

高阶调制 LDPC 码在水声信道中的仿真分析

李玉祥^{1,2}, 梁国龙², 张光普², 付进², 殷敬伟²

(1. 哈尔滨工程大学 理学院, 哈尔滨 150001, liyuxiang051111@126.com;

2. 哈尔滨工程大学 水声技术国防科技重点实验室, 哈尔滨 150001)

摘要: 为了提高频谱效率, 对高阶调制的 LDPC (Low Density Parity Check) 码在水声信道中的应用进行仿真研究. 使用高阶调制的软信息简化算法, 降低了运算量. 对影响 LDPC 码性能的码长、迭代次数等相关因素进行了分析与仿真, 结果表明高阶调制的 LDPC 码能明显改善传输性能.

关键词: 水声信道; 高阶调制; LDPC 码

中图分类号: TN929.3

文献标志码: A

文章编号: 0367-6234(2010)09-1472-04

Simulation of high-order modulation LDPC code in underwater acoustic channel

LI Yu-xiang^{1,2}, LIANG Guo-long², ZHANG Guang-pu², FU Jin², YIN Jing-wei²

(1. College of Science, Harbin Engineering University, Harbin 150001, China;

2. National Laboratory of Underwater Acoustic Technology, Harbin Engineering University, 150001, China)

Abstract: The simulation of a high-order modulation LDPC code is carried out in the field of underwater acoustic channel for improving the spectral efficiency. The computation complexity can be reduced by using the simplification algorithm of soft information of the high-order modulation. Effects of the code length, times of iterations and other related factors on the performance of LDPC codes are analyzed and simulated. The results show that the high-order modulation LDPC codes can significantly improve the transmission performance.

Key words: underwater acoustic channel; high modulation; LDPC code

当今的频率资源越来越有限, 为了提高频带利用率可以采用具有高阶谱效率的调制方式. 正交幅度调制 (Quadrature Amplitude Modulation, QAM) 通过对相位和振幅的联合控制, 在最小距离相同的条件下, QAM 星座图中可以容纳更多的星座点, 从而可在限定的频带内传输更高速率的数据. 因此, 以 M-QAM 为代表的高阶调制技术是一种常用的提高频谱利用率的技术. LDPC^[1] 编码技术是信道编码领域最受瞩目的研究热点, 1/2 码率的二元 LDPC 码在 AWGN 信道下的性能距

信息论中的 Shannon 限仅差 0.004 5 dB, 是目前最接近 Shannon 限的好码^[2]. 将 LDPC 码与高阶调制进行结合, 能够发挥高阶调制的频谱利用率的优势, 又能够利用 LDPC 码接近 Shannon 限的特性, 提高译码性能, 实现有效传输.

1 高阶软解调

LDPC 码采用迭代译码方法, 是软输入软输出译码. 软判决译码与硬判决译码相比, 能够提高译码性能, 但由于每个高阶调制符号对应着多个比特, 计算每个比特对应的软信息是很复杂的. 1994 年, Goff, S. Le^[3] 在某种特定的格雷映射方式下, 给出了一种计算软比特信息的简化递推公式; 2002 年, Tosato, F^[4] 按照 HIPERLAN/2 给出的格雷映射关系推导了另一组计算 LLR 的递推公式. 文献[5]在此基础上利用接收点到星座点距离的

收稿日期: 2010-04-20.

基金项目: 中央高校基本科研业务费专项资金资助项目 (HEUCFL20101114); 国家自然科学基金资助项目 (60802060); 哈尔滨工程大学校基础研究基金资助项目 (HEUFT08026).

作者简介: 李玉祥 (1978—), 男, 博士研究生;
梁国龙 (1964—), 男, 教授, 博士生导师.

几何关系提出了简化算法。

1.1 精确的 LLR 算法

对数似然比 (Log-Likelihood Ratio, LLR) 是利用接收符号来判断发送比特为 0 和发送比特为 1 的概率比值的对数。发送 b 比特的 LLR^[6] 为

$$L(b) = \log \left(\frac{Pr(b = 0 \mid r = (x, y))}{Pr(b = 1 \mid r = (x, y))} \right).$$

假定所有的符号等概率分布, 在 AWGN 信道条件下的 LLR 可以表述为

$$L(b) = \log \left(\frac{\sum_{s \in s_0} e^{-\frac{1}{\sigma^2}((x-s_x)^2 + (y-s_y)^2)}}{\sum_{s \in s_1} e^{-\frac{1}{\sigma^2}((x-s_x)^2 + (y-s_y)^2)}} \right)$$

