

空间调制系统低复杂度的天线选择算法

门宏志, 刘文龙, 王楠, 金明录
(大连理工大学信息与通信工程学院, 辽宁大连 116023)

摘要: 空间调制(Spatial Modulation, SM)是一种特殊的多天线传输技术,利用发送天线索引和发送的符号共同传递信息.为了获得发送分集增益,人们将天线选择技术应用到SM系统中,提高SM系统解调性能.在天线选择技术中,最大-最小欧式距离(Euclidean Distance Antenna Selection, EDAS)准则应用较为广泛,但是它的全搜索求解方法复杂度高,限制了其应用.为此,本文利用空间调制系统和调制符号本身的特性,从2维量化解调的视角出发,给出了两种低复杂度的最优天线选择算法,并通过计算机仿真和复杂度分析,表明了该算法的有效性和最优性.

关键词: 空间调制; 天线选择; 低复杂度

中图分类号: TN911.23

文献标识码: A

文章编号: 0372-2112 (2016)06-1322-06

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn>

DOI: 10.3969/j.issn.0372-2112.2016.06.009

Low-Complexity Antenna Selection Algorithms for Spatial Modulation Systems

MEN Hong-zhi, LIU Wen-long, WANG Nan, JIN Ming-lu

(The School of Information and Communications, Dalian University of Technology, Dalian, Liaoning 116023, China)

Abstract: Spatial modulation (SM) is a special multi-antenna transmission technology, where the transmit antenna index is exploited to convey information except for modulation signals. In order to obtain transmit-diversity gains, antenna selection technology is introduced in SM systems to increase its demodulation performance. In antenna selection technology, Euclidean distance antenna selection (EDAS) is widely applied. However, its exhaust-search detection has extremely high complexity, which limits its application. Thus, exploiting the characteristics of modulation symbols and 2-D quantization, two low-complexity and optimal antenna selection algorithms are proposed. The simulation results show that the proposed algorithms reduce the computational complexity meanwhile achieving optimal performance.

Key words: spatial modulation (SM); antenna selection; low complexity.

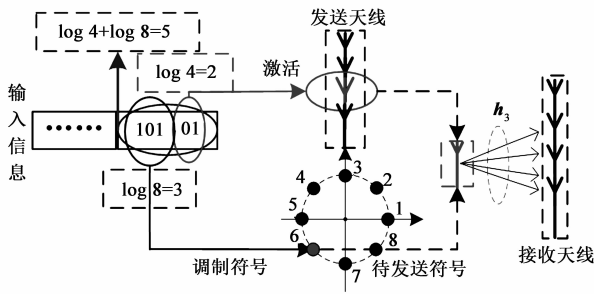
1 引言

现代无线通信对数据传输速率和频谱利用率的要求越来越高,多输入多输出(Multiple Input Multiple Output, MIMO)系统应运而生^[1].然而,由于信道间干扰(Inter-Channel Interference, ICI),天线间同步(Inter-Antenna Synchronization, IAS)和多无线电射频(Radio Frequency, RF)链路等问题,引起了MIMO系统成本和复杂度的不断增加.空间调制(Spatial Modulation, SM)技术的出现解决了MIMO系统的上述局限.

SM使用调制符号和激活天线索引传递信息,它的主要特点是在任意时刻只激活一根发送天线传输数据^[2].SM将输入的二进制比特信息划分为 $\log_2 N_t + \log_2 M$ 比特的数据帧,每帧又分为 $\log_2 N_t$ 比特和 $\log_2 M$ 比特的两个子帧,其中 $\log_2 N_t$ 比特的子帧用于决定 N_t 根发送天线中使用哪一根传输数据,而 $\log_2 M$ 比特的子帧

则决定了在 M 阶调制符号集中哪个符号应该被发送^[2,3].如图1所示,在一个有4根发送天线,4根接收天线,8PSK调制的SM系统中,输入的二进制比特信息每 $\log_2 4 + \log_2 8 = 5$ 比特为一帧,每帧又分为 $\log_2 4 = 2$ 和 $\log_2 8 = 3$ 两个子帧.若当前输入的5比特信息为10101,前面的2比特10用于选择第三根天线被激活(如图1表a方式映射),后面的3比特101用于确定8PSK调制符号的第六个符号被发送(如图1表b).所以图中SM系统当前操作为用第3根天线发送符号 $e^{j\frac{2\pi}{8} * 5}$.

SM系统解调不同于传统MIMO系统的解调,不仅需要解调发送天线发送的符号,还需要判断是由哪根天线进行发送的.激活天线的解调主要依靠发送天线信道间的差异,所以信道特性对SM系统解调的影响严重,需要尽可能地选择信道特性较好的天线进行数据传输.所以各国学者提出了各种新的空间调制方案,主



表a. 输入信息到天线索引映射

输入信息	00	01	10	11
天线索引	1	2	3	4

表b. 输入信息到调制符号映射

输入信息	000	001	010	011	100	101	110	111
符号映射	1	2	3	4	5	6	7	8

图1 SM系统基本原理示意图

要包括开环^[5-7]和闭环^[8-10]两种方案. 天线选择技术已经在传统 MIMO 系统中被广泛研究和应用^[11-13], 在提高系统性能上有良好效果, 所以天线选择技术被引入 SM 系统, 受到学者们的关注. 天线选择的一个有效的准则是欧氏距离准则 (Euclidean Distance Antenna Selection, EDAS), 但全搜索的 EDAS 算法具有非常高的计算复杂度, 限制了其应用. 为此, 多种低复杂度的次优^[14-15]和最优^[16-17]天线选择算法相继被提出.

