

DOI: 10.7652/xjtuxb201512002

协作式终端直通系统中星座旋转辅助的 干扰避免策略

孙黎, 徐洪斌

(西安交通大学电子与信息工程学院, 710049, 西安)

摘要: 针对协作式终端直通(device-to-device, D2D)系统中蜂窝链路和 D2D 链路相互干扰的问题, 提出了一种星座旋转辅助的干扰避免策略, 以改善系统的误码性能。首先, 对系统中各发射节点的信号星座图进行旋转, 并对信道相位信息进行预补偿; 然后, 令不同的发射节点使用相互正交的信道发送信号, 利用复信号同相分量和正交分量之间固有的正交性来避免相互干扰; 最后, 以最大化最小欧氏距离为目标, 对星座旋转角度进行优化设计, 从而有效降低蜂窝通信和 D2D 通信的误符号率。仿真结果表明, 在系统采用 QPSK 作为调制方式且平均信噪比大于 20 dB 的条件下, 与传统的协作双向传输策略相比, 所提出的策略能够使误符号率由 10^{-1} 下降至 10^{-3} 。

关键词: 终端直通; 星座旋转; 干扰避免; 误符号率

中图分类号: TN911.7 **文献标志码:** A **文章编号:** 0253-987X(2015)12-0006-06

A Scheme to Avoid Interference via Constellation Rotation for Cooperative Device-to-Device Systems

SUN Li, XU Hongbin

(School of Electronics and Information Engineering, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China)

Abstract: A scheme to avoid interference via constellation rotation for cooperative device-to-device (D2D) systems is proposed to deal with the cross interference between the cellular link and the D2D link, and to improve the system error performance. The signal constellation is first rotated, and the phase of the channel coefficient is pre-compensated at each terminal. Then, orthogonal channels at different nodes are used to send their signals. In this manner, the inherent orthogonality between the real and imaginary components of a complex signal can be utilized to avoid the interference. Finally, the value of the rotation angle is carefully designed to maximize the minimum Euclidian distance among the signal points, so that the symbol error probabilities (SEP) for cellular communications as well as D2D communications are effectively reduced. Simulation results and comparisons with the conventional cooperative two-way transmission scheme show that when QPSK modulation is adopted and the system average signal-to-noise ratio is higher than 20 dB, the proposed scheme can reduce the system SEP from 10^{-1} to 10^{-3} .

Keywords: device-to-device; constellation rotation; interference avoidance; symbol error probability

随着移动多媒体、社交网络、车联网等新型应用的不断涌现,用户对通信系统服务质量的要求也越来越高。传统的蜂窝通信模式过度依赖于集中式的网络架构,这会显著增加基站负荷并造成网络拥塞。终端直通(device-to-device, D2D)技术能够使距离较近的移动设备直接进行点对点传输,从而有效实现了蜂窝网络数据的分流,并且提升了系统的频谱效率,扩大了网络的覆盖范围^[1-2]。在 D2D 通信系统中,设备间的直通链路和蜂窝用户间的传输链路共享相同的频谱,因此,如何实现有效的干扰管理是 D2D 系统需要解决的核心问题。

针对干扰管理问题,文献[3]提出通过设置干扰受限域来避免蜂窝用户(cellular users, CU)和 D2D 设备对之间的干扰。在文献[4]中,作者针对不同的资源共享模式分别给出了最优的资源分配和功率控制方案。文献[5]设计了一种时频资源分配策略,从而最大化系统的总吞吐量。上述几种方案主要采用资源分配和信号处理技术来消除或减弱干扰的影响,但没有充分利用不同节点之间的相互协作机制来抑制干扰。针对这一问题,文献[6-7]设计了基于叠加编码的协作式 D2D 传输策略,使 D2D 发射机充当蜂窝链路的中继节点,并采取叠加编码的方式同时发送自身数据和蜂窝用户数据,以此获得频谱机会。该策略的不足之处是:受限于中继传输的双跳特性和节点半双工约束,D2D 传输和蜂窝传输的频谱效率都难于提升。为了克服这一缺陷,文献[8]提出了一种协作双向传输策略,使得一对 D2D 设备之间能够建立双向连接,同时其中一个 D2D 用户作为中继来实现蜂窝用户之间的双向信息传递。

