

LDPC 编码 MIMO 系统的高性能低复杂度接收机

胡军锋^{1,2}, 张海林¹, 白洁³, 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; 3. 中国兵器工业第 203 研究所, 西安 710065)

摘要: 针对低密度校验(LDPC)码编码多输入多输出(MIMO)系统提出了一种高效的迭代接收机。一方面, 通过添加一位互补矢量的方法对无偏最小均方误差迭代树搜索(MMSE-ITS)检测器作了改进, 与原算法相比, 改进算法提高了检测器的稳健性, 并能以相对较低的处理复杂度获得更好的检测性能。另一方面, 给出了一种高效率的 LDPC 码解码算法, 该解码算法不但计算复杂度低, 而且能以很少的迭代次数(大约 5 次)达到收敛。仿真结果表明, 整个接收机在保证系统性能的同时降低了处理复杂度。

关键词: 通信技术; 多输入多输出(MIMO)系统; 低密度奇偶校验(MIMO)码; 迭代接收机

中图分类号: TN911.25 文献标志码: A 文章编号: 1671-5497(2010)05-1371-06

High performance and low complexity receiver for LDPC coded MIMO system

HU Jun-feng^{1,2}, ZHANG Hai-lin¹, BAI Jie³, YANG Yuan¹

(1. State Key Laboratory of Integrate Services Network, Xidian University, Xi'an 710071, China; 2. CETC No. 20 Research Institute, Xian 710068, China; 3. No. 203 Research Institute of China Ordnance Industries, Xi'an 710065, China)

Abstract: An efficient iterative receiver was proposed for Low-Density Parity-Check (LDPC) coded Multi-Input Multi-Output (MIMO) system. On one hand, the unbiased Minimum Mean-Square Error (MMSE) Iterative Tree Search (ITS) detector was improved by adding one bit complement sequences. Compared with the original detector, the improved detector is more robust and provides high performance at lower complexity. One the other hand, a low complexity LDPC decoder was given. The proposed decoder not only has low computing complexity but also converges very fast (about 5 iterations is sufficient). Simulation results show that the whole receiver proves good system performance with reduced complexity.

Key words: communication; multi-input multi-output (MIMO) system; low-density parity-check (LDPC) codes; iterative receiver

收稿日期: 2008-02-28.

基金项目: 高等学校创新引智基地项目(B08038); 陕西省自然科学基金基础研究计划项目(2006F30).

作者简介: 胡军锋(1976-), 男, 高级工程师, 博士. 研究方向: MIMO 通信系统, LDPC 码, 通信信号处理.

E-mail: hujunfeng_cetc@163.com

通信作者: 张海林(1963-), 男, 教授, 博士生导师. 研究方向: 宽带无线通信, 多媒体通信, 军事通信.

E-mail: hlzhang@xidian.edu.cn

空时-比特交织编码调制(ST-BICM)是一种几乎可达到多输入多输出(MIMO)系统理论容量的技术方案^[1],与其他纠错码(如Turbo码和卷积码)相比,在ST-BICM系统中采用低密度奇偶校验(LDPC)码可以得到更好的综合性能^[2-3],而且使用LDPC码还能方便地构成速率自适应系统。

在 MIMO 检测器方面,最具代表性的有软干扰抵消-最小均方误差(SIC-MMSE)检测器^[2]和基于树搜索的检测器^[4-6]。文献[7-8]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(U-MMSE-ITS)算法在性能和实现复杂度折中方面较优。本文通过添加一位互补矢量的方法对 U-MMSE-ITS 算法作进一步改进,提高了检测器的稳健性,同时使得性能和复杂度折中更好。在 LDPC 码的解码方面,结合 ST-BICM 系统的迭代结构,给出了一种低复杂度的解码算法,从而在保证系统性能的同时极大地降低了接收机的总体复杂度。

1 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 $N_t \times N_r$) 的窄带 MIMO 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 $M_c N_t$ (M_c 为每调制星座点的比特数) 的比特数据块 $\mathbf{c} = (c_{1,1}, \dots, c_{1,M_c}, c_{2,1}, \dots, c_{N_t, M_c})^T$, \mathbf{c} 经过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} 和 \mathbf{c} 一一对应, 记作 $\mathbf{x} = \mathbf{x}(\mathbf{c})$ 。接收机收到的信号矢量为

