

接近非相干水声通信信道容量的信号处理算法*

武岩波^{1,2} 朱 敏^{1,2} 朱维庆¹ 邢泽平¹

(1 中国科学院声学研究所 海洋声学技术实验室 北京 100190)

(2 中国科学院声学研究所 声场声信息国家重点实验室 北京 100190)

2012 年 11 月 6 日收到

2014 年 1 月 6 日定稿

摘要 恶劣情况下的非相干水声通信信道模型为随机相位 Rayleigh 衰落, 推导了该模型的信道容量曲线。为实现接近非相干信道容量的可靠通信, 提出多进制低密度校验码 (LDPC) 和恒重码级联码的多进制非相干概率域迭代处理算法。在信道幅度和相位完全未知的情况下, 根据矩估计得到信号和噪声频点幅度的统计参量, 进而得到恒重码的码字后验概率, 再对多进制 LDPC 码进行因子图迭代译码。仿真证明本算法与现有的最大能量检测非迭代译码算法相比, 与信道容量曲线的差距从 4.5 dB 缩小至 1.5 dB。给出了实际海试湖试通信效果, 频段为 6~10 kHz, 数据速率为 357 bps, 海试时近似垂直通信距离为 5 km, 湖试时水平通信距离近 3 km、多径超过 50 ms, 两种情况下无差错通信的信噪比门限为 2 dB, 验证了本算法的优势。PACS 数: 43.30, 43.60

Signal processing algorithm for noncoherent underwater acoustic communication approaching channel capacity

WU Yanbo^{1,2} ZHU Min^{1,2} ZHU Weiqing¹ XING Zeping¹

(1 Lab. of Ocean Acoustic Tech., Institute of Acoustics Chinese Academy of Sciences Beijing 100190)

(2 State Key Laboratory of Acoustics, Institute of Acoustics Chinese Academy of Sciences Beijing 100190)

Received Nov. 16, 2012

Revised Jan. 6, 2014

Abstract Noncoherent underwater acoustic communication channel in adverse condition is modeled as phase-random Rayleigh fading channel, and its capacity curve is derived. To approach channel capacity curve, concatenated code of nonbinary LDPC code and constant weight code is proposed for noncoherent communication and iteratively decoded in probability domain. Without information of channel amplitude or phase in the receiver, statistic parameters of signal and noise bins were estimated based on moment estimation method, posterior probabilities of constant weight code words were further calculated, and nonbinary LDPC code was decoded with nonbinary factor graph algorithm. It is verified by simulation that by utilizing the proposed concatenated code and its processing algorithm, gap to channel capacity curve is reduced from previous 4.5 dB to 1.5 dB. Underwater communication experiments were carried out in both deep ocean (vertical communication, 5 km) and shallow lake (horizontal communication, near 3 km, delay spread larger than 50 ms), signal frequency band was 6 to 10 kHz, and data transmission rate was 357 bps. The proposed scheme can correctly transmit in both experiments with a signal noise ratio threshold of 2 dB. The performance of proposed algorithm was well verified by experiments.

引言

水声信道时变性强, 多径现象严重, 恶劣环境下难以准确地获得其相位信息^[1-2]。不同的通信算法

对信道的依赖程度不同。相干水声通信的速率高, 一般采用多个阵元进行接收, 传输质量受信道影响大^[2-3]。扩频水声通信的速率低, 对信噪比要求低, 在多径衰落信道下性能恶化严重^[4]。非相干水声通信不依赖于信道相位信息, 鲁棒性好, 在点对点水声

* 国家 863 计划 (2002AA401004, 2009AA093301, 2009AA093601) 资助

通信^[5-6]及水声通信组网^[7-8]中有着广泛的实际应用。美国水下 Seaweb 网络采用 Teledyne Benthos 公司的水声通信机^[7,9],以非相干通信方式进行组网通信。我国蛟龙号载人潜水器水声通信机具有多种通信体制^[5],其中非相干水声通信用来传输数据、文字和指令。影响水声通信实际应用的关键问题是传输每比特信息所需能量大。采用性能更好的非相干通信信号处理方法可大幅度降低功率消耗,同时提高通信可靠性。

