

浅海水声信道中原模图 LDPC 码的设计及性能分析

陈震华^{①②} 许肖梅^{*①} 陈友淦^① 苏海涛^①

^①(厦门大学水声通信与海洋信息技术教育部重点实验室 厦门 361005)

^②(桂林电子科技大学教学实践部 桂林 541004)

摘要: 原模图低密度奇偶校验码相较于传统 LDPC 码,具有结构简单、迭代译码门限低、易于扩展及线性编译码复杂度等优点。针对强多途、长时延、窄带宽的浅海水声信道,该文研究了 PG-LDPC 码的设计及性能特征,提出一种码型设计方案,并采用基于原模图度分布的外部信息转移图算法,对所设计 PG-LDPC 码的纠错性能进行分析及预测。仿真与实验结果表明,与(3,6)随机规则 LDPC 码相比,所提的 PG-LDPC 码在低、高信噪比区域均有良好的纠错性能。

关键词: 浅海水声通信; 纠错码; 原模图 LDPC 码; 外部信息转移图算法

中图分类号: TN929.3

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2016)01-0153-07

DOI: 10.11999/JEIT150415

Design and Analysis of Protograph-based LDPC Codes in Shallow Water Acoustic Channels

CHEN Zhenhua^{①②} XU Xiaomei^① CHEN Yougan^① SU Haitao^①

^①(Key Laboratory of Underwater Acoustic Communication and Marine Information Technology, Xiamen University, Xiamen 361005, China)

^②(Department of Teaching and Practice, Guilin University of Electronic Technology, Guilin 541004, China)

Abstract: ProtoGraph-based Low Density Parity Check (PG-LDPC) codes have many advantages over the conventional LDPC codes, such as simple structure, low iterative decoding threshold, easy extension and linear encoding/decoding complexity. After investigating the characteristics of PG-LDPC codes over the Shallow Water Acoustic (SWA) channels, which have the features of strong multipath interference, long delay spreading and limited bandwidth, a new design scheme to search for good codes is proposed. Furthermore, protograph-degree-distribution-based EXtrinsic Information Transfer (EXIT) chart algorithm is used to predict and analyze the error performances of protograph-based LDPC codes. The simulation and experiment results show that the proposed code outperforms the (3, 6) randomly regular LDPC code in both low and high SNR region, over the SWA channels.

Key words: Shallow Water Acoustic (SWA) communication; Error-correction coding; Protograph-based LDPC codes; EXtrinsic Information Transfer (EXIT) charts algorithm

1 引言

浅海水声(SWA)信道具有时变、强多途、大起伏、窄带宽等特点,是当前最具挑战的无线通信信道之一,合理地选择和设计纠错码方案^[1,2],在实现

可靠高效的 SWA 通信系统中占有重要地位。PG-LDPC 码最先由 THORPE 于 2003 年提出^[3],与传统 LDPC 码相比,具有构造简单、纠错性能好、编译码复杂度低、易于扩展、硬件实现简单等优势。PG-LDPC 码是一类由原模图或子矩阵构成的 LDPC 码,所谓原模图,是指节点数非常少的 Tanner 图(或二分图)。通过对原模图进行“复制-置换”(copy-and-permute)操作,可以得到任意大小的 Tanner 图,即导出图,该图即对应一个 LDPC 码结构。由于 PG-LDPC 码构造的灵活性和多样化,根据通信信道特征,经过精心设计后可充分发挥其性能优势,提高通信系统的可靠性,由此吸引了不少学者研究其在不同通信信道下的性能及设计方法。

收稿日期: 2015-04-10; 改回日期: 2015-10-15; 网络出版: 2015-11-18

*通信作者: 许肖梅 xmxu@xmu.edu.cn

基金项目: 国家自然科学基金(41176032, 41376040, 41476026), 教育部高等学校博士学科点专项科研基金(20130121120033), 中央高校基本科研业务费专项资金/厦门大学基础创新科研基金(20720140506)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (41176032, 41376040, 41476026), The Specialized Research Fund for the Doctoral Program of Higher Education of China (20130121120033), The Fundamental Research Funds for the Central Universities (20720140506)

文献[4,5]提出了基于加性高斯白噪声(Additive White Gauss Noise, AWGN)信道的PG-LDPC码的设计方法,随后其他学者将其应用于超宽带通信^[6]、深空通信^[7]、磁记录系统^[8-10]及认知无线电系统^[11]等各种环境中的设计方案,但PG-LDPC码在水声信道中的应用仍未涉及。鉴于该码在线性编译码复杂度上的优势,对实现实时水声通信系统具有积极意义,可为水声通信系统性能的提高提供重要的方法依据。

