

# 有限字符输入下基于截断速率的安全空间调制天线选择算法

丁青锋, 奚韬, 杨倩, 丁旭

(华东交通大学电气与自动化工程学院, 江西 南昌 330013)

**摘 要:** 针对有限字符输入下人工噪声辅助空间调制系统的安全传输问题, 提出了一种基于截断速率的天线选择算法。考虑到保密速率的闭式表达式难以得到, 通过引入截断速率作为保密速率的一种近似的有效指标, 将最大化保密速率问题转化为最大化截断速率优化问题。同时, 为降低算法复杂度, 对截断速率算法的搜索进行优化, 通过对矩阵范数按列展开, 将对应天线组合的矩阵范数问题简化为对应天线的列范数问题。最后, 将只对窃听者产生干扰的人工噪声矢量映射在合法信道空间, 进一步提升系统保密速率。仿真结果表明, 所提出的基于截断速率算法的系统保密速率性能优于基于信漏噪比算法和最大化保密速率算法, 并具有更低的复杂度。

**关键词:** 安全空间调制; 保密速率; 发射天线选择; 截断速率; 人工噪声

**中图分类号:** TN929.5

**文献标识码:** A

**doi:** 10.11959/j.issn.1000-436x.2020047

## Antenna selection algorithm based on cut-off rate for secure spatial modulation with finite alphabet input

DING Qingfeng, XI Tao, YANG Qian, DING Xu

School of Electrical and Automation Engineering, East China Jiaotong University, Nanchang 330013, China

**Abstract:** For the security transmission of artificial noise with finite alphabet inputs in secure spatial modulation system, an antenna selection algorithm based on cut-off rate (COR) was proposed. Considering that it was difficult to obtain the closed-form expression of the secrecy rate, the problem of maximizing the secrecy rate into that of maximizing the COR was converted by the algorithm. Meanwhile, in order to reduce the complexity, the COR algorithm was optimized by expanding the matrix norm in columns, which was corresponding to the problem of antenna combination. Finally, the artificial noise vector was mapped in the legitimate channel space to optimize secrecy rate, which only interferes with eavesdropper. The simulation results show that the proposed algorithm based on COR is superior to the leakage-based algorithm and the maximum secrecy rate algorithm, and has lower complexity.

**Key words:** secure spatial modulation, secrecy rate, transmit antenna selection, cut-off rate, artificial noise

### 1 引言

在多输入多输出 (MIMO, multiple-input multiple-output) 系统中, 空间调制 (SM, spatial modulation) 作为一种有效的方法, 可以在空间复用和空间分集之间取得良好的平衡<sup>[1]</sup>。不同于传统

的 MIMO 技术, SM 在每个时隙中仅使用一个有源发射天线, 这意味着只需要一个射频链路就可以大大降低系统的硬件成本<sup>[2-3]</sup>。同时, SM 系统的特殊结构具有良好的稳健性, 可以减少信道间干扰 (ICI, inter channel interference), 提高能量效率<sup>[4]</sup>。但是, 大部分 SM 系统要求发射天线数必须为 2 的

收稿日期: 2019-07-04; 修回日期: 2020-02-16

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (No.61961018); 江西省杰出青年人才计划基金资助项目 (No.20192BCB23013); 江西省自然科学基金资助项目 (No.20171BAB202001, 20192ACB21003)

**Foundation Items:** The National Natural Science Foundation of China (No.61961018), The Jiangxi Province Foundation for Distinguished Young Scholar (No.20192BCB23013), The Natural Science Foundation of Jiangxi Province (No.20171BAB202001, No.20192ACB21003)

整数次幂，如果配备自由的发射天线个数，将通过算法选择出 SM 的天线组合。

发射天线选择 (TAS, transmit antenna selection) 通过计算性能指标筛选出最优的天线组合，能够有效提高 SM 系统的性能，因此成为热点研究课题<sup>[5-10]</sup>。文献[5]首先提出了最优容量天线选择和欧几里得距离优化天线选择 (EDAS, Euclidean distance optimized antenna selection) 这 2 种 TAS 方法，改善了 SM 系统的安全容量性能，但是遍历所有的天线组合给发射端带来了很高的复杂度。文献[6]提出了一种新的等效于 EDAS 的准则，该准则以矩阵降维为基础，在能够达到 EDAS 相同性能的同时降低搜索复杂度。文献[7]通过对可分解正交振幅调制符号集合的信道进行正交三角分解，可以减少计算汉明距离的次数，从而降低算法的复杂度。

在考虑窃听者的场景下，通过加入物理层安全技术可以大幅度提升系统的安全容量<sup>[8]</sup>。文献[9]利用从发射机到合法接收机的信道状态信息 (CSI, channel state information) 来重新定义发射天线的索引，从而提高系统保密速率 (SR, secrecy rate) 的性能。文献[10-11]分析了多天线目的地和窃听者接收机空间调制的 SR，通过联合信号和干扰传输而不需要窃听者 CSI 的典型要求来研究安全速率。文献[12-13]将人工噪声 (AN, artificial noise) 压缩到所需信道的零空间以干扰未知的窃听者。文献[14]基于最大化安全容量设计 AN，首先将 AN 矢量安排在合法接收者信道的零空间上；然后利用波束成形技术将 AN 矢量设计与窃听者信道共线，以最大化对窃听者的噪声。这样的物理层设计可以保证在不影响合法接收者的同时，大大降低窃听者的误码率性能<sup>[15-16]</sup>。文献[17]将天线选择算法与人工噪声技术结合，以得到 MIMO 系统更好的安全性能。其理论和仿真结果表明，联合天线选择算法和人工噪声技术也能够有效地增强 SM 系统的物理层安全。文献[18]针对有限字符情况下的安全 SM 网络提出了 2 种新的 TAS 方案——基于最大化保密速率 (Max-SR, maximum SR) 和基于信漏噪比 (SLNR, signal to leakage noise ratio) 方法的天线选择算法，其中基于 SLNR 的天线选择方案以极低的复杂度展现了出色的 SR 性能。在文献[18]的基础上，文献[19]引入截断速率，用于进一步优化功率分配因子，并通过推导截断速率的上下界作为凸优化的函数，基于最大化 SLNR 和 AN 与泄漏加噪

声比 (ANLNR, AN to leakage plus noise ratio) 进行凸集求解得到功率分配因子。

目前，基于优化安全性能的大多数 TAS 方法普遍存在复杂度高和无法得到功率分配因子解析解的问题，而 SLNR 算法的 SR 性能在高信噪比区域不够好，因此，本文通过直接处理截断速率 (COR, cut-off rate) 表达式用于发射天线选择，并求解次优功率分配因子从而优化 SR 性能。首先，经过理论推导，得到系统 COR 的表达式。然后，基于最大化 COR 表达式提出一种基于 COR 天线选择算法，该算法通过遍历搜索所有可能的天线组合筛选得到最优的发射天线组合，从而得到最大化的保密速率。另外，针对传统算法复杂度较高的问题，本文提出基于列范数之差的搜索算法，将对应于矩阵范数的遍历组合问题简化。所提算法首先对矩阵范数进行按列展开，然后对合法接收者和窃听者信道对应的列范数作差，筛选出最大差值对应的天线，形成最优的天线组合，从而极大地降低了复杂度。同时，将 AN 技术与天线选择算法相结合，将 AN 矢量映射在合法信道的零空间，从而进一步提升安全 SM 系统的保密速率。仿真结果表明，与基于 SLNR 和基于 Max-SR 这 2 种 TAS 方案相比，本文提出的改进的基于 COR (ICOR, improved COR) 的算法是对闭式表达式进行直接简化，相比于 SLNR 具有更好的 SR 性能和相同的低复杂度。另外，通过简化之后的闭式表达式，本文基于 SM 系统特殊性计算出对应的次优功率分配因子，可以实现更高的 SR 和更低的误码率 (BER, bit error rate)。

