

## Nakagami- $m$ 衰落信道下 D2D 通信自适应调制算法研究

曾孝平<sup>1</sup>, 毛海伟<sup>1</sup>, 杨凡<sup>2</sup>, 简鑫<sup>1</sup>, 李诗琪<sup>1</sup>, 蒋欣<sup>3</sup>, 方伟<sup>3</sup>

(1. 重庆大学通信工程学院, 重庆 400044; 2. 重庆理工大学电气与电子工程学院, 重庆 400054;  
3. 北京民用飞机技术研究中心, 北京 102211)

**摘 要:** 针对 Nakagami- $m$  衰落信道中, D2D (device to device) 通信频谱利用率低的问题, 设计一种基于非数据辅助误差矢量幅度 (NDA-EVM, nondata-aided error vector magnitude) 的自适应调制算法。以 NDA-EVM 作为信道质量评估参量, 根据最大似然准则建立 NDA-EVM 与误码率 (SER, symbol error ratio) 的定量关系, 据此设计 SER 约束下的 MQAM 调制方式切换机制; 结合有限状态马尔可夫信道模型以及数据缓存处理, 分析系统的分组丢失性能和频谱利用率。理论分析和仿真实验表明, 基于 NDA-EVM 的自适应调制算法在不同调制方式的阈值下的准确性, 明确系统 QoS 与分组丢失率的关系; 在保持低算法复杂度的同时, 提高了系统频谱利用率, 对比传统算法, 频谱利用率提升了  $0.752 \text{ bit} \cdot (\text{s} \cdot \text{Hz})^{-1}$ 。

**关键词:** Nakagami- $m$  衰落信道; D2D; 自适应调制; 误差矢量幅度

**中图分类号:** TN929.5

**文献标识码:** A

**doi:** 10.11959/j.issn.1000-436x.2018151

## Study on adaptive modulation in D2D communications over Nakagami- $m$ fading channel

ZENG Xiaoping<sup>1</sup>, MAO Haiwei<sup>1</sup>, YANG Fan<sup>2</sup>, JIAN Xin<sup>1</sup>, LI Shiqi<sup>1</sup>, JIANG Xin<sup>3</sup>, FANG Wei<sup>3</sup>

1. The College of Communication Engineering, Chongqing University, Chongqing 400044, China

2. School of Electrical and Electronic Engineering, Chongqing University of Technology, Chongqing 400054, China

3. Beijing Aeronautical Science & Technology Research Institute, Beijing 102211, China

**Abstract:** A novel adaptive modulation based on nondata-aided error vector magnitude (NDA-EVM) was proposed to solve the problem of lower spectral efficiency in device to device (D2D) communication over Nakagami- $m$  fading channel. The NDA-EVM was used to evaluate the channel quality. The relationship between NDA-EVM and symbol error ratio (SER) was derived according to the maximum likelihood method. Thereafter, the adaptive modulation mechanism of MQAM with the SER constraint was designed. Considering the joint effect of finite-length queuing and fading channel, the system packet loss rate and spectral efficiency was analyzed. Theoretical analysis and simulation experiments show that NDA-EVM based adaptive modulation accurately gives the modulation threshold and evaluates the relationship between QoS and packet loss rate, the proposed algorithm improves system spectral efficiency while maintaining low algorithm complexity, spectral efficiency improves by  $0.752 \text{ bit} \cdot (\text{s} \cdot \text{Hz})^{-1}$ , compared with traditional algorithm.

**Key words:** Nakagami- $m$  fading channel, D2D, adaptive modulation, error vector magnitude

收稿日期: 2018-04-29; 修回日期: 2018-08-16

通信作者: 曾孝平, zxp@cqu.edu.cn

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (No.61501065, No.61571069, No.61701054, No.61601067); 重庆市基础科学与前沿技术研究专项基金资助项目 (No.cstc2016jcyjA0021); 中央高校基本科研业务资金资助项目 (No.106112017CDJQJ168817, No.2018CDXYTX0009, No.2018CDYJSY0055)

**Foundation Items:** The National Natural Science Foundation of China (No.61501065, No.61571069, No.61701054, No.61601067), The Chongqing Research Program of Basic Research and Frontier Technology (No.cstc2016jcyjA0021), The Central University Basic Business Expenses Special Funding for Scientific Research Project (No.106112017CDJQJ168817, No.2018CDXYTX0009, No.2018CDYJSY0055)

## 1 引言

随着无线通信的发展,用户对移动宽带的需求日趋增长,然而有限的频谱资源已成为制约移动通信发展的瓶颈<sup>[1]</sup>。D2D(device to device)通信技术作为 5G 关键技术之一,允许邻近设备之间直接交互信息,复用蜂窝资源,从而提高蜂窝系统频谱效率的目的<sup>[2]</sup>。目前,D2D 通信技术已被写入 3GPP LTE Hi 协议(Release 12)<sup>[3]</sup>。D2D 设备间的通信环境复杂,传输场景包括视距传输(LOS)和非视距传输(NLOS)。Nakagami- $m$  分布能很好地吻合实际 LOS/NLOS 传输信道的测试数据,可以很好地表征 D2D 通信信道<sup>[4]</sup>。然而,在 Nakagami- $m$  衰落信道下,采用固定传输模式的 D2D 通信频谱利用率无法得到保证<sup>[5-6]</sup>。自适应调制技术可根据信道质量来调整调制方式以适配信道状态的变化<sup>[7-8]</sup>,增强传输的可靠性并提高频谱利用率,是解决该问题的有效方法。传统的自适应调制常选用接收符号的信噪比率(SNR, signal to noise ratio)、载噪比率(C/N, carrier to noise ratio)或误比特率(BER, bit error ratio)等反映信道质量<sup>[9-11]</sup>。然而 SNR、C/N 和 BER 作为信道评估参量进行自适应调制时,需要根据实际系统不断进行预训练来获取信道的先验信息,调整不同信道参数下各调制方式的阈值,频繁的预训练会降低信道评估的实时性并大大增加算法的复杂度,不利于调制方式的实时调整,由此产生大量分组丢失,无法保证 D2D 对 QoS 的要求。如何选择适合 D2D 通信的信道质量评估参量并确定准确的自适应调制阶数切换阈值是提高 D2D 通信频谱利用率的关键。

针对上述问题,有研究人员提出利用误差矢量幅度(EVM, error vector magnitude)反映信道质量<sup>[12-13]</sup>,EVM 以符号为评估单位,不仅可以定量反映收/发器件非理想工作状态对通信链路的影响,还可以灵敏地反映出信道质量的变化<sup>[14]</sup>。近年来,研究人员开始将 EVM 应用于自适应调制中。文献[15]通过判定数据辅助符号的 EVM(DA-EVM, data-aided error vector magnitude)对应矢量与接收符号判决域的关系,来确定当前信道条件下的最高传输速率。然而文献并没有给出 DA-EVM 与 SER 的定量关系,无法建立 DA-EVM 自适应调制的理论数学模型,算法无法应用于对系统 QoS 有明确要求的场景中。文献[16]通过建立 DA-EVM 与 BER 的关系,得到

了自适应调制编码阈值,并证明了基于 DA-EVM 的自适应调制算法比基于 SNR 的自适应调制算法更有效。但文献中的 DA-EVM 计算以及与 BER 关系的推导均在 AWGN 信道环境下进行,并不适用于衰落信道。考虑到实际通信系统多采用非数据辅助接收,文献[13]提出采用非数据辅助符号的 EVM(NDA-EVM, nondata-aided error vector magnitude)对衰落信道进行评估。NDA-EVM 对信道变化极其敏感,信道衰落的微小变化即可引起 NDA-EVM 较大波动;不同于基于辅助数据的性能评估参量如数据辅助 SNR(DA-SNR)、DA-EVM,即使当前信道条件下传输失败,NDA-EVM 依然可以通过接收到的部分数据准确推测出系统参数如误码率(SER, symbol error rate)、吞吐量等,在该信道条件下可达到的性能<sup>[15]</sup>。目前,将 NDA-EVM 应用于自适应调制技术是一个开放的问题,现有研究通过实验仿真的方法给出了时变信道下基于 NDA-EVM 自适应调制算法的性能<sup>[17]</sup>,但该文献没有给出 NDA-EVM 与 SER 的定量关系,不能准确确定调制方式切换阈值。

