

窃听者随机分布下智能反射面辅助的MISO系统物理层安全性能分析

杨杰^① 季新生^{*①} 王飞虎^① 金梁^① 杨金梅^②

^①(信息工程大学 郑州 450002)

^②(网络通信与安全紫金山实验室 南京 210000)

摘要: 针对窃听节点随机分布的MISO系统通信场景, 该文分析了智能反射面(IRS)辅助下的安全通信性能。采用随机几何理论, 将窃听节点建模为均匀泊松点过程(PPP)。合法发送节点采用天线选择策略, 选择最优链路发射信号, 并部署智能反射面实时调控反射相移增强链路质量, 然后以传输安全中断概率为性能指标, 推导了其闭式表达式, 分析了反射单元数量、发射天线数量等参数对中断概率的影响, 最后给出了最大化安全性能的参数选择策略。仿真结果验证了理论分析的正确性, 并表明部署反射面可以在低能耗下提升安全性能。

关键词: 智能反射面; 物理层安全; 随机几何; 性能分析

中图分类号: TN918; TN926

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2022)05-1809-10

DOI: 10.11999/JEIT210209

Performance Analysis of Physical Layer Security for IRS-aided MISO System with Randomly Distributed Eavesdropping Nodes

YANG Jie^① JI Xinsheng^① WANG Feihu^① JIN Liang^① YANG Jinmei^②

^①(PLA Strategic Support Force Information Engineering University, Zhengzhou 450002, China)

^②(Network Communication and Security Purple Mountain Laboratory, Nanjing 210000, China)

Abstract: The security performance of Multiple-Input Single-Output (MISO) system with the aid of the Intelligent Reflecting Surface (IRS) is analyzed in this paper, where eavesdropping nodes are randomly distributed. The stochastic geometry theory is utilized to model the eavesdropping nodes as a homogeneous Poisson Point Process (PPP). With the transmit antenna selection strategy, the legitimate node selects the optimal link to transmit signal. And the phase shifts at the IRS are tuned to enhance the selected link quality. Then, considering the transmission secrecy outage probability as the performance metric, the closed expression of scheme is derived. Further, the impact of the parameters, such as the number of reflection units and transmitting antennas, on the outage probability is analyzed. Finally, the design strategy of parameters for maximizing the security performance is given. The simulation results verify the theoretical analysis and show that the proposed scheme can improve the security performance under low energy consumption.

Key words: Intelligent Reflecting Surface (IRS); Physical layer security; Stochastic geometry; Performance analysis

1 引言

无线通信技术的蓬勃发展, 给人们带来便利的同时也带来信息泄露的风险。不法分子能够利用无线通信本身的广播特性接入网络, 窃取用户身份信

息、密码信息等。物理层安全技术从信道多样性入手, 通过提取用户信道特征, 利用信号处理、用户协作等手段, 拉大合法窃听信道差异, 实现安全通信, 为未来6G无线安全的解决提供了方案^[1]。然而, 为应对复杂网络下安全威胁, 现有的物理层安全技术如波束赋形^[2]、人工噪声^[3]等, 需要规模射频链路和额外能量消耗, 带来设备复杂度增高, 安全能效低, 使其应用大为受限。

智能反射面(Intelligent Reflecting Surfaces, IRS)作为未来6G网络中一种潜在空口技术^[4], 能够对电磁波实时调控, 日益受到关注。它通过在平面上集成大量低成本的无源反射单元, 每个功能单元

收稿日期: 2021-03-11; 改回日期: 2021-09-22; 网络出版: 2021-12-19

*通信作者: 季新生 jxs_ndsc@126.com

基金项目: 国家自然科学基金(61871404), 国家自然科学基金创新群体项目(61521003), 重点院校和重点学科专业建设项目

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (61871404), The National Natural Science Foundation Innovative Groups Project of China (61521003), The Key Universities and Academic Disciplines Construction Project

都能独立地对入射电磁波信号进行调节,比如引入一定的幅度衰减、相移或极化模式改变^[5]。因而,利用智能反射面对无线信道进行重构,对目标用户构造增强波束而对窃听用户构建抑制波束,辅助增强物理层安全,有望为高效无线通信安全提供重要的手段支撑。文献^[6,7]研究了MISO(Multiple-Input Single-Output)系统中存在单个窃听节点下的安全通信问题,通过联合设计接入点的发射波束成形和反射面的无源反射波束成形,最大限度提高合法通信链路的保密速率。文献^[8]考虑MISO广播系统,基站传输独立数据流到多个授权接收机,并确保数据流对多个窃听节点安全,在此目标下分别考虑反射单元连续或离散相位下最优资源分配问题。文献^[9]考虑窃听者的信道信息存在确定性误差时,在满足发射功率、合法用户服务质量等约束条件下,通过联合求解发送信息波束、人工噪声及反射系数,最大化系统的安全速率。针对该问题的非凸性,利用递归估计、交替优化等算法将问题转化,从而获取鲁棒资源分配方案。进一步,文献^[10]考虑仅已知窃听者信道统计特征下,推导了反射面辅助下3节点SISO(Single-Input Single-Output)系统下安全中断概率闭式解和渐近解,仿真表明部署反射面可以改善安全性能。然而,现有研究采用的是确知节点的通信网络模型,安全性能指标建立在窃听者位置和数目确定条件下获得的,这对于分析系统内部用户的窃听行为是可行的^[11]。但更多情况下由于无线通信环境的复杂性,外部窃听节点可随时随地接入,且在整个窃听过程中不传输任何信息,使得合法方很难获知窃听节点的数目和位置信息。在这种场景下,部署反射面是否还能带来性能增量仍待研究。同时,由于反射面的反射单元数量庞大,相较于传统无反射面模型^[12],更多的系统参数也为传输方案设计及建模带来了难度。因此,分析窃听者未知场景下的安全性能具有挑战和必要性。

基于以上考虑,本文在MISO系统3节点模型基础上,考虑窃听者随机分布的通信场景,并用均匀泊松点过程(Homogeneous Poisson Point Process, HPPP)建模其分布。发送方采用天线选择(Transmit Antenna Selection, TAS)策略发送信号,利用智能反射面对合法接收方构造增强波束,并用传输安全中断概率度量系统的安全性,推导了其闭式表达式,并分析不同参数对性能的影响,为系统参数设计提供了一定指导。

2 系统模型

2.1 系统模型描述

如图1所示,考虑瑞利衰落信道下的无线通信

场景,系统中分布3类用户,基站Alice,用户Bob,窃听者Eve,同时靠近基站依托周边建筑部署含 N 个单元的反射面IRS。Alice配置 M 根天线,其余节点配置单天线。为降低基站设计的复杂度,Alice采用TAS工作模式,根据上行链路探测情况选择信道质量最好的通道发送信息^[12]。IRS通过私密无线信道远程受Alice控制,根据链路状态实时调节反射相移。窃听者分布在合法用户附近,并用HPPP过程进行建模位置分布,记为 Φ_E ,节点密度为 ρ_E 。

引入IRS后,各信道描述为,Alice到Bob的通信链路由直射链路和反射链路组成,直射链路定义为 $\mathbf{h}_{ab}^H \in \mathbb{C}^{1 \times M}$,反射链路为Alice至IRS信道 $\mathbf{H}_{ar} \in \mathbb{C}^{N \times M}$,IRS至Bob信道 $\mathbf{h}_{rb}^H \in \mathbb{C}^{1 \times N}$; Alice到Eve的窃听链路由直达链路和反射链路组成,直射链路定义为 $\mathbf{h}_{ae}^H \in \mathbb{C}^{1 \times M}$,反射链路Alice至IRS信道 $\mathbf{H}_{ar} \in \mathbb{C}^{N \times M}$,IRS至Eve信道为 $\mathbf{h}_{re}^H \in \mathbb{C}^{1 \times N}$ 。对于反射面,反射系数由对角矩阵 $\Phi = \text{diag}(\beta_1 e^{j\theta_1}, \beta_2 e^{j\theta_2}, \dots, \beta_N e^{j\theta_N})$ 表示,其中假定反射幅度恒为1,即 $\beta_n = 1$,相位偏移 $\theta_n \in [0, 2\pi]$ ^[13]。考虑无线信道之间相互独立,节点 i 到节点 j 的信道 h_{ij} 表示为 $h_{ij} = \sqrt{L_0 d_{ij}^{-\chi}} g_{ij}$,其中 L_0 表示参考距离1 m的路径损耗, d_{ij} 描述从节点 i 到节点 j 的距离, χ 表示路径损耗系数, g_{ij} 表示小尺度衰落分量。

