

文章编号:1007-5321(2020)04-0120-07

DOI:10.13190/j.jbupt.2019-197

基于正交索引调制多址接入的检测和性能分析

金小萍¹, 吴青¹, 金宁¹, 陈东晓¹, 王嘉天²

(1. 中国计量大学 浙江省电磁波信息技术与计量检测实验室, 杭州 310018;

2. 中国计量大学 信息工程学院, 杭州 310018)

摘要: 为了降低正交索引调制多址接入技术(QIMMA)检测算法的复杂度,提出基于接收端球形译码和基于排序的接收端球形译码2种低复杂度检测方案. 通过对时隙组合进行加权排序,以增强检测准确性,并且减少搜索次数,达到降低复杂度的效果. 与最大似然检测器相比,新方案可以在无性能损失的情况下使检测复杂度降低三分之一以上. 此外,根据QIMMA系统特性,推导出了平均误码率的理论值. 仿真结果表明,理论结果在中高信噪比范围内与数值仿真结果近乎一致.

关键词: 索引调制; 上行链路传输; 多址系统; 低复杂度检测算法

中图分类号: TN929.5

文献标志码: A

Detection and Performance Analysis Based on Quadrature Index Modulation Multiple Access

JIN Xiao-ping¹, WU Qing¹, JIN Ning¹, CHEN Dong-xiao¹, WANG Jia-tian²

(1. Key Laboratory of Electromagnetic Wave Information Technology and Metrology of Zhejiang Province,

China Jiliang University, Hangzhou 310018, China;

2. College of Information Engineering, China Jiliang University, Hangzhou 310018, China)

Abstract: To reduce the computation complexity of quadrature index modulation multiple access (QIMMA) detection, two low-complexity detection schemes based on receiver sphere decoding and sorting-based sphere decoding are presented. By weighting the combination of time slots, the detection accuracy is enhanced, the number of searches is reduced, and the effect of reducing complexity is achieved. Compared with the maximum likelihood detector, the new scheme can reduce the detection complexity by more than one-third without any performance loss. In addition, analysis of the average bit error rate is derived according to the characteristics of QIMMA system. It is shown that it coincides very well with their theoretical counterparts in the range of middle and high signal-to-noise ratio.

Key words: index modulation; uplink transmission; multiple access system; low complexity detection algorithm

第5代移动通信系统的3个典型场景是增强移动宽带、大规模机器式通信和超可靠低延迟通

收稿日期: 2019-09-17

基金项目: 浙江省自然科学基金项目(LY17F010012); 浙江省教育厅科研资助项目(Y201840047); 国家级大学生创新创业训练计划项目(201810356030); 浙江省电磁波信息技术与计量检测重点实验室开放式项目(2019KF0004)

作者简介: 金小萍(1978—), 女, 副教授.

通信作者: 金宁(1967—), 女, 教授, E-mail: jinling1117@cjlu.edu.cn.

信^[1]. 为了适应这些场景,人们提出了各种新的技术. 其中,索引调制(IM, index modulation)^[2]由于其本身具有的高效频谱利用率和高效功率利用率特性引起了人们的极大兴趣. IM不是通过直接改变信号波形来传递信息,而是通过选择不同的索引序号来传递信息. 索引资源可以是物理的,例如天线、子载波、时隙、频率载波和扩频码,也可以是虚拟的,例如虚拟并行信道、信号星座、空时矩阵和天线激活顺序.

另外,多址技术是每一代通信系统的关键技术,传统上,可以定义两类多址技术,即正交多址(OMA, orthogonal multiple access)和非正交多址(NOMA, non-orthogonal multiple access)^[3]. NOMA允许多个用户在可用资源上进行并发传输,同时通过控制发射功率(功率域 NOMA)^[4]或星座的稀疏编码,即稀疏码多址(SCMA, sparse code multiple access)^[5]来最大程度地减少诱发的干扰. 尽管NOMA有了一些改进,但是星座矩阵的复杂设计以及复杂的检测接收机算法阻碍了NOMA的适用性. 因此, Mesleh 等^[6]提出了索引调制多址接入(IMMA, index modulation multiple access)方案,不仅提高了系统的频谱效率还提高了能量效率. 该方案利用IM的优势,以时分多址(TDMA, time division multiple access)中的时隙形式进行操作. 然而,IM-

MA中的每个用户可以单独地选择自己的时隙而不需要任何中央管理或调度,并且时隙可以在2个或更多用户之间共享. 通过仿真结果发现,与传统的TDMA和SCMA方案相比,IMMA方案在误码性能上有了明显的提高. 最近,在IMMA的基础上,提出了正交索引调制多址接入技术^[7](QIMMA, quadrature IMMA),进一步提高了频谱效率和误码率性能. 由于QIMMA的最优多用户检测具有较高的计算复杂度,因此,提出了2种基于接收端球形译码的低复杂度检测算法,一种是通过进行深度优先球形译码来减少搜索次数,另外一种通过引入加权因子利用排序算法来增强发射端每种发送时隙组合的检测准确性. 这2种低复杂度检测算法在性能达到最优的前提下都能降低1/3以上的复杂度. 最后通过仿真结果和理论分析对所提算法进行了验证.

