

LDPC 码在 802.16a OFDM 系统 衰落信道中的性能分析

朱 琦, 叶 芳, 刘钧雷, 鄢广增

(南京邮电学院通信工程系, 江苏南京 210003)

摘 要: 本文通过对 802.16a OFDM 系统信道的分析, 权衡估计的性能和算法复杂度两个因素, 针对不同的传输环境, 提出了动态的 OFDM 信道估计方案. 另外我们找到了一组优秀的非正则 LDPC 码, 将其应用于 IEEE 802.16a OFDM 环境中, 仿真验证了它们在 SUF 3 和 SUF 5 多径衰落信道环境下具有良好的性能, 并和协议中提出的卷积 Turbo 码进行了比较, 结果证明在相同条件下, 本文的 LDPC 码可以取得比协议提出的卷积 Turbo 码更优越的性能, 具有更好的抗多径衰落的能力.

关键词: OFDM; LDPC 码; 信道估计; Turbo 码

中图分类号: TN911.22 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2005) 04-0624-05

Performance Analysis of LDPC Codes for IEEE 802.16a OFDM System in Multipath Fading Channel

ZHU Qi, YE Fang, LIU Jun lei, FENG Guang zhen

(Department of Communication Engineering, Nanjing University of Posts and Telecommunications, Nanjing, Jiangsu 210003, China)

Abstract: Proposing a dynamic scheme of channel estimation for 802.16a OFDM system with the trade off between estimation performance and arithmetic complexity. In addition, we find a set of excellent irregular LDPC codes and examine the performance of them in multipath fading channel. Simulation shows that these codes have nice performance in SUF 3 and SUF 5 fading channels. Furthermore, we find that, under the multipath environments, the performance of LDPC codes is superior to that of the convolution turbo codes which is proposed by IEEE 802.16a standard.

Key words: OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing); LDPC codes; Turbo codes; channel estimation

1 引言

OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 是一种未来无线通信领域实现高速数据传输的关键技术, 由于其具有良好的抗多径干扰能力, 被 IEEE 802.16a^[1] 宽带无线接入标准采用作为主流的物理层调制技术, 同时标准还采用了 RS CC 级联码和 Turbo 码等纠错编码技术, 与 OFDM 联合使用, 以取得更好的抗干扰能力.

LDPC 码最初由 Gallager 发现, 所以又称为 Gallager 码. 经过数十年的沉寂, 随着计算机硬件和相关理论的发展, MacKay 和 Neal^[3] 重新发现了它. T J Richardson 证明它与基于 BP (Belief Propagation) 的迭代译码相结合具有逼近 Shannon 限的性能^[4]. 近年来, LDPC (Low Density Parity Check) 码逐渐成为信道编码领域的热点. 它具有与 Turbo 码相似的优秀性能, 而且迭代译码的复杂度较低.

本文第二部分给出了 OFDM 系统的系统模型, 对信道估

计算法进行了研究; 第三部分对 LDPC 码进行了分析, 包括仿真中采用的编码和译码算法; 第四部分描述了 802.16a 协议中各种系统和信道参数的设置; 最后第五部分给出了仿真结果并对信道估计及 LDPC 码的性能进行了分析.

2 OFDM 系统模型及信道估计

IEEE 802.16a 采用 OFDM 作为物理层调制技术, 典型的 OFDM 系统如图 1 所示.

如图 1 所示, 信源发出的二进制信息成组地映射成 QPSK 或 QAM 信号, 插入导频之后, 频域数据经过 IFFT 变换成为时域数据, 然后插入保护间隔, 得到:

$$x_g(n) = \begin{cases} x(N+n), & n = -N_g, -N_g+1, \dots, -1 \\ x(n), & n = 0, 1, \dots, N-1 \end{cases} \quad (1)$$

其中 N 是子载波数, N_g 是保护间隔 (即 CP) 所含的采样点数. 接着发送信号通过多径衰落信道后, 接收信号的表达式为:

$$y_g(n) = x_g(n) \odot h(n) + w(n) \quad (2)$$

其中, $h(n)$ 是信道的脉冲响应, $w(n)$ 是加性白高斯噪声. 从 $y_g(n)$ 上去掉保护间隔得到序列 $y(n)$, 再经过 FFT 变换, 得到频域序列 $Y(k)$. 假设保护间隔长度大于信道的脉冲响应长度, 那么 OFDM 符号之间不存在 ISI, 因此:

$$Y(k) = X(k)H(k) + I(k) + W(k), \quad k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (3)$$

其中, $W(k)$ 是 $w(n)$ 的傅立叶变换, 而 $I(k)$ 是由多普勒频移引起的载波间干扰. $H(k)$ 表示第 k 个子载波上的信道传输函数, 与发送信号 $X(k)$ 无关.