## 2 系统模型

### 2.1 空间调制系统

考虑在安全空间调制系统中，发射端 Alice 配备了  $N_t$  根发射天线，合法接收者 Bob 具有  $N_r$  根接收天线，非法窃听者 Eve 具有  $N_e$  根接收天线。当  $N_t$  不是 2 的整数次幂时，必须从  $N_t$  根发射天线中选择  $N_s = 2^{\lfloor \log_2 N_t \rfloor}$  根天线负责发射调制符号，以将信息比特全部映射到天线索引序号。根据排列组合的知识，发射端总共有  $L = \binom{N_t}{N_s}$  种组合模式，记为  $\psi = \{\psi_1, \dots, \psi_k, \dots, \psi_L\}$ ，其中  $\psi_k (k=1, 2, \dots, L)$  表示所有天线组合中的第  $k$  种组合。在每个时隙中，信息位被分为两部分，分别包含  $m$  位和  $n$  位。其中， $m$

位用于从发射天线中选择一个激活的天线，通过调制将信息映射为天线的序号。 $n$  位用于从  $M$  进制信号星座图中选择幅度相位调制符号。可以得到，频谱效率为每通道  $\text{lb}N_a M = m + n$  位，其中， $\text{lb}N_a$  位用来选择激活天线，其余  $\text{lb}M$  位用来选择星座符号。

人工噪声和符号需要分别进行调制，并通过天线选择算法分配给激活的天线。发射调制符号的天线带有天线序号映射，可以承载一部分信息，发射人工噪声的天线则不带有任何信息。发射端激活第  $i$  根天线发送的信号矢量记为  $\mathbf{x}$ ，类似于文献[20]中的安全 SM 系统保密传输模型，引入 AN 后的发射信号可以表示为

$$\mathbf{x} = \alpha\sqrt{P}\mathbf{e}_i b_j + \beta\sqrt{P}\mathbf{T}_{\text{AN}}\mathbf{n}, \quad i=1,2,\dots,N_a \quad (1)$$

其中， $\alpha \in [0,1]$  表示发射符号的功率分配因子， $\beta \in [0,1]$  表示发射 AN 的功率分配因子，满足  $\alpha^2 + \beta^2 = 1$ ； $P$  表示总的发射功率； $\mathbf{e}_i$  表示单位矩阵  $\mathbf{I}_{N_a}$  的第  $i$  列； $\mathbf{I}_{N_a}$  表示  $N_a \times N_a$  的单位矩阵； $b_m$  表示  $\text{lb}M$  阶星座图的第  $m$  个输入符号， $b_j$  表示  $\text{lb}M$  阶星座图的第  $j$  个输入符号； $\mathbf{T}_{\text{AN}}$  表示 AN 矢量的投影矩阵； $\mathbf{n} \sim \text{CN}(0, \mathbf{I}_{N_a})$  表示随机 AN 矢量。因此，Bob 和 Eve 的接收信号矢量  $\mathbf{y}_b$  和  $\mathbf{y}_e$  分别表示为

$$\mathbf{y}_b = \alpha\sqrt{P}\mathbf{H}\mathbf{N}_k \mathbf{e}_i b_j + \beta\sqrt{P}\mathbf{H}\mathbf{N}_k \mathbf{T}_{\text{AN}}\mathbf{n} + \mathbf{n}_b \quad (2)$$

$$\mathbf{y}_e = \alpha\sqrt{P}\mathbf{G}\mathbf{N}_k \mathbf{e}_i b_j + \beta\sqrt{P}\mathbf{G}\mathbf{N}_k \mathbf{T}_{\text{AN}}\mathbf{n} + \mathbf{n}_e \quad (3)$$

其中， $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{N_b \times N_a}$  是从 Alice 到 Bob 的复平面瑞利衰落信道增益矩阵， $\mathbf{G} \in \mathbb{C}^{N_e \times N_a}$  是 Eve 的复平面瑞利衰落信道增益矩阵， $\mathbf{H}$  和  $\mathbf{G}$  的每个元素服从零均值、单位方差的高斯分布； $\mathbf{n}_b \in \mathbb{C}^{N_b \times 1}$  和  $\mathbf{n}_e \in \mathbb{C}^{N_e \times 1}$  分别表示服从  $\mathbf{n}_b \sim \text{CN}(0, \sigma_b^2 \mathbf{I}_{N_b})$  和  $\mathbf{n}_e \sim \text{CN}(0, \sigma_e^2 \mathbf{I}_{N_e})$  的复加性高斯白噪声矢量； $\mathbf{N}_k \in \mathbb{R}^{N_a \times N_a}$  是用于筛选出最优发射天线组合的 TAS 矩阵，并且由基于 TAS 算法的  $\psi_k$  ( $k=1,2,\dots,L$ ) 确定。

假设 Bob 已知信道矩阵  $\mathbf{H}$  的信道状态信息，则最大似然检测 (MLD, maximum-likelihood detector) 算法如式(4)所示。

$$(\hat{i}, \hat{j}) = \arg \min_{i \in [1, N_a], j \in [1, M]} \left\| \mathbf{y}_b - \alpha\sqrt{P}\mathbf{H}\mathbf{N}_k \mathbf{e}_i b_j \right\|_{\text{F}}^2 \quad (4)$$

Eve 的 MLD 算法如式(5)所示。

$$(\hat{i}, \hat{j}) = \arg \min_{i \in [1, N_a], j \in [1, M]} \left\| \mathbf{y}_e - \alpha\sqrt{P}\mathbf{G}\mathbf{N}_k \mathbf{e}_i b_j \right\|_{\text{F}}^2 \quad (5)$$

## 2.2 人工噪声

本文将 AN 投影到合法信道的零空间上，从而

使 AN 对窃听者产生影响的同时不干扰到合法接收者接收信号，即  $\mathbf{H}_k \mathbf{T}_{\text{AN}} = \mathbf{0}$ 。则 AN 投影矩阵  $\mathbf{T}_{\text{AN}}$  可以表示为<sup>[21]</sup>

$$\mathbf{T}_{\text{AN}} = \frac{1}{\varphi} \left[ \mathbf{I}_k - \mathbf{H}_k^{\text{H}} (\mathbf{H}_k \mathbf{H}_k^{\text{H}})^{-1} \mathbf{H}_k \right] \quad (6)$$

其中， $\varphi = \left\| \mathbf{I}_k - \mathbf{H}_k^{\text{H}} (\mathbf{H}_k \mathbf{H}_k^{\text{H}})^{-1} \mathbf{H}_k \right\|_{\text{F}}$  表示归一化因子，使  $\mathbf{T}_{\text{AN}}$  满足  $\text{tr}(\mathbf{T}_{\text{AN}}^{\text{H}} \mathbf{T}_{\text{AN}}) = 1$ ，其中  $\text{tr}(\cdot)$  表示矩阵的迹， $\|\cdot\|_{\text{F}}$  表示矩阵的 Frobenius 范数； $\mathbf{H}_k$  表示进行天线选择后的信道，并且有  $\mathbf{H}_k = \mathbf{H}\mathbf{N}_k$ 。

