

DOI: 10.7652/xjtuxb201808018

采用幅度相移键控调制的分层空间调制算法

李云凤, 王磊, 王志成

(西安交通大学电子与信息工程学院, 710049, 西安)

摘要: 针对空间调制(SM)算法频谱效率较低的缺陷,提出了一种基于幅度相移键控(PSK)调制的分层 SM(LSM)算法。该算法首先对发射天线进行分层,然后分别对每层发射天线进行 SM 映射,最后根据每层 SM 映射得到总的天线激活索引号和调制符号。为了进一步降低系统的误比特率,以系统误比特率上界为目标函数给出了 PSK 内外环幅度比选择准则。此外,为了实现低复杂度的最大似然译码,接收端对激活天线索引号和调制符号进行独立检测。理论分析和仿真结果表明:LSM 算法对于任意发射天线数目都适用,并且可以灵活地调节激活天线个数;与分层空移键控算法相比,当频谱效率为 $8 \text{ b}/(\text{s} \cdot \text{Hz})$ 时,2 种算法的性能基本相似,但天线数量节省了 12 根,从而节约了硬件资源;与广义空间调制算法相比,当发射天线为 3、5 和 6 时,频谱效率提高了 $1 \text{ b}/(\text{s} \cdot \text{Hz})$ 。

关键词: 空间调制;相移键控调制;多输入多输出技术;频谱效率

中图分类号: TN929.5 **文献标志码:** A **文章编号:** 0253-987X(2018)08-0117-07

A Layered Spatial Modulation Algorithm Based on Amplitude/Phase-Shift Keying

LI Yunfeng, WANG Lei, WANG Zhicheng

(School of Electronic and Information Engineering, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China)

Abstract: A high rate layered spatial modulation algorithm based on amplitude/phase-shift keying (PSK), called layered spatial modulation (LSM), is presented to improve the spectral efficiency of spatial modulation (SM). The new scheme firstly layers the transmit antennas, then the SM mapping is carried out for each layer of the transmit antennas. According to the mapping of each layer, all the active transmit antennas and the modulated symbols can be obtained. In order to further minimize the bit error rate of the system, a simple and efficient ring of the amplitude levels optimization algorithm is proposed. Moreover, a low-complexity detection scheme is proposed to detect the active antenna indexes and the modulated symbols separately to reduce the decoding complexity effectively at the receiver. Simulation results show that the LSM algorithm is suitable for any number of active antennas, and the active antennas can be adjusted flexibly. Compared with the layered space shift keying algorithm, when the spectrum efficiency is $8 \text{ b}/(\text{s} \cdot \text{Hz})$, the performance of the two algorithms is almost the same, but the LSM algorithm can save twelve antennas and hardware resources. And, compared with the generalized spatial modulation, when the number of transmit antenna is three, five or six, the LSM algorithm can

收稿日期: 2017-11-10。 作者简介: 李云凤(1991—),女,硕士生;王磊(通信作者),女,副教授。 基金项目: 陕西省科学技术研究发展计划资助项目(2016GY-133);华为创新研究计划资助项目(YB2015070059)。

网络出版时间: 2018-06-08

网络出版地址: <http://kns.cnki.net/kcms/detail/61.1069.T.20180608.1808.008.html>

improve the spectrum efficiency by 1 b/(s · Hz).

Keywords: spatial modulation; phase-shift keying; multiple-input multiple-output; spectral efficiency

多输入多输出(MIMO)技术既可以通过空间复用来提高系统的容量,又可以通过空间分集来提升系统的可靠性,因而近年来获得了广泛的研究。但是,MIMO技术在带来各种增益的同时,也存在着系统复杂度高和硬件实现中射频单元成本高等一些缺陷。随着MIMO传输技术的深入研究,Mesleh等人于2008年提出了空间调制(SM)技术^[1],创造性地提出了多天线调制中不仅可以利用幅度相位调制(APM)符号传输信息,而且可以利用天线索引号来传递额外的信息。SM技术在同一个时隙中只需激活一根天线来发送信号,其余天线保持静默状态,因而能够有效地避免MIMO方案中诸如天线间同步、信道间干扰以及射频链路多等问题。文献[2-3]提出的空移键控(SSK)技术作为一种简化的SM传输技术,仅利用空间维度携带信息,具有较低的检测复杂度。然而,SM/SSK的频谱效率都与发射天线数呈对数关系,因而不能获得很高的频谱效率。为了提高SM的频谱效率,很多研究者提出了不同的改进方案。文献[4-7]通过在发射端采用多根发射天线组合的方式来发送信号,分别提出了广义空移键(GSSK),广义空间调制(GSM)和多天线激活-空间调制(MA-SM)。GSSK方案通过同时激活多根天线,仅利用空间维度来增加系统的频谱效率。MA-SM方案通过在每一个时隙同时激活多根发射天线来传输不同的调制符号以提高系统的频谱效率。文献[8]通过额外的调节空间维度,将复信号分解然后扩展到同相和正交维度,提出了正交空间调制(QSM),实现了发射天线同步并增强了传输性能。文献[9]通过扩展星座中星座点的个数,提出了一种扩展空间调制(ESM)方案,有效地提升了系统的频谱效率,并在文献[10]中进行了完善。文献[11]为了更好地利用空间维度来发送信息,提出了分层空移键控(LSSK)方案,利用分层结构,通过增加SSK传输层的数目来提高SM的频谱效率。