文献[6-8]所提方案的共同缺点在于,任一终端接收到的信号都包含自身所需信号和发送给其他用户的信号,因此系统是干扰受限的,这会造成严重的误码平台,并导致误码性能的恶化。为此,本文提出一种星座旋转辅助的干扰避免策略,通过旋转信号星座图并利用复信号同相分量和正交分量之间固有的正交性,以完全避免干扰,并消除误码平台。与已有的叠加编码策略和协作双向传输策略相比,本文所提策略能够使系统的误符号率显著降低,并且不会造成任何频谱效率损失。此外,本文策略无须额外的编解码或信号处理操作,因此具有很低的实现复杂度。

1 系统模型

如图 1 所示,本文所研究的系统包含一个基站

(base station, BS), 一个 CU, 以及 2 个 D2D 用户(分别记为 D_1 和 D_2)。BS 和 CU 之间有双向通信的需求,但是由于它们相距较远或受到障碍物遮挡,因此无法直接建立双向传输链路,而 D_1 和 D_2 是两个距离很近的用户设备,它们希望利用终端直通技术来实现双向信息交互。为了满足 D_1 和 D_2 之间的通信需求,BS 允许 D2D 设备对复用蜂窝网的频谱;作为回报,D2D 设备对中的一台设备须充当中继来完成 BS 和 CU 之间的双向传输。不失一般性地,本文假定 D_1 作为中继节点。

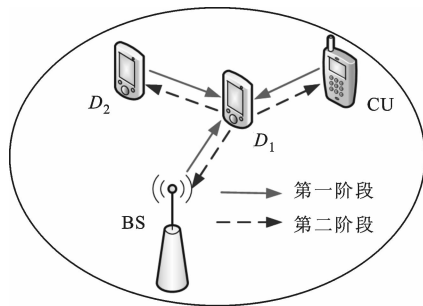


图 1 系统模型

D2D 系统和蜂窝系统之间的每次协作(即每个协作周期)由两个阶段构成:在第一阶段,BS、CU、 D_2 分别发送各自的信号至 D_1 ;在第二阶段, D_1 转发由 BS 和 CU 信息组合而成的信号,从而实现蜂窝用户之间的双向信息传递;与此同时, D_1 也将自身的信号传输至 D_2 。关于该传输协议的更多细节将在下一节给出。

本文假设所有节点都配置单副天线,且工作于半双工模式。BS 和 D_1 、CU 和 D_1 、 D_1 和 D_2 之间的信道系数分别表示为 h_{BS,D_1} 、 h_{CU,D_1} 、 h_{D_1,D_2} 。将这些信道系数建模为零均值复高斯随机变量,方差分别为 μ_{BS,D_1} 、 μ_{CU,D_1} 、 μ_{D_1,D_2} 。本文假设信道满足互易性,即 $h_{ij} = h_{ji}$, $\forall i \neq j$ 。用 $|h_{ij}|$ 和 $\angle h_{ij}$ 分别表示 h_{ij} 的模值和相位($i \in \{BS, CU, D_1\}$, $j \in \{BS, CU, D_2\}$)。假设信道服从准静态衰落模型,即各信道系数在一个协作周期内保持不变,而在不同的协作周期之间独立变化。假设每个节点只具有与自身传输链路相关的信道状态信息(channel state information, CSI)。令每个节点的发射功率为 P ,将每个接收机处的加性噪声表示为零均值、方差为 N_0 的复高斯随机变量。定义无衰落平均信噪比为 $\rho = P/N_0$ 。这样,链路 $i \rightarrow j$ 的接收信噪比可表示为 $\gamma_{ij} = \rho |h_{ij}|^2$ 。对于所考虑的信道模型, γ_{ij} 服从参数为 $\lambda_{ij} = (\rho \mu_{ij})^{-1}$ 的指数分布。在本文中, $p_r(A)$ 表示事件 A 的概率, $E(\cdot)$ 表示数学期望运算, $\text{Re}\{x\}$ 、 $\text{Im}\{x\}$ 和 x^* 分别

表示 x 的实部、虚部和复共轭。

2 星座旋转辅助的干扰避免策略

本文所提出的干扰避免策略的核心思想是旋转信号星座图^[9]。令 $u \in X$ 表示原始的信号星座, 则旋转后的信号可表示为 $x = e^{j\theta} u$, 其中 θ 为旋转角度, 它的取值应使得旋转后的星座集合中任意两个不同星座点的同相分量(以及正交分量)均不相同, 即对任何 $i \neq k$, 均有

$$\operatorname{Re}\{x^i\} \neq \operatorname{Re}\{x^k\}; \operatorname{Im}\{x^i\} \neq \operatorname{Im}\{x^k\} \quad (1)$$