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

式中： \mathbf{H} 为 $N_r \times N_t$ 的信道矩阵，假设接收机已知

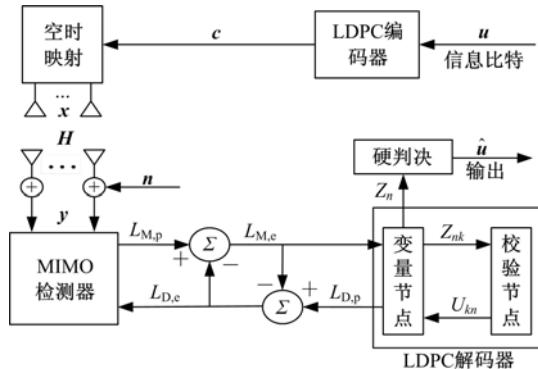


图 1 LDPC 编码 MIMO 系统基带模型

Fig. 1 Base-band model of LDPC coded MIMO system

完全信道状态信息(CSI); n 为 N_r 维复加性白高斯噪声(AWGN)矢量, 其均值为零、协方差矩阵为 $N_0 \mathbf{I}_{N_r}$, 其中 N_0 为 AWGN 的单边功率谱密度。

记发射总功率为 E_s , 则每接收天线的比特信噪比为 $E_s/(N_0 N_t M_c r_c)$, 令 $\sigma = \sqrt{N_t N_0 / E_s}$ 。

基于 Turbo 原理进行检测接收。MIMO 检测器根据收到的信号 y 和解码器提供的先验信息 $L_{M,a}$ ($= L_{D,e}$) (第一次迭代时 $L_{M,a} = 0$) 计算检测器的外信息 $L_{M,e} = L_{M,p} - L_{M,a}$, 其中 $L_{M,p}$ 为检测器生成的后验信息。解码器根据检测器提供的先验信息 $L_{D,a}$ ($= L_{M,e}$) 生成解码器的外信息 $L_{D,e} = L_{D,p} - L_{D,a}$, 其中 $L_{D,p}$ 为解码器生成的后验信息。

2 改进的 U-MMSE-ITS 检测器

2.1 U-MMSE-ITS 检测器

MIMO 检测器用来计算发射符号矢量中每比特的对数似然比(LLR)信息 $L_{M,p}$, 根据文献[4]可知

$$L_{M,p}(c_{n,m}) \approx \max_{x(c) \in \chi_{n,m}^{-1}} \{ \Lambda(x) \} - \max_{x(c) \in \bar{\chi}_{n,m}^{-1}} \{ \Lambda(x) \} \quad (2)$$

式中: $\chi_{n,m}^{\pm 1} = \{ x = x(c) \mid c_{n,m} = \pm 1 \}$,

$$\Lambda(\mathbf{x}) = -\frac{1}{N_0} \parallel \mathbf{y} - \mathbf{Hx}(\mathbf{c}) \parallel^2 + \sum_{i=1}^{N_t} \sum_{j: c_{i,j}=+1} L_{M,a}(c_{i,j}) \quad (3)$$

对增广矩阵 \bar{H} 进行 QR 分解, 即

$$\bar{\mathbf{H}} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}^T & \sigma \mathbf{I}_{N_t} \end{bmatrix}^T = \bar{\mathbf{Q}}_F \bar{\mathbf{R}}_F =$$

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

式中： $\bar{\mathbf{R}}$ 为对角线元素大于零的上三角矩阵，则

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

为了降低错误传播的影响,用 MMSE 排序 QR 分解 (MMSE-SQRD) 算法^[9] 计算式(4)。记 $\bar{\mathbf{R}}$ 的第 i 行、第 j 列元素为 $\bar{r}_{i,j}$, 令 $\tilde{\mathbf{y}} = \bar{\mathbf{Q}}^H \mathbf{y}$, 将 $\tilde{\mathbf{y}}$ 的第 n 个元素记为 \tilde{y}_n , 将部分符号序列矢量 $(x_n, x_{n-1}, \dots, x_{N_s})^T$ 记为 $\mathbf{x}_{N_s}^n$, 令

$$\Lambda_n(\mathbf{x}_{N_t}^n) = -\frac{1}{N_0}\left(\|\tilde{\mathbf{y}}_n - \sum_{k=1}^{N_t} r_{n,k} \mathbf{x}_k\|^2 - \sigma^2 \|x_n\|^2 \right) +$$

$$\sum_{j: c_{n,j} = +1} L_{M,a}(c_{n,j}) \quad (6)$$

$$\Lambda_{N_t}^n(\mathbf{x}_{N_t}^n) = \sum_{m=N_t}^n \Lambda_m(\mathbf{x}_{N_t}^m) \quad (7)$$

