立的，那么多天线分集接收的输出为

$$\begin{aligned} G_\Sigma &= 2\text{Re}\{\hat{Z}_1(i)\hat{Z}_1^*(i-1) + \hat{Z}_2(i)\hat{Z}_2^*(i-1) + \dots + \\ &\hat{Z}_L(i)\hat{Z}_L^*(i-1)\} = \sum_{l=1}^L G_l \end{aligned} \quad (20)$$

线性合并分集接收时的错误判决概率为

$$P_b = P(G_\Sigma < 0) \quad (21)$$

为了求解式(21)，将 G_Σ 与附录中的式(A1)的 F 对比，得式(A4)。此时，可以将之前所建立的通信

模型与附录中的数学方法结合起来。那么, 式(21)的概率可以表示为式(A5)。为了求出式(21)的系数 a 、 b , 令 $X_l = \hat{Z}_l(i)$, $Y_l = \hat{Z}_l(i-1)$, 由式(11)~式(16)和式(A9)可得

$$\begin{aligned} w &= \frac{C\rho_\xi(T)}{(C\rho_\xi(0)+N_0)^2 - (C\rho_\xi(T))^2} \\ v_1 &= \frac{1}{C\rho_\xi(0)+N_0+C\rho_\xi(T)} \\ v_2 &= \frac{1}{C\rho_\xi(0)+N_0-C\rho_\xi(T)} \\ \beta_1 &= 2D(C\rho_\xi(0)+N_0-C\rho_\xi(T)) \\ \beta_2 &= 2D \end{aligned} \quad (22)$$

式(20)中的系数含义和式(A9)的一致。

将式(4)、式(20)代入式(A7), 经过必要的简化和近似后可得

$$a=0, b=\sqrt{\frac{2K\gamma}{K+\gamma}} \quad (23)$$

其中, γ 是平均信噪比。

因为 $a=0$, 所以不能直接用式(A5)计算。由文献[22]可知, 广义马库姆函数为

$$Q_m(a,b) = \exp\left(-\frac{a^2+b^2}{2}\right) \sum_{k=1}^{m-1} \left(\frac{a}{b}\right)^k I_k(ab) + Q_1(a,b) \quad (24)$$

当 $a=0$ 时, 由文献[23]可得

$$\begin{aligned} Q_m(0,b) &= \int_{b^2}^{\infty} \frac{(u/2)^{m-1} \exp(-u/2)}{2(m-1)!} du \\ &= \sum_{k=0}^{m-1} \frac{\exp(-b^2/2)(b^2/2)^k}{k} \end{aligned} \quad (25)$$

联立式(22)、式(23)和式(A5), 经过适当简化和近似后, 得线性合并分集接收的误码率为

$$\begin{aligned} P_{b-LC} &= \frac{1}{(1+v_2/v_1)^{2L-1}} \left[\sum_{l=0}^{L-2} \binom{2L-1}{l} \left(\frac{v_2}{v_1}\right)^l Q_{L-l}(a,b) + \right. \\ & Q_1(a,b) \sum_{l=L-1}^{2L-1} \binom{2L-1}{l} \left(\frac{v_2}{v_1}\right)^l - \\ & \left. \exp(-b^2/2) I_0(ab) \sum_{l=L}^{2L-1} \binom{2L-1}{l} \left(\frac{v_2}{v_1}\right)^l - \right. \\ & \left. \sum_{l=L+1}^{2L-1} \binom{2L-1}{l} \left(\frac{v_2}{v_1}\right)^l [Q_{l-L+1}(b,a) - Q_1(b,a)] \right] \end{aligned} \quad (26)$$

当 $L=1$, 没有分集时, 式(26)退化为

$$P_{b-LC} = Q_1(a,b) - \frac{v_2/v_1}{(1+v_2/v_1)} I_0(ab) \exp\left(-\frac{b^2}{2}\right)$$

2) 统计分集接收 (SC)

线性合并分集接收是在判决前将判决量进行线性合并, 如果 L 较大, 通常 L 个分集支路同时经历衰落的概率非常小。线性合并分集将某个或几个判决量所经历的衰落平均到 L 个分集支路上。另一方面, 如果每根天线有各自的判决级, 将得到如图 2 的统计分集接收方式 (SC, statistic combiner)。

