

空间调制信号的改进 M-ML 检测算法

张新贺^{1,2}, 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)系统的最大似然(ML)最优检测算法的计算复杂度很高,具有较低计算复杂度的 M-ML 检测算法受到了人们的关注. M-ML 算法按照接收天线序号由小到大的顺序进行检测,从误比特率性能角度考虑并不是最佳的.通过研究不同检测顺序对算法性能的影响,提出了两个改进的 M-ML 算法,仿真结果表明改进的 M-ML 算法在误比特率性能上优于 M-ML 算法.由于 M-ML 算法在不同的信噪比下每层保留固定的节点数 M ,尤其在高信噪比时会造成计算资源的浪费,因此提出一种动态 M-ML 算法,即通过门限值自适应选择每层保留的节点数.仿真结果表明动态 M-ML 算法降低了 M-ML 算法的计算复杂度,同时性能逼近 M-ML 算法.

关键词: 空间调制; M-ML 算法; 检测算法; 计算复杂度

中图分类号: TN914

文献标识码: A

doi: 10.7511/dllgxb201602005

0 引言

随着智能终端的普及应用以及移动新业务需求的增长,无线传输速率需求呈指数增长,迫切需要更高数据速率、更高频谱利用率和更低实现复杂度的宽带通信技术来满足无线通信的需求.多输入多输出(MIMO)技术利用多根天线同时传输多个数据流,在不增加带宽的情况下,可以大幅度提高通信系统的容量和频谱利用率.然而 MIMO 系统固有的信道间干扰(ICI)、天线间同步(IAS)和多射频(RF)链路等问题必然带来无线通信系统接收端解调的复杂度和系统实现成本的增加^[1].

2006年由 Mesleh 等提出的空间调制(SM)^[2-4]是一种新的 MIMO 传输方案.它利用发送天线序号和发送符号来共同传递信息,在每一时刻只激活一根天线用于数据传输,即只需要一个射频链路,这使得发射天线间不需要同步,且能够完全消除 ICI.空间调制既克服了传统 MIMO 技术的缺陷,又能够得到比单天线传输系统更高的传输速率. SM 系统每一时刻只激活一根天线

的特点使得它的频谱效率低于传统 MIMO 系统.但是可以通过增加发送天线数来提高频谱效率,由于不需要增加额外的射频链路,并没有增加系统的能耗,能够满足下一代无线通信系统的要求.

在 SM 系统的接收端,解调器需要检测发送天线序号和发送符号.基于最大似然(ML)准则的最优检测^[5]算法需要遍历搜索被激活的发送天线序号和发送符号,复杂度非常高.为此,人们研究并相继提出了各种低复杂度的检测算法,如最大比合并(MRC)算法^[6]、球形检测(SD)算法^[7-9]、匹配滤波(MF)算法^[10]、信号矢量检测(SVD)算法^[11]、硬判决的 ML(HL-ML)检测算法^[12-13]、基于距离排序的检测(DBD)算法^[14]、QPSK 信号的简化 ML 算法^[15]等.在文献[16]中,Zheng 等提出了基于 M 算法的 ML(M-ML)检测算法. M-ML 算法采用广度优先搜索的树形结构,每一根接收天线对应树形结构的一层,在每一层进行一定的取舍,只保留累积度量最小的 M 个节点,其他节点被删除,从而降低计算复杂度.但是 M-ML 算法还存在如下问题:(1)当前对 M-ML

算法的研究主要是按照接收天线序号由小到大的固定顺序进行检测,通过降低每层的保留节点数来降低计算复杂度,并没有考虑到不同的检测顺序对算法性能的影响;(2)在树形结构的每层只保留固定的节点数,算法在不同信噪比下的计算量是相同的,尤其在高空噪比下会造成计算资源的浪费。

针对上述第一个问题,本文对 M-ML 算法进行改进,提出了按照信道矩阵 \mathbf{H} 行的 l_2 范数由大到小顺序进行检测的 hrM-ML 算法. 针对上述第二个问题,受文献[17-18]中自适应 M 算法的启发,综合考虑信道状态和噪声方差的影响,提出一种通过门限值来自适应控制每层保留节点数的动态 M-ML(dM-ML)算法. M-ML 算法不需要对信道矩阵进行 QR 分解,没有接收天线数 N_r 大于等于发送天线数 N_t 的限制. 基于 M-ML 算法的改进算法也没有该限制,因此可广泛应用于移动通信的上行链路和下行链路通信中。

