

基于 AF 协作的多中继 M2M 通信系统的 SER 性能分析

张南, 宫丰奎, 葛建华

(西安电子科技大学 ISN 国家重点实验室, 陕西 西安 710071)

摘要: 基于移动端对移动端(M2M)信道衰落服从重叠 Nakagami- m 分布的假设, 研究 M -PSK 调制下移动放大转发(AF)中继对 M2M 系统的性能影响。利用矩母函数(MGF)方法, 推导了多 AF 中继辅助 M2M 通信(MAF-M2M)系统的误符号率(SER)性能下界表达式, 并结合近似概率密度函数(PDF)方法, 给出了更为逼近的近似 SER 表达式。结果表明, 目的端采用最大比合并时, AF 中继可以明显改善不同 m 参数信道下 M2M 通信系统性能。计算机仿真结果验证了性能界和近似 SER 的正确性。

关键词: M2M; 放大转发; 矩母函数; 多中继; SER

中图分类号: TN911

文献标识码: A

文章编号: 1000-436X(2012)05-0066-06

SER analysis of cooperative M2M communications assisted by multiple AF relays

ZHANG Nan, GONG Feng-kui, GE Jian-hua

(State Key Laboratory of Integrated Service Networks, Xidian University, Xi'an 710071, China)

Abstract: For the mobile-to-mobile (M2M) communication assisted by multiple mobile amplify-and-forward (AF) relays (MAF-M2M), the lower bound of SER with M -PSK was derived by using the MGF approach, where a generalized cascaded Nakagami- m channel model was used to provide a realistic description of the M2M channel. A more asymptotic SER expression was also derived by combining with an approximated PDF method. It was shown that the performance of M2M communication systems over channels with different parameter m can be obviously improved if AF relays are used. The simulated SER curves prove the rightness of the derived lower bound and approximated SER expressions.

Key words: mobile-to-mobile communications; amplify-and-forward; moment generating function; multiple relays; SER

1 引言

随着无线通信越来越广泛的应用, 移动终端对移动终端(M2M, mobile-to-mobile)通信场景引起了更多的关注, 例如机车间通信、移动 ad hoc 网、军

事通信等。不同于传统的固定终端对固定终端(F2F, fixed-to-fixed)或固定终端对移动终端(F2M, fixed-to-mobile)通信, M2M 通信场景中的收发机都处于移动状态, 从而收发机之间构成双移动通信信道, 而且, 由于移动终端配置的通常都是低仰角天

收稿日期: 2010-11-08; 修回日期: 2011-07-04

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(61001207); 长江学者和创新团队发展计划基金资助项目(IRT0852); 中央高校基本科研业务费专项资金资助项目(K50510010008); 高等学校学科创新引智计划基金资助项目(B08038); 国家重点基础研究发展计划(“973”计划)基金资助项目(2012CB316100)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (61001207); The Program for Changjiang Scholars and Innovative Research Team in University (IRT0852); The Fundamental Research Funds for the Central Universities (K50510010008); The Program of Introducing Talents of Discipline to Universities (B08038); The National Basic Research Program of China (973 Program) (2012CB316100)

线，传统的 F2F 和 F2M 场景下的瑞利衰落等信道衰落模型已不适用。目前，研究如何对 M2M 信道建模已经是一个热点问题，成果表明^[1-3]：M2M 信道经历的衰落更为严重，其中， $N \times$ Nakagami- m 分布^[1]可以很好地表征典型的 M2M 信道衰落分布。

在克服信道衰落的方案中，实现复杂度较低的放大转发(AF, amplify-and-forward)中继辅助通信是传统通信场景下一种比较有效的方案。目前，相关的性能研究取得了众多成果，如文献[4]和文献[5]分析了采用最大比合并时 AF 系统在瑞利和 Nakagami 衰落信道下的平均误符号率(SER, symbol error rate)和中断概率。但是，目前很少有论文涉及协作 M2M 系统的性能分析问题。文献[6]利用信道自相关函数特性提出了针对移动中继场景的信道估计算法，但没有分析中继移动时的系统性能。基于重叠 Nakagami- m 信道，宫丰奎等^[7]推导了基于译码转发(DF, decode-and-forward)协议的单中继 M2M 系统的精确 SER 和渐进 SER 表达式。文献[8] 基于该类信道研究了 AF 中继模型下系统的成对错误概率，但文献[8]仅考虑了单中继场景。本文正是考虑到文献[8]的研究局限性，针对更一般化的多 AF 中继场景，从矩母函数(MGF, moment generating function)分析的角度，推导了系统 SER 性能下界表达式和近似 SER 表达式。

