

接近最优检测性能的低复杂度线性并行 MIMO 检测算法

芮国胜, 张海波, 张洋, 田文彪, 张嵩, 李廷军

(海军航空工程学院 信号与信息处理山东省重点实验室, 山东 烟台 264001)

摘要: 在高阶正交幅度调制下, 现有用于 MIMO 系统的并行检测算法复杂度极高, 且随着天线数增多复杂度快速增加; 而低复杂度的非并行检测算法与最优检测算法相比, 其误比特率性能仍存在一定差距。针对上述问题, 提出了一种接近最优检测性能的低复杂度并行 MIMO 检测算法, 该算法基于信道分组检测的思想, 对通过受噪声干扰严重的子信道信号采用遍历所有空间映射点的方式进行检测, 对其余信号则采用新的基于 lattice reduction 的线性并行检测算法进行检测。仿真结果表明该算法在获得近似最优检测性能以及提高分集增益的同时, 仍可保持较低的复杂度, 且在高阶 QAM 调制方式下, 复杂度降低尤为明显。

关键词: 多输入多输出系统; 并行检测; 格归约; 正交幅度调制

中图分类号: TN929

文献标识码: A

文章编号: 1000-436X(2013)02-0008-07

Low complexity linear parallel detection algorithm for near ML detection of MIMO systems

RUI Guo-sheng, ZHANG Hai-bo, ZHANG Yang, TIAN Wen-biao, ZHANG Song, LI Ting-jun

(Signal and Information Processing Provincial Key Laboratory of Shandong Province, Naval Aeronautical and Astronautical University, Yantai 264001, China)

Abstract: The existing parallel detection algorithms for MIMO systems have extremely high complexity under high order QAM and its complexity grows rapidly with the increase of the number of antenna. The non-parallel detection algorithms with low complexity have great SNR gap with optimal detection algorithm. A new parallel linear detection algorithm with low complexity was proposed. This algorithm exploited all symbols in QAM constellation as a reference to cancel the interference of the worst SNR sub-channel and detected the received signals of the rest with a new parallel linear detection algorithm based on lattice reduction. The simulation results show that the proposed detection algorithm is near the performance of the optimal detection algorithm and improves the diversity order with low complexity. Especially under the high order QAM, the complexity is decreased in evidence.

Key words: MIMO system; parallel detection; lattice reduction; QAM

1 引言

近年来, 多输入多输出 (MIMO) 系统已成为无线通信系统中最重要技术之一, 并在实际中得到广泛的应用。对于 MIMO 系统, 最大似然 (ML, maximum-likelihood) 检测算法的检测性能是最优的, 但其复杂度随着天线数增加和正交幅度调制阶数的提高而成指数级增加, 因此不具有工程实用价值。

为解决上述问题, 多种次优检测算法^[1]被提出, 包括: 最小均方误差 (MMSE, minimum mean square error) 检测器、逆信道检测器 (ICD, inverse channel detector)、非线性检测器、球体检测器 (SD, sphere detector) 和并行检测器 (PD, parallel detector)。其中, ICD 又称作迫零 (zero forcing) 检测器, 其复杂度最低, 但检测性能最差; 非线性检测器性能一般优于线性检测器, 但复杂度相对较高, 虽然可以采用格归约 (lattice reduction) 技术对以上算法进

收稿日期: 2012-06-13; 修回日期: 2012-10-25

基金项目: “泰山学者”建设工程专项经费基金资助项目

Foundation Item: The Special Foundation Program for Taishan Mountain Scholars

行改进，但与最优的 ML 检测算法相比仍然存在较大差距^[2]。SD 可以看作 ML 检测算法的一种简单实现形式，其检测性能与所选的球体搜索半径有关：搜索半径越大，检测性能越接近 MLD，但复杂度也随之迅速增加。

并行检测器以分组检测思想为基础^[3]，将信道分为 2 组。第 1 组对通过条件较差的多个子信道的信号采用遍历所有可能的符号组合方式进行检测；对通过第 2 组其他条件较好的子信道信号采用复杂度低的次优检测算法，并辅以噪声预测（代表算法是 NP-PDF^[4,5]）或假定出错符号数（代表算法是 GPIC^[6,7]）的方法进行检测。由于以上算法在检测过程中应用 MMSE 准则替代 ZF 准则以提高检测性能，且加入了较为复杂的噪声预测技术、子信道排序以及多次矩阵求逆的计算过程使得现有的并行检测算法需要付出较高的代价才能保证检测性能，因而不适用于高阶的 QAM 调制。

