

LDPC 编码的 MIMO-OFDM 系统的 双涡轮迭代检测译码方法

王闻今,高西奇,尤肖虎

(东南大学移动通信国家重点实验室,江苏南京 210096)

摘要:采用迭代检测译码接收方法的 LDPC (low density parity check, 低密度奇偶校验) 编码 MIMO-OFDM (multiple-input multiple-output orthogonal frequency division multiplexing, 多天线正交频分复用) 传输, 是在宽带无线通信系统中逼近多输入多输出 (MIMO) 信道容量的一种简单而有效的方法. 在迭代检测译码过程中, 既存在检测器和译码器之间的迭代, 也存在译码器内迭代. 首先给出 LDPC 编码 MIMO-OFDM 系统的因子图分析, 进而提出双涡轮迭代检测译码方法. 在所提方法中, 检测器与译码器并发工作且实时交互软信息. 与传统的串行迭代检测译码方法相比, 双涡轮迭代检测译码方法可有效地降低检测译码时延. 仿真结果证实, 采用双涡轮迭代检测译码方法的接收机能在给定运算复杂度的条件下改善误帧率性能, 有助于实现“绿色通信”.

关键词:低密度奇偶校验码; 多输入多输出; 正交频分复用; 迭代检测译码

中图分类号: TN911.23 **文献标识码:** A **doi:** 10.3969/j.issn.0253-2778.2010.01.011

Dual-turbo detection and decoding receiver for LDPC coded MIMO-OFDM systems

WANG Wenjin, GAO Xiqi, YOU Xiaohu

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

Abstract: Low density parity check (LDPC) coded multiple-input multiple-output orthogonal frequency division multiplexing (MIMO-OFDM) systems, combined with iterative detection and decoding receivers, are simple and efficient methods for approaching the capacity of MIMO channels in broadband wireless communication systems. In iterative detection and receivers, soft messages should be passed not only between the MIMO detector and the LDPC decoder, but also between the two steps of LDPC decoding. The factor graph of MIMO-OFDM systems is derived and then dual-turbo receivers are proposed, where the MIMO detector and the iterative decoder work concurrently and soft messages are exchanged between them in real time. Compared with the sequential iterative detection and decoding receivers, dual-turbo receivers have lower latency and converge faster. Simulation results show that dual-turbo detection and decoding receivers greatly reduce the SNR required to achieve certain frame error rate (FER) with

收稿日期: 2009-05-30; **修回日期:** 2009-07-27

基金项目: 国家自然科学基金 (60572072, 60496311), 国家科技重大专项 (2009ZX03003-005, 2008ZX03003-005), 中国高技术研究发展 (863) 计划 (2006AA01Z264, 2007AA01Z268), 国家重点基础研究发展 (973) 计划 (2007CB310603) 和教育部博士点基金 (20060286016) 资助.

作者简介: 王闻今, 男, 1980 年生, 博士生. 研究方向: 无线通信系统中的空时信号处理和迭代检测译码技术. E-mail: wangwj@seu.edu.cn

通讯作者: 高西奇, 博士/教授. E-mail: xqgao@seu.edu.cn

determined computational complexity, which is beneficial to green communications.

Key words: low density parity check codes; MIMO; OFDM; turbo detection and decoding

0 引言

多天线正交频分复用(MIMO-OFDM)传输既有 MIMO 系统信道容量大的优点,又具有 OFDM 系统抗多径衰落能力强的优点,是一种在未来无线通信系统中能提供可靠有效的无线通信而被广泛关注的传输技术^[1-2].在绿色通信系统中,要求接收机能够在更低的信噪比下获得稳定的传输性能.迭代检测译码,又叫涡轮(turbo)检测译码,指的是在接收端软输入软输出检测器和软输入软输出译码器迭代地工作,互相之间交换软信息,逐渐达到收敛的接收方法.它是在 MIMO 无线通信系统中获得逼近信道容量性能的一种有效方法^[3-4].低密度奇偶校验(LDPC)码,作为一种具备较强纠错能力的差错控制编码,在无线通信系统中常常被用来提高系统抵抗噪声和干扰的能力^[5].由于 LDPC 码的可信度传播(BP)译码算法本身需要迭代译码^[5],因此在 LDPC 编码 MIMO-OFDM 系统的迭代检测译码接收机中,既存在检测器和译码器之间的迭代,也存在译码器内迭代.