基于浅海水声信道特点,本文提出一种简单实用的原模图构造方案,作为搜索性能优异的PG-LDPC码时的码型优化设计准则。为快速并准确地分析PG-LDPC码的纠错性能,拟采用EXIT图分析算法对该码在SWA信道中的迭代译码门限进行预测及比较分析,考虑到PG-LDPC码的度分布由其原模图结构决定的特点,进一步提出采用基于原模图度分布的EXIT图分析算法。在该算法的辅助下,通过列举比较的方式找到了性能较优的、码率为1/2的原模图结构。实验结果表明,由此原模图构成的LDPC码在厦门五缘湾实测信道中,误比特率(BER)约为 10^{-5} 时,有优于(3,6)随机规则LDPC码(以下简称“(3,6)码”)0.6 dB的编码增益。

本文的结构安排如下:第2节建立5径浅海水声信道传输仿真模型;第3节介绍SWA信道中PG-LDPC码的设计特点,给出设计方案;第4节介绍基于原模图度分布的EXIT图分析算法;第5节对搜索到的原模图所构成的LDPC码在仿真信道及实测信道中的性能进行比较及分析;最后是全文的总结。

2 SWA 信道传输模型

实际的水声信道传输模型是时-空-频变的,不同海域、不同海况下的信道状况会有很大的不同。由于水声信道的复杂和多变性,很难进行单一的信道建模,迄今为止还没有一个标准的统计信道模型能适用于所有的水声信道^[12],一般是通过在特定海域的实验数据得到相应信道的统计特征,来为该海域的水声通信系统提供信道建模与仿真。本文主要考虑SWA信道下,强多途、长时延特性在相干时间范围内对PG-LDPC码性能的影响。因此在后续的分析及仿真中均假设多途结构是稳定的,则SWA信道的接收信号 y_n 可表示为

$$y_n = \sum_{k=0}^K h_k x_{n-k} + w_n \quad (1)$$

其中, x_n 是发送符号, w_n 是均值为0方差为 σ_w 的高斯白噪声, K 是信道记忆长度, h_k 为信道离散时

间冲激响应系数,其Z域表达式为

$$H(z) = \sum_{p=0}^{P-1} a_p \times z^{\lfloor -\tau_p/T \rfloor} \quad (2)$$

其中 a_p 和 τ_p 分别是第 p 径的衰落系数及相对时延, T 是采样周期, $\lfloor \cdot \rfloor$ 是向下取整运算符, P 是最大多径时延数。为了简便起见,本文采用比较简单、直观的基于射线理论模型的方法^[12-15]进行建模。假设第 p 径的传播路径长度为 d_p ,浅海中声速一般可设恒定为 c ,则每条路径的传播时延为 $\tau_p = d_p/c$;对于宽带水声通信信号,传播损失不仅与传播长度有关还与传播频率有关,假设一定观测时间内信道相对稳定,则第 p 径衰落系数可表示为^[12]

$$a_p = \frac{\Gamma_p}{\sqrt{d_p^k \alpha(f)^{d_p}}} \quad (3)$$

式中, $\Gamma_p = (1/\sqrt{2})^{r_p}$ 表示该径在海面和海底的总反射损失,其中 r_p 是其反射次数; $A(d_p, f) = d_p^k \alpha(f)^{d_p}$ 则是传播损失, d_p^k 表示扩展损失, k 为扩展损失因子(与声波的传播方式有关:当以球面波扩展传播时, $k=2$;而以柱面波扩展传播时, $k=1$;实际应用中,往往取 $k=1.5$)。 $\alpha(f)^{d_p}$ 表示吸收损失,吸收系数 $\alpha(f)$ (以dB/km为单位时)可由Thorpe经验公式得到

$$10 \lg \alpha(f) = 0.11 \frac{f^2}{1+f^2} + 44 \frac{f^2}{4100+f^2} + 2.75 \cdot 10^{-4} f^2 + 0.003 \quad (4)$$

式中,信号频率 f 的单位为kHz。

本文中假设 $P=5$,利用射线声学的方法构造出一个浅海相干多途信道模型(以下简称“5径信道”),具体建模参数设置为:收发端距离 $d_0=3$ km,水深为75m,且收/发端均放置于接近海底;设水下声速恒定为 $c=1500$ m/s,扩展损失因子 $k=1.5$;系统采用BPSK调制,载波频率 $f=15$ kHz,采样频率为48 kHz。根据平面几何学求出声信号经由海面、海底等边界反射形成的宏观多途结构,通过计算给出了该信道模型的具体参数(表1)。

3 SWA 信道中的PG-LDPC 码

3.1 PG-LDPC 码的构造

类似于Tanner图,原模图可表示为 $G=(V, C)$,

表1 典型5径浅海水声信道模型参数

声线序号	1	2	3	4	5
幅度	0.1873	0.1322	0.0657	0.0325	0.0160
相对幅度	1	0.7058	0.3508	0.1735	0.0854
时延(s)	2	2.0025	2.0100	2.0224	2.0396
相对时延(ms)	0	2.5	10.0	22.4	39.6
相对时延/ 采样周期	0	120	480	1075	1901