本文将 D2D 通信信道建模为 Nakagami- $m$  衰落信道,设计了一种适合 D2D 通信的基于 NDA-EVM 自适应调制方法。利用最大似然准则,划分出发送符号的判决域,建立 NDA-EVM 与 SER 的关系,并设计以 SER 为约束的 NDA-EVM 自适应调制机制。考虑信道变化和缓存处理对系统的影响,结合信道的有限状态马尔可夫链(FSMC, finite state Markov chain)和数据在缓存队列中的分组丢失机理分析 D2D 通信自适应调制系统的分组丢失性能。仿真分析表明,基于 NDA-EVM 的自适应调制算法复杂度低,较对比算法有较高的频谱利用率。

## 2 D2D 通信自适应调制系统模型

图 1 所示为蜂窝网络下的 D2D 通信,蜂窝内的用户既可以进行蜂窝通信,也可以进行 D2D 通信。蜂窝通信必须经过基站的控制,D2D 通信可以不经过基站的控制直接与邻近设备通信。本文假设 D2D 通信发生在相邻的 2 个用户间,不考虑利用中继的 D2D 通信。

图 2 为单输入单输出(SISO, single-input single-output)的 D2D 通信自适应调制系统模型,假设蜂窝通信对 D2D 通信的干扰被完全消除。系统模型包括数据缓存模块、参数计算模块、阈值比较模块、调制方式选择模块。系统模型中的信号均为复

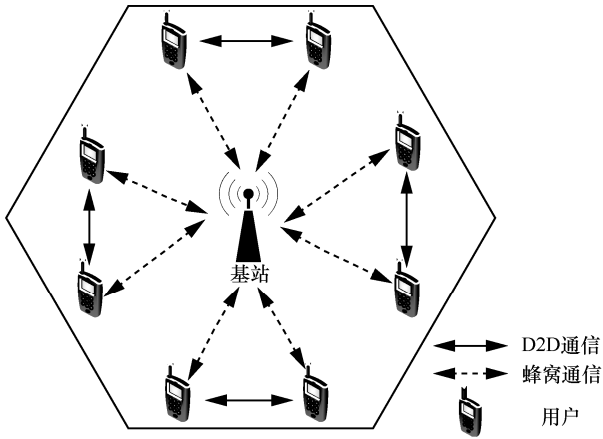


图 1 蜂窝网络下的 D2D 通信

信号, D2D 发送端发送数据, 数据传输依照 3GPP LTE Hi 协议, 数据流  $b(i)$  以数据分组的形式进入数据缓存区等待处理。数据缓存送出的数据经过信号发送机输出调制符号为  $x(i)$ ,  $x(i)$  经过衰落信道中乘衰落因子 ( $\alpha$ ) 和加性噪声为  $\eta(i)$  的污染到达 D2D 用户接收端, 相位偏移被完全估计, 接收机得到的符号可以表示为

$$y(i) = \alpha x(i) + \eta(i) \quad (1)$$

其中,  $x(i)$  为 MQAM ( $M \in \mathbf{M}(n) = 2^{2n}, n=1,2,3,4$ ) 符号,  $y(i)$  为接收符号,  $\eta(i)$  是均值为 0, 功率谱密度为  $\frac{N_0}{2}$  的环复高斯噪声,  $\eta(i) \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_n^2)$ ,  $\alpha$  是衰落因子, 服从 Nakagami- $m$  分布<sup>[7]</sup>。

$$p(\alpha) = \frac{2m^m \alpha^{2m-1}}{\Gamma(m)\bar{P}} \exp\left(\frac{-m\alpha^2}{\bar{P}}\right) \quad (2)$$

其中,  $m$  为 Nakagami 因子,  $\bar{P}$  为平均发送功率。

在 D2D 接收端, 参数计算模块利用 NDA-EVM 计算式和 SER 计算式计算出当前调制方式下的 NDA-EVM 值和对应的 SER 值, 同时推算出其他所有调制方式下的 NDA-EVM 值  $EVM[\mathbf{M}(n)]$  和 SER

值  $SER[\mathbf{M}(n)]$ 。阈值比较模块将得到的各调制方式 NDA-EVM 值与对应的 NDA-EVM 阈值比较, 确定满足 SER 约束条件的调制方案(MCS, modulation coding scheme); 调制方式选择模块根据 MCS 选择适配的调制方式, 并传递给发送端, 完成一次调制方式调整。

图 2 中发送的数据均以帧为单位进行封装, 图 3 所示为数据帧结构。一帧的持续时间  $T_f$  固定, 一帧中含有  $N_p$  个数据分组, 每个数据分组有固定比特数  $N_b$ , 由分组头、负载和循环随机校验(CRC, cyclic redundancy check)组成。数据分组传输速率  $R_n$  (bit/symbol), 所含符号数  $\frac{N_b}{R_n}$ 。当数据进入数据缓存区后, 由于数据缓存大小的限制, 可能导致数据分组在队列缓冲区中溢出而丢弃。

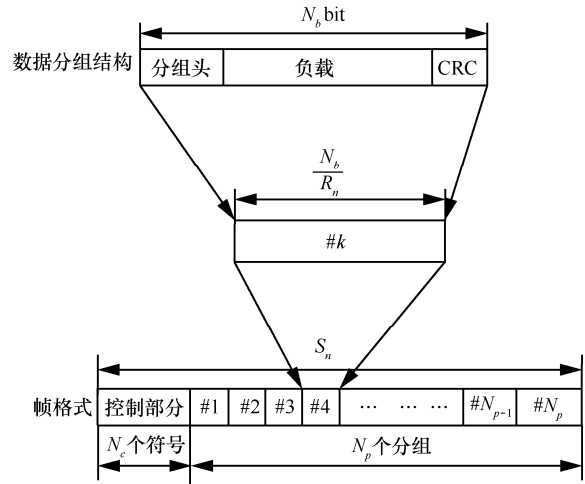


图 3 数据帧结构

### 3 D2D 信道质量评估与调制方式阈值确定

利用 NDA-EVM 进行 D2D 通信自适应调制的关键是如何评估 D2D 信道的质量并以此进行调制

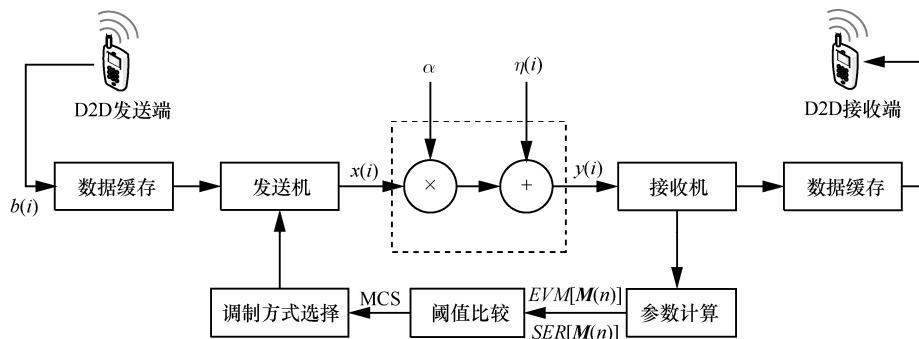


图 2 D2D 通信自适应调制系统模型

方式的调整。本节以 NDA-EVM 作为 D2D 信道质量的评估参量, 利用最大似然准则, 划分出 MQAM 调制符号的判决域, 推导出衰落信道下 MQAM 符号 NDA-EVM 与 SER 的关系式, 以确定自适应调制中各调制方式的阈值, 为设计 D2D 通信自适应调制机制提供理论支撑。

### 3.1 非数据辅助下的判决域

为确定衰落信道下的 NDA-EVM 与 SER 的关系, 首先需要确定 MQAM 符号的判决域, 下面, 对 MQAM 符号判决域的确定做具体介绍。

图 4 所示为基于最大似然准则的最佳调制信号接收示意图, 图 4 中左侧表示接收符号依概率判决为  $S_i$  和  $S_j$  的区域, 若接收符号落在区域  $S_i$  内, 则发送符号判为  $S_i$ ; 落在  $S_j$  内, 则发送符号判为  $S_j$ , 即最小差错判决倾向于选择与接收符号  $y_i$  最近的点为发送符号(图 4 中判定欧式距离  $\|\psi_i - \phi_i\|$  最小的符号  $S_i$  为发送符号)。为达到最小差错判决, 最佳分界点设置在 2 条概率曲线的交点  $S$  处<sup>[7]</sup>。

