

# 浅海水声信道模型差异对纠错码性能分析的影响

陈友淦<sup>1,2</sup>, 许肖梅<sup>1,2</sup>, 张兰<sup>1</sup>, 林梅英<sup>1,2</sup>

(1. 厦门大学 水声通信与海洋信息技术教育部重点实验室, 福建 厦门 361005;

2. 厦门大学 海洋与地球学院, 福建 厦门 361005)

**摘要:** 由于水声信道复杂多变, 很难进行信道建模, 迄今为止并没有一个标准的统计信道模型。针对不同的研究对象, 往往需要采用不同的水声信道模型, 而评估信道建模差异对研究结论的影响则具有重要意义。从信道纠错码角度, 在分析时不变信道模型、时变信道模型和准静止衰落信道模型的基础上, 结合高效信道纠错码(以 LDPC 码为例), 讨论了水声信道模型差异对研究纠错码性能可能带来的影响, 为实际设计水声通信系统提供参考。仿真结果表明, 尽管不同信道建模方式对系统解码的具体信噪比数值要求不大相同, 但编译码参数优化设计的方案基本一致, 海试数据则进一步验证了上述结论。

**关键词:** 通信技术; 水声通信; 信道模型; 信道纠错码; LDPC 码

中图分类号: TN929.3 文献标志码: A 文章编号: 1000-1093(2013)11-1404-08

DOI: 10.3969/j.issn.1000-1093.2013.11.010

## Effects of Different Shallow Water Acoustic Channel Models on Error-correction Code Performance Analysis

CHEN You-gan<sup>1,2</sup>, XU Xiao-mei<sup>1,2</sup>, ZHANG Lan<sup>1</sup>, LIN Mei-ying<sup>1,2</sup>

(1. Key Laboratory of Underwater Acoustic Communication and Marine Information Technology of the Ministry of Education, Xiamen University, Xiamen 361005, Fujian, China;

2. College of Ocean & Earth Sciences, Xiamen University, Xiamen 361005, Fujian, China)

**Abstract:** There have been no standard statistical channel models for the underwater acoustic (UWA) channel as a result of the complex and variability of UWA channel. Different UWA channel models are required for different purposes during the UWA communication research. It is important to evaluate the effect of different UWA channel modeling on research conclusions. From the perspective of channel error-correction code, the effects of different channel models on channel error-correction code (taking LDPC codes as an example) design are investigated by analyzing several UWA channel models, including time-invariance model, time-variance model and quasi-static fading model adopted in UWA communication simulation. The simulation results show that the optimized designs of coding parameters are almost the same, although different channel modeling usually requires different signal-to-noise ratio for decoding. The sea test data are adopted to further verify the conclusions.

**Key words:** communication technology; underwater acoustic communications; channel model; channel error-correction code; LDPC code

收稿日期: 2012-10-09

基金项目: 国家自然科学基金项目(41176032、41376040); 中央高校基本科研业务费专项基金/厦门大学基础创新科研基金项目(201112G020、201212G012); 高等学校博士学科点专项科研基金项目(20130121120033)

作者简介: 陈友淦(1983—), 男, 博士, 助理教授。E-mail: chenyougan@xmu.edu.cn;

许肖梅(1960—), 女, 教授, 博士生导师。E-mail: xmxu@xmu.edu.cn

## 0 引言

在通信领域,浅海水声信道被普遍认为是迄今为止最具挑战的通信介质信道之一。要实现水声的远距离传播,必须采用低频信号,实际可用带宽极为有限。声波在水中传播的速度非常低,只有 1 500 m/s 左右,造成了严重的传播时延和多途效应。通常,水声信道的时延扩展都超过几十甚至几百毫秒,这引起了信号的频率选择性衰落,同时运动状态下的水声通信还会引起显著的多普勒效应。信道脉冲响应的稀疏性、表面波浪、内部湍流、不均匀声速和其他小尺度现象扰动引起的随机噪声,使得水声信道具有极大的复杂性和不稳定性<sup>[1-2]</sup>。由于时-空-频变的特性,很难对浅海水声信道进行建模,迄今为止并没有一个标准的统计信道模型<sup>[3]</sup>,但是在水声通信系统设计中,建立合理的水声信道模型进行相关算法预测,对海试、湖试等实验验证很有必要。其中一种广泛使用的浅海水声信道模型,就是依据射线声学原理建立的多途传播模型<sup>[4]</sup>。本文在分析总结几种典型模型的基础上,结合高效信道纠错码讨论模型差异对仿真结果的影响,为实际设计水声通信系统提供参考,并进一步结合海试数据验证本文结论。

## 1 水声信道模型分析

水声信道的一个显著特点是信号传输过程中的能量衰减取决于信号的频率。海水中的传播损失是距离  $d$  和信号频率  $f$  的函数,一般可近似表示为<sup>[3]</sup>

$$A(d, f) = d^k [\beta(f)]^d, \quad (1)$$

式中:  $k$  为扩展因子;  $\beta(f)$  是海水吸收损失系数。用分贝(dB)形式表示,可得声传播损失为

$$TL = 10 \log A(d, f) = k \cdot 10 \log(d) + d \cdot 10 \log \beta(f), \quad (2)$$