针对上述问题，本文提出了一种新的低复杂度的并行格归约辅助线性检测（PLRALD, parallel lattice reduction aided linear detection）算法。该算法以线性检测算法为基础，结合分组并行检测思想，在接收端根据一定的准则将信道分为 2 组：一组包括噪声最大的一个子信道，对通过该组子信道的信号采用遍历所有可能星座符号的方式进行预检测并在后续检测前将其干扰消除；对通过其余子信道的信号在前面获得的参考信号点基础上采用并行的格归约辅助线性检测算法进行处理，并且不需要噪声预测和假定出错符号数等对计算复杂度影响较大的处理方式，而仅依据 ZF 准则完成检测以达到在有效降低计算复杂度的同时保证检测性能的目的。

2 系统模型

2.1 空间复用 MIMO 系统

本文以空间复用 MIMO 系统为例来讨论。设发射端配置 N_T 根天线，接收端配置 N_R 根天线，且 $N_R \geq N_T$ 。假设在接收端可以获得完整的信道状态信息（CSI, channel state information），则对于平坦衰落信道，一个 MIMO 系统可以表示为

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n} = \sum_{i=1}^{N_T} \mathbf{h}_i x_i + \mathbf{n} \quad (1)$$

其中， $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{N_R \times N_T}$ 代表复数域下的信道增益矩阵， \mathbf{h}_i 是 \mathbf{H} 的第 i 列， $i=1,2,\dots,N_T$ ； $\mathbf{x} = [x_1, x_2, \dots, x_{N_T}]^T$

$\in \mathbb{C}^{N_T}$ 代表发送端发送的符号向量； $\mathbf{y} = [y_1, y_2, \dots, y_{N_R}]^T \in \mathbb{C}^{N_R}$ 代表接收端接收到的符号向量； $\mathbf{n} = [n_1, n_2, \dots, n_{N_R}]^T$ 代表加性复高斯白噪声，且服从均值为 0，方差为 σ^2 的均匀分布。

在本文中，上标 \mathbf{T} 、 \mathbf{H} 和 \dagger 分别代表矩阵或向量的转置，共轭转置和广义逆。 $\|\cdot\|$ 代表求矩阵和向量的 2-范数。

2.2 复数域格归约

在 n 维复空间 \mathbb{C}^n 中定义秩为 m 的复数值的格^[8]：

$$L = \left\{ \mathbf{a} \mid \mathbf{a} = \sum_{i=1}^m z_i \mathbf{b}_i, z_i \in \mathbf{Z}_j \right\} \quad (2)$$

其中，复数基向量 $\mathbf{b}_i \in \mathbb{C}^n$ ， $z_i \in \mathbf{Z}_j = \mathbf{Z} + j\mathbf{Z}$ 代表复整数，也称作高斯整数（Gaussian integer）。

对比式(1)和式(2)，可以看出式(2)中的 \mathbf{b}_i 相当于式(1)中的 \mathbf{h}_i ， x_i 相当于 z_i 。格归约算法实质就是对向量组 \mathbf{b}_i 进行处理，找到另一组正交性更好、长度更短的向量组 \mathbf{b}'_i 。目前主要的算法包括：size reduction 算法、Gauss reduction 算法、LLL reduction 算法、Seysen's reduction 算法以及 Brun's reduction 算法。其中，LLL 算法因其在相同性能下，复杂度最低，因此得到广泛的应用。本文采用文献[2]给出的基于 QR 分解的复数域 LLL 算法。

3 并行格归约辅助线性检测算法

3.1 分组依据

由式(1)可知，在线性检测中，将指零（nulling）矩阵 \mathbf{W} 代入式(1)，有

$$\begin{aligned} \mathbf{s} &= \mathbf{W}\mathbf{y} \\ &= \mathbf{W}\mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{W}\mathbf{n} \end{aligned} \quad (3)$$

经过指零矩阵后的噪声为

$$\mathbf{n}' = \mathbf{W}\mathbf{n} \quad (4)$$

噪声的自相关矩阵为

$$\mathbb{E}[\mathbf{n}'(\mathbf{n}')^H] = \sigma^2 \mathbf{W}\mathbf{W}^H \quad (5)$$

写成分量形式可表示为

$$\mathbb{E}[n'_j(n'_j)^H] = \sigma^2 \|\mathbf{w}_j\|^2 \quad (6)$$

其中， \mathbf{w}_j 代表指零矩阵的第 j 行。从式(6)中可以得出： $\|\mathbf{w}_j\|$ 值最大时，噪声对信号的干扰最严重。因此，以 $\|\mathbf{w}_j\|$ 为依据对信道进行分组。

3.2 PLRALD 算法步骤

PLRALD 算法以分组并行检测思想为基础，给

出一种误比特率 (BER, bit error rate) 性能尽可能地接近 MLD 的性能, 同时复杂度相对较低并可用于高阶 QAM 调制方式的算法。算法流程由以下 5 步组成。

Step1 由信道矩阵 \mathbf{H} 计算出指零矩阵 \mathbf{W}_1 ^[9] 为

$$\mathbf{W}_1 = \mathbf{H}^\dagger = (\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^H = \begin{bmatrix} \mathbf{w}_1 \\ \vdots \\ \mathbf{w}_j \\ \vdots \\ \mathbf{w}_{N_T} \end{bmatrix} \quad (7)$$

