

一种新的空间调制 QPSK 信号检测算法

吴金隆¹, 张新贺^{1,2}, 门宏志¹, 金明录^{*1}

(1. 大连理工大学 信息与通信工程学院, 辽宁 大连 116024;

2. 辽宁科技大学 电子与信息工程学院, 辽宁 鞍山 114051)

摘要: 空间调制(SM)是一种新颖的多天线传输方案,它将激活天线序号与传统的信号调制相结合,共同承载发送信息.由于SM系统的最大似然(ML)最优检测算法既需要检测出激活天线序号又需要检测出发送的信息符号,检测复杂度很高.为此,利用二进制二次规划的全局最优条件,针对空间调制QPSK信号,提出了一种新的最优的ML简化检测算法.新算法在保证传统ML最优检测性能的前提下,明显降低了算法的复杂度,特别在大天线空间调制系统中具有更加明显的优势.最后通过计算机仿真,验证了新算法的ML最优性.

关键词: SM检测;最大似然检测;二进制二次规划;全局最优条件

中图分类号: TN914

文献标识码: A

doi:10.7511/dllgxb201503015

0 引言

无线通信技术已进入4G/5G通信时代,人们对无线通信系统更高速率地传输数据的需求与日俱增.如何改善系统的可靠性和频带利用率成为下一代甚至未来无线通信技术的重要目标.多输入多输出(MIMO)技术利用多根天线传输多个数据流,在不增加系统带宽的情况下,可大幅度提高通信系统的容量和频谱利用率,被认为是现代无线通信的关键技术之一^[1].然而,MIMO技术也存在着一些弊端^[2]:发射天线间需要较高的同步性以达到同时传输数据的要求;多天线同时传输数据时产生较高的信道间干扰,提高了译码的难度,增加了系统复杂度;多根天线同时工作需要多条射频链路,因而提高了系统的成本与开销.

针对上述MIMO技术的缺点,Mesleh等提出了一种新的多天线传输方案,称为空间调制(SM)技术^[3].在SM技术中,任一时隙只有一根发射天线处于激活状态来发送数据,其余发射天线静默,发送的信息比特一部分映射到传统的数字调制星座图上,其余的比特映射到该激活天线序号生成的空间维上.SM系统既避免了传统

MIMO技术面临的信道间干扰(ICI)和天线间同步(IAS)问题,又得到了比单天线传输系统更高的传输速率,且任一时隙只需要一条射频链路,大大降低了系统的成本,具有较好的应用前景.

此外,QPSK是数字通信系统中用得比较多的调制方式之一,也是NTTDoCoMo的4G移动通信系统的基本调制方案.另外,大天线技术和绿色通信技术目前受到业界的广泛注意,而基于恒包络调制的SM技术比较适合这两个技术的结合,成为目前研究的热点^[4].因此,本文特别研究大天线SM系统QPSK信号的检测问题.

由于SM的发送信息比特分别映射到天线序号和调制符号中,在系统解调过程中需要分别检测激活天线的序号和该天线上发送的信息调制符号.在现有的SM检测算法中,最大似然(ML)检测^[5]算法具有最优的误码率性能,但其需要遍历搜索天线序号和调制符号的所有可能组合,所以它的检测复杂度很高.为此人们热衷于研究一些低复杂度的检测算法,比如早期提出的最大合并比(MRC)检测^[6]、球形译码(SD)检测^[7],虽然它们降低了检测复杂度,但是检测性能有限.文献[8]中提出了在QAM调制下SM的简化ML检

测算法,在保持 ML 最优检测性能的情况下降低了复杂度。

与这些算法思路不一样,本文从另一个角度,根据二进制二次规划的全局最优性条件,给出 SM 系统 QPSK 调制下发送信息符号的简单判决准则,避免传统 ML 算法对发送信息符号集的遍历搜索,只需对激活天线序号集进行搜索,减少传统 ML 检测的算法复杂度,但依然保持传统 ML 的最优检测性能。