非相干水声通信信道模型为随机相位 Rayleigh 衰落^[1-2,10-11],克服信道衰落的有效手段是利用编码冗余或多阵元接收等技术手段^[1,5-6,12]获得分集增益。非相干水声通信方案可分为二进制和多进制方式。二进制方式采用二进制纠错码,结合频移键控(FSK:frequency shift keying)调制。多进制方式采用多进制恒重码^[10,12],结合开关键控(OOK:on-off keying)调制。多进制方式中每个码元覆盖更多的频点,有更好的分集效果。在恒重码的基础上级联信道外码,可进一步提高系统的纠错性能。目前文献中纠错效果好且具有较高的信道利用率(为 0.125 bit/s/Hz)的多进制级联码为 $K=5$ 的对偶 K 码和 H(20,5) 的 Hadamard 码级联码的纠错码^[5,12-13],接收端采用平方率软检测和维特比译码方式。近十多年来,迭代纠错码及迭代检测方法,如 turbo 码^[5,14-15]、turbo 均衡^[2-3,16-17]及低密度奇偶校验码(LDPC:low density parity check code)^[18]在相干水声通信中已经有深入的研究和应用,取得很好的检测纠错效果。然而,对非相干水声通信的研究和应用,还停留在传统的单次译码方法。在非相干水声通信中实现迭代纠错码有待解决的特殊问题是在信道幅度和相位完全未知的情况下,完成接收码字后验概率计算。

本文从信道容量角度入手,指出单独恒重码、对偶 K 码与恒重码级联码的非相干水声通信性能离信道容量还有较大的差距。本文提出多进制 LDPC 码^[19-20]和恒重码级联码的多进制概率域迭代处理算法。根据矩估计得到信号和噪声频点幅度的统计

参量,进而得到恒重码的码字后验概率,再对多进制 LDPC 码进行因子图^[21]迭代译码。仿真证明本算法与现有的最大能量检测非迭代译码算法相比,与信道容量曲线的差距从 4.5 dB 缩小至 1.5 dB。给出了实际海试湖试通信效果,频段为 6~10 kHz,数据速率为 357 bps,海试时近似垂直通信距离为 5 km,湖试时水平通信距离近 3 km、多径超过 50 ms,两种情况下无差错通信的信噪比门限为 2 dB,验证了本算法的优势。

1 非相干水声通信及信道容量

FSK 和 OOK 调制是非相干通信中的两种调制方法^[12]。FSK 调制可以看成是进行多选一编码的 OOK 调制,例如二进制 FSK 可以看成是先将 0 编码成 (0,1), 1 编码成 (1,0), 再进行 OOK 调制。因而 FSK 可以认为是 OOK 调制的一种特例。研究衰落信道下的 OOK 调制将对系统的设计和评价有指导意义。对于非相干调制,信道容量曲线定义为达到一定的信道利用率并可靠传输所需每比特信噪比的最小值。下面给出随机相位 Rayleigh 衰落信道状态未知情况下 OOK 调制的信道容量计算方法。

假设 E_b 为编码前的每比特能量, N_0 为信道噪声功率谱密度, E_c 为编码后传输比特“1”的能量, C 为信道利用率。对于等概率 OOK 调制,有 $E_c = 2CE_b$ 。由于信道的相位是均匀分布且无记忆,接收端各频点匹配输出的相位与发送比特之间没有互信息。令 U 为接收端匹配接收信号的模平方值。当信道为 Rayleigh 衰落时,OOK 调制发送 0 和 1 时 U 的条件概率分别为:

$$\begin{cases} p(U|s=0) = N_0 \exp\left(-\frac{U}{N_0}\right), \\ p(U|s=1) = (E_c + N_0) \exp\left(-\frac{U}{E_c + N_0}\right), \end{cases} \quad (1)$$

因而信道利用率表达式为:

$$\begin{aligned} C &= E \left[\log_2 \left(\frac{p(U|s)}{p(U)} \right) \right] = \\ &= \int_{U=0}^{+\infty} dU \left[\frac{1}{2} p(U|0) \log_2 \left(\frac{p(U|0)}{p(U)} \right) + \frac{1}{2} p(U|1) \log_2 \left(\frac{p(U|1)}{p(U)} \right) \right] = \\ &= 1 - \frac{1}{2} \int_{U=0}^{+\infty} dU \left[p(U|0) \log_2 \left(1 + \frac{p(U|1)}{p(U|0)} \right) + p(U|1) \log_2 \left(1 + \frac{p(U|0)}{p(U|1)} \right) \right], \end{aligned} \quad (2)$$

