

反向散射通信中标签选择策略中断性能分析

刘英挺^{*①②} 周治洋^① 耿梦丹^① 李兴旺^{③④}

^①(兰州交通大学电子与信息工程学院 兰州 730070)

^②(国网甘肃省电力公司电力科学研究院 兰州 730070)

^③(河南理工大学物理与电子信息学院 焦作 454003)

^④(焦作市群智感知网络重点实验室 焦作 454003)

摘要: 该文研究的反向散射通信(BackCom)系统由1个专用射频信号源、若干个标签及1个目的节点构成。在考虑了信道估计误差(CEE)的前提下,该文在Nakagami- m 信道中,提出了能够最大化目的节点信噪比(SNR)的标签选择策略,推导了所提策略的中断概率和分集增益的解析表达式。该文的分析中,考虑了标签自身能耗对系统性能的影响。仿真结果验证了理论分析的正确性,同时考察了关键参数对系统性能的影响。理论分析和仿真结果均表明,信道估计误差的存在使得系统的分集增益为0。

关键词: 反向散射通信; 信道估计误差; 中断性能; 标签选择; Nakagami- m 信道

中图分类号: TN926

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2022)YU-0001-08

DOI: [10.11999/JEIT231001](https://doi.org/10.11999/JEIT231001)

Outage Performance of Tag Selection Scheme for Backscatter Communication Systems

LIU Yingting^{①②} ZHOU Zhiyang^① GENG Mengdan^① LI Xingwang^{③④}

^①(School of Electronic and Information Engineering, Lanzhou Jiaotong University, Lanzhou 730070, China)

^②(State Grid Gansu Electric Power Research Institute, Lanzhou 730070, China)

^③(School of Physics and Electronic Information Engineering, Henan Polytechnic University, Jiaozuo 454003, China)

^④(Jiaozuo Key Laboratory of Group Intelligence Sensing Network, Jiaozuo 454003, China)

Abstract: The considered Backscatter Communication (BackCom) system consists of one dedicated radio frequency source node, some tags and one destination node. In consideration of the Channel Estimation Error (CEE), the tag selection scheme in which the tag selection scheme that can maximize the received Signal-to-Noise Ratio (SNR) at the destination is proposed over the Nakagami- m channels, and the corresponding analytical results of the outage probability and diversity gain are derived. In this paper, the consumed power by tags is considered. The numerical results verify the obtained analytical results and investigate the key parameters on the system performance. Both the analytical and numerical results show that the existence of the CEE make the corresponding diversity gain zero.

Key words: Backscatter Communication (BackCom); Channel Estimation Error (CEE); Outage performance; Tag selection scheme; Nakagami- m channels

收稿日期: 2023-09-14; 改回日期: 2023-12-11; 网络出版: 2023-12-18

*通信作者: 刘英挺 liuyt2018@163.com

基金项目: 甘肃省自然科学基金(23JRRA849), 国家自然科学基金(61861041), 河南省科技攻关项目(232102211073), 甘肃省博士后研究资助项目

Foundation Items: The Natural Science Foundation of Gansu Province (23JRRA849), The National Natural Science Foundation of China (61861041), The Science and Technology Research Project of Henan Province (232102211073), Gansu Postdoctoral Research Funding Project

1 引言

近年来,反向散射通信(Backscatter Communication, BackCom)作为一种低功耗的无线通信技术受到了广泛关注^[1]。在BackCom中,反向散射装置(Backscatter Device, BD),也称为标签,通过调制和反射入射的射频(Radio Frequency, RF)信号来发送信息,其功耗可以低至几个 μW ^[2]。需要注意的是在BackCom中,接收到的信号要经历双重衰落,这将导致目的节点处接收到的信噪比(Signal-to-Noise Ratio, SNR)过低。因此,可以借鉴协作通信中的方法,在BackCom系统中考虑使用多个标签、从多个标签中选择1个来进行通信,从而提升系统性能^[3-9]。

根据通信场景的不同,学者们对所提出的标签选择方案的中断性能^[3-5]或保密中断性能(Secrecy Outage Performance, SOP)^[6]进行了研究,文献^[7]对多标签BackCom的遍历容量进行了分析,文献^[8]利用信号间的相长干扰,通过联合优化接收波束成形向量和标签选择因子来达到系统对检测错误概率的要求。在上述研究中,均选择能够最大化目的端接收SNR的标签来进行信息传输。文献^[9]则对环境BackCom系统中多用户调度的公平性进行了研究,并推导出系统基于比例公平调度策略的多用户分集增益。需要注意的是,以上文献中的系统性能分析是基于瑞利衰落信道进行的。众所周知,与瑞利衰落相比,Nakagami- m 衰落信道的应用更为广泛^[10]。在低功耗通信技术中,例如在BackCom以及同时发射和反射可重构智能表面(Simultaneously Transmitting And Reflecting Reconfigurable Intelligent Surface, STAR-RIS)中,已有文献对Nakagami- m 衰落信道下的通信系统进行了性能分析^[11,12]。文献^[11]研究了多标签BackCom系统中存在一个窃听者时的SOP,文献^[12]分析了采用非正交多址技术的STAR-RIS系统的SOP。

与文献^[3-7]中接收端的单天线配置不同,为了进一步提高性能,文献^[8,11]中考虑了在接收端配置多根天线。此外,在现有的大多数文献中,性能分析都是基于完美信道状态信息(Channel State Information, CSI)的假设进行的^[4,6-9,11]。在实际的通信系统中,CSI并不是完美的。文献^[13]在考虑信道估计误差(Channel Estimation Error, CEE)的情况下,分析了所提出的标签选择方案在瑞利衰落信道上的中断性能,研究结果表明CEE的存在对系统性能有显著影响。虽然标签功耗很低,但与标签所能获取的能量相比,这种能耗仍需要考虑,故文献^[4,6,9,11,13]中,采用最优动态反射系数(Reflec-

tion Coefficient, RC)或固定RC将标签的功耗考虑到系统的性能分析中。

通过上述工作可见,在Nakagami- m 信道中,在考虑了CEE的前提下,标签选择策略的中断性能尚未有研究。本文的贡献可以概括如下:在Nakagami- m 信道中,在考虑标签自身能耗的前提下,提出了使目的地接收SNR最大化的标签选择方案。为进一步提高系统性能,在接收端采用了多天线配置;在考虑CEE的前提下,分析了所提标签选择方案的中断概率和分集增益;最后,通过数值仿真验证了理论分析的正确性。