要将信源信息正确地恢复出来, 必须要进行信道估计. 本文采用基于导频的信道估计方法, 它在发送端的数据流中插入一定数量的已知信号即导频 (Pilot), 在接收端利用接收到的信号和导频信号估计出导频位置处的信道响应, 并通过一定的内插算法, 得到整个信道响应的估计值.

OFDM 信道估计主要有两种方法: LS (least square) 估计和 LMMSE (linear minimum mean squared error) 估计^[2]. LS 比较简单, 但性能相对来说也较差, LMMSE 的估计性能有了较大提高, 但是复杂度太大, 难以实现. Deneire 等人提出了 ML (maximum likelihood) 估计算法^[10], ML 估计可以看成是一个逆傅立叶变换 (IFFT), 一个加权矩阵及一个傅立叶变换 (FFT) 的级连, 因而整个估计器的工作过程是将接收数据从频域变换到时域, 由于时域信道响应长度有限, 可以强制时域信道估计器的长度为信道响应长度, 然后再变换回频域, 因此它的复杂度要小于 LMMSE 算法, 并且具有和 LMMSE 类似的性能, 所以是较好的 OFDM 信道估计算法.

3 LDPC 码

LDPC 码是一类可以用非常稀疏的奇偶校验矩阵或者二分图定义的线性分组码. 稀疏是指在校验矩阵 H 中非零部分的比例很小, 甚至和码长 n 成线性关系. 当码长很长时, 非零元 '1' 的个数将远远小于 '0' 的个数, 校验矩阵就成了稀疏矩阵. 根据校验矩阵的结构不同可分为正则码和非正则码. 校验矩阵 H 为 $m \times n$ 维的 LDPC 码可以表示为 (n, k) LDPC 码, 其中 $k = n - m$, 码率 = k/n .

在编码二分图结构中圈的存在尤其是短长度的圈对性能有重要的影响, 因此在构造校验矩阵时, 如何消除短长度圈, 提高圈的平均长度是需要着重考虑的问题. 本文采用了扩展比特填充算法^[11]来构造校验矩阵, 它能够在较低复杂度的情况下构造高 girth (圈长) 的校验矩阵.

在给定的 girth 约束条件下, 将“1”一个接一个的放入校验矩阵中, 在整个算法的执行过程中, girth 约束一直都是变化的. 在算法最初执行时保持 girth 约束的最大值 \bar{g} , 直到不降低 girth 约束就不能给校验矩阵中放“1”时为止. 这时 girth 约束可以降低 (以 2 递减), 算法在保证新的 girth 约束的条件下继续, 如此往复循环, 当所有的“1”都成功放入校验矩阵中或 girth 约束低于给定的最小值 \underline{g} 时, 算法停止. 前一种情况表示构造校验矩阵成功, 后一种则表示构造失败.

如果 LDPC 码按照常规分组码的方法, 通过生成矩阵来

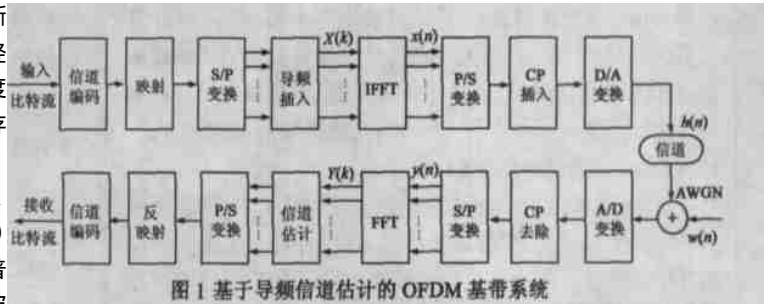


图 1 基于导频信道估计的 OFDM 基带系统

编码, 由稀疏校验矩阵转换到生成矩阵后, 并不能保证它的稀疏性, 因此算法具有码长二次方的复杂度, 这将制约了 LDPC 码的应用. 在 LDPC 码的低密度校验矩阵中, 非零元素的个数都是码长几倍到几十倍, 是线性关系, 如果能够很好利用校验矩阵的稀疏性来编码, 那么运算复杂度只和矩阵中非零元素的个数有关, 就可以实现线性时间编码. 根据这种思路, 我们采用了 Richardson 等提出的利用准下三角校验矩阵实现线性时间内编码的方法^[6].

