

稳健的高效 MIMO 检测器

胡军锋^{①②} 张海林^① 杨远^①

^①(西安电子科技大学综合业务网理论及关键技术国家重点实验室 西安 710071)

^②(中国电子科技集团公司第二十研究所 西安 710068)

摘要: 无偏最小均方误差迭代树搜索(MMSE-ITS)检测器是目前性能最好的多输入多输出(MIMO)检测器之一。该文通过选择性地扩展部分长度路径和添加一位互补矢量,对无偏 MMSE-ITS 检测器作了改进。仿真和分析结果表明,和无偏 MMSE-ITS 检测算法相比,改进算法能以相对较低的处理复杂度获得更好的检测性能。另外,改进的检测器彻底避免了削剪处理,对 MIMO 信道状况具有较好的适应性,稳健性较强。

关键词: 多输入多输出; 低密度奇偶校验码; 空时比特交织编码调制; 迭代检测

中图分类号: TN911.25

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2009)11-2665-06

Robust Efficient MIMO Detector

Hu Jun-feng^{①②} Zhang Hai-lin^① Yang Yuan^①

^①(State Key Laboratory of Integrate Services Network, Xidian University, Xi'an 710071, China)

^②(CETC No. 20 Research Institute, Xi'an 710068, China)

Abstract: The unbiased Minimum Mean-Square Error-Iterative Tree Search (MMSE-ITS) detector, which is known to be one of the most efficient Multi-Input Multi-Output (MIMO) detectors available, is improved by selectively augmenting partial length paths and by adding one bit complement vectors. Simulation and analysis results show that the improved detector provides better detection performance with lower complexity than the unbiased MMSE-ITS detector does. In addition, the improved detector avoids the clipping operation completely and is robust to any MIMO channels.

Key words: Multi-Input Multi-Output (MIMO); Low-Density Parity-Check (LDPC) codes; Space-Time Bit-Interleaved Coded Modulation (ST-BICM); Iterative detection

1 引言

空时比特交织编码调制(ST-BICM)是一种可逼近多输入多输出(MIMO)系统理论容量的技术方案^[1]。在 ST-BICM 系统的纠错码方面,低密度奇偶校验(LDPC)码具有较高的性能——复杂度折中优势^[2-4]。在空时符号映射方面,文献[5]研究指出垂直贝尔实验室分层空时(V-BLAST)结构^[6]是一种最简单的高性能映射方式。因此,LDPC 编码 V-BLAST 系统作为一种好的 ST-BICM 方案有望成为未来无线通信的关键技术。

设计高效率的软输入软输出 MIMO 检测器是实现 ST-BICM 系统的关键和难点。近年来,学者们提出了很多检测算法,最具代表性的有软干扰抵消——最小均方误差(SIC-MMSE)检测器^[3,7]、树搜索类检测器^[8-13]和序列蒙特卡罗检测器^[14]等。文献[15,16]对树搜索类算法进行了无偏 MMSE 扩展改进,指出无偏 MMSE 迭代树搜索(MMSE-ITS)检测

器在性能和实现复杂度折中方面最好,而且该检测器还利于大规模集成电路(VLSI)实现^[17]。然而,和一般的树搜索类检测器一样,无偏 MMSE-ITS 检测器在计算外信息时经常要做削剪(clipping)处理,导致稳健性不是很好^[11,15,16]。

本文通过选择性地扩展部分长度路径和添加一位互补矢量,对无偏 MMSE-ITS 检测器作了改进,彻底避免了削剪处理,在降低复杂度的同时,提高了检测性能和稳健性。

2 系统基带模型

考虑发射天线数和接收天线数分别为 N_t , N_r (记为 $N_t \times N_r$) 的 LDPC 编码 V-BLAST 系统,如图 1 所示。在发射端,码率为 r_c 的 LDPC 编码器对信息比特矢量 \mathbf{u} 进行编码,将编码后的比特数据分组成长度为 $N = M_c N_t$ (M_c 为每调制星座点的比特数)的比特矢量 $\mathbf{c} = (c_{1,1}, c_{1,2}, \dots, c_{1,M_c}, c_{2,1}, c_{2,2}, \dots, c_{2,M_c}, \dots, c_{N_t,1}, c_{N_t,2}, \dots, c_{N_t,M_c})^T$, \mathbf{c} 经过 V-BLAST 空时映射,形成长度为 N_t 的发射符号矢量 $\mathbf{x} = (x_1, x_2, \dots, x_{N_t})^T$, \mathbf{x} 中的每一元素均取自星座点数为 $N_c =$

