

DOI: 10.11918/j.issn.0367-6234.201607101

空间调制信号的低复杂度球形译码算法

王 奔, 张文彬, 赵洪林

(哈尔滨工业大学 通信技术研究所, 哈尔滨 150080)

摘 要: 为进一步降低球型译码算法(SM-SD)的复杂度,同时不影响算法的误比特性能,提出一种 SM-SD 算法,采用了不同于目前存在的 SM-SD 算法的复变量实数化方式,具有独特的搜索树结构,搜索树的相邻两层相互独立. 分析了新算法的原理及搜索过程,通过矩阵运算理论分析了几种 SM-SD 算法的运算复杂度,然后在不同的空间调制系统中对 SM-SD 算法的误比特性能和运算复杂度进行仿真. 理论分析和仿真结果表明:新算法的性能接近于最大似然算法,运算复杂度低于已有的各种类型的球型译码算法,因此更加适合于检测空间调制信号.

关键词: 空间调制;球形译码算法;SM-SD 算法;最大似然检测;多输入多输出系统

中图分类号: TN911.3

文献标志码: A

文章编号: 0367-6234(2017)05-0022-09

Low complexity sphere decoding algorithm for spatial modulation signals

WANG Ben, ZHANG Wenbin, ZHAO Honglin

(Communication Research Center, Harbin Institute of Technology, Harbin 150080, China)

Abstract: In order to reduce more complexity while maintaining a good bit error rate performance, a new SM-SD algorithm is proposed. The new SM-SD algorithm employs a different real-valued equivalent transformation from existing sphere decoding algorithms, and it has a unique search tree structure, the adjacent two layers of the search tree are independent of each other. The principle and process of the new algorithm are analyzed, and the computation complexity of SM-SD algorithms is compared by the matrix analysis. Then, the bit error rate and computational complexity of SM-SD algorithms are compared by simulation in different SM systems. Theoretical analysis and simulation results show that the new SM-SD algorithm has a very close performance to Maximum-Likelihood optimum detection, with lower computational complexity than other existing SM-SD algorithms. Thus, the new SM-SD algorithm is more suitable for SM signals detection.

Keywords: spatial modulation; sphere decoding algorithm; SM-SD algorithm; ML detection; MIMO system

大规模多输入多输出(Massive Multi-input Multi-output, Massive MIMO)系统需要复杂的天线间同步技术及多条射频链路^[1],导致系统的运算复杂度较高、能量消耗和硬件实现难度较大^[2]. 空间调制(Spatial Modulation, SM)技术是一种利用激活发射天线的序号和调制符号共同表示发射信息的新传输方案,可完全消除空间多路 MIMO 系统中接收信号间的相互干扰,具有较高的传输速率. 空间调制系统采用最大似然(Maximum Likelihood, ML)检测算法可获得最佳的误比特性能,但运算复杂度较高^[3]. 迫零算法(ZF)、最小均方误差算法(MMSE)等次优算法虽然降低了运算复杂度,但误码性能较差^[4],球形译码(Sphere Decoding, SD)算法可平衡系统运算复杂度和误比特两方面的性能^[5]. 文献[5-6]

提出 3 种不同的空间调制下的球型译码算法,分别是:以接收端为中心的 Rx-SD、以发射端为中心的 Tx-SD 和联合方案 C-SD. 在运算复杂度和误比特性能方面,C-SD 始终优于 Tx-SD, Rx-SD 和 C-SD 在不同的情况下各有优劣,3 种算法的运算复杂度都低于 ML,误比特性能接近于 ML.

在不影响空间调制系统误比特性能的前提下,为了进一步降低球型译码算法的运算复杂度,本文提出一种新的 SM-SD 算法,通过理论分析和仿真比较这种新算法与已有的 Rx-SD、C-SD 算法的运算复杂度和误比特性能.

1 系统模型

1.1 空间调制系统模型

SM 的基本思想是将待发送的信息分为两部分,一部分用于选择激活发射天线的序号,另一部分用于选择调制符号. 假设 SM 系统发射天线数量为 N_t ,接收天线数量为 N_r ,调制符号集合中元素总数为 M ,发射机每次发送 $m = \log_2(N_t) + \log_2(M)$ 个二进

收稿日期: 2016-07-25

基金项目: 中央高校基本科研业务费专项资金资助(HIT.MKSTISP.201613)

作者简介: 王 奔(1994—),男,硕士研究生;

赵洪林(1969—),男,教授,博士生导师

通信作者: 张文彬, zwbxgy1973@hit.edu.cn

制比特信息. $\log_2(N_t)$ 个比特信息由激活发射天线序号携带; $\log_2(M)$ 个比特信息由调制符号携带. 为了不失一般性, 这里的调制符号选取正交幅度调制 (Quadrature Amplitude Modulation, QAM). 本文中, 激活发射天线的序号用 l_t 表示, $l_t \in \{1, 2, \dots, N_t\}$, 发射的调制符号用 s_t 表示, $s_t \in \{s_1, s_2, \dots, s_M\}$. 图1是一个具有4根发射天线的SM系统模型, 调制方式为BPSK. q 是待发送的二进制序列, 根据表格将 q 分组后产生含有4个元素的发射向量 $\mathbf{x}$, 其中唯一的非零元素的位置表示被激活的发射天线的序号^[5].

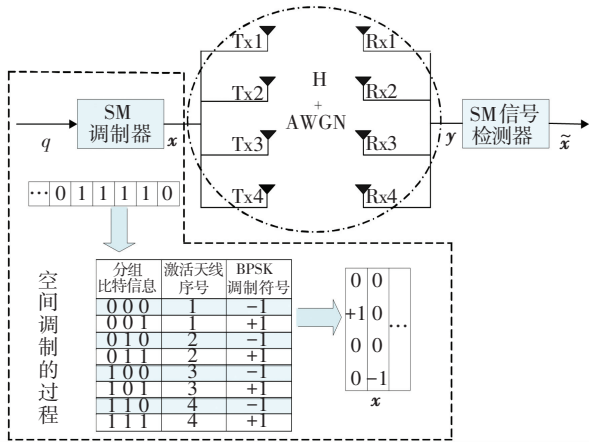


图1 空间调制系统的模型

Fig.1 Spatial modulation system model

在平坦慢衰落情况下, 假设 $N_r \times N_t$ 维信道矩阵 $\mathbf{H}$ 中的每个元素相互独立, 即各子信道相互独立, 且服从均值为零与方差为1的复高斯分布, 包络服从瑞利分布. 假设每根接收天线上的噪声 $\mathbf{n}$ 为理想加性复高斯白噪声, 噪声功率谱密度是已知的, 符号能量为1, N_t 维发射向量 $\mathbf{x}_{l_t, s_t} = [0_{1 \times (l_t-1)}, s_t, 0_{1 \times (N_t-l_t)}]^T$, N_r 维的接收向量 $\mathbf{y}$ 为

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x}_{l_t, s_t} + \mathbf{n} = \mathbf{h}_{l_t} s_t + \mathbf{n}, \quad (1)$$

式中 $\mathbf{h}_{l_t}$ 为 $\mathbf{H}$ 的第 l_t 列.

1.2 球形译码算法

在不考虑噪声情况下, 每一个发射向量 $\mathbf{x}_{l_t, s_t}$ 经过无线信道 $\mathbf{H}$ 之后对应着一个格点 $\mathbf{H}\mathbf{x}_{l_t, s_t}$, 球形译码算法的思想是仅在以接收信号 $\mathbf{y}$ 为中心、以 R 为半径的球体中进行搜索, 球体内与 $\mathbf{y}$ 之间欧几里得距离 (简称欧氏距离) 最小的格点对应于检测到的发射向量. SD 算法的检测性能可以逼近 ML, 但不需要遍历搜索所有的格点, 在半径 R 选择恰当的情况下, 运算复杂度相对于 ML 会大大降低^[7].

