

基于物理层安全的空间调制系统天线选择算法



丁青锋 奚韬 连义舂 吴泽祥

华东交通大学电气与自动化工程学院 南昌 330013

(brandy724@sina.com)

摘要 针对基于最优安全容量的天线选择算法复杂度较高的问题,提出一种低复杂度的基于列范数平方之差的的天线选择算法。该算法首先通过归一化固定量以及简化安全容量解析式,得到合法信道范数平方与窃听器信道范数平方的差值;然后根据向量范数的性质,将差值转换为各信道系数平方之差的和;接着遍历信道系数之差并进行排序,选出使得信道范数平方之差最大的天线组合;最后通过结合该算法和人工噪声(Artificial Noise, AN)技术,将人工噪声矢量设计在筛选后余下天线的合法信道零空间,从而获得最优的安全容量。仿真结果表明,与传统的天线选择算法相比,该算法在显著提升安全容量的同时,大大降低了运算的复杂度;并在维持合法接收者误比特率较低的情况下,最大化限制窃听者的误比特率性能,从而有效地增强了系统的安全性能。

关键词: 空间调制;范数差值天线选择;优化排序算法;低复杂度;人工噪声矢量赋形;最优安全容量

中图分类号 TN929.5

Antenna Selection for Spatial Modulation Based on Physical Layer Security

DING Qing-feng, XI Tao, LIAN Yi-chong and WU Ze-xiang

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

Abstract For the high complexity of antenna selection algorithm based on optimal secrecy capacity, an improved antenna selection algorithm with low complexity based on the difference of column norm squared is proposed. First, the analytic formula of secrecy capacity is simplified by normalizing the fixed quantity with comparison of the difference between legitimate channel and eavesdropper channel, which is expanded and expressed by channel coefficient. Then the difference of channel coefficient square is traversed and sorted, and the antenna combination with the largest difference of channel norm square is selected. Meanwhile, combining the algorithm with the artificial noise, which is designed at the remaining legitimate channel null space, can obtain the optimal secrecy capacity. The simulation results show that compared with traditional algorithm, the proposed algorithm can achieve optimal secrecy capacity with low complexity. In addition, the bit error rate of legitimate receiver is maintained and the bit error rate of eavesdropper is restricted maximumly. Meanwhile, the safety performance of the system is enhanced effectively.

Keywords Spatial modulation, Norm difference antenna selection, Optimal sorting algorithm, Low complexity, Artificial noise vector forming, Optimal secrecy capacity

1 引言

大规模多输入多输出(Multiple-Input-Multiple-Output, MIMO)系统被认为是5G时代的关键技术之一,但其发射端天线的载波间干扰和同步问题会随着天线数的增多而增

大^[1-3]。而空间调制(Spatial Modulation, SM)技术被认为是解决这些问题的一种有效方法。SM系统同一时刻只有一根发射天线被激活用于发射信号,其他天线处于静默状态^[2],从而有效地避免了载波间干扰和发射同步的问题。并且SM系统只需要一个射频链路,大大降低了系统硬件成本。但是传

收稿日期:2019-06-25 返修日期:2019-09-09 本文已加入开放科学计划(OSID),请扫描上方二维码获取补充信息。

基金项目:国家自然科学基金(61961018);江西省杰出青年人才计划项目(20192BCB23013);江西省自然科学基金(20171BAB202001, 20192ACB21003);江西省教育厅科技项目(GJJ180307)

This work was supported by the National Natural Science Foundation of China (61961018), Jiangxi Province Foundation for Distinguished Young Scholar (20192BCB23013), Jiangxi Province Natural Science Foundation of China (20171BAB202001, 20192ACB21003) and Science Program of Jiangxi Educational Committee (GJJ180307).

通信作者:奚韬(xt19950116@sina.com)

统的空间调制系统不能获得发射分集增益,从而限制了其误码率性能^[3]。同时,大部分 SM 系统的调制方式为二进制,这就要求其发射天线数必须为 2 的整数次幂,如果配备自由的天线个数,将导致大量天线资源的浪费。

然而,利用天线选择算法可以有效解决 SM 系统天线资源的问题^[4-8]。其中,基于最大化最小欧氏距离的算法(Euclidean Distance Antenna Selection, EDAS)可以得到最优误码率。但是该算法需要遍历所有天线序号与调制符号的组合,尤其对于天线数很多、调制阶数很高的 SM 系统,复杂度极高^[4]。为了降低该算法的复杂度,基于奇异值分解、基于星座图分解和基于最大化信道容量的天线选择算法(Capacity Optimized Antenna Selection, COAS)被提出。文献[6]通过只搜索最大的最小平方奇异值来避免全搜索,从而降低基于欧氏距离最优算法的复杂性。文献[7]通过对可分解正交振幅调制符号集合的信道进行 QR 分解,减少了计算汉明距离的次数,从而降低了算法的复杂度。而 COAS 算法根据信道容量公式遍历所有的天线信道组合,性能接近于最优算法,复杂度则有所降低,常被用于获得空间调制系统的最优容量^[8]。