2 MAF-M2M 系统和信道模型

2.1 MAF-M2M 系统模型

MAF-M2M 通信系统如图 1 所示。系统中包含一个移动源节点(MS)、一个移动目的节点(MD)以及 N 个移动中继节点(MR)。 h_{SD} 、 h_{SR_k} 、 h_{RD_k} ($k=1, L, N$) 分别表示链路 MS-MD、 MS-MR $_k$ 以及 MR $_k$ -MD 的复信道衰落系数。假定节点以半双工模式工作，配置单发单收天线。第 1 个时隙(S_1)，MS 以功率 P_S

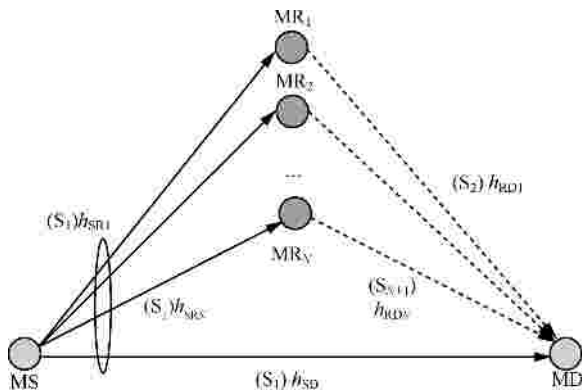


图 1 MAF-M2M 通信系统模型

向所有 MR 以及 MD 发送信息 x ，第 2 个时隙(S_2)到第 $N+1$ 个时隙(S_{N+1})，中继节点 MR $_1$, MR $_2$, ..., MR $_N$ 分别将接收到的信号以功率 P_k 发送到 MD。最后，MD 将 $N+1$ 个时隙接收到的信号进行合并，从而获得空间分集增益。为了获取最大的合并增益，本文考虑最大比合并(MRC, maximum ratio combining)算法^[9]。

2.2 重叠 Nakagami- m 信道模型

第一时隙，源节点以功率 P_S 向 MD 以及所有 MR 发送信息 x ，目的端 MD 与中继 MR $_k$ 接收到的信号 r_{SD} 、 r_{SR_k} 分别表示为

$$r_{SD} = \sqrt{P_S} h_{SD} x + n_{SD} \quad (1)$$

$$r_{SR_k} = \sqrt{P_S} h_{SR_k} x + n_{SR_k}, \quad k=1, L, N \quad (2)$$

设复信号 x 平均功率为 1，第 k 个中继 MR $_k$ 的放大增益是 a_k ，则第 $k+1$ 个时隙 MD 接收到的信号可以表示为^[6]

$$r_{RD_k} = a_k h_{RD_k} (\sqrt{P_S} h_{SR_k} x + n_{SR_k}) + n_{RD_k},$$

$$a_k = \sqrt{\frac{P_k}{P_S |h_{SR_k}|^2 + N_{SR_k}}} \quad (3)$$

式(1)~式(3)中， n_{SD} 、 n_{SR_k} 、 n_{RD_k} 均为零均值高斯白噪声，方差分别为 N_{SD} 、 N_{SR_k} 以及 N_{RD_k} 。信道衰落系数 h_{SD} 、 h_{SR_k} 、 h_{RD_k} 服从独立但不同分布的重叠 Nakagami- m 分布。