目前迭代检测译码接收机方面的文献大都着眼于软输入软输出的检测方法,而鲜有文献根据这类存在双重迭代的迭代检测译码的具体特点设计迭代检测译码方法.在串行迭代检测译码方法中,检测和译码交替地进行,即完成一帧内所有比特的检测后再进行译码,在完成了所有比特的译码之后再下一轮的检测.一方面,由于检测器和译码器算法原理不同,在面向专用集成电路(ASIC)的实现中,他们通常由不同的硬件模块来实现,两者串行的工作方式导致了较低的硬件使用效率和较长的处理时延.另一方面,LDPC 码的 BP 译码算法一般本身需要 5~20 次的迭代达到收敛.在串行迭代检测译码方法中,LDPC 的译码器通常作为一个整体的软输入软输出模块进行工作,因此迭代检测译码接收方法中的总迭代译码的次数为每次检测译码迭代中 BP 译码次数和迭代检测译码次数的乘积,导致了总复杂度随着迭代检测译码次数增长而成倍增长.复杂度和处理时延这两个因素是迭代检测译码接收方法应用在实际通信系统中的主要障碍.

本文针对 LDPC 编码的 MIMO-OFDM 系统提

出了双涡轮迭代检测译码方法,其特征在于检测器和 LDPC 译码器并发工作,两者之间进行实时的软信息交换;同时 LDPC 译码器的比特节点和校验节点之间也进行实时的软信息交换.一方面,译码器和检测器并发工作能够有效降低处理时延,提高接收机的吞吐量;另一方面,实时的软信息交换能够在达到同样误码率性能的条件下有效地降低译码器迭代的总次数.

1 LDPC 编码的 MIMO-OFDM 系统

1.1 MIMO-OFDM 传输

本文研究的对象为 LDPC 编码的 MIMO-OFDM 系统,不失一般性,令系统具有 N_T 个发送天线和 N_R 个接收天线, N_b 个子载波.为了易于描述,我们假设 MIMO-OFDM 传输以帧为单位,一帧只包含一个 OFDM 符号,且只跨越一个编码块.用 $\mathbf{u}=[u_0, u_1, \dots, u_{L_C-1}]^T$ 表示长度为 L_C 的信息比特矢量,其中 u_i 表示第 i 个信息比特, L_C 表示一帧内信息比特的数目.在发送端,信息比特首先经过 LDPC 编码器的编码,得到一帧内的编码比特矢量 $\mathbf{a}=[a_0, a_1, \dots, a_{N_S-1}]^T$,其中 N_S 表示一帧内编码比特的数目.然后 \mathbf{a} 经过比特至符号的映射,也叫做基带映射,得到频域基带信号 $\mathbf{x}=\Psi(\mathbf{a})=[\mathbf{x}^T(0), \dots, \mathbf{x}^T(N_b-1)]^T$,其中 Ψ 表示从比特矢量到符号矢量的映射关系, $\mathbf{x}(k)=[x_{k,0}, x_{k,1}, \dots, x_{k,N_T-1}]^T$ 表示发送端第 k 个频域信号发送矢量, $x_{k,t}$ 为第 t 路第 k 个发送信号.在每路上对频域信号进行 N_b 点的反快速傅里叶变换(IFFT),插入循环前缀(CP)后得到该发送天线上的时域发送信号.

在接收端,首先对 N_R 路的每路接收信号去除 CP,然后进行 N_b 点的快速傅里叶变换(FFT),得到 N_R 路频域接收信号.用 $\mathbf{y}(k)=[y_{k,0}, y_{k,1}, \dots, y_{k,N_R-1}]^T$ 表示接收端第 k 个子载波上 FFT 之后的接收矢量,其中 $y_{k,r}$ 表示在第 k 个子载波上第 r 根接收天线上的接收信号.根据 OFDM 传输的原理,我们可以得到

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

其中, $\mathbf{z}(k)=[z_{k,0}, z_{k,1}, \dots, z_{k,N_R-1}]^T$ 表示第 k 个子载波上的高斯白噪声矢量,满足 $E[\mathbf{z}(k)\mathbf{z}^H(k)] = \sigma_z^2 \mathbf{I}$, σ_z^2 为加性高斯白噪声的方差;

$$\mathbf{H}(k) = \begin{bmatrix} h_{0,0,k} & \cdots & h_{0,N_T-1,k} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N_R-1,0,k} & \cdots & h_{N_R-1,N_T-1,k} \end{bmatrix}$$

为第 k 个子载波频域信道系数矩阵, $h_{r,t,k}$ 表示第 k 个子载波上第 t 个发送天线到第 r 个接收天线之间频域信道冲击响应.

