

信道相关情况下 UHF RFID 识别性能分析

余开¹, 何怡刚², 李兵², 朱彦卿³

(1. 湖南科技大学物理与电子科学学院, 湖南 湘潭 411201;

2. 武汉大学电气工程学院, 湖北 武汉 430072; 3. 湖南大学电气与信息工程学院, 湖南 长沙 410082)

摘 要: 针对 UHF RFID 系统识别率受电波多径传播制约的问题, 研究了前向与反向相关信道对系统识别性能的影响。将信道分为独立、相关和完全相关 3 种情形, 基于广义莱斯衰落信道模型, 推导了识别率的解析计算式。与现有分析相比, 此分析给出了任意相关系数和多种信道条件下识别率统一的计算式。仿真实验表明, 不同相关系数、信道条件、灵敏度和距离对识别率有影响。

关键词: 射频识别技术; 识别率; 相关信道; 广义莱斯衰落模型

中图分类号: TN925.93

文献标识码: A

doi: 10.11959/j.issn.1000-436x.2018123

Research on the identification performance of UHF RFID system considering the correlation of cascaded channel

SHE Kai¹, HE Yigang², LI Bing², ZHU Yanqing³

1. School of Physics and Electronic Science, Hunan University of Science and Technology, Xiangtan 411201, China

2. School of Electrical Engineering, Wuhan University, Wuhan 430072, China

3. College of Electrical and Information Engineering, Hunan University, Changsha 410082, China

Abstract: The identification rate of UHF RFID system was restricted by multipath propagation effects. The system identification performance was studied considering the correlation coefficient between forward and reverse channels. Based on the generalized Rician fading channel model, the analytical expression of identification rate was derived under independent, full correlation and correlation cases. Compared with the existing analysis, the proposed uniform calculation formula of identification rate was for any correlation coefficient and kinds of channel conditions. The numerical computation and Monte-carlo simulations show that the influences of different correlation coefficients, channel conditions, sensitivity and distance on the identification rate.

Key words: RFID technology, identification rate, relevant channel, generalized Rician fading model

1 引言

超高频射频识别 (UHF RFID) 系统具有无源、识别距离远、多标签识别和成本低等优点, 在物流、仓储和智能交通等领域具有广阔的应用前景。该技

术基于雷达原理, 单标签识别率由阅读器至标签无线供电的芯片激活概率以及标签至阅读器的反向散射通信成功率共同决定。各类应用场景的无线信道模型、信道间相关特性、标签芯片灵敏度等都对识别率有很大影响^[1]。故本文考虑实际应用场景中

收稿日期: 2017-12-25; 修回日期: 2018-06-20

通信作者: 余开, shekai@126.com

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (No.51637004, No.51777050); 国家重点研发计划基金资助项目 (No.2016YFF0102200); 湖南省自然科学基金资助项目 (No.2018JJ2127); 湖南省教育厅科研基金资助项目 (No.16C0641)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (No.51637004, No.51777050), The National Key Research and Development Program of China (No.2016YFF0102200), The Natural Science Foundation of Hunan Province (No.2018JJ2127), The Research Foundation of Hunan Education Department (No.16C0641)

的各种影响因素，特别是信道相关系数，研究标签识别率的计算方法。

文献[2]首先对办公室环境下 RFID 系统的反向散射调制信道进行了测量，指出小尺度衰落可由 2 个莱斯 (Rician) 随机变量的乘积建模，而大尺度路径损耗是单个路径损耗的 2 倍。文献[3]随后对链路预算方法进行了实验与理论研究，采用多线模型对路径损耗进行分析，测试了视距与非视距情形下大尺度路径损耗因子的值，并分别采用 Rician 和瑞利 (Rayleigh) 分布建模小尺度衰落。文献[4]将影响标签与阅读器接收功率的因素参数化，提出了改进的 Friis 模型，用于识别范围的估算。文献[5]基于菲涅耳区理论，分析并测试了菲涅耳余隙对路径损耗与识别距离的影响。文献[6]针对 RFID 系统反向链路，对阅读器接收标签信号信噪比和误码率进行了推导，得出了 Nakagami- m 信道在干扰情形下的识别距离表达式。文献[7]对级联 RFID 反向信道与干扰对 RFID 系统识别性能进行了详细分析，给出了识别率在理想环境、多径环境、干扰环境下的计算式和仿真结果。

上述研究都是将前向和反向信道作为独立的信道进行分析的，并没有考虑两者间相关系数对识别性能的影响。因此，文献[8]对 RFID 的相关信道特性进行了研究，基于 2 个相关 Rayleigh 随机变量的联合分布函数，仅给出了反向信道误码率的数值结果。文献[9]对采用发射分集的 UHF RFID 系统识别性能进行了研究，构造了相关的前向和反向信道 Rician 或 Rayleigh 随机变量，通过仿真指出发射分集增益随着前向和反向信道相关性的增加而增加，随着编码冗余和前向链路间相关性的增加而减小，但其并未给出识别性能或分集增益的显式计算式。而文献[10]基于相关的 Rician 信道特征函数的等价表达式，给出了采用多天分集技术的阅读器在大信噪比下的误码率的渐近展开式，但仅考虑了单一 Rician 信道情形。 κ - μ 和 η - μ 分布因其广泛的信道代表性而在级联 (或中继) 的多径信道误码率分析中越来越受关注^[11]，文献[12]采用这 2 种分布建模 UHF RFID 相关信道，给出了识别率的计算式和数值结果，但不能同时适用独立和完全相关这 2 种特殊情形。

综上，目前关于相关系数对识别率的影响研究，都是关于反向级联信道误码率的解析表达式，而识别率是由前向激活链路和反向散射链路共同决定的；并且现有文献都是基于多天接收在单一衰落信道下推导的，没有涵盖多种信道条件的统一

表达式。故本文基于广义 Rician 信道模型，考虑相关系数的 3 种取值情形，研究识别率的统一解析表达式，为理论分析与实验仿真 UHF RFID 系统识别可靠性提供一种有效的方法。

2 标签识别概率

标签识别概率可简单分为单标签识别概率与多标签识别概率，两者均是 UHF RFID 系统非常重要的性能指标。因为多标签识别概率除了取决于预计识别区域内可靠的射频通信之外，还与预计识别区域的范围和防碰撞通信协议的效率有关。前者是后者的基础，故本文仅对单标签识别率进行研究。

