

D2D通信中一种基于非数据辅助误差适量幅度的同信道干扰控制方法及其性能分析

曾孝平^{*①} 李诗琪^① 杨凡^② 简鑫^① 吴继森^③

^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(重庆通用航空集团有限公司 重庆 401135)

摘要: 针对D2D通信系统中广泛存在的同信道干扰问题, 该文提出一种基于非数据辅助误差矢量幅度(NDA-EVM)进行同信道干扰分析的方法。以NDA-EVM作为信道质量评估参量, 推导信号在M-QAM调制下的NDA-EVM统一计算模型, 利用信道增益建立NDA-EVM同信道干扰分布模型, 并进一步求解该模型的性能上限, 从而量化同信道干扰。理论分析和仿真实验表明, 相对于传统算法, 该文所提上限的计算时间复杂度由 $O(M^2)$ 降为 $O(M)$, 提高了信道评估时效性; 推导性能上限与理论值吻合度高, 特别是在低SNR时为紧上界, 两者最小均方根误差RMSE低至0.2615。

关键词: 同信道干扰; D2D通信; 非数据辅助; 误差矢量幅度

中图分类号: TN929.5

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2021)09-2663-09

DOI: 10.11999/JEIT200473

NDA-EVM Based Co-channel Interference Control Method and Performance Analysis in D2D Communication

ZENG Xiaoping^① LI Shiqi^① YANG Fan^② JIAN Xin^① WU Jisen^③

^①(College of Communication Engineering, Chongqing University, Chongqing 400044, China)

^②(School of Electrical and Electronic Engineering, Chongqing University of Technology, Chongqing 400054, China)

^③(Chongqing General Aviation Co., Ltd (CQGA), Chongqing 401135, China)

Abstract: In view of the widely exist co-channel interference in D2D communication system, a novel method to quantify the co-channel interference based on NonDate Aided Error Vector Magnitude (NDA-EVM) is proposed. NDA-EVM is considered as a new metric to evaluate the change of the channels. The NDA-EVM of M-QAM modulated signal is analytically derived. Moreover, the model of NDA-EVM under co-channel interference is established. Specifically, the upper bound of NDA-EVM is calculated when co-channel interferences exist, so co-channel interferences can be quantified. Theoretical analysis and simulation experiments indicate that, when compared with traditional NDA-EVM algorithm, the proposed upper bound of NDA-EVM reduces the time complexity of algorithm from $O(M^2)$ to $O(M)$, the effectiveness of channel estimation is improved. Besides, the derived upper bound closely matches with the theoretical value, especially at low SNR, the RMSE is as low as 0.2615.

Key words: Co-channel interference; D2D communication; NonDate-Aided (NDA); Error Vector Magnitude (EVM)

收稿日期: 2020-06-11; 改回日期: 2020-12-31; 网络出版: 2021-02-26

*通信作者: 曾孝平 zxp@cqu.edu.cn

基金项目: 国家自然科学基金(61501065, 61571069, 61601067, 61701054); 重庆市基础科学与前沿技术研究专项一般基金资助项目(cstc2016jcyjA0021); 中央高校基本科研业务费(106112016CDJXY160001); 重庆市重大主题专项(cstc2019jcsx-zdztzxX0045, cstc2019jcsx-zdztzxX0029, cstc2019jcsx-zdztzxX0051)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (61501065, 61571069, 61601067, 61701054), The Chongqing Research Program of Basic Research and Frontier Technology (cstc2016jcyjA0021), The Fundamental Research Funds for the Central Universities (106112016CDJXY160001), The Chongqing Technology Innovation and Application Development Key Project (cstc2019jcsx-zdztzxX0045, cstc2019jcsx-zdztzxX0029, cstc2019jcsx-zdztzxX0051)

1 引言

随着无线移动通信的快速发展,快速增长的移动数据传输需求与有限的无线频谱资源间的矛盾日益严峻^[1]。D2D(Device to Device)通信技术允许邻近设备直接通信,复用蜂窝资源,能有效提高蜂窝系统频谱效率^[2-6],是解决该矛盾的有效途径。然而随着系统中D2D用户的增多,由于频率复用造成的同信道干扰已经成为影响和制约D2D系统通信性能的重要因素^[7]。因此,需采用合理的信道质量评估方法量化同信道干扰,为后续干扰控制技术提供帮助,从而提高D2D系统通信性能。

在信道质量评估中,可靠且准确的信道状态信息(Channel State Information, CSI)是评估的关键。传统的CSI有误码率(Bit Error Rate, BER)和信噪比(Signal to Noise Ratio, SNR)^[8]。然而, BER在实际应用中计算时间较长,导致信道评估结果远滞后于信道变化^[9-11]。同时,传统SNR估计由于辅助数据(如前导符号和导频符号)的使用,存在由辅助数据引入的非实时性误差^[12-14]。相比于SNR与BER,误差矢量幅度(Error Vector Magnitude, EVM)能够在符号级别进行信道性能评估,对信道有着更快、更直接的反映^[15]。目前,对同信道干扰进行的分析多基于数据辅助的误差矢量幅度(Data-Aided Error Vector Magnitude, DA-EVM),如文献^[16]推导了DA-EVM在同信道干扰下的理论表达式,但亦存在由辅助数据引入的非实时性误差问题。不同于数据辅助的EVM和SNR估计,非数据辅助的误差矢量幅度(NonDate-Aided Error Vector Magnitude, NDA-EVM)不需要导频序列^[9],直接利用接收信号进行评估,上述特性允许NDA-EVM在信道环境极差、信噪比极低的情况下,仍能根据接收到的少量信号预测出当前信道质量^[17]。NDA-EVM的上述特性使其非常适用于D2D通信系统中的信道评估。目前NDA-EVM的使用集中于对特定信道的评估,例如文献^[18]中推导了NDA-EVM在衰落信道下的计算模型,值得注意的是,文献^[18]中的模型仅适用于信道增益趋近于1时的信道,无法适用于常见衰落信道。此外,文献^[18]中的NDA-EVM模型时间复杂度高,耗费时间长,难以应用于实际评估的持续计算过程。针对以上问题,文献^[19]推导了适用于 $\kappa-\mu$ 信道评估的NDA-EVM下限,可对当前信道状态下系统可达到的最优性能进行评估。然而在D2D通信中,需界定同信道干扰对传输信号可能造成的最坏影响,以保证用户通信质量。因此,如何利用NDA-EVM对D2D通信中的传输信道进行即时的信道状态评估,量化同