本文为了提高SM的频谱效率,提出了一种基于APSK的分层SM(LSM)算法。LSM算法通过不同层发射来自不同振幅的PSK星座点来发送多层SM信息,灵活地调节激活天线的个数,使SM的频谱效率随着层数的增加呈线性增长。此外,为了进一步降低系统的误比特率(BER),对于一个特定

的MIMO系统,本文提出了一种有效的算法,来确定APSK的内外环幅度比。最后,本文通过接收端将激活天线索引号和调制符号单独检测,提出了一种低复杂度译码算法,可以有效地降低译码复杂度。

1 系统模型

对于一个具有 N_t 根发射天线和 N_r 根接收天线的MIMO系统,设其在一个时隙发射 $N_t \times 1$ 维信号 $\mathbf{s}$,则 $N_r \times 1$ 维接收信号 $\mathbf{y}$ 可表示为

$$\mathbf{y} = \sqrt{\frac{\rho}{L}} \mathbf{H} \mathbf{s} + \mathbf{n} \quad (1)$$

式中: ρ 是发射端总的发射功率; L 表示总层数, $1 \leq L \leq N_t$; $\mathbf{H}$ 和 $\mathbf{n}$ 分别表示 $N_r \times N_t$ 维的信道矩阵和 $N_r \times 1$ 维加性高斯白噪声(AWGN)向量, $\mathbf{H}$ 和 $\mathbf{n}$ 中的元素均服从均值为0、方差为1的独立复高斯分布。

2 本文所提LSM算法

2.1 LSM算法系统模型

考虑一个采用LSM调制的MIMO系统, L 层的LSM发送信号 $\mathbf{s}$ 表示为

$$\mathbf{s} = [0 \cdots x_i \cdots x_L \cdots x_1 \cdots 0]^T \quad (2)$$

式中: $\mathbf{s}$ 为含有 L 个非零元素 x_i 的 $N_t \times 1$ 维的列向量,其中 $i \in \mathbf{L} = \{1, 2, \dots, L\}$ 。为了区分第 i 层与其他层信号并且提高系统的误码性能,发送符号 x_i 采用APSK调制即 $x_i = r_i \exp[j(\frac{2\pi}{M}(t-1) + \frac{\pi}{M}(i-1))]$, $i \in \mathbf{L} = \{1, 2, \dots, L\}$, $t \in \mathbf{T} = \{1, 2, \dots, M\}$, M 是星座调制阶数, r_i 是第 i 层PSK幅度。

图1给出了 $M=2$ 、 $L=2$ 时的APSK调制的星座图。第1层发送幅度为 r_1 的PSK调制符号,第2层发送幅度为 r_2 的PSK调制符号,并且相比于幅

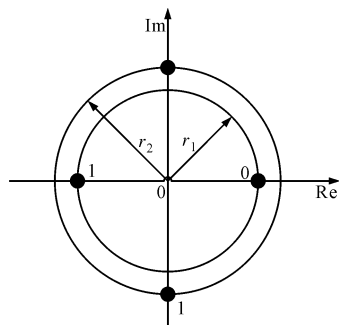


图1 2-APSK调制的星座图

度为 r_1 的 PSK 星座旋转了 π/M rad。

因为每根激活天线发送一层 SM 信号,每层发送比特数为 $\text{lb}Q + \text{lb}M$,所以 LSM 的频谱效率为 $L(\text{lb}Q + \text{lb}M)$ 。其中 Q 是每层天线个数,并且有

$$N_t = Q + L - 1 \quad (3)$$

表 1 给出了在不同发射天线数下, $M=4, L=2$ 时,本文 LSM 算法与其他几种算法频谱效率的比较。

表 1 不同发射天线数下 5 种算法的频谱效率比较

N_t	频谱效率/ $\text{b} \cdot (\text{s} \cdot \text{Hz})^{-1}$				
	GSM	QSM	ESM	LSSK	LSM
3	5			2	6
4	6	6	6	2	6
5	7			4	8
6	7			4	8
7	8			4	8
8	8	8	8	4	8

由表 1 可以发现:相比较于 LSSK 算法,本文 LSM 算法通过加入调制符号可以获得更高的频谱效率;当发射天线为 3、5 和 6 时,LSM 算法频谱效率比 GSM 高 $1 \text{ b}/(\text{s} \cdot \text{Hz})$;相比较于 QSM、ESM 算法,LSM 算法对于任意发射天线数都适应并且可以灵活地调节激活天线的个数。

