



研究与开发

自适应调制 MIMO 无线系统的物理层安全

李辉, 李光球, 罗延翠, 刘会芝
(杭州电子科技大学, 浙江 杭州 310018)

摘要: 针对主动窃听场景下单输入单输出 (single-input single-output, SISO) 自适应调制频谱效率低和物理层安全 (physical layer security, PLS) 性能差的问题, 提出了一种多输入多输出 (multiple-input multiple-output, MIMO) 安全自适应调制 (secure adaptive modulation, SAM) 无线系统 PLS 模型。其设计思路是: 通过在发送端采用发送天线选择 (transmit antenna selection, TAS)、在合法接收端采用最大比合并 (maximal ratio combining, MRC) 的天线分集技术来提高主信道的信噪比, 以改善频谱效率; 同时, 限制主动窃听者的误比特率, 使之无法解调出主信道发送的机密信息, 从而保证合法接收端的 PLS。在平均发射功率和 PLS 的联合约束下, 推导 SAM-MIMO 系统的最佳切换门限和频谱效率以及窃听者的平均误比特率的解析表达式。数值计算与仿真结果表明: 与 SAM-SISO 系统相比, 采用 TAS/MRC 技术的 SAM 系统既可以提高主信道的频谱效率, 又可以确保对主动窃听者的 PLS。

关键词: 自适应调制; 多输入多输出; 发送天线选择; 最大比合并; 频谱效率; 物理层安全

中图分类号: TN918.1

文献标志码: A

doi: 10.11959/j.issn.1000-0801.2023141

Physical layer security of MIMO wireless systems with adaptive modulation

LI Hui, LI Guangqiu, LUO Yancui, LIU Huizhi
Hangzhou Dianzi University, Hangzhou 310018, China

Abstract: To solve the problems of low spectral efficiency and poor performance of physical layer security (PLS) in single-input single-output (SISO) wireless systems with adaptive modulation in the presence of an active eavesdropper, multiple-input multiple-output (MIMO) wireless systems with secure adaptive modulation (SAM) were proposed. The design idea was to improve the spectral efficiency of the main channel by antenna diversity technology, which used the transmit antenna selection (TAS) at the transmitter and the maximal ratio combining (MRC) at the legitimate receiver to improve the signal-to-noise ratio. Simultaneously, the PLS of the legitimate receiver was guaranteed by limiting the bit error rate of the active eavesdropper so that it could not demodulate the confidential information from the main channel. With the joint constraints of the average transmission power and PLS, the optimal switching thresholds and the analytical expressions of spectral efficiency and the eavesdropper's average bit error rate of the SAM-MIMO systems were derived. Numerical and simulation results show that SAM systems using TAS/MRC

收稿日期: 2023-03-06; 修回日期: 2023-07-03

通信作者: 李光球, 2237468096@qq.com

technology can not only improve the spectral efficiency of the main channel, but also ensure the PLS against the active eavesdropper, compared with the SAM-SISO systems.

Key words: adaptive modulation, multiple-input multiple-output, transmit antenna selection, maximum ratio combining, spectral efficiency, physical layer security

0 引言

用户数量和业务量的急剧增长导致有限的无线频谱资源捉襟见肘^[1], 提高频谱效率是解决这个矛盾的关键。自适应调制 (adaptive modulation, AM) 可以通过调整发射功率、编码速率、星座图尺寸等参数来提高其频谱效率^[2-3], 已在长期演进 (long term evolution, LTE) 技术、终端直通、物联网、可见光通信、能量收集、非正交多址接入等系统中获得了广泛应用^[4-9]。文献[4]利用 AM 提高 LTE-Advanced 的吞吐量。文献[5]利用 AM 提高终端直通网络的频谱效率。AM 用于物联网, 可以提高无线传感器网络的吞吐量^[6]。AM 用于可见光通信系统, 可在满足可靠性的前提下提高其频谱效率^[7]。文献[8]将 AM 应用于能量收集无线系统, 研究结果表明, AM 既提高了其能量收集效率, 又提高了频谱效率。文献[9]用自适应离散多进制正交振幅调制 (multiple quadrature amplitude modulation, MQAM) 来提高非正交多址接入下行网络的频谱效率。AM 和多输入多输出 (multiple-input multiple-output, MIMO) 技术相结合可以进一步提高其频谱效率^[10], 文献[11]和文献[12]分别利用最大比合并 (maximal ratio combining, MRC) 和发送天线选择 (transmit antenna selection, TAS) 提高 AM 无线系统的频谱效率。

AM 无线系统的开放性与广播性使其通信过程存在安全隐患, 物理层安全 (physical layer security, PLS) 具有容易实现、不需要密钥等优点^[13], 可以实现 AM 无线系统的安全通信。为了叙述方便, 下面将考虑物理层安全约束的 AM 称为安全自适应调制 (secure adaptive modulation, SAM)。在主动窃听场景下, 窃听者的完整信道状态信息 (channel

state information, CSI) 通常假定是可知的。文献[14]基于主动窃听者的 CSI 对人工噪声的波束进行了设计, 相比传统的波束成形方案获得了更好的 PLS 性能表现。文献[15]中, 主动窃听者对部分信号进行窃听, 对其他信号进行合法接收, 以此假定其 CSI 可知, 并据此设计了一种收发联合波束成形的方案, 在提高主信道信干噪比的同时, 实现了对窃听者的 PLS。文献[16]将窃听者考虑为系统中其他业务的用户, 可以向发送端报告其 CSI, 但不被其他接收端所信任, 通过交替优化算法提高了主动窃听场景下智能反射表面系统的安全速率。基于发送端可以知道窃听者完整 CSI 的假定, 文献[17]在调制方式的选择策略中考虑了窃听者的瞬时信噪比, 通过限制窃听者的误比特率实现单天线 SAM 无线系统的 PLS, 并推导了 SAM 的最佳切换门限、频谱效率和主动窃听者的平均误比特率。文献[18]在获得所有信道的瞬时信噪比的假定下, 通过限制不可信中继节点的误比特率实现采用 SAM 的单天线中继无线系统的 PLS。文献[19]研究了在采用 SAM 的无线广播系统中通过限制非目标用户的误比特率实现目标用户的 PLS。文献[20]在自动重传请求的基础上利用基于服务质量 (quality of service, QoS) 的 SAM 实现无线系统的 PLS。

MIMO 系统中的 TAS/MRC 技术可以改善无线系统的信噪比和误比特率性能, 从而提高系统的有效性和安全性^[21-22]。若将 SAM 和 TAS/MRC 结合, 可预期 SAM-MIMO 无线系统不仅能提高其频谱效率, 同时又能提高其对主动窃听者的 PLS 性能, 目前尚未见有研究报道, 本文提出主动窃听场景下采用自适应离散 MQAM 和 TAS/MRC 天线分集的 SAM-MIMO 无线系统 PLS 模型, 推导平均功率和 PLS 联合约束下 SAM 的



