

文章编号:1007-5321(2019)05-0133-06

DOI:10.13190/j.jbupt.2018-302

GSM-MBM 系统中基于松弛迭代的低复杂度检测算法

金 宁¹, 宋伟婧¹, 金小萍¹, 陈东晓¹, 许翎靖²

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

2. 中国计量大学 信息工程学院, 杭州 310018)

摘要: 针对基于媒介调制的广义空间调制(GSM-MBM)系统接收端最大似然(ML)检测算法计算复杂度高且随激活天线数呈指数递增的问题,提出一种基于能量排序下的松弛迭代思想的低复杂度检测算法(EO-RIM). 该算法对所有可能的发射天线组合及相应镜像激活模式组合下的信号能量总值进行排序,再通过松弛迭代算法依次检测相应的调制信号,并通过预设阈值来协调误码率(BER)性能和计算复杂度之间的关系. 仿真结果表明,在 GSM-MBM 系统中,EO-RIM 算法的 BER 性能逼近 ML 检测算法,与基于有序块的最小均方误差(OB-MMSE)检测算法几乎一致,而 EO-RIM 的计算复杂度随激活天线数呈平方递增而非指数递增,相比 OB-MMSE 算法降低了一个数量级.

关键词: 媒介调制; 广义空间调制; 松弛迭代; 检测

中图分类号: TN911.23

文献标志码: A

A Low-Complexity Detection Algorithm Based on Relaxation Iteration Method for GSM-MBM Systems

JIN Ning¹, SONG Wei-jing¹, JIN Xiao-ping¹, CHEN Dong-xiao¹, XU Ling-jing²

(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: The complexity of the maximum likelihood (ML) detector of the generalized spatial modulation-media based modulation system is very high and exponentially grows with the number of active antennas. A low-complexity detection algorithm termed energy ordered-relaxation iteration method (EO-RIM) is proposed. First, the possible active transmit antenna combinations and corresponding mirror activation pattern combinations are sorted according to their signal energy, then a relaxation iterative method is performed to obtain corresponding modulated signals. According to a predefined threshold, the algorithm strikes a trade-off between complexity and performance. Simulations show that the bit error ratio performance of EO-RIM algorithm approaches that of ML detection algorithm and is comparable to that of the ordered block minimum mean squared error detection algorithm. The computational complexity of EO-RIM grows with the square of the number of active antennas, while ML detector has exponential complexity.

Key words: media based modulation; generalized spatial modulation; relaxation iteration; detection

收稿日期: 2018-12-01

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)

作者简介: 金 宁(1967—), 女, 教授.

通讯作者: 金小萍(1978—), 女, 副教授, E-mail:jxp1023@cjl.u.edu.cn.

媒介调制 (MBM, media based modulation) 是一种新提出的调制技术, 与传统的相移键控 (PSK, phase shift keying)、正交振幅调制 (QAM, quadrature amplitude modulation) 等不同, 媒介调制通过扰动发射天线附近的传输环境, 使无线信道随机变化, 从而引起不同的衰落特性来携带不同信息, 它能够在不增加发射能耗的前提下提高频谱利用率, 有望成为下一代通信系统关键技术^[1-2].

Adejumobi 等^[3]提出了基于媒介调制的空间调制 (SMBM, spatial modulation-media based modulation) 系统, 它将空间调制 (SM, spatial modulation) 与 MBM 相结合, 应用于多输入多输出 (MIMO, multiple input multiple output) 系统, 发射天线与射频 (RF, radio frequency) 镜同时被索引, 提高了系统的频谱效率. 可是, SM 技术在一个特定时间内只激活一根发射天线, 其传输效率与发射天线数目成对数关系^[4], 传输效率仍然较低. Naresh 等^[5]提出了基于媒介调制的广义空间调制 (GSM-MBM, generalized spatial modulation-media based modulation). 广义空间调制 (GSM, generalized spatial modulation) 的突出特点是拓展了 SM 的空间域概念, 可同时激活多根发射天线用于发射信号. 因此, 在配置相同数目的发射天线时, GSM-MBM 系统能获得比 SMBM 系统更高的频谱效率^[6]. 然而, GSM-MBM 系统中激活发射天线组合 (TAC, transmit antenna combination) 与镜像激活模式组合 (MAPC, mirror activation pattern combination) 同时被索引, 星座的维度大幅度增加, 而且随着 TAC 和 MAPC 的增加, 接收端的计算复杂度呈指数级上升, 使得设备复杂度和成本大幅度增加.