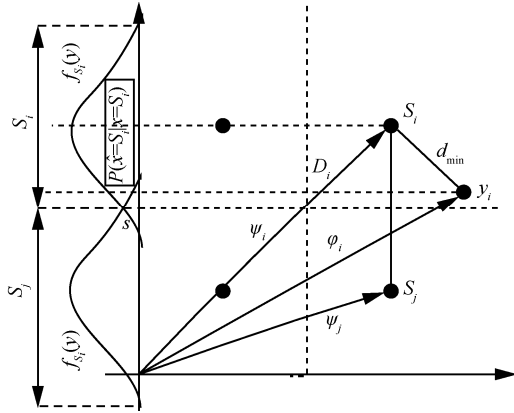


图 4 基于最大似然准则的最佳调制信号接收示意

考虑 MQAM 调制时, MQAM 符号可表示为

$$S_i = (2i - k)q + j(2w - k)q \quad (3)$$

其中,  $0 \leq i, w \leq k$ ,  $k = \sqrt{M} - 1$ ,  $q$  为归一化幅度,  $q = \sqrt{\frac{3}{2(M-1)}}$ 。由于 MQAM 调制实部与虚部具有对称性, 为了简化分析, 只考虑实部, 即  $S_{i,R} = (2i - k)q$ 。对于 MQAM 符号的实部, 可将其分为内部区域( $1 \leq i \leq k-1$ )和外部区域( $i=0, i=k$ )。对于内部区域, 存在 2 种符号与其相邻, 而外部区域仅有一个符号与其相邻。因此, MQAM 调制符

号实部的判决域为

$$D_{i,R} = \begin{cases} -\infty < y_R \leq S_{0,R} + q & , \quad i = 0 \\ S_{i,R} - q < y_R \leq S_{i,R} + q & , \quad 1 \leq i \leq k-1 \\ S_{k,R} - q < y_R < \infty & , \quad i = k \end{cases} \quad (4)$$

### 3.2 D2D 信道下的 NDA-EVM 计算模型

EVM 定义为接收符号与发送符号偏差的均方根值, 它表示接收符号在信道衰落的影响下与基准信号的偏离程度, 在不考虑收/发信机非理想接收的状态下, EVM 可以评估信道质量的好坏。一般用已知的符号序列(数据辅助符号)与基准符号点的离散程度进行计算, 在实际的通信系统中多为非辅助接收, NDA-EVM 可以表示为

$$\text{NDA-EVM}_{\text{RMS}} = \sqrt{\frac{\frac{1}{W} \sum_{i=1}^W |y(i) - \hat{x}(i)|^2}{P_0}} \quad (5)$$

其中,  $W$  为发送符号数,  $\hat{x}(i)$  为通过最大似然准则估计出的发送符号,  $\hat{x}(i) \in \{S_1, \dots, S_i, \dots, S_M\}$ ,  $S_i$  为 MQAM 星座点集中的第  $i$  个星座点。  $P_0$  为发送功率, 为避免同信道干扰<sup>[18]</sup>, 固定发送功率为  $P_0=1$ 。

文献[17]中给出了衰落信道下 MQAM 符号 NDA-EVM 的表达式为

$$\begin{aligned} \text{EVM}_{\text{NDA}} = & \left( \frac{2}{k+1} \left\{ \sum_{j=0}^k \left[ \sigma_n(-q + \rho_{jk}) \varphi \left( \frac{-q - \rho_{jk}}{\sigma_n} \right) + \right. \right. \right. \\ & \left. \left. \left. (\rho_{jk}^2 + \sigma_n^2) Q \left( \frac{-q - \rho_{jk}}{\sigma_n} \right) \right] + \right. \right. \\ & \left. \sum_{j=0}^k \left[ \sigma_n(q + \rho_{jk}) \varphi \left( \frac{q - \rho_{jk}}{\sigma_n} \right) + \right. \right. \\ & \left. \left. \left. (\rho_{jk}^2 + \sigma_n^2) Q \left( \frac{q - \rho_{jk}}{\sigma_n} \right) \right] + \right. \right. \\ & \left. \sum_{i=1}^k \sum_{j=0}^k \left[ \sigma_n(-q + \rho_{ji}) \varphi \left( \frac{-q - \rho_{ji}}{\sigma_n} \right) + \right. \right. \\ & \left. \left. \left. (\rho_{ji}^2 + \sigma_n^2) Q \left( \frac{-q - \rho_{ji}}{\sigma_n} \right) \right] - \right. \right. \\ & \left. \left. \left. \sum_{i=1}^k \sum_{j=0}^k \left[ \sigma_n(q + \rho_{ji}) \varphi \left( \frac{q - \rho_{ji}}{\sigma_n} \right) \right] + \right. \right. \\ & \left. \left. \left. (\rho_{ji}^2 + \sigma_n^2) Q \left( \frac{q - \rho_{ji}}{\sigma_n} \right) \right] \right\} \right)^{\frac{1}{2}} \quad (6) \end{aligned}$$

其中,  $\sigma_n^2$  为噪声功率,  $\rho_{ji} = -S_{i,R} + \alpha S_{j,R}$ ,

$\rho_{jk} = -S_{k,R} + \alpha S_{j,R}$ ,  $\varphi(\cdot)$  为标准正态分布的概率密度函数,  $\varphi(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{x^2}{2}}$ 。  $Q(x)$  为高斯  $Q$  函数,

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

### 3.3 MQAM 调制下 NDA-EVM 与 SER 的关系式

根据最大似然准则, 发送符号估计为  $S_i$  的概率为

$$P(\hat{x} = S_i) = \sum_{j=1}^M P(x = S_j) \int_{D_i} f(y|x = S_j) dy \quad (7)$$

其中,  $D_i$  为  $S_i$  的判决域,  $f(y_i|x = S_j)$  是接收符号  $y_i$  的条件概率密度函数。由于  $\eta(i) \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_n^2)$ , 条件概率密度函数可以表示为

$$f(y_i|x = S_j) = \frac{1}{\sigma_n} \varphi\left(\frac{y - \alpha S_j}{\sigma_n}\right) \quad (8)$$

由式(7)可知, 估计正确的概率为

$$\begin{aligned} P_C &= P(x = S_i) \int_{D_i} f(y_i|x = S_i) dy_i \\ &= P(x = S_i) \int_{D_i} \frac{1}{\sigma_n} \varphi\left(\frac{y - \alpha S_i}{\sigma_n}\right) dy_i \end{aligned} \quad (9)$$

MQAM 符号等概发送,  $P(x = S_i) = \frac{1}{M}$ , 考虑 MQAM 的实部分量时,  $P(x = S_{i,R}) = \frac{1}{k+1}$ 。已知接收符号实部  $y_R$ , 发送符号实部被正确估计为  $\hat{x}(i) = S_{i,R}$  的概率为

$$P_{C,R} = \frac{1}{k+1} \sum_{i=0}^k \int_{D_{i,R}} \frac{1}{\sigma_n} \varphi\left(\frac{y_R - \alpha S_{i,R}}{\sigma_n}\right) dy_R \quad (10)$$

令  $v = y_R - S_{i,R}$ , 式(10)可以化为

$$P_{C,R} = \frac{1}{k+1} \sum_{i=0}^k \int_{\bar{D}_{i,R}} \frac{v^2}{\sigma_n} \varphi\left(\frac{v - \rho_{ii}}{\sigma_n}\right) dv \quad (11)$$

其中,  $y_R - \alpha S_{i,R} = v - (-S_{i,R} + \alpha S_{i,R})$ ,  $\rho_{ii} = -S_{i,R} + \alpha S_{i,R} = (\alpha - 1)(2i - k)q$ , 积分域  $\bar{D}_{i,R} = D_{i,R} - S_{i,R}$ 。对于函数  $I_i$ , 将其分为两部分: 外部区域( $i=0, i=k$ )以及内部区域( $1 \leq i \leq k-1$ )。由于  $I_i$  的对称性, 有  $I_0 = I_k$ , 因此

$$I_0 = I_k = \frac{1}{k+1} Q\left(\frac{-q - \rho_{kk}}{\sigma_n}\right) \quad (12)$$