文献[14]的算法认为天线间信道增益矩阵的奇异值越小, 其天线间欧氏距离越小. 文献[15]的算法认为发送符号的幅度越小, 欧氏距离越小, 因此只遍历幅度最小的发送符号即可. 在文献[16]中, 作者提出了一种低复杂度的 EDAS (EDAS-LC) 算法, 利用 QR 分解和硬判决思想, 降低算法的复杂度, 同时保持了全搜索 EDAS 算法的最优性. 文献[17]是在文献[16]的基础上, 利用调制符号的镜像对称特性, 进一步降低天线选择算法的计算复杂度. 这两种算法只讨论了 MQAM 调制的 SM 系统, 没有考虑 MPSK 调制的 SM 系统. 然而, 与非恒包络调制 (如 MQAM) 相比, 恒包络调制 (如 MPSK) 能在功耗和能效方面提供更好的性能^[2], 因为其不要求严格的线性, 使得功率放大器的功效不会受调制方式的线性要求的严重影响, 减少发送端的发送功率. 因此, 基于恒包络调制 (比如 MPSK) 的 SM 技术必然拥有更大的优势^[2].

本文基于调制符号固有的性质, 并利用量化的原理, 针对 MPSK 调制的 SM 系统, 提出了两种复杂度与调制阶数无关的最优天线选择算法: EAQ-EDAS (Equal Amplitude and Quantization based EDAS) 算法, 利用 MPSK 各星座点符号具有相等的幅度的性质, 简化了 EDAS 准则, 然后利用 2-D 量化原理, 求得所需的选择

天线; RS-EDAS (Rotational Symmetry based EDAS) 算法, 利用调制符号本身的旋转对称性 (RS), 降低符号搜索空间的大小, 进而降低算法的计算复杂度. 两种算法在降低 EDAS 算法复杂度的同时实现了最优性能.

2 系统模型

假设 SM 系统有 N_t 根发送天线和 N_r 根接收天线, 其信道矩阵为 $\mathbf{H} = [\mathbf{h}_1 \ \mathbf{h}_2 \ \cdots \ \mathbf{h}_{N_t}] \in \mathbb{C}^{N_r \times N_t}$, 其中, \mathbb{C} 表示复数集, 发送符号向量为 $\mathbf{x} \in \mathbb{C}^{N_t \times 1}$, 信号传输过程中受到加性高斯白噪声 $\mathbf{n} \in \mathbb{C}^{N_r \times 1}$ 影响, 其接收信号可以表示为:

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n} = \mathbf{h}_l s + \mathbf{n} \quad (1)$$

其中发送符号向量 \mathbf{x} 中仅有第 $l, l \in \{1 \ \cdots \ N_t\}$ 个元素为非零元素 $s, s \in S, S$ 为 MPSK 调制符号集合, l 表示激活天线索引. 在 MPSK 调制中, 每个符号都有相同的幅度, 所以我们将 MPSK 调制中任意一个符号表示为 $s_m = Ae^{j\varphi_m}$, 其中 $\varphi_m \in \Phi = \{2\pi(m-1)/M\}, m = \{1, \dots, M\}$, 本文中不失一般性的假设 $A = 1$.

EDAS 准则是最大化最小欧氏距离, 其中, 欧氏距离定义为 $\mathbf{h}_i s_1, s_1 \in S$ 与 $\mathbf{h}_j s_2, s_2 \in S$ 之间的距离, 即: $d_{i,j} = \|\mathbf{h}_i s_1 - \mathbf{h}_j s_2\|_2^2, i, j \in \{1, \dots, N_t\}$ 其中 $i = j$ 与 $s_1 = s_2$ 不同时成立. 该距离可以反映使用天线 i 发送 s_1 时, 在接收端被错误解调为天线 j 发送 s_2 的可能性, 距离越大, 错误解调的可能性越小. 在引入天线选择技术的 SM 系统中, 用 Γ 表示从 N_t 根天线中选择 $N (N \leq N_t)$ 根天线所有可能的天线组合构成的集合, $|\Gamma| = C_{N_t}^N = n$. 任意一种可能的天线组合用 $I = \{I_i\} \in \{1 \cdots N_t\}, i = \{1 \cdots N\}$ 表示, 其中 I_i 表示该种天线组合中第 i^{th} 根天线的天线索引, 与此种天线选择对应的信道增益矩阵 \mathbf{H}_I 可以表示为 $\mathbf{H}_I = [\mathbf{h}_{I_1} \ \mathbf{h}_{I_2} \ \cdots \ \mathbf{h}_{I_N}] \in \mathbb{C}^{N_r \times N}$, 即由原信道矩阵 \mathbf{H} 的部分列向量构成的新矩阵. 假设信道矩阵的每个元素都服从均值为 0, 方差为 1 的高斯分布, 每一时刻只激活一根天线进行数据传输. 在该天线组合下, 系统最小欧氏距离可以表示为:

$$\min_{s_1, s_2 \in S, I_i, I_j \in I} \|\mathbf{h}_{I_i} s_1 - \mathbf{h}_{I_j} s_2\|_2^2 \quad (2)$$