信道干扰,并确定其性能上限,影响迄今依然是一个公开的问题,尚未有明确的解答。

本文提出一种利用NDA-EVM进行D2D通信信道评估的方法。以M-QAM信号为例,推导了NDA-EVM上限的闭合表达式,并以信道增益作为中间变量,推导NDA-EVM在同信道干扰影响下的性能上限。经仿真模拟,所得上限大大降低算法时间复杂度,且与理论值一致性较好,特别在低信噪比时为紧上界,可为D2D通信中同信道干扰度量提供理论支撑。

2 系统模型

考虑单个蜂窝网络系统,假设小区中存在 M 个蜂窝用户和 N 对D2D用户,同时有 M 个信道资源,此时系统为全负载蜂窝系统。在全负载网络中,蜂窝用户集和D2D用户集可分别表示为 $C = \{1, 2, \dots, M\}$, $D = \{1, 2, \dots, N\}$ 。如图1所示,若有3对D2D用户 $\{D_1, D_2, D_3\}$ 和2个蜂窝用户 $\{C_1, C_2\}$, D_i-S 表示D2D用户的发射端, D_i-R 表示D2D用户的接收端。 D_1 与 D_2 复用 C_1 的信道资源, D_3 复用 C_2 的信道资源,则小区中存在着大量由于频率复用带来的同信道干扰,如图中虚线所示^[20]。

为评估同信道干扰对传输信号的影响,本文考虑单输入单输出(Single-Input Single-Output, SISO)的同信道干扰分析系统。发送信号的传输受3种因素影响,分别为信号信道衰落、同信道干扰与加性噪声^[16]。假设发送端发送信号为M-QAM调制,相位偏移可以被完美估计,接收端得到的信号 $y(i)$ 可表示为 $y(i) = D(i)h + \sum_{l=1}^L I_l(i)h_l + n(i)$, $\forall i = 1, 2, \dots, N$ 。 h 和 h_l 分别表示主信道增益和干扰信道增益。 $D(i)$, $I_l(i)$, $y(i)$ 分别表示源节点发送信号,干扰信道发送信号及最终目的节点的接收信号,噪声 $n(i)$ 是均值为0,方差为 σ_n^2 的环复高斯随机变量, $n(i) \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_n^2)$ 。且假设发送信号,干扰

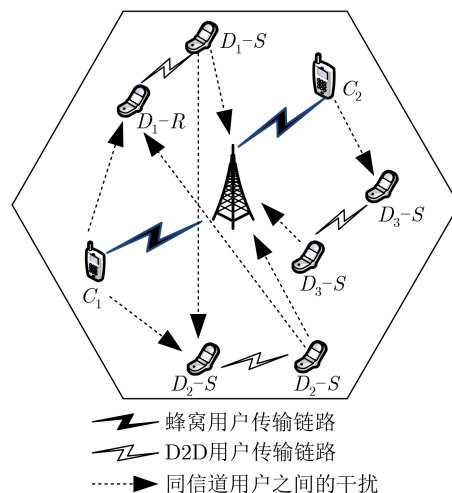


图1 D2D通信系统模型

信号, 噪声之间均相互独立。接收端根据接收信号 $y(i)$, 计算出受同信道干扰影响信号的NDA-EVM, 从而量化同信道干扰。

3 基于NDA-EVM的同信道干扰分析

同信道干扰分析的关键, 是利用NDA-EVM度量同信道干扰对传输信号的影响。NDA-EVM上限可提供传输链路受同信道干扰影响可达到的最坏性能, 可为干扰控制技术的设计提供分析基础和量化指标。

3.1 MQAM调制下NDA-EVM的上限闭合式

NDA-EVM定义为接收符号星座点与发送符号星座点误差的均方根为

$$\zeta[M] = \sqrt{\frac{\sum_{n=1}^N |y[n] - \hat{x}[n]|^2}{NP_0}} \quad (1)$$

其中, $y[n]$ 代表归一化之后的接收信号, 利于不同调制阶数信号的NDA-EVM能够进行比较。 $\hat{x}[n]$ 表示基于接收信号 $y[n]$ 利用最大似然法则估计的发送符号, N 表示发送的符号数, P_0 表示发送信号的平均功率。

发送符号为MQAM调制信号, 信号星座集中任一星座点 S_i 可表示为

$$S_i = (2i - k)b + j(2m - k)b, \quad i, m = 0, 1, \dots, k \quad (2)$$

其中, $k = \sqrt{M} - 1$, 归一化幅度 $b = \sqrt{\frac{3}{2(M-1)}}$ 。

经信道增益 α 及加性噪声影响后到达接收端, 由文献[18]可得MQAM符号的瞬时NDA-EVM表达式为

$$\begin{aligned} \zeta[M^2] = & \frac{2}{k+1} \left\{ \sum_{j=0}^k \left[\sigma(-b + \lambda_{jk,R}) \varphi\left(\frac{-b - \lambda_{jk,R}}{\sigma}\right) \right. \right. \\ & + (\lambda_{jk,R}^2 + \sigma^2) Q\left(\frac{-b - \lambda_{jk,R}}{\sigma}\right) \left. \right] \\ & + \sum_{j=0}^k \left[\sigma(b + \lambda_{jk,R}) \varphi\left(\frac{b - \lambda_{jk,R}}{\sigma}\right) \right. \\ & + (\lambda_{jk,R}^2 + \sigma^2) Q\left(\frac{b - \lambda_{jk,R}}{\sigma}\right) \\ & + \sum_{i=1}^{k-1} \sum_{j=0}^k \left[\sigma(-b + \lambda_{ji,R}) \varphi\left(\frac{-b - \lambda_{ji,R}}{\sigma}\right) \right. \\ & + (\lambda_{ji,R}^2 + \sigma^2) Q\left(\frac{-b - \lambda_{ji,R}}{\sigma}\right) \\ & - \sum_{i=1}^{k-1} \sum_{j=0}^k \left[\sigma(b + \lambda_{ji,R}) \varphi\left(\frac{b - \lambda_{ji,R}}{\sigma}\right) \right. \\ & \left. \left. + (\lambda_{ji,R}^2 + \sigma^2) Q\left(\frac{b - \lambda_{ji,R}}{\sigma}\right) \right] \right\} \quad (3) \end{aligned}$$