令 $r = E_c/N_0$, 对于信道利用率为 C 的 OOK 调制, 有:

$$r = 2C \frac{E_b}{N_0}, \tag{3}$$

为了计算方便且不失一般性, 假设 $E_c = 1$, 则 $N_0 = 1/r$ 。进一步化简式 (2), 得到:

$$C = 1 - \frac{1}{2} \int_{U=0}^{+\infty} dU [r \exp(-rU) \log_2 \left(1 + \frac{1}{1+r} \exp \left\{ \frac{r^2}{1+r} U \right\} \right) + \frac{r}{1+r} \exp \left(-\frac{r}{1+r} U \right) \log_2 \left(1 + (1+r) \exp \left(-\frac{r^2}{1+r} U \right) \right)], \tag{4}$$

对式 (3) 和式 (4) 进行数值计算, 得到 OOK 调制信道容量曲线如图 1 所示。从图 1 可以看到每比特信噪比最小值为 $E_b/N_0 = 7.8$ dB, 此时信道利用率为 $C = 0.18$ bit/s/Hz。图 1 中进一步给出了采用输入和输出比特数分别 5 和 20 的 Hadamard 码, 记为 H(20,5) 码, 在误比特率为 10^{-5} 的 E_b/N_0 和 C 值, 及对偶 K 码与 H(20,5) 码级联码在误比特率为 10^{-5} 的 E_b/N_0

和 C 值。两种编码方式所需 E_b/N_0 , 与信道利用率为 1/4 和 1/8 时所需 E_b/N_0 理论值相比, 分别有 8.7 dB 和 4.5 dB 的差距。本文提出的多进制 LDPC 码和 H(20,5) 码级联码及其译码算法, 可将这一差距缩小至 1.5 dB。

2 非相干通信中的级联码方案

基于多进制 LDPC 码的非相干水声通信系统框图如图 2 所示。首先将要传输的信息, 进行多进制 LDPC 编码, 之后进行 Hadamard 编码, OOK 调制。采用逆快速傅里叶变换 (IFFT: inverse fast Fourier transform) 运算, 实现多个载波同时发送, 降低各子载波的符号速率, 结合保护间隔具有较好的克服信道多途的效果。在接收端利用快速傅里叶变换 (FFT: fast Fourier transform) 实现各载波的匹配之后, 利用各载波处的模平方值, 得到各 Hadamard 码字的概率取值, 再经过多进制 LDPC 译码实现比特的正确接收。在非相干衰落信道下得到 Hadamard 码字的概率, 是实现非相干信道下 LDPC 译码所必须的, 是本文重点研究的内容。

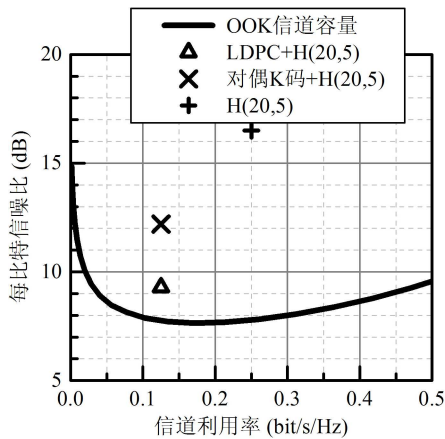


图 1 Rayleigh 衰落信道下信道状态未知的 OOK 调制的信道容量曲线

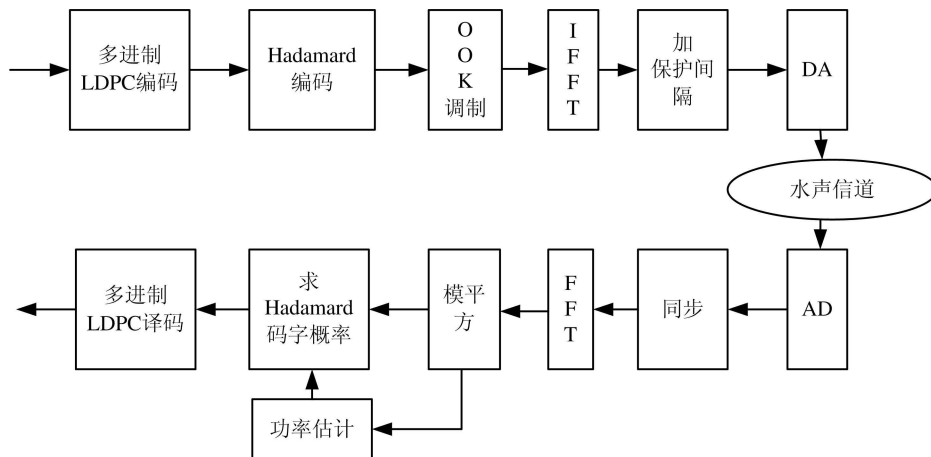


图 2 基于多进制 LDPC 码和 Hadamard 码级联码的非相干水声通信系统框图

2.1 恒重码码字检测概率求解

这里给出在 OOK 调制信道 Rayleigh 衰落的 Hadamard 码检测概率求解方法。这一方法同样适用于其它恒重码的检测概率求解。Hadamard 码所包含的码字组成矩阵记为:

$$H = \begin{bmatrix} \mathbf{c}^{(1)} \\ \mathbf{c}^{(2)} \\ \vdots \\ \mathbf{c}^{(2^k)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} c_1^{(1)} & c_2^{(1)} & \cdots & c_n^{(1)} \\ c_1^{(2)} & c_2^{(2)} & \cdots & c_n^{(2)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ c_n^{(2^k)} & c_n^{(2^k)} & \cdots & c_n^{(2^k)} \end{bmatrix}, \quad (5)$$

其中 n 是码字的长度, k 是编码比特数。对于 H(20,5) 码, 则 $n = 20, k = 5$ 。根据输入的 k 个比特, 选择一个码字经过 OOK 调制完成一个码字发送过程。由于信道的相位是均匀分布且无记忆, 接收端各频点匹配输出的相位与发送比特之间没有互信息, 因而接收端可利用各频点的模平方值进行最佳译码。假设接收端收到的一个码字对应的 n 个载波上的模平方值为 $[U_1 \ U_2 \ \cdots \ U_n]$ 。Hadamard 码发送码字为 $\mathbf{c}^{(j)}$ 的后验概率, 即条件概率 $p(s = \mathbf{c}^{(j)} | [U_1 \ U_2 \ \cdots \ U_n])$, $1 \leq j \leq 2^k$ 的推导如下:

$$\begin{aligned} p(s = \mathbf{c}^{(j)} | [U_1 \ U_2 \ \cdots \ U_n]) &= \\ \frac{p(s = \mathbf{c}^{(j)})}{p([U_1 \ U_2 \ \cdots \ U_n])} \prod_{i=1}^n p(U_i | s_i = c_i^{(j)}) &= \\ A_1 \prod_{i=1}^n p(U_i | 0)^{1-c_i^{(j)}} p(U_i | 1)^{c_i^{(j)}} &= \\ A_1 A_2 \prod_{i=1}^n \left[\frac{p(U_i | 1)}{p(U_i | 0)} \right]^{c_i^{(j)}} &= \\ A_1 A_2 \exp \left\{ \sum_{i=1}^n c_i^{(j)} \log \left[\frac{p(U_i | 1)}{p(U_i | 0)} \right] \right\} &= \\ A_1 A_2 A_3 \exp \left\{ \frac{E_c}{N_0(N_0 + E_c)} \sum_{i=1}^n U_i c_i^{(j)} \right\}, & \end{aligned} \quad (6)$$

其中:

$$\begin{aligned} A_1 &= \frac{1}{2^k} \frac{1}{p([U_1 \ U_2 \ \cdots \ U_n])}, \\ A_2 &= \prod_{i=1}^n p(U_i | 0), \\ A_3 &= \exp \left\{ \frac{n}{2} \log \left[\frac{E_c}{N_0(N_0 + E_c)} \right] \right\}, \end{aligned}$$

均为与 j 无关的变量, 因而对 $A_1 \cdot A_2 \cdot A_3$ 的求值,

可间接地根据全概率条件

$$\sum_{j=1}^{2^k} p(s = \mathbf{c}^{(j)} | [U_1 \ U_2 \ \cdots \ U_n]) = 1 \quad (7)$$

得到。式 (6) 和式 (7) 给出了信道状态未知情况下 Hadamard 码各码字的检测概率求解方法。实际系统中, E_c 和 N_0 是未知量, 需要对其进行估计。

2.2 信号和噪声的功率估计方法

本文给出一种基于一阶、二阶矩的功率估计方法。根据式 (1) 和式 (2), 得到模平方随机变量 U 的概率密度为:

$$p(U) = \frac{1}{2} [p(U|0) + p(U|1)], \quad (8)$$

因而一阶矩和二阶矩分别为:

$$\begin{cases} E(U) = \frac{N_0}{2} + \frac{N_0 + E_c}{2}, \\ E(U^2) = (N_0)^2 + (N_0 + E_c)^2, \end{cases} \quad (9)$$