S 表示调制符号集合, 且 $|S| = M$. 那么, EDAS 准则就是: 计算各个天线组合中欧氏距离的最小值, 然后寻找所有天线组合的最小值中的最大值, 该最大值对应的天线组合, 就是应当选用的天线组合, 即:

$$(I)_{\text{ED}} = \arg \max_{I \in \Gamma} (\min_{I_i, I_j \in I, s_1, s_2 \in S} (\|\mathbf{h}_{I_i} s_1 - \mathbf{h}_{I_j} s_2\|_2^2)) \quad (3)$$

其中, $i = j$ 与 $s_1 = s_2$ 不能同时成立. 例如, 一个 SM 系统有 6 根发送天线, 分别标号为 1, 2, \dots , 6, 最多可以携带 $\lfloor \log_2(6) \rfloor = 2$ 比特的信息, 所以只需 4 根天线进行发送即可. 从 6 根天线中选择 4 根天线有 $C_6^4 = 15$ 种选择方法, 分别是 $\{1, 2, 3, 4\}, \{1, 2, 3, 5\}, \dots, \{3, 4, 5, 6\}$.

15 种天线组合,每种有一个最小欧氏距离,15 个最小值中最大值对应的天线组合就是当前应该选用的天线组合. 实验理论证明 EDAS 准则是现有的 SM 系统天线选择准则中性能最优的. 基于 EDAS 准则的天线选择算法的传统求解方法复杂度 $o(nN^2M^2)$.

3 低复杂度的最优天线选择算法

3.1 EAQ-EDAS 算法

EAQ-EDAS 算法利用了 MPSK 星座图中各个星座点符号的幅度相等的特性. 对于式(3)的 EDAS 准则,当 $i=j, s_1 \neq s_2$ 时,可以表示为:

$$(\hat{I})_{ED} = \arg \max_{l \in \Gamma} (\min_{i=j \in l} (\| \mathbf{h}_i \|_2^2 |d_{\min}^s|^2)) \quad (4)$$

其中 d_{\min}^s 表示调制符号集中任意两符号之间的最小距离,在 MPSK 中 $d_{\min}^s = 2 \sin(\pi/M)$. 当 $i \neq j, s_1 = s_2$ 时,可以表示为:

$$(\hat{I})_{ED} = \arg \max_{l \in \Gamma} (\min_{i \neq j \in l} (\| \mathbf{h}_i - \mathbf{h}_j \|_2^2 |s_{\min}|^2)) \quad (5)$$

其中 s_{\min} 表示幅度最小的调制符号,在 MPSK 符号中 $|s_{\min}|^2 = 1$. 以上两种情况,算法的求解简单,因此下面本文主要针对 $i \neq j, s_1 \neq s_2$ 的情况进行讨论.

因为选择的天线的序号 i, j 和发送符号 s_1, s_2 是独立的,因此式(3)的内部优化问题可以分解为先求解发送符号,再求解天线序号的嵌套优化问题:

$$(\hat{i}, \hat{j}, \hat{s}_1, \hat{s}_2)_{ED} = \arg \min_{i \neq j \in \Gamma, s_1 \neq s_2 \in S} (\| \mathbf{h}_i s_1 - \mathbf{h}_j s_2 \|_2^2) \quad (6)$$

式(6)的求解可以分两步,先求解给定 i 和 j 条件下的 s_1 和 s_2 ,然后再对 i 和 j 求解. 下面我们讨论给定天线序号 i, j 的条件下,使得欧氏距离最小的 s_1, s_2 ,即式(6)的内部优化问题,等价于:

$$(\hat{s}_1, \hat{s}_2)_{i,j} = \arg \min_{s_1, s_2 \in S} (\| \mathbf{h}_i \|_2^2 |s_1|^2 + \| \mathbf{h}_j \|_2^2 |s_2|^2 - 2 \operatorname{Re}(\mathbf{h}_i^H \mathbf{h}_j s_1^* s_2)) \quad (7)$$

其中, $\operatorname{Re}(\cdot)$ 和 $\operatorname{Im}(\cdot)$ 分别表示变量的实部和虚部. 根据前面对 MPSK 符号的定义可知上式等价于

$$(\hat{\varphi}_1, \hat{\varphi}_2)_{i,j} = \arg \min_{\varphi_1, \varphi_2 \in \Phi} (\| \mathbf{h}_i \|_2^2 + \| \mathbf{h}_j \|_2^2 - 2 \operatorname{Re}(\mathbf{h}_i^H \mathbf{h}_j e^{j(\varphi_2 - \varphi_1)})) \\ = \arg \max_{\varphi_1, \varphi_2 \in \Phi} (\operatorname{Re}(\mathbf{h}_i^H \mathbf{h}_j e^{j(\varphi_2 - \varphi_1)})) \quad (8)$$