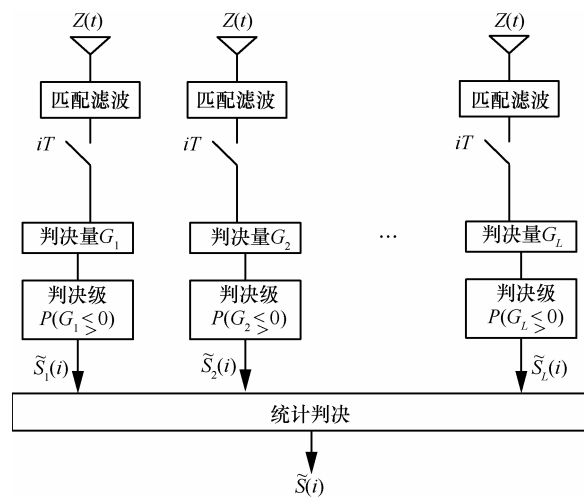


图 2 统计分集接收

统计分集接收中, 每根天线是一个完整的接收系统, 将自身的接收判决量 G_l , $l=1,2,\dots,L$ 进行判决, 得到估计量 \tilde{S}_l , $l=1,2,\dots,L$, 然后根据 $\tilde{S}_l(t)$ 中至少一半以上的估计量作为统计判决的估计量 $\tilde{S}(t)$ 。假设统计分集接收中的天线数为 L , 与线性合并分集接收类似, 每根天线都经历了独立的衰落过程, 那么, L 根天线中至少一半以上出错的数为 $\lfloor L/2 \rfloor + 1$, $\lfloor \cdot \rfloor$ 表示向下取整。每根天线的误码率为式(17)的概率, 也就是当 $L=1$ 时线性合并分集接收的误码率, 即式(27)。 L 根天线中有一半以上的估计量 \tilde{S}_l 的误码率为

$$\begin{aligned} P_{b-SD} &= \binom{L}{\lfloor L/2 \rfloor + 1} \prod_{l=1}^{\lfloor L/2 \rfloor + 1} P(G_l < 0) = \binom{L}{\lfloor L/2 \rfloor + 1} \cdot \\ & \left[Q_1(a,b) - \frac{v_2/v_1}{(1+v_2/v_1)} I_0(ab) \exp\left(-\frac{b^2}{2}\right) \right]^{\lfloor L/2 \rfloor + 1} \end{aligned} \quad (27)$$

3 分集接收的性能分析

在高速移动环境下，由于信道衰落和多普勒效应的影响，会出现这样一种情况：当信噪比较低时，误码率会随着信噪比的增加而减少。但是，当信噪比增加到一定程度时，误码率都不会随着信噪比的增加而增加，这时出现了误码率平层。误码率平层定义为当信噪比趋于无穷时，误码率的极限值，即

$$P_{bEF} = \lim_{\gamma \rightarrow \infty} P_b \quad (28)$$

在视距接收为主的高铁场景中，除了视距成分外，散射分量引起的多普勒效应符合 Jake's 模型的功率谱分布^[24]，即

$$S(f) = \frac{1}{2\pi\sqrt{1-(f/f_D)^2}}, |f| \leq f_D \quad (29)$$

式(29)中已经对功率归一化， $S(f)$ 的傅立叶逆变换为

$$R(\tau) = J_0(2\pi f_D \tau) \quad (30)$$

那么，将式(30)代入式(5)可得

$$R_\zeta(\tau) = C\rho_\zeta(\tau) = CR(\tau) \quad (31)$$

不失一般性，令 $T = \frac{1}{15 \text{ kHz}}$ ^[25]，考察在不同情况下的分集性能。

3.1 无分集时系统性能

图 3 给出了无分集情况 ($L=1$) 时，高速列车不同移动速度 (即不同的多普勒频偏 f_D 对应的不同速度)、不同 K 因子下的系统误码率性能。

从图 3 可以看出，当速度为 0 时，不管 K 是多少，误码率都随着信噪比的增加而减少，也就是说，如果想提高误码性能，可以相应地提高信噪比即可，此时没有出现误码率平层。随着速度的增加，无论 K 因子是何值，都会出现误码率平层。在误码率平层上，不管如何提高信噪比，都不能提高误码率性能。 K 因子越大，越容易出现误码率平层，那是因为散射分量的能量越小，由于速度带来的多普勒效应越不明显；反之， K 因子越小 (K 因子为 0 时退化为瑞利信道)，越容易出现误码率平层，那是因为散射分量的能量越大，多普勒效应越明显。当 K 因子一定时 (如 $K=10 \text{ dB}$)，随着速度的增加，误码率平层越高，