最佳切换门限和频谱效率以及主动窃听者平均误比特率的解析表达式,最后进行数值计算与仿真结果验证。

1 系统模型

1.1 信道模型

采用 TAS/MRC 天线分集的 SAM-MIMO 无线系统 PLS 模型如图 1 所示。考虑图 1 所示的 SAM-MIMO 无线系统,发送端 Alice、合法接收端 Bob 和主动窃听者 Eve 分别配有 N_A 、 N_B 、 N_E 根天线; Alice 采用 TAS 和具有 N 种星座图尺寸的自适应 MQAM 发送机密信息, Bob 和 Eve 均采用 MRC 接收信号。假定该无线系统处于主动窃听场景^[14-15],或者 Bob 和 Eve 是不同业务的用户^[16],此时 Alice 不仅可以知道 Bob 的完整 CSI,也可以知道 Eve 的完整 CSI,并据此进行发送天线和调制方式的选择。此外,假定:①Alice 的第 i 根天线到 Bob 的第 j 根天线的信道系数 $h_{j,i}$ 与到 Eve 的第 k 根天线的信道系数 $g_{k,i}$ 相互独立,且均服从 $CN(0,1)$ 分布;②Bob、Eve 的每根接收天线上的噪声均为相互独立的加性白高斯噪声,均值为 0,方差分别为 σ_B^2 、 σ_E^2 ;③Alice 的平均发射功率为 $\bar{S}$ 。基于以上假定, Bob、Eve 每根接收天线上的瞬时接收信噪比分别为 $\gamma_{B,j,i} = \bar{\gamma}_B |h_{j,i}|^2$ 、 $\gamma_{E,k,i} = \bar{\gamma}_E |g_{k,i}|^2$,其中, $\bar{\gamma}_B = \bar{S} / \sigma_B^2$ 、 $\bar{\gamma}_E = \bar{S} / \sigma_E^2$ 。

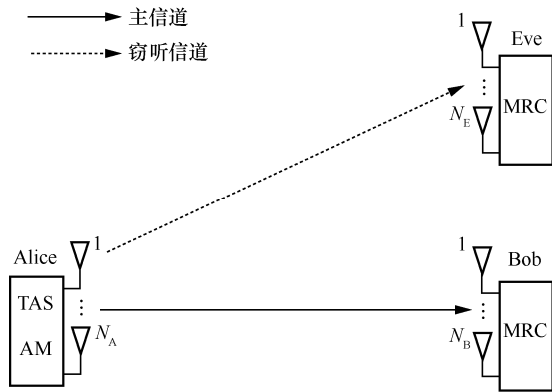


图1 采用 TAS/MRC 天线分集的 SAM-MIMO 无线系统 PLS 模型

假定 Alice 选择使 Bob 的 MRC 合并器输出信噪比最大的发送天线发送自适应 MQAM 信号,则 Bob 的瞬时接收信噪比为 $\gamma_B = \max_{1 \leq i \leq N_A} \left\{ \sum_{j=1}^{N_B} \gamma_{B,j,i} \right\}$,对应的概率密度函数(probability density function, PDF)为^[23]:

$$f_{\gamma_B}(\gamma_B) = \frac{N_A \gamma_B^{N_B-1} e^{-\gamma_B/\bar{\gamma}_B}}{\bar{\gamma}_B^{N_B} (N_B-1)!} \left[1 - e^{-\gamma_B/\bar{\gamma}_B} \sum_{j=0}^{N_B-1} \frac{(\gamma_B/\bar{\gamma}_B)^{j-1}}{(j-1)!} \right]^{N_A-1} \quad (1)$$

使用 J.C.P.Miller 多项式展开^[24],式(1)可以写成:

$$f_{\gamma_B}(\gamma_B) = \frac{N_A \gamma_B^{N_B-1} e^{-\gamma_B/\bar{\gamma}_B}}{\bar{\gamma}_B^{N_B} (N_B-1)!} \sum_{i=0}^{N_A-1} \binom{N_A-1}{i} (-1)^i e^{\frac{i\gamma_B}{\bar{\gamma}_B}} \sum_{j=0}^{N_B-1} \frac{1}{j!} C_j(i) \left(\frac{\gamma_B}{\bar{\gamma}_B} \right)^j \quad (2)$$

其中,展开系数 $C_j(i)$ 为:

$$C_j(i) = \begin{cases} \frac{1}{j} \sum_{l=1}^j \binom{j}{l} [(i+1)l-j] C_{j-l}(i), & j \leq N_B-1 \\ \frac{1}{j} \sum_{l=1}^{N_B-1} \binom{j}{l} [(i+1)l-j] C_{j-l}(i), & j > N_B-1 \end{cases} \quad (3)$$

其中,对于所有的 i ,均有 $C_0(i) = 1$ 。

对于窃听者 Eve,由于 Alice 的 TAS 只基于 Bob 的 CSI,所以 Eve 只能获得自身 MRC 带来的分集增益,其瞬时接收信噪比为 $\gamma_E = \sum_{k=1}^{N_E} \gamma_{E,k,i}$,对应的 PDF 和累积分布函数(cumulative distribution function, CDF)分别为^[25]:

$$f_{\gamma_E}(\gamma_E) = \frac{\gamma_E^{N_E-1} e^{-\gamma_E/\bar{\gamma}_E}}{\bar{\gamma}_E^{N_E} (N_E-1)!} \quad (4)$$

$$F_{\gamma_E}(\gamma_E) = 1 - e^{-\gamma_E/\bar{\gamma}_E} \sum_{k=0}^{N_E-1} \frac{(\gamma_E/\bar{\gamma}_E)^k}{k!} \quad (5)$$

1.2 SAM

假定 Alice 采用的自适应调制有 N 种可选的调制

模式 (modulation mode, MM), 第 $r(1 \leq r \leq N)$ 种 MM 对应的 MQAM 阶数为 $M = 2^{r+1}$, 其频谱效率为 $R_r = \lg M$ 。

在 $M \geq 4$ 且接收信噪比 γ 小于 30 dB 时, MQAM 的误比特率可近似为^[26]:

$$\text{BER}_r(\gamma) = 0.2e^{-1.5\gamma/(M-1)} \quad (6)$$

由式 (6) 可得, 当误比特率为 x 时, 所对应的瞬时接收信噪比为:

$$\theta_r(x) = -2 \ln(5x)(2^{r+1} - 1) / 3 \quad (7)$$

假定主信道与窃听信道具有相同的误比特率性能曲线, 安全间隔示意图如图 2 所示, θ_r^e 、 θ_r^b 分别表示第 r 种 MM 满足 PLS 和 QoS 约束所需要的信噪比。当主信道的信噪比高于 θ_r^b (对应的误比特率低于 BER_b), 同时主动窃听者的信噪比低于 θ_r^e (对应的误比特率大于 BER_e) 时, 认为主动窃听者无法窃听机密信号, 则合法接收端工作在可靠区域, 且对窃听者实现 PLS。安全间隔 (security gap, SG) 依赖于主信道和窃听信道的系统参数, 如调制方式、信道编码方案、收发天线数等。经过数值分析验证, 本文所采用的不同 MQAM 在 $\text{BER}_b = 10^{-6}$ 、 $\text{BER}_e = 10^{-1}$ 条件下的 SG 均约为 $10 \lg \theta_r^b - 10 \lg \theta_r^e = -10 \lg \theta_r^* = 12.45$ dB, 其中 $\theta_r^* = \theta_r^e / \theta_r^b$ 。与文献[14]相似, 本文也假定不同 MM 的 SG 相同, 即有如下关系式:

$$\theta_{r-1}^* = \theta_r^*, 2 \leq r \leq N \quad (8)$$

SAM 的设计原理是: 在满足平均功率约束、主信道误比特率 QoS 且保证对窃听者 PLS 的情况下使系统的频谱达到效率最大, 可建模成:

$$\begin{aligned} & \max \eta \\ & \text{s.t. C1: } \text{BER}_E \geq \text{BER}_e \\ & \quad \text{C2: } \text{BER}_B \leq \text{BER}_b \\ & \quad \text{C3: } E\{S\} \leq \bar{S} \end{aligned} \quad (9)$$