## 3 天线选择算法

通过 TAS 筛选出使 SR 最大的天线组合，由于 SR 的闭式表达式难以获得<sup>[22]</sup>，本文提出一种基于 COR 的天线选择算法。同时，利用基于矩阵范数之差策略进一步降低所提出的算法中天线选择的运算复杂度。

### 3.1 保密速率

根据式(2)， $\mathbf{y}_b$  的条件概率分布函数可以表示为

$$p(\mathbf{y}_b | \mathbf{h}_{k,n}, b_m) = \frac{1}{(\pi\sigma_b^2)^{N_b}} \exp \left( -\frac{\|\mathbf{y}_b - \mathbf{h}_{k,n} b_m\|^2}{\sigma_b^2} \right) \quad (7)$$

由于  $n$  和  $m$  是均匀分布的，因此  $\mathbf{y}_b$  的概率密度函数可以表示为<sup>[23]</sup>

$$p(\mathbf{y}_b) = \frac{1}{N_a M} \sum_{n=1}^{N_a} \sum_{m=1}^M \left[ \frac{1}{(\pi\sigma_b^2)^{N_b}} \exp \left( -\frac{\|\mathbf{y}_b - \mathbf{h}_{k,n} b_m\|^2}{\sigma_b^2} \right) \right] \quad (8)$$

对于给定的信道，Alice 和 Bob 之间的瞬时互信息可以写成如式(9)所示的形式。

$$\begin{aligned} I(x; \mathbf{y}_b | \mathbf{H}_k) &= \int \sum_{n=1}^{N_a} \sum_{m=1}^M p(\mathbf{y}_b, \mathbf{h}_{k,n}, b_m) \text{lb} \frac{p(\mathbf{y}_b, \mathbf{h}_{k,n}, b_m)}{p(\mathbf{y}_b) p(\mathbf{y}_b, \mathbf{h}_{k,n}, b_m)} d\mathbf{y}_b = \\ &= \frac{1}{N_a M} \sum_{n=1}^{N_a} \sum_{m=1}^M \int p(\mathbf{y}_b | \mathbf{h}_{k,n}, b_m) \text{lb} \frac{p(\mathbf{y}_b, \mathbf{h}_{k,n}, b_m)}{p(\mathbf{y}_b)} d\mathbf{y}_b = \\ &= \text{lb}(N_a M) - \frac{1}{N_a M} \sum_{n=1}^{N_a} \sum_{m=1}^M \int p(\mathbf{y}_b | \mathbf{h}_{k,n}, b_m) \cdot \\ & \quad \left( \frac{\sum_{n_1=1}^{N_a} \sum_{m_1=1}^M p(\mathbf{y}_b | \mathbf{h}_{k,n_1}, b_{m_1})}{p(\mathbf{y}_b | \mathbf{h}_{k,n}, b_m)} \right) d\mathbf{y}_b = \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} & \text{lb}(N_a M) - \frac{1}{N_a M} \sum_{n=1}^{N_a} \sum_{m=1}^M E_{n_b} \cdot \\ & \text{lb} \sum_{n=1}^{N_a} \sum_{m=1}^M \exp \left( \frac{\|\mathbf{n}_b\|^2 - \|\boldsymbol{\gamma}_{k,n,m}^{n_1, m_1} + \mathbf{n}_b\|^2}{\sigma_b^2} \right) \end{aligned} \quad (9)$$

类似地，Eve 端能够获得的互信息为

$$\begin{aligned} I(x; y_e | \mathbf{G}_k) &= \text{lb}(N_a M) - \frac{1}{N_a M} \sum_{n=1}^{N_a} \sum_{m=1}^M E_{n_{e_1}} \cdot \\ & \text{lb} \sum_{n=1}^{N_a} \sum_{m=1}^M \exp \left( \frac{\|\mathbf{n}_{e_1}\|^2 - \|\mathbf{W}^{-0.5} \boldsymbol{\varsigma}_{k,n,m}^{n_1, m_1} + \mathbf{n}_{e_1}\|^2}{\sigma_b^2} \right) \end{aligned} \quad (10)$$

其中， $\boldsymbol{\gamma}_{k,n,m}^{n_1, m_1}$ 、 $\boldsymbol{\varsigma}_{k,n,m}^{n_1, m_1}$ 、 $\mathbf{W}$  和  $\mathbf{n}_{e_1}$  由式(11)~式(14)给出。

$$\boldsymbol{\gamma}_{k,n,m}^{n_1, m_1} = \alpha \sqrt{P} \mathbf{H}_k (\mathbf{e}_n b_m - \mathbf{e}_{n_1} b_{m_1}) \quad (11)$$

$$\boldsymbol{\varsigma}_{k,n,m}^{n_1, m_1} = \alpha \sqrt{P} \mathbf{G}_k (\mathbf{e}_n b_m - \mathbf{e}_{n_1} b_{m_1}) \quad (12)$$

$$\mathbf{W} = \beta^2 \mathbf{P} \mathbf{G}_k \mathbf{T}_{AN} \mathbf{T}_{AN}^H \mathbf{G}_k^H + \sigma_c^2 \mathbf{I}_{N_c} \quad (13)$$

$$\mathbf{n}_{e_1} = \mathbf{W}^{-0.5} (\beta \sqrt{P} \mathbf{G}_k \mathbf{T}_{AN} \mathbf{n} + \mathbf{n}_e) \quad (14)$$

其中， $\mathbf{W}$  是式(3)中  $\mathbf{y}_e$  的最后两项的协方差矩阵， $\mathbf{n}_{e_1}$  为带有  $\mathbf{n}_{e_1} \sim \text{CN}(\mathbf{0}, \mathbf{I}_{N_c})$  的新噪声矢量。

对于式(6)而言，由于  $\mathbf{n}$  是时变的干扰项，因此 MLD 算法的检测性能会大大降低。利用平均保密速率  $\bar{R}_s$  来衡量系统的安全性能，可以表示为<sup>[24]</sup>

$$\bar{R}_s = E_{\mathbf{n}, \mathbf{G}} (R_s)^+ \quad (15)$$

其中， $R_s = I(\mathbf{x}; \mathbf{y}_b | \mathbf{H}_k) - I(\mathbf{x}; \mathbf{y}_e | \mathbf{G}_k)$  表示瞬时保密速率， $\mathbf{G}_k = \mathbf{G} \mathbf{N}_k$  表示进行天线选择后的信道， $(A)^+$  表示  $\max(0, A)$ 。然后，从  $L$  种天线组合模式中选择一种最佳的组合，使目标函数保密速率 SR 能够取得最大值。