2 系统模型

如图1所示,所考虑的BackCom系统由1个专用RF信号源(Source, S)、多个标签(Tag, T_i) ($i = 1, 2, \dots, L$)和1个目的节点(Destination, D)组成,其中 S 和 T_i 配备了单天线,在 D 处配备了 N 根天线。假定 S 到 T_i , T_i 到 D 的信道系数的真实值分别由 h_i 和 $g_i = [g_{i,1}, g_{i,2}, \dots, g_{i,N}]$ 表示,其中 $g_{i,n}$ ($n \in \{1, 2, \dots, N\}$)表示 T_i 和 D 的第 n 根天线之间的信道系数。

假设所有的信道都是准静态的且服从独立的Nakagami- m 分布,即 $h_i \sim \text{Naka}(m_a, \Omega_{s,i})$, $g_{i,n} \sim \text{Naka}(m_b, \Omega_{i,d})$,其中 m_a 和 m_b 表示衰落严重性参数, $\Omega_{s,i}$ 和 $\Omega_{i,d}$ 分别表示相应信道的平均功率。信道真实值与信道估计值的关系由 $h_i = \hat{h}_i + e_{s,i}$, $g_{i,n} = \hat{g}_{i,n} + e_{i,n}$ ^[14]给出,其中 $e_{s,i} \sim \mathcal{CN}(0, \Omega_{e_{s,i}})$, $e_{i,n} \sim \mathcal{CN}(0, \Omega_{e_{i,n}})$ 为信道估计误差,且独立于 h_i , $g_{i,n}$ 。其中, $\mathcal{CN}(\cdot)$ 表示复高斯分布。信道估计值的分布可写为 $\hat{h}_i \sim \text{Naka}(m_a, \hat{\Omega}_{s,i})$, $\hat{g}_{i,n} \sim \text{Naka}(m_b, \hat{\Omega}_{i,d})$,其中 $\hat{\Omega}_{s,i} = \Omega_{s,i} - \Omega_{e_{s,i}}$, $\hat{\Omega}_{i,d} = \Omega_{i,d} - \Omega_{e_{i,n}}$ 。

在 T_i 处接收到信号可以表示为

$$y_{s,i}(t) = \sqrt{P_s} h_i s(t) \quad (1)$$

其中, $s(t) \sim \mathcal{CN}(0, 1)$, P_s 是 S 的发射功率。采用固定RC,则接收到的信号可分为两部分: $\sqrt{1-\beta}y_{s,i}(t)$

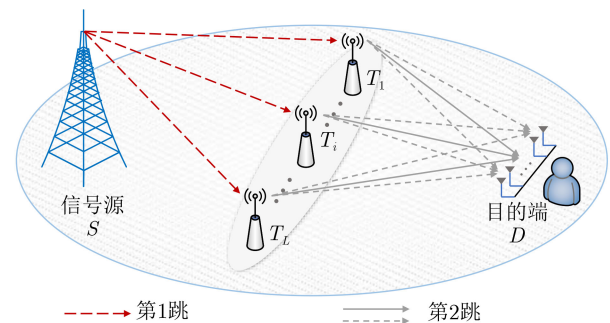


图1 系统模型

用来驱动 T_i 的电路； $\sqrt{\beta}y_{s,i}(t)$ 用来反向散射。 T_i 消耗的功率用 P_c 表示，只有当 $(1-\beta)|h_i|^2P_s \geq P_c$ ， T_i 才具备反射信号的能力。

D 处采用最大比值合并(Maximum Ratio Combining, MRC)^[15]得到接收信号

$$y_{i,d}(t) = \sqrt{\eta\beta P_s} (\hat{h}_i + e_{s,i}) (\hat{g}_i + e_i) \mathbf{w}_i^H s(t) x(t) + n(t) \quad (2)$$

$$y_{i,d}(t) = \underbrace{\sqrt{\eta\beta P_s \hat{h}_i \hat{g}_i \mathbf{w}_i^H s(t) x(t)}}_{\text{有用信号}} + \underbrace{\sqrt{\eta\beta P_s \hat{h}_i e_i \mathbf{w}_i^H s(t) x(t)} + \sqrt{\eta\beta P_s e_{s,i} e_i \mathbf{w}_i^H s(t) x(t)} + \sqrt{\eta\beta P_s e_{s,i} \hat{g}_i \mathbf{w}_i^H s(t) x(t)}}_{\text{干扰信号}} + \underbrace{n(t)}_{\text{噪声}} \quad (3)$$

由式(3)可知，任意链路 $S \rightarrow T_i \rightarrow D$ 在 D 处的接收信号最终由3部分组成：第1部分是 T_i 反射的有用信号；第2部分是由CEE引入的干扰；第3部分是 D 处接收到的AWGN。对于解码信号来说，第2部分和第3部分可视为有害信号。故在 D 处的SNR可以表示为

$$\gamma_i = \frac{|\hat{h}_i|^2 \|\hat{g}_i \mathbf{w}_i^H\|^2}{\Omega_{e_{s,i}} \|\hat{g}_i \mathbf{w}_i^H\|^2 + \Omega_{e_{i,n}} |\hat{h}_i|^2 + \Omega_{e_{s,i}} \Omega_{e_{i,n}} + \Delta} \quad (4)$$