1 系统模型

考虑一个有 N_t 根发送天线、 N_r 根接收天线的 SM 系统,系统模型如图 1 所示. 在 SM 系统中,输入的信息比特流按照 $n = \log_2(N_t L)$ 比特的长度划分为若干帧,其中 L 为调制阶数. 在每一帧的信息比特中,前 $\log_2(N_t)$ 比特用于选择发送天线序号,后 $\log_2(L)$ 比特用于选择发送符号。

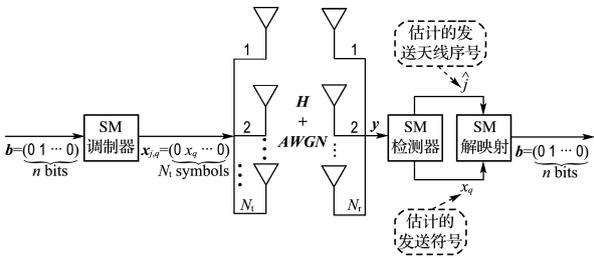


图 1 SM 系统模型

Fig. 1 Spatial modulation system model

表 1 给出了 $N_t = 2$, 采用 4QAM 调制的 SM 调制器的映射规则, 前一个比特用来选择发送天线序号, 后两个比特用来选择发送符号. 若输入比特为 010, 则第 1 根发送天线发送符号 $1+i$ 。

假设信道是准静态的平坦瑞利衰落信道, 接收信号可表示为

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x}_{j,q} + \mathbf{n} = \mathbf{h}_j x_q + \mathbf{n} \quad (1)$$

式中: $\mathbf{x}_{j,q} \in \mathbf{C}^{N_t \times 1}$, 为发送信号矢量, 表示第 j 根

天线发送信号 x_q , 其他天线不发送信号, 其矢量形式为

$$\mathbf{x}_{j,q} = (\underbrace{0 \cdots 0}_{j-1} \quad x_q \quad \underbrace{0 \cdots 0}_{N_t-j})^T \quad (2)$$

x_q 是调制符号集合 S 中的符号, S 中元素个数为 L . 发送天线序号 $j \in \{1, 2, \dots, N_t\}$. $\mathbf{y} \in \mathbf{C}^{N_r \times 1}$ 为接收信号矢量. $\mathbf{H} = (\mathbf{h}_1 \quad \mathbf{h}_2 \quad \cdots \quad \mathbf{h}_{N_t}) \in \mathbf{C}^{N_r \times N_t}$, 为信道矩阵, \mathbf{H} 的每个元素 h_{ij} 都是均值为 0、方差为 1 的复高斯变量, 噪声信号矢量 $\mathbf{n} \in \mathbf{C}^{N_r \times 1}$ 的每个元素都是独立同分布的均值为 0、方差为 σ^2 的复高斯变量。

表 1 SM 的映射规则

Tab. 1 SM mapping rules

输入比特	发送天线序号	发送符号
0 0 0	1	$-1+i$
0 0 1	1	$-1-i$
0 1 0	1	$1+i$
0 1 1	1	$1-i$
1 0 0	2	$-1+i$
1 0 1	2	$-1-i$
1 1 0	2	$1+i$
1 1 1	2	$1-i$

接收端解调器根据接收信号 \mathbf{y} 确定发送信号 $\mathbf{x}_{j,q}$, 进而确定发送天线序号 j 和发送符号 x_q , 再经反射射得到发送比特. 假设接收端已知信道状态信息 (CSI), 则式 (1) 的 ML 检测准则可表示为

$$(\hat{j}, \hat{x}_q) = \arg \min_{\substack{j \in \{1, 2, \dots, N_t\} \\ x_q \in S}} \|\mathbf{y} - \mathbf{h}_j x_q\|_2^2 = \arg \min_{x_q \in S} \left\{ \sum_{i=1}^{N_r} |y_i - h_{ij} x_q|^2 \right\} \quad (3)$$

ML 算法需要遍历搜索发送天线序号和发送符号, 算法的计算复杂度非常高, 因此限制了算法在实际系统中的应用. 文献[16]采用 M-ML 算法进行接收端的解调, 在逼近最佳性能的同时, 降低了计算复杂度。

