

Nakagami- m 信道下结合中继选择和模式选择的隐蔽通信传输方案研究

黄海燕^{*①} 黄怡^① 张宁^② 梁琳琳^③ 张学军^①

^①(兰州交通大学电子与信息工程学院 兰州 730070)

^②(中铁二院工程集团有限责任公司 成都 610031)

^③(西安电子科技大学网络信息安全学院 西安 710071)

摘要: 针对物联网通信中通信距离短、覆盖能力差和信息泄露的问题, 该文研究了基于中继选择和模式选择的隐蔽通信系统。源节点通过中继与目的节点进行隐蔽信息传输, 考虑中继分别工作在最优中继-半双工模式/全双工模式, 最优中继-随机传输模式, 最优传输模式-随机中继和最优中继-最优传输模式, 在Nakagami- m 衰落信道下推导非法监听者在半双工和全双工最优中继下的检测错误概率表达式, 以及该通信系统在各传输方案下的传输中断概率和隐蔽速率的闭式表达式。结果表明检测阈值或干扰功率增大时, 非法监听者检测隐蔽信息的能力减弱, 检测错误概率增大并趋近于1; 联合中继与模式选择方案在可靠性和隐蔽性方面始终表现最佳, 在目标传输速率等于6.5 bit/(s·Hz)时, 该方案的传输中断概率较全双工模式方案降低6.9%。

关键词: 隐蔽通信; 模式选择; 中继选择; 检测错误概率; 传输中断概率

中图分类号: TP309

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2026)00-0001-11

DOI: 10.11999/JEIT260287

CSTR: 32379.14.JEIT260287

1 引言

随着物联网的快速发展和第六代移动通信技术的出现, 物联网能够借助第六代移动通信技术提供的高带宽, 高传输速率和低时延实现万物互联。同时, 由于无线信道的开放性和共享性, 使得无线系统在传输信号时, 容易受到恶意用户的窃听、干扰和阻塞, 确保无线信道上的数据传输安全变得尤为重要^[1,2]。为应对恶意窃听对安全传输的威胁, 物理层安全技术被广泛应用。该技术能隐藏消息内容, 无法掩盖合法用户之间的通信行为, 致使在采用物理层安全前就已存在安全隐患的风险。基于这一背景, 隐蔽通信作为一种能够隐藏通信行为本身的新颖安全技术受到重点关注^[3,4]。隐蔽通信致力于确保传输过程的不可检测性, 即使在高度监控的环境中, 也能实现信息的安全传输^[5,6]。目前, 隐蔽通信技术已在军事、情报和商业领域得到广泛应用, 确保敏感信息的保密性和完整性^[7]。

隐蔽通信通常要求较低的发射功率以规避检测, 其通信距离和可靠性不可避免受到限制。为克服这一局限, 无线中继系统被广泛引入隐蔽通信研究中。文献^[8]和文献^[9]指出无线通信系统可以利用中继扩展无线传输范围, 有效缓解低功率传输导致的距离受限问题。文献^[10]揭示了中继能够利用公共通信作为掩护并通过功率分配, 在扩展覆盖范围的同时有效实现隐蔽通信, 为无线通信系统提供了新的安全维度。此外, 通过动态控制中继位置或采用优化的中继选择方案, 可以构建适应复杂环境的隐蔽通信系统^[11-13]。针对无线中继系统的中继选择问题, 文献^[14]通过检测错误概率和平均隐蔽速率的理论分析, 证明在多重中继系统中合理选择中继能够提升隐蔽通信的分集增益。文献^[15]将随机选择和最优链路选择两种中继选择方案引入隐蔽通信场景, 对比结果表明最优链路选择的隐蔽性能总是优于随机选择。文献^[8]进一步提出协作干扰与中继选择对隐蔽性能的联合优化设计, 在协作干扰辅助下, 可显著提升系统可靠性与隐蔽性。

值得注意的是上述关于中继选择的隐蔽通信研究大多基于中继采用固定模式进行信号的接收与转发。在面对超高可靠与低时延要求的物联网场景时, 采用动态模式选择的中继方案更能应对其复杂多变的环境。因此, 文献^[16]对采用放大转发或译码转发的多跳中继系统进行了隐蔽吞吐量的性能对比, 结果显示在使用更少中继的情况下, 译码转发模式在实现更高隐蔽吞吐量方面优于放大转发模式。在此基础上, 文献^[10]将解码处理延迟纳入考

收稿日期: 2026-03-13; 改回日期: 2026-05-14; 网络出版: 2026-07-07

*通信作者: 黄海燕 luanghaiyan@mail.lzjtu.cn

基金项目: 国家自然科学基金项目(62461032和62001359), 兰州市青年科技人才创新专项(2025-QN-071), 甘肃省重点研发计划(25YFFA089), 兰州交通大学重点研发项目资助(ZDYF2304)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China under Grant (62461032 and 62001359), Lanzhou Youth Science and Technology Talent Innovation Special Project (2025-QN-071), Key Research and Development Program of Gansu Province (25YFFA089), Key Research and Development Project of Lanzhou Jiaotong University (ZDYF2304)

考虑因素, 系统对比了放大转发, 译码转发和压缩转发三种中继转发模式在隐蔽通信中的性能, 实现更全面的性能对比。文献[17]研究了放大转发中继系统中半双工与全双工模式、仅采用中继选择或模式选择时对隐蔽通信的性能影响, 并设计联合选择方案, 结果表明联合选择可显著提升系统的最大隐蔽吞吐量。文献[18]针对两跳中继系统中的隐蔽通信, 对比不同组合的传输与转发模式的系统性能, 发现联合选择合适的传输与转发模式组合能显著提高中继系统的隐蔽性。

上述工作分别对中继选择和模式选择进行了性能分析, 多数研究将二者作为独立问题处理, 未充分探讨不同中继选择和模式选择的传输方案对隐蔽通信性能的影响及其对比。此外, 现有工作多基于 Rayleigh 衰落信道模型, 对于更具普适性的 Nakagami- m 衰落信道, 各种情况下的中继在其中的性能表现尚不明确。与 Rayleigh 模型相比, Nakagami- m 信道能通过衰落参数更灵活地表征不同的衰落环境, 其分析也更为复杂。在此模型下进行性能推导, 不仅能增强理论的通用性, 而且对实际系统设计具有广泛的指导意义。因此, 本文在 Nakagami- m 衰落环境下, 系统研究基于中继选择和模式选择的隐蔽通信系统的可靠性和隐蔽性能。主要工作如下:

(1) 建立基于 Nakagami- m 衰落信道的分析框架, 提出中继分别工作在最优中继-半双工模式/全双工模式, 最优中继-随机传输模式, 最优传输模式-随机中继和最优中继-最优传输模式, 并设计四种传输方案的中继和模式的选择准则, 用以评估结合中继选择和模式选择下的隐蔽通信系统性能。

(2) 推导出各传输方案下非法监听者的检测错误概率闭式表达式, 从而揭示不同中继选择和模式选择的传输方案可实现的隐蔽性能; 在可靠性方面, 给出了所提方案的精确传输中断概率和渐近传输中断概率的闭式表达式, 并在此基础上评估了系统的隐蔽速率。

(3) 通过仿真结果验证理论推导的正确性, 量化分析不同传输方案对非法监听者检测隐蔽信息能力和通信系统可靠性的影响。仿真结果显示, 相较于其他传输方案, 联合中继与模式选择方案在中断性能和隐蔽性方面均具有显著优势, 表明多维选择机制相较于单一维度选择能够更有效地提升系统整体性能。

2 系统模型和性能指标

如图1所示, 考虑一个两跳无线通信系统, 包含1个源节点 s , K 个译码转发的中继 r_1, r_2, \dots, r_K ,

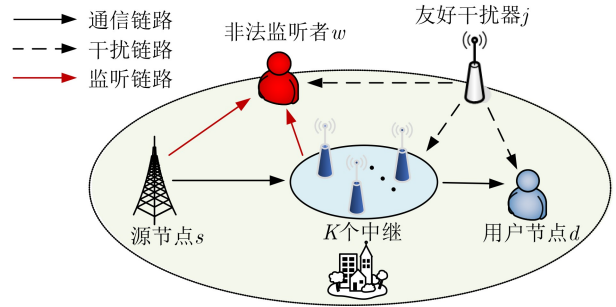


图1 系统模型

1个目的节点 d , 1个非法监听者 w , 1个友好干扰器 j 。由于源节点 s 和目的节点 d 之间存在障碍物而导致信道质量差, 因此考虑直连链路不可用, 只能通过中继来实现通信。源节点 s 将信息经最优中继 r^* 传输给目的节点 d , 在此过程中, 非法监听者 w 检测源节点 s 和最优中继 r^* 的信号传输, 友好干扰器 j 向中继节点, 目的节点 d 和非法监听者 w 发送高斯干扰噪声。源节点 s 、目的节点 d 、非法监听者 w 和友好干扰器 j 均配备单天线并采用半双工模式, 每个中继节点配备一对收发天线并可切换半双工和全双工两种传输模式。当中继都工作在半双工模式时, 从源节点 s 到目的节点 d 的传输过程被分为两个传输时隙进行, 即第一个传输时隙是源节点 s 到最优中继 r^* , 第二个传输时隙是最优中继 r^* 到目的节点 d 。当中继都工作在全双工模式时, 整个传输过程在一个传输时隙内完成, 但最优中继 r^* 会遭受自干扰影响。