SD 算法实际上构造了一棵 N_t 层的搜索树, 树中每一条路径 $\{l, s\}$ 表示一个格点, 对应着一个可

能的发射向量, l 为工作的发射天线序号且 $l \in \{1, 2, \dots, N_t\}$, s 为发射符号且 $s \in \{s_1, s_2, \dots, s_M\}$. 路径的第一层对应发射向量的第 N_t 维, 最后一层对应发射向量的第1维. 本文将某一层的欧氏距离称为该层的“层欧氏距离” (下简称为层距), 而该层与它之前各层的层欧氏距离之和称为“部分欧氏距离”.

2 空间调制—球形译码算法 (SM-SD)

SM-SD 算法根据 $\{\|\mathbf{y} - \mathbf{H}\mathbf{x}_{l_t, s_t}\|^2 \leq R^2\}$ 这一思想, 仅通过搜索球内的可能发射向量来计算出激活发射天线的序号和发射的调制符号. 本文将 $N_t M$ 种发射信号向量组成的集合称为“发射搜索空间”, 而“接收搜索空间”是接收向量的维数 N_r . 初始搜索半径与噪声方差 σ_n^2 , N_r 和系数 α 的乘积有关^[8], 即 $R^2 = \alpha N_r \sigma_n^2$. 限定误比特率 $\varepsilon = 10^{-6}$, 由 $1 - \frac{\gamma(N_r, N_r \alpha)}{\Gamma(N_r)} = \varepsilon$ 来确定初始半径 R .

2.1 Rx-SD 算法

Rx-SD 遍历搜索“发射搜索空间”中所有的 $N_t M$ 条路径, 对每条路径从最高维开始不断地累加各维的层距, 只要其仍然在球体之内, 就继续在此路径上搜索, 否则舍弃该条路径. 每当发现一条球内的完整路径, 就更新半径为此路径的欧氏距离.

Rx-SD 中一条路径 $\{l, s\}$ 只需要计算 $\tilde{N}_r(l, s)$ 次的层距, $\tilde{N}_r(l, s)$ 是使得 $\{l, s\}$ 的欧氏距离开始超出 R 的最小累加次数, $1 \leq \tilde{N}_r(l, s) \leq N_r$. 只有 $\tilde{N}_r(l, s) = N_r$ 且具有最小欧氏距离的路径才对应发射信号. Rx-SD 可以表示为

$$[l_t^{(\text{Rx-SD})}, s_t^{(\text{Rx-SD})}] = \arg \min_{\substack{l \in \{1, 2, \dots, N_t\} \\ s \in \{s_1, s_2, \dots, s_M\}}} \left\{ \sum_{r=1}^{\tilde{N}_r(l, s)} |y_r - h_{l, r} s|^2 \right\},$$

$\tilde{N}_r(l, s) = N_r$

式中 y_r 和 $h_{l, r}$ 分别表示 $\mathbf{y}$ 和 $\mathbf{h}_l$ 的第 r 维元素. 根据文献[2], Rx-SD 算法减小了“接收搜索空间”, 非常适用于 N_r 非常大的情况.

2.2 C-SD 算法

接收信号、发送信号和噪声均为复向量, 为了简化计算, 首先需要对 $\mathbf{y}, \mathbf{H}, \mathbf{x}_{l_t, s_t}$ 进行实数化, 转变为高维的实数向量 $\bar{\mathbf{y}}, \bar{\mathbf{H}}, \bar{\mathbf{x}}_{l_t, s_t}$. 式(1)转化为

$$\bar{\mathbf{y}} = \bar{\mathbf{H}} \bar{\mathbf{x}}_{l_t, s_t} + \bar{\mathbf{n}}$$

式中: $\bar{\mathbf{y}} = [\Re\{\mathbf{y}\}, \Im\{\mathbf{y}\}]^T$, $\bar{\mathbf{H}} = \begin{bmatrix} \Re(\mathbf{H}) & -\Im(\mathbf{H}) \\ \Im(\mathbf{H}) & \Re(\mathbf{H}) \end{bmatrix}$, $\bar{\mathbf{x}}_{l_t, s_t} = [\Re(\mathbf{x}_{l_t, s_t}), \Im(\mathbf{x}_{l_t, s_t})]^T$, $\bar{\mathbf{n}} = [\Re(\mathbf{n}), \Im(\mathbf{n})]^T$, $\Re(\cdot)$ 和 $\Im(\cdot)$ 分别表示取括号内变量的实部和虚

部^[9].

C-SD 算法同时减小“发射搜索空间”和“接收搜索空间”,它只计算位于球体内的格点的欧氏距离,并不断更新搜索半径,节省了层距的计算次数. 设 Θ_R 是位于球体内部的发射向量的集合, C-SD 可以写成

$$[l_t^{(C-SD)}, s_t^{(C-SD)}] = \underset{(l,s) \in \Theta_R}{\operatorname{argmin}} \{ \|\bar{y} - \bar{H} \bar{x}_{l,s}\|^2 \}. \quad (2)$$

考虑 $N_t \leq N_r$ 的超定系统, $\bar{G} = \bar{H}^T \bar{H}$ 是正定的, 由 Cholesky 分解有 $\bar{G} = \bar{P} \bar{P}^T$, $\bar{P}$ 是 $2N_t \times 2N_r$ 的上三角矩阵^[2]. 所以 C-SD 可转化为

$$[l_t^{(C-SD)}, s_t^{(C-SD)}] = \underset{(l,s) \in \Theta_R}{\operatorname{argmin}} \{ \|\bar{z} - \bar{P} \bar{x}_{l,s}\|^2 \},$$

式中 $\bar{z} = \bar{P} \bar{G}^{-1} \bar{H}^T \bar{y}$.

由于发射端只激活了第 l 根发射天线, 所以发射复向量中只有一个非零元素, 实数化后的发射向量 $\bar{x}_{l,s}$ 中有两个非零元素, 即发射符号 s_t 的虚部 $\Im(s_t)$ 和实部 $\Re(s_t)$, 分别位于 $\bar{x}_{l,s}$ 的第 $l + N_t$ 维和第 l 维, $\bar{x}_{l,s}$ 其他维度上的元素均为 0.

C-SD 首先计算两个非零元素所在各自维度上的取值区间, 然后从“发射搜索空间”中寻找满足取值区间的发射向量组成集合 Θ_{interval} , 取值区间为

$$\begin{aligned} \frac{-R' + \bar{z}_{l+N_t}}{\bar{P}_{l+N_t, l+N_t}} &\leq \Im(s) \leq \frac{R' + \bar{z}_{l+N_t}}{\bar{P}_{l+N_t, l+N_t}}, \\ \frac{-R'' + \bar{z}_{l+N_t}}{\bar{P}_{l, l}} &\leq \Re(s) \leq \frac{R'' + \bar{z}_{l+N_t}}{\bar{P}_{l, l}}. \end{aligned} \quad (3)$$

式中: $\bar{z}_{a,b} = \bar{z}_a - \bar{P}_{a,b} \Im(s)$, $R'^2 = R^2 - \sum_{m=l+N_t+1}^{2N_t}$

$|\bar{z}_m|^2$, $R''^2 = R'^2 - \sum_{v=l+1}^{l+N_t} \bar{z}_{v, l+N_t}^2$, $\bar{P}_{a,b}$ 表示矩阵 $\bar{P}$ 的第 a 行第 b 列的元素, $\bar{z}_a$ 表示向量 $\bar{z}$ 的第 a 维元素. 接下来, 检验集合 Θ_{interval} 内各发射向量的欧氏总距离, 检验门限开始时设为初始半径, 每当找到了一个发射向量的欧氏总距离小于门限, 就更新检验门限为欧氏总距离, 继续搜索 Θ_{interval} 内其他发射向量.