基于上述背景, 提出了一种基于能量排序下的松弛迭代 (EO-RIM, energy ordered-relaxation iteration method) 思想的低复杂度检测算法. 该算法借鉴了文献[7]中 GSM 系统下基于有序块的最小均方误差 (OB-MMSE, ordered block minimum mean squared error) 检测算法的思想, 但是, OB-MMSE 算法中通过复杂的矩阵求逆运算来估计相应的调制符号向量, 其计算复杂度随着发射天线数目呈立方增长. 而 EO-RIM 算法对 OB-MMSE 检测算法进行了改进, 利用松弛迭代运算来估计相应的调制符号向量, 使计算复杂度随着激活天线的立方增长降低为平方增长, 在基本不影响误码率 (BER, bit-error ratio) 性能的情况下, 可进一步降低复杂度. 并且, 通过

调整 EO-RIM 检测算法的阈值系数可得到系统性能与复杂度的折中. 为了使 EO-RIM 算法更好地应用于未来实际通信场景, 将提出的算法与低密度奇偶校验码 (LDPC, low-density parity check codes) 相结合, 并验证误码率性能.

1 系统模型

GSM-MBM 系统发射端模型如图 1 所示, $q = [q_1, q_2, \dots, q_n]$ 表示输入比特, N_t 表示发射天线, N_r 表示接收天线. 每根天线周围有 m_{RF} 个 RF 镜, 通过输入比特 '1' 或 '0' 分别控制 RF 镜的开或关, 从而扰动发送天线附近的传输环境来随机化无线信道, 进而改变整个传输路径. 因此, 对于一根天线, 可由附近的 m_{RF} 个 RF 镜产生 $N_m = 2^{m_{RF}}$ 种信道状态, 而由 m_{RF} 个信息比特来控制 RF 镜的一种开关状态叫做“镜像激活模式 (MAP, mirror activation pattern)”. 对于一组激活的发射天线, 可通过信息比特控制每根发射天线对应的镜像激活模式, 由此得到的一组镜像激活模式叫做“镜像激活模式组合”.

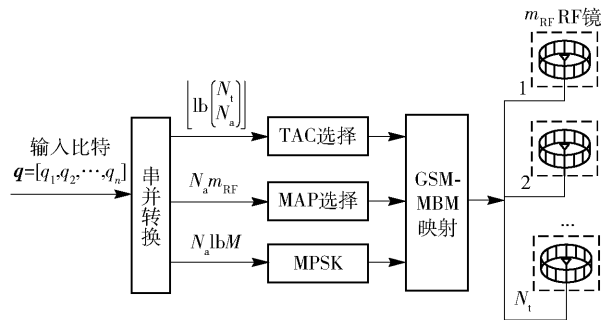


图 1 GSM-MBM 发射端框图

从图 1 中可以看出, 信息比特通过 3 种方式传输: ① 从 N_t 个发射天线中选择 N_a 个用来传输 $\left\lfloor \lg \left(\frac{N_t}{N_a} \right) \right\rfloor$ 比特信息, 其中 $\left(\frac{N_t}{N_a} \right)$ 表示从 N_t 个发射天线中激活 N_a 个的组合数, $1 \leq N_a \leq N_t$, $\lfloor \cdot \rfloor$ 表示向下取整, $\left(\cdot \right)$ 表示二项式系数; ② 每个激活的发射天线中的 m_{RF} 个 RF 镜的开/关状态由 m_{RF} 比特信息位控制, 一共可以传输 $N_a m_{RF}$ 比特信息; ③ 每个激活的发射天线发送调制符号 (MQAM 或者 MPSK), 共传输 $N_a \lg M$ 比特信息. 系统频谱利用率可以表示为

$$\eta = \left\lfloor \lg \left(\frac{N_t}{N_a} \right) \right\rfloor + N_a m_{RF} + N_a \lg M \quad (1)$$