1.2 因子图分析

针对 LDPC 编码的 MIMO-OFDM 传输, 最大后验概率的接收机根据接收信号矢量来决定发送端某个信息比特的最小差错概率的一个判决, 如公式(2)所示:

$$\hat{u}_i = \arg \max_{u_i \in \pm 1} P(u_i | \mathbf{y}) \quad (2)$$

其中, $\mathbf{y} = [\mathbf{y}^T(0), \mathbf{y}^T(1), \dots, \mathbf{y}^T(N_b - 1)]^T$ 为频域接收信号矢量. 直接通过穷举搜索的方法来计算公式(2)的复杂度和 L_C 呈指数关系, 不具有现实意义. 我们考虑采用基于因子图上的迭代软信息交换的方法来降低复杂度. 因子图是一种在编码和信号处理领域中为各类算法提供统一的描述模型^[7-8]. 在本文中我们在因子图上用基于对数似然比(log-likelihood ratio)的软信息传递方式来描述迭代检测算法.

公式(2)中的后验概率 $P(u_i | \mathbf{y})$ 可以由 $P(\mathbf{u} | \mathbf{y})$ 对 $(u_0, \dots, u_{i-1}, \dots, u_{i+1}, \dots, u_{L_C-1})$ 求积分得到, $P(\mathbf{u} | \mathbf{y})$ 为给定 \mathbf{y} 的条件下的信息比特矢量 \mathbf{u} 的联合后验概率分布函数. 考虑 LDPC 编码的 MIMO-OFDM 信道的约束, $P(\mathbf{u} | \mathbf{y})$ 可以因子化为

$$P(\mathbf{u} | \mathbf{y}) \propto \chi[\mathbf{a} = \mu_C(\mathbf{u})] \prod_k p(\mathbf{y}(k) | \Psi(\mathbf{a}(k))) \quad (3)$$

其中, \propto 表示正比于; $\chi[\mathbf{a} = \mu_C(\mathbf{u})]$ 为 LDPC 编码约束函数, 当 \mathbf{a} 是一个 LDPC 编码的合法码字时等于 1, 反之等于 0; $p(\mathbf{y}(k) | \Psi(\mathbf{a}(k)))$ 表示在第 k 个子载波上, 当 $\Psi(\mathbf{a}(k))$ 为发送符号矢量时的 $\mathbf{y}(k)$ 条件概率密度函数, 可以用下式来计算

$$p(\mathbf{y}(k) | \Psi(\mathbf{a}(k))) = \frac{1}{\pi \sigma_z^2} \exp\left(-\frac{\|\mathbf{y}(k) - \mathbf{H}(k)\Psi(\mathbf{a}(k))\|^2}{\sigma_z^2}\right) \quad (4)$$

由公式(4)的因子化, 可以得到 LDPC 编码 MIMO-OFDM 系统的因子图如图 1(a)所示; 其上半部分表示由 MIMO-OFDM 每个子载波的信道约束; 下半部分表示由 LDPC 编码约束函数 $\chi[\mathbf{a} = \mu_C(\mathbf{u})]$ 决定的约束. 在图中我们用 d_k 表示从第 k 个子载波的信

道约束, 在本文中将其称作检测节点. 令 $\Gamma_k \triangleq \{k * N_S/N_b, \dots, k * N_S/N_b + N_S/N_b - 1\}$ 表示与 d_k 相邻的比特节点的下标的集合. 用 c_j 来表示第 j 个 LDPC 编码的校验节点, 与它相邻的比特节点的集合用 N_j 来表示. 根据 LDPC 编码器的约束, 与校验节点 c_j 相邻的所有比特满足

$$\prod_{l \in N_j} a_l = 1,$$

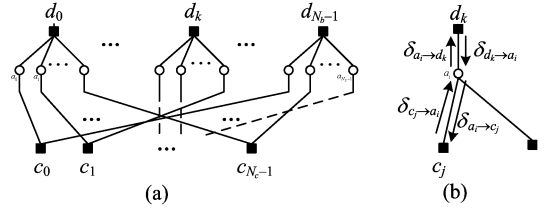


图 1 LDPC 编码的 MIMO-OFDM 系统的因子图

Fig. 1 The factor graph of LDPC coded MIMO-OFDM systems

其中, $a_l \in \{+1, -1\}$, 表示第 l 个比特节点; 与比特节点 a_l 相邻的校验节点的集合用 M_l 来表示. 我们用 $\Gamma_k \setminus l$, $N_j \setminus l$ 和 $M_l \setminus j$ 分别来表示 Γ_k 中除去 a_l 后剩余比特节点的集合, N_j 除去 a_l 后剩余比特节点的集合, M_l 除去 c_j 后剩余校验节点的集合.