式中: $x^i, x^k \in e^{j\theta} X$ 表示旋转后的星座集合中的任意两个星座点。在本文所提出的干扰避免策略中, 所有节点的信号均首先经过上述旋转操作后再进行发送。

根据第1节对系统模型的描述可知, D2D系统和蜂窝系统之间的每个协作周期由2个阶段构成。在第一阶段, BS发送 $P^{1/2} \operatorname{Re}\{x_B\} e^{-j\angle h_{BS,D_1}}$, 其中 x_B 表示BS端经旋转之后的复星座点(这里假设星座点实部的平均功率进行了归一化, 该假设在下面的讨论中也成立)。与之类似, CU和 D_2 发送的信号分别表示为 $P^{1/2} \operatorname{Re}\{x_C\} e^{-j\angle h_{CU,D_1}}$ 和 $P^{1/2} \operatorname{Re}\{x_{D_2}\} e^{-j\angle h_{D_1,D_2}}$ 。这样, D_1 接收到的信号为

$$y_{D_1}^{(1)} = P^{1/2} (|h_{BS,D_1}| \operatorname{Re}\{x_B\} + |h_{CU,D_1}| \operatorname{Re}\{x_C\} + |h_{D_1,D_2}| \operatorname{Re}\{x_{D_2}\}) + w_{D_1}^{(1)} \quad (2)$$

式中: $w_{D_1}^{(1)}$ 表示第一阶段 D_1 节点处的信道加性噪声。在下文中, 采用 $w_n^{(m)}$ 表示第 m 个阶段节点 n 处的信道噪声。 D_1 提取 $y_{D_1}^{(1)}$ 的虚部并利用最大似然准则估计 $\operatorname{Re}\{x_{D_2}\}$ 。根据式(1), 旋转后的星座与它的实(虚)分量之间存在一一对应关系, 因此 x_{D_2} 可以完全由 $\operatorname{Re}\{x_{D_2}\}$ 恢复, 从而 D_1 能够获得 D_2 的信息。在检测 $\operatorname{Re}\{x_{D_2}\}$ 的同时, D_1 提取 $y_{D_1}^{(1)}$ 的实部以得到

$$\operatorname{Re}\{y_{D_1}^{(1)}\} = P^{1/2} (|h_{BS,D_1}| \operatorname{Re}\{x_B\} + |h_{CU,D_1}| \operatorname{Re}\{x_C\} + |h_{D_1,D_2}| \operatorname{Re}\{x_{D_2}\}) + w_{D_1}^{(1)} \quad (3)$$

在第二阶段, D_1 需要转发BS和CU的消息以完成蜂窝用户之间的双向通信; 与此同时, 它也需要将自身的信息传输至 D_2 。为此, 本文设计 D_1 发送的信号具有如下形式

$$x_{D_1}^{(\text{trans})} = \left(\frac{P}{2}\right)^{1/2} (\beta \operatorname{Re}\{y_{D_1}^{(1)}\} + j \operatorname{Re}\{x_{D_1}\}) \quad (4)$$

式中: $\beta = 1/(P|h_{BS,D_1}|^2 + P|h_{CU,D_1}|^2 + N_0/2)^{1/2}$ 是功率归一化因子; x_{D_1} 是 D_1 发送给 D_2 的数据。这样, D_2 接收到的信号可以表示为

$$y_{D_2}^{(2)} = h_{D_1,D_2} x_{D_1}^{(\text{trans})} + w_{D_2}^{(2)} \quad (5)$$

为了实现对 x_{D_1} 的检测, D_2 首先对接收信号进

行匹配滤波, 然后提取所得信号的虚部以构造如下判决统计量

$$\operatorname{Im}\left\{\frac{h_{D_1,D_2}^*}{|h_{D_1,D_2}|^2} y_{D_2}^{(2)}\right\} = \left(\frac{P}{2}\right)^{1/2} \operatorname{Re}\{x_{D_1}\} + \operatorname{Im}\left\{\frac{h_{D_1,D_2}^*}{|h_{D_1,D_2}|^2} w_{D_2}^{(2)}\right\} \quad (6)$$

基于式(6), D_2 可以完成 $\operatorname{Re}\{x_{D_1}\}$ 的最大似然检测, 从而恢复出 x_{D_1} 。不难推出, $D_1 \rightarrow D_2$ 链路的信噪比可以表示为

$$\gamma^{(D_1 \rightarrow D_2)} = \frac{P |h_{D_1,D_2}|^2}{N_0} = \gamma_{12} \quad (7)$$

