

# 基于空间调制的天线选择和能效优化算法

龚丽莎<sup>1,2</sup>, 尹露<sup>1,2</sup>, 龚赛丹<sup>2</sup>, 李磊<sup>2</sup>, 何旭<sup>2</sup>, 肖悦<sup>2</sup>

(1. 电子科技大学数学科学学院 成都 610054; 2. 电子科技大学通信抗干扰技术国家级重点实验室 成都 610054)

**【摘要】**空间调制是一种新型的具有低复杂度的多输入多输出通信技术,并成为近年来的研究热点。为了进一步提升空间调制的误比特率性能,该文研究了空间调制中的发射天线选择问题,提出了一种基于信道列向量夹角和范数的低复杂度的发射天线选择算法。该算法能够有效减少矩阵运算,并且不需要考虑差异向量,因此具有极低的计算复杂度,且适用于发射天线数目明显高于接收天线数目的情况。同时,加入了功率修正因子,有效地控制发射信号功率,极大地提升了能效。仿真结果表明,该算法能够在限制发射功率的前提下,以极低的计算复杂度逼近最优算法的性能。

**关键词** 误比特率; 多输入多输出; 功率控制; 空间调制; 发射天线选择

中图分类号 TN929.533

文献标志码 A

doi:10.3969/j.issn.1001-0548.2014.04.004

## Transmit Antenna Selection and Energy Efficiency Improvement for Spatial Modulation

GONG Li-sha<sup>1,2</sup>, YIN Lu<sup>1,2</sup>, GONG Sai-dan<sup>2</sup>, LI Lei<sup>2</sup>, HE Xu<sup>2</sup>, and XIAO Yue<sup>2</sup>

(1. School of Mathematical Sciences, University of Electronic Science and Technology of China Chengdu 610054;

2. National Key Laboratory of Science and Technology on Communications, University of Electronic Science and Technology of China Chengdu 610054)

**Abstract** Spatial modulation (SM), which is proposed recently, is a low-complexity multiple-input multiple-output (MIMO) transmission technique. This paper considers the transmit antenna selection for spatial modulation to improve the performance in terms of bit error rate (BER). A low-complexity transmit antenna selection approach by using low-complexity angle and norm of column vectors of the channel matrix is proposed. Furthermore, this paper introduces a power correction factor which effectively constrains the transmission power. Simulation results show that the proposed algorithm can achieve nearly optimal performance with lower substantial computational complexity and limited transmission power.

**Key words** bit error rate; multiple-input multiple-output; power control; spatial modulation; transmit antenna selection

多输入多输出(MIMO)无线通信系统通过对空间维度的充分利用展示出巨大的性能增益<sup>[1]</sup>。但在MIMO技术的发展过程中也遇到了许多问题,如天线间同步问题、接收端的信道间干扰问题以及需要大量射频单元问题等。近年来,文献[2]提出了一种被称为空间调制(SM)的低复杂度MIMO方案。该方案在每个时刻只有一根发射天线被激活,因此发射端只需一个射频单元,能有效避免上述传统MIMO方案的问题。此外,SM还适用于不对称MIMO传输(unbalanced MIMO transmission),即发射天线数大于接收天线数的情况。

虽然SM具有上述优势,但现有文献[3]证明,传统的SM不能获得发射分集增益,从而限制了其误码

率性能。为进一步提升SM的误码率性能,一些改进的SM方案被提出。文献[4]将空时编码同SM相结合,提出了空时块编码的空间调制(STBC-SM)方案。该方案能够获得发射分集,但发射端需要两个射频单元。此外,一种自适应的SM传输方案在文献[5]中被提出,该方法在保持平均传输速率的前提下,利用瞬时信道状态信息自适应地调整每根发射天线上所采用的调制阶数,以最大化接收符号向量的最小欧式距离,从而降低系统误码率。

发射天线选择作为一种能有效降低射频链路成本但同时还能保证多天线系统性能增益的手段,在MIMO技术发展过程中得到了广泛关注。针对空间复用系统,文献[6]提出了基于最大化接收符号向量