式中:  $d$  单位是 km; 第一项表示扩展损失; 第二项表示吸收损失。扩展因子  $k$  与声波的传播方式和传播路径有关。例如,当以球面波扩展传播时,  $k = 2$ ; 而以柱面波扩展传播时,  $k = 1$ ; 实际中,往往取  $k = 1.5$ 。海水对声波的吸收系数  $\beta(f)$  可用 Thorp 公式表示成分贝形式,单位为 dB/km

$$10 \log \beta(f) = 0.11 \frac{f^2}{1 + f^2} + 44 \frac{f^2}{4100 + f^2} + 2.75 \times 10^{-4} f^2 + 0.003, \quad (3)$$

### 1.1 水声时不变信道模型

浅海水声信道的多途几何结构及其反射、折射

效应,决定了水声信道脉冲响应中显著多途的数目、强度和相对时延。严格地说,接收端能收到无数多路径的信号,但是那些经过多次反射、折射失去大部分能量的路径可被忽略,只留下有限的显著路径。

假设浅海水声信道共有  $P$  个声传播路径,每条传播路径的长度为  $d_p$  ( $p = 0, 1, \dots, P-1$ ),浅海中声速一般可设恒定为  $c$ ,则每条路径的传播时延  $\tau_p = d_p/c$ ,那么多途传播水声信道脉冲响应可表示为

$$h(\tau) = \sum_{p=0}^{P-1} \alpha_p \delta(\tau - \tau_p), \quad (4)$$

式中  $\alpha_p$  是第  $p$  条路径的增益。

对于宽带水声通信信号,每个频点的传播损失是不同的,假设一定观测时间内信道相对稳定,则第  $p$  条路径增益的幅频响应通常表示为<sup>[3]</sup>

$$\alpha_p(f) = \frac{\Gamma_p}{\sqrt{A(d_p, f)}}, \quad (5)$$

式中:  $\Gamma_p$  表示第  $p$  条路径在海面和海底的总反射损失,一般可由  $\Gamma_p = (1/\sqrt{2})^{r_p}$  确定,其中  $r_p$  是第  $p$  条路径的反射次数;  $A(d_p, f)$  是第  $p$  条路径的传播损失,可由(1)式确定。总的信道频域响应可表示为

$$H(d, f) = \sum_{p=0}^{P-1} \frac{\Gamma_p}{\sqrt{A(d_p, f)}} e^{-j2\pi f \tau_p}, \quad (6)$$

式中  $d = d_0$  为收发端之间的直达距离。

由(4)式可知,当多途数目确定后,衡量水声信道脉冲响应的主要参数为  $\alpha_p$  和  $\tau_p$ 。虽然这两个参数通常是随水深、海面和海底特性及海水中声速梯度的不同而变化,但在某些场合下,多途又具有一定的稳定性。如浅海中的脉冲信号波形在一定距离范围内具有较强的多途稳定性,文献[4]采用射线理论很好地解释了这一现象。

因此,浅海水声通信中时不变信道模型认为在相干时间范围内,水声信道转移函数不随时间变化,即  $\alpha_p$  和  $\tau_p$  这两个参数为恒定值,该假设是水声信道自适应均衡技术的基本出发点<sup>[5]</sup>。为了比较各种均衡算法的性能,一般只在一个相干时间范围内进行仿真,采用时不变信道模型已经足够。

此时,水声信道被简化为一个确定性的线性时不变滤波器或确定性的时-空滤波器<sup>[6]</sup>,有如下形式的传递函数

$$H(z) = \sum_{p=0}^{P-1} \alpha_p \cdot z^{\lfloor -\tau_p/T \rfloor}, \quad (7)$$

式中:  $\lfloor \cdot \rfloor$  为取整运算符号;  $T$  为采样周期。

### 1.2 水声时变信道模型

若考虑海面的随机起伏、海底的不平整性、微观

随机温度的起伏、湍流、内波及不均匀介质的影响,可将时不变信道模型修正为时变信道模型。浅海水声通信的时变信道模型,认为  $\alpha_p$  和  $\tau_p$  这两个参数是时变的,则(4)式可进一步修正为

$$h(t, \sigma) = \sum_{p=0}^{P-1} \alpha_p(t) \delta(\tau - \tau_p(t)). \quad (8)$$

为了便于理解,可将(8)式写成<sup>[3]</sup>

$$h(t, \sigma) = \bar{h}(\tau) + \hat{h}(t, \sigma), \quad (9)$$

式中:  $\bar{h}(\tau)$  为稳定部分;  $\hat{h}(t, \sigma)$  为时变部分。若考虑到多途的空间随机变化,则

$$h(t, \sigma) = h_0(\tau) + h_1(\tau, x, z) + \underbrace{h_2(\tau, x, y, z) + h_3(t, \sigma, x, y, z)}_{:=\hat{h}}, \quad (10)$$

式中:  $h_0(\tau)$  为稳定部分,由直达信号构成,与坐标  $x, y, z$  无关;  $h_1(\tau, x, z)$  为稳定的多途结构部分,与  $t, y$  无关;  $h_2(\tau, x, y, z)$  对应于海底散射,与  $t$  无关;  $h_3(t, \sigma, x, y, z)$  则表示随机表面散射和介质起伏的影响,是时-空-频变的。