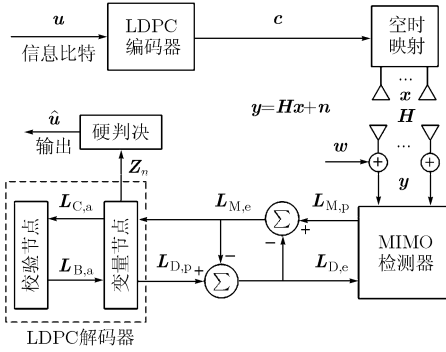


图1 LDPC 编码 V-BLAST 系统基带模型

2^{M_c} 的调制星座 \mathcal{C} , \mathbf{x} 和 \mathbf{c} 一一对应, 记做 $\mathbf{x} = \mathbf{x}(\mathbf{c})$ 。接收机收到的信号矢量为

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

这里 \mathbf{H} 是 $N_r \times N_t$ 维信道矩阵, 假设接收机已知完全信道状态信息 (CSI); \mathbf{n} 是 N_r 维复加性白高斯噪声 (AWGN) 矢量, 其元素服从独立复高斯同分布 $\mathcal{CN}(0, N_0)$ 。记发射总功率为 E_s , 则每接收天线的信噪比为 $\rho = E_s / N_0$, 令 $\varepsilon = \sqrt{N_t N_0 / E_s}$ 。

基于 Turbo 迭代原理对接收信号检测接收, 如图 1 所示。这里有两级迭代过程, 第 1 级是 MIMO 检测器和 LDPC 解码器之间的迭代, 称之为外迭代; 第 2 级是解码器内部变量节点和校验节点之间的迭代, 称之为内迭代。文中用 \mathbf{L} 表示对数似然比 (LLR) 信息, 下标 M, D, a, e, p 分别表示 MIMO 检测器、LDPC 解码器、先验信息、外信息和后验信息。具体的迭代检测过程可参见文献[3,18]。

3 改进的无偏 MMSE-ITS 检测器

3.1 无偏 MMSE-ITS 检测器

MIMO 检测器的功能是计算发射符号矢量中每一比特的 LLR 信息, 根据文献[8]可知

$$\begin{aligned} & \mathbf{L}_{M,p}(c_{n,m}) \\ & \approx \max_{\mathbf{x}(\mathbf{c}) \in \mathcal{X}_{n,m}^{+1}} \left\{ -\frac{1}{N_0} \|\mathbf{y} - \mathbf{H}\mathbf{x}(\mathbf{c})\|^2 + \sum_{i=1}^{N_t} \sum_{j:c_{i,j}=+1} \mathbf{L}_{M,a}(c_{i,j}) \right\} \\ & - \max_{\mathbf{x}(\mathbf{c}) \in \mathcal{X}_{n,m}^{-1}} \left\{ -\frac{1}{N_0} \|\mathbf{y} - \mathbf{H}\mathbf{x}(\mathbf{c})\|^2 + \sum_{i=1}^{N_t} \sum_{j:c_{i,j}=-1} \mathbf{L}_{M,a}(c_{i,j}) \right\} \end{aligned} \quad (2)$$

其中 $\mathcal{X}_{n,m}^{\pm 1} = \{\mathbf{x} = \mathbf{x}(\mathbf{c}) \mid c_{n,m} = \pm 1\}$; 求和范围 $j: c_{i,j} = +1$ 表示 $\{j \mid c_{i,j} = +1\}$ 。

迭代树搜索 (ITS) 检测器^[11]使用 M 算法^[19]构造一个适当的子集 $\mathcal{G} \subset \mathcal{X}$, 然后根据 \mathcal{G} 计算 $\mathbf{L}_{M,p}$ 。文献[15,16]对 ITS 检测器进行了改进, 提出了无偏 MMSE-ITS 检测器。令

$$\overline{\mathbf{H}} = [\mathbf{H}^T \ \varepsilon \mathbf{I}_{N_t}]^T \quad (3)$$

$\overline{\mathbf{H}}$ 总是列满秩的, 所以可以 QR 分解为

$$\overline{\mathbf{H}} = \overline{\mathbf{Q}}_F \overline{\mathbf{R}}_F = \begin{bmatrix} \overline{\mathbf{Q}}_1 & \overline{\mathbf{Q}}_3 \\ \overline{\mathbf{Q}}_2 & \overline{\mathbf{Q}}_4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \overline{\mathbf{R}} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} \quad (4)$$

其中 $\overline{\mathbf{Q}}_1 \in \mathcal{C}^{N_r \times N_t}$, $\overline{\mathbf{Q}}_2 \in \mathcal{C}^{N_t \times N_t}$, $\overline{\mathbf{Q}}_3 \in \mathcal{C}^{N_r \times N_r}$, $\overline{\mathbf{Q}}_4 \in \mathcal{C}^{N_t \times N_r}$; $\overline{\mathbf{R}}$ 是对角线元素大于零的 N_t 维上三角方阵。结合 QR 分解的性质得

$$\|\mathbf{y} - \mathbf{H}\mathbf{x}\|^2 = \|\overline{\mathbf{Q}}_1^H \mathbf{y} - \overline{\mathbf{R}}\mathbf{x}\|^2 + \|\overline{\mathbf{Q}}_3^H \mathbf{y}\|^2 - \varepsilon^2 \|\mathbf{x}\|^2 \quad (5)$$