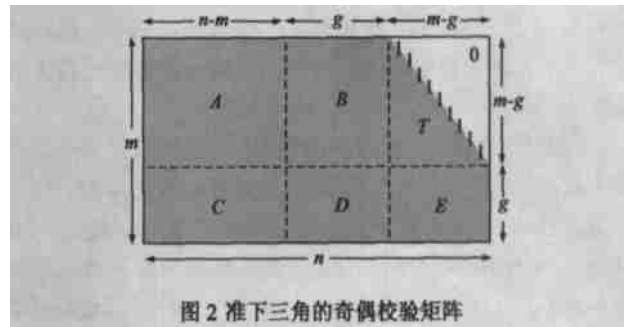


图 2 准下三角的奇偶校验矩阵

为了保持校验矩阵 H 的稀疏性, 可对矩阵 H 的行和列进行重排, 这样虽然不一定能够得到下三角阵, 但是可以得到如图 2 所示的近似下三角阵. 该矩阵仍然是稀疏的. 设重排后的矩阵具有如下的形式:

$$H = \begin{bmatrix} A & B & T \\ C & D & E \end{bmatrix} \quad (4)$$

这里 A 的维数是 $(m-g) \times (n-m)$, B 是 $(m-g) \times g$, T 是 $(m-g) \times (m-g)$, C 是 $g \times (n-m)$, D 是 $g \times g$, E 是 $g \times (m-g)$. 所有这些矩阵都是稀疏矩阵, 而 T 是下三角矩阵, 从左至上右下的对角线元素全为 1. 将矩阵 H 左乘如下矩阵

$$\begin{bmatrix} I & 0 \\ -ET^{-1} & I \end{bmatrix} \quad (5)$$

可得矩阵

$$\begin{bmatrix} A & B & T \\ -ET^{-1}A + C & -ET^{-1}B + D & 0 \end{bmatrix} \quad (6)$$

令 $x = (s, p_1, p_2)$, 这里 s 为编码的系统比特部分, p_1 和 p_2 的组合为编码的校验比特部分, p_1 的长度为 g , p_2 长度为 $(m-g)$. 定义编码的方程 $Hx^T = 0^T$ 分解为两个方程, 即方程

$$As^T + Bp_1^T + Tp_2^T = 0 \quad (7)$$

和

$$(-ET^{-1}A + C)s^T + (-ET^{-1}B + D)p_1^T = 0 \quad (8)$$

定义 $\Phi = -ET^{-1}B + D$, 如果矩阵 Φ 非奇异. 那么由式 (8) 可得

$$p_1^T = -\Phi^{-1}(-ET^{-1}A + C)s^T \quad (9)$$

由上式, 如果 $g \times (n-m)$ 维的矩阵 $-\Phi^{-1}(-ET^{-1}A + C)$ 已经预先计算出来, p_1 就能够在 $O(g \times (n-m))$ 的时间复杂度

内简单地由系统比特部分 s^T 乘以该矩阵得到, 将 p_1 的计算分割为几个小的步骤, 可充分利用计算中各参与矩阵的稀疏性. 由此得到计算整个 p_1 的时间复杂度为 $O(n + g^2)$. 对于 p_2 , 由式(7)得 $p_2^T = -T^{-1}(As^T + Bp_1^T)$, 按照与 p_1 相似的方式, 能够在 $O(n)$ 的时间复杂度内确定 p_2 .

通常分组码的译码复杂度与码长成指数关系, 码长增大到一定程度后, 复杂度的增加将是不可控制的, 无法实际应用. LDPC 码则不同, 由于其奇偶校验矩阵的稀疏性, 使它存在高效的译码算法, 其译码复杂度与码长成线性关系, 克服了分组码在长码长时所面临的巨大译码计算复杂度问题, 是长编码分组的应用成为可能. 而且由于校验矩阵的稀疏特性, 在长的编码分组时, 相距很远的信息比特参与统一校验, 这使得连续的突发差错对译码的影响不大, 编码本身就具有抗突发差错的特性.