E), 其中 $V = \{v_i | i = 1, 2, \dots, N\}$ 是原模图中变量节点的集合, $C = \{c_j | j = 1, 2, \dots, M\}$ 是校验节点的集合, $E = \{e_{i,j}\}$ 是原模图中所有连接边的集合, $e_{i,j}$ 表示连接第 i 个变量节点和第 j 个校验节点的边, $e_{i,j}$ 的取值除了 0, 1 外还可以是大于 1 的整数, 即允许平行边的存在, 原模图对应的邻接矩阵被称为基础矩阵。原模图经过 q 次复制后, 可得到 q 个相互独立的原模图, 把这 q 个原模图之间的边按照一定的交织算法进行交织或置换, 消除掉平行边后, 可以得到一个 $qM \times qN$ 稀疏校验矩阵, 即导出图对应的 LDPC 码的校验阵。

采用的“复制-置换”算法具体操作流程为: 原模图对应的基础矩阵中, 所有的“0”元素用 $q \times q$ 维的零矩阵 $\mathbf{0}_q$ 替换, 所有的“1”元素用 $q \times q$ 维的单位阵 \mathbf{I}_q 替换, 而大于“1”的元素则被相应个数的置换阵求异或后替换, 假设有基础矩阵 B , 则可得到对应的导出图校验阵结构为

$$B = \begin{bmatrix} 1 & 2 & 1 \\ 0 & 1 & 3 \end{bmatrix}_{2 \times 3} \xrightarrow{\text{“复制-置换”}} \begin{bmatrix} \mathbf{I}_q & \mathbf{I}_q \oplus \mathbf{\Pi}_1 & \mathbf{I}_q \\ \mathbf{0}_q & \mathbf{I}_q & \mathbf{\Pi}_2 \oplus \mathbf{\Pi}_3 \oplus \mathbf{\Pi}_4 \end{bmatrix}_{q2 \times q3} \quad (5)$$

其中, 置换阵 $\mathbf{\Pi}_i, i = 1, 2, \dots, 4$ 均被分成 4×4 的子矩阵, 每个子矩阵都是单位循环矩阵^[16,17], 因此导出图的校验矩阵具有分块循环特性, 从而使其编码和译码的计算复杂度降低^[18,19]。在实际应用中有: BER 性能相近, 码率、码长相等的(3,6)码(校验阵中非零元素随机分布, 编码算法采用高斯消元法)在水声信道中的编码时间约为经典 PG-LDPC 码的 92 倍^[19]。

3.2 SWA 信道中 PG-LDPC 的设计特点

性能好的 PG-LDPC 需要同时具备两个特性: 一是逼近信道容量限的迭代译码门限, 迭代译码门限是指当编码码长和最大迭代译码次数趋近于无穷大时, 能使该码实现零误码率译码输出的最小 E_b/N_0 值, 该特性决定了原模图码在低信噪比下的纠错性能; 二是最小距离线性增长特性, 即该码的最小距离随着码长线性增长的特性, 不具有线性最小距离特性的码型在高信噪比区域易产生错误地板(error floor)。迭代译码门限不仅与原模图码型有关, 还与其所通过的信道特性息息相关; 而线性最小距离特性则只与码型相关与传输信道无关^[20]。因此, 要设计出浅海水声信道中性能卓越的 PG-LDPC 码, 关键是如何降低 PG-LDPC 码在信道中的迭代译码门限。结合 SWA 信道的通信特点, 设计时需要注意以下几点:

(1) 信道输出信息 I_{ch} 偏小: 信道输出信息 I_{ch} ,

是指信道输出符号序列相对于发送符号序列的对数似然比(LLR 或 L 值), 与发送符号序列间的平均互信息(以下简称“信息”)。该信息越大, 则在译码输出端成功译码的概率越高。在水声信道中, 声传播速度非常低, 传输延迟根据传输距离的不同能达到几十到几百毫秒, 这使得水声信道一般是长记忆信道, 导致传输给译码器的信道信息偏小, 这将直接影响纠错码在 SWA 信道中译码收敛的速度, 使纠错性能降低, 详见后续图 3 的分析。

(2) 编码码长受限: 水声信道是一个能量受限、带宽受限的无线信道, 应用于水声通信系统的纠错码只能使用中短码, 这使得一些在 AWGN 信道设计的性能非常卓越的长码, 在水声信道中性能却差强人意, 如 AR4JA 码^[19], 相同的限制也一样适用于 SWA 信道。

(3) 有度 1 和删除变量节点的码型结构对性能改善不明显: 文献[8,19]指出, 有删除变量节点, 且删除的是度为 1 的变量节点的原模图, 能改善其构成的 LDPC 码在有记忆信道中的性能。然而我们经过大量的仿真实验发现, 具有该结构的 PG-LDPC 码对纠错性能的改善不是很明显, 如文献[19]中所提出的码型, 当 $BER \leq 10^{-3}$ 时, 在文中的两个水声信道中 BER 性能与(3,6)码几乎一样, 若原模图结构中不存在度 1 变量节点, 并对所有的变量节点均不做删除, 则可得到 SWA 信道中纠错性能更加突出的码型。