将 E_c 和 N_0 表示成一阶矩和二阶矩的函数:

$$\begin{cases} E_c = \sqrt{2E(U^2) - 4E^2(U)}, \\ N_0 = E(U) - \frac{1}{2}\sqrt{2E(U^2) - 4E^2(U)}, \end{cases} \quad (10)$$

在一次通信过程中, 接收到的 OOK 符号模平方值分别为 $u_i (1 \leq i \leq M)$, 则一阶矩和二阶矩的估计值为:

$$\begin{cases} m_1 = \frac{1}{M} \sum_{i=0}^{M-1} u_i, \\ m_2 = \frac{1}{M} \sum_{i=0}^{M-1} u_i^2, \end{cases} \quad (11)$$

因而 E_c 和 N_0 的估计值表示如下:

$$\begin{cases} \hat{E}_c = \sqrt{2m_2 - 4m_1^2}, \\ \hat{N}_0 = m_1 - \frac{1}{2}\sqrt{2m_2 - 4m_1^2}, \end{cases} \quad (12)$$

通过仿真, 这一估计方法在 $M = 620$ 时误差值在 0.2 dB 以内, 满足 Hadamard 码各码字的检测概率求解的需要。

2.3 多进制 LDPC 的编解码

LDPC 码采用迭代译码方法, 在加性高斯白噪声 (AWGN: additive white Gaussian noise) 信道中可实现接近信道容量下的可靠传输^[12]。然而目前对 LDPC 码研究一般集中在 AWGN 信道或者信道状态已知的衰落信道。在信道幅度和相位完全未知的情况

下,通过前文的推导可以实现前级恒重码的后验概率计算,作为多进制 LDPC 译码器的输入。

多进制阶数的选择要兼顾信道利用率、分集增益及译码计算量,同时为了与文献结果作对比,本文选用 32 进制基于有限域构造的准循环 LDPC 码^[19-20],编码前后码元数分别为 310, 620。利用有限域 (GF: Galois field) GF(2⁵) 上的里德 - 所罗门码 (RS code: Reed-Solomon code) RS(31,2,30), 通过矩阵扩展、循环置换等处理^[19]得到 GF(2⁵) 的 310 × 620 维矩阵 $H_{2^5, 2-f, disp, 2}^{(1)}(10, 20)$, 列重量为 3, 行重量为 6, 作为多进制 LDPC 码的校验矩阵。利用 GF(2⁵) 域上的高斯消元法, 得到 $H_{2^5, 2-f, disp, 2}^{(1)}(10, 20)$ 对应的生成矩阵 G , G 是一个 620 × 310 矩阵。

一次编码的输入比特数为 1550, 用 GF(2⁵) 域上的 310 × 1 维向量 x 表示。编码输出 3100 比特用 GF(2⁵) 域上的 620 × 1 维向量 y 表示, 则

$$y = G \cdot x, \tag{13}$$

式 (13) 即是多进制 LDPC 编码过程。

多进制 LDPC 码译码因子图^[21]如图 3 所示。置换节点和重排节点作用是实现变量节点与校验矩阵非零元素的乘法, 对多进制概率的重新排序。利用 Walsh-Hadamard FFT 频域乘积, 完成对多个随机变量加和的概率计算, 简化求取校验节点概率的过程。

在级联码的接收端, 将 Hadamard 码译码器的输出作为各变量节点的初始概率, 根据校验矩阵得到图 3 中因子图的具体形式, 利用多次迭代译码计算得到 Hadamard 码与 LDPC 码级联码的译码结果。

进行 1 次译码迭代需要完成 3720 次 32 点 Walsh-Hadamard FFT 计算, 与 357120 次乘积运算。1 次 32 点 Walsh-Hadamard FFT 计算包含 160 次加法运算。如果非相干水声通信的传输速率为 1 kbps, 译码迭代 20 次, 加法/乘法实时计算量分别为 7.7 百万次/秒和 4.6 百万次/秒。当前的低功耗实时信号处理器是可以实时处理的。