### 3.2 截断速率

由于缺少 SR 的闭式表达，因此很难直接通过 TAS 方法设计有效的最大 SR 方法。尽管研究人员提出了一些传统的方法来提高 SM 系统的性能，但是高复杂度限制了其在实际 SM 系统中的应用。鉴于此，应用于传统 MIMO 系统的具有紧密形式的 COR 可以借鉴于 SM 系统中，即采用一种通过基于最大 COR 的方案作为最大化 SR 的有效指标<sup>[25]</sup>，如式(16)所示。

$$R_s' = R_0^B - R_0^E \quad (16)$$

其中， $R_s'$  是瞬时保密速率的近似值，而  $P_{bs} \leq \frac{N_t}{M} \sum_{j=1}^M \sum_{\hat{j}=1}^M \left\{ \frac{N(j, \hat{j})}{2} \left( 1 - \sqrt{\frac{\sigma_{bu}^2}{1 + \sigma_{bu}^2}} \right) \right\}$  是 Bob 的瞬时 COR，

$R_0^E$  是 Eve 的瞬时 COR。 $R_0^B$  可以通过式(17)得出。

$$R_0^B = -\text{lb} \sum_{i=1}^{N_a M} \sum_{j=1}^{N_a M} \frac{1}{(N_a M)^2} \int p(y|x_i)^{\frac{1}{2}} p(y|x_j)^{\frac{1}{2}} dy \quad (17)$$

式(17)可以视为 Bob 与 Alice 互信息的有效下限。利用式(2)和式(9)， $y_b$  的条件概率密度函数可以表示为

$$p(y_b | x_i) = \frac{1}{(\pi \sigma_b^2) N_b} \exp \left( -\frac{\|y_b - \mathbf{H}_k x_i\|^2}{\sigma_b^2} \right) \quad (18)$$

将式(18)代入式(17)中，经过推导，得到 Bob 的瞬时截断速率的闭式表达式为

$$\begin{aligned} R_0^B &= 2N_a \text{lb} M - \text{lb} \sum_{i=1}^{N_a M} \sum_{j=1}^{N_a M} \exp \left( -\frac{\|\alpha \sqrt{P} \mathbf{H}_k \mathbf{d}_{mn}\|^2}{4\sigma_b^2} \right) = \\ & 2N_a \text{lb} M - \text{lb} \sum_{m=1}^{N_a M} \sum_{n=1}^{N_a M} \exp \left( -\frac{\alpha^2 P \mathbf{d}_{mn}^H \mathbf{H}_k^H \mathbf{W}_b^{-1} \mathbf{H}_k \mathbf{d}_{mn}}{4} \right) \end{aligned} \quad (19)$$

其中， $\mathbf{W}_b$  是式(2)中的干扰加噪声协方差矩阵。根据推导结果，得到类似的 Eve 瞬时截断速率的表达式为

$$R_0^E = 2\text{lb} N_a M - \text{lb} \sum_{m=1}^{N_a M} \sum_{n=1}^{N_a M} \exp \left( -\frac{\alpha^2 P \mathbf{d}_{mn}^H \mathbf{G}_k^H \mathbf{W}_e^{-1} \mathbf{G}_k \mathbf{d}_{mn}}{4\sigma_c^2} \right) \quad (20)$$

其中， $\mathbf{W}_e$  是式(3)中的干扰加噪声协方差矩阵。一旦获得了发射天线组，就可以使用式(15)评估 SR。由于  $R_0^B$  和  $R_0^E$  是  $\mathbf{H}_k$  和  $\mathbf{G}_k$  的函数，因此可以选择一个最大  $R_s'$  的 TAS 方案，该方案可以转换为

$$\begin{aligned} & \max_{\mathbf{H}_k, \mathbf{G}_k} R_s' \\ & \text{s.t. } N_k \in (N_1, N_2, \dots, N_L) \end{aligned} \quad (21)$$

其中， $R_s' = \text{lb} \varsigma_E - \text{lb} \varsigma_B$ ， $\varsigma_E$  和  $\varsigma_B$  分别为

$$\varsigma_E = \sum_{m=1}^{N_a M} \sum_{n=1}^{N_a M} \exp \left( -\frac{\alpha^2 P \mathbf{d}_{mn}^H \mathbf{G}_k^H \mathbf{W}_e^{-1} \mathbf{G}_k \mathbf{d}_{mn}}{4} \right) \quad (22)$$

$$\varsigma_B = \sum_{m=1}^{N_a M} \sum_{n=1}^{N_a M} \exp \left( -\frac{\alpha^2 P \mathbf{d}_{mn}^H \mathbf{H}_k^H \mathbf{W}_b^{-1} \mathbf{H}_k \mathbf{d}_{mn}}{4} \right) \quad (23)$$

则  $R_s'$  的闭式表达式为

$$\begin{aligned} R_s' &= \text{lb} \sum_{m=1}^{N_a M} \sum_{n=1}^{N_a M} \exp \left( \frac{\alpha^2 P \|\mathbf{H}_k \mathbf{d}_{mn}\|^2}{4\sigma_b^2} - \right. \\ & \left. \frac{\alpha^2 P \|\mathbf{G}_k \mathbf{d}_{mn}\|^2}{4 \left( (1 - \alpha^2) P \|\mathbf{G}_k \mathbf{T}_{AN}\|^2 + \sigma_c^2 \right)} \right) \end{aligned} \quad (24)$$

其中,  $\mathbf{H}_k$ 、 $\mathbf{G}_k$  与所选的 TAS 模式有关。通常最大 SR 可以通过穷举搜索获得, 并使发射端获得选择为最佳 TAS 模式的最高 SR 性能。

### 3.3 改进的优化搜索算法

COR 算法只是对 SR 做了近似, 但是其仍然需要遍历所有的天线组合, 当天线数较大时, 复杂度较高。针对这个问题, 本文基于矩阵 Frobenius 范数的相容性, 提出一种 ICOR 算法, 将 COR 算法中先组合再遍历的计算顺序变为先遍历再组合, 即先遍历所有天线, 再按照所需进行组合, 这样能够避免遍历天线的组合。

在式(24)中,  $\mathbf{d}_{mm}$  与信道系数矩阵不相关,  $M=4$  可以作为常量归一化。同时,  $\mathbf{T}_{AN}$  是归一化 AN 矩阵, 将归一量省略, 得到简化式, 如式(25)所示。

$$R'_s = \text{lb exp} \left( \|\mathbf{H}_k\|^2 - \frac{\|\mathbf{G}_k\|^2}{\|\mathbf{G}_k\|^2 + 1} \right) \quad (25)$$

其中, 不同的  $k$  值对应不同的筛选结果。首先考虑将不同的  $\|\mathbf{G}_k\|^2$  对应的筛选结果排列为  $\|\mathbf{G}_1\|^2 \geq \|\mathbf{G}_2\|^2 \geq \dots \geq \|\mathbf{G}_L\|^2$ , 由于  $\|\mathbf{G}_k\|^2 > 0$ , 那么  $(\|\mathbf{G}_1\|^2)^{-1} \leq (\|\mathbf{G}_2\|^2)^{-1} \leq \dots \leq (\|\mathbf{G}_L\|^2)^{-1}$  且  $-\|\mathbf{G}_1\|^2 \leq -\|\mathbf{G}_2\|^2 \leq \dots \leq -\|\mathbf{G}_L\|^2$ , 在进行不相关数据的排序过程中, 可以将正数的负值排序与其倒数排序进行等效, 式(25)可以表示为

$$R'_s = \text{lb exp} \left( \|\mathbf{H}_k\|^2 - \left( 1 + \frac{1}{\|\mathbf{G}_k\|^2} \right)^{-1} \right) \quad (26)$$