由于 $\|\overline{\mathbf{Q}}_3^H \mathbf{y}\|^2$ 项与 \mathbf{x} 无关, 因此在式(2)中前后相消。记 $\overline{\mathbf{R}}$ 的第 i 行, 第 j 列元素为 $\overline{r}_{i,j}$, 令

$$\tilde{\mathbf{y}} = \overline{\mathbf{Q}}_1^H \mathbf{y} \quad (6)$$

$$\begin{aligned} \Lambda(\mathbf{x}) = & -\frac{1}{N_0} \left(\|\tilde{\mathbf{y}} - \overline{\mathbf{R}}\mathbf{x}\|^2 - \varepsilon^2 \|\mathbf{x}\|^2 \right) \\ & + \sum_{i=1}^{N_t} \sum_{j:c_{i,j}=+1} \mathbf{L}_{M,a}(c_{i,j}) \end{aligned} \quad (7)$$

$$\begin{aligned} \Lambda_n(\mathbf{x}_{N_t}^n) = & -\frac{1}{N_0} \left(\left\| \tilde{y}_n - \sum_{k=n}^{N_t} \overline{r}_{n,k} x_k \right\|^2 - \varepsilon^2 \|\mathbf{x}_n\|^2 \right) \\ & + \sum_{j:c_{n,j}=+1} \mathbf{L}_{M,a}(c_{n,j}) \end{aligned} \quad (8)$$

$$\Lambda_{N_t}^n(\mathbf{x}_{N_t}^n) = \sum_{m=N_t}^n \Lambda_m(\mathbf{x}_{N_t}^m) \quad (9)$$

这里 \tilde{y}_n 是 $\tilde{\mathbf{y}}$ 的第 n 个元素; $\mathbf{x}_{N_t}^n$ 表示部分符号矢量 $(x_n, x_{n+1}, \dots, x_{N_t})^T$ 。则

$$\Lambda(\mathbf{x}) = \Lambda_{N_t}^1(\mathbf{x}_{N_t}^1) \quad (10)$$

$$\mathbf{L}_{M,p}(c_{n,m}) \approx \max_{\mathbf{x}(\mathbf{c}) \in \mathcal{X}_{n,m}^{+1}} \{\Lambda(\mathbf{x})\} - \max_{\mathbf{x}(\mathbf{c}) \in \mathcal{X}_{n,m}^{-1}} \{\Lambda(\mathbf{x})\} \quad (11)$$

根据 $\Lambda(\mathbf{x})$ 构造一个树结构, 树的根节点是 x_{N_t} , $\mathbf{x}_{N_t}^n$ 对应深度为 $N_t - n + 1$ 的部分长度路径。使用 M 算法构造大小为 M (M 算法的参数) 的集合 \mathcal{G} 。为了降低错误传播的影响, 用文献[20]给出的 MMSE 排序 QR 分解 (MMSE-SQRD) 算法对 MIMO 信道矩阵进行排序并计算式(4)。

根据 \mathcal{G} 计算 $\mathbf{L}_{M,e}$ 的过程如下。令 $\mathcal{G}_{n,m}^{+1} = \mathcal{G} \cap \mathcal{X}_{n,m}^{+1}$, $\mathcal{G}_{n,m}^{-1} = \mathcal{G} \cap \mathcal{X}_{n,m}^{-1}$, 预设一个大于零的修剪常数 T_c 。如果 $\mathcal{G}_{n,m}^{+1} \cap \mathcal{G}_{n,m}^{-1} \neq \emptyset$, 则

$$\begin{aligned} \mathbf{L}_{M,e}(c_{n,m}) \approx & \max_{\mathbf{x}(\mathbf{c}) \in \mathcal{G}_{n,m}^{+1}} \{\Lambda(\mathbf{x})\} \\ & - \max_{\mathbf{x}(\mathbf{c}) \in \mathcal{G}_{n,m}^{-1}} \{\Lambda(\mathbf{x})\} - \mathbf{L}_{M,a}(c_{n,m}) \end{aligned} \quad (12)$$

否则, 若 $\mathcal{G}_{n,m}^{+1} = \emptyset$, 则令 $\mathbf{L}_{M,e}(c_{n,m}) = -T_c$; 若 $\mathcal{G}_{n,m}^{-1} = \emptyset$, 则令 $\mathbf{L}_{M,e}(c_{n,m}) = T_c$ 。

3.2 对无偏 MMSE-ITS 检测器的改进

在无偏 MMSE-ITS 检测器中, 如果 M 值较小, 便可降低树搜索的复杂度。但是小的 M 值意味着 \mathcal{G} 中序列的可靠性较低, 而且会导致 $\mathcal{G}_{n,m}^{+1} \cap \mathcal{G}_{n,m}^{-1} = \emptyset$ 的概率较大, 所以要大量的修剪处理。然而, 确