单标签的成功识别取决于前向信道能否激活标签芯片，即标签接收功率是否大于芯片激活阈值 (此时由于标签接收信号信噪比很高，认为无前向解码错误)，同时，还取决于阅读器能否正确解码标签反向散射的信号。后者一般通过一定信噪比下的误码率来度量反向信道的识别性能^[6-9]。

为了同时考虑上述 2 个因素，并准确给出单标签识别概率表达式，采用阅读器接收信号是否大于其灵敏度的方式来描述反向信道的通信成功率。故预计识别范围内单标签识别概率 (D) 可以定义为

$$D = \text{Prob}(P_{r_T} \geq S_T, P_{r_R} \geq S_R) \quad (1)$$

其中， P_{r_T} 为经过前向信道 (阅读器至标签) 衰落后标签的接收功率； P_{r_R} 为标签散射信号经反向信道 (标签至阅读器) 由阅读器接收的功率； S_T 为标签激活灵敏度； S_R 为阅读器在一定误码率下的灵敏度。

标签接收功率^[4,7] (P_{r_T}) 为

$$P_{r_T} = \rho_L P_{\alpha} G_T G_R L(d_f) |h_f|^2 \quad (2)$$

其中， P_{α} 为阅读器发射功率； ρ_L 为阅读器与标签天线间极化匹配失配因子； G_R 和 G_T 分别为阅读器与标签天线增益，取决于其本身的电气属性，并与两者间的空间相对位置 (方位角) 有关，当只考虑单标签识别率时，认为其为定值； $L(d_f)$ 为两者相距 d_f 时的大尺度路径损耗； h_f 为小尺度衰落随机系数。根据目前 UHF RFID 相关标准所定义的通信速率、标签移动速度及应用场景等参数，可确定其前向和反向信道小尺度特性都属于平坦衰落和慢衰落信道，因此可以采用服从 Rician 分布 (视距)、Rayleigh 分布 (非视距) 或 Nakagami- m 分布的单变量 (非时变) 进行建模。

当 P_{r_T} 达到标签芯片激活阈值 S_T 后，标签通过

反向散射调制方式向阅读器发送数据，阅读器接收的散射功率^[4,7] ($P_{r,R}$) 可表示为

$$P_{r,R} = \tau \mu_T \rho_L P_{tx} |G_T|^2 G_R^f G_R^b L(d_f) L(d_b) |h_f|^2 |A|^2 |h_b|^2 \quad (3)$$

其中， τ 为归一化系数，表示由于编码和调制方法所导致的阅读器接收功率差异，可由标签反向信号的功率谱密度计算； μ_T 为标签芯片与天线间功率传输效率；上标和下标的 f 、 b 分别表示前向和反向链路；参数 $A=A_1-A_2$ 表示标签通过改变芯片输入负载导致的反射系数差值，通常可由雷达反射截面差值 $\Delta\sigma_{RCS}$ 经过测量计算。

$$|A|^2 = \frac{4\pi f^2 \Delta\sigma_{RCS}}{c^2 |G_T|^2} \quad (4)$$

其中， c 为光速， f 为频率。

令式(2)中 $P_{r,f}=S_T$ ，为激活标签芯片，前向信道小尺度衰落系数最小值需满足 $|h_f| = \sqrt{\frac{S_T}{\rho_L P_{tx} G_T G_R L(d_f)}}$ 。令

式(3)中 $P_{r,R}=S_R$ ，为使阅读器正确解码标签散射信号（对应一定误码率），反向级联信道的小尺度衰落系数的最小值为 $|h_f||h_b| = \sqrt{\frac{S_R}{\tau \mu_T \rho_L P_{tx} |G_T|^2 G_R^f G_R^b L(d_f) L(d_b) |A|^2}}$ 。

分别令其为 γ_f 和 γ_b ，则标签识别率（式(1)）可进一步表示为

$$D = \text{Prob}\{|h_f| > \gamma_f, |h_f||h_b| > \gamma_b\} = \int_{\gamma_f}^{\infty} \int_{\frac{\gamma_b}{h_f}}^{\infty} f(h_f, h_b) dh_b dh_f \quad (5)$$

其中， $f(h_f, h_b)$ 为联合概率密度函数。

3 信道模型

由第 2 节的分析可知，前向和反向信道统计模型及联合概率密度函数决定标签识别率，故本文问题转化为式(5)的求解。

在式(2)和式(3)中，除与随机信道相关的参数外，对于单标签识别率，其他参数是定值，故只需确定随机信道相关的大尺度路径损耗 $L(d_{f,b})$ 、小尺度衰落 $|h_f|^2$ 和两级级联的 $|h_f|^2 |h_b|^2$ 的统计模型。

对于 $L(d_{f,b})$ ，一般通过对测量数据的线性拟合或射线跟踪方法获得，文献[3,5,7]等已对其进行研究；而对于小尺度衰落 $|h_{f,b}|$ ，文献[2-4,6]通过 Rician、Rayleigh

或 Nakagami- m 分布进行建模，故关键是反向级联信道 $|h_f||h_b|$ 的统计模型。文献[7]只考虑了 $|h_f|$ 与 $|h_b|$ 互相独立时反向级联信道的误码率，而文献[8-9]虽然研究了相关情形，但仅考虑了 MIMO 分集接收情形下的单一信道（Rayleigh 或 Rician）的误码率，并没有对识别率进行分析，而 RFID 系统识别率是由前向和反向信道共同决定的，并且，除特定条件（极低的标签灵敏度或阅读器被强干扰）外，前向信道激活标签的概率更为重要。因此，本文给出一种基于广义相关 Rician 信道模型计算标签识别率的方法，得到各种相关系数和多种信道条件下识别率的统一计算方法。

采用文献[13]中的方法构造随机变量

$$G_{kl} = \sigma_k \left(\sqrt{1-\lambda_k^2} X_{kl} + \lambda_k X_{0l} \right) + j \sigma_k \left(\sqrt{1-\lambda_k^2} Y_{kl} + \lambda_k Y_{0l} \right) \quad (6)$$