其中, η 为频谱效率; C1 表示 PLS 约束, 当 Eve 的误比特率 BER_E 大于或等于 BER_e 时, Eve 无法

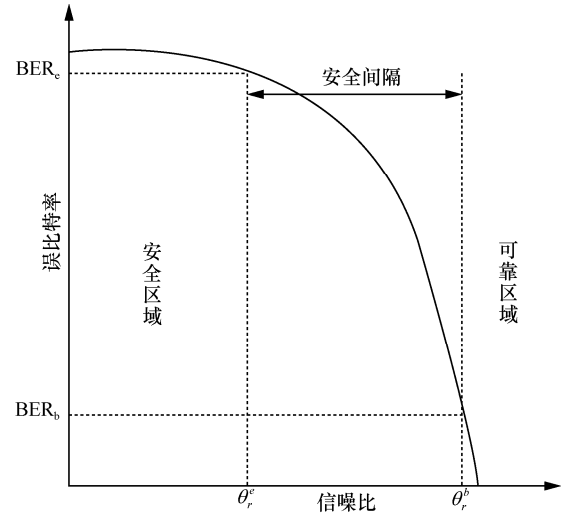


图2 安全间隔示意图

解调出机密信息, Alice 与 Bob 之间的通信是安全的; C2 表示可靠性 QoS 约束, 当 Bob 的误比特率 BER_B 小于或等于 BER_b 时, 才能正确解调出发送信号; C3 表示 Alice 的平均功率约束, S 为 Alice 的瞬时发射功率, $E\{\cdot\}$ 表示求数学期望。

与文献[2]的 AM 相比, 式 (9) 的 SAM 优化问题增加了对窃听者的误比特率约束, 因此, SAM 中 MM 的选择策略需要将式 (9) 中的误比特率约束转化为信噪比约束重新求解。假定 Alice 以瞬时功率 S 发送机密信号, 则 Bob 和 Eve 的瞬时接收信噪比 γ_B 、 γ_E 分别为 $S\gamma_B / \bar{S}$ 、 $S\gamma_E / \bar{S}$, 将约束条件 C2 取等号, 误比特率 BER_b 所对应的瞬时接收信噪比为:

$$\frac{S}{\bar{S}} \gamma_B = \theta_r^b \quad (10)$$

于是 Alice 在 $\text{MM}=r$ 时的瞬时发射功率为:

$$S_r(\gamma_B) = \bar{S} \frac{\theta_r^b}{\gamma_B} \quad (11)$$

在约束条件 C1 下, 误比特率 BER_e 所对应的 Eve 瞬时接收信噪比为:

$$\frac{S}{\bar{S}} \gamma_E \leq \theta_r^e \quad (12)$$

将式 (11) 代入式 (12), 就可以得到 γ_E 的约束:



$$\gamma_E \leq \theta_r^* \gamma_B \quad (13)$$

其中, $\theta_r^* = \theta_r^e / \theta_r^b = \theta_r(\text{BER}_e) / \theta_r(\text{BER}_b)$ 。

至此可得 SAM 的 MM 选择策略为:

$$\text{MM} = \begin{cases} r, \tau_r \leq \gamma_B < \tau_{r+1}, \gamma_E \leq \theta_r^* \gamma_B \\ 0, \gamma_B < \tau_1 \text{ 或 } \gamma_E > \theta_r^* \gamma_B \end{cases} \quad (14)$$

其中, $\tau_r (1 \leq r \leq N)$ 为各个 MM 之间的切换信噪比门限; τ_1 表示系统正常工作所需的最低主信道信噪比; $r = N$ 时, τ_{r+1} 即 τ_{N+1} 定义为正无穷;

MM = 0 表示系统无信号传输。

经过上述推导, 式 (9) 的优化问题可简化为:

$$\begin{aligned} \max \eta \\ \text{s.t. } C3: E\{S\} \leq \bar{S} \end{aligned} \quad (15)$$

式 (15) 优化问题的自由度为 MM 和功率, 其中 MM 对应的速率取值是离散的, 使得式 (15) 难以直接求解。采用与文献[17]相同的办法, 将问题转化为对不同 MM 切换信噪比门限 τ_r 的优化, 使其仍然是一个连续优化问题。同时, 式 (15) 对最佳切换门限 τ_r 的求解是一个凸优化问题^[17], 可以采用拉格朗日乘子法求解, 对应的代价函数为:

$$\mathcal{L} = \eta + \lambda(E\{S\} - \bar{S}) \quad (16)$$

其中, λ 为拉格朗日乘子。

式 (16) 对 τ_r 求导并令其等于 0, 可得最佳切换门限应满足:

$$\frac{\partial \mathcal{L}}{\partial \tau_r} = \frac{\partial \eta}{\partial \tau_r} + \lambda \frac{\partial E\{S\}}{\partial \tau_r} = 0, 1 \leq r \leq N \quad (17)$$

从式 (17) 可知, 式 (15) 的优化问题可按以下 3 步进行求解: ①推导 SAM 的频谱效率 η 和平均功率 $E\{S\}$; ②采用拉格朗日乘子法求解其最佳切换门限 τ_r ; ③采用求得的 τ_r 计算 η 。

1.3 性能指标

SAM-MIMO 无线系统的频谱效率可定义为:

$$\eta = \sum_{r=1}^N R_r \Pr(\text{MM} = r) \quad (18)$$

其中, $\Pr(\cdot)$ 表示事件出现的概率。由式 (14) 可知, $\Pr(\text{MM} = r)$ 的表达式为:

$$\Pr(\text{MM} = r) = \Pr(\tau_r \leq \gamma_B < \tau_{r+1}, \gamma_E \leq \theta_r^* \gamma_B) =$$

$$\int_{\tau_r}^{\tau_{r+1}} \int_0^{\theta_r^* \gamma_B} f_{\gamma_B}(\gamma_B) f_{\gamma_E}(\gamma_E) d\gamma_E d\gamma_B = \int_{\tau_r}^{\tau_{r+1}} f_{\gamma_B}(\gamma_B) F_{\gamma_E}(\theta_r^* \gamma_B) d\gamma_B \quad (19)$$

由于 SAM 最佳切换门限的优化求解基于式 (9), 如文献[17]和文献[18], 本文也采用平均误比特率对 SAM-MIMO 无线系统的性能进行评估。SAM-MIMO 无线系统中 Bob 或 Eve 的平均误比特率为:

$$\overline{\text{BER}} = \frac{1}{\eta} \sum_{r=1}^N R_r \overline{\text{BER}}_r \quad (20)$$

其中, $\overline{\text{BER}}_r$ 表示 MM = r 时的平均误比特率。

2 性能分析

2.1 频谱效率

推导 SAM-MIMO 系统频谱效率 η 的关键是求出 $\Pr(\text{MM} = r)$ 。令 $\Omega_r = \frac{\bar{\gamma}_B \bar{\gamma}_E}{\bar{\gamma}_B \theta_r^* + (1+i)\bar{\gamma}_E}$, 并定义如下两个求和运算规则:

$$\sum_{i,j} G(a,b,c) = \frac{a}{(b-1)!} \sum_{i=0}^{a-1} \binom{a-1}{i} (-1)^i \sum_{j=0}^{i(b-1)} \frac{1}{j!} C_j(i) \left(\frac{1}{c}\right)^{b+j} \quad (21)$$

$$\sum_k H(a,b) = \sum_{k=0}^{a-1} \frac{(b)^k}{k!} \quad (22)$$

其中, a, b, c 为参与运算的变量。将式 (2) 和式 (5) 代入式 (19), 并利用式 (21) 和式 (22), 则 $\Pr(\text{MM} = r)$ 为:

$$\Pr(\text{MM} = r) = \sum_{i,j} G(N_A, N_B, \bar{\gamma}_B) \times \left[\int_{\tau_r}^{\tau_{r+1}} \gamma_B^{N_B+j-1} e^{-\frac{(i+1)\gamma_B}{\bar{\gamma}_B}} d\gamma_B - \sum_k H\left(N_E, \frac{\theta_r^*}{\bar{\gamma}_E}\right) \int_{\tau_r}^{\tau_{r+1}} \gamma_B^{N_B+j+k-1} e^{-\frac{\gamma_B}{\Omega_r}} d\gamma_B \right] \quad (23)$$