发射向量经过瑞利信道后, 接收端接收到的信

息为

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n} \quad (2)$$

其中: $\mathbf{y} \in \mathbb{C}^{N_r \times 1}$ 为接收向量; $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{N_r \times (N_m \times N_t)}$ 为信道矩阵; $\mathbf{n} \in \mathbb{C}^{N_r \times 1}$ 为高斯噪声矩阵, 其元素服从均值为 0、方差为 σ^2 的复高斯分布. $\mathbf{x} \in \mathbb{C}^{(N_m \times N_t) \times 1}$ 为 GSM-MBM 调制端产生的发送向量, 一般形式为

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} 0 & \cdots & 0 & \underbrace{0 \cdots s_1 \cdots 0}_{\text{天线}_1} \cdots \underbrace{0 \cdots s_{N_a} \cdots 0}_{\text{天线}_{N_a}} & 0 & \cdots & 0 \end{bmatrix}^T \quad (3)$$

其中: $s_1, s_2, \dots, s_{N_a} \in \mathbf{S}$ 表示 PSK 调制符号, 而 s_1, s_2, \dots, s_{N_a} 在 \mathbf{x} 向量中的位置 j_1, j_2, \dots, j_{N_a} 与激活的天线位置有关, 即激活发射天线组合为 $\{j_1, j_2, \dots, j_{N_a}\}$, $j_1, j_2, \dots, j_{N_a} \in \{1, 2, \dots, N_t\}$; k_1, k_2, \dots, k_{N_a} 则表示发射天线分别激活第 k_1, k_2, \dots, k_{N_a} 个 MAP, 即镜像激活模式组合为 $\{k_1, k_2, \dots, k_{N_a}\}$, $k_1, k_2, \dots, k_{N_a} \in \{1, 2, \dots, N_m\}$; \mathbf{x} 向量中非零符号的个数为 N_a .

接收端采用最大似然检测, 通过遍历搜索 GSM-MBM 接收向量的所有候选值, 找到与接收向量欧式距离最小的星座点, 从中恢复出信息比特, 表达式为

$$\hat{\mathbf{x}} = \arg \min_{\mathbf{x} \in \mathbf{S}_{\text{GSM-MBM}}} \|\mathbf{y} - \mathbf{H}\mathbf{x}\|^2 \quad (4)$$

其中: $\mathbf{S}_{\text{GSM-MBM}}$ 表示 GSM-MBM 系统所有候选值的集合, $\mathbf{S}_{\text{GSM-MBM}}$ 的大小, 即最大似然 (ML, maximum likelihood) 检测算法的搜索空间为 $2^{\lfloor \log_2 \binom{N_t}{N_a} \rfloor} N_m^{N_a} M^{N_a}$, 由此可见, ML 检测算法的搜索复杂度随着激活天线数 N_a 呈指数级递增.

2 EO-RIM 算法

为了减少最大似然检测的复杂度, 提出了 EO-RIM 检测算法, 其基本思想是: 首先利用信道列向量对接收信号进行伪逆处理, 并对 TAC 以及相应的 MAPC (记作 TAC-MAPC) 下信号能量值进行排序, 接着对于有序的 TAC-MAPC, 通过松弛迭代运算检测相应的调制符号向量, 并通过预设阈值 V_{th} 来平衡误码率性能和检测复杂度之间的关系. 算法包括以下 3 个步骤.

步骤 1 GSM-MBM 系统的信道矩阵 \mathbf{H} 可表示为 $\mathbf{H} = [\mathbf{H}^1 \ \mathbf{H}^2 \ \cdots \ \mathbf{H}^j \ \cdots \ \mathbf{H}^{N_t}] \in \mathbb{C}^{N_r \times (N_m \times N_t)}$, $\mathbf{H}^j \in \mathbb{C}^{N_r \times N_m}$ 表示第 j 个发射天线到接收天线的信道矩阵, 其中 $j \in \{1, 2, \dots, N_t\}$. 分别用 \mathbf{H}^j 的列向量对接收向量 \mathbf{y} 进行预处理, 可得到恢复