2.2 合法用户和窃听节点处的接收信干比

2.2.1 合法用户

Alice工作在TAS模式。在上行信道探测阶段,IRS处于关闭状态,Alice获得直达链路信息 $\mathbf{g}_{ab} = [g_{ab,1}, g_{ab,2}, \dots, g_{ab,M}]$ 。在下行阶段,选择信道质量最优的直达链路发射信号,并打开IRS,则Bob的接收信号表示为

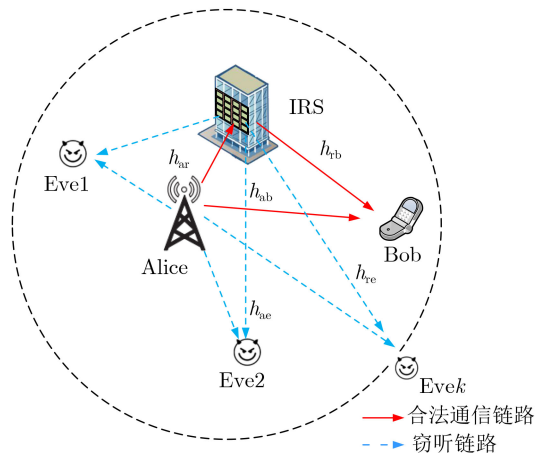


图1 系统模型

$$y_b = \sqrt{P_t} \left(\sqrt{L_0 d_{ab}^{-\alpha}} g_{ab,m^*} + L_0 \sqrt{d_{ar}^{-\alpha} d_{rb}^{-\alpha}} \cdot \sum_{i=1}^N g_{ar,i} g_{rb,i} e^{j\theta_i} \right) x + n_b \quad (1)$$

其中, $|g_{ab,m^*}| = \max_{m \in M} |g_{ab,m}|$, m^* 表示最优的发射链路, 信号源 $x \sim \mathcal{CN}(0,1)$, P_t 为发射功率, $n_b \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_b^2)$ 表示接收端噪声。

则Bob的信干比为

$$\gamma_b = \frac{P_t \left| \left(\sqrt{L_0 d_{ab}^{-\alpha}} g_{ab,m^*} + L_0 \sqrt{d_{ar}^{-\alpha} d_{rb}^{-\alpha}} \sum_{i=1}^N g_{ar,i} g_{rb,i} e^{j\theta_i} \right) \right|^2}{\sigma_b^2} \quad (2)$$

由于窃听器被动接收信息, 窃听者的信道信息未知, 无法类似文献[7,9]中在全局或部分信道信息已知下设计反射相移。因此, 在下行阶段, 反射面的相移设计策略为设置 Φ 来最大化Bob的信干比。而由式(2)知, 借助向量三角不等式, 当反射路径的每一条链路与直达链路 g_{ab,m^*} 相位对齐时, 相应的信干比最大, 即满足

$$(\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_N) = (\arg[g_{ab,m^*}] - \arg[g_{ar,1} g_{rb,1}], \arg[g_{ab,m^*}] - \arg[g_{ar,2} g_{rb,2}], \dots, \arg[g_{ab,m^*}] - \arg[g_{ar,N} g_{rb,N}]) \quad (3)$$

则可得

$$\gamma_b = \frac{P_t \left| \left(\sqrt{L_0 d_{ab}^{-\alpha}} |g_{ab,m^*}| + L_0 \sqrt{d_{ar}^{-\alpha} d_{rb}^{-\alpha}} \sum_{i=1}^N |g_{ar,i}| |g_{rb,i}| \right) \right|^2}{\sigma_b^2} = (\sqrt{\gamma_{ab}} X_1 + \sqrt{\gamma_{arb}} Y_1)^2 \quad (4)$$

其中, $\bar{\gamma}_{ab} = \frac{P_t L_0}{\sigma_b^2 d_{ab}^{\alpha}}$, $\bar{\gamma}_{arb} = \frac{P_t L_0}{\sigma_b^2 d_{ar}^{\alpha} d_{rb}^{\alpha}}$, $X_1 = |g_{ab,m^*}|$, $Y_1 = \sum_{i=1}^N |g_{ar,i}| |g_{rb,i}|$ 。

2.2.2 窃听用户

窃听用户在系统内随机分布, 对于任意一个窃听器接收信号表示为

$$y_e = \sqrt{P_t} \left(\sqrt{L_0 d_{ae}^{-\alpha}} g_{ae,m^*} + L_0 \sqrt{d_{ar}^{-\alpha} d_{re}^{-\alpha}} \cdot \sum_{i=1}^N g_{ar,i} g_{re,i} e^{j\theta_i} \right) x + n_e \quad (5)$$

其中, $n_e \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_e^2)$ 表示接收端噪声。

需要说明的是, 由于Alice-Eve的链路和Alice-Bob的链路独立, 则TAS策略选择的最优通道 m^* 与Alice至Eve方向的链路质量无关, 因而 g_{ae,m^*} 的分布与Alice为单天线工作模式无区别。

则Eve的信干比为

$$\gamma_e = |\sqrt{\gamma_{ae}} X_2 + \sqrt{\gamma_{are}} Y_2|^2 \quad (6)$$

其中, $\bar{\gamma}_{ae} = \frac{P_t L_0}{\sigma_e^2 d_{ae}^{\alpha}}$, $\bar{\gamma}_{are} = \frac{P_t L_0^2}{\sigma_e^2 d_{ar}^{\alpha} d_{re}^{\alpha}}$, $X_2 = g_{ae,m^*}$, $Y_2 = \sum_{i=1}^N g_{ar,i} g_{re,i} e^{j\theta_i}$ 。

对于系统中多个窃听器来说, 窃听器可能工作于合作窃听模式或非合作窃听模式[14]。这里只考虑非合作窃听模式, 即系统中最大窃听容量为信干比最高的用户所决定, 表示为

$$C_E = \log_2(1 + \gamma_E) = \max_{e \in \Phi_E} \{\log_2(1 + \gamma_e)\} \quad (7)$$

其中, $\gamma_E = \max_{e \in \Phi_E} \{\gamma_e\}$ 。

3 传输安全中断概率分析

为了把握整体的系统安全性和可靠性, 用传输安全中断概率(Transmission Secrecy Outage Probability, TSOP)指标表征网络信息传输安全且成功接收的性能[15], 具体定义为

$$P_{tso} = 1 - \mathbb{P}(C_E \leq R_B - R_S, C_B \geq R_B) \quad (8)$$

其中, $C_B = \log_2(1 + \gamma_b)$, R_B 表示传输速率, 表征传输可靠性, R_S 表示安全速率, 表征安全性。

由式(4)和式(6)知, γ_b 和 γ_e 相互独立, 则可获得

$$P_{tso} = 1 - \mathbb{P}(\gamma_E \leq 2^{R_B - R_S} - 1) \mathbb{P}(\gamma_b \geq 2^{R_B} - 1) \quad (9)$$

为获得TSOP闭式解, 下面分别推导 γ_b 和 γ_E 的分布。

3.1 γ_b 的概率分布推导

考虑式(4), 由 $g_{ab,m}$ 服从复高斯分布知, $|g_{ab,m}|$ 服从瑞利分布, 其分布 $G_{ab,m}(x)$ 表示为

$$G_{ab,m}(x) = 1 - e^{-x^2/2\lambda_D} \quad (10)$$

其中, $\lambda_D = \frac{1}{2}$ 。

则可得 X_1 分布

$$F_{X_1}(x) = G_{ab,m}(x)^M \stackrel{(a)}{=} \sum_{m=0}^M C_M^m (-1)^m e^{-mx^2/2\lambda_D} \quad (11)$$

等式(a)为用二项分布展开后的结果。则 X_1 的概率密度函数为

$$f_{X_1}(x) = \sum_{m=0}^M m C_M^m (-1)^{m+1} x e^{-mx^2/2\lambda_D} \quad (12)$$