令 $a = \operatorname{Re}(\mathbf{h}_i^H \mathbf{h}_j)$, $b = \operatorname{Im}(\mathbf{h}_i^H \mathbf{h}_j)$, $c = \sqrt{a^2 + b^2}$,代入式(8),则有:

$$(\hat{\varphi}_1, \hat{\varphi}_2)_{i,j} = c \arg \max_{\varphi_1, \varphi_2 \in \Phi} \left[\frac{a}{c} \cos(\varphi_2 - \varphi_1) - \frac{b}{c} \sin(\varphi_2 - \varphi_1) \right] \quad (9)$$

假设 $\cos \theta_{i,j} = a/c$, $\sin \theta_{i,j} = b/c$,那么,根据三角函数积化和差公式,式(9)可以进一步化简得到:

$$(\hat{\varphi}_1, \hat{\varphi}_2)_{i,j} = c \arg \max_{\varphi_1, \varphi_2 \in \Phi} \cos(\varphi_2 - \varphi_1 + \theta_{i,j}) \quad (10)$$

根据余弦函数的性质,当 $\varphi_2 - \varphi_1 + \theta_{i,j} = 0$ 即 $\varphi_2 - \varphi_1 = \theta_{i,j}$ 时,式(10)取值最大值,且最大值等于 c . 但 $\varphi_2 - \varphi_1 \in \{2\pi * k/M\}$, $k \in \{-M+1, \dots, M-1\}$, $\theta_{i,j} \in [0,$

$2\pi]$ 所以大部分情况下 $\varphi_2 - \varphi_1$ 不可能等于 $\theta_{i,j}$,只能求得满足条件且与 $\theta_{i,j}$ 最近的角度值. 根据三角函数的性质,我们可以得到如下结论:

$$(\hat{\varphi}_1, \hat{\varphi}_2) \text{ s. t. } \varphi_2 - \varphi_1 = \operatorname{rnd}\left(\frac{-\theta_{i,j}}{2\pi/M}\right) 2\pi/M = \hat{\varphi} \quad (11)$$

其中 $\operatorname{rnd}(\cdot)$ 表示最近的整数. 从式(10)可以看出,满足条件的 $(\hat{\varphi}_1, \hat{\varphi}_2)$ 可能有多个值,但是 EDAS 准则关心的是最小欧氏距离时的天线组合,而不是取这个最小欧氏距离的具体星座点,因此只要求得 $\hat{\varphi}$ 即可,这样,在给定 i, j 的条件下,可以根据式(11)直接求解最小欧氏距离,无需对发送符号进行遍历,大大降低了算法的复杂度. 此时,式(3)就可以表示为:

$$(\hat{I})_{ED} = \arg \max_{l \in \Gamma} \min_{i \neq j \in l} (\| \mathbf{h}_i \|_2^2 + \| \mathbf{h}_j \|_2^2 - 2 | \mathbf{h}_i^H \mathbf{h}_j | \cos(\hat{\varphi} + \theta_{i,j})) \quad (12)$$

在上式求解中要遍历所有天线,但在实现过程中,我们只需要计算 $\mathbf{h}_i^H \mathbf{h}_j$ ($i \leq j \in \{1, \dots, N_t\}$) 一次即可,这样可以进一步降低该算法的计算复杂度. 从上面的分析我们可以知道,EAQ-EDAS 算法的搜索空间为 nN^2 ,是全搜索 EDAS 算法搜索空间的 $1/M^2$,所以计算复杂度是全搜索 EDAS 算法的 $1/M^2$.

EAQ-EDAS 算法总结如算法 1

算法 1 EAQ-EDAS 算法

```

1: 计算  $\mathbf{h}_i^H \mathbf{h}_j, i \leq j \in \{1, \dots, N_t\}$ 
2: for  $l = 1 : C_{N_t}^N$  ( $i \neq j$ )
   for  $k = 1 : C_N^2$ 
     根据  $\arctan \theta_{i,j} = \operatorname{Im}(\mathbf{h}_i^H \mathbf{h}_j) / \operatorname{Re}(\mathbf{h}_i^H \mathbf{h}_j)$  求解  $\theta_{i,j}$ 
     根据式(10)求解  $\hat{\varphi}$ , 并代入式(8)中计算欧氏距离  $d_{i,j}(k)$ 
   end
   for  $k = 1 : N$ 
     计算  $d_{i,j}(C_N^2 + k) = \| \mathbf{h}_i \|_2^2 (4(\sin^2(\pi/M)))$ 
   end
    $\operatorname{ED}(l) = \min(d_{i,j})$ 
end
3: 待选择的天线组合的序号为  $l = \arg \max(\operatorname{ED})$ 

```

3.2 RS-EDAS 算法

RS-EDAS 算法利用了旋转对称性,所以首先我们介绍旋转对称性的概念.

定义 1 (旋转对称性) 假设复平面上有 L 个不同的点,等间隔的分布在同一个圆上,且圆心位于坐标原点,相邻两点之间的夹角为 α (基本旋转角),则称这 L 个点彼此关于 α 旋转对称,这 L 个点构成的集合称为旋转对称集合.