3.3 PG-LDPC 码设计方案

根据上述的 SWA 信道中 PG-LDPC 码的设计及性能特点, 优化设计原模图的方案为: 首先, 构造一个具有 4×8 矩阵结构的无删除节点的原模图, 则其码率为 1/2。其次, 要获得低译码迭代门限的原模图, 需使其结构中有部分变量节点的度为 2 和 3, 并避免使用度 1 节点。虽然度 2 变量节点的数目增加, 可使迭代译码门限降低, 但为了保障 PG-LDPC 码具有线性最小距离增长特性, 原模图中度 2 变量节点的数目设定要小于校验节点的总个数, 且所有度 2 节点间不能产生闭环^[4]。最后, 原模图中的最大平行边的数目, 需要在设计时进行限制, 因为当码长及原模图的节点数固定时, 不断地增加原模图中平行边的数目, 原模图经过“复制-置换”后, 所构造的导出图产生短环的可能性会增加, 导致置信度传播(BP)译码时产生高误码率输出, 且 PG-LDPC 码的校验矩阵中非零元素个数的增加也会影响编译码速度。由此可构造式(6)所示的原模图基础矩阵作为码型搜寻阵:

$$\mathbf{H}_{\text{search}} = \begin{pmatrix} x_1 & x_5 & x_9 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ x_2 & x_6 & x_{10} & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ x_3 & x_7 & x_{11} & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ x_4 & x_8 & x_{12} & 2 & 2 & 0 & 1 & 1 \end{pmatrix}_{4 \times 8} \quad (6)$$

式中 $x_i, i = 1, 2, \dots, 12$ 是连接相应变量节点和校验节点边的数目, x_i 的最大值限定为 3。改变 x_i 的值可以得到一个码型集合, 从集合中搜寻出纠错性能最优的码型即可。

4 EXIT 图分析算法

搜寻水声信道中纠错性能卓越的 PG-LDPC 码, 需对各码型进行性能分析。蒙特卡洛仿真分析工作量大, 且在输入不同的信息比特时, BER 性能曲线会有摆动, 无法实现快速而精确的性能分析。EXIT 算法主要通过跟踪分析译码器输出的外部似然信息与发送符号序列之间信息的关系, 来判断迭代过程的收敛特性, 该算法不仅能应用于迭代译码, 也能应用于文献[21]中的 Turbo 均衡软迭代接收机模块。与密度进化(DE)算法[22]相比, EXIT 算法的复杂度较低, 实用性更强。本文提出采用基于原模图度分布的 EXIT 图分析算法, 对 PG-LDPC 码的纠错性能进行快速预测和比较分析。

PG-LDPC 码的度分布由其原模图的结构决定, 可采用 EXIT 图算法分析结构较小的原模图, 这样既能保障准确性又能提高效率。该算法沿用了 Brink[23]的 EXIT 算法的结构框图(图 1), 只是变量节点译码器(VND)和校验节点译码器(CND)中处理的对象变为原模图而非由其导出的 Tanner 图。其中 VND 把信道输出信息 I_{ch} 和先验信息 I_{Av} 转换为后验信息, CND 通过输入其中的先验信息 I_{Ac} 也得到相应的输出信息。外部信息 $I_{\text{Ev}}, I_{\text{Ec}}$ 是由两个译码器(VND 和 CND)输出的信息减去输入其中的先验信息所得, 其中任一个译码器输出的外部信息经过两个互逆的交织器中的一个后, 变成输入到另一个译码器的先验信息 $I_{\text{Ac}}, I_{\text{Av}}$, 最终实现迭代译码。SWA 信道中基于原模图度分布的 EXIT 算法的具体步骤为:

(1)初始化: 由式(1)可得到, 信道输出符号 y_n 相对于发送符号序列的 L 值有

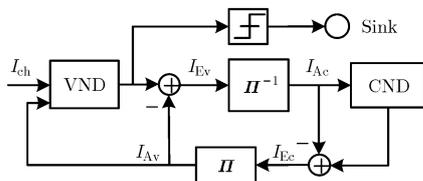


图 1 EXIT 图分析算法结构框图

$$L_{\text{ch},n} \triangleq \ln \frac{p(y_n | x_n = +1, x_{n-1}, \dots, x_{n-K})}{p(y_n | x_n = -1, x_{n-1}, \dots, x_{n-K})} \quad (7)$$

其中 x_n 是经 BPSK 调制后 ($x_n = 1 - 2v_n, v_n$ 为信息比特)的发送符号。因为

$$p(y_n | x_n, x_{n-1}, \dots, x_{n-K}) = \frac{1}{\sigma_w \sqrt{2\pi}} \exp \left[-E_b \left(y_n - \sum_{k=0}^K h_k x_{n-k} \right)^2 / 2\sigma_w^2 \right] \quad (8)$$