BS端的接收信号可以表示为

$$y_{BS}^{(2)} = h_{BS,D_1} x_{D_1}^{(\text{trans})} + w_{BS}^{(2)} \quad (8)$$

与 D_2 所完成的操作类似, BS首先用 $h_{BS,D_1}^* / |h_{BS,D_1}|^2$ 乘以接收信号 $y_{BS}^{(2)}$, 然后提取实部以获得如下判决统计量

$$\operatorname{Re}\left\{\frac{h_{BS,D_1}^*}{|h_{BS,D_1}|^2} y_{BS}^{(2)}\right\} = \left(\frac{P}{2}\right)^{1/2} \beta \operatorname{Re}\{y_{D_1}^{(1)}\} + \operatorname{Re}\left\{\frac{h_{BS,D_1}^*}{|h_{BS,D_1}|^2} w_{BS}^{(2)}\right\} = \left(\frac{P}{2}\right)^{1/2} \beta (P^{1/2} |h_{BS,D_1}| \cdot \operatorname{Re}\{x_B\} + P^{1/2} |h_{CU,D_1}| \operatorname{Re}\{x_C\}) + n_e \quad (9)$$

式中: $n_e = (P/2)^{1/2} \beta \operatorname{Re}\{w_{D_1}^{(1)}\} + \operatorname{Re}\{h_{BS,D_1}^* w_{BS}^{(2)} / |h_{BS,D_1}|^2\}$ 。由于 $\operatorname{Re}\{x_B\}$ 是前一阶段BS发送的信号, 因此, BS先从式(9)中减去 $(P/2)^{1/2} \beta P^{1/2} \cdot |h_{BS,D_1}| \operatorname{Re}\{x_B\}$ 以完成自干扰消除, 然后再基于如式(10)所示的剩余部分检测 $\operatorname{Re}\{x_C\}$ (等价于检测 x_C)

$$y_{BS}^{(\text{rem})} = \left(\frac{P}{2}\right)^{1/2} \beta P^{1/2} |h_{CU,D_1}| \operatorname{Re}\{x_C\} + n_e \quad (10)$$

通过一些繁琐的推导, 可以得到 $CU \rightarrow BS$ 传输的接收信噪比表达式为

$$\gamma^{(CU \rightarrow BS)} = \frac{2\gamma_{BS,D_1} \gamma_{CU,D_1}}{3\gamma_{BS,D_1} + 2\gamma_{CU,D_1} + 1} \quad (11)$$

与上述分析类似, CU端的接收信号可表示为

$$y_{CU}^{(2)} = h_{CU,D_1} x_{D_1}^{(\text{trans})} + w_{CU}^{(2)} \quad (12)$$

基于式(12), x_B 能够被恢复出来。由于CU与BS所完成的信号检测过程基本一致, 因此本文不再赘述。

由上述讨论可知, 利用本文干扰避免策略可以使所有终端节点处的信号检测都不受干扰影响, 从而能够完全消除误码平台。该策略会给协议实现和存储带来一定的复杂性。首先, 每个发射节点均须在完成信号的调制之后进行星座旋转操作, 而接收节点在完成信号的解调之后也必须先将旋转后的星

座点映射为原始信号点,之后才能恢复信息,因此,在协议实现上会增加一定的复杂度;第二,各节点必须知道所使用的星座旋转角度值,该值需要事先计算并存储于系统中,这意味着系统须增加专门的存储单元,从而会增加存储方面的复杂度。不过,上述两方面的开销都较小,并且由第 5 节的仿真结果将会看到,采用本文策略会极大地改善系统的误码性能,因此上述复杂度的略微增加是可以接受的。

3 误符号率分析

3.1 蜂窝用户的 SEP 分析

根据联合界(union bound),CU→BS 链路的端到端 SEP 的上界可以表示为

$$p_E^{(C)} \leq \sum_{x_C \in e^{j\theta} X} p_r(x_C) \sum_{\substack{x_C \neq \hat{x}_C \\ \hat{x}_C \in e^{j\theta} X}} p_r\{x_C \rightarrow \hat{x}_C\} = \frac{1}{|X|} \sum_{\substack{x_C, \hat{x}_C \in e^{j\theta} X \\ \hat{x}_C \neq x_C}} p_r\{x_C \rightarrow \hat{x}_C\} \quad (13)$$

式中: $|X|$ 表示集合 X 的势, $p_r\{x_C \rightarrow \hat{x}_C\}$ 表示成对错误概率(pairwise error probability, PEP),即在假设发送信号只有 x_C 和 $\hat{x}_C$ 两种情况且实际发送 x_C 的条件下,误判为 $\hat{x}_C$ 的概率。在式(13)中,假设先验等概,即发送各种 x_C 的可能性一样。