首先, 将  $1 + \frac{1}{\|\mathbf{G}_k\|^2}$  看成一个整体, 其倒数可以等效为负数形式, 即

$$\left( 1 + \frac{1}{\|\mathbf{G}_k\|^2} \right)^{-1} \sim - \left( 1 + \frac{1}{\|\mathbf{G}_k\|^2} \right) \sim - (1 - \|\mathbf{G}_k\|^2) \quad (27)$$

则式(25)等效为  $R'_s \sim \text{lb exp}(\|\mathbf{H}_k\|^2 - \|\mathbf{G}_k\|^2)$ 。

然后, 根据矩阵 Frobenius 范数的相容性,  $\|\mathbf{H}_k\|^2$  和  $\|\mathbf{G}_k\|^2$  按列可以展开为

$$\|\mathbf{H}_k\|^2 = \sum_{i=1}^{N_a} \sum_{j=1}^{N_a} h_{i,j}^2 = \sum_{n=1}^{N_a} \|\mathbf{h}_n\|^2 \quad (28)$$

通过搜索排序  $\|\mathbf{h}_k\|^2$  与  $\|\mathbf{g}_k\|^2$  之间的差值, 得到使  $\max(\|\mathbf{H}_k\|^2 - \|\mathbf{G}_k\|^2)$  最优的天线组合。ICOR 算法的求解过程如算法 1 所示。

**算法 1** ICOR 算法的求解过程

输入  $\mathbf{H}$ 、 $\mathbf{G}$

输出  $\mathbf{H}_k$ 、 $\mathbf{G}_k$

1) 初始化:  $N_t = 10$ ;  $N_a = 8$ ;  $M = 8$

2) for  $k = 1 : N_t$

3)  $l(k) = \|\mathbf{H}(:,k)\|^2 - \|\mathbf{G}(:,k)\|^2$

4) end for

5)  $[l, k] = \text{sort}\{l(1), \dots, l(N_t)\}$

6)  $l = \{l(1), \dots, l(N_t)\}$  为降序排列的结果,  $k = \{k(1), \dots, k(N_t)\}$  为  $l$  对应的天线序号集合

7)  $\mathbf{H}_k = [\mathbf{H}(:,k(1)) \mathbf{H}(:,k(2)) \dots \mathbf{H}(:,k(N_a))]$

8)  $\mathbf{G}_k = [\mathbf{G}(:,k(1)) \mathbf{G}(:,k(2)) \dots \mathbf{G}(:,k(N_a))]$

### 3.4 算法复杂度分析

基于 COR 的天线选择算法的基本思想是获得 TAS 模式的每个 SR 并搜索  $R'_{s,k}$  ( $k \in \{1, 2, \dots, L\}$ ) 以找到最佳 SR。算法的整体复杂度为  $O(LN_a^2M^2)$ , 在低阶符号调制时, 其比文献[18]中基于 Max-SR 的算法复杂度  $O(LN_a^3)$  更低, 但是这 2 种算法都需要遍历天线组合, 随发射天线数的增加而呈指数级增长。而 ICOR 算法的整体复杂度包含列范数差值计算  $O(N_t)$  和排序过程  $O(\text{lb}N_t)$ , 与文献[18]中基于 SLNR 算法的最低复杂度  $O(N_t \text{lb}N_t)$  相当。相比于最大 COR 算法和 Max-SR 算法, ICOR 算法的复杂度只取决于发射总天线的个数, 且有着更好的稳健性和更低的复杂度。

## 4 功率分配与误码率

### 4.1 功率分配

选择信道后, 式(24)便成了关于功率分配因子的函数。根据截断速率式对功率分配因子的最优值进行求解, 此处认为总功率保持不变, 则保密速率是关于功率分配因子的连续函数。对保密速率进行一阶求导得到极值解, 将所对应的极值与边界点的值作比较, 求得最大值, 并给出最大值对应的分配因子。

令

$$f(\alpha^2) = \frac{\alpha^2 P d_{mn}^H \mathbf{H}_k^H \mathbf{H}_k d_{mn}}{4\sigma_b^2} - \frac{\alpha^2 P d_{mn}^H \mathbf{G}_k^H \mathbf{G}_k d_{mn}}{4(\beta^2 P |\mathbf{G}_k \mathbf{T}_{AN}|^2 + \sigma_c^2)} \quad (29)$$

求使一阶导数  $\frac{df(\alpha^2)}{d\alpha^2} = 0$  的解，得到

$$\frac{df(\alpha^2)}{d\alpha^2} = \frac{A}{4} - \frac{4BC + 4B}{16[(1-\alpha^2)C + 1]^2} = 0 \quad (30)$$

其中， $A = P \|\mathbf{H}_k d_{mn}\|^2$ ， $B = P \|\mathbf{G}_k d_{mn}\|^2$ ， $C = P \|\mathbf{G}_k \mathbf{T}_{AN}\|^2$ 。

$$\alpha^2 = \frac{A(C+1) \pm \sqrt{AB(C+1)}}{AC} = 1 - \frac{\sqrt{P \|\mathbf{H}_k d_{mn}\|^2 \|\mathbf{G}_k d_{mn}\|^2 \|\mathbf{G}_k \mathbf{T}_{AN}\|^2 + \|\mathbf{H}_k d_{mn}\|^2 \|\mathbf{G}_k d_{mn}\|^2 - \|\mathbf{H}_k d_{mn}\|^2}}{P \|\mathbf{H}_k d_{mn}\|^2 \|\mathbf{G}_k \mathbf{T}_{AN}\|^2} \quad (32)$$

## 4.2 误码率

经过天线选择算法和最优功率分配后，接收端可以根据反馈的信道状态信息检测出原信号。由于精确的误比特率难以获得，本文通过推导成对差错概率来获得平均误比特率的上界。

SM 信号经过 MLD 算法检测后，采用联合上界的方法，则误比特率可以表示为<sup>[26]</sup>

$$P_s \leq \frac{1}{N_t M} \sum_{m=1}^{N_a} \sum_{i=1}^M \sum_{k=1}^{N_a} \sum_{j=1}^M \left\{ N(x_{mi}, x_{kj}) \mathbf{E} \left[ P_r(x_{mi} \rightarrow x_{kj}) \right] \right\} \quad (33)$$

其中， $P_r(x_{mi} \rightarrow x_{kj})$  表示将激活天线  $m$ 、APM 符号  $s_i$  组合错判成激活天线  $n$ 、APM 符号  $s_j$  组合的成对差错概率，对于 Bob 而言，其可以表示为均值为 0、方差为  $\sqrt{\frac{\alpha^2 P \|\mathbf{h}_m s_i - \mathbf{h}_k s_j\|^2}{2\sigma^2}}$  的高斯随机变量，因此，有

$$P_s \leq \frac{1}{N_a M} \sum_{m=1}^{N_a} \sum_{i=1}^M \sum_{k=1}^{N_a} \sum_{j=1}^M \left\{ N(i, j) \mathbf{E} \left[ \mathcal{Q} \left( \sqrt{\frac{\varphi P \|\mathbf{h}_m s_i - \mathbf{h}_k s_j\|^2}{2\sigma^2}} \right) \right] \right\} \quad (34)$$