2 M-ML 检测算法

SM 系统中各接收天线收到的信号与发送符号、信道增益和噪声有关. SM 系统每一时刻只激活一根天线, 因此其 ML 检测问题 (3) 可以表示为树形结构, 而求解可以在这一树形结构上进行分层搜索来实现. 图 2 给出了 $M = [12, 6, 4]$ 的采用 4QAM 调制的 $N_t = 4, N_r = 4$ 的 SM 系统的树形结构图. 图中的数字 1、2、3、4 表示发送天线序

号;每根发送天线引出4个分支,对应调制符号集中的4个符号.根节点和4根发送天线对应的节点为虚拟节点.在树形结构图中,每一根接收天线对应树形结构的一层.每一层节点的分支度量、累积度量分别用 $\delta_{(j,x_q)}^i$ 、 $\Delta_{(j,x_q)}^i$ 表示.其中 $\delta_{(j,x_q)}^i = |y_i - h_{ij}x_q|^2$, $\Delta_{(j,x_q)}^i = \delta_{(j,x_q)}^i + \Delta_{(j,x_q)}^{i-1}$.从某一根发送天线出发到最底层节点的累积度量相当于式(3)中给定 j 和 x_q 情况下的 l_2 范数.

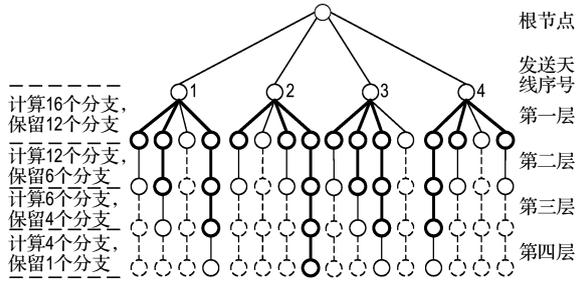


图2 采用4QAM调制的 4×4 的SM系统树形结构图 ($M=[12,6,4]$)

Fig. 2 Tree structure diagram of 4×4 SM system with 4QAM and $M=[12,6,4]$

在树形结构图上,M-ML算法在从上到下进行搜索时,在每一层进行一定的取舍,缩小搜索空间,从而降低计算复杂度.在每一层只保留累积度量最小的 M_i 个节点(分支),并将这 M_i 个保留节点作为下一层的候选节点,其余的节点被删除.在每层的检测过程中,需要计算的节点在图中用实线表示,保留的节点用粗实线表示,删除的节点用细虚线表示.

文献[16]给出了SM系统的M-ML检测算法,定义 $Q = \{(j, x_q) | j \in \{1, 2, \dots, N_r\}, x_q \in S\}$ 表示所有可能的发送天线序号和发送符号的集合.树形结构图前 $N_r - 1$ 层的保留节点数 $M = [M_1, \dots, M_i, \dots, M_{N_r-1}]$, 其中 $1 \leq M_1 \leq N_r L, 1 \leq M_{i+1} \leq M_i$. M-ML算法具体描述如下:

for $i=1:N_r$

if $i=1$

对于所有 $(j, x_q) \in Q$, 计算 $\delta_{(j,x_q)}^1 = |y_1 - h_{1j}x_q|^2$ 和 $\Delta_{(j,x_q)}^1 = \delta_{(j,x_q)}^1$, 将 $\Delta_{(j,x_q)}^1$ 最小的 M_1 个 (j, x_q) 节点构成集合 Q^1 作为下一层的候选节点.

if $1 < i < N_r$

对于所有 $(j, x_q) \in Q^{i-1}$, 计算 $\delta_{(j,x_q)}^i = |y_i - h_{ij}x_q|^2$ 和 $\Delta_{(j,x_q)}^i = \delta_{(j,x_q)}^i + \Delta_{(j,x_q)}^{i-1}$, 将

$\Delta_{(j,x_q)}^i$ 最小的 M_i 个 (j, x_q) 节点构成集合 Q^i 作为下一层的候选节点.

if $i=N_r$

对于所有 $(j, x_q) \in Q^{N_r-1}$, 计算 $\delta_{(j,x_q)}^{N_r} = |y_{N_r} - h_{N_r j}x_q|^2$ 和 $\Delta_{(j,x_q)}^{N_r} = \delta_{(j,x_q)}^{N_r} + \Delta_{(j,x_q)}^{N_r-1}$, 将最小的 $\Delta_{(j,x_q)}^{N_r}$ 所对应的 (j, x_q) 节点作为估计的发送天线序号 \hat{j} 和发送符号 \hat{x}_q .

end

从上述算法描述可知,首先在每一层选择累积度量 $\Delta_{(j,x_q)}^1$ 最小的 M_1 个节点作为保留节点,并将其作为第二层的候选节点;然后第二层在 M_1 个候选节点中选择累积度量 $\Delta_{(j,x_q)}^2$ 最小的 M_2 个节点作为保留节点,并将其作为下一层的候选节点;依此类推,在最后一层得到估计的发送天线序号和发送符号.