符号向量 $\mathbf{z}^j \in \mathbb{C}^{N_m \times 1}$, 其元素为

$$\mathbf{z}_k^j = \left(\frac{(\mathbf{h}_k^j)^H}{(\mathbf{h}_k^j)^H \mathbf{h}_k^j} \right) \mathbf{y} \quad (5)$$

其中: $\mathbf{h}_k^j \in \mathbb{C}^{N_r \times 1}$ 为 \mathbf{H}^j 的第 $k \in \{1, 2, \dots, N_m\}$ 列, 表示接收天线与第 k 种镜像激活模式的信道增益. 最终可得到恢复信号矩阵

$$\mathbf{Z} = [\mathbf{z}^1 \ \mathbf{z}^2 \ \cdots \ \mathbf{z}^j \ \cdots \ \mathbf{z}^{N_t}] \in \mathbb{C}^{N_m \times N_t}$$

计算恢复信号矩阵 \mathbf{Z} 中每一个元素的能量, 可得到 $\bar{\mathbf{Z}} = [\bar{\mathbf{z}}^1 \ \bar{\mathbf{z}}^2 \ \cdots \ \bar{\mathbf{z}}^j \ \cdots \ \bar{\mathbf{z}}^{N_t}] \in \mathbb{R}^{N_m \times N_t}$, 其元素为

$$\bar{z}_k^j = |\mathbf{z}_k^j|^2 \quad (6)$$

将所有可能的 TAC-MAPC 激活可能性用权值向量 $\mathbf{w} = [w_1, w_2, \dots, w_N]^T$ 表示, 其元素为

$$w_i = \bar{z}_{i,k_1}^1 + \bar{z}_{i,k_2}^2 + \cdots + \bar{z}_{i,k_{N_a}}^{N_a} = \sum_{n=1}^{N_a} \bar{z}_{i,k_n}^{N_a} \quad (7)$$

其中 $i \in \{1, 2, \dots, N\}$ 为 TAC-MAPC 的索引值, $N = 2^{\lfloor \log_2 \binom{N_t}{N_a} \rfloor} \times N_m^{N_a}$. 集合 $A_i^j = \{j_1, j_2, \dots, j_{N_a}\}$ 为激活的天线组合, 其中 $j_1, j_2, \dots, j_{N_a} \in \{1, 2, \dots, N_t\}$; 集合 $M_i^k = \{k_1, k_2, \dots, k_{N_a}\}$ 表示激活发射天线所对应的镜像激活模式, 其中 $k_1, k_2, \dots, k_{N_a} \in \{1, 2, \dots, N_m\}$, $\bar{z}_{i,k_n}^{N_a}$ 为 $\bar{\mathbf{Z}}$ 中第 j_{N_a} 列、第 k_{N_a} 行元素.

对得到的权值向量 $\mathbf{w} = [w_1, w_2, \dots, w_N]^T$ 中的元素进行排序, 可得到有序的 TAC-MAPC

$$[(A_{i_1}^j, M_{i_1}^k), (A_{i_2}^j, M_{i_2}^k), \dots, (A_{i_N}^j, M_{i_N}^k)] = \arg \text{sort}(\mathbf{w}) \quad (8)$$

其中: $\text{sort}(\cdot)$ 定义用于按降序对输入向量的元素进行重新排序的排序函数, 并且 i_1, i_N 分别是 \mathbf{w} 中最大值和最小值的索引, $i_1, i_2, \dots, i_N \in \{1, 2, \dots, N\}$.

步骤 2 对于排序后的第 $m \in \{1, 2, \dots, N\}$ 个 TAC-MAPC, 其对应的信道子矩阵 $\mathbf{H}_m \in \mathbb{C}^{N_r \times N_a}$ 为

$$\mathbf{H}_m = [\mathbf{h}_{m,k_1}^{j_1} \ \mathbf{h}_{m,k_2}^{j_2} \ \cdots \ \mathbf{h}_{m,k_{N_a}}^{j_{N_a}}] \quad (9)$$

其中: $\mathbf{h}_{m,k_n}^{j_{N_a}}$ 为 $\mathbf{H}^{j_{N_a}}$ 的第 $k_n \in \{1, 2, \dots, N_m\}$ 列, 表示接收天线与第 j_{N_a} 个发射天线的第 k_{N_a} 种镜像激活模式的信道增益.

