

doi:10.3969/j.issn.1001-893x.2015.12.015

引用格式:黄平,李岳衡. LDPC 调制系统中迭代解调解码信息的线性优化[J]. 电讯技术, 2015, 55(12):1395-1400. [HUANG Ping, LI Yueheng. Linear Optimization of Iterative Demapping/Decoding LLR for LDPC Coded BICM Systems [J]. Telecommunication Engineering, 2015, 55(12):1395-1400.]

LDPC 调制系统中迭代解调解码信息的线性优化*

黄平**, 李岳衡

(河海大学 计算机与信息学院, 南京 211100)

摘要:在中短码长低密度奇偶校验(LDPC)码编码的比特交织编码调制系统(BICM)中,由二分图短圈导致的置信传播(BP)解码器输出外附信息之间的相关性是降低迭代解调/解码性能的主要原因,因此有必要对解码器输出外附对数似然比(LLR)信息进行优化。针对该问题,提出了一种简单有效的 LLR 线性优化算法。该算法首先基于匹配 LLR 值应满足的连续性条件,并结合 BP 解码器输出外附 LLR 信息的统计特性,对解码器输出 LLR 信息的条件概率密度函数(PDF)的计算进行简化,推导出了乘性优化因子,据此对解码器输出外附信息进行线性优化。仿真结果表明,与未优化方案相比,对于(504, 252) LDPC 码编码的 BICM 系统,所提优化算法可获得 0.6~0.8 dB 的信噪比增益;和推广互信息(GMI)优化方法相比,两者的误码性能接近,所提算法仅差 0.1 dB,且具有更小的运算复杂度。

关键词:低密度奇偶校验码;比特交织编码调制;迭代解调/解码;线性优化

中图分类号:TN911.22 **文献标志码:**A **文章编号:**1001-893X(2015)12-1395-06

Linear Optimization of Iterative Demapping/Decoding LLR for LDPC Coded BICM Systems

HUANG Ping, LI Yueheng

(School of Computer and Information, Hohai University, Nanjing 211100, China)

Abstract: In the medium and short length Low-Density Parity-Check (LDPC) coded Bit Interleave Coded Modulation (BICM) systems, due to the short circle in the bipartite graph, the dependency between Log Likelihood Ratio (LLR) of the variable nodes of Belief Propagation (BP) decoding is the major factor to the degradation of iterative demapping/decoding performance. It is necessary to optimize the output extrinsic LLR from BP decoder. In this paper, a linear LLR optimization algorithm for BP decoder output is proposed. Based on the consistency condition which matched LLR should satisfy, combining with the statistic characteristic of BP decoding output LLR, the proposed algorithm simplifies the probability density function (PDF) calculation of BP decoding output LLR and derives a simple optimization factor which is used to the BP decoding output LLR for optimization. Simulation results show that the proposed method achieves 0.6~0.8 dB Signal-to-Noise Ratio (SNR) gains compared with the traditional BICM Iterative Decoding (BICM-ID) systems with (504, 252) LDPC codes. Moreover, the performance of the proposed method is close to that of the Generalized Mutual Information (GMI) optimization by 0.1 dB with minor complexity.

Key words: LDPC codes; bit-interleaved coded modulation; iterative demapping/decoding; linear optimization

* 收稿日期:2015-04-10;修回日期:2015-06-24 Received date:2015-04-10;Revised date:2015-06-24

基金项目:河海大学中央高校基本科研业务费专项资金项目(2010B06514)

Foundation Item: Central University Base Science Research Foundation of Hohai University (2010B06514)

** 通讯作者: huangpinghope@163.com Corresponding author: huangpinghope@163.com

1 引言

低密度奇偶校验 (Low-Density Parity-Check, LDPC) 码是 1962 年由 Gallager 首先提出, 真正得到重视是在文献[1]提出有效的并行解码算法即置信传播 (Belief Propagation, BP) 算法之后。BP 算法是一种基于泰勒 (Tanner) 图的迭代软判决解码方法, 对于较长的非规则 LDPC 码, BP 算法的解码性能可以接近香农限。

比特交织编码调制 (Bit Interleave Coded Modulation, BICM) 是由文献[2]提出的一种简单有效的编码调制技术, 目前已成为广泛使用的无线传输标准之一。BICM 系统在衰落信道上有很好的性能, 但在高斯白噪声 (AWGN) 信道下, 由于随机交织器使得欧氏距减小, 导致 BICM 系统性能下降, 为了克服这个问题, 文献[3]提出利用解调和解码信息联合进行迭代的 BICM (BICM-Iterative Decoding, BICM-ID) 方案。