当存在窃听者时,仅考虑合法接收者的最优容量将无法兼顾系统的安全容量。在考虑窃听者的场景下,加入物理层安全技术可以大幅度提升系统的安全容量^[9-14]。文献[9]基于最大化安全容量设计人工噪声,首先将 AN 矢量安排在合法接收者信道的零空间上;然后利用波束赋形技术将 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^[10-11]。文献[12]将天线选择算法与人工噪声技术相结合,以得到 MIMO 系统更好的安全性能。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增强 SM 系统的物理层安全^[13-14]。

本文提出一种基于列范数平方之差的低复杂度算法,并将人工噪声技术和天线选择算法相结合,以获得最优安全容量。首先,根据范数的性质和信道矩阵的特性,将合法接收者与窃听信道的安全容量简化为信道列范数平方之差的形式进行比较;然后对展开后的差值进行排序,筛选出差值较大的天线,用来发射调制信息,以增大系统安全容量;最后经过理论推导得出,将天线选择算法筛选后余下的窃听者最优天线组合用来发射人工噪声,能够最大化人工噪声对窃听者的干扰,从而进一步增大安全容量。与未考虑天线选择算法和使用其他人工噪声矢量设计方法的仿真对比表明,本文提出的天线选择算法及设计的人工噪声可以使系统具有更好的性能。

2 系统模型

2.1 空间调制系统

空间调制系统分为幅度相位调制(Amplitude Phase Modulation, APM)和天线序号映射两部分。假设发射 APM 信号的天线携有 n 比特的信息,将其分成 n_1 和 n_2 两部分, n_1 的信息用天线序号承载,满足 $N_t = 2^{n_1}$; n_2 的信息通过 APM

进行调制,满足 $n_2 = \log_2(M)$, M 为 APM 调制符号阶数。假设发射端配备有 m 根天线,其中 N_t 根天线用于发射空间调制符号,剩下的 $m - N_t$ 根天线用来发射人工噪声。接收端则都只配备一根接收天线, Bob 为合法接收端, Eve 为窃听者。

人工噪声和 APM 信号需要分别调制,并通过天线选择算法分配给激活的天线。发射 APM 信号的天线带有天线序号映射,可以承载一部分信息,而发射人工噪声的天线则不携带有任何信息。同一时刻激活的天线数为 $n - N_t + 1$,其中发射端激活第 t 根天线发送的信号矢量为 \mathbf{x} ,则:

$$\mathbf{x} = \underbrace{[0, 0, \dots, s_t, \dots, 0, 0]}_{N_t} \underbrace{, n_{m-N_t}, n_{m-N_t+1}, \dots, n_m}_{m-N_t}]^T \quad (1)$$

其中, s_t 为调制符号, $E[|s_t|^2] = 1, i \in \{1, 2, \dots, M\}$; \mathbf{n}_{m-N_t} 是人工噪声矢量, $\mathbf{n}_{m-N_t} = \mathbf{w}z$, 其中 \mathbf{w} 为人工噪声的波束赋形矢量, z 是服从零均值、方差为 σ_z^2 的复高斯随机变量。

假设激活发射端通过天线选择算法确定的 N_t 根天线中的第 t 根发送 s_t , 则 Bob 和 Eve 接收到的信号分别为:

$$\begin{cases} y_b = \sqrt{\varphi P} h_{bt} s_t + \mathbf{h}_{bn} \mathbf{w} z + n_b \\ y_e = \sqrt{\varphi P} h_{et} s_t + \mathbf{h}_{en} \mathbf{w} z + n_e \end{cases} \quad (2)$$

其中, h_{bt} 和 h_{et} 分别表示 Bob 和 Eve 与第 t 根发射天线间的信道增益; $\mathbf{h}_{bn} \in \mathbb{C}^{1 \times (m-N_t)}$ 和 $\mathbf{h}_{en} \in \mathbb{C}^{1 \times (m-N_t)}$ 分别表示 Bob 和 Eve 与发射人工噪声的 $m - N_t$ 根天线间的信道增益系数; φ 为发射信号的功率分配因子; P 为发射天线总功率。