则

$$\begin{aligned} \Lambda(\mathbf{x}) = & -\frac{1}{N_0} (\|\tilde{\mathbf{y}} - \bar{\mathbf{R}}\mathbf{x}\|^2 - \sigma^2 \|\mathbf{x}\|^2) + \\ & \sum_{i=1}^{N_t} \sum_{j: c_{i,j} = +1} L_{M,a}(c_{i,j}) = \\ & \Lambda_{N_t}^1(\mathbf{x}_{N_t}^1) \end{aligned} \quad (8)$$

根据式(6)(7)(8)构造一个树结构,用M算法搜索可得到一个大小为M的序列集合 $\Gamma^{[6]}$ 。令 $\Gamma_{n,m}^{+1} = \Gamma \cap \chi_{n,m}^{+1}$, $\Gamma_{n,m}^{-1} = \Gamma \cap \chi_{n,m}^{-1}$,预设一个削剪常数 $clip(>0)$,若 $\Gamma_{n,m}^{+1} \cap \Gamma_{n,m}^{-1} \neq \emptyset$,则

$$\begin{aligned} L_{M,e}(c_{n,m}) \approx & \max_{x(c) \in \Gamma_{n,m}^{+1}} \{\Lambda(\mathbf{x})\} - \\ & \max_{x(c) \in \Gamma_{n,m}^{-1}} \{\Lambda(\mathbf{x})\} - L_{M,a}(c_{n,m}) \end{aligned} \quad (9)$$

若 $\Gamma_{n,m}^{+1} = \emptyset$,则 $L_{M,e}(c_{n,m}) = -clip$;若 $\Gamma_{n,m}^{-1} = \emptyset$,则 $L_{M,e}(c_{n,m}) = clip$ 。

2.2 对U-MMSE-ITS检测器的改进

在前一节的U-MMSE-ITS MIMO检测算法中,选取较小的M值,可降低检测器的复杂度,但是小的M值意味着 Γ 中序列的可靠性较低,还会导致 $\Gamma_{n,m}^{+1}$ 和 $\Gamma_{n,m}^{-1}$ 为空的概率较大,所以要做大量的削剪处理,由于确定稳健性好的削剪常数非常困难^[8],从而使检测性能有所下降。为了解决这一问题,本文对U-MMSE-ITS算法进行如下改进,使检测器完全避免了削剪处理。将 Γ 中度量最大的序列记作 \mathbf{x}^* ,即

$$\mathbf{x}^* = \arg \max_{x \in \Gamma} \{\Lambda(x)\} \quad (10)$$

将其度量记作 Λ^* ,将 \mathbf{x}^* 对应的编码比特序列记作 $\mathbf{c}^* = (c_{1,1}^*, \dots, c_{1,M_c}^*, c_{2,1}^*, \dots, c_{N_t,M_c}^*)^T$,将 Γ 除去 \mathbf{x}^* 后的序列集合记作 $\tilde{\Gamma}$,令 $\tilde{\Gamma}_{n,m}^* = \{x \in \tilde{\Gamma} \mid c_{n,m} = -c_{n,m}^*\}$,若 $\tilde{\Gamma}_{n,m}^* \neq \emptyset$,则有

$$\begin{aligned} L_{M,e}(c_{n,m}) \approx & c_{n,m}^* \Lambda^* - c_{n,m}^* \max_{x \in \tilde{\Gamma}_{n,m}^*} \{\Lambda(x)\} - \\ & L_{M,a}(c_{n,m}) \end{aligned} \quad (11)$$