文献[7]中提出了用最小均方误差算法估计调制符号向量, 如

$$\hat{\mathbf{s}}_m = Q((\mathbf{H}_m)^H \mathbf{H}_m + \sigma^2 \mathbf{I})^{-1} (\mathbf{H}_m)^H \mathbf{y}) \quad (10)$$

其中: \mathbf{I} 为 $N_a \times N_a$ 维单位矩阵, $Q(\cdot)$ 表示数字解调处理. 但该算法引入了复杂的矩阵求逆运算, 计算复杂度随 N_a 呈立方增长.

为了降低求解逆矩阵带来的复杂度,提出采用松弛迭代法来估计调制符号向量 $\hat{\mathbf{s}}_m$. 估计相应的恢复符号向量 $\hat{\mathbf{s}}_m \in \mathbb{C}^{N_a \times 1}$, 其可以写为

$$\hat{\mathbf{s}}_m = \mathbf{R}^{-1} \mathbf{y}_{\text{MF}} \quad (11)$$

其中 $\mathbf{R} = (\mathbf{H}_m)^H \mathbf{H}_m + \sigma^2 \mathbf{I}$, $\mathbf{y}_{\text{MF}} = (\mathbf{H}_m)^H \mathbf{y}$. 对式(11)进行转换,可得到

$$\mathbf{R} \times \hat{\mathbf{s}}_m = \mathbf{y}_{\text{MF}} \quad (12)$$

从式(12)可以看出,矩阵求逆问题转换为求解线性方程的问题, $\hat{\mathbf{s}}_m$ 为待求解向量. 将 \mathbf{R} 分解为 $\mathbf{R} = \mathbf{D} - \mathbf{L} - \mathbf{U}$, 其中 \mathbf{D} 、 $-\mathbf{L}$ 、 $-\mathbf{U}$ 分别为 \mathbf{R} 的对角矩阵、严格下三角矩阵、严格上三角矩阵. 则求解式(12)的松弛迭代法为^[8]

$$\hat{\mathbf{s}}_m^{(t+1)} = (\omega \mathbf{D} - \mathbf{L}^H)^{-1} [(\omega - 1) \mathbf{L}^H + \omega \mathbf{L}] \hat{\mathbf{s}}_m^{(t)} + \left(\mathbf{D} - \frac{1}{\omega} \mathbf{L}^H \right)^{-1} \mathbf{y}_{\text{MF}} \quad (13)$$

其中 ω 为松弛因子,一般选为 $0 < \omega < 2$, t 表示迭代次数, $\hat{\mathbf{s}}_m$ 是 $N_a \times 1$ 维零向量. 松弛迭代算法的收敛速度与松弛因子有关,通过改变 ω 的大小,可以得到不同的迭代次数,使算法复杂度与性能之间得到折中. 根据式(13)得到的恢复符号向量 $\hat{\mathbf{s}}_m$, 对其进行解调处理,即可得到调制符号向量 $\hat{\mathbf{s}}_m$

$$\hat{\mathbf{s}}_m = Q(\hat{\mathbf{s}}_m) \quad (14)$$

式(13)中的 $\omega \mathbf{D} - \mathbf{L}^H$ 为三角矩阵,与式(10)相比,求解其逆矩阵的计算复杂度降为随 N_a 呈平方增长.

步骤3 若估计得到的调制符号向量 $\hat{\mathbf{s}}_m$ 与发射符号向量 \mathbf{s} 一致,归一化的 ML 代价因子可表示为 $\varepsilon = \|\mathbf{y} - \mathbf{H}_m \hat{\mathbf{s}}_m\|^2 / \sigma^2$, 服从自由度为 N_r , 均值也为 N_r 的卡方分布;若估计得到的向量与发射向量不一致,则 ε 服从自由度为 N_r 的非中心卡方分布,其非中心参数为 $\gamma = \|\mathbf{H}_m (\mathbf{s} - \hat{\mathbf{s}}_m)\|^2 / \sigma^2$, 均值为 $N_r + \gamma$. 若使 $\hat{\mathbf{s}}_m$ 与 \mathbf{s} 相等求得的概率比其他误判的情况概率高,根据卡方分布的特性,最优检测结果需要满足 $\|\mathbf{y} - \mathbf{H}_m \hat{\mathbf{s}}_m\|_{\text{F}}^2 < N_r \sigma^2$. 为了避免遍历所有 TAC-MAPC 产生的复杂度,可设置阈值 $V_{\text{th}} = c N_r \sigma^2$.