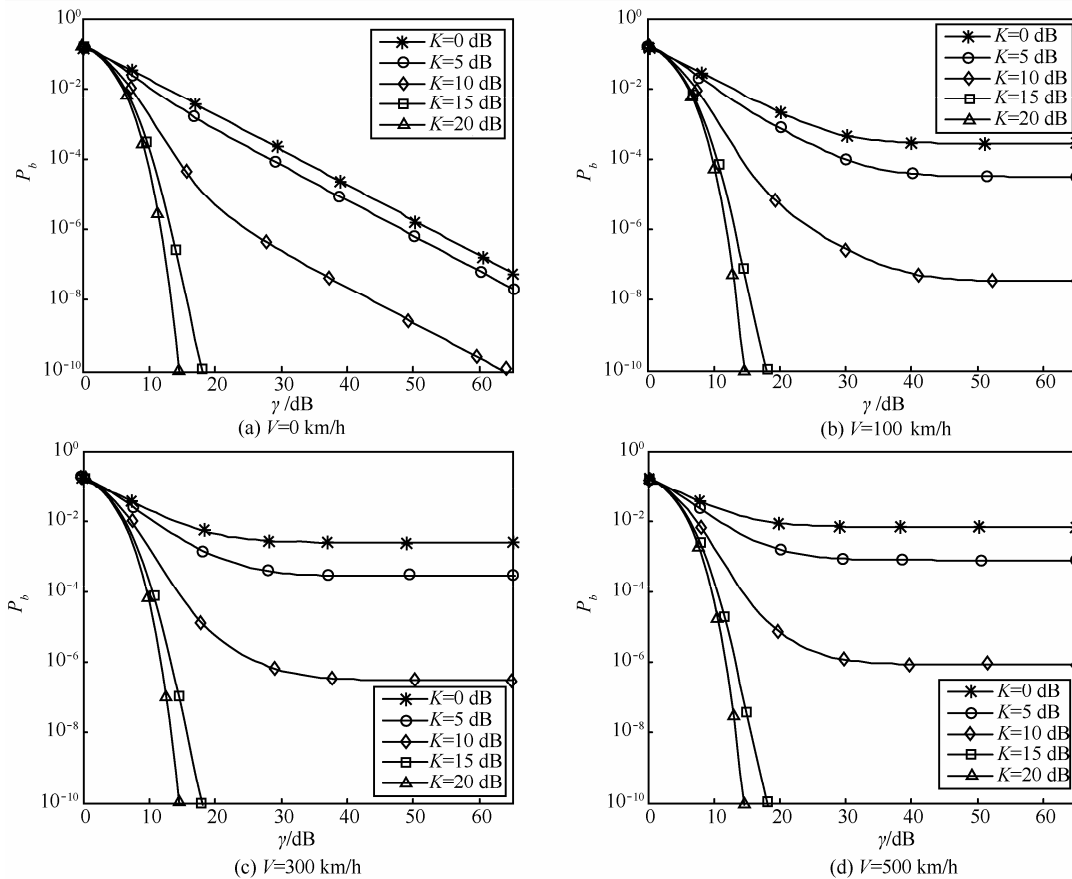


图 3 无分集情况下 ($L=1$) 的误码性能

即误码率性能恶化得越明显。随着速度的增加，不管 K 因子是多少，都会出现误码率平层。图 3 中 $K=10$ dB, $K=20$ dB 时的误码率平层大约在 10^{-15} 和 10^{-45} ，未在图中画出。

3.2 LC 分集接收性能

在实际的高铁视距场景中， K 因子的取值为 6 dB^[26]。本文考察在 $K=6$ dB 时不同速度下线性合并分集接收的误码性能。图 4 给出了不同速度下 LC 分集接收下的误码性能。没有分集($L=1$)时，随着速度的增加，在较高的误码率时出现了误码率平层；随着分集数的提高($L=2$ 和 $L=4$)，在同一速度下，误码率平层降低。如在 $V=100$ km/h 时，误码率平层从没有分集($L=1$)时的 10^{-5} 分别降到了 10^{-7} ($L=2$)和 10^{-13} ($L=4$)；在 $V=500$ km/h 时，误码率平层从没有分集($L=1$)时的 $10^{-3.5}$ 分别降到了 10^{-5} ($L=2$)和 10^{-7} ($L=4$)。

在某一分集模式下，误码率平层差随着速度的增加而减小，也就是说，误码率平层差并不是速度差的线性变化。如 $L=4$ 时， $\Delta V_1=(200-100)$ km/h = 100 km/h 的误码率平层差 ΔP_1 比 $\Delta V_2=(500-400)$ km/h = 100 km/h 时的误码率平层差 ΔP_2 要大得多。所以，分集接收确实可以提高误码性能(降低误码率平层)，但是，误码性能提高能力随着速度的增加而减小。