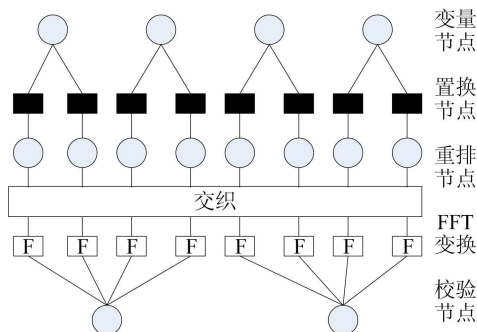


图 3 基于 FFT 的多进制 LDPC 译码算法因子图

3 仿真和海试结果

仿真所用的信道模型为 Rayleigh 衰落, 信道幅度和相位未知。进行本文级联码的仿真, 为了验证本文中给出的功率估计的有效性, 图 4 给出接收端已知功率值与接收端未知功率值两种不同情况下的性能曲线, LDPC 译码迭代最大次数选取 50 次、5 次。可以看出, 在接收端功率值是否已知对误比特率曲线基本没有影响, 证明了本文估计方法有效性。为了实际应用考虑, 将最大迭代次数设定为 5 次, 信噪比损失约为 1 dB。图 5 给出了不同编码和 H(20,5) 组成级联码的误比特率 (BER: bit error rate) 曲线。本文的级联方法及译码算法, 可在 $E_b/N_0 = 9.3$ dB (信噪比为 0.3 dB) 实现误比特率为 10⁻⁵ 的可靠传输, 相对于传统的对偶 K 码级联方法有近 3 dB 的性能改善。图 6 给出了两种级联方法在外码纠错前后的误比特改善情况, 横轴为外码纠错前的误比特率, 纵轴为级联码纠错后的误比特率。可以看出, 本文方法在前级 H(20,5) 译码误比特率为 0.2 时, 经过 LDPC 译码, 可以实现可靠传输。

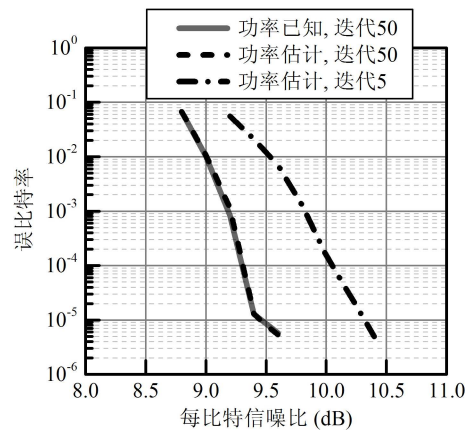


图 4 多进制 LDPC 与 H(20,5) 的级联码性能曲线

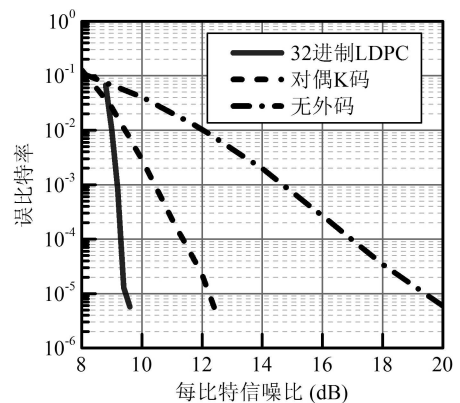


图 5 不同外码与内码 H(20,5) 的级联码性能曲线

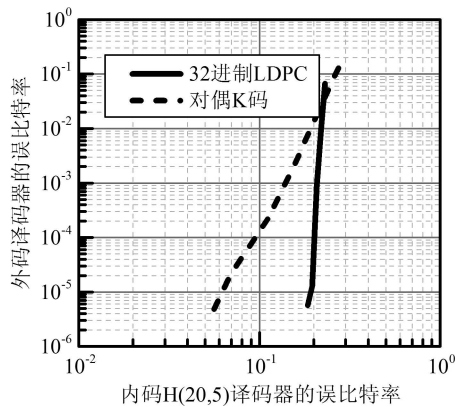


图 6 两种不同外码纠错能力对比

为了进一步验证本文级联纠错码的实际性能，进行了深海垂直信道、浅水水平信道的非相干通信试验，采用的频带为 6~10 kHz，120 个频点同时发送，频点间隔为 31.25 Hz，保护间隔长度为 10 ms，峰值速率为 357 bps。

2011 年，“蛟龙”号载人潜水器进行了 5000 m 深度的下潜试验，下潜过程中进行非相干水声通信数据的采集^[5]，潜水器与母船通信机的距离为 5 km 左右，水平方向距离为 1 km，采集数据信噪比超过 10 dB。为了根据采集到的数据进行本文方法的性能分析，将采集波形叠加不同大小的噪声样本，利用本文方法进行处理，结果如表 1 所示。从表 1 中可以得出，信噪比 2 dB 时，可以实现正确通信，与前文仿真结果 0.3 dB 有一定的差距。造成这一差距的原因有：(1) 加性环境噪声是非高斯分布的^[5,22-23]；(2) 采集波形本身含有噪声和混响，造成叠加波形信噪比的估计值有偏差^[24]。LDPC 码在前级误比特率为 0.2 的情况下可正常纠错，与仿真结果是一致的。