3 新 SM-SD 算法

3.1 新型实数化方式

SD 中 $\bar{H}$ 的结构限制了搜索必须从第一层开始逐层向下进行, 并且在计算第 k 维 ($k = l + N_t - 1, \dots, 1$) 的层距 $|\bar{z}_k - \sum_{m=k}^{2N_t} \bar{P}_{k,m} \bar{x}_m|^2$ 时要利用 $\bar{x}_{l,s}$ 第

$l + N_t$ 维的元素 $\bar{x}_{l+N_t}$, 即检测 $\bar{x}_l$ 时受到 $\bar{x}_{l+N_t}$ 的影响. 现在将实数信道矩阵修改为

$$\tilde{\bar{H}} = \begin{bmatrix} \Re(H_{1,1}) & -\Im(H_{1,1}) & \cdots & \Re(H_{1,N_t}) & -\Im(H_{1,N_t}) \\ \Im(H_{1,1}) & \Re(H_{1,1}) & \cdots & \Im(H_{1,N_t}) & \Re(H_{1,N_t}) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ \Re(H_{N_r,1}) & -\Im(H_{N_r,1}) & \cdots & \Re(H_{N_r,N_t}) & -\Im(H_{N_r,N_t}) \\ \Im(H_{N_r,1}) & \Re(H_{N_r,1}) & \cdots & \Im(H_{N_r,N_t}) & \Re(H_{N_r,N_t}) \end{bmatrix}. \quad (4)$$

式中: $H_{m,n}$ 是从第 n 根发射天线到第 m 根接收天线间的增益^[10], $n \in \{1, 2, \dots, N_t\}$, $m \in \{1, 2, \dots, N_r\}$. 相应的, SM 的实数发射向量 $\bar{x}_{l,s_t}$ 中元素的检测顺序发生改变, 两个非零元素的位置相邻, 分别位于第 $2l - 1$ 维和第 $2l$ 维. $\bar{x}_{l,s_t}$ 的形式为

$$\bar{x}_{l,s_t} = \begin{bmatrix} 0 \\ \vdots \\ \Re(s) \\ \Im(s) \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} \begin{matrix} 1 \\ \vdots \\ 2l - 1 \\ 2l \\ \vdots \\ \text{第 } 2N_t \text{ 维} \end{matrix}$$

对 $\tilde{\bar{H}}$ 进行 QR 分解: $\tilde{\bar{H}} = \bar{Q} \begin{bmatrix} \bar{D} \\ \mathbf{0}_{(2N_r - N_t) \times 2N_t} \end{bmatrix}$, 其中

$\bar{D}$ 为 $2N_t \times 2N_t$ 维的上三角矩阵, $\bar{Q}$ 为 $2N_r \times 2N_r$ 维的正交矩阵, 且 $\bar{Q} = [\bar{Q}_1 \bar{Q}_2]$, $\bar{Q}_1$ 和 $\bar{Q}_2$ 分别是 $2N_r \times 2N_t$ 维和 $2N_r \times (2N_r - 2N_t)$ 维的矩阵^[11]. $\bar{D}$ 具有稀疏性, 当 $k = 1, 3, \dots, 2N_t - 1$ 时, $\bar{D}$ 的第 k 行第 $k + 1$ 列的元素 $\bar{D}_{k,k+1} = 0$. $\bar{D}$ 形式为

$$\bar{D} = \begin{bmatrix} \bar{D}_{1,1} & 0 & \bar{D}_{1,3} & \cdots & \bar{D}_{1,2N_t} \\ 0 & \bar{D}_{2,2} & \bar{D}_{2,3} & \cdots & \bar{D}_{2,2N_t} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \cdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \bar{D}_{2N_t-1, 2N_t-1} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \bar{D}_{2N_t, 2N_t} \end{bmatrix}.$$

这种稀疏性使搜索树的相邻两层相互独立, 在计算层距时互不影响, 减少了乘法运算次数. 搜索树共有 $2N_t$ 层, 由前面可知, 搜索树的第一层对应实数发射向量的第 $2N_t$ 维, 第二层对应着发射向量的第 $2N_t - 1$ 维, 以此类推. 例如, 第 2 层的层距 $|\bar{z}_{2N_t-1} - \bar{D}_{2N_t-1, 2N_t-1} \bar{x}_{2N_t-1}|^2$ 不受第 1 层中 $\bar{x}_{2N_t}$ 影响, 实乘的运算次数比 C-SD 减少 1 次.

3.2 新 SM-SD 算法原理

式(3)中的各向量已经分别转化为实向量

$$\bar{x}_{l,s} = [0 \cdots \Re(s_t), \Im(s_t) \cdots 0]^T,$$

$$\bar{\mathbf{y}} = [\Re(y_1), \Im(y_2) \cdots \Re(y_{N_r}), \Im(y_{N_r})]^T,$$

$$\bar{\mathbf{n}} = [\Re(n_1), \Im(n_1) \cdots \Re(n_{N_r}), \Im(n_{N_r})]^T.$$

式(4)中的 $\tilde{\mathbf{H}}$ 转化为 $\bar{\mathbf{H}}$. 对 $\bar{\mathbf{H}}$ 进行QR分解后, 由 $\|\bar{\mathbf{y}} - \bar{\mathbf{H}} \bar{\mathbf{x}}_{l,s}\|^2 \leq R^2$ 得到

$$\left\| \begin{bmatrix} \mathbf{Q}_1^H \\ \mathbf{Q}_2^H \end{bmatrix} \bar{\mathbf{y}} - \begin{bmatrix} \bar{\mathbf{D}} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} \bar{\mathbf{x}}_{l,s} \right\|^2 \leq R^2.$$

忽略 $\|\mathbf{Q}_2^H \bar{\mathbf{y}}\|^2$ 项的影响, 设 $2N_t$ 维向量 $\bar{\mathbf{z}} = \mathbf{Q}_1^H \bar{\mathbf{y}}$, 位于球内的发射向量必须满足

$$\sum_{i=1}^{2N_t} \left[\bar{z}_i - \sum_{j=i}^{2N_t} \bar{D}_{i,j} \bar{x}_{l,s}(j) \right]^2 \leq R^2. \quad (5)$$

式中 $\bar{x}_{l,s}(j)$ 表示向量 $\bar{\mathbf{x}}_{l,s}$ 的第 j 维元素.

定义 $\bar{\mathbf{z}}, \bar{\mathbf{x}}_{l,s}$ 的第 $2N_t$ 维分量对应着码搜索树的第1层, 第 $2N_t - 1$ 维分量为第2层, 依次类推, 所以搜索树的第 i 层对应向量 $\bar{\mathbf{z}}, \bar{\mathbf{x}}_{l,s}$ 的第 $k = 2N_t - i + 1$ 维分量. 图2为 4×4 且采用4QAM的SM系统的码搜索树结构.