其中, \mathbf{w}_j 代表指零矩阵 \mathbf{W}_1 中的第 j 个行向量, 找到 \mathbf{W}_1 行向量中范数最大的一项并记录所在的行数 m 。

$$m = \arg \max_{(m=1,2,\dots,N_T)} \|\mathbf{w}_j\|^2 \quad (8)$$

相应地矩阵 \mathbf{H} 中对应的列向量为 \mathbf{h}_m 。

Step2 由 Step 1 的结果可以将 \mathbf{H} 分为 \mathbf{h}_m 和 \mathbf{H}_2 2 部分, \mathbf{h}_m 对应的子信道条件是“最差”的, 对这一层的发送符号进行遍历, 将映射空间中的所有点作为该层的候选判决符号进行预检测。使 M 代表 QAM 的符号数, 由于只有一层信号, 所有可能的符号组成一个 $1 \times M$ 的行向量 \mathbf{s}_M , 即

$$\mathbf{s}_M = [s_1, s_2, \dots, s_M] \quad (9)$$

\mathbf{s}_M 经过子信道 \mathbf{h}_m 后有

$$\begin{aligned} \mathbf{Y}_m &= \mathbf{h}_m \mathbf{s}_M = \begin{bmatrix} h_1 \\ \vdots \\ h_m \end{bmatrix} [s_1, \dots, s_M] \\ &= [s_1 \mathbf{h}_m, \dots, s_M \mathbf{h}_m] \end{aligned} \quad (10)$$

从接收端接收到的信号中消去这一层的信号干扰, 剩余层的信号记为 \mathbf{Y}_{rem} , 即

$$\mathbf{Y}_{\text{rem}} = \mathbf{Y}^M - \mathbf{Y}_m \quad (11)$$

其中,

$$\mathbf{Y}^M = \underbrace{\begin{bmatrix} y_1 & \cdots & y_1 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ y_{N_R} & \cdots & y_{N_R} \end{bmatrix}}_{M \text{ 个列向量 } \mathbf{y}} \quad (12)$$

代表有 M 个重复的列向量 \mathbf{y} 组成的矩阵, 而 \mathbf{Y}_{rem} 中的各个列向量不再相同。为降低复杂度, 本文提出的算法中只对“最差”的子信道使用 QAM 星座空间中所有点作为该层的候选判决符号。传统的并行算法中为了提高误比特率性能而增加最差子信道数, 这时候候选符号可能的组合有 M^N , $N \geq 2$, 复

杂度以指数形式增加。

Step3 从 \mathbf{H} 中去掉列向量 \mathbf{h}_m 后, 组成新的信道矩阵 \mathbf{H}_2 , 且 \mathbf{H}_2 是一个 $N_R(N_T-1)$ 的矩阵。不同于传统的非线性检测算法对 \mathbf{H}_2 采用最优排序方法进行处理, 本文提出的 PLRALD 算法对剩余信号的处理仅采用 ZF 准则下的线性检测原理进行检测。

将式(11)展开有

$$\mathbf{Y}_{\text{rem}} = \mathbf{H}_2 \mathbf{X}_n + \mathbf{N}_n \quad (13)$$

其中,

$$\mathbf{X}_n = \begin{bmatrix} x_{1,1} & \cdots & x_{1,M} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ x_{(N_T-1),1} & \cdots & x_{(N_T-1),M} \end{bmatrix} \quad (14)$$

$$\mathbf{N}_n = \begin{bmatrix} n_{1,1} & \cdots & n_{1,M} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ n_{(N_T-1),1} & \cdots & n_{(N_T-1),M} \end{bmatrix} \quad (15)$$

此时的 \mathbf{H}_2 依然满足 LLL 算法的要求。因此对 \mathbf{H}_2 采用复数域的 LLL 算法可得

$$\tilde{\mathbf{H}}_2 = \mathbf{H}_2 \mathbf{T} \quad (16)$$

其中, \mathbf{T} 是一个 $(N_T-1)(N_T-1)$ 的单模矩阵, 其中的元素为复整数, 且 \mathbf{T} 的行列式的值为 1 或 $\pm j$ 。

Step4 由式(16)中得到的 $\tilde{\mathbf{H}}_2$ 与式(11)得到的 \mathbf{Y}_{rem} 联合进行线性检测。此处的指零矩阵有 2 种求解方式: ZF 和 MMSE。在本文提出的 PLRALD 算法中只采用 ZF 方式, 在后面的性能分析中可以得到本算法中采用 ZF 准则和采用 MMSE 准则检测性能几乎相同, 此处在 ZF 准则下的指零矩阵记为 \mathbf{W}_2 , 即

$$\mathbf{W}_2 = (\tilde{\mathbf{H}}_2)^\dagger = (\tilde{\mathbf{H}}_2^H \tilde{\mathbf{H}}_2)^{-1} \tilde{\mathbf{H}}_2^H \quad (17)$$