当检测得到的 $(A_m^j, M_m^k, \hat{\mathbf{s}}_m)$ 满足下式

$$d_m = \|\mathbf{y} - \mathbf{H}_m \hat{\mathbf{s}}_m\|_{\text{F}}^2 \leq V_{\text{th}} \quad (15)$$

则终止检测,估计的激活发射天线组合为 $\hat{A}^j = A_m^j$, 其对应的镜像激活模式组合 $\hat{M}^k = M_m^k$, 检测得到的发射符号向量为 $\hat{\mathbf{s}} = \hat{\mathbf{s}}_m$. 若不满足式(15),则继续进

行 (A_{m+1}^j, M_{m+1}^k) 的检测. 当 $m+1 > N$ 时,则选择最优估计 $(A_m^j, M_m^k, \hat{\mathbf{s}}_m)$ 如下:

$$\left. \begin{aligned} u &= \arg \min \|\mathbf{y} - \mathbf{H}_m \hat{\mathbf{s}}_m\|_{\text{F}}^2, m \in \{1, 2, \dots, N\} \\ \hat{A}^j &= A_u^j, \hat{M}^k = M_u^k, \hat{\mathbf{s}} = \hat{\mathbf{s}}_u \end{aligned} \right\} \quad (16)$$

通过调整阈值系数 c , 可灵活权衡系统的复杂度和误码率性能.

3 仿真结果与分析

3.1 仿真结果

下面通过计算机仿真了在 ML 算法、OB-MMSE 算法以及 EO-RIM 算法下系统的误码率性能. 假设信道为准静态平坦瑞利衰落信道,在 $N_r = 16$, $N_t = 4$, $N_a = 2$, $N_m = 4$, 调制方式为 QPSK, 改变阈值系数 c 时, ML 检测算法、OB-MMSE 算法以及 EO-RIM 算法在具有 LDPC 信道编码系统与未编码系统中的性能对比如图2所示. 其中,在 LDPC 信道编码系统中,码长为 200 bit, 码率为 0.26.

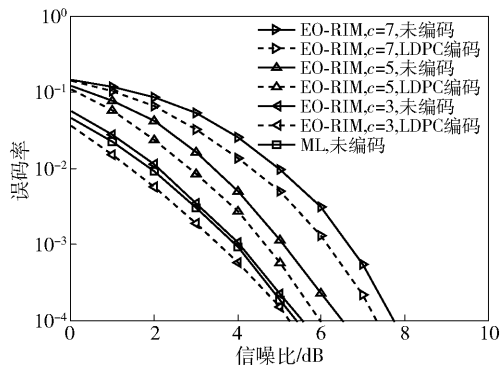


图2 ML与EO-RIM性能对比

从图2可以看到,当预设阈值 V_{th} 的系数 $c = 3$ 时,未编码系统中 EO-RIM 算法的 BER 性能与 ML 检测算法相近,但是随着 c 的增大,EO-RIM 算法性能逐渐变差. 因为 c 值较大,意味着阈值 V_{th} 较大,检测的 TAC-MAPC 数目较少,错误概率增大. 随着 c 的减小,阈值 V_{th} 减小,检测的 TAC-MAPC 数目增多,错误概率降低,但复杂度也随之增大. 因此调整 c 的大小,可以得到系统性能与复杂度的折中. LDPC 信道编码系统与未编码系统相比,在误码率达到 10^{-4} 时,性能提升了约 0.5 dB.