图 1(b)描述了相邻节点之间传递的软信息, 其中从比特节点 a_l 传递到检测节点 d_k 的软信息为 $\delta_{a_l \rightarrow d_k}$, 在校验节点 c_j 和比特节点 a_l 之间传递的软信息为 $\delta_{c_j \rightarrow a_l}$ 和 $\delta_{a_l \rightarrow c_j}$. 在推导了 LDPC 编码的 MIMO-OFDM 系统的因子图之后, 可以利用因子图上的乘加(Sum-Product)算法来获得不同节点之间交换的软信息^[7], 从检测节点 d_k 传递到 a_l 的软信息 $\delta_{d_k \rightarrow a_l}$ 通过如下公式计算:

$$\delta_{d_k \rightarrow a_l} = \log \frac{\sum_{a(k): a_l=+1} p(\mathbf{y}(k) | \Psi(\mathbf{a}(k))) \exp\left(\sum_{j \in \Gamma_k \setminus l} \frac{1}{2} a_j \delta_{a_j \rightarrow d_k}\right)}{\sum_{a(k): a_l=-1} p(\mathbf{y}(k) | \Psi(\mathbf{a}(k))) \exp\left(\sum_{j \in \Gamma_k \setminus l} \frac{1}{2} a_j \delta_{a_j \rightarrow d_k}\right)}, \quad (5)$$

根据公式(5)从 $\delta_{a_l \rightarrow d_k}$ 到 $\delta_{d_k \rightarrow a_l}$ 的计算方法, 等价于文献[9]中给出的 MIMO 系统最大后验概率(MAP)检测方法. 严格根据公式(5)来计算 $\delta_{d_k \rightarrow a_l}$ 在发送天线数和每符号比特数较多的情况下具有较高的复杂度, 在发送天线数和每符号比特数较多的情况下缺乏实用价值. 次优的软输入软输出检测方法被用来以更低的复杂度获得接近 MAP 检测的性

能^[3,6,10-11]. 在本文的仿真部分中, 采用了基于软输入软输出最小均方误差 (MMSE) 的干扰抵消检测器^[6].

LDPC 译码的 BP 译码算法交替地在比特节点和校验节点进行软信息的计算, 并且进行相互之间的软信息传递. 根据 BP 算法, $\delta_{a_l \rightarrow c_j}$ 的计算方法为^[5]:

$$\delta_{a_l \rightarrow c_j} = \delta_{d_k \rightarrow a_l} + \sum_{j' \in M_l \setminus j} \delta_{c_{j'} \rightarrow a_l} \quad (6)$$

而在校验节点, 从校验节点 c_j 到比特节点 a_l 的软信息计算方法为:

$$\delta_{c_j \rightarrow a_l} = \ln \frac{1 - g_{jl}}{1 + g_{jl}} \quad (7)$$

其中

$$g_{jl} = \prod_{l' \in N_j \setminus l} \frac{1 - \exp(\delta_{a_{l'} \rightarrow c_j})}{1 + \exp(\delta_{a_{l'} \rightarrow c_j})} \quad (8)$$

译码器提供给检测器的软信息 $\delta_{a_l \rightarrow d_k}$ 计算方法为:

$$\delta_{a_l \rightarrow d_k} = \sum_{j \in M_l} \delta_{c_j \rightarrow a_l} \quad (9)$$

公式(5)~(9)给出了 LDPC 编码的 MIMO-OFDM 系统因子图上根据 Sum-Product 算法的相邻节点之间传递的软信息的计算方法. 有不少文献研究了一些用简化算法来代替公式(5)~(9)的计算方法, 在本文中不做展开讨论. 但是对迭代检测译码算法完整的描述, 不仅取决于相邻节点之间传递的软信息的计算方法, 而且取决于不同节点之间的软信息传递的先后顺序. 在图 1(a)给出的因子图上, 如果不考虑 $\delta_{d_k \rightarrow a_l}$ 和 $\delta_{a_l \rightarrow d_k}$ 的更新, 在编码比特和校验节点之间迭代的软信息交换, 即 $\delta_{c_j \rightarrow a_l}$ 和 $\delta_{a_l \rightarrow c_j}$ 的迭代计算, 就是传统的 LDPC 译码的 BP 算法, 在本文中称之为内迭代. 而 $\delta_{d_k \rightarrow a_l}$ 和 $\delta_{a_l \rightarrow d_k}$ 的迭代更新表示了编码比特和信道约束函数之间的软信息交换, 即检测和译码之间的迭代, 在本文中称之为外迭代.

1.3 串行迭代检测译码方法

在 LDPC 编码 MIMO-OFDM 系统中, 串行迭代检测译码方法有两个主要的特征: 第一个特征为检测器和译码器交替工作, 即所有的比特检测结束之后才开始译码, 所有的译码结束之后才开始检测, 软信息的交互是以块为单位进行的; 第二个特征为 LDPC 迭代译码器通常作为一个整体的软输入软输出模块同检测器进行迭代. 这两个特征反映在因子图上, 传统的迭代检测译码方法对检测节点、比特节点和校验节点三者对软信息的处理是以串行方式进行的, 且在一次迭代检测译码中, 当比特节点把软信

息传递给检测节点之后, 比特节点和校验节点之间交互的软信息也被清零.

