

## MIMO 通信系统中 QRD-M 检测算法的改进

李 玮 程时昕 陈 明

(东南大学移动通信国家重点实验室 南京 210096)

**摘 要:** 该文对 MIMO 通信系统中的 QRD-M 检测算法进行了研究, 将其分解为两个级联检测的等效模型, 并据此提出了对传统 QRD-M 检测算法的改进方案, 进行了复杂度分析。性能仿真证明该改进算法能够更灵活地实现系统性能和复杂度的折衷设计, 可以在相同或相近复杂度的条件下获得更好的性能。

**关键词:** 信号检测; 最大似然序列检测; QRD-M 检测; MIMO

中图分类号: TN914

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2008)08-1828-04

## A Improved QRD-M Algorithm for MIMO Signal Detection

Li Wei Cheng Shi-xin Chen Ming

(National Mobile Communications Research Laboratory, Southeast University, Nanjing 210096, China)

**Abstract:** Based on a proposed equivalent model of two concatenated modules, the conventional QRD-M algorithm for MIMO signal detection was studied and an improved QRD-M algorithm was proposed in this paper. Through complexity analysis and numerical simulations, it is proved that the proposed algorithm can provide a more flexible tradeoff between system performance and the complexity of MIMO detection.

**Key words:** Signal Detection; Maximum Likelihood Sequence Detection; QR-Decomposition based M search detection; Multi-Input-Multi-Output(MIMO)

### 1 引言

MIMO 通信系统结构是未来移动通信系统提高传输容量的重要手段<sup>[1]</sup>。由于在 MIMO 通信过程中多路发送数据在不同天线上并行传输, 不同发射天线的传输信号相互干扰, 需要采用更复杂的非线性检测技术才能较完整地获得 MIMO 技术带来的性能增益<sup>[2]</sup>。

干扰抵消是一种 CDMA 系统中的多用户检测技术<sup>[3,4]</sup>, 而后被推广至 MIMO 信号检测领域。基于线性检测技术的干扰抵消检测算法<sup>[1,5]</sup>能够取得优于传统线性检测算法的性能, 它主要分为串行干扰抵消<sup>[6]</sup>、并行干扰抵消<sup>[7]</sup>两类, 其中采用串行干扰抵消辅助的线性均衡器在理想干扰抵消条件下能够获得 MIMO 系统的最优性能<sup>[8]</sup>。考虑到实际系统中错误传播问题不可避免, 干扰抵消技术对实际系统性能改善是有限的。

从最小错误判决概率准则出发, 当发送信号等概分布时, 最大似然检测能够获得最优的性能<sup>[9]</sup>, 但是传统的最大似然检测需要对多维发送信号所有可能的集合进行搜索(信号空间维数等于发射天线数目), 其复杂度随着发射天线数目以及信号调制阶数的增加呈指数增长, 无法广泛应用于实际系统中。球形译码检测算法是一种降低复杂度的最大似然检测算法<sup>[10,11]</sup>, 是图论数学中深度优先遍历算法在信号检测领

域的应用, 它的性能和最大似然检测相同, 却可以降低系统的平均复杂度。不过球形译码检测算法的复杂度并不稳定, 虽然它的平均复杂度远低于最大似然检测, 但在某些情况下其复杂度和最大似然检测处于同一量级<sup>[12]</sup>, 这对实际系统仍然是非常不利的因素。

文献[13,14]介绍了一种基于信道矩阵 QR 分解的  $M$  分支搜索算法(QRD-M), 该算法是图论数学中广度优先遍历算法在信号检测领域的推广,  $M$  用于限制广度优先遍历时的每一层的最大搜索分支数。由于具有广度上搜索分支数的限制, QRD-M 检测算法不需要对整个信号空间进行搜索, 因而只是一种次优的检测算法。但是它的复杂度稳定<sup>[12]</sup>, 通过选取适当的  $M$ , 它完全可以在保持合理复杂度的同时达到逼近最大似然检测性能的效果, 因此它能够很好地实现系统性能与复杂度的折衷, 实用性更强。本文在对传统的 QRD-M 检测算法进行研究的基础上提出了一种改进算法。它使得 QRD-M 检测算法的系统性能和复杂度折衷设计更灵活, 可以在相同或相近复杂度的条件下获得更好的性能, 进一步提高了 QRD-M 检测算法的实用性。本文的研究基于贝尔实验室提出的垂直空间分层结构编码(V-BLAST)的 MIMO 通信结构<sup>[5]</sup>。此外, 本文假设在 MIMO 通信中无线信道是平坦衰落的, 但是研究结果同样适用于频率选择性衰落信道下的 MIMO-OFDM 通信系统<sup>[15]</sup>。