对式(11)得到的 \mathbf{Y}_{rem} 进行处理可得

$$\begin{aligned} \mathbf{Z} &= \mathbf{W}_2 \mathbf{Y}_{\text{rem}} \\ &= \mathbf{W}_2 \mathbf{H}_2 \mathbf{X}_n + \mathbf{W}_2 \mathbf{N}_n \end{aligned} \quad (18)$$

对 \mathbf{Z} 进行平移, 恢复到原来星座空间中进行硬判决^[2], 即

$$\tilde{\mathbf{Z}} = \mathbf{T} \mathbf{Q}\{\mathbf{Z}\} \quad (19)$$

其中, $\mathbf{Q}\{\cdot\}$ 表示取最近整数操作。对 $\tilde{\mathbf{Z}}$ 采用硬判决, 得到一组信号 \mathbf{S}_{ZF} , 且

$$\mathbf{S}_{\text{ZF}} = \text{HardDecision}(\tilde{\mathbf{Z}}) \quad (20)$$

计算消除最后几层信号后的剩余项, 可得

$$\mathbf{Y}_0 = \mathbf{Y}_{\text{rem}} - \mathbf{H}_2 \mathbf{S}_{\text{ZF}} \quad (21)$$

Step5 计算 \mathbf{Y}_0 中具有 2-范数最小列向量的位置 k 为

$$k = \arg \min_{k \in \{1, 2, \dots, M\}} \|\mathbf{Y}_0\|$$

$$= \arg \min_{k \in \{1, 2, \dots, M\}} \|\mathbf{Y}_{\text{rem}} - \mathbf{H}_2 \mathbf{S}_{\text{ZF}}\| \quad (22)$$

根据式(22)得出的 k , 从 \mathbf{s}_m 和 \mathbf{S}_{ZF} 组成的信号矩阵中取出相应位置的符号组合, 即最终检测结果为

$$\hat{\mathbf{s}} = \begin{bmatrix} \mathbf{s}_m^k \\ \mathbf{S}_{\text{ZF}}^k \end{bmatrix} \quad (23)$$

算法总的结构如图 1 所示。

4 复杂度与性能分析

4.1 算法复杂度分析

本文提出的算法是在复数域下进行讨论的, 因此以所需的复数加法次数和复数乘法次数之和对本文所提算法的复杂度进行评价。

Step 1 中, 对于一个 $N_r \times N_t$ 的复数矩阵, 计算其广义逆矩阵需要 $3/2 N_t^2 N_r - 1/2 N_t N_r$ 次乘法运算以及 $3/2 N_t^2 N_r - 1/2 N_t^2 - N_t N_r$ 次加法运算。

Step 2 中列向量 \mathbf{h}_m 有 N_r 个元素, M-QAM 调制方式共有 M 个符号, 所以这一步中共有 $N_r M$ 次复数乘法运算, 从接收到的信号中消除 Step 2 中的干扰, 则需要 $(N_r - 1)M$ 次加法运算。

Step 3 中, 去掉 \mathbf{h}_m 后, \mathbf{H}_2 变为 $N_r (N_t - 1)$ 的复数矩阵, 应用复数域的 LLL 算法所需复数运算次数 (包括加法和乘法) 为 $(N_t - 1)^3 N_r \log_a (N_t - 1)^{[10]}$, 其中, $a=1/\delta^{[10]}$ 。有一点需指出, LLL 算法的复杂度只是所需复数运算次数的一个“上界”, 实际所需的复数计算次数要远小于理论值^[2]。

Step 4 中, 对式(16)中得到的 $\tilde{\mathbf{H}}_2$, 求广义逆 \mathbf{W}_2 ,

需要 $3/2(N_t - 1)^2 N_r - 1/2(N_t - 1)N_r$ 次复数乘法运算以及 $3/2(N_t - 1)^2 N_r - 1/2(N_t - 1)^2 - (N_t - 1)N_r$ 次复数加法运算。对估计信号 \mathbf{Z} 求解, 也就是对式(18)的计算, 需要 $(N_t - 1)N_r M$ 次复数乘法运算以及 $(N_t - 1)(N_r - 1)M$ 次复数加法运算, 总计 $(N_t - 1)(2N_r - 1)M$ 次复数运算。在式(19)中 \mathbf{T} 是一个 $(N_t - 1)(N_t - 1)$ 的单模矩阵, 因此, 对式(19)的计算需 $(N_t - 1)(N_t - 1)M$ 次复数乘法运算以及 $(N_t - 1)(N_t - 2)M$ 次复数加法运算。对 \mathbf{Y}_0 计算需要 $(N_t - 1)(N_t - 1)M$ 次复数乘法运算以及 $(N_t - 1)(N_t - 2)M + N_r M$ 次复数加法运算。