2.2 LSM 比特映射

2.2.1 LSM 算法层映射 将待发送比特数据串并转换得到比特块 $\mathbf{g}(n) = [b_1 \ b_2 \ \cdots \ b_j \ \cdots \ b_{L(\text{lb}Q + \text{lb}M)}]$, $\mathbf{g}(n)$ 含有的比特数是 $L(\text{lb}Q + \text{lb}M)$,其中 b_j 是每个比特块中的第 j 个比特, b_j 等于 0 或 1。然后将比特块 $\mathbf{g}(n)$ 分成 L 层平行比特数据块 $\mathbf{p}(n)$, $\mathbf{p}(n) = [b_1 \ b_2 \ \cdots \ b_i \ \cdots \ b_L]^T$,其中 b_i 是第 i 层,含有 $(\text{lb}Q + \text{lb}M)$ 个比特。

2.2.2 LSM 算法比特映射 首先确定 MIMO 系统调制阶数 M 和层数 L ,然后对 N_t 根发射天线进行编号 $\{1, 2, \dots, Q, \dots, N_t\}$,其中 Q 由式(3)确定。

(1)第 1 层 SM 映射。将第 1 层比特数据块 b_1 分为两部分,前 $m_1 = \text{lb}M$ 个比特用来选取幅度为 r_1 的 PSK 星座点,即调制符号 x_1 ,剩余 $m_2 = \text{lb}Q$ 个比特用来选取激活天线索引号 a_1 ,即从索引号为 $\{1, 2, \dots, Q\}$ 的 Q 根备选发射天线中选择激活天线的索引号 a_1 。

(2)第 2 层 SM 映射。将第 2 层比特数据块 b_2 分为两部分,前 m_1 个比特用来选取幅度为 r_2 的 PSK 星座点 x_2 ,剩余 m_2 个比特用来选取激活天线的索引号 a_2 。因为第 1 层已经选择了索引号为 a_1

的天线,所以第 2 层选择激活天线时要排除索引号为 a_1 的天线。同时,为保证第 2 层备选天线数仍为 Q ,增加 1 根索引号为 $Q+1$ 的天线,即从索引号 $\{1, 2, \dots, a_1-1, a_1+1, \dots, Q+1\}$ 的 Q 根备选发射天线中选择激活天线的索引号 a_2 。

(3)第 i 层 SM 映射。将第 i 层比特数据块 b_i 分为两部分,前 m_1 个比特用来选取幅度为 r_i 的 PSK 星座点 x_i ,剩余 m_2 个比特用来选取激活天线的索引号 a_i 。因为前 $i-1$ 层已经选取了索引号为 $\{a_1, a_2, \dots, a_{i-1}\}$ 的天线,所以第 i 层进行激活天线选择时要排除 $\{a_1, a_2, \dots, a_{i-1}\}$ 这些索引号的天线。即从索引号为 $\{1, 2, \dots, Q+i-1\}$ 的 $(Q+i-1)$ 根天线中去掉索引号为 $\{a_1, a_2, \dots, a_{i-1}\}$ 的 $i-1$ 根天线后,剩余的 Q 根天线中再选择激活天线索引号 a_i 。

(4)依次类推,直到第 L 层。最后经过 L 层调制后,就确定了总的天线激活索引号和调制符号。

3 性能分析

本节首先对 LSM 算法的误码性能进行分析,并以系统误比特率上界为目标函数给出 PSK 内外环幅度比选择准则,最后将激活天线索引号和调制符号单独检测,提出了一种低复杂度的译码算法。

3.1 LSM 最优检测算法误码率

这一小节推导 LSM 系统的误比特率上界。根据文献[12],采用最大似然(ML)译码时 LSM 算法的误比特率可写为

$$P_{e, \text{bit}} \leq E \left\{ \sum_{\lambda=1}^{\gamma} [N_{e, B}(\mathbf{s}_\kappa \rightarrow \mathbf{s}_\lambda) p(\mathbf{s}_\kappa \rightarrow \mathbf{s}_\lambda)] \right\} = \frac{1}{\gamma} \sum_{\kappa=1}^{\gamma} \sum_{\lambda=1, \lambda \neq \kappa}^{\gamma} [N_{e, B}(\mathbf{s}_\kappa \rightarrow \mathbf{s}_\lambda) p(\mathbf{s}_\kappa \rightarrow \mathbf{s}_\lambda)] \quad (4)$$