考虑 K 个译码转发中继节点分别工作在半双工模式, 全双工模式和联合半双工/全双工模式三种场景。其中, 当所有中继均工作在联合半双工/全双工模式时, 所选中继根据信道条件在半双工和全双工模式间进行切换, 将接收到的信号传输给目的节点。

2.1 信道模型

假设系统内所有的信道都基于准静态 Nakagami- m 衰落, 链路的信道系数在一个传输时隙里保持不变, 不同传输时隙间独立且随机地变化。任意两个信息传输节点之间的信道系数用 h_{ab} 表示, 即 $h_{ab} \sim \text{Nakagami} - m(m_{ab}, \Omega_{ab})$, 其中 m_{ab} 表示 a 与 b 通信链路的衰落深度, Ω_{ab} 表示扩散参数。相应地, 链路的瞬时信道增益 $|h_{ab}|^2 \sim \text{gamma}(m_{ab}, m_{ab}/\Omega_{ab})$ 。 $|h_{ab}|^2$ 的累积分布函数和概率密度函数分别为^[19]

$$F_{|h_{ab}|^2}(x) = 1 - \exp\left(-\frac{m_{ab}x}{\Omega_{ab}}\right) \sum_{n=0}^{m_{ab}-1} \frac{1}{n!} \left(\frac{m_{ab}x}{\Omega_{ab}}\right)^n \quad (1)$$

$$f_{|h_{ab}|^2}(x) = \left(\frac{m_{ab}}{\Omega_{ab}}\right)^{m_{ab}} \frac{1}{\Gamma(m_{ab})} x^{m_{ab}-1} \cdot \exp\left(-\frac{m_{ab}}{\Omega_{ab}}x\right) \quad (2)$$

2.2 非法监听者检测

在隐蔽通信系统中, 非法监听者 w 需要通过一个传输时隙里接收信号的功率来判断源节点 s 和最优中继 r^* 是否在传输信息。假设非法监听者 w 采用辐射计作为信号检测装置^[20], 用于检测信号传输。基于此检测机制, 非法监听者 w 面临二元假设检验问题, 即零假设 H_0 表示源节点 s 或最优中继 r^* 没有传输信息, 备择假设 H_1 表示源节点 s 或最优中继 r^* 在传输信息。根据Neyman-Pearson准则^[21,22], 非法监听者 w 在一个传输时隙里的判断规则为

$$T_w \triangleq \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n |y_w(i)|^2 \underset{D_0}{\overset{D_1}{\geq}} \tau \quad (3)$$

其中, T_w 表示非法监听者 w 在源节点 s 或最优中继 r^* 接收信号的功率; D_0 和 D_1 分别表示非法监听者 w 接受 H_0 和 H_1 时做出的二元决策; τ 表示检测阈值。

中继都工作在半双工模式时, 非法监听者 w 在第一个传输时隙和第二个传输时隙分别接收到的信

$$y_w(i) = \begin{cases} \sqrt{P_j}h_{jw}x_j(i) + n_w(i), & H_0 \\ \sqrt{P_s}h_{sw}x_s(i) + \sqrt{P_r}h_{r^*w}x_{r^*}(i) + \sqrt{P_j}h_{jw}x_j(i) + n_w(i), & H_1 \end{cases} \quad (8)$$

由式(8)可得到最优中继 r^* 工作在全双工模式时, 非法监听者 w 的平均信号功率

$$T_w = \begin{cases} P_j|h_{jw}|^2 + \sigma_w^2, & H_0 \\ P_s|h_{sw}|^2 + P_r|h_{r^*w}|^2 + P_j|h_{jw}|^2 + \sigma_w^2, & H_1 \end{cases} \quad (9)$$

3 非法监听者的检测性能分析

3.1 半双工/全双工模式传输方案的检测错误概率

假设 $\gamma_{r_k}^m$ 和 γ_d^m 分别表示源节点 s 到中继节点 r_k , $k \in \{1, 2, \dots, K\}$ 和中继节点 r_k 到目的节点 d 的信噪比/信干燥比, 其中, $m \in \{HD, FD\}$, $\gamma_{s-r_k-d}^m$ 和 $C_{r_k}^m$ 分别表示源节点 s 到目的节点 d 的端到端信噪比和信道容量。根据文献^[23]可知, 当中继工作在半双工或全双工模式时, 端到端信噪比和 $s-r_k-d$ 链路的信道容量分别为

$$\gamma_{s-r_k-d}^m = \min\{\gamma_{r_k}^m, \gamma_d^m\} \quad (10)$$

$$C_{r_k}^{HD} = \frac{1}{2} \log_2(1 + \gamma_{s-r_k-d}^{HD}) \quad (11)$$

$$C_{r_k}^{FD} = \log_2(1 + \gamma_{s-r_k-d}^{FD}) \quad (12)$$

因此, 工作在半双工模式和全双工模式的最优中继 r^* 分别为

号为

$$y_w^{(1)} = \begin{cases} \sqrt{P_j}h_{jw}x_j(i) + n_w(i), & H_0 \\ \sqrt{P_s}h_{sw}x_s(i) + \sqrt{P_j}h_{jw}x_j(i) + n_w(i), & H_1 \end{cases} \quad (4)$$

$$y_w^{(2)} = \begin{cases} \sqrt{P_j}h_{jw}x_j(i) + n_w(i), & H_0 \\ \sqrt{P_r}h_{r^*w}x_{r^*}(i) + \sqrt{P_j}h_{jw}x_j(i) + n_w(i), & H_1 \end{cases} \quad (5)$$

其中, P_s , P_r 和 P_j 分别表示源节点 s , 中继节点和友好干扰器 j 的发射功率; $x_s(i)$, $x_r(i)$ 和 $x_j(i)$ 分别表示源节点 s , 最优中继 r^* 和友好干扰器 j 的发送信号; $n_w(i)$ 表示非法监听者 w 接收信号的背景噪声, 服从 $\mathcal{CN}(0, \sigma_w^2)$ 。

由式(4)和式(5)得到非法监听者 w 在第一个传输时隙和第二个传输时隙的平均信号功率分别为

$$T_w^{(1)} = \begin{cases} P_j|h_{jw}|^2 + \sigma_w^2, & H_0 \\ P_s|h_{sw}|^2 + P_j|h_{jw}|^2 + \sigma_w^2, & H_1 \end{cases} \quad (6)$$

$$T_w^{(2)} = \begin{cases} P_j|h_{jw}|^2 + \sigma_w^2, & H_0 \\ P_r|h_{r^*w}|^2 + P_j|h_{jw}|^2 + \sigma_w^2, & H_1 \end{cases} \quad (7)$$

中继都工作在全双工模式时, 非法监听者 w 接收到的信号为

$$r_{HD}^* = \arg \max_{r_k \in \{r_1, r_2, \dots, r_K\}} \{C_{r_k}^{HD}\} \quad (13)$$

$$r_{FD}^* = \arg \max_{r_k \in \{r_1, r_2, \dots, r_K\}} \{C_{r_k}^{FD}\} \quad (14)$$

3.1.1 半双工模式

根据文献^[24], 半双工模式下端到端的检测错误概率 ξ_{HD} 被表示为

$$\xi_{HD} = \xi_{HD}^{(1)} \xi_{HD}^{(2)} \quad (15)$$

其中, $\xi_{HD}^{(1)}$ 和 $\xi_{HD}^{(2)}$ 分别表示第一个传输时隙和第二个传输时隙的检测错误概率。

根据式(3), 式(6)和式(7), 当 $\tau \leq \sigma_w^2$ 时, 第一个传输时隙和第二个传输时隙的虚警概率为1, 漏检概率为0, 则检测错误概率为1。因此, 以下只需分析 $\tau > \sigma_w^2$ 的情况。

根据式(3)和式(6), 第一个传输时隙的虚警概率 $P_{FA}^{(1)}$ 和漏检概率 $P_{MD}^{(1)}$ 分别为

$$\begin{aligned} P_{FA}^{(1)} &= \Pr\left(T_w^{(1)} \geq \tau | H_0\right) \\ &= \Pr\left(P_j|h_{jw}|^2 + \sigma_w^2 \geq \tau | H_0\right) \\ &= \exp(-\Delta_2 \bar{\tau}) \sum_{h=0}^{m_{jw}-1} \frac{1}{h!} (\Delta_2 \bar{\tau})^h \end{aligned} \quad (16)$$

$$\begin{aligned}
P_{\text{MD}}^{(1)} &= \Pr\left(|P|h_{\text{sw}}|^2 + P_j|h_{\text{jw}}|^2 + \sigma_w^2 \leq \tau | \mathbf{H}_1\right) \\
&= \sum_{n=0}^{m_{\text{jw}}-1} \sum_{m=0}^{\infty} \frac{\Delta_1^{m_{\text{sw}}} \Delta_2^{m_{\text{sw}}+2m_{\text{jw}}+m} \Delta_3 C_{m_{\text{jw}}-1}^n}{m!(m_{\text{sw}}+n+m)} \\
&\quad \cdot (-P_s)^n (\Delta_2 P_s - \Delta_1)^m \\
&\quad \cdot \gamma((m_{\text{jw}} + m_{\text{sw}} + m), \Delta_2 \bar{\tau}) \quad (17)
\end{aligned}$$