根据式(10),条件 PEP 可以表示为

$$p_r\{x_C \rightarrow \hat{x}_C | h_{BS,D_1}, h_{CU,D_1}\} = Q\left(\left(\frac{d_{C,\hat{C}}^2 \gamma^{(CU \rightarrow BS)}}{4}\right)^{1/2}\right) \quad (14)$$

式中: $d_{C,\hat{C}} = |\text{Re}\{x_C\} - \text{Re}\{\hat{x}_C\}|$ 表示星座点之间的欧氏距离; $Q(x)$ 是高斯 Q 函数。通过对式(14)取统计平均,式(13)中的 PEP 可以表示为

$$p_r\{x_C \rightarrow \hat{x}_C\} = \int_0^\infty Q\left(\left(\frac{d_{C,\hat{C}}^2 t}{4}\right)^{1/2}\right) f_{\gamma^{(CU \rightarrow BS)}}(t) dt \quad (15)$$

式中: $f_X(x)$ 表示随机变量 X 的概率密度函数。在高信噪比条件下, $\gamma^{(CU \rightarrow BS)}$ 可以近似为

$$\gamma^{(CU \rightarrow BS)} \approx \frac{1}{3} \frac{\gamma_1 \gamma_2}{\gamma_1 + \gamma_2} \quad (16)$$

式中: $\gamma_1 = 2\gamma_{CU,D_1}$; $\gamma_2 = 3\gamma_{BS,D_1}$ 。对于本文所考虑的信道模型, γ_1 和 γ_2 均为服从指数分布的随机变量,参数分别为 $\lambda_1 = \lambda_{CU,D_1}/2$ 和 $\lambda_2 = \lambda_{BS,D_1}/3$ 。利用文献[10]的公式(18), $\gamma^{(CU \rightarrow BS)}$ 的 PDF 可以表示为

$$f_{\gamma^{(CU \rightarrow BS)}}(t) = 6(\lambda_1 \lambda_2)^{1/2} t e^{-3(\lambda_1 + \lambda_2)t} \cdot [6(\lambda_1 \lambda_2)^{1/2} K_0(6(\lambda_1 \lambda_2)^{1/2} t) + 3(\lambda_1 + \lambda_2) K_1(6(\lambda_1 \lambda_2)^{1/2} t)] \quad (17)$$

式中: $K_v(x)$ 是第二类 v 阶修正贝塞尔函数。

将式(17)代入式(15),并利用 Q 函数的上界^[11] $Q(x) \leq (1/12)e^{-x^2/2} + (1/4)e^{-2x^2/3}$,可得

$$p_r\{x_C \rightarrow \hat{x}_C\} \leq \int_0^\infty \frac{1}{12} e^{-\frac{d_{C,\hat{C}}^2}{8} t} f_{\gamma^{(CU \rightarrow BS)}}(t) dt + \int_0^\infty \frac{1}{4} e^{-\frac{d_{C,\hat{C}}^2}{6} t} f_{\gamma^{(CU \rightarrow BS)}}(t) dt \quad (18)$$

令式(18)中的两个积分分别为 I_1 和 I_2 。利用文献[12]的式(6.621.3), I_1 和 I_2 可以分别计算为

$$I_1 = \frac{3\lambda_1 \lambda_2 (\pi)^{1/2} F(2, 1/2; 5/2; A)}{\Gamma(5/2) (\Lambda_1 + 6(\lambda_1 \lambda_2)^{1/2})^2} + \frac{36\lambda_1 \lambda_2 (\lambda_1 + \lambda_2) (\pi)^{1/2} F(3, 3/2; 5/2; A)}{\Gamma(5/2) (\Lambda_1 + 6(\lambda_1 \lambda_2)^{1/2})^3} \quad (19)$$

$$I_2 = \frac{9\lambda_1 \lambda_2 (\pi)^{1/2} F(2, 1/2; 5/2; B)}{\Gamma(5/2) (\Lambda_1 + 6(\lambda_1 \lambda_2)^{1/2})^2} + \frac{108\lambda_1 \lambda_2 (\lambda_1 + \lambda_2) (\pi)^{1/2} F(3, 3/2; 5/2; B)}{\Gamma(5/2) (\Lambda_1 + 6(\lambda_1 \lambda_2)^{1/2})^3} \quad (20)$$

