

# 基于软信道估计的 JIED 水声通信方法

孟庆微<sup>1,2</sup>, 黄建国<sup>2</sup>, 何成兵<sup>2</sup>, 韩晶<sup>2</sup>, 关志军<sup>1</sup>

(1. 空军工程大学信息与导航学院, 陕西 西安 710077;

2. 西北工业大学航海学院, 陕西 西安 710072)

**摘要:** 为提高水声通信系统的数据传输速率和可靠性, 提出一种新的基于软信道估计的联合迭代均衡译码 (joint iterative equalization and decoding, JIED) 水声通信方法。该方法利用软输入软输出 (soft in soft out, SISO) 译码器反馈的外似然比计算符号软估计信息, 并应用于稀疏自适应信道估计器的抽头系数更新过程。经过译码器和均衡器之间多次迭代交换软信息联合处理接收信号, 信道估计精度与均衡效果显著提高。水声通信实验结果表明在通信距离 1.8 km、2 kHz 有效带宽内, 新方法在第 2 次迭代后即可实现 2 kb/s 的无误码传输, 可以有效提高系统可靠性和传输速率。

**关键词:** 水声通信; 联合迭代均衡译码; 软信道估计; 稀疏自适应算法

**中图分类号:** TN 929.3

**文献标志码:** A

**DOI:**10.3969/j.issn.1001-506X.2013.07.30

## Soft channel estimation based joint iterative equalization and decoding underwater communication scheme

MENG Qing-wei<sup>1,2</sup>, HUANG Jian-guo<sup>2</sup>, HE Cheng-bing<sup>2</sup>, HAN Jing<sup>2</sup>, GUAN Zhi-jun<sup>1</sup>

(1. School of Information and Navigation, Air Force Engineering University, Xi'an 710077, China;

2. College of Marine Engineering, Northwestern Polytechnical University, Xi'an 710072, China)

**Abstract:** In order to improve the data rate and reliability of underwater communication systems, a soft channel estimation based joint iterative equalization and decoding scheme is proposed for underwater communications. The receiver updates the coefficients of the sparse soft channel estimator by using the soft information calculated from the extrinsic log likelihood ratio fed by the soft-in-soft-out (SISO) decoder. Channel estimation and equalization performance can be greatly improved by iteratively exchanging soft information between SISO equalizer and SISO decoder. Experimental results show that after the second iteration, the proposed scheme can achieve error-free data transmission of 2 kb/s in a range of 1.8 km, and bandwidth of 2 kHz.

**Keywords:** underwater communication; joint iterative equalization and decoding; soft channel estimation; sparse adaptive algorithm

## 0 引言

随着我国海洋资源开发利用、目标探测、海洋环境监测等需求不断增长, 军事及民用应用对水下数据传输的可靠性和数据速率要求越来越高。声波作为水下通信的主要媒介, 传输速度低、损耗大、带宽有限、多径传播特性复杂, 为可靠水声通信增加了诸多困难<sup>[1-2]</sup>。目前, 水声通信正逐渐朝着网络化方向发展<sup>[2]</sup>, 数据传输速率与可靠性成为制约网络容量提升的主要因素。

在水下数据网络中, 数据传输通常是不对称的。母舰

至无人水下航行器 (unmanned underwater vehicles, UUV) 或传感器节点的下行链路主要传输指令信息, 数据传输速率要求相对较低, 稳健性要求高, 接收机复杂度越低越好。基于扩频通信的接收机结构<sup>[3]</sup>是下行传输的理想选择。而 UUV 或传感器节点至母舰的上行链路则主要传输情报信息, 数据速率及稳健性要求高, 但接收机复杂度要求可适当放宽。采用时域均衡器的单载波连续传输是上行数据传输的一个理想选择, 其接收机主要采用 2 种均衡器结构: 基于信道估计的均衡器<sup>[4]</sup>或内嵌二阶锁相环的判决反馈均衡器<sup>[5]</sup>结构。在传统水声通信接收机中, 均衡和译码过程相