2.2 人工噪声设计

本文将人工噪声矢量设计在经过算法筛选后余下天线的 Bob 信道的零空间上,意味着 $\mathbf{h}_{bn} \mathbf{w} = 0$ 。设 $\mathbf{h}_{bn} \mathbf{V} = 0, \mathbf{V} = \mathbf{I}_{m-N_t} - \mathbf{h}_{bn}^H (\mathbf{h}_{bn} \mathbf{h}_{bn}^H)^{-1} \mathbf{h}_{bn}$ 为信道 \mathbf{h}_{bn} 合法零空间的投影矩阵,可以保证经过设计的人工噪声波束赋型矢量 \mathbf{w} 不对 Bob 产生影响。同时要最大化对 Eve 的干扰,则设计所要满足的条件为:

$$\begin{aligned} & \max |\mathbf{h}_{en} \mathbf{w}|^2 \\ & \text{s. t. } \text{tr}(\mathbf{w} \mathbf{w}^H) = (1 - \varphi) \cdot P \end{aligned} \quad (3)$$

与文献[9]相关推导过程类似,可以将接收信号进一步表示为:

$$\begin{cases} y_b = \sqrt{\rho P} h_{bt} s_t + n_b \\ y_e = \sqrt{\rho P} h_{et} s_t + \sqrt{(1 - \rho) \cdot P} \mathbf{h}_{en} \mathbf{g} z + n_e \end{cases} \quad (4)$$

其中, $\mathbf{g} = \frac{\mathbf{V} \mathbf{h}_{en}^H}{\|\mathbf{V} \mathbf{h}_{en}^H\|}$, \mathbf{h}_{bn} 和 \mathbf{h}_{en} 都需要通过天线选择算法来确定。

3 最优安全容量天线选择算法

3.1 天线选择算法

传统的基于最大化信道容量的天线选择算法能够计算出达到信道容量最大化的天线序列^[15]。在安全空间调制系统中,由于 Bob 和 Eve 并存,在最大化 Bob 信道容量的同时,可能会使 Eve 信道容量增益增大。因此,COAS 算法不完全适用于求解安全空间调制系统中的最优安全容量^[16]。基于最大化安全容量的天线选择算法(Secure-COAS, S-COAS)能够筛选出使得系统获得最优安全容量的天线组合,但是复杂度

相较于最大化信道容量算法有一定增加。因此,本文提出一种改进的最优安全容量天线选择算法(Improved SecureCOAS, IS-COAS),其性能接近 S-COAS 算法,复杂度则显著降低。

3.1.1 基于列范数平方之差的的天线选择算法

当 Bob 和 Eve 接收天线数都为 1 时,信道矩阵是由单行信道系数构成的,则信道矩阵的范数其实为向量的范数,即 $\|\mathbf{A}\|^2 = \mathbf{A}\mathbf{A}^H$ 。

定理 1 在多天空间调制系统中,利用天线选择算法辅以人工噪声技术来获得瑞利信道下的系统最优安全容量。最优安全容量取决于列范数平方之差 $L = \|\mathbf{h}_b\|^2 - \|\mathbf{h}_e\|^2$, 当 L 取得最大值时,对应的天线组合能够使系统安全容量取得最大值。

证明:根据文献[17]相关的安全容量推导过程,有:

$$C_b - C_e = \log_2 \left(1 + \frac{\varphi P}{N_t \sigma_b^2} \|\mathbf{h}_b\|^2 \right) - \log_2 \left(1 + \frac{\varphi P \|\mathbf{h}_e\|^2}{N_t ((1-\varphi) P \mathbf{h}_{en} \mathbf{g} \mathbf{g}^H \mathbf{h}_{en}^H + \sigma_e^2)} \right) \quad (5)$$

其中, C_b 和 C_e 分别表示 Bob 和 Eve 与发射端的信道容量。

由波束赋形矢量 $\mathbf{g} = \frac{\mathbf{V} \mathbf{h}_{en}^H}{\|\mathbf{V} \mathbf{h}_{en}^H\|}$ 中 $\mathbf{V} \in \mathbb{C}^{(m-N_t) \times (m-N_t)}$ 和 $\mathbf{V} \mathbf{h}_{en} \in \mathbb{C}^{1 \times (m-N_t)}$, 可得 $\mathbf{V} \mathbf{h}_{en}^H \in \mathbb{C}^{1 \times (m-N_t)}$, 则式(5)中

$$\begin{aligned} \mathbf{h}_{en} \mathbf{g} \mathbf{g}^H \mathbf{h}_{en}^H &= \mathbf{h}_{en} \frac{\mathbf{V} \mathbf{h}_{en}^H}{\|\mathbf{V} \mathbf{h}_{en}^H\|} \frac{\mathbf{h}_{en} \mathbf{V}^H}{\|\mathbf{V} \mathbf{h}_{en}^H\|} \mathbf{h}_{en}^H \\ &= \mathbf{h}_{en} \frac{\mathbf{V} \mathbf{h}_{en}^H (\mathbf{V} \mathbf{h}_{en}^H)^H}{\|\mathbf{V} \mathbf{h}_{en}^H\|^2} \mathbf{h}_{en}^H \\ &= \|\mathbf{h}_{en}\|^2 \end{aligned} \quad (6)$$