式中: $\gamma = 2^{L(\text{lb}Q + \text{lb}M)}$ 为所有可能的发送信号总数; $N_{e, B}(\mathbf{s}_\kappa \rightarrow \mathbf{s}_\lambda)$ 是信号 $\mathbf{s}_\kappa$ 和信号 $\mathbf{s}_\lambda$ 之间的错误比特数; $p(\mathbf{s}_\kappa \rightarrow \mathbf{s}_\lambda)$ 表示发送信号 $\mathbf{s}_\kappa$ 被误判为信号 $\mathbf{s}_\lambda$ 的概率。根据文献[12],条件差错概率为

$$p(\mathbf{s}_\kappa \rightarrow \mathbf{s}_\lambda | \mathbf{H}) = p \left(\left\| \mathbf{y} - \sqrt{\frac{\rho}{L}} \mathbf{H} \mathbf{s}_\kappa \right\|_F^2 > \left\| \mathbf{y} - \sqrt{\frac{\rho}{L}} \mathbf{H} \mathbf{s}_\lambda \right\|_F^2 \middle| \mathbf{H} \right) = p \left(\frac{\rho}{L} (\| \mathbf{H} \mathbf{s}_\kappa \|_F^2 - \| \mathbf{H} \mathbf{s}_\lambda \|_F^2) - 2 \sqrt{\frac{\rho}{L}} \text{Re} \{ \mathbf{y}^H \mathbf{H} (\mathbf{s}_\kappa - \mathbf{s}_\lambda) \} > 0 \right) = p(D > 0) \quad (5)$$

将 $\mathbf{y} = \sqrt{\frac{\rho}{L}} \mathbf{H} \mathbf{s} + \mathbf{n}$ 代入式(5),式(5)中 $D > 0$ 可重新表示为

$$-2\sqrt{\frac{\rho}{L}}\text{Re}\{\mathbf{n}^H\mathbf{H}(\mathbf{s}_\kappa - \mathbf{s}_\lambda)\} > \left\| \sqrt{\frac{\rho}{L}}\mathbf{H}(\mathbf{s}_\kappa - \mathbf{s}_\lambda) \right\|_F^2 \quad (6)$$

式中: $-2\text{Re}\left\{\sqrt{\frac{\rho}{L}}\mathbf{n}^H\mathbf{H}(\mathbf{s}_\kappa - \mathbf{s}_\lambda)\right\} \triangleq w$ 是均值为 0、方差为 $\sigma^2 = \left\| \sqrt{\frac{2\rho}{L}}\mathbf{H}(\mathbf{s}_\kappa - \mathbf{s}_\lambda) \right\|_F^2$ 的高斯随机变量。利用 $\sqrt{\sigma^2}$ 归一化式(6)的左边, 则式(6)可以重新表示为 $z_{\text{unit}} \triangleq \frac{w}{\sqrt{\sigma^2}} > \sqrt{\frac{\rho}{2L}} \|\mathbf{H}(\mathbf{s}_\kappa - \mathbf{s}_\lambda)\|_F$, 这里 z_{unit} 是均值为 0、方差为 1 的实高斯随机变量。由此, 可得到

$$p(s_\kappa \rightarrow s_\lambda | \mathbf{H}) = Q\left(\sqrt{\frac{\rho}{2L}} \|\mathbf{H}(\mathbf{s}_\kappa - \mathbf{s}_\lambda)\|_F\right) \quad (7)$$

利用 $Q(x) \leq (1/2)\exp(-x^2/2)$, 则式(7)中差错概率上界为

$$p(s_\kappa \rightarrow s_\lambda | \mathbf{H}) \leq \frac{1}{2}\exp\left(-\frac{\rho \|\mathbf{H}(\mathbf{s}_\kappa - \mathbf{s}_\lambda)\|_F^2}{4L}\right) \quad (8)$$

将式(8)代入式(4)可得 LSM 算法的误比特率上界为

$$P_{e, \text{bit}} \leq \frac{1}{2\gamma} \sum_{\kappa=1}^{\gamma} \sum_{\lambda=1, \lambda \neq \kappa}^{\gamma} \left[N_{e, B}(s_\kappa \rightarrow s_\lambda) \cdot \exp\left(-\frac{\rho \|\mathbf{H}(\mathbf{s}_\kappa - \mathbf{s}_\lambda)\|_F^2}{4L}\right) \right] \quad (9)$$

3.2 PSK 内外环幅度比算法

如图 1 所示, APSK 星座的内外环比 $\alpha = r_2/r_1$, α 的取值有无限多个。以误比特率上界为目标函数通过搜索最小值来确定最优内外环幅度比^[13]

$$\left. \begin{aligned} \alpha^* &= \min P_{e, \text{bit}}(\rho, \alpha) \\ \text{s. t. } \alpha &> 1 \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

确定 MIMO 系统的参数 N_t, N_r, M, Q, L 和一个较高的信噪比 (R_{SN}), 则 α 的搜索范围 $1 < \alpha < U_{\text{upper}}$ 。取步长 $\Delta\alpha = 0.1$, 步长 $\Delta\alpha$ 是一个可变值, 步长越小越可能得到最优解^[13]。取初始值 $\alpha = 1$ 和 $n = 1$, 其中 $\alpha = 1 + n\Delta\alpha$ 。