为推导式 (23), 定义如下积分运算规则:

$$I_1(\alpha, \beta) = \int_{\tau_r}^{\tau_{r+1}} x^{\alpha-1} e^{-\beta x} dx \quad (24)$$

其中, α 、 β 为参与运算的变量。利用文献[27]的式(3.381.3)可得:

$$I_1(\alpha, \beta) = \beta^{-\alpha} [\Gamma(\alpha, \beta\tau_r) - \Gamma(\alpha, \beta\tau_{r+1})] \quad (25)$$

其中, $\Gamma(a, u) = \int_u^{\infty} t^{a-1} e^{-t} dt$ 为不完全伽玛函数。利用式(25), 式(23)可以写成:

$$\begin{aligned} \Pr(\text{MM} = r) = & \sum_{i,j} G(N_A, N_B, \bar{\gamma}_B) \times \\ & \left[I_1\left(N_B + j, \frac{i+1}{\bar{\gamma}_B}\right) - \sum_k H\left(N_E, \frac{\theta_r^*}{\bar{\gamma}_E}\right) \right. \\ & \left. I_1\left(N_B + j + k, \frac{1}{\Omega_r}\right) \right] \end{aligned} \quad (26)$$

最后, 将式(26)代入式(18), 可得 SAM-MIMO 系统的频谱效率为:

$$\begin{aligned} \eta = & \sum_{r=1}^N R_r \sum_{i,j} G(N_A, N_B, \bar{\gamma}_B) \\ & \left[I_1\left(N_B + j, \frac{i+1}{\bar{\gamma}_B}\right) - \sum_k H\left(N_E, \frac{\theta_r^*}{\bar{\gamma}_E}\right) \right. \\ & \left. I_1\left(N_B + j + k, \frac{1}{\Omega_r}\right) \right] \end{aligned} \quad (27)$$

当发送端、合法接收端和主动窃听者均为单天线, 即 $N_A = N_B = N_E = 1$ 时, 式(27)可以写成:

$$\begin{aligned} \eta = & \sum_{r=1}^N R_r \left\{ \left[\Gamma\left(1, \frac{\tau_r}{\bar{\gamma}_B}\right) - \Gamma\left(1, \frac{\tau_{r+1}}{\bar{\gamma}_B}\right) \right] - \right. \\ & \left. \frac{\Omega_r}{\bar{\gamma}_B} \left[\Gamma\left(1, \frac{\tau_r}{\Omega_r}\right) - \Gamma\left(1, \frac{\tau_{r+1}}{\Omega_r}\right) \right] \right\} = \sum_{r=1}^N R_r \\ & \left\{ \left[e^{-\tau_r/\bar{\gamma}_B} - e^{-\tau_{r+1}/\bar{\gamma}_B} \right] - \frac{\Omega_r}{\bar{\gamma}_B} \left[e^{-\tau_r/\Omega_r} - e^{-\tau_{r+1}/\Omega_r} \right] \right\} \end{aligned} \quad (28)$$

其中, $\Omega_r = \frac{\bar{\gamma}_B \bar{\gamma}_E}{\bar{\gamma}_B \theta_r^* + \bar{\gamma}_E}$ 。式(28)与文献[17]中 SAM-SISO 系统的频谱效率表达式一致, 可见本文的结果更具一般性。

由式(27)可得如下定理:

定理 1 采用 TAS/MRC 天线分集的 SAM-MIMO 无线系统的频谱效率与各 MM 的星座图尺寸, 各节点的天线数 N_A 、 N_B 、 N_E , 主信道平均信噪比 $\bar{\gamma}_B$, 窃听信道的平均信噪比 $\bar{\gamma}_E$ 等参数有关。

2.2 平均功率

发送端的平均功率为瞬时功率按 $\text{MM} = r$ 的出现概率进行加权后的和, 即:

$$E\{S\} = \sum_{r=1}^N S_r(\bar{\gamma}_B) \Pr(\text{MM} = r) \quad (29)$$

将式(11)和式(23)代入式(29)可得:

$$\begin{aligned} E\{S\} = & \sum_{r=1}^N \bar{S} \theta_r^b \sum_{i,j} G(N_A, N_B, \bar{\gamma}_B) \times \\ & \left[\int_{\tau_r}^{\tau_{r+1}} \gamma_B^{N_B+j-2} e^{-\frac{(i+1)\gamma_B}{\bar{\gamma}_B}} d\gamma_B - \sum_k H\left(N_E, \frac{\theta_r^*}{\bar{\gamma}_E}\right) \right. \\ & \left. \int_{\tau_r}^{\tau_{r+1}} \gamma_B^{N_B+j+k-2} e^{-\frac{\gamma_B}{\Omega_r}} d\gamma_B \right] \end{aligned} \quad (30)$$

利用式(24)定义的函数, 式(30)可以写成:

$$\begin{aligned} E\{S\} = & \bar{S} \sum_{r=1}^N \theta_r^b \sum_{i,j} G(N_A, N_B, \bar{\gamma}_B) \times \\ & \left[I_1\left(N_B + j - 1, \frac{i+1}{\bar{\gamma}_B}\right) - \sum_k H\left(N_E, \frac{\theta_r^*}{\bar{\gamma}_E}\right) \right. \\ & \left. I_1\left(N_B + j + k - 1, \frac{1}{\Omega_r}\right) \right] \end{aligned} \quad (31)$$

当发送端、合法接收端和主动窃听者均为单天线, 即 $N_A = N_B = N_E = 1$ 时, 式(31)可以写成:

$$\begin{aligned} E\{S\} = & \bar{S} \sum_{r=1}^N \frac{\theta_r^b}{\bar{\gamma}_B} \left\{ \left[\Gamma\left(0, \frac{\tau_r}{\bar{\gamma}_B}\right) - \Gamma\left(0, \frac{\tau_{r+1}}{\bar{\gamma}_B}\right) \right] - \right. \\ & \left[\Gamma\left(0, \frac{\tau_r}{\Omega_r}\right) - \Gamma\left(0, \frac{\tau_{r+1}}{\Omega_r}\right) \right] \right\} = \frac{\bar{S}}{\bar{\gamma}_B} \sum_{r=1}^N \theta_r^b \\ & \left\{ \left[\text{Ei}\left(\frac{\tau_r}{\bar{\gamma}_B}\right) - \text{Ei}\left(\frac{\tau_{r+1}}{\bar{\gamma}_B}\right) \right] - \left[\text{Ei}\left(\frac{\tau_r}{\Omega_r}\right) - \text{Ei}\left(\frac{\tau_{r+1}}{\Omega_r}\right) \right] \right\} \end{aligned} \quad (32)$$

其中, $\text{Ei}(x) = \Gamma(0, x) = \int_x^{\infty} \frac{e^{-t}}{t} dt$ 。式(32)与文献[17]