其中, σ^2 为噪声功率, $\lambda_{ji,R} = \alpha S_{j,R} - S_{i,R}$, $\lambda_{jk,R} = \alpha S_{j,R} - S_{k,R}$, 下标R表示信号实部, $\varphi(\cdot)$ 为标准正态分布的概率密度函数, $Q(x)$ 为互补累计分布函数。

式(3)给出了MQAM信号的NDA-EVM计算模型, 但其双重求和及积分运算导致算法时间复杂度高, 计算成本大, 难以适用于真实信道的即时评估。基于以上因素, 本文对式(3)进一步转化, 得到NDA-EVM紧上限公式, 旨在提供最坏情况下同信道干扰可能对传输信号产生的影响。

由MQAM信号的对称性, 有 $\lambda_{j0,R} = -\lambda_{(k-j),R}$, $-\lambda_{ji,R} = \lambda_{(k-j)(k-i),R}$, $\varphi(x) = \varphi(-x)$, 代入 $\lambda_{ji,R} = \alpha S_j + b - (2i - k + 1)b = \lambda_{j \frac{k-1}{2},R} + 2\left(\frac{k-1}{2} - i\right)b$, $i \in (0, \frac{k-1}{2})$ 。式(3)可化简为

$$\begin{aligned} \zeta[M^2] = & \frac{-4\sigma^2}{k+1} \left\{ \sum_{i=0}^{\frac{k-3}{2}} \sum_{j=0}^k \left[\frac{4b}{\sigma} \varphi \right. \right. \\ & \cdot \left. \left. \left(\frac{-b + 2\left(\frac{k-1}{2} - i\right)b + \lambda_{j \frac{k-1}{2},R}}{\sigma} \right) \right] \right. \\ & + \sum_{j=0}^k \left[\frac{(b + \lambda_{j \frac{k-1}{2},R})}{\sigma} \varphi\left(\frac{b - \lambda_{j \frac{k-1}{2},R}}{\sigma}\right) \right] \left. \right\} \\ & + \frac{4}{k+1} \left\{ \sum_{i=1}^{\frac{k-1}{2}} \sum_{j=0}^k \left[2b(2i-1) + 2\lambda_{j \frac{k-1}{2},R} \right. \right. \\ & \cdot \left. \left. Q\left(\frac{(2i-1)b + \lambda_{j \frac{k-1}{2},R}}{\sigma}\right) \right] \right. \\ & \left. + \sum_{j=0}^k (\lambda_{j \frac{k-1}{2},R}^2 + \sigma^2) Q\left(\frac{-b + \lambda_{j \frac{k-1}{2},R}}{\sigma}\right) \right\} \quad (4) \end{aligned}$$

当 $0 \leq i \leq \frac{k-3}{2}$ 时, $-b + \lambda_{j \frac{k-1}{2},R} \leq -b + 2\left(\frac{k-1}{2} - i\right)b + \lambda_{j \frac{k-1}{2},R}$, φ 项可化简为

$$\begin{aligned} & \frac{-4\sigma^2}{k+1} \left\{ \sum_{i=0}^{\frac{k-3}{2}} \sum_{j=0}^k \right. \\ & \cdot \left[\frac{4b}{\sigma} \varphi\left(\frac{-b + 2\left(\frac{k-1}{2} - i\right)b + \lambda_{j \frac{k-1}{2},R}}{\sigma}\right) \right] \\ & + \sum_{j=0}^k \left[\frac{(b + \lambda_{j \frac{k-1}{2},R})}{\sigma} \varphi\left(\frac{b - \lambda_{j \frac{k-1}{2},R}}{\sigma}\right) \right] \left. \right\} \\ & \approx \frac{-4\sigma^2}{k+1} \sum_{j=0}^k \left[\frac{2kb}{\sigma} \varphi\left(\frac{w(2j-k)b}{\sigma}\right) \right] \quad (5) \end{aligned}$$

当 $1 \leq i \leq \frac{k-1}{2}$ 时, $-1 < 1 \leq 2i - 1 \leq k - 2$ 其中 $k = 3, 7, 15$, 考虑到 Q 函数的单调递减性

$$Q\left(\frac{(2i-1)b + \lambda_{j, \frac{k-1}{2}, R}}{\sigma}\right) < Q\left(\frac{-b + \lambda_{j, \frac{k-1}{2}, R}}{\sigma}\right) \quad (6)$$

将 $Q(x) = 1 - Q(-x)$, $\varphi(-x) = \varphi(x)$ 及式(5)、式(6)代入式(4), 并利用 $-b + \lambda_{j, \frac{k-1}{2}, R} = \alpha(2j-k)b$ 的对称性, 可得

$$\zeta[M^2] < \frac{4}{k+1} \left\{ C + 4kb\sigma \sum_{j=0}^{\frac{k-1}{2}} \frac{\alpha(2j-k)b}{\sigma} \right. \\ \left. Q\left(\frac{\alpha(2j-k)b}{\sigma}\right) - 4kb\sigma \sum_{j=0}^{\frac{k-1}{2}} \varphi\left(\frac{\alpha(2j-k)b}{\sigma}\right) \right\} \quad (7)$$

其中, $C = [3b^2(k+1)(k^2-1) + 3(\sigma^2 + b^2)(k+1) + \alpha^2 b^2(k+1)(k^2+2k) + 3\alpha kb^2(k+1)^2]/6$.