1 正交索引调制多址系统模型

研究了一个由 N 个用户和一个BS组成的多用户系统,如图1所示. 上行链路传输的时间帧被划分为 L 个正交时隙. 在特定时隙,假设用户和BS之间的信道系数是独立的、同分布的复高斯随机变量, $h_{ln} \sim \text{CN}(0, 1)$, $1 \leq n \leq N$ 和 $1 \leq l \leq L$, 表示在第 l 个时隙第 n 个用户和BS之间的信道系数. 因此, N 个用户与BS之间形成了 $L \times N$ 信道矩阵 \mathbf{H} .

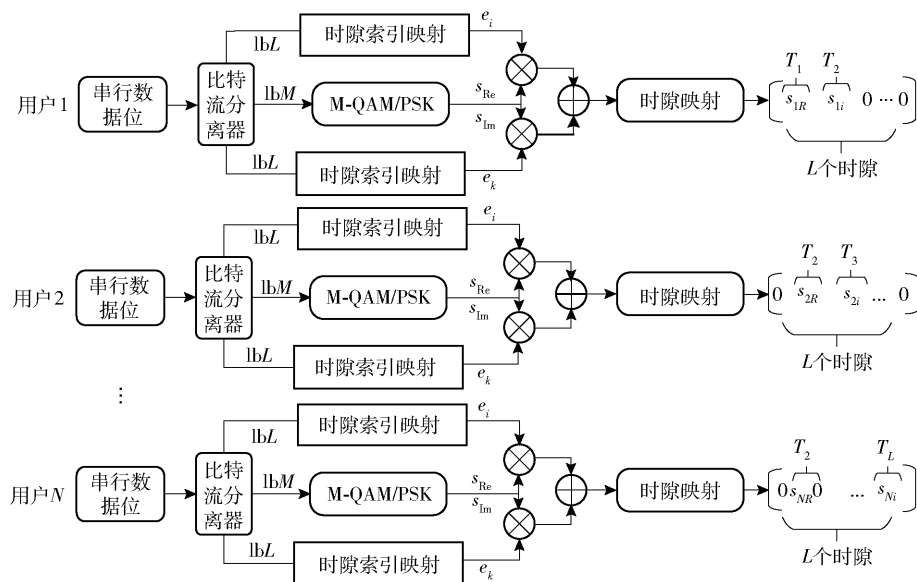


图1 QIMMA系统模型假设 N 个用户, L 个时隙,调制阶数为 M

在所提出的QIMMA方案中,在每个用户的每个时刻发送一个 $lbML^2$ 位块,其中 M 表示所考虑的

是星座图的阶数. 输入位被分成3个块: lbM , lbL 和 lbL ;第1块 lbM 比特流被映射到一个传统的星座符

号: $s = s_{\text{Re}} + js_{\text{Im}}$, 比如 M-QAM; 其余两块 $\text{lb}L$ 和 $\text{lb}L$ 分别用于选择时隙索引向量 e_i 来传输星座符号的实部 s_{Re} , 和时隙索引向量 e_k 来传输虚部 s_{Im} , 其中 $e_i, e_k \in R^L, i, k \in \{1, 2, \dots, L\}$, 分别表示单位矩阵 I_L 的第 i 和 k 列向量. 换句话说, 它们分别用于激活 2 个时隙来传输所得的星座符号的实部 s_{Re} 和虚部 s_{Im} . 最后, 通过把实部 $s_{\text{Re}}e_i$ 和虚部 $s_{\text{Im}}e_k$ 相加, 得到一个发射空间向量 S :

$$S = s_{\text{Re}}e_i + js_{\text{Im}}e_k \quad (1)$$

在接收端, 在第 l 个时隙接收到的信号可以表示为

$$y_l = \sum_{n=1}^N h_{nl}s_{nl} + n_l \quad (2)$$

其中 s_{nl} 是第 n 个用户在第 l 个时隙上发送的信号, 即 $s_{nl} = x_n(l)$, x_n 表示来自第 n 个用户的传输矢量. n_l 是具有零均值和方差为 σ^2 的加性高斯白噪声. 因此, 接收的信号向量 Y 为

$$Y = \text{diag}(HX) + N \quad (3)$$

其中: $\text{diag}(\cdot)$ 表示对角线算子, 且 $X = [x_1 \ x_2 \ \dots \ x_N]^T, N = [n_1 \ n_2 \ \dots \ n_L]^T$.