LDPC 码的译码算法主要是基于编码二分图结构的 MP (Message Passing) 算法集, 算法的性能随量化阶数的增加而提高, 同时复杂度也随之增加. 其中性能最好但复杂度最高的是无穷阶量化也即连续性算法——BP (Belief Propagation) 算法^[7, 8]. 它的性能在编码二分图中没有圈时可等效于最大似然算法.

以下是 BP 算法中所用到的参数: F_n 是来自接收数据 y_n 的节点 n 的 LLR, 在无记忆信道下可初始化为 $F_n = (4/N)y_n = 2y_n/\sigma^2$; L_{mn} 是从校验节点 m 传送到变量节点 n 的 LLR, 可从 $\{z_{mn}': n' \in N(m) \setminus n\}$ 得出; z_{mn} 是从变量节点 n 传送到校验节点 m 的 LLR, 可从 $\{L_{m'n}': m' \in M(n) \setminus m\}$ 得出; z_n 是每次迭代中节点 n 的后验 LLR, 可从先验信息 F_n 和 $\{L_{mn}': m \in M(n)\}$ 得出. 具体算法如下^[8]:

初始化: 对于每个 m, n , 令 $z_{mn} = F_n$.

迭代过程:

(1) 校验节点的处理过程

$$\text{对每个 } m, n, T_{mn} = \prod_{n' \in N(m) \setminus n} \frac{1 - \exp(z_{mn}')}{1 + \exp(z_{mn}')} \quad (10)$$

$$L_{mn} = \ln \frac{1 - T_{mn}}{1 + T_{mn}} = -2 \operatorname{anh}^{-1} \left(\prod_{n' \in N(m) \setminus n} \tanh(-z_{mn}'/2) \right) \quad (11)$$

(2) 变量节点的处理过程

对每个 m, n , 更新 z_{mn} ,

$$z_{mn} = F_n + \sum_{m' \in M(n) \setminus m} L_{m'n} \quad (12)$$

对每个 n , 更新 z_n ,

$$z_n = F_n + \sum_{m \in M(n)} L_{mn} \quad (13)$$

(3) 判决

(a) 设 $\hat{c} = [\hat{c}_n]$, 其中若 $z_n > 0$, $\hat{c}_n = 1$; 若 $z_n < 0$, $\hat{c}_n = 0$

(b) 如果 $H\hat{c} = 0 \pmod{2}$, \hat{c} 为正确译码结果, 且译码过程结束. 否则, 若迭代次数没有超过最大值, 继续迭代过程; 超过最大值则宣告译码失败.

4 802.16a 系统信道及参数

802.16a 系统支持非视距 (NLOS) 传输, 仿真时采用斯坦福大学提出的 Stanford University Interim (SUI) 多径信道模型^[9].

该模型是一个信道集合, 包括 SUI1~SUI6 共六种信道, 主要参数如表 1 所示.

表 1 各 SUI 信道模型的参数

信道类型	各径时延扩展 (μs)			各径功率衰减 (dB)			K 因子 (全向天线)		
	tap1	tap2	tap3	tap1	tap2	tap3	tap1	tap2	tap3
SUI-1	0	0.4	0.9	0	-15	-20	4	0	0
SUI-2	0	0.4	1.1	0	-12	-15	2	0	0
SUI-3	0	0.4	0.9	0	-5	-10	1	0	0
SUI-4	0	1.5	4	0	-4	-8	0	0	0
SUI-5	0	4	10	0	-5	-10	0	0	0
SUI-6	0	14	20	0	-10	-14	0	0	0

表中 K 因子为该径上直射分量和散射分量的功率之比, 本文仿真采用了 SUI3 和 SUI5 两种具有代表性的信道模型. 由于是固定无线接入系统, 所以信道的多谱勒频移都很小, 不超过 3Hz.