式中: $\Lambda_1 = d_{C,\hat{C}}^2/8 + 3\lambda_1 + 3\lambda_2$; $\Lambda_2 = d_{C,\hat{C}}^2/6 + 3\lambda_1 + 3\lambda_2$; $A = (\Lambda_1 - 6(\lambda_1 \lambda_2)^{1/2})/(\Lambda_1 + 6(\lambda_1 \lambda_2)^{1/2})$; $B = (\Lambda_2 - 6(\lambda_1 \lambda_2)^{1/2})/(\Lambda_2 + 6(\lambda_1 \lambda_2)^{1/2})$ 表示函数参数; $\Gamma(\cdot)$ 是伽马函数; $F(\alpha, \beta; \gamma; z)$ 是高斯超几何函数。

将式(18)~(20)与式(13)相结合即可得到 CU→BS 传输链路的 SEP 上界。BS→CU 链路的 SEP 上界也可以采用与上述分析完全类似的步骤推导得到,此处不再赘述。

3.2 D2D 用户的 SEP 分析

采用与 3.1 节类似的分析过程,得到 $D_1 \rightarrow D_2$ 传输链路的 SEP 上界为

$$p_E^{(D)} \leq \frac{1}{|X|} \sum_{\substack{x_D, \hat{x}_D \in e^{j\theta} X \\ \hat{x}_D \neq x_D}} p_r\{x_D \rightarrow \hat{x}_D\} = \frac{1}{|X|} \sum_{\substack{x_D, \hat{x}_D \in e^{j\theta} X \\ \hat{x}_D \neq x_D}} \int_0^\infty Q\left(\left(\frac{d_{D,\hat{D}}^2 t}{4}\right)^{1/2}\right) f_{\gamma^{(D_1 \rightarrow D_2)}}(t) dt = \frac{1}{|X|} \sum_{\substack{x_D, \hat{x}_D \in e^{j\theta} X \\ \hat{x}_D \neq x_D}} \frac{1}{2} \left[1 - \frac{1}{(8\lambda_{12}/d_{D,\hat{D}}^2 + 1)^{1/2}}\right] \quad (21)$$

式中: $d_{D,\hat{D}} = |\text{Re}\{x_D\} - \text{Re}\{\hat{x}_D\}|$ 表示星座点之间的欧氏距离。

$D_2 \rightarrow D_1$ 链路的 SEP 上界可以采用同样的方法推导,故此处省略。

4 星座旋转角度的选取

根据第 2 节可知,所选取的星座旋转角度须满足式(1)给出的约束条件。显然,满足这一条件的 θ 不唯一,因此,我们希望能从中选出能够最优化系统误码性能的旋转角度。为此,首先考虑蜂窝用户的 SEP。将式(13)和式(15)相结合,可以将 CU→BS

链路的 SEP 上界进一步表示为

$$p_E^{(C)} \leq \frac{1}{|X|} \cdot \sum_{\substack{x_C, \hat{x}_C \in e^{\theta} X \\ x_C \neq \hat{x}_C}} \int_0^\infty Q\left(\left(\frac{d_{C,C}^2}{4}\right)^{1/2}\right) f_{\gamma^{(CU \rightarrow BS)}}(t) dt \leq (|X|-1) \int_0^\infty Q\left(\left(\frac{d_{\min}^2}{4}\right)^{1/2}\right) f_{\gamma^{(CU \rightarrow BS)}}(t) dt \quad (22)$$

式中: $d_{\min} = \min_{x_C, \hat{x}_C} |\operatorname{Re}\{x_C\} - \operatorname{Re}\{\hat{x}_C\}|$ 表示蜂窝用户星座点间的最小欧氏距离。

类似地, 式(21)所给出的 $D_1 \rightarrow D_2$ 链路的 SEP 上界可以进一步表示为

$$p_E^{(D)} \leq \frac{1}{2}(|X|-1) \left[1 - \frac{1}{(8\lambda_{12}/d_{\min}^2 + 1)^{1/2}} \right] \quad (23)$$

式中: $d_{\min} = \min_{x_D, \hat{x}_D} |\operatorname{Re}\{x_D\} - \operatorname{Re}\{\hat{x}_D\}|$ 表示 D2D 用户星座点间的最小欧氏距离。