其中 $\Delta = 1/\eta\beta\gamma_{in}$ ， $\gamma_{in} = P_s/\sigma^2$ 表示输入SNR。

3 标签选择方案和中断性能分析

为了最小化中断概率，在每次传输时，选择能够使得 D 处接收SNR最大的标签传输信息，其他未被选择的标签保持静默。被选标签的序号用 i^* 进行标记。上述标签选择方案可用式(5)表示

$$i^* = \arg \max_{1 \leq i \leq L} \gamma_i \quad (5)$$

在假定各信道相互独立的前提下，系统的中断概率可由式(6)计算得到

$$P_{\text{out}} = \Pr(\gamma_{i^*} < \tau) = \prod_{i=1}^L \Pr(\gamma_i < \tau) = \prod_{i=1}^L P_{\text{out}}^i \quad (6)$$

其中， $\tau = 2^R - 1$ 为阈值信噪比， R 为目标数据传输速率， $P_{\text{out}}^i = \Pr(\gamma_i < \tau)$ 表示任意链路 $S \rightarrow T_i \rightarrow D$ 的中断概率，可用式(7)计算

$$P_{\text{out}}^i = \underbrace{\Pr\left((1-\beta)P_s|h_i|^2 < P_c\right)}_{P_1} + \underbrace{\Pr\left((1-\beta)P_s|h_i|^2 \geq P_c, \gamma_i < \tau\right)}_{P_2} \quad (7)$$

其中， η 表示反射效率，表示标签能够有效反射出的信号。 $\mathbf{e}_i = [e_{i,1}, e_{i,2}, \dots, e_{i,N}]$ 是一个行向量， $\mathbf{w}_i^H = \hat{g}_i^H / \|\hat{g}_i\|$ 是波束成形权重向量，其中 $(\cdot)^H$ 表示共轭转置， $\|\cdot\|$ 表示二范数运算。 $x(t)$ 是 T_i 发射出的信号，其服从均值为0，方差为1的高斯分布， $n(t)$ 是在 D 处接收到的均值为零、方差为 σ^2 的加性高斯白噪声(Additive White Gaussian Noise, AWGN)。

通过简单的计算，可将式(2)表示为

对于任意链路 $S \rightarrow T_i \rightarrow D$ ，如果在第1跳， T_i 没有获得足够的功率，或者 T_i 在第1跳采集到足够的功率、可以进行反向散射，但最终在 D 处的接收SNR低于阈值，则链路 $S \rightarrow T_i \rightarrow D$ 将处于中断状态。上述两种情况分别对应于式(7)中的 P_1 和 P_2 。值得注意的是，在计算第1跳的中断概率时，使用的是信道真实值而不是估计值。这是因为标签使用固定RC将接收到的信号分成两部分，在这种情况下，只需要使用信道的真实值。

为了推导方便，令 $X = |h_i|^2$ ， $Y = |\hat{h}_i|^2$ ， $Z = \|\hat{g}_i \mathbf{w}_i^H\|^2 = \sum_{n=1}^N |\hat{g}_{i,n}|^2$ ，相应的概率密度函数可以写为 $f_X(x) = \frac{x^{m_a-1}}{\Gamma(m_a)} \left(\frac{m_a}{\Omega_{s,i}}\right)^{m_a} e^{-\left(\frac{m_a}{\Omega_{s,i}}\right)x}$ ， $f_Y(y) = \frac{y^{m_a-1}}{\Gamma(m_a)} \left(\frac{m_a}{\hat{\Omega}_{s,i}}\right)^{m_a} e^{-\left(\frac{m_a}{\hat{\Omega}_{s,i}}\right)y}$ ， $f_Z(z) = \frac{z^{m_b N-1}}{\Gamma(m_b N)} \left(\frac{m_b}{\hat{\Omega}_{i,d}}\right)^{m_b N} e^{-\left(\frac{m_b}{\hat{\Omega}_{i,d}}\right)z}$ ，其中 $\Gamma(\cdot)$ 为伽马函数^[16]。

P_1 可计算为

$$P_1 = \Pr\left(|h_i|^2 < \frac{P_c}{(1-\beta)P_s}\right) = \int_0^{\frac{P_c}{(1-\beta)P_s}} f_X(x) dx \stackrel{(a)}{=} \frac{1}{\Gamma(m_a)} \gamma\left(m_a, \frac{m_a P_c}{\Omega_{s,i} (1-\beta) \sigma^2 \gamma_{in}}\right) \quad (8)$$

其中，步骤(a)使用了 $\int_0^u x^{v-1} e^{-\mu x} dx = \mu^{-v} \gamma(v, \mu u)$ ^[16]， $\gamma(\cdot, \cdot)$ 表示不完全Gamma函数^[16]。

由于事件之间的独立性， P_2 可写为

$$P_2 = \left(1 - \frac{1}{\Gamma(m_a)} \gamma\left(m_a, \frac{m_a P_c}{\Omega_{s,i} (1-\beta) \sigma^2 \gamma_{in}}\right)\right) \cdot \Pr(\gamma_i < \tau) \quad (9)$$

已知 Y 和 Z 均大于0， $\Pr(\gamma_i < \tau)$ 可表示为

$$\begin{aligned}
\Pr(\gamma_i < \tau) &= \Pr\left(\frac{YZ}{\Omega_{e_{s,i}}Z + \Omega_{e_{i,n}}Y + \Delta} < \tau\right) \\
&= \Pr(Y(Z - \Omega_{e_{i,n}}\tau) < \tau(\Omega_{e_{s,i}}Z + \Delta\tau)) \\
&= \underbrace{\Pr(Z < \Omega_{e_{i,n}}\tau)}_{P_{21}} \\
&\quad + \underbrace{\Pr\left(Z > \Omega_{e_{i,n}}\tau, Y < \frac{\tau\Omega_{e_{s,i}}Z + \tau\Delta}{Z - \Omega_{e_{i,n}}\tau}\right)}_{P_{22}}
\end{aligned}
\tag{10}$$

$$\begin{aligned}
P_{21} &= \int_0^{\Omega_{e_{i,n}}\tau} f_Z(z) dz \\
&= \frac{1}{\Gamma(m_b N)} \gamma\left(m_b N, \frac{m_b \Omega_{e_{i,n}} \tau}{\hat{\Omega}_{i,d}}\right)
\end{aligned}
\tag{11}$$