其中， $N(i, j)$  是每一个信道的汉明距离。在瑞利信道下，类似文献[27]相关的推导，得到 Bob 的接收误比特率为

$$P_{bs} \leq \frac{N_t}{M} \sum_{i=1}^M \sum_{j=1}^M \left\{ \frac{N(i, j)}{2} \left( 1 - \sqrt{\frac{\sigma_{bn}^2}{1 + \sigma_{bn}^2}} \right) \right\} \quad (35)$$

将式(30)写成二元一次方程的形式为

$$AC^2(\alpha^2)^2 - (C+1)(2AC\alpha^2 + A + AC - B) = 0 \quad (31)$$

通过对式(30)的分析可知， $f(\alpha^2)$  的  $\Delta = 4ABC^2 \cdot (C+1) > 0$  是关于  $\alpha^2$  的凸函数，同时  $\text{lb} \sum \exp$  能够保持凸函数的性质<sup>[19]</sup>。另外，根据计算结果可以发现函数  $f(\alpha^2)$  最大值不在  $\alpha^2=0$  和  $\alpha^2=1$  处取到。然后，根据求根式得到极值解，函数  $f(\alpha^2)$  极值解的表达式为式(32)，所求得解为最大化截断速率的最优功率分配因子，是最大化保密速率的次优解。

其中， $\sigma_{bn}^2 = \frac{\sigma_{\text{H}}^2 \alpha^2 P}{4\sigma_b^2} (|s_i|^2 + |s_j|^2)$ ， $\sigma_{\text{H}}^2$  为发射端与 Bob 的信道系数方差。

对于 Eve，可以将人工噪声表达为信道噪声的一部分，从而 Eve 接收误比特率为

$$P_{es} \leq \frac{N_t}{M} \sum_{i=1}^M \sum_{j=1}^M \left\{ \frac{N(i, j)}{2} \left( 1 - \sqrt{\frac{\sigma_{en}^2}{1 + \sigma_{en}^2}} \right) \right\} \quad (36)$$

其中， $\sigma_{en}^2 = \frac{\sigma_G^2 \alpha^2 P (|s_i|^2 + |s_j|^2)}{4((1-\alpha^2)P \|\mathbf{G}_k \mathbf{T}_{AN}\|^2 + \sigma_c^2)}$ ， $\sigma_G^2$  为发射端与 Eve 的信道系数方差。

考虑到实际情况下，Eve 端无法得到反馈的 CSI，因此，即使窃听者知道激活天线的序号，也无法对空间比特信息进行正确的估计。当系统发送二进制比特信息流时，窃听者有 50% 的概率正确估计出比特信息，因此空间比特信息的错误比特数可以表示为远大于调制比特的错误比特数。对于 Eve 来说，最终的误比特率可以近似表示为<sup>[28]</sup>

$$p_e \approx \frac{\frac{1}{2} \text{lb} N_a}{\text{lb} N_a + \text{lb} M} \quad (37)$$

## 5 仿真结果

不同的 TAS 策略将带来不一样的性能，同时具有不同的计算复杂度。本节在频率平稳的平坦衰落环境下，利用 Matlab 平台进行仿真，分析和比较本文提出的 ICOR 方法与文献[18]提出的 SLNR 算法和 Max-SR 算法在不同的信噪比和功率分配因子下

的性能。同时，信道统一采用瑞利信道，其中， $\mathbf{H}$  和  $\mathbf{G}$  的元素是从具有单位方差的复数高斯分布中提取出来的，信道噪声的方差  $\sigma_b^2$ 、 $\sigma_c^2$  均归一化为 0 dB，信噪比定义为  $\frac{\alpha^2 P}{\sigma_b^2}$ 。假设发射端总的天线数  $N_t = 10$ ，发射符号天线数分 2 种情况讨论，分别为  $N_a = 4$  和  $N_a = 8$   $M = 8$ 。Bob 和 Eve 接收端天线都设置为  $N_b = N_c = 2$ 。另外，APM 采用二阶 QPSK 调制，即  $M = 4$ 。在未考虑功率因子的情况下，功率因子  $\alpha^2$  都设置为式(32)中得到的最优功率因子。

功率因子分别为  $\alpha^2=0.75$ 、 $\alpha^2=0.50$  和  $\alpha^2=0.25$  时，3 种不同 TAS 方法对应的平均 SR 性能与 SNR 的关系如图 1 所示。通过将 SLNR 算法和 Max-SR 算法与本文提出的 ICOR 算法进行比较可以看出，本文提出的 ICOR 算法在所有 SNR 区域中都可以实现比文献[18]方法更高的平均 SR，这表明其性能优于 SLNR 算法和 Max-SR 算法。此外，当 SNR 逐渐增加时，所有 TAS 算法的平均 SR 都收敛于常数，这也意味着提高 SNR 不会无限期地增加平均 SR，因为有限的字符输入无法像高斯输入那样使互信息量达到信道容量。同样，随着 SNR 逐渐增加，在  $\alpha^2=0.75$  的情况下，平均 SR 明显优于  $\alpha^2=0.50$  和  $\alpha^2=0.25$  这 2 种情况，这意味着在存在 AN 辅助优化 SR 的情况下，功率分配给 AN 能够十分明显地增加 SR。但是，单纯将功率多分配给 AN，少分配给发射符号并不能更好地提升 SR，需要在具体的 SNR 区域进行讨论。通过对功率分配进行优化能够进一步提升系统的 SR 性能，并且根据解析表达式的结果能够得到应该分配多少的功率给发射符号以及分配多少的功率选择发射人工噪声。

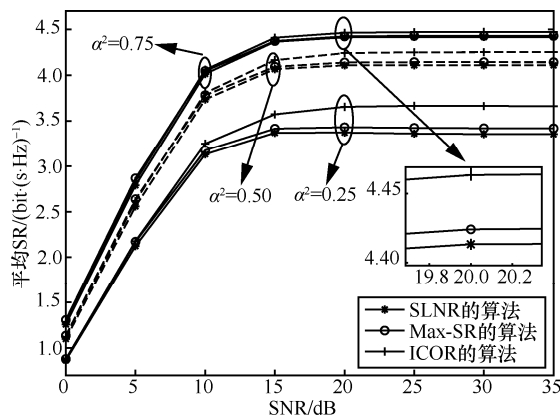


图 1 3 种不同 TAS 方法平均 SR 与 SNR 的关系

图 2 讨论了当 SNR 分别为 5 dB、15 dB 和 25 dB 时，不同功率分配因子对平均 SR 性能的影响。当处于较低的 SNR 区域时，能够取得最大保密速率的功率因子较大，因为较小的发射功率分配给 AN，无法对 Eve 端产生很大的干扰。当 SNR 较高时，发射功率较大，但是有限符号输入下，分配给发射符号更多的功率并不能带来更多的 SR 增益，所以此时分配多余的功率发射 AN 能够有效地干扰 Eve，从而提升 SR。此时，最优的功率分配因子会出现在 0.5 附近。通过比较经过 ICOR 算法筛选之后的天线和随机选择的天线这 2 种情况可以看出，经过 ICOR 算法得到的 SR 性能相较于随机天线的组合有较大的提升，尤其是在低 SNR 区域。随着 SNR 的增大，SR 也趋于稳定，所以经过 COR 算法选择后的 SR 增益相对减小。