2 双涡轮迭代检测译码方法

2.1 基于因子图的描述

在面向 ASIC 的实现时, 串行迭代检测译码方法中两个硬件实现模块交替工作不但不能充分使用硬件资源, 而且具有较高的处理延时. 有关学者针对 turbo 码和 LDPC 的译码提出了 Shuffled 迭代译码的方法^[12]. 这种思路可以推广到存在双重迭代的迭代检测译码的接收机中, 改善串行迭代检测译码方法存在的时延大、总体复杂度高等问题. 由此, 我们提出了检测器和译码器并发工作的双涡轮迭代检测译码方法. 串行迭代检测译码方法中以块为单位的软信息更新方式会降低不同模块之间的工作效率. 为了提高迭代算法的收敛速度, 在新的算法中对检测节点和校验节点处理后的软信息进行实时的传递, 以便能够及时地被使用. 同时更新检测节点和校验节点的软信息要求在处理检测节点或校验节点时, 尽可能地使用最新更新获得的软信息, 从而提高软信息交换的效率. 在新的迭代检测译码方法中, 我们考虑对比特节点的软信息更新做如下处理: 一是在进行检测节点 d_k 的处理前, 根据公式(9)计算第 k 个子载波所对应的全部比特的软信息 $\delta_{a_l \rightarrow d_k}$, 这样是为了保证 d_k 的软信息计算能够获得校验节点最新更新的软信息; 二是在校验节点 c_j 前, 根据公式(6)计算所有相邻比特节点到这个校验节点的软信息 $\delta_{a_l \rightarrow c_j}$, 这样是为了每个校验节点能够用到检测节点最新更新的软消息. 反应在因子图上, 新的迭代检测译码方法可以用算法 2.1 来描述.

算法 2.1 双涡轮迭代检测译码方法:

(I) 比特节点初始化: 对 $l=0, \dots, N_S-1$, 令 $\delta_{a_l \rightarrow d_k} = 0$.

(II) 检测节点处理: 依次对 $k=0, \dots, N_b-1$, 根据公式(5)和公式(6)更新 $\delta_{d_k \rightarrow a_l}, \forall l \in \Gamma_k$.

(III) 校验节点初始化: 对 $j=0, \dots, N_C-1$, 令 $\delta_{c_j \rightarrow a_l} = 0, \forall l \in N_j$.

(IV) 初次外迭代比特节点处理: 依次对 $l=0, \dots, N_S-1$, 根据公式(7)更新 $\delta_{a_l \rightarrow c_j}, \forall j \in M_l$.

(V) 初次外迭代校验节点处理: 依次对于每个 $j=0, \dots, N_C-1$, 根据式(8)和式(9)更新 $\delta_{c_j \rightarrow a_l}, \forall l \in N_j$.

(VI) 并发迭代检测译码: 同时开始步骤(i),

(ii), (iii) 的工作, 直到预置的迭代次数结束后进入步骤(VII)。

(i) 检测节点处理: 循环地对 $k=0, \dots, N_b-1$, 根据公式(5)和公式(6)更新 $\delta_{d_k \rightarrow a_l}, \forall l \in \Gamma_k$ 。

(ii) 校验节点处理: 循环地对 $j=0, \dots, N_c-1$, 根据公式(8)和公式(9)更新 $\delta_{c_j \rightarrow a_l}, \forall l \in N_j$ 。

(iii) 比特节点处理: 循环地对 $k=1, \dots, N_s-1, 0$, 根据公式(10)计算 $\delta_{a_l \rightarrow d_k}, \forall l \in \Gamma_k$; 同时循环地对 $j=1, \dots, N_c-1, 0$, 根据公式(7)更新 $\delta_{a_l \rightarrow c_j}, \forall l \in N_j$ 。