后续章节的内容安排如下: 在第 2 节和第 3 节对传统的 QRD-M 检测算法进行了研究, 并提出了对传统算法的改进

2006-12-25, 2007-06-22 改回

国家自然科学基金重大项目(60496311)和新世纪人才支持计划资助课题

方法；在第 4 节对改进算法的复杂度进行了分析，随后进行误比特率(BER)性能仿真并在第 5 节给出了本文的研究结论。

## 2 传统的 QRD-M 检测算法

### 2.1 V-BLAST 结构的 MIMO 通信系统模型

如图 1 所示，一个简单的 V-BLAST 结构 MIMO 移动通信系统由收发两端的多天线信号处理模块，天线阵列以及无线传播信道组成。

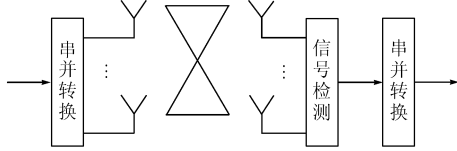


图 1 V-BLAST 结构的 MIMO 通信系统基本框图

假定发送天线和接收天线数目分别为  $N_t$  和  $N_r$  ( $N_r \geq N_t$ )，而且 MIMO 的无线信道是平坦衰落的，图 1 中向量形式的接收信号模型如下所示

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n} \quad (1)$$

其中  $\mathbf{y}$ ,  $\mathbf{x}$  和  $\mathbf{n}$  分别为  $N_r$  维接收信号列向量,  $N_t$  维发送信号列向量以及  $N_r$  维独立同分布复高斯噪声信号列向量,  $\mathbf{H}$  是由公式(2)所定义的  $N_r \times N_t$  维平坦衰落 MIMO 信道矩阵, 其中  $h_{i,j}$  是第  $j$  个发射天线与第  $i$  个接收天线之间的信道响应。

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_{0,0} & h_{0,1} & \cdots & h_{0,N_t-1} \\ h_{1,0} & h_{1,1} & \cdots & h_{1,N_t-1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N_r-1,0} & h_{N_r-1,1} & \cdots & h_{N_r-1,N_t-1} \end{bmatrix} \quad (2)$$

在现代移动通信系统中, 所有  $h_{i,j}$  可视为独立同分布随机变量<sup>[16]</sup>, 此时信道矩阵  $\mathbf{H}$  满足列满秩条件, 能够从  $\mathbf{y}$  中检测出发送信号  $\mathbf{x}$ 。

### 2.2 传统的 QRD-M 检测算法

首先将式(1)由复数域转换为实数域,

$$\mathbf{r} = \mathbf{B}\mathbf{s} + \boldsymbol{\eta} \quad (3)$$

$$\mathbf{r} = \begin{bmatrix} \mathbf{y}_R \\ \mathbf{y}_I \end{bmatrix}, \quad \boldsymbol{\eta} = \begin{bmatrix} \mathbf{n}_R \\ \mathbf{n}_I \end{bmatrix}, \quad \mathbf{s} = \begin{bmatrix} \mathbf{x}_R \\ \mathbf{x}_I \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_R & \mathbf{H}_I \\ -\mathbf{H}_I & \mathbf{H}_R \end{bmatrix}$$

式中下标 R 和 I 分别表示向量(或矩阵)的实部和虚部向量(或矩阵)。根据矩阵论的知识, 矩阵  $\mathbf{B}$  可进行如下 QR 分解

$$\mathbf{B} = \mathbf{Q}\mathbf{R} \quad (4)$$

其中  $\mathbf{Q}$  为  $2N_r \times 2N_r$  维正交矩阵,  $\mathbf{R}$  如式(5)所示  $2N_r \times 2N_t$  维矩阵,

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} \mathbf{T} & \\ \mathbf{0}_{2N_r-2N_t, 2N_t} & \end{bmatrix}_{2N_r, 2N_t} \quad (5)$$

其中  $\mathbf{T}$  为  $2N_t \times 2N_t$  维上三角矩阵。利用式(4)和式(5), 考虑

到  $\mathbf{Q}$  为正交矩阵, 式(3)可变换为<sup>[17]</sup>,

$$\tilde{\mathbf{r}} = \mathbf{T}\mathbf{s} + \tilde{\boldsymbol{\eta}} \quad (6)$$