(1) $1 < \alpha < U_{\text{upper}}$ 时, 取最内环的半径为 $r_1 = 1$, 则 $r_2 = \alpha, r_3 = r_2\alpha, \dots, r_L = r_{L-1}\alpha$, 计算式(9)的误比特率上界值并将结果存在 $P(n)$ 中, 更新 $n = n + 1$ 。

(2) $n^* = \min\{P(n)\}$ 即为最优解, 此时最优内外环比 $\alpha^* = 1 + n^*\Delta\alpha$ 。

在上述步骤中, 对于一个特定的系统来说, 信噪比的取值是可变的。如果信噪比的取值较小, 则可能会因为噪声的原因而得不到理想的内外环幅度

比, 因此这个算法在信噪比较大时是有效的。同时考虑到在信噪比取到某个较大值时, 随着信噪比的增加, α^* 是不变的, 所以 $U_{\text{upper}} = 3$ 是一个较为合理的值^[13]。如果 U_{upper} 值设置较小, 则可能得不到最优解; 如果较大, 则会增加搜索的计算复杂度。

图 2 给出了在信噪比为 15 dB、取内外环幅度比 α 在 1~3 范围时, 不同系统配置的误比特率, 接收天线个数为 4, 层数为 2。由图 2 可知, 当 $N_t = 3, M = 4$ 时, $\alpha^* = 1.2$; 当 $N_t = 5, M = 4$ 时, $\alpha^* = 1.1$; 当 $N_t = 5, M = 8$ 时, $\alpha^* = 1.6$ 。

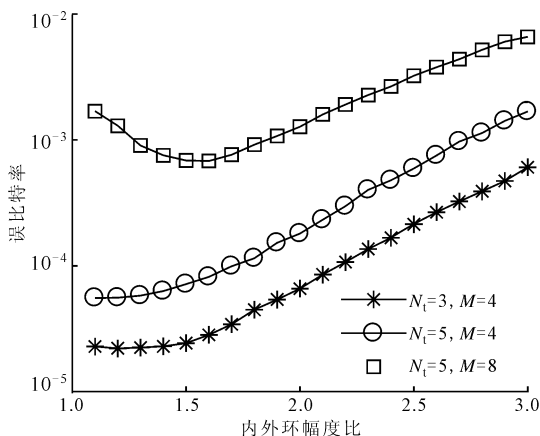


图 2 不同系统配置的误比特率

3.3 接收端低复杂度译码算法

ML 译码算法对激活天线的索引号和调制符号联合译码, 因此具有较高的复杂度。针对本文算法的特点, 提出了一种将天线索引号和调制符号独立检测的低复杂度译码算法。

根据式(1), $N_r \times 1$ 维接收信号可表示为

$$\mathbf{y} = \sum_{i=1}^L \mathbf{h}_{a_i} x_i + \mathbf{n} \quad (11)$$

式中: $\mathbf{h}_{a_i}$ 表示第 i 层信号经过的 $N_r \times 1$ 维的信道向量, 同时也是信道矩阵 $\mathbf{H}$ 的第 a_i 列。

(1) 激活天线检测。由式(11)可知, $\mathbf{y}$ 是信道矩阵 $\mathbf{H}$ 的 L 个列向量的线性组合, 因而可以利用正交子空间投影来进行激活天线检测。由 $\mathbf{H}$ 的 L 维列向量张成的子空间总数 $K = \binom{N_t}{L}$, 设 $\mathbf{y}$ 向第 r 个子空间 Ω_r 投影所得的投影矩阵为 $\mathbf{T}_r$, 则 $\mathbf{y}$ 到 Ω_r 的距离 $\mathbf{e}_r = \mathbf{y} - \mathbf{T}_r \mathbf{y}$ 。将 $\mathbf{y}$ 向 K 个子空间分别进行投影, 然后计算 $\mathbf{y}$ 与每个子空间距离的 2 范数, 并按升序排序如下

$$(d_1, d_2, \dots, d_r, \dots, d_K) = \arg \text{sort}(\|\mathbf{e}_r\|_F^2) \quad (12)$$