式(10)中的 P_{22} 可写为

$$P_{22} = \int_{\Omega_{e_{i,n}}\tau}^{\infty} \int_0^{\frac{\tau\Omega_{e_{s,i}}Z + \tau\Delta}{Z - \Omega_{e_{i,n}}\tau}} f_Y(y) f_Z(z) dy dz
\tag{12}$$

与 P_1 的计算相似, P_{21} 可以计算为

根据 $\int_0^u x^{v-1} e^{-\mu x} dx = \mu^{-v} \gamma(v, \mu u)$ 和 $\gamma(n+1, x) = n! \left[1 - e^{-x} \left(\sum_{m=0}^n \frac{x^m}{m!}\right)\right]$ [16], P_{22} 可以进一步表示为

$$\begin{aligned}
P_{22} &= \int_{\Omega_{e_{i,n}}\tau}^{\infty} f_Z(z) \frac{1}{\Gamma(m_a)} \gamma\left(m_a, \frac{m_a \tau (\Omega_{e_{s,i}}z + \Delta)}{\hat{\Omega}_{s,i}(z - \Omega_{e_{i,n}}\tau)}\right) dz \\
&= \underbrace{\int_{\Omega_{e_{i,n}}\tau}^{\infty} f_Z(z) dz}_{\Xi_4^1} - \underbrace{\int_{\Omega_{e_{i,n}}\tau}^{\infty} f_Z(z) e^{-\frac{m_a \tau (\Omega_{e_{s,i}}z + \Delta)}{\hat{\Omega}_{s,i}(z - \Omega_{e_{i,n}}\tau)}} \sum_{m=0}^{m_a-1} \left(\frac{m_a \tau (\Omega_{e_{s,i}}z + \Delta)}{\hat{\Omega}_{s,i}(z - \Omega_{e_{i,n}}\tau)}\right)^m \frac{1}{m!} dz}_{\Xi_4^2}
\end{aligned}
\tag{13}$$

Ξ_4^1 可由 $\int_u^{\infty} x^{v-1} e^{-\mu x} dx = \mu^{-v} \Gamma(v, \mu u)$ [16]进行计算

$$\Xi_4^1 = \int_{\Omega_{e_{i,n}}\tau}^{\infty} f_Z(z) dz = \frac{1}{\Gamma(m_b N)} \Gamma\left(m_b N, \frac{m_b \Omega_{e_{i,n}} \tau}{\hat{\Omega}_{i,d}}\right)
\tag{14}$$

在 Ξ_4^2 中, 令 $u = z - \Omega_{e_{i,n}}\tau$, 故 Ξ_4^2 简化为

$$\begin{aligned}
\Xi_4^2 &= \int_0^{\infty} \frac{(u + \Omega_{e_{i,n}}\tau)^{m_b N - 1}}{\Gamma(m_b N)} \left(\frac{m_b}{\hat{\Omega}_{i,d}}\right)^{m_b N} e^{-\frac{m_b(u + \Omega_{e_{i,n}}\tau)}{\hat{\Omega}_{i,d}}} \\
&\quad \times e^{-\frac{m_a \tau (\Omega_{e_{s,i}}(u + \Omega_{e_{i,n}}\tau) + \Delta)}{\hat{\Omega}_{s,i}u}} \sum_{m=0}^{m_a-1} \left(\frac{m_a \tau}{\hat{\Omega}_{s,i}}\right)^m \left(\Omega_{e_{s,i}} + \frac{\Omega_{e_{s,i}}\Omega_{e_{i,n}}\tau + \Delta}{u}\right)^m \frac{1}{m!} du
\end{aligned}
\tag{15}$$

利用 $(u + \Omega_{e_{i,n}}\tau)^{m_b N - 1}$ 和 $\left(\Omega_{e_{s,i}} + \frac{\Omega_{e_{s,i}}\Omega_{e_{i,n}}\tau + \Delta}{u}\right)^m$ 的二项展开式, Ξ_4^2 可以进一步表示为

$$\begin{aligned}
\Xi_4^2 &= \frac{1}{\Gamma(m_b N)} \left(\frac{m_b}{\hat{\Omega}_{i,d}}\right)^{m_b N} e^{-\frac{m_b \Omega_{e_{i,n}} \hat{\Omega}_{s,i} \tau + m_a \Omega_{e_{s,i}} \hat{\Omega}_{i,d} \tau}{\hat{\Omega}_{s,i} \hat{\Omega}_{i,d}}} \sum_{m=0}^{m_a-1} \left(\frac{m_a \tau}{\hat{\Omega}_{s,i}}\right)^m \sum_{q=0}^m \binom{m}{q} (\Omega_{e_{s,i}})^q (\Omega_{e_{s,i}}\Omega_{e_{i,n}}\tau + \Delta)^{m-q} \\
&\quad \times \sum_{n=0}^{m_b N - 1} \binom{m_b N - 1}{n} (\Omega_{e_{i,n}}\tau)^{m_b N - 1 - n} \underbrace{\int_0^{\infty} e^{-\frac{m_b}{\hat{\Omega}_{i,d}}u - \frac{m_a \Omega_{e_{s,i}} \Omega_{e_{i,n}} \tau^2 + m_a \Delta \tau}{\hat{\Omega}_{s,i}u}} u^{n+q-m} du}_{\Xi_4^{21}}
\end{aligned}
\tag{16}$$

Ξ_4^{21} 可根据 $\int_0^{\infty} x^{v-1} e^{-\frac{\beta}{x} - \gamma x} dx = 2 \left(\frac{\beta}{\gamma}\right)^{\frac{v}{2}} K_v(2\sqrt{\beta\gamma})$ [16]计算得出

$$\Xi_4^{21} = 2 \left(\frac{(m_a \Omega_{e_{s,i}} \Omega_{e_{i,n}} \tau^2 + m_a \Delta \tau) \hat{\Omega}_{i,d}}{m_b \hat{\Omega}_{s,i}}\right)^{\frac{(n+q-m+1)}{2}} \times K_{n+q-m+1} \left(2\sqrt{\frac{m_a m_b \Omega_{e_{s,i}} \Omega_{e_{i,n}} \tau^2 + m_a m_b \Delta \tau}{\hat{\Omega}_{s,i} \hat{\Omega}_{i,d}}}\right)
\tag{17}$$

其中 $K_v(\cdot)$ 为虚参数的贝塞尔函数[16].