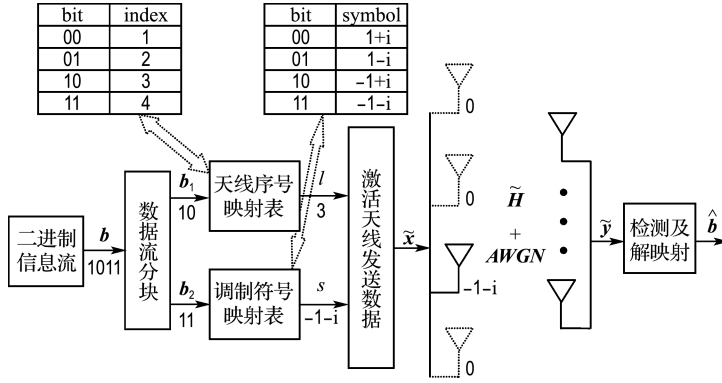


图1 SM 系统模型

Fig. 1 Spatial modulation system model

图1中 SM 系统的发射天线数 N_t 与数字调制阶数 M 共同决定了每一时隙的传输比特数:

$$k = \log_2 N_t + \log_2 M \quad (1)$$

长度为 k 比特的二进制信息流 $\mathbf{b}$ 通过 SM 映射,得到 SM-MIMO 系统的发送向量 $\tilde{\mathbf{x}} \in \mathbb{C}^{N_t \times 1}$:

$$\tilde{\mathbf{x}} = (\underbrace{0 \cdots 0}_{l-1} \quad s \quad \underbrace{0 \cdots 0}_{N_t-l})^T \quad (2)$$

其中 s 所处的第 l 列代表第 l 根发射天线用来发送信息, s 为发送的符号. 对于 SM-MIMO 系统的发送向量 $\tilde{\mathbf{x}}$, 仅有一个元素是非零值。

令 $\tilde{\mathbf{H}} \in \mathbb{C}^{N_r \times N_t}$ 为准静态瑞利信道矩阵, $\tilde{\mathbf{H}}$ 中的每个元素都是均值为 0、方差为 1 的复高斯变量, 因而接收向量 $\tilde{\mathbf{y}} \in \mathbb{C}^{N_r \times 1}$ 可表示为

$$\tilde{\mathbf{y}} = \tilde{\mathbf{H}} \tilde{\mathbf{x}} + \tilde{\mathbf{n}} = \tilde{\mathbf{h}}_l s + \tilde{\mathbf{n}} \quad (3)$$

其中 $\tilde{\mathbf{n}} \in \mathbb{C}^{N_r \times 1}$ 是加性高斯白噪声, 独立同分布且服从均值为 0、方差为 σ^2 的复随机变量. $\tilde{\mathbf{h}}_l$ 代表信道矩阵 $\tilde{\mathbf{H}}$ 的第 l 列。

对于 SM-MIMO 系统, 传统 ML 检测算法需要同时对激活的发射天线序号和调制符号进行检测, ML 检测的输出表达式如下:

1 SM 技术原理与系统模型

SM 系统模型如图1所示, 假设系统中发射天线数为 N_t , 接收天线数为 N_r , 采用 M 阶数字调制 (M -QAM 或 M -PSK). $\mathbf{b}$ 为每一时隙传输的信息比特, 通过 SM 映射方案分为两部分: 长度为 $\log_2 N_t$ 比特的 $\mathbf{b}_1$ 映射到系统中激活的天线序号 l ; 长度为 $\log_2 M$ 比特的 $\mathbf{b}_2$ 映射为传统调制星座图中的某一点 s 。

$$(\hat{l}, \hat{s}) = \arg \min_{l \in L, s \in S} \|\tilde{\mathbf{y}} - \tilde{\mathbf{H}} \tilde{\mathbf{x}}\|_F^2 = \arg \min_{l \in L, s \in S} \|\tilde{\mathbf{y}} - \tilde{\mathbf{h}}_l s\|_F^2 \quad (4)$$

其中 $L = \{1, 2, 3, \dots, N_t\}$, 为天线序号集; S 为调制星座图的点集, $S_{\text{QPSK}} = \{1+i, 1-i, -1+i, -1-i\}$ 。

由式(4)可知, 传统 ML 检测需穷尽搜索所有的天线序号与调制符号的可能组合, 算法遍历复杂度很高, 为 MN_t , 因而限制了该算法在实际系统中的应用. 针对 M -QAM 信号, 文献[8]给出了与信息符号调制阶数 M 无关的简化 ML 检测算法, 在遍历搜索天线序号集的前提下, 对信息符号的检测采用直接量化判决的方式. 而本文从另一个角度, 根据二进制二次规划的全局最优性条件, 在遍历搜索天线序号集的前提下, 得到 SM 系统 QPSK 调制下发送信息符号的简单判决准则, 由此简化 ML 检测算法。