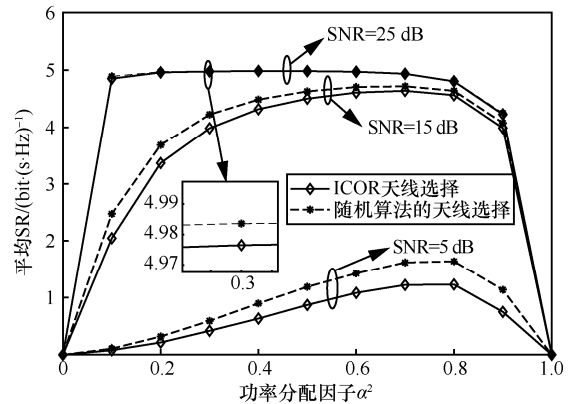


图 2 不同 SNR 下的平均 SR 与功率分配因子  $\alpha^2$  的关系

图 3 显示了 SLNR 算法和 Max-SR 算法的平均 BER 与 SNR 的关系曲线，并与本文提出的 ICOR 算法进行比较。通过使用与图 2 相同的系统参数设置，进一步分析 3 种 TAS 方法对平均 BER 的影响。由于 Eve 没有获得从 Alice 发送的有关空间和星座比特位的信息，因此她只能对本地的每个二进制位进行随机猜测。因此，Eve 获得的 BER 等效于式(37)的结果。显然，随着 SNR 的逐渐提高，这 3 种方法的平均 BER 在低 SNR 区域几乎相同，但是在高 SNR 区域，本文提出的 ICOR 算法的平均 BER 性能优于 SLNR 算法和 Max-SR 算法。这意味着，本文提出的 ICOR 算法可以通过适当地提高 SNR 来改善 SM 系统的 BER 性能。

图 4 分析了不同发射天线数 ( $N_a = 4$  和  $N_a = 8$ ) 下平均 BER 与 SNR 的关系，并给出了 Eve 在获得反馈信道状态信息和未获得反馈信道状态信息

情况未知的 BER。从图 4 中可以看出，在发射总天线不变的情况下，提高发射符号的天线数能够有效提升 Bob 和 Eve 端的 BER 性能，特别是在 SNR 较高的区域。Eve 在已知 CSI 的情况下，能够比未知 CSI 的情况下具有更好的 BER 性能，也意味着，人工噪声对 Eve 的影响有所减小。特别是在 SNR 较高的区域，Eve 虽然受到人工噪声的干扰，但是人工噪声只考虑了不影响合法接收者，所以 Eve 仍然能够获得比未知 CSI 情况下更多的 BER 性能。而同时处于未知 CSI 的情况下，更少的发射天线意味着更少的猜测比特位，所以 Eve 的检测错误概率也越小。

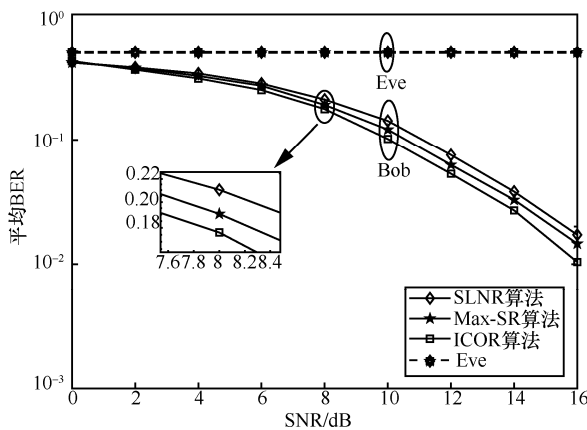


图 3 3 种不同 TAS 方法平均 BER 与 SNR 关系

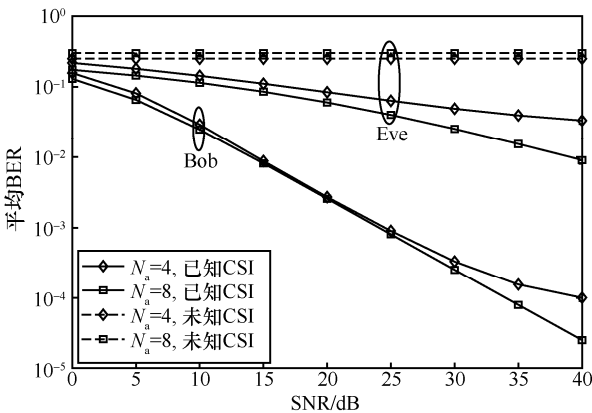


图 4 不同发射天线数的平均 BER 与 SNR 的关系

图 5 比较了 Max-SR 算法与本文提出的 ICOR 算法及经过搜索算法优化之后的 ICOR 的计算复杂度，SLNR 算法的复杂度与 ICOR 算法一致。当发射天线数固定为  $N_a = 4$  根时，随着发射天线总数的增加，需要考虑组合次数的 Max-SR 算法和 COR 算法的计算复杂度呈指数级增长，相比之下，只需要考虑发射天线总数的

ICOR 的复杂度增长有限。当发射天线数提升到  $N_a = 8$  时，Max-SR 和 COR 的计算复杂度有更大幅度的提升，并且随着发射天线总数的增加，计算复杂度增长的幅度还在增大。相比之下，ICOR 算法的复杂度不会随着发射天线数  $N_a$  的变化而变化。对比分析 3 种 TAS 方法的计算复杂度，经过优化搜索算法改进的 ICOR 极大地降低了发射天线选择的复杂度。

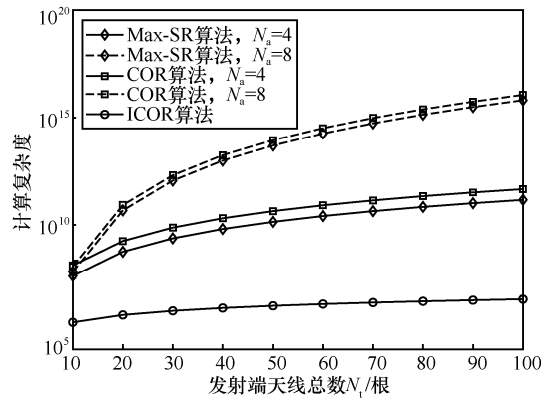


图 5 不同 TAS 下不同发射天线数的计算复杂度与发射端天线总数的关系

## 6 结束语

本文针对有限符号输入下安全 SM 系统中传统算法保密速率性能低和算法复杂度高的问题，提出一种基于 COR 的天线选择算法。该算法把 COR 作为 SR 的近似表达，将最大化 SR 的问题转化为优化 COR 的问题。基于接收端的条件概率密度函数，推导出 COR 的闭式表达式，并根据对 COR 表达式的分析，提出低复杂度的 ICOR 算法。该算法通过将矩阵范数按列展开，得到合法接收者信道列范数和非法窃听者信道列范数。然后，根据两者信道列范数的差值进行排序筛选出使差值最大的天线组合，从而通过选择的最优天线组合最大化 COR。另外，将 AN 技术应用到安全 SM 系统中，在给窃听者发射额外干扰的同时不影响合法接收者，从而进一步提升系统的 SR 性能。仿真结果表明，本文所提出的 ICOR 算法在安全的 SM 系统中可以实现更高的 SR 和更低的 BER，其 SR 性能优于 SLNR 算法和 Max-SR 算法。同时，ICOR 算法极大地降低了最大化 COR 算法的计算复杂度。本文所提的 ICOR 算法是基于截断速率的功率分配因子的次优解，如何直接求解最大化保密速率本身的最优解将是下一步工作的重点。