考虑 Y_1 分布, 由于瑞利分布和的闭式解难以获得, 但对于每个分量 $|g_{ar,i}| |g_{rb,i}|$ 为独立同分布, 且 N 通常很大, 则利用中心极限定理, 可得 Y_1 近似服从均值 $s = \frac{N\pi}{4}$, 方差 $\sigma_y^2 = N \left(1 - \frac{\pi^2}{16}\right)$ 的高斯分布, 其概率密度函数为

$$f_{Y_1}(y) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_y} e^{-\frac{(y-s)^2}{2\sigma_y^2}} \quad (13)$$

进一步, 对于式(4), $Z = \sqrt{\gamma_{\text{arb}}}X_1 + \sqrt{\gamma_{\text{ab}}}Y_1$ 的概率分布表示为

$$\begin{aligned} F_Z(z) &= \mathbb{P}(\sqrt{\gamma_{\text{arb}}}X_1 + \sqrt{\gamma_{\text{ab}}}Y_1 < z) \\ &= \int_0^{za/\rho} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_y} e^{-\frac{(x-s)^2}{2\sigma_y^2}} dx - \sum_{m=1}^M C_M^m (-1)^{m+1} \\ &\quad \cdot \int_0^{za/\rho} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_y} e^{-\frac{m(ax-\rho x)^2}{2\lambda_D} - \frac{(x-s)^2}{2\sigma_y^2}} dx \\ &= J_1 - \sum_{m=1}^M C_M^m (-1)^{m+1} J_{2,m} \end{aligned} \quad (14)$$

利用指数积分查表可得如式(15)的积分形式^[16]

$$\begin{aligned} \int e^{-(a_1 t^2 + 2b_1 t + c_1)} dt &= \frac{1}{2} \sqrt{\frac{\pi}{a_1}} \exp\left(\frac{b_1^2 - a_1 c_1}{a_1}\right) \\ &\quad \cdot \operatorname{erf}\left(\sqrt{a_1}x + \frac{b_1}{\sqrt{a_1}}\right) \end{aligned} \quad (15)$$

对应类似的形式, J_1 和 $J_{2,m}$ 可分别表示为

$$J_1 = \frac{1}{2} \left(\operatorname{erf}\left(\frac{za/\rho - s}{\sqrt{2\sigma_y}}\right) + \operatorname{erf}\left(\frac{s}{\sqrt{2\sigma_y}}\right) \right) \quad (16a)$$

$$\begin{aligned} J_{2,m} &= \frac{1}{2} c_{1,m} \exp\left(c_{2,m} \left((m\sigma_y^2 az\rho + \lambda_D s)^2 \right. \right. \\ &\quad \left. \left. - (m\sigma_y^2 \rho^2 + \lambda_D)(\lambda_D s^2 + m\sigma_y^2 a^2 z^2) \right) \right) \\ &\quad \cdot \operatorname{erf}\left(c_{3,m}(za/\rho) - c_{4,m}(m\sigma_y^2 az\rho + \lambda_D s)\right) \\ &\quad + \frac{1}{2} c_{1,m} \exp\left(c_{2,m} \left((m\sigma_y^2 az\rho + \lambda_D s)^2 \right. \right. \\ &\quad \left. \left. - (m\sigma_y^2 \rho^2 + \lambda_D)(\lambda_D s^2 + m\sigma_y^2 a^2 z^2) \right) \right) \\ &\quad \cdot \operatorname{erf}\left(c_{4,m}(m\sigma_y^2 az\rho + \lambda_D s)\right) \end{aligned} \quad (16b)$$

其中

$$\begin{aligned} c_{1,m} &= \sqrt{\frac{\lambda_D}{m\sigma_y^2 \rho^2 + \lambda_D}}, c_{2,m} = \frac{1}{2\lambda_D \sigma_y^2 (m\sigma_y^2 \rho^2 + \lambda_D)}, \\ c_{3,m} &= \sqrt{\frac{m\sigma_y^2 \rho^2 + \lambda_D}{2\sigma_y^2 \lambda_D}}, c_{4,m} = \sqrt{\frac{1}{(m\sigma_y^2 \rho^2 + \lambda_D) 2\sigma_y^2 \lambda_D}} \end{aligned}$$

再构造 $c_{5,m} = -c_{2,m} \lambda_D m\sigma_y^2 a^2$, $c_{6,m} = 2\lambda_D sm\sigma_y^2 a\rho c_{2,m}$, $c_{7,m} = -m\sigma_y^2 \rho^2 \lambda_D s^2 c_{2,m}$, 进一步简化 $J_{2,m}$ 可得

$$\begin{aligned} J_{2,m} &= \frac{1}{2} c_{1,m} \exp\left(c_{5,m} z^2 + c_{6,m} z + c_{7,m}\right) \\ &\quad \cdot \operatorname{erf}\left(c_{3,m}(za/\rho) - c_{4,m}(m\sigma_y^2 az\rho + \lambda_D s)\right) \\ &\quad + \frac{1}{2} c_{1,m} \exp\left(c_{5,m} z^2 + c_{6,m} z + c_{7,m}\right) \\ &\quad \cdot \operatorname{erf}\left(c_{4,m}(m\sigma_y^2 az\rho + \lambda_D s)\right) \end{aligned} \quad (17)$$

由于 $\gamma_b = Z^2$, 则可得

$$F_{\gamma_b}(t) = F_Z(\sqrt{t}) \quad (18)$$

即可得 γ_b 概率分布闭合表达式。

3.2 γ_E 的概率分布推导

首先推导获得单个窃听者的概率分布。由式(6)知, $X_2 = g_{ae,m}$ 服从复高斯分布; $Y_2 = \sum_{i=1}^N g_{ar,i} g_{re,i} e^{j\theta_i}$ 由多个变量和组成, 难以获得闭式解分布, 类似上一小节, 利用中心极限定理, 当 N 较大时, Y_2 近似服从均值为0, 实部和虚部的方差均为 $N/2$ 的复高斯分布。则根据高斯分布的性质, $Z_2 = \sqrt{\gamma_{\text{are}}}X_2 + \sqrt{\gamma_{\text{ae}}}Y_2$ 服从高斯分布, 其均值为0, 实部和虚部的方差均为 $N\bar{\gamma}_{\text{are}}/2 + \bar{\gamma}_{\text{ae}}/2$ 。进一步可知 $|Z_2|^2$ 分布服从参数 $\lambda_e = N\bar{\gamma}_{\text{are}} + \bar{\gamma}_{\text{ae}}$ 的指数分布, 即其概率分布为

$$F_{\gamma_e}(y) = 1 - e^{-\frac{y}{\lambda_e}} \quad (19)$$

考虑窃听者服从HPPP模型分布, 且采用非合作窃听模式, 则系统中最大窃听信干比分布表示为

$$F_{\gamma_E}(y) = \mathbb{P}(\max_{e \in \Phi_E} \{\gamma_e\} < y) \quad (20)$$

由于反射面通常部署距离基站较近的位置, 而窃听者一般部署离基站相对较远的位置(否则易被发现), 因此可近似认为 $d_{re} \approx d_{ae}$ 。利用随机几何理论, 式(20)可变换为

$$\begin{aligned} F_{\gamma_E}(y) &= \mathbb{P}(\max_{e \in \Phi_E} \{\gamma_e\} < y) \\ &\stackrel{(a)}{=} \mathbb{E}_{\Phi_E} \left[\prod_{e \in \Phi_E} \mathbb{P}(\gamma_e < y | \Phi_E) \right] \\ &\stackrel{(b)}{=} \mathbb{E}_{\Phi_E} \left[\prod_{e \in \Phi_E} \mathbb{P}(1 - e^{-y/\lambda_e} | \Phi_E) \right] \\ &\stackrel{(c)}{=} \mathbb{E}_{\Phi_E} \left[\prod_{e \in \Phi_E} \mathbb{P}(1 - e^{-y r^\chi / (N P_t L_0^2 / (d_{ar}^\chi \sigma_c^2) + P_t L_0 / \sigma_c^2)} | \Phi_E) \right] \end{aligned} \quad (21)$$