为消除积分项, 提高运算效率, 由文献[21]可

$$\text{其中, } C = \frac{3b^2(k+1)(k^2-1) + 3(\sigma^2 + b^2)(k+1) + \alpha^2 b^2(k+1)(k^2+2k) + 3\alpha kb^2(k+1)^2}{6}.$$

至此, 式(9)给出了各调制模式下MQAM信号NDA-EVM上限的通用计算模型。

3.2 同信道干扰下NDA-EVM的性能限

同信道干扰下NDA-EVM的上限能够反映传输符号受同信道干扰影响后, 到达接收端时可能产生的最大星座点偏移, 由此推算在此信道状态下, 系统的最坏性能。已知MQAM信号瞬时NDA-EVM上限, 为求解同信道干扰下NDA-EVM的上限, 可将经同信道干扰影响后的信道增益 α 作为中间变量, 将由 α 的概率密度函数加权后的NDA-EVM积分, 建立NDA-EVM同信道干扰分布模型, 如式(10), 其中, 积分限 t_1, t_2 为同信道影响下, 信道增益 α 的区间范围。

$$\text{NDA-EVM} = \int_{t_1}^{t_2} \zeta[M]f(\alpha)d\alpha \quad (10)$$

由式(10)可知, 同信道干扰下的NDA-EVM上限由 $\zeta[M]$ 的上限决定。通过代入式(9)及信道增益 α 的概率密度函数, 即可求解同信道干扰下的NDA-EVM上限。

4 同信道干扰下NDA-EVM的性能分析

为了验证利用NDA-EVM性能上限进行同信道干扰评估的准确性, 即时性。本节从评估的误差及时间复杂度入手, 对所求理论上的性能进行分析。

4.1 NDA-EVM上限进行信道评估的准确性

为验证所得NDA-EVM上限用于评估D2D通信中信道质量的准确性, 图2将NDA-EVM理论上限与文献[19]中所得NDA-EVM下限进行误差对比。

得Q函数的指数型近似表达式为

$$P(a) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}a} \left(1 - \exp\left\{-\sqrt{\frac{\pi}{2}}a\right\}\right) \exp\left(-\frac{a^2}{2}\right), a > 0 \quad (8)$$

由于 $0 \leq j \leq \frac{k-1}{2}$, $\frac{\alpha(2j-k)b}{\delta} < 0$ 可得: $a < 0$ 时, $Q(a) \approx 1 - \frac{1}{\sqrt{2\pi}(-a)} \left(1 - \exp\left\{-\sqrt{\frac{\pi}{2}}(-a)\right\}\right) \exp\left(-\frac{a^2}{2}\right)$ 。将该式代入式(7), 并令 $\beta_j = \frac{(2j-k)b}{\delta}$, 可得NDA-EVM的上限为

$$\zeta[M^2] < \frac{4}{k+1} \left\{ C + 4kb\sigma \sum_{j=0}^{\frac{k-1}{2}} \left[\alpha\beta_j - \sqrt{\frac{1}{2\pi}} \right. \right. \\ \left. \left. \cdot \exp\left(\sqrt{\frac{\pi}{2}}\alpha\beta_j - \frac{\alpha^2\beta_j^2}{2}\right) \right] \right\} \quad (9)$$

由图2可得, 所得NDA-EVM在低信噪比区域与理论值有较高吻合度, 上限 Δ NDA-EVM远小于下限差值。随着信噪比SNR增大, 本文所得上限值与理论值的差值略微增大。最小均方根误差(Root Mean Square Error, RMSE)可反映NDA-EVM性能限与理论值间误差, RMSE越小, 表明信道质量评估越准确。由 $\text{RMSE} = \sqrt{\sum_{i=1}^n (\Delta\text{NDA-EVM})^2/n}$, 得性能上限RMSE为0.2615, 文献[19]中性能下限RMSE为0.5262, 所得上限整体性能优于下限。综上所述, 本文所得NDA-EVM上限能够为信噪比低、信道环境较差情况下的信道质量提供准确度量, 更适用于同信道干扰影响下的信道评估。

4.2 算法的时间复杂度分析

D2D通信信道的复杂电磁变化特性, 要求利用NDA-EVM进行干扰分析时, 算法的时间复杂度应尽可能低, 以满足信道状态评估的实时性要求。

表1分别给出了式(3)和式(9)的时间复杂度。其中, M_m 为MQAM调制的最高阶数。令所有循环体

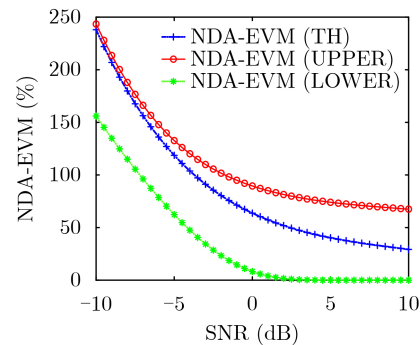


图2 $\alpha=1$ 时NDA-EVM理论值与上限、下限值对比(16QAM)

表1 算法时间复杂度

计算式	循环次数	时间复杂度
$\frac{2}{k+1} \left\{ \sum_{j=0}^k \left[\sigma(-b + \lambda_{jk,R}) \varphi\left(\frac{-b - \lambda_{jk,R}}{\sigma}\right) + (\lambda_{jk,R}^2 + \sigma^2) Q\left(\frac{-b - \lambda_{jk,R}}{\sigma}\right) \right] \right.$ $+ \sum_{j=0}^k \left[\sigma(b + \lambda_{jk,R}) \varphi\left(\frac{b - \lambda_{jk,R}}{\sigma}\right) + (\lambda_{jk,R}^2 + \sigma^2) Q\left(\frac{b - \lambda_{jk,R}}{\sigma}\right) \right]$ $+ \sum_{i=1}^{k-1} \sum_{j=0}^k \left[\sigma(-b + \lambda_{ji,R}) \varphi\left(\frac{-b - \lambda_{ji,R}}{\sigma}\right) + (\lambda_{ji,R}^2 + \sigma^2) Q\left(\frac{-b - \lambda_{ji,R}}{\sigma}\right) \right]$ $\left. - \sum_{i=1}^{k-1} \sum_{j=0}^k \left[\sigma(b + \lambda_{ji,R}) \varphi\left(\frac{b - \lambda_{ji,R}}{\sigma}\right) + (\lambda_{ji,R}^2 + \sigma^2) Q\left(\frac{b - \lambda_{ji,R}}{\sigma}\right) \right] \right\}$	$2M_m + (M_m - 2) \times M_m$	$O(M_m^2)$
$\frac{4}{k+1} \left\{ C + 4kb\sigma \sum_{j=0}^{k-1} \left[\alpha\beta_j - \sqrt{\frac{1}{2\pi}} \exp\left(\sqrt{\frac{\pi}{2}}\alpha\beta_j - \frac{\alpha^2\beta_j^2}{2}\right) \right] \right\}$	$\frac{M_m}{2}$	$O(M_m)$