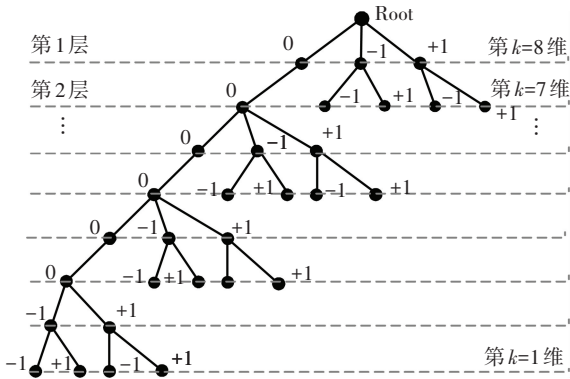


图2 采用4QAM的 4×4 SM系统的码搜索树

Fig.2 Search tree structure of 4×4 SM system with 4QAM modulation

在新SM-SD算法中, 当 $i \geq 3$ 时, 能进行到第 i 层(第 $k = 2N_t - i + 1$ 维)的点必然满足在第 $i - 1$ 层和第 $i - 2$ 层中有 $\bar{x}_{l,s}(2N_t - i + 2) = 0$ 和 $\bar{x}_{l,s}(2N_t - i + 3) = 0$; 当 $i = 1, 2$ 时, 并不存在 $\bar{x}_{l,s}(2N_t - i + 2)$ 和 $\bar{x}_{l,s}(2N_t - i + 3)$, 所以直接计算第1层和第2层, 如果有 $\bar{x}_{l,s}(2N_t) = 0$ 和 $\bar{x}_{l,s}(2N_t - 1) = 0$, 则计算第3层.

3.3 新SM-SD算法的步骤

此算法从搜索树第1层($i = 1$)开始执行以下步骤. 初始条件下, 假设所有发射向量构成一个集合 ϕ_1 , 再定义一个 ϕ_2 为空集, 将来用于保存与接收向量之间具有最小欧式距离的发射向量.

Step 1 根据式(5), 在第 i 层计算 $\bar{\mathbf{x}}_{l,s}(2N_t - i + 1)$ 的可取值.

$\bar{\mathbf{x}}_{l,s}(2N_t - i + 1)$ 的取值范围为

$$\frac{-R' + \bar{z}_{2N_t-i+1}}{\bar{D}_{2N_t-i+1, 2N_t-i+1}} \leq \bar{x}_{l,s}(2N_t - i + 1) \leq \frac{R' + \bar{z}_{2N_t-i+1}}{\bar{D}_{2N_t-i+1, 2N_t-i+1}}. \quad (6)$$

式中 $R'^2 = R^2 - \sum_{m=2N_t-i+2}^{2N_t} |\bar{z}_m|^2$.

遍历集合 ϕ_1 中的发射向量之后:

①如果 ϕ_1 中任何一个发射向量的 $\bar{x}_{l,s}(2N_t - i + 1)$ 都不满足式(6):

a) 如果集合 ϕ_2 为空集, 则增大半径 R , 令 $i = 1$, ϕ_1 存入全部发射向量, 重新回到Step 1;

b) 如果集合 ϕ_2 为非空集, 则算法结束, ϕ_2 中唯一发射向量即是发射信号.

②如果集合 ϕ_1 中存在发射向量的 $\bar{x}_{l,s}(2N_t - i + 1)$ 满足式(6), 则去掉 ϕ_1 中不满足式(6)的发射向量, 执行Step 2.

Step 2 对集合 ϕ_1 中每个发射向量的 $\bar{x}_{l,s}(2N_t - i + 1)$ 的取值情况进行判断.

①如果 ϕ_1 中全部发射向量满足 $\bar{x}_{l,s}(2N_t - i + 1) \neq 0$, 则对每个向量执行Step 3, 执行完毕后, ϕ_1 为空, 使用与Step 1中①相同的方法对 ϕ_2 进行判断.

②如果 ϕ_1 中一部分发射向量满足 $\bar{x}_{l,s}(2N_t - i + 1) \neq 0$, 另一部分发射向量不满足 $\bar{x}_{l,s}(2N_t - i + 1) \neq 0$, 则对于满足 $\bar{x}_{l,s}(2N_t - i + 1) \neq 0$ 的每一个发射向量, 都执行Step 3, 对于 $\bar{x}_{l,s}(2N_t - i + 1) = 0$ 的向量不做处理; ϕ_1 中全部向量判断完毕后, 令 $i = i + 2$.

a) 若 $i \leq 2N_t$, 说明还没有搜索到搜索树最后两层, 则返回到Step 1.

b) 若 $i > 2N_t$, 所有情况均已考虑完毕, 集合 ϕ_1 显然已为空, 对集合 ϕ_2 进行判断. 若 ϕ_2 非空, 则算法结束, 若 ϕ_2 仍为空, 则增大半径 R , 令 $i = 1$, ϕ_1 装入全部发射向量.

Step 3 若某个发射向量满足 $\bar{x}_{l,s}(2N_t - i + 1) \neq 0$, 根据式(5), 则该发射向量中 $\bar{x}_{l,s}(2N_t - i)$ 的取值范围为

$$\frac{-R'' + \bar{z}_{2N_t-i}}{\bar{D}_{2N_t-i, 2N_t-i}} \leq \bar{x}_{l,s}(2N_t - i) \leq \frac{R'' + \bar{z}_{2N_t-i}}{\bar{D}_{2N_t-i, 2N_t-i}}. \quad (7)$$

式中

$$R''^2 = R'^2 - |\bar{z}_{2N_t-i+1} - \bar{D}_{2N_t-i+1, 2N_t-i+1} \bar{x}_{l,s}(2N_t - i + 1)|^2.$$

①如果这个发射向量的 $\bar{x}_{l,s}(2N_t - i)$ 不满足式(7), 则从集合 ϕ_1 中去除这个发射向量, 然后返回到Step 2.

②如果这个发射向量的 $\bar{x}_{l,s}(2N_t - i)$ 满足式(7),

说明找到一个满足取值区间条件的发射向量,保存在集合 Θ_{interval} 中. 需要以 R 来检验此发射向量的欧几里得总距离, 计算第 $i + 1$ 层的部分欧氏距离:

$$w_{i+1} = \sum_{m=2N_i-i+2}^{2N_i} |\bar{z}_m|^2 + |\bar{z}_{2N_i-i+1} - \bar{D}_{2N_i-i+1, 2N_i-i+1} \bar{x}_{l,s}(2N_i-i+1)|^2 + |\bar{z}_{2N_i-i} - \bar{D}_{2N_i-i, 2N_i-i} \bar{x}_{l,s}(2N_i-i)|^2. \quad (8)$$

如果此时集合 ϕ_2 为空, 则令检验门限 $M = R^2$. 如果 $w_{i+1} > M$, 则从集合 ϕ_1 中去除此发射向量, 返回 Step 2; 如果 $w_{i+1} < M$, 检验欧几里得总距离.

$$w_{i+1} + \sum_{m=1}^{2N_i-i-1} |\bar{z}_m - \bar{D}_{m, 2N_i-i} \bar{x}_{l,s}(2N_i-i)|^2 - \bar{D}_{m, 2N_i-i+1} \bar{x}_{l,s}(2N_i-i+1)|^2 \leq M. \quad (9)$$

在累加计算过程中, 一旦发现累加和不满足式(9), 则将其从 ϕ_1 中删去, 返回 Step 2. 若总距离 $< M$, 则得到一个球内的点, 对应的发射向量为 $\bar{x}_{l,s} = (0, \dots, 0, \bar{x}_{l,s}(2N_i-i+1), \bar{x}_{l,s}(2N_i-i), 0, \dots, 0)^T$, 用它替换集合 ϕ_2 中原来的发射向量. 更新判决门限 M 为此向量的欧几里得总距离, 并将此向量从 ϕ_1 中删去. 返回 Step2.

