

# 车辆中继的车-车通信系统差错性能分析

李兆训, 胡捍英, 崔维嘉, 窦冬冬

(解放军信息工程大学信息工程学院 郑州 450002)

**【摘要】**研究了双瑞利衰落模型下采用车辆中继技术的车际通信系统的差错性能。分析了系统端到端接收信噪比的统计特性, 给出了系统最佳功率分配系数求解结果; 利用基于矩生成函数的方法导出了采用M阶调制的协作车际通信系统平均误符号率ASER下界的通用表达式; 给出了系统差错概率Chernoff一致界的求解方法。仿真结果表明, 在车-车通信中采用车辆中继技术可以减小系统的ASER; 分析得出的ASER下界值与其精确值间的差异随着信噪比的增大而缓慢增大; 下界值和Chernoff上界值确定了系统ASER的取值范围; 在协作IVC系统中采用最佳功率分配比等功率分配方法最大可节省3 dB的发射功率。

**关键词** 双瑞利衰落; 车际通信; 下界; 矩生成函数; 最佳功率分配; 中继; 误符号率; 一致界  
中图分类号 TN929.5 文献标识码 A doi:10.3969/j.issn.1001-0548.2011.06.008

## Error Performance Analysis in Vehicle-Relayed Vehicle-to-Vehicle Communication System

LI Zhao-xun, HU Han-ying, CUI Wei-jia, and DOU Dong-dong

(Institute of Information Engineering, PLA Information Engineering University Zhengzhou 450002)

**Abstract** The error performance of vehicle-relayed inter-vehicular communication (IVC) systems is studied based on double-Rayleigh fading model. The statistical properties of the end-to-end signal-to-noise ratio (SNR) are analyzed and the solution to optimal power allocation (OPA) coefficient is presented for the system. A generalized expression of the lower bound on average symbol-error-rate (ASER) for various M-ary modulations is derived through moment-generating-function based approach for the cooperative IVC systems. The method to finding the solution of Chernoff union bound on error probability of the system is provided. Simulation results show that the ASER decreases by applying vehicle-relaying technique in vehicle-to-vehicle communications. The differences between the exact ASER value and its lower bound increase slowly with SNR and the range to the ASER is determined by its lower bound and Chernoff upper bound. Numerical results further indicate that the transmit power can save 3 dB at most through OPA than equal power allocation method in the cooperative IVC system.

**Key words** double-Rayleigh fading; inter-vehicular communication; lower bound; moment generating function; optimal power allocation; relay; symbol error rate; union bound

智能交通系统ITS是指将先进的信息处理、数据传输、电子传感及计算机控制等技术有效集成而建立的一种实时、准确、便捷、高效的综合交通运输管理系统。车际通信(inter-vehicular communication, IVC)网是ITS的重要组成部分。随着网络技术的飞速发展, 各种类别的宽带业务在一些IVC网络中得到应用, 如可提供高速Internet接入、交通信息传递、车辆间协作下载与视频会议等服务<sup>[1-3]</sup>, 为IVC系统的设计提出了新的挑战。在车-车(vehicle-to-vehicle, V2V)通信链路中引入中继技术以降低传输功率, 可在提高系统容量的同时, 克服传输盲点, 改善网络覆盖范围。

近年来, 人们对与IVC相关的理论和应用技术进

行了大量的研究, 但这些研究主要集中于链路层、网络层和应用层, 少数文献对物理层技术的研究也大多基于瑞利或莱斯信道模型<sup>[4]</sup>。实验数据和理论分析都表明, 瑞利或莱斯模型不能确切地描述V2V通信链路的动态特性, 而双瑞利(double-Rayleigh)模型能较好地反映V2V信道的小尺度衰落特性<sup>[5-7]</sup>。文献[8]基于放大转发(amplify-and-forward, AF)中继策略, 分析了无线接入点AP中继IVC系统的中断性能, 得到了中断概率的精确表达式。文献[9]给出了AP中继IVC系统差错概率的一致界, 文献[10]采用基于矩生成函数(moment generating function, MGF)的方法给出了系统平均误符号率(average symbol error rate, ASER)的精

收稿日期: 2010-02-23; 修回日期: 2011-04-15

基金项目: 国家科技重大专项(2009ZX03003-008-02)

作者简介: 李兆训(1968-), 男, 副教授, 主要从事无线通信传输技术等方面的研究。

确解。

本文对基于车辆中继的协作IVC系统的ASER性能展开研究。在给出双瑞利衰落模型和系统传输模型的基础上,讨论协作IVC系统的功率分配方法,利用调和平均和几何平均间的关系不等式,得到输出信噪比的上限值并分析其统计特性;采用基于矩生成函数MGF的方法,导出协作IVC系统ASER下界的封闭表达式;给出系统差错概率的Chernoff一致上界及其数值仿真结果。

## 1 系统模型

### 1.1 双瑞利衰落信道模型

在IVC系统中,一辆行驶中的汽车可能与其他运行中的车辆进行信息交换。此时,收发双方都处于移动状态、天线的架设高度较低且处于较为丰富的散射环境中(尤其是城市环境下高楼林立,人员、车辆、建筑物密集)。在非视距传播条件下,当相互通信的两车辆间距较大且收发两端散射体数量足够多时, $V_2V_3$ 信道的传输函数 $\mathbf{z}(t)$ 可以看成是两个独立的零均值循环复高斯随机过程 $x(t)$ 和 $y(t)$ 的乘积<sup>[6]</sup>,即:

$$z(t) = x(t)y(t) \quad (1)$$

此时, $\mathbf{z}(t)$ 的包络 $|z(t)|$ 服从双瑞利分布且其概率密度函数PDF<sup>[11]</sup>为:

$$p_{|z|}(u) = (\sigma_z^2)^{-1} G_{0,2}^{2,0} \left[ (2^2 \sigma_z^2)^{-1} u^2 \right]_{1/2, 1/2}^- \quad u > 0 \quad (2)$$