在同样参数环境下,比较了未编码系统中 OB-MMSE 和 EO-RIM 算法的性能,如图3所示. 可以看出,在不同阈值系数 c 时,EO-RIM 算法性能几乎与

OB-MMSE 算法性能一致。

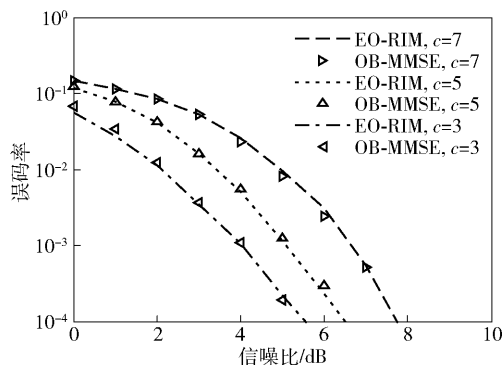


图3 OB-MMSE 与 EO-RIM 性能对比

3.2 复杂度分析

为了分析 GSM-MBM 未编码系统的 ML 检测算法、OB-MMSE 算法以及 EO-RIM 算法的计算复杂度,以算法中包含的乘法作为比较(除法也认定为乘法)。复杂度分析如下:

1) ML 检测算法

① 计算 $\|y - Hx\|^2$ 需要 $O(N_r N_a)$ 次乘法计算;

② 最大似然搜索空间大小为 $2^{\lfloor \log(N_a) \rfloor} N_m^{N_a} M^{N_a}$, 因此搜索所有星座点所需的乘法次数为 $O(N_r N_a) \times 2^{\lfloor \log(N_a) \rfloor} N_m^{N_a} M^{N_a}$ 。

2) OB-MMSE 算法

① 对 y 进行预处理,并获得加权因子向量 w , 需要 $O(3N_r N_t N_m)$ 次乘法运算;

② 通过块最小均方误差均衡处理方法检测第 m 个的 TAC-MAPC,估计相应的调制符号向量 \hat{s}_m , 需要 $O\left(2N_r N_a N_a + \frac{1}{3}N_a^3\right)$ 次乘法运算;

③ 通过预设的阈值 V_{th} 进行判定,并求得 d_m , 需要 $O(N_r N_a)$ 次乘法运算;

④ 式(10)中被检测的 TAC-MAPC 的平均数目为 P_{avg} , 则该检测算法的计算复杂度为 $O(3N_r N_t N_m) + \left(O\left(2N_r N_a N_a + \frac{1}{3}N_a^3\right) + O(N_r N_a)\right)P_{avg}$ 。

3) EO-RIM 算法

① 对 y 进行预处理,并获得加权因子向量 w , 需要 $O(3N_r N_t N_m)$ 次乘法运算;

② 对于第 m 个的 TAC-MAPC,用松弛迭代法估计相应的调制符号向量 \hat{s}_m , 需要 $O\left(N_r N_a + N_a^2 + \frac{N_a^2}{2}t\right)$ 次运算,其中 t 为迭代次数;

③ 通过预设的阈值 V_{th} 进行判定,并求得 d_m , 需要 $O(N_r N_a)$ 次乘法运算;

④ 检测 TAC-MAPC 组合的平均数目为 P_{avg} , 则该检测算法的计算复杂度为 $O(3N_r N_t N_m) + \left(O\left(N_r N_a + N_a^2 + \frac{N_a^2}{2}t\right) + O(N_r N_a)\right)P_{avg}$ 。

图4显示了在 $N_r = 16, N_t = 4, N_a = 2, N_m = 4$, 调制方式为 QPSK, 改变阈值系数 c 时, ML 检测算法、OB-MMSE 算法和 EO-RIM 算法的复杂度对比。从图中可以看出, ML 检测算法的复杂度与阈值系数 c 无关,在 c 改变时保持不变。而 OB-MMSE 算法和 EO-RIM 算法的复杂度均随着阈值系数 c 的增大而递减。这是因为随着 c 的增大,预设阈值 V_{th} 增大,被检测的 TAC-MAPC 的平均数目 P_{avg} 减小,复杂度随之降低。与 OB-MMSE 算法相比,EO-RIM 算法的复杂度较低,因为 EO-RIM 算法将 OB-MMSE 算法中复杂的矩阵求逆从随着 N_a 的立方增长降低为随着 N_a 的平方增长。