在接收端, 应用最大似然检测来检测传输矩阵, 有

$$\hat{X} = \arg \min_{X \in \psi} \|Y - \text{diag}(HX)\|_F^2 \quad (4)$$

其中 ψ 是包含所有可能的传输矩阵的集合, ψ 是一个 $1 \times (ML^2)^N$ 的 cell 元胞数组, 里面的每一个元素是一个 $N \times L$ 的矩阵. $\|\cdot\|_F$ 表示 Frobenius 范数.

下面给出了所提出的 QIMMA 方案的示例, 假设 $L=4$ 个时隙和 $N=4$ 个用户, 其中每个用户发送 $M=4$ -QAM 符号. 用户分别由用户 1、用户 2、用户 3 和用户 4 来表示. 同样, 时隙由 T_1 、 T_2 、 T_3 和 T_4 表示. 对于 T_1 、 T_2 、 T_3 和 T_4 , 每个时隙都有由 2 bit 指示的唯一索引, 分别为 00、01、10 和 11. 因此, QIMMA 方案中每个用户在每个传输瞬间发送 $\text{lb}ML^2 = 6$ 位的比特块. 假设所有用户的传输块为 $\{101011, 110110, 011001, 111110\}$. 每个用户将根据其相应块的第 1 块 $\text{lb}L=2$ 位 $\{10, 11, 01, 11\}$ 确定传输符号实部要使用的时隙的索引. 每个用户的第 2 块 $\text{lb}L=2$ 比特 $\{10, 01, 10, 11\}$ 将被用于确定传输符号虚部要使用的时隙的索引. 每个用户的第 3 块 $\text{lb}M=2$ 比特 $\{11, 10, 01, 10\}$ 将被用于调制 4QAM 符号, 根据映射规则得到调制符号, 分别表示为 s_4 、 s_3 、 s_2 和 s_1 . 再根据时隙索引的映射规则, 最终得到传输矢量可以分别形成 $x_1 = [0, 0, s_{4\text{Re}} + js_{4\text{Im}}, 0]$, $x_2 = [0, js_{3\text{Im}}, 0, s_{3\text{Re}}]$, $x_3 = [0, s_{2\text{Re}}, js_{2\text{Im}}, 0]$, $x_4 =$

$[0, 0, 0, s_{3\text{Re}} + js_{3\text{Im}}]$. 并且传输矩阵 X 可以相应地表示如下:

$$X = \begin{bmatrix} 0 & 0 & s_{4\text{Re}} + js_{4\text{Im}} & 0 \\ 0 & js_{3\text{Im}} & 0 & s_{3\text{Re}} \\ 0 & s_{2\text{Re}} & js_{2\text{Im}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & s_{3\text{Re}} + js_{3\text{Im}} \end{bmatrix}$$

X 矩阵的行代表用户数, 列代表时隙数. 请注意, 在该示例中, T_1 未被用于传输任何用户的信息, 而 T_2 同时由用户 2 和用户 3 使用, T_3 同时由用户 1 和用户 3 使用, T_4 同时由用户 2 和用户 4 使用. 因此, 2 个用户之间都会产生信道间干扰, 从而影响误码性能. 下面将证明 QIMMA 方案的性能优于 IMMA 方案.

2 性能分析

2.1 误码率分析

端到端 QIMMA 系统的误码率可以通过计算成对错误概率 (PEP, pairwise error probability) 来表示. 假设发送信号是 X , 由 ML 检测得到 \hat{X} , 则条件成对错误概率 P 可以推算为^[6]

$$P(X \rightarrow \hat{X} | H) = P(\|Y - \text{diag}(HX)\|_F^2 > \|Y - \text{diag}(H\hat{X})\|_F^2) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} \exp\left(-\frac{\varphi}{4\sigma^2 \sin^2 \theta}\right) d\theta \quad (5)$$

其中 $\varphi = \|\text{diag}(H(X - \hat{X}))\|_F^2$. σ 为高斯噪声的方差, 一般定义为设 $\phi = X - \hat{X}$, ϕ_{nl} 是 ϕ 的第 n 行, 第 l 列的元素, $\varphi = \sum_{l=1}^L \left\| \sum_{n=1}^N h_{ln} \phi_{nl} \right\|_F^2$ 是 L 个指数随机变量的累加和, 第 l 个随机变量的均值是 $\mu_l = \sum_{n=1}^N \|\phi_{nl}\|_F^2$. 在 L 个指数随机变量中, 有 K 个均值不为零, 其中 $K \leq L$. 假设存在 R 个不同的均值记为 $\mu_1, \mu_2, \dots, \mu_R$, 其中 $R \leq K$, 将拥有同样均值 μ_i 的个数表示为 r_i . 因此, 有 $r_1 + r_2 + \dots + r_R = K$. 由文献 [6] 可知

$$P(X \rightarrow \hat{X}) = \sum_{q=1}^R \chi_q^{r_q} \sum_{\omega=1}^{r_q} A(-1)^{r_q-\omega} \left(\frac{\lambda}{\chi_q}\right)^\omega \times \sum_{k=0}^{\omega} \binom{\omega-1+k}{k} (1-\lambda)^k \quad (6)$$