其中, 式(21a)成立因窃听节点间信道相互独立, 式(21b)和式(21c)成立为将式(6)、式(19)代入可得。

进一步由PPP的概率母泛函定理^[17], 可将式(21)转化为

$$\begin{aligned} F_{\gamma_E}(y) &= \\ &\exp\left(-\rho_E \int_0^{2\pi} \int_0^\infty r e^{-y r^\chi / (N P_t L_0^2 / (d_{ar}^\chi \sigma_c^2) + P_t L_0 / \sigma_c^2)} dr d\theta\right) \end{aligned} \quad (22)$$

利用文献[16]中式(3.326.2), 可得

$$\begin{aligned} F_{\gamma_E}(y) &= \\ &\exp\left(-\frac{2\pi\rho_E}{\chi(y/(N P_t L_0^2 / (d_{ar}^\chi \sigma_c^2) + P_t L_0 / \sigma_c^2))^{\frac{2}{\chi}}} \Gamma\left(\frac{2}{\chi}\right)\right) \end{aligned} \quad (23)$$

3.3 TSOP推导及分析

代入式(18)和式(23), 可得TSOP的表达式为

$$P_{\text{tso}}(R_B, R_S) = 1 - \left(\exp \left(- \frac{2\pi\rho_E(NP_t L_0^2 / (d_{\text{ar}}^X \sigma_e^2) + P_t L_0 / \sigma_e^2)^{\frac{2}{\chi}}}{\chi(2^{R_B - R_S} - 1)^{\frac{2}{\chi}}} \Gamma \left(\frac{2}{\chi} \right) \right) \right. \\ \left. \left(1 - \frac{1}{2} \left(\operatorname{erf} \left(\frac{\sqrt{2^{R_B} - 1} a / \rho - s}{\sqrt{2}\sigma_y} \right) + \operatorname{erf} \left(\frac{s}{\sqrt{2}\sigma_y} \right) \right) \right. \right. \\ \left. \left. + \sum_{m=1}^M \frac{1}{2} c_{1,m} C_M^m (-1)^m \exp \left(c_{5,m}(2^{R_B} - 1) + c_{6,m} \sqrt{2^{R_B} - 1} + c_{7,m} \right) \right. \right. \\ \left. \left. \cdot \operatorname{erf} \left(c_{3,m} \left(\sqrt{2^{R_B} - 1} a / \rho \right) - c_{4,m} \left(m \sigma_y^2 a \sqrt{2^{R_B} - 1} \rho + \lambda_D s \right) \right) \right. \right. \\ \left. \left. + \sum_{m=1}^M \frac{1}{2} c_{1,m} C_M^m (-1)^m \exp \left(c_{5,m}(2^{R_B} - 1) + c_{6,m} \sqrt{2^{R_B} - 1} + c_{7,m} \right) \operatorname{erf} \left(c_{4,m} (m \sigma_y^2 a \sqrt{2^{R_B} - 1} \rho + \lambda_D s) \right) \right) \right) \quad (24)$$

为对系统方案设计提供参考,分别分析发射功率、反射单元数量等参数对于TSOP的影响。

3.3.1 发射功率 P_t 和TSOP关系

当增加 P_t 时,易知Bob和Eve的信干比均增加,即 $F_{\gamma_E}(P_t)$ 为单调递减函数, $(1 - F_{\gamma_B}(P_t))$ 为单调递增函数。由于 P_{tso} 与两个函数的乘积成比例,其单调性难以保证,直接对式(18)求导,相对复杂。首先从渐近情况分析, P_t 与TSOP的关系。

(1) 当 $P_t \rightarrow 0$ 时,可得

$$\lim_{P_t \rightarrow 0} F_{\gamma_E}(P_t) = \lim_{P_t \rightarrow 0} \exp \left(- \frac{2\pi\rho_E(NP_t L_0^2 / (d_{\text{ar}}^X \sigma_e^2) + P_t L_0 / \sigma_e^2)^{\frac{2}{\chi}}}{\chi(2^{R_B - R_S} - 1)^{\frac{2}{\chi}}} \Gamma \left(\frac{2}{\chi} \right) \right) = 1 \quad (25)$$

对于 $F_{\gamma_B}(P_t)$,易知只有 a 与 P_t 相关,且 $\lim_{P_t \rightarrow 0} a \rightarrow \infty$,则可得

$$\lim_{a \rightarrow \infty} \exp(c_{5,m}z + c_{6,m}\sqrt{z} + c_{7,m}) = 0 \quad (26)$$

由于误差函数 $\operatorname{erf}(\cdot)$ 为有界函数,进而可得

$$\lim_{P_t \rightarrow 0} F_{\gamma_B}(P_t) = \lim_{P_t \rightarrow 0} 1 - \frac{1}{2} \left(\operatorname{erf} \left(\frac{\sqrt{z} a / \rho - s}{\sqrt{2}\sigma_y} \right) + \operatorname{erf} \left(\frac{s}{\sqrt{2}\sigma_y} \right) \right) + 0 \\ = \frac{1}{2} \left(1 - \operatorname{erf} \left(\frac{s}{\sqrt{2}\sigma_y} \right) \right) \quad (27)$$

进一步有

$$P_{\text{tso}} = 1 - \frac{1}{2} \left(1 - \operatorname{erf} \left(\frac{s}{\sqrt{2}\sigma_y} \right) \right) \approx 1 \quad (28)$$

这与实际情况一致,当发送功率非常小时,无法保证传输可靠性,系统通信处于中断状态。

(2) 当 $P_t \rightarrow \infty$ 时,可以得到

$$\lim_{P_t \rightarrow \infty} F_{\gamma_E}(P_t) = \lim_{P_t \rightarrow \infty} \exp \left(- \frac{2\pi\rho_E(NP_t L_0^2 / (d_{\text{ar}}^X \sigma_e^2) + P_t L_0 / \sigma_e^2)^{\frac{2}{\chi}}}{\chi(2^{R_B - R_S} - 1)^{\frac{2}{\chi}}} \Gamma \left(\frac{2}{\chi} \right) \right) = 0 \quad (29)$$

由于 $F_{\gamma_B}(P_t)$ 有界,则可得

$$\lim_{P_t \rightarrow \infty} P_{\text{tso}} = 1 \quad (30)$$

可见TSOP关于 P_t 不存在单调性,且 P_t 不能设置过高,需要合理配置功率保证最优性能。

定理1 当满足 $M = 1$ 且 $\rho^2 \ll 1$ 时,TSOP关于 P_t 有且最多一个极值点。

证明 当天线数 $M = 1$ 时,式(18)可以简化为

$$F_{\gamma_B}(P_t) = \left(\frac{1}{2} \left(\operatorname{erf} \left(\frac{a/\rho\sqrt{z} - s}{\sqrt{2}\sigma_y} \right) + \operatorname{erf} \left(\frac{s}{\sqrt{2}\sigma_y} \right) \right) \right. \\ \left. - \frac{\sqrt{\lambda_D}}{2c_1} \exp \left(- \frac{(a\sqrt{z} - \rho s)^2}{2\sigma_y^2 \rho^2 + 1} \right) \right. \\ \left. \operatorname{erf} \left(\frac{\frac{a}{\rho}\sqrt{z} - s}{\sqrt{2\sigma_y^2 \rho^2 + 1}\sqrt{2}\sigma_y} \right) \right. \\ \left. - \frac{\sqrt{\lambda_D}}{2c_1} \exp \left(- \frac{(a\sqrt{z} - \rho s)^2}{2\sigma_y^2 \rho^2 + 1} \right) \right. \\ \left. \operatorname{erf} \left(\frac{\sigma_y^2 a \rho \sqrt{z} + \lambda_D s}{\sqrt{2\sigma_y^2 \rho^2 + 1}\sqrt{\sigma_y^2}} \right) \right) \quad (31)$$