同理

$$I_i = \frac{1}{k+1} \sum_{i=1}^{k-1} \left[ Q\left(\frac{-q - \rho_{ii}}{\sigma_n}\right) - Q\left(\frac{q - \rho_{ii}}{\sigma_n}\right) \right],$$

代入式(11)得

$$\begin{aligned} P_{C,R} &= \frac{1}{k+1} Q\left(\frac{-q - \rho_{kk}}{\sigma_n}\right) + \frac{1}{k+1} Q\left(\frac{q - \rho_{kk}}{\sigma_n}\right) + \\ &\quad \frac{1}{k+1} \sum_{i=1}^k \left[ Q\left(\frac{-q - \rho_{ii}}{\sigma_n}\right) - Q\left(\frac{q - \rho_{ii}}{\sigma_n}\right) \right] \end{aligned} \quad (13)$$

根据式(6), 得

$$\begin{aligned} P_{C,R} &= \frac{\text{EVM}_{\text{NDA}}^2 - F}{2\sigma_n^2} + \frac{1}{k+1} \sum_{i=1}^k Q\left(\frac{-q - \rho_{ii}}{\sigma_n}\right) - \\ &\quad \frac{1}{k+1} \sum_{i=1}^k Q\left(\frac{q - \rho_{ii}}{\sigma_n}\right) \end{aligned} \quad (14)$$

由式(14)得到 MQAM 调制下 NDA-EVM 与 SER 关系式为

$$P_s = 1 - \left\{ \frac{\text{EVM}_{\text{NDA}}^2 - F}{2\sigma_n^2} + \frac{1}{k+1} \sum_{i=1}^k \left[ Q\left(\frac{-q - \rho_{ii}}{\sigma_n}\right) - Q\left(\frac{q - \rho_{ii}}{\sigma_n}\right) \right] \right\}^2 \quad (15)$$

其中,  $F$  的表达式为

$$\begin{aligned} F &= \frac{2}{k+1} \left\{ \sum_{j=0}^k \left[ \sigma_n (-q + \rho_{jk}) \varphi\left(\frac{-q - \rho_{jk}}{\sigma_n}\right) + \right. \right. \\ &\quad \left. \left. \rho_{jk,R}^2 Q\left(\frac{-q - \rho_{jk}}{\sigma_n}\right) \right] + \sum_{j=0}^k \left[ \sigma_n (q + \rho_{jk}) \varphi\left(\frac{q - \rho_{jk}}{\sigma_n}\right) + \right. \right. \\ &\quad \left. \left. \rho_{jk}^2 Q\left(\frac{q - \rho_{jk}}{\sigma_n}\right) \right] + \sum_{i=1}^k \sum_{j=0}^k \left[ \sigma_n (-q + \rho_{ji}) \varphi\left(\frac{-q - \rho_{ji}}{\sigma_n}\right) + \right. \right. \\ &\quad \left. \left. (\rho_{ji}^2 + \sigma_n^2) Q\left(\frac{-q - \rho_{ji}}{\sigma_n}\right) \right] + \sum_{j=0}^{k-1} \sigma_n^2 Q\left(\frac{q - \rho_{jk}}{\sigma_n}\right) - \right. \\ &\quad \left. \sum_{i=1}^k \sum_{j=0}^k \left[ \sigma_n (q + \rho_{ji}) \varphi\left(\frac{q - \rho_{ji}}{\sigma_n}\right) + \right. \right. \\ &\quad \left. \left. (\rho_{ji}^2 + \sigma_n^2) Q\left(\frac{q - \rho_{ji}}{\sigma_n}\right) \right] + \sum_{j=0}^{k-1} \sigma_n^2 Q\left(\frac{-q - \rho_{jk}}{\sigma_n}\right) \right\} \end{aligned} \quad (16)$$

图 5 给出了 AWGN 信道下, NDA-EVM 与 SER 的曲线, 并对比了 NDA-EVM 和 DA-SNR 的误码性能 (通过文献[19]中 AWGN 信道下, DA-EVM 与 DA-SNR 的关系式, 可将横坐标统一为 EVM)。从图 5 中可以看出: 1) 随着 EVM 的增大, 不同调制方式的 SER 增大; 2) 在相同 EVM 下, 调制阶数越高, SER 的值越大; 3) 在以 SER

为约束的自适应调制方式选择策略中，相同阶数的 MQAM 信号，基于 NDA-EVM 的切换阈值较 DA-SNR 更容易达到。如在 SER 为  $10^{-3}$  的约束下，基于 NDA-EVM 自适应调制 16QAM 的切换门限为 21%，而基于 DA-SNR 的切换门限为 13%。由此可见，在相同信道状态下，基于 NDA-EVM 的自适应调制算法可以采用 16QAM 传输，而基于 DA-SNR 的自适应调制算法只能维持在 4QAM，由此带来切换门限的增益使基于 NDA-EVM 的自适应调制会有更高的平均频谱利用率。类似于 AWGN 信道，NDA-EVM 在 Nakagami- $m$  信道下同样具有此性质。

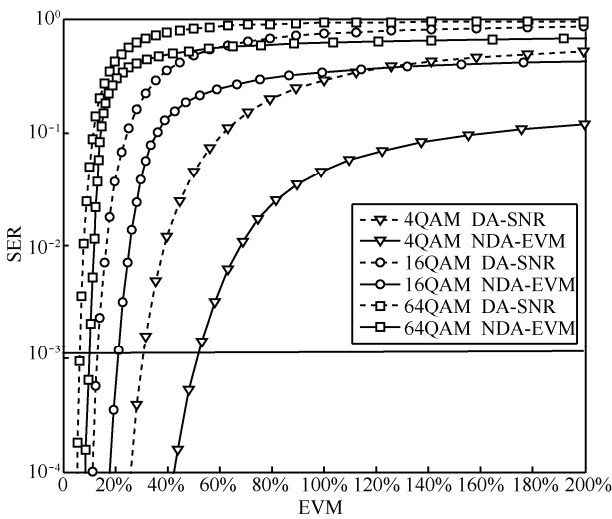


图 5 DA-SNR-SER 曲线与 NDA-EVM-SER 曲线比较

## 4 D2D 通信自适应调制机制

自适应调制的目的是选择合适的调制方式，以适配当前的信道质量。本节利用 NDA-EVM 与 SER 的定量关系确定 D2D 通信自适应调制阈值，设计基于 NDA-EVM 的自适应调制机制。

### 4.1 自适应调制阈值确定

本节介绍基于 NDA-EVM 的自适应调制阈值的确定算法。根据式(15)，在 SER 约束下，得到各调制方式下的 NDA-EVM 阈值集合  $\{NDA-EVM_{th}^n\}_{n=0}^{N+1}$ ， $N$  为调制方式的种类数。选择调制方式  $n$  时对应的 NDA-EVM 取值区间为  $\{NDA-EVM_{th}^n\}_{n}^{n+1}$ 。信道衰落严重时，系统不发送数据，对应的 NDA-EVM 取值区间为  $\{NDA-EVM_{th}^n\}_{n=0}^1$ 。自适应调制机制的重点在于明确各调制方式阈值区间。当系统 QoS 确定时

(即系统在  $SER_{th}$  约束下)，各调制方式 NDA-EVM 阈值确定算法的伪码如算法 1 所示。

### 算法 1 阈值算法伪码

输入  $M \in \mathbf{M}(n) = 2^{2n}, n=1, \dots, 4, NDA-EVM_{th}$

$NDA-EVM_{th}^0 = 0, SER_{th}, \sigma_n, \alpha = [0, +\infty]$

- 1) 初始化  $n=1$
- 2) 开始
- 3) while  $n \leq 4$  do
- 4)     for  $\alpha \in \alpha = [0, +\infty]$  do
- 5)          $NDA-EVM[M(n)] = NDA-EVM(\alpha, \sigma_n)$
- 6)          $SER[M(n)] = SER(NDA-EVM[M(n)])$
- 7)         if  $SER[M(n)] \leq SER_{th}$  then
- 8)              $NDA-EVM_{th}^n = NDA-EVM[M(n)]$
- 9)              $n = n + 1$ , 下一循环从 3) 开始
- 10)         else, 下一循环从 4) 开始
- 11) 结束