式中, $\sigma_z^2 = \sigma_x^2 \sigma_y^2$ ,  $\sigma_x^2$ 、 $\sigma_y^2$ 分别为 $x(t)$ 和 $y(t)$ 每维的方差; $G_{p,q}^{m,n}(x) \left|_{a_1, \dots, a_p}^{b_1, \dots, b_q} \right.$ 为梅杰G-函数<sup>[12]</sup>,  $m$ 、 $n$ 、 $p$ 、 $q \in N$ ,  $0 \leq m \leq q$ ,  $0 \leq n \leq p$ ;  $\{a_i\}_{i=1}^p$ 、 $\{b_i\}_{i=1}^q$ 通常取复值; $\{a_i\}_{i=1}^p$ 不存在时梅杰G-函数简记为 $G_{p,q}^{m,n}(x) \left|_{b_1, \dots, b_q}^- \right.$ 。

当 $\text{Ex}[|z(t)|^2] = 1$ , 即 $\sigma_x^2 = \sigma_y^2 = 1/2$ 时,  $\text{Ex}[\cdot]$ 代表取均值操作,式(2)简化为:

$$p_{|z|}(u) = 2G_{0,2}^{2,0} \left[ u^2 \right]_{1/2, 1/2}^- = 4uK_0(2u) \quad u > 0 \quad (3)$$

式中, $K_0(\cdot)$ 为修正的零阶第二类贝塞尔函数<sup>[12]</sup>。

### 1.2 传输系统模型

协作中继IVC系统传输模型如图1所示。设系统采用时分方式传输数据,源车辆 $V_1$ 在第 $n$ 时隙 $TS_n$ 同时向中继车辆 $V_2$ 和目的车辆 $V_3$ 传递信息, $V_2$ 于时隙 $TS_{n+1}$ 将从 $V_1$ 接收到的信号采用AF策略放大转发给 $V_3$ 。假定用 $G_{13}$ 表示 $V_1 \rightarrow V_3$ 链路合并路径损耗和阴影衰落的总增益,并将其归一化为1; $G_{12}$ 和 $G_{23}$ 分别为链路 $V_1 \rightarrow V_2$ 和 $V_2 \rightarrow V_3$ 的路径损耗和阴影衰落相对于

$G_{13}$ 的归一化增益; $h_{12}$ 、 $h_{23}$ 、 $h_{13}$ 分别为 $V_1 \rightarrow V_2$ 、 $V_2 \rightarrow V_3$ 和 $V_1 \rightarrow V_3$ 链路的小尺度衰落且 $h_{ij} = h_{ij}^x h_{ij}^y$ ,  $i=1,2, j=2,3$ ,  $h_{ij}^x$ 与 $h_{ij}^y$ 是均值为0、每维方差为1/2的复高斯随机变量即 $h_{ij}^x, h_{ij}^y \sim \text{CN}(0, 1)$ ,  $|h_{ij}|$ 服从双瑞利分布。考虑到路径损耗和阴影衰落都已归并于 $G_{12}$ 、 $G_{23}$ 和 $G_{13}$ , 则有 $\text{Ex}[|h_{ij}|^2] = 1$ 。

在分析过程中,假设各接收机都具有完整的接收信道状态信息,即 $G_{12}$ 、 $G_{23}$ 和 $G_{13}$ 及 $h_{12}$ 、 $h_{23}$ 和 $h_{13}$ 对 $V_3$ 已知,中继车辆 $V_2$ 具有 $G_{12}$ 和 $h_{12}$ 信息;并假定信道状态信息在相邻的两个时隙 $TS_n$ 和 $TS_{n+1}$ 内保持不变。

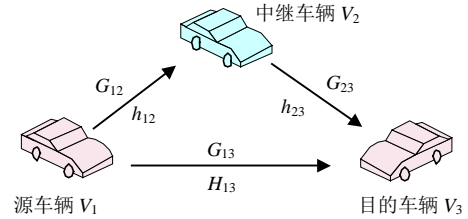


图1 车辆中继 IVC 系统传输模型

### 1.3 信号接收模型

设用 $x$ 代表 $V_1$ 在 $TS_n$ 内传送的信号并将其能量归一化为1,则 $V_2$ 和 $V_3$ 在时隙 $TS_n$ 收到的信号分别为:

$$r_2(n) = \sqrt{\beta G_{12} E} h_{12} x + n_2(n) \quad (4)$$

$$r_3(n) = \sqrt{\beta E} h_{13} x + n_3(n) \quad (5)$$

式中, $E$ 为 $TS_n$ 和 $TS_{n+1}$ 两个时隙内 $V_1$ 和 $V_2$ 传输的总功率; $\beta$  ( $0 < \beta \leq 1$ )表示 $V_1$ 在时隙 $TS_n$ 内发送的功率占总功率 $E$ 的比率; $n_2(n)$ 和 $n_3(n)$ 分别为 $V_2$ 和 $V_3$ 接收端的复高斯噪声。设 $n_2(n)$ 和 $n_3(n)$ 均值为0、每维方差为 $N_0/2$ , 即有 $n_2(n), n_3(n) \sim \text{CN}(0, N_0)$ 。