其中: $\chi_x = \frac{1}{\mu_x}, \lambda = \frac{1}{2} \left(1 - \frac{1}{\sqrt{1+4\sigma^2\chi_q}}\right)$,

$$A = \sum_{m_1+\dots+m_R=r_q-\omega} \prod_{\substack{l=1 \\ l \neq q}}^R \binom{r_l+m_l-1}{m_l} \frac{\chi_l^{r_l}}{(\chi_l - \chi_q)^{r_l+m_l}}$$

最后,式(5)中计算的平均 PEP 将通过上边界技术计算平均误码率 (BER, bit error rate)

$$P_{\text{ber}} = \frac{1}{2^B} \sum_X \sum_{\hat{X}} \frac{\delta}{B} P(X \rightarrow \hat{X}) \quad (7)$$

其中: $B = N \log_2 ML^2$, δ 是 X 和 \hat{X} 之间的不同位数。

2.2 碰撞概率分析

允许用户在 IMMA 中共享可用的时隙将导致冲突,因为一个时隙可以由一个以上的用户使用,如前面的示例所示。每个用户的时隙的激活取决于输入的数据位。假设均匀分布的数据位, N 个用户中有 n 个用户具有相同比特的概率可以表示为

$$P_n = \binom{N}{n} \left(\frac{2L-1}{L^2} \right)^n \left(1 - \frac{2L-1}{L^2} \right)^{N-n} \quad (8)$$

因此,如果将碰撞概率 P_{col} 定义为一个时隙被 2 个以上的用户占用的概率,它可以数学地表示为

$$P_{\text{col}} = \sum_{n=2}^N \binom{N}{n} \left(\frac{2L-1}{L^2} \right)^n \left(1 - \frac{2L-1}{L^2} \right)^{N-n} \quad (9)$$

从式(9)可以看出, QIMMA 的碰撞概率比 IMMA 的碰撞概率要大,因为每个用户激活了个时隙。即使是这样,最终的误码率性能 QIMMA 相比 IMMA 还是更好一些,后面通过仿真可以证明。

2.3 ML 计算复杂度分析

考虑公式 $\hat{X} = \arg \min_{X \in \psi} \|Y - \text{diag}(HX)\|_F^2$, 则最大似然检测算法的计算复杂度可表示为^[6]

$$C_{\text{ML}} = (4LN + 2L)(L^2M)^N \quad (10)$$

其中,计算 $\text{diag}(HX)$ 需要 $4NL$ 次实数乘法,而计算公式中的范数需要 $2L$ 次实数乘法,所以,计算 $\|Y - \text{diag}(HX)\|_F^2$ 一共需要 $(4NL + 2L)$ 次实数乘法。考虑到 ML 检测算法穷尽搜索的特性,其需遍历 $(L^2M)^N$ 次,因此需要计算 $(L^2M)^N$ 次,其中, M 表示调制阶数。

3 低复杂度检测方法

针对 QIMMA 系统的稀疏特殊性,提出 2 种低复杂度检测算法并且跟已有的最小均方误差 (MMSE, minimum mean square error)^[8] 检测算法和二元粒子群算法 (BPSO, binary particle swarm optimization)^[9] 进行比较。首先,提出基于时隙的接收端球形译码检测 (RSD, receiver sphere decoding) 算法, RSD 检测算法将对在球体内部的每个格点按深度优先的思想进行搜索,在搜索过程中,当一个格点路径已经搜索完成但仍在球体内时,就把该格点与接收向量之间的最小欧氏距离作为新的球体半径来

进行更新。当 $L = N$ 时,为了降低 QIMMA 系统中最大似然检测算法的计算复杂度,提出基于时隙组合排序算法的接收端球形译码检测算法 (BS-RSD, based sorting of receiver sphere decoding)。BS-RSD 检测算法的主要思想就是:在保证搜索格点存在的基础上,通过采用在搜索过程中改变搜索格点的次序,来让最有可能成为最优解的格点先被搜索到,以此来有效地加快搜索半径收敛,减少搜索次数,从而降低复杂度。

3.1 RSD 检测算法

RSD 的搜索方法的检测器可表示为

$$\hat{X} = \arg \min_{X \in \psi} \left\{ \sum_{i=1}^{(ML^2)^N} \sum_{r=1}^{\tilde{L}} |Y(r, :) - (H(r, :)X_i(:, r))|^2 \right\} \quad (11)$$