$NDA-EVM[M(n)]$  表示当前信道状态下，选择调制方式  $n$  时的 NDA-EVM 值， $SER[M(n)]$  为对应的 SER 值。阈值算法根据信道质量计算 MQAM 调制方式 NDA-EVM 值，并根据 NDA-EVM 与 SER 的关系，搜索 MQAM 调制方式下满足 SER 约束的 NDA-EVM 的值。

### 4.2 自适应调制流程

自适应调制阈值的确定算法可为调制方式的选择提供依据，即在 SER 的约束下，选择出满足条件的最高阶调制方式。图 6 为本文设计的 NDA-EVM 自适应调制流程，具体流程如下。

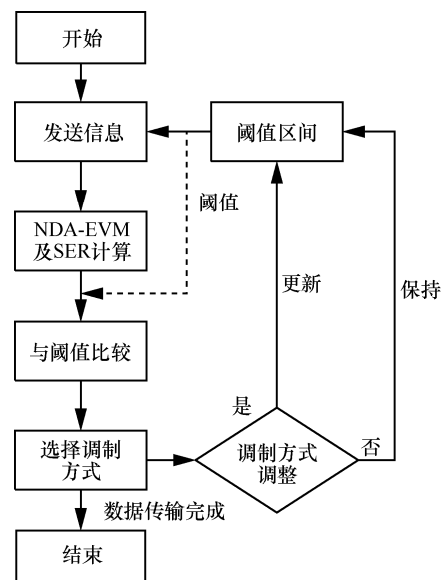


图 6 自适应调制流程

- 1) 初始时刻, 采用 QAM 调制方式发送数据, 并通过阈值算法确定各调制方式阈值。
- 2) 接收端根据当前的信道质量, 根据式(6)和式(15)计算出各调制方式 NDA-EVM 值和 SER 值。
- 3) 将步骤 2)得到的各调制方式的 NDA-EVM 值与 NDA-EVM 阈值比较。选择满足约束 SER 条件的最高阶调制方式进行下一次传输。
- 4) 当调制方式调整时, 通过阈值算法更新阈值区间, 否则保持前次阈值区间不变。重复步骤 2)~步骤 4), 进行下一轮调制阶数调整, 直到数据传输完成。

### 4.3 算法复杂度分析

D2D 通信信道的时变特性, 给自适应调制算法提出了很高的要求, 算法的时间复杂度应该尽可能得低, 以满足实时调整的需要, 因此有必要对所提算法的复杂度进行分析。表 1 给出了执行基于 NDA-EVM 的自适应调制算法每一步的算法复杂度。其中,  $M_m$  为本文所选择的 MQAM 调制方式中的最高调制阶数。初始化步骤直接设定初始调制方式为 QAM 调制, 时间复杂度为  $O(1)$ ; 执行 NDA-EVM 与 SER 计算时, 求和式的存在需要进行大量的乘加运算, 其中, 乘法运算为主要因素, 运算量可达  $476 \times (M_m + \sqrt{M_m})$ , 时间复杂度均为  $O(M_m)$ ; 本文调制方式的选择策略可直接选择满足条件的最高阶调制方式, 时间复杂度为  $O(1)$ 。综上, 本文算法时间复杂度为  $O(M_m)$ , 为线性阶, 在 D2D 通信中有较高的执行效率。

表 1	算法时间复杂度	
算法步骤	计算公式	复杂度
初始化	$M_0 = \text{QAM}$	$O(1)$
NDA-EVM 计算	式(6)	$O(M_m)$
SER 计算	式(15)	$O(M_m)$
调制方式选择	$\begin{aligned} \max \quad & M_n = \mathbf{M}(n) \\ \text{s.t.} \quad & \text{SER}[\mathbf{M}(n)] \leq \text{SER}_{\text{th}} \end{aligned}$	$O(1)$
算法时间复杂度		$O(M_m)$

## 5 D2D 通信自适应调制系统的性能分析

在 D2D 通信自适应调制中, 信道状态与调制方式存在一一对应的关系, 不同调制方式下, 系统的误码性能不同。另一方面, 数据在缓存队列中排队等待处理, 由此可能引起的数据丢弃同样影响系统的性能。因此, 在分析自适应调制系统的性能时,

有必要考虑调制方式的切换以及缓存队列中数据的处理过程对系统的影响。

### 5.1 马尔可夫信道模型

在 D2D 通信中, 一旦建立稳定的 D2D 通信链路, 信道状态的变化过程可以近似用有限状态马尔可夫链表示<sup>[20]</sup>。在 D2D 通信自适应调制中, 不同调制方式对应不同信道状态。在每一个状态中, 信道衰落因子保持恒定, 衰落近似相同, 所以该状态下的 NDA-EVM (即对应调制方式下的 NDA-EVM 值)与信道质量一一对应, 由此建立基于 NDA-EVM 的 FSMC 信道模型。

令  $P_{r,t}$  表示信道状态转移概率, 状态的转移仅发生在相邻的 2 种状态间, 转移状态超过 2 个时, 转移概率为 0, 即

$$P_{r,t} = 0, \quad |r - t| \geq 2 \quad (17)$$

相邻状态间的转移概率为

$$\begin{aligned} P_{n,n+1} &= \frac{N_{n+1}T_f}{\text{Pr}(n)}, \quad n = 0, \dots, N-1 \\ P_{n,n-1} &= \frac{N_n T_f}{\text{Pr}(n)}, \quad n = 1, \dots, N \end{aligned} \quad (18)$$

其中,  $N$  为调制方式的种类数,  $T_f$  为帧持续时间,  $n$  表示调制方式 (其中,  $n=0$  表示 NoTx, 中断发送;  $n=1$  表示发送 QAM, 以此类推)。  $N_n$  为处在  $n$  状态时的电平通过率, 其取值可由文献[7]得出。  $\text{Pr}(n)$  为当前信道状态下选择调制方式  $n$  的概率 (求解过程见附录 1)。

由式(18)可知, 状态不发生改变的概率为

$$P_{n,n} = \begin{cases} 1 - P_{n,n+1} - P_{n,n-1}, & \text{当 } 0 < n < N \\ 1 - P_{0,1}, & \text{当 } n = 0 \\ 1 - P_{N,N-1}, & \text{当 } n = N \end{cases} \quad (19)$$

根据式(18)和式(19), 可以得到  $(N+1) \times (N+1)$  阶马尔可夫状态转移矩阵, 矩阵中每一个元素表示调制方式 (对应信道状态) 间的转移概率为

$$\mathbf{P}_C = \begin{bmatrix} P_{0,0} & P_{0,1} & \cdots & \cdots & 0 \\ P_{1,0} & P_{1,1} & P_{1,2} & \cdots & \vdots \\ 0 & \cdots & \cdots & \cdots & 0 \\ \vdots & \cdots & P_{N-1,N-2} & P_{N-1,N-1} & P_{N-1,N} \\ 0 & \cdots & \cdots & P_{N,N-1} & P_{N,N} \end{bmatrix} \quad (20)$$

调制方式与队列中数据的处理速度存在一一对应的关系。根据式(20)中调制方式的转移概率可以得到队列中数据处理速度间的转移概率,为分析缓存队列的动态递归过程提供支撑。

### 5.2 缓存队列分析

数据以数据分组的形式进入队列,在队列排队等待处理。由于实际系统的队列长度有限,大量的数据分组进入队列时,缓存区被填满,数据分组溢出,出现数据拥堵的现象,从而发生数据分组丢弃。下面将对队列处理过程进行分析。

$A_t$  表示在第  $t$  时刻到达的分组数,假定分组到达和分组服务结束不会同时发生,分组总是在  $t$  时刻末到达,到达过程独立于队列状态和分组服务过程,假设分组到达过程服从泊松分布<sup>[21]</sup>

$$P(A_t = a) = \begin{cases} (\lambda T_f)^a \exp(-\lambda T_f), & \text{当 } a > 0 \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (21)$$

其中,  $E(A_t) = \lambda T_f$ 。

数据分组进入队列后,在队列中排队等待,并在  $t$  时刻以速率  $C_t$  送出队列,不同调制方式下发送的速率可以表示为

$$C_t \in C = \{c_0, c_1, \dots, c_N\}, \quad c_n = bR_n \quad (22)$$

其中,  $b$  为一帧中容纳的分组数,  $R_n$  为取值与调制方式有关(如调制方式为 QAM 时,  $R_n = 2$ ; 16QAM 时,  $R_n = 4$ , 以此类推)。