2 二进制二次规划的全局最优条件

二进制二次规划的全局最优条件最初是

Beck 等提出的^[9],其优化问题是

$$\min_{\boldsymbol{w}} q(\boldsymbol{w})$$

s. t. $\boldsymbol{w}_i \in \{+1, -1\}$

(5)

其中 $q(\boldsymbol{w}) = \frac{1}{2} \boldsymbol{w}^T \boldsymbol{Q} \boldsymbol{w} + \boldsymbol{c}^T \boldsymbol{w}$, $\boldsymbol{w} = (\boldsymbol{w}_1 \ \boldsymbol{w}_2 \ \boldsymbol{w}_3 \ \cdots \ \boldsymbol{w}_n)^T \in \boldsymbol{R}^{n \times 1}$, $\boldsymbol{Q} \in \boldsymbol{R}^{n \times n}$ 为实对称矩阵, $\boldsymbol{c} \in \boldsymbol{R}^{n \times 1}$. 假设 $\boldsymbol{w}$ 是优化问题(5) 的全局最优解, 则对 $\forall \boldsymbol{z} = (\boldsymbol{z}_1 \ \boldsymbol{z}_2 \ \boldsymbol{z}_3 \ \cdots \ \boldsymbol{z}_n)^T$, 有 $q(\boldsymbol{w}) \leq q(\boldsymbol{z})$ 成立, 其中 $\boldsymbol{w}_i \in \{+1, -1\}$, $\boldsymbol{z}_i \in \{+1, -1\}$. 不失一般性, 令 $\boldsymbol{z} = -2\boldsymbol{w}_1 \boldsymbol{e}_1 + \boldsymbol{w} = (-\boldsymbol{w}_1 \ \boldsymbol{w}_2 \ \cdots \ \boldsymbol{w}_n)^T$, 这里 $\boldsymbol{e}_1 = (1 \ 0 \ \cdots \ 0)^T$, 可得到如下的不等式:

$$\frac{1}{2} \boldsymbol{w}^T \boldsymbol{Q} \boldsymbol{w} + \boldsymbol{c}^T \boldsymbol{w} \leq \frac{1}{2} (\boldsymbol{w} - 2\boldsymbol{w}_1 \boldsymbol{e}_1)^T \boldsymbol{Q} (\boldsymbol{w} - 2\boldsymbol{w}_1 \boldsymbol{e}_1) + \boldsymbol{c}^T (\boldsymbol{w} - 2\boldsymbol{w}_1 \boldsymbol{e}_1)$$

(6)

因为 $\boldsymbol{w}_1^2 = 1$, $\boldsymbol{e}_1^T \boldsymbol{Q} \boldsymbol{e}_1 = Q_{11}$, 不等式(6) 可化简为

$$\boldsymbol{w}_1 \boldsymbol{e}_1^T \boldsymbol{Q} \boldsymbol{w} + \boldsymbol{w}_1 \boldsymbol{c}^T \boldsymbol{e}_1 \leq Q_{11}$$

(7)

同理可得

$$\boldsymbol{w}_i \boldsymbol{e}_i^T \boldsymbol{Q} \boldsymbol{w} + \boldsymbol{w}_i \boldsymbol{c}^T \boldsymbol{e}_i \leq Q_{ii}; \ i = 1, 2, \cdots, n$$

(8)

其中 Q_{ii} 为矩阵 $\boldsymbol{Q}$ 的第 i 个对角线元素. 式(8) 即为优化问题(5) 的全局最优解的必要条件. 换言之, 若 $\boldsymbol{w}(\boldsymbol{w}_i \in \{-1, +1\})$ 不满足式(8), 那么 $\boldsymbol{w}$ 肯定不是二进制二次优化问题(5) 的全局最优解. 对于一个二值问题, 命题“ $\boldsymbol{w}_i$ 等于 1” 与命题“ $\boldsymbol{w}_i$ 不等于 -1” 是等价的, 都表示 $\boldsymbol{w}_i = 1$. 因此式(8) 便转化为 $\boldsymbol{w}$ 是优化问题(5) 的全局最优解的充要条件.

基于二值问题的这个特点, 不少学者根据这一二进制二次规划问题全局最优解的充要条件, 给出了一些不同系统的检测算法^[10-12], 本文把这一思想推广到 SM 系统中, 在遍历搜索天线序号的前提下, 给出简单的信息符号判决准则以简化 ML 检测.