式中: d_r 为升序排序后的第 r 个值; $\text{sort}(\cdot)$ 表示

排序。

(2)调制符号检测。为了避免因各个信道向量不正交而使得系统性能较差的问题,本文选取式(12)中前 k 个值来进行激活天线检测和调制符号的联合检测, $1 \leq k \leq K$ 。 k 的值决定了系统性能和复杂度之间的权衡。由式(12)中前 k 个较小的值,得到相应的 k 个子空间候选集,则第 i 个子空间候选集 R_i 可表示如下

$$R_i = \{h_i^1, h_i^2, \cdots, h_i^L\}, i \in k \tag{13}$$

式中: h_i 为信道矩阵 $\boldsymbol{H}$ 的第 i 列, $i=1,2,\cdots,L$ 。

因为每个信道传送的调制符号来自不同幅度的星座点,所以根据调制符号就可以判断信道选择次序。在候选集中做最大似然检测算法来确定调制符号,公式如下

$$\{\hat{x}_1, \hat{x}_2, \cdots, \hat{x}_L\} = \arg \min_{\substack{\boldsymbol{x} \in R_i}} \left\| \boldsymbol{y} - \sum_{j=1}^L \sum_{i=1}^M \sqrt{\frac{\rho}{L}} \boldsymbol{h}_{\boldsymbol{y}_i^j} x_j^t \right\|_F^2 \tag{14}$$

表 2 和表 3 分别给出了 ML 译码算法和本文提出的低复杂度译码算法的每一步的计算次数及计算复杂度,其中计算复杂度由运算过程中所需的浮点数来衡量。

表 2 ML 算法的计算复杂度

操作	计算复杂度
$\boldsymbol{H}\boldsymbol{s}$	$4LN_r$
$\ \boldsymbol{y}-\boldsymbol{H}\boldsymbol{s}\ _F^2$	$2N_r$
计算次数	$2^{L\text{lb}(QM)}$
总复杂度	$(4LN_r+2N_r)2^{L\text{lb}(QM)}$

表 3 低复杂度译码算法的计算复杂度

操作	计算复杂度
$\boldsymbol{T}\boldsymbol{y}$	$8L^2N_r+L^3+4LN_r^2+4N_r^2$
$\ \boldsymbol{y}-\boldsymbol{T}\boldsymbol{y}\ _F^2$	$2N_r$
循环次数	$C_{N_t}^k$
天线检测总数 c_1	$C_{N_t}^L(8L^2N_r+L^3+4LN_r^2+4N_r^2)$
$\boldsymbol{H}\boldsymbol{s}$	$4LN_r$
$\ \boldsymbol{Y}-\boldsymbol{H}\boldsymbol{s}\ _F^2$	$2N_r$
循环次数	$kM^L L!$
调制符号检测总数 c_2	$kM^L(4LN_r+2N_r)L!$

以 $N_t=129, Q=128, L=2, N_r=4, M=16$ 的系统为例^[11],当 $k=4$ 时,ML 检测的计算复杂度是 167 772 160,本文低复杂度译码算法检测的计算复杂度是 2 789 888,只有 ML 检测算法的 1.66%,因

此在发射天线数较多及参数 k 较小时,本文低复杂度译码算法可以有效降低计算的复杂度。

4 仿真结果与讨论

为了验证所提算法的有效性,本节对 SM、LSSK、GSM、QSM、ESM 和 LSM 算法的误比特率性能进行了仿真,并对仿真结果进行了比较。仿真均假定各天线之间的信道是相互独立的,并且服从 $CN(0,1)$ 分布,不同方案的接收天线均设为 4。

图 3 给出了 $N_t=3, Q=2, L=2, M=4$ 和 $N_t=5, Q=4, L=2, M=4$ 时,本文 LSM 的理论上限与蒙特卡洛方法仿真结果比较。由图 3 可以看出,在高信噪比的情况下理论分析结果能够很好地吻合仿真结果,从而证明了理论分析的正确性。

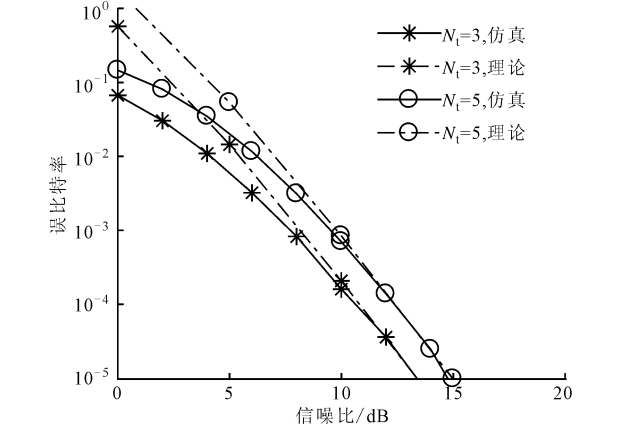


图 3 本文 LSM 算法的理论和仿真比较

图 4 给出了当层数 $L=2$ 时,LSSK 和 LSM 算法的误比特率仿真曲线。由图 4 可以看出,当频谱效率为 4 b/(s · Hz) 和 6 b/(s · Hz) 时,LSM 算法的发射天线个数不仅比 LSSK 算法少,性能也优于 LSSK 算法。其主要原因是由于 LSM 算法加入了