对于非迭代的 BICM 系统, 当发送端采用无限长交织器和 Gray 映射时, 构成同一信道符号的各比特彼此是统计独立的, 解调器输出的比特对数似然比 (Log Likelihood Ratio, LLR) 信息是子信道转移概率的充分统计量, 文献[4]将其定义为匹配的 LLR 值。但在实际系统中, 由于交织长度有限以及次优的解调算法, 解调器输出 LLR 值为不匹配的 LLR 值, 这种次优的 LLR 值如果作为信道初始信息传给解码器, 会造成误码率性能下降, 因此文献[5-7]主要针对解调器输出 LLR 值进行优化。线性优化方法相比非线性优化更加简单, 因此应用更为广泛。在线性优化方法中, 最常见做法是将不匹配 LLR 信息用一个乘性优化因子进行加权, 其算法关键就是搜索优化因子。针对 BICM 系统, 现有优化因子搜索方法主要有两种: 一种是基于匹配 LLR 值应满足的连续性条件^[5], 即先利用直方图统计出各层比特子信道 LLR 值的条件概率密度函数 (Probability Density Function, PDF), 再代入连续性条件公式计算出各层优化因子; 另一种则采用推广互信息 (Generalized Mutual Information, GMI) 原则^[6-7]进行优化因子的计算, 该方法搜索各层优化因子或分段线性函数, 使其对应比特子信道的互信息量达到最大。GMI 优化方法可获得逼近 BICM 容量的最佳优化性能, 但和第一种方法一样, 仍需要计算各层比特子信道 LLR 值的条件 PDF 函数。由于 PDF 的计算

需要数值积分, 因此两种方法的计算复杂度都比较高, 在实际系统中, 有必要对其进行简化。

而对于 BICM-ID 系统, 由于在迭代解调/解码过程中, 解调器和解码器之间传递的外附软信息的可靠性是影响解调/解码性能的关键因素。因此在文献[8]中, 不仅对解调器输出进行了优化, 还对解码器反馈给解调器的信息进行了优化。文献[8]采用了基于 GMI 的优化方法, 由于互信息量的计算复杂度较高, 本文没有采用这种优化方法。具体到 LDPC 码编码的 BICM 系统, 在迭代解调/解码过程中, 软解调器对 BP 解码器反馈的 LLR 信息的准确性非常敏感。特别是当实际中采用中短码长 LDPC 码时, 由于二分图中短圈的存在^[9], 导致 BP 解码输出的各变量节点的外附信息之间具有一定相关性。若直接将其反馈给解调器, 易造成软解调出现错误传播, 导致迭代解调/解码系统的性能下降, 因此有必要对 BP 解码器输出的不匹配 LLR 值进行优化。本文基于匹配 LLR 值应满足的连续性条件, 利用文献[9]中关于 BP 解码器输出的 LLR 信息近似服从高斯分布的结论, 对 BP 解码器输出外附 LLR 信息的条件 PDF 的计算进行简化, 推导出乘性优化因子, 进而提出了一种简单的线性优化方法。数值和仿真结果验证了所提优化方案和未优化 BICM-ID^[3]相比, 可获取显著的信噪比增益; 且和现有基于 GMI 最大的线性优化方案^[8]相比, 达到的误码性能相近, 且本方案具有更小的运算复杂度。

2 系统模型

系统模型见图 1。在发送端, 一组信息比特序列经过编码交织 (对于 LDPC 编码 BICM 系统, 交织器可省) 后形成码字序列 b 。序列 b 中每 m 个连续比特形成子序列 $b = (b_0, b_1, \dots, b_{m-1})$, b 按照一定映射方式 μ 映射到 2^m 阶的星座图 χ 的调制符号 x 上, 即 $x = \mu(b)$ 。AWGN 信道下, 接收信道符号 $y = x + n$, 其中, 信道噪声 n 是零均值、方差为 σ_n^2 的复高斯变量。