考虑到在较好的星座映射方式下(比如Gray映射),符号序列的欧氏距离与相应的比特序列的汉明距离之间有一定的相关性^[10],记 $\mathbf{c}_{n,m}^-$ 为只有第 (n,m) 位与 \mathbf{c}^* 不同的序列,称为一位互补矢量。将与 $\mathbf{c}_{n,m}^-$ 对应的符号序列记作 $\mathbf{x}_{n,m}^-$,即 $\mathbf{x}_{n,m}^- = \mathbf{x}(\mathbf{c}_{n,m}^-)$,用式(8)求得其度量 $\Lambda(\mathbf{x}_{n,m}^-)$ 。若 $\tilde{\Gamma}_{n,m}^* = \emptyset$,用下式计算 $L_{M,e}(c_{n,m})$ 为

$$L_{M,e}(c_{n,m}) \approx c_{n,m}^* \Lambda^* - c_{n,m}^* \Lambda(\mathbf{x}_{n,m}^-) - L_{M,a}(c_{n,m}) \quad (12)$$

可见,通过添加一位互补矢量,完全避免了削剪处理,从而提高了检测器的稳健性。

2.3 复杂度讨论

U-MMSE-ITS检测算法的复杂度和标准ITS算法的复杂度相当,根据文献[6]可知其复杂度如下:给定参数M,每检测一次MIMO信道,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 $4M(M_c N_t^2 + \frac{11}{2}N_t M_c - 6N_t)$ 。与原U-MMSE-ITS检测器相比较,改进的U-MMSE-ITS检测器增加了添加一位互补矢量这一步骤,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),这样总共增加的加法和乘法运算分别为 $2(N_t M_c - 1)(\frac{1}{2}N_t^2 + \frac{5}{2}N_t + \frac{1}{2}N_t M_c - 1)$ 和 $4(N_t M_c - 1)(\frac{1}{2}N_t^2 + \frac{5}{2}N_t + 3)$ 。改进算法所需的堆排序复杂度与原始ITS检测器相当。所以,对于相同的M值,改进的U-MMSE-ITS检测器的复杂度有所增加,但在同一量级。需要强调的是,为了达到相同甚至更好的检测性能,改进算法所需的M值比原检测器小得多,此时改进的U-MMSE-ITS检测器的复杂度比原U-MMSE-ITS检测器的复杂度实际上要低很多。

3 低复杂度的LDPC码解码器

记LDPC码的校验矩阵为 \mathbf{H}_e ,变量节点和校验节点的个数分别记为N和K,用 v_n, c_k 分别表示第n个变量节点和第k个校验节点,与 v_n 相连的校验节点记为 $K(n)$,与 c_k 相连的变量节点记为 $N(k)$,用 $K(n) \setminus k$ 表示在 $K(n)$ 中除去校验节点 c_k ,用 $N(k) \setminus n$ 表示在 $N(k)$ 中除去变量节点 v_n 。用 U_n 表示解码器得到的关于 v_n 的先验信息,用 U_{kn}^i 表示第i次内迭代时 c_k 向 v_n 传递的关于 v_n 的信息,用 Z_{nk}^i 表示第i次内迭代时 v_n 向 c_k 传递的关于 v_n 的信息,用 Z_n^i 表示第i次内迭代结束时 v_n 的后验信息。

在标准置信传播(BP)算法中,校验节点的信息更新需要处理大量的双曲正切函数及其反函数,所以计算复杂度较高。这里根据文献[11]作如下处理,对于任意的校验节点 c_k ,令 $|Z_{n,k}|$ 和

$|Z_{n_2 k}|$ 是参与该校验节点信息计算的最小的和次小的绝对信息值,一个偏移参数 β 的计算如下

$$\beta = 1 - \tanh(|Z_{n_2 k}| - |Z_{n_1 k}|) \quad (13)$$

则校验节点的信息更新可简化为

$$U_{kn}^i \approx \left(\prod_{n' \in N(k) \setminus n} \text{sign}(Z_{n' k}^{i-1}) \right) \times \max\left(\min_{n' \in N(k) \setminus n} |Z_{n' k}^{i-1}| - \beta, 0\right) \quad (14)$$