3.3 SC 分集接收性能

同样，考察 $K=6$ dB，在无分集($L=1$)和分集数分别为 2 和 4 时，不同速度下统计分集接收的误码性能，如图 5 所示。

由图 5 可知， $L=1$ 时，误码性能与 LC 分集接收一样。 $L=2$ 和 $L=4$ 的误码性能与 LC 分集接收类似。分集降低了误码率平层，误码性能提高能力随着速度的增加而减小。下面对 LC 分集和 SC 分

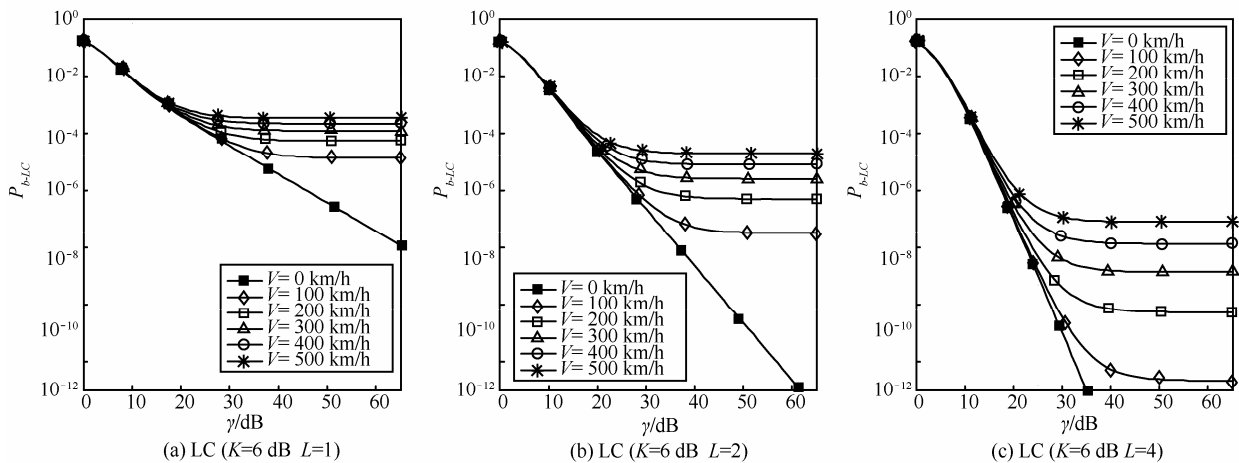


图 4 不同速度下 LC 分集接收误码性能

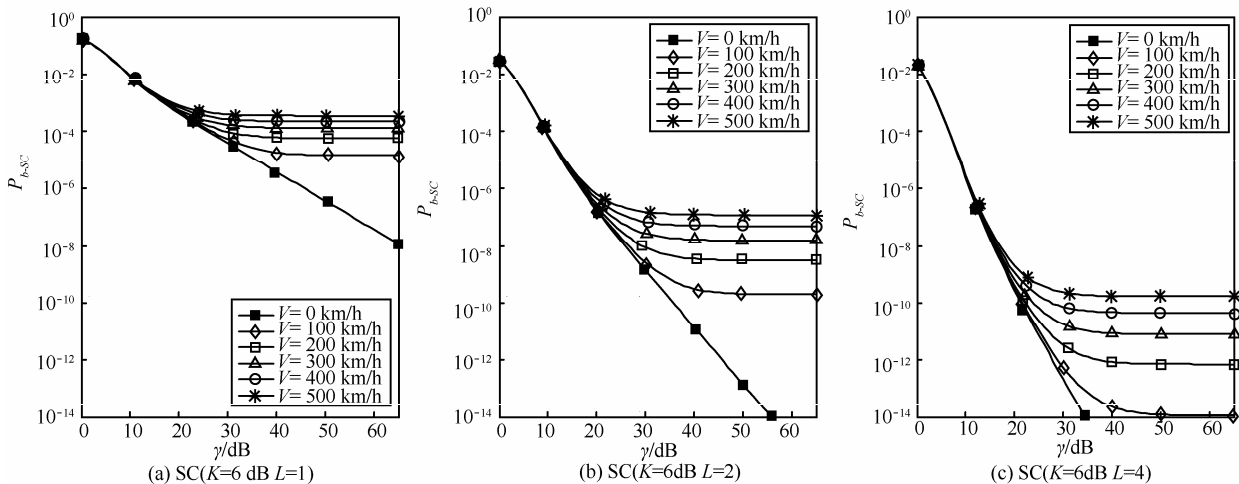


图 5 不同速度下 SC 分集接收误码性能

集的性能进行比较。

3.4 LC 和 SC 分集性能对比

特别地， $K = 6 \text{ dB}$ ，取 2 种不同的列车移动速度：300 km/h 和 500 km/h，将 LC 和 SC 2 种分集方式($L = 2$ 和 $L = 4$)进行数值仿真，两者误码率性能对比如图 6 所示。