Step 5 中计算欧几里德距离的平方运算中需要 $1/2 MN_r$ 次复数乘法运算及 $1/2 M(N_r - 1)$ 次复数加法运算。

综合以上讨论, 将本文提出的算法所需复数运算次数总结如表 1 所示。

图 2 和图 3 分别给出了在 16QAM 和 64QAM 调制方式下, 本文提出的算法在 ZF 准则下所需的复数运算次数与 GPIC、NP-PDF 所需的复数运算次数的对比。GPIC 的性能与第一组子信道数 N 以及假设出错的符号个数 L 有关, 随着 (N, L) 值的增大, 检测性能将会更好, 但所需的复数运算次数也随之急剧增加, 在复杂度对比的图 2 和图 3 中, 本文使用 $G(N, L)$ 代表不同 N, L 组合对应的 GPIC 算法所需复数运算次数^[5]; NP-PDF 与层数 N 有关^[4], 并在图 2 和图 3 中给出了 $N=1$ 和 $N=2$ 时所需的复数运算次数, 在图中使用 NP(1)和 NP(2)标记。从图 2 和图 3 中可以看出, 本文算法与 GPIC 中 $N=1, L=0$ 以及 NP-PDF 算法中 $N=1$ 时的计算复杂度接近, 并低于其他 N, L 值时 GPIC 和 NP-PDF 算法的计算复杂度, 达到了

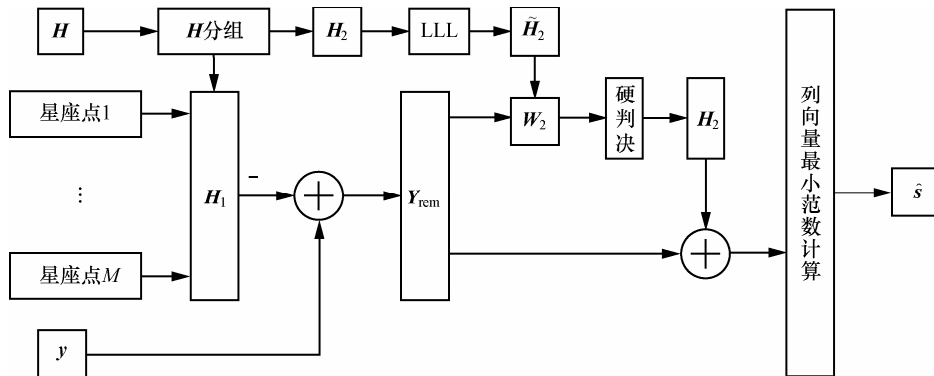


图 1 PLRALD 算法结构

表 1 运算复杂度总结

步骤	复数乘法次数	复数加法次数
Step 1	$3/2 N_T^2 N_R - 1/2 N_T N_R$	$3/2 N_T^2 N_R - 1/2 N_T^2 - N_T N_R$
Step 2	$N_R M$	$(N_R - 1)M$
Step 3	$(N_T - 1)^3 N_R \log_a(N_T - 1)$	
Step 4	$3/2(N_T - 1)^2 N_R - 1/2(N_T - 1)N_R$ $(N_T - 1)N_R M$ $(N_T - 1)(N_T - 1)M$ $(N_T - 1)(N_T - 1)M$	$3/2(N_T - 1)^2 N_R - 1/2(N_T - 1)^2 - (N_T - 1)N_R$ $(N_T - 1)(N_R - 1)M$ $(N_T - 1)(N_T - 2)M$ $(N_T - 1)(N_T - 2)M + N_R M$
Step 5	$1/2 M N_R$	$1/2 M (N_R - 1)$