在浅海水声通信系统的仿真中,根据需要可将(10)式中  $\hat{h}$  部分的影响等效成某种与  $\alpha_p$  和  $\tau_p$  相关的随机变量。

一种研究水声信道时变性的方法就是采用一阶自回归(AR)模型表示仿真水声信道各路径的时变幅度<sup>[9]</sup>,则水声信道中第  $p$  路径的时变幅度  $\alpha_p$  可表示为

$$\alpha_p(t) = \psi \alpha_p(t-1) + \sqrt{1-\psi^2} w(t), \quad (11)$$

式中:  $w(t)$  是一个单位方差的复白高斯过程;  $\psi$  定义为时变速率,和信道总的多普勒频率扩展有关。

一般地,在相干时间内,如果  $\alpha_p(t)$  和  $\tau_p(t)$  都存在剧烈变化,而其统计模型又无法确立时,这样的水声通信系统难以进行仿真。而事实证明,当研究特定算法性能时,也并没有必要建立精确而全面的水声信道模型,只需对关注的部分进行动态考虑。于是,便有了折中考虑的准静止信道模型。

### 1.3 水声准静止信道模型

在很多算法性能评估时,往往需要对浅海水声信道建立有针对性的部分动态模型,称这一类的浅海水声信道模型为准静止信道模型,该模型认为  $\alpha_p(t)$  和  $\tau_p(t)$  这两个参数在某种条件下部分时变,或是时变的方式服从一定的统计分布,或是对时变方式进行某种近似。

例如,当基于正交频分复用技术(OFDM)进行多普勒算法研究时,通过设置合适的保护间隔,在一个 OFDM 符号块内,可认为每一径的幅度保持不

变,即  $\alpha_p(t) \approx \alpha_p$ ,而每一径的时延可用一阶多项展开式进行近似<sup>[5]</sup>,即

$$\tau_p(t) \approx \tau_p' - a_p t, \quad (12)$$

式中:  $\tau_p'$  表示第  $p$  径时延的初始时延;  $a_p$  表示第  $p$  径时延的多普勒因子,由  $a_p = v_p/c$  确定。则(8)式可修正为

$$h(t, \sigma) = \sum_{p=0}^{P-1} \alpha_p \delta(\tau - (\tau_p' - a_p t)). \quad (13)$$

注意,上述模型对每一径幅度保持不变的假设  $\alpha_p(t) \approx \alpha_p$  仅在一个 OFDM 符号块内成立,各个 OFDM 符号块之间并不成立。在通信系统的仿真中,每个独立 OFDM 符号块的第  $p$  径的幅度一般可表示为

$$\alpha_p(t) = \alpha_p \cdot w(t), \quad (14)$$

式中:  $w(t)$  是均值为 0,方差为 1 的复白高斯过程。则  $\alpha_p(t)$  为均值为 0,方差为  $\sigma_p^2 = |\alpha_p|^2$  的复白高斯过程。

在不考虑多普勒效应的情况下,文献[6]将(12)式和(14)式分别表示为

$$\begin{cases} \tau_p(t) \approx \tau_p' - \phi_p(t), \\ \alpha_p(t) \approx 0.5 \cdot \alpha_p + 0.5 \cdot U_p(t), \end{cases} \quad (15)$$

式中:  $\phi_p(t)$  表示服从均匀分布的时变分量;  $U_p(t)$  表示服从瑞利分布的时变分量。

一般情况下,当不涉及多普勒效应相关算法的研究时,在一个固定持续时间内的仿真运算中,可认为  $\tau_p(t)$  为时不变参数,即  $\tau_p(t) \approx \tau_p$ ,只考虑每个多途分量的幅度是衰落的,此类模型则称为准静止衰落模型。该模型认为<sup>[9]</sup>,信道在一个固定持续时间内,每个多途分量的幅度衰落为常数,在不同的固定持续时间段之间,每个固定持续时间内每个多途分量的幅度衰落通过(14)式独立实现。

## 2 不同水声信道模型的影响

### 2.1 浅海水声信道建模

本文采用类似于文献[9]中的准静止衰落信道模型进行浅海水声信道建模,具体建模方式如下:

考虑一个距离  $d = 3$  km 的典型 5 径浅海水声信道模型,假设发射端  $S$  和接收端  $D$  接近海底,水深为 75 m,由于通信距离与水深比过大,可近似获得如图 1 所示的 5 个传播多途。

首先确定该多途传播模型的时不变信道参数  $\alpha_p$  和  $\tau_p$ 。对于  $\tau_p$  通过平面几何关系可计算出各多途的  $d_p$  ( $p = 0, 1, 2, 3, 4$ ),设水下声速  $c = 1500$  m/s,则可由  $\tau_p = d_p/c$  计算出,若系统采用 BPSK 调制,符

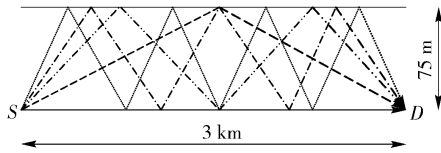


图 1 典型 5 径浅海水声多途传播模型  
Fig. 1 Propagation model of five-path shallow water acoustic channel