由于实际系统的队列长度有限,综合考虑到达分组数  $A_t$ 、服务速率  $C_t$  和队列长度  $K$  对队列的状态的影响,  $t$  时刻队列状态为

$$U_t = \min\{K, \max\{0, U_{t-1} - C_t\} + A_t\} \quad (23)$$

根据  $t$  时刻队列状态,进一步可以得到  $t$  时刻队列的分组丢失数为

$$D_t = \max\{0, A_t - K + \max\{0, U_{t-1} - C_t\}\} \quad (24)$$

队列的掉分组率定义为队列平均分组丢失数与数据分组平均达到数的比值。

$$P_d = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{\sum_{t=1}^T D_t}{\sum_{t=1}^T A_t} = \frac{E\{D\}}{E\{A\}} = \frac{E\{D\}}{\lambda T_f} \quad (25)$$

### 5.3 自适应调制系统分组丢失分析

D2D 通信自适应调制系统的分组丢失率受队

列掉分组率和信道衰落引起的分组误差率的影响。令  $P_0$  表示由信道衰落引起的平均分组误差率。数据在队列中不被丢弃的概率为  $1 - P_d$ , 经过衰落信道后被正确接收的概率为  $1 - P_0$ 。因此,系统的分组丢失率可以表示为

$$\xi = 1 - (1 - P_0)(1 - P_d) \quad (26)$$

根据式(26)可知,计算分组丢失率的前提是计算出平均分组误差率  $P_0$ 。下面介绍  $P_0$  的求解过程。

如第 2 节所述,数据以帧为单位传输,一帧中包含  $N_p$  个数据分组,数据分组内的符号数量由调制方式确定( $S_n = \frac{N_b}{R_n}$ ),选择的调制方式不同,数据分组内的符号数量也不同。由于信道衰落,会导致分组接收错误,当数据分组以调制方式  $n$  传输时对应的分组误差率<sup>[22]</sup>为

$$PER_n = 1 - (1 - SER[M(n)])^{S_n} \quad (27)$$

其中,  $S_n$  表示数据分组内的符号数。

自适应调制系统由信道衰落引起的平均分组误差率可以表示为选择各调制方式发送数据时,接收错误的分组数量之和与发送数据分组总量的比值,即

$$P_0 = \frac{\sum_{n=1}^N S_n \Pr(n) PER_n}{\sum_{n=1}^N S_n \Pr(n)} \quad (28)$$

将式(25)和式(28)代入式(26)中可以得到 D2D 通信自适应调制系统的分组丢失率。

## 6 仿真结果及分析

为分析 D2D 通信自适应调制系统的性能,本节采用 Matlab 仿真工具,仿真模拟 Nakagami- $m$  衰落信道下点对点 D2D 通信场景,分别研究了约束 SER 的取值对 NDA-EVM 阈值和系统分组丢失率的影响;对比了本文所提算法与文献[21]所提传统基于 DA-SNR 自适应调制算法在不同衰落环境和不同缓存大小(队列长度)的性能;给出了 2 种算法的频谱利用率对比。仿真参数参照 3GPP LTE Hi 协议中的物理上行共享信道(PUSCH, physical uplink shared channel)帧格式配置<sup>[3]</sup>,具体仿真参数如表 2 所示。在本文设计的自适应调制系统中,不考虑编码对系统的影响。

表 2	仿真参数
仿真参数	数值
发送功率 $P_0$	1 W
发送符号数量	$10^9$
帧长 $T_f$	1 ms
数据分组长 $N_b$	1 080 bit
调制方式选择	NoTx/4/16/64/256QAM
一个调制符号含比特数 $R_n$	2/4/6/8

### 6.1 NDA-EVM 阈值与约束 SER 的关系

图 7 所示为 Nakagami- $m$  衰落信道下,  $m=1$  和  $m=5$  时, 约束 SER 与 NDA-EVM 阈值的关系。从图 7 中可以看出: 1) 在相同信道状态下, 约束 SER 越大, NDA-EVM 值越大, 这与图 5 结果一致; 2) 相同信道状态下, 不同调制阶数阈值不同, 调制阶数越高, 阈值越小。这是因为随着调制阶数升高, 其对误差的容忍能力降低; 3) 对于同一调制阶数, 参数  $m$  越大, 信道状态越好, 同一 SER 约束下的 NDA-EVM 阈值增大。这是因为信道状态越好, 接收机容忍的偏离误差越大。值得注意的是, 当  $m=1$  时, 调制阶数选择策略中没有 64QAM 和 256QAM 调制方式, 这是由于在此时的信道状态下, 选择 64QAM 或 256QAM 调制发送数据时, 已经不能使系统的 SER 值低于约束 SER 值。

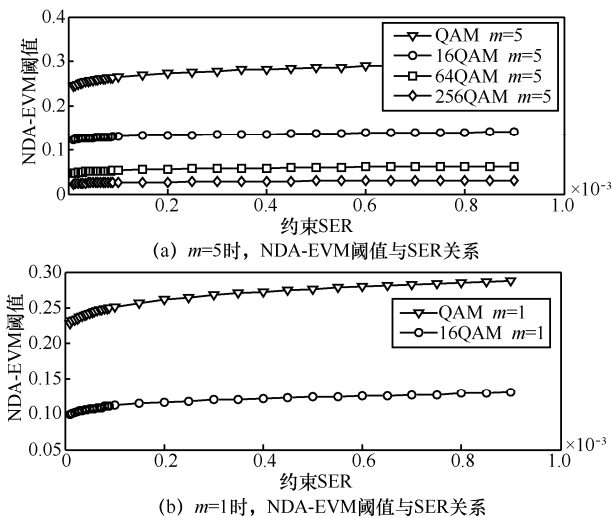


图 7 约束 SER 与 NDA-EVM 阈值的关系

### 6.2 约束 SER 与系统分组丢失率的关系

系统 QoS 可由 SER 表征, 图 8 给出了自适应调制系统约束 SER 与系统分组丢失率的关系。从图 8 可以看出: 1) 自适应调制系统存在一个最优

的约束 SER, 使系统的分组丢失率达到最小; 2) 数据到达速率  $\lambda T_f$  降低, 系统的分组丢失率降低。

这是由于到达速率的降低使队列内的数据分组减少, 队列掉分组率降低, 从而降低了系统的分组丢失率; 3) 增大 Nakagami- $m$  衰落信道中的  $m$  因子, 系统分组丢失率降低, 这是因为  $m$  增大表示信道状态变好, 经过信道后的分组误差率降低, 从而导致了系统分组丢失率的减小; 4) 增加队列长度, 系统分组丢失率降低。这是由于队列长度越长, 队列的掉分组率越小, 从而系统的分组丢失率也越小。

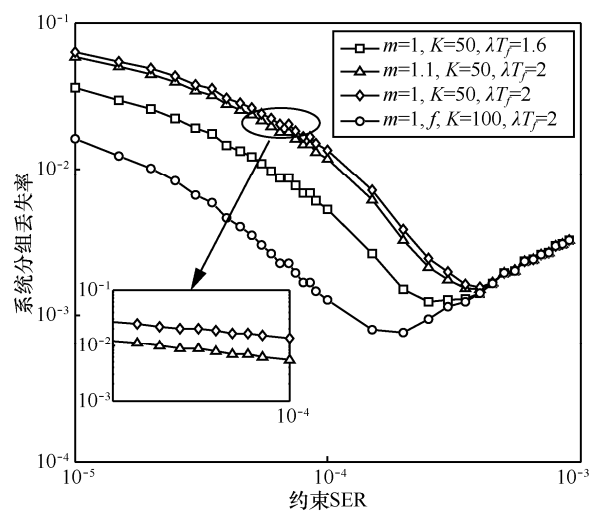


图 8 约束 SER 与系统分组丢失率的关系

### 6.3 不同 Nakagami- $m$ 衰落因子下算法性能对比

图 9 对比了本文所提基于 NDA-EVM 自适应调制算法与传统基于 DA-SNR 自适应调制算法在不同衰落下的性能。仿真设置队列长度  $K=50$ , 数据分组到达速率  $\lambda T_f=2$  packet/ms。从图 9 可以看出:

1) 在相同信道条件下, 降低系统对 QoS 要求 (即增大约束 SER), 系统分组丢失率降低, 且本文所提算法较对比算法有更低的系统分组丢失率; 2) 增大 Nakagami- $m$  因子  $m$ , 信道状态变好, 系统的分组丢失率降低, 平均吞吐量增大。这是因为一方面  $m$  因子增大表示信道状态变好, 数据分组经过衰落信道后的分组误差率降低, 系统可以在当前约束 SER 下, 选择更高阶调制方式进行传输, 提高了队列的服务速度; 另一方面队列服务速度的提高, 降低了数据分组在队列中丢弃的概率。因此  $m$  因子增大降低了系统的分组丢失率, 提升了系统的吞吐量。

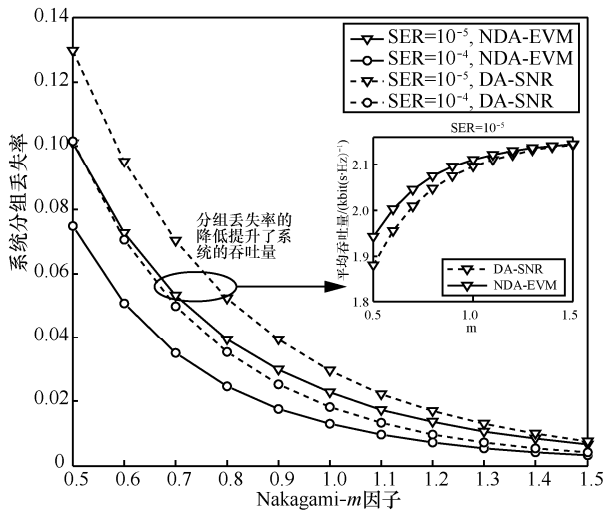


图 9 不同衰落下的算法性能对比

### 6.4 不同队列长度下算法性能对比

图 10 对比了本文所提基于 NDA-EVM 自适应调制算法和传统基于 DA-SNR 自适应调制算法在不同队列长度下的性能。仿真设置 Nakagami- $m$  因子  $m=1.5$ ，数据分组到达率  $\lambda T_f = 2 \text{ packet/ms}$ 。从图 10 可以看出：1) 随着队列长度  $K$  的增加，2 种算法的分组丢失率降低，且本文所提算法较传统算法有更低的系统分组丢失率；2) 队列长度为  $K=80$ ，数据分组到达速率提高时，系统的分组丢失率上升，但本文所提自适应调制算法较传统自适应调制算法分组丢失率增长速度更为平缓。这是因为数据分组到达速率提高，缓存队列的负载加重，数据分组在队列中丢弃的概率增加，导致了系统分组丢失率的增大。

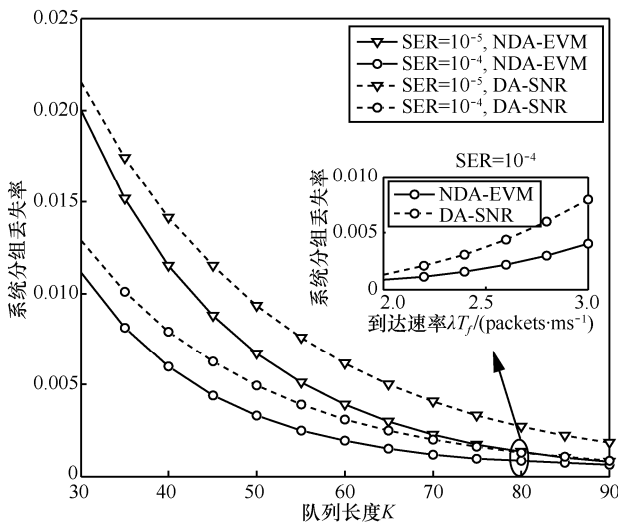


图 10 不同队列长度下算法性能对比

### 6.5 2 种算法的频谱利用率对比

图 11 给出了 Nakagami- $m$  衰落信道( $m=1$ )下，系统 QoS 设置为  $SER = 10^{-3}$  时，本文所提基于 NDA-EVM 自适应调制算法和传统基于 SNR 自适应调制算法的性能对比。由图 11 中可知：数据分组到达速率增大，且信噪比升高时，2 种算法的频谱利用率均提高，但基于 NDA-EVM 自适应调制算法提升较大，信噪比为 30 dB，数据分组到达速率为 2 packets/ms 时，较对比算法提高了  $0.29 \text{ bit}\cdot\text{s}^{-1}\cdot\text{Hz}^{-1}$ ；到达速率为 4 packets/ms 时，较对比算法提高了  $0.752 \text{ bit}\cdot\text{s}^{-1}\cdot\text{Hz}^{-1}$

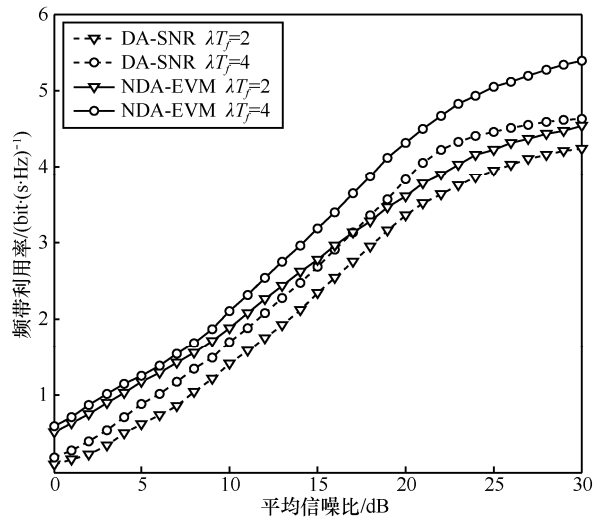


图 11 Nakagami- $m$  信道 ( $m=1$ ) 下的算法性能对比

## 7 结束语

针对 Nakagami- $m$  衰落信道中 D2D 通信链路频谱利用率低的问题，本文在 Nakagami- $m$  衰落信道下设计了适合 D2D 通信的基于 NDA-EVM 的自适应调制机制。利用最大似然准则，划分 MQAM 符号的判决域，并建立了 NDA-EVM 与 SER 的关系式，以此为基础设计了 SER 约束下的 NDA-EVM 自适应调制算法；利用调制方式与信道状态的一一对应性，建立基于 NDA-EVM 的有限马尔可夫信道模型，结合数据在缓存队列中的分组丢失机理，分析了 D2D 通信自适应调制系统的性能。理论分析及仿真实验表明：1) 基于 NDA-EVM 的自适应调制算法复杂度为线性阶，在 D2D 通信中仍具有较高的执行效率；2) 基于 NDA-EVM 的自适应调制算法切换阈值较基于 DA-SNR 更容易达到；3) 信道衰落、数据到达速率、数据缓存队列长度都会

影响系统分组丢失率和频谱利用率; 4) 基于 NDA-EVM 的自适应调制算法较传统算法有较高的频谱利用率。本文所提算法较基于 DA-SNR 的自适应调制算法, 频谱利用率最高提升了  $0.752 \text{ bit}\cdot\text{s}^{-1}\cdot\text{Hz}^{-1}$ 。总之, 基于 NDA-EVM 的自适应调制算法具有实际的工程应用价值, 为 D2D 通信提供了一种可行的自适应调制参考模型。

### 附录 1 $\Pr(n)$ 求解过程

当系统 QoS 确定后, 利用阈值算法, 可以得到满足 SER 约束的各调制方式的 NDA-EVM 阈值, 并利用 NDA-EVM 计算式将不同调制方式的 NDA-EVM 阈值换算到相同信道条件的 QAM 调制下, 因为满足  $\text{SER}_{\text{TH}}$  的调制方式  $n \in N = \{0,1,2,3,4\}$  (NoTx/4/16/64/256QAM) 的 NDA-EVM 所占区域与其选择概率  $\Pr(n)$  成正比, 基于这一原则可以确定调制方式  $n$  的选择概率。

图 12 给出了由 NDA-EVM-SER 的关系确定  $\Pr(n)$  的原理, 在自适应传输的  $t$  时刻可以确定的系统参数有: 1) 约束 SER 值  $\text{SER}_{\text{TH}}$ ; 2) 系统在接收灵敏度处最低阶调制 (QAM) 的 NDA-EVM:  $\psi_{0,1}$ ; 3) 中断概率  $P_0$  (其值由系统确定); 4) 瞬时衰落因子  $\alpha$ 。确定  $\Pr(n)$  的步骤如下。