中 SAM-SISO 无线系统的平均功率表达式一致, 可见本文的结果更具一般性。

2.3 最佳切换门限

将式 (19) 代入式 (18) 可得频谱效率 η 为:

$$\eta = \sum_{r=1}^N R_r \int_{\tau_r}^{\tau_{r+1}} f_{\gamma_B}(\gamma_B) F_{\gamma_E}(\theta_r^* \gamma_B) d\gamma_B \quad (33)$$

将式 (33) 的求和符号展开后与 τ_r 有关的只有两项, 所以 η 对 τ_r 的导数为:

$$\begin{aligned} \frac{\partial \eta}{\partial \tau_r} &= \frac{\partial}{\partial \tau_r} \left[R_{r-1} \int_{\tau_{r-1}}^{\tau_r} f_{\gamma_B}(\gamma_B) F_{\gamma_E}(\theta_{r-1}^* \gamma_B) d\gamma_B + \right. \\ &\quad \left. R_r \int_{\tau_r}^{\tau_{r+1}} f_{\gamma_B}(\gamma_B) F_{\gamma_E}(\theta_r^* \gamma_B) d\gamma_B \right] = \\ &\quad \left[R_{r-1} F_{\gamma_E}(\theta_{r-1}^* \tau_r) - R_r F_{\gamma_E}(\theta_r^* \tau_r) \right] f_{\gamma_B}(\tau_r) \end{aligned} \quad (34)$$

其中, $R_0 \triangleq 0$ 。利用式 (8), 式 (34) 可以写成:

$$\frac{\partial \eta}{\partial \tau_r} = (R_{r-1} - R_r) f_{\gamma_B}(\tau_r) F_{\gamma_E}(\theta_r^* \tau_r) \quad (35)$$

将式 (19) 代入式 (29) 可得平均功率 $E\{S\}$ 为:

$$E\{S\} = \sum_{r=1}^N \bar{S} \frac{\theta_r^b}{\gamma_B} \int_{\tau_r}^{\tau_{r+1}} f_{\gamma_B}(\gamma_B) F_{\gamma_E}(\theta_r^* \gamma_B) d\gamma_B \quad (36)$$

参考式 (33) 至式 (35), $E\{S\}$ 对 τ_r 的导数为:

$$\frac{\partial E\{S\}}{\partial \tau_r} = \frac{\bar{S}}{\tau_r} (\theta_{r-1}^b - \theta_r^b) f_{\gamma_B}(\tau_r) F_{\gamma_E}(\theta_r^* \tau_r) \quad (37)$$

其中, $\theta_0^b \triangleq 0$ 。

将式 (35) 和式 (37) 代入式 (17) 可得 SAM-MIMO 系统的最佳切换门限为:

$$\tau_r = \lambda \bar{S} \frac{\theta_r^b - \theta_{r-1}^b}{R_{r-1} - R_r}, 1 \leq r \leq N \quad (38)$$

其中, λ 需要将式 (38) 代入平均功率约束并取等号后再通过数值搜索求出^[3,17]。

由式 (38) 可得如下定理。

定理 2 SAM-MIMO 无线系统的最佳切换门限与发送端的平均功率约束、合法接收端的误比特率约束、各 MM 的星座图尺寸等参数有关。

2.4 误比特率

可以通过 Bob 和 Eve 的平均误比特率分析

SAM-MIMO 无线系统的可靠性和安全性。由式 (6) 可知, MQAM 在 $MM=r$ 时的瞬时误比特率为 $BER_r(\gamma)$, 当 Alice 的发射功率为 $S_r(\gamma_B) = \bar{S} \theta_r^b / \gamma_B$ 时, 对应的瞬时误比特率为 $BER_r(\gamma S / \bar{S}) = BER_r(\gamma \theta_r^b / \gamma_B)$, 平均误比特率 $\overline{BER}_r$ 为:

$$\overline{BER}_r = BER_r(\gamma \theta_r^b / \gamma_B) \Pr(MM=r) \quad (39)$$

对于 Bob, $MM=r$ 时的瞬时误比特率为 $BER_r(\gamma_B \cdot \theta_r^b / \gamma_B) = BER_r(\theta_r^b) = BER_b$, 平均误比特率为 $\overline{BER}_r^B = BER_b \Pr(MM=r)$, 代入式 (20) 可得 Bob 的平均误比特率 $\overline{BER}_B$ 为:

$$\overline{BER}_B = \frac{1}{\eta} \sum_{r=1}^N R_r BER_b \Pr(MM=r) = BER_b \quad (40)$$

可以看到, Bob 的平均误比特率始终为式 (9) 中的 QoS 约束 BER_b , 这是因为 Alice 的瞬时发射功率就是根据 QoS 约束取等号得到的, 因此系统的可靠性总是可以得到满足。

对于 Eve, 将式 (4) 代入式 (19), 再将式 (19) 和式 (6) 代入式 (39) 并取 $\gamma = \gamma_E$, 可得 $MM=r$ 时 Eve 的平均误比特率 $\overline{BER}_r^E$ 为:

$$\begin{aligned} \overline{BER}_r^E &= \frac{0.2}{\gamma_E^{N_E} (N_E - 1)!} \int_{\tau_r}^{\tau_{r+1}} f_{\gamma_B}(\gamma_B) d\gamma_B \times \\ &\quad \int_0^{\theta_r^* \gamma_B} \gamma^{N_E - 1} e^{-\gamma_E \left(\frac{\phi_r \theta_r^b}{\gamma_B} + \frac{1}{\gamma_E} \right)} d\gamma_E \end{aligned} \quad (41)$$

其中, $\phi_r = 1.5 / (2^{r+1} - 1)$ 。

利用文献[27]的式 (3.351.1) 并将式 (2) 代入, 式 (41) 可以写成:

$$\begin{aligned} \overline{BER}_r^E &= 0.2 \sum_{i,j} G(N_A, N_B, \bar{\gamma}_B) \times \\ &\quad \left[\int_{\tau_r}^{\tau_{r+1}} \frac{\gamma_B^{N_B + N_E + j - 1}}{(\gamma_B + \bar{\gamma}_E \phi_r \theta_r^b)^{N_E}} e^{-\frac{i+1}{\gamma_B} \gamma_B} d\gamma_B - e^{-\phi_r \theta_r^b} \right. \\ &\quad \left. \sum_k H\left(N_E, \frac{\theta_r^*}{\gamma_E}\right) \int_{\tau_r}^{\tau_{r+1}} \frac{\gamma_B^{N_B + N_E + j - 1}}{(\gamma_B + \bar{\gamma}_E \phi_r \theta_r^b)^{N_E - k}} e^{-\frac{i+1}{\gamma_B} \gamma_B} d\gamma_B \right] \end{aligned} \quad (42)$$

为推导式 (42), 定义如下积分运算规则:

$$I_2(m, n, \alpha, \beta) = \int_{\tau_r}^{\tau_{r+1}} \frac{x^m}{(x + \alpha)^n} e^{-\beta x} dx \quad (43)$$

其中, m 、 n 、 α 、 β 为参与运算的变量, 当 $\alpha \neq 0$ 、 $m > n \geq 1$ 、 $\tau_r > 0$ 、 $\beta > 0$ 时, 对式 (44) 进行变量代换, 然后利用二项式定理和式 (25), 可推得:

$$I_2(m, n, \alpha, \beta) = e^{\alpha\beta} \sum_{l=0}^m \binom{m}{l} \alpha^{l-m} \beta^{n-l-1} \times [\Gamma(l-n+1, (\alpha + \tau_r)\beta) - \Gamma(l-n+1, (\alpha + \tau_{r+1})\beta)] \quad (44)$$