其中, $\bar{\tau} = \tau - \sigma_w^2$, $\Delta_1 = m_{\text{sw}}/\Omega_{\text{sw}}$, $\Delta_2 = m_{\text{jw}}/\Omega_{\text{jw}}P_j$, $\Delta_3 = P_j/(\Gamma(m_{\text{sw}})\Gamma(m_{\text{jw}}))$, $C_p^q = \binom{p}{q} = p!/(q!(p-q)!)$, $p, q \in \mathbb{N}_0$ 且 $0 < q < p$ 表示从 p 个不同元素中无序选择 q 个元素的组合数。

与第一个传输时隙分析类似, 第二个传输时隙的虚警概率 $P_{\text{FA}}^{(2)}$ 与式(16)相同。根据式(3)和式(7)得到第二个传输时隙的漏检概率 $P_{\text{MD}}^{(2)}$ 为

$$\begin{aligned}
P_{\text{MD}}^{(2)} &= \Pr\left(|P_r|h_{\text{r}^*w}|^2 + P_j|h_{\text{jw}}|^2 + \sigma_w^2 \leq \tau | \mathbf{H}_1\right) \\
&= \sum_{n=0}^{m_{\text{jw}}-1} \sum_{m=0}^{\infty} \frac{\Delta_2^{m_{\text{r}^*w}+2m_{\text{jw}}+m} \Delta_4^{m_{\text{r}^*w}} \Delta_5 C_{m_{\text{jw}}-1}^n}{m!(m_{\text{r}^*w}+n+m)} \\
&\quad \cdot (-P_r)^n (\Delta_2 P_r - \Delta_4)^m \\
&\quad \cdot \gamma((m_{\text{r}^*w} + m_{\text{jw}} + m), \Delta_2 \bar{\tau}) \quad (18)
\end{aligned}$$

其中, $\Delta_4 = m_{\text{r}^*w}/\Omega_{\text{r}^*w}$, $\Delta_5 = P_j/(\Gamma(m_{\text{r}^*w})\Gamma(m_{\text{jw}}))$ 。

由式(16)–式(18)可分别得到非法监听者 w 在第一个传输时隙和第二个传输时隙的检测错误概率

$$\begin{aligned}
\xi_{\text{HD}}^{(1)} &= \exp(-\Delta_2 \bar{\tau}) \sum_{h=0}^{m_{\text{jw}}-1} \frac{1}{h!} (\Delta_2 \bar{\tau})^h \\
&\quad + \sum_{n=0}^{m_{\text{jw}}-1} \sum_{m=0}^{\infty} \frac{\Delta_1^{m_{\text{sw}}} \Delta_2^{m_{\text{sw}}+2m_{\text{jw}}+m} \Delta_3 C_{m_{\text{jw}}-1}^n}{m!(m_{\text{sw}}+n+m)} \\
&\quad \cdot (-P_s)^n (\Delta_2 P_s - \Delta_1)^m \\
&\quad \cdot \gamma((m_{\text{jw}} + m_{\text{sw}} + m), \Delta_2 \bar{\tau}) \quad (19)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
\xi_{\text{HD}}^{(2)} &= \exp(-\Delta_2 \bar{\tau}) \sum_{h=0}^{m_{\text{jw}}-1} \frac{1}{h!} (\Delta_2 \bar{\tau})^h \\
&\quad + \sum_{n=0}^{m_{\text{jw}}-1} \sum_{m=0}^{\infty} \frac{\Delta_2^{m_{\text{r}^*w}+2m_{\text{jw}}+m} \Delta_4^{m_{\text{r}^*w}} \Delta_5 C_{m_{\text{jw}}-1}^n}{m!(m_{\text{r}^*w}+n+m)} \\
&\quad \cdot (-P_r)^n (\Delta_2 P_r - \Delta_4)^m \\
&\quad \cdot \gamma((m_{\text{r}^*w} + m_{\text{jw}} + m), \Delta_2 \bar{\tau}) \quad (20)
\end{aligned}$$

该文考虑最坏情况下的通信场景, 即非法监听者 w 在每个传输时隙里可以通过采用最优的检测阈值来实现最小的检测错误概率。由于 ξ_{HD} 的微分方程过于复杂, 难以获得一般解析表达式。在此, 我们提供 $P_s = P_r$, $m_{\text{sw}} = m_{\text{r}^*w}$, $\Omega_{\text{sw}} = \Omega_{\text{r}^*w}$ 时的分析, 则式(19)和式(20)相同。为说明 ξ_{HD} 的单调性, 对 ξ_{HD} 进行关于 τ 的一阶导数运算并令其为零, 得到的导数为

$$\frac{\partial \xi_{\text{HD}}}{\partial \tau} = 2\xi_{\text{HD}}^{(1)} \mathcal{A}_1 (\mathcal{A}_2 B_1 - 1) \quad (21a)$$

$$\frac{\partial \xi_{\text{HD}}}{\partial \tau} = 2\xi_{\text{HD}}^{(2)} \mathcal{A}_1 (\mathcal{A}_3 B_2 - 1) \quad (21b)$$

其中, $\mathcal{A}_1 = \exp(\Delta_2 \bar{\tau}) \frac{(\Delta_2 \bar{\tau})^{m_{\text{jw}}}}{\Gamma(m_{\text{jw}}) \bar{\tau}}$, $\mathcal{A}_2 = \sum_{n=0}^{m_{\text{jw}}-1} \frac{P_j \Delta_1^{m_{\text{sw}}} C_{m_{\text{jw}}-1}^n \left(-\frac{P_s}{\bar{\tau}}\right)^n}{\Gamma(m_{\text{sw}})} \left(-\frac{P_r}{\bar{\tau}}\right)^n$, $\mathcal{A}_3 = \sum_{n=0}^{m_{\text{jw}}-1} \frac{P_j \Delta_3^{m_{\text{r}^*w}} C_{m_{\text{jw}}-1}^n}{\Gamma(m_{\text{r}^*w})} \left(-\frac{P_r}{\bar{\tau}}\right)^n$, $\mathcal{B}_1 = \int_0^{\bar{\tau}} x^{m_{\text{sw}}+n-1} \exp(-(\Delta_1 - \Delta_2 P_s)x) dx$, $\mathcal{B}_2 = \int_0^{\bar{\tau}} x^{m_{\text{r}^*w}+n-1} \exp(-(\Delta_3 - \Delta_2 P_r)x) dx$ 。

以式(21a)为例进行分析, 可以确定一个检测阈值 τ_1 , 使得 $\mathcal{A}_2 B_1 = 1$, $\partial \xi_{\text{HD}}/\partial \tau = 0$ 。当 $\tau \in (0, \tau_1)$ 时, 得 $\mathcal{A}_2 B_1 < 1$, $\partial \xi_{\text{HD}}/\partial \tau < 0$, ξ_{HD} 随 τ 的增大而单调下降; 当 $\tau \in (\tau_1, \infty)$ 时, 得 $\mathcal{A}_2 B_1 > 1$, $\partial \xi_{\text{HD}}/\partial \tau > 0$, ξ_{HD} 随 τ 的增大而单调上升。因此, ξ_{HD} 在定义域内存在唯一的极小值点, 即非法监听者 w 的最优检测阈值 $\tau^* = \tau_1$, 对应的最小检测错误概率的值为 $\xi_{\text{HD}}^* = \xi_{\text{HD}}(\tau^*)$ 。

3.1.2 全双工模式

根据式(3)和式(9), 当 $\tau \leq \sigma_w^2$ 时, 虚警概率为 1, 漏检概率为 0, 则检测错误概率为 1。因此, 以下只需分析 $\tau > \sigma_w^2$ 的情况。

根据式(3), 式(4)和式(8)可知, 在零假设 H_0 成立的情况下, 非法监听者 w 的接收信号在半双工和全双工模式一样, 故全双工模式的虚警概率 $P_{\text{FA}}^{\text{FD}}$ 与式(16)相同。根据式(3)和式(9), 全双工模式的漏检概率 $P_{\text{MD}}^{\text{FD}}$ 为

$$\begin{aligned}
P_{\text{MD}}^{\text{FD}} &= \Pr\left(|P|h_{\text{sw}}|^2 + P|h_{\text{r}^*w}|^2 + P_j|h_{\text{jw}}|^2 + \sigma_w^2 < \tau | \mathbf{H}_1\right) \\
&= \Delta_1^{m_{\text{sw}}} \Delta_2^{m_{\text{jw}}} \Delta_3 \sum_{n=0}^{m_{\text{jw}}-1} C_{m_{\text{jw}}-1}^n \\
&\quad \cdot (\Delta_1 - \Delta_2 P_s)^{-(m_{\text{sw}}+n)} (-P_s)^n \\
&\quad \cdot \left[(\Delta_1 - \Delta_2 P_s)^{m_{\text{sw}}+n} \right. \\
&\quad \times \sum_{w=0}^{\infty} \frac{(-1)^w \Delta_2^{-(m_{\text{sw}}+m_{\text{jw}})}}{w!(m_{\text{sw}}+n)} \\
&\quad - \gamma(m_{\text{sw}} + m_{\text{jw}}, \Delta_2 \bar{\tau}) \exp(-\Delta_6 \bar{\tau}) \\
&\quad \cdot \sum_{m=0}^{m_{\text{r}^*w}-1} \sum_{v=0}^m \sum_{w=0}^{\infty} \frac{(-1)^{v+w} C_m^v \bar{\tau}^{m-v}}{m! w! (m_{\text{sw}}+n)} \\
&\quad \times (\Delta_1 - \Delta_2 P_s)^{m_{\text{sw}}+n} \\
&\quad \left. \Delta_6^m (\Delta_2 + \Delta_6)^{-(m_{\text{sw}}+m_{\text{jw}}+v)} \right] \\
&\quad \gamma(m_{\text{sw}} + m_{\text{jw}} + v, (\Delta_2 + \Delta_6) \bar{\tau}) \quad (22)
\end{aligned}$$