定适应性好的修剪常数是非常困难的^[11,16], 导致检测器的稳健性不是很好。为了解决这一问题, 这里对无偏 MMSE-ITS 算法作两方面改进。

3.2.1 选择性地对部分长度路径进行扩展 注意到被删除的路径中存在着可靠性较高的部分长度路径, 尤其是 n 较小(深度较大)时的部分长度路径。事实上, 当 $n = 1$ 时, 除了 M 条幸存路径以外, 被删除的 $M(N_c - 1)$ 条路径已经达到满长度, 而且其累积度量已经被计算出, 将这些路径对应的序列集合记为 \mathcal{G}_1 。

当 $n = 2$ 时, 虽然被删除的 $M(N_c - 1)$ 条路径没有达到满长度, 但是只需扩展一个符号便可以达到满长度。不失一般性, 从中任选一条并记做 $\mathbf{x}_{N_t}^2 = (x_2, x_3, \dots, x_{N_t})^T$, 将其累积度量记做 $A_{N_t}^2$, 这里采用以下方法对 $\mathbf{x}_{N_t}^2$ 进行扩展。

在第 1 次外迭代时, 因为 $\mathbf{L}_{M,a} = 0$, 所以无法用先验信息进行扩展。令

$$\hat{x}_1 = \tilde{y}_1 - \sum_{j=2}^{N_t} \bar{r}_{1,j} x_j \quad (13)$$

将 \hat{x}_1 在星座集 \mathcal{C} 中硬判决, 便得到扩展符号 \bar{x}_1 , 扩展后的满长度路径为 $\bar{\mathbf{x}}_{N_t}^1 = (\bar{x}_1, x_2, x_3, \dots, x_{N_t})^T$, 其累积度量由下式计算

$$A_{N_t}^1(\bar{\mathbf{x}}_{N_t}^1) = -\frac{1}{N_0} \left[\left\| \tilde{y}_1 - \sum_{k=2}^{N_t} \bar{r}_{1,k} x_k - \bar{r}_{1,1} \bar{x}_1 \right\|^2 - \varepsilon^2 \|\bar{\mathbf{x}}\|^2 \right] + A_{N_t}^2 \quad (14)$$

除了第 1 次外迭代以外, 检测器都可以得到编码比特的先验信息, 此时可以直接根据先验信息进行符号扩展。记 x_1 对应的编码比特矢量为 $(c_{1,1}, c_{1,2}, \dots, c_{1,M_c})^T$, 对于 $\forall m \in [1, M_c]$, 若 $\mathbf{L}_{M,a}(c_{1,m}) > 0$, 则令 $c_{1,m} = +1$, 否则令 $c_{1,m} = -1$ 。将 $(c_{1,1}, c_{1,2}, \dots, c_{1,M_c})^T$ 映射到星座集 \mathcal{C} 便得到 \bar{x}_1 , 此时扩展后的满长度路径的累积度量为

$$A_{N_t}^1(\bar{\mathbf{x}}_{N_t}^1) = -\frac{1}{N_0} \left[\left\| \tilde{y}_1 - \sum_{k=2}^{N_t} \bar{r}_{1,k} x_k - \bar{r}_{1,1} \bar{x}_1 \right\|^2 - \varepsilon^2 \|\bar{\mathbf{x}}\|^2 \right] + \sum_{j:c_{1,j}=+1} L_{M,a}(c_{1,j}) + A_{N_t}^2 \quad (15)$$

对所有 $M(N_c - 1)$ 条部分长度路径用上述方法进行扩展, 将扩展后的序列集合记为 \mathcal{G}_2 。用同样的方法可以对 $n > 2$ 时的部分长度路径进行扩展, 但我们对 $N_t \leq 8$ (实际系统的天线数不会太多) 的 MIMO 系统研究发现, $n > 2$ 时的部分长度路径对检测器的性能改善已经不大, 考虑到复杂度和性能的折中, 不使用 $n > 2$ 时的部分长度路径。令

$$\mathcal{G}_t = \mathcal{G} \cup \mathcal{G}_1 \cup \mathcal{G}_2 \quad (16)$$

由于 \mathcal{G}_t 比 \mathcal{G} 多了 $2M(N_c - 1)$ 条序列, 所以用 \mathcal{G}_t 代替 \mathcal{G} 来计算 $\mathbf{L}_{M,p}$ 将会提高 $\mathbf{L}_{M,p}$ 的可靠性。同时还降低了修剪处理的概率。