收稿日期: 2012-09-27; 修回日期: 2012-11-24; 网络优先出版日期: 2013-07-15。

网络优先出版地址: <http://www.cnki.net/kcms/detail/11.2422.TN.20130715.1828.013.html>

基金项目: 国家自然科学基金 (61001153, 61101102, 61174162, 61202128); 高等学校博士学科点专项科研基金 (20106102120011); 陕西省自然科学基金 (2011JQ8011); 西工大基础研究基金 (JC201027, JC20100223) 资助课题

互分离,即各个系统模块之间传递硬判决信息,会造成部分信息损失,因此只能工作在信噪比相对较高的场景。研究适合于中低信噪比、稳健、带宽效率高且复杂度适中的传输方案成为提高水下网络容量的一个重要方向。

联合迭代均衡译码(joint iterative equalization and decoding, JIED)方法能够充分利用信号检测的先验信息,系统误码率性能较传统均衡和译码分离的接收机结构有较大性能改善。文献[6]提出了一种 JIED 水声通信方法,试验表明,该方法在 60 km 范围内能可靠通信。文献[7]开展了长期水声试验,结果表明,JIED 水声通信系统的误比特率性能始终优于采用传统判决反馈均衡方式的水声通信系统。上述文献在迭代处理过程中均未考虑水声信道的稀疏特性,信道估计和符号估计的精度有所损失。国内也开展了 JIED 方法的相关研究,但主要建立在计算机仿真<sup>[8-9]</sup>或信道冲击响应已知<sup>[10]</sup>的基础上,经过试验验证、切实可行的联合迭代均衡译码水声通信系统尚未见到相关报道。

针对上述文献的缺点,为实现稳健高效的水下数据网络

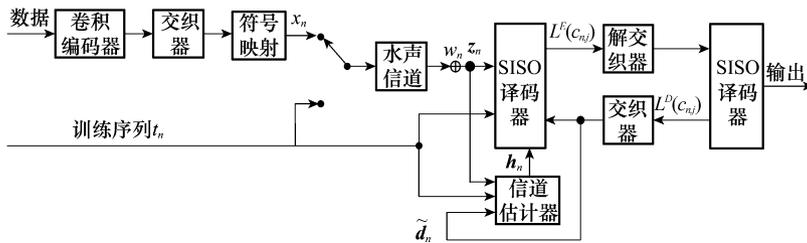


图 1 SCE-JIED 水声通信系统框图

完成符号同步后,接收到的信号可表示为

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

式中, $L$  为信道阶数; $h_k$  为信道第  $k$  条路径的幅度值; $w_n$  为噪声项。

在 SCE-JIED 系统中,译码与均衡过程不是互相独立的,SISO 译码器与 SISO 均衡器之间通过迭代交换外似然比  $L^E(c_{n,j})$  和  $L^D(c_{n,j})$  实现彼此关联。其中, $L^E(c_{n,j})$  为 SISO 均衡器输出第  $n$  个符号第  $j$  个比特的外似然比, $L^D(c_{n,j})$  为 SISO 译码器输出第  $n$  个符号第  $j$  个比特的外似然比,其定义分别为

$$L^E(c_{n,j}) \triangleq \ln \left( \frac{P(c_{n,j} = 1 | \hat{x}_n)}{P(c_{n,j} = 0 | \hat{x}_n)} \right) - \ln \left( \frac{P(c_{n,j} = 1)}{P(c_{n,j} = 0)} \right) \quad (2)$$

$$L^D(c_{n,j}) \triangleq \ln \left( \frac{P(c_{n,j} = 1 | L(c_1), \dots, L(c_K))}{P(c_{n,j} = 0 | L(c_1), \dots, L(c_K))} \right) - \ln \left( \frac{P(c_{n,j} = 1)}{P(c_{n,j} = 0)} \right) \quad (3)$$