收稿日期: 2013-02-01; 修回日期: 2014-02-24

基金项目: 国家自然科学基金(61101101); 中央高校基础预研基金(ZYGX2012Z004); 国家863项目(2012AA011402)。

作者简介: 龚丽莎(1979-),女,博士,主要从事矩阵分析和矩阵信号处理方面的研究。

最小欧氏距离的发射天线选择算法, 该算法能够获得最优的误码率性能, 但是计算复杂度较高, 特别是当调制阶数较高时尤为突出。为降低计算复杂度, 文献[6]进一步提出了基于奇异值分解的发射天线选择算法, 该方法能够在有效地降低计算复杂度的同时, 接近最优算法的性能。文献[7]提出了一种基于容量最大化的发射天线选择算法, 该算法在36+容量最大化意义上是最优的, 同时也能够获得接近误比特率最优的选择算法的误码率性能<sup>[6]</sup>。上述基于奇异值分解和容量最大化的发射天线选择算法都只适合于列满秩的信道矩阵, 即发射天线数小于等于接收天线数的情况。此外, 针对正交空时块码(OSTBC), 最优的发射天线选择准则是选取信道矩阵的列向量中范数最大的列<sup>[8]</sup>。文献[9]考虑了SM的一类特殊情形—空移键控(space shift keying, SSK)<sup>[10]</sup>中的发射天线选择问题。在SSK方案中, 只采用天线序号作为传输信息载体, 不考虑幅度/相位调制方式, 从而达到降低MIMO系统设计复杂度的目的。文献[9]中的结果表明, 利用最大化接收符号向量最小欧氏距离的发射天线进行传输, SSK能够获得发射分集增益。

本文首次将发射天线选择引入到SM系统, 不仅保持SM系统发射端单射频链路及其带来的其他优势, 还能提高SM系统误码率性能。首先, 考虑基于最大化接收符号向量最小欧氏距离的发射天线选择算法(最优算法)<sup>[6]</sup>在SM系统中的应用。同空分复用系统的情况类似, 最优算法的误比特性能最优, 但需要进行全搜索, 计算复杂度高。为降低计算复杂度, 本文提出一种基于信道矩阵列向量范数和它们之间夹角的发射天线选择算法, 该算法能够有效减少矩阵运算, 且不需要考虑差异向量, 因此具有极低的计算复杂度, 适用于发射天线数大于接收天线数的情况。

## 1 系统模型

考虑一个采用M-QAM调制的MIMO系统, 其收发端分别搭配 $N_r$ 和 $N_t$ 个天线元素, 如图1所示, 从 $N_t$ 根发射天线中选取 $L$ 根天线用于信号发射。一个时隙内, SM调制器将 $\log_2(ML)$ 个输入信息比特的前 $\log_2 L$ 个比特映射到由发射天线序号表示的空间维度, 即空间星座点, 而将剩余的 $\log_2 M$ 个比特进行传统的符号映射。利用QAM调制得到的符号将在被激活的天线上进行发射, 其他天线保持静默。

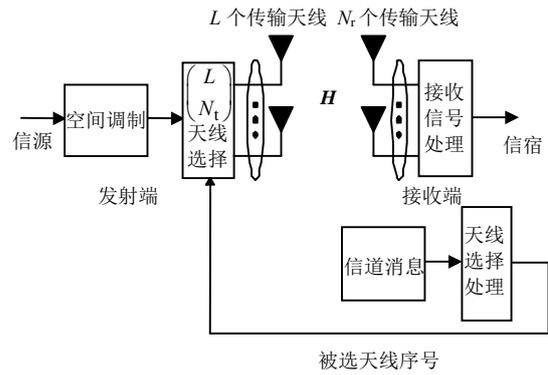


图1 空间调制发射天线选择系统的结构框图

接收端利用当前信道状态信息和发射天线选择算法完成发射天线子集 $p \in P$ 的选择, 并通过反馈链路通知发射端。 $P$ 表示所有 $\binom{L}{N_t}$ 个可能的发射天线子集构成的集合。

假设传输信道是准静态快衰落信道,  $\mathbf{H}$ 表示 $N_r \times N_t$ 的传输信道, 其元素假设为独立同分布的、均值为零和各维方差为0.5的复高斯随机变量, 且在一个码块内保持恒定, 各码块间独立地变化。 $\mathbf{n}$ 表示 $N_r$ 维的加性高斯白噪声(AWGN)向量, 其元素为 $\Theta$ 独立同分布的、均值为零和各维方差为 $N_0/2$ 的复高斯随机变量。用 $\mathbf{H}_p$ 表示同发射天线子集 $p$ 对应的信道矩阵。假设发射符号选自于M-QAM的子集 $\Theta$ , 那么接收到的 $N_r$ 维信号向量可以表示为:

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}_p \mathbf{x} + \mathbf{n} \quad (1)$$

式中,  $\mathbf{x} = [0, 1, \dots, s_m, \dots, 0]^T$ ,  $s_m \in \Theta$ 。

利用最大似然检测(maximum-likelihood detection, MLD)<sup>[11]</sup>:

$$\hat{\mathbf{x}} = \arg \max_{\mathbf{x} \in X} p_Y(\mathbf{y} | \mathbf{x}, \mathbf{H}_p) = \arg \min_{\mathbf{x} \in X} \|\mathbf{y} - \mathbf{H}_p \mathbf{x}\|_F^2 \quad (2)$$

式中,  $\hat{\mathbf{x}}$ 表示发射向量的估计值;  $X$ 表示星座符号所有可能的发射向量的集合;  $p_Y(\mathbf{y} | \mathbf{x}, \mathbf{H})$ 表示在发射信号为 $\mathbf{x}$ , 信道矩阵为 $\mathbf{H}$ 时接收到信号 $\mathbf{y}$ 的似然函数; “ $\|\cdot\|_F$ ”表示Frobenius范数。

## 2 发射天线选择算法

### 2.1 传统算法

算法1 采用最大似然检测的SM系统的成对错误概率(PEP)可以表示为<sup>[3]</sup>:

$$P(\mathbf{x}_i \rightarrow \mathbf{x}_j | \mathbf{H}) \approx \lambda Q \left( \sqrt{\frac{1}{2N_0} d_{\min}^2(\mathbf{H}_p)} \right) \quad (3)$$

式中, 接收符号向量的最小欧式距离 $d_{\min}(\mathbf{H}_p) =$

$\min_{\substack{\mathbf{x}_i, \mathbf{x}_j \in X \\ \mathbf{x}_i \neq \mathbf{x}_j}} \|\mathbf{H}_p(\mathbf{x}_i - \mathbf{x}_j)\|_F$ , 其中  $(\mathbf{x}_i - \mathbf{x}_j)$  是差异向量;  $\lambda$  是具有接收星座的最小欧式距离  $d_{\min}(\mathbf{H}_p)$  的近邻个数;  $Q(x) = (1/\sqrt{2\pi}) \int_x^\infty e^{-y^2/2} dy$ ;  $X$  表示所有可能发射向量的集合。

最优的发射天线选择准则是从所有的备选天线子集中选取使得  $d_{\min}(\mathbf{H}_p)$  最大的天线子集<sup>[6]</sup>, 即:

$$\hat{\mathbf{H}}_p = \arg \max_{p \in P} d_{\min}(\mathbf{H}_p) \quad (4)$$

从上式可以看出, 最优的发射天线选择需要遍历所有可能的  $\binom{L}{N_t}$  个信道矩阵和所有的差异向量。

因此, 该算法的计算复杂度较高, 特别是对于较大的QAM星座, 该缺点更为突出。虽然一种针对SM系统的简化接收向量的最小欧式距离计算方法在文献[9]中被提出, 但是该方法对于计算量的减少依旧有限。

算法2 为降低复杂度, 文献[6]提出了基于奇异值分解的发射天线选择算法: 从备选的天线集合中选取最小奇异值最大的天线子集, 即:

$$\hat{\mathbf{H}}_p = \arg \max_{p \in P} \lambda_{\min}(\mathbf{H}_p) \quad (5)$$

式中,  $\lambda_{\min}(\mathbf{H}_p)$  是  $\mathbf{H}_p$  的最小奇异值。

算法3 文献[7]提出了基于范数的发射天线选择算法: 根据发送天线的序号从相应的信道矩阵中提取相应的信道矢量的范数, 即:

$$\hat{\mathbf{H}}_p = \arg \max_{p \in P} \|\mathbf{H}_p\|_F \quad (6)$$

该算法复杂度极低, 但只能提供分集度为  $q$  的发射分集, 其中,  $q$  表示所用空时码的秩<sup>[12]</sup>。

算法4 文献[8]提出了基于容量最大化的发射天线选择算法, 即:

$$\hat{\mathbf{H}}_p = \arg \max_{p \in P} \log_2 \det(I_L + \mathbf{H}_p^H \mathbf{H}_p / N_0) \quad (7)$$