新 SM-SD 算法执行过程可以由图 3 和图 4 中的流程图来表示.

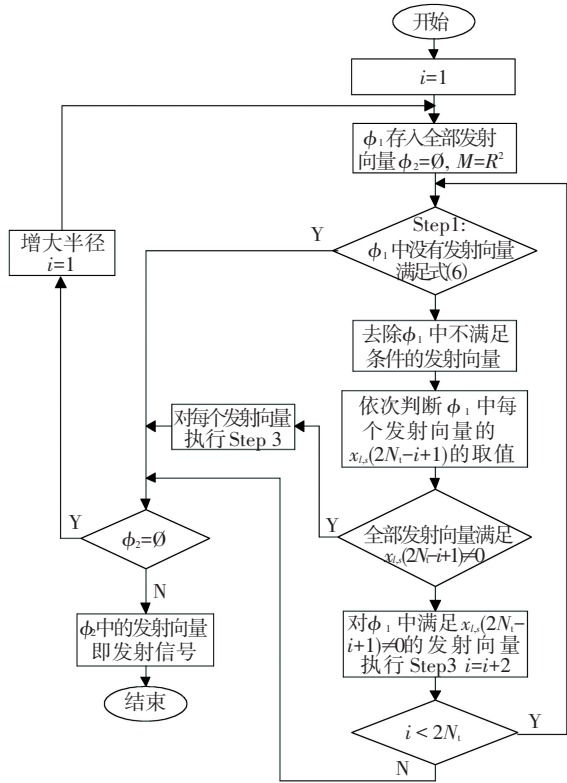


图 3 新 SM-SD 算法的流程图

Fig.3 Flow chart of the new SM-SD algorithm

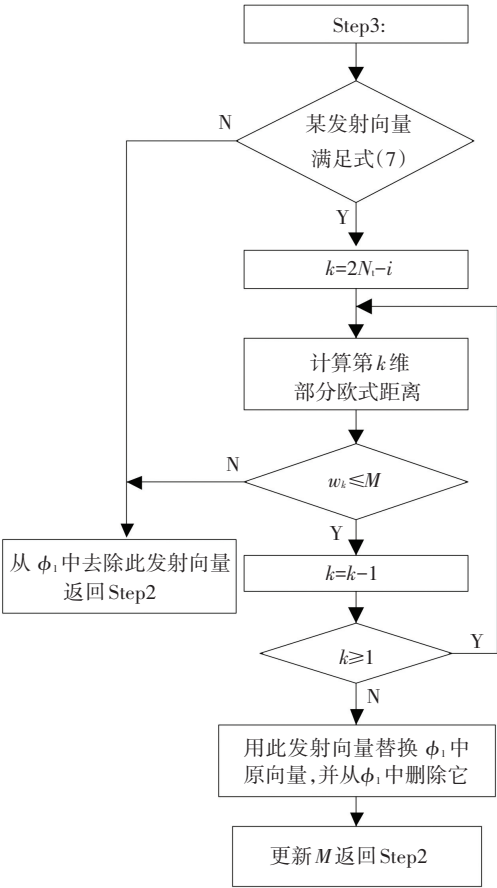


图 4 新 SM-SD 算法中 Step3 的流程图

Fig.4 Flow chart of Step3 in the new SM-SD algorithm

4 SM-SD 算法运算复杂度分析

运算复杂度可以用算法过程中实数乘法运算的数量来衡量(本文中, 除法也看作乘法), 下面对各算法(SM-ML、Rx-SD、C-SD、新 SM-SD 算法)的实乘运算次数进行分析.

4.1 SM-ML 算法

可能发射向量的总数是 $N_l M$, $\|y - h_{l,s}\|_F^2 = \Re^2(y - h_{l,s}) + \Im^2(y - h_{l,s})$ 需要 $6N_r$ 次实乘, 其中 $h_{l,s}$ 需要 $4N_r$ 次实乘^[12]. 因此, SM-ML 的运算复杂度为 $6N_r N_l M$.

4.2 Rx-SD 算法

Rx-SD 算法对一条路径 $\{l, s\}$ 需要进行 $\tilde{N}_r(l, s)$ 欧氏距离运算, 计算 $\|y - h_{l,s}\|^2$ 中每一层的欧氏距离需要 6 次实乘. 因此, Rx-SD 的运算复杂度

$$\text{为 } 6 \sum_{l=1}^{N_l} \sum_{s=1}^M \tilde{N}_r(l, s).$$

4.3 C-SD 算法

C-SD 的运算复杂度就是计算球内点集 Θ_R 的复杂度, 运算复杂度为 $C_{\text{C-SD}} = C_{\text{pre-com}} + C_{\text{interval}} + C_{\text{check}}$.

1) C-SD 需要预先复杂度,包括 Cholesky 分解以及计算 $\bar{\mathbf{G}}, \bar{\mathbf{z}}, \rho$ 的运算复杂度,即

$$C_{\text{pre-com}} = C_{CH} + C_{\bar{\mathbf{G}}} + C_{\rho} + C_{\bar{\mathbf{z}}}$$

式中: $C_{CH} = 4N_t^3/3, C_{\rho} = 4N_t^2(2N_t + 2N_r) + ((2N_t)^3 + 3(2N_t)^2 + 2(2N_t))/3, C_{\bar{\mathbf{z}}} = 4N_t N_r, C_{\bar{\mathbf{G}}} = 2N_t(4N_r N_t + 1)$.

2) C-SD 的计算取值区间以及检验过程的运算复杂度为

$$C_{\text{interval}} + C_{\text{check}} = \sum_{l=1}^{N_t} [(N_t - l + 2) + (2N_t + 3) \times N_{(1)}] + 3 \sum_{(l,s) \in \Theta_{\text{interval}}} \bar{L}(l,s).$$

其中, $N_{(1)}$ 为 C-SD 算法中计算式(3)的次数, $\bar{L}(l,s)$ 为检验集合 Θ_{interval} 中格点 $\{l,s\}$ 所需的欧几里得运算次数, $L(l,s)$ 取 $1, 2, \dots, l$ 中的某一个值.

4.4 新 SM-SD 算法

新 SM-SD 算法的运算复杂度包括:预先复杂度 $C_{\text{pre-com}}$, 求取值区间的复杂度 C_{interval} 和检验 Θ_{interval} 内格点的欧几里得总距离的运算复杂度 C_{check} .

1) 预先复杂度为 $C_{\text{pre-com}} = C_{\text{QR}} + C_{\bar{\mathbf{z}}} + C_{\|\mathbf{Q}\bar{\mathbf{H}}\bar{\mathbf{Y}}\|^2}$, QR 分解的复杂度为

$$C_{\text{QR}} = \sum_{k=1}^N [2f(k) + f^2(k) + 2f^3(k) + 1] - N^3.$$

式中: $f(k) = N_r + 1 - k, N = \min\{N_r - 1, N_t\}^{[13]}$, $C_{\|\mathbf{Q}\bar{\mathbf{H}}\bar{\mathbf{Y}}\|^2} = (2N_r - 2N_t)(2N_r + 1), C_{\bar{\mathbf{z}}} = 4N_t N_r$.