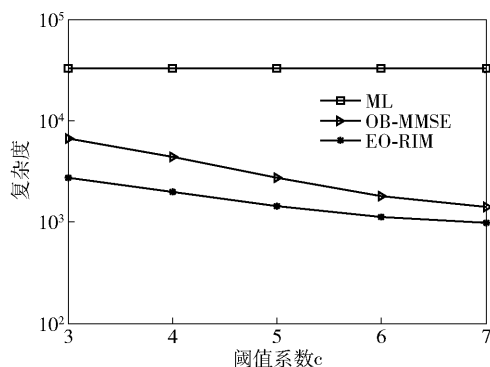


图4 $N_r = 16, N_t = 4, N_a = 2, N_m = 4, M = 4$ 时改变阈值系数 c 的复杂度对比

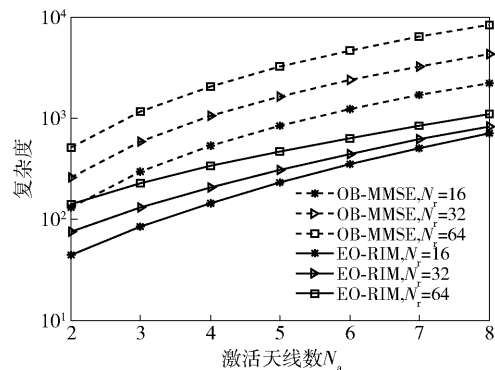


图5 $N_t = 8, N_m = 2, M = 4$ 时改变 N_a 与 N_r 的复杂度对比

从复杂度分析可知,OB-MMSE 和 EO-RIM 两种算法复杂度的不同主要体现在式(10)与式(13)的复杂度计算上,图5显示了 $N_t=8, N_m=2$,调制方式为 QPSK 时,2种算法在这一部分的复杂度对比.从图中可以看出,随着 N_a 的增大,OB-MMSE 算法复杂度仍大幅度增长,而 EO-RIM 算法复杂度增长速度逐渐减缓.并且随着 N_r 的增大,EO-RIM 算法复杂度相比 OB-MMSE 算法至少降低了50%.

4 结束语

针对 GSM-MBM 系统检测复杂度较高的问题,提出了 EO-RIM 算法.鉴于 OB-MMSE 算法中逆矩阵求解复杂度较高的问题,提出使用松弛迭代算法估计调制符号向量.性能仿真和复杂度分析结果表明,EO-RIM 算法在基本不影响系统误码率性能的情况下可以有效降低接收端检测的复杂度,特别是在大规模发射天线和激活天线以及高阶调制等复杂系统下具有综合优势.将基于 EO-RIM 检测算法的 GSM-MBM 系统与 LDPC 信道编码相结合,误码率性能有所改善.下一步可以继续研究编码系统的检测算法,进一步改善误码率性能,更好地应用于未来实际通信场景.

参考文献:

[1] Shamasundar B, Jacob S, Theagarajan L N, et al.

Media-based modulation for the uplink in massive MIMO systems[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2018, 67(9): 8169-8183.

- [2] Basar E, Wen M, Mesleh R, et al. Index modulation techniques for next-generation wireless networks [J]. IEEE Access, 2017(5): 16693-16746.
- [3] Adejumo B S, Pillay N, Mneney S H. A study of spatial media-based modulation using RF mirrors[C]//2017 IEEE AFRICON. Cape Town: IEEE, 2017: 336-341.
- [4] Wu F, Wang W, Dong C, et al. Performance analysis of secret precoding-aided spatial modulation with finite-alphabet signaling[J]. IEEE Access, 2018(6): 29366-29381.
- [5] Naresh Y, Chockalingam A. On media-based modulation using RF mirrors[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2017, 66(6): 4967-4983.
- [6] Narasimhan T L, Chockalingam A. On the capacity and performance of generalized spatial modulation[J]. IEEE Communications Letters, 2016, 20(2): 252-255.
- [7] Xiao Y, Yang Z, Dan L, et al. Low-complexity signal detection for generalized spatial modulation[J]. IEEE Communications Letters, 2014, 18(3): 403-406.
- [8] Guo R, Li X, Fu W, et al. Low-complexity signal detection based on relaxation iteration method in massive MIMO systems [J]. China Communications, 2015, 12(S1): 1-8.