其中: $X_i(:, r)$ 为 ψ 中第 i 个传输矩阵的第 r 列; \tilde{L} 为计算 $|Y(r, :) - (H(r, :)X_i(:, r))|^2$ 的层数,即搜索深度,其具体表达式可写为

$$\tilde{L} = \arg \max_{\substack{X \in \psi \\ l \in \{1, 2, \dots, L\}}} \left\{ l \left| \sum_{i=1}^{(ML^2)^N} \sum_{l=1}^L |Y(l, :) - (H(l, :)X_i(:, l))|^2 \right\} < R^2 \quad (12)$$

其中: $Y(l, :)$ 为接收矩阵的第 l 行; $H(l, :)$ 为第 l 时隙信道增益子矩阵,即信道矩阵的第 l 行; $X_i(:, l)$ 为 ψ 中第 i 个传输矩阵的第 l 列。

半径 R 可以选择为 $R = 2\alpha L\sigma^2$, 其中 α 是一个常数,它的选取是为尽可能地保证目标格点在预先设定的球体半径之中。

对 RSD 接收机的复杂性进行分析。 $H(l, :)X_i(:, l)$ 需要 $4N$ 次实数乘法,求欧氏距离 $|\cdot|^2$ 需要 $2L$ 次计算复杂度,而且时隙为 L ,用户数为 N ,调制阶数为 M 的 QIMMA 方案一共有 $(ML^2)^N$ 个可能传输的矩阵,所以, RSD 检测算法的计算复杂度可表示为

$$C_{\text{RSD}} = (4N + 2L) \left(\sum_{l=1}^L \sum_{i=1}^L \sum_{x=1}^{\sqrt{M}} \sum_{x=1}^{\sqrt{M}} \tilde{L} \right)^N \quad (13)$$

其中搜索次数满足 $1 \leq \tilde{L} \leq L$ 。很容易证明 $C_{\text{QIMMA-RSD}}$ 的复杂度为

$$(4N + 2L) + 4(L^2M - 1)^N \leq C_{\text{RSD}} \leq (4N + 2L)(L^2M)^N \quad (14)$$

具体来说,在最佳情况下,假设在对第 1 个格点进行搜索时,就检测出了最优解向量,则对其余剩下

的各个格点的搜索只需要进行一层搜索即可,即当搜索第1个格点时, $\tilde{L}=L$,而搜索其余格点时, $\tilde{L}=1$,因此可得到RSD检测算法计算复杂度的最小值,表示为 $(4N+2L)+4(L^2M-1)^N$. 在最坏情况下,也就是信噪比较小即噪声干扰较大的情况下,在对格点进行搜索时,每个格点都需要搜索 L 层,即需要搜索到最后一个格点才能检测出最优解向量,则此时可得到RSD检测算法计算复杂度的最大值,为 $(4N+2L)(L^2M)^N$. 即使在最坏情况下,RSD检测算法的复杂度也比ML要低.

3.2 BS-RSD 检测算法

当 $L=N$ 时,信道矩阵和发送的 \mathbf{X} 矩阵都为方阵,此时可用BS-RSD算法,首先提出了一种排序算法来对可能的时隙进行排序^[8]. 更具体地说,计算每个信道行的伪逆以预处理接收的矢量 \mathbf{Y} . 其可用公式表示为

$$p_k = (h_k)^\dagger \mathbf{Y} \quad (15)$$

其中: $(h_k)^\dagger = \frac{h_k^H}{h_k^H h_k}$, $k \in \{1, 2, \dots, L\}$.

由式(15)可得各个发送时隙信道增益向量对接收向量 \mathbf{Y} 预处理过后的矩阵 $\mathbf{P} = [p_1, p_2, \dots, p_L]^T$. 由于QIMMA系统中每个用户需要激活2个时隙来发送空间符号的实部和虚部,所以为增强每种发送时隙组合的检测准确性,将引入一个加权因子 w_i ,其具体定义为

$$w_i = p_{i1\mathfrak{N}}^2 + p_{i1\mathfrak{I}}^2 + \dots + p_{iN_k\mathfrak{N}}^2 + p_{iN_k\mathfrak{I}}^2 = \sum_{n=1}^N p_{inl\mathfrak{N}}^2 + p_{inl\mathfrak{I}}^2 \quad (16)$$

其中: $i \in \{1, 2, \dots, L'\}$, $p_{inl\mathfrak{N}}$ 表示第 n 个用户在第 i 个时隙传输符号实部, $p_{inl\mathfrak{I}}$ 表示第 n 个用户在第 i 个时隙传输符号虚部, L' 表示所有可能的发射时隙的组合数,且 $L' = L \times L$, $l_{\mathfrak{N}}, l_{\mathfrak{I}} \in \{1, 2, \dots, L\}$.