设 $V_2$ 用 $\sqrt{\text{Ex}[|r_2(n)|^2] |h_{12}|}$ 对收到的信号 $r_2(n)$ 进行归一化,并在 $TS_{n+1}$ 将该归一化后的信号放大转发给 $V_3$ , $V_3$ 收到的来自 $V_2$ <sup>[10]</sup>的信号经化简后为:

$$r_3(n+1) = \sqrt{\rho E} h_{12} h_{23} x + n_3(n+1) \quad (6)$$

式中, $n_3(n+1) \sim \text{CN}(0, N_0)$ , 且有:

$$\rho = \frac{\beta(1-\beta)G_{12}G_{23}\bar{\gamma}}{(1-\beta)G_{23}|h_{23}|^2\bar{\gamma} + \beta G_{12}|h_{12}|^2\bar{\gamma} + 1} \quad (7)$$

式中, $\bar{\gamma} = E/N_0$ 为 $V_1$ 不通过 $V_2$ 而直接向 $V_3$ 传输时 $V_3$ 的平均接收信噪比。将式(4)和式(6)写成矩阵形式则有:

$$\mathbf{r}_3 = \mathbf{h}\mathbf{X} + \mathbf{n}_3 \quad (8)$$

$$\begin{cases} \mathbf{r}_3 = [r_3(n), r_3(n+1)] \\ \mathbf{n}_3 = [n_3(n), n_3(n+1)] \\ \mathbf{h} = [h_{13}, h_{12}h_{23}] \end{cases} \quad (9)$$

$$\mathbf{X} = \begin{bmatrix} \sqrt{\beta E} x & 0 \\ 0 & \sqrt{\rho E} x \end{bmatrix} \quad (10)$$

设目的车辆 $V_3$ 对收到的信号进行最大比合并,

则V<sub>3</sub>端总的接收信噪比  $\gamma_{\text{end}}$  为:

$$\gamma_{\text{end}} = \gamma_{13} + \frac{\gamma_{12} \gamma_{23}}{1 + \gamma_{12} + \gamma_{23}} = \gamma_{13} + \gamma_{123} \quad (11)$$

其中:

$$\gamma_{13} = \alpha_{13}^{-1} |h_{13}|^2 \quad (12)$$

$$\gamma_{123} = (\gamma_{12} \gamma_{23}) / (1 + \gamma_{12} + \gamma_{23}) \quad (13)$$

$$\begin{cases} \gamma_{12} = \alpha_{12}^{-1} |h_{12}|^2 \\ \gamma_{23} = \alpha_{23}^{-1} |h_{23}|^2 \end{cases} \quad (14)$$

$$\begin{cases} \alpha_{12} = (\beta \bar{\gamma} G_{12})^{-1} \\ \alpha_{23} = [(1 - \beta) \bar{\gamma} G_{23}]^{-1} \\ \alpha_{13} = (\beta \bar{\gamma})^{-1} \end{cases} \quad (15)$$

## 2 系统功率分配方法

在对协作中继IVC系统的性能仿真过程中, 主要考虑等功率分配(equal power allocation, EPA)和最佳功率分配(optimal power allocation, OPA) 两种功率分配方法。等功率分配EPA是指在TS<sub>n</sub>和TS<sub>n+1</sub>两个时隙内分配给V<sub>1</sub>和V<sub>2</sub>相等的发射功率, 即 $\beta=0.5$ 。而最佳功率分配OPA是指在特定的信噪比 $\bar{\gamma}$ 下, 对于给定的 $h_{12}$ 、 $h_{23}$ 、 $h_{13}$ 和 $G_{12}$ 、 $G_{23}$ 、 $G_{13}$ , 通过合理选择功率分配系数 $\beta$ , 使式(11)所定义的瞬时信噪比 $\gamma_{\text{end}}$ 达到最大, 此时 $\beta$ 称为最佳功率分配系数, 记为 $\beta_{\text{opt}}$ 。

利用式(11)~式(15), 将 $\beta_{\text{opt}}$ 表示为:

$$\beta_{\text{opt}} = \arg \max_{0 < \beta \leq 1} \gamma_{\text{end}} = \arg \max_{0 < \beta \leq 1} \left( \beta c_{13} + \frac{\beta(1 - \beta)c_{12}c_{23}}{(1 - \beta)c_{23} + \beta c_{12} + 1} \right) \quad (16)$$

其中:

$$\begin{cases} c_{13} = |h_{13}|^2 \bar{\gamma} \\ c_{12} = G_{12} |h_{12}|^2 \bar{\gamma} \\ c_{23} = G_{23} |h_{23}|^2 \bar{\gamma} \end{cases} \quad (17)$$

当 $\bar{\gamma} \gg 1$ 时, 式(16)分母中的1可忽略,  $\beta_{\text{opt}}$ 变为:

$$\beta_{\text{opt}} = \begin{cases} \frac{-1 - c_{23}}{c_{12} - c_{23}} - \sqrt{d_{123}} & c_{12} < c_{23} \text{ 且 } c_{13} \leq \frac{c_{12}c_{23}}{c_{12} + 1} \\ \frac{-1 - c_{23}}{c_{12} - c_{23}} + \sqrt{d_{123}} & c_{12} > c_{23} \text{ 且 } c_{13} \leq \frac{c_{12}c_{23}}{c_{12} + 1} \\ \frac{c_{12}^2 + c_{13} + c_{12}c_{13}}{2c_{12}^2} & c_{12} = c_{23} \text{ 且 } c_{13} \leq \frac{c_{12}c_{23}}{c_{12} + 1} \\ 1 & c_{13} > \frac{c_{12}c_{23}}{c_{12} + 1} \end{cases} \quad (18)$$