其中: s_x, s_y 表示理想星座点的同相坐标和正交坐标分量; s_0, s_1 表示理想星座点某比特位为 0 或 1 的集合。

1.2 近似的 LLR 算法

近似的 LLR 算法是考虑接收信号第 i 比特到最近星座点第 i 比特的距离, 而不用考虑到所有星座点距离的近似算法。它的定义^[7] 为

$$L(b) = -\frac{1}{\sigma^2}(\min_{a \in s_0}((x-s_x)^2 + (y-s_y)^2) - \min_{a \in s_1}((x-s_x)^2 + (y-s_y)^2)).$$

它是利用接收信号点与其相邻星座点的距离特性来判断接收信号的符号。如果 $L(b) > 0$, 则判断接收信号 r 的第 i 比特为 1, $L(b)$ 的大小表示其判断为 1 的可靠性; 如果 $L(b) < 0$, 则判断接收信号 r 的第 i 比特为 0, $|L(b)|$ 的大小表示其判断为 0 的可靠性。这个近似算法利用接收信号点与其邻近星座点的距离判断符号, 大大减少了运算量。

1.3 简化形式的 LLR 算法

文献[5]对近似的 LLR 形式又进行了简化。把对接收信号点与邻近星座点的距离简化成仅计算接收信号点与邻近星座点在水平或垂直方向上的距离, 即将二维的距离简化成一维的距离, 进一步减少了计算量, 且对系统性能的影响较小。其简化的近似 LLR 为

$$L_{LR} \cong \begin{cases} \min(D_i), & (\text{硬判决结果是 } 1); \\ -\min(D_i), & (\text{硬判决结果是 } 0). \end{cases}$$

式中: D_i 表示接收信号 r 与判决边界 TH_i 的最小欧式距离。其判决边界 TH_i 为与接收信号点最近的水平或垂直方向第 i 比特的 0 星座点与 1 星座点的中垂线。

1.4 简化算法的应用

根据对称性, 若判决区域在复平面具有左右对称性, 则 L_{LR} 只依赖 I 路信号绝对值。若判决区

域在复平面具有上下对称性, 则 L_{LR} 只依赖 Q 路信号绝对值。若判决区域 TH_i 为常数, 则 L_{LR} 只与实部有关; 若判决区域 TH_q 为常数, 则 L_{LR} 只与虚部有关。应用这个方法对高阶调制的变量进行 L_{LR} 判决。以 16QAM 为例, 其星座图如图 1 所示。下面的二进制序列表示 16QAM 中与数字 0 ~ 15 对应的格雷码。

图 1 是 16QAM 的星座图, 根据对称性, 可简化至仅对第一象限进行分析。 b_3 简化判决区间和边界是图 1 的纵轴, 复平面左半边部分是 $b_3 = 0$ 判决区域, 右半边部分是 $b_3 = 1$ 判决区域。可得 b_3 位软信息是 $L_{LR3} = y_i$ 。

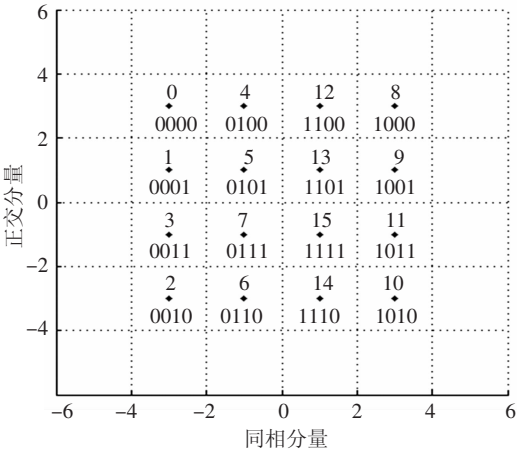


图 1 16QAM 星座图

图 2 是 b_2 简化判决区间和边界。在判决边界左边 $b_2 = 1$, 在判决边界右边 $b_2 = 0$ 。可得 b_2 位软信息是 $L_{LR2} = 2 - |y_i|$ 。

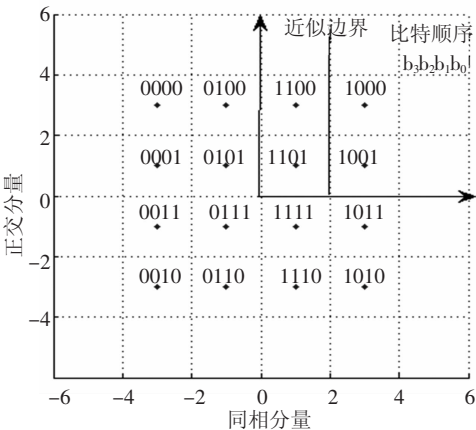


图 2 b_2 简化判决区间

b_1 简化判决区间和边界是图 1 的横轴。在复平面上半边部分 $b_1 = 0$, 在复平面下半边部分 $b_1 = 1$ 。可得 b_1 位软信息是 $L_{LR1} = -y_q$ 。