式(22)和(23)中的结果表明, 为了降低链路 $i \rightarrow j$ 的误符号率, 发射节点 i 应当选择能够使最小距离最大化的旋转角度, 即旋转角度应满足

$$\theta^* = \arg \max_{\theta \in (0, 2\pi)} d_{\min} \quad (24)$$

结合式(24)的形式和 $d_{\min}$ 的定义可知, 星座旋转角度的选取只与各节点所采用的调制方式有关, 而与信道条件无关, 因此在实际中无须实时计算, 从而具有很低的实现复杂度。

显然, 任何不满足式(1)的 θ 都会使得 $d_{\min} = 0$; 也就是说, 不满足式(1)的 θ 不可能是式(24)的解。因此, 在设计旋转角度时, 只需考虑式(24)即可, 而无须特别指出式(1)中的条件。

5 仿真结果及讨论

本节通过计算机仿真来验证所提策略的有效性。在仿真中, 假设所有节点都分布在二维平面。不失一般性, 假设 BS、CU、 D_1 、 D_2 分别位于 $(0, 0)$ 、 $(1, 1)$ 、 $(0.5, 0.5)$ 、 $(1, 0)$ 。 D_1 和 D_2 之间存在直达链路, 因而可以直接进行双向通信; BS 和 CU 之间不存在直达链路, 它们之间的双向信息交互通过中继节点 D_1 完成。节点间的信道系数服从瑞利衰落模型, 即 h_{ij} 是均值为 0、方差为 μ_{ij} 的复高斯随机变量。假设 $\mu_{ij} = d_{ij}^{-\eta}$, 其中 d_{ij} 是节点 i 和 j 之间的距离, $\eta=3$ 是路径损耗指数。仿真中通过改变系统的平均信噪比来考察系统的误符号率。对每一个平均信噪比值, 所得到的误符号率结果均是对 10^6 次独立信道实现取平均的结果。除非特别说明, 本文

在下面的仿真中假设各节点均采用 QPSK 作为调制方式。根据式(24)可以计算出各节点的星座旋转角度均应选取为 26.56° 。为了与已有策略进行对比, 这里考虑两种基准策略, 分别是文献[7]提出的叠加编码策略和文献[8]提出的协作双向传输策略。需要指出的是, 叠加编码策略是一种单向的传输方案, 而协作双向传输策略和本文所提策略都是双向传输方案。因此, 为了做到公平对比(即几种策略都在同一频谱效率的条件下进行对比), 假设在叠加编码策略中各节点使用 16QAM 的调制方式。

图 2 给出了蜂窝用户(即 $CU \rightarrow BS$ 链路)误符号率的仿真结果以及本文推导出的理论上界结果。从图 2 可以看出, 两种基准策略都存在明显的误码平台, 也就是说, 系统的误符号率不会随信噪比的升高而下降。这是由这两种策略的干扰受限特性所造成的。与之相对, 本文所提出的策略由于能够完全地避免干扰, 因此系统的 SEP 将随着 SNR 的升高而迅速下降。

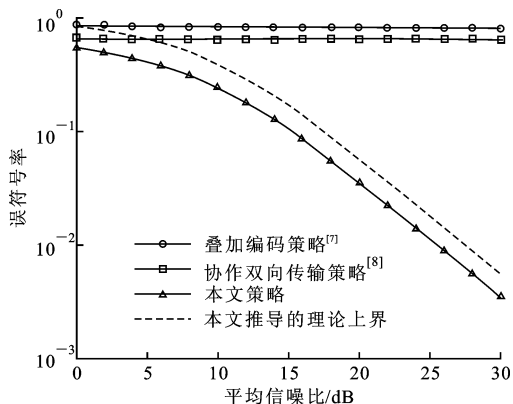


图 2 $CU \rightarrow BS$ 传输的平均信噪比与误符号率关系曲线

图 3 绘制了 $D2D$ 用户(即 $D_1 \rightarrow D_2$ 链路)的 SEP 仿真曲线和本文推导出的理论上界曲线。正如所预期的那样, 协作双向传输策略的 SEP 不会随信噪比的升高而改善。与协作双向传输策略相比, 叠加编码策略在中高信噪比时能够获得显著的性能增益, 这是因为叠加编码策略允许 $D2D$ 接收机(也就是 D_2)在第一阶段译码 CU 的信号, 这样在第二阶段结束时 D_2 就能够首先将 CU 的信号消去, 然后再解码自身数据, 从而削弱了蜂窝用户干扰的影响。然而, 与本文所提策略相比, 叠加编码策略仍然体现出明显的性能劣势, 这是由于在叠加编码策略中, D_2 在第一阶段的译码有可能发生错误, 从而导致第二阶段结束时 D_2 的干扰消除不成功。与叠加编码策略和协作双向传输策略不同, 本文所提策略