令 $Y_j = |h_j|^2 = |h_{j,1} h_{j,2}|^2$ 表示信道衰落的模平方值， $j \in \{SR_k, SD, RD_k\}$ ，其中， $h_{j,1}$ 和 $h_{j,2}$ 为参数为 $m_{j,1}$ 和 $m_{j,2}$ 的 Nakagami- m 分布的独立随机变量。 Y_j 的 PDF 和 MGF 分别表示为^[10]

$$p_{Y_j}(y_j) = \frac{1}{y_j G(m_{j,1}) G(m_{j,2})} G_{0,2}^{2,0} \left(m_{j,1} m_{j,2} y_j \left[\begin{matrix} m_{j,1}, m_{j,2} \\ m_{j,1}, m_{j,2} \end{matrix} \right] \right) \quad (4)$$

$$M_{Y_j}(s) = \frac{1}{G(m_{j,1}) G(m_{j,2})} G_{2,1}^{1,2} \left(-s \left[\begin{matrix} W_{j,1} W_{j,2} \\ m_{j,1} m_{j,2} \end{matrix} \right]_0 \right) \quad (5)$$

其中， $\Gamma(\cdot)$ 为 Gamma 函数， $G(\cdot)$ 为 Meijer-G 函数^[11]，且 $E[|h_{j,1}|^2] = W_{j,1}$ ， $E[|h_{j,2}|^2] = W_{j,2}$ ， $E[\cdot]$ 表示数学期望。

2.3 接收合并信号及接收信噪比表示

MD 采用性能最优的 MRC 合并算法时^[9]，接收信号可以表示为

$$r_{MRC} = \frac{\sqrt{P_S} h_{SD}^* r_{SD}}{N_{SD}} + \sum_{k=1}^N \frac{a_k \sqrt{P_S} h_{RD_k}^* h_{SR_k}^* r_{RD_k}}{a_k^2 |h_{RD_k}|^2 N_{SR_k} + N_{RD_k}} \quad (6)$$

将式(1)、式(3)代入式(6)可得：

$$r_{\text{MRC}} = \left[\frac{P_S |h_{\text{SD}}|^2}{N_{\text{SD}}} + \sum_{k=1}^N \frac{P_k P_S |h_{\text{RD}_k}|^2 |h_{\text{SR}_k}|^2}{P_k |h_{\text{RD}_k}|^2 N_{\text{SR}_k} + N_{\text{RD}_k} (P_S |h_{\text{SR}_k}|^2 + N_{\text{SR}_k})} \right] X + \frac{\sqrt{P_S h_{\text{SD}}^*} n_{\text{SD}} + \sum_{k=1}^N \left(\frac{P_k \sqrt{P_S} |h_{\text{RD}_k}|^2 h_{\text{SR}_k}^* n_{\text{SR}_k} + \sqrt{P_k P_S (P_S |h_{\text{SR}_k}|^2 + N_{\text{SR}_k})} h_{\text{RD}_k}^* h_{\text{SR}_k}^* n_{\text{RD}_k}}{P_k |h_{\text{RD}_k}|^2 N_{\text{SR}_k} + N_{\text{RD}_k} (P_S |h_{\text{SR}_k}|^2 + N_{\text{SR}_k})} \right)}{N_{\text{SD}}} \quad (7)$$

由式(7),假定目的端已知准确的信道状态信息(CSI, channel state information) h_{SD} 、 h_{SR_k} 和 h_{RD_k} , 则输出信噪比(SNR)可以计算为

$$g_{\text{MRC}} = g_{\text{SD}} + \sum_{k=1}^N \frac{g_{\text{SR}_k} g_{\text{RD}_k}}{g_{\text{SR}_k} + g_{\text{RD}_k} + 1} \quad (8)$$

其中, $g_{\text{SD}} = P_S |h_{\text{SD}}|^2 / N_{\text{SD}}$, $g_{\text{SR}_k} = P_S |h_{\text{SR}_k}|^2 / N_{\text{SR}_k}$, 且 $g_{\text{RD}_k} = P_k |h_{\text{RD}_k}|^2 / N_{\text{RD}_k}$ 。

3 MRC 合并下的 SER 性能分析

由于对 M-PSK 调制信号而言,任意信噪比 g 下的条件 SER 为^[4]

$$p_{e,\text{PSK}}(g) = \frac{1}{\pi} \int_0^{(M-1)\pi} \exp\left(-g \frac{g_{\text{PSK}}}{\sin^2 q}\right) dq \quad (9)$$