式中, $K$  为总编码比特数; $L(c_{n,j}) = \ln \left( \frac{P(c_{n,j} = 1)}{P(c_{n,j} = 0)} \right)$  为第  $n$  个符号第  $j$  个比特的似然比。

接收机在达到设定的迭代次数或满足特定的停止条件后,根据 SISO 译码器输出的后验似然比对发送比特进行硬判决,得到发射端发送的数据信息。

上行传输,提出了一种基于软信道估计的联合迭代均衡译码 (soft channel estimation based joint iterative equalization and decoding, SCE-JIED)水声通信方法,设计并进行了近程水声通信试验。水声试验结果表明:SCE-JIED 方法利用软输入软输出(soft in soft out, SISO)译码器反馈的软信息更新稀疏自适应信道估计器的抽头系数,能够有效改善信道估计器和均衡器的性能,适合于信噪比相对较低的应用场合,对提高水下通信的鲁棒性、夺取水下数据网络的制信息权具有重要意义。

## 1 系统模型

SCE-JIED 水声通信系统框图如图 1 所示。在发射端,数据经过卷积编码后,通过随机交织,再进行符号映射获得  $x_n$ ,并与训练序列组帧。基带信号随后调制到载频,经 D/A 转换、功率放大后,由发射换能器发射,通过水声信道传输至接收端。在接收端,水听器利用 A/D 转换器将模拟信号转换为数字信号,经符号同步后进行数据解调。为简便起见,水声通信系统组成要素未在图 1 中全部列出。

## 2 联合迭代均衡译码方法

### 2.1 基于 MMSE 准则的 SISO 均衡器

接收信号经符号间隔采样送入 SISO 均衡器,符号  $x_n$  的估计值  $\hat{x}_n$  可表示为<sup>[11]</sup>

$$\hat{x}_n = \bar{x}_n + \text{Cov}(\mathbf{d}_n, \mathbf{z}_n) \text{Cov}(\mathbf{z}_n, \mathbf{z}_n)^{-1} (\mathbf{z}_n - \text{E}(\mathbf{z}_n)) \quad (4)$$

式中, $\text{E}(\cdot)$  表示期望运算, $\text{Cov}(\mathbf{d}_n, \mathbf{z}_n) \triangleq \text{E}(\mathbf{d}_n \mathbf{z}_n^T) - \text{E}(\mathbf{d}_n) \cdot \text{E}(\mathbf{z}_n^T)$ , $\mathbf{z}_n \triangleq [y_{n-N_2}, y_n, \dots, y_{n+N_1}]^T$  为  $n$  时刻采样获取的接收向量, $N_2$  和  $N_1$  分别为 SISO 均衡器的非因果阶数和因果阶数,SISO 均衡器的阶数为  $N = N_1 + N_2 + 1$ 。 $\mathbf{d}_n \triangleq [x_{n-N_2}, x_n, \dots, x_{n+N_1}]^T$  为发射端发送的调制信号, $\bar{x}_n$  为根据 SISO 译码器输出似然比计算得到的符号  $x_n$  的软估计信息,可按式(5)计算

$$\bar{x}_n = \text{E}(x_n) = \sum_{s_j \in S} s_j \cdot P(x_n = s_j) \quad (5)$$

式中, $S = \{s_1, s_2, \dots, s_Q\}$  为调制符号集, $Q$  为调制阶数。式(5)中

$$P(x_n = s_i) = \prod_{j=1}^Q P(c_{n,j} = s_{i,j}) \quad (6)$$

表示  $x_n$  取值为  $s_i$  的概率,其中  $s_{i,j} \in (0, 1)$ ,  $P(c_{n,j} = 1) = \frac{e^{L^E(c_{n,j})}}{1 + e^{L^E(c_{n,j})}}$ ,  $P(c_{n,j} = 0) = \frac{1}{1 + e^{L^E(c_{n,j})}}$  分别表示第  $n$  个符号第  $j$  个比特取 1 或 0 的概率。