802.16a 中的 OFDM 系统采用 256 点 FFT, 即 256 个子载波, 其中有效载波数是 200, 包括 8 个导频载波和 192 个数据载波, 保护带由 28 个低频和 27 个高频子载波组成, 中间还留有 1 个直流载波. 当仿真采用 SUI3 信道和 SUI5 信道时, 循环前缀 CP 分别取有用符号间隔的 1/8 和 1/4.

仿真系统结构如图 1 所示, 编码和译码部分采用如上所述的 LDPC 码, 映射和反射部分采用的是 QPSK. 协议规定每帧有 2 个 OFDM 符号是前缀, 我们称为帧头 1 和帧头 2, 可用于同步和信道估计, 帧头 1 的导频密度 (1/4) 小于帧头 2 的导频密度 (1/2), 但其导频的平均能量比帧头 2 导频的平均能量高 3dB, 具体前缀的结构可见协议^[11].

5 仿真结果与分析

5.1 信道估计算法在系统中的性能与分析

在固定无线信道中, 由于多普勒频移很小, 因此可近似地认为信道响应在一帧的持续时间内是不变的, 这样就可以利用每帧的前缀 Preamble 进行信道估计, 将其得到的信道响应作为整个帧的响应, 由于利用帧头进行估计, 因而选用的估计方法均是一维的, 系统仿真的采样频率为 4MHz.

(1) 利用不同帧头进行 LS 估计的性能比较

图 3 为 SUI3 和 SUI4 信道下, QPSK 调制时, 利用帧头 1 和帧头 2 进行 LS 估计的 BER 性能曲线.

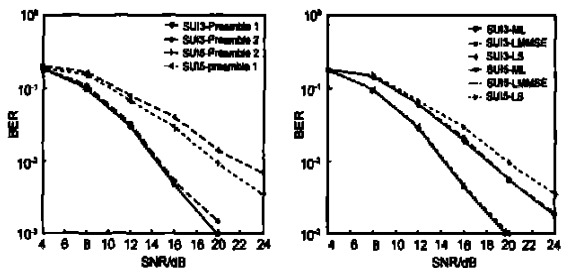


图 3 两种信道下, 利用不同帧头进行 LS 估计的 BER 性能曲线

由图 3 可见, 在 SUI3 信道下, 利用帧头 1 进行估计稍好于利用帧头 2 进行估计的性能; 在 SUI5 信道下, 利用帧头 2

进行估计时的 BER 性能要好于利用帧头 1 进行估计的性能。

由此可见, 在 4MHz 的采样频率下, 由于 SUF 3 信道的最大时延扩展 $1\mu\text{s}$ 只对应于 4 个采样点, 因而仅采用 LS 估计, 进行线性内插就能够获得较好的性能。同时, 尽管帧头 1 的导频密度(约 1/4) 小于帧头 2 的导频密度(约 1/2), 但由于其导频的平均能量比帧头 2 导频的平均能量高 3dB, 因而在

性能上仍稍好于利用帧头 2 估计时的性能。在 SUF 5 情况下, LS 估计的性能显著变差, 此时利用帧头 2 进行估计时的 BER 性能要好于利用帧头 1 进行估计时的性能。

(2) LS 估计、LMMSE 估计和 ML 估计的性能比较

图 4 为两种信道下, QPSK 调制时, 进行 LS 估计、LMMSE 估计和 ML 估计的 BER 性能曲线。

在 SUF 3 信道下, 用能量较大的帧头 1 进行估计, 图中的三条曲线几乎重合在了一起, 三种估计方法的 BER 性能非常接近。由此可见, 在时延扩展较小的 SUF3 信道下, 我们可以采用实现上最为简单的 LS 估计。

在时延扩展较大的 SUF 5 信道下, 用导频密度较大的帧头 2 进行估计, LMMSE 估计和 ML 估计的 BER 性能接近, 都要比 LS 估计的性能要好, 由此可见, 尽管信道时延扩展增大了, 但 LMMSE 及 ML 估计仍能够较好地估计出信道特性。

由以上仿真结果可得到以下结论: IEEE 802.16a OFDM 系统的信道估计方案应该根据信道的变化而进行自适应调整, 在以 SUF 3 为代表的多径时延扩展较小的信道环境下, 利用帧头 1 进行 LS 估计就可获得较理想的估计性能; 在以 SUF 5 为代表的信道环境下, 由于多径时延扩展较大, 利用导频密度较大的帧头 2 估计的性能要好于利用帧头 1 估计时的性能, 此时 LS 算法已无法较好地对信道进行估计, 而 LMMSE 和 ML 仍能较好地估计出信道特性, 考虑这两种算法的复杂性, 我们提出利用帧头 2 采用 ML 算法对这类信道进行估计。