其中:

$$d_{123} = \frac{c_{12}c_{23} + c_{12}^2c_{23} + c_{12}c_{23}^2 + c_{12}^2c_{23}^2}{(c_{12} - c_{23})^2(c_{12}c_{23} - c_{12}c_{13} + c_{23}c_{13})} \quad (19)$$

## 3 接收信噪比统计特性分析

### 3.1 $\gamma_{123}$ 统计特性

定义  $N$ 个正数  $x_1, x_2, \dots, x_N$  的调和平均  $H_N(x_1, x_2, \dots, x_N)$  和几何平均  $G_N(x_1, x_2, \dots, x_N)$  [12] 定义为:

$$H_N(x_1, \dots, x_N) \triangleq N \left( \sum_{i=1}^N 1/x_i \right)^{-1} \quad (20)$$

$$G_N(x_1, \dots, x_N) \triangleq \prod_{i=1}^N x_i^{1/N} \quad (21)$$

且存在如下的关系式:

$$H_N(x_1, x_2, \dots, x_N) \leq G_N(x_1, x_2, \dots, x_N) \quad (22)$$

当且仅当  $x_1 = x_2 = \dots = x_N$  时, 式(22)等号成立。

当 $\bar{\gamma}$ 足够大时, 式(13)近似为:

$$\gamma_{123} \approx (\gamma_{12}\gamma_{23}) / (\gamma_{12} + \gamma_{23}) = H_2(\gamma_{12}, \gamma_{23}) / 2 \quad (23)$$

根据式(22)和式(23)并利用式(14), 可得:

$$\gamma_{123} \leq G_2(\gamma_{12}, \gamma_{23}) / 2 = (\sqrt{\gamma_{12}\gamma_{23}}) / 2 = \alpha_{12}^{-1/2} \alpha_{23}^{-1/2} |h_{12}| |h_{23}| / 2 \triangleq \gamma_{123}^B \quad (24)$$

式中,  $\gamma_{123}^B$  定义为 $\gamma_{123}$ 的上限。

由于  $|h_{12}| = |h_{12}^x| |h_{12}^y|$ ,  $|h_{23}| = |h_{23}^x| |h_{23}^y|$  且  $h_{12}^x, h_{12}^y, h_{23}^x, h_{23}^y \sim \text{CN}(0, 1)$ , 故  $|h_{123}| \triangleq |h_{12}| |h_{23}|$  服从于4级联的瑞利分布, 其PDF[11]为:

$$p_{|h_{123}|}(h) = 2G_{0,4}^{4,0}(h^2) \Big|_{1/2, 1/2, 1/2, 1/2}^- \quad h > 0 \quad (25)$$

利用式(24)和式(25), 得到 $\gamma_{123}^B$ 的PDF为:

$$p_{\gamma_{123}^B}(\gamma) = 4\sqrt{\alpha_{12}\alpha_{23}} G_{0,4}^{4,0}(4\alpha_{12}\alpha_{23}\gamma^2) \Big|_{1/2, 1/2, 1/2, 1/2}^- \quad (26)$$

$\gamma_{123}^B$ 的MGF由文献[12]可得为:

$$M_{\gamma_{123}^B}(s) = \text{Ex}[e^{-s\gamma_{123}^B}] = \int_0^\infty e^{-s\gamma} p_{\gamma_{123}^B}(\gamma) d\gamma = \frac{4\sqrt{\alpha_{12}\alpha_{23}}}{\pi^{1/2} s} G_{2,4}^{4,2} \left( \frac{16\alpha_{12}\alpha_{23}}{s^2} \Big|_{\frac{0}{2}, \frac{1}{2}, \frac{1}{2}, \frac{1}{2}} \right) \quad (27)$$

### 3.2 $\gamma_{13}$ 统计特性

因 $|h_{13}|$ 服从双瑞利分布, 故其PDF为:

$$p_{|h_{13}|}(h) = 4hK_0(2h) \quad h > 0 \quad (28)$$

利用式(28)并结合式(12), 得到 $\gamma_{13}$ 的PDF为:

$$p_{\gamma_{13}}(\gamma) = 2\alpha_{13}K_0(2\sqrt{\alpha_{13}\gamma}) \quad \gamma > 0 \quad (29)$$

根据文献[12]可得 $\gamma_{13}$ 的MGF为:

$$M_{\gamma_{13}}(s) = \int_0^\infty e^{-s\gamma} p_{\gamma_{13}}(\gamma) d\gamma = \frac{\alpha_{13}}{s} \exp\left(\frac{\alpha_{13}}{s}\right) \Gamma\left(0, \frac{\alpha_{13}}{s}\right) \quad (30)$$

式中,  $\Gamma(b, x) = \int_x^\infty e^{-t} t^{b-1} dt$  为不完全 $\Gamma$ 函数[12]。

### 3.3 $\gamma_{\text{end}}^B$ 的矩生成函数

接收信噪比 $\gamma_{\text{end}}$ 的上限 $\gamma_{\text{end}}^B$ 定义为:

$$\gamma_{\text{end}}^{\text{B}} \triangleq \gamma_{123}^{\text{B}} + \gamma_{13} \quad (31)$$