(VII) 对信息比特进行判决。

在初次外迭代中, 由于校验节点的处理必须要求完成所有的检测节点的处理后, 提供所有比特的软信息后才能够开始工作, 校验节点的处理是在所有检测节点的处理完成后进行的。在后续迭代中, 通过新提出的方法和串行迭代检测译码方法之间的比较, 我们可以看到两者之间主要有两个区别: 第一个区别为工作方式不同, 在新提出的迭代检测译码方法中, 检测节点的处理和校验节点的处理是并发进行的; 而在串行迭代检测译码方法中是分离地、交替地进行。第二个区别为在软信息交换的原理上的不同。在串行迭代检测译码算法中, 检测节点和校验节点通过比特节点之间传递的软信息是以编码块为单位进行的, 即在完成一个编码块所对应的所有检测节点的处理之后, 更新的软信息才会在后续的所有校验节点的处理中被使用; 同样在完成一个编码块内的所有校验节点的处理之后, 更新的软信息才会被后续的检测节点的处理中使用。而在本文提出的方法中, 在依次进行每个检测节点的处理时, 连续实时地输出软信息, 从而能够及时地被同时进行的校验节点的处理所用到, 反之亦然。因此检测器和译码器并发地工作, 且两者之间进行实时的软信息更新是新提出的迭代检测译码算法的主要特征。由于迭代检测译码的原理和涡轮的工作原理相似, 因此也常常被称作涡轮检测译码。本文将新提出的迭代检测译码方法称为双涡轮(dual-turbo)迭代检测译码方法。

2.2 硬件实现框图

图 2 给出了双涡轮迭代检测译码算法的硬件实现框图, 整个接收机在实现时包括 4 个运算模块和 4 个存储模块。4 个存储模块分别被用来存储所有的 $\delta_{a_l \rightarrow d_k}, \delta_{d_k \rightarrow a_l}, \delta_{c_j \rightarrow a_l}$ 和 $\delta_{a_l \rightarrow c_j}$ 。模块 F_{sdet} 用来实现单个检测节点由 $\delta_{a_l \rightarrow d_k}$ 到 $\delta_{d_k \rightarrow a_l}$ 的运算模块, 通常称作软

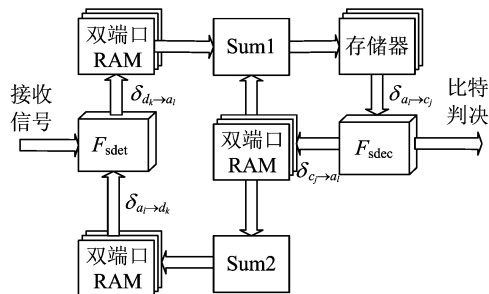


图 2 双涡轮迭代检测译码方法的硬件实现框图
Fig. 2 The hardware architecture of the dual-turbo detection and decoding receiver

输入软输出检测模块。 F_{sdec} 用来实现单个校验节点由 $\delta_{a_l \rightarrow c_j}$ 至 $\delta_{c_j \rightarrow a_l}$ 的运算模块, 也就是通常的 LDPC 编码在校验节点处理。这两个模块的具体的硬件实现取决于所采用的算法和不同的硬件设计, 有不少文献可供参考^[12,15], 在本文中就不做详细讨论。模块 Sum1 和模块 Sum2 目标分别为实现公式(6)和公式(9), 主要实现加法运算。由于运算模块都是并发地进行的, 需要对同一个存储器(RAM)进行连续不断的读取和写入操作, 因此在实际应用中, 考虑采用读写双端口 RAM 作为软信息交换的存储器。

在接收机工作时, F_{sdet} 依次从存储 $\delta_{a \rightarrow d}$ 的 RAM 中读取相应的数据, 计算得到 $\delta_{d \rightarrow a}$ 后存入存储 $\delta_{a \rightarrow d}$ 的 RAM。而在 F_{sdet} 工作的同时, F_{sdec} 依次从存储 $\delta_{a \rightarrow c}$ 的 RAM 中读取相应的数据, 计算得到 $\delta_{c \rightarrow a}$ 后存入 RAM 的相应位置。两个运算模块 F_{sdet} 和 F_{sdec} 并发地、连续地工作。而 Sum1 和 Sum2 模块的工作目标是为了准备 F_{sdet} 和 F_{sdec} 下一个工作周期所需要用到的软信息。图 3 描述了 2 种迭代检测译码方法中 F_{sdet} 和 F_{sdec} 的工作时序。

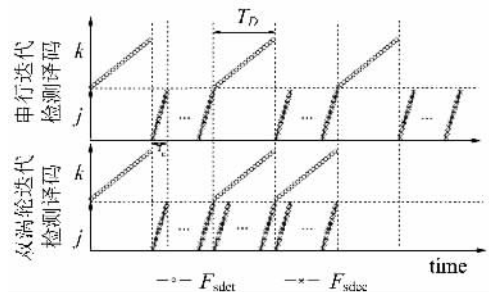


图 3 串行迭代检测译码和双涡轮迭代检测译码的工作时序
Fig. 3 Timing schedules of the sequential receiver and the dual-turbo detection and decoding receiver

2.3 复杂度与时延

用 N_C 表示每次内迭代次数, 用 N_D 表示外迭

代次数. 迭代检测译码的总体运算复杂度取决于所采用的检测和译码算法, 以及 N_C 和 N_D . 采用双涡轮迭代检测译码方法并不涉及具体的检测和译码算法, 但是检测器和译码之间进行的实时软信息更新, 相比串行迭代检测译码方法有效地降低了总的迭代译码次数, 从而降低了总体运算复杂度. 这个结论在后续的仿真中将会得到验证. 因此双涡轮迭代检测译码方法, 不仅在复杂度和时延上优于串行迭代检测译码算法, 而且结合低复杂度的 MIMO-OFDM 检测算法, 使得迭代检测译码接收机相比检测译码级联的非迭代接收机获得了更好的性能和复杂度之间的平衡, 增强了其在实际系统中的应用价值.