假设每比特传输的能量 $E_b = 1$, 对式(7)化简得到

$$\begin{aligned} z_n = L_{\text{ch},n} &= \frac{-\left(y_n - \sum_{k=1}^K h_k x_{n-k} - h_0 \right)^2}{2\sigma_w^2} \\ &+ \frac{\left(y_n - \sum_{k=1}^K h_k x_{n-k} + h_0 \right)^2}{2\sigma_w^2} \\ &= \frac{2h_0}{\sigma_w^2} \left(y_n - \sum_{k=1}^K h_k x_{n-k} \right) \\ &= \frac{2h_0}{\sigma_w^2} \left(\left(y_n - \sum_{k=0}^K h_k x_{n-k} \right) + h_0 x_n \right) \\ &= \frac{2h_0^2}{\sigma_w^2} x_n + \frac{2h_0}{\sigma_w^2} w_n = \mu_z x_n + w_z \end{aligned} \quad (9)$$

其中 $\mu_z = 2h_0^2 / \sigma_w^2$, w_z 是均值为 0 方差为 $\sigma_z^2 = 4h_0^2 / \sigma_w^2 = 2\mu_z$ 的高斯白噪声, 因此信道输出的 L 值的条件概率密度函数 $p_z(z_n | x_n)$ 服从对称高斯分布, 并有式(10):

$$p_z(\xi | x_n) = \frac{\exp \left[-\left(\xi - (\sigma_z^2 / 2) x_n \right)^2 / 2\sigma_z^2 \right]}{\sqrt{2\pi}\sigma_z} \quad (10)$$

根据信道输出似然比与发送信息间互信息的定义, 有

$$\begin{aligned} I_{\text{ch}} &= I(\mathbf{X}; \mathbf{Z}) = H(\mathbf{X}) - H(\mathbf{X} | \mathbf{Z}) \\ &= \frac{1}{2} \sum_{x \in \pm 1} \int_{\xi \in \mathbf{Z}} p(\xi | x) \\ &\quad \cdot \text{lb} \left(\frac{2p(\xi | x)}{p(\xi | x = +1) + p(\xi | x = -1)} \right) d\xi \end{aligned} \quad (11)$$

由式(10), 式(11)得

$$\begin{aligned} I_{\text{ch}}(\sigma_z) &= 1 - \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_z} e^{-\left(\xi - \sigma_z^2 / 2 \right)^2 / 2\sigma_z^2} \\ &\quad \cdot \text{lb} \left[1 + e^{-\xi} \right] d\xi = J(\sigma_z) \end{aligned} \quad (12)$$

函数 $J(\sigma)$ 的具体表达式详见文献[23]的附录。为了简化分析, 假设 VND 和 CND 两个译码器的先验 L 值及外部 L 值也服从对称高斯分布, 即相应的先验信息及外部信息也可以用式(12)计算。

(2)计算 VND 输出的外部信息: 给定一个先验

信息值 $I_{Av,i} \in [0,1], i = 1, 2, \dots, N$, 用 $d_{v,i}$ 和 λ_i 分别表示第 i 个变量节点发出的边数(即度数)及其在总边数中所占的比例, 计算 VND 输出的外部信息:

$$I_{Ev} = \sum_{i=1}^N \lambda_i \cdot J \left(\sqrt{(d_{v,i} - 1) \left[J^{-1}(I_{Av,i}) \right]^2 + \left[J^{-1}(I_{ch}) \right]^2} \right) \quad (13)$$

式中 $J^{-1}(I)$ 的表达式亦参考文献[23]的附录。

(3)计算 CND 输出的外部信息: 给定一个先验信息值 $I_{Ac,j} \in [0,1], j = 1, 2, \dots, M$, 用 $d_{c,j}$ 表示第 j 个校验节点的度, 并定义第 j 个校验节点发出的边占总边数的比例为 ρ_j , 则 CND 输出的外部信息为

$$I_{Ec} = \sum_{j=1}^M \rho_j \left[1 - J \left(\sqrt{d_{c,j} - 1} \cdot J^{-1}(1 - I_{Ac,j}) \right) \right] \quad (14)$$

由式(13)、式(14)不难发现, VND 输出的外部信息不仅与原模图结构相关, 还与信道模型及信噪比相关; 而 CND 输出的外部信息则只与原模图结构相关。

采用基于原模图度分布的 EXIT 图分析算法, 经过大量的分析和比较后, 得到以下结构的原模图所构成的 LDPC 码在 5 径 SWA 信道中具有较好的纠错性能, 用 \mathbf{H}_{SWA} 表示其基础矩阵:

$$\mathbf{H}_{SWA} = \begin{pmatrix} 3 & 2 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 2 & 1 & 2 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 2 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 3 & 1 & 2 & 2 & 2 & 0 & 1 & 1 \end{pmatrix}_{4 \times 8} \quad (15)$$