尽管这里的路径扩展方法是受到列表序列 (LISS) 检测器^[9,10] 的启发, 但二者有三方面主要区别。其一, 本文只考虑 $n < 2$ 时的部分长度路径; 而 LISS 检测器对所有的部分长度路径都作了扩展。其二, 由于这里用的是宽度优先树搜索算法, 因此部分长度路径的深度是已知的; 而 LISS 检测器用的是堆栈算法, 属于最好优先搜索算法, 为了得到部分长度路径的深度, 需要大量的存储空间来保存每一条路径的深度状态。其三, 由于本文在树搜索之前作了 MMSE 滤波预处理, 因此通过式(13)-式(15)作路径扩展所需的处理复杂度很低; 在 LISS 检测器中, 没有作预滤波处理, 路径扩展的处理复杂度相对较高。

3.2.2 添加一位互补矢量 将 \mathcal{G}_t 中度量最大的矢量记做 \mathbf{x}^* , 即

$$\mathbf{x}^* = \arg \max_{\mathbf{x} \in \mathcal{G}_t} \{A(\mathbf{x})\} \quad (17)$$

将其度量记做 A^* , 将 \mathbf{x}^* 对应的编码比特矢量记做 $\mathbf{c}^* = (c_{1,1}^*, \dots, c_{1,M_c}^*, c_{2,1}^*, \dots, c_{N_t, M_c}^*)^T$, 将 \mathcal{G}_t 除去 \mathbf{x}^* 后的序列集合记做 $\tilde{\mathcal{G}}$, 令 $\tilde{\mathcal{G}}_{n,m}^* = \{\mathbf{x} \in \tilde{\mathcal{G}} \mid c_{n,m} = -c_{n,m}^*\}$, 若 $\tilde{\mathcal{G}}_{n,m}^* \neq \emptyset$, 则有

$$L_{M,p}(c_{n,m}) \approx c_{n,m}^* A^* - c_{n,m}^* \max_{\mathbf{x} \in \tilde{\mathcal{G}}_{n,m}^*} \{A(\mathbf{x})\} \quad (18)$$

如果 M 值很小(意味着很低的复杂度), 则仍然存在 $\tilde{\mathcal{G}}_{n,m}^* = \emptyset$ 的情况, 这时就不能用式(18)计算 $L_{M,p}(c_{n,m})$ 了。考虑到符号矢量的欧氏距离和与之对应的比特矢量的汉明距离之间有一定的相关性, 记 $\mathbf{c}_{n,m}^{-*}$ 为只有第 (n, m) 位与 \mathbf{c}^* 不同的矢量, 称之为“一位互补矢量”。将与之对应的符号矢量记做 $\mathbf{x}_{n,m}^{-*}$, 即 $\mathbf{x}_{n,m}^{-*} = \mathbf{x}(\mathbf{c}_{n,m}^{-*})$ 。用式(7)求得其度量 $A(\mathbf{x}_{n,m}^{-*})$, 这样便可使用下式计算 $L_{M,p}(c_{n,m})$:

$$L_{M,p}(c_{n,m}) \approx c_{n,m}^* A^* - c_{n,m}^* A(\mathbf{x}_{n,m}^{-*}) \quad (19)$$

可见, 当 $\tilde{\mathcal{G}}_{n,m}^* = \emptyset$ 时, 只要添加一位互补矢量, 便可以完全避免修剪处理。

至此, 我们将改进的无偏 MMSE-ITS 检测算法概括如下:

(1) 预处理: 使用 MMSE-SQRD 算法对信道矩阵进行 MMSE 排序和分解。

(2) 树搜索初始化: 令 $n = N_t + 1$, $A_n(\mathbf{x}_{N_t}^n) = 0$ 。

(3) 延伸每一条幸存路径, 即 $n \leftarrow n - 1$; 更新其累积度量; 选择累积度量最大的 M 条路径作为幸存路径, 若 $n > 2$, 则将其余路径删除, 继续执行(3); 若 $n = 2$, 则转向(4); 若 $n = 1$, 则转向(5)。

(4)对幸存路径以外的路径进行部分路径扩展,构造 \mathcal{G}_2 ,转向(3)。

(5)将幸存路径存入 \mathcal{G} ,将其余路径存入 \mathcal{G}_1 。

(6)构造 \mathcal{G}_t , $\tilde{\mathcal{G}}$ 和 $\tilde{\mathcal{G}}_{n,m}^*$ 。若 $\tilde{\mathcal{G}}_{n,m}^* \neq \emptyset$,根据式(18)计算 $\mathbf{L}_{M,p}(c_{n,m})$;否则添加一位互补矢量,根据式(19)计算 $\mathbf{L}_{M,p}(c_{n,m})$ 。