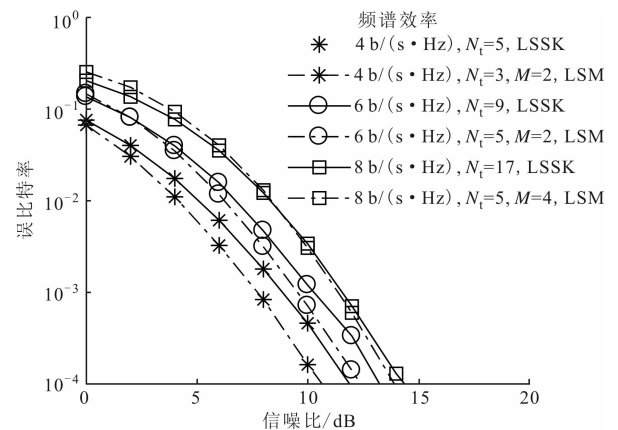


图 4 LSSK 与 LSM 性能比较

符号调制,使得 LSM 算法有更高的频谱效率,同时当频谱效率为 $8 \text{ b}/(\text{s} \cdot \text{Hz})$ 时,LSM 和 LSSK 算法的性能基本一致,但是 LSM 比 LSSK 算法节省了 12 根发射天线,从而节约了硬件资源。

图 5 给出了本文 LSM 算法与 SM、GSM、QSM、ESM 算法在相同的天线配置与频谱效率下,采用最大似然检测的仿真结果。由图 5 可以看出,LSM 算法的性能明显优于其他算法。这是因为 LSM 采用 APSK 信号不仅能够区分各层而且还能够获得较大的欧式距离,从而更好地利用空域传输信息。

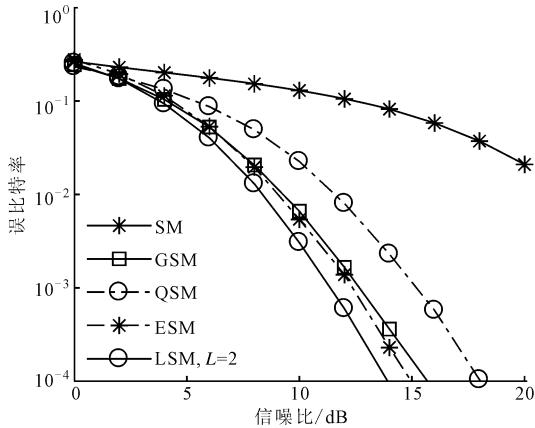


图 5 本文 LSM 算法与其他 4 种算法的性能比较

图 6 给出了 ML 和本文低复杂度译码算法的性能比较。其中,低复杂度译码算法的参数 k 分别为 4 和 10。由图 6 可知,低复杂度译码算法表现出近最大似然算法的性能,并且随着低复杂度译码算法的 k 值的增加,低复杂度译码算法与 ML 性能基本一致。其主要原因是误差个数 k 增加时需要更多的候选子空间,当 k 等于总的子空间个数 K 时也就等价于 ML 检测。

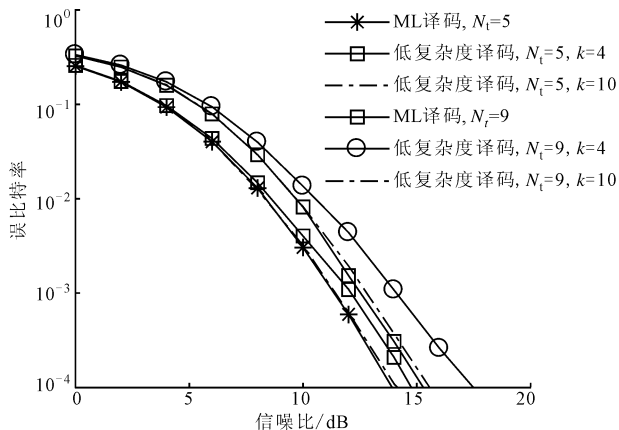


图 6 本文低复杂度译码算法与 ML 译码算法的性能比较

图 7 给出了本文低复杂度译码算法取不同 k 值时误比特率仿真比较。由图 6 和图 7 可知,在低信

噪比情况下,低复杂度译码能够在获得接近 ML 检测性能的同时有效地降低了检测复杂度。在高信噪比时,低复杂度译码算法通过增加 k 值仍能获得接近 ML 检测的性能。

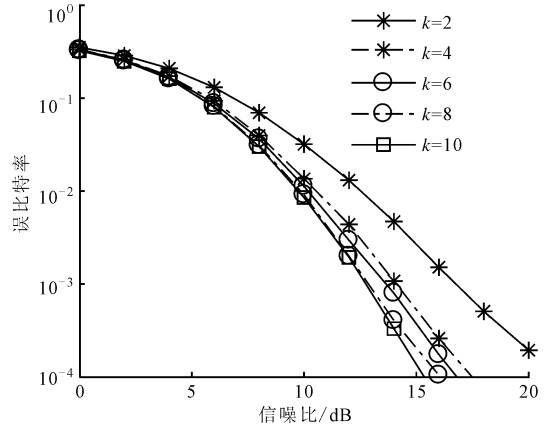


图 7 不同 k 值下低复杂度译码算法的性能比较 ($N_t=9$)