符号  $x_n$  的软估计方差可表示为

$$v_n = \text{Cov}(x_n, x_n) = \left( \sum_{s_i \in S} s_i \cdot s_i^H \cdot P(x_n = s_i) \right) - \bar{x}_n \cdot \bar{x}_n^H \quad (7)$$

根据式(5)~式(7),式(4)可进一步写为

$$\hat{x}_n = \mathbf{a}^H \text{Cov}(\mathbf{z}_n, \mathbf{z}_n)^{-1} (\mathbf{z}_n - \mathbf{H}_n \bar{\mathbf{d}}_n + \bar{x}_n \mathbf{a}) \quad (8)$$

式中

$$\mathbf{a} \triangleq \mathbf{H}_n [\mathbf{0}_{1 \times N_2 + L - 1} \quad 1 \quad \mathbf{0}_{1 \times N_1}]$$

$$\text{Cov}(\mathbf{z}_n, \mathbf{z}_n) = (\sigma_w^2 \mathbf{I}_N + \mathbf{H}_n \mathbf{V}_n \mathbf{H}_n^H + (1 - v_n) \mathbf{a} \mathbf{a}^H)$$

$$\bar{\mathbf{d}}_n \triangleq [\bar{x}_{n-L-N_2+1}, \bar{x}_{n-L-N_2+2}, \dots, \bar{x}_{n+N_1}]^T$$

$\mathbf{H}_n$  为  $n$  时刻信道响应构成的信道矩阵:

$$\mathbf{H}_n \triangleq \begin{bmatrix} h_n^{L-1} & h_n^{L-2} & \dots & h_n^0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & h_n^{L-1} & h_n^{L-2} & \dots & h_n^0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & & \ddots & & & & \\ 0 & & \dots & 0 & h_n^{L-1} & h_n^{L-2} & \dots & h_n^0 \end{bmatrix} \quad (9)$$

$\mathbf{V}_n \triangleq \text{diag}(v_{n-L-N_2+1}, v_{n-L-N_2+2}, \dots, v_{n+N_1})$  为符号软估计方差构成的对角矩阵。

定义  $\mathbf{c}_n \triangleq (\sigma_w^2 \mathbf{I}_N + \mathbf{H}_n \mathbf{V}_n \mathbf{H}_n^H + (1 - v_n) \mathbf{a} \mathbf{a}^H)^{-1} \mathbf{a}$ , 则发射信号的估计值可表示为

$$\hat{x}_n = \mathbf{c}_n^H (\mathbf{z}_n - \mathbf{H}_n \bar{\mathbf{d}}_n + \bar{x}_n \mathbf{a}) \quad (10)$$

### 2.2 似然比转换

接收数据经过 SISO 均衡器后,其估计值可表示为

$$\hat{x}_n = \mu_n x_n + \eta_n \quad (11)$$

式中,  $\mu_n$  为偏移系数;  $\eta_n$  是均值为 0, 方差为  $\sigma_n^2$  的高斯白噪声。  $\mu_n$  和  $\sigma_n^2$  的估计值可以利用下列公式求得

$$\mu_n = \mathbf{c}_n^H \mathbf{a} \quad (12)$$

$$\sigma_n^2 = \mu_n (1 - \mu_n) \quad (13)$$

SISO 均衡器输出估计值近似服从高斯分布,因此

$$p(\hat{x}_n | x_n = s_i) = \frac{1}{\pi \sigma_n^2} \exp\left(-\frac{|\hat{x}_n - \mu_n x_n|^2}{\sigma_n^2}\right) \quad (14)$$