注：Step 3 中表示乘法次数和加法次之和。

有效降低计算复杂度的目的。

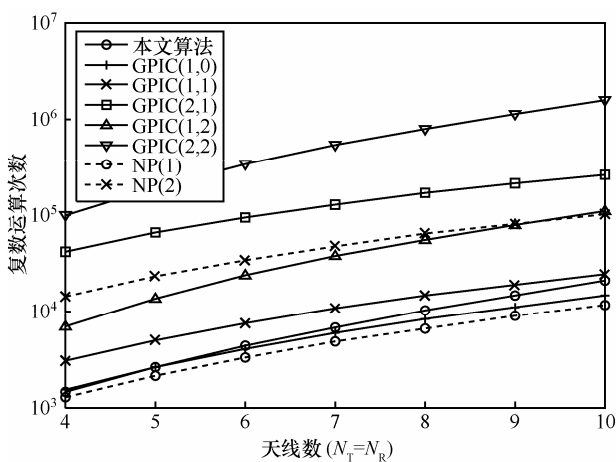


图 2 16QAM 并行复杂度对比

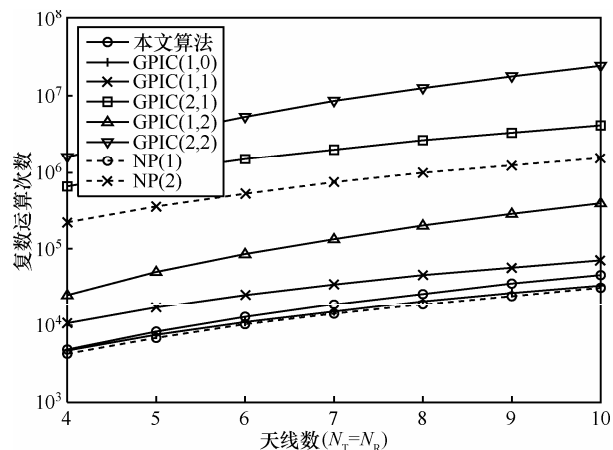


图 3 64QAM 并行复杂度对比

4.2 性能分析

在本节中，采用 MATLAB 数值仿真的方式对本文提出算法的误比特率性能进行验证。在仿真实

验的设置中，假设信道是独立同分布的平坦瑞利衰落信道，并且在接收端可以获得完整的信道状态信息。首先给出了在 4QAM、16QAM 以及 64QAM 调制方式下本文所提算法与 ML 检测算法的误比特率性能曲线对比；然后给出了 ZF 准则和 MMSE 准则分别应用于本文算法中时其性能的对比；最后对比了本文算法和传统的线性检测方式以及并行检测算法在高阶 QAM 调制方式下的误比特率性能。

图 4 仿真了一个 4x4 的 MIMO 系统在 4QAM、16QAM 以及 64QAM 调制方式下，本文所提出的算法与 ML 检测算法误比特率性能的比较。从仿真结果中可以看出，在 3 种调制方式中，本文提出的算法误比特率性能逼近 ML 算法的性能，即本文所提算法达到了 GPIC 和 NP-PDF 等传统并行算法的最好性能；而由图 2 和图 3 的复杂度对比中可知，在达到相同的性能情况下，本文所提算法的复杂度更低，同时，本文算法的结构简单且更容易实现。

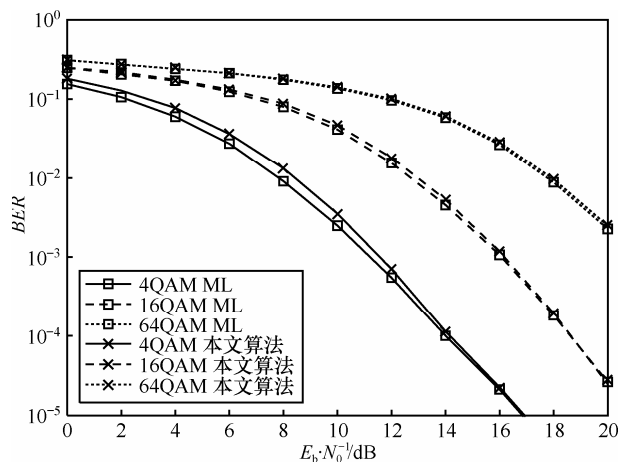


图 4 PLRALD 算法与 ML 算法性能比较

在图 5 中，给出了本文算法对于一个 4×4 的 MIMO 系统，在 4QAM、16QAM 以及 64QAM 调制方式下采用 ZF 准则和采用 MMSE 准则时的性能对比。在式(17)中应用 MMSE 准则， W_2 为

$$W_{2,MMSE} = (\tilde{H}_2^H \tilde{H}_2 + \sigma^2 I)^{-1} \tilde{H}_2^H \quad (24)$$

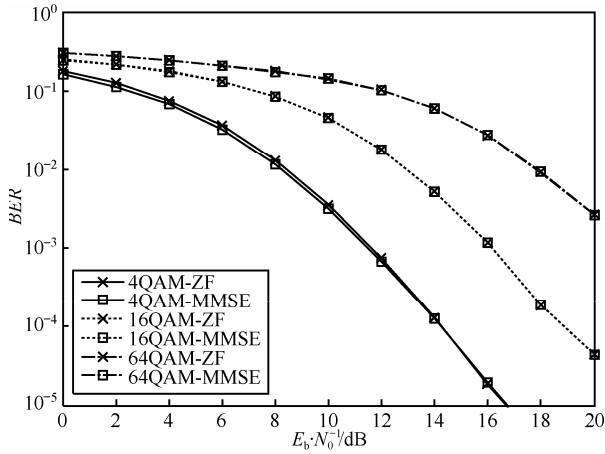


图 5 MMSE 准则与 ZF 准则下的性能比较

从仿真结果可以看出，在 3 种调制方式下，使用 MMSE 准则与使用 ZF 准则的误比特率性能几乎完全一致，因此，在本文算法中只采用 ZF 准则即可满足要求，进一步降低了算法的复杂度。而现有的并行检测算法都提供了 MMSE 准则下的相应处理方式，增加了其复杂度。需要指出的是在本文提出算法中，2 种准则下的检测性能几乎一致，是由于对受噪声影响较大的子信道信号采用了与 ML 算法相类似的方法进行预处理，并在后续的检测中首先将其消除，从而有效地降低了后续检测中噪声的影响，同时采用 lattice reduction 技术有效地改进了子信道间的正交性以及子信道的长度，进一步降低了噪声的影响，因此，在本文提出的算法中采用 MMSE 准则和采用 ZF 准则检测性能几乎一致。