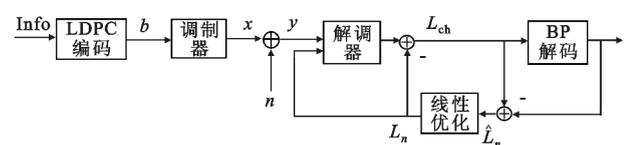


图 1 LDPC-BICM 改进迭代接收系统框图

Fig. 1 The proposed LDPC-BICM-ID model

在接收端, 解调器和解码器相互交换软信息来

进行迭代解调/解码。解调器根据信道符号 y 和组成调制符号的各比特先验信息 L_n 来计算其输出外附信息 L_{ch} ; 解码器将 L_{ch} 作为初始信道信息进行解码, 若解码没有得到有效码字, 则输出外附信息给解调器进行下次解调/解码外迭代。传统做法^[3] 是直接解调器输出外附信息 \hat{L}_n 作为先验信息, 反馈给解调器开始新一轮的解调/解码外迭代, 这样做的前提是假设解码器输出外附信息之间是统计独立的。而在中短码长 LDPC 码编码的 BICM 系统中, 由于二分图中短圈的存在^[9] 导致 BP 解码输出外附 LLR 值之间具有一定的相关性, 若直接将其作为先验信息传递给解调器, 易造成软解调出现错误传播, 导致迭代解调/解码系统的性能下降。因此有必要对 BP 解码器输出 LLR 值进行优化。本文在传统 BICM-ID 系统^[3] 基础上, 在解码器输出端增加了线性优化环节。

3 GMI 优化算法

当采用无限长的交织器和 Gray 调制映射时, BICM 系统可看作是一组并行的二进制比特子信道, 此时 BICM 系统容量等于各子信道的互信息量之和^[2]。对于 M 阶高阶调制, 对应应有 $m = \text{lb}M$ 层比特子信道。组成调制符号 $x = \mu(b_0, b_1, \dots, b_{m-1})$ 的 m 个比特相当于经历了 m 层比特子信道的传输。第 i 层比特 b_i 与接收信道符号 y 之间的互信息量 $I_{b_i, y}$ 按下式计算^[7-8] :

$$I_{b_i, y} = -E_{x, y} \left\{ \text{lb} \sum_{b_i \in \{0, 1\}} p(b_i) \frac{p(y|b_i)}{p(y|b_i(x))} \right\} \quad (1)$$

式中, $p(b_i)$ 是第 i 层比特 b_i 的发送概率, $p(y|b_i)$ 是发送比特为 b_i 时接收符号为 y 的条件概率, $b_i(x)$ 是解调器输出 LLR 值 L_{ch} 对应第 i 层子信道的硬判值, 即若 $L_{ch, i}(y) > 0$ 时, $b_i(x) = 1$; 反之 $b_i(x) = 0$; $E_{x, y}(\cdot)$ 为数学期望。

若完美交织且采用最优解调/解码算法, 则解调器输出的 LLR 值 $L_{ch, i}$ 应是子信道转移概率 $p(y|b_i)$ 的充分估计量。但在实际系统中, 解调器输出的 LLR 值和真实子信道转移概率 $p(y|b_i)$ 不匹配, 此时解调器输出的 LLR 可表示为

$$\hat{L}_{ch, i} = \ln \frac{\hat{p}(b_i = 1|y)}{\hat{p}(b_i = 0|y)} \quad (2)$$

式中, $\hat{p}(b_i = 1|y)$ 是真实的子信道转移概率 $p(y|b_i)$ 的估计。如果将不匹配 LLR 值 $\hat{L}_{ch, i}$ 作为解码度量

传递给解码器, 将导致解码性能劣化, 因此有必要对 $\hat{L}_{ch, i}$ 进行优化。假设线性优化因子为 s , 则优化后的子信道互信息量应为

$$I_{b_i, y}(s) = -E_{x, y} \left\{ \text{lb} \sum_{b_i \in \{0, 1\}} p(b_i) \left(\frac{\hat{p}(y|b_i)}{\hat{p}(y|b_i(x))} \right)^s \right\} = 1 - E_{x, y} \{ \text{lb}(1 + \exp(-\text{sgn}(b_i(x)) \cdot \hat{L}_{ch, i} \cdot s)) \} \quad (3)$$

式中, $b_i(x)$ 是解调器输出的 $\hat{L}_{ch, i}$ 对应的硬判值, 若 $\hat{L}_{ch, i} > 0$, $b_i(x) = 1$; 反之 $b_i(x) = 0$; $\text{sgn}(\cdot)$ 为符号函数, 当 $b_i(x) = 1$ 时, $\text{sgn}(b_i(x)) = 1$; $b_i(x) = 0$ 时, $\text{sgn}(b_i(x)) = -1$ 。