2) 计算取值区间和检验 Θ_{interval} 内格点欧几里得总距离的运算复杂度为

$$C_{\text{interval}} + C_{\text{check}} = \sum_{i \in (1, 3, \dots, 2N_t - 1)} M_{(i)} [4 + 4N_{(i)} + \sum_{(l,s) \in \Theta_{\text{interval}}} (3\bar{L}(l,s) + 2)] - 2.$$

其中, $N_{(i)}$ 是码搜索树第 i 层区间内非零可取值的个数, Θ_{interval} 为满足两层取值区间条件的格点构成的点集, $0 \leq \bar{L}(l,s) \leq (2N_t - i - 1)$. $M_{(i)}$ 取值为 0 或者 1, 当 $i = 1$ 时, $M_{(1)} = 1$. 当 $i \neq 1$ 时, 若在第 $(i - 2)$ 层中 $\bar{x}_{l,s}(2N_t - i + 3)$ 的可取值含零, 则 $M_{(i)} = 1$, 否则, $M_{(i)} = 0$.

解释:

1) 假设在搜索过程中, 在码搜索树的第 $i \in (1, 3, \dots, 2N_t - 1)$ 层, 具有 $N_{(i)}$ 个非零可取值.

当 $i = 1$ 时, 计算式(6)中取值区间需要 2 次实除; 对于 $N_{(1)}$ 个非零的 $\bar{x}_{l,s}(2N_t)$, 计算式(7)中的取值区间需要 2 次实乘(计算 R'), 2 次实除.

当 $i = 3, 5, \dots, 2N_t - 1$ 时, 计算式(6)中取值区间需要 2 次实除, 2 次实乘(计算 R'). 对于 $N_{(i)}$ 个非零的 $\bar{x}_{l,s}(2N_t - i + 1)$, 计算式(7)中的取值区间时需

要 2 次实除, 2 次实乘(计算 R''). 所以有

$$C_{\text{interval}} = \sum_{i \in (1, 3, \dots, 2N_t - 1)} [4 + 4N_{(i)}] - 2.$$

2) 在检验 Θ_{interval} 中的格点 $\{l,s\}$ 的欧几里得总距离时, 第 $2N_t$ 维到第 $(2N_t - i + 1)$ 维的层欧氏距离已经计算过, 计算第 $(2N_t - i)$ 维的层欧氏距离需要 2 次实乘, 从第 $(2N_t - i - 1)$ 维到第 1 维需要计算 $\bar{L}(l,s)$ 层, 每层需要 3 次实乘. 所以检验过程中的运算复杂度为

$$C_{\text{check}} = \sum_{i \in (1, 3, \dots, 2N_t - 1)} \sum_{(l,s) \in \Theta_{\text{interval}}} [3\bar{L}(l,s) + 2].$$

3) 只有当第 $(i - 2)$ 层中 $\bar{x}_{l,s}(2N_t - i + 3)$ 的可取值含有零时, 新 SM-SD 算法才会执行到第 i 层, 所以用 $M_{(i)}$ 表示在码搜索树的第 $(i - 2)$ 层中的可取值是否含有零, $M_{(i)}$ 取值为 0 或者 1.

5 仿真结果分析

5.1 仿真设置及说明

在仿真实验中, 选取了多个发射天线数 N_t 、接收天线数 N_r 和调制尺寸 M 不同的 SM 系统, 接收端采用新 SM-SD、Rx-SD、C-SD 和 SM-ML 算法, 信道矩阵元素服从 $(0, 1)$ 复高斯分布, 噪声为加性高斯白噪声, 符号能量为 1, 通过改变噪声的功率谱密度来设置信噪比在 0 至 20 dB 的范围内. SD 的初始搜索半径是在 $\varepsilon = 10^{-6}$ 这一条件下根据 $R^2 = 2\alpha N_r \sigma_n^2$ 来选取. 这里用“信道接入速率”表示单位时间内发射端发送的二进制比特数, 用 m 表示, 单位为“bit/信道接入”.

5.2 误比特率仿真

图 5 是 $N_t = N_r = 4$, 采用 16QAM 的 SM 系统和 $N_t \neq N_r, m = 6$ 的 SM 系统的 BER. 仿真结果表明: 新 SM-SD 和 Rx-SD 算法的误比特性能与 SM-ML 几乎完全相同, 在相同的误比特率条件下(例如取 10^{-4}), C-SD 算法所需要的信噪高于新 SM-SD 约 1 dB.

5.3 运算复杂度仿真

在比较运算复杂度时, 将新 SM-SD、Rx-SD 和 C-SD 算法的运算复杂度用相对于 SM-ML 算法的减少量 C_{rel} 来表示, C_{rel} 越大表示运算复杂度越低.

$$C_{\text{rel}}(\%) = 100 \times \frac{C_{\text{SM-ML}} - C_{\text{SM-SD}}}{C_{\text{SM-ML}}}.$$

5.3.1 发射天线数与接收天线数相等的情况 ($N_t = N_r$).

图 6 和图 7 是在 $N_t = N_r$ 时几种算法的运算复杂度仿真结果. 已知 Rx-SD 适用于 N_t 较大的情况, 而 C-SD 适用于发射搜索空间较大的系统, 这从图 6 中也可以看出. 图 6 和图 7 表明: 新 SM-SD 同

样适用于发射搜索空间大的系统,且优于 C-SD,运算复杂度可达到 SM-ML 的 10% 以下. 不过,随着 M 的增大,新 SM-SD 和 C-SD 的运算复杂度都不断降低,新 SM-SD 的优势逐渐减小,当 $M = 64$ 时,只有在高信噪比时新 SM-SD 才优于 C-SD. 这是因为当 M 足够大时,预先复杂度处于主导位置,而新 SM-SD 在实数化预处理时的预先复杂度高于 C-SD. 此外,图 6 也表明:在某些 Rx-SD 占优的情况下,信噪比较高时,新 SM-SD 也可以是最优的.

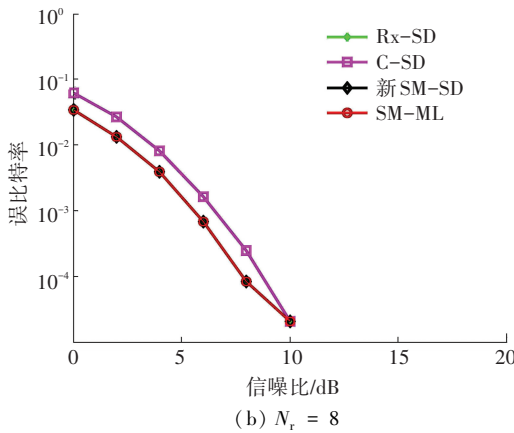
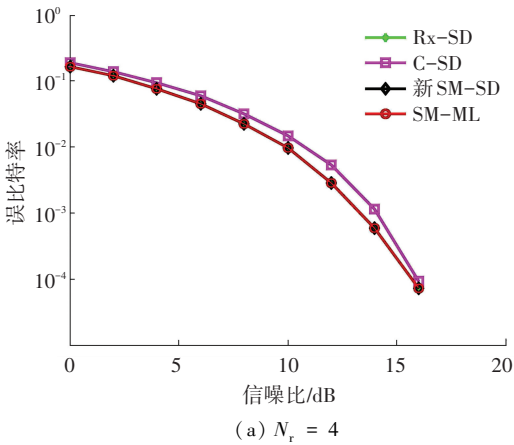


图 5 不同信噪比时的误比特率, $N_t = 4, M = 16$
Fig.5 Bit error rate versus R_{SN} for $N_t = 4, M = 16$