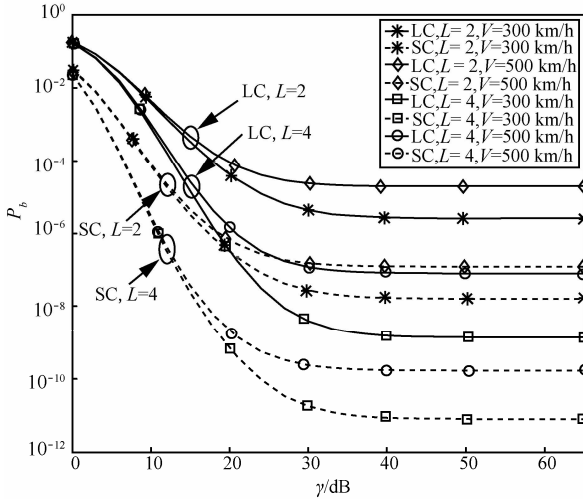


图 6 LC 和 SC 分集性能对比 (300 km/h 和 500 km/h)

从图 6 可以看出，不管是 LC 分集接收还是 SC 分集接收，都可以降低误码率平层，提高误码率性能。分集数相同($L = 2$ 或 $L = 4$)时，SC 分集接收比 LC 分集接收的性能要好，在 SC, $L = 2$ 时的误码性能已经接近 LC, $L = 4$ 时的性能(在某些速度上)。随着分集数的增加，LC 分集的误码率平层差 ΔP_{b-LC} (分集数 2~4)与 SC 分集的误码率平层差 ΔP_{b-SC} (分集数 2~4)差别不大。相同的分集数时，相同速度差 $\Delta V = 200 \text{ km/h}$ 的误码率平层差 LC 分集方式与 SC 分集方式也几乎一样。另一方面，从 $\gamma = 0$ 时 $L = 2$ 和 $L = 4$ 的误码率可以看出，SC 的分集方式除了分集增益之外，还存在着阵列增益^[27]，这是因为 SC 分集接收每根天线都有一个接收判决级，除了可以改变衰落分布外，还可以增加信噪比。虽然 SC 分集接收性能比 LC 分集接收要好，但是 SC 分集接收除了每根天线都有一个接收判决级之外，还有一个统计判决级，随着分集数的增加，SC 分集接收系统实现将会越来越复杂。在误码性能允许的条件下，可以考虑实现简单容易的 LC 分集方式。

3.5 LC 和 SC 分集误码率平层分析

不管是 LC 分集还是 SC 分集，无分集($L = 1$)的误码率都是一样的，由式(26)、式(28)得无分集情况下的误码率平层为

$$P_{bEF} = \lim_{\gamma \rightarrow \infty} \left(Q_1(a, b) - \frac{v_2/v_1}{(1+v_2/v_1)} I_0(ab) \exp\left(-\frac{b^2}{2}\right) \right) = \frac{1}{2} \exp(-K)(1 - \rho_\xi(\tau)) \quad (32)$$

通过数值仿真，分析 K 因子对误码率平层的影响，如图 7 所示。 K 因子越小，因为不相干的成分越丰富，误码率平层越高；反之， K 因子越大，相干成分能量越大，不相干成分越少，误码率平层越低。但是，不同 K 因子之间的误码率平层曲线很相似，0~100 km/h 时误码率平层变化比较快，当速度不断增加时，误码率平层虽然也不断地升高，但是其变化随着速度的增加逐渐变慢。

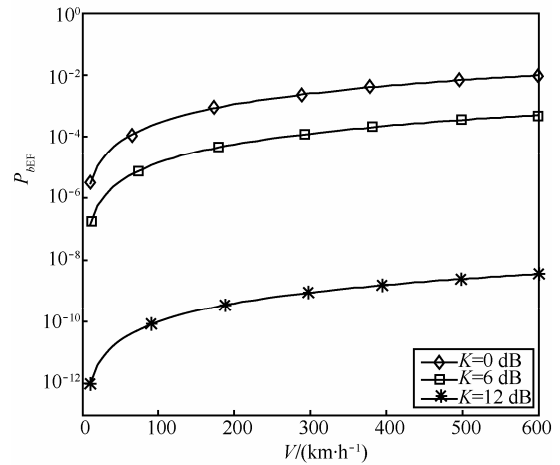


图 7 不同 K 因子无分集时的误码率平层

当信道条件比较好 (K 因子比较大) 时，如果误码率性能要求不高，可以不考虑分集。但是在高铁场景下， $K = 6 \text{ dB}$ ，行车安全要求绝对的高可靠性，需要使用分集来提高误码性能。