根据上述分析, $\Pr(\gamma_i < \tau)$ 可表示为

$$\Pr(\gamma_i < \tau) = 1 - \frac{1}{\Gamma(m_b N)} \left(\frac{m_b}{\hat{\Omega}_{i,d}} \right)^{m_b N} e^{-\frac{m_b \Omega_{e_i,n} \hat{\Omega}_{s,i} \tau + m_a \Omega_{e_s,i} \hat{\Omega}_{i,d} \tau}{\hat{\Omega}_{s,i} \hat{\Omega}_{i,d}}} \sum_{m=0}^{m_a-1} \left(\frac{m_a \tau}{\hat{\Omega}_{s,i}} \right)^m \times \sum_{q=0}^m \binom{m}{q} (\Omega_{e_s,i})^q (\Omega_{e_s,i} \Omega_{e_i,n} \tau + \Delta)^{m-q} \sum_{n=0}^{m_b N-1} \binom{m_b N-1}{n} (\Omega_{e_i,n} \tau)^{m_b N-1-n} \Xi_4^{21} \quad (18)$$

综上，结合式(8)–式(18)，可以得到 P_{out}^i 的表达式，将其带入式(7)可得所提出标签选择方案的中断概率

$$P_{\text{out}} = \prod_{i=1}^L \left(1 - \frac{1}{\Gamma(m_b N)} \left(\frac{m_b}{\hat{\Omega}_{i,d}} \right)^{m_b N} e^{-\left(\frac{m_a P_c}{\Omega_{s,i} (1-\beta) \sigma^2 \gamma_{\text{in}}} + \frac{m_b \tau \Omega_{e_i,n} \hat{\Omega}_{s,i} + m_a \tau \Omega_{e_s,i} \hat{\Omega}_{i,d}}{\hat{\Omega}_{s,i} \hat{\Omega}_{i,d}} \right)} \sum_{j=0}^{m_a-1} \left(\frac{m_a P_c}{\Omega_{s,i} (1-\beta) \sigma^2 \gamma_{\text{in}}} \right)^j \frac{1}{j!} \times \sum_{m=0}^{m_a-1} \sum_{q=0}^m \sum_{n=0}^{m_b N-1} \left(\frac{m_a \tau}{\hat{\Omega}_{s,i}} \right)^m \binom{m}{q} (\Omega_{e_s,i})^q (\Omega_{e_s,i} \Omega_{e_i,n} \tau + \Delta)^{m-q} \binom{m_b N-1}{n} (\Omega_{e_i,n} \tau)^{m_b N-1-n} \times 2 \left(\frac{(m_a \Omega_{e_s,i} \Omega_{e_i,n} \tau^2 + m_a \Delta \tau) \hat{\Omega}_{i,d}}{m_b \hat{\Omega}_{s,i}} \right)^{(n+q-m+1)/2} K_{n+q-m+1} \left(2 \sqrt{\frac{m_a m_b \Omega_{e_s,i} \Omega_{e_i,n} \tau^2 + m_a m_b \Delta \tau}{\hat{\Omega}_{s,i} \hat{\Omega}_{i,d}}} \right) \right) \quad (19)$$

在高SNR条件下，有 $\gamma_{\text{in}} \rightarrow \infty$ 和 $\Delta \rightarrow 0$ ，则 $P_1 \rightarrow 0$ ，故中断概率在高SNR区域可近似为

$$P_{\text{out}}^\infty \approx \prod_{i=1}^L \left(\frac{1}{\Gamma(m_a)} \Gamma \left(m_a, \frac{m_a P_c}{\Omega_{s,i} (1-\beta) \sigma^2 \gamma_{\text{in}}} \right) \times \left(1 - \frac{1}{\Gamma(m_b N)} \left(\frac{m_b}{\hat{\Omega}_{i,d}} \right)^{m_b N} e^{-\frac{m_b \Omega_{e_i,n} \hat{\Omega}_{s,i} \tau + m_a \Omega_{e_s,i} \hat{\Omega}_{i,d} \tau}{\hat{\Omega}_{s,i} \hat{\Omega}_{i,d}}} \times \sum_{m=0}^{m_a-1} \left(\frac{m_a}{\hat{\Omega}_{s,i}} \right)^m \sum_{q=0}^m \binom{m}{q} (\Omega_{e_s,i})^q (\Omega_{e_s,i} \Omega_{e_i,n} \tau)^{m-q} \sum_{n=0}^{m_b N-1} \binom{m_b N-1}{n} (\Omega_{e_i,n} \tau)^{m_b N-1-n} \times 2 \left(\frac{m_a \Omega_{e_s,i} \Omega_{e_i,n} \tau^2 \hat{\Omega}_{i,d}}{m_b \hat{\Omega}_{s,i}} \right)^{(n+q-m+1)/2} K_{n+q-m+1} \left(2 \sqrt{\frac{m_a m_b \Omega_{e_s,i} \Omega_{e_i,n} \tau^2}{\hat{\Omega}_{s,i} \hat{\Omega}_{i,d}}} \right) \right) \right) \quad (20)$$