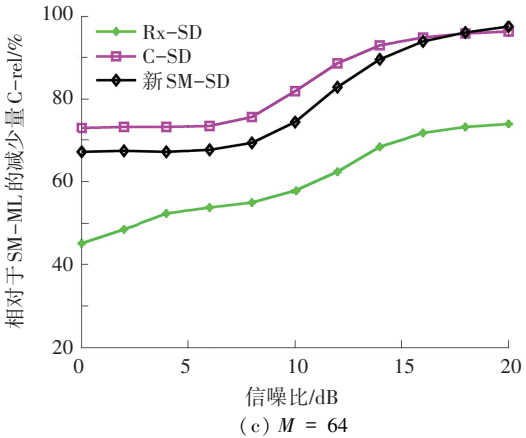
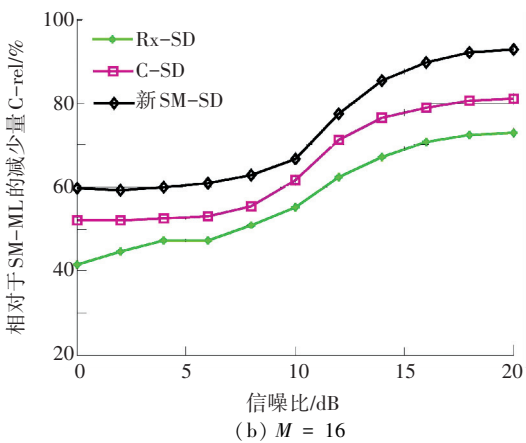
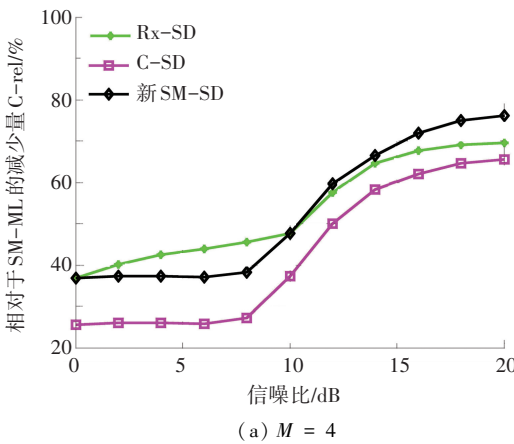


图 6 不同信噪比时的运算复杂度, $N_t = N_r = 4$
Fig.6 Computational complexity versus R_{SN} for $N_t = N_r = 4$

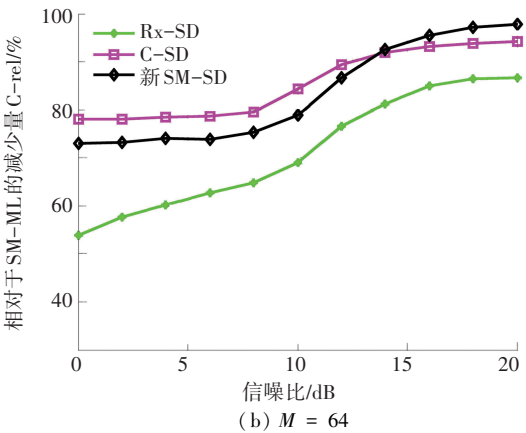
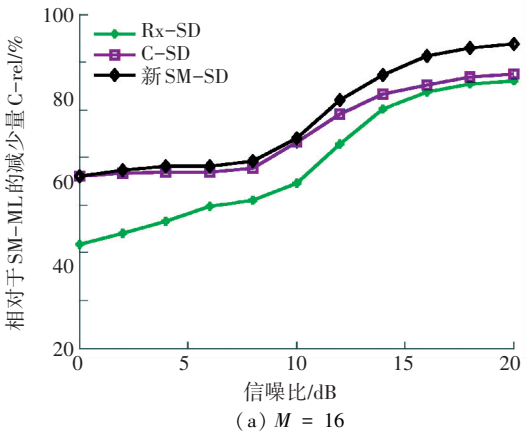


图 7 不同信噪比时的运算复杂度, $N_t = N_r = 8$
Fig.7 Computational complexity versus R_{SN} for $N_t = N_r = 8$

5.3.2 发射天线数与接收天线数不相等的情况 ($N_t \neq N_r$)

这里只考虑超定系统 ($N_r > N_t$) 的情况. 图 8 和图 9 是在 $N_t \neq N_r$ 时几种算法的运算复杂度仿真结果, 从两个方面来分析新 SM-SD 的运算复杂度, 图 8 和图 9 表明:

1) 若“发射搜索空间”不变, 当 $N_r = 6$ 和 $N_r = 8$ 时, 新 SM-SD 均优于 C-SD, 随着 N_r 增大, Rx-SD 的优势逐渐显现, 而新 SM-SD 相对于 C-SD 的优势减小, 这是由于新 SM-SD 中 QR 分解的运算复杂度受 N_r 的影响大.

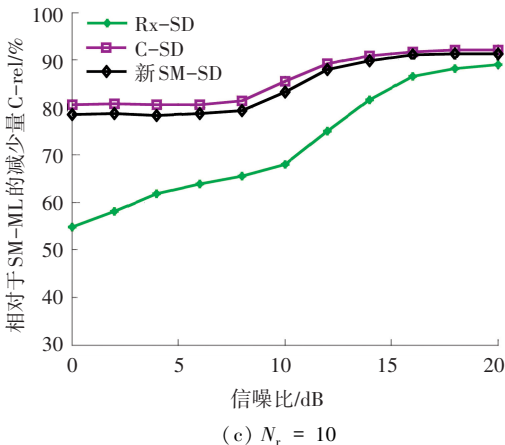
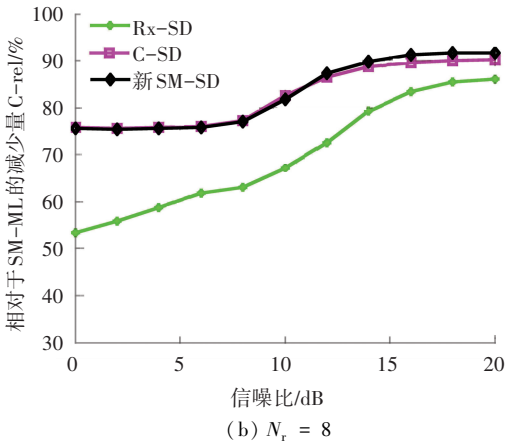
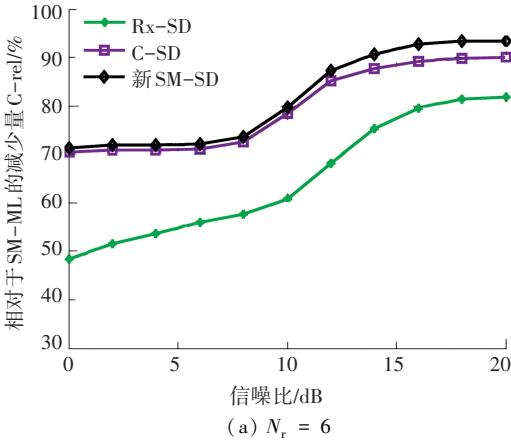