RS-EDAS 算法从另一个角度出发. 对于从 N_t 根天线中选择 N 根天线的任意一种组合 l ,我们可以构造一

个上三角矩阵 $\mathbf{D}(I) \in \mathbf{R}^{N \times N}$, 定义其第 i^{th} 行第 j^{th} 列的元素为

$$\mathbf{D}(I)_{i,j} = \min_{i,j \in \Theta, s_1, s_2 \in S} \|\mathbf{h}_I s_1 - \mathbf{h}_I s_2\|_2^2 \quad (13)$$

其中, $\Theta = \{1, 2, \dots, N\}$, I_i, I_j 分别表示集合 I 中第 i 个和第 j 个元素对应的天线的索引. 当 $i = j$ 时, 对于 MPSK 调制, 可以求得 $|s_1 - s_2|^2$ 的最小值为 $(2\sin(\pi/M))^2$. 当 $i \neq j$ 时, 式 (13) 可以转换成实数矩阵表示:

$$\begin{aligned} \mathbf{D}(I)_{i,j} = & \min_{s_1, s_2 \in S} \|\bar{\mathbf{H}} [\text{Re}(s_1) \quad \text{Im}(s_1) \quad \text{Re}(-s_2) \quad \text{Im}(-s_2)]^T\|_2^2 \end{aligned} \quad (14)$$

其中, $\text{Re}(\cdot)$ 和 $\text{Im}(\cdot)$ 分别表示变量的实部和虚部. 定义

$$\bar{\mathbf{H}} = \begin{bmatrix} \text{Re}(\mathbf{h}_I) & -\text{Im}(\mathbf{h}_I) & \text{Re}(\mathbf{h}_I) & -\text{Im}(\mathbf{h}_I) \\ \text{Im}(\mathbf{h}_I) & \text{Re}(\mathbf{h}_I) & \text{Im}(\mathbf{h}_I) & \text{Re}(\mathbf{h}_I) \end{bmatrix} \quad (15)$$

$\mathbf{R} \in \mathbf{R}^{4 \times 4}$ 是矩阵 $\bar{\mathbf{H}}$ 经 QR 分解后得到的上三角阵, 则有 $\bar{\mathbf{H}}^H \bar{\mathbf{H}} = \mathbf{R}^H \mathbf{R}$, 据此可以得到:

$$\begin{aligned} r_{11} = r_{22} = & \|\mathbf{h}_I\|, r_{13} = r_{24} = \text{Re}(\mathbf{h}_I^H \mathbf{h}_I) / \|\mathbf{h}_I\| \\ r_{12} = r_{34} = & 0, r_{14} = -r_{23} = -\text{Im}(\mathbf{h}_I^H \mathbf{h}_I) / \|\mathbf{h}_I\| \end{aligned} \quad (16)$$

$$r_{33} = r_{44} = \sqrt{\|\mathbf{h}_I\|_2^2 - |\mathbf{h}_I^H \mathbf{h}_I|^2 / \|\mathbf{h}_I\|_2^2}$$

此时式 (14) 可以表示为:

$$\begin{aligned} \mathbf{D}(I)_{i,j} = & \min_{s_1, s_2 \in S} (r_{11} \text{Re}(s_1) - r_{13} \text{Re}(s_2) - r_{14} \text{Im}(s_2))^2 \\ & + (r_{11} \text{Im}(s_1) + r_{14} \text{Re}(s_2) - r_{13} \text{Im}(s_2))^2 \\ & + (r_{33} \text{Re}(s_2))^2 + (r_{33} \text{Im}(s_2))^2 \end{aligned} \quad (17)$$

在给定 s_2 的条件下, 假设 $u_1 = (r_{13} \text{Re}(s_2) + r_{14} \text{Im}(s_2)) / r_{11}$, $u_2 = (r_{13} \text{Im}(s_2) - r_{14} \text{Re}(s_2)) / r_{11}$, $u = u_1 + j * u_2 = e^{j\theta}$, 式 (17) 可以转换为:

$$\begin{aligned} \mathbf{D}(I)_{i,j} = & (r_{11})^2 \min_{s_1 \in S} ((\text{Re}(s_1) - u_1)^2 + (\text{Im}(s_1) - u_2)^2) \\ & + (r_{33} \text{Re}(s_2))^2 + (r_{33} \text{Im}(s_2))^2 \end{aligned} \quad (18)$$

根据 2-D 量化思想, $\varphi = 2\pi/M$, $\hat{\varphi}_1 = \varphi * \text{rnd}(\theta_u / \varphi)$, 可知在给定 s_2 的条件下, s_1 的最优解为:

$$\hat{s}_1 = \text{Re}(\hat{s}_1) + j * \text{Im}(\hat{s}_1) = \cos(\hat{\varphi}_1) + j * \sin(\hat{\varphi}_1) \quad (19)$$

通过上面的推导我们可以知道, 在 EDAS 算法求最优解过程中, 只需对 s_2 进行遍历即可, s_1 可以根据式 (19) 直接获得. 那么如何简单快速搜索 s_2 就成为降低 EDAS 算法复杂度的关键. 本算法利用旋转对称性降低符号 s_2 的搜索空间, 进而降低 EDAS 算法的复杂度. 为此, 我们先给出下面的定理.