式中  $\tilde{\mathbf{r}}$  和  $\tilde{\boldsymbol{\eta}}$  分别表示由向量  $\mathbf{Q}^*\mathbf{r}$  和  $\mathbf{Q}^*\boldsymbol{\eta}$  的前  $2N_t$  行元素构成的截短向量。考虑到每个发送信号的调制方式不一定相同, 定义  $D_i$  为式(6)第  $i$  个发送信号的有限字符集中备选信号个数, 例如对于 QPSK 调制信号, 它在式(6)的实部和虚部信号所对应的  $D_i$  分别等于 2。基于式(6), QRD-M 算法的检测过程如下<sup>[17]</sup>:

(1)确定第  $i$  层需要计算的分支数目。(a)  $i$  的初始值等于 1, 此时有效分支个数  $C_1$  等于  $D_1$ ; (b)  $i > 1$  时,  $C_i = C_{i-1}D_i$ 。

(2)根据式(7)计算第  $i$  层的每个扩展分支的权值。

$$\alpha_i(d) = \sum_{k=2N_t-i}^{2N_t-1} \left( \tilde{r}_k - \sum_{l=k}^{2N_t-1} t_{k,l}s_l \right)^2, \quad 1 \leq d \leq C_i \quad (7)$$

其中  $\tilde{r}_i$  为向量  $\tilde{\mathbf{r}}$  的第  $i$  个元素,  $s_l$  为向量  $\mathbf{s}$  的第  $l$  个元素,  $t_{k,l}$  矩阵  $\mathbf{T}$  的第  $k$  行第  $l$  列的元素。

(3)对  $\alpha_i(d)$  按照从小到大的次序重排。

(a)若  $i < 2N_t$ , (i) 若  $C_i \leq M$ , 令  $i = i + 1$ , 回到步骤(1); (ii)若  $C_i > M$ , 只保留前  $M$  个分支, 令  $C_i = M$ ,  $i = i + 1$ , 回到步骤(1)。

(b)若  $i = 2N_t$ , 将权重最小的分支作为检测结果输出, 算法结束。

以天线配置  $2 \times 2$  的 MIMO 系统为例, 假设发送信号采用 QPSK 调制方式, 将接收信号从复数域转换到实数域后, 矩阵  $\mathbf{T}$  所对应的信号树共分 4 层, 每层信号分别对应发送信号的实部或虚部, 且每层信号的有限字符集中包括 2 个备选信号(即  $D_i = 2$ )。当  $M = 2$  时, 其 QRD-M 检测过程如图 2 所示。其中, 在每级检测过程中需要计算的分支采用实线表示, 被保留的分支采用粗实线表示, 被舍弃的分支采用细虚线表示。

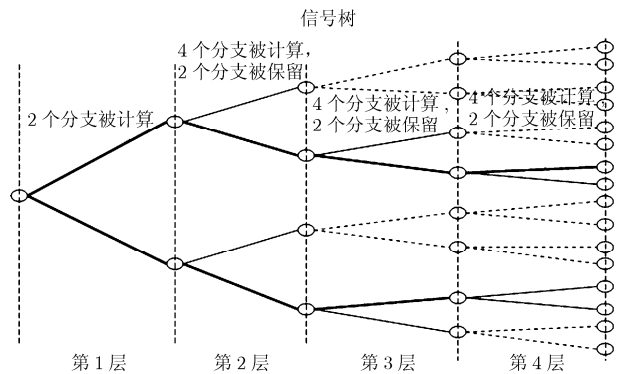


图 2 传统 QRD-M 检测过程示意图

信号树的第 1 层共有 2 个分支, 因此被全部保留, 信号树的第 2 层延伸出 4 个分支, 传统 QRD-M 算法只保留具有最小权重的 2 个分支, 此后不断重复进行 4 选 2 的分支选择

过程，直至输出最终结果。

### 3 针对 QRD-M 检测算法的改进

图2中QRD-M算法的检测过程可等效为两个检测模块级联的形式：在第3层信号检测之前，QRD-M算法采用了序列长度为2的最大似然序列检测(MLSD)检测方法，找到当前具有最小权值的2个分支；从第3层信号检测开始，QRD-M进入分支淘汰过程，每层检测都只保留当前具有最小权值的2个分支，直至输出最终结果。定义变量P为第1级MLSD检测的序列长度，显然在传统的QRD-M检测中P由M隐含决定。传统QRD-M检测算法等效级联模型的框图如图3所示。