由于天线之间是离散的,需要选出使安全容量最大化的天线组合,并将固定量归一化。固定量有发射信号天线数 N_t 、Bob 信道噪声方差 σ_b^2 、Eve 信道噪声方差 σ_e^2 、发射端总功率 P 以及功率分配因子 φ 。因此,选出使得安全容量最大的天线组合,满足:

$$\begin{aligned} \arg \max_{\substack{\mathbf{h}_b, \mathbf{h}_e \in \mathbf{h}_{N_t} \\ \mathbf{h}_{en} \in \mathbf{h}_{m-N_t}}} \log_2 \left(\frac{1 + \frac{\varphi P}{N_t \sigma_b^2} \|\mathbf{h}_b\|^2}{1 + \frac{\varphi P \|\mathbf{h}_e\|^2}{N_t ((1-\varphi) P \|\mathbf{h}_{en}\|^2 + \sigma_e^2)}} \right) &= \\ \arg \max_{\substack{\mathbf{h}_b, \mathbf{h}_e \in \mathbf{h}_{N_t} \\ \mathbf{h}_{en} \in \mathbf{h}_{m-N_t}}} \left(\frac{(1 + \|\mathbf{h}_b\|^2) \cdot (\|\mathbf{h}_{en}\|^2 + 1)}{(\|\mathbf{h}_{en}\|^2 + 1) + \|\mathbf{h}_e\|^2} \right) & \quad (7) \end{aligned}$$

由于分母 $\|\mathbf{h}_e\|^2 + \|\mathbf{h}_{en}\|^2 = h_1 + \dots + h_{N_t} + \dots + h_m$ 在同一时刻进行天线选择时为固定值。因此,通过归一化后式(7)可以改写为:

$$\begin{aligned} \arg \max_{\substack{\mathbf{h}_b, \mathbf{h}_e \in \mathbf{h}_{N_t} \\ \mathbf{h}_{en} \in \mathbf{h}_{m-N_t}}} (\|\mathbf{h}_b\|^2 \cdot \|\mathbf{h}_{en}\|^2 + \|\mathbf{h}_b\|^2 + \|\mathbf{h}_{en}\|^2) &= \\ \arg \max_{\substack{\mathbf{h}_b, \mathbf{h}_e \in \mathbf{h}_{N_t} \\ \mathbf{h}_{en} \in \mathbf{h}_{m-N_t}}} (\|\mathbf{h}_b\|^2 - \|\mathbf{h}_e\|^2) & \quad (8) \end{aligned}$$

其中,要使 $\|\mathbf{h}_{en}\|^2$ 取得最大值,则意味着 $\|\mathbf{h}_e\|^2$ 要取最小值,则 $\max \|\mathbf{h}_{en}\|^2$ 可以等效为 $\max(-\|\mathbf{h}_e\|^2)$ 。

由式(8)可见,选出使得安全容量最大的天线组合就是选出使得 $L = \|\mathbf{h}_b\|^2 - \|\mathbf{h}_e\|^2$ 最大的天线组合,即定理得证。

3.1.2 算法优化

选择天线时,基于列范数平方之差的算法能够选出使安全容量最大化的天线序列。进一步,根据向量范数的性质,有:

$$L = \|\mathbf{h}_b\|^2 - \|\mathbf{h}_e\|^2 = \sum_{k=1}^m (h_{bk}^2 - h_{ek}^2) \quad (9)$$

首先求出每一个 k 值所对应的信道增益之差 $l_k = h_{bk}^2 - h_{ek}^2$, 然后进行排序,形成天线选择集 $\mathbf{l} = [l_1, \dots, l_{N_t}, l_{m-N_t}, \dots, l_m]$ 。将发射调制符号的天线集定义为 $\mathbf{l}_{N_t} = [l_1, \dots, l_{N_t}]$, 发射人工噪声的天线集定义为 $\mathbf{l}_{m-N_t} = [l_{m-N_t}, \dots, l_m]$ 。算法的复杂度等于发射天线总个数,而不用考虑有多少种组合,更不用进行矩阵运算,进一步降低了算法的复杂度。而这样的天线安排构成的安全传输策略能够最大化安全容量。改进的最优安全容量 IS-COAS 算法如算法 1 所示。