注意：在式(20)中，当 $m_a = 1$ 或 $m_a = 2$ 时，有^[17]

$$\lim_{\gamma_{\text{in}} \rightarrow \infty} \frac{1}{\Gamma(m_a)} \Gamma \left(m_a, \frac{m_a P_c}{\Omega_{s,i} (1-\beta) \sigma^2 \gamma_{\text{in}}} \right) = 1 \quad (21)$$

故在高SNR条件下，系统中断概率可进一步写为

$$P_{\text{out}}^\infty \approx \prod_{i=1}^L \left(1 - \frac{1}{\Gamma(m_b N)} \left(\frac{m_b}{\hat{\Omega}_{i,d}} \right)^{m_b N} e^{-\frac{m_b \Omega_{e_i,n} \hat{\Omega}_{s,i} \tau + m_a \Omega_{e_s,i} \hat{\Omega}_{i,d} \tau}{\hat{\Omega}_{s,i} \hat{\Omega}_{i,d}}} \sum_{m=0}^{m_a-1} \left(\frac{m_a}{\hat{\Omega}_{s,i}} \right)^m \sum_{q=0}^m \binom{m}{q} (\Omega_{e_s,i})^q \times (\Omega_{e_s,i} \Omega_{e_i,n} \tau)^{m-q} \sum_{n=0}^{m_b N-1} \binom{m_b N-1}{n} (\Omega_{e_i,n} \tau)^{m_b N-1-n} 2 \left(\frac{m_a \Omega_{e_s,i} \Omega_{e_i,n} \tau^2 \hat{\Omega}_{i,d}}{m_b \hat{\Omega}_{s,i}} \right)^{(n+q-m+1)/2} \times K_{n+q-m+1} \left(2 \sqrt{\frac{m_a m_b \Omega_{e_s,i} \Omega_{e_i,n} \tau^2}{\hat{\Omega}_{s,i} \hat{\Omega}_{i,d}}} \right) \right) \quad (22)$$

因此，所考虑的BackCom系统的分集增益为

$$D_{\text{CEE}} = \lim_{\gamma_{\text{in}} \rightarrow \infty} -\frac{\lg P_{\text{out}}}{\lg \gamma_{\text{in}}} = 0 \quad (23)$$

综合式(20)–式(23)可知，当输入SNR很高时，每个标签 T_i 采集到足够能量支撑自身功耗的概率趋近于1，此时系统的中断概率仅由反向散射链路的质量来决定。观察式(22)，在高SNR条件下，由于CEE的存在，任意链路的中断概率不会随着输

入SNR的提升而降低，即所考虑的多标签BackCom系统的分集增益为0。值得指出的是：高SNR下的任意链路的中断概率小于1，即： $0 < P_{\text{out}}^i < 1$ 。而 $P_{\text{out}}^\infty \approx \prod_{i=1}^L P_{\text{out}}^i$ ，此时系统的中断概率仍然会随着标签个数的增加而降低。

同时由式(19)也可得出完美CSI下系统的中断概率，只需令式(19)中的 $\Omega_{e_s,i} = \Omega_{e_i,n} = 0$ ， $\hat{\Omega}_{s,i} = \Omega_{s,i}$ 及 $\hat{\Omega}_{i,d} = \Omega_{i,d}$ ，则无CEE时，系统中断概率可写为

$$P_{\text{out}}^{\text{no-CEE}} = \prod_{i=1}^L \left(1 - \frac{1}{\Gamma(m_b N)} \left(\frac{m_b}{\Omega_{s,i}} \right)^{m_b N} e^{-\frac{m_a P_c}{\Omega_{s,i} (1-\beta) \sigma^2} \frac{1}{\gamma_{\text{in}}}} \sum_{j=0}^{m_a-1} \left(\frac{m_a P_c}{\Omega_{s,i} (1-\beta) \sigma^2} \frac{1}{\gamma_{\text{in}}} \right)^j \frac{1}{j!} \sum_{m=0}^{m_a-1} \left(\frac{m_a \tau \Delta}{\Omega_{s,i}} \right)^m \times 2 \left(\frac{m_a \tau \Delta \Omega_{i,d}}{m_b \Omega_{s,i}} \right)^{(m_b N - m)/2} K_{m_b N - m} \left(2 \sqrt{\frac{m_a m_b \tau \Delta}{\Omega_{s,i} \Omega_{i,d}}} \right) \right) \quad (24)$$

在高SNR条件下, 有 $\Delta \rightarrow 0$, 同时利用 $\lim_{x \rightarrow 0} K_\nu(x) = \frac{1}{2} \Gamma(\nu) \left(\frac{1}{2} x \right)^{-\nu}$, 经过计算, $P_{\text{out}}^{\text{no-CEE}}$ 可近似为

$$P_{\text{out}}^{\text{no-CEE}} \approx \prod_{i=1}^L \left(1 - e^{-\frac{m_a P_c}{\Omega_{s,i} (1-\beta) \sigma^2} \frac{1}{\gamma_{\text{in}}}} \sum_{j=0}^{m_a-1} \left(\frac{m_a P_c}{\Omega_{s,i} (1-\beta) \sigma^2} \frac{1}{\gamma_{\text{in}}} \right)^j \frac{1}{j!} \right) \quad (25)$$

对于 $x \rightarrow \infty$, 有 $1 - e^{-x} \sum_{n=0}^{\xi-1} \frac{x^n}{n!} \leq \frac{x^\xi}{\xi!}$, 故式(25)可进一步近似为

$$P_{\text{out}}^{\text{no-CEE}} \approx \prod_{i=1}^L \left(\frac{m_a P_c}{\Omega_{s,i} (1-\beta) \sigma^2} \frac{1}{\gamma_{\text{in}}} \right)^{m_a} \frac{1}{m_a!} \approx \left(\frac{1}{m_a!} \right)^L \left(\frac{m_a P_c}{\Omega_{s,i} (1-\beta) \sigma^2} \frac{1}{\gamma_{\text{in}}} \right)^{m_a L} \quad (26)$$