根据误差函数 $\operatorname{erf}(\cdot)$ 的性质,自变量趋近于2和-2时,函数值分别逼近1和-1。

对于 $\operatorname{erf} \left(\frac{\sigma_y^2 a \rho \sqrt{z} + \lambda_D s}{\sqrt{2\sigma_y^2 \rho^2 + 1}\sqrt{\sigma_y^2}} \right)$,当 $\rho^2 \ll 1$ 时,可得

$$\frac{\sigma_y^2 a \rho \sqrt{z} + \lambda_D s}{\sqrt{2\sigma_y^2 \rho^2 + 1} \sqrt{\sigma_y^2}} > \frac{\lambda_D s}{\sqrt{2\sigma_y^2 \rho^2 + 1} \sqrt{\sigma_y^2}}$$

$$\approx \frac{\frac{N}{8} \pi}{\sqrt{N \left(1 - \frac{\pi^2}{16}\right)}} \approx 0.63N \quad (32)$$

即可知 $\operatorname{erf}\left(\frac{\sigma_y^2 a \rho \sqrt{z} + \lambda_D s}{\sqrt{2\sigma_y^2 \rho^2 + 1} \sqrt{\sigma_y^2}}\right) \approx 1$, 同理可得 $\operatorname{erf}\left(\frac{s}{\sqrt{2}\sigma_y}\right) \approx 1$ 。

当功率 P_t 取值较小满足 $\frac{a/\rho\sqrt{z}-s}{\sqrt{2}\sigma_y} \gg 2$ 时, 可得 $\operatorname{erf}\left(\frac{a/\rho\sqrt{z}-s}{\sqrt{2}\sigma_y}\right) \approx 1$, 且由于 $\rho^2 \ll 1$, 有 $\operatorname{erf}\left(\frac{\frac{a}{\rho}\sqrt{z}-s}{\sqrt{2\sigma_y^2\rho^2+1}\sqrt{2}\sigma_y}\right) \approx \operatorname{erf}\left(\frac{\frac{a}{\rho}\sqrt{z}-s}{\sqrt{2}\sigma_y}\right) \approx 1$, 因此, 当 P_t 较小时, 有近似

$$F_{\gamma_b}(P_t) \approx 1 - \frac{\sqrt{\lambda_D}}{c_1} \exp\left(-\frac{(a\sqrt{z}-\rho s)^2}{(2\sigma_y^2\rho^2+1)}\right) \quad (33)$$

当进一步增大 P_t 时, $\operatorname{erf}\left(\frac{a/\rho\sqrt{z}-s}{\sqrt{2}\sigma_y}\right)$ 的自变量

$$f_{\text{tso}}(P_t) \approx 1 - \frac{\sqrt{\lambda_D}}{c_1} \exp\left(-\frac{2\pi\rho_E(NP_tL_0^2/(d_{\text{ar}}^X\sigma_e^2) + P_tL_0/\sigma_e^2)^{\frac{2}{\chi}}}{\chi(2^{R_b-R_s}-1)^{\frac{2}{\chi}}}\Gamma\left(\frac{2}{\chi}\right) - \frac{(a\sqrt{z}-\rho s)^2}{(2\sigma_y^2\rho^2+1)}\right) \quad (36)$$

对式(36)求导可得

$$f'_{\text{tso}}(P_t) \approx P_t^{-2} \left(\xi_1 P_t^{\frac{2}{\chi}+1} - 2\xi_2^2 + \xi_3 P_t^{\frac{1}{\chi}} \right) (1 - f_{\text{tso}}(P_t)) \quad (37)$$

其中, $\xi_1 = \frac{2\pi\rho_E(NL_0^2/(d_{\text{ar}}^X\sigma_e^2) + L_0/\sigma_e^2)^{\frac{2}{\chi}}}{\chi(2^{R_b-R_s}-1)^{\frac{2}{\chi}}}\Gamma\left(\frac{2}{\chi}\right) > 0$,

$$\xi_2 = \sqrt{\frac{d_{\text{ab}}^X\sigma_b^2}{L_0(2\sigma_y^2\rho^2+1)}} > 0, \quad \xi_3 = \frac{\rho s}{\sqrt{(2\sigma_y^2\rho^2+1)}} > 0.$$

$$F_{\gamma_b}(P_t) \approx \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \left(\sum_{i=1}^3 w_i \exp\left(-p_i \left(\frac{a/\rho\sqrt{z}-s}{\sqrt{2}\sigma_y}\right)^2\right) - \frac{1}{2} \right) - \frac{1}{2} \sum_{i=1}^3 w_i \exp\left(-p_i \left(\frac{a/\rho\sqrt{z}-s}{\sqrt{2}\sigma_y}\right)^2\right) \quad (39)$$

$$= 0$$

当进一步增大 P_t , 满足 $\frac{a/\rho\sqrt{z}-s}{\sqrt{2}\sigma_y} \leq -2$ 时, 由 $\operatorname{erf}\left(\frac{a/\rho\sqrt{z}-s}{\sqrt{2}\sigma_y}\right) \approx -1$ 易得

$$F_{\gamma_b}(P_t) \approx 0 \quad (40)$$

式(40)也可由 $F_{\gamma_b}(P_t)$ 单调递减可得。又由于 $F_{\gamma_E}(P_t)$ 为单调递减, 则可知在 $f_{\text{tso}}(P_t)$ 此区间单调递增, 不存在极值点。综上, 定理1得证。

落在 $[0, 2]$ 的区间。在此区间利用误差函数的近似形式^[18]进行逼近, 则有

$$F_{\gamma_b}(P_t) \approx \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \left(1 - \sum_{i=1}^3 w_i \exp\left(-p_i \left(\frac{a/\rho\sqrt{z}-s}{\sqrt{2}\sigma_y}\right)^2\right) \right) - \frac{1}{2\sqrt{2\sigma_y^2\rho^2+1}} \exp\left(-\frac{\rho^2 \left(\frac{a}{\rho}\sqrt{z}-s\right)^2}{2\sigma_y^2\rho^2+1}\right) \cdot \left(2 - \sum_{i=1}^3 w_i \exp\left(-p_i \left(\frac{a/\rho\sqrt{z}-s}{\sqrt{2}\sigma_y}\right)^2\right) \right) \quad (34)$$

其中, $w_i = [1/6 \ 1/3 \ 1/3]$, $p_i = [1 \ 4 \ 4/3]$ 。

由于 $\rho^2 \ll 1$, 则 $\frac{\rho^2 \left(\frac{a}{\rho}\sqrt{z}-s\right)^2}{2\sigma_y^2\rho^2+1} \ll \frac{p_i}{2\sigma_y^2} \left(\frac{a}{\rho}\sqrt{z}-s\right)^2$, $\frac{1}{2\sqrt{2\sigma_y^2\rho^2+1}} \approx \frac{1}{2}$, 通过近似可得

$$F_{\gamma_b}(P_t) \approx 1 - \frac{\sqrt{\lambda_D}}{c_1} \exp\left(-\frac{(a\sqrt{z}-\rho s)^2}{(2\sigma_y^2\rho^2+1)}\right) \quad (35)$$

则在上述区间, 相应的TSOP的表达式为

进一步令 $P_t = t^2$, 则有

$$f'_{\text{tso}}(P_t) \approx t^{-4} \left(\xi_1 t^{\frac{4}{\chi}+2} - 2\xi_2^2 + \xi_3 \xi_3 t \right) (1 - f_{\text{tso}}(t^2)) \quad (38)$$

由指数函数和线性函数的性质, 易知 $f_{\text{tso}}(P_t)$ 有且最多一个极值点。

继续增大 P_t , 当 $\frac{a/\rho\sqrt{z}-s}{\sqrt{2}\sigma_y}$ 处于区间 $[-2, 0]$ 时, 可得

事实上有 $\rho^2 = \frac{L_0 d_{\text{ab}}^X}{d_{\text{ar}}^X d_{\text{rb}}^X} \approx \frac{L_0}{d_{\text{ar}}^X}$, 由于无线环境中参考路损典型值 $L_0 = 10^{-3} \ll 1$ ^[19,20], 且反射面离基站不可能部署太近, 即 $d_{\text{ar}}^X \gg 1$, 则 $\rho^2 \leq 10^{-3} \ll 1$ 很容易满足, 该结论具有实用意义。

当 $f_{\text{tso}}(P_t)$ 只有一个最优点时, 可通过常用的二分法、牛顿法等优化算法获得最优功率^[21], 篇幅有限, 不再列出。当 $M > 1$ 时, 虽然难以获得类似结论, 但增大 M , 相应的函数 $(1 - F_{\gamma_b}(P_t))$ 上升更