根据式(31), 将  $\gamma_{\text{end}}^{\text{B}}$  的MGF表示为:

$$M_{\gamma_{\text{end}}^{\text{B}}}(s) = \text{Ex}[e^{-s\gamma_{\text{end}}^{\text{B}}}] = \text{Ex}[e^{-s(\gamma_{13} + \gamma_{123}^{\text{B}})}] = \text{Ex}[e^{-s\gamma_{13}}] \text{Ex}[e^{-s\gamma_{123}^{\text{B}}}] = M_{\gamma_{13}}(s) M_{\gamma_{123}^{\text{B}}}(s) \quad (32)$$

将式(27)和式(30)代入式(32),  $\gamma_{\text{end}}^{\text{B}}$  的MGF为:

$$M_{\gamma_{\text{end}}^{\text{B}}}(s) = \frac{4\alpha_{13}\sqrt{\alpha_{12}\alpha_{23}}}{\pi^{1/2}s^2} \exp\left(\frac{\alpha_{13}}{s}\right) \Gamma\left(0, \frac{\alpha_{13}}{s}\right) \times G_{2,4}^{4,2}(16\alpha_{12}\alpha_{23}s^{-2} | 0, 1/2, 1/2, 1/2, 1/2) \quad (33)$$

## 4 系统平均误符号率下界

根据文献[15]的介绍, 衰落信道下数字通信系统的ASER可以由其接收信噪比的矩生成函数MGF求得。由于协作中继IVC系统目的车辆接收信噪比  $\gamma_{\text{end}}$  的上限为  $\gamma_{\text{end}}^{\text{B}}$ , 因而可由  $\gamma_{\text{end}}^{\text{B}}$  的MGF求出系统ASER的下界。根据文献[16]和式(33), 可得双瑞利衰落信道下协作IVC系统相干解调时的ASER下界为:

$$P_{\text{SER}}^{\text{LB}} = \sum_{d=1}^D E_d \int_0^{\theta_d} M_{\gamma_{\text{end}}^{\text{B}}} \left( \frac{\phi_d}{V_d - 2A_d \sin^2 \theta} \right) d\theta \quad (34)$$

式(34)涵盖了  $M$  进制移相调制  $M$ -PSK、 $M$  进制正交振幅键控  $M$ -QAM 和  $M$  进制脉冲幅度调制  $M$ -PAM 等多种调制方式。对于不同的调制方式,  $D$ 、 $E_d$ 、 $\theta_d$ 、 $V_d$ 、 $\phi_d$ 、 $A_d$  有不同的取值<sup>[16]</sup>。

对  $M$ -DPSK 调制, 当采用差分相干解调时, 其 ASER 下界可以由文献[15]得到, 为:

$$P_{\text{SER}}^{\text{LB}} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\frac{(M-1)\pi}{M}} M_{\gamma_{\text{end}}^{\text{B}}} \left( \frac{\sin^2(\pi/M)}{1 + \cos(\pi/M) \cos \theta} \right) d\theta \quad (35)$$

特别地, 当  $M=2$  时, BDPSK 差分相干解调的平均误比特率 (average bit error rate, ABER) 下界为:

$$P_{\text{BER}}^{\text{LB}} = M_{\gamma_{\text{end}}^{\text{B}}}(1/2) \quad (36)$$

## 5 系统差错概率的Chernoff上界

本文求出了协作IVC系统差错概率的Chernoff上界。一方面, 求得的上界和ASER下界  $P_{\text{SER}}^{\text{LB}}$  一起确定了ASER的取值范围; 另一方面, 由于Chernoff界为一致界, 因此可以用其分析系统的分集性能。

### 5.1 成对差错概率界

成对差错概率是指发送符号  $\mathbf{X}$  被接收方错判为  $\hat{\mathbf{X}}$  的概率, 记为  $P(\mathbf{X} \rightarrow \hat{\mathbf{X}})$ 。对于给定的信道衰落系数  $\mathbf{h}$ , 条件成对差错概率<sup>[9]</sup>可以表示为:

$$P(\mathbf{X} \rightarrow \hat{\mathbf{X}} | \mathbf{h}) = Q \left( \sqrt{\frac{d^2(\mathbf{X}, \hat{\mathbf{X}})}{2N_0}} \right) \quad (37)$$

式中,  $Q(x) = (2\pi)^{-1/2} \int_x^\infty e^{-t^2/2} dt$  为高斯Q-函数。

$d^2(\mathbf{X}, \hat{\mathbf{X}})$  为  $\mathbf{X}$  和  $\hat{\mathbf{X}}$  间修正的平方欧氏距离, 且:

$$d^2(\mathbf{X}, \hat{\mathbf{X}}) = \mathbf{h}(\mathbf{X} - \hat{\mathbf{X}})(\mathbf{X} - \hat{\mathbf{X}})^{\text{H}} \mathbf{h}^{\text{H}} \quad (38)$$

由高斯Q-函数的性质得到式(37)的Chernoff上界为:

$$P(\mathbf{X} \rightarrow \hat{\mathbf{X}} | \mathbf{h}) \leq \frac{1}{2} \exp \left( -\frac{d^2(\mathbf{X}, \hat{\mathbf{X}})}{4N_0} \right) \quad (39)$$

由式(39)结合式(8)~式(11), 可得:

$$P(\mathbf{X} \rightarrow \hat{\mathbf{X}} | h_{13}, h_{12}, h_{23}) \leq \frac{1}{2} \exp \left[ -\frac{\chi}{4} (\gamma_{13} + \gamma_{123}) \right] \quad (40)$$