号持续时间  $T = 2.5 \text{ ms}$  ,则可获得相对时延的符号周期。假设载波频率  $f_c = 15 \text{ kHz}$  ,扩展损失吸收  $k = 1.5$  ,由图 1 可知各多途的反射次数分别为  $r_p = 0, 1, 3, 5, 7$  ,则  $\alpha_p$  可通过(5)式计算得出。表 1 给出了计算结果。

表 1 典型 5 径浅海水声信道模型参数

Tab. 1 Parameters of five-path shallow water acoustic channel

参数	声线序号				
	1	2	3	4	5
幅度	0.187 3	0.132 2	0.065 7	0.032 5	0.016 0
相对幅度	1	0.705 8	0.350 8	0.173 5	0.085 4
归一化幅度	0.776 5	0.548 0	0.272 4	0.134 7	0.066 3
时延/s	2	2.002 5	2.010 0	2.022 4	2.039 6
相对时延/ms	0	2.5	10	22.4	39.6
相对时延/周期	0	1	4	9	16

至此,得到了浅海 3 km 水声信道 5 个多途的信道时不变模型参数  $\alpha_p$  和  $\tau_p$  ,在使用准静止衰落信道模型的时候,只需按照(14)式独立实现每次仿真中的具体时变参数  $\alpha_p(t)$  。图 2 给出了以此进行部分时变的准静止衰落信道的响应特性。

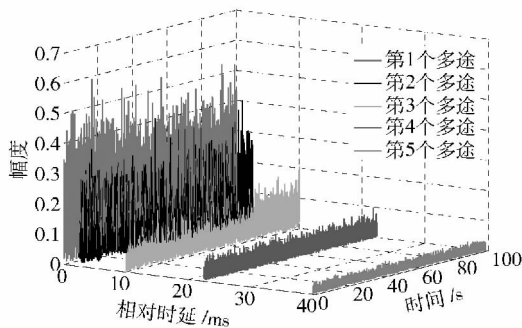


图 2 准静止衰落信道模型多途结构  
Fig. 2 Multi-path structure of quasi-static fading channel model

### 2.2 浅海水声信道下基于对数似然比域置信传播算法的初始译码信息推导

LDPC 码、RA 码等高效信道纠错码进行译码的一个重要特征就是采用基于 Tanner 图上的置信传

播(BP)译码算法,主要包括概率域 BP 算法、对数似然比(LLR)域 BP 算法。由于 LLR-BP 译码算法的初始译码消息为信号通过信道特征得到的后验概率 LLR 值,对于浅海水声信道来说,应用 LLR-BP 算法进行 LDPC 译码的一个重要步骤就是根据浅海水声信道的特征计算初始译码消息。

首先暂不考虑水声信道多途效应的情况,可假设水声衰落信道的信道衰落系数为  $\mathbf{h} = \text{diag}(h_0, h_1, \dots, h_{N-1})$  ,则传输码字  $\mathbf{x} = [x_0, x_1, \dots, x_{N-1}]^T$  经过衰落信道,叠加上高斯白噪声  $\mathbf{w} = [w_0, w_1, \dots, w_{N-1}]^T$  后,信道译码器的输入端  $\mathbf{y} = [y_0, y_1, \dots, y_{N-1}]^T$  为

$$\mathbf{y} = \mathbf{h}\mathbf{x} + \mathbf{w}, \quad (16)$$

则 LLR 初始译码消息可表示为

$$\begin{aligned} \text{LLR}(x_i | y_i, h_i) &= \ln \left[ \frac{\Pr(x_i = +1 | y_i, h_i)}{\Pr(x_i = -1 | y_i, h_i)} \right] = \\ &= -\frac{E_b(y_i - h_i)^2}{2\sigma^2} + \frac{E_b(y_i + h_i)^2}{2\sigma^2} = \\ &= \frac{2E_b h_i y_i}{\sigma^2} \xrightarrow{E_b=1} \frac{2h_i y_i}{\sigma^2}. \end{aligned} \quad (17)$$

(16)式中信道衰落系数  $\mathbf{h}$  为对角阵,是不考虑多途效应的,而对于浅海水声信道,由于严重的多途造成码间干扰(ISI),信道衰落系数  $\mathbf{h}$  为非对角阵。

假设在数据帧长度  $N$  范围内,水声信道的  $L$  个多途结构相对稳定,为  $\boldsymbol{\alpha} = [\alpha_0, \alpha_1, \dots, \alpha_{L-1}]^T$  ,受水声信道和噪声干扰,接收信号可表示为

$$\hat{y}[k] = \sum_{l=0}^{N-1} x[l]\alpha[k-l] + w[k], \quad (18)$$

式中:  $k = 0, 1, \dots, N+L-1$  . 对应于发射信号向量  $\mathbf{x}$  ,接收信号向量  $\hat{\mathbf{y}}$  可表示为

$$\hat{\mathbf{y}} = \underbrace{\begin{bmatrix} \alpha_0 & 0 & \dots & \dots & \dots & 0 \\ \alpha_1 & \alpha_0 & \dots & \dots & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ \alpha_{L-1} & \dots & \alpha_1 & \alpha_0 & \dots & \dots \\ 0 & \dots & \dots & \dots & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ \dots & \dots & \alpha_{L-1} & \dots & \alpha_1 & \alpha_0 \\ \dots & \dots & \dots & \alpha_{L-1} & \dots & \alpha_1 \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & \dots & \dots & 0 & \alpha_{L-1} \end{bmatrix}}_{\mathbf{h}} \mathbf{x} + \mathbf{w}, \quad (19)$$

式中:  $\hat{\mathbf{y}}$  的长度为  $N+L-1$  ;信道矩阵  $\tilde{\mathbf{h}}$  大小为  $(N+L-1) \times N$  . 对接收信号按长度  $N$  进行分组,则第  $i$

组接收信号  $y_i$  受第  $i-1$  组发射信号  $x_{i-1}$  后面  $L$  个信号的干扰,即 ISI.