3 SM 系统 QPSK 信号的简化 ML 算法

本章把上一章的二进制二次规划问题全局最优解的充要条件应用到 SM 系统中的 QPSK 信号解调问题, 将给出一种简单的判决准则用于解调发送符号 s . 因为发送向量、接收向量和信道矩阵都是复数向量, 需要如下的实数化变换(假设激活天线序号 l 是已知的):

$$\boldsymbol{x} = \begin{pmatrix} \text{Re } \tilde{\boldsymbol{x}} \\ \text{Im } \tilde{\boldsymbol{x}} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & \cdots & 0 & \text{Re } s & 0 & \cdots & 0 \\ & & \underbrace{\hspace{1cm}}_{l-1} & & \underbrace{\hspace{1cm}}_{N_t-1} \\ \text{Im } s & 0 & \cdots & 0 \end{pmatrix}^T,$$

$$\boldsymbol{y} = \begin{pmatrix} \text{Re } \tilde{\boldsymbol{y}} \\ \text{Im } \tilde{\boldsymbol{y}} \end{pmatrix}, \quad \boldsymbol{H} = \begin{pmatrix} \text{Re } \tilde{\boldsymbol{H}} & -\text{Im } \tilde{\boldsymbol{H}} \\ \text{Im } \tilde{\boldsymbol{H}} & \text{Re } \tilde{\boldsymbol{H}} \end{pmatrix}, \quad \boldsymbol{n} = \begin{pmatrix} \text{Re } \tilde{\boldsymbol{n}} \\ \text{Im } \tilde{\boldsymbol{n}} \end{pmatrix}$$

分别是对 $\tilde{\boldsymbol{x}}, \tilde{\boldsymbol{y}}, \tilde{\boldsymbol{H}}$ 和 $\tilde{\boldsymbol{n}}$ 进行实数化的结果. $\boldsymbol{x} \in \boldsymbol{R}^{2N_t \times 1}$, $\boldsymbol{y} \in \boldsymbol{R}^{2N_r \times 1}$, $\boldsymbol{H} \in \boldsymbol{R}^{2N_r \times 2N_t}$, $\boldsymbol{n} \in \boldsymbol{R}^{2N_r \times 1}$. $\text{Re}(\cdot)$ 表示取实部, $\text{Im}(\cdot)$ 表示取虚部.

这样, SM 系统的接收向量表达式可以写为如下的实数表达式:

$$\boldsymbol{y} = \boldsymbol{H} \boldsymbol{x} + \boldsymbol{n}$$

(9)

由此, SM 发送信息符号的检测问题可以写为下面的二进制二次规划优化问题:

$$\min q(\boldsymbol{x}), q(\boldsymbol{x}) = \frac{1}{2} \boldsymbol{x}^T \boldsymbol{H}^T \boldsymbol{H} \boldsymbol{x} - \boldsymbol{y}^T \boldsymbol{H} \boldsymbol{x}$$

(10)

令 $\boldsymbol{r} = \boldsymbol{H}^T \boldsymbol{y}$, $\boldsymbol{R} = \boldsymbol{H}^T \boldsymbol{H}$, 根据式(8), 优化问题(10) 的全局最优充要条件可写为

$$\boldsymbol{x}_i \boldsymbol{e}_i^T \boldsymbol{R} \boldsymbol{x} - \boldsymbol{x}_i \boldsymbol{r}^T \boldsymbol{e}_i \leq R_{ii}; \ i = 1, 2, \cdots, 2N_t$$

(11)

其中 $\boldsymbol{e}_i = (0 \ \cdots \ 0 \ 1 \ 0 \ \cdots \ 0)^T$, R_{ij} 指 $\boldsymbol{R}$ 的第 i 行第 j 列的元素, 并且 $\boldsymbol{R}$ 是一个实对称矩阵; 且 $\boldsymbol{x} = (0 \ \cdots \ 0 \ \text{Re } s \ 0 \ \cdots \ 0 \ \text{Im } s \ 0 \ \cdots \ 0)^T$, 代入式(11) 可得到不等式组:

$$\begin{aligned} & \text{Re } s R_{ll} \text{Re } s + \text{Re } s R_{l(l+N_t)} \text{Im } s - \text{Re } s r_l \leq R_{ll}, \\ & \text{Im } s R_{(l+N_t)(l+N_t)} \text{Im } s + \text{Im } s R_{(l+N_t)l} \text{Re } s - \\ & \text{Im } s r_{l+N_t} \leq R_{(l+N_t)(l+N_t)}; \end{aligned}$$

$$l = 1, 2, \cdots, N_t$$

(12)