算法 1 IS-COAS 算法

输入: $\mathbf{h}_B, \mathbf{h}_E$ 分别为合法信道和窃听信道

输出: $\mathbf{h}_b, \mathbf{h}_e$ 和 \mathbf{h}_{en}

1. 初始化: N 为总发射天线数, N_t 为发射调制符号天线数;
2. for $k=1:N$
3. $\mathbf{l}(k) = \mathbf{h}_B^2(1, k) - \mathbf{h}_E^2(1, k)$;
4. end
5. 信道系数之差集合 $\mathbf{l} = [\mathbf{l}(1) \mathbf{l}(2) \dots \mathbf{l}(N)]$;
6. $[\mathbf{L}, \mathbf{K}] = \text{sort} \{ \mathbf{l}(1), \dots, \mathbf{l}(N) \}$; $\mathbf{L} \in \{ \mathbf{l}(1), \dots, \mathbf{l}(N) \}$ 为降序排列的结果, $\mathbf{K} \in \{ 1, \dots, N \}$ 为 \mathbf{L} 对应的天线序号集合;
7. for $i=1:N_t$
8. $\mathbf{h}_b(1, i) = \mathbf{h}_B(1, \mathbf{K}(i))$;
9. $\mathbf{h}_e(1, i) = \mathbf{h}_E(1, \mathbf{K}(i))$;
10. end
11. for $q=(N-N_t):1:N$
12. $\mathbf{h}_{en}(1, q) = \mathbf{h}_E(1, \mathbf{K}(q))$;
13. end

3.2 算法的性能分析

3.2.1 安全容量分析

本文提出的改进的最优安全容量天线选择算法是基于最大化安全容量进行分析的,根据安全容量的定义^[18],有:

$$\begin{aligned} C_s &= [C_b - C_e]^+ \\ &= [\log_2 (1 + \frac{\varphi P}{N_t \sigma_b^2} \|\mathbf{h}_b\|^2) - \log_2 (1 + \frac{\varphi P \|\mathbf{h}_e\|^2}{N_t ((1-\varphi) P \|\mathbf{h}_{en}\|^2 + \sigma_e^2)})]^+ \end{aligned} \quad (10)$$

其中, $[A]^+ = \max\{0, A\}$, \mathbf{h}_b 和 \mathbf{h}_e 分别为发射调制符号天线与 Bob 和 Eve 之间的信道。

3.2.2 最优功率分配因子的确定

根据安全容量公式对功率分配因子最优值进行求解,此处认为总功率 P 保持不变,则安全容量是关于功率分配因子 φ 的连续函数。对安全容量进行一阶求导得到极值解,所对应的极值与边界点的值作比较,最后求得最大值,给出最大值对应的 φ 。

令:

$$f(\varphi) = \frac{1 + \frac{\varphi P \|\mathbf{h}_b\|^2}{N_t \sigma_b^2}}{1 + \frac{\varphi P \|\mathbf{h}_e\|^2}{N_t ((1-\varphi) P \|\mathbf{h}_{en}\|^2 + \sigma_e^2)}} \quad (11)$$

$$\varphi = (N_t \sigma_e^2 \| \mathbf{h}_b \|^2 \| \mathbf{h}_{en} \|^2 + N_t P \| \mathbf{h}_b \|^2 \| \mathbf{h}_{en} \|^4 \pm \sqrt{N_t \| \mathbf{h}_b \|^2 \| \mathbf{h}_e \|^2 \| \mathbf{h}_{en} \|^2 (P \| \mathbf{h}_{en} \|^2 + \sigma_e^2) (\sigma_e^2 \| \mathbf{h}_b \|^2 - \sigma_b^2 \| \mathbf{h}_e \|^2 + N_t \sigma_b^2 \| \mathbf{h}_{en} \|^2 + P \| \mathbf{h}_b \|^2 \| \mathbf{h}_{en} \|^2)}) / (N_t P \| \mathbf{h}_b \|^2 \| \mathbf{h}_{en} \|^4 - P \| \mathbf{h}_b \|^2 \| \mathbf{h}_e \|^2 \| \mathbf{h}_{en} \|^2) \quad (12)$$

式(12)为得一阶导数 $\frac{df(\omega)}{d\omega} = 0$ 的解,即式(11)的极值解。

3.2.3 系统误比特率分析

SM 信号经过最大似然检测算法检测器后,采用联合上界的方法,则误比特率可以表示为:

$$P_s \leq \frac{1}{N_t M} \sum_{q=1}^{N_t} \sum_{j=1}^M \sum_{\hat{j}=1}^M \left\{ N(j, \hat{j}) \mathbb{E} \left[\mathcal{Q} \left(\sqrt{\frac{\varphi P |h_q s_j - h_{\hat{j}} s_{\hat{j}}|^2}{2\sigma^2}} \right) \right] \right\} \quad (13)$$