快,易知对应的最优功率必然比 $M=1$ 时最优功率小,这将在后续仿真中进一步验证。

3.3.2 反射单元数量 N 和TSOP关系

由式(17)易知, F_{γ_E} 为关于 N 的单调不减函数。对于 F_{γ_b} ,直接对式(18)求导获得单调性较为困难。由 X_1 和 Y_1 的概率密度函数,可将 γ_b 分布表示为

$$F_{\gamma_b}(z, N) = \int_0^{\sqrt{z}a/\rho} F_{Y_1}(a\sqrt{z} - \rho x, N) f_{X_1}(x) dx \quad (41)$$

由于 $f_{X_1}(x)$, $\sqrt{z}a/\rho$ 与 N 无关,则 $F_{Y_1}(a\sqrt{z} - \rho x, N)$ 与 $F_{\gamma_b}(z, N)$ 单调性一致。因此首先证明 $F_{Y_1}(a\sqrt{z} - \rho x, N)$ 的单调性。

$$F_{Y_1}(a\sqrt{z} - \rho x, N) = \frac{1}{2} + \operatorname{erf} \left(\frac{a\sqrt{z} - \rho x}{\sqrt{2}\sqrt{(1 - \pi^2/16)N}} - \frac{\frac{N}{4}\pi}{\sqrt{2}\sqrt{(1 - \pi^2/16)N}} \right) \quad (42)$$

则关于 N 求导可得

$$F'_{Y_1}(a\sqrt{z} - \rho x, N) = -\pi \left(\frac{\sqrt{z} - x}{\sqrt{2}\sqrt{(1 - \pi^2/16)N^3}} + \frac{\pi}{4\sqrt{2}\sqrt{(1 - \pi^2/16)N}} \right) \cdot \exp \left(- \left(\frac{a\sqrt{z} - \rho x}{\sqrt{2}\sqrt{(1 - \pi^2/16)N}} - \frac{\frac{N}{4}\pi}{\sqrt{2}\sqrt{(1 - \pi^2/16)N}} \right)^2 \right) \leq 0 \quad (43)$$

即函数 $F_{Y_1}(a\sqrt{z} - \rho x, N)$ 为单调不减函数,进而 $F_{\gamma_b}(\sqrt{z}, N)$ 为单调不减函数。

由于 $(1 - P_{\text{tso}})$ 为单调性不同的函数相乘,判断其单调性及最优点是困难的。由于反射面配置在基站附近, $L_0 \ll d_{\text{ar}}^{\chi}$, 即 $P_t L_0^2 / (d_{\text{ar}}^{\chi} \sigma_e^2) \ll P_t L_0 / \sigma_e^2$ 。根据式(24),当 N 较小时,对 $F_{\gamma_E}(N)$ 影响较小,且当反射面离基站越远, N 对 $F_{\gamma_E}(N)$ 影响越小。则可知在一定区间内TSOP随 N 增加而减小。后续通过仿真进一步说明。

3.3.3 发射天线数量 M 和TSOP关系

由式(24)知,发射天线数量 M 只影响 $F_{\gamma_b}(M)$,即仅需证明 $F_{\gamma_b}(M)$ 的单调性。类似上一小节,可将 γ_b 概率分布表示为

$$F_{\gamma_b}(z, M) = \int_0^{\sqrt{z}/\sqrt{\gamma_{\text{arb}}}} F_{X_1} \left(\frac{\sqrt{z} - \sqrt{\gamma_{\text{arb}}}y}{\sqrt{\gamma_{\text{arb}}}}, M \right) f_{Y_1}(y) dy \quad (44)$$

同样地,若证明 $F_{X_1} \left(\frac{\sqrt{z} - \sqrt{\gamma_{\text{arb}}}y}{\sqrt{\gamma_{\text{arb}}}}, M \right)$ 关于 M 的单调性,则可得 $F_{\gamma_b}(M)$ 的单调性。由式(11),有

$$F_{X_1} \left(\frac{\sqrt{z} - \sqrt{\gamma_{\text{arb}}}y}{\sqrt{\gamma_{\text{arb}}}}, M \right) = \left(1 - e^{-\left(\frac{\sqrt{z} - \sqrt{\gamma_{\text{arb}}}y}{\sqrt{\gamma_{\text{arb}}}} \right)^2 / 2\lambda_D} \right)^M \quad (45)$$

易知式(45)关于 M 单调递减,则TSOP随 M 单调递减。

当 $M \rightarrow \infty$ 时,有

$$\lim_{M \rightarrow \infty} F_{X_1} \left(\frac{\sqrt{z} - \sqrt{\gamma_{\text{arb}}}y}{\sqrt{\gamma_{\text{arb}}}}, M \right) = \lim_{M \rightarrow \infty} \left(1 - e^{-\left(\frac{\sqrt{z} - \sqrt{\gamma_{\text{arb}}}y}{\sqrt{\gamma_{\text{arb}}}} \right)^2 / 2\lambda_D} \right)^M = 0 \quad (46)$$

则可得 $\lim_{M \rightarrow \infty} F_{\gamma_b}(z, M) = 0$ 。

进一步有

$$\lim_{M \rightarrow \infty} P_{\text{tso}}(R_B, R_S) = 1 - \exp \left(- \frac{2\pi\rho_E(NP_t L_0^2 / (d_{\text{ar}}^{\chi} \sigma_e^2) + P_t L_0 / \sigma_e^2)^{\frac{2}{\chi}}}{\chi(2^{R_B - R_S} - 1)^{\frac{2}{\chi}}} \Gamma \left(\frac{2}{\chi} \right) \right) \quad (47)$$

则可获得 M 趋近于无穷时TSOP的极限特性。

4 仿真及性能分析

在本节中,对系统性能进行数值仿真。仿真参数如下,Alice,IRS和Bob分别位于坐标(0, 0), (0, 1), (0, 70)处,单位为m。Eve按照HPPP过程建模,最大区间 $R=150$ m。路径衰落系数 $\chi=3$,参考路损 $L_0=-30$ dB,信噪比 $\sigma_b^2 = \sigma_e^2 = -80$ dBm。本节中蒙特卡罗仿真由 10^5 次仿真取平均值得到。

作为比较,本文给出了无反射面辅助下采用TAS方案和波束赋形方案的安全性能,并命名为方案1(TAS+No IRS)和方案2(BF+No IRS)。

图2给出了在给定常用路损 L_0 下,不同 d_{ar} 下拟合曲线和理论曲线的关系图。仿真中,设置 $N=20$, $\rho_E=5 \times 10^{-5} \text{ m}^{-2}$, $R_B=7 \text{ bit}/(\text{s} \cdot \text{Hz})$, $R_S=1 \text{ bit}/(\text{s} \cdot \text{Hz})$ 。可以看到,随着IRS至Alice距离 d_{ar} 越远, ρ 值越小,相应的拟合性能越好,验证了定理1。实际中,IRS与用户存在一定距离,因此通常情况下拟合曲线足以逼近TSOP曲线。图3绘制了TSOP随不同发射功率性能曲线。仿真参数同图2。可以看到,理论曲线和仿真曲线基本一致。随着发送功率增大,TSOP先降后增,这是因为当功率处于一定水平时,主要用来保证传输可靠性,当继续增大发射功率后,窃听方的信干比相

应增大,则必然存在一个平衡,即存在最优的发射功率来保证系统性能最优。观察 $M=1$ 时仿真曲线,有且仅有一个最优值,可通过搜索算法获得最优值;当天线数为1时的最优值的所需的功率高于天线数为4时的最优值所需功率,均验证了3.3.1节的理论分析。进一步,为对比多天线场景下性能,存在IRS时主被动波束成形联合优化的方案(BF+IRS)^[5]性能也一并给出。可以看到,引入IRS后,无论是TAS方案还是BF方案,同等约束下,TSOP均明显下降,说明配置IRS可对系统性能带来提升。但是BF方案需要较多的射频链路和精确的链路信息,特别是联合优化方案计算复杂度高,闭式解获取困难;而采用本文方案,实现简单,开销小,且其性能可与方案2性能接近,可在保证性能的同时降低基站复杂度。