其中， $j = \sqrt{-1}$ ， $\lambda_k \in (-1, 1) \setminus \{0\}$ ， $X_{kl}, Y_{kl} \sim N\left(0, \frac{1}{2}\right)$ 且彼此独立， $k=1, 2$ 且 $l=1, \dots, m$ ， m 为广义 Rician 分布自由度， $X_{0l} \sim N\left(m_l, \frac{1}{2}\right)$ ， $Y_{0l} \sim N\left(m_{2l}, \frac{1}{2}\right)$ ，

则有 $G_{kl} \sim N_c\left(m_{1l} + jm_{2l}, \sigma_k^2\right)$ ，其中， $N(\cdot)$ 与 $N_c(\cdot)$ 分别表示正态和复正态分布。

此时， G_{kl} 与 G_{jn} 间相关系数为

$$\rho_{kl,jn} = \begin{cases} 1, & k=j \text{ 且 } l=n \\ \lambda_k \lambda_j, & k \neq j \text{ 且 } l=n \\ 0, & l \neq n \end{cases} \quad (7)$$

若令

$$h_k = \sqrt{\sum_{l=1}^m G_{kl}^2} \quad (8)$$

那么 h_k 则为广义 Rician 随机变量，且 $h_k=|h_k|$ ，两两间相关系数可由式(6)确定。并且二维的广义 Rician 分布联合概率密度函数可表示为^[13]

$$f_{\text{JGR}}(h_1, h_2) = \int_{t=0}^{\infty} \frac{t^{\frac{m-1}{2}}}{S^{m-1}} \exp\left(-\left(t+S^2\right)\right) I_{m-1}\left(2S\sqrt{t}\right) \prod_{k=1}^2 \frac{1}{\left(\lambda_k^2 \sigma_k^2 t\right)^{\frac{m-1}{2}}} \cdot \frac{1}{\Omega_k^2} h_k^m \exp\left(-\frac{h_k^2 + \lambda_k^2 \sigma_k^2 t}{2\Omega_k^2}\right) I_{m-1}\left(h_k \frac{\sqrt{\lambda_k^2 \sigma_k^2 t}}{\Omega_k}\right) dt \quad (9)$$

其中， $I_{m-1}(\cdot)$ 为第一类修正贝塞尔函数，

$$\Omega_k = \frac{1}{2} \sigma_k^2 (1 - \lambda_k^2), \quad S^2 = \sum_{l=1}^m m_{1l}^2 + m_{2l}^2.$$

因为 $I_{m-1}(2S\sqrt{t}) = \frac{S^{m-1} t^{\frac{m-1}{2}}}{\Gamma(m)}$, 故式(8)可进一步转

换为多种信道条件的统计模型。

1) 取 $m=1$, $S \neq 0$, h_k 即为相关的 Rician 分布随机变量。

2) 取 $m=1$ 且 $m_{1l}=m_{2l}=0$ 或 $S=0$, h_k 即为相关的 Rayleigh 随机变量。

3) 当 $m \neq 1$ 且 $m_{1l}=m_{2l}=0$ 或 $S=0$, h_k 即为相关的 Nakagami- m 随机变量。

并且式(9)可分别化简为相应的随机分布的概率密度函数。

值得注意的是, 两广义 Rician 随机变量间的相关系数 ρ 与 λ 的关系并无显式表达式, 本文在实验部分基于蒙特卡洛方法, 以典型数值方式列出了其关系。

4 相关系数对识别率的影响

值得注意的是, 式(5)和式(8)中, 相关系数 $\lambda_k \neq 0$ 且 $\lambda_k \neq 1$, 即式(9)不能表示独立和完全独立情形, 故分情况讨论。

1) $0 < |\rho| < 1$

此时, 联合概率密度函数 $f(h_f, h_b)$ 由式(8)确定, 且令 $h_f=h_1$, $h_b=h_2$, 则有 $f(h_f, h_b) = f_{\text{JGR}}(h_1, h_2)$ 。

为对式(9)进行二重积分的有效数值计算, 首先将式(8)中的累乘项展开, 化简后得

$$f_{\text{JGR}}(h_1, h_2) = \frac{A_m \exp(-S^2)}{S^{m-1}} h_1^m h_2^m \exp\left(-\frac{h_1^2}{2\Omega_1^2} - \frac{h_2^2}{2\Omega_2^2}\right) \int_{t=0}^{\infty} t^{\frac{m-1}{2}} I_{m-1}(2S\sqrt{t}) \exp(-Bt) I_{m-1}(C_1 h_1 \sqrt{t}) I_{m-1}(C_2 h_2 \sqrt{t}) dt \quad (10)$$

其中

$$\begin{aligned} A_m &= \frac{1}{\Omega_1^2 \Omega_2^2 (\lambda_1^2 \sigma_1^2 \lambda_2^2 \sigma_2^2)^{\frac{m-1}{2}}} \\ B &= 1 + \frac{\lambda_1^2 \sigma_1^2}{2\Omega_1^2} + \frac{\lambda_2^2 \sigma_2^2}{2\Omega_2^2} \\ C_1 &= \frac{\sqrt{\lambda_1^2 \sigma_1^2}}{\Omega_1^2} \\ C_2 &= \frac{\sqrt{\lambda_2^2 \sigma_2^2}}{\Omega_2^2} \end{aligned} \quad (11)$$

将因式 $h_1^m h_2^m t^{\frac{m-1}{2}} I_{m-1}(h_1 C_1 \sqrt{t}) I_{m-1}(h_2 C_2 \sqrt{t})$ 中贝塞尔函数采用级数形式^[14]展开, 合并同类项后为

$$\sum_{i=0}^{\infty} \sum_{j=0}^{\infty} \frac{\left(\frac{C_1}{2}\right)^{m+2i-1} \left(\frac{C_2}{2}\right)^{m+2j-1}}{i! j! \Gamma(m+i) \Gamma(m+j)} h_1^{m+2i-1} h_2^{m+2j-1} t^{m+i+j-1} \quad (12)$$