其中 r_l 指 $\boldsymbol{r}$ 的第 l 个元素. 由于 $\text{Re } s, \text{Im } s \in \{-1, +1\}$, 不等式组(12) 可简化为

$$\begin{aligned} & \text{Re } s (R_{l(l+N_t)} \text{Im } s - r_l) \leq 0 \\ & \text{Im } s (R_{(l+N_t)l} \text{Re } s - r_{l+N_t}) \leq 0 \end{aligned}; \ l = 1, 2, \cdots, N_t$$

(13)

考虑到 $\boldsymbol{H} = \begin{pmatrix} \text{Re } \tilde{\boldsymbol{H}} & -\text{Im } \tilde{\boldsymbol{H}} \\ \text{Im } \tilde{\boldsymbol{H}} & \text{Re } \tilde{\boldsymbol{H}} \end{pmatrix}$, $\boldsymbol{H}^T =$

$$\begin{pmatrix} \text{Re } \tilde{\boldsymbol{H}}^T & \text{Im } \tilde{\boldsymbol{H}}^T \\ -\text{Im } \tilde{\boldsymbol{H}}^T & \text{Re } \tilde{\boldsymbol{H}}^T \end{pmatrix},$$

此时有

$$\mathbf{R} = \begin{pmatrix} \text{Re } \tilde{\mathbf{H}}^T & \text{Im } \tilde{\mathbf{H}}^T \\ -\text{Im } \tilde{\mathbf{H}}^T & \text{Re } \tilde{\mathbf{H}}^T \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \text{Re } \tilde{\mathbf{H}} & -\text{Im } \tilde{\mathbf{H}} \\ \text{Im } \tilde{\mathbf{H}} & \text{Re } \tilde{\mathbf{H}} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \mathbf{R}_1 & \mathbf{R}_2 \\ \mathbf{R}_3 & \mathbf{R}_4 \end{pmatrix} =$$

$$\begin{pmatrix} \text{Re } \tilde{\mathbf{H}}^T \text{Re } \tilde{\mathbf{H}} + \text{Im } \tilde{\mathbf{H}}^T \text{Im } \tilde{\mathbf{H}} & -\text{Re } \tilde{\mathbf{H}}^T \text{Im } \tilde{\mathbf{H}} + \text{Im } \tilde{\mathbf{H}}^T \text{Re } \tilde{\mathbf{H}} \\ -\text{Im } \tilde{\mathbf{H}}^T \text{Re } \tilde{\mathbf{H}} + \text{Re } \tilde{\mathbf{H}}^T \text{Im } \tilde{\mathbf{H}} & \text{Im } \tilde{\mathbf{H}}^T \text{Im } \tilde{\mathbf{H}} + \text{Re } \tilde{\mathbf{H}}^T \text{Re } \tilde{\mathbf{H}} \end{pmatrix}$$

矩阵 $\mathbf{R}$ 是 $2N_t \times 2N_t$ 矩阵, 而它的每个分块子阵 $\mathbf{R}_1, \mathbf{R}_2, \mathbf{R}_3, \mathbf{R}_4$ 则是 $N_t \times N_t$ 矩阵. 容易看出 $(\text{Re } \tilde{\mathbf{H}}^T \text{Im } \tilde{\mathbf{H}})^T = \text{Im } \tilde{\mathbf{H}}^T \text{Re } \tilde{\mathbf{H}}$, 而方阵转置后不改变对角线元素, 所以矩阵 $\mathbf{R}_2$ 的对角线元素都为零, 同理矩阵 $\mathbf{R}_3$ 的对角线元素也都为零, 即 $R_{l(l+N_t)} = R_{(l+N_t)l} = 0$, 这样不等式组(13)可进一步简化为

$$\begin{aligned} \text{Re } sr_l &\geq 0 \\ \text{Im } sr_{l+N_t} &\geq 0 \end{aligned}; l = 1, 2, \dots, N_t \quad (14)$$

由于 $\text{Re } s, \text{Im } s$ 只能取 $+1$ 或 -1 , 在式(14)中, 当 $r_l < 0$ 时, 若 $\text{Re } s$ 是最优解, 则必须有 $\text{Re } s < 0$, 即 $\text{Re } s = -1$; 当 $r_l > 0$ 时, 若 $\text{Re } s$ 是最优解, 则必须有 $\text{Re } s > 0$, 即 $\text{Re } s = +1$. 同理 $\text{Im } s$ 的判决也是如此.