其中, $g_{\text{PSK}} = \sin^2(\pi/M)$ 。

这样,假定 MD 端已知准确的 CSI 信息 h_{SD} 、 h_{SR_k} 和 h_{RD_k} , 采用相干检测,基于信道衰落系数的条件 SER 可以表示为

$$p_e(h_{\text{SD}}, h_{\text{SR}_k}, h_{\text{RD}_k}) = \frac{1}{\pi} \int_0^{(M-1)\pi} \exp\left(-\left(g_{\text{SD}} + \sum_{k=1}^N \frac{g_{\text{SR}_k} g_{\text{RD}_k}}{g_{\text{SR}_k} + g_{\text{RD}_k} + 1}\right) \frac{g_{\text{PSK}}}{\sin^2 q}\right) dq \quad (10)$$

对各个信道衰落系数求期望,可以得到平均 SER

$$p_{e,\text{PSK}} = E_{h_{\text{SD}}, h_{\text{SR}_k}, h_{\text{RD}_k}} \left[\frac{1}{\pi} \int_0^{(M-1)\pi} \exp\left(-\left(g_{\text{SD}} + \sum_{k=1}^N \frac{g_{\text{SR}_k} g_{\text{RD}_k}}{g_{\text{SR}_k} + g_{\text{RD}_k} + 1}\right) \frac{g_{\text{PSK}}}{\sin^2 q}\right) dq \right] \quad (11)$$

直接求解式(11)是一个非常复杂的数学问题。据查,目前已有成果基本都基于 Rayleigh 或者 Gamma 分布的假设^[12],在重叠 Nakagami- m 分布下还没有很

好的解决方法,因此,本文转而利用算术—几何不等式^[13]来求解 SER 的宽松下界,并利用概率密度函数(PDF)近似的方法得出其较为精确的近似表达式。

3.1 基于算术—几何不等式的 SER 下界

为了得到式(11)中求和各部分对应变量的 MGF,考虑到

$$\frac{g_{\text{SR}_k} g_{\text{RD}_k}}{g_{\text{SR}_k} + g_{\text{RD}_k} + 1} < \frac{g_{\text{SR}_k} g_{\text{RD}_k}}{g_{\text{SR}_k} + g_{\text{RD}_k}} \frac{1}{2} \sqrt{g_{\text{SR}_k} g_{\text{RD}_k}} \quad (12)$$

式(11)可以进一步化简为

$$p_{e,\text{PSK}} > E_{h_{\text{SD}}} \left[\frac{1}{\pi} \int_0^{(M-1)\pi} \exp\left(-\frac{P_S}{N_{\text{SD}}} \frac{g_{\text{PSK}}}{\sin^2 q} Y_{\text{SD}}\right) dq \right] \cdot \prod_{k=1}^N E_{h_{\text{SR}_k}, h_{\text{RD}_k}} \left[\frac{1}{\pi} \int_0^{(M-1)\pi} \exp\left(-\frac{1}{2} \sqrt{\frac{P_S P_k}{N_{\text{SR}_k} N_{\text{RD}_k}}} \frac{g_{\text{PSK}}}{\sin^2 q} Y_{\text{SR}_k}^{1/2} Y_{\text{RD}_k}^{1/2}\right) dq \right] \quad (13)$$

上式利用了 $g_{\text{SD}} = P_S Y_{\text{SD}} / N_{\text{SD}}$, $g_{\text{SR}_k} = P_S Y_{\text{SR}_k} / N_{\text{SR}_k}$, 且 $g_{\text{RD}_k} = P_k Y_{\text{RD}_k} / N_{\text{RD}_k}$ 。令 $Z_k = Y_{\text{SR}_k}^{1/2} Y_{\text{RD}_k}^{1/2}$, 且利用如下变量代换: $m_{k,1} = m_{\text{SR}_k,1}$, $m_{k,2} = m_{\text{SR}_k,2}$, $m_{k,3} = m_{\text{RD}_k,1}$, $m_{k,4} = m_{\text{RD}_k,2}$, $W_{k,1} = W_{\text{SR}_k,1}$, $W_{k,2} = W_{\text{SR}_k,2}$, $W_{k,3} = W_{\text{RD}_k,1}$, $W_{k,4} = W_{\text{RD}_k,2}$, 利用文献[10]在多跳中继方面的研究成果,则 Z_k 的 MGF 为