根据文献[7], 选择因子 s , 使得 $I_{b_i, y}$ 达到最大时的互信息量定义为该层比特子信道的 GMI, 此时的 s 即为该层子信道 LLR 值的优化因子, 即

$$s_i = \arg \max_{s>0} I_{b_i, y}(s) \quad (4)$$

由于 BICM 系统容量等于各子信道的互信息量之和, 当所有比特子信道的互信息量达到最大时, 系统的信道容量可以达到最大值。可见, GMI 优化算法的性能是理论上最优的优化算法。由式(3)可以看出, 在求解子信道互信息量时, 为了得到 $E_{x, y}(\cdot)$ 期望值, 需要求数值积分。因此, GMI 优化算法的计算复杂度较高, 有必要对其进行简化。

4 高斯近似优化算法

除了采用 GMI 原则进行优化因子的计算方式外, 还可以采用连续性条件进行 LLR 值的优化因子计算, 本文将基于连续性条件进行优化因子的计算。

4.1 连续性条件

BICM 系统的比特子信道可用信道条件转移概率 $p(y|b_i)$ 来表征。根据文献[5], 如果解调或解码器输出的 LLR 值与比特子信道条件转移概率相匹配, 则匹配 LLR 值 L_i^{opt} 应满足所谓的连续性条件:

$$\ln \frac{p(L_i^{\text{opt}} | b_i = 1)}{p(L_i^{\text{opt}} | b_i = 0)} = L_i^{\text{opt}} \quad (5)$$

式中, $p(L_i^{\text{opt}} | b_i)$ 是对应第 i 层子信道的 LLR 值 L_i^{opt} 关于发送比特 $b_i \in \{0, 1\}$ 的条件概率密度函数。

4.2 优化因子的推导

在实际系统中, 如前所述, 解调器输出的 LLR 值与子信道转移概率不匹配, 此时解调器输出 LLR 值 \hat{L}_i 不满足式(5)的连续性条件, 即

$$\ln \frac{p(\hat{L}_i | b_i = 1)}{p(\hat{L}_i | b_i = 0)} = f(\hat{L}_i) \quad (6)$$

显然 $f(\hat{L}_i) \neq \hat{L}_i$, 我们定义 $f(\hat{L}_i)$ 为 \hat{L}_i 的优化函数。如果采用线性优化, $f(\hat{L}_i) = \alpha_i \cdot \hat{L}_i$, 其中 α_i 定义为乘性优化因子。

接下来, 针对 LDPC 编码 BICM-ID 系统, 推导对 BP 解码器输出外附信息进行优化的优化因子。为了研究方便, 本文通过在 LDPC 编码 BICM-ID 系统中引入文献[10]中提到的信道适配器(信道适配器不会改变系统的误码性能, 具体细节请参见文献[10]), 使得 BP 解码器输出外附 LLR 值的条件 PDF 函数满足 LLR 的对称性条件, 即 $p(\hat{L}_i | b_i = 1) = p(-\hat{L}_i | b_i = 0)$ 。进一步, 由文献[9]知, 在 AWGN 信道和信道状态信息已知的平坦衰落信道下, BP 解码器输出的各变量节点外附 LLR 值近似服从高斯分布, 即

$$p(\hat{L}_i | b_i = 1) = p(-\hat{L}_i | b_i = 0) = \psi(\hat{L}_i - \mu_i, \sigma_i^2)。(7)$$

$$\text{式中, } \psi(\hat{L}_i, \sigma_i^2) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_i} \exp\left(-\frac{\hat{L}_i^2}{2\sigma_i^2}\right)。$$

把式(7)代入式(6), 可推导优化因子如下:

$$\ln \frac{p(\hat{L}_i | b_i = 1)}{p(\hat{L}_i | b_i = 0)} = \ln \frac{\exp\left(-\frac{(\hat{L}_i - \mu_i)^2}{2\sigma_i^2}\right)}{\exp\left(-\frac{(\hat{L}_i + \mu_i)^2}{2\sigma_i^2}\right)} = \frac{2\mu_i}{\sigma_i^2} \hat{L}_i。(8)$$