由此可得: 当假定激活天线序号为 l 时, 发送信息符号 s 的一个最优判决准则:

$$\text{Re } \hat{s} = \begin{cases} +1; & r_l > 0 \\ -1; & r_l < 0 \end{cases}, \text{Im } \hat{s} = \begin{cases} +1; & r_{l+N_t} > 0 \\ -1; & r_{l+N_t} < 0 \end{cases} \quad (15)$$

这样利用 $\mathbf{r} = \mathbf{H}^T \mathbf{y}$ 求出 $\mathbf{r}$ 后, 根据 $\mathbf{r}$ 中的元素 r_l, r_{l+N_t} 与 0 的比较, 即可确定当假定第 l 根发射天线激活时最可能的发送符号 $\hat{s} = \text{Re } \hat{s} + \sqrt{-1} \text{Im } \hat{s}$, 而激活天线序号 l 的检测仍采用传统的 ML 检测算法. 由此可得本文提出的针对 SM 系统 QPSK 信号的简化 ML 算法的输出表达式如下:

$$\begin{aligned} (\hat{l}) &= \arg \min_{l \in L} \|\tilde{\mathbf{y}} - \tilde{\mathbf{h}}_l \hat{s}\|_F^2 = \\ &\arg \min_{l \in L} \{ \|\tilde{\mathbf{y}}\|_F^2 - 2\text{Re}(\tilde{\mathbf{h}}_l^H \tilde{\mathbf{y}} \hat{s}^*) + \\ &\|\tilde{\mathbf{h}}_l\|_F^2 \hat{s}^* \hat{s} \} \Leftrightarrow \\ &\arg \min_{l \in L} \{ -2\text{Re}(\tilde{\mathbf{h}}_l^H \tilde{\mathbf{y}} \hat{s}^*) + \|\tilde{\mathbf{h}}_l\|_F^2 \hat{s}^* \hat{s} \} \end{aligned} \quad (16)$$

本文算法的具体描述如下所示:

步骤 1 遍历 $l = 1:N_t$ 进行 for 循环

(a) 根据 $\tilde{r}_l = \tilde{\mathbf{h}}_l^H \tilde{\mathbf{y}}$ 计算 r_l, r_{l+N_t} . ($r_l = \text{Re } \tilde{r}_l$,

$r_{l+N_t} = \text{Im } \tilde{r}_l$)

(b) 通过判决准则(15) 估计 $\hat{s}$.

(c) 计算 J_l , 其中 $J_l = -2\text{Re}(\tilde{\mathbf{h}}_l^H \tilde{\mathbf{y}} \hat{s}^*) + \|\tilde{\mathbf{h}}_l\|_F^2 \hat{s}^* \hat{s}$
for 循环结束

步骤 2 找出 J_l 的最小值, 输出对应的 $\hat{l}$ 和 $\hat{s}$.

上述新算法是基于二进制二次规划问题的全局最优解条件求解发送符号的, 符合 ML 准则的, 所以也是最优检测算法. 另外, 在求解发送天线序号信息时, 因直接采用了 ML 搜索, 因此整个算法性能上与 ML 算法一样, 也是最优算法.

下面对该算法的复杂度进行分析, 主要统计一下实数乘法次数. 对 QPSK 调制的 SM 系统的简化 ML 算法来说:

步骤 1(a) 中, $\tilde{\mathbf{h}}_l \in \mathbf{C}^{N_r \times 1}, \tilde{\mathbf{y}} \in \mathbf{C}^{N_r \times 1}$, 所以此算法共需要进行 $4N_r$ 次实数乘法.

步骤 1(b) 中, 由于是比较判决, 没有涉及任何实数乘法.

步骤 1(c) 中, $\text{Re}(\tilde{\mathbf{h}}_l^H \tilde{\mathbf{y}} \hat{s}^*)$ ($\tilde{\mathbf{h}}_l^H \tilde{\mathbf{y}}$ 已在步骤 1(a) 中计算过) 需要进行 2 次实数乘法, $\|\tilde{\mathbf{h}}_l\|_F^2 \hat{s}^* \hat{s}$ 需要进行 $2N_r + 3$ 次实数乘法.