式中: $\text{sign}(x)$ 为符号函数,若 $x \geq 0$,其值为 +1;若 $x < 0$,其值为 -1。

与标准 BP 算法相比,式(14)大幅度降低了计算复杂度。

在消息传递策略方面,标准 BP 算法基于泛洪(flooding)策略(FS),需要的迭代次数较高。本文采用分组水平串行策略(Group-HSS)^[12],该策略可使解码器的迭代次数降低^[12-13],硬件实现时所需的存储单元也较少^[14],它还保留了部分并行处理的特点。

另外,一般的解码算法总是将校验节点的外信息初始化为零,结合图 1 中迭代接收机的结构特点,注意到每次外迭代结束时内迭代也完成了迭代过程,所以可以保留这时校验节点的外信息,以供下次外迭代中的内迭代在初始化时使用,这样处理可大大提高解码器的收敛速度。

把校验节点分为 G 组(不失一般性,假设 G 可整除 K),每组包含的校验节点数为 $N_g = K/G$ 。设外迭代和内迭代的最大迭代次数分别为 $l_{M_{\max}}$ 、 $l_{D_{\max}}$,根据以上讨论,现将解码算法概括为如下步骤:

(1) 初始化

对所有的 $n \in \{1, 2, \dots, N\}$ 和 $k \in K(n)$,令 $U_n = L_{M, e}(v_n)$;若是第一次外迭代,令 $U_{kn}^0 = 0$,否则令 $U_{kn}^0 = U_{kn}$ (U_{kn} 是上次外迭代结束时的保留值);令 $Z_{nk}^0 = U_n + \sum_{k' \in K(n) \setminus k} U_{kn}^0$, $i \leftarrow 1$ 。

(2) 从 $g = 1$ 到 $g = G$,逐组进行联合更新

①水平更新:对每一分组中的校验节点 $C_g = \{c_k \mid k = (g-1)N_g + 1, (g-1)N_g + 2, \dots, gN_g\}$ 和相应的 $n \in N(k)$,根据式(14)计算校验节点的信息,并将其与 C_g 中的校验节点相连的变量节点集合记为 V_g 。

②垂直更新:对所有的 $v_n \in V_g$ 和相应的 $k \in K(n)$,更新后验信息和外信息,即

$$Z_n = U_n + \sum_{k \in K(n)} U_{kn}^i \quad (15)$$

$$Z_{nk}^i = Z_n - U_{kn}^i \quad (16)$$

(3) 试译码

根据 $\{Z_n \mid n = 1, \dots, N\}$ 硬判决得到判决序列 \hat{c} ,在 GF(2) 域计算错误图样 $e = H_c \hat{c}$,若 $e = 0$,输出 $\hat{u} = \hat{c}$,结束;否则,转向步骤(4)。

(4) 如果 $i < l_{D_{\max}}$,令 $i \leftarrow i+1$,转向步骤(2);否则

①若外迭代次数小于 $l_{M_{\max}}$,对所有的 $n \in \{1, 2, \dots, N\}$ 和 $k \in K(n)$,令 $L_{D, p}(v_n) = Z_n$,保留校验节点信息,即令 $U_{kn}^r = U_{kn}^{l_{D_{\max}}}$,退出解码过程并开始下一次外迭代。

②若外迭代次数等于 $l_{M_{\max}}$,输出 $\hat{u} = \hat{c}$,宣告输出有误,结束。

在步骤(2)中的每一分组内部,信息更新过程可以并行处理。关于 G 值的确定可参见文献[12]。

4 仿真结果

假定信道是各态历经的空间独立瑞利衰落。仿真中所用的 LDPC 码选自 IEEE 802.11n 标准,码长 $N = 1296$,码率 $r_c = 0.5$,结合该码的度分布参数并根据文献[12]的分组准则,选取 $G = 12$ 。调制星座采用 Gray 映射。外迭代的最大迭代次数为 $l_{M_{\max}} = 4$ (仿真发现此时接收机已基本收敛)。对于原始的无偏 MMSE-ITS 检测器,削剪常数设为 $clip = 3$ ^[6]。

4.1 LDPC 解码器的迭代性能

对 2×2 系统在采用 MAP 检测器的情况下,将文中给出的解码算法与一般的 BP 算法进行了对比。图 2 比较了两种算法在不同的最大迭代次数($l_{D_{\max}}$)时的性能,由图可见,本文算法在 $l_{D_{\max}} = 5$ 时就基本收敛,而标准 BP 算法达到收敛所需