为此,浅海水声信道 LDPC 码译码之前,必须通过均衡消除 ISI,使水声信道矩阵  $h$  成为对角阵,才可通过(17)式进行译码.

在 OFDM 调制技术中,将每帧数据后面的  $P > L$  个数复制到帧头作为循环前缀(CP),获得循环卷积的效果,可消除 ISI 的影响.此时,(19)式中的信道矩阵、接收信号向量分别被修正为

$$h = \begin{bmatrix} \alpha_0 & 0 & \cdots & \alpha_{L-1} & \cdots & \alpha_1 \\ \alpha_1 & \alpha_0 & \cdots & \cdots & \cdots & \alpha_2 \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ \alpha_{L-1} & \cdots & \alpha_1 & \alpha_0 & 0 & 0 \\ 0 & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & \alpha_{L-1} & \cdots & \alpha_1 & \alpha_0 \end{bmatrix}, \quad (20)$$

式中:  $h$  为  $N \times N$  循环矩阵;  $y = [y_0 \ y_1 \ \cdots \ y_{N-1}]^T$  是长度为  $N$  的向量.对接收到的数据块进行  $N$  点快速傅里叶变换(FFT)运算将信号变换到频域,可得

$$Y = HX + W, \quad (21)$$

式中:  $Y = Fy$ ;  $X = Fx$ ;  $W = Fw$ .  $F$  表示离散傅里叶变换(DFT)运算的矩阵,  $F^H$  表示反离散傅里叶变换(IDFT)运算的矩阵,大小为  $N \times N$ ,且  $FF^H = I_{N \times N}$ ,可用 FFT/IFFT 快速算法实现.  $H = FhF^H$ ,由于  $h$  是循环 Toeplitz 矩阵,  $H$  为一对角矩阵,其对角线的元素  $H_i$  为复数因子,可表示为

$$H_i = \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_l e^{-j(2\pi l i/N)} \quad i=0, 1, \cdots, N-1. \quad (22)$$

对于信道的复数等效因子  $H_i$ , (17)式可修正为

$$\begin{aligned} \text{LLR}(x_i | y_i, h_i) &= \ln \left[ \frac{\Pr(x_i = +1 | y_i, h_i)}{\Pr(x_i = -1 | y_i, h_i)} \right] = \\ &= -\frac{E_b |Y_i - H_i|^2}{2\sigma^2} + \frac{E_b |Y_i + H_i|^2}{2\sigma^2} = \\ &= \frac{E_b (Y_i H_i^* + Y_i^* H_i)}{\sigma^2} \xrightarrow{E_b=1} \frac{Y_i H_i^* + Y_i^* H_i}{\sigma^2}. \end{aligned} \quad (23)$$

采用 OFDM 技术,从数学上看,通过 CP 获得循环卷积的效果,  $h$  变为频域  $H$  后只有对角元素,将信道的的影响等效为复数因子,可以克服 ISI;从物理意义上看,将频率选择性衰落信道等效为若干并行的平坦衰落子信道,即在每个子信道内是窄带传输(符号持续时间大于信道最大时延),所有的频率分量所经历的衰落情况是一致的(即平坦衰落),可以克服 ISI.

### 2.3 模型差异对信道纠错码性能研究的影响

系统采用 OFDM 基带等效模型,子载波数目 1024, BPSK 映射,仿真中最大错误 OFDM 符号块数为 250. LDPC 码基本参数设置如下:码长 1024,码率 0.5,译码迭代次数 10.

图 3 给出了不同信道模型下的性能影响.由图可见,在 3 km 通信距离条件下,选择时不变信道模型和选择准静止衰落信道模型进行仿真,以误码率(BER)性能  $10^{-3}$  到  $10^{-4}$  为指标,性能差异约为 22 dB,而相同模型下 6 km 与 3 km 性能差异约为 4.5 dB.可见模型差异对编码性能的影响非常大,有必要考察模型差异对不同编译码参数设计的影响.