式中,  $\chi = |x - \hat{x}|^2$  为  $x$  和  $\hat{x}$  间的平方欧氏距离。在信噪比  $\bar{\gamma}$  较大时, 根据式(23)可得:

$$P(\mathbf{X} \rightarrow \hat{\mathbf{X}} | h_{13}, h_{12}, h_{23}) \leq \frac{1}{2} \exp \left[ -\frac{\chi}{4} \left( \gamma_{13} + \frac{1}{\gamma_{12}^{-1} + \gamma_{23}^{-1}} \right) \right] \quad (41)$$

由于  $V_1 \rightarrow V_2$ 、 $V_2 \rightarrow V_3$  和  $V_1 \rightarrow V_3$  都为双瑞利衰落链路, 参考式(29), 求得  $\gamma_{12}$ 、 $\gamma_{23}$  的PDF分别为:

$$p_{\gamma_{12}}(\gamma) = 2\alpha_{12} K_0(2\sqrt{\alpha_{12}\gamma}) \quad \gamma > 0 \quad (42)$$

$$p_{\gamma_{23}}(\gamma) = 2\alpha_{23} K_0(2\sqrt{\alpha_{23}\gamma}) \quad \gamma > 0 \quad (43)$$

根据式(29)在式(41)中对  $\gamma_{13}$  取统计平均后得:

$$P(\mathbf{X} \rightarrow \hat{\mathbf{X}} | h_{12}, h_{23}) \leq \frac{2\alpha_{13}}{\chi} \exp \left( \frac{4\alpha_{13}}{\chi} \right) \Gamma \left( 0, \frac{4\alpha_{13}}{\chi} \right) \times \exp \left[ \left( -\frac{\chi}{4} \right) \left( \frac{1}{\gamma_{12}^{-1} + \gamma_{23}^{-1}} \right) \right] \quad (44)$$

根据式(42)和式(43)在式(44)中对  $\gamma_{12}$ 、 $\gamma_{23}$  取统计平均, 有:

$$P(\mathbf{X} \rightarrow \hat{\mathbf{X}}) \leq \Phi(\chi) \triangleq \frac{8\alpha_{12}\alpha_{23}\alpha_{13}}{\chi} \exp \left( \frac{4\alpha_{13}}{\chi} \right) \Gamma \left( 0, \frac{4\alpha_{13}}{\chi} \right) \times \int_0^\infty \int_0^\infty \exp \left[ \left( -\frac{\chi/4}{x^{-1} + y^{-1}} \right) \right] K_0(2\sqrt{\alpha_1 x}) K_0(2\sqrt{\alpha_1 y}) dx dy \quad (45)$$

式(45)涉及到双变量梅杰·G-函数的积分问题, 难以得到通用的封闭解。不过仍然可以利用该式结合  $\alpha_{12}$ 、 $\alpha_{23}$ 、 $\alpha_{13}$  等参数的具体取值, 得到成对差错概率的数值解。

### 5.2 平均误比特率界

利用成对差错概率的Chernoff上界, 可以得到平均误比特率<sup>[9]</sup>上界为:

$$P_b \leq \frac{1}{n} \sum_{\mathbf{X}} P(\mathbf{X}) \sum_{\hat{\mathbf{X}} \neq \mathbf{X}} N(\mathbf{X} \rightarrow \hat{\mathbf{X}}) P(\mathbf{X} \rightarrow \hat{\mathbf{X}}) \quad (46)$$

式中,  $P(\mathbf{X})$  为发送  $\mathbf{X}$  符号的概率;  $N(\mathbf{X} \rightarrow \hat{\mathbf{X}})$  为

$X$  被错判为另一个符号  $\hat{X}$  所对应的差错比特数;  $n$  为每个符号用二进制表示时所对应的比特位数。

对应于不同的调制方式, 平均误比特率  $P_b$  的表示形式不同。如当发送的各符号独立等概时, BPSK 和 QPSK 调制时 ABER 的一致界<sup>[9]</sup>分别为:

$$P_{b,BPSK} \leq \Phi(\chi = 4) \tag{47}$$

$$P_{b,QPSK} \leq \Phi(\chi = 4) + \Phi(\chi = 2) \tag{48}$$

### 6 系统性能仿真

在仿真过程中, 假设  $V_1 \rightarrow V_2$ 、 $V_2 \rightarrow V_3$  和  $V_1 \rightarrow V_3$  链路的小尺度衰落都服从双瑞利分布, 且  $V_2$  和  $V_3$  都具有完整的接收信道状态信息。仿真未考虑阴影衰落的影响。仿真图中横坐标标注的信噪比为  $\bar{\gamma} = E/N_0$ 。

#### 6.1 平均误符号率仿真

以相干BPSK为例, 双瑞利衰落信道下的直接传输(无中继)和采用最佳功率分配OPA策略的协作中继传输IVC系统的ABER仿真曲线如图2所示。仿真条件为  $G_{13} = 1$ 。对于协作中继传输, 图中给出了分别对应于  $G_{12}G_{23} = 1$ 、 $G_{12}G_{23} = 10$  和  $G_{12}G_{23} = 200$  等3种路径损耗增益的ABER曲线。

由图2可看出, 在一定条件下, 协作IVC系统的 ABER 明显小于直接传输时的 ABER。3种协作系统中,  $G_{12}G_{23} = 10$  时的 ABER 小于  $G_{12}G_{23} = 1$  时的 ABER, 而大于  $G_{12}G_{23} = 200$  时的 ABER。这是因为  $G_{12}G_{23}$  越大, 中继车辆  $V_2$  越靠近源车辆  $V_1$  或目的的车辆  $V_3$ , 系统的 ABER 就越接近于源车辆  $V_1$  采用两天线延时发射分集或目的的车辆  $V_3$  采用两天线接收分集的 ABER 值。