其中, $\Delta_6 = \Delta_4/P_r$ 。

由式(16)和式(22)得到全双工中继系统的检测错误概率 ξ_{FD} 为

$$\begin{aligned}
\xi_{\text{FD}} = & \exp(-\Delta_2 \bar{\tau}) \sum_{h=0}^{m_{\text{JW}}-1} \frac{1}{h!} (\Delta_2 \bar{\tau})^h + \Delta_1^{m_{\text{sw}}} \Delta_2^{m_{\text{JW}}} \Delta_3 \\
& \cdot \sum_{n=0}^{m_{\text{JW}}-1} C_{m_{\text{JW}}-1}^n (\Delta_1 - \Delta_2 P_s)^{-(m_{\text{sw}}+n)} (-P_s)^n \\
& \cdot \left[(\Delta_1 - \Delta_2 P_s)^{m_{\text{sw}}+n} \sum_{w=0}^{\infty} \frac{(-1)^w \Delta_2^{-(m_{\text{sw}}+m_{\text{JW}})}}{w! (m_{\text{sw}}+n)} \right. \\
& - \gamma(m_{\text{sw}} + m_{\text{JW}}, \Delta_2 \bar{\tau}) \exp(-\Delta_6 \bar{\tau}) \\
& \cdot \sum_{m=0}^{m_{\text{r}_k^w}-1} \sum_{v=0}^m \sum_{w=0}^{\infty} \frac{(-1)^{v+w} \Delta_6^m C_m^v \bar{\tau}^{m-v}}{m! w! (m_{\text{sw}}+n)} \\
& \cdot (\Delta_1 - \Delta_2 P_s)^{m_{\text{sw}}+n} \\
& \cdot (\Delta_2 + \Delta_6)^{-(m_{\text{sw}}+m_{\text{JW}}+v)} \\
& \left. \cdot \gamma(m_{\text{sw}} + m_{\text{JW}} + v, (\Delta_2 + \Delta_6) \bar{\tau}) \right] \quad (23)
\end{aligned}$$

为说明 ξ_{FD} 的单调性, 对式(23)进行关于 τ 的一阶导数运算并令其为零, 从而得到的导数为

$$\frac{\partial \xi_{\text{FD}}}{\partial \tau} = \mathcal{A}_4 (\mathcal{A}_5 B_3 - 1) \quad (24)$$

其中, $\mathcal{A}_4 = \frac{(\Delta_2 \bar{\tau})^{m_{\text{JW}}}}{\Gamma(m_{\text{JW}}) \bar{\tau}} \exp(-\Delta_2 \bar{\tau})$, $B_3 = \int_0^{\bar{\tau}} (\exp(-(\Delta_2 - \Delta_6) y) y^{m_{\text{JW}}-n+m-1} \gamma((m_{\text{sw}}+n), (\Delta_1 - \Delta_2 P_s) y)) dy$, $\mathcal{A}_5 = \exp(-(\Delta_6 - \Delta_2) \bar{\tau}) \frac{\Delta_1^{m_{\text{sw}}} \Delta_6^{m_{\text{r}_k^w}} P_s}{\Gamma(m_{\text{JW}})}$

对式(24)进行分析, 确定一个检测阈值 τ_2 , 使得 $\mathcal{A}_5 B_3 = 1$, $\partial \xi_{\text{FD}} / \partial \tau = 0$ 。当 $\tau \in (0, \tau_2)$ 时, $\mathcal{A}_5 B_3 < 1$, $\partial \xi_{\text{FD}} / \partial \tau < 0$, ξ_{FD} 随 τ 的增大而单调下降; 当 $\tau \in (\tau_2, \infty)$ 时, $\mathcal{A}_5 B_3 > 1$, $\partial \xi_{\text{FD}} / \partial \tau > 0$, ξ_{FD} 随 τ 的增大而单调上升。因此, ξ_{FD} 在定义域内存在唯一的极小值点, 即非法监听者 w 的最优检测阈值 $\tau^* = \tau_2$, 对应的最小检测错误概率的值为 $\xi_{\text{FD}}^* = \xi_{\text{FD}}(\tau^*)$ 。

3.2 其它传输方案的检测错误概率

当进行中继选择传输方案时, 每个中继随机工作在半双工或全双工模式, 且中继选择能够实现源节点 s 到目的节点 d 最大信道容量的最优中继进行信号转发。因此在这种场景下, 最优中继 r^* 被确定为

$$r^* = \arg \max_{r_k \in \{r_1, r_2, \dots, r_K\}} \{C_{r_k}^\diamond\} \quad (25)$$

其中, 符号 $\diamond \in \{\text{HD}, \text{FD}\}$

当进行模式选择传输方案时, 需要随机选择一个中继 r^\diamond 以及其对应的最优传输模式 M^* 进行信号转发。首先确定每个中继的 M^* , 然后从 K 个中继中随机选择一个中继, 最终确定具有最优传输模式的随机中继

$$\begin{aligned}
(r^\diamond, M^*) = & \arg \operatorname{rand}_{r_k \in \{r_1, r_2, \dots, r_K\}} \\
& \arg \max_{M \in \{\text{HD}, \text{FD}\}} \{C_{r_k}^{\text{HD}}, C_{r_k}^{\text{FD}}\} \quad (26)
\end{aligned}$$

其中, $\arg \operatorname{rand}_{r_k \in \{r_1, r_2, \dots, r_K\}}$ 表示 r_k 是从 K 个中继里随机选择的中继。

当进行联合中继与模式选择传输方案时, 系统选择最优中继 r^* 和该中继所对应的 M^* 进行信号转发。中继选择是基于端到端信道容量, 因此需要先确定 M^* , 然后确定最优中继 r^*

$$\begin{aligned}
(r^*, M^*) = & \arg \max_{r_k \in \{r_1, r_2, \dots, r_K\}} \\
& \arg \max_{M \in \{\text{HD}, \text{FD}\}} \{C_{r_k}^{\text{HD}}, C_{r_k}^{\text{FD}}\} \quad (27)
\end{aligned}$$

为保证在中继选择方案, 模式选择方案和联合中继与模式选择方案下系统的隐蔽性, 检测错误率采用在半双工模式方案和全双工模式方案中最小的检测错误概率, 故最小检测错误概率 $\xi_{\text{H,F}}^*$ 为

$$\xi_{\text{H,F}}^* = \min \{\xi_{\text{HD}}^*, \xi_{\text{FD}}^*\} \quad (28)$$

4 系统的传输中断分析

4.1 精确传输中断概率

根据文献[25]和文献[26]可知, 当所有的中继工作在半双工/全双工模式时, 由式(10)–式(12)得半双工模式方案和全双工模式方案的传输中断概率分别为

$$\begin{aligned}
P_{\text{out}}^{\text{HD}} = & \Pr \{C_{r^*}^{\text{HD}} < r_t\} \\
= & \prod_{k=1}^K \Pr \{C_{r_k}^{\text{HD}} < r_t\} \\
= & \prod_{k=1}^K \left[1 - \exp(-(\Delta_7 + \Delta_8) \gamma_{\text{th}}^{\text{HD}}) \right. \\
& \left. \cdot \sum_{i=0}^{m_{\text{sr}_k}-1} \sum_{j=0}^{m_{\text{rd}_k}-1} \frac{\Delta_7^i \Delta_8^j}{i! j!} (\gamma_{\text{th}}^{\text{HD}})^{i+j} \right] \quad (29)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
P_{\text{out}}^{\text{FD}} = & \Pr \{C_{r^*}^{\text{FD}} < r_t\} \\
= & \prod_{k=1}^K \left[1 - \exp(-(\Delta_7 + \Delta_8) \gamma_{\text{th}}^{\text{FD}}) \frac{\Delta_9^{m_{\text{r}_k^{\text{r}_k}}}}{2\Gamma(m_{\text{r}_k^{\text{r}_k}})} \right. \\
& \cdot \sum_{a=0}^{m_{\text{sr}_k}-1} \sum_{b=0}^a \sum_{c=0}^{m_{\text{rd}_k}-1} \frac{\Gamma(m_{\text{r}_k^{\text{r}_k}} + b)}{b! c! (a-b)!} \left(\frac{P_r}{\sigma_r^2}\right)^b \\
& \cdot (\Delta_7 \gamma_{\text{th}}^{\text{FD}})^a (\Delta_7 \gamma_{\text{th}}^{\text{FD}} P_r + \Delta_9)^{-(m_{\text{r}_k^{\text{r}_k}} + b)} \\
& \left. \cdot (-\Delta_8 \gamma_{\text{th}}^{\text{FD}})^c \right] \quad (30)
\end{aligned}$$