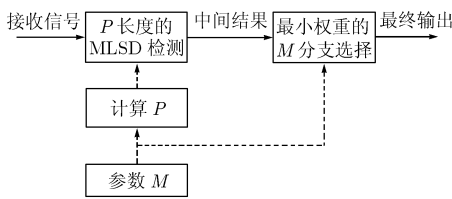


图3 传统QRD-M检测算法的等效级联模型

图3中参数P和M的相关性导致传统QRD-M检测算法无法更灵活地实现系统性能和复杂度的折衷设计，因此本文建议将参数P和M独立设置，其等效级联模型如图4所示。

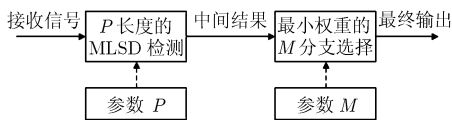


图4 改进算法的等效级联模型

改进算法的检测过程如下：

- (1)确定第*i*层需要计算的分支数目。(a) *i*的初始值等于1，此时有效分支个数  $C_1$  等于  $D_1$ ；(b)  $i > 1$  时， $C_i = C_{i-1}D_i$ 。
- (2) 根据公式(7)计算第*i*层的每个扩展分支的权值。
- (3) 对  $\alpha_i(d)$  按照从小到大的次序重排。
  - (a)若  $i < 2N_t$ ，(i) 若  $i \leq P$ ，令  $i = i + 1$ ，回到步骤(1)；(ii) 若  $i > P$ ，只保留前  $M$  个分支，令  $C_i = M$ ， $i = i + 1$ ，回到步骤(1)。
  - (b)若  $i = 2N_t$ ，将权重为最小的分支作为检测结果输出，算法结束。

### 4 复杂度和数值仿真分析

QRD-M检测算法的复杂度由检测过程中需要计算的总分支数决定。已知公式(6)中上三角矩阵  $T$  为  $2N_t \times 2N_t$  维，因此信号树总共有  $2N_t$  层，在给定参数  $D_i$ ， $P$  和  $M$  时，QRD-M检测算法需要计算的总分支数等于

$$W = \sum_{j=1}^P \prod_{i=1}^j D_i + \sum_{i=P+1}^{2N_t} MD_i \quad (8)$$

对于  $4 \times 4$  天线配置的MIMO系统，当发送信号分别采用QPSK和16QAM调制方式时，不同参数P和M条件下，W的计算结果如表1和表2所示。在仿真中，采用左、右两栏P值的QRD-M检测性能曲线分别用Conv.和Prop.标注。

表1 QPSK调制方式时QRD-M检测需要计算的总分支数 ( $D_i = 2$ )

M	P值(传统QRD-M, Conv.)	总分支数 W	P值 (Prop.)	总分支数 W
2	2	30	3	34
4	3	54	4	62
8	4	94	5	110

表2 16QAM调制方式时QRD-M检测需要计算的总分支数 ( $D_i = 4$ )

M	P值(传统QRD-M, Conv.)	总分支数 W	P值 (Prop.)	总分支数 W
2	1	60	2	68
4	2	116	3	164
8	2	212	3	244

基于表1和表2的参数P和M，QRD-M检测算法误比特率(BER)性能仿真的其它参数设置如下表3。

表3 数值仿真环境参数设置

仿真平台	MIMO-OFDM
传输带宽	2.5 M Hz
采样速率	3.84 M
总子载波数(FFT大小)	256
信道	时延功率谱ITU-VA, 准静态衰落
保护间隔	18个符号
天线配置	$4 \times 4$
载频	2.6 GHz
调制方式	QPSK & 16QAM
信道编码	无
信道估计	理想

图5和图6分别为发送信号采用QPSK和16QAM调制方式时QRD-M检测算法的BER仿真性能。在QPSK调制方式的仿真中，Prop.方案在  $M = 2$  时性能远优于Conv.方案，然而根据表1，它所需要计算的总分支数仅仅比传统方案多4个，虽然  $M = 4$  的Conv.方案性能略优于  $M = 2$  的

Prop. 方案, 但是二者的复杂度相差较大, 此时选择  $M = 2$  的 Prop. 方案显然比  $M = 2, 4$  的 Conv. 方案更加具有“性价比”(性能与复杂度代价之比)优势。当  $M = 8$ , Conv. 和 Prop. 方案的性能基本相同, 从“性价比”角度考虑, 此时选择 Conv. 方案更为适宜。在 16QAM 调制方式的性能仿真中, Prop. 方案在  $M = 4$  时已经非常逼近最大似然检测的性能, 然而 Conv. 方案即使在  $M = 8$  时与最大似然检测的性能在高信噪比处依然存在超过 1dB 的差距, 根据表 2 的复杂度计算结果, 显然采用  $M = 4$  时的 Prop. 方案更为合适。