表 1 2011 年海试数据中中级联码纠错能力

信噪比 (dB)	Hadamard 码 BER	迭代次数	级联码 BER
0	0.28	50	0.29
1	0.25	50	0.22
2	0.20	6	0
3	0.14	4	0
4	0.12	2	0

2013 年 4 月，在千岛湖进行了非相干水声通信湖上试验。湖水深度为 56 m 左右，湖底有超过 5 m 的起伏，发射接收换能器下放到 15 m 深度。测量的声速剖面如图 7 所示，25 m 以浅的相对声速变化率约为 $4 \times 10^{-4} \text{ m}^{-1}$ ，25 m 以深的相对声速变化率约为 $3 \times 10^{-5} \text{ m}^{-1}$ 。通信距离为 2860 m 时的信道冲击响应如图 8，受湖底的不平坦、表层水的声速变化率大的影响，多径扩展时间超过 50 ms。进行了非相干

水声通信数据的采集，采用与 2011 年深海试验同样的处理方法，得到不同信噪比的译码结果如表 2 所示。从表 2 中可以得出，信噪比门限是 2 dB。LDPC 码在前级误比特率为 0.21 的情况下可正常纠错，与仿真结果是一致的。浅水水平信道多径严重，因而和前文深海垂直信道下的通信试验相比，译码迭代次数有所增加。

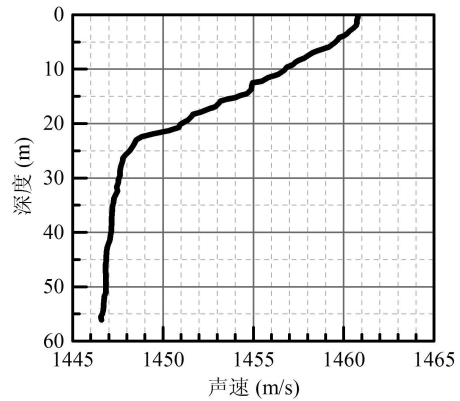


图 7 2013 年 4 月千岛湖声速剖面

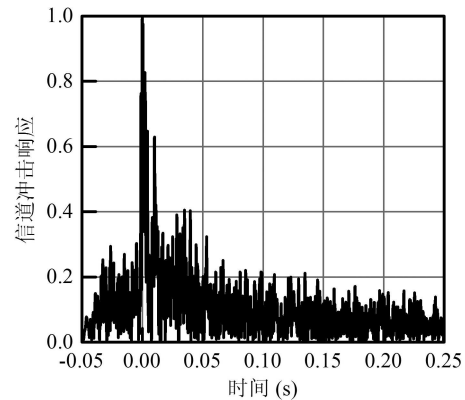


图 8 2013 年 4 月千岛湖水声通信湖试时的信道冲击响应

表 2 2013 年湖试数据中中级联码纠错能力

信噪比 (dB)	Hadamard 码 BER	迭代次数	级联码 BER
0	0.27	50	0.30
1	0.24	50	0.28
2	0.21	15	0
3	0.20	6	0
4	0.16	5	0

4 结论

将多进制 LDPC 码和 Hadamard 码进行级联，应用于 Rayleigh 独立衰落信道且信道幅度、相位未知的非相干通信。在信道幅度和相位完全未知的情况下，根据矩估计得到信号和噪声频点幅度的统计参量，进而得到恒重码的码字后验概率，再对多进制 LDPC 码进行因子图迭代译码。仿真结果表明，该级

联码方案可在信道利用率为 $1/8$ bit/s/Hz、信道状态完全未知的情况下, 每比特信噪比大于 9.3 dB 时(即信噪比大于 0.3 dB), 可实现可靠通信, 与信道容量差距仅为 1.5 dB。给出了实际海试、湖试通信效果, 在远距离、多径强的情况下无差错通信的信噪比门限为 2 dB, LDPC 码在前级误比特率高达 0.2 的情况下仍可正常纠错, 验证了本算法的性能优势。本文算法可实现实时处理, 不依赖于任何信道状态信息, 相对于公认文献的性能有 3 dB 的信噪比改善, 在实际应用中将有明显的优势。