3.3 复杂度分析

无偏MMSE-ITS检测算法的复杂度和ITS算法的复杂度相当,根据文献[11]可知ITS的复杂度如下:不考虑预处理的复杂度(各种树搜索类检测器的预处理复杂度相当^[15,16]),每检测一次MIMO信道(即检测 $N_t M_c$ 位编码比特),每次迭代所需的加法和乘法运算分别为 $4M(M_c N_t^2 + 5N_t M_c - 4N_t)$ 和 $4M(M_c N_t^2 + (11/2)N_t M_c - 6N_t)$;另外,排序所需的复杂度为 $N_t M_c [8M - 2 + (1/2)(M - 3)(2 + \log 2M)]$ 。改进的检测器和原始的无偏MMSE-ITS检测器相比,增加了部分路径扩展和添加一位互补矢量两个步骤。注意到路径扩展中构造 \mathcal{G}_1 并不增加复杂度;构造 \mathcal{G}_2 时,如果是第1次迭代,则由式(13)、式(14)计算处理,否则只需简单的映射操作并由式(15)计算处理,所以第1次迭代时的扩展处理复杂度要高一些,我们以第一次迭代来计算复杂度。使用式(13),式(14)扩展 $M(N_c - 1)$ 条部分长度路径总共增加的加法和乘法运算分别为 $M(N_c - 1)(2N_t + 1)$ 和 $M(N_c - 1)(2N_t + 4)$ 。在添加一位互补矢量步骤中,最极端的情况是添加 $N_t M_c - 1$ 条一位互补矢量(实际添加的条数要少得多),用式(7)计算这些序列的度量总共增加的加法和乘法运算分别为 $(N_t M_c - 1) \cdot ((1/2)N_t^2 + (5/2)N_t + (1/2)N_t M_c - 1)$ 和 $(N_t M_c - 1)((1/2)N_t^2 + (5/2)N_t + 3)$ 。因此,改进的检测器所需的总的加法运算小于

$$N_t M_c \left(\frac{1}{2} N_t^2 + \frac{1}{2} N_t M_c + 4MN_t + 20M + \frac{5}{2} N_t - \frac{3}{2} \right) + 2MN_c N_t + MN_c + M - 18MN_t - \frac{1}{2} N_t^2 - \frac{5}{2} N_t \quad (20)$$

所需的总的乘法运算小于

$$N_t M_c \left(4MN_t + \frac{1}{2} N_t^2 + 22M + \frac{5}{2} N_t + 3 \right) + 2MN_c N_t + 4MN_c - 26MN_t - \frac{1}{2} N_t^2 - 4M - \frac{5}{2} N_t - 3 \quad (21)$$

所需的排序复杂度和ITS检测器相同。所以检测每比特的复杂度不超过 $\mathcal{O}(MN_t + N_t^2 + N_t M_c + 2^{M_c} M / M_c + M \log M)$ 。我们知道ITS检测器检测每比特的复杂度为 $\mathcal{O}(MN_t + M \log M)$,可见,对于相同的 M 参数值,改进的无偏MMSE-TTS检测器的复杂度有所增加,但在同一量级。通过第4节的性能仿真可知,为了达到相同的误比特率(BER)性能,改

进算法所需的 M 值小得多,这时改进算法的复杂度比原始的无偏MMSE-ITS检测器的复杂度实际上要低。

4 仿真实验结果

以LDPC编码V-BLAST系统为模型(见图1),对本文的改进检测器和无偏MMSE-ITS检测器进行对比。选用802.11n标准中码长为1296、码率为0.5的LDPC码^[21]。LDPC解码器使用文献[18]给出的解码算法。外迭代次数设为4,解码器的最大迭代次数设为10,仿真发现此时接收机已基本收敛。调制星座采用Gray映射。根据文献[11,15,16]的讨论,并结合本文的仿真试验,在参数 M 取32,64,128的情况下,无偏MMSE-ITS检测器的削剪常数 T_c 分别取3,4,5,这样取值可保证无偏MMSE-ITS检测器的性能较好。

本文不但考虑空间独立MIMO信道而且考虑空间相关MIMO信道。仿真中的空间相关模型采用文献[22]提出的一般模型。不失一般性,这里假设信道是快衰落的(各态历经信道)。仿真时的信噪比指的是每接收天线的比特信噪比。这里的复杂度用3.3节的解析方法求得。

4.1 空间独立瑞利衰落MIMO信道

图2和表1、表2给出了发射天线和接收天线均为4,系统分别采用4QAM和16QAM星座时的系统性能和复杂度对比关系。采用4QAM星座时,改进检测器在 M 值取4和8时的性能和无偏MMSE-ITS检测器在 M 值取64时的性能相当,但此时改进检测器的复杂度却低得多。采用16QAM星座时,改进检测器在 M 值取4和8时的性能比无偏MMSE-ITS检测器在 M 值取128时的性能分别要好大约3dB和4dB,但复杂度却降低了很多。

在下行链路中,接收天线数往往小于发射天线数,这是一种欠定MIMO系统。图3给出了发射天线为4,接收天线为2,采用4QAM星座的系统性能对比。可见改进检测器在 M 值取8时的性能比无