图4给出了IRS处于不同位置时,不同单元数量下系统性能曲线,其中包括理论分析和仿真结果。仿真中,设置 $M=4$, $P_t=22$ dBm, $\rho_E=5\times 10^{-5}$ m⁻², $R_B=7$ bit/(s·Hz), $R_S=1.5$ bit/(s·Hz)。可以看到,理论曲线和仿真曲线基本保持一致。随着单元数量 N 增多,TSOP先降后缓慢上升,当 $d_{ar}=1$ m时,当 $N\geq 50$ 时,TSOP缓慢上升;当 $d_{ar}=2$ m, $N\geq 140$ 时,TSOP缓慢上升;当 $d_{ar}=5$ m, $N\leq 200$ 时,TSOP持续下降,这与第3节理论分析一致。当 N 大于一定程度时,虽然所提的方案增强合法用户信号,但由于反射路径增加,对于窃听用户信干比也带来一定的提升,因而系统的TSOP并

不能保证持续下降。如果能够获得更多的窃听者信息,如利用全局信息设计反射系数,则在该情况下安全性能会随着 N 增加而增加^[13,19]。另外,比较不同位置时性能,当IRS越靠近基站部署,更少的 N 即可达到较优性能,这是因为反射路径越短,反射路损越小,反射径与直达径对齐后带来增量越强。进一步,考虑到IRS硬件能力的限制,实际中只能取离散相位。图4中给出了3 bit量化下系统性能,可以看到,取有限量化比特,并不会对系统性能增量带来明显损失。

图5绘制了不同发射天线数量下性能曲线。仿真中,设置 $N=20$, $P_t=18$ dBm, $\rho_E=5\times 10^{-5}$ m⁻², $R_B=6$ bit/(s·Hz), $R_S=1$ bit/(s·Hz)。可以看到,理论曲线和仿真曲线基本保持一致,随着发射天线数量 M 增大,TSOP逐渐下降,而当 M 增加到一定程度时,对于本文所提的方案和BF方案,中断概率性能逐渐趋于平缓,逐渐逼近理论分析极限值。而对于无IRS的TAS方案,要达到同等的安全性能,需要 M 更多,而与之对比的是通过部署低成本IRS可以达到同等性能,降低了对系统链路信息精度需求。

图6给出了不同窃听分布密度下性能曲线。仿真中,设置 $P_t=20$ dBm, $M=4$, $R_B=6$ bit/(s·Hz), $R_S=1$ bit/(s·Hz)。可以看到,理论曲线和仿真曲线基本保持一致。当 $\rho_E=2\times 10^{-5}$ m⁻²时,在给定区域内窃听者平均数量为1.4个,当 $\rho_E=5\times 10^{-5}$ m⁻²时,在给定区域内窃听者平均数量为3.5个,随着

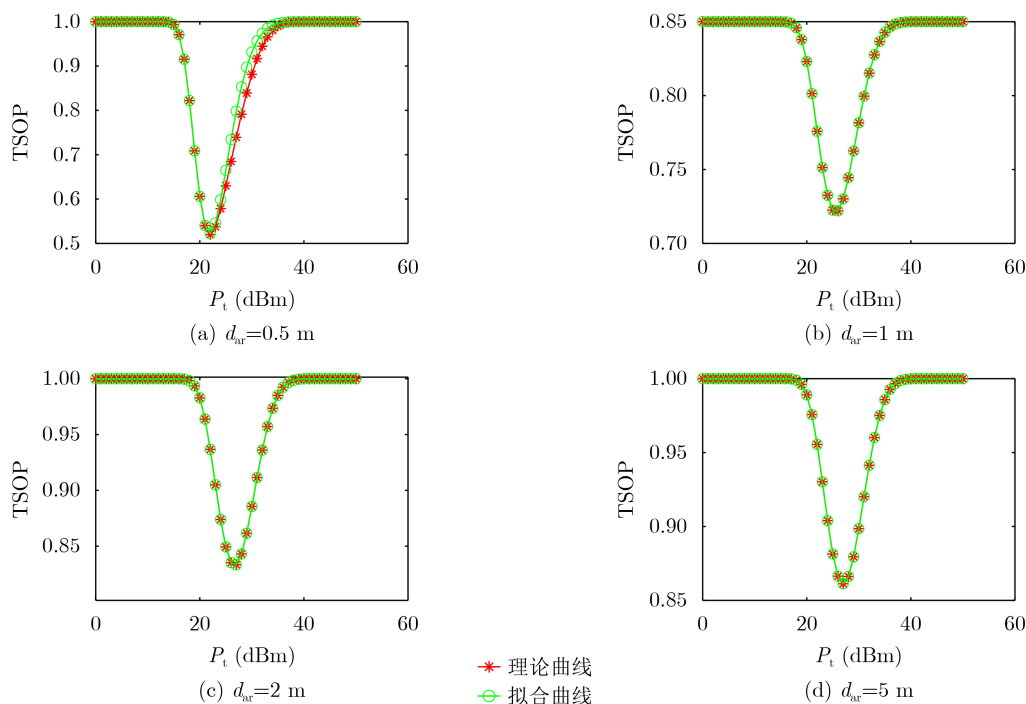


图2 不同 d_{ar} 下理论曲线与拟合曲线关系图

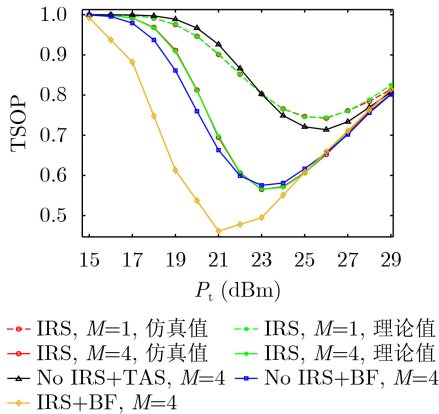


图3 TSOP随发送功率的变化

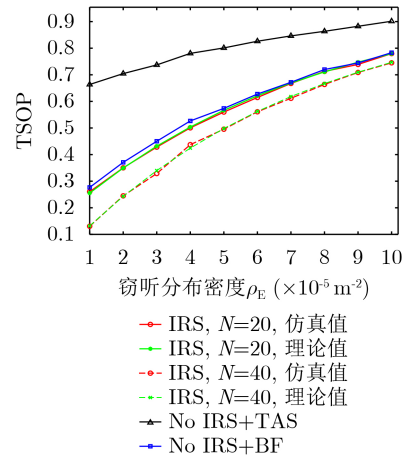


图6 TSOP随窃听分布密度的变化

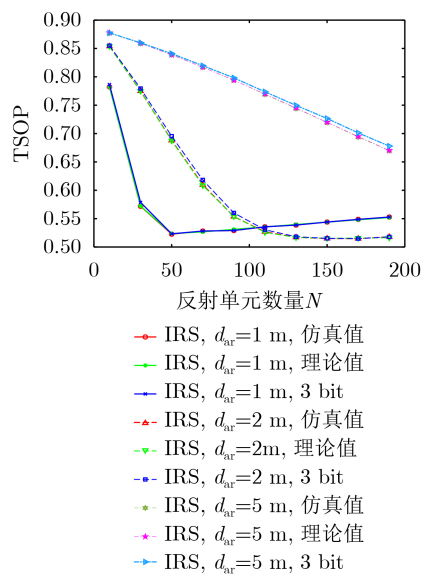


图4 TSOP随反射单元数量的变化

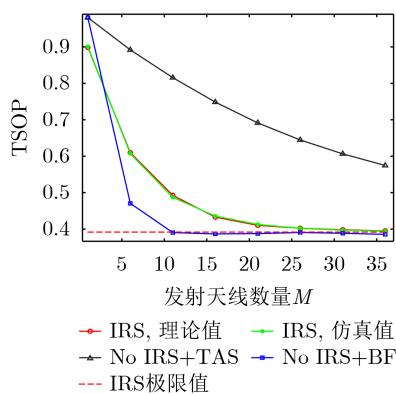


图5 TSOP随发射天线数量的变化

窃听分布密度的增加，TSOP逐渐增大。当 $N = 20$ 时，相较于无IRS的方案，本文所提方案可以提供更高安全性能。进一步增加无源反射单元数量，通过提供更多的设计维度，增强合法方信道质量，安全性能得到进一步提升，即通过部署IRS可容忍更多的窃听器，适合未来绿色通信。