LC 分集接收时的误码率平层为

$$P_{bEF-LC} = \lim_{\gamma \rightarrow \infty} P_{b-LC} \quad (33)$$

将式(26)代入式(33)，利用式(25)化简可得

$$P_{bEF-LC} = \frac{1}{(1+\eta)^{2L-1}} \left[\sum_{l=0}^{L-2} \binom{2L-1}{l} (\eta)^l \sum_{k=0}^{L-l-1} \frac{e^{-K} K^k}{k} + e^{-K} \sum_{l=L-1}^{2L-1} \binom{2L-1}{l} (\eta)^l - e^{-K} \sum_{l=L}^{2L-1} \binom{2L-1}{l} (\eta)^l \right] \quad (34)$$

其中， $\eta = \frac{1 + \rho_\xi(\tau)}{1 - \rho_\xi(\tau)}$ 。

同理，SC 分集接收时的误码率平层为

$$P_{bEF-SD} = \lim_{\gamma \rightarrow \infty} P_{b-SD} = \left(\binom{L}{\lfloor L/2 \rfloor + 1} \right) \left[\frac{1}{2} \exp(-K)(1 - \rho_{\xi}(\tau)) \right]^{\lfloor L/2 \rfloor + 1} \quad (35)$$

通过数值仿真，对比 $K=6$ dB 时，LC 和 SC 分集接收在不同分集数下的误码率平层性能，如图 8 所示。当分集数增加时，随着速度的增加，LC 分集和 SC 分集都降低了误码率平层，提高了误码率性能。不管是 LC 分集还是 SC 分集，误码率平层在较低速度（小于 150 km/h）变化较快；同时，误码率平层差随着速度的增加逐渐减少，说明随着速度的提高，分集增益逐渐减小。SC 分集的性能整体上要优于 LC 分集，随着速度的增大，SC 分集数为 2 时的性能逐渐与 LC 分集数为 4 时的性能相当。但是，SC 分集接收的系统实现要比 LC 分集接收要复杂。

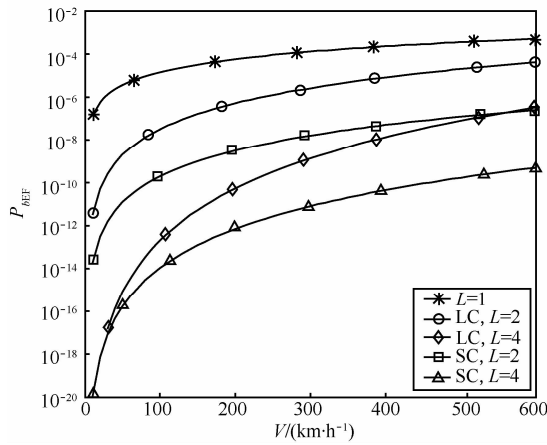


图 8 LC 和 SC 误码率平层对比($K=6$ dB)

4 结束语

差分检测的 D-MPSK 由于接收机简单，对抗衰落的顽性强，可以应用于存在直射径的高铁场景。本文提出了在高铁场景下 LC 和 SC 2 种多天线分集接收系统模型，分析了其误码性能，并进行了对比。随着分集数的增加，LC 和 SC 都可以降低高速移动带来的误码率平层，复杂度较高的 SC 分集的性能要优于 LC 分集。2 种分集方式通过积分、乘法（幂）、加法等运算实现，分集数很大时（如大于 8）时，幂运算将会成倍地提升运算复杂度。在实际中应该考虑成本、复杂性等工程问题，在误码性能和分集数之间做出相应的折衷。另一方面，以上成果揭示了 LC 和 SC 分集方式只适用于 D-BPSK 和 D-QPSK，对于 $M > 4$ 的 D-MPSK 分集

接收方式是否能有效地提升系统的性能，由于判决区域的增加而需要进一步评估，这是下一步要进行的工作。另外，本文推导的是数值分析结果，下一步工作是要搭建相应的高铁通信系统平台来验证该数值结果。

附录 P_b 的数学推导

文献[16]附录 B 中检测器的判决变量可用复高斯随机变量表示为一般二次型的特殊情况

$$F = \sum_{l=1}^L (A_x |X_l|^2 + A_y |Y_l|^2 + B X_l Y_l^* + B^* X_l^* Y_l) \quad (A1)$$