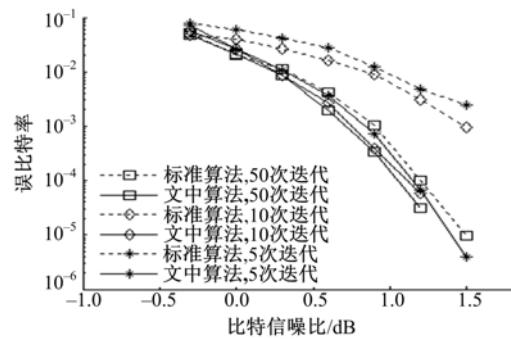


图 2 本文解码算法和标准 BP 算法的迭代性能比较

Fig. 2 Iterative performance comparison of proposed decoding algorithm and standard BP algorithm

的最大迭代次数多达50次左右。图3对比了本文算法与Group-HSS算法的迭代性能,在Group-HSS算法中,信息传递采用Group-HSS策略,其余处理过程与标准BP算法相同(不保留校验节点的外信息)。由图可见,Group-HSS算法所需的迭代次数比标准BP算法有所降低,但仍高于本文的解码算法。可见,保留校验节点的外信息可大大减少迭代次数。另外,本文算法在计算校验节点的信息更新时用的是式(14)的简化计算,每次迭代的计算量小于常规BP算法,所以本文给出的LDPC解码器在保证解码性能的同时极大地降低了复杂度。

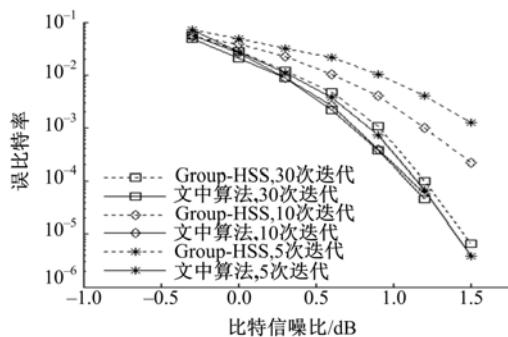


图3 本文解码算法和Group-HSS算法的迭代性能比较

Fig.3 Iterative performance comparison of proposed decoding algorithm with Group-HSS algorithm

表1 检测每比特数据的复杂度

Table 1 Computing complexity for detecting one bit data

	N _t =4, 4QAM				N _t =4, 16QAM			
	M=4	M=8	M=32	M=64	M=4	M=8	M=32	M=64
U-MMSE-ITS 加法	—	—	896	1792	—	—	1024	2048
U-MMSE-ITS 乘法	—	—	832	1664	—	—	1024	2048
改进算法的加法	148	260	—	—	174	302	—	—
改进算法的乘法	177	281	—	—	206	334	—	—

下面考虑一个采用4QAM星座的 4×2 系统,此时系统是欠定的。由图5和表1可见,改进的检测器在欠定系统中仍然能以相对较低的复杂度获得更好的检测性能。

5 结束语

本文给出的改进U-MMSE-ITS检测器具有较好的稳健性并能取得很好的性能复杂度折中。另外,采用Group-HSS消息传递策略,结合迭代接收的特点,给出了一种高效的LDPC码解码器,该解码器不但计算复杂度较低,而且迭代次数少。综合以上两方面可见,文中的接收机能在保

4.2 改进的U-MMSE-ITS检测器的性能

以下仿真均取 $l_{\text{Dmax}} = 5$ 。首先考虑一个 4×4 系统,图4和表1给出了该系统采用4QAM调制星座和16QAM调制星座时的性能复杂度对比关系。对于4QAM调制,改进算法在 $M=8$ 时比U-MMSE-ITS算法在 $M=64$ 时的性能只差大约0.2 dB,但复杂度却降低了很多;改进算法在 $M=4$ 时的性能比原算法取 $M=32$ 时的性能还好0.6 dB左右,但复杂度却比原算法低。对于16QAM调制,改进算法更是以较低的复杂度获得了更好的性能。