参 考 文 献

- Kilfoyle D B, Baggeroer A B. The state of the art in underwater acoustic telemetry. *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, 2000; **25**(1): 4—27
- Singer A C, Nelson J K, Kozat S S. Signal Processing for Underwater Acoustic Communications. *IEEE Communications Magazine*, 2009; **47**(1): 90—96
- 许浩, 朱敏, 武岩波. 一种水声通信中的多阵元 Turbo 均衡算法. *电子与信息学报*, 2014; **36**(6): 1465—1471
- YU Yang, ZHOU Feng, QIAO Gang, NIE Donghu. Orthogonal M-ary code shift keying spread spectrum underwater acoustic communication. *Chinese Journal of Acoustics*, 2014; **33**(3): 279—288
- 朱维庆, 朱敏, 武岩波, 杨波, 徐立军, 傅翔, 潘锋. 载人潜水器“蛟龙”号的水声通信信号处理. *声学学报*, 2012; **37**(3): 565—573
- 王海斌, 吴立新. 混沌调频 M-ary 方式在远程水声通信中的应用. *声学学报*, 2004; **29**(2): 161—166
- Green M D. Acoustic modems, navigation aids, and networks for undersea operations. OCEANS'2010 Proceedings, Sydney, 2010: 1—6
- 王季煜, 朱敏, 武岩波. 节点预约方式的水声通信网 MAC 协议设计. *哈尔滨工程大学学报*, 2012; **33**(4): 432—437
- Green M D, Rice J A. Channel-tolerant FH-MFSK acoustic signaling for undersea communications and networks. *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, 2000; **25**(1): 28—39
- Proakis J G. Coded modulation for digital communications over Rayleigh fading channels. *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, 1991; **16**(1): 66—73
- Yang W B, Yang T C. High-frequency channel characterization for M-ary frequency shift-keying underwater acoustic communications. *Journal of the Acoustical Society of America*, 2006; **120**(5): 2615—2626
- Proakis J G. Digital communications, 5 ed. New York: McGraw-Hill, 2007: 571—583
- Scussell K F, Rice J A, Merriam S. A new MFSK acoustic modem for operation in adverse underwater channels. OCEANS'97 Conference Proceedings, 1997; **1**: 247—254
- 朱维庆, 朱敏, 王军伟, 黄海云, 杨波, 徐立军, 赵亮. 水声高速图像传输信号处理方法. *声学学报*, 2007; **32**(5): 385—397
- 桑恩方, 徐小卡, 乔钢, 苏军. Turbo 码在水声 OFDM 通信中的应用研究. *哈尔滨工程大学学报*, 2009; **30**(1): 60—66
- WU Yanbo, ZHU Min. Low complexity multichannel adaptive turbo equalizer for large delay spread sparse underwater acoustic channel. Pacific Rim Underwater Acoustics Conference (PRUAC), Hangzhou, China, 2013
- 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. *电子与信息学报*, 2013; **35**(3): 677—682
- 戚肖克, 李宇, 隋天宇, 黄海宁. 低密度奇偶校验码的性能分析与水下通信验证. *应用声学*, 2012; **31**(2): 152—158
- Ryan W E, Lin S. Channel codes - classical and modern. Cambridge University Press, 2009: 484—522
- Zhou Bo, Kang J Y, Song S M, Lin S, Abdel-Ghaffar K, Xu M N. Construction of non-binary quasi-cyclic LDPC codes by arrays and array dispersions. *IEEE Transactions on Communications*, 2009; **57**(6): 1652—1662
- Richardson T J, Urbanke R L. The capacity of low-density parity-check codes under message-passing decoding. *IEEE Transactions Information Theory*, 2001; **47**(2): 599—618
- 郭中源, 陈岩, 贾宁, 郭杰, 陈庚, 莫福源. 水下数字语音通信系统的研究和实现. *声学学报*, 2008; **33**(5): 409—418
- SUN Haixin, XU Xiaoka, MA Li, KUI Xiaoyan, CHENG En, CHEN Yougan. Carrier frequency offset and impulse noise estimation for underwater acoustic orthogonal frequency division multiplexing. *Chinese Journal of Acoustics*, 2014; **33**(3): 289—298
- WU Yanbo, ZHU Min, ZHU Weiqing, XING Zeping. Signal processing for noncoherent underwater acoustic communication approaching channel capacity. *Chinese Journal of Acoustics*, 2014; **33**(4): 337—347