定理 1 假设 s_2 与 \tilde{s}_2 是调制符号星座图上的两个星座点, 且 s_2 与 \tilde{s}_2 在同一个旋转对称集里, 即 $\tilde{s}_2 = s_2 e^{jk\alpha}$, 设 s_1 是与 s_2 对应的 EDAS 算法的最优解, \tilde{s}_1 是与 \tilde{s}_2 对应的 EDAS 算法的最优解, 则有 $\tilde{s}_1 = s_1 e^{jk\alpha}$.

证明: 根据上面的推导, 我们可以得出与 \tilde{s}_1 相对应的 \tilde{u}_1 与 \tilde{u}_2 可以表示为:

$$\begin{aligned} \tilde{u}_1 = & \frac{r_{13} \text{Re}(\tilde{s}_2) + r_{14} \text{Im}(\tilde{s}_2)}{r_{11}} \\ = & \frac{(r_{13} \text{Re}(s_2) + r_{14} \text{Im}(s_2)) \cos k\alpha - (r_{13} \text{Im}(s_2) - r_{14} \text{Re}(s_2)) \sin k\alpha}{r_{11}} \\ = & u_1 \cos k\alpha - u_2 \sin k\alpha \\ \tilde{u}_2 = & \frac{r_{13} \text{Im}(\tilde{s}_2) - r_{14} \text{Re}(\tilde{s}_2)}{r_{11}} \\ = & \frac{(r_{13} \text{Im}(s_2) - r_{14} \text{Re}(s_2)) \cos k\alpha + (r_{13} \text{Re}(s_2) + r_{14} \text{Im}(s_2)) \sin k\alpha}{r_{11}} \\ = & u_2 \cos k\alpha + u_1 \sin k\alpha \end{aligned}$$

即 $\tilde{u}_1 + j * \tilde{u}_2 = (u_1 + j * u_2) e^{jk\alpha}$, 所以根据上面给出的量化原理和硬判决思想, 必有 $\tilde{s}_1 = s_1 e^{jk\alpha}$.

因此, 在搜索 s_2 的过程中, 位于同一个旋转对称集里的两个星座点 s_2 与 \tilde{s}_2 有:

$$\begin{aligned} \mathbf{D}(I)_{i,j} = & \min_{s_1, s_2 \in S} \|\mathbf{h}_I s_1 - \mathbf{h}_I s_2\|_2^2 \\ = & \min_{s_1, s_2 \in S} \|\mathbf{h}_I s_1 e^{jk\alpha} - \mathbf{h}_I s_2 e^{jk\alpha}\|_2^2 \\ = & \min_{s_1, s_2 \in S} \|\mathbf{h}_I \tilde{s}_1 - \mathbf{h}_I \tilde{s}_2\|_2^2 \end{aligned} \quad (20)$$

所以同一个旋转对称集中只需要搜索一个星座点即可. MPSK 星座图中仅有 1 个旋转对称集, 所以, MPSK 调制下, 符号搜索空间大小为 1. 根据上面的分析, RS-EDAS 算法的搜索空间大小为 nN^2 , 其复杂度是全搜索 EDAS 算法复杂度的 $1/M^2$.

RS-EDAS 算法总结见算法 2

算法 2 RS-EDAS 算法

```

1: 计算  $\mathbf{h}_I^H \mathbf{h}_I, i \leq j \in \{1 \dots N_i\}$ 
2: for  $l = 1 : n$ 
    for  $k = 1 : C_N^2 (i \neq j)$ 
        根据(16)式求解  $R$ 
        令  $s_2$  为 MPSK 星座图中任意一点, 求解  $u_1, u_2, u$ 
        根据(19)式求解  $\hat{s}_1$ , 由(18)式计算欧氏距离  $D_{i,j}(k)$ 
    end
    for  $k = 1 : N$ 
        计算  $D_{i,j}(C_N^2 + k) = \|\mathbf{h}_I\|_2^2 (4 \sin^2(\pi/M))$ 
    end
     $\text{ED}(l) = \min(D_{i,j})$ 
end
3: 待选择的的天线组合的序号为  $l = \arg \max(\text{ED})$ 

```

旋转对称性不仅是 MPSK 星座的性质, 也是 MQAM 调制的特性, 所以, 基于旋转对称性的 RS-EDAS 算法一定可以用于 MQAM 调制的 SM 系统中. 同样定理 1 也适用于 MQAM 调制, 所以, MQAM 调制的 SM 系统符号搜索空间为 $M/4$ 个元素.