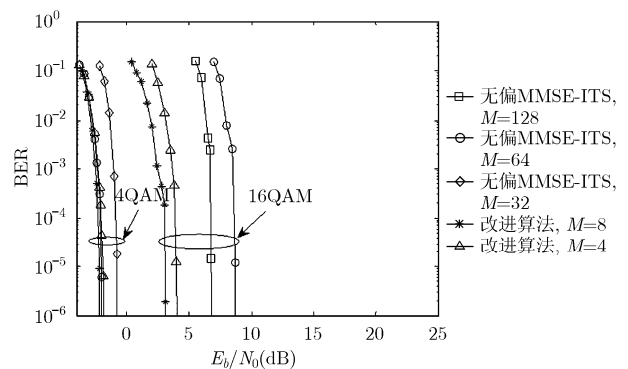


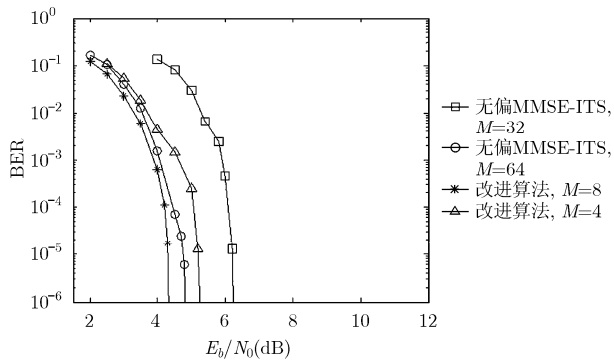
图2 4×4MIMO系统下的检测性能

表 1 检测一次信道的复杂度($N_t=4$, 4QAM)

	M 值			
	M=4	M=8	M=32	M=64
无偏 MMSE-ITS 的加法	—	—	7168	14336
无偏 MMSE-ITS 的乘法	—	—	6656	13312
改进算法的加法	<1158	<2170	—	—
改进算法的乘法	<1123	<2099	—	—

表 2 检测一次信道的复杂度($N_t=4$, 16QAM)

	M 值			
	M=4	M=8	M=64	M=128
无偏 MMSE-ITS 的加法	—	—	32768	65536
无偏 MMSE-ITS 的乘法	—	—	32768	65536
改进算法的加法	<2970	<5566	—	—
改进算法的乘法	<3083	<5851	—	—

图 3 4×2 MIMO 系统下的检测性能(4QAM 星座)

偏 MMSE-ITS 检测器在 M 值取 64 和 32 时的性能分别要好大约 0.4 dB 和 2 dB; 改进检测器在 M 值取 4 时的性能比无偏 MMSE-ITS 检测器在 M 值取 32 时的性能还要好大约 1 dB。由表 1 可知, 两种情况下, 改进检测器的复杂度都要低一些。

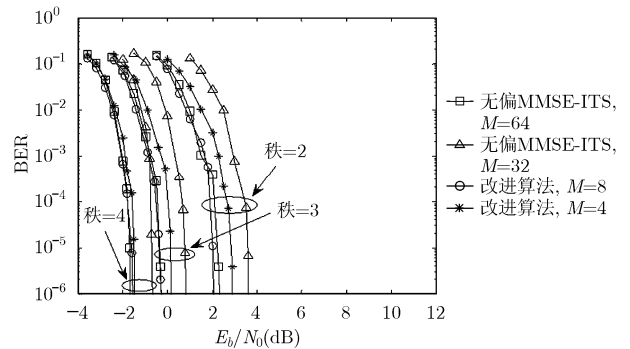
4.2 空间相关 MIMO 信道

以 4×4 系统为例, 用信道矩阵的秩表征空间相关程度, 秩越小, 表明空间相关性越强。图 4 给出了采用 4QAM 星座时, 系统在不同的空间相关信道下的性能对比。可以看出, 随着 MIMO 信道空间相关性的增强, 由于空间分集增益和空间自由度降低了, 导致系统的性能逐渐变差。结合表 1 可知, 无论信道的相关性如何, 与无偏 MMSE-ITS 检测器相比, 改进检测器都能以相对较低的复杂度获得较好的性能。

5 结束语

无偏 MMSE-ITS 检测算法是现有文献中最好的 MIMO 检测算法之一, 本文对其作了两方面改进。由于增添了扩展路径和一位互补矢量, 和原算

法相比, 改进算法在任何 MIMO 信道和任何天线配置下都以相对较低的复杂度获得了较好的检测性能。改进算法彻底避免了修剪处理, 稳健性更好。尽管本文以窄带 MIMO 系统为模型进行讨论, 但该检测器能容易地推广到宽带 MIMO 系统。

图 4 4×4 系统在空间相关信道下的检测性能(4QAM 星座)