与式(6)比较, 则

$$f(\hat{L}_i) = \alpha_i \hat{L}_i。(9)$$

可见, 优化函数 $f(\hat{L}_i)$ 是 \hat{L}_i 的线性函数, α_i 是第 i 层的乘性优化因子, $\alpha_i = 2\mu_i / \sigma_i^2$ 。

4.3 优化因子的计算

优化因子的计算所需的期望和方差值可通过对解码器输出的外附 LLR 信息 $\hat{L}_{i,j}$ 进行统计得到:

$$\mu_i = \frac{1}{N_m} \sum_{j=0}^{N_m-1} |\hat{L}_{i,j}|, \quad (10)$$

$$\sigma_i^2 = \frac{1}{N_m} \sum_{j=0}^{N_m-1} (|\hat{L}_{i,j}| - \mu_i)^2。 \quad (11)$$

式中, N_m 是统计的解码器输出 LLR 值的样本数目。

仿真中发现, 对于确定的 LDPC 码, 在特定的信噪比(SNR)下, 当 N_m 增加到一定数量(一般是数十帧)后, 第 i 层优化因子 $2\mu_i / \sigma_i^2$ 趋于某一固定值 α , 此后, 就不需再统计计算 μ_i 和 σ_i^2 , 我们用 α 作为乘性优化因子对解码器输出的第 i 层子信道 LLR 值进行优化。

4.4 计算复杂度分析

与传统 BICM-ID 算法^[3]相比, 本优化算法增加

了对解码器输出 LLR 值的高斯统计量 μ_i 和 σ_i^2 的计算。表 1 给出了八进制相移键控(8PSK)调制, 分区(SP)映射下的(504, 252) LDPC^[11]编码 BICM 系统在不同信噪比时的优化因子值。接收端解调器采用最大对数后验概率(Max-Log-MAP)解调算法。LDPC 解码采用对数域 BP 解码, BP 内迭代最大次数为 50。解调和解码器之间的外迭代最大次数为 10。

表 1 不同信噪比下的优化因子
Table 1 Optimization factors under different SNR

| 信噪比/dB | α_1 | α_2 | α_3 |
|--------|------------|------------|------------|
| 5.2 | 0.53 | 0.44 | 0.41 |
| 5.4 | 0.56 | 0.48 | 0.44 |
| 5.6 | 0.60 | 0.53 | 0.49 |

从表 1 可以看出, 对于给定的 LDPC 码, 不同信噪比下的特定层的优化因子变化并不大, 实际应用中, 我们对工作信噪比区间内不同信噪比下对应的优化因子取平均值后作为该层对应的优化因子。应用该优化算法时, 各层优化因子值可以在系统初始化时离线计算, 因此该算法和传统 BICM-ID 算法^[3]相比, 复杂度并无明显增加。

接下来比较本文提出优化因子和基于 GMI 方法优化因子的计算复杂度。由式(3)可以看出, 在求解子信道互信息量时, 为了得到 $E_{x,y}(\cdot)$ 期望值, 需要对解码器输出 LLR 值的样本求概率密度函数后再求数值积分, 因此, GMI 优化算法的计算复杂度较高。本文提出的优化因子所需的期望和方差计算(见式(10)和式(11)), 只需要对解码器输出 LLR 值的样本求算术平均(只有加法和除法), 不要求概率密度函数, 因此本文的优化因子 α_i 的计算和基于 GMI 的优化因子 s_i 的计算^[7-8]相比, 计算复杂度大大减小。

5 仿真结果

图 2 是对 LDPC 编码的 BICM-ID 系统采用本文优化方法及传统 BICM-ID 算法的外附信息转移(EXIT)曲线。图 2 的仿真条件是: 选用 1/2 码率的 LDPC 码, 码长为 504^[11], 采用 SP 映射的十六进制正交幅度(16QAM)调制。接收端解调器采用 Max-Log-MAP 解调算法。LDPC 解码采用对数域 BP 解码, BP 内迭代最大次数为 50。解调和解码器之间

的外迭代最大次数为 10。迭代次数这样选择是因为通过仿真验证,最大内迭代次数为 50 和外迭代次数为 10 时,BICM 系统的迭代算法趋于收敛,再提高迭代次数,可获得性能增益较小。各层优化因子按照式(10)和式(11)离线计算好再进行仿真。