中式子计算时间复杂度为 $O(1)$, 得式(3)时间复杂度为 $O(M_m^2)$, 式(9)时间复杂度为 $O(M_m)$ 。综上, 相较于式(3), 本文提出的NDA-EVM性能上限时间复杂度为 $O(M_m)$, 是调制阶数的线性阶, 评估即时性更高。

5 同信道干扰下NDA-EVM的性能仿真

D2D通信环境复杂, 传输场景包括视距传输(Line of Sight, LOS)和非视距传输(Non Line Of Sight, NLOS)。Nakagami-m分布能够很好吻合LOS/NLOS传输信道的测试数据, 表征D2D信道^[22]。为了验证NDA-EVM理论上限的有效性, 并分析

NDA-EVM在同信道干扰下的性能界限, 本节采用MATLAB仿真软件, 模拟主信道与干扰信道均为Nakagami-m分布时的系统, 基带数据采用3GPP LTE UE CAT11版本中的物理上行共享信道(Physical Uplink Shared CHannel, PUSCH)中的帧格式进行参数配置^[23], 具体仿真参数如表2所示。

假设主信道与干扰信道均相互独立, 由文献^[24]可得受同信道干扰影响后信道增益 α 概率密度函数

$$f(\alpha) = I^{[E]}(\alpha) + I^{[O]}(\alpha) \tag{11}$$

其中, $I^{[E]}(\alpha)$ 与 $I^{[O]}(\alpha)$ 分别为

$$I^{[E]}(\alpha) = \sum_{n=0:2:L} \frac{\Gamma(\frac{n+1}{2})}{2\pi \left(\sum_{l=1}^L \frac{\Omega_l}{4m_l}\right)^{\frac{n+1}{2}}} \left(\frac{L}{n}\right)^{-1} \sum_{k=0}^n \left[\prod_{l_2 \in \hat{c}_n\{1,2,\dots,L\}} \frac{\Gamma(ml_2 + \frac{1}{2})}{\Gamma(ml_2)} \sqrt{\frac{\Omega_{l_2}}{m_{l_2}}} \right]^{(k)}$$

$$\times F_{0:1^{(1)}; \dots; 1^{(L)}; 0}^{1:1^{(1)}; \dots; 1^{(L+1)}} \left[\frac{n+1}{2} : \frac{1}{2} - m_{l_1}^{(1)}; \dots; \frac{1}{2} - m_{l_1}^{(L-n)}; 1 - m_{l_2}^{(1)}; \dots; 1 - m_{l_2}^{(n)}; \right.$$

$$\left. -; \frac{\Omega_{l_1}^{(1)}}{m_{l_1}^{(1)}}, \dots, \frac{\Omega_{l_1}^{(L-n)}}{m_{l_1}^{(L-n)}}, \frac{\Omega_{l_2}^{(1)}}{m_{l_2}^{(1)}}, \dots, \frac{\Omega_{l_2}^{(n)}}{m_{l_2}^{(n)}}, \frac{-\alpha^2}{\sum_{l=1}^L \frac{\Omega_l}{m_l}} \right]^{(k)} \tag{12}$$

表2 仿真参数

仿真参数	数值
载频 f_c (GHz)	2.2
发送功率 P_0 (W)	1
符号周期 T_{sym} (μ s)	66.7
循环前缀(CP)类型	Normal
MQAM星座类型	QAM/16QAM/64QAM/256QAM

$$\begin{aligned}
 I^{[0]}(\alpha) = & - \sum_{n=0:2:L} \frac{v\Gamma(\frac{n+2}{2})j^{n+1}}{2\pi \left(\sum_{l=1}^L \frac{\Omega_l}{4m_l}\right)^{\frac{n+2}{2}}} \sum_{k=0}^{\binom{L}{n}-1} \left[\prod_{l_2 \in_n \{1,2,\dots,L\}} \frac{\Gamma(m_{l_2} + \frac{1}{2})}{\Gamma(m_{l_2})} \sqrt{\frac{\Omega_{l_2}}{m_{l_2}}} \right]^{(k)} \\
 & \times F_{0:1(1); \dots; 1(L+1); 0}^{1:1(1); \dots; 1(L); 0} \left[\frac{n+2}{2} : \frac{1}{2} - m_{l_1}^{(1)}; \dots; \frac{1}{2} - m_{l_1}^{(L-n)}; 1 - m_{l_2}^{(1)}; \dots; 1 - m_{l_2}^{(n)}; \right. \\
 & \left. -; \frac{\Omega_{l_1}^{(1)}}{m_{l_1}^{(1)}}, \dots, \frac{\Omega_{l_1}^{(L-n)}}{m_{l_1}^{(L-n)}}, \frac{\Omega_{l_2}^{(1)}}{m_{l_2}^{(1)}}, \dots, \frac{\Omega_{l_2}^{(n)}}{m_{l_2}^{(n)}}, \frac{-\alpha^2}{\sum_{l=1}^L \frac{\Omega_l}{m_l}} \right]^{(k)} \quad (13)
 \end{aligned}$$

其中， Ω_l 为平均发送功率， $F_{q;b_1; \dots; b_N}^{p;a_1; \dots; a_N}[\cdot]$ 为Lauricella超几何函数。(·)中的公式表示不同的输出结果，例如(k)表示排列组合的第k种情况。联合式(12)、式(10)与式(9)，可对主信道与干扰信道均为Nakagami-m分布时NDA-EVM的界限进行分析。