利用式 (44), 式 (42) 可以写成:

$$\begin{aligned} \overline{\text{BER}}_r^E &= 0.2 \sum_{i,j} G(N_A, N_B, \bar{\gamma}_B) \times \\ &\left[I_2\left(N_B + N_E + j - 1, N_E, \bar{\gamma}_E \phi_r \theta_r^b, \frac{i+1}{\bar{\gamma}_B}\right) - \right. \\ &\left. e^{-\phi_r \theta_r^c} \sum_k H\left(N_E, \frac{\theta_r^*}{\bar{\gamma}_E}\right) \right. \\ &\left. I_2\left(N_B + N_E + j - 1, N_E - k, \bar{\gamma}_E \phi_r \theta_r^b, \frac{i+1}{\bar{\gamma}_E}\right) \right] \end{aligned} \quad (45)$$

将式 (45) 和式 (27) 代入式 (20) 即可得到 SAM-MIMO 系统中窃听者的平均误比特率 $\overline{\text{BER}}_E$ 。

由式 (45) 可得如下定理:

定理 3 在采用 TAS/MRC 天线分集的 SAM-MIMO 无线系统中, 窃听者的平均误比特率与各节点的天线数 N_A 、 N_B 、 N_E , 主信道平均信噪比 $\bar{\gamma}_B$, 窃听信道的平均信噪比 $\bar{\gamma}_E$ 等参数有关。

2.5 算法流程

本文提出的 SAM-MIMO 无线系统模型将自适应离散 MQAM 与 TAS/MRC 分集技术结合, 在设计中同时考虑了该无线通信系统有效性、可靠性与安全性的性能指标要求, 其最佳切换门限 τ_r 、频谱效率 η 、平均误比特率 $\overline{\text{BER}}_E$ 的求解流程总结如下。

输入 N 、 M 、 $\bar{S}$ 、 BER_b 、 BER_e

输出 τ_r 、 η 、 $\overline{\text{BER}}_E$

步骤 1 根据优化目标和约束条件写出式 (16) 的拉格朗日函数。

步骤 2 对拉格朗日函数求导, 得到式 (38) 最佳切换门限关于 λ 的表达式。

步骤 3 将式 (38) 代入式 (31), 通过数值搜索求解 $E\{S\} = \bar{S}$, 得到 λ 的值。

步骤 4 将 λ 代入式 (38), 得到最佳切换门限 τ_r 。

步骤 5 将 τ_r 分别代入式 (27) 和式 (45), 得到频谱效率 η 和各 MM 的平均误比特率 $\overline{\text{BER}}_r^E$ 。

步骤 6 将 η 和 $\overline{\text{BER}}_r^E$ 代入式 (20), 得到窃听者的平均误比特率 $\overline{\text{BER}}_E$ 。

3 数值计算与仿真

下面利用 MATLAB 软件对瑞利衰落信道上采用 TAS/MRC 天线分集的 SAM-MIMO 无线系统进行数值计算和蒙特卡洛仿真, 并对其频谱效率 and 安全性进行研究。参考文献[17], 本文同时考虑路径损耗和小尺度衰落: 假定 Alice 到 Bob 和 Eve 的距离分别为 d_B 、 d_E , 则主信道和窃听信道的平均信噪比分别为 $\bar{S}d_B^{-\mu} / \sigma_B^2$ 、 $\bar{S}d_E^{-\mu} / \sigma_E^2$, 其中 μ 为路径损耗指数; 小尺度衰落建模为前文中的瑞利衰落。参考文献[17], 除特殊说明外, 采用 TAS/MRC 天线分集的 SAM-MIMO 无线系统的仿真参数设置见表 1。

表 1 采用 TAS/MRC 天线分集的 SAM-MIMO 无线系统的仿真参数设置

参数名称	变量名	参数值
MM 可选的种类	N	5
MM 可选的星座图尺寸	M	4, 8, 16, 32, 64
Alice 的平均功率约束	$\bar{S}$	1 W
Bob 的误比特率约束	BER_b	10^{-6}
Eve 的误比特率约束	BER_e	10^{-1}
Alice 到 Bob 的距离	d_B	1 m
Alice 到 Eve 的距离	d_E	1.5 m
路径损耗指数	μ	4



不同 MM 可选数量 N 和 Alice 到 Eve 的距离 d_E 下, SAM-MIMO 和 AM-MIMO 无线系统的频谱效率如图 3 所示, 天线组合均为 $(N_A, N_B, N_E) = (4, 4, 1)$ 。由图 3 可以得出如下结论。

(1) SAM 和 AM 的频谱效率均会随着 $\bar{\gamma}_B$ 的增加而增大, 这是因为信道条件改善时, 系统可以选择更高阶的调制方式, 这正是自适应调制相比固定调制的优点。

(2) AM 的频谱效率随 $\bar{\gamma}_B$ 的增加而增大到一定程度后, 会趋于某一上限, 这是 MM 中最高阶调制方式的星座图尺寸限制所致: 以 $N = 5$ 为例, 此时 MM 只有 5 种, 最高阶的调制方式为 64QAM, 因此在高信噪比时 AM 的频谱效率 η 上限为 6 bit/(s·Hz); 当 N 增大到 6 时, 最高阶的调制方式可以达到 128QAM, 相应的频谱效率上限为 7 bit/(s·Hz)。

(3) SAM 同样存在和 N 正相关的频谱效率上限, 但在相同的 N 下, SAM 的最大频谱效率要低于 AM 约 1 bit/(s·Hz), 这是因为 SAM 考虑了窃听者, 当系统不满足 PLS 约束时, SAM 需要切换成低阶调制方式来保证安全性。

(4) 当 d_E 减小时, 此时 Eve 能获得较高的窃听信噪比, 但由于 AM 并未考虑窃听者, 因此其频谱效率曲线没有变化, 而 SAM 需要进一步牺牲频谱效率来实现 PLS。

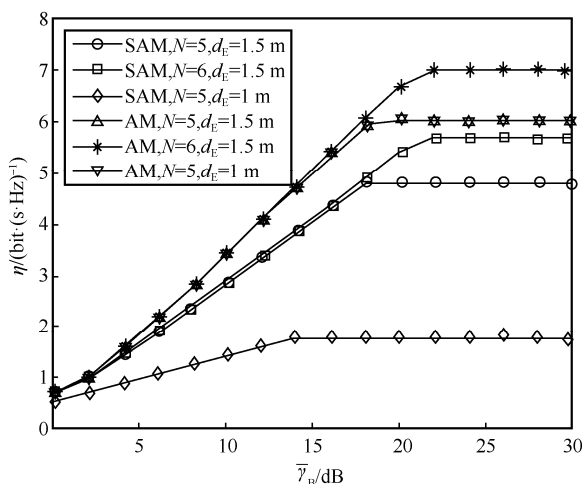


图 3 不同 N 和 d_E 下 SAM-MIMO 和 AM-MIMO 无线系统的频谱效率

不同 (N_A, N_B, N_E) 下 SAM-MIMO 和 AM-MIMO 无线系统的频谱效率如图 4 所示。由图 4 可以得出如下结论。

(1) 比较 SAM 和 AM 在 $(N_A, N_B, N_E) = (1, 1, 1)$ 时的两条曲线可知: 与 AM 相比, SAM 为了满足针对窃听者的物理层安全约束, 其最大频谱效率牺牲了约 4.5 bit/(s·Hz)。