利用文献[14]中的计算式, 有

$$\int_{t=0}^{\infty} t^{\frac{m-1}{2}+i+j} I_{m-1}(2S\sqrt{t}) \exp(-Bt) dt = \frac{\Gamma(m+i+j)}{\Gamma(m)} S^{-1} e^{\frac{S^2}{2B}} B^{-\left(\frac{m+i+j}{2}\right)} M_{-\left(\frac{m+i+j}{2}\right), \frac{m-1}{2}}\left(\frac{S^2}{B}\right) \quad (13)$$

其中, $\Gamma(\cdot)$ 为伽马函数, $M_{\cdot, \cdot}(\cdot)$ 是 Whittaker 函数, 故式(10)可化简为

$$\begin{aligned} f_{\text{JGR}}(h_1, h_2) &= A_m \sum_{i=0}^{\infty} \sum_{j=0}^{\infty} \frac{\left(\frac{C_1}{2}\right)^{m+2i-1} \left(\frac{C_2}{2}\right)^{m+2j-1} \Gamma(m+i+j)}{i! j! \Gamma(m+i) \Gamma(m+j) \Gamma(m) S^m B^{\frac{m+1}{2}+i+j}} \\ &\exp\left(-S^2 + \frac{S^2}{2B}\right) M_{-\left(\frac{m+1}{2}+i+j\right), \frac{m-1}{2}}\left(\frac{S^2}{B}\right) h_1^{2m+2i-1} h_2^{2m+2j-1} \\ &\exp\left(-\frac{h_1^2}{2\Omega_1^2} - \frac{h_2^2}{2\Omega_2^2}\right) \end{aligned} \quad (14)$$

基于积分计算式^[14], 有

$$\begin{aligned} &\int_{\gamma_f}^{\infty} \int_{\gamma_b}^{\infty} h_1^{2m+2i-1} h_2^{2m+2j-1} \exp\left(-\frac{h_1^2}{2\Omega_1^2} - \frac{h_2^2}{2\Omega_2^2}\right) dh_2 dh_1 \\ &= \sum_{n=0}^{m+j-1} \frac{\Gamma(m+j) (2\Omega_2^2)^{m+j}}{4n! \left(\frac{2\Omega_2^2}{\gamma_b^2}\right)^n} \\ &\int_{\gamma_f^2}^{\infty} t^{m+i-n-1} \exp\left(-\frac{t}{2\Omega_1^2} - \frac{\gamma_b^2}{2\Omega_2^2 t}\right) dt \end{aligned} \quad (15)$$

因此, 最终的识别率 D 的计算式可表示为

$$\begin{aligned} D &= \frac{A_m e^{-S^2 + \frac{S^2}{2B}}}{S^m} \\ &\sum_{i=0}^{\infty} \sum_{j=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{m+j-1} \frac{\left(\frac{C_1}{2}\right)^{m+2i-1} \left(\frac{C_2}{2}\right)^{m+2j-1} (2\Omega_2^2)^{m+j} \Gamma(m+i+j)}{i! j! \Gamma(m+i) 4n! \Gamma(m) \left(\frac{2\Omega_2^2}{\gamma_b^2}\right)^n B^{\frac{m}{2}+i+j}} \\ &M_{-\left(\frac{m+i+j}{2}\right), \frac{m-1}{2}}\left(\frac{S^2}{B}\right) \int_{\gamma_f^2}^{\infty} t^{m+i-n-1} e^{-\frac{t}{2\Omega_1^2} - \frac{\gamma_b^2}{2\Omega_2^2 t}} dt \end{aligned} \quad (16)$$

通过积分和特殊函数的级数展开与求积分运算，识别率的计算复杂度为两重无限求和运算，与已有结论^[7-12]的计算复杂度一致。

特别地，当式(16)中取 $m=1$ 时，得到 Rician 信道下的识别率计算式。

令 $S=0$ ，式(16)中 Whittaker 函数根据文献[14]，得到 Nakagami- m 信道下的识别率为

$$D = A_m \sum_{i=0}^{\infty} \sum_{j=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{m+j-1} \frac{\left(\frac{C_1}{2}\right)^{m+2i-1} \left(\frac{C_2}{2}\right)^{m+2j-1}}{i!j!\Gamma(m+i)4n!\Gamma(m)} \cdot \frac{(2\Omega_2^2)^{m+j} \Gamma(m+i+j) \int_{\gamma_f^2}^{\infty} t^{m+i-n-1} e^{-\frac{t}{2\Omega_1^2} - \frac{\gamma_b^2}{2\Omega_2^2} t} dt}{\left(\frac{2\Omega_2^2}{\gamma_b^2}\right)^n B^{m+i+j}} \quad (17)$$

基于式(17)，再取 $m=1$ ，即得 Rayleigh 信道下的识别率计算式。

2) $\rho=0$

此时，认为 h_f 和 h_b 彼此独立，即阅读器采用双站天线的形式，且收发天线间隔较远，有 $f(h_f, h_b) = f_{GR}(h_f) f_{GR}(h_b)$ ，其中， $f_{GR}(\cdot)$ 为广义 Rician 分布概率密度函数^[7]

$$f_{GR}(x) = \frac{x^m}{\sigma^2 s^{m-1}} e^{-\frac{s^2+x^2}{2\sigma^2}} I_{m-1}\left(\frac{sx}{\sigma^2}\right) \quad (18)$$

其中， $s = \sqrt{S} = \sqrt{\sum_{l=1}^{2m} m_l^2}$ ， m_l 为对应高斯随机变量的均值，并且其累积概率密度函数可表示为 $1 - Q_m\left(\frac{s}{\sigma}, \frac{x}{\sigma}\right)$ ， $Q_m(\cdot)$ 为 Marcum Q 函数。故式(9)可表示为

$$D = \int_{\gamma_f}^{\infty} \int_{\gamma_b}^{\infty} f_{GR}(h_f) f_{GR}(h_b) dh_b dh_f = \int_{\gamma_f}^{\infty} f_{GR}(h_f) Q_m\left(\frac{s}{\sigma_2}, \frac{\gamma_b}{h_f \sigma_2}\right) dh_f \quad (19)$$