5.2 LDPC 码在系统中的性能与分析

我们采用扩展比特填充算法利用文[5]提供的优秀次数分布对, 根据系统对业务 QoS 的要求, 设计了三种不同码长和码率的非正则 LDPC 码并进行了仿真, 它们分别是码率为 1/2 码长为 384, 码率为 2/3 码长为 1200 和码率为 3/4 码长为 2000 的 LDPC 码, 并且把码率为 1/2 码长为 384 的 LDPC 码与相同码率码长的协议提出的卷积 Turbo 码进行了性能比较。仿真中 LDPC 码的迭代次数限为 50 次。

图 5 和 6 分别给出这三种 LDPC 码在 SUF3 和 SUF5 信道 QPSK 调制下的误码率曲线。

由图 5 和图 6 显示, 由于 SUF5 信道时延较 SUF3 信道大, 三种 LDPC 码在 SUF3 信道的性能都比在 SUF5 信道的好。码率为 1/2 的 LDPC 码的性能是最好的, 按照编码理论 2/3 码率的性能应该比 3/4 码率的好, 但是由于 3/4 码率的码长较长, 因此 2/3 码率和 3/4 码率的性能比较接近, 并且在多径严重的

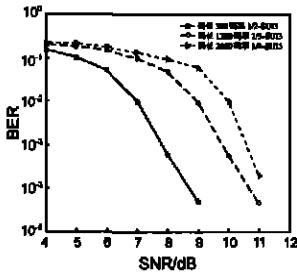


图 5 三种 LDPC 码在 SUF3 信道中的性能

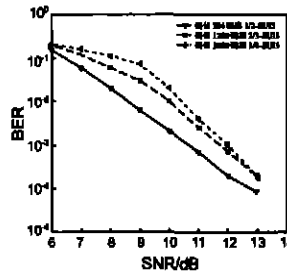


图 6 三种 LDPC 码在 SUF5 信道中的性能

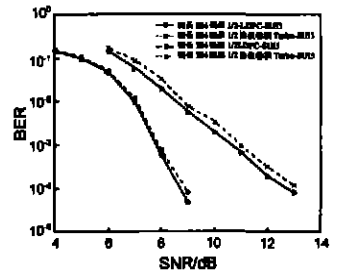


图 7 码长 384 码率 1/2 的 LDPC 码和协议卷积 Turbo 码在两种信道中的比较

环境下, 长码长的 LDPC 码显示出更好的性能。

下面的卷积 Turbo 码完全采用 802.16a 协议中提供的编码方式(子编码器形式, 交织器结构, 删余规则等), 译码算法为 LOGMAP 算法。

图 7 是 LDPC 码和协议卷积 Turbo 码的性能比较曲线, 码长均为 384, 码率都是 1/2。由图可见不管是 SUF3 信道还是 SUF5 信道, LDPC 码的性能都比协议卷积 Turbo 码好, 在误码率为 10^{-3} 的地方, SUF3 信道下 LDPC 码比协议卷积 Turbo 好 0.15dB, 而在 SUF5 信道则好超过 0.4dB, 由此可以说明 LDPC 码在深衰落信道中表现出更好的性能。

由以上结果可见, 我们构造的 LDPC 码可以应用于 802.16a 协议并且得到了较好的性能, 甚至可以获得比协议中提出的卷积 Turbo 码更好的性能, 而且 LDPC 码的译码复杂度比 Turbo 的低, 译码算法本质上是并行算法, 有利于硬件的并行实现。LDPC 码的编码虽然可以达到线性复杂度, 但如果码长较长会使得编码的复杂度增大, 相比之下 Turbo 码编码的复杂度较小, 因此可以将 LDPC 码用于下行链路, 将复杂的编码集中在基站, 减小终端的功率消耗, 延长终端电源的使用寿命。由于 LDPC 码的稀疏校验矩阵具有良好的自交织性能, 使得它对多径信道下的突发差错具有更好的纠错能力, 以上仿真结果说明, 在多径衰落信道环境中, LDPC 码在 802.16a OFDM 系统可以获得良好的纠错性能。