其中, $\Delta_7 = (m_{\text{sr}_k} \sigma_r^2) / (\Omega_{\text{sr}_k} P_s)$, $\Delta_8 = (m_{\text{r}_k \text{d}} \sigma_d^2) / (\Omega_{\text{r}_k \text{d}} P_r)$, $\Delta_9 = m_{\text{r}_k \text{r}_k} / \Omega_{\text{r}_k \text{r}_k}$ 。 r_t 为目标传输速率, $\gamma_{\text{th}}^{\text{HD}} = 2^{2r_t} - 1$ 和 $\gamma_{\text{th}}^{\text{FD}} = 2^{r_t} - 1$ 分别为半双工模式和全双工模式预设的中断阈值。

当进行中继选择方案时, 每个中继工作在半双工和全双工模式的概率均为 1/2, 故传输中断概率 $P_{\text{out}}^{\text{RS}}$ 为

$$\begin{aligned} P_{\text{out}}^{\text{RS}} &= \frac{1}{2} \Pr \{C_{\text{r}^*}^{\text{HD}} < r_t\} + \frac{1}{2} \Pr \{C_{\text{r}^*}^{\text{FD}} < r_t\} \\ &= \prod_{k=1}^K \left[1 - \frac{1}{2} \exp(-(\Delta_7 + \Delta_8) \gamma_{\text{th}}^{\text{HD}}) \right. \\ &\quad \cdot \sum_{i=0}^{m_{\text{sr}_k} - 1} \sum_{j=0}^{m_{\text{r}_k \text{d}} - 1} \frac{\Delta_7^i \Delta_8^j}{i! j!} (\gamma_{\text{th}}^{\text{HD}})^{i+j} - \frac{\Delta_9^{m_{\text{r}_k \text{r}_k}}}{2\Gamma(m_{\text{r}_k \text{r}_k})} \\ &\quad \cdot \exp(-(\Delta_7 + \Delta_8) \gamma_{\text{th}}^{\text{FD}}) \\ &\quad \times \sum_{a=0}^{m_{\text{sr}_k} - 1} \sum_{b=0}^a \sum_{c=0}^{m_{\text{r}_k \text{d}} - 1} \frac{\Gamma(m_{\text{r}_k \text{r}_k} + b)}{b! c! (a-b)!} \left(\frac{P_r}{\sigma_r^2}\right)^b \\ &\quad \cdot (\Delta_7 \gamma_{\text{th}}^{\text{FD}})^a (\Delta_7 \gamma_{\text{th}}^{\text{FD}} P_r + \Delta_9)^{-(m_{\text{r}_k \text{r}_k} + b)} \\ &\quad \left. \cdot (-\Delta_8 \gamma_{\text{th}}^{\text{FD}})^c \right] \quad (31) \end{aligned}$$

当进行模式选择方案时, 传输中断概率 $P_{\text{out}}^{\text{MS}}$ 为

$$\begin{aligned} P_{\text{out}}^{\text{MS}} &= \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \Pr \{ \max \{C_{\text{r}_k}^{\text{HD}}, C_{\text{r}_k}^{\text{FD}}\} < r_t \} \\ &= \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \left[\left(1 - \exp(-(\Delta_7 + \Delta_8) \gamma_{\text{th}}^{\text{HD}}) \right. \right. \\ &\quad \cdot \sum_{i=0}^{m_{\text{sr}_k} - 1} \sum_{j=0}^{m_{\text{r}_k \text{d}} - 1} \frac{\Delta_7^i \Delta_8^j}{i! j!} (\gamma_{\text{th}}^{\text{HD}})^{i+j} \left. \right) \\ &\quad \cdot \left(1 - \exp(-\gamma_{\text{th}}^{\text{FD}} (\Delta_7 + \Delta_8)) \frac{\Delta_9^{m_{\text{r}_k \text{r}_k}}}{\Gamma(m_{\text{r}_k \text{r}_k})} \right. \\ &\quad \cdot \sum_{a=0}^{m_{\text{sr}_k} - 1} \sum_{b=0}^a \sum_{c=0}^{m_{\text{r}_k \text{d}} - 1} \frac{\Gamma(m_{\text{r}_k \text{r}_k} + b)}{b! c! (a-b)!} \left(\frac{P_r}{\sigma_r^2}\right)^b \\ &\quad \cdot (\Delta_7 \gamma_{\text{th}}^{\text{FD}})^a (\Delta_7 \gamma_{\text{th}}^{\text{FD}} P_r + \Delta_9)^{-(m_{\text{r}_k \text{r}_k} + b)} \\ &\quad \left. \left. \cdot (-\Delta_8 \gamma_{\text{th}}^{\text{FD}})^c \right) \right] \quad (32) \end{aligned}$$

当进行联合中继与模式选择方案时, 传输中断概率 $P_{\text{out}}^{\text{RMS}}$ 为

$$\begin{aligned} P_{\text{out}}^{\text{MS}} &= \prod_{k=1}^K \Pr \{ \max \{C_{\text{r}_k}^{\text{HD}}, C_{\text{r}_k}^{\text{FD}}\} < r_t \} \\ &= \prod_{k=1}^K \left[\left(1 - \exp(-(\Delta_7 + \Delta_8) \gamma_{\text{th}}^{\text{HD}}) \right. \right. \\ &\quad \cdot \sum_{i=0}^{m_{\text{sr}_k} - 1} \sum_{j=0}^{m_{\text{r}_k \text{d}} - 1} \frac{\Delta_7^i \Delta_8^j}{i! j!} (\gamma_{\text{th}}^{\text{HD}})^{i+j} \left. \right) \\ &\quad \cdot \left(1 - \exp(-\gamma_{\text{th}}^{\text{FD}} (\Delta_7 + \Delta_8)) \frac{\Delta_9^{m_{\text{r}_k \text{r}_k}}}{\Gamma(m_{\text{r}_k \text{r}_k})} \right. \\ &\quad \cdot \sum_{a=0}^{m_{\text{sr}_k} - 1} \sum_{b=0}^a \sum_{c=0}^{m_{\text{r}_k \text{d}} - 1} \frac{\Gamma(m_{\text{r}_k \text{r}_k} + b)}{b! c! (a-b)!} \left(\frac{P_r}{\sigma_r^2}\right)^b \\ &\quad \cdot (\Delta_7 \gamma_{\text{th}}^{\text{FD}})^a (\Delta_7 \gamma_{\text{th}}^{\text{FD}} P_r + \Delta_9)^{-(m_{\text{r}_k \text{r}_k} + b)} \\ &\quad \left. \left. \cdot (-\Delta_8 \gamma_{\text{th}}^{\text{FD}})^c \right) \right] \quad (33) \end{aligned}$$

4.2 渐近传输中断概率

为进一步研究系统性能, 对高信噪比下端到端的渐近传输中断概率进行推导。令 $\sigma_r^2 = \sigma_d^2 = N_0$, $P_s/N_0 = P_r/N_0 = \gamma_0$, 当 $N_0 \rightarrow 0$, 各传输方案的传输中断概率在高信噪比条件下的渐近表达式可计算得到

$$\text{AOP}^{\text{HD}} = \begin{cases} \varpi_1^K, & m_{\text{sr}_k} < m_{\text{r}_k \text{d}} \\ \varpi_2^K, & m_{\text{sr}_k} > m_{\text{r}_k \text{d}} \\ (\varpi_1 + \varpi_2)^K, & m_{\text{sr}_k} = m_{\text{r}_k \text{d}} \end{cases} \quad (34)$$

$$\text{AOP}^{\text{FD}} = (1 - \varpi_3)^K \quad (35)$$

$$\text{AOP}^{\text{RS}} = \left(\frac{1 - \varpi_3}{2}\right)^K \quad (36)$$

$$\text{AOP}^{\text{MS}} = \begin{cases} \varpi_1 (1 - \varpi_3), & m_{\text{sr}_k} < m_{\text{r}_k \text{d}} \\ \varpi_2 (1 - \varpi_3), & m_{\text{sr}_k} > m_{\text{r}_k \text{d}} \\ (\varpi_1 + \varpi_2) (1 - \varpi_3), & m_{\text{sr}_k} = m_{\text{r}_k \text{d}} \end{cases} \quad (37)$$

$$\text{AOP}^{\text{RMS}} = \begin{cases} \varpi_1^K (1 - \varpi_3)^K, & m_{\text{sr}_k} < m_{\text{r}_k \text{d}} \\ \varpi_2^K (1 - \varpi_3)^K, & m_{\text{sr}_k} > m_{\text{r}_k \text{d}} \\ (\varpi_1 + \varpi_2)^K (1 - \varpi_3)^K, & m_{\text{sr}_k} = m_{\text{r}_k \text{d}} \end{cases} \quad (38)$$

其中, $\varpi_1 = (m_{\text{sr}_k}!)^{-K} (m_{\text{sr}_k} \gamma_{\text{th}}^{\text{HD}} N_0 / \Omega_{\text{sr}_k} P_s)^{K m_{\text{sr}_k}}$, $\varpi_2 = (m_{\text{r}_k \text{d}}!)^{-K} (m_{\text{r}_k \text{d}} \gamma_{\text{th}}^{\text{HD}} N_0 / \Omega_{\text{r}_k \text{d}} P_s)^{K m_{\text{r}_k \text{d}}}$, $\varpi_3 = \sum_{a=0}^{m_{\text{sr}_k} - 1} (\Gamma(m_{\text{r}_k \text{r}_k} + a) / 2a! \Gamma(m_{\text{r}_k \text{r}_k})) (m_{\text{sr}_k} \Omega_{\text{r}_k \text{r}_k} P_r \gamma_{\text{th}}^{\text{FD}} / m_{\text{r}_k \text{r}_k} \Omega_{\text{sr}_k} P_s)^a$ 。由于模式选择方案和联合中继与模式选择方案会选择更优的传输模式传输信息, 因此半双工模式方案, 模式选择方案和联合中继与模式选择方案的分集阶数分别为: $d_{\text{HD}} = -\lim_{\gamma_0 \rightarrow \infty} \frac{\log(\gamma_0)^{-K \min(m_{\text{sr}_k}, m_{\text{r}_k \text{d}})}}{\log(\gamma_0)} =$