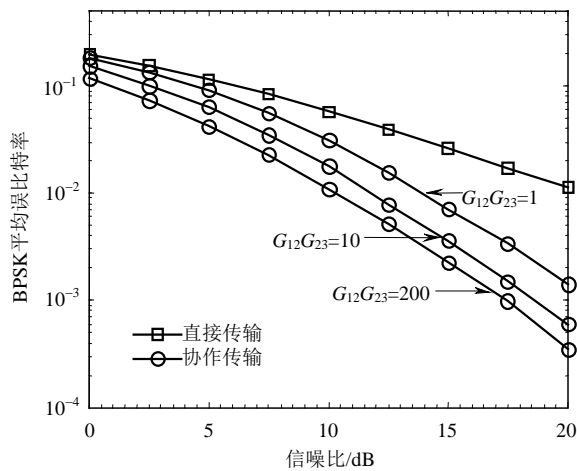


图2 不同传输体制下 IVC 系统差错特性比较

以相干BPSK为例, 不同  $G_{12}$  时协作IVC系统 ABER 的仿真值和理论分析得到的下界值如图3所示。仿真条件为  $G_{23} = G_{13}$ ,  $\beta = 0.5$  即  $V_2 \rightarrow V_3$  和  $V_1 \rightarrow V_3$

为对称链路且系统采用EPA策略。由图可看出: 1) 随着  $G_{12}$  的增大, 即  $V_1 \rightarrow V_2$  与  $V_2 \rightarrow V_3$  链路间不对称程度的增大, ABER 的仿真值和下界值间的误差增大; 2) 随着信噪比的增大, ABER 的精确值与其下界值间的误差也增大。

图3表明, 当  $V_1 \rightarrow V_2$  与  $V_2 \rightarrow V_3$  链路间的路径损耗相差不大且信噪比不太高时, 可以用分析得到的 ASER 下界值估计协作IVC系统的差错性能。

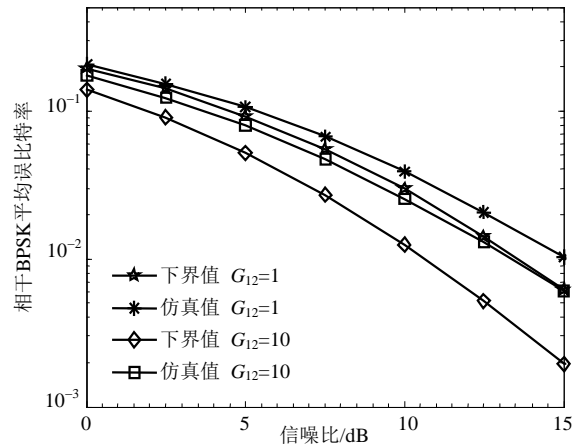


图3 不同  $G_{12}$  时 ABER 的下界值与仿真值比较

#### 6.2 平均误比特率 Chernoff 界仿真

以相干BPSK为例, 本文对协作IVC系统 ABER 的仿真值及计算得到的其 Chernoff 上界值进行了比较, 如图4所示。仿真条件为  $G_{13} = 1$ 、 $\beta = 0.5$  即系统采用 EPA 策略。由图可看出, 不论  $G_{12}G_{23}$  如何变化, ABER 的仿真值与其 Chernoff 上界值随着信噪比的变化都保持完全一致的变化趋势, 因此该上界为 ABER 的一致界, 可以利用该界分析协作IVC系统的分集性能。

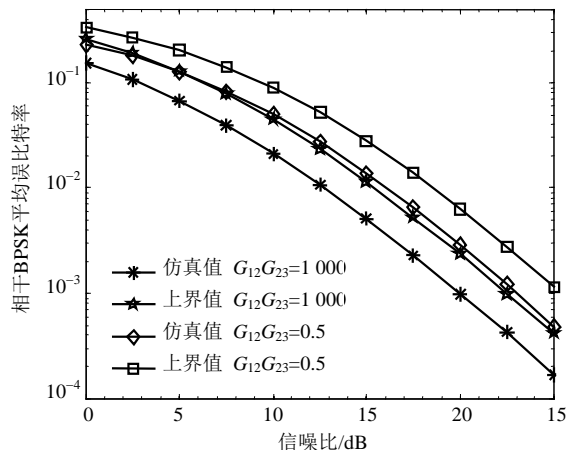


图4 ABER 的仿真值与 Chernoff 上界比较

#### 6.3 最佳功率分配性能仿真

图5以相干BPSK为例, 显示了采用EPA方法和OPA方法的协作IVC系统在 ABER 的 Chernoff 界为

$10^{-3}$ 时所需要的信噪比 $\bar{\gamma}$ 随 $G_{23}/G_{13}$ 的变化曲线,仿真条件为 $G_{12}=G_{13}$ 。由图可看出,对于特定的ABER,在协作中继IVC系统中采用OPA方法比采用EPA方法最大可节省3 dB的发射功率,例如图中ABER的Chernoff界为 $10^{-3}$ 的情况,当 $G_{23}/G_{13} > 40\text{dB}$ 时,采用EPA方法时信噪比 $\bar{\gamma}$ 约需要22.5 dB,而采用OPA方法时信噪比 $\bar{\gamma}$ 约需19.5 dB,两者约差3 dB。