Marcum Q 函数可展开为^[15]

$$Q_m(\alpha, \beta) = 1 - \exp\left(-\frac{\alpha^2}{2}\right) \sum_{k=0}^{\infty} (-1)^k \frac{L_k^{(m-1)}\left(\frac{\alpha^2}{2}\right)}{\Gamma(m+k+1)} \left(\frac{\beta^2}{2}\right)^{k+m} \quad (20)$$

其中， $L_k^{(m-1)}(\cdot)$ 为拉盖尔 (Laguerre) 多项式。将式(18)的贝塞尔函数用级数形式展开，求解关于 h_f

的定积分并化简后，有

$$D = Q_m\left(\frac{s}{\sigma_1}, \frac{\gamma_f}{\sigma_1}\right) - \frac{1}{\sigma_1^2 s^{m-1}} e^{-\frac{s^2}{2\sigma_1^2} - \frac{\gamma_f^2}{2\sigma_2^2}} \cdot \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(-1)^k L_k^{(m-1)}\left(\frac{s^2}{2\sigma_2^2}\right) \left(\frac{\gamma_b^2}{2\sigma_2^2}\right)^{k+m} \int_{\gamma_f}^{\infty} h_f^{-2k-m} e^{-\frac{h_f^2}{2\sigma_1^2}} I_{m-1}\left(\frac{sh_f}{\sigma_1}\right) dh_f}{\Gamma(k+m+1)} \quad (21)$$

若 $s \neq 0$ ，则将式(21)贝塞尔函数用级数形式展开，并求积分后，有

$$D = Q_m\left(\frac{s}{\sigma_1}, \frac{\gamma_f}{\sigma_1}\right) - e^{-\frac{s^2}{2\sigma_1^2} - \frac{\gamma_f^2}{2\sigma_2^2}} \cdot \sum_{k=0}^{\infty} \sum_{i=0}^{\infty} \frac{(-1)^k L_k^{(m-1)}\left(\frac{s^2}{2\sigma_2^2}\right) \Gamma\left(i-k, \frac{\gamma_f^2}{2\sigma_1^2}\right) s^{2i} \gamma_b^{2k+2m}}{2^{2k+2m+i} \sigma_1^{2k+2i+2m} \sigma_2^{2k+2m} \Gamma(k+m+1) \Gamma(m+i) \Gamma(1+i)} \quad (22)$$

式(22)可用于计算广义 Rician 信道 ($m > 1, s \neq 0$) 和 Rician 信道 ($m=1, s \neq 0$) 的识别率。若 $s=0$ ，式(21)可进一步化简为

$$D = Q_m\left(0, \frac{\gamma_f}{\sigma_1}\right) - \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(-1)^k L_k^{(m-1)}(0) \Gamma\left(-k, \frac{\gamma_f^2}{2\sigma_1^2}\right) \gamma_b^{2k+2m}}{2^{2k+2m} \sigma_1^{2k+2m} \sigma_2^{2k+2m} \Gamma(k+m+1) \Gamma(m)} \quad (23)$$

式(23)可用于计算 Rayleigh 信道 ($m=1, s=0$) 和 Nakagami- m 信道 ($m > 1, s=0$) 的识别率。这样，式(19)中的二重积分被表示为二重（或一重）求和形式，得到前向与反向信道独立情形下识别率的解析表达式。

3) $|\rho|=1$

此时，认为 $h_f=h_b$ ，即阅读器采用单站天线方式，前向和反向信道为同一信道，故识别率可表示为

$$D = \text{Prob}\left\{h_f > \gamma_f, |h_f|^2 > \gamma_b\right\} = \text{Prob}\left\{h_f > \gamma_f, |h_f| > \sqrt{\gamma_b}\right\} = \begin{cases} Q_m\left(\frac{s}{\sigma_2}, \frac{\sqrt{\gamma_b}}{\sigma_2}\right), & \gamma_f < \sqrt{\gamma_b} \\ Q_m\left(\frac{s}{\sigma_2}, \frac{\gamma_f}{\sigma_2}\right), & \gamma_f \geq \sqrt{\gamma_b} \end{cases} \quad (24)$$

5 实验研究

参考国家标准 GB/T 29768-2013 及文献[7]中射频参数的取值，仿真参数如表 1 所示。采用本文推

导结果计算, 得出各种条件下识别率随距离的变化曲线。同时采用蒙特卡洛方法, 基于式(5)和式(6), 通过生成 2 个相关广义 Rician 随机变量的 10^6 个样本值, 获得识别率 D 的仿真值。仿真时通过给定参数 m 和 S 的值, 得到 3 种相关信道下的识别率。

表 1 仿真射频参数	
参数名称	数值
工作频率 f/MHz	921.125
阅读器天线等效全向发射功率 P_{R}/dBm	33
标签芯片灵敏度 S_T/dBm	$[-20, -10]$
阅读器接收灵敏度 S_R/dBm	$[-90, -40]$
阅读器天线增益 G_R/dBi	9
标签天线增益 G_T/dBi	0
极化损耗系数 ρ_L	0.5
编码调制归一化功率系数 τ	0.5
匹配功率传输效率 μ_T	1
标签差分反射系数 $ A ^2$	0.1
大尺度路径损耗模型因子 n	2

图 1 给出了 $|\rho|=1$ 、 $|\rho|=0$ 和 $0<|\rho|<1$ 这三种情形下的识别率随阅读器标签间距 d_f 的变化情况。根据式(16)取 $m=1$, $S=1$, 得到 Rician 信道下的识别率曲线。根据式(17), 得到 Nakagami- m 信道下的识别率曲线 ($m=2$)。取 $m=1$, 得到 Rayleigh 信道下的识别率曲线。计算时, 取 $d_f=d_b$, 且 $S_R=-60$ dBm, $S_T=-13$ dBm, 其他射频参数如表 1 所示。值得注意的是, 在采用式(21)和式(24)计算理论结果时, 参数 σ_1 和 σ_2 应该是蒙特卡洛仿真式(9)中 σ_k 的 $\frac{\sqrt{2}}{2}$ 倍, 因为式(6)生成的高斯随机变量的方差为 $\frac{\sigma_k^2}{2}$ 。