基于式(26), 无CEE时系统的分集增益可计算为

$$D_{\text{no-CEE}} = \lim_{\gamma_{\text{in}} \rightarrow \infty} -\frac{\lg P_{\text{out}}}{\lg \gamma_{\text{in}}} = m_a L \quad (27)$$

4 仿真结果与分析

仿真中, 令 $\Omega_{e_s,i} = \Omega_{e_{i,n}} = \Omega_e$, 令 $\Omega_{s,i} = d_{s,i}^{-\alpha}$, $\Omega_{i,d} = d_{i,d}^{-\alpha}$, 其中 $d_{s,i}$ 和 $d_{i,d}$ 分别表示 S 与 T_i 、 T_i 与 D 之间的距离, $\alpha = 2.7$ 表示路径衰减因子^[11]。 S 和 D 的坐标分别设置为 $(0,0)$ m 和 $(10,0)$ m, 所有标签随机分布在圆心坐标为 $(5,0)$ m, 半径为 $r = 2$ m 的圆内, 即 T_i 的坐标可以写成 $(5 + r \cos \phi_i, r \sin \phi_i)$ m, 其中 ϕ_i 在 $[0, 2\pi]$ 中均匀分布 ($i = 1, 2, \dots, L$)。系统中的其他参数设置如下^[13]: $P_c = 8.9 \mu\text{W}$, $\beta = 0.8$, $\eta = 0.6$, $\sigma^2 = -90$ dBm。

图2展示了文中所述标签选择策略的中断概率随信号源发射功率及标签数量的变化曲线。从图2可见, 在不同的标签数量下, 文中推导的闭式解式(19)与仿真值紧密贴合, 验证了文中推导的闭式解的正确性。根据式(22), 图2中也绘制出了高SNR条件下中断概率的极限值, 存在CEE时的中断概率曲线会随着 P_s 的增加而逐渐走平, 但增加标签数量依然可以改善系统的中断性能, 这与前文中的分析结果一致。此外, 从式(27)可知, 不存在CEE时, 系统的分集增益等于 m_a 与 L 的乘积, 系统的中断概率会随着标签数量的增加而快速下降, 图2的仿真也证明了这一点。

图3展示了信道估计误差的大小与目的节点天线数 N 对系统性能的影响。在预设的系统参数下,

如果CEE较大, 例如 $\Omega_e = 10^{-3}$, 则无论天线个数为多少, 系统几乎总是处于中断状态。当CEE较小时, 如 $\Omega_e = 10^{-4}$ 和 $\Omega_e = 10^{-5}$ 时, 中断性能会随着天线数量的增加而改善, 但性能改善的幅度会随着天线数量的增加而降低, 图3中的小图所示曲线可观察到这种情况。这表明在对系统中断性能的影响方面, CEE的作用要明显大于天线数量。

图4研究了衰落严重性参数对中断性能的影响。在 Nakagami- m 衰落信道中, m 越大, 对应的信道衰落越小, 系统性能越好。当 $m_a = m_b = 1$ 时, 此时系统处于传统的瑞利衰落信道, 系统的中断概率

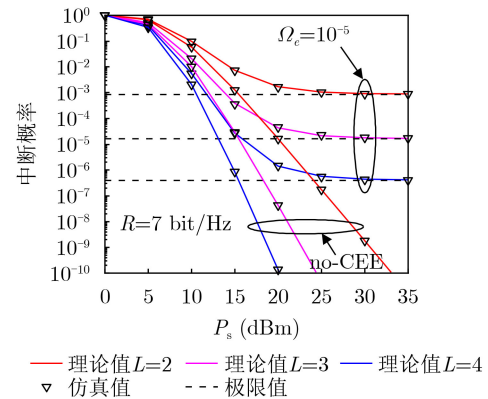


图2 不同标签数量下系统的中断概率 ($m_a = m_b = 2$, $N = 2$)

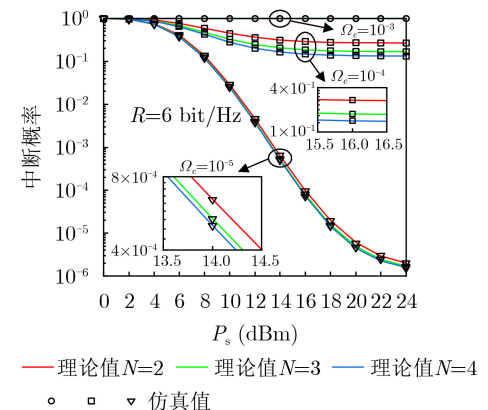


图3 CEE 和天线个数 N 对系统性能的影响 ($m_a = m_b$, $L = 3$)

明显高于 $m_a = m_b = 2$ 时的情况。从图4可知，信道衰落模型相同时，多天线的配置会使系统的中断性能有所改善，但当天线数大于2时，由于信道估计误差的存在，无论 m 的取值如何，随着天线数的增加，性能改善的幅度很小，这一结论也再次验证了图3中的分析，即：在对系统性能的影响方面，CEE的作用明显大过目的节点的天线数。

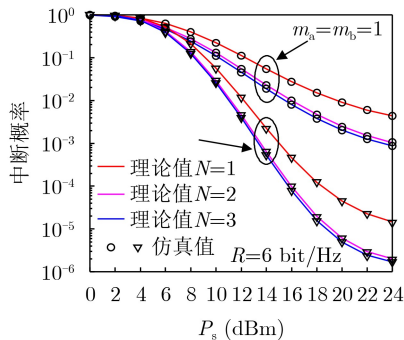


图4 不同 m 值下系统的中断概率($L=3, \Omega_e=10^{-5}$)