3 改进的M-ML算法

通过对M-ML算法进行深入研究,发现算法的性能与第一层的关系最大,其次是第二层,依此类推.树形结构每层所保留节点数直接影响算法的性能和计算复杂度,为了尽可能地避免最优解被删除,树形结构的第一层 M_1 的取值要尽量大一些.否则一旦最优解被删除,那么在后续搜索过程中,即使是再大的 M_i ,也会造成算法的性能显著降低.为了逼近最佳性能,同时降低算法的计算复杂度,参数 M_i 的设置遵循从第一层到第 N_r 层逐层递减的原则.

M-ML算法按照接收天线序号由小到大的固定顺序进行检测,并没有考虑到不同的检测顺序对算法性能的影响.本文在保证各层保留节点数不变的前提下,研究不同的检测顺序对算法性能的影响,提出了改进的M-ML算法,以复杂度不变或稍微增加为代价,换取性能的提升.另外,由于M-ML算法每层保留固定的节点数,为了降低M-ML算法的计算复杂度,还给出了自适应确定每层保留节点数的动态M-ML算法.

3.1 hrM-ML算法

空间调制信号的M-ML算法解调的实质是基于树形结构图求解式(3),而接收天线的顺序则对应于式(3)求和符号中的计算顺序.因为接收端已知CSI,接收信号的强弱与信道增益有关,因此从信道矩阵角度出发,按照信道矩阵行的 l_2 范数由大到小的顺序进行M-ML检测,称为hrM-ML

算法. 该算法的实现步骤如下:

步骤 1 交换信道矩阵 \mathbf{H} 和接收信号矢量 \mathbf{y} 的各行的顺序. 将信道矩阵重写为 $\mathbf{H} = (\bar{\mathbf{h}}_1 \quad \bar{\mathbf{h}}_2 \quad \cdots \quad \bar{\mathbf{h}}_{N_r})^T$. 将信道矩阵 \mathbf{H} 的各行按照 l_2 范数由大到小的顺序进行重新排序, 令 $\mathbf{z} = (z_1 \quad z_2 \quad \cdots \quad z_{N_r})$, 计算

$$z_i = \|\bar{\mathbf{h}}_i\|_2 = \sum_{j=1}^{N_t} \sqrt{(\operatorname{Re}(h_{ij}))^2 + (\operatorname{Im}(h_{ij}))^2} \quad (4)$$

其中 $\bar{\mathbf{h}}_i$ 是 \mathbf{H} 的第 i 行, h_{ij} 是 \mathbf{H} 的第 i 行第 j 列的元素. $i \in \{1, 2, \dots, N_r\}$, $\operatorname{Re}(\cdot)$ 、 $\operatorname{Im}(\cdot)$ 分别表示取其实部和虚部. 对 \mathbf{z} 降序排序, 即

$$(\omega_1, \omega_2, \dots, \omega_{N_r}) = \arg \operatorname{sort}(\mathbf{z}) \quad (5)$$

其中 $\operatorname{sort}(\cdot)$ 为对输入向量进行降序排列的函数, ω_1 、 ω_{N_r} 分别表示向量 \mathbf{z} 中最大值和最小值的序号, 即信道矩阵 \mathbf{H} 的第 ω_1 行的 l_2 范数最大, 第 ω_{N_r} 行的 l_2 范数最小. 根据 l_2 范数由大到小的顺序 $(\omega_1, \omega_2, \dots, \omega_{N_r})$, 构造新的信道矩阵 $\tilde{\mathbf{H}}$ 和接收信号矢量 $\tilde{\mathbf{y}}$, 即 $\tilde{\mathbf{H}} = (\bar{\mathbf{h}}_{\omega_1} \quad \bar{\mathbf{h}}_{\omega_2} \quad \cdots \quad \bar{\mathbf{h}}_{\omega_{N_r}})^T$, $\tilde{\mathbf{y}} = (y_{\omega_1} \quad y_{\omega_2} \quad \cdots \quad y_{\omega_{N_r}})^T$, 因此接收信号可表示为

$$\tilde{\mathbf{y}} = \tilde{\mathbf{H}}\mathbf{x}_{j,x_q} + \tilde{\mathbf{n}} \quad (6)$$