实验结果表明, 本文给出的识别率计算结果与蒙特卡洛仿真结果完全吻合。若要求识别率大于 90%, 各种信道下的最大识别距离均不同, 例如, 对于 $\rho=1$ 的情形, 约为 6.5 m (Rayleigh) 和 9 m (Rician 和 Nakagami- m), 并且需位于阅读器天线的最大辐射方向。由于存在视距, Rician 信道的识别率高于 Rayleigh 信道; 而对于 Nakagami- m 信道, 虽然没有视距存在, 但因为 $m=2$, 相当于是 4 个零均值实高斯随机变量的 RSS (root sum square), 即前向和反向信道都获得了分集增益^[6], 故其识别率在相关情形一直高于 Rician 信道, 而在其他 2 种情形的主要识别区域 ($d_f<10$ m) 也略高于 Rician 信道。

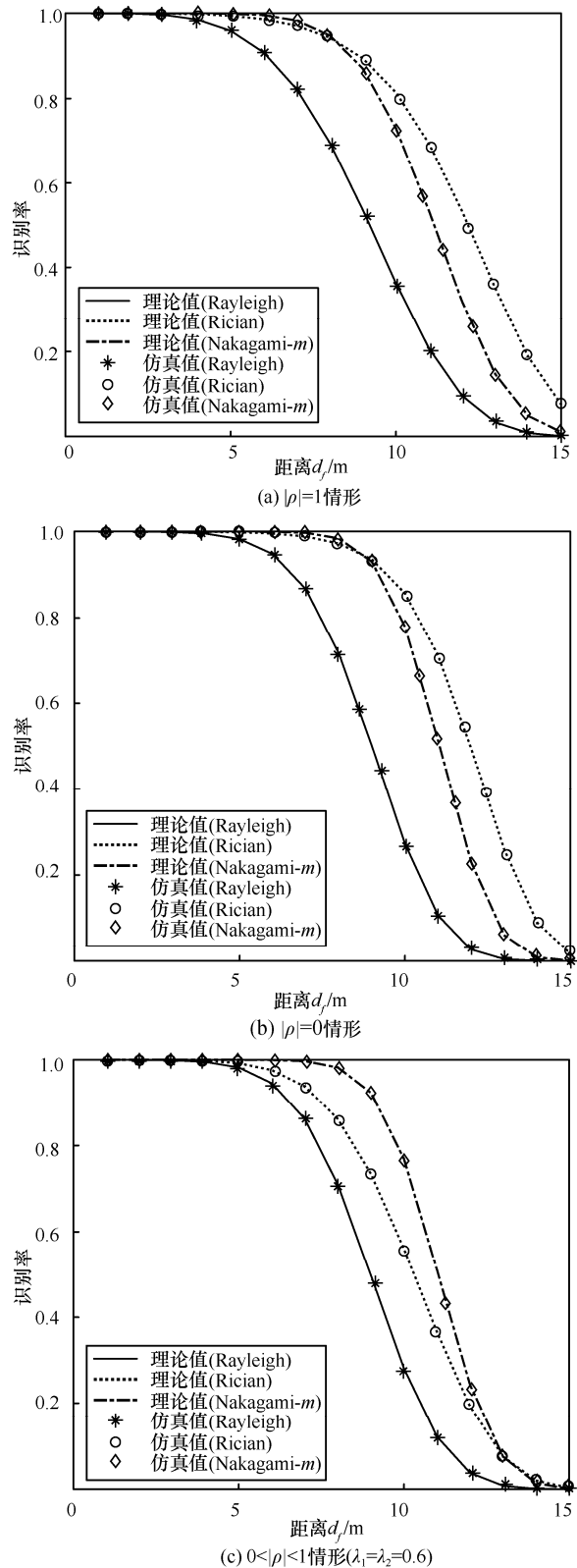


图 1 3 种相关系数情形下的识别率随阅读器标签间距变化情况

对于单站 UHF RFID 系统, 阅读器标签间的视距一般都存在, 故大多数情况下都是前向信道受限, 识别率主要取决于标签灵敏度。但是, 对于双

站天线系统，可能存在前向视距而反向非视距的情形，或标签位于阅读器发射天线主瓣及接收天线旁瓣方向，故也可能为反向链路受限，此时识别率取决于阅读器灵敏度。

因此，针对 Rician 信道（取 $m=1, S=1$ ），图 2 给出了 3 种相关情形下，识别率随标签和阅读器灵敏度变化的曲线。计算时，取识别距离 $d_f=d_b=5\text{ m}$ ，其他参数如表 1 所示。

实验结果表明，3 种相关情形下，随着标签和阅读器接收灵敏度的减小，识别率均呈降低趋势，且对于阅读器灵敏度在 $-90\sim-70\text{ dBm}$ 范围内变化时，识别率曲线相差不大，但随着阅读器灵敏度的进一步减小，识别率的下降呈加快的趋势。图 2(a) 的 $|\rho|=1$ 情形，对于不同的阅读器灵敏度，识别率首先随标签灵敏度并没有变化，这是因为此时标签灵敏度较高，前向和反向信道为同一信道，识别率完全由阅读器灵敏度决定，随着标签灵敏度的降低，在 -18 dBm （当 $S_R=-80\text{ dBm}$ ）和 -12 dBm （当 $S_R=-70\text{ dBm}$ ）处，识别率变成由标签灵敏度决定了；对于其他情形，除非阅读器灵敏度特别差（如 $S_R=-60\text{ dBm}$ 或 -50 dBm ），识别率都由标签灵敏度决定，故采用双站收发天线时，更应该尽量提高标签灵敏度。

针对 Rayleigh、Rician 和 Nakagami- m 这 3 种信道，图 3 给出了不同信道相关参数 λ 下识别率随阅读器标签间距变化的情况。计算时，取典型值 $S_R=-70\text{ dBm}$ ， $S_T=-13\text{ dBm}$ ，其他参数如表 1 所示。

值得注意的是，式(6)和文献[10]中只给出了生成的复高斯随机变量 G_{kl} 间的相关系数 λ ，而由此派生的广义 Rician 随机变量 H_k 间的相关系数 ρ 并未给出。故本文通过蒙特卡洛方法，列出了相关系数 ρ 与典型 λ 值的关系，其中， $\sigma_1=\sigma_2=1$ ，如表 2 所示。