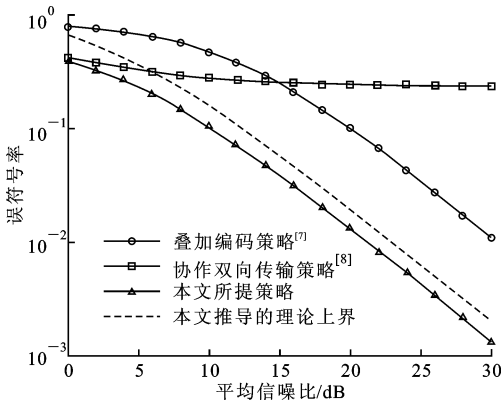


图 3 $D_1 \rightarrow D_2$ 传输的平均信噪比与误符号率关系曲线

通过使用星座旋转技术以达到完全避免干扰的目的,因此在几种对比方案中具有最佳的性能。

从图 2 和图 3 中还可以看出,本文所推导的理论上界能够准确地反映出 SEP 随信噪比变化的规律,从而验证了理论分析的正确性。

6 结 论

本文针对协作式终端直通系统提出一种新的干扰避免策略。通过采用星座旋转技术,该策略能够同时为蜂窝链路和 D2D 链路提供无干扰的传输条件,从而完全消除了误码平台。本文推导了蜂窝用户和 D2D 用户误符号率上界的闭式表达式,给出了星座旋转角度的设计准则。与传统的叠加编码策略和协作双向传输策略相比,本文所提策略具有更好的误码性能,非常适合应用于蜂窝网络中的 D2D 通信。

参考文献:

[1] 杨阳, 廖学文, 高贞贞, 等. 多小区终端直通异构网络中利用图论的资源分配方案 [J]. 西安交通大学学报, 2014, 48(10): 22-28.
YANG Yang, LIAO Xuewen, GAO Zhenzhen, et al. A resource allocation scheme using graph theory for D2D communication in multi-cell heterogeneous cellular networks [J]. Journal of Xi'an Jiaotong University, 2014, 48(10): 22-28.

[2] 许晨, 宋令阳. 协同异构蜂窝层叠网络中的终端直通通信技术 [J]. 电信科学, 2013, 29(6): 10-16.
XU Chen, SONG Lingyang. Device-to-device communication as an underlay in coordinated heterogeneous cellular network [J]. Telecommunications Science, 2013, 29(6): 10-16.

[3] MIN H, LEE J, PARK S, et al. Capacity enhancement using an interference limited area for device-to-device uplink underlaying cellular networks [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2011, 10(12): 3995-4000.

[4] YU C H, DOPPLER K, RIBEIRO C B, et al. Resource sharing optimization for device-to-device communication underlaying cellular networks [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2011, 10(8): 2752-2763.

[5] CHAI Y Q, DU Q H, REN P Y. Partial time-frequency resource allocation for device-to-device communications underlaying cellular networks [C]// Proceedings of the IEEE International Conference on Communications. Piscataway, NJ, USA; IEEE, 2013: 4648-4652.

[6] SHALMASHI S, SLIMANE S B. Cooperative device-to-device communications in the downlink of cellular networks [C] // Proceedings of the IEEE Wireless Communications and Networking Conference. Piscataway, NJ, USA; IEEE, 2014: 2295-2300.

[7] MA C, SUN G, TIAN X, et al. Cooperative relaying schemes for device-to-device communication underlaying cellular networks [C]// Proceedings of the IEEE Global Communications Conference. Piscataway, NJ, USA; IEEE, 2013: 3890-3895.

[8] PEI Y, LIANG Y C. Resource allocation for device-to-device communications overlaying two-way cellular networks [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2013, 12(7): 3611-3621.

[9] BOUTROS J, VITERBO E. Signal space diversity: a power- and bandwidth-efficient diversity technique for the Rayleigh fading channel [J]. IEEE Transactions on Information Theory, 1998, 44(4): 1453-1467.

[10] HASNA M O, ALOUINI M S. End-to-end performance of transmission systems with relays over Rayleigh-fading channels [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2003, 2(6): 1126-1131.

[11] CHIANI M, DARDARI D, SIMON M K. New exponential bounds and approximations for the computation of error probability in fading channels [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2003, 2(4): 840-845.

[12] GRADSHTEYN I S, RYZHIK I M. Table of integrals, series, and products [M]. 7th ed. New York; Academic Press, 2007: 699-700.

(编辑 刘杨)