然后可根据上式得出每种发送天线组合经过加权因子 w_i 处理过的矩阵 $\mathbf{W} = [w_1, w_2, \dots, w_{L'}]$,接下来对矩阵 \mathbf{W} 进行加权因子排序,可得到发送天线组合排序过后的矩阵 \mathbf{K} .

$$\mathbf{K} = [k_1, k_2, \dots, k_{L'}] = \arg \text{sort}(\mathbf{W}) \quad (17)$$

其中 $\text{sort}()$ 表示对输入矩阵里面的元素以降序的方式进行重新排列的排序函数.

经过排序算法过后,再进行球形译码深度优先的搜索方法来检测,可表示为

$$\hat{\mathbf{X}} = \arg \min_{\mathbf{X} \in \Omega} \left\{ \sum_{i=1}^{(ML^2)^N} \sum_{r=1}^{\tilde{L}} |\mathbf{Y}(r, :) - (\mathbf{H}(r, :) \mathbf{X}_i(:, r))|^2 \right\} \quad (18)$$

其中: Ω 表示经过排序算法后可能的发送矩阵的集合, Ω 是一个 $1 \times (ML^2)^N$ 的cell元胞数组,里面的每一个元素是一个 $N \times L$ 的矩阵,即发送矩阵 \mathbf{X} . \tilde{L} 表示计算 $|\mathbf{Y}(r, :) - (\mathbf{H}(r, :) \mathbf{X}_i(:, r))|^2$ 的层数,即搜索深度. 其具体表达式可写

$$\tilde{L} = \arg \max_{\substack{\mathbf{X} \in \Omega \\ l \in \{1, 2, \dots, L\}}} \left\{ l \mid \sum_{i=1}^{(ML^2)^N} \sum_{l=1}^L |\mathbf{Y}(l, :) - (\mathbf{H}(l, :) \mathbf{X}_i(:, l))|^2 < R^2 \right\} \quad (19)$$

其中: $\mathbf{Y}(l, :)$ 表示接收矩阵的第 l 行, $\mathbf{H}(l, :)$ 表示第 l 时隙信道增益子矩阵,即信道矩阵的第 l 行. $\mathbf{X}_i(:, l)$ 表示 Ω 里面第 i 个传输矩阵的第 l 列.

BS-RSD检测算法关键搜索过程如下.

输入: \mathbf{Y}, \mathbf{H} , 传输矩阵集合 Ω , 初始半径 R ;

输出: 估计发送符号实部时隙 $\hat{l}_{\mathfrak{N}}$ 和虚部时隙 $\hat{l}_{\mathfrak{I}}$, 估计发送星座符号实部 $\hat{s}_{\mathfrak{N}}$ 和虚部 $\hat{s}_{\mathfrak{I}}$

- 1 $\mathbf{P} = [p_1, p_2, \dots, p_L]^T$, $p_k = (h_k)^\dagger \mathbf{Y}$, $(h_k)^\dagger = \frac{h_k^H}{h_k^H h_k}$
- 2 $\mathbf{W} = [w_1, w_2, \dots, w_{L'}]$, $w_i = \sum_{n=1}^N p_{inl\mathfrak{N}}^2 + p_{inl\mathfrak{I}}^2$, $l_{\mathfrak{N}} \in \{1, 2, \dots, L\}$
- 3 $i = 1$
- 4 where $i \leq (ML^2)^N$
- 5 for $r \leq L$
- 6 $\delta(i) = |\mathbf{Y}(r, :) - (\mathbf{H}(r, :) \mathbf{X}_i(:, r))|^2$
- 7 if $\delta(i) \geq R^2$
- 8 $r = r + 1$;
- 9 End if
- 10 $R^2 = \delta(i)$
- 11 $\hat{\mathbf{X}} = \Omega(i)$
- 12 $[\hat{l}_{\mathfrak{N}}, \hat{l}_{\mathfrak{I}}, \hat{s}_{\mathfrak{N}}, \hat{s}_{\mathfrak{I}}] = \arg \min_{\hat{l}_{\mathfrak{N}}, \hat{l}_{\mathfrak{I}}, \hat{s}_{\mathfrak{N}}, \hat{s}_{\mathfrak{I}} \in \Omega} (\delta(i))$

BS-RSD检测算法的计算复杂度可分为对发送时隙组合排序的计算复杂度和球形译码检测的计算复杂度两大部分. 发送时隙组合排序部分的计算复杂度:根据式(15),需要 $(4N+2N+4N)L$ 次实数乘法,而根据式(16),在计算 $w_i = \sum_{n=1}^N p_{inl\mathfrak{N}}^2 + p_{inl\mathfrak{I}}^2$ 时需要 $4NL$ 次实数乘法. 球形译码检测部分计算复杂度与RSD检测算法完全相同,这里就不再叙述. 最终BS-

RSD 检测算法的复杂度为这 2 部分复杂度相加的和, 即

$$C_{\text{BS-RSD}} = 14NL + (4N + 2L) \left(\sum_{l_{\text{R}}=1}^L \sum_{l_{\text{S}}=1}^L \sum_{x_{\text{R}}=1}^{\sqrt{M}} \sum_{x_{\text{S}}=1}^{\sqrt{M}} \tilde{L} \right)^N \quad (20)$$