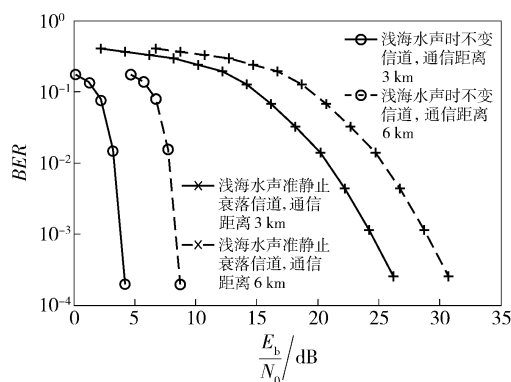


图 3 不同信道模型 LDPC 码性能比较  
Fig. 3 Performance comparison of LDPC codes in different channel models

图 4 给出了时不变信道模型下 LDPC 码参数设计的影响.由图 4 可见,在码率 0.5 条件下,以 BER 性能  $10^{-3}$  到  $10^{-4}$  为指标,译码迭代次数按照 3、5、10 递进 2 次时,分别能获得约 1.3 ~ 1.9 dB 的性能增益,而译码迭代次数从 10 到 15 递进时,仅获得约 0.2 dB 的性能增益,可见时不变信道模型中,译码迭代次数为 10 是一个比较折中的选择.此外,同样以 BER 性能  $10^{-3}$  到  $10^{-4}$  为指标,在译码迭代次数为 10 的条件下,码率从 0.625 下降到 0.5 时,能获得约 1.2 dB 的性能增益,从 0.5 下降到 0.325 时,性能增益仅为 0.5 dB,可见时不变信道模型中,码率取 0.5 既能提高效率,又能获得比较好的性能增益.因此,在时不变信道模型中进行 LDPC 码编译码参数设计,得出的结论为译码迭代次数为 10、码率 0.5 是一个比较合适的设计参数.

类似地,以 BER 性能  $10^{-3}$  到  $10^{-4}$  为指标,考察图 5 中准静止衰落信道模型的情况.由图 5 可见,在码率 0.5 条件下,译码迭代次数按照 3、5、10 递进 2 次时,分别能获得约 0.5 dB 的性能增益,而译码迭

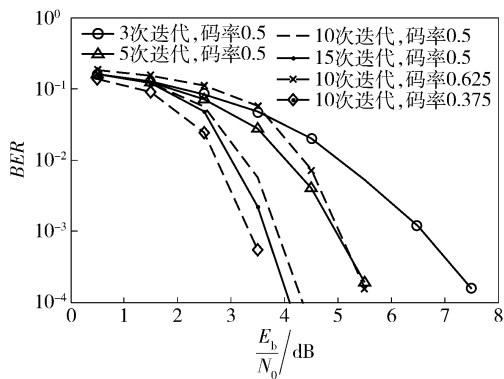


图 4 时不变信道模型中 LDPC 码参数设计的影响  
Fig. 4 Effect of parameter design of LDPC codes in time-invariant channel model

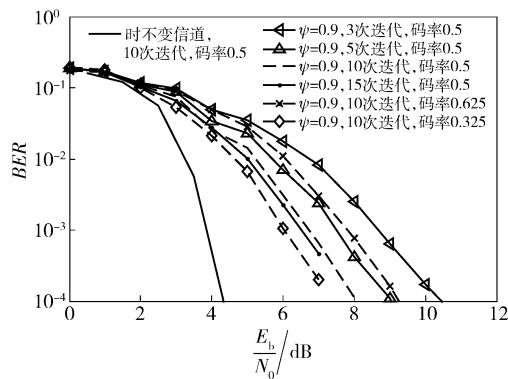


图 7 时变信道模型对 LDPC 码参数设计的影响  
Fig. 7 Effect of parameter design of LDPC codes in time-varying channel model

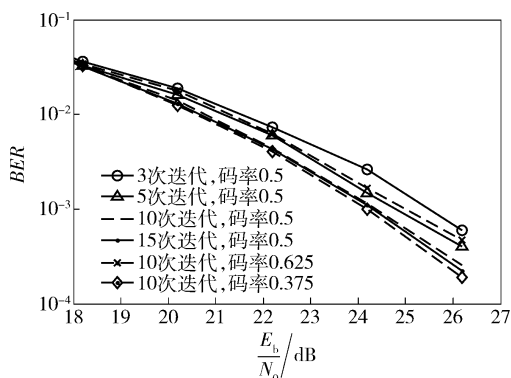


图 5 准静止衰落信道模型中 LDPC 码设计参数的影响  
Fig. 5 Effect of parameter design of LDPC codes in quasi-static fading channel model

代次数从 10 到 15 递进时,性能差异不大。在译码迭代次数为 10 的条件下,码率从 0.625 下降到 0.5 时,能获得约 1 dB 的性能增益,从 0.5 下降到 0.325 时,性能增益仅为 0.2 dB。因此,在准静止衰落信道模型下,译码迭代次数为 10、码率 0.5 是一个比较合适的设计参数。

在基本参数设置条件下,采用(11)式的一阶 AR 模型进行仿真,图 6 给出了 LDPC 码对时变信道

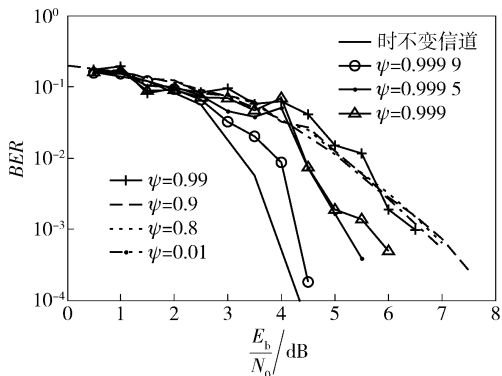


图 6 对时变信道模型的敏感性分析  
Fig. 6 Sensitivity of time-varying channel model

的敏感性分析。由图可见,随着  $\psi$  值的变小,BER 增高,当  $\psi = 0.9999$  时,BER 性能与时不变信道模型相差约 0.5 dB。当  $\psi$  值持续变小时,BER 性能曲线震荡下降,呈现出逐渐明显的起伏效应;当  $\psi$  值小于 0.9 时,BER 性能曲线则呈现出稳定的下降趋势,且差异不大,与时不变信道模型相差约 3 dB。