图 3 是 b_0 简化判决区间和边界。在判决边界上边 $b_0 = 0$, 在判决边界下边 $b_0 = 1$ 。可得 b_0 位软

信息是 $L_{LR0} = 2 - |y_q|$ 。

最终得到对于 16QAM 各比特的对数似然比为 $L_{LR3} = y_i, L_{LR2} = 2 - |y_i|, L_{LR1} = -y_q, L_{LR0} = 2 - |y_q|$ 。按照同样的方法可得到 32QAM、64QAM、128QAM 的软输入对数似然比。

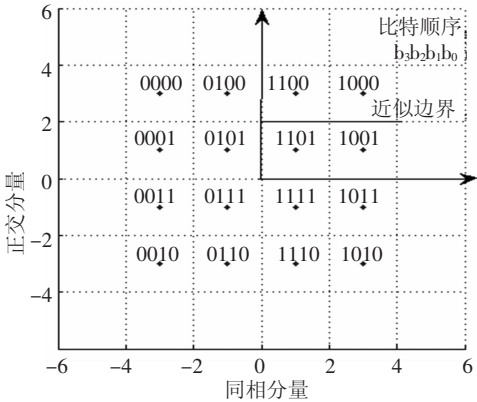


图 3 b_0 简化判决区间

2 高阶调制 LDPC 码水声通信系统

2.1 系统构成

高阶调制 LDPC 码水声通信系统的构成如图 4 所示。信源为所要传输的信息数据,经过 LDPC 编码,在本系统中采用随机构造的校验矩阵,用基于近似下三角矩阵的编码方式。然后经过 M-QAM 方式调制,经过信道传输。接收端计算高阶调制软输入信息,采用 LLR BP 译码方式,最终到达信宿。

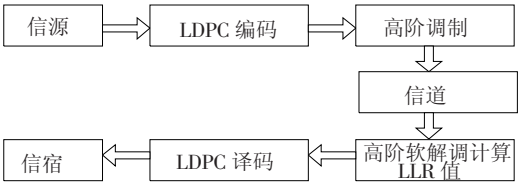


图 4 高阶调制 LDPC 码水声通信系统

2.2 LDPC 码性能仿真

2.2.1 信道仿真. 在对 LDPC 码应用在水下无线通信中的性能仿真之前,先要对水下信道特性^[8]进行仿真,仿真条件如下:发射换能器距水面 40 m,接收换能器距水面 40 m,传输距离 2 000 m,声速为 1 500 m/s。得到水下信道的冲激响应如图 5 所示,信道的最大延迟时间 0.142 s,多途路径数为 25。

2.2.2 性能曲线及分析. 仿真条件:用随机构造方法构造一个 240×480 的校验矩阵,码率为 1/2,列重为 3,行重为 6 的规则 LDPC 码,此校验矩阵的密度为 0.03。信息传输速率为 1 Kbit/s,用 LLR BP 译码方法进行译码,迭代次数为 20 次,100 帧数据,得到 LDPC 编码的 16QAM 与无编码的

16QAM 调制的性能曲线如图 6 所示。结果表明,随着信噪比的增加,16QAM-LDPC 系统的误码率降低,要明显好于无编码的 16QAM 系统,实现了较好的传输性能。

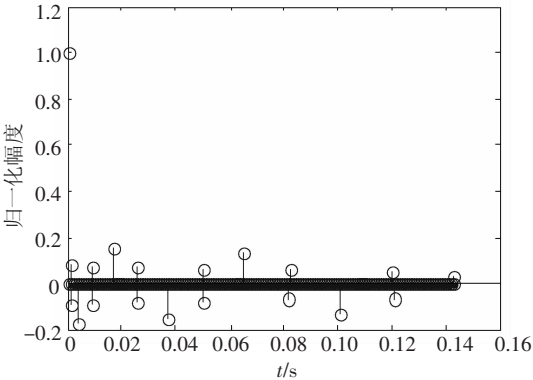


图 5 水下信道的冲激响应

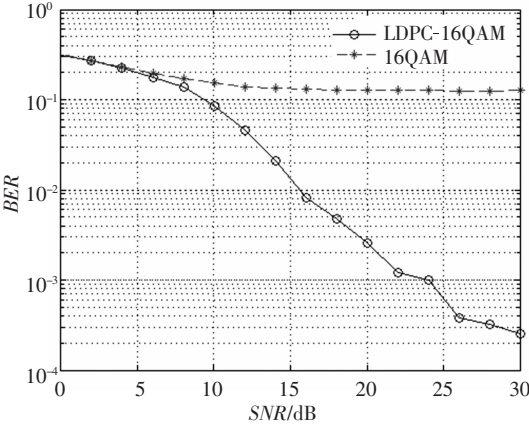


图 6 性能仿真曲线

2.2.3 码长对性能的影响. 在图 7 中仿真了码长分别为 480,960,2 000 的 16QAM-LDPC 性能曲线。结果表明,在低信噪比区域,随着码长的增加,系统误码率变化不明显,因为低信噪比对高阶调制的符号接收影响较大;随着信噪比的增加,高阶调制对数似然比更加准确,其误码率下降较快,即在高信噪比时增加码长可以改善系统的性能。