实验结果表明，对于 Rayleigh 和 Nakagami- m 信道， λ 对识别率的影响并不大，在间距 $d_f<8\text{ m}$ 时（Nakagami- m 信道为 11 m ），相关程度越高，识别率越低，与文献[6-7]的结论一致；而当 $d_f>8\text{ m}$ 后，识别率随着相关程度的增强而略有增加，这是因为本文同时考虑了前向与反向信道，并且采用灵敏度来定义识别率（而非仅比较反向信道误码率）（如式(1)）。而对于存在视距的 Rician 信道，随着 λ 的增加，识别率一直呈增加的趋势。这与误码率（或识别率）应随信道相关性的增强而减小的结论不一致。这是因为广义 Rician 信道

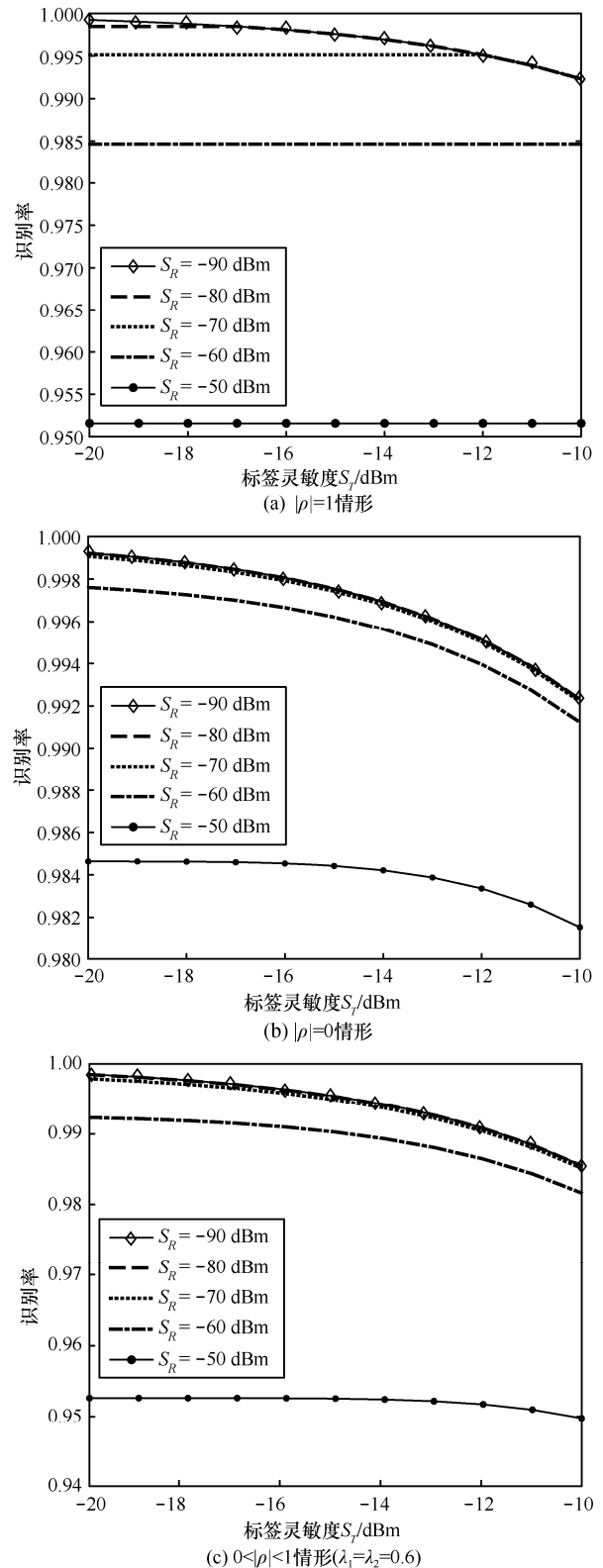


图 2 灵敏度对识别率的影响

模型中，参数 λ 的增加虽然使相关系数 ρ 增加（如表 2 所示），将导致识别率减小，但同时也使广义 Rician 信道模型中视距成分得到增加（因为式(9)中，

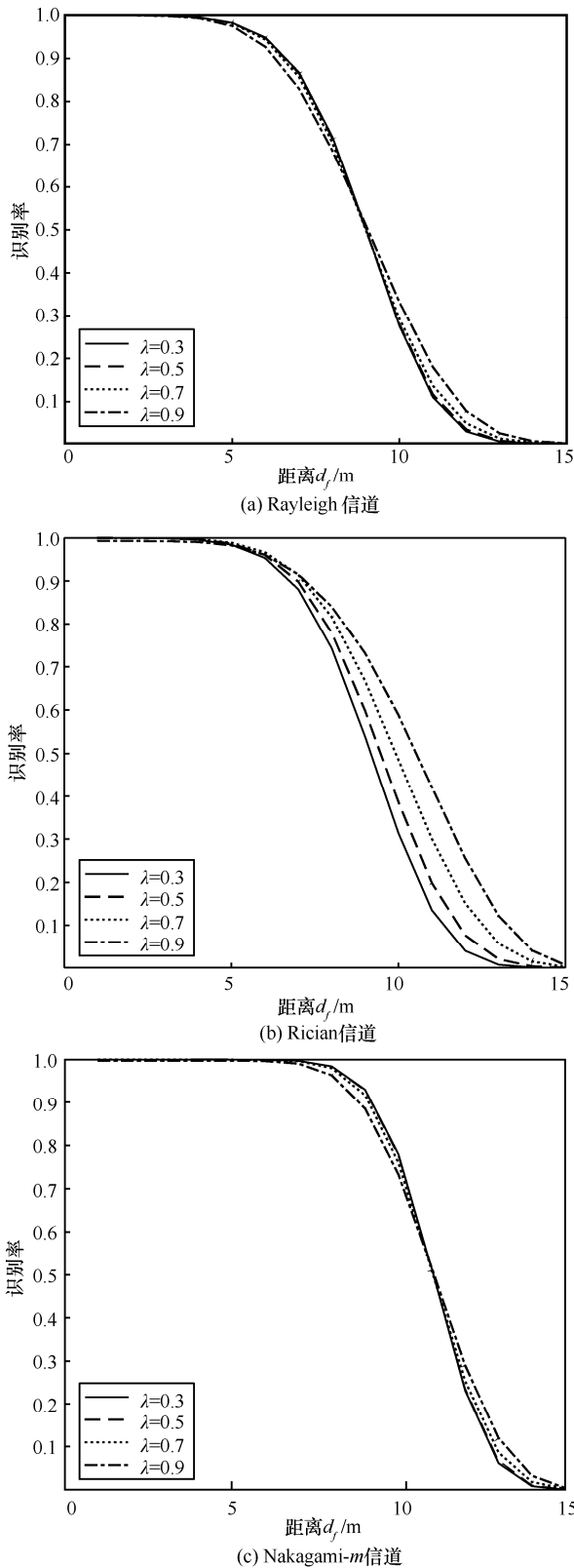


图 3 相关系数 λ 对识别率的影响

$S_k = \sigma_k^2 \lambda_k^2 \sum_{l=1}^m m_{1l}^2 + m_{2l}^2$, $k=1,2$), 并且实验结果表明后者起主要作用。

表 2 参数 λ 与相关系数 ρ 的对应关系

$\lambda_1=\lambda_2$	广义 Rician 随机变量 H_k 间相关系数 ρ		
	Rayleigh	Rician ($S=1, m_{11}=m_{21}$)	Nakagami- m ($m=2$)
0.1	4.4×10^{-4}	8.0×10^{-4}	7.5×10^{-4}
0.2	2.0×10^{-4}	2.6×10^{-4}	0.001
0.3	0.007	0.017	0.008
0.4	0.022	0.055	0.025
0.5	0.057	0.120	0.059
0.6	0.119	0.219	0.124
0.7	0.223	0.357	0.230
0.8	0.386	0.532	0.396
0.9	0.631	0.745	0.643
0.99	0.955	0.976	0.958

6 结束语

本文基于广义莱斯信道模型，给出了 UHF RFID 系统 3 种相关情形下识别率的显示计算式，并且该计算式还能统一表示莱斯 (Rician)、瑞丽 (Rayleigh) 和 Nakagami- m 这 3 种信道下的识别率。实验结果表明，Rician 信道因为具有视距功率，其识别率优于 Rayleigh 信道，而对于 Nakagami- m 信道，只需要 $m=2$ 就具有较 Rician 信道更好的识别率，故建议采用多天线分集的方式提高标签识别率。而标签识别率是由阅读器和标签的灵敏度共同决定的，且随着阅读器灵敏度的降低而加速恶化。对于 Rayleigh 和 Nakagami- m 信道，信道相关系数对识别率的影响不大，而对于 Rician 信道的影响较为明显。

参考文献:

- [1] 李程, 钱松荣. 射频识别动态定位方法[J]. 通信学报, 2013, 34(4): 144-148.
LI C, QIAN S R. RFID dynamic positioning method[J]. Journal on Communications, 2013,34(4):144-148.
- [2] KIM D, INGRAM M A, SMITH W W. Measurements of small-scale fading and path loss for long range RF tags[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2003,51(8):1740-1749.
- [3] LAZARO A, GIRBAU D, SALINAS D. Radio link budgets for UHF RFID on multipath environments[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2009,57(4):1241-1251.
- [4] 余开, 何怡刚, 李兵. 无源超高频 RFID 系统链路预算分析[J]. 仪器仪表学报, 2010, 31(5): 974-979.
SHE K, HE Y G, LI B. Passive UHF RFID budget analysis[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2010,31(5):974-979.
- [5] 佐磊, 何怡刚, 李兵. 无源超高频射频识别系统路径损耗研究[J]. 物理学报, 2013, 62(14): 1-8.
ZUO L, HE Y G, LI B. Analysis and measurement of path loss effects for ultra high frequency radio-frequency identification in real envi-