步骤 2 利用 M-ML 算法检测发送天线序号和发送符号.

hrM-ML 算法涉及计算 \mathbf{H} 中每个元素 h_{ij} 的 l_2 范数, 即

$$\|h_{ij}\|_2 = \sqrt{(\operatorname{Re}(h_{ij}))^2 + (\operatorname{Im}(h_{ij}))^2} \quad (7)$$

由于 l_2 范数的计算需要两次实数乘法运算, 增加了算法的计算复杂度. 为了简化计算, 将 h_{ij} 的 l_2 范数近似用其实部和虚部的绝对值之和表示, 即 $\|h_{ij}\|_2 \approx |\operatorname{Re}(h_{ij})| + |\operatorname{Im}(h_{ij})|$, 并将该算法称为简化的 hrM-ML 算法, 记作 hrM-ML(s) 算法. 该简化算法与 hrM-ML 算法的区别在于, 上述式 (4) 变为

$$z_i = \sum_{j=1}^{N_t} (|\operatorname{Re}(h_{ij})| + |\operatorname{Im}(h_{ij})|) \quad (8)$$

由于取绝对值不需要实数乘法运算, 简化算法的计算复杂度低于 hrM-ML 算法, 与 M-ML 算法相同.

hrM-ML 算法通过交换信道矩阵 \mathbf{H} 各行的顺序, 使得排序后的信道矩阵 $\tilde{\mathbf{H}}$ 的第一行的 l_2 范数最大, 第二行的 l_2 范数次最大, 依此类推, 最后

一行的 l_2 范数最小. 新的信道矩阵 $\tilde{\mathbf{H}}$ 的第 i 行对应树形结构图的第 i 层. $\tilde{\mathbf{H}}$ 的第一行的 l_2 范数最大使得 $\tilde{\mathbf{y}}$ 的第一个元素的值最大的概率增加. 由于大数值的 y_i 受噪声的影响较小, 并且在参数 M 的设置上 $M_1 \geq M_i (i=2, \dots, N_r-1)$, 使得最优解包含在 M_1 个保留节点中的概率增加.

3.2 动态 M-ML 算法

树形结构图每层保留的节点数直接影响算法的性能和计算复杂度, 即 M-ML 算法的性能及计算复杂度与保留节点数 M 有密切关系. 如果 M 太小, 计算复杂度会明显降低, 但是会造成性能上的损失; 如果 M 足够大, 则可以达到最优检测的性能, 但是却达不到降低计算复杂度的目的, 因此参数 M 的选取非常重要. 只有选择合适的 M 值, 才能在复杂度和性能之间做到较好的折中. 但是到目前为止, 对 M 取值的理论研究还是一片空白, 只能通过大量的仿真得到最佳的 M 值^[19]. 由于 M-ML 算法和上述的改进 M-ML 算法, 在每一层保留节点数 M_i 是事先设置好的, 在不同信噪比下算法的计算复杂度也是相同的. 在高信噪比时, 设置较大的 M_i 会造成计算资源的浪费. 降低算法的计算复杂度, 关键在于减少各层的保留节点数. 基于此本文提出一种自适应确定参数 M 的动态 M-ML 算法, 记作 dM-ML 算法.

dM-ML 算法在每一层的检测时, 通过设置一个门限值来控制每层的保留节点数. 门限值与该层的最小累积度量和噪声方差有关. 与 M-ML 算法在每一层保留固定的节点数不同, dM-ML 算法通过门限值来自适应控制每层的保留节点数, 从而达到降低计算复杂度的目的. 第 i 层的门限值可表示为

$$\Delta^i = E_{i,\min} + 2N_r\sigma^2 \quad (9)$$

式中: $E_{i,\min}$ 表示第 i 层累积度的最小值, σ^2 为噪声方差. 在第 i 层, 累积度量大于门限值 Δ^i 的节点将被删除, 如果保留节点数小于 M_i , 则所有保留节点作为下一层的候选节点; 否则, 只保留累积度量最小的 M_i 个节点作为下一层的候选节点. 由于每一层保留的节点数小于 M-ML 算法, 可以降低计算复杂度.