$K \min(m_{sr_k}, m_{rk_d})$, $d_{MS} = \min(m_{sr_k}, m_{rk_d})$, $d_{RMS} = K \min(m_{sr_k}, m_{rk_d})$ 。全双工模式方案和中继选择方案受自干扰影响, 导致AOP^{FD}和AOP^{RS}在高信噪比时收敛, 分集阶数 $d_{FD} = d_{RS} = 0$ 。

根据文献[27]和式(29)–式(33), 半双工/全双工模式方案、中继选择方案、模式选择方案和联合中继与模式选择方案的隐蔽速率为

$$C_R^\Delta = r_t (1 - P_{out}^\Delta) \quad (39)$$

其中 $C_R^\Delta \in \{HD, FD, RS, MS, RMS\}$ 。

5 仿真实验及分析

本节通过蒙特卡洛仿真验证数值分析结果的正确性, 并探究检测阈值、目标传输速率和中继数目等关键参数对系统隐蔽性和可靠性的影响。若无特殊说明, 仿真参数设置如下: Nakagami- m 衰落信道的衰落深度 $m_{ab} = 2$, 扩散参数 $\Omega_{ab} = 1$, 源节点 s 和中继的发射功率 $P_s = P_r = -5$ dBm, 友好干扰器 j 的发射功率 $P_j = 0$ dBm, 中继数目 $K = 5$, 目标传输速率 $r_t = 5$ bit/(s·Hz), 检测阈值 $\tau = 0.1$ W, 中继节点, 目的节点 d 和非法监听者 w 的加性高斯白噪声 $\sigma_r^2 = \sigma_d^2 = \sigma_w^2 = -20$ dBm。

图2(a)和图2(b)分别给出了最优中继工作在半双工模式和全双工模式时, 发射功率 P_s 不同的情况下, 检测阈值 τ 对 P_{FA} , P_{MD} 和检测错误概率影响的曲线。可以观察到, 随着 τ 的增加, P_{FA} 从1单调递减至0, P_{MD} 从0单调递增至1, 检测错误概率在初始阶段呈现下降趋势, 之后又随着 τ 的增加而上升, 表明存在一个使检测错误概率最小的最优检测阈值 τ^* , 与式(21)和式(24)的理论分析一致。导致检测错误概率先降后升的原因是其是 P_{FA} 和 P_{MD} 的总和, 当 τ 值较小时, P_{FA} 对检测错误概率起主导作用, 导致检测错误概率随 τ 值增加而减小; 当

τ 值进一步增大, P_{MD} 开始对检测错误概率起主导作用, 导致检测错误概率随之增加。由式(6), 式(7)和式(9)可知, 图2(a)和图2(b)中 P_{FA} 不受 P_s 的影响, 只有 P_{MD} 和检测错误概率受到影响。当发射功率 P_s 降低时, 隐蔽信息的功率减小, 导致非法监听者 w 检测难度增加, 因此检测错误概率增大。

图3描述了干扰功率和Nakagami- m 衰落参数不同时, 采用半双工模式方案与全双工模式方案的非法监听者 w 检测性能对比。在考虑小尺度衰落时, 衰落参数 m 表征多径分量中视距主径的支配程度。 m 值越大, 信道视距成分越强, 信号功率越稳定。随着 m 值增大, 干扰链路的稳定性同步增强, 使得干扰信号更持续、可控地覆盖通信信号, 进一步提升隐蔽效果。在此条件下, 提高干扰功率能有效迷惑非法监听者 w , 提高其检测错误概率。此外, 在相同信道条件下, 全双工模式产生的自干扰有效掩盖通信信号, 从而显著降低被检测概率, 因此全双工模式的系统隐蔽性始终优于半双工模式。

图4对比了目标传输速率不同时各传输方案的传输中断性能。当目标传输速率足够大时, 目的节点 d 无法将接收到的信号进行可靠解码, 导致中断概率增加, 因此系统的传输中断性能随着目标传输速率增大而减弱。目标传输速率 $r_t < 5.5$ bit/(s·Hz)时, 由于端到端之间的瞬时信道容量相对较小, 全双工模式方案的自干扰使得容量衰减更加显著, 导致 $P_{out}^{HD} < P_{out}^{FD}$; 目标传输速率 $r_t > 5.5$ bit/(s·Hz)时, 端到端之间的瞬时信道容量相对较大, 自干扰对容量衰减的影响减弱, 导致 $P_{out}^{HD} > P_{out}^{FD}$ 。此外, 联合中继与模式选择方案能适应不同速率需求, 在传输可靠性与目标传输速率间保持最佳平衡, 其中断性能始终最优。

图5给出了不同传输方案下精确传输中断概率以及渐近传输中断概率的变化曲线。随着信噪比增

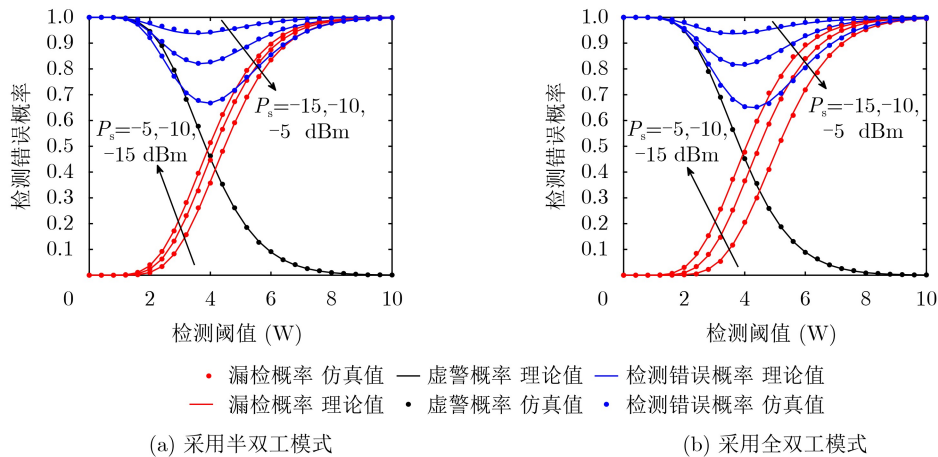


图 2 检测错误概率与检测阈值的关系

大，中继和目的节点d接收信号的质量提高，因此半双工模式方案，中继选择方案和联合中继与模式选择方案的传输中断概率随着信噪比的增加而降低；全双工模式方案和中继选择方案由于自干扰的影响限制了其容量上限，系统获得的分集增益无法进一步降低传输中断概率，导致其传输中断概率在高信噪比区域趋于饱和值，即系统的分集阶数为0。图中渐近值与传输中断概率在高信噪比区域相等，进一步验证了第4.2节渐近传输中断概率推导的正确性。此外，在所有传输方案中，联合中继与模式选择方案通过利用空间分集增益与模式自适应能力，在所有信噪比条件下实现最高的传输可靠性。

图6描述了不同传输方案下发射功率与隐蔽速率的关系。所有方案的隐蔽速率均在功率增大后趋于定值，这是由于过高的功率会增加被检测的风险，从而受限于“不可检测性”约束。联合中继与

模式选择方案在保证信息隐蔽的条件下，能够最有效地利用功率资源，实现最高的隐蔽速率。半双工模式方案 and 全双工模式方案因各自局限而性能受限，而中继选择方案和模式选择方案则获得介于二者之间的折中性能。

图7描述了中继数目对隐蔽速率的影响。实验设定各链路平均信道增益相同，因此模式选择的性能保持不变。当中继数目增大时，端到端分集增益提升以实现更高的瞬时信道容量，导致其余方案的隐蔽速率均随中继数目的增加而提高并逐渐饱和。值得注意的是，图中存在明显的性能交叉现象，当中继数目较小时，模式选择方案优于中继选择方案，但当中继数目较大时则相反。联合中继与模式选择方案的曲线始终位于最上方，表明其能够自适应选择最优中继与最优传输模式，克服单一维度方案的局限，从而在多中继系统中实现隐蔽速率的最大化。