- ronments[J]. Acta Physica Sinica, 2013,62(14):1-8.
- [6] KIM D Y, JO H S, YOON H. Reverse-link interrogation range of a UHF MIMO-RFID system in Nakagami- m fading channels[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010,57(4):1468-1477.
- [7] BEKKALI A, ZOU S, KADRI A. Performance analysis of passive UHF RFID systems under cascaded fading channels and interference effects[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2015, 14(3): 1421-1433.
- [8] CHAU Y A. Outage performance of RFID systems with multiple reader antennas over correlated forward and backscatter fading channels[C]//IEEE 21st Annual Wireless and Optical Communications Conference (WOCC). 2012:81-82.
- [9] SMIETANKA G, GOTZE J. Modeling and simulation of MISO diversity for UHF RFID communication[C]// Computer Science and Information Systems. 2012:813-820.
- [10] HE C, WANG Z J. Impact of the correlation between forward and backscatter channels on RFID system performance[C]//IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP). 2011:3540-3543.
- [11] SILVA C R N, LEONRDO E J, YACOUB M D. Product of two envelopes taken from α - μ , κ - μ , and η - μ distributions [J]. IEEE Transactions on Communications, 2018,66(3):1284-1295.
- [12] GAO Y, CHEN Y, BEKKALI A. Performance of passive UHF RFID in cascaded correlated generalized Rician fading [J]. IEEE Communications Letters, 2016, 20(4):660-663.
- [13] BEAULIEU N C, HEMACHANDRA K T. Novel simple representations for gaussian class multivariate distributions with generalized correlation[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2011, 57(12): 8072-8083.
- [14] ZWILLINGER D. Table of integrals, series, and products (Eighth Edition)[M]. Elsevier, 2014.
- [15] ERMOLOVA N Y, TIRKKONEN O. Laplace transform of product of generalized Marcum Q, Bessel I, and power functions with applications[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2014, 62(11): 2938-2944.

[作者简介]



余开 (1980–), 男, 湖南长沙人, 博士, 湖南科技大学讲师, 主要研究方向为射频识别的空口技术。

何怡刚 (1966–), 男, 湖南邵阳人, 博士, 武汉大学教授、博士生导师, 主要研究方向为测试与诊断、智能信息处理等。

李兵 (1973–), 男, 湖南邵阳人, 博士, 武汉大学副教授, 主要研究方向为射频识别测试技术、智能电网技术等。

朱彦卿 (1978–), 男, 湖南株洲人, 博士, 湖南大学助理教授, 主要研究方向为射频测试技术。