5 结束语

本文分析了窃听器随机分布下智能反射面辅助的MISO系统的安全性能。首先给出了基站和反射面的工作策略，并用随机几何理论来刻画窃听器位置的不确定性，然后以TSOP作为性能指标，推导该指标下的闭式解，分析了系统参数对性能指标的影响，最后通过仿真验证了理论分析的正确性。理论分析和仿真结果表明，部署反射面后，安全性能得到提升，并通过合理配置发送功率、发送天线数量等参数，可以得到最优的安全性能。本文只考虑基站服务单用户的情况，实际中同时服务多用户的情况更为普遍，相应的信道间互干扰更严重，预编码矩阵和反射系数设计更为复杂，值得后续进一步研究。

参考文献

[1] YOU Xiaohu, WANG Chengxiang, HUANG Jie, *et al.* Towards 6G wireless communication networks: Vision, enabling technologies, and new paradigm shifts[J]. *Science China Information Sciences*, 2021, 64(1): 110301. doi: 10.1007/s11432-020-2955-6.

[2] 于宝泉, 蔡跃明, 胡健伟. 认知无线电非正交多址接入随机网络物理层安全性能分析[J]. *电子与信息学报*, 2020, 42(4): 950-956. doi: 10.11999/JEIT190049.

YU Baoquan, CAI Yueming, and HU Jianwei. Performance analysis of physical layer security for cognitive radio non-orthogonal multiple access random network[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2020, 42(4): 950-956. doi: 10.11999/JEIT190049.

[3] 雷维嘉, 林秀珍, 杨小燕, 等. 利用人工噪声提高合法接收者性能的物理层安全方案[J]. *电子与信息学报*, 2016, 38(11): 2887-2892. doi: 10.11999/JEIT160054.

LEI Weijia, LIN Xiuzhen, YANG Xiaoyan, *et al.* Physical layer security scheme exploiting artificial noise to improve the performance of legitimate user[J]. *Journal of Electronics*

- & *Information Technology*, 2016, 38(11): 2887–2892. doi: [10.11999/JEIT160054](https://doi.org/10.11999/JEIT160054).
- [4] HUANG Chongwen, HU Sha, ALEXANDROPOULOS G C, *et al.* Holographic MIMO surfaces for 6G wireless networks: Opportunities, challenges, and trends[J]. *IEEE Wireless Communications*, 2020, 27(5): 118–125. doi: [10.1109/MWC.001.1900534](https://doi.org/10.1109/MWC.001.1900534).
- [5] WU Qingqing and ZHANG Rui. Towards smart and reconfigurable environment: Intelligent reflecting surface aided wireless network[J]. *IEEE Communications Magazine*, 2020, 58(1): 106–112. doi: [10.1109/MCOM.001.1900107](https://doi.org/10.1109/MCOM.001.1900107).
- [6] CUI Miao, ZHANG Guangchi, and ZHANG Rui. Secure wireless communication via intelligent reflecting surface[J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2019, 8(5): 1410–1414. doi: [10.1109/LWC.2019.2919685](https://doi.org/10.1109/LWC.2019.2919685).
- [7] CHU Zheng, HAO Wanming, XIAO Pei, *et al.* Intelligent reflecting surface aided multi-antenna secure transmission[J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2020, 9(1): 108–112. doi: [10.1109/LWC.2019.2943559](https://doi.org/10.1109/LWC.2019.2943559).
- [8] CHEN Jie, LIANG Yingchang, PEI Yiyang, *et al.* Intelligent reflecting surface: A programmable wireless environment for physical layer security[J]. *IEEE Access*, 2019, 7: 82599–82612. doi: [10.1109/ACCESS.2019.2924034](https://doi.org/10.1109/ACCESS.2019.2924034).
- [9] YU Xianghao, XU Dongfang, SUN Ying, *et al.* Robust and secure wireless communications via intelligent reflecting surfaces[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2020, 38(11): 2637–2652. doi: [10.1109/JSAC.2020.3007043](https://doi.org/10.1109/JSAC.2020.3007043).
- [10] YANG Liang, YANG Jinxia, XIE Wenwu, *et al.* Secrecy performance analysis of RIS-aided wireless communication systems[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2020, 69(10): 12296–12300. doi: [10.1109/TVT.2020.3007521](https://doi.org/10.1109/TVT.2020.3007521).
- [11] ZHANG Haiyang, HUANG Yongming, LI Chunguo, *et al.* Secure beamforming design for SWIPT in MISO broadcast channel with confidential messages and external eavesdroppers[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2016, 15(11): 7807–7819. doi: [10.1109/TWC.2016.2607705](https://doi.org/10.1109/TWC.2016.2607705).
- [12] CHEN Gaojie, COON J P, and DI RENZO M. Secrecy outage analysis for downlink transmissions in the presence of randomly located eavesdroppers[J]. *IEEE Transactions on Information Forensics and Security*, 2017, 12(5): 1195–1206. doi: [10.1109/TIFS.2017.2656462](https://doi.org/10.1109/TIFS.2017.2656462).
- [13] GUAN Xinrong, WU Qingqing, and ZHANG Rui. Intelligent reflecting surface assisted secrecy communication: Is artificial noise helpful or not?[J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2020, 9(6): 778–782. doi: [10.1109/LWC.2020.2969629](https://doi.org/10.1109/LWC.2020.2969629).
- [14] GERACI G, SINGH S, ANDREWS J G, *et al.* Secrecy rates in broadcast channels with confidential messages and external eavesdroppers[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2014, 13(5): 2931–2943. doi: [10.1109/TWC.2014.041014.131101](https://doi.org/10.1109/TWC.2014.041014.131101).
- [15] XU Xiaoming, HE Biao, YANG Weiwei, *et al.* Secure transmission design for cognitive radio networks with Poisson distributed eavesdroppers[J]. *IEEE Transactions on Information Forensics and Security*, 2016, 11(2): 373–387. doi: [10.1109/TIFS.2015.2500178](https://doi.org/10.1109/TIFS.2015.2500178).
- [16] GRADSHTEIN I S and RYZHIK I M. Table of Integrals, Series, and Products[M]. 7th ed. Burlington: Academic Press, 2007: 337–338.
- [17] HAENGGI M. Stochastic Geometry for Wireless Networks[M]. Cambridge: Cambridge University Press, 2013: 99–102.
- [18] SADHWANI D, YADAV R N, and AGGARWAL S. Tighter bounds on the Gaussian Q function and its application in Nakagami- m fading channel[J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2017, 6(5): 574–577. doi: [10.1109/LWC.2017.2717907](https://doi.org/10.1109/LWC.2017.2717907).
- [19] ZHOU Gui, PAN Cunhua, REN Hong, *et al.* A framework of robust transmission design for IRS-Aided MISO communications with imperfect cascaded channels[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2020, 68: 5092–5106. doi: [10.1109/TSP.2020.3019666](https://doi.org/10.1109/TSP.2020.3019666).
- [20] ZHANG Shuowen and ZHANG Rui. Capacity characterization for intelligent reflecting surface aided MIMO communication[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2020, 38(8): 1823–1838. doi: [10.1109/JSAC.2020.3000814](https://doi.org/10.1109/JSAC.2020.3000814).
- [21] CHONG E K P and ŽAK S H. An Introduction to Optimization[M]. 4th ed. New York: John Wiley & Sons, Inc., 2013: 103–175.
- 杨杰: 男, 1989年生, 博士生, 主要研究方向为移动通信安全等。
季新生: 男, 1968年生, 教授, 博士生导师, 主要研究方向为无线通信安全等。
王飞虎: 男, 1992年生, 硕士, 研究实习员, 研究方向为移动通信、通信信号处理等。
金梁: 男, 1969年生, 教授, 博士生导师, 主要研究方向为移动通信安全等。
杨金梅: 女, 1982年生, 硕士, 助理研究员, 主要研究方向为移动通信、通信信号处理等。

责任编辑: 马秀强