图3、图4比较了当主信道与干扰信道为独立非同分布时，NDA-EVM上限与理论值的性能差异。假设主信道 $m = 1.2$ ，干扰信道参数 $m_{l1} = 2.5$, $m_{l2} = 4.4$ 。由图可知：所得NDA-EVM上限随信噪比的增大而逐渐减小，这是因为信道质量变好，故NDA-EVM上限收敛。当干扰信道数量一定时，在低信噪比区域，本文所推的NDA-EVM上限与NDA-EVM理论值误差较小。随着信噪比的逐渐增大，低阶调制信号的NDA-EVM上限曲线与理论值曲线依然吻合度较好，高阶调制信号的NDA-EVM上限误差随信噪比增大而略微增大。这是因为在低信噪比区域，当 $SNR = \frac{1}{\sigma^2}$ 减小，即 $\delta \rightarrow \infty$

$$\begin{aligned}
 \text{时, } \varphi \left(\frac{-b + 2 \left(\frac{k-1}{2} - i \right) b + \lambda_j^{\frac{k-1}{2}, R}}{\sigma} \right) & \rightarrow \frac{1}{\sqrt{2\pi}}, \\
 \varphi \left(\frac{-b + \lambda_j^{\frac{k-1}{2}, R}}{\sigma} \right) & \rightarrow \frac{1}{\sqrt{2\pi}} Q \left(\frac{(2i-1)b + \lambda_j^{\frac{k-1}{2}, R}}{\sigma} \right)
 \end{aligned}$$

$\rightarrow \frac{1}{2}$, $Q \left(\frac{-b + \lambda_j^{\frac{k-1}{2}, R}}{\sigma} \right) \rightarrow \frac{1}{2}$ ，在低信噪比区域误差趋近于0。在高信噪比区域，式(5)中 φ 项产生的放缩误差可以忽略不计，误差主要由式(6)、式(8)中对Q项的放缩引入，当调制阶数增大时，式 $\sum_{i=1}^{\frac{k-1}{2}} Q \left(\frac{(2i-1)b + \lambda_j^{\frac{k-1}{2}, R}}{\sigma} \right)$, $1 \leq i \leq \frac{k-1}{2}$ 与 $\sum_{i=1}^{\frac{k}{2}} Q \left(\frac{-b + \lambda_j^{\frac{k-1}{2}, R}}{\sigma} \right)$ 之间的误差累积增大，故高阶调制信号的NDA-EVM上限误差增大。

图5对比了当干扰信道为独立同分布的Nakagami-m信道时的NDA-EVM曲线。由图可知，当主信道参数 $m = 2$ 不变时，NDA-EVM随干扰信道 m_1 的增大而增大。这是因为 m_1 越大，干扰信道衰落越小，对主信道造成干扰增大，故NDA-EVM增大。

令 $m = 1$ ，Nakagami-m可退化为常见的Rayleigh衰落^[25]。图6对比了主信道与干扰信道均为Rayleigh分布时NDA-EVM与文献[16]中DA-EVM评估曲线。由图可知，信噪比较小时，NDA-EVM小于DA-EVM，这是因为传输条件恶劣，传输信号失真，而NDA-EVM利用与接收信号星座点最近的点进行EVM计算。随着信噪比的逐渐增

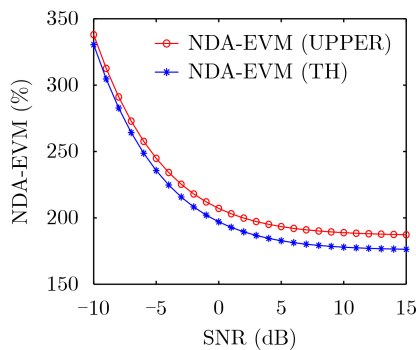


图3 $L=2$ 时的NDA-EVM上限(4QAM)

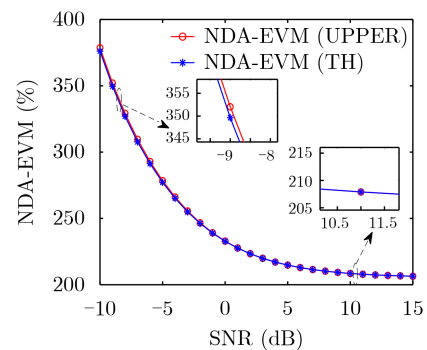
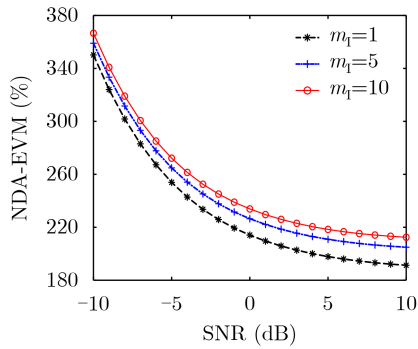
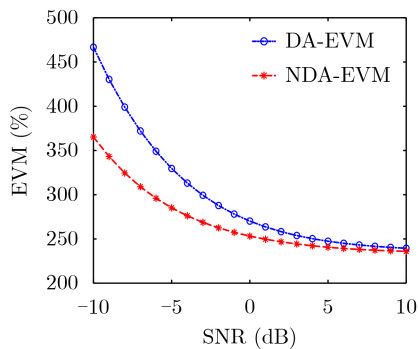


图4 $L=2$ 时的NDA-EVM上限(256QAM)

图5 $L=2$ 时不同 m_1 的NDA-EVM上限图6 $L=2$ 时NDA-EVM与DA-EVM对比

大, 接收信号星座点偏移减小, DA-EVM与NDA-EVM均减小, 曲线逐渐趋近。

图7分析了16QAM调制时, NDA-EVM上限随干扰信道数量的变化曲线。由图7可知, 随着干扰信道数量增大, 主信道所受干扰越来越强, NDA-EVM上限值不断增大。