图 6 和图 7 中给出了在 64QAM 调制方式下，本文算法、传统的线性检测算法、与其相应的格归约辅助的线性检测算法^[11~13]以及现有并行检测算法的误比特率性能的比较。仿真条件设置为在发射端发送的每一帧信号只有 $N_T \times 1$ 个符号，每一帧对应的信道增益矩阵与噪声都是随机的。

图 6 仿真了 $N_R = N_T = 4$ 时，本文算法与其他几种检测算法的误比特率性能；图 7 仿真了 $N_R = N_T = 6$ 时，本文算法与其他几种检测算法的误比特率性能。从图 6 中可以看出，在 $BER=10^{-5}$ 时， $N=1$ ， $L=1$ 的 GPIC 算法的误比特率性能与本文算法的误比特率性能接

近但其计算复杂度要比本文算法高；虽然 $L=0$ 时的 GPIC 算法与本文算法计算复杂度接近但此时其所需信噪比要高 2dB 以上，误码率性能变差，NP-PDF 算法所需的信噪比要求更高。图 7 中，在低信噪比时，NP-PDF 和 GPIC 2 种算法的性能与本文算法接近，但是随着信噪比的提高，误比特率性能显著下降；同时从图 6 和图 7 中可以看出本文算法均取得了全分集增益。

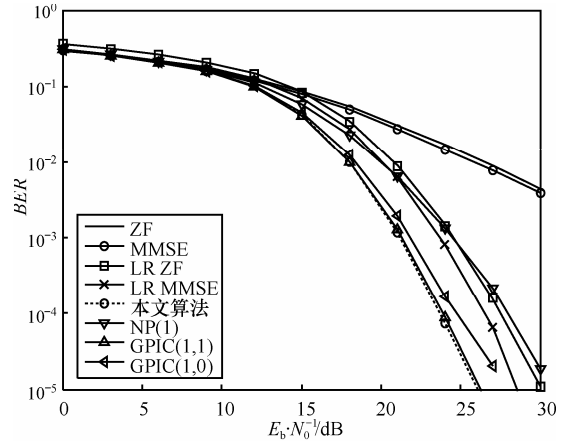


图 6 本文算法、传统的次优检测算法及并行检测算法性能比较 (64QAM, $N_R=N_T=4$)

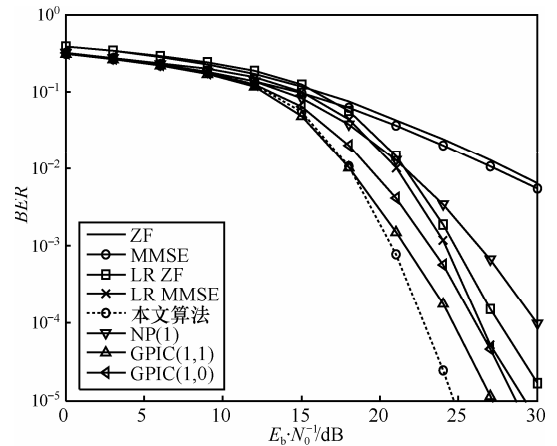


图 7 本文算法、传统的次优检测算法及并行检测算法性能比较 (64QAM, $N_R=N_T=6$)

从以上的误比特率性能分析中可以得出，本文算法以改善信道增益矩阵特性为出发点结合信道分组以及并行检测的思想，不但显著地提高了 MIMO 系统的检测性能，还可以有效地控制数据处理的规模，在复杂度与检测性能间取得了良好的折中。

4.3 时间复杂度分析

在本节中，时间复杂度是以统计完成 105 个随机瑞利信道下的检测过程为评价依据。矩阵的求逆使用 MATLAB 的内置函数求解。对于一个 64QAM 的 4×4 MIMO 系统，各个算法单独运行时间的结果如表 2 所示。

表 2 仿真运行时间

算法	运行时间/s
ZF	72.271 9
MMSE	73.047 1
LR ZF	105.273 9
LR MMSE	106.213 3
本文算法	129.832 2
NP(1)	138.996 2
GPIC(1,0)	116.089 7
GPIC(1,1)	202.454 5