参考文献

- [1] Haykin S, Sellathurai M, and Jong Y, et al. Turbo-MIMO for wireless communications [J]. *IEEE Communications Magazine*, 2004, 42(10): 48-53.
- [2] Wu Jian-ming and Lee Heung-No. Performance analysis for LDPC-coded modulation in MIMO multiple-access systems [J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2007, 55(7): 1417-1426.
- [3] Hou J, Siegel P, and Milstein L B. Design of multi-input multi-output systems based on low-density parity-check codes [J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2005, 53(4): 601-611.
- [4] Suzuki H, Hedley M, and Daniels G, et al. Performance of MIMO-OFDM-BICM on measured indoor channels [C]. Proc. IEEE VTC2006-Spring, Melbourne, Australia, May 2006: 2073-2077.
- [5] Vikalo H, Hassibi B, and Kailath T. Iterative decoding for MIMO channels via modified sphere decoding [J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2004, 3(6): 2299-2311.
- [6] Wolniansky P, Foschini G, and Golden G. V-BLAST: An architecture for realizing very high data rates over the rich-scattering wireless channel [C]. Proc. IEEE ISSSE 1998, Pisa, Italy, 1998: 295-300.
- [7] Sellathurai M and Haykin S. Turbo-BLAST for wireless communications: theory and experiments [J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2002, 50(10): 2538-2546.
- [8] Hochwald B and Ten Brink S. Achieving near-capacity on a multiple-antenna channel [J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2003, 51(3): 389-399.
- [9] Baro S, Hagenauer J, and Witzke M. Iterative detection of

- MIMO transmission using a list-sequential (LISS) detector [C]. Proceedings of IEEE ICC'03, Anchorage, AK, 2003: 2653-2657.
- [10] Hagenauer J and Kuhn C. The list-sequential (LISS) algorithm and its application [J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2007, 55(5): 918-928.
- [11] Jong Y and Willink T. Iterative tree search detection for MIMO wireless systems [J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2005, 53(6): 930-935.
- [12] 杨远, 胡军锋, 张海林. MIMO系统中树搜索检测的排序算法 [J]. 北京邮电大学学报, 2008, 31(2): 137-141.
Yang Y, Hu J F, and Zhang H L. Detection ordering in tree search detection for MIMO wireless systems [J]. *Journal of Beijing University of Posts and Telecommunications*, 2008, 31(2): 137-141.
- [13] 韩湘, 赵丹, 魏急波, 王建新. MIMO系统中一种自适应的迭代检测译码算法. 电子与信息学报, 2008, 30(3): 625-629.
Han X, Zhao D, and Wei J B, *et al.*. An adaptive iterative detection and decoding algorithm for MIMO systems [J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2008, 30(3): 625-629.
- [14] Aggarwal P, Prasad N, and Wang X. An enhanced deterministic sequential Monte Carlo method for near-optimal MIMO demodulation with QAM constellations [J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2007, 55(6): 2395-2406.
- [15] Zimmermann E and Fettweis G. Unbiased MMSE tree search detection for multiple antenna systems [C]. Proceedings of IEEE WPMC'06, San Diego, USA, Sept., 2006: 17-20.
- [16] Zimmermann E and Fettweis G. Generalized smart candidate adding for tree search based MIMO detection [C]. Proceedings of ITG/IEEE Workshop on Smart Antennas (WSA'07), Vienna, Austria, Apr., 2007.
- [17] Guo Z and Nilsson P. Algorithm and implementation of the K-best sphere decoding for MIMO detection [J]. *IEEE Journal Selected Areas Communications*, 2006, 24(3): 491-503.
- [18] Lu B, Yue G, and Wang X. Performance analysis and design optimization of LDPC-coded MIMO OFDM systems [J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2004, 52(2): 348-361.
- [19] Anderson J and Mohan S. Sequential coding algorithms: A survey and cost analysis [J]. *IEEE Transactions on Communications*, 1984, 32(2): 169-176.
- [20] Wuebben D, Boehnke R, and Kuehn V, *et al.*. MMSE extension of V-BLAST based on sorted QR decomposition [C]. Proceedings of IEEE VTC2003-Fall, Orlando, USA, Oct., 2003: 508-512.
- [21] IEEE P802.11n/D2.00 Draft IEEE Standard for Local and Metropolitan area Networks. Part 11: Wireless LAN medium access control (MAC) and physical Layer (PHY) specifications [S]. NJ: IEEE Computer Society, 2007.
- [22] Sadek A, Su W, and Liu K. Diversity analysis for frequency-selective MIMO-OFDM systems with general spatial and temporal correlation model [J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2006, 54(5): 878-888.
- 胡军锋: 男, 1976年生, 博士, 高级工程师, 研究方向为MIMO通信系统、LDPC码、通信信号处理。
- 张海林: 男, 1963年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为多媒体通信、宽带无线通信、通信信号处理、应急通信等。
- 杨远: 男, 1980年生, 博士, 研究方向为多天线信号处理、迭代检测。