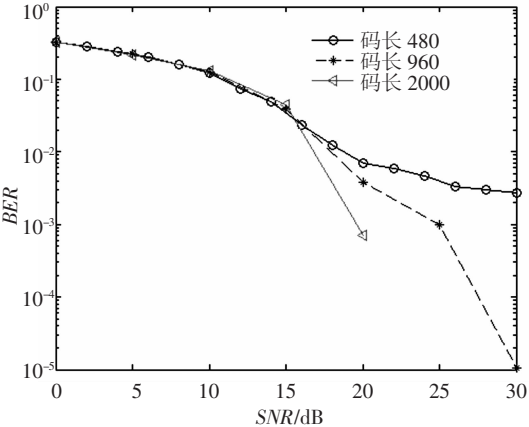


图 7 码长不同的性能比较

2.2.4 迭代次数对性能的影响. 在图 8 中仿真

了100 帧码长为480,迭代分别为5,20,30 次时的16QAM-LDPC 性能曲线. 结果表明,在信噪比较低时,信道条件对高阶调制软信息的判定影响较大,因此增加迭代次数对系统性能提高不大,在高信噪比时,多次迭代能较好的改善系统性能. 对于本系统,迭代在20 次以上能获得较好的译码性能.

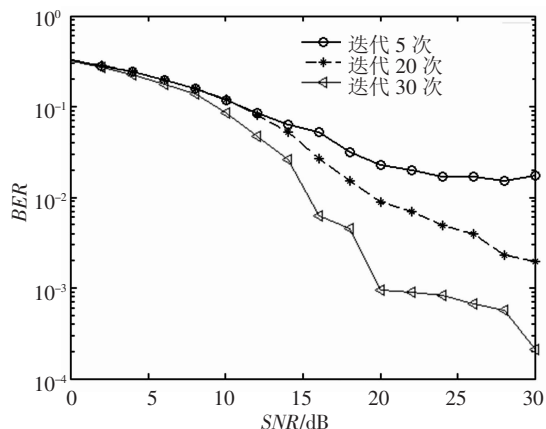


图8 迭代次数不同的性能比较

3 结 论

对高阶调制的软信息提取以及影响 LDPC 码性能的相关因素进行分析,表明高阶调制 LDPC 码系统适用于高信噪比条件,在信噪比较低时应该采用低阶的调制方式. 为了充分研究高阶 LDPC 码在水下通信中的应用,还应该对更复杂的信道情况,如声速的正梯度分布,负梯度分布以及 LDPC 码在不同信道条件下的构造等问题进行建模仿真. 本文的初步研究表明了高阶调制 LDPC 码应用在水下无线通信中是可行的,为进一步的研究提供了基础.

参考文献:

- [1] GALLAGER R G. Low-Density Parity-Check Codes [R]. Cambridge: MIT Press, 1963.
- [2] CHUNG S Y, FORNEY J G D, RICHARDSON T J, *et al.* On the design of low - density parity-check codes within 0. 0045dB of the Shannon limit [J]. IEEE Communications Letters, 2001, 5(2): 58 - 60.
- [3] LE G S, GLAVIEUX A, BERROU C. Turbo-codes and high spectral efficiency modulation[C]//Proc IEEE International Conference on Communication. New Orleans, La, USA: [s. n.], 1994, 5: 645 - 649.
- [4] TOSATO F, BISAGLIA P. Simplified soft - output demapper for binary interleaved COFDM with application to HIPERLAN/2 [C]//IEEE International Conference on Commun. Padova, Italy: [s. n.], 2002, 5: 664 - 668.
- [5] 王晓晴,杨知行,彭克武,等. 一种 M-QAM 软判决解映射的简化算法研究[J]. 电视技术, 2008, 32(01): 17 - 19.
- [6] VITERBI A J. An Intuitive Justification and a Simplified Implementation of the MAP Decoder for Convolutional Codes[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 1998, 16(2): 260 - 264.
- [7] Mathworks. Communications Toolbox [EB/OL]. <http://www.mathworks.com/access/helpdesk/help/toolbox/comm/ug/bqswmc-1.html>.
- [8] 惠俊英,生雪莉. 水下声信道[M]. 第2版. 北京:国防工业出版社,2007.

(编辑 张 宏)