$$M_{Z_k}(s) = \frac{1}{\sqrt{\pi} \prod_{i=1}^4 G(m_{k,i})} G_{4,2}^{2,4} \left(\frac{s^2 \prod_{i=1}^4 W_{k,i}}{4 \prod_{i=1}^4 m_{k,i}} \middle| \begin{matrix} 1-m_{k,1}, 1-m_{k,4} \\ 0, 1/2 \end{matrix} \right) \quad (14)$$

结合式(5),交换式(13)中求期望和求积分的次序,于是得到:

$$p_{e,\text{PSK}} > \left[\frac{1}{\pi} \int_0^{(M-1)\pi} M_{Y_{\text{SD}}} \left(-\frac{P_S}{N_{\text{SD}}} \frac{g_{\text{PSK}}}{\sin^2 q} \right) dq \right] \cdot \prod_{k=1}^N \frac{1}{\pi} \int_0^{(M-1)\pi} M_{Z_k} \left(-\frac{1}{2} \sqrt{\frac{P_S P_k}{N_{\text{SR}_k} N_{\text{RD}_k}}} \frac{g_{\text{PSK}}}{\sin^2 q} \right) dq \quad (15)$$

简化起见，令 $N_{SD} = N_{SR_k} = N_{RD_k} = N_0$ ， $P_S = P_k = P$ ， $h = P/N_0$ ，则

$$P_{e,PSK} > \left[\frac{1}{\pi} \int_0^{(M-1)\pi} \frac{1}{G(m_{SD,1})G(m_{SD,2})} G_{2,1}^{1,2} \left(h \frac{g_{PSK}}{\sin^2 q} \frac{W_{SD,1} W_{SD,2}}{m_{SD,1} m_{SD,2}} \right)_{0,1}^{1-m_{SD,1}, 1-m_{SD,2}} dq \right] \prod_{k=1}^N \frac{1}{\pi} \int_0^{(M-1)\pi} \frac{1}{\sqrt{\pi} \prod_{i=1}^4 G(m_{k,i})} G_{4,2}^{2,4} \left(\frac{1}{16} \left(h \frac{g_{PSK}}{\sin^2 q} \right)^2 \prod_{i=1}^4 \frac{W_{k,i}}{m_{k,i}} \right)_{0,1/2}^{1-m_{k,1}, 1-m_{k,2}, 1-m_{k,3}, 1-m_{k,4}} dq \quad (16)$$

上述 SER 的下界表达式含有单积分。由于 Meijer-G 函数在 MAPLE 等数学计算软件中为标准函数，因此式(16)可以通过软件求数学积分得值。

3.2 基于近似 PDF 的 SER 计算

注意到，式(16)的推导过程中利用了算术—几何不等式，导致理论结果和实际结果可能差距较大，特别是当参数 m 取值较小时。为了得到更为精确的 SER 表达式，考虑等功率分配以及独立同分布场景，且 $m_{k,1}=m_{k,2}=m$ ，此时 $\frac{g_{SR} g_{RD}}{g_{SR} + g_{RD}}$ 部分转化为式(17)，定义为 Y_{HM} 。

$$Y_{HM} \approx \frac{|h_{SR}|^2 |h_{RD}|^2}{|h_{SR}|^2 + |h_{RD}|^2} \quad (17)$$

由于直接求解 Y_{HM} 的准确 PDF 表达式非常困难，类似文献[14]以及文献[15]，转而通过统计方法求其近似 PDF。统计研究表明： Y_{HM} 的 PDF 和 Gamma 分布^[11]匹配较好，如图 2 所示。因此，采用 Gamma 分布代替 Y_{HM} 的精确 PDF。通过利用一些数学软件中的通用函数，很容易得到 Gamma 分布的最佳参数(a 和 b)，如 MATLAB 中的 gamfit 函数。例如，对应 $m=0.5$ 计算得到的最佳参数 a 和 b 分别为 0.287 8 和 0.474 8，如图 2 所示。这样，式(16)成为

$$P_e^{App} \approx \frac{1}{\pi} \int_0^{(M-1)\pi} \frac{1}{G^2(m)} G_{2,1}^{1,2} \left(h \frac{W^2 g_{PSK}}{m^2 \sin^2 q} \right)_{0,1}^{1-m, 1-m} dq \cdot \prod_{k=1}^N \frac{1}{\pi} \int_0^{(M-1)\pi} \left(1 + h \frac{b g_{PSK}}{\sin^2 q} \right)^{-a} dq \quad (18)$$