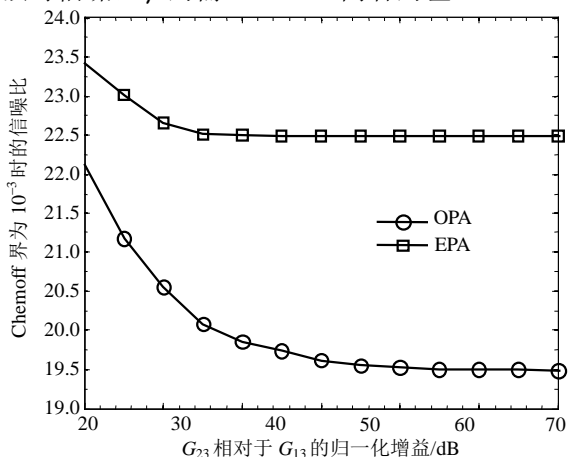


图5 ABER的Chernoff界为 $10^{-3}$ 时所需的信噪比

## 7 结论

在引入双瑞利衰落模型和协作中继IVC系统传输模型的基础上,建立了目的车辆的信号接收模型,分析了系统输出信噪比的统计特性,给出了系统最佳功率分配方法的求解结果。利用几何平均和调和平均间的关系不等式,求出了输出信噪比上界的矩生成函数MGF,采用基于MGF的方法,得到了协作IVC系统平均误符号率的通用下界;给出了协作IVC系统差错概率的Chernoff一致上界的求解方法。仿真结果表明,在一定的条件下,采用车辆中继技术可以减小车际通信的差错率;在精确的ASER的封闭表达式难以得到的情况下,可以利用理论分析得出的ASER下界值与其Chernoff上界值确定ASER的取值范围;在协作IVC系统中采用最佳功率分配策略比等功率分配最大可节省3 dB的发射功率。

由于双瑞利衰落模型不仅适用于V2V传播信道,还可应用于其他的移动-移动信道中,因此论文的分析结论可以推广到特定场景下的无线移动自组网、物联网和蜂窝移动通信系统中。

## 参考文献

[1] SUN M, FENG W, LAI T, et al. GPS-based message broadcasting for inter-vehicular communication[C]//Proc of ICPP'2000. Toronto, Canada: IEEE, 2000: 279-286.  
[2] BUCCIO P, MASALA E, KAWAGUCHI N, et al.

Performance evaluation of H. 264 video streaming over inter-vehicular 802.11 Ad hoc networks[C]//Proc of PIMRC'05. Berlin, Germany: IEEE, 2005: 1936-1940.  
[3] OTT J, KUTSCHER D. The drive-thru architecture: WLAN-based internet access on the road[C]//Proc of VTC-Spring'2004. Milan, Italy: IEEE, 2004: 2615-2622.  
[4] KOIKE T. Capacity improvement of multihop inter-vehicle communication networks by STBC cooperative relaying[J]. IEICE Trans Commun, 2005, 88(9): 3546-3553.  
[5] KOVACS I Z, EGGERS P, OLESEN K, et al. Investigations of outdoor-to-indoor mobile-to-mobile radio communication channels[C]//Proc of VTC Spring'2002. Birmingham, England: IEEE, 2002: 430-434.  
[6] KOVACS I Z. Radio channel characterization for private mobile radio systems: mobile-to-mobile radio link investigation[D]. Aalborg: Aalborg University, 2002.  
[7] CHELLI A, PATZOLD M. The impact of fixed and moving scatterers on the statistics of MIMO vehicle-to-vehicle channels[C]//Proc of VTC-Spring'2009. Barcelona, Spain: IEEE, 2009: 1-6.  
[8] LI Zhao-xun, JIA Long-zhen, LI Feng, et al. Outage performance analysis in relay-assisted inter-vehicular communications over double-Rayleigh fading channels[C]//Proc of CMC'2010. Shenzhen, China: IEEE, 2010.  
[9] ILHAN H, ALTUNBAS I, UYSAL M. Cooperative diversity for relay-assisted inter-vehicular communication [C]//Proc of VTC-Spring'2008. Singapore: IEEE, 2008: 605-609.  
[10] 李兆训, 李峰, 仵国锋, 等. 双瑞利衰落下AP中继车际通信系统误符号率分析[J]. 西安电子科技大学学报, 2010, 37(5): 947-952.  
LI Zhao-xun, LI Feng, WU Guo-feng, et al. Symbol-error-rate analysis in the AP-relayed Inter-vehicular communication system over double-Rayleigh fading channels[J]. Journal of Xidian University, 2010, 37(5): 947-952.  
[11] SALO J, EL-SALLABI H M, VAINIKAINEN P. Distribution of the product of independent Rayleigh random variables[J]. IEEE Trans in Antennas and Propa, 2006, 54(2): 639-643.  
[12] GRADSHTEYN I S, RYZHIK I M. Table of integrals, series and products[M]. 7th ed. San Diego, USA: Academic Press, 2007.  
[13] HASNA M O, ALOUINI M S. End-to-end performance of transmission systems with relays over Rayleigh fading channels[J]. IEEE Trans Wireless Commun, 2003, 2: 1126-1131.  
[14] LANEMAN J N, TSE D N C, WORNELL G W. Cooperative diversity in wireless networks: efficient protocols and outage behavior[J]. IEEE Trans Inf Theory, 2004, 50(12): 3062-3080.  
[15] SIMON M K, ALOUINI M-S. Digital communication over fading channels[M]. 2nd ed. New York, USA: Wiley, 2005.  
[16] YILMAZ F, KUCUR O. Exact performance of wireless multihop transmission for  $M$ -ary coherent modulations over generalized gamma fading channels[C]//Proc of IEEE PIMRC'2008. Cannes, France: IEEE, 2008: 1-5.