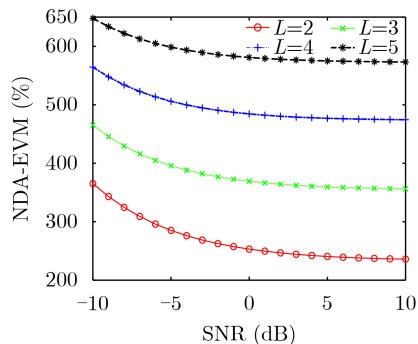


图7 不同干扰信道数量时的NDA-EVM上限

综上所述, 本文所推理论上限在各种信噪比条件下, 能够有效对信道中存在的同信道干扰进行准确评估, 且低信噪比, 低调制阶数时, 所得NDA-EVM上限更接近理论值。

6 结束语

本文提出一种基于NDA-EVM进行同信道干扰分析的方法, 用以解决D2D通信中存在的同信道干

扰问题。利用MQAM信号的NDA-EVM统一计算模型为基础, 以信道增益为中间变量, 推导了适用于同信道干扰估计的NDA-EVM性能上限。进一步地, 对所推导的NDA-EVM上限进行了时间复杂度, 评估准确度RMSE分析, 并通过仿真分析同信道干扰为Nakagami-m分布时NDA-EVM的性能。结果表明: (1)推导NDA-EVM在低调制阶数时更接近理论值; (2)推导NDA-EVM上限在低SNR区域为紧上限; (3)相较传统利用NDA-EVM下限进行信道评估的算法, 所推上限具有更小的RMSE值, 16QAM调制时低至0.2615, 评估结果更为准确有效; (4)推导上限时间复杂度为调制阶数 M 的线性阶。在保持评估准确度的同时, 降低了算法时间复杂度。简言之, 利用NDA-EVM进行同信道干扰影响的定量分析具有广泛的理论意义和工程应用价值, 可为同信道干扰下干扰控制系统的设计以及系统接收性能准确预测提供理论参考。

参考文献

- [1] LEE J and LEE J H. Performance analysis and resource allocation for cooperative D2D Communication in cellular networks with multiple D2D Pairs[J]. *IEEE Communications Letters*, 2019, 23(5): 909–912. doi: [10.1109/LCOMM.2019.2907252](https://doi.org/10.1109/LCOMM.2019.2907252).
- [2] TEHRANI M N, UYSAL M, and YANIKOMEROGLU H. Device-to-device communication in 5G cellular networks: Challenges, solutions, and future directions[J]. *IEEE Communications Magazine*, 2014, 52(5): 86–92. doi: [10.1109/MCOM.2014.6815897](https://doi.org/10.1109/MCOM.2014.6815897).
- [3] 钱志鸿, 王雪. 面向5G通信网的D2D技术综述[J]. *通信学报*, 2016, 37(7): 1–14. doi: [10.11959/j.issn.1000-436x.2016129](https://doi.org/10.11959/j.issn.1000-436x.2016129).
QIAN Zhihong and WANG Xue. Reviews of D2D technology for 5G communication networks[J]. *Journal on Communications*, 2016, 37(7): 1–14. doi: [10.11959/j.issn.1000-436x.2016129](https://doi.org/10.11959/j.issn.1000-436x.2016129).
- [4] 曾孝平, 毛海伟, 杨凡, 等. Nakagami-m衰落信道下D2D通信自适应调制算法研究[J]. *通信学报*, 2018, 39(9): 31–42. doi: [10.11959/j.issn.1000-436x.2018151](https://doi.org/10.11959/j.issn.1000-436x.2018151).
ZENG Xiaoping, MAO Haiwei, YANG Fan, et al. Study on adaptive modulation in D2D communications over Nakagami-m fading channel[J]. *Journal on Communications*, 2018, 39(9): 31–42. doi: [10.11959/j.issn.1000-436x.2018151](https://doi.org/10.11959/j.issn.1000-436x.2018151).
- [5] 钱志鸿, 王义君. 面向物联网的无线传感器网络综述[J]. *电子与信息学报*, 2013, 35(1): 215–227. doi: [10.3724/SP.J.1146.2012.00876](https://doi.org/10.3724/SP.J.1146.2012.00876).
QIAN Zhihong and WANG Yijun. Internet of Things-oriented wireless sensor networks review[J]. *Journal of*