5 性能结果与分析

5.1 仿真结果

在 5 径 SWA 信道中的 BER 仿真结果见图 2, 仿真参数设置为: BP 译码最大迭代次数为 20, 蒙特卡洛次数为 1000 次。实心圆形标记曲线是码长为 2048, 由 \mathbf{H}_{SWA} 经过 $2048/8 = 256$ 次复制, 并进行置换后得到的 PG-LDPC 码(简称“ \mathbf{H}_{SWA} 码”)的误比特率; 无标记实线是码长为 3072, 由一个 3×6 基础矩阵 $\mathbf{H}_{3 \times 6}$ 所构成的 PG-LDPC 码(简称“ $\mathbf{H}_{3 \times 6}$ 码”)BER 曲线, 其中 $\mathbf{H}_{3 \times 6}$ 的结构为

$$\mathbf{H}_{3 \times 6} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 2 \\ 3 & 1 & 1 & 0 & 1 & 3 \\ 1 & 1 & 2 & 1 & 2 & 1 \end{pmatrix}_{3 \times 6} \quad (16)$$

图 2 中, (3,6)码在 $BER = 10^{-5}$ 处产生了错误地板, 而 \mathbf{H}_{SWA} 码和 $\mathbf{H}_{3 \times 6}$ 码均未产生, \mathbf{H}_{SWA} 码在 $E_b/N_0 < 7$ dB 区域其 BER 性能与(3,6)码相近, 但当 $E_b/N_0 > 10$ dB 时可实现零误码率译码, 且 $BER \approx 10^{-4}$ 时与(3,6)码、 $\mathbf{H}_{3 \times 6}$ 码相比分别获得了 3 dB 和 4 dB 的编码增益, 性能优势非常明显, $\mathbf{H}_{3 \times 6}$ 码

即使码长较长, 也仍无法获得较好的 BER 性能, 仿真结果表明, 绝大部分有 3×6 结构的原模图码型在 SWA 信道中的性能均较差, 由于篇幅有限, 在此不再一一列举。

图 3 给出的是图 2 中所涉及的 3 种编码码型的 EXIT 特性曲线 $I_E = T(I_A)$ 。对于 VND, 图中的横轴是先验信息 I_{Av} , 纵轴是外部信息 I_{Ev} , 对于 CND 来说, 则刚好相反, 横轴表示 I_{Ec} , 纵轴表示 I_{Ac} 。其中实线和虚线分别表示 VND 和 CND 输出的外部信息特性曲线, 一对同标记符号的 EXIT 特性曲线之间的区域被称为该码型的译码通道, 译码通道的开合大小直接决定了该码型的译码收敛速度的快慢, 若这对曲线相交, 则表示该码在当前信噪比条件下无法收敛, 即不能实现 BER 为 0 的译码输出。由图中不难观察到, 3 种码型的译码通道均已打开, 即在各自的 SNR 条件下能实现低误码率的译码输出, 若迭代次数和码长足够大时还能实现零误码输出, 且其开合程度由小到大依次为: $\mathbf{H}_{3 \times 6}$ 码、(3,6)码、 \mathbf{H}_{SWA} 码, 因此 \mathbf{H}_{SWA} 码的译码收敛速度快, 纠错性能最好; 而 $\mathbf{H}_{3 \times 6}$ 的特性曲线则是相切的, 则 3.5 dB 是 $\mathbf{H}_{3 \times 6}$ 码在 5 径信道中的迭代译码门限值。换言之, \mathbf{H}_{SWA} 码比另两种码型的纠错性能更优, 这与图 2 中的 BER 性能结果相吻合。

为了比较 \mathbf{H}_{SWA} 码在 SWA 信道和 AWGN 信道中译码收敛速度的差别, 图 3 用菱形标记线画出了 \mathbf{H}_{SWA} 在 AWGN 信道中 VND 输出的外部信息特性曲线。图中, 所有的 VND 输出的外部信息特性曲线均不是从零点出发的, 这是由于 I_{Ev} 的计算有 I_{ch} 的参与, 当 $I_{Av} = 0$ 时, $I_{Ev} = I_{ch}$ 。由图 3 可以知道, 当 $E_b/N_0 = 3.5$ dB 时, 在 5 径信道与 AWGN 信道中 I_{ch} 的差值约为 -0.18, 这使得在相同码型条件下, CND 外部信息特性曲线一样, 而 AWGN 信道中的 VND 外部信息特性曲线会被抬高并平缓很多, 从而使译码通道变宽, 最终使 BER 得到降低。

5.2 实测信道实验结果

为了能更客观地验证所设计原模图码的性能, 本文还采用了 2014 年 5 月 8 日在厦门岛北部五缘湾海域采集的海试录音数据得到的 SWA 信道(文中简称“五缘湾信道”)。五缘湾海域位于北纬“N24°32'18”、东经“E118°10'18”, 水深约为 6 m, 实验时天气多云微风偶有小雨, 声速剖面表现为微弱的负梯度。图 4 标明了发送端(标为“A”)及接收端(标为“B”)的布放位置, 其水下深度分别为 3 m 和 4 m, 两者之间的直线距离为 903 m。信道探测信号是时长 24 ms 的 LFM 信号, 其频率范围为 20~22 kHz, 采样频率为 80 kHz, 每个探测信号后带有 12 ms 的