以  $\psi = 0.9$  的时变速率为例,图 7 给出了时变信道模型对 LDPC 码不同编译码参数设计的影响。同样以 BER 性能  $10^{-3}$  到  $10^{-4}$  为指标,由图可见,在码率 0.5 条件下,译码迭代次数按照 3、5、10 递进 2 次时,分别能获得约 1 dB 的性能增益,而译码迭代次数从 10 到 15 递进时,性能差异不大。在译码迭代次数为 10 的条件下,码率从 0.625 下降到 0.5 时,能获得约 1.2 dB 的性能增益,从 0.5 下降到 0.325 时,性能增益仅为 0.6 dB。因此,在时变信道模型下,译码迭代次数为 10、码率 0.5 是一个比较合适的设计参数。

表 2 信道模型差异对 LDPC 码编译码参数的影响对比

Tab. 2 Effect of different channel models on LDPC code parameters

参数*	数值	时不变信道模型/dB	准静止衰落信道模型/dB	时变信道模型**/dB
码率	0.625	5.2	26.1	8.8
	0.5	4.0	25.2	7.6
	0.325	3.5	25.0	7.0
译码迭代次数	3	7.4	25.5	9.1
	5	5.5	25.0	8.0
	10	4.2	24.9	7.0
	15	4.0	25.5	6.9

注: \* 性能指标 BER 为  $10^{-3} \sim 10^{-4}$ ; \*\* 时变速率以  $\psi = 0.9$  为例

如表 2 所示,将上述 3 种信道模型中 LDPC 码参数设计的结论进行对比,可以发现尽管三者的具体参数有所不同,但是得到的设计结论是一致的,即码率 0.5,译码迭代次数为 10 是比较合适的参数设计。注意到,当码率、迭代次数进行上述变化时,在准静止衰落信道模型中,性能增益变化范围控制在 1 dB 以内;在时不变信道模型中,性能增益变化范围控制在 3.5 dB 以内,可见准静止衰落信道模型对参数变化的敏感性不如时不变信道模型强。

### 3 海试数据验证及讨论

#### 3.1 海试数据分析

海试地点选在风浪较小、水势平稳的厦门五缘湾。试验时发射和接收水声换能器从港湾内部对角岸边分别放入海水中,入水深度约 3 ~ 4 m,水深高潮时约 6 ~ 7 m,其布置如图 7 所示。



图 7 厦门五缘湾海上试验布置示意图  
Fig. 7 Sea test configuration

#### 3.2 海试数据建模

图 8 给出了厦门五缘湾实测信道脉冲响应,由图 8 可见,实测信道存在明显的 5 个多途,最大相对时延约为 47 ms。图 9 给出了该实测信道与 2.1 节建模信道 5 个主要多途的分布情况,对比二者可见,前 4 条多途的衰落情况(包括衰落幅度和相对时延)基本一致,可见采用本文建模方法得到的浅海水声信道与实测信道数据有较好的吻合度。

下面采用实测数据按(4)式、(14)式和(11)式分别重新建立时不变信道模型、准静止衰落信道模型和时变信道模型(时变速率  $\psi = 0.9$  为例)进行测试。

#### 3.3 LDPC 码纠错性能分析

测试中,以 1 024 码长、0.5 码率和 10 次译码迭代的 LDPC 码设计为例。表 3 给出了在海试数据基础上建模的 3 种水声信道模型的仿真性能与实测性能验证的对比情况。实测多普勒因子  $a = -5 \times 10^{-5}$ ,导频 SNR 为 16.789 3 dB,获得几乎为 0 的误码性能。由表 3 可见,实测性能在准静止衰落信道