综上, 步骤 1 执行一次 for 循环需要 $6N_r + 5$ 次实数乘法, 共执行 N_t 次, 因此整个算法的实数乘法计算复杂度为 $(6N_r + 5)N_t$.

根据式(4)和文献[8]可分别求得传统 ML 算法和 HL-ML 算法的实数乘法计算复杂度. 与本文提出的简化 ML 算法进行比较, 如表 1 所示.

从表 1 可以看出, 本文提出的算法比文献[8]的 HL-ML 算法减少了 $6N_t$ 的乘法次数, 随着发送天线数 N_t 的增长, 新算法的优势越来越明显, 尤其是在大天线 SM 系统^[4]中有着更加广泛的应用价值.

表 1 空间调制 QPSK 信号检测算法复杂度比较

Tab.1 Complexity comparison of QPSK-SM signal detection algorithms

检测算法	遍历复杂度	实数乘法计算复杂度
传统 ML 算法	$4N_t$	$24N_rN_t$
HL-ML 算法 ^[8]	N_t	$(6N_r+11)N_t$
本文简化 ML 算法	N_t	$(6N_r+5)N_t$

4 仿真结果及分析

为了验证本文提出算法的有效性,对新提出的简化 ML 算法进行了仿真,并与文献[8]提出的 HL-ML 算法和传统 ML 算法的检测性能进行了比较.

考虑到大天线情况,仿真在发送天线数 $N_t=128$,接收天线数 $N_r=8$ 的 SM 系统下进行,采用 QPSK 调制.信道 $\tilde{H}$ 为准静态瑞利衰落信道,噪声 $\tilde{n}$ 为复高斯白噪声,且接收端完全知晓信道信息 $\tilde{H}$.为了仿真结果尽可能准确,每种信噪比条件下,对连续的 100 万帧待发送的信息比特码进行仿真,其中每帧信息比特码的长度为 9 bit,分别采用了传统 ML 算法、文献[8]中 Hanzo 提出的 HL-ML 算法以及本文提出的简化 ML 算法.信噪比从 0 变化到 10 dB,每隔 1 dB 取值一次,得到的误码率仿真曲线如图 2 所示.

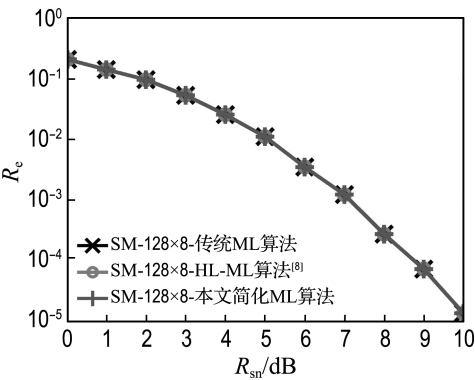


图 2 空间调制 QPSK 信号的误码率曲线
Fig.2 Bit error rate curves of QPSK-SM signal

从图 2 可以看出,3 条误码率曲线完全重合,说明本文提出的简化 ML 算法和文献[8]的 HL-ML 算法在性能上与传统 ML 算法完全一致,与前一章的分析结论一致,说明本文提出的算法性能也是最优的.同时本文提出的简化 ML 算法相

比传统 ML 算法计算复杂度要低得多,甚至比 Hanzo 提出的 HL-ML 算法还略有降低,发送天线数越多,本文算法的复杂度改善效果越好,因此可在大天线 SM 系统中取得广泛的应用.

5 结 语

在 SM 系统中,发送信息比特的 ML 检测问题可以表示为嵌套的优化搜索问题,先对发送符号空间进行搜索,再对发送天线需要进行搜索,而发送信号的最优搜索可以直接判决得到.本文针对 QPSK 调制信号,巧妙地利用了实数化信道矩阵的一个特性和二进制二次规划的全局最优条件,直接判决求解了可能激活天线的发送信息符号,避免了对整个信号空间的搜索遍历.理论分析和计算机仿真表明,本文给出的算法是最优的 ML 算法,性能上与传统 ML 算法完全一致.但是其计算复杂度比传统 ML 算法低,整体上把传统 ML 算法遍历复杂度从 $4N_t$ 降为 N_t ,与已有的最优简化算法 HL-ML 算法^[8]相比减少了 $6N_t$ 乘法次数,随着发送天线数 N_t 的增长,新算法的优势越来越明显.另外,本文从一个全新的角度进行研究,利用二进制二次规划的全局最优条件来实现低复杂度最优检测算法,有着较好的学术参考意义.目前,Massive MIMO 与绿色通信是未来通信技术的研究方向,而基于恒包络调制的空间调制技术比较适合于这两个技术的融合,是未来的无线通信系统的可选方案之一.因此,本文提出的算法在大天线空间调制系统中将具有一定的优势和实际应用价值.