其中, $N(j, \hat{j})$ 是每一个信道的汉明距离。在瑞利道下,类似文献[2]相关的推导,可得到 Bob 的接收误比特率为:

$$P_{bs} \leq \frac{N_t}{M} \sum_{j=1}^M \sum_{\hat{j}=1}^M \left\{ \frac{N(j, \hat{j})}{2} \left(1 - \sqrt{\frac{\sigma_{bm}^2}{1 + \sigma_{bm}^2}} \right) \right\} \quad (14)$$

其中, $\sigma_{bm}^2 = \frac{\sigma_{ib}^2 \varphi P}{4\sigma_b^2} (|s_j|^2 + |s_{\hat{j}}|^2)$, σ_{ib}^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,则 Eve 接收误比特率为:

$$P_{es} \leq \frac{N_t}{M} \sum_{j=1}^M \sum_{\hat{j}=1}^M \left\{ \frac{N(j, \hat{j})}{2} \left(1 - \sqrt{\frac{\sigma_{em}^2}{1 + \sigma_{em}^2}} \right) \right\} \quad (15)$$

其中, $\sigma_{em}^2 = \frac{\sigma_{ie}^2 \varphi P}{4((1-\varphi)P \| \mathbf{h}_{en} \|^2 + \sigma_e^2)} (|s_j|^2 + |s_{\hat{j}}|^2)$, σ_{ie}^2 为发射端与 Eve 的信道系数方差。

3.2.4 算法复杂度分析

假设发射端配备有 N 根天线,其中 N_t 根天线用于发射空间调制符号,接收端天线数为 1,APM 信号调制阶数为 M 。将本文提出的 IS-COAS 算法与 EDAS 算法、COAS 算法及 S-COAS 算法的复杂度[6]进行比较,如表 2 所列。

表 2 不同天线选择算法的复杂度比较

Table 2 Comparison of complexity of different antenna selection algorithms

Algorithm category	IS-COAS	S-COAS	COAS	EDAS
Complexity	N	C_N^N	N	$4C_N^2 M^2$

EDAS 算法需要遍历所有可能的发射天线子集和数字调制符号,因此该算法的复杂度最高;COAS 算法只需要计算每个信道范数,具有较低的复杂度;而 S-COAS 算法在 COAS 算法的基础上,还需要计算同时存在的窃听者信道,这就需要考虑天线组合的问题。本文提出的 IS-COAS 算法在 S-COAS 算法的基础上,根据范数的性质将安全容量的计算简化为各信道系数之差的和,因此复杂度接近 COAS 算法。

4 仿真分析

不同的天线选择算法和不同的安全传输策略会带来不一样的性能,本节对所提 IS-COAS 算法和所设计 AN 矢量的保

密速率、误比特率和复杂度进行仿真分析。同时,结合文献[9]中的 AN 矢量,将其与 COAS 算法、S-COAS 算法作比较。仿真中,信道统一采用瑞利平坦衰落信道,信道系数方差 σ_{ib}^2 和 σ_{ie}^2 均为 1,信道噪声的方差 σ_b^2 和 σ_e^2 均归一化为 0dB。假设发射端的总天线数 $m=7$,接收端天线 $N_r=1$,APM 采用二阶 QPSK 调制,即 $M=4$ 。其中,经过天线选择算法筛选出的 $N_t=4$ 根天线用以发射调制符号,剩下的 $N_e=3$ 根天线发射人工噪声赋形矢量。在未考虑功率因子的情况下,功率因子 φ 都设置为式(12)计算得到的最优功率因子。

图 1 为在最优功率分配因子的情况下,本文提出的 IS-COAS 算法与 S-COAS 算法、COAS 算法、文献[9]保密速率的比较曲线。可知,相同 AN 技术下,相较于 COAS 算法,本文提出的 IS-COAS 算法的保密速率提升大约 0.6bit/s/Hz。而在相同天线组合的情况下,不同于文献[9],本文用不发射调制符号的天线来发射 AN 矢量,这样能够获得增益更大的窃听者信道来影响窃听者的性能,从而获得更高的保密速率。另外,若只使用 AN 技术,将得不到最优信道的天线组合,会导致保密速率下降。而单独使用天线选择算法,不论是 S-COAS 算法还是 COAS 算法都无法使保密速率提升。因此,本文在使用天线选择算法的同时,考虑将筛选后余下的天线用来发射人工噪声,以显著提升系统的安全性能。