- Electronics & Information Technology*, 2013, 35(1): 215–227. doi: [10.3724/SP.J.1146.2012.00876](https://doi.org/10.3724/SP.J.1146.2012.00876).
- [6] 张平, 陶运铮, 张治. 5G若干关键技术评述[J]. 通信学报, 2016, 37(7): 15–29. doi: [10.11959/j.issn.1000-436x.2016130](https://doi.org/10.11959/j.issn.1000-436x.2016130).
ZHANG Ping, TAO Yunzheng, and ZHANG Zhi. Survey of several key technologies for 5G[J]. *Journal on Communications*, 2016, 37(7): 15–29. doi: [10.11959/j.issn.1000-436x.2016130](https://doi.org/10.11959/j.issn.1000-436x.2016130).
- [7] 张达敏, 张绘娟, 闫威, 等. 异构网络中基于能效优化的D2D资源分配机制[J]. 电子与信息学报, 2020, 42(2): 480–487. doi: [10.11999/JEIT190042](https://doi.org/10.11999/JEIT190042).
ZHANG Damin, ZHANG Huijuan, YAN Wei, et al. D2D resource allocation mechanism based on energy efficiency optimization in heterogeneous networks[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2020, 42(2): 480–487. doi: [10.11999/JEIT190042](https://doi.org/10.11999/JEIT190042).
- [8] DUDAK C and KAHYAOGU N D. A descriptive study on AM-AM and AM-PM conversion phenomena through EVM-SNR relation[C]. 2012 IEEE Topical Conference on Power Amplifiers for Wireless and Radio Applications, Santa Clara, USA, 2012: 69–72. doi: [10.1109/PAWR.2012.6174945](https://doi.org/10.1109/PAWR.2012.6174945).
- [9] 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. doi: [10.1109/TCOMM.2016.2530797](https://doi.org/10.1109/TCOMM.2016.2530797).
- [10] YU Qinghua, QIU Bin, CONG Bo, et al. Research on real-time BER estimation in satellite downlink[C]. 2019 18th International Conference on Optical Communications and Networks (ICOON), Huangshan, China, 2019: 1–3. doi: [10.1109/ICOON.2019.8934721](https://doi.org/10.1109/ICOON.2019.8934721).
- [11] YANG Fan, MAO Haiwei, ZENG Xiaoping, et al. Nondata-aided error vector magnitude analysis of η - μ fading channels in device-to-device communications[J]. *IEEE Access*, 2019, 7: 82101–82109. doi: [10.1109/ACCESS.2019.2923584](https://doi.org/10.1109/ACCESS.2019.2923584).
- [12] TIWARI A, SAKHARDANDE K, and SHAH G. Non-data-aided SNR estimation for Nakagami-m fading channel[C]. 2018 IEEE International Students' Conference on Electrical, Electronics and Computer Science (SCEECS), Bhopal, India, 2018: 1–4. doi: [10.1109/SCEECS.2018.8546853](https://doi.org/10.1109/SCEECS.2018.8546853).
- [13] 崔浩. 无线通信中的无缝自适应技术[D]. [博士学位论文], 中国科学技术大学, 2014.
CUI Hao. Seamless adaptation for wireless communication[D]. [Ph. D. dissertation], University of Science and Technology of China, 2014.
- [14] 张然然. 下一代无线通信系统的自适应传输技术研究[D]. [博士学位论文], 北京邮电大学, 2009.
ZHANG Ranran. Research on adaptive transmission technologies for next generation wireless communication systems[D]. [Ph. D. dissertation], Beijing University of Posts and Telecommunications, 2009.
- [15] SHAFIK R A, RAHMAN M S, and ISLAM A R. On the extended relationships among EVM, BER and SNR as performance metrics[C]. 2006 International Conference on Electrical and Computer Engineering, Dhaka, Bangladesh, 2006: 408–411. doi: [10.1109/ICECE.2006.355657](https://doi.org/10.1109/ICECE.2006.355657).
- [16] PARTHASARATHY S, KUMAR S, GANTI R K, et al. Error vector magnitude analysis in generalized fading with Co-channel Interference[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2018, 66(1): 345–354. doi: [10.1109/TCOMM.2017.2748127](https://doi.org/10.1109/TCOMM.2017.2748127).
- [17] SEN S, SANTHAPURI N, CHOUDHURY R R, et al. AccuRate: Constellation based rate estimation in wireless networks[C]. The 7th USENIX Conference on Networked Systems Design and Implementation, San Jose, USA, 2010: 28–30.
- [18] MAHMOUD H A and ARSLAN H. Error vector magnitude to SNR conversion for nondata-aided receivers[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2009, 8(5): 2694–2704. doi: [10.1109/TWC.2009.080862](https://doi.org/10.1109/TWC.2009.080862).
- [19] 杨凡, 曾孝平, 毛海伟, 等. κ - μ 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. doi: [10.11959/j.issn.1000-436x.2018088](https://doi.org/10.11959/j.issn.1000-436x.2018088).
YANG Fan, ZENG Xiaoping, MAO Haiwei, et al. Nondata-aided error vector magnitude performance analysis over κ - μ shadowed fading channel[J]. *Journal on Communications*, 2018, 39(5): 177–188. doi: [10.11959/j.issn.1000-436x.2018088](https://doi.org/10.11959/j.issn.1000-436x.2018088).
- [20] LAI Weikuang, WANG Y C, LIN H C, et al. Efficient resource allocation and power control for LTE-A D2D communication with pure D2D model[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2020, 69(3): 3202–3216. doi: [10.1109/TVT.2020.2964286](https://doi.org/10.1109/TVT.2020.2964286).
- [21] JANG W M. A simple upper bound of the Gaussian Q-Function with closed-form error bound[J]. *IEEE Communications Letters*, 2011, 15(2): 157–159. doi: [10.1109/LCOMM.2011.011011.102207](https://doi.org/10.1109/LCOMM.2011.011011.102207).
- [22] SHAHINI A, BAGHERI A, and SHAHZADI A. A unified approach to performance analysis of energy detection with diversity receivers over Nakagami-m fading channels[C]. 2013 International Conference on Connected Vehicles and Expo (ICCVE), Las Vegas, USA, 2013: 707–712. doi: [10.1109/ICCVE.2013.6799881](https://doi.org/10.1109/ICCVE.2013.6799881).
- [23] 3GPP. Small cell enhancements for E-UTRA and E-UTRAN-physical layer aspects[R]. Technical Report: 36.872, 2013.

- [24] RAHMAN M A and HARADA H. New exact closed-form PDF of the sum of Nakagami-m random variables with applications[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2011, 59(2): 395–401. doi: [10.1109/TCOMM.2010.112310.090212](https://doi.org/10.1109/TCOMM.2010.112310.090212).
- [25] KRSTIC D, GLABOWSKI M, STEFANOVIC M, *et al.* Level crossing rate of ratio of product of two Rayleigh and one Nakagami-m random variable and of ratio of Rayleigh and product of two Nakagami-m random variables[C]. 2018 11th International Symposium on Communication Systems, Networks & Digital Signal Processing (CSNDSP), Budapest, Hungary, 2018: 1–6. doi: [10.1109/CSNDSP.2018.8471843](https://doi.org/10.1109/CSNDSP.2018.8471843).
- 曾孝平: 男, 1965年生, 教授, 研究方向为下一代移动通信、无线通信、空间信息网.
- 李诗琪: 女, 1996年生, 硕士生, 研究方向为下一代移动通信、干扰检测.
- 杨 凡: 男, 1983年生, 教授, 研究方向为无线宽带自适应传输、无线通信网络.
- 简 鑫: 男, 1987年生, 副教授, 研究方向为下一代移动通信、多入多出网络.
- 吴继森: 男, 1966年生, 高级工程师, 研究方向为飞行器设计、航空通信导航设计.

责任编辑: 马秀强