对比本文算法和现有的并行算法运行时间可知,在保证误比特率性能前提下,本文算法运行速度更快,这是由于 NP-PDF 算法加入了噪声预测等复杂架构;GPIC 算法对分组后的信道增益矩阵加入了排序处理,从而导致需要多次求矩阵的广义逆以及线性检测过程,因此造成了 2 种算法的运行时间过长。由于本文算法在检测过程中扩展了参与检测的信号点数,因此,相比传统的基于 lattice reduction 线性检测算法的运行时间有所提高,但本文算法的检测性能比传统的检测算法的性能提高显著,同时从表 2 数据中可以看出,在并行算法中噪声预测、排序以及重复线性检测的过程是造成计算时间延长的主要原因,而本文的算法正是由于取消这些复杂的控制结构,从而有效地降低了时间计算复杂度,因此本文算法更适合应用于实际的系统中。

5 结束语

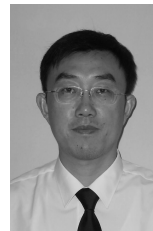
本文提出一种适用于高阶 QAM 调制方式的 MIMO 系统线性并行检测算法。该算法以分组检测的思想为基础,结合线性检测算法原理,使得系统仅依据 ZF 准则就可获得近似 ML 算法的检测性能,同时算法整体运算复杂度大大降低,检测速度更快,且对高阶 QAM 调制方式,复杂度降低的程度尤为明显,因此,所提算法具有实用价值。

参考文献:

- [1] PROAKIS J G, SALEHI M. Digital Communications[M]. New York: McGraw-Hill, 2007.
- [2] WUBBEN D, SEETHALER D, JALDEN J, *et al.* Lattice reduction[J]. IEEE Signal Processing Magazine, 2011, 28(3):70-91.
- [3] WON-JOON C, NEGI R, CIOFFI J M. Combined ML and DFE decoding for the V-BLAST system[A]. Communications ICC 2000. 2000 IEEE International Conference[C]. New Orleans, LA, USA, 2000. 1243-1248.
- [4] WATERS D W, BARRY J R. Noise-predictive decision-feedback detection for multiple-input multiple-output channels[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2005, 53(5):1852-1859.

- [5] 倪兴, 王晓湘, 杜娟. 一种新的基于噪声预测的部分判决反馈 MIMO 接收算法[J]. 电子与信息学报, 2008,30(1):52-54.
NI X, WANG X X, DU J. A noise-predictive partial decision-feedback detection for MIMO systems[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2008,30(1):52-54.
- [6] LUO Z, ZHAO M, LIU S, *et al.* Generalized parallel interference cancellation with near-optimal detection performance[J]. Signal Processing IEEE Transactions, 2008, 56(1):304-312.
- [7] STUDER C, FATEH S, SEETHALER D. ASIC implementation of soft-input soft-output MIMO detection using MMSE parallel interference cancellation[J]. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 2011, 46(7): 1754-1765.
- [8] BREMNER M R. Lattice Basis Reduction[M]. New York: CRC Press, 2011. 55-77.
- [9] CHO Y S, KIM J, YANG W Y, *et al.* MIMO-OFDM Wireless Communications with MATLAB[M]. Singapore: Wiley, 2010. 320-322.
- [10] HUNG G, LING C, HO M. Complex lattice reduction algorithm for low-complexity full-diversity MIMO detection[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2009,57(7):2701-2710.
- [11] AUBERT S, MOHAISEN M. From linear equalization to lattice-reduction-aided sphere-detector as an answer to the MIMO detection problematic in spatial multiplexing systems[J]. Vehicular Technologies: Increasing Connectivity, 2011,4(4):71-96.
- [12] WUBBEN D, BOHNKE R, KUHN V, *et al.* MMSE-based lattice-reduction for near-ML detection of MIMO systems[A]. Smart Antennas, 2004 ITG Workshop[C]. Berlin, Germany, 2004.106-113.
- [13] CHEN C, SHEEN W. A new lattice reduction algorithm for LR-aided MIMO linear detection[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2011,10(8):2417-2422.

作者简介:



芮国胜 (1963-), 男, 山东烟台人, 博士, 海军航空工程学院教授, 主要研究方向为通信信号处理、小波理论及其应用等。



张海波 (1983-), 男, 河北保定人, 海军航空工程学院博士生, 主要研究方向为 MIMO 技术、格归约理论及其应用等。

张洋 (1983-), 男, 山东烟台人, 博士, 海军航空工程学院讲师, 主要研究方向为混沌通信。

田文飏 (1987-), 男, 江西南昌人, 海军航空工程学院博士生, 主要研究方向为压缩感知。

张嵩 (1979-), 男, 河南驻马店人, 博士, 海军航空工程学院讲师, 主要研究方向为混沌通信。

李廷军 (1962-), 男, 山东烟台人, 博士, 海军航空工程学院教授、博士生导师, 主要研究方向为数字通信。