4 仿真结果与分析

本节在不同参数下的 SM 系统对提出的算法和几种经典算法进行仿真, 在所有仿真中我们都假设信

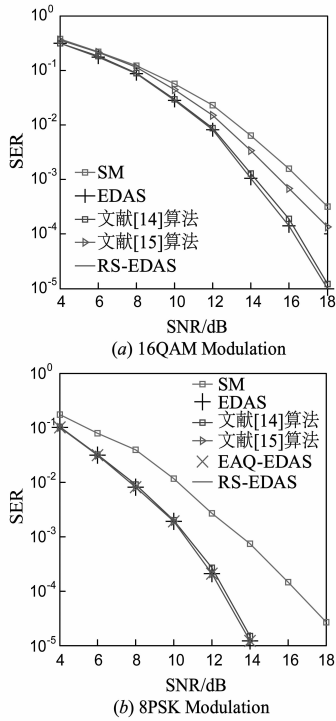


图2 各种天线选择算法SER性能比较

道为瑞利衰落,噪声为加性高斯白噪声.

图2仿真的系统参数为 $N_t = 6, N_r = 4, N = 4$. 仿真结果表明:(1)相同的系统中,天线选择技术可以降低系统的误码率,提高系统可靠性;(2)本文提出的两种算法都具有最优的性能;(3)文献[15]算法在MQAM调制下不是最优的,但在MPSK调制下是最优的.

图3仿真的系统参数为 $N_r = 4, N = 4, SNR = 10\text{dB}$, 8PSK调制. 仿真结果表明随着 N_t 的增加,本文提出的算法仍然具有最优性能,同时相比于不进行天线选择的SM系统性能要好很多.

图4仿真的系统参数为 $N_t = 6, N = 4, SNR = 10\text{dB}$, 8PSK调制. 仿真结果表明随着接收天线数的增加算法的性能越来越好,这是因为接收分集增益变大了.

图5仿真的系统参数 $N_t = 6, N_r = 4, N = 4, SNR = 10\text{dB}$, 仿真点数为1000000. 仿真时使用的是单核AMD

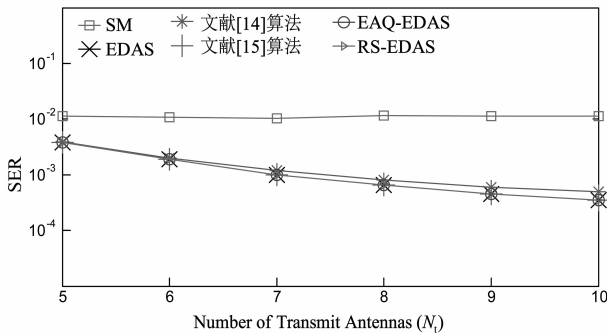


图3 各种算法SER性能随发送天线数 N_t 变化的趋势

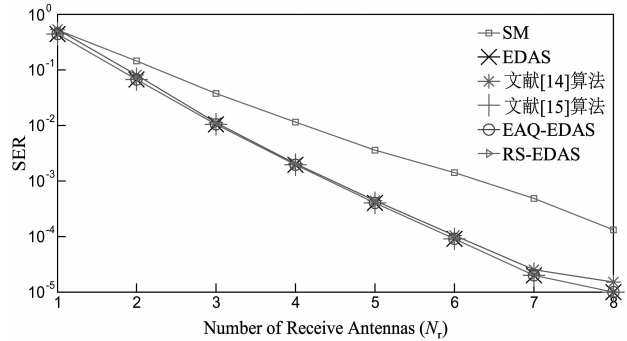


图4 各种算法SER性能随接收天线数 N_r 变化的趋势

Athlon 64 3500+处理器,核心速度1001.9MHz. 仿真结果为了方便,采用了对数形式表示,结果表明全搜索DEAS算法复杂度与 M^2 成正比;文献[14]的算法与全搜索EDAS算法相比有一定的降低;文献[15]的算法复杂度随 M 线性增加;本文提出的两种算法复杂度与 M 无关.

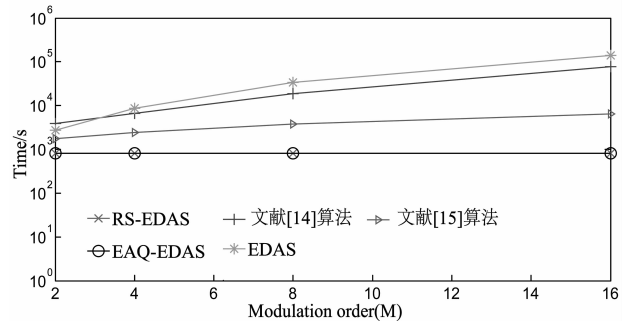


图5 MPSK调制下SM系统中各种算法的复杂度仿真曲线

5 结论

在SM系统中,天线选择技术是提高系统的性能的有效途径. 如何获得最优且低复杂度的天线选择方案是当前研究的一个热点问题. 本文正是在这样的背景之下提出了两种低复杂度且最优的天线选择算法. 两种算法充分利用了调制符号本身的性质,MPSK调制符号的等幅性和旋转对称性,结合2-D量化原理,降低天线选择算法的复杂度,同时不损失算法的性能. 本文对提出算法的误符号率性能和复杂度进行了详细的分析和仿真,从理论和仿真两个方面证明了两种算法最优性.

目前,大天线技术和绿色通信技术正受到业界的广泛关注,使用恒包络调制信号(如MPSK)的SM技术也受到关注,本文的提出的算法又对MPSK调制的SM系统有更强的优势,因此本文的算法有较好的实际应用意义.