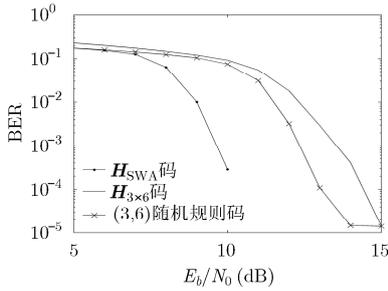


图 2 各码在 5 径 SWA 信道中的 BER 性能曲线

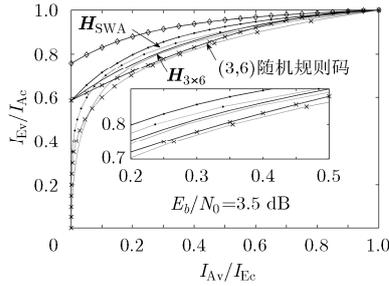


图 3 3 种码型在 5 径 SWA 信道中的 EXIT 特性曲线

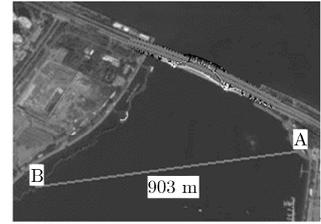


图 4 厦门五缘湾海试时换能器布放图

保护时间间隔。通过计算接收信号与探针信号的互相关，可得到五缘湾信道的冲激响应估计(见图 5)。该信道有 8 径较明显的多途，表 2 给出了每条多途的相对幅度和相对时延(以直达路径为参考)等参数。

由图 6 的 BER 性能曲线可以发现，五缘湾信道中，3 种编码码型均产生瀑布区且没有观察到错误平台，虽然在低 SNR 区域，3 种码型的 BER 相近；但在高 SNR 区域，且 BER 约为 10^{-5} 时， H_{SWA} 码与其它两种码型相比，分别获得了 0.6 dB 和 0.9 dB 的编码增益。

对比 5 径信道和五缘湾实测信道，虽然后者的多径比 5 径信道多，但是其能量分布较集中，其中约有 84% 的能量分布在直达径，而前者则只有 60% 的能量在直达径上，可见前者的多径对信号的干扰

较后者弱，因此图 6 中五缘湾信道的编码性能明显优于图 2 中 5 径信道的性能。

6 结束语

本文结合 SWA 信道传输模型，深入研究了 PG-LDPC 码在 SWA 信道中的编码设计特点，并根据这些特点提出了一种原模图优化设计方案，以此作为在 SWA 信道中搜寻性能优越的 PG-LDPC 码的设计准则，并进一步提出采用基于原模图度分布的 EXIT 图分析算法，来预测、分析和比较 PG-LDPC 码的纠错性能。仿真及实验结果表明，根据所提出的设计方案，能搜索到性能优于 (3,6) 码的 PG-LDPC 码，能有效地抑制多途对系统的影响，为 SWA 通信系统提供了一个设计简单、编译码速度快、纠错性能强的编码方案，为提高实时水声通信系统性能提供了重要的方法依据。

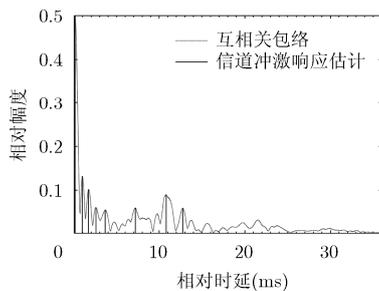


图 5 厦门五缘湾 SWA 信道冲激响应估计

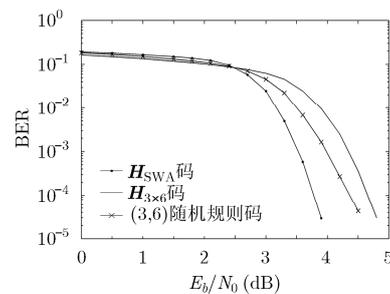


图 6 各码在五缘湾 SWA 信道中的 BER 性能曲线

表 2 五缘湾海域 SWA 信道模型参数

序号	1	2	3	4	5	6	7	8
相对幅度	1	0.2641	0.2036	0.1171	0.1063	0.1156	0.1810	0.1144
相对时延(ms)	0	0.8500	1.5626	2.4375	3.5250	7.0375	10.6375	12.5626
相对时延/采样周期	0	68	125	195	282	563	851	1005

参考文献

[1] 陈友淦, 许肖梅, 张兰, 等. 浅海水声信道模型差异对纠错码性能分析的影响[J]. 兵工学报, 2013, 34(11): 1404-1411.

CHEN Yougan, XU Xiaomei, ZHANG Lan, *et al.* Effects of different shallow water acoustic channel models on error-correction code performance analysis[J]. *Acta Armamentarii*, 2013, 34(11): 404-1411.