该算法复杂度很高但性能接近最优算法。

## 2.2 本文提出的发射天线选择算法

文献[13]提出了一种基于信号向量的SM检测方法, 该方法将SM的检测分为两步:

1) 将同接收信号向量夹角最小的信道矩阵列向量对应的发射天线判定为发送端的激活天线;

2) 利用步骤1)的判决结果和传统的QAM解调器去检测发送的QAM符号。

文献[13]中的仿真结果表明, 该方法能够有效地逼近ML检测的性能。信道矩阵列向量之间的夹角在

一定程度上反映了空间星座点之间的距离。从传统的星座调制可以知道, 星座点之间的最小距离越大, 误码率性能越好。由此, 考虑以最大化SM中空间星座点最小距离为准则的发射天线选择; 同时步骤2)的检测等效为一个单输入多输出(SIMO)系统的检测问题, 越大的信噪比(SNR)带来越好的BER性能。从天线选择的角度看, 选取信道列向量范数最大的列是最优的<sup>[8]</sup>。

本文提出的发射天线选择算法综合考虑信道矩阵列向量Frobenius范数和它们之间的夹角, 可以获得较好的性能增益。

首先定义如下变量:

$$\theta_{j,i} = a \cos \frac{\|\langle \mathbf{h}_i, \mathbf{h}_j \rangle\|_F}{\|\mathbf{h}_i\|_F \|\mathbf{h}_j\|_F} \quad (8)$$

式中,  $\mathbf{h}_i$  表示信道矩阵  $\mathbf{H}$  的第  $i$  列; “ $\langle \cdot, \cdot \rangle$ ” 表示希尔伯特空间上的内积;  $\theta_{j,i}$  可以看作信道矩阵  $\mathbf{H}$  的第  $j$  列和第  $i$  列间的夹角。

对所有可能的  $\mathbf{H}_p (p \in P)$ , 计算:

$$w_{\mathbf{H}_p} = \min_{i \neq j} w_{i,j,\mathbf{H}_p} = \min_{i \neq j} \left[ \min(\|\mathbf{h}_i\|_F, \|\mathbf{h}_j\|_F) \cdot \theta_{i,j} \right] \quad (9)$$

式中,  $\mathbf{h}_i$  和  $\mathbf{h}_j$  是  $\mathbf{H}_p$  的任意两个不相同的列向量。不难发现, 如果按照上述方法计算每个  $w_{\mathbf{H}_p}$ , 会带来不小的计算冗余。如在计算  $w_{\mathbf{H}_1}(\mathbf{H}_1 = [\mathbf{h}_1 \ \mathbf{h}_2 \ \mathbf{h}_3 \ \mathbf{h}_4])$ 、 $w_{\mathbf{H}_2}(\mathbf{H}_2 = [\mathbf{h}_1 \ \mathbf{h}_2 \ \mathbf{h}_3 \ \mathbf{h}_5])$  时,  $w_{i,j,\mathbf{H}_1}$  和  $w_{i,j,\mathbf{H}_2}$  是完全一致的,  $i, j = 1, 2, 3 (i \neq j)$ , 一种简单而有效消除这种计算冗余的方法是先计算:

$$w_{i,j} = \min_{i \neq j} (\|\mathbf{h}_i\|_F, \|\mathbf{h}_j\|_F) \cdot \theta_{i,j} \quad (10)$$

$i, j = 1, 2, \dots, N_t$

然后根据这些结果求每个  $w_{\mathbf{H}_p}$ , 称  $w_{\mathbf{H}_p}$  为  $\mathbf{H}_p$  的权重, 并选取权重最大值对应的  $\mathbf{H}_p$  为最终的发射天线选择矩阵, 即:

$$\hat{\mathbf{H}}_p = \arg \max_{p \in P} w_{\mathbf{H}_p} \quad (11)$$

关于算法复杂度, 最优算法需要遍历所有可选的发射天线子集和差异向量, 因此最优算法的复杂度最高。基于奇异值分解的发射天线选择算法的计算主要集中在信道矩阵的奇异值分解上, 但仍需遍历所有可选的发射天线子集, 故其复杂度约为  $C_{N_t}^L O(N_t^2 L)$ 。与基于奇异值分解的发射天线选择算法类似, 基于容量最大化的发射天线选择算法仍需遍历所有可选的发射天线子集, 其复杂度约为  $C_{N_t}^L O(N_t L^2)$ 。基于范数的发射天线选择算法只需计算信道矩阵各列的 Frobenius 范数, 因此具有最低的