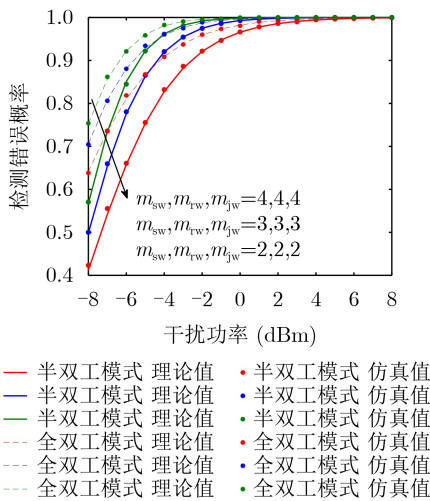


图3 m和干扰功率变化时半双工模式方案和全双工模式方案的检测错误概率对比

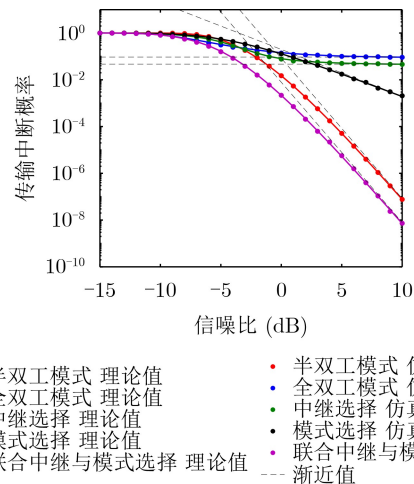


图5 不同传输方案下传输中断概率的变化曲线

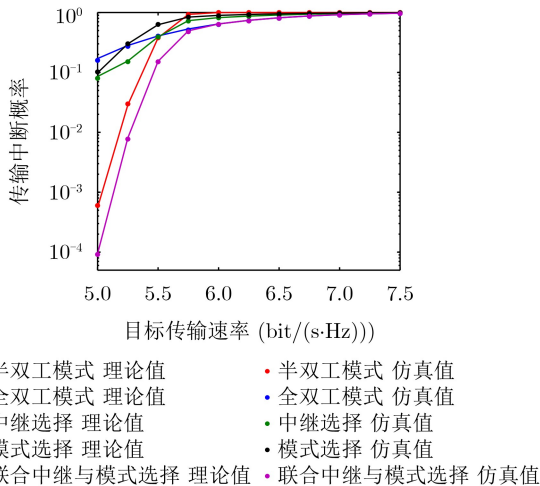


图4 目标传输速率不同时各传输方案的传输中断概率的变化曲线

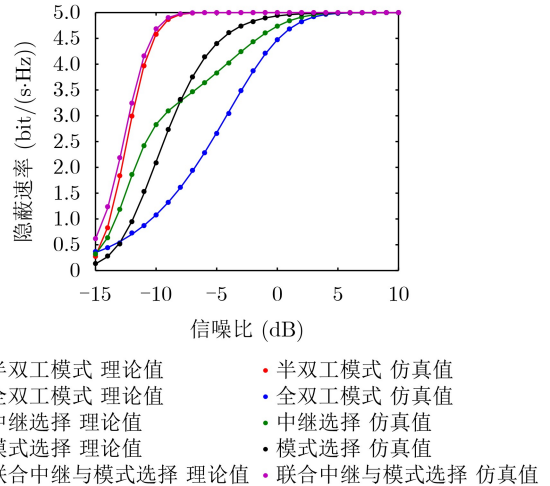


图6 不同传输方案下的发射功率与隐蔽速率的关系

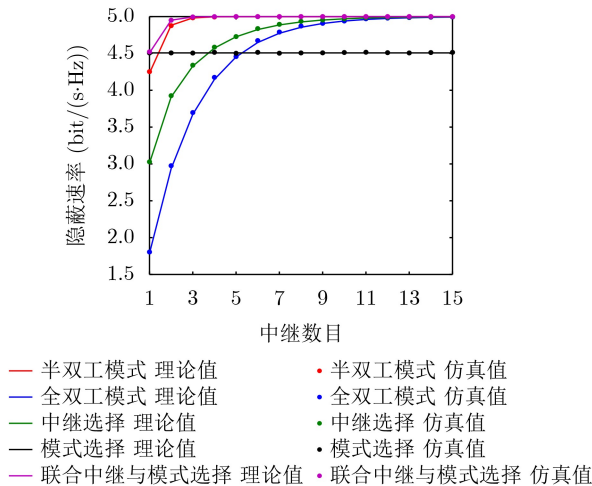


图 7 隐蔽速率随中继数目的变化曲线

6 结论

该文在 Nakagami- m 衰落信道下, 提出一种基于中继选择和模式选择的隐蔽通信系统。在不同中继选择和模式选择的情况下, 对非法监听者的检测错误概率和系统的精确传输中断概率进行推导, 并在此基础上给出渐近传输中断概率和隐蔽速率。仿真结果表明, 增大检测阈值或干扰功率可使非法监听者的检测错误概率趋向于 1, 验证了功率控制对隐蔽性提升的有效性; 对比四种传输方案发现, 联合中继与模式选择方案在可靠性和隐蔽性两方面均始终优于其余方案, 说明合理选择中继和传输模式, 不仅可以减弱非法监听者的检测能力, 保护隐蔽信息传输, 还可以提高系统的可靠性和隐蔽性。基于该文工作, 未来将进一步考虑非理想信道状态信息, 自干扰残留及非法监听者信道信息不完全等实际条件下的隐蔽性能分析。

参考文献

- [1] CHEN Xinying, AN Jianping, XIONG Zehui, *et al.* Covert communications: A comprehensive survey[J]. *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, 2023, 25(2): 1173–1198. doi: [10.1109/COMST.2023.3263921](https://doi.org/10.1109/COMST.2023.3263921).
- [2] NAEEM F, ALI M, KADDOUM G, *et al.* Security and privacy for reconfigurable intelligent surface in 6G: A review of prospective applications and challenges[J]. *IEEE Open Journal of the Communications Society*, 2023, 4: 1196–1217. doi: [10.1109/OJCOMS.2023.3273507](https://doi.org/10.1109/OJCOMS.2023.3273507).
- [3] WANG Qunshu, GUO Shaoyong, WU C, *et al.* STAR-RIS aided covert communication in UAV air-ground networks[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2025, 43(1): 245–259. doi: [10.1109/JSAC.2024.3460079](https://doi.org/10.1109/JSAC.2024.3460079).
- [4] 杨龙, 郭建道, 周雨晨, 等. 无人机干扰辅助的反隐蔽通信方案研究[J]. *移动通信*, 2025, 49(9): 130–137. doi: [10.3969/j.issn.1006-1010.20250628-0001](https://doi.org/10.3969/j.issn.1006-1010.20250628-0001).
- [5] YANG Long, GUO Jiandao, ZHOU Yuchen, *et al.* Research on UAV jamming-assisted counter covert communication scheme[J]. *Mobile Communications*, 2025, 49(9): 130–137. doi: [10.3969/j.issn.1006-1010.20250628-0001](https://doi.org/10.3969/j.issn.1006-1010.20250628-0001).
- [6] HUANG Gaojian, LEI Yuxin, LI Xingwang, *et al.* Joint covert and secure communication for SWIPT-assisted CNOMA systems[J]. *IEEE Internet of Things Journal*, 2025, 12(12): 20406–20419. doi: [10.1109/JIOT.2025.3543573](https://doi.org/10.1109/JIOT.2025.3543573).
- [6] 周涛, 许魁, 夏晓晨, 等. 具有可移动阵元的同时透射和反射可重构智能超表面辅助隐蔽通感一体系统: 联合主动和柔性被动波束成形优化[J]. *电子与信息学报*, 2025, 47(4): 991–1003. doi: [10.11999/JEIT240601](https://doi.org/10.11999/JEIT240601).
- [7] ZHOU Tao, XU Kui, XIA Xiaochen, *et al.* Movable-element simultaneously transmitting and reflecting reconfigurable intelligent surface-assisted integrated sensing and covert communication system: Joint active and flexible passive beamforming design[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2025, 47(4): 991–1003. doi: [10.11999/JEIT240601](https://doi.org/10.11999/JEIT240601).
- [7] LIANG Yuting, HUANG Kewen, YANG Liang, *et al.* Covert communications for active STAR-RIS-aided RSMA systems with hardware impairments[J]. *IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems*, 2025, 26(7): 10036–10047. doi: [10.1109/TITS.2025.3542808](https://doi.org/10.1109/TITS.2025.3542808).
- [8] GAO Chan, YANG Bin, ZHENG Dong, *et al.* Cooperative jamming and relay selection for covert communications in wireless relay systems[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2024, 72(2): 1020–1032. doi: [10.1109/TCOMM.2023.3327272](https://doi.org/10.1109/TCOMM.2023.3327272).
- [9] WANG Manlin, XIA Bin, XU Zhen, *et al.* Performance analysis and optimization for coordinated direct and relay covert transmission with multi-antenna warden[J]. *IEEE Internet of Things Journal*, 2023, 10(15): 13414–13427. doi: [10.1109/JIOT.2023.3263265](https://doi.org/10.1109/JIOT.2023.3263265).
- [10] MOON J. Performance comparison of relay-based covert communications: DF, CF and AF[J]. *Sensors*, 2023, 23(21): 8747. doi: [10.3390/s23218747](https://doi.org/10.3390/s23218747).
- [11] LI Meng, TAO Xiaofeng, WU Huici, *et al.* Joint trajectory and resource optimization for covert communication in UAV-enabled relaying systems[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2023, 72(4): 5518–5523. doi: [10.1109/TVT.2022.3225508](https://doi.org/10.1109/TVT.2022.3225508).
- [12] JIAO Linhang, ZHANG Ran, LIU Mingqian, *et al.* Placement optimization of UAV relaying for covert communication[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2022, 71(11): 12327–12332. doi: [10.1109/TVT.2022.3190677](https://doi.org/10.1109/TVT.2022.3190677).
- [13] LIN Menghan, LIU Chaowen, and WANG Wenjie. Relay-assisted uplink covert communication in the presence of multi-antenna warden and uninformed jamming[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2024, 72(4): 2124–2137.