用 T_D , T_C 分别表示对所有比特进行一次检测所需要的时间和对所有比特进行一次译码所需要的时间. 在双涡轮迭代检测译码方法中, 由于采用了并发的检测和译码, 因此在总的检测次数确定的情况下, N_C 的值取决于 T_D 和 T_C 的比值. 在这种情形中, 总的检测次数和总的译码次数之间的比例关系, 不再局限于整数的取值. 由图 3 我们可以看到, 串行迭代检测译码方法所需要的处理时间为 $T_1 = N_D(T_D + N_C T_C)$; 而双涡轮迭代检测译码方法所需要的处理延时 $T_2 = T_D + (N_D - 1)N_C T_C$. 为了合理地比较双涡轮迭代检测译码方法同串行迭代检测译码方法的处理时延, 我们假定它们采用相同的硬件运算单元来完成同一运算量, 此时有 $T_D = N_C T_C$. 可以看出, 在迭代次数较多的情况下, 双涡轮迭代检测译码方法的处理时延约为串行迭代检测译码处理时延的一半.

3 仿真结果

本文采用文献[14]中的 MIMO-OFDM 仿真场景: 多径信道的类型为指数多径信道; 信道的最大多径时延为 88.8 ns; OFDM 子载波的间隔为 131.836 kHz; 循环前缀长度为 1.54 μ s; OFDM 的子载波数为 1024. 在本文中, 调制方式分别采用 QPSK 和 16QAM; 差错控制编码方式为 (8192, 4096) 的规则 LDPC 编码, 其 LDPC 码校验矩阵的行重和列重分别为 6 和 3.

图 4 和图 5 分别比较了 QPSK 调制下和 16QAM 调制下 LDPC 编码的 MIMO-OFDM 系统中双涡轮迭代检测译码方法和串行迭代检测译码方法的误帧率 (FER) 性能. 在仿真中, 我们设外迭代次数为 5 次, 内迭代次数为 1, 2, 4 和 8 次. 可以看出,

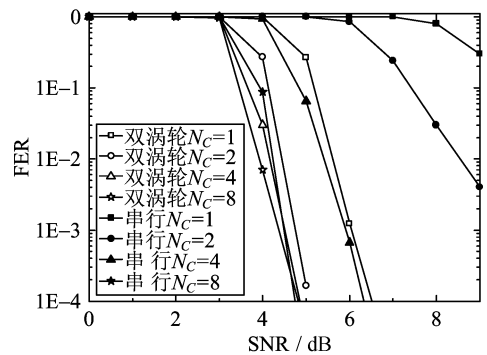


图 4 LDPC 编码 MIMO-OFDM 系统双涡轮迭代检测译码方法 FER 性能 (QPSK)

Fig. 4 FER performance of the dual-turbo detection and decoding method for LDPC coded MIMO-OFDM systems with QPSK modulation

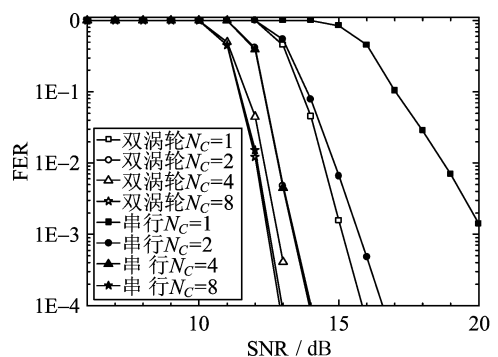


图 5 LDPC 编码 MIMO-OFDM 系统双涡轮迭代检测译码方法 FER 性能 (16QAM)

Fig. 5 FER performance of the dual-turbo detection and decoding method for LDPC coded MIMO-OFDM systems with 16QAM modulation

在采用相同内迭代次数的情形下, 双涡轮迭代检测译码方法的误帧率性能均优于串行迭代检测译码方法. 在内迭代次数为 1 次和 2 次时, 双涡轮迭代检测译码方法具有若干个 dB 的性能增益. 当内迭代次数为 8 次时, 两种方法的性能均基本收敛. 而采用所提出的方法时内迭代 2 次的性能已能够逼近串行迭代检测译码方法中内迭代 8 次的性能.