复杂度, 约为 $O(N_r N_t)$ 。本文提出的算法能够有效减少矩阵运算, 并且不需要考虑差异向量。因此能够极大降低计算复杂度, 其复杂度约为 $O(N_r N_t^2)$ 。

### 2.3 高效的发射信号功率控制算法

本文提出的发射天线选择算法, 考虑以最大化SM中星座点最小距离为准则的发射天线选择。在最大化星座点最小距离的同时, 一定程度上会增大发射信号的功率。

通过设定发射信号功率的门限值 $P_{th}$ 和功率修正因子 $\alpha$ , 动态地调整发射功率, 节约无线资源。当发射信号功率 $P > P_{th}$ 时, 发射信号乘以一个功率修正因子 $\alpha$ , 使得在误码率一定的前提下, 激活天线的发射功率最低。

## 3 仿真结果

为比较算法的性能, 利用Matlab软件进行仿真。本文仿真了最优算法、基于奇异值分解的发射天线选择算法、基于范数的发射天线选择算法以及基于容量最大化的发射天线选择算法。仿真采用QAM调制, 接收端采用最大似然检测, 假设信道符合Rayleigh衰落, 信道矩阵 $\mathbf{H}$ 的元素为独立同分布的零均值、方差为1的复高斯的随机变量。本文仿真结果中每个数据点都是通过对 $10^5$ 帧的仿真求平均值得到。

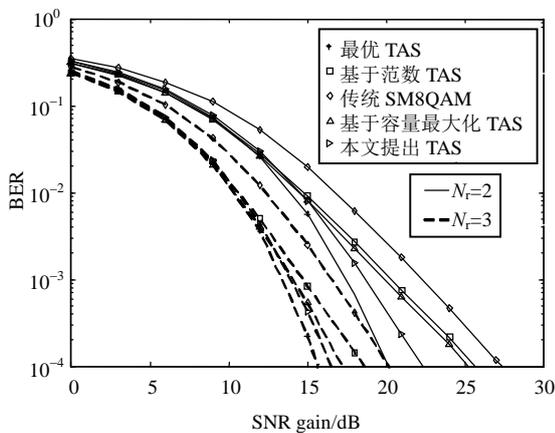


图2  $N_t = 6$ ,  $L = 4$ ,  $N_r = 2$  和

$N_r = 3$ , 5 bit/s/Hz 情况下性能比较

本文考虑在 $L > N_r$ 的情况下, 不同的天线选择算法在不同接收天线下的BER性能。图2给出了 $N_t = 6$ ,  $L = 4$ , 5 bit/s/Hz频谱效率下的性能比较。从仿真结果可以看出, 在 $BER = 10^{-4}$ 时, 本文提出的算法在 $N_r = 2, 3$ 两种情况下分别比传统SM有5.8 dB和3.7 dB的增益, 充分体现出本文提出的算法的有效性。另外, 该算法能很好地逼近最优TAS算

法的性能, 且随着 $N_r$ 的增大, 两者的差距在减小。具体来说, 本文提出的算法在两种情况下同最优算法差距分别仅有2.2 dB和0.9 dB。该现象可以解释为随着接收天线数目的不断增大, 信道矩阵的秩得到提升, 从而使得基于容量最大化TAS算法更加有效。