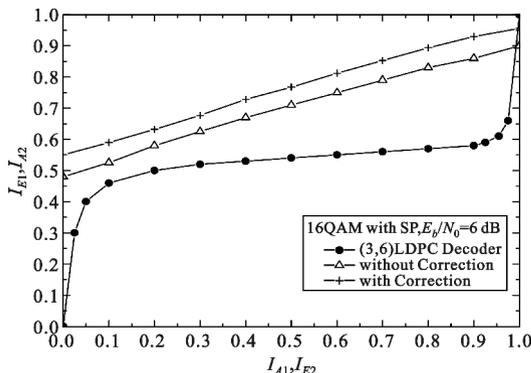


图 2 未优化和本文优化方案的 EXIT 曲线图
Fig. 2 EXIT curves for traditional BICM-ID and the proposed optimization scheme

从图 2 中可以看出,进行优化后,在解码器反馈相同的信息量 I_{A1} 的前提下,解调器可以获取比未优化的传统 BICM-ID 算法^[3]更高的输出互信息量 I_{E1} 。这说明本文线性优化方法可以获得更好的误比特性能,该结论与后面的误比特率 (BER) 仿真结果一致。

接下来对 LDPC 编码 BICM-ID 系统的 BER 性能进行仿真,图 3 的仿真条件是:选用 1/2 码率,码长分别为 504 和 1056^[11] 的 LDPC 码,采用 SP 映射的 8PSK 调制。接收端解调器采用 Max-Log-MAP 解调算法。LDPC 采用对数域 BP 解码,BP 内迭代最大次数为 50。解调和解码器之间的外迭代最大次数为 10。图 4 的仿真条件是:选用 (504, 252) 的 LDPC 码,采用 SP 映射的 16QAM 调制。接收端解调器采用 Max-Log-MAP 解调算法。LDPC 解码采用对数域 BP 解码,BP 内迭代最大次数为 50。解调和解码器之间的外迭代最大次数为 10。

图 3 和图 4 是对 LDPC 编码的 BICM-ID 系统分别采用未优化的 BICM-ID (without Correction)^[3]、采用本文提出的高斯优化方法 (Gaussian Correction) 和文献 [7-8] 的 GMI 优化方法 (GMI Correction) 下的 BER 仿真曲线,图 3 中的 code 1 代表 (504, 252) LDPC 码,code 2 表示 (1056, 528) LDPC 码。

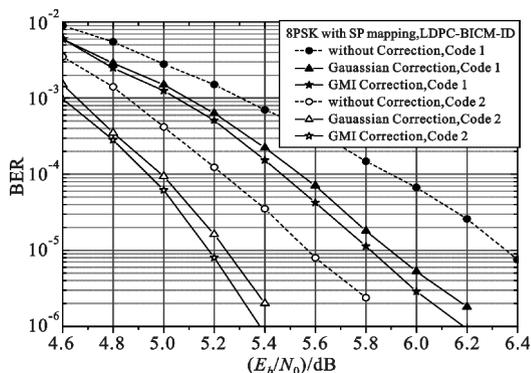


图 3 8PSK 调制的 LDPC 编码 BICM-ID 系统的 BER 性能比较

Fig. 3 BER comparison among three BICM-ID schemes in LDPC system with 8PSK

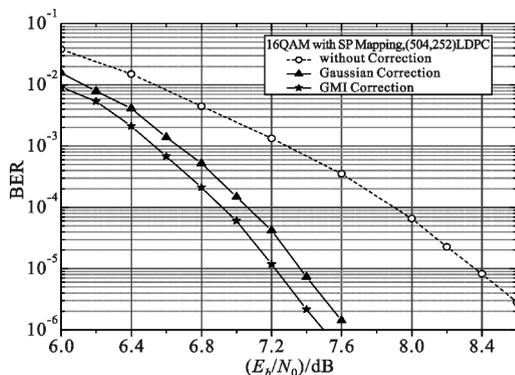


图 4 16QAM 调制的 LDPC 编码 BICM-ID 系统的 BER 性能比较

Fig. 4 BER comparison among three BICM-ID schemes in LDPC system with 16QAM

从图 3 和图 4 可以看到,同 BICM-ID 比较,当 BER 在 10^{-5} 左右时,对于 code 1,本文提出的高斯优化算法可获得 0.6 ~ 0.8 dB 的信噪比增益,对于 code 2,则可获得 0.4 dB 的性能增益。和 GMI 优化方法相比,本方法的误码性能较接近,仅差 0.1 dB。而由前面的计算复杂度分析,本文方法的计算复杂度比 GMI 优化方法低得多,由此可见,本优化方案更加简单有效。另外,从图 3 中两种不同码长的仿真结果可见,随着码长的增加,优化带来的信噪比增益会有所减小。比如对于 (5040, 2520) LDPC 码编码的 BICM 系统,优化系统比未优化系统仅提高了 0.2 dB。这是因为,随着码长的增加,LDPC 二分图的圈长增大,使得解码器输出各比特 LLR 值之间的相关性下降,因此优化的效果就不明显了。