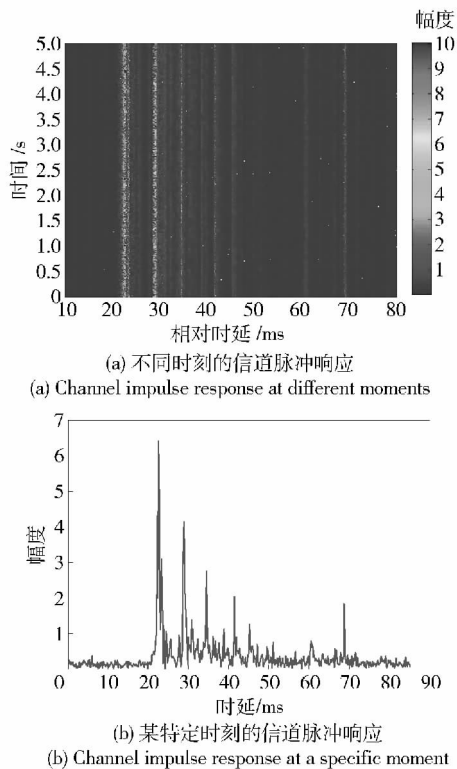


图 8 厦门五缘湾实测信道脉冲响应  
Fig. 8 Channel impulse response of Xiamen Wuyuan Bay

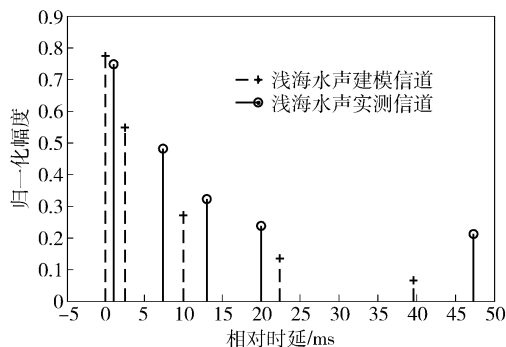


图 9 实测信道与建模信道的多途分布对比  
Fig. 9 Comparison of multi-path distribution of sea test channels and the modeling channels

建模方式与时变信道建模方式之间,这与时变信道建模的时变速率  $\psi$  取值有关。对于时变信道模型,由(11)式可知,右边第一项  $\psi$  值决定了此刻的  $\alpha_p$  与前一时刻的  $\alpha_p$  的关联性,右边第二项  $\psi$  值决定了白噪声的影响,不同  $\psi$  值决定了白噪声的影响程度不同;而对于准静止衰落信道模型,由(14)式可知,在不同的固定持续时间段之间,信道幅度的变化是一个复白高斯过程,相对一阶 AR 时变模型来说,准静止衰落模型受到的白噪声干扰更为彻底。因此,准静止衰落信道模型要求的信噪比高于时变信道模

型要求的信噪比。在实际并不知道具体  $\psi$  值的情况下,表 3 的仿真以  $\psi$  值为 0.9 为例进行,可以推测,实际结果应该是在时变模型(某种程度的部分干扰)和准静态模型(彻底干扰)之间,而表 3 的实测结果则与这样的一个推测相吻合。

表 3 海试数据建模与实测数据验证误码率比较

Tab.3 Comparison of BERs between models based on sea test data and sea test results

SNR/ dB	时不变 信道建模	准静止衰落 信道建模	时变信道 建模*	实测 性能
3	0.069 2		0.066 5	
4	0.014 2		0.036 1	
5	0.000 4		0.010 2	
6			0.002 1	
7			0.000 4	
15		0.109 6		
17		0.058 0		0.000 1
20		0.013 7		
23		0.001 4		
25		0.000 3		

注: \* 时变速率以  $\psi = 0.9$  为例

## 4 结论

本文采用多途传播模型对浅海水声信道进行建模分析,讨论了时不变信道模型、准静止衰落信道模型和时变信道模型 3 种建模方式,并以 LDPC 码为例,研究了模型差异对码率、迭代译码次数等编译码参数设计带来的影响。仿真结果表明,尽管不同方式的建模方式对系统解码的具体信噪比数值要求不大相同,但是编译码参数设计优化选择的方案基本一致。最后,通过海试数据验证了本文结论。

## 参考文献(References)

- [1] Xu X, Zhou S, Morozov A K, et al. Per-survivor processing for underwater acoustic communications with direct-sequence spread spectrum[J]. The Journal of the Acoustical Society of America, 2013, 133(5): 2746-2754.
- [2] Xu X, Wang Z, Zhou S, et al. Parameterizing both path amplitude and delay variations of underwater acoustic channels for block decoding of orthogonal frequency division multiplexing[J]. The Journal of the Acoustical Society of America, 2012, 131(6): 4672-4679.
- [3] Stojanovic M. On the relationship between capacity and distance in an underwater acoustic communication channel[J]. ACM SIGMOBILE Mobile Computing and Communications Review, 2007, 11(4): 34-43.
- [4] 张仁和. 中国海洋声学研究进展[J]. 物理, 1994, 23(9): 513-518.  
ZHANG Ren-he. Research progress on China ocean acoustics[J]. Physics, 1994, 23(9): 513-518. (in Chinese)
- [5] 刘胜兴. 浅海水声信道高效纠错编码技术研究[D]. 厦门: 厦门大学, 2009.  
LIU Sheng-xing. High-efficiency error correcting code techniques for shallow water acoustic channels[D]. Xiamen: Xiamen University, 2009. (in Chinese)
- [6] 艾宇慧, 惠俊英, 高静. 水声信道相关均衡器仿真研究[J]. 声学学报, 1999, 24(6): 589-597.  
AI Yu-hui, HUI Jun-ying, GAO Jing. Study of simulation of underwater acoustic channel correlated equalizer[J]. Acta Acustica, 1999, 24(6): 589-597. (in Chinese)
- [7] Wang Z, Zhou S, Preisig J C, et al. Clustered adaptation for estimation of time-varying underwater acoustic channels[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2012, 60(6): 3079-3091.
- [8] 李国梁. 水声相位相干通信与自适应均衡技术研究[D]. 西安: 西北工业大学, 2007.  
LI Guo-liang. Research of phase-coherent communications and adaptive equalization for UWA channels[D]. Xi'an: Northwestern Polytechnical University, 2007. (in Chinese)
- [9] Vajapeyam M, Vedantam S, Mitra U, et al. Distributed space-time cooperative schemes for underwater acoustic communications[J]. IEEE Transactions on Oceanic Engineering, 2008, 33(4): 489-501.