3.3 MMSE 检测算法

MMSE 检测以最小均方误差为目标, 即最小化时隙发送信号与检测估计信号之间的均方误差, 其最优优化问题可以表示为

$$\min_{\hat{\mathbf{G}}} E[\|\mathbf{s} - \hat{\mathbf{G}}\mathbf{y}\|_{\text{F}}^2] \quad (21)$$

式(21)的最优解向量可以通过运算得到

$$\mathbf{G}_{\text{MMSE}} = (\mathbf{H}^{\text{H}}\mathbf{H} + \sigma^2\mathbf{I}_L)^{-1}\mathbf{H}^{\text{H}} \quad (22)$$

则该检测算法的计算复杂度为

$$(2L^3 + 3L^2 - 5L)/6 + 2NL^2 + NL + 8L \times 4M$$

4 仿真结果

这部分给出了所提出的 QIMMA 方案在瑞利衰落信道下的蒙特卡洛仿真结果和分析。

图 2 显示了 IMMA 和 QIMMA 方案在每个用户的频谱效率为 $4 \text{ bit} \cdot \text{s}^{-1} \cdot \text{Hz}^{-1}$ 时的误码率与信噪比之间的关系。可见, QIMMA 方案误码率性能远优于 IMMA 系统的性能, 即使在冲突概率增大的情况下。在误码率为 10^{-3} 时, QIMMA 比 IMMA 性能好大约 8 dB。另外, 图中比较了 ML 和 BS-RSD, MMSE 的性能, 从图中可以看出, BS-RSD 可以达到最优性能, 而 MMSE 比最优性能差 3 dB 左右。

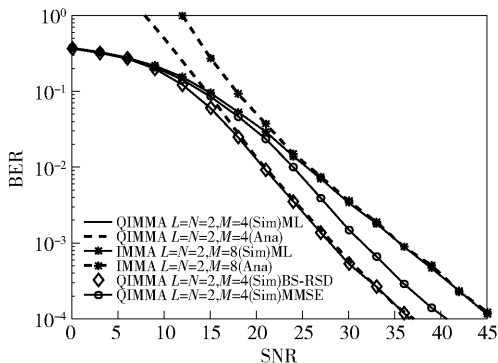


图 2 频谱效率为 $4 \text{ bit} \cdot \text{s}^{-1} \cdot \text{Hz}^{-1}$ 的 IMMA 和 QIMMA 方案的性能比较以及 ML、BS-RSD 和 MMSE 3 种检测算法的性能比较

图 3 所示为在 $[L, N] = [2, 2]$ 情况下, ML 和 RSD 以及 BPSO 检测算法的误码率性能。对 BPSO 检测算法, 复杂度可以使用总搜索次数来衡量, 即

$T \times K$, 其中 T 表示粒子数, K 表示最大迭代次数。在计算时, 设置 $T \times K = 3000$, 使 BPSO 检测算法复杂度相比 ML 检测算法降低约 25%。从图中可以看出, QIMMA 系统中, 在不同的调制阶数配置下, RSD 检测算法基本能够达到 ML 检测算法的最优误码率性能, 而 BPSO 算法性能明显差一些。另外, 从图中还可以看出, 随着用户数 N 的增多, 系统误码性能变差。

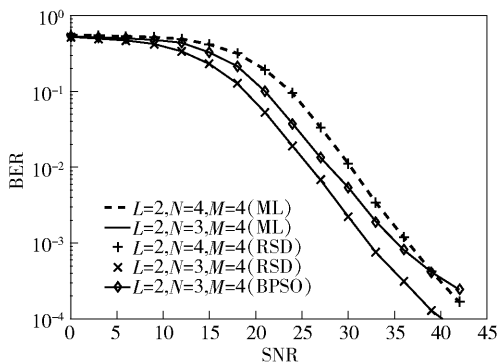


图 3 $[L, M] = [2, 4]$ 时, QIMMA 系统不同算法的性能比较

图 4 所示为在 $[L, N] = [2, 2]$ 情况下, 当调制阶数 $M = 4, 16, 64$ 时, BS-RSD 检测算法相对于 ML 检测算法降低的复杂度百分比。定义相对计算复杂度减少量为 $C_{\text{re}}(\%) = 100 \times (C_{\text{ML}} - C_{\text{BS-RSD}})/C_{\text{ML}}$ 。从图 4 中可以看出, 随着 M 的增大, BS-RSD 降低的复杂度也随之变大。在 64QAM 时计算复杂度减少量可以达到接近 50%。