(2) 比较 SAM 在 $(N_A, N_B, N_E) = (1, 1, 1)$ 、 $(4, 4, 1)$ 和 AM 在 $(N_A, N_B, N_E) = (1, 1, 1)$ 时的频谱效率可知: 在主信道采用 TAS/MRC 天线分集后, SAM 与 AM 的最大频谱效率差距缩小到 1 bit/(s·Hz) 左右, 这是因为主信道采用 TAS/MRC 提高信噪比后, 一方面更容易达到较高的切换门限, 另一方面也使得安全约束 $\gamma_E \leq \theta_r^* \gamma_B$ 更容易满足, 所以系统可以选择高阶的调制方式进行传输。因此, 在 SAM 无线系统中, TAS/MRC 能够有效提高系统的频谱效率。

(3) 比较 SAM 和 AM 在 $(N_A, N_B, N_E) = (4, 4, 1)$ 、 $(4, 4, 2)$ 时的情况可知: ①由于 AM 并未考虑窃听者, Eve 的天线数变化不会影响其频谱效率; ②对于 SAM, Eve 的天线数增加时, SAM 需牺牲频谱效率来保证机密信息的安全性。

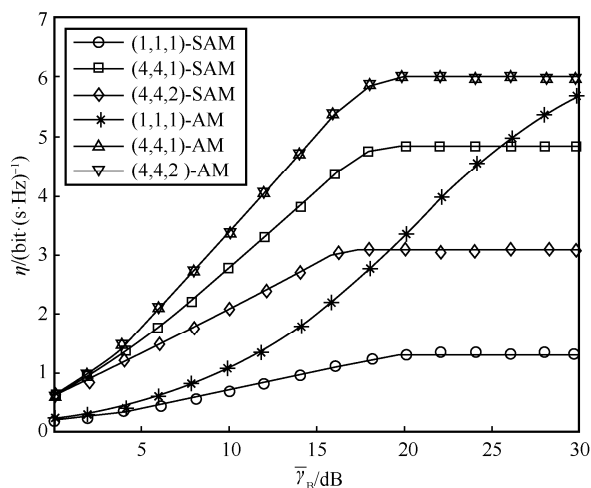


图 4 不同 (N_A, N_B, N_E) 下 SAM-MIMO 和 AM-MIMO 无线系统的频谱效率

不同 MM 可选数量 N 和 Alice 到 Eve 的距离 d_E 下, SAM-MIMO 无线系统中窃听者的平均误

比特率如图 5 所示。由图 5 可以得出如下结论。

(1) N 的变化不会影响窃听者的平均误比特率, 这是因为平均误比特率的定义为每次传输的错误比特数除以每次传输的总比特数, 当 N 增大时, 其误比特数也在相应地增加。从信噪比的角度来看, N 的增大只是提供了更多的调制模式选择空间, 并没有带来信噪比增益, 因此不影响 Eve 的平均误比特率。另外, 从第 2.4 节的分析可知, Bob 的平均误比特率始终为指定的值 BER_b , 同样和 N 无关。

(2) 当 d_E 减小时, 窃听者的平均误比特率会有所下降, 这是因为 Eve 此时能获得更好的窃听信噪比, 泄密风险增大, 不过仍然高于安全约束 BER_e , 满足系统安全性要求。

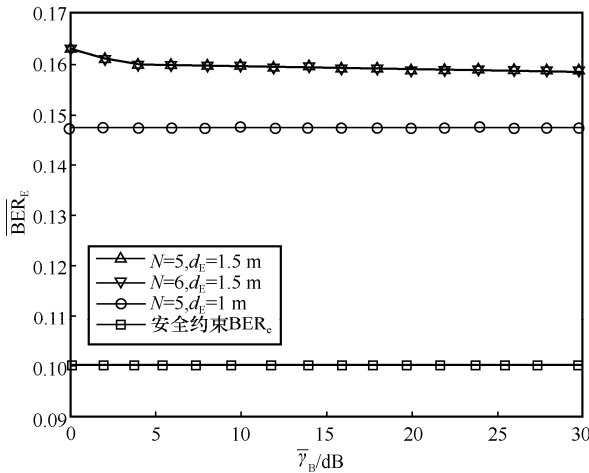


图 5 不同 N 和 d_E 下 SAM-MIMO 无线系统中窃听者的平均误比特率

不同 (N_A, N_B, N_E) 下 SAM-MIMO 无线系统中窃听者的平均误比特率如图 6 所示。由图 6 可以得出如下结论。

(1) 主信道采用 TAS/MRC 天线分集, 在 $(N_A, N_B, N_E) = (4, 4, 1)$ 时窃听者的平均误比特率比 $(N_A, N_B, N_E) = (1, 1, 1)$ 时高。从式 (11) 可知, 采用 TAS/MRC 后, 主信道信噪比的改善使得发送端只需更小的发射功率就可以满足可靠性约束, 而发射功率的降低造成了窃听者瞬时信噪比

的下降, 从而降低了泄密的风险, 提高了系统的 PLS 性能。

(2) 比较 $(N_A, N_B, N_E) = (4, 4, 1), (4, 4, 2)$ 两种天线组合的情况可以看出, 虽然窃听者天线数的增加会提高其信噪比, 使其获得更低的平均误比特率, 导致泄密风险增加, 不过仍然高于安全约束 BER_e , SAM 仍能满足安全性要求。

(3) 图 6 中各条曲线上大部分点的斜率都接近于 0, 这表明窃听者几乎无法从 $\bar{\gamma}_E$ 提升的过程中获得增益, 因此即使在某些窃听信道质量较好的高风险无线环境, SAM-MIMO 无线系统也可以有效抑制窃听者非法破解机密信息的能力。

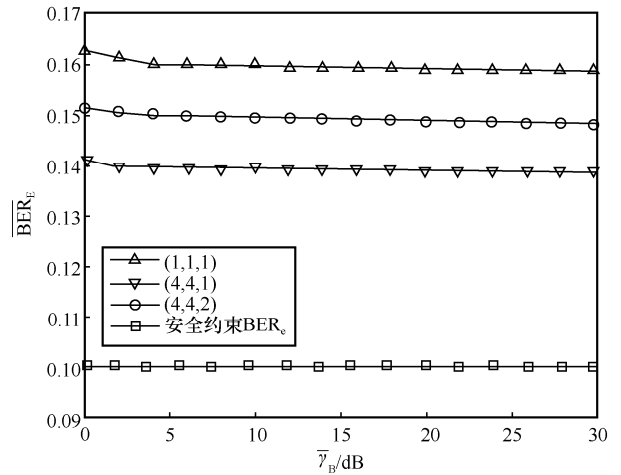


图 6 不同 (N_A, N_B, N_E) 下 SAM-MIMO 无线系统中窃听者的平均误比特率

4 结束语

本文推导了主动窃听场景下瑞利衰落信道上采用 TAS/MRC 天线分集的 SAM-MIMO 无线系统的最佳切换门限、频谱效率以及窃听者平均误比特率的解析表达式, 并通过数值计算和仿真验证了 SAM-MIMO 无线系统理论分析的正确性。研究结果还表明, SAM 可以在最大化系统频谱效率的同时实现针对主动窃听者的物理层安全, 并且其有效性和安全性可以从 TAS/MRC 天线分集对主信道信噪比的改善中得到提升; 增加主信道的



天线数可以进一步提高主信道的信噪比,同时降低满足可靠性所需的发射功率以降低窃听信道的信噪比,从而提高系统的频谱效率和 PLS 性能;窃听者天线数的增加和到发送端距离的缩短会提高窃听信道的信噪比,导致系统的频谱效率和 PLS 性能下降;增大最高阶调制方式的阶数可以提高系统的频谱效率上限,但不会影响 PLS 性能。非完美 CSI 下 SAM-MIMO 无线系统的设计与性能分析将是本文的下一步研究工作。

参考文献:

- [1] 董洁,李恒志,陈岩,等. 频谱资源经济价值评估和定价机制研究及展望[J]. 电信科学, 2021, 37(7): 107-114.
DONG J, LI H Z, CHEN Y, et al. Research and prospect on economic value evaluation and pricing mechanism of spectrum resources[J]. Telecommunications Science, 2021, 37(7): 107-114.
- [2] GOLDSMITH A J, CHUA S G. Variable-rate variable-power MQAM for fading channels[J]. IEEE Transactions on Communications, 1997, 45(10): 1218-1230.
- [3] CHUNG S T, GOLDSMITH A J. Degrees of freedom in adaptive modulation: a unified view[J]. IEEE Transactions on Communications, 2001, 49(9): 1561-1571.
- [4] 段红光, 胡利, 田枚. LTE-Advanced 系统中的自适应调制技术[J]. 电信科学, 2017, 33(7): 88-93.
DUAN H G, HU L, TIAN M. Adaptive modulation technology in LTE-Advanced system[J]. Telecommunications Science, 2017, 33(7): 88-93.
- [5] 曾孝平, 毛海伟, 杨凡, 等. Nakagami-m 衰落信道下 D2D 通信自适应调制算法研究[J]. 通信学报, 2018, 39(9): 31-42.
ZENG X P, MAO H W, YANG F, et al. Study on adaptive modulation in D2D communications over Nakagami-m fading channel[J]. Journal on Communications, 2018, 39(9): 31-42.
- [6] 徐俊超, 林阳, 孙苗, 等. 一种速率自适应的无线通信协议[J]. 电子测量技术, 2020, 43(9): 1-7.
XU J C, LIN Y, SUN M, et al. Wireless communication protocol providing adaptive data rate[J]. Electronic Measurement Technology, 2020, 43(9): 1-7.
- [7] COSTANZO A, LOSCRI V, BIAGI M. Adaptive modulation control for visible light communication systems[J]. Journal of Lightwave Technology, 2021, 39(9): 2780-2789.
- [8] 雷维嘉, 孙嘉琳, 谢显中, 等. 能量收集通信系统中功率和调制方式的在线联合优化策略[J]. 电子与信息学报, 2022, 44(3): 1024-1033.
- LEI W J, SUN J L, XIE X Z, et al. Online joint optimization of power and modulation in energy harvesting communication systems[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2022, 44(3): 1024-1033.
- [9] YU W J, JIA H W, MUSAVIAN L. Joint adaptive M-QAM modulation and power adaptation for a downlink NOMA network[J]. IEEE Transactions on Communications, 2022, 70(2): 783-796.
- [10] 李南希, 朱剑驰, 郭婧, 等. NR MIMO 增强演进及标准化进展[J]. 电信科学, 2022, 38(3): 84-92.
LI N X, ZHU J C, GUO J, et al. Evolution and standardization progress for NR MIMO enhancement[J]. Telecommunications Science, 2022, 38(3): 84-92.
- [11] ALOUINI M S, GOLDSMITH A J. Capacity of Rayleigh fading channels under different adaptive transmission and diversity-combining techniques[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 1999, 48(4): 1165-1181.
- [12] ZHU X M, YUAN D F. Performance analysis of adaptive modulation in MIMO system using transmit antenna selection with Alamouti scheme[C]//Proceedings of 2008 4th International Conference on Wireless Communications, Networking and Mobile Computing. Piscataway: IEEE Press, 2008: 1-4.
- [13] 闫富朝, 刘怡良, 韩帅, 等. 空天地通信网络中物理层安全技术综述[J]. 电信科学, 2020, 36(9): 1-13.
YAN F C, LIU Y L, HAN S, et al. A survey of physical layer security in space-air-ground communication and networks[J]. Telecommunications Science, 2020, 36(9): 1-13.
- [14] SI J B, CHENG Z H, LI Z, et al. Cooperative jamming for secure transmission with both active and passive eavesdroppers[J]. IEEE Transactions on Communications, 2020, 68(9): 5764-5777.
- [15] JAFARIAN F, MOBINI Z, MOHAMMADI M. Secure cooperative network with multi-antenna full-duplex receiver[J]. IEEE Systems Journal, 2019, 13(3): 2786-2794.
- [16] DONG L M, WANG H M. Enhancing secure MIMO transmission via intelligent reflecting surface[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2020, 19(11): 7543-7556.
- [17] KHODAKARAMI H, LAHOUTI F. Link adaptation for physical layer security over wireless fading channels[J]. IET Communications, 2012, 6(3): 353-362.
- [18] KHODAKARAMI H, LAHOUTI F. Link adaptation with untrusted relay assignment: design and performance analysis[J]. IEEE Transactions on Communications, 2013, 61(12): 4874-4883.
- [19] TAKI M, SADEGHI M. Spectral efficiency optimized secure broadcasting using adaptive modulation, coding and transmit power[C]//Proceedings of 2013 1st International Conference on Communications, Signal Processing, and their Applications (ICCSPA). Piscataway: IEEE Press, 2013: 1-5.

- [20] HAMAMREH J M, YUSUF M, BAYKAS T, et al. Cross MAC/PHY layer security design using ARQ with MRC and adaptive modulation[C]//Proceedings of 2016 IEEE Wireless Communications and Networking Conference. Piscataway: IEEE Press, 2016: 1-7.
- [21] ALVES H, SOUZA R D, DEBBAH M, et al. Performance of transmit antenna selection physical layer security schemes[J]. IEEE Signal Processing Letters, 2012, 19(6): 372-375.
- [22] YANG N, YEOH P L, ELKASHLAN M, et al. Transmit antenna selection for security enhancement in MIMO wiretap channels[J]. IEEE Transactions on Communications, 2013, 61(1): 144-154.
- [23] ALVES H, DE CASTRO TOMÉ M, NARDELLI P H J, et al. Enhanced transmit antenna selection scheme for secure throughput maximization without CSI at the transmitter[J]. IEEE Access, 2016(4): 4861-4873.
- [24] 任婷洁, 李光球, 程英. 多中继与多用户选择的中继系统安全性能分析[J]. 电信科学, 2019, 35(8): 111-119.
REN T J, LI G Q, CHENG Y. Secure performance analysis of relay systems with multi-relay and multi-user selection[J]. Telecommunications Science, 2019, 35(8): 111-119.
- [25] 王占湾, 李光球, 钱辉. 多窃听者场景下 TASP/MRC 系统的物理层安全性能分析[J]. 计算机工程, 2019, 45(10): 160-165, 170.
WANG Z W, LI G Q, QIAN H. Physical layer security performance analysis of TASP/MRC system in multi-eavesdropper scene[J]. Computer Engineering, 2019, 45(10): 160-165, 170.
- [26] GAO Q, ZHU G, LIN S Y, et al. Variable-rate variable-power MQAM for spectral efficiency maximization in full-duplex systems[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2018, 7(3): 288-291.
- [27] JEFFREY A, ZWILLINGER D. Preface to the seventh edition[M]//Table of Integrals, Series, and Products. Amsterdam: Elsevier, 2007.

[作者简介]



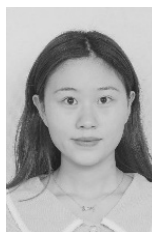
李辉 (1996-), 男, 杭州电子科技大学硕士生, 主要研究方向为无线通信。



李光球 (1966-), 男, 博士, 杭州电子科技大学教授, 主要研究方向为无线通信、信息论与编码。



罗延翠 (1998-), 女, 杭州电子科技大学硕士生, 主要研究方向为无线通信。



刘会芝 (1997-), 女, 杭州电子科技大学硕士生, 主要研究方向为无线通信。