表 1 比较了 16QAM 调制方式下两种迭代检测译码方法在内迭代次数分别为 1, 2, 4 和 8 次, 且 SNR 为 13 dB 时, 误帧率低于 10^{-2} 迭代检测译码所需的最少的运算复杂度以及处理时延. 最大外迭代次数设为 10 次. 我们用 C_D 来表示对所有比特进行一次检测的复杂度, 用 C_C 来表示对所有比特进行一次译码的复杂度. 当内迭代次数分别为 1, 2 时, 串行迭代检测译码方法无法获得给定的性能, 故在表

中未标出。由表可以看出,在相同误帧率的条件下,采用所提出的方法在各种内迭代次数的情形下均大幅降低了总运算复杂度和总处理时延。

**表 1 SNR=13 dB 时两种迭代检测译码方法
运算复杂度及接收机处理时延比较**

**Tab. 1 The comparison of computational complexity
and processing latency between two schemes
for the case with SNR=13 dB**

	总运算复杂度	总处理时延
串行方法, $N_C=4$	$5C_D+20C_C$	$40T_C$
串行方法, $N_C=8$	$4C_D+32C_C$	$64T_C$
双涡轮方法, $N_C=1$	$8C_D+8C_C$	$9T_C$
双涡轮方法, $N_C=2$	$5C_D+10C_C$	$12T_C$
双涡轮方法, $N_C=4$	$4C_D+16C_C$	$20T_C$
双涡轮方法, $N_C=8$	$4C_D+32C_C$	$32T_C$

4 结论

针对迭代检测译码方法存在的复杂度高、时延大的缺点,结合绿色通信对通信系统低发送功率的要求,本文提出了 LDPC 编码的 MIMO-OFDM 系统的双涡轮迭代检测译码方法。其特征在于检测器与译码器并发地工作,两者之间进行实时的软信息交换。仿真结果表明:在给定误帧率性能的条件下,所提方法相比串行迭代检测译码方法降低了接收机总运算量和处理时延;在总运算量相同的条件下,所提方法改善了系统的误帧率性能。

参考文献(References)

- [1] Stuber G L, Barry J R, Mclaughlin S W, et al. Broadband MIMO-OFDM Wireless Communications [J]. Proceedings of the IEEE, 2004, 92(2): 271-294.
- [2] Sampath H, Talwar S, Tellado J, et al. A fourth-generation MIMO-OFDM broadband wireless system: design, performance, and field trial results[J]. IEEE Communications Magazine, 2002, 40(9): 143-149.
- [3] Hochwald B M, ten Brink S. Achieving near-capacity on a multiple antenna channel[J]. IEEE Transactions on Communications, 2003, 51(3): 389-399.
- [4] Sellathurai M, Haykin S. Turbo-BLAST for wireless communications: theory and experiments [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2002, 50(10): 2 538-2 546.
- [5] Richardson T J, Urbanke R L. The capacity of low-density parity-check codes under message-passing decoding [J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2001, 47(2): 599-618.
- [6] Wang Dongming, Zhao Junhui, Gao Xiqi, et al. Space-time turbo detection and decoding for MIMO block transmission systems [C]// 2004 IEEE International Conference on Communications: Vol. 5. New York: IEEE, 2004: 2 914-2 918.
- [7] Kschischang F R, Frey B J, Loeliger H A. Factor graphs and the sum-product algorithm [J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2001, 47(2): 498-519.
- [8] Loeliger H A. An introduction to factor graphs [J]. IEEE Signal Processing Magazine, 2004, 21(1): 28-41.
- [9] Tan B S, Xin Y, Mujtaba S A, et al. Turbo-and LDPC-Coded MIMO-OFDM Systems: A Comparative Study [C]// Proceedings of 2007 IEEE 18th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications. New York: IEEE, 2007: 1-5.
- [10] Vikalo H, Hassibi B, Kailath T. Iterative decoding for MIMO channels via modified sphere decoding [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2004, 3(6): 2 299-2 311.
- [11] Liu D N, Fitz M P. Low complexity affine MMSE detector for iterative detection-decoding MIMO OFDM systems [J]. IEEE Transactions on Communications, 2008, 56(1): 150-158.
- [12] Zhang J, Fossorier M. Shuffled iterative decoding [J]. IEEE Transactions on Communications, 2005, 53(2): 209-213.
- [13] Studer C, Burg A, Bolcskei H. Soft-output sphere decoding: algorithms and VLSI implementation [J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2008, 26(2): 290-300.
- [14] Lu Ben, Yue Guosen, Wang Xiaodong. Performance Analysis and Design Optimization of LDPC-Coded MIMO OFDM Systems [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2004, 52(2): 348-361.