6 结束语

LDPC 码和 OFDM 是近年来通信领域研究的热点, 本文对信道估计及 LDPC 码在 802.16a OFDM 系统中的性能进行了仿真分析。通过对 802.16a 系统信道的研究, 权衡估计的性能和算法复杂度两个因素, 针对不同的传输环境, 提出了自适应的信道估计方法。另外我们找到了一组优秀的非正则 LDPC 码, 将其应用于 IEEE 802.16a OFDM 环境中, 仿真验证了它们在 SUF3 和 SUF5 多径衰落信道模型下的良好性能并和协议中提出的卷积 Turbo 码进行了比较, 仿真结果证明在相同条件下, LDPC 码可以取得比协议中提出的卷积 Turbo 码更优越的性能, 尤其在严重多径信道下性能差距更大, 因此 LDPC 码适用于多径衰落信道下的 802.16 OFDM 系统, 在未来的无线通信领域有广阔的市场前景。

参考文献:

[1] IEEE 802.16a, IEEE Standard for Local and Metropolitan Area Net

- works Part 16: Air Interface for Fixed Broadband Wireless Access Systems Medium Access Control Modifications and Additional Physical Layer Specifications for 2-11 GHz[S]. Apr. 1, 2003.
- [2] M Hsieh, C Wei. Channel estimation for OFDM systems based on comb-type pilot arrangement in frequency selective fading channels[J]. IEEE Trans Consumer Electronics, Feb. 1998, 44(1): 223- 229.
- [3] David JC MacKay, Radford M Neal. Near Shannon limit performance of low density parity check codes[J]. Electronic Letters, Aug. 1997, 32(18): 1645- 1646.
- [4] T Richardson, MA Shokrollahi, R Urbanke. Design of capacity approaching irregular low density parity check codes[J]. IEEE Trans Inform Theory, Feb. 2001, 47(2): 619- 637.
- [5] J Hou, PH Siegel, LB Milstein. Performance analysis and code optimization of low density parity check codes on rayleigh fading channels[J]. IEEE JSAC, May. 2001, 19(5): 924- 934.
- [6] T Richardson, R Urbanke. Efficient encoding of low density parity check codes[J]. IEEE Trans Inform Theory, Feb. 2001, 47(2): 638- 656.
- [7] David JC MacKay. Good error correcting codes based on very sparse matrices[J]. IEEE Trans Inform Theory, Mar. 1999, 45(2): 399- 431.
- [8] J Chen, M Fossonier. Near optimum universal belief propagation based decoding of low density parity check codes[J]. IEEE Trans Communications, Mar. 2002, 50(3): 406- 414.
- [9] V Ereg, K V S Hari, M S Smith, D S Baum, et al. Channel Models for Fixed Wireless Applications[R]. IEEE 802. 16. 3 Task Group Contributions Feb. 1, 2001.
- [10] Luc Deneire, Patrick Vandenameele, Liesbet van der Perre. A low complexity ML channel estimator for OFDM[J]. IEEE Trans Commun. Feb. 2003, 51(2): 135- 140.
- [11] J Campello, D S Modha. Extended Bit Filling and LDPC Code Design [A]. Proc IEEE Globecom Conf[C]. San Antonio, TX, Nov. 2001. 985 - 989.

作者简介:

朱 琦 1965 年 6 月生, 1989 年毕业于南京邮电学院无线电工程系获硕士学位, 现为南京邮电学院副教授, 目前主要研究领域为无线通信中的调制技术、编码技术、MIMO 技术、资源动态分配等. E-mail: zhuqi@njupt.edu.cn.

叶 芳 1980 年 6 月生, 2004 年毕业于南京邮电学院通信工程系获硕士学位, 目前主要研究领域为无线通信、传输网络等.

刘钧雷 1979 年 6 月生, 2004 年毕业于南京邮电学院通信工程系获硕士学位, 目前主要研究领域为移动通信、网络技术等.

鄂广增 1943 年 1 月生, 现为南京邮电学院教授, 博士生导师, 目前主要研究领域为无线通信中的信道编码技术、调制解调技术、多用户检测技术、空时编码技术、资源分配等.