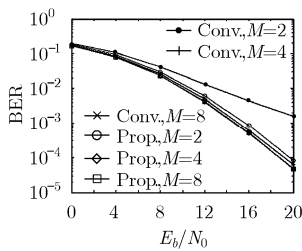


图5 QPSK 调制方式  
的 BER 性能

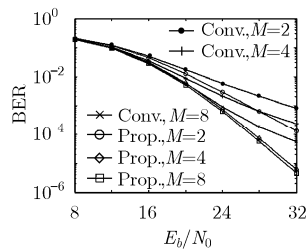


图6 16QAM 调制方式时  
仿真时的 BER 性能

## 5 结束语

本文对 MIMO 通信系统的 QRD-M 检测算法进行了研究, 提出了 QRD-M 检测算法的级联检测等效模型。根据该等效级联检测模型, 对传统 QRD-M 检测算法进行了改进。最后, 本文分析了改进算法在不同参数条件下的复杂度, 并通过性能仿真证明了改进算法能够更灵活地实现系统性能和复杂度的折衷, 可以在相同或相近复杂度的条件下获得更好的性能。

## 参考文献

- [1] Foschini G J and Gans M J. On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas. *Wireless Personal Communications*, 1998, 6(3): 311-335.
- [2] Larsson E G and Stoica P. *Space-Time Block Coding for Wireless Communications*. Cambridge University: Cambridge University Press, 2003. Chapter 7.
- [3] Raphaeli Dan. Iterative cochannel interference cancellation in synchronous CDMA on a frequency selective channel. in Proc'5th IEEE Conference on International Universal Personal Communications, Cambridge, MA, Sept, 1996 Vol.1: 336-340.
- [4] Verdú Sergio and *Multiuser detection*. Cambridge University: Cambridge University Press, 1st Edition, 1998, Chapter 7.
- [5] Wolniansky P W, Foschini G J, Golden G D and Valenzuela R A. V-BLAST: An architecture for realizing very high data rates over the rich-scattering wireless channel. in Proc. of ISSSE'1998, Pisa Italy, 1998: 295-300.
- [6] Foschini G J. Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multi-element antennas. *Bell labs Technical Journal*, 1996, 1(2): 41-59.
- [7] Chin W H, Constantinides A G, and Ward D B. Parallel multistage detection for multiple antenna wireless systems. *Electronics Letters*, 2002, Vol. 38(12): 597-599.
- [8] Tse D and Viswanath P. *Fundamentals of wireless communication*, 1st ed., Cambridge University: Cambridge University Press, 2005, Chapter 8.
- [9] 王东明. 无线 MIMO 系统中迭代检测与信道估计技术研究. [博士论文], 南京东南大学移动通信国家重点实验室, 2006.
- [10] Viterbo E and Boutros J. A universal lattice code decoder for fading channels. *IEEE Trans. on Inf. Theory*, 1999, 45(5): 1639-1642.
- [11] Damen O, Chkeif A, and Belfiore J C. Lattice code decoder for space-time codes. *IEEE Comm. Letter*, 2000, 4(5): 161-163.
- [12] Dai Yongmei, Sun Sumei, and Lei Zhongding, A comparative study of QRD-M Detection and sphere decoding for MIMO-OFDM systems. in PIMRC 2005, Berlin Germany, Sept. 2005: 11-14.
- [13] Kyeong Jin Kim, Jiang Yue, Ronald A Iltis, and Jerry D Gibson. A QRD-M/Kalman Filter-Based detection and channel estimation algorithm for MIMO-OFDM systems. *IEEE Trans. on Wireless Communication*, 2005, 4(2): 710-721.
- [14] Aulin T M. Breadth-first maximum likelihood sequence detection: Basics. *IEEE Trans. on Comm.*, 1999, 47(2): 208-216.
- [15] Ogawa Y, Nishio K, Nishimura T, and Ohgane T. A MIMO-OFDM system for high-speed transmission. IEEE Vehicular Technology Conference, Orlando Florida, USA, Oct. 2003, Vol. 1: 493-497.
- [16] Jakes W C. *Microwave mobile communications*. New York: IEEE Press, 1993: Chapter 6.
- [17] Chin W H. QRD based tree search data detection for MIMO communication systems. in Proceedings of the IEEE Vehicular Technology Conference, Stockholm Sweden, May 2005. Vol. 3: 1624-1627.

李 玮: 男, 1976年生, 博士生, 从事B3G移动通信系统中有关信道估计和信号检测技术的研究。

程时昕: 男, 1936年生, 教授, 博士生导师, 目前主要从事B3G移动通信系统技术的研究。

陈 明: 男, 1968年生, 教授, 博士生导师, 目前主要从事B3G移动通信系统技术的研究。