## 参考文献:

- [1] MESLEH R Y, HAAS H, SINANOVIC S, et al. Spatial modulation[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2008, 57(4): 2228-2241.
- [2] YANG P, RENZO M, XIAO Y, et al. Design guidelines for spatial modulation[J]. IEEE Communications Surveys & Tutorials, 2015, 17(1): 6-26.
- [3] YANG P, XIAO Y, YU Y, et al. Adaptive spatial modulation for wireless MIMO transmission systems[J]. IEEE Communications Letters, 2015, 15(6): 602-604.
- [4] 李桥龙, 金梁. 基于最小信息泄漏的线性随机化实现物理层安全传输[J]. 通信学报, 2013, 34(7): 42-48.  
LI Q L, JIN L. Linear randomization with lowest information leakage for physical layer secure transmission[J]. Journal on Communications, 2013, 34(7): 42-48.
- [5] HE Y, ATAPATTU S, TELLAMBURA C, et al. Opportunistic group antenna selection in spatial modulation systems[J]. IEEE Transactions on Communications, 2018, 66(11): 5317-5331.
- [6] NTONIN K, DI R M, PEREZ-NEIRA A I, et al. A low-complexity method for antenna selection in spatial modulation systems[J]. IEEE Communications Letters, 2013, 17(12): 2312-2315.
- [7] 门宏志, 刘文龙, 王楠. 空间调制系统低复杂度的天线选择算法[J]. 电子学报, 2016, 44(6): 1322-1327.  
MEN H Z, LIU W L, WANG N, et al. Antenna selection algorithm for spatial modulation system with low complexity[J]. ACTA Electronica Sinica, 2016, 44(6): 1322-1327.
- [8] 邓浩, 王慧明. 人工噪声策略的临界信噪比和功率分配研究[J]. 通信学报, 2019, 40(6): 66-73.  
DENG H, WANG H M. Research on critical SNR and power allocation of artificial noise assisted secure transmission [J]. Journal on Communications, 2019, 40(6): 66-73.
- [9] AGHDAM S R, NOORAIEPOUR A, DUMAN T M. An overview of physical layer security with finite-alphabet signaling[J]. IEEE Communications Surveys & Tutorials, 2018, 21(2): 1829-1850.
- [10] YU X B, HU Y P, PAN Q, et al. Secrecy performance analysis of artificial-noise-aided spatial modulation in the presence of imperfect CSI [J]. IEEE Access, 2018(6): 41060-41067.
- [11] GUAN X, CAI Y, YANG W. On the mutual information and precoding for spatial modulation with finite alphabet [J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2013, 2(4): 383-386.
- [12] LIU C, YANG L, WANG W. Secure spatial modulation with a full-duplex receiver[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2017, 6(6): 838-841.
- [13] WANG Y, ZHANG T, YANG W W, et al. Secure transmission for differential quadrature spatial modulation with artificial noise[J]. IEEE Access, 2019(7): 7641-7650.
- [14] HUANG Y, WEN M W, ZHENG B X, et al. Secure precoding aided spatial modulation via transmit antenna selection [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2019, 68(9): 8893-88905.
- [15] YANG P, XIAO Y, GUAN Y L, et al. Transmit antenna selection for multiple-input multiple-output spatial modulation systems[J]. IEEE Transactions on Communications, 2016, 64(5): 2035-2048.
- [16] SUN Z J, XIAO Y, Yang P, et al. Transmit antenna selection schemes for spatial modulation systems: search complexity reduction and large-scale MIMO applications[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2017, 66(9): 8010-8021.
- [17] RAJASHEKAR R, HARI K, HANZO L. Transmit antenna subset selection for single and multiuser spatial modulation systems operating in frequency selective channels[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2018, 67(7): 6156-6169.
- [18] SHU F, WANG Z W, CHEN R Q, et al. Two high-performance schemes of transmit antenna selection for secure spatial modulation[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2018, 67(9): 8969-8973.
- [19] XIA G, JIA L, QIAN Y, et al. Power allocation strategies for secure spatial modulation [J]. IEEE System. Journal, 2019, 13(4): 3869-3872.
- [20] 雷维嘉, 兰顺福. 空间调制系统中的人工噪声抗窃听安全传输方案[J]. 电子科技大学学报, 2018, 47(1): 13-18.  
LEI W J, LAN S F. Anti-eavesdropping secure transmission scheme with artificial noise in spatial modulation[J]. Journal of University of Electronic Science and Technology of China, 2018, 47(1): 13-18.
- [21] 雷维嘉, 兰顺福. 广义空间调制系统中的物理层抗窃听传输方案[J]. 哈尔滨工业大学学报, 2017, 49(5): 87-93.  
LEI W J, LAN S F. Physical layer anti-eavesdropping transmission scheme in generalized spatial modulation[J]. Journal of Harbin Institute of Technology, 2017, 49(5): 87-93.
- [22] XIA G, SHU F, ZHANG Y, et al. Antenna selection method of maximizing secrecy rate for green secure spatial modulation[J]. IEEE Transactions on Green Communications and Networking, 2019, 3(2): 288-301.
- [23] 崔波, 刘璐, 李翔宇. 有限字符输入的空间调制物理层安全传输方法[J]. 通信学报, 2015, 36(2): 162-171.  
CUI B, LIU L, LI X Y. Physical-layer security transmission method based on spatial modulation with finite alphabet inputs[J]. Journal on Communications, 2015, 36(2): 162-171.
- [24] AGHDAM S, NOORAIEPOUR A, DUMAN T, et al. An overview of physical layer security with finite-alphabet signaling[J]. IEEE Communications Surveys & Tutorials, 2019, 21(2): 1829-1850.
- [25] AGHDAM S R, DUMAN T M. Joint precoder and artificial noise design for MIMO wiretap channels with finite-alphabet inputs based on the cut-off rate[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2017, 16(6): 3913-3923.
- [26] JEGANATHAN J, GHRAYEB A, SZCZECI-NSKI L. Spatial modulation: optimal detection and performance analysis[J]. IEEE Communications Letters, 2008, 12(8): 545-547.
- [27] RENZO D, HAAS H. Bit error probability of spatial modulation (SM) MIMO over generalized fading channels[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2012, 61(3): 1124-1144.
- [28] HUANG Z, GAO Z, SUN L. Anti-eavesdropping scheme based on quadrature spatial modulation[J]. IEEE Communications Letters, 2017, 21(3): 532-535.

## [作者简介]



丁青锋 (1980- ), 男, 安徽安庆人, 博士, 华东交通大学副教授、硕士生导师, 主要研究方向为轨道交通无线通信、智能优化、下一代无线通信技术等。

奚韬 (1995- ), 男, 江苏扬中人, 华东交通大学硕士生, 主要研究方向为空间调制系统与物理层安全。

杨倩 (1994- ), 女, 湖北黄冈人, 华东交通大学硕士生, 主要研究方向为空间调制系统与物理层安全。

丁旭 (1993- ), 男, 湖北黄冈人, 华东交通大学硕士生, 主要研究方向为空间调制系统与信号检测。