参考文献

[1] 苏彦兵,谈振辉. 基于天线选择的低秩信道MIMO系统容量研究[J]. 电子学报,2004,32(3):395-398.

- SU Y B, TAN Z H. Capacity of deficient rank MIMO channels with antenna selection [J]. Acta Electronica Sinica, 2004, 32(3): 395 – 398. (in Chinese)
- [2] RENZO DI M, HAAS H, GHAYEB ALI. Spatial modulation for generalised MIMO: challenges, opportunities, and implementation [J]. Proceedings of the IEEE, 2014, 102(1): 56 – 103.
- [3] RENZO DI M, HAAS H, GRANT P M. Spatial modulation for multiple-antenna wireless systems: a survey [J]. IEEE Communications Magazine, 2011, 49(12): 182 – 191.
- [4] RENZO DI M, HAAS H. Bit error probability of spatial modulation (SM-MIMO) over generalised fading channels [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2012, 61(3): 1124 – 1144.
- [5] RENZO DI M, HAAS H. Transmit-diversity for spatial modulation (SM): Towards the design of high-rate spatially-modulated space time block codes [A]. IEEE International Conference on Communications [C]. Kyoto, Japan: IEEE, 2011. 1 – 6.
- [6] BASAR E, et al. Space-time block coded spatial modulation [J]. IEEE Transactions on Communications, 2011, 59(3): 823 – 832.
- [7] RENZO DI M, HAAS H. On transmit-diversity for spatial modulation MIMO: Impact of spatial-constellation diagram and shaping filters at the transmitter [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2013, 62(6): 2507 – 2031.
- [8] WANG J L, et al. Closed-loop spatial modulation with antenna selection [A]. IEEE International Conference on Signal Processing [C]. Beijing, China: IEEE, 2012. 1291 – 1294.
- [9] CHUNG W Ho, HUNG C Y. Multi-antenna selection using space shift keying in MIMO systems [A]. IEEE Vehicular Technology Conference [C]. Yokohama, Japan: IEEE, 2012. 1 – 5.
- [10] YANG P, et al. Adaptive spatial modulation for wireless MIMO transmission systems [J]. IEEE Communications Letter, 2011, 15(6): 602 – 604.
- [11] 张广驰, 秦家银. 放大转发 MIMO 中继系统中的快速天线选择算法 [J]. 电子学报, 2010, 38(1): 68 – 73.
ZHANG G C, QIN J Y. Fast antenna selection algorithm in amplify and forward MIMO relay systems [J]. Acta Electronica Sinica, 2010, 38(1): 68 – 73. (in Chinese)
- [12] 伍裕江, 聂在平, 乐铁军. 基于极化可重构天线的天线选择方案 [J]. 电子学报, 2007, 35(12): 2252 – 2257.
WU Y J, NIE Z P, LE T J. Antenna selection scheme based on polarization reconfigurable antenna [J]. Acta Electronica Sinica, 2007, 35(12): 2252 – 2257. (in Chinese)
- [13] 杨亮, 秦家银. Nakagami-m Keyhole 衰落信道下 MIMO 系统容量及天线选择 [J]. 电子学报, 2006, 34(1): 107 – 109.
- YANG L, QIN J Y. Capacity and antenna Selection of MIMO system over keyhole nakagami-m fading channels [J]. Acta Electronica Sinica, 2006, 34(1): 107 – 109. (in Chinese)
- [14] NTONIN K, et al. A low-complexity method for antenna selection in spatial modulation systems [J]. IEEE Communications Letter, 2013, 17(12): 2312 – 2315.
- [15] ZHOU Q, et al. Reduced-complexity antenna selection schemes in spatial modulation [J]. IEEE Communications Letter, 2014, 18(1): 14 – 17.
- [16] RAJASHEKAR R, HARI K V S, HANZO L. Antenna selection in spatial modulation systems [J]. IEEE Communications Letter, 2013, 17(3): 521 – 524.
- [17] PILLAYN, XU H. Comments on ‘Antenna selection in spatial modulation systems’ [J]. IEEE Communications Letter, 2013, 17(9): 1681 – 1683.

作者简介



门宏志 女, 1988 年 6 月出生于吉林, 大连理工大学信息与通信工程学院博士研究生, 主要研究方向为无线通信 MIMO 技术研究。

E-mail: menruiye@sina.com



刘文龙 男, 1973 年 11 月生于辽宁, 现任大连理工大学信息与通信工程学院副教授, 博士生导师, 主要研究方向为 MIMO 及 SM 系统检测问题等。

E-mail: liuwl@dlut.edu.cn



王楠 女, 1989 年 11 月生于吉林, 2014 年获得大连理工大学通信与信息系统硕士学位, 主要研究方向为 MIMO 系统、空间调制系统检测算法研究。

E-mail: alisadlut@163.com



金明录 男, 1958 年 2 月出生于吉林, 先后在日本、韩国和澳大利亚等国家访问工作, 现任大连理工大学信息与通信工程学院教授, 博士生导师, 主要研究方向为信号与通信系统基础理论与技术。

E-mail: mljin@dlut.edu.cn