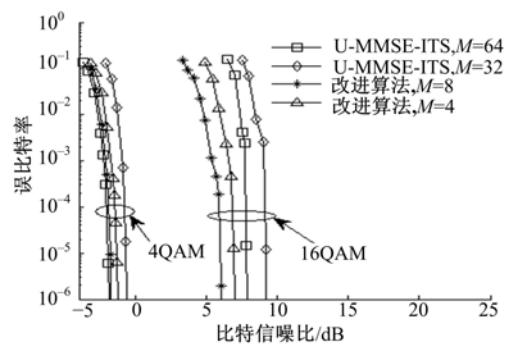


图4 检测器的性能对比(4×4)

Fig.4 Performance comparison of different detectors(4×4)

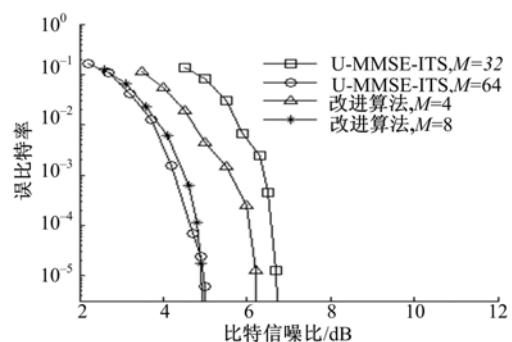


图5 检测器的性能对比($4 \times 2, 4\text{QAM}$)

Fig.5 Performance comparison of different detectors ($4 \times 2, 4\text{QAM}$)

证系统性能的同时极大地降低处理复杂度。另外,该接收机很容易推广到宽带 MIMO 系统。

参考文献:

- [1] Haykin S, Sellathurai M, Jong Y, et al. Turbo-MIMO for wireless communications[J]. IEEE Communications Magazine, 2004, 42(10):48-53.
- [2] Hou J, Siegel P, Milstein L B. Design of multi-input multi-output systems based on low-density parity-check codes[J]. IEEE Trans Commun, 2005, 53(4): 601-611.
- [3] 杨建华,赵旦峰,赵春晖.一种内部自适应的 LDPC 编码超宽带系统[J].吉林大学学报:工学版,2008,38(3): 715-718.
Yang Jian-hua, Zhao Dan-feng, Zhao Chun-hui. Internally adaptive LDPC coded UWB impulse radio system[J]. Journal of Jilin University (Engineering and Technology Edition), 2008, 38(3): 715-718.
- [4] Hochwald B, Brink S. Achieving near-capacity on a multiple-antenna channel[J]. IEEE Trans on Commun, 2003, 51(3): 389-399.
- [5] Hagenauer J, Kuhn C. The list-sequential (LISS) algorithm and its application[J]. IEEE Trans on Commun, 2007, 55(5): 918-928.
- [6] Jong Y, Willink T. Iterative tree search detection for MIMO wireless systems [J]. IEEE Trans on Commun, 2005, 53(6): 930-935.
- [7] Zimmermann E, Fettweis G. Unbiased MMSE tree search detection for multiple antenna systems[C]// WPMC06, San Diego, USA, 2006.
- [8] Zimmermann E, Fettweis G. Generalized smart candidate adding for tree search based MIMO detection [C] // ITG/IEEE Workshop on Smart Antennas (WSA'07), Vienna, Austria, 2007.
- [9] Wuebben D, Boehnke R, Kuehn V, et al. MMSE extension of V-BLAST based on sorted QR decomposition [C] // VTC2003-Fall, Orlando, USA, 2003.
- [10] Wang R, Giannakis G B. Approaching MIMO channel capacity with soft detection based on hard sphere decoding[J]. IEEE Trans on Commun, 2006, 54(4): 587-590.
- [11] Pandya N, Honary B. Low-complexity decoding of LDPC codes[J]. Electron Lett, 2007, 43 (18): 990-991.
- [12] Zhang J, Wang Y, Fossorier M P C, et al. Iterative decoding with replicas[J]. IEEE Trans on Inf Theory, 2007, 53(5): 1644-1663.
- [13] Sharon E, Litsyn S, Goldberger J. Efficient serial message-passing schedules for LDPC decoding[J]. IEEE Trans on Inf Theory, 2007, 53(11): 4076-4091.
- [14] Guilloud F, Boutillon E, Tousch J, et al. Generic description and synthesis of LDPC decoders [J]. IEEE Trans on Commun, 2007, 55 (11): 2084-2091.