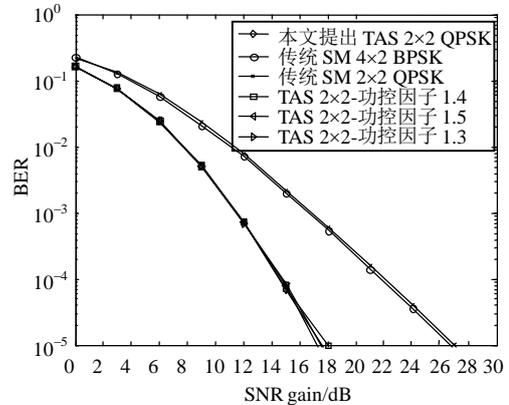


图3  $N_t = 4$ ,  $L = N_r = 2$ , 3 bit/s/Hz 情况下性能比较

图2在最大化星座点最小距离的同时, 一定程度上增大了发射信号的功率, 基于本文提出的算法, 图3引入了功率修正因子, 给出了 $N_t = 4$ ,  $L = N_r = 2$ , 3 bit/s/Hz频谱效率下的各种发射天线选择算法同传统SM的性能比较。图3显示, 当设定发射信号功率的门限值为1, 功控因子分别为1.3, 1.4, 1.5时, 仿真性能非常接近, 但发射信号功率分别降为原来的0.591 7、0.510 2、0.444 4倍, 有效节约了无线资源。同时引入功率修正因子的算法较传统SM, 在BER达到 $10^{-5}$ 时, 仍有约10.2 dB的性能增益。因此, 本文提出的算法不仅能够获得BER性能和计算复杂度的良好折中, 还能一定程度上限制发射信号的功率, 优化能量效率。

## 4 结束语

本文考虑SM系统的发射天线选择问题, 以进一步降低误码率, 提出了一种基于信道列向量和范数的发射天线选择算法。该算法能够有效减少矩阵运算, 且不需要考虑差异向量。因此能够极大地降低计算复杂度。仿真结果表明, 该算法能够明显提升SM系统的误码率性能, 且适用于发射天线数大于接收天线数的情况。

### 参考文献

- [1] MIETNER J, SCHOBBER R, LAMPLE L, et al. Multiple-antenna techniques for wireless communication—a comprehensive literature survey[J]. IEEE Commun Surv Tutor, 2009, 11(2): 87-105.
- [2] MESLEH R, HAAS H, SINANOVIĆ S, et al. Spatial

- modulation[J]. IEEE Trans Veh Technol, 2008, 57(4): 2228-2241.
- [3] RENZO D M, HAAS H. Bit error probability of spatial modulation (SM) MIMO over generalized fading channels [J]. IEEE Trans on Veh Technol, 2012, 61(3): 1124-1144.
- [4] BASAR E, AYGOLU U, PANAYIRCI E, et al. Space-time block coded spatial modulation[J]. IEEE Trans on Commun, 2011, 59(3): 823-832.
- [5] YANG P, XIAO Y, YU Y, et al. Adaptive spatial modulation for wireless MIMO transmission systems[J]. IEEE Commun Lett, 2011, 15(6): 602-605.
- [6] HEATH R W, PAULRAJ A. Antenna selection for spatial multiplexing systems based on minimum error rate[C]// IEEE Int Conf Communications(ICC). Helsinki, Finland: IEEE, 2001.
- [7] GORE D, NABAR R, PAULRAJ A. Selecting an optimal set of transmit antennas for a low rank matrix channel[C]//Proc Int Conf Acoust, Speech and Signal Processing. Istanbul, Turkey: [s.n.], 2000.
- [8] GORE D A, PAULRAJ A J. MIMO antenna subset selection with space-time coding[J]. IEEE Trans on Signal Processing, 2002, 50(10): 2580-2588.
- [9] JEGANATHAN J. Space shift keying modulation for MIMO channels[D]. Montreal, Q C: Concordia University, 2008.
- [10] JEGANATHAN J, GHAYEB A, SZCZECINSKI L, et al. Space shift keying modulation for MIMO channels[J]. IEEE Trans on Wireless Commun, 2009, 8(7): 3692-3703.
- [11] JEGANATHAN J, GHAYEB A, SZCZECINSKI L. Spatial modulation: optimal detection and performance analysis[J]. IEEE Commun Lett, 2008, 12(8): 545-547.
- [12] GUCLUOGLU T, DUMAN T. Performance analysis of transmit and receive antenna selection over flat fading channels[J]. IEEE Trans on Wireless Commun, 2008, 7(8): 3056-3065.
- [13] WANG J, JIA S, SONG J. Signal vector based detection scheme for spatial modulation[J]. IEEE Commun Lett, 2012, 16(1): 19-21.

编辑 税红