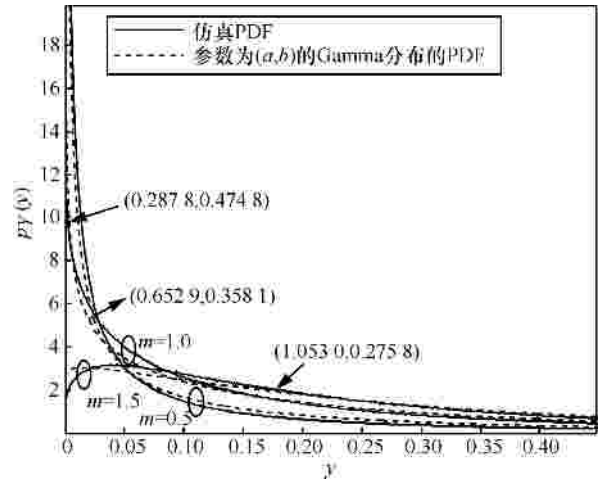


图 2 仿真 PDF 和标准 Gamma 分布的比较 (最佳参数由 MATLAB 中 gamfit 函数得到)

4 计算机仿真

本节通过计算机仿真证明前文推导理论结果的准确性。仿真条件：假定 $m_{SD,1} = m_{SD,2} = m_{k,i} = m$ ， $W_{SD,1} = W_{SD,2} = W_{k,i} = 1$ ， $i = 1, 2, 3, 4$ ，不失一般性，同时假定 $N_{SD} = N_{SR_k} = N_{RD_k} = N_0$ ， $P_S = P_k = P$ ，并定义 $SNR @ h = P/N$ 。其中，本节蒙特卡罗仿真中每信噪比点的 SER 结果是在迭代 1 000 次，每次 10^6 个调制符号的条件下得出。

图 3 给出了 m 取值为 1 时，不同中继数配置条件下(中继数 N 为 1~4)，基于 4-PSK 调制的 AF 协作系统在典型重叠 Nakagami- m 信道^[6]下的 SER 性能曲线比较，其中虚线表示的理论性能下界根据式(16)得到，此时 $M=4$ ， $g_{PSK} = 1/2$ 。图 4 给出了中继数 N 为 1， m 分别取值为 2, 4, 8 时，基于 4-PSK 调制的 AF 协作系统在典型重叠 Nakagami- m 信道下的 SER 性能曲线。由图 3 和图 4 可知，目的端采用 MRC 合并时，AF 中继可以明显改善不同 m 参数下 M2M 通信系统性能，说明 MAF-M2M 方案不失为一种提高 M2M 通信可靠性的有效手段。图 3 和图 4 还表明：当 m 较小时，理论下界和仿真曲线差距较大，如考虑单中继且 $m=1$ ，当 $SER=10^{-4}$ 时，两者之间的差距接近 5dB；随着 m 增大，理论下界越接近仿真性能，如图 4 所示， m 增至 8 时，差距小于 1dB。这个差距是因为：式(15)及式(16)的推导过程中利用了式(12)所示的算术—几何平均不等式，该不等式在 2 个变量相等时等号成立，反之，若两变量差距较大，不等式两边差距也较大。 m 等于 1 时，

信道等效为层叠 Rayleigh 衰落信道，信道衰落变化较剧烈，从而导致不等式两边差距较大，体现在理论界和实际仿真曲线间的误差较大； m 越大，衰落幅度起伏越平缓，不等式差距减小，相应 SER 曲线间的误差减小。由图 3 和图 4 还可以近似得出理论下界和仿真结果曲线近似平行，该结论可以应用到下一步的分集度分析等方面。