各个天线经历了独立的衰落，每根天线上的接收判决量 G_l 是相互统计独立的，即 $\{Z_l(i), Z_l(i-1)\}$ 是相互统计独立的。也就是说， $G_l (l=1, 2, \dots, L)$ 之间具有相同的一阶矩和二阶矩，即

$$\begin{cases} E(X_1) = E(X_2) = \dots = E(X_L) = E(X_l) = \mu_x \\ E(Y_1) = E(Y_2) = \dots = E(Y_L) = E(Y_l) = \mu_y \end{cases} \quad (A2)$$

$$\begin{cases} E[(X_1 - \mu_x)^2] = \dots = E[(X_L - \mu_x)^2] = E[(X_l - \mu_x)^2] = \mu_{xx} \\ E[(Y_1 - \mu_y)^2] = \dots = E[(Y_L - \mu_y)^2] = E[(Y_l - \mu_y)^2] = \mu_{yy} \end{cases} \quad (A3)$$

分集合并接收输出 G_{Σ} 与(A1)对比，可知

$$A_x = A_y = 0, B = 1 \quad (A4)$$

G_{Σ} 是统计独立随机变量之和，所以 G_{Σ} 的特征函数可以分解为 L 个特征函数的乘积。通过变量替换、保角变换、留数积分、式(19)的概率为

$$P_b = Q_1(a, b) - I_0(ab) \exp\left[-\frac{1}{2}(a^2 + b^2)\right] + \frac{I_0(ab) \exp\left[-\frac{1}{2}(a^2 + b^2)\right]}{\left(1 + \frac{v_2}{v_1}\right)^{2L-1}} \sum_{l=0}^L \binom{2L-1}{l} \left(\frac{v_2}{v_1}\right)^l + \frac{\exp\left[-\frac{1}{2}(a^2 + b^2)\right]}{\left(1 - \frac{v_2}{v_1}\right)^{2L-1}} \sum_{n=1}^{L-1} I_n(ab) \sum_{l=0}^{L-1-n} \binom{2L-1}{l} \left[\left(\frac{b}{a}\right)^n \left(\frac{v_2}{v_1}\right)^l - \left(\frac{a}{b}\right)^n \left(\frac{v_2}{v_1}\right)^{2L-1-l} \right] \quad (A5)$$

其中， $Q_1(a, b)$ 为一阶马库姆函数^[22]，定义为

$$Q_1(a, b) = \exp\left(-\frac{a^2 + b^2}{2}\right) \sum_{k=0}^{\infty} \left(\frac{a}{b}\right)^k I_k(ab), b > a > 0 \quad (A6)$$

其中， $I_k(\cdot)$ 是第一类 k 阶修正贝塞尔函数，其无穷级数表示为

$$I_k(x) = \sum_{i=0}^{\infty} \frac{(x/2)^{k+2i}}{k! i! \Gamma(k+i+1)}, x > 0 \quad (A7)$$

$$a = \sqrt{\frac{2v_1^2 v_2 (\beta_1 v_2 - \beta_2)}{(v_1 + v_2)^2}}$$

$$b = \sqrt{\frac{2v_1 v_2^2 (\beta_1 v_1 + \beta_2)}{(v_1 + v_2)^2}} \quad (A8)$$

(A7)中

$$v_1 = \sqrt{w^2 + \frac{1}{\mu_{xx}\mu_{yy} - |\mu_{xy}|^2}} - w,$$

$$v_2 = \sqrt{w^2 + \frac{1}{\mu_{xx}\mu_{yy} - |\mu_{xy}|^2}} + w$$

$$w = \frac{\operatorname{Re}(\mu_{xy})}{(\mu_{xx}\mu_{yy} - |\mu_{xy}|^2)^2}$$

$$\beta_1 = |\mu_x|^2 \mu_{yy} + |\mu_y|^2 \mu_{xx} - 2\operatorname{Re}(\mu_x^* \mu_y \mu_{xy})$$

$$\beta_2 = 2\operatorname{Re}(\mu_x^* \mu_y)$$

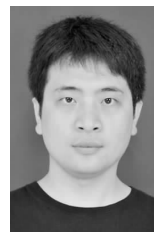
$$\mu_{xy} = \frac{1}{2} E[(X_l - \mu_x)(Y_l - \mu_y)^*] \quad (A9)$$

参考文献:

- [1] 3GPP Release 11 V0.0.6. Overview of 3GPP Release 11[S]. 2011.
- [2] 3GPP TR 25.876 V7.0.0. Multiple Input Multiple Output (MIMO) in UTRA[S]. 2007.
- [3] SIBILLE A, OESTGES C, ZANELLA A. MIMO: From Theory to Implementation[M]. Burlington: Academic Press, 2011.14-23.
- [4] SKLAR B. Digital Communications: Fundamentals and Applications[M]. Pearson Education North Asia Limited, 2002.
- [5] LEE W C Y. Mobile Communications Engineering: Theory and Applications[M]. New York: McGraw-Hill, 1998.540-547.
- [6] STUBER G L. Principles of Mobile Communication[M]. Boston: Kluwer Academic, 2002.171-172.
- [7] BIGLIERI E, SCIUVA M D, ZINGARELLI V. Modulation and coding for mobile radio communications: channels with correlated Rice fading and Doppler frequency shift[J]. IEEE Trans Veh Tech, 1998, 47(1): 133-141.
- [8] TSE D, VISWANATH P. Fundamentals of Wireless Communication[M]. UK: Cambridge University Press, 2005.36-37.
- [9] KYÖSTI P. WINNER II channel models: part I channel models[EB/OL]. http://www.ist-winner.org/phase_2_model.html, 2012.
- [10] NEUL A. Bit error rate for 4-DPSK in fast Rician fading and Gaussian noise[J]. IEEE Trans Comm, 1989, 37(12): 1385-1387.
- [11] GOLDSMITH A. Wireless Communication[M]. UK: Cambridge University Press, 2005.64-69.
- [12] MASON L J. An error probability formula for many DPSK in fast rician fading and gaussian noise[J]. IEEE Trans Comm, 1987, 35(9): 976-978.
- [13] 华为技术有限公司. 一种频率自动校正方法与装置[P]. 中国专利: 200410104054.9,2006. Huawei Technologies Co. The Method and Apparatus for Automatic Frequency Correction[P]. China, 200410104054.9,2006.
- [14] Nokia Telecommunications. Adaptive Compensation of Doppler Shift in a Mobile Communication System[P]. US Patent, 6473594, 2002.
- [15] Alcatel Lucent. Doppler Compensation Control for Radio Transmission[P]. US Patent, 7653347, 2010.

- [16] PROAKIS J G. Digital Communications[M]. New York: McGraw-Hill, 2000.
- [17] MA Y, ZHANG Q T. Accurate evaluation for MDPSK with noncoherent diversity[J]. IEEE Trans Comm, 2002, 50(7):1189-1200.
- [18] FU H, KAM P Y. Simple error probability derivation for binary DPSK over fast Rician channels with diversity[J]. IEEE Electronics Letters, 2006, 42(3): 163- 165.
- [19] FU H, KAM P Y. MDPSK diversity receiver over rayleigh fading channels with differential detection and nonidentical branch statistics[A]. Vehicular Technology Conference[C]. 2006.1660-1664.
- [20] FU H, KAM P Y. Effect of doppler shift on performance of binary DPSK over fast rician fading channels with diversity reception[A]. Information Theory and Its Applications[C]. 2008.1-10.
- [21] 3G Americas' Board of Governor members. MIMO and smart antennas for 3G and 4G wireless systems-practical aspects and deployment considerations[EB/OL].http://www.3gamericas.org/documents/mimo_and_smart_antennas_for_3g_and_4g_wireless_systems_May%202010%20Final.pdf, 2012.
- [22] SIMON M K. Probability Distributions Involving Gaussian Random Variables: a Handbook for Engineers and Scientists[M]. New York: Springer, 2006.
- [23] DILLARD G M. Recursive computation of the generalized Q function[J]. IEEE Trans Aerospace and Electronic Systems, 1973, 9(4): 614-615.
- [24] MASON L J. Error probability evaluation for systems employing differential detection in a rician fast fading environment and Gaussian noise[J]. IEEE Trans Comm, 1987, 35(1): 39- 46.
- [25] 3GPP TS 36.201 V10.0.0.LTE Physical Layer-General Description (Release 10)[S]. 2010.
- [26] KYÖSTI P. WINNER II channel models: radio channel measurement and Analysis Results[EB/OL]. http://www.ist-winner.org/phase_2_model.html, 2012.
- [27] OESTGES C, CLERCKX B. MIMO Wireless Communications: From Real-World Propagation to Space-Time Code Design[M]. Burlington: Academic Press, 2007.6-9.

作者简介:



罗万团 (1981-), 男, 广西南宁人, 西南交通大学博士生, 主要研究方向为高铁环境下的群切换、多天线分集技术、MIMO 系统设计和应用。

方旭明 (1962-), 男, 浙江义乌人, 博士, 西南交通大学教授、博士生导师, 主要研究方向为无线宽带接入控制、无线资源管理、多跳中继网络、高铁宽带无线接入。

程梦 (1986-), 女, 湖北武汉人, 西南交通大学博士生, 主要研究方向为高铁环境下的协作分集、智能多天线技术。

赵亚军 (1976-), 男, 安徽淮北人, 中兴通讯股份有限公司高级算法系统工程师, 主要研究方向为多点协作通信、微小区、载波聚合等物理层技术。