图 8 不同信噪比时的运算复杂度, $m=6, N_t=4, M=16$

Fig.8 Computational complexity versus R_{SN} for $m=6, N_t=4, M=16$

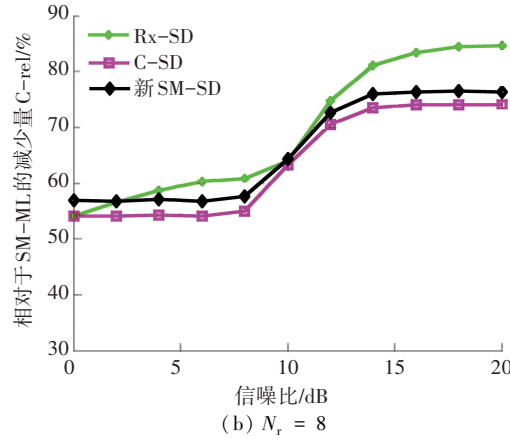
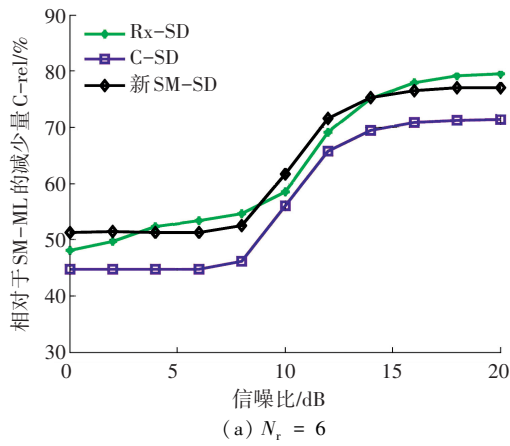


图 9 不同信噪比时的运算复杂度, $m=4, N_t=4, M=4$

Fig.9 Computational complexity versus R_{SN} for $m=4, N_t=4, M=4$

2) 若“接收搜索空间”不变, 当 m 增加, 即频谱效率增加时, 新 SM-SD 和 C-SD 的运算复杂度会降低, 且新 SM-SD 始终优于 C-SD, 并在 $m=6$ 时优于 Rx-SD. 相比于 SM-ML, $m=6$ 时的运算复杂度减少效果比 $m=4$ 时提升了将近 20%. 因此, 新 SM-SD 算法更加适合于检测空间调制信号.

6 结 语

本文提出一种具有新型实数化变换方式的新 SM-SD 算法, 实发射向量中的两维非零元素的位置相邻, 且检测时相邻的两层互不影响, 降低了运算复杂度. 理论上分析了新 SM-SD 算法的运算复杂度, 在不同的 SM 系统中对新 SM-SD 算法的误比特性能和运算复杂度进行仿真, 并与已有的 SM-SD 算法相比较. 理论分析和仿真结果表明: 新 SM-SD 算法在一定条件下可以降低运算复杂度, 同时保持了与 ML 相同的误比特性能, 尤其在多数情况下优于 C-SD. 在“发射搜索空间”较大, N_r 不是很大的情况下, 新 SM-SD 算法降低运算复杂度的效果十分理想, 明显优于 C-SD 和 Rx-SD; 在某些“接收搜索空间”较大的情况下, 高信噪比时新 SM-SD 也会优于

Rx-SD 成为最佳选择.

参考文献

- [1] 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. DOI: 10.1109/jsac.2003.810294.
- [2] YOUNIS A, SINANOVI S, DI RENZO M. Generalized sphere decoding for spatial modulation [J]. IEEE Transactions on Communications, 2013, 61(7): 2805-2815. DOI: 10.1109/tcomm.2013.061013.120547.
- [3] 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): 112-124. DOI: 10.1109/tcomm.2013.120213.120850.
- [4] 张文彬, 王孝, 陶晨嵩, 等. 采用格基规约算法的空间调制检测方案[J]. 哈尔滨工业大学学报, 2015, 47(11): 63-68. DOI: 10.11918/j.issn.0367-6234.2015.11.011.
- ZHANG W, WANG X, TAO C, et al. Spatial modulation detection schemes based on lattice reduction algorithm[J]. Journal of Harbin Institute of Technology, 2015, 47(11): 63-68. DOI: 10.11918/j.issn.0367-6234. 2015. 11.011.
- [5] YOUNIS A, MESLEH R, HAAS H, et al. Reduced complexity sphere decoder for spatial modulation detection receivers [C]//2010 IEEE Global Telecommunications Conference. Miami: IEEE Press, 2010: 1-5. DOI: 10.1109/glocom.2010.5683993.
- [6] YOUNIS A, DI RENZO M, MESLEH R, et al. Sphere decoding for spatial modulation [C]//2011 IEEE International Conference on Communications. Kyoto: IEEE, 2011, 41(4): 1-6. DOI: 10.1109/icc.2011.5963484.
- [7] MAURER J, JALDEN D, SEETHALER D. Achieving a continuous diversity-complexity tradeoff in wireless MIMO systems via pre-equalized sphere decoding [J]. IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing, 2009, 3(6): 986-999. DOI: 10.1109/jstsp.2009.2038210.
- [8] XIA Xiaomei, HU Honglin, WANG Haifeng. Reduced initial searching radius for sphere decoder [C]//2007 IEEE 18th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications. Athens: IEEE, Press, 2007: 1-4. DOI: 10.1109/pimrc.2007.4394469.
- [9] LCSKEI H, GESBERT D, PAPADIAS C, et al. Space-time wireless systems: from array processing to MIMO communications [M]. Cambridge: Cambridge University Press, 2006: 302-320.
- [10] AZZAM L. Reduction of decoding complexity for MIMO sphere decoding, QOSTBC, and OSTBC systems [D]. Irvine: University of California, 2008. DOI: 10.1109/ita.2008.4601014.
- [11] HASSIBI B, VIKALO H. On the sphere decoding algorithm I. expected complexity [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2005, 53(8): 2806-2818. DOI: 10.1109/tsp.2005.850352.
- [12] MEN Hongzhi, JIN Minglu. A low-complexity ML detection algorithm for spatial modulation systems with MPSK constellation [J]. IEEE Communications Letters, 2014, 18(8): 1375-1378. DOI: 10.1109/lcomm.2014. 2331283.
- [13] AUBERT S, NOUVEL F, NAFKHA A. Complexity gain of QR decomposition based sphere decoder in LTE receivers [C]//2009 IEEE 70th Vehicular Technology Conference Fall. Anchorage: IEEE Press, 2009: 1-5. DOI: 10.1109/vetecf.2009.5378998.

(编辑 王小唯, 苗秀芝)

封面图片说明

封面图片来自第 5 期论文“纤维素/氧化硅有机-无机杂化复合气凝胶的研究进展”, 是哈尔滨工业大学特种环境复合材料技术国家级重点实验室何飞副教授制作完成的纤维素/氧化硅有机-无机杂化复合气凝胶的溶液浸渍法流程示意图展示. 将具有生物材料特征的有机纤维素材料作为多孔模板或增强, 采用原位溶液浸渍法, 经溶胶-凝胶和干燥过程, 可获得具有高比表面积和纳米孔结构特征的纤维素/氧化硅复合气凝胶. 在研究中, 通过选用不同类型的纤维素和氧化硅先驱体, 借助于先驱体提供的不同官能团作用, 可赋予纤维素/氧化硅有机-无机杂化复合气凝胶多种特殊性质, 使该类材料在保持气凝胶独特的低密度、高孔隙率、高比表面积和低热导率等结构与性能特点的同时, 还在一定程度上改变和提高材料在力学、疏水、光学以及耐热性等方面的性能, 因而, 在隔热、生物、医学、吸附、包装、光学等多种领域具有广泛的应用前景和研究价值.

(图文提供: 何飞, 骆金, 李亚, 方旻翰, 赫晓东. 哈尔滨工业大学特种环境复合材料技术国家级重点实验室)