5 结束语

针对空间调制频谱效率较低的问题,本文提出了一种基于幅度/相移键控的分层 SM 算法——LSM 算法通过。该算法加入分层结构来发射多层 SM 信息,有效地提高了系统的频谱效率。同时,以系统误比特率上界为目标函数,提出了一种优化算法来确定 APSK 内外环幅度比。最后,将激活天线索引和调制符号单独检测,提出了一种低复杂度译码算法。理论分析和仿真结果表明,在相同频谱效率下,本文 LSM 算法的性能优于现有的 GSM、QSM、ESM 等算法。

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] JEGANATHAN J, GHAYEB A, SZCZECINSKI L, et al. Space shift keying modulation for MIMO channels [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2009, 8(7): 3692-3703.
- [3] 李晓峰,王磊,张晓阳. 获得天线选择分集的空移键控调制算法 [J]. 西安交通大学学报, 2013, 47(8): 98-103.
- LI Xiaofeng, WANG Lei, ZHANG Xiaoyang. A space shift keying modulation for antenna selection diversity [J]. Journal of Xi'an Jiaotong University, 2013, 47(8): 98-103.
- [4] JEGANATHAN J, GHAYEB A, SZCZECINSKI L.

Generalized space shift keying modulation for MIMO channels [C]// Proceedings of the IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2008: 1-5.

[5] 刘健伶,陈志刚,王磊. 一种自适应广义空间调制及其低复杂度算法 [J]. 西安交通大学学报, 2016, 50(4): 48-53.

LIU Jianling, CHEN Zhigang, WANG Lei. An adaptive modulation algorithm with low complexity for generalized spatial modulation [J]. Journal of Xi'an Jiaotong University, 2016, 50(4): 48-53.

[6] FU J, HOU C, XIANG W, et al. Generalized spatial modulation with multiple active transmit antennas [C]// GLOBECOM Workshops. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2011: 839-844.

[7] WANG J, JIA S, SONG J. Generalized spatial modulation system with multiple active transmit antennas and low complexity detection scheme [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2012, 11(4): 1605-1615.

[8] MESLEH R, IKKI S S, AGGOUNE H M. Quadrature spatial modulation [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2015, 64(6): 2738-2742.

[9] CHENG C C, SARI H, SEZGINER S, et al. Enhanced spatial modulation with multiple signal constellations [J]. IEEE Transactions on Communications, 2015, 63(6): 2237-2248.

[10] CHENG C C, SARI H, SEZGINER S, et al. New signal design for enhanced spatial modulation with multiple constellations [C]// Proceedings of the IEEE International Symposium on Personal, Indoor, and Mobile Radio Communications. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2015: 872-876.

[11] FANG S, LI L, HU S, et al. Layered space shift keying modulation over MIMO channels [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2017, 66(1): 159-174.

[12] RENZO M D, HASS H. Bit error probability of SM-MIMO over generalized fading channels [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2012, 61(3): 1124-1144.

[13] YANG P, XIAO Y, ZHANG B, et al. Star-QAM signaling constellations for spatial modulation [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2014, 63(8): 3741-3749.

(编辑 刘杨)

(上接第 53 页)

[10] 付钦学,郑新. 基于数字图像处理技术的锅炉排渣含碳量检测方法研究 [J]. 机电信息, 2013(36): 105-106.

FU Qinxue, ZHENG Xin. The determination of carbon content of boiler slag based on digital image processing technology [J]. Mechanical and Electrical Information, 2013(36): 105-106.

[11] SHANNON C E. A mathematical theory of communication [J]. ACM SIGMOBILE Mobile Computing and Communications Review, 2001, 5(1): 3-55.

[12] TSAI D Y, LEE Y, MATSUYAMA E. Information entropy measure for evaluation of image quality [J]. Journal of Digital Imaging, 2008, 21(3): 338-347.

[13] LIU Lixiong, LIU Bao, HUAN Huag, et al. No-reference image quality assessment based on spatial and spectral entropies [J]. Signal Processing Image Communication, 2014, 29(8): 856-863.

[14] JIANG H Q, ZHAO Y L, GAO J M, et al. Weld extraction of radiographic images based on Bezier curve fitting and medial axis transformation [J]. Insight, 2016, 58(10): 531-535.

[15] 国家能源局. 火力发电厂燃料试验方法: 第 3 部分. 飞灰和炉渣样品的采集和制备: DL/T 567.3—2016 [S]. 北京: 中国电力出版社, 2017.

(编辑 杜秀杰)