- [2] LIN M, XU X, CHEN Y, *et al.* Adaptive RC QC-LDPC channel coding for frequency hopping shallow water acoustic communication[C]. *IEEE OCEANS*, TaiPei, 2014: 1-4.
- [3] THORPE J. Low-density parity-check (LDPC) codes constructed from protographs[J]. *IPN Progress Report*, 2003, 42(154): 1-7.
- [4] ABBASFAR A, DIVSALAR D, and YAO K. Accumulate-repeat-accumulate codes[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2007, 55(4): 692-702.
- [5] DIVSALAR D, DOLINAR S, JONES C R, *et al.* Capacity-approaching protograph codes[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2009, 27(6): 876-888.
- [6] GROSA P, FONSECA DOS SANTOS A, LENTMAIER M, *et al.* Application of protograph-based LDPC codes for UWB short range communication[C]. *IEEE International Conference on Ultra-Wideband (ICUWB)*, Nanjing, 2010, 2: 1-4.
- [7] COSTANTINI L, MATUZ B, LIVA G, *et al.* Non-binary protograph low-density parity-check codes for space communications[J]. *International Journal of Satellite Communications and Networking*, 2012, 30(2): 43-51.
- [8] FANG Y, CHEN P, WANG L, *et al.* Design of protograph LDPC codes for partial response channels[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2012, 60(10): 2809-2819.
- [9] NGUYEN T V, NOSRATINIA A, and DIVSALAR D. Protograph-based LDPC codes for partial response channels [C]. *IEEE International Conference on Communications (ICC)*, Ottawa, Canada, 2012: 2166-2170.
- [10] PHAKPHISUT W, SUPNITHI P, and PUTTARAK N. EXIT chart analysis of nonbinary protograph LDPC codes for partial response channels[J]. *IEEE Transactions on Magnetics*, 2014, 50(11): 1-4.
- [11] 王铠尧, 肖扬. 基于原模图 LDPC 码的电视频带认知 MIMO 系统[J]. *应用科学学报*, 2014, 32(3): 237-245.
WANG Kaiyao and XIAO Yang. Cognitive MIMO system based on protograph LDPC codes in television band[J]. *Journal of Applied Sciences*, 2014, 32(3): 237-245.
- [12] STOJANOVIC M and PREISIG J. Underwater acoustic communication channels: propagation models and statistical characterization[J]. *IEEE Communications Magazine*, 2009, 47(1): 84-89.
- [13] STOJANOVIC M. A method for differentially coherent detection of OFDM signals on doppler-distorted channels[C]. *6th IEEE Sensor Array and Multichannel Signal Processing Workshop (SAM)*, Jerusalem, Israel, 2010: 85-88.
- [14] HE C, HUANG J, and DING Z. A variable-rate spread-spectrum system for underwater acoustic communications [J]. *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, 2009, 34(4): 624-633.
- [15] VAJAPHEYAM M, VEDANTAM S, MITRA U, *et al.* Distributed space time cooperative schemes for underwater acoustic communications[J]. *IEEE Journal on Oceanic Engineering*, 2008, 33(4): 489-501.
- [16] CCSDS 131.1-O-2. Experimental specifications, low density parity check codes for use in near-earth and deep space applications[S]. USA, the Consultative Committee for Space Data Systems, 2007.
- [17] WANG K, XIAO Y, and KIM K. Construction of protograph LDPC codes with circular generator matrices[J]. *Journal of Systems Engineering and Electronics*, 2011, 22(5): 840-847.
- [18] 姜明, 王晨. 基于原型图的低码率 LDPC 码最小和译码算法改进方案[J]. *电子与信息学报*, 2010, 32(11): 2781-2784. doi: 10.3724/SP.J.1146.2009.01652.
JIANG Ming and WANG Chen. An improvement on the min-sum algorithm for low-rate protograph LDPC codes[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2010, 32(11): 2781-2784. doi: 10.3724/SP.J.1146.2009.01652.
- [19] CHEN Z, XU X, and CHEN Y. Application of protograph-based LDPC codes in underwater acoustic channels[C]. *IEEE International Conference on Signal Processing, Communications and Computing (ICSPCC)*, Guilin, 2014: 923-927.
- [20] FANG Y, BI G, GUAN Y, *et al.* A survey on protograph LDPC codes and their applications[J]. *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, 2015(99): 1.
- [21] 唐怀东, 朱敏, 武岩波. 一种水声通信 Turbo 均衡中的软迭代信道估计算法[J]. *电子与信息学报*, 2013, 35(3): 677-682. doi: 10.3724/SP.J.1146.2012.00820.
TANG Huaidong, ZHU Min, and WU Yanbo. An algorithm of soft iterative channel estimation for Turbo equalization of underwater acoustic communication[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2013, 35(3): 677-682. doi: 10.3724/SP.J.1146.2012.00820
- [22] RICHARDSON T J and 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.
- [23] TEN BRINK S, KRAMER G, and ASHIKHMIN A. Design of low-density parity-check codes for modulation and detection[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2004, 52(4): 670-678.
- 陈震华: 女, 1980 年生, 博士生, 研究方向为水声通信、信道编码。
- 许肖梅: 女, 1960 年生, 博士, 博士生导师, 研究方向为水声通信及声信号处理。
- 陈友淦: 男, 1983 年生, 博士, 硕士生导师, 研究方向为水声通信及组网技术。