6 结束语

针对中短码长 LDPC 码编码的 BICM-ID 系统,

本文提出了一种解码器输出外附信息的优化算法。算法基于匹配 LLR 值应满足的连续性条件,结合 BP 解码输出外附 LLR 信息的统计特性,推导出了乘性优化因子,据此对 BP 解码器输出外附 LLR 信息进行优化。该算法和传统的 BICM-ID 相比,可获得显著的信噪比增益;且和现有基于 GMI 最大的线性优化方案相比,能以更小的运算复杂度达到相近的误码性能。该算法是对传统 BICM-ID 算法的补充,可以解决中短码长 LDPC 码的 BICM 系统由于短圈导致的迭代性能下降的问题,且易于工程实现。在今后的研究中,可以考虑采用非高斯分布、更准确的概率密度函数去估计解码器外附 LLR 值的统计特性,以进一步提高优化后的系统误码性能。

参考文献:

- [1] MACKAY D J. Good error-correcting codes based on very sparse matrices [J]. IEEE Transactions on Information Theory, 1999, 45(2): 399-431.
- [2] CAIRE G, TARICCO G, BIGLIERI E. Bit-interleaved coded modulation [J]. IEEE Transactions on Information Theory, 1998, 44(3): 927-946.
- [3] LI X D, RITCEY C. Bit-interleaved coded modulation with iterative decoding and 8 PSK signaling [J]. IEEE Transactions on Communications, 2002, 50(8): 1250-1257.
- [4] MARTINEZ A, FABREGAS A G, CAIRE G, et al. Bit interleaved coded modulation revisited: A mismatched decoding perspective [J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2009, 55(6): 2756-2765.
- [5] HAGENAUER J. The exit chart-introduction to extrinsic information transfer in iterative processing [C] // Proceedings of 2004 European Signal Processing Conference. Vienna, Austria; IEEE, 2004: 1541-1548.
- [6] NGUYEN T T, LAMPE L. Bit-interleaved coded modulation with mismatched decoding metrics [J]. IEEE Transactions on Communications, 2011, 59(2): 437-447.

- [7] WU J H, EL-KHAMY M, LEE J W, et al. BICM performance improvement via online LLR optimization [C] // Proceedings of 2013 IEEE International Conference on Wireless Communications and Networking Conference. Shanghai; IEEE, 2013: 3850-3855.
- [8] WU J H, ELKHAMY M, LEE J W, et al. LLR optimization for iterative MIMO BICM receivers [C] // Proceedings of 2014 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP). Florence, Italy; IEEE, 2014: 1956-1960.
- [9] CHUNG S Y, RICHARDSON T J, URBANKE R L. Analysis of sum-product decoding of low-density parity-check codes using a Gaussian approximation [J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2001, 47(2): 657-670.
- [10] HOU J L, SIEGEL P H, MILSTEIN L B, et al. Capacity - approaching bandwidth - efficient coded modulation schemes based on low-density parity-check codes [J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2003, 49(9): 2141-2155.
- [11] MACKAY D J C. Encyclopedia of Sparse Graph Codes [D]. Cambridge: Cavendish Laboratory, 1999.

作者简介:



黄平(1972—),女,重庆人,2009年于东南大学获通信与信息系统专业博士学位,现为讲师,主要研究方向为移动通信系统中的纠错码及编码调制技术;

HUANG Ping was born in Chongqing, in 1972. She received the Ph. D. degree from Southeast University in 2009. She is now a lecturer. Her

research concerns correct error codes and coding and modulation technology.

Email: huangpinghope@163.com

李岳衡(1971—),男,湖南永兴人,2006年于东南大学获通信与信息系统专业博士学位,现为教授,主要研究方向为通信信号处理、现代无线通信网技术。

LI Yueheng was born in Yongxing, Hunan Province, in 1971. He received the Ph. D. degree from Southeast University in 2006. He is now a professor. His research concerns communications signal processing and wireless communications network technology.