- doi: [10.1109/TCOMM.2023.3342213](https://doi.org/10.1109/TCOMM.2023.3342213).
- [14] SU Yinjie, SUN Hongjian, ZHANG Zhenkai, *et al.* Covert communication with relay selection[J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2021, 10(2): 421–425. doi: [10.1109/LWC.2020.3033786](https://doi.org/10.1109/LWC.2020.3033786).
- [15] ZHAO Qiuxia, GAO Chan, ZHENG Dong, *et al.* Covert communication in a multirelay-assisted wireless network with an active warden[J]. *IEEE Internet of Things Journal*, 2024, 11(9): 16450–16460. doi: [10.1109/JIOT.2024.3353833](https://doi.org/10.1109/JIOT.2024.3353833).
- [16] YU Xian, YAN Shihao, HU Jinsong, *et al.* On relaying strategies in multi-hop covert wireless communications[C]. Proceedings of 2022-IEEE International Conference on Communications, Seoul, Korea, Republic of, 2022: 666–672. doi: [10.1109/ICC45855.2022.9838514](https://doi.org/10.1109/ICC45855.2022.9838514).
- [17] LIU Yan, WU Huihui, SU Wei, *et al.* Joint relay and mode selection for covert communication in wireless relay systems[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2025, 73(6): 4553–4569. doi: [10.1109/TCOMM.2024.3511696](https://doi.org/10.1109/TCOMM.2024.3511696).
- [18] LIU Yan, WU Huihui, and JIANG Xiaohong. Joint selection of FD/HD and AF/DF for covert communication in two-hop relay systems[J]. *Ad Hoc Networks*, 2023, 148: 103207. doi: [10.1016/j.adhoc.2023.103207](https://doi.org/10.1016/j.adhoc.2023.103207).
- [19] CAN M and ALTUNBAS I. Outage probability analysis of rate-splitting multiple-access-based hybrid satellite–terrestrial relay network with relay selection[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2023, 59(5): 6508–6517. doi: [10.1109/TAES.2023.3276343](https://doi.org/10.1109/TAES.2023.3276343).
- [20] SHAHZAD K, ZHOU Xiangyun, YAN Shihao, *et al.* Achieving covert wireless communications using a full-duplex receiver[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2018, 17(12): 8517–8530. doi: [10.1109/TWC.2018.2878014](https://doi.org/10.1109/TWC.2018.2878014).
- [21] 李兴旺, 田志发, 张建华, 等. IRS辅助NOMA网络下隐蔽通信性能研究[J]. *中国科学: 信息科学*, 2024, 54(6): 1502–1515. doi: [10.1360/SSI-2023-0174](https://doi.org/10.1360/SSI-2023-0174).
- LI Xingwang, TIAN Zhifa, ZHANG Jianhua, *et al.* Performance analysis of covert communication in IRS-assisted NOMA networks[J]. *Scientia Sinica: Informationis*, 2024, 54(6): 1502–1515. doi: [10.1360/SSI-2023-0174](https://doi.org/10.1360/SSI-2023-0174).
- [22] BAI Jiaqing, HE Ji, CHEN Yanping, *et al.* On covert communication performance with outdated CSI in wireless greedy relay systems[J]. *IEEE Transactions on Information Forensics and Security*, 2022, 17: 2920–2935. doi: [10.1109/TIFS.2022.3197327](https://doi.org/10.1109/TIFS.2022.3197327).
- [23] RIIHONEN T, WERNER S, and WICHMAN R. Hybrid full-duplex/half-duplex relaying with transmit power adaptation[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2011, 10(9): 3074–3085. doi: [10.1109/TWC.2011.071411.102266](https://doi.org/10.1109/TWC.2011.071411.102266).
- [24] CHEN Xinying, SHENG Min, ZHAO Nan, *et al.* UAV-relayed covert communication towards a flying warden[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2021, 69(11): 7659–7672. doi: [10.1109/TCOMM.2021.3106354](https://doi.org/10.1109/TCOMM.2021.3106354).
- [25] NGUYEN S Q, LE C B, and VAN NGUYEN M. Covert communication and physical layer security in hybrid power-frequency multiple access with friendly jamming: Performance analysis and deep learning evaluation[J]. *IEEE Internet of Things Journal*, 2026, 13(11): 23443–23457. doi: [10.1109/JIOT.2026.3671600](https://doi.org/10.1109/JIOT.2026.3671600).
- [26] 叶迎晖, 田雨佳, 卢光跃, 等. 基于能量收集的互惠共生无线电中断性能分析[J]. *电子与信息学报*, 2023, 45(7): 2350–2357. doi: [10.11999/JEIT220778](https://doi.org/10.11999/JEIT220778).
- YE Yinghui, TIAN Yujia, LU Guangyue, *et al.* Outage performance of commensal symbiotic radio based on energy harvesting[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2023, 45(7): 2350–2357. doi: [10.11999/JEIT220778](https://doi.org/10.11999/JEIT220778).
- [27] LUO Yongfu, WU Yi, and YANG Liang. Covert communication and physical layer security of RS-aided wireless communication systems over α - η - κ - μ fading channels[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2025, 74(1): 1800–1805. doi: [10.1109/TVT.2024.3466569](https://doi.org/10.1109/TVT.2024.3466569).
- 黄海燕: 女, 教授, 研究方向为无人机通信、新型多址接入技术、物理层安全和隐蔽通信。
黄 怡: 女, 硕士生, 研究方向为物理层安全、隐蔽通信。
张 宁: 女, 中铁二院工程集团有限责任公司助理工程师, 研究方向为铁路无线通信、5G-R、低空经济、隧道安全监测。
梁琳琳: 男, 副教授, 研究方向为隐蔽通信、物联网安全。
张学军: 男, 教授, 研究方向为数据隐私与机器学习、物联网信息安全、软件缺陷检测、指纹室内定位隐私保护、智能电网信息安全。

责任编辑: 马秀强

Research on Covert Communication Transmission Scheme Combining Relay Selection and Mode Selection over Nakagami- m Fading Channels

HUANG Haiyan^① HUANG Yi^① ZHANG Ning^②
LIANG Linlin^③ ZHANG Xuejun^①

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

^②(China Railway Eryuan Engineering Group Co., Ltd., Chengdu 610031, China)

^③(School of Cyber Engineering, Xidian University, Xi'an 710071, China)

Abstract:

Objective Covert communications provide higher security for wireless communication systems by enabling the transmission of covert information and preventing the interception of transmitted signals. However, channel conditions exhibit randomness and uncertainty in practical wireless propagation environments. The Nakagami- m fading channel, as a generalized fading model capable of describing various channel states, provides a realistic foundation for analyzing the performance of covert communication. Furthermore, relay cooperation techniques have attracted significant attention due to their ability to improve transmission reliability in fading channels. Meanwhile, different selections of relays and transmission modes have been shown to significantly affect system performance. Consequently, investigating the impact of relay selection and mode selection on the performance of covert communication systems over Nakagami- m channels holds considerable theoretical and practical importance for the development of next-generation secure communication protocols.

Methods This paper proposes a covert communication system assisted by relay and mode selection. In this configuration, the source node communicates with the destination node via multiple relays, while a warden attempts to detect signals transmitted from both the source and relay nodes. A friendly jammer is employed to transmit interference signals in order to confuse the warden. For the transmission schemes of fixed half-duplex or full-duplex mode under optimal relay selection, random transmission mode under optimal relay selection, random relay selection under optimal transmission mode, and joint optimal relay and mode selection, the warden's detection error probability under both half-duplex and full-duplex optimal relay conditions over Nakagami- m fading channels is derived. Furthermore, analytical expressions for the exact transmission outage probability, asymptotic transmission outage probability, and covert rate of the system are derived under different relay and mode selection strategies. Subsequently, theoretical analyses are validated using MATLAB simulations.

Results and Discussions Simulation results show that an optimal detection threshold exist for minimizes the detection error probability (Fig. 2). As the detection threshold or the jamming power increases, the warden's ability to detect covert information deteriorates, causing the detection error probability to approach one (Fig. 2, Fig. 3). Under the same target transmission rate and high SNR conditions, the joint relay and mode selection scheme achieves the lowest outage probability, thereby enhancing transmission reliability (Fig. 4, Fig. 5). At a target transmission rate of 6.5 bit/(s · Hz), the transmission outage probability with joint relay and mode selection is reduced by at least 6.9% compared to other considered cases (Fig. 4). As the transmit power and the number of relays increase, the covert rate gradually converges to a fixed value, and joint relay and mode selection is shown to achieve a higher covert rate (Fig. 6, Fig. 7).

Conclusions This paper proposes a covert communication system based on relay selection and mode selection over Nakagami- m fading channels. Under different relay and mode selection strategies, analytical expressions for the warden's detection error probability and the system's exact transmission outage probability are derived, based on which the asymptotic transmission outage probability covert rate of the system are analyzed. Simulation results show that increasing detection threshold or jamming power gradually degrade the warden's ability to detect covert information. Under identical target transmission rates and high SNR conditions, joint relay and mode selection yields the lowest outage probability. Further analysis indicates that by appropriately selecting relays and transmission modes, not only can the warden's detection capability be weakened to protect covert information transmission, but the reliability and covertness of the system can also be improved. However, this study only considers ideal channel conditions, practical factors such as hardware impairments and environmental variations in real-world transmission should be accounted for in future work.

Key words: covert communication; relay selection; mode selection; detection error probability; transmission outage probability