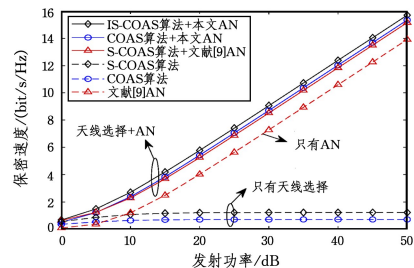


图 1 不同天线选择算法的保密速率比较

Fig.1 Comparison of secrecy rates of different antenna selection algorithms

图 2 为根据 IS-COAS 天线选择算法得到最优天线组合的情况下,发射总功率和功率分配因子对保密速率的影响。

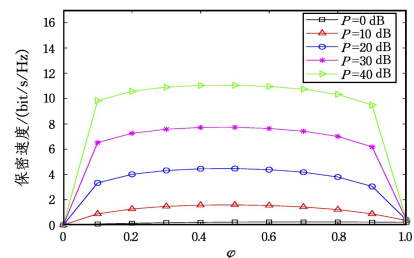


图 2 发射功率和功率分配因子对保密速率的影响

Fig.2 Influence of transmitting power and power allocation factor on secrecy rate

由图 2 可知,在相同信道状态下,保密速率会随着发射总功率的增加而增大;同时,取得安全容量峰值的最优功率分配因子会随着发射总功率的增大而改变,但其变化会逐渐趋于稳定,并保持在 0.4 附近。当功率分配因子为 0 时,意味着不发射调制符号,Bob 接收不到任何有用的信息,则没有考虑保密速率的意义;当功率分配因子为 1 时,意味着不发射人工噪声,则保密速率只取决于 Bob 和 Eve 与发射调制符号天线间信道的差值。这样会导致保密速率随着 Eve 信道增益的增大而大幅度降低。

图 3 为最优功率分配因子下,采用不同天线选择算法对误比特率的影响。由图可知,与文献[9]相比,IS-COAS 算法能够使 Bob 误比特率降低大约 20%,同时降低 Eve 的误比特率性能。由于本文提出的 IS-COAS 算法选出了最优的 Bob 信道,因此本文 Bob 能获得更低的误比特率。同时,与文献[9]的 AN 相比,本文设计的 AN 向量将使 Eve 接收更大的干扰,从而使得本文中 Eve 的误比特率性能更差。另外,由图 3 可知,与其他天线选择算法相比,S-COAS 算法和 COAS 算法的 Bob 误比特率比本文的 IS-COAS 算法低,但是 Eve 的误比特率性能完全没有被限制。由于本文需要发射端分配功率来发射 AN,导致接收调制符号的 Bob 端的功率减小,从而降低了 Bob 的误比特率性能。但是,用来发射 AN 的功率将对 Eve 的干扰最大化,从而降低 Eve 的误比特率性能,提升系统的安全性能。

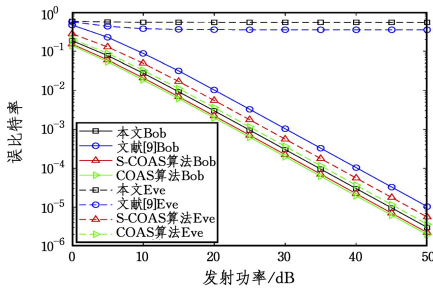


图 3 不同天线选择算法的误比特率比较

Fig. 3 Comparison of bit error rates of different antenna selection algorithms

图 4 为采用本文 IS-COAS 天线选择算法和最优安全传输方案的情况下,不同的功率分配因子对误比特率的影响。

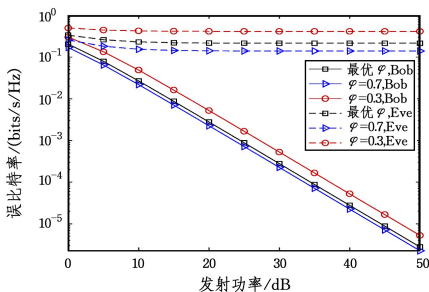


图 4 不同功率分配因子的误比特率比较

Fig. 4 Comparison of bit error rates of different power allocation factors

由图 4 可见,由于天线选择算法和最优功率分配因子的

求解都是基于最大化安全容量,没有考虑对误比特率的影响,因此 φ 最优时 Bob 误比特率相较于固定 $\varphi=0.7$ 时的误比特率上升了 5%,同时窃听者的误比特率也会上升 10%。而相较于固定 $\varphi=0.3$ 时,最优 φ 下的 Bob 能获得更低的误比特率,但是 Eve 也会得到更好的误比特率性能。因此 Bob 和 Eve 的误比特率会随着 φ 的变化而同时升降,而最优 φ 能够在满足最大化安全容量的同时,折中 Bob 和 Eve 的误比特率。