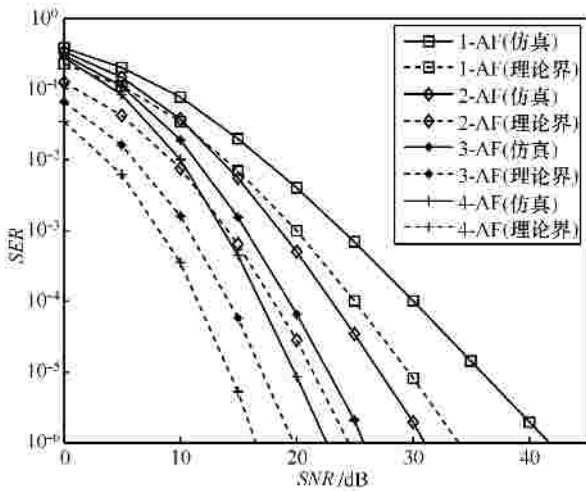


图 3 4-PSK, $m=1$ 时 MAF-M2M 系统 SER 仿真和理论界比较 (中继数 1~4)

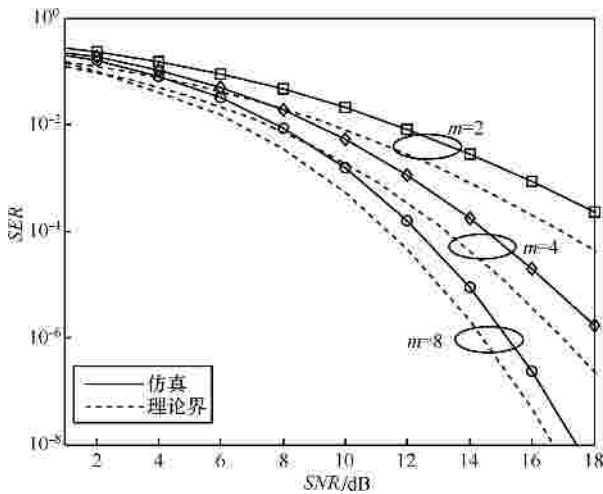


图 4 4-PSK, $m=2, 4, 8$ 时 MAF-M2M 系统 SER 仿真和理论界比较 (中继数为 1)

图 5 进一步给出了单中继条件下近似 SER 和 SER 下界性能以及仿真结果比较，其中， m 选择为 0.5, 1.0, 1.5。如图 5 所示，相较 SER 下界，近似 PDF 方法得到的 SER 性能曲线和仿真结果在中高信噪比区间匹配较好，和 m 取值无关，低信噪比时的性能差异是由于式(17)分母中省略了式(12)中的常数项 1 导致的。

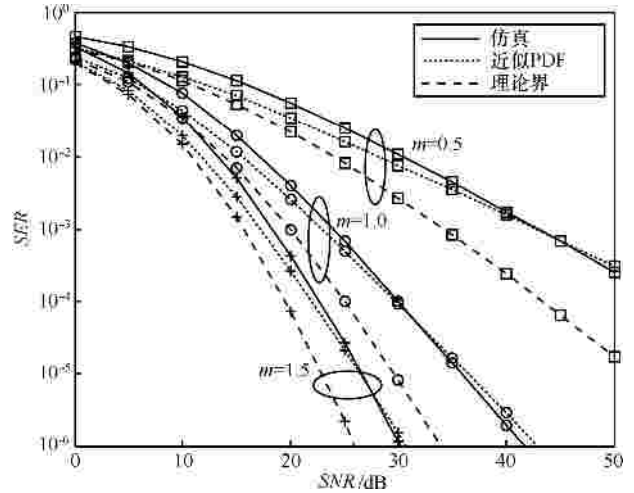


图 5 4-PSK 调制，单 AF 中继场景下近似 PDF 方法和 SER 下界以及仿真结果比较

5 结束语

通过理论界推导、近似 SER 计算和计算机仿真联合说明 MAF-M2M 系统方案在重叠 Nakagami- m 衰落信道下的性能，结果表明了协作 AF 方案在 M2M 信道中应用的有效性。基于 MGF 函数的 SER 公式推导方法的关键在于：接收等效信噪比计算和其 MGF 推导，本文通过计算 SER 下界避免了过于繁琐的数学处理。仿真结果同时表明了近似 PDF 方法的紧致性。