参考文献:

[1] Telatar E. Capacity of multi-antenna Gaussian channels [J]. **European Transactions of Telecommunications**, 1999, **10**(6):585-595.
[2] Goldsmith A, Jafar S A, Jindal N, *et al*. Capacity limits of MIMO channels [J]. **IEEE Journal on Selected Areas in Communications**, 2003, **21**(5): 684-702.
[3] Mesleh R Y, Haas H, Sinanovic S, *et al*. Spatial modulation [J]. **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, 2008, **57**(4):2228-2241.
[4] Di Renzo M, Haas H, Ghayeb A, *et al*. Spatial modulation for generalized MIMO: Challenges, opportunities, and implementation [J]. **Proceedings**

- of the IEEE, 2014, **102**(1):56-103.
- [5] Di Renzo M, Hass H. Performance analysis of spatial modulation [C] // **2010 5th International ICST Conference on Communications and Networking in China, ChinaCom 2010**. Piscataway: IEEE Computer Society, 2010:5684733.
- [6] Mesleh R, Haas H, Ahn C W, *et al.* Spatial modulation - A new low complexity spectral efficiency enhancing technique [C] // **First International Conference on Communications and Networking in China, 2006. ChinaCom' 06**. Piscataway: IEEE, 2006:1-5.
- [7] Younis A, Mesleh R, Haas H, *et al.* Reduced complexity sphere decoder for spatial modulation detection receivers [C] // **2010 IEEE Global Telecommunications Conference, GLOBECOM 2010**. New York: IEEE, 2010:5683993.
- [8] Rajashekar R, Hari K V S, Hanzo L. Reduced-complexity ML detection and capacity-optimized training for spatial modulation systems [J]. **IEEE Transactions on Communications**, 2014, **62**(1):112-125.
- [9] Beck A, Teboulle M. Global optimality conditions for quadratic optimization problems with binary constraints [J]. **SIAM Journal on Optimization**, 2000, **11**(1):179-188.
- [10] 刘文龙, 李兴斯. 一种带预处理的多用户检测器 [J]. 电子学报, 2005, **33**(10):1860-1862.
LIU Wen-long, LI Xing-si. A novel multiuser detector with pretreater [J]. **Acta Electronica Sinica**, 2005, **33**(10):1860-1862. (in Chinese)
- [11] LIU Wen-long, DING Shu-xue. Multiuser detections based on global optimality necessary conditions for binary quadratic programming [C] // **Second International Conference on Innovative Computing, Information and Control 2007, ICICIC' 07**. Piscataway: IEEE, 2007:460.
- [12] 刘文龙, 裴莹莹, 金明录. BPSK 通信系统的部分最优 MIMO 检测算法 [J]. 信号处理, 2013, **29**(10):1315-1322.
LIU Wen-long, PEI Ying-ying, JIN Ming-lu. Partial optimal MIMO detection for BPSK communication system [J]. **Journal of Signal Processing**, 2013, **29**(10):1315-1322. (in Chinese)

A new algorithm for spatial modulation QPSK signal detection

WU Jin-long¹, ZHANG Xin-he^{1,2}, MEN Hong-zhi¹, JIN Ming-lu^{*1}

(1. School of Information and Communication Engineering, Dalian University of Technology, Dalian 116024, China;

2. School of Electronic and Information Engineering, University of Science and Technology Liaoning, Anshan 114051, China)

Abstract: Spatial modulation (SM) is a novel multi-antenna transmission scheme which jointly uses active antenna indices and conventional signal set to convey information. Since the maximum likelihood (ML) optimal detection algorithm for SM systems needs to detect both the active antenna index and the transmitted signal, the detection complexity is very high. To solve this problem, based on the global optimal conditions of a binary quadratic programming a novel optimal ML simplified algorithm for SM QPSK signal is proposed. On the premise of having the same ML-optimal performance with the conventional ML-detector, the computational complexity of the proposed detector has been significantly reduced, especially in large antennas SM system. Finally, the simulation results are presented to show the ML-optimal performance of the proposed detector.

Key words: SM detection; maximum likelihood detection; binary quadratic programming; global optimal conditions