图 5 为 COAS, S-COAS 和 IS-COAS 天线选择算法的复杂度比较。其中, L 为发射 SM 调制符号的天线数,仅 S-COAS 的复杂度与 L 有关。由图可知,本文所提 IS-COAS 算法在接收天线数为 1 的情况下,接近最大化信道容量的复杂度。而 S-COAS 算法的复杂度会随着发射天线总数的增加而呈指数级增长。根据排列组合的性质,随着总天线数的上升, $L=8$ 时的组合数会逐渐超过 $L=4$ 的组合数。基于 S-COAS 算法,本文所提的 IS-COAS 算法在保持 S-COAS 算法的性能的同时,复杂度只随着总发射天线数的增长呈线性增长,而与天线选择的组合数和 SM 系统调制的阶数无关,显著降低了 S-COAS 的复杂度。

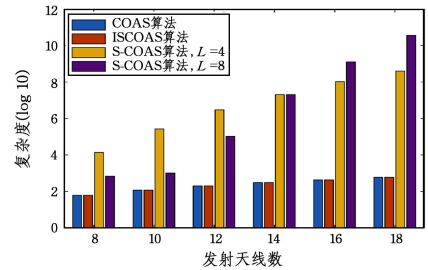


图 5 不同天线选择算法的复杂度比较

Fig. 5 Comparison of complexity of different antenna selection algorithms

结束语 本文基于最大化安全容量,提出了一种基于列范数平方之差的 IS-COAS 算法。该算法根据范数的性质将列范数平方展开为信道系数之和,从而避免复杂的矩阵运算,大大降低了运算复杂度;通过遍历信道系数之差并进行排序,选出使得安全容量最大的最优天线组合来发射调制符号,从而显著提升安全空间调制系统的安全容量;将人工噪声设计在经过算法筛选后余下的天线上,能够最大化人工噪声对窃听者的干扰,从而进一步增强物理层安全。理论分析和仿真结果表明,本文提出的 IS-COAS 天线选择算法复杂度低,系统安全容量相比没有进行天线选择的系统有大幅度的提升,合法接收端的误比特率显著下降。

参考文献

- [1] YANG P, RENZO M, XIAO Y, et al. Design Guidelines for Spatial Modulation [J]. IEEE Communications Surveys & Tutorials, 2015, 17(1): 6-26.
- [2] JEGANATHAN J, GHAYEB A, SZCZECI-NSKI L. Spatial Modulation: Optimal Detection and Performance Analysis [J].

- IEEE Communications Letters,2008,12(8):545-547.
- [3] 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.
- [4] HE Y, ATAPATTU S, EVANS J, et al. Opportunistic Group Antenna Selection in Spatial Modulation Systems [J]. IEEE Transactions on Communications,2018,66(11):5317-5331.
- [5] SHU F, WANG Z, CHEN R, 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.
- [6] 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.
- [7] PILLAY N, XU H. Comments on Antenna selection in spatial modulation systems [J]. IEEE Communications Letters,2013,17(9):1681-1683.
- [8] 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.
- [9] 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.
- [10] 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.
- [11] 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.
- [12] YU W, ZHANG K, SHANG P, et al. Security Enhancing Spatial Modulation Using Antenna Selection and Artificial Noise Cancellation [C]//2019 International Conference on Computing, Networking and Communications (ICNC). USA: Honolulu,2019:18-21.
- [13] YU X, HU Y, 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.
- [14] WANG Y, ZHANG T, YANG W. Secure Transmission for Differential Quadrature Spatial Modulation With Artificial Noise [J]. IEEE Access,2019,7:7641-7650.
- [15] 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.
- [16] HUANG Z, GAO Z, SUN L. Anti-Eavesdropping Scheme Based on Quadrature Spatial Modulation [J]. IEEE Communications Letters,2017,21(3):532-535.
- [17] YOUNIS A, BASNAYAKA A, HAAS H. Performance Analysis for Generalised Spatial Modulation [C]//20th European Wireless Conference. Barcelona, Spain: VED,2014:1-6.
- [18] ZENG M, NGUYEN N, DOBRE O, et al. Securing Downlink Massive MIMO-NOMA Networks With Artificial Noise [J]. IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing,2019,13(3):685-699.



DING Qing-feng, born in 1980, Ph.D, associate professor. His main research interests include massive MIMO systems, cooperative relay networks and intelligent optimization.



XI Tao, born in 1995, postgraduate. His main research interests include spatial modulation system and physical layer security.