参考文献：

- [1] KARAGIANNIDIS G K, SAGIAS N C, MATHIOPOULOS P T. *N*? Nakagami: a novel stochastic model for cascaded fading channels[J]. IEEE Trans on Commun, 2007, 55(8):1453-1458.
- [2] PATEL C S, STÜBER G L, PRATT T G. Simulation of Rayleigh-faded mobile-to-mobile communication channels[J]. IEEE Trans on Commun, 2005, 53(11):1876-1884.
- [3] ZAJIĆ A G, STÜBER G L. Three-dimensional modeling and simulation of wideband MIMO mobile-to-mobile channels[J]. IEEE Trans on Wireless Commun, 2009, 8(3):1260-1275.
- [4] RIBEIRO A, CAI X, GIANNAKIS G B. Symbol error probabilities for general cooperative links[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2005, 4(3):1264-1273.
- [5] IKKIS, AHMED M H. Performance analysis of cooperative diversity wireless networks over Nakagami- m fading channel[J]. IEEE Communications Letters, 2007, 11(4):334-336.
- [6] PATEL C S, STÜBER G L. Channel estimation for amplify and forward relay based cooperation diversity systems[J]. IEEE Trans on

Wireless Commun, 2007, 6(6):2348-2356.

- [7] GONG F K, GE J H, ZHANG N. SER analysis of the mobile-relay-based M2M communication over double Nakagami- m fading channels [J]. IEEE Commun Letters, 2011, 15(1): 34-36.
- [8] ILHAN H, UYSAL M, ALTUNBAS I. Cooperative diversity for intervehicular communication performance analysis and optimization[J]. IEEE Trans on Veh Technol, 2009, 58(7):3301-3310.
- [9] BRENNAN D G. Linear diversity combining techniques [J]. Proceedings of the IEEE, 2003, 91(2):331-356.
- [10] KARAGIANNIDIS G K, TSIFTSIS T A, MALLIK R K. Bound for multihop relayed communications in Nakagami- m fading[J]. IEEE Trans on Communications, 2006, 54(1):18-22.
- [11] GRADSHTEYN I S, RYZHIK I M. Table of Integrals, Series, and Products[M]. New York: Academic, 2007.
- [12] HASNA M O, ALOUINI M S. Harmonic mean and end-to-end performance of transmission systems with relays[J]. IEEE Trans on Commun, 2004, 52(1):130-133.
- [13] CHEN X, ZHOU Q F, SIU T W, *et al.* Asymptotic analysis of opportunistic relaying based on the max-generalized-mean selection criterion[J]. IEEE Trans on Wireless Communications, 2011, 10(4): 1050-1057.
- [14] SEDDIK K G, SADEK A K, SU W, *et al.* Outage analysis of multi-node amplify-and-forward relay networks[A]. IEEE Wireless Communications & Networking Conference, WCNC2006[C]. Las Vegas, NV USA, 2006.1184-1188.
- [15] AI-AHMADI S, YANIKOMEROGLU H. On the approximation of the generalized- K PDF by a Gamma PDF using the moment matching

method [A]. IEEE Wireless Communications & Networking Conference, WCNC2009[C]. Budapest, Hungary, 2009.1-6.

- [16] BEAULIEU N C, CHENG C. Efficient Nakagami- m fading channel simulation[J]. IEEE Trans on Veh Technol, 2005, 54(2):413-424.

作者简介：



张南 (1980-), 女, 湖北天门人, 西安电子科技大学博士生、讲师, 主要研究方向为无线通信、协作通信。



宫丰奎 (1979-), 男, 山东潍坊人, 西安电子科技大学副教授、硕士生导师, 主要研究方向为新一代无线通信关键技术。



葛建华 (1961-), 男, 江苏南通人, 西安电子科技大学教授、博士生导师, 主要研究方向为无线通信、高清晰度数字电视技术。