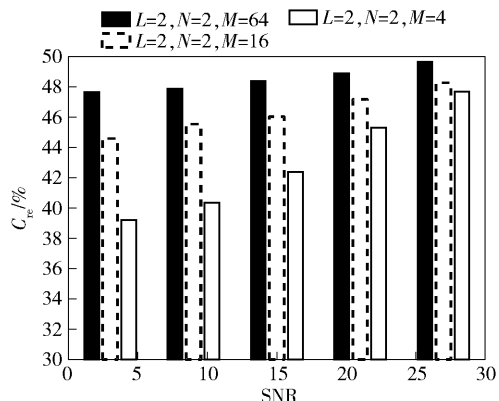


图 4 $[L, N] = [2, 2]$ 时, 随 M 的变化 BS-RSD 算法相对于 ML 检测算法降低的复杂度

图 5 所示为 QIMMA 系统下, $M = 4$ 时, 随 L, N 的变化 RSD 和 MMSE 算法复杂度的变化。定义纵坐标为 $C_{\text{re}}(\%) = 100 \times (C_{\text{ML}} - C_{\text{RSD/MMSE}})/C_{\text{ML}}$ 。从

图5可以看出,当 $N=2$ 时, L 越大,RSD复杂度降低的越多,且信噪比越大,复杂度降低的越多,最多能够降低80%以上.这是由于当系统信噪比较高时,RSD算法能够更加准确地检测出发射天线组合,从而加速搜索半径收敛,使得搜索次数显著减少.另外从图中还可以看出,当 $L=2$ 时,随着 N 的增大,复杂度降低得越多,逐渐趋近于50%.而MMSE算法在 $L=8$ 时复杂度只降低30%多.

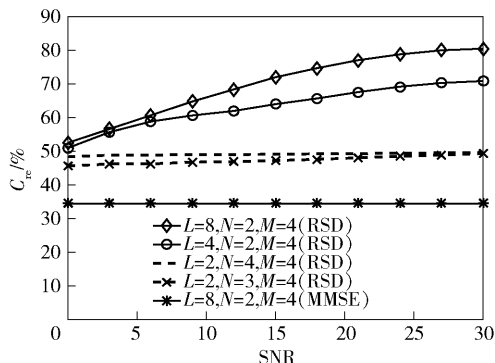


图5 相同 M 情况下,不同 L 和 N 下RSD和MMSE检测算法相对于ML检测算法降低的复杂度

5 结束语

基于最近提出QIMMA系统,进行了理论性能分析和低复杂度检测.提出了接收端球形译码准则的2种低复杂度检测算法.蒙特卡洛仿真结果表明,提出的RSD和BS-RSD检测算法与经典的ML检测算法相比,在性能达到最优的前提下能降低至少1/3的复杂度,而且随着时隙的增加,甚至可以降低80%以上的复杂度.因此,QIMMA具有极大的潜力,可满足第5代移动通信系统无线用户数量的增长和对高数据率的需求,有效缓解频谱稀缺和能源资源有限的问题.

参考文献:

[1] Shafi M, Molisch A F, Smith P J, et al. 5G: a tutorial

overview of standards, trials, challenges, deployment, and practice[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2017, 35(6): 1201-1221.

[2] Basar E. Index modulation techniques for 5G wireless networks[J]. IEEE Communications Magazine, 2016, 54(7): 168-175.

[3] 丁婷婷,刘彦君,张宁波,等. 5G大连接场景下混合多址随机接入[J]. 北京邮电大学学报, 2018(3): 1-6.

Ding Tingting, Liu Yanjun, Zhang Ningbo, et al. A hybrid random access for massive connections in 5G systems[J]. Journal of Beijing University of Posts and Telecommunications, 2018(3): 1-6.

[4] Ding Zhiguo, Yang Zheng, Fan Pingzhi, et al. On the performance of non-orthogonal multiple access in 5G systems with randomly deployed users[J]. IEEE Signal Processing Letters, 2014, 21(12): 1501-1505.

[5] Nikopour H, Baligh H. Sparse code multiple access[C]// 2013 IEEE 24th Annual International Symposium on Personal, Indoor, and Mobile Radio Communications (PIMRC). London: IEEE Press, 2013: 332-336.

[6] Althunibat S, Mesleh R, Rahman T F, et al. A novel uplink multiple access technique based on index-modulation concept[J]. IEEE Transactions on Communications, 2019, 67(7): 4848-4855.

[7] Althunibat S, Mesleh R, Qaraqe K. Quadrature index modulation based multiple access scheme for 5G and beyond[J]. IEEE Communications Letters, 2019, 23(12): 2257-2261.

[8] Xiao Yue, Yang Zongfei, Dan Lilin, et al. Low-complexity signal detection for generalized spatial modulation[J]. IEEE Communications Letters, 2014, 18(3): 403-406.

[9] Hei Yongqiang, Li Wentao, Li Xiaohui. Particle swarm optimization for antenna selection in MIMO system[J]. Wireless Personal Communications, 2013, 68(3): 1013-1029.