4 仿真结果与计算复杂度分析

4.1 仿真结果

在所有仿真中, 假设信道为准静态的平坦瑞

利衰落信道,接收端已知 CSI,分别对本文所提的算法进行仿真.假设 SM 系统中 $N_t = 16$, $N_r = 4$, 采用 64QAM 调制, $M = [64, 20, 10]$.

图 3 给出了 hrM-ML、hrM-ML(s)、dM-ML、M-ML 和 ML 算法的仿真曲线.从仿真曲线可看出,hrM-ML 算法和 hrM-ML(s)算法的性能均优于 M-ML 算法,在误比特率 R 为 2×10^{-3} 时约有 1 dB 的增益.主要是交换信道矩阵各行的顺序后得到的新信道矩阵 $\tilde{\mathbf{H}}$ 的第一行的 l_2 范数最大,使得 $\tilde{\mathbf{y}}$ 的第一个元素的值最大的概率增加.由于大数值的 y_i 受噪声的影响较小,并且在参数 M 的设置上 $M_1 \geq M_i (i=2, \dots, N_r-1)$,使得最优解包含在 M_1 个保留节点中的概率增加.同时注意到,hrM-ML(s)算法略优于 hrM-ML 算法,主要是因为对信道矩阵每行元素进行不同的运算后进行行排序,对排序结果有影响,造成了两种算法性能上的差异.从图中还可看出,ML 算法的性能是最优的,dM-ML 算法与 M-ML 算法性能上比较接近,但是在高信噪比时,M-ML 算法的性能略优于 dM-ML 算法,主要是因为 dM-ML 算法在树形结构的各层保留节点数小于 M-ML 算法,造成了性能的稍微降低.

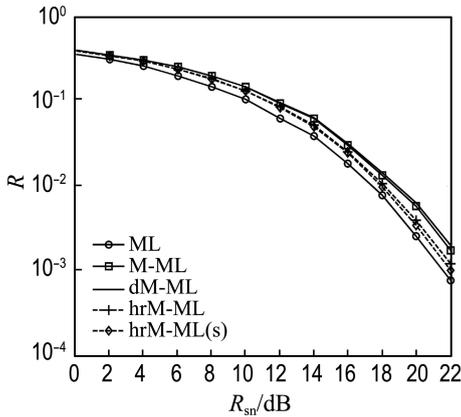


图 3 hrM-ML、hrM-ML(s)、dM-ML、M-ML 和 ML 算法的误比特率曲线

Fig. 3 Bit error rate curves of hrM-ML, hrM-ML(s), dM-ML, M-ML and ML algorithms

为了比较 dM-ML 算法和 M-ML 算法保留节点数的不同,图 4 给出了 $M = [64, 20, 10]$ 时 dM-ML 算法和 M-ML 算法在不同信噪比下保留节点数的仿真曲线.从图中可看出,M-ML 算法在不同信噪比下,保留节点数是固定不变的,即在不同信噪比下,M-ML 算法的计算复杂度不变.

dM-ML 算法的保留节点数随信噪比的增加而降低,即计算复杂度随着信噪比的增加而降低.在高信噪比时,由于 σ^2 很小, $\Delta^i \approx E_{i,\min}$, 噪声对门限值的影响较小,使得低于门限值的节点数少于 M_i , 这样 dM-ML 算法复杂度得到降低;在低信噪比时,由于 σ^2 较大,门限值的设置并没有使保留的节点数明显少于 M_i ,因此 dM-ML 算法在低信噪比时复杂度并没有明显降低.

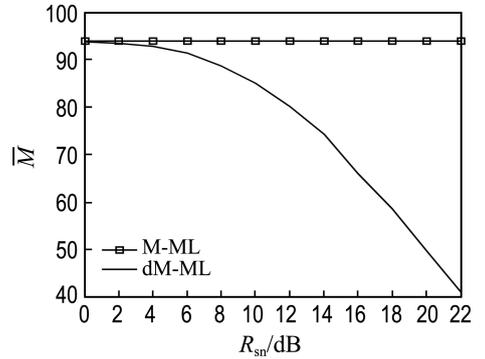


图 4 dM-ML 和 M-ML 算法在不同信噪比下保留节点数的仿真曲线

Fig. 4 Simulation curves of the number of retained nodes of dM-ML and M-ML algorithms under different SNRs

4.2 计算复杂度分析

假设 $N_t \times N_r$ 的 SM 系统采用 L 阶数字调制,树形结构前 $N_r - 1$ 层保留的节点数 $M = [M_1, \dots, M_{N_r-1}]$,各算法的计算复杂度分别如下:

(1) ML 算法

根据文献[13],ML 算法的计算复杂度为

$$C_{ML} = 6N_t N_r L \quad (10)$$

(2) M-ML 算法

M-ML 算法的第一层需要计算 $N_t L$ 个节点的分支度量,其余各层每层需要计算 M_i 个节点的分支度量.在整个树形结构中,需要计算 $N_t L + \sum_{i=1}^{N_r-1} M_i$ 个节点的分支度量,而计算 $h_{ij} x_q$ 、 $|y_i - h_{ij} x_q|^2 = (\text{Re}(y_i - h_{ij} x_q))^2 + (\text{Im}(y_i - h_{ij} x_q))^2$ 分别需要 4 次、2 次实数乘法运算,因此 M-ML 算法的计算复杂度为

$$C_{M-ML} = 6N_t L + \sum_{i=1}^{N_r-1} 6M_i \quad (11)$$

(3) 改进 M-ML 算法

通过前面的分析可知,hrM-ML(s)算法中的取绝对值操作并不需要实数乘法运算,因此该算

法的计算复杂度与 M-ML 算法相同. 与 M-ML 算法相比, hrM-ML 算法增加了计算信道矩阵各行的 l_2 范数的计算量, 即 $2N_t N_r$ 次实数乘法运算. 因此 hrM-ML 算法的计算复杂度为

$$C_{\text{hrM-ML}} = 6N_t L + \sum_{i=1}^{N_r-1} 6M_i + 2N_t N_r \quad (12)$$

假设 dM-ML 算法树形结构前 $N_r - 1$ 层的保留节点数 $\hat{M} = [\hat{M}_1, \dots, \hat{M}_i, \dots, \hat{M}_{N_r-1}]$, 比照 M-ML 算法的复杂度的计算方法, 可求得该算法的计算复杂度:

$$C_{\text{dM-ML}} = 6N_t L + \sum_{i=1}^{N_r-1} 6\hat{M}_i \quad (13)$$

由于 $\hat{M}_i < M_i$, dM-ML 算法的计算复杂度低于 M-ML 算法. 从图 4 的仿真曲线也可看出, dM-ML 算法的保留节点数少于 M-ML 算法, 因此 dM-ML 算法的计算复杂度低于 M-ML 算法, 且复杂度随信噪比的增加而降低.

通过上述分析可看出, 上述各算法的计算复杂度由高到低的顺序为 ML 算法、hrM-ML 算法、M-ML 算法 (hrM-ML (s) 算法)、dM-ML 算法.

5 结 论

M-ML 算法按照接收天线序号由小到大的固定顺序进行检测, 并没有考虑到不同的检测顺序对算法性能的影响. 为此, 本文提出按照信道矩阵行的 l_2 范数由大到小的顺序进行检测的 hrM-ML 算法. 计算机仿真结果表明所提的改进 M-ML 算法在性能上优于 M-ML 算法, 在误比特率为 2×10^{-3} 时约有 1 dB 的增益, 而算法的复杂度不变或稍有增加. 另外, 本文提出的 dM-ML 算法通过门限值来自适应选择每层的保留节点数, 降低了计算复杂度, 同时性能逼近 M-ML 算法. 本文提出的 hrM-ML 算法和 dM-ML 算法, 不需要对信道矩阵进行 QR 分解, 即没有接收天线数 N_r 大于等于发送天线数 N_t 的限制, 因此可广泛应用于移动通信的上行链路和下行链路通信. 目前, Massive MIMO 与绿色通信是未来通信技术的研究方向, 而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也具有较好的优势和实际应用价值.

参考文献:

- [1] Di Renzo M, Haas H, Grant P M. Spatial modulation for multiple-antenna wireless systems: A survey [J]. **IEEE Communications Magazine**, 2011, **49**(12):182-191.
- [2] Mesleh R, Haas H, Ahn Chang-wook. Spatial modulation-A new low complexity spectral efficiency enhancing technique [C] // **First International Conference on Communications and Networking in China, ChinaCom '06**. Piscataway: IEEE, 2006: 1-5.
- [3] Di Renzo M, Haas H, Ghrayeb A, *et al.* Spatial modulation for generalized MIMO: Challenges, opportunities, and implementation [J]. **Proceedings of the IEEE**, 2014, **102**(1):56-103.
- [4] Yang P, Di Renzo M, Xiao Y, *et al.* Design guidelines for spatial modulation [J]. **IEEE Communications Surveys & Tutorials**, 2015, **17**(1): 6-26.
- [5] Jeganathan J, Ghrayeb A, Szczecinski L. Spatial modulation: Optimal detection and performance analysis [J]. **IEEE Communications Letters**, 2008, **12**(8):545-547.
- [6] Mesleh R, Haas H, Sinanovic S, *et al.* Spatial modulation [J]. **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, 2008, **57**(4):2228-2241.
- [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, 2010:1-5.
- [8] Younis A, Di Renzo M, Mesleh R, *et al.* Sphere decoding for spatial modulation [C] // **2011 IEEE International Conference on Communications in Japan, 2011. ICC 2011**. Piscataway: IEEE, 2011: 1-6.
- [9] Younis A, Sinanovic S, Di Renzo M, *et al.* Generalised sphere decoding for spatial modulation [J]. **IEEE Transactions on Communications**, 2013, **61**(7):2805-2815.
- [10] Sugiura S, Xu C, Ng S X, *et al.* Reduced complexity coherent versus non-coherent QAM-aided space-time shift keying [J]. **IEEE Transactions on Communications**, 2011, **59**(11): 3090-3101.
- [11] WANG Jin-tao, JIA Shu-yun, SONG Jian. Signal vector based detection scheme for spatial modulation [J]. **IEEE Communications Letters**, 2012, **16**(1):

- 19-21.
- [12] 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.
- [13] MEN Hong-zhi, JIN Ming-lu. A low-complexity ML detection algorithm for spatial modulation systems with MPSK constellation [J]. **IEEE Communications Letters**, 2014, **18**(8):1375-1378.
- [14] TANG Qian, XIAO Yue, YANG Ping, *et al.* A new low-complexity near-ML detection algorithm for spatial modulation [J]. **IEEE Wireless Communications Letters**, 2013, **2**(1):90-93.
- [15] 吴金隆, 张新贺, 门宏志, 等. 一种新的空间调制 QPSK 信号检测算法 [J]. 大连理工大学学报, 2015, **55**(3):326-331.
- WU Jin-long, ZHANG Xin-he, MEN Hong-zhi, *et al.* A new algorithm for spatial modulation QPSK signal detection [J]. **Journal of Dalian University of Technology**, 2015, **55**(3):326-331. (in Chinese)
- [16] ZHENG Jian-hong, YANG Xiao-bo, LI Zhe. Low-complexity detection method for spatial modulation based on M-algorithm [J]. **Electronics Letters**, 2014, **50**(21):1552-1554.
- [17] Kawai H, Higuchi K, Maeda N, *et al.* Adaptive control of surviving symbol replica candidates in QRM-MLD for OFDM MIMO multiplexing [J]. **IEEE Journal on Selected Areas in Communications**, 2006, **24**(6):1130-1140.
- [18] Mohaisen M, Hui B, Chang K. Adaptive parallel and iterative QRDM detection algorithms for MIMO multiplexing systems [J]. **Wireless Personal Communications**, 2012, **66**(4):789-811.
- [19] 应樱果. 多符号差分空时检测算法的研究 [D]. 北京: 中国计量学院, 2012.
- YING Ying-guo. The research of the multiple symbol differential space-time detection algorithm [D]. Beijing: China Jiliang University, 2012. (in Chinese)

Improved M-ML algorithms for spatial modulation signal detection

ZHANG Xin-he^{1,2}, 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: In spatial modulation (SM) system, the computational complexity of the maximum likelihood (ML) optimal detection algorithm is very high. The M-algorithm to maximum likelihood (M-ML) detector has attracted increasing attention due to its lower computational complexity. However, in M-ML algorithm, the transmitted signals are detected according to ascending order of received antenna index, which is not the best way in the view of bit error rate (BER) performance. By studying the impacts of the different detection orders on the BER performance, two improved M-ML algorithms are proposed. The simulation results show that the proposed improved algorithms have better BER performance than M-ML algorithm. Moreover, in the M-ML algorithm, the number of retained nodes, M , is the same under different signal-to-noise ratio (SNR), which is unnecessary, especially at high SNRs. Thus, a dynamic M-ML algorithm is proposed which can adaptively change M by threshold to reduce the computational complexity while the BER performance is almost the same to M-ML algorithm. The simulation results also verify the advantages.

Key words: spatial modulation (SM); M-ML algorithm; detection algorithm; computational complexity