5 结论

在考虑CEE的前提下，本文研究了能够最大化目的节点处SNR的标签选择策略的中断性能。为了提高系统性能，在目的节点处配置了多根天线。在所研究的模型中，标签采用固定RC对接收信号进行分割。文章推导了Nakagami- m 信道中所提标签选择策略的中断概率表达式及相应的分集增益。仿真结果验证了理论推导的正确性，并表明：CEE对系统性能有显著影响并使系统的分集增益为零。此外，由于CEE的存在，当天线数大于2时，性能改善不明显，在对系统性能的影响方面，CEE的作用明显大过目的节点的天线数。因此，在实际系统中，在目的节点处配置2根天线是一种性价比较高的选择。

参考文献

- [1] VAN HUYNH N, HOANG D T, LU Xiao, *et al.* Ambient backscatter communications: A contemporary survey[J]. *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, 2018, 20(4): 2889–2922. doi: [10.1109/COMST.2018.2841964](https://doi.org/10.1109/COMST.2018.2841964).
- [2] SONG Chaoyun, DING Yuan, EID A, *et al.* Advances in wirelessly powered backscatter communications: From Antenna/RF circuitry design to printed flexible electronics[J]. *Proceedings of the IEEE*, 2022, 110(1): 171–192. doi: [10.1109/JPROC.2021.3125285](https://doi.org/10.1109/JPROC.2021.3125285).
- [3] DENG Dan, LI Xingwang, DANG Shuping, *et al.* Outage analysis for tag selection in reciprocal backscatter communication systems[J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2022, 11(2): 210–214. doi: [10.1109/LWC.2021.3122429](https://doi.org/10.1109/LWC.2021.3122429).
- [4] YE Yinghui, SHI Liqin, CHU Xiaoli, *et al.* On the outage performance of ambient backscatter communications[J]. *IEEE Internet of Things Journal*, 2020, 7(8): 7265–7278. doi: [10.1109/JIOT.2020.2984449](https://doi.org/10.1109/JIOT.2020.2984449).
- [5] MURATKAR T S, BHURANE A, SHARMA P K, *et al.* Analysis of multi-tag ambient backscatter communication under time-selective fading[J]. *IEEE Communications Letters*, 2022, 26(1): 40–43. doi: [10.1109/LCOMM.2021.3126660](https://doi.org/10.1109/LCOMM.2021.3126660).
- [6] LIU Yingting, YE Yinghui, and HU R Q. Secrecy outage probability in backscatter communication systems with tag selection[J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2021, 10(10): 2190–2194. doi: [10.1109/LWC.2021.3095969](https://doi.org/10.1109/LWC.2021.3095969).
- [7] LI Dong, PENG Wei, and HU Fengye. Capacity of backscatter communication systems with tag selection[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2019, 68(10): 10311–10314. doi: [10.1109/TVT.2019.2936648](https://doi.org/10.1109/TVT.2019.2936648).
- [8] GU Bowen, LI Dong, LIU Ye, *et al.* Exploiting constructive interference for backscatter communication systems[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2023, 71(7): 4344–4359. doi: [10.1109/TCOMM.2023.3277519](https://doi.org/10.1109/TCOMM.2023.3277519).
- [9] LI Dong. Fairness-based multiuser scheduling for ambient backscatter communication systems[J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2020, 9(8): 1150–1154. doi: [10.1109/LWC.2020.2982645](https://doi.org/10.1109/LWC.2020.2982645).
- [10] YANG Nan, ELKASHLAN M, YEOH P L, *et al.* Multiuser MIMO relay networks in Nakagami- m fading channels[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2012, 60(11): 3298–3310. doi: [10.1109/TCOMM.2012.081412.110463](https://doi.org/10.1109/TCOMM.2012.081412.110463).
- [11] LIU Zhipeng, YE Yinghui, CHU Xiaoli, *et al.* Secrecy performance of backscatter communications with multiple self-powered tags[J]. *IEEE Communications Letters*, 2022, 26(12): 2875–2879. doi: [10.1109/LCOMM.2022.3201031](https://doi.org/10.1109/LCOMM.2022.3201031).
- [12] LI Xingwang, ZHENG Yike, ZENG Ming, *et al.* Enhancing secrecy performance for STAR-RIS NOMA networks[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2023, 72(2): 2684–2688. doi: [10.1109/TVT.2022.3213334](https://doi.org/10.1109/TVT.2022.3213334).
- [13] LIU Yingting, MA Jiaxiu, YE Yinghui, *et al.* Outage performance of BackCom systems with multiple self-powered tags under channel estimation error[J]. *IEEE Communications Letters*, 2022, 26(7): 1548–1552. doi: [10.1109/LCOMM.2022.3164453](https://doi.org/10.1109/LCOMM.2022.3164453).
- [14] SHUKLA M K, YADAV S, and PUROHIT N. Cellular multiuser two-way relay network with cochannel

- interference and channel estimation error: Performance analysis and optimization[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2018, 67(4): 3431–3446. doi: [10.1109/TVT.2017.2786308](https://doi.org/10.1109/TVT.2017.2786308).
- [15] FAN Yijia, ADINOYI A, THOMPSON J S, *et al.* A simple distributed antenna processing scheme for cooperative diversity[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2009, 57(3): 626–629. doi: [10.1109/TCOMM.2009.03.070081](https://doi.org/10.1109/TCOMM.2009.03.070081).
- [16] JEFFREY A and ZWILLINGER D. Table of Integrals, Series, and Products[M]. 7th ed. London, U. K. : Academic Press, 2007: 1–1221.
- [17] OLVER F W J, LOZIER D W, BOISVERT R F, *et al.* Nist digital library of mathematical functions[EB/OL]. <http://dlmf.nist.gov>, 2023.
- 刘英挺: 男, 博士, 副教授, 研究方向为无线携能通信、非正交多址通信、反向散射通信.
- 周治洋: 男, 硕士生, 研究方向为反向散射通信.
- 耿梦丹: 女, 硕士生, 研究方向为反向散射通信.
- 李兴旺: 男, 博士, 副教授, 研究方向为反向散射通信.

责任编辑: 余 蓉