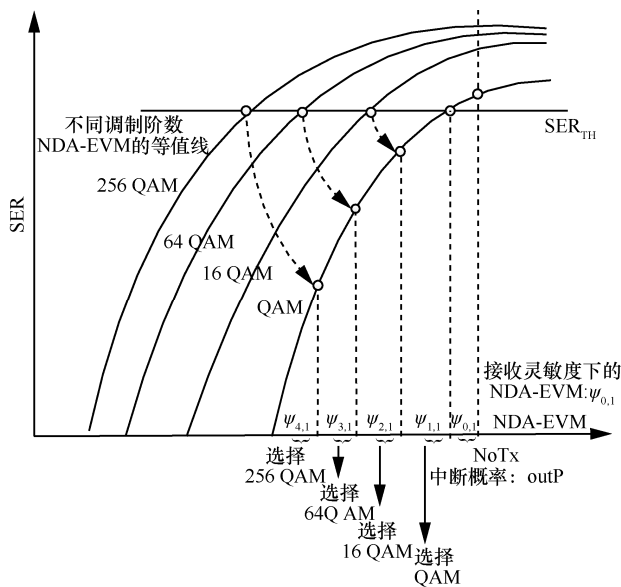


图 12 调制方式选择区间

1) 根据式(6), 将不同调制方式的 NDA-EVM 等价转化为 QAM 对应的 NDA-EVM 为

$$\psi_{n,1}, n = 1,2,3,4 \quad (29)$$

2) 通过求解式(30), 可以得到选择各调制方式的概率  $\Pr(n)$

$$\begin{cases} \psi_{1,1} - \psi_{2,1} = \frac{\Pr(n=1)}{P_0} \\ \psi_{0,1} - \psi_{1,1} = \frac{\Pr(n=2)}{\Pr(n=1)} \\ \psi_{3,1} - \psi_{2,1} = \frac{\Pr(n=1)}{\Pr(n=2)} \\ \psi_{1,1} - \psi_{2,1} = \frac{\Pr(n=1)}{\Pr(n=3)} \\ \psi_{4,1} - \psi_{3,1} = \frac{\Pr(n=3)}{\Pr(n=1)} \\ P_0 = \Pr(n=0); \sum_{n=0}^4 \Pr(n) = 1 \end{cases} \quad (30)$$

### 参考文献:

- [1] 赵勇. 认知无线电的发展与应用[J]. 电讯技术, 2009, 49(6):93-101. ZHAO Y. Development and application of cognitive radio[J]. Telecommunication Technology, 2009, 49(6): 93-101.
- [2] TEHRANI M N, UYSAL M, YANIKOMEROGLU H. Device-to-device communication in 5G cellular networks: challenges, solutions, and future directions[J]. IEEE Communications Magazine, 2014, 52(5): 86-92.
- [3] 3GPP. Small cell enhancements for E-UTRA and E-UTRAN physical layer aspects(Release 12)[S]. 2013.
- [4] SHAHINI A, BAGHERI A, SHAHZADI A. A unified approach to performance analysis of energy detection with diversity receivers over Nakagami- $m$  fading channels[C]//2013 International Conference on IEEE Connected Vehicles and Expo (ICCVE). 2013: 707-712.
- [5] JOSHI S, MALLIK R K. Analysis of dedicated and shared device-to-device communication in cellular networks over Nakagami- $m$  fading channels[J]. IET Communications, 2017, 11(10):1600-1609.
- [6] CHUN Y J, COTTON S L, DHILLON H S, et al. A stochastic geometric analysis of device-to-device communications operating over generalized fading channels[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2017, 16(7): 4151-4165.
- [7] GOLDSMITH A. Wireless communications[M]. UK: Cambridge University Press, 2005.
- [8] ALOUINI M S, GOLDSMITH A J. Adaptive modulation over Nakagami fading channels[J]. Wireless Personal Communications, 2000, 13(1-2):119-143.
- [9] 高欢芹, 鄧广增, 朱琦. AQAM 系统最佳信噪比门限的研究及其在 IEEE802.16e 中的应用[J]. 电子学报, 2009, 37(7): 1465-1469. GAO H Q, FENG G Z, ZHU Q. Research on the optimal SNR threshold of AQAM system and its application in IEEE802.16e[J]. Electronic Journal, 2009, 37(7): 1465-1469.
- [10] CHUNG S, GOLDSMITH A. Degrees of freedom in adaptive modulation: a unified view[J]. IEEE Transactions on Communications, 2001, 49(9): 1561-1571.
- [11] JUDD G, WANG X H, PETER S. Efficient channel-aware rate adaptation in dynamic environments[C]//The 6th International Conference on Mobile Systems, Applications and Services. 2008.
- [12] THOMAS V A, KUMAR S, KALYANI S, et al. Error vector magnitude analysis of fading SIMO channels relying on MRC reception[J]. IEEE Transactions on Communications, 2016, 64(4): 1786-1797.
- [13] MAHMOUD H A, ARSLAN H. Error vector magnitude to SNR conversion for nondata-aided receivers[J]. IEEE Transactions on Wireless

Communications, 2009, 8(5):2694-2704.

- [14] 杨凡, 曾孝平, 毛海伟, 等.  $\kappa$ - $\mu$  阴影衰落信道下非数据辅助的误差矢量幅度性能分析[J]. 通信学报, 2018, 39(5): 177-188.  
YANG F, ZENG X P, MAO H W, et al. Nodata-aided error vector magnitude performance analysis over  $\kappa$ - $\mu$  shadowed fading channels[J]. Journal on Communications, 2018, 39(5): 177-188.
- [15] SEN S, SANTHAPURI N, CHOUDHURY R R, et al. AccuRate: constellation based rate estimation in wireless networks[C]// Usenix Conference on Networked Systems Design and Implementation. 2010: 12.
- [16] CHOUITEM R. EVM based AMC for an OFDM system[C]// Wireless Telecommunications Symposium. 2010:1-5.
- [17] 杨凡, 曾孝平, 简鑫, 等. 快时变信道下非数据辅助误差矢量幅度的自适应调制算法[J]. 通信学报, 2017, 38(3):73-82.  
YANG F, ZENG X P, JIAN X, et al. Nodata-aided error vector magnitude based adaptive modulation over rapidly time-varying channels[J]. Journal on Communications, 2017, 38(3):73-82.
- [18] WEBB W T, STEELE R. Variable rate QAM for mobile radio[J]. IEEE Transactions on Communications, 1995, 43(7):2223-2230.
- [19] SHAFIK R A, RAHMAN S, ISLAM R. On the extended relationships among EVM, BER and SNR as performance metrics[C]//International Conference on Electrical and Computer Engineering. 2006: 408-411.
- [20] WANG H S, MOAYERI N. Finite-state Markov channel-a useful model for radio communication channels[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 1995, 44(1):163-171.
- [21] LIU Q, ZHOU S, GIANNAKIS G B. Queuing with adaptive modulation and coding over wireless links: cross-Layer analysis and design[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2005, 4(3): 1142-1153.
- [22] LIU Q, ZHOU S, GIANNAKIS G B. Cross-layer combining of adaptive modulation and coding with truncated ARQ over wireless links[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2004, 3(5): 1746-1755.

#### [作者简介]



曾孝平(1956-), 男, 四川广安人, 博士, 重庆大学教授、博士生导师, 主要研究方向为航空移动通信、下一代移动通信、生物信号处理等。



毛海伟(1994-), 男, 湖南邵阳人, 重庆大学硕士生, 主要研究方向为无线宽带自适应传输。



杨凡(1983-), 男, 湖北广水人, 博士, 重庆理工大学副教授, 主要研究方向为无线宽带自适应传输、无线通信网络、下一代移动通信技术、无线通信中的编码技术等。



简鑫(1987-), 男, 四川自贡人, 博士, 重庆大学副教授, 主要研究方向为统计学、无线通信理论与技术、流量分析论等。



李诗琪(1996-), 女, 湖北潜江人, 重庆大学硕士生, 主要研究方向为干扰检测。

蒋欣(1970-), 男, 四川达州人, 博士, 北京民用飞机技术研究中心研究员, 主要研究方向为航空电子系统综合设计技术和机载系统技术。

方伟(1978-), 男, 山东诸城人, 博士, 北京民用飞机技术研究中心高级工程师, 主要研究方向为航空电子系统、机载宽带通信技术。