第  $n$  个符号第  $j$  个比特的外似然比可以表示为

$$L^E(c_{n,j}) = \ln\left(\frac{\sum_{\substack{\forall s_i: s_{i,j}=1}} p(\hat{x}_n | x_n = s_i) \prod_{\substack{\forall j' \neq j}} P(c_{n,j'} = s_{i,j'})}{\sum_{\substack{\forall s_i: s_{i,j}=0}} p(\hat{x}_n | x_n = s_i) \prod_{\substack{\forall j' \neq j}} P(c_{n,j'} = s_{i,j'})}\right) \quad (15)$$

### 3 稀疏自适应软信道估计

在水声通信系统中,接收机无法先验准确获取信道响应值,需要对其进行实时估计。传统信道估计方法通常在训练序列结束后转向面向判决模式,但在 SCE-JIED 水声通信系统中,接收机可以充分利用前一次迭代过程中获取的符号软估计信息,提高信道估计的精度。同时,考虑到水声信道的稀疏特性<sup>[12-13]</sup>,接收机需要重点更新幅度较大的信道估计器抽头<sup>[14]</sup>,稀疏自适应软信道估计器的更新过程

可表示为

$$e_n = y_n - \hat{\mathbf{g}}_n^T \bar{\mathbf{d}}_n \quad (16)$$

$$\hat{\mathbf{g}}_n = \hat{\mathbf{g}}_{n-1} + \frac{\mu \mathbf{K}_{n-1} \bar{\mathbf{d}}_n e_n^*}{\bar{\mathbf{d}}_n^H \mathbf{K}_{n-1} \bar{\mathbf{d}}_n + \delta} \quad (17)$$

$$\mathbf{K}_{n-1} = \text{diag}(k_{n-1}^0, \dots, k_{n-1}^{L-1}) \quad (18)$$

$$k_n^l = \frac{1-\alpha}{2L} + \frac{(1+\alpha) | \hat{h}_n^l |}{2(\| \hat{\mathbf{g}}_n \|_1) + \epsilon}, l = 0, 1, \dots, L-1 \quad (19)$$

式中,  $|\cdot|$  表示绝对值运算;  $\| \cdot \|_1$  表示  $\ell_1$  范数;  $\text{diag}(\cdot)$  表示对角阵;  $\bar{\mathbf{d}}_n = [\bar{x}_n, \bar{x}_{n-1}, \dots, \bar{x}_{n-L+1}]^T$  为 SISO 译码器反馈的软信息;  $\hat{\mathbf{g}}_n = [\hat{h}_n^0, \hat{h}_n^1, \dots, \hat{h}_n^{L-1}]^T$  为信道估计值;  $e_n$  为估计误差;  $\delta$  和  $\epsilon$  为取值较小的正小数,  $\alpha$  控制信道估计器的收敛特性。

根据式(16)~式(19),  $n$  时刻的信道估计值  $\hat{\mathbf{g}}_n$  由估计误差  $e_n$  驱动,可分为 2 项,第 1 项平等对待所有滤波器抽头,第 2 项则优先更新幅值较大的滤波器抽头。当  $\alpha$  取值接近于 -1 时,其收敛特性与 NLMS 算法接近;当  $\alpha$  取值接近于 1 时,则会表现明显的稀疏特性,即根据信道响应的幅值按照比例进行更新,保证取值较大的滤波器抽头能够及时更新,避免噪声增强现象。信道估计器在利用训练序列收敛后,通过译码软信息更新信道估计值,并通过均衡器和译码器之间联合迭代交换软信息提高估计精度。

在第 0 次迭代软信道估计过程中,由于没有可以利用的比特先验概率信息,因此只能用硬判决信息代替软信息,其估计误差可表示为

$$e_n = y_n - \hat{\mathbf{g}}_n^T \mathbf{Q}(\hat{x}_n) \quad (20)$$

式中,  $\mathbf{Q}(\cdot)$  为硬判决操作。

本文算法具体流程如下。

**步骤 1** 在利用训练序列使稀疏自适应信道估计器收敛后,转向面向判决模式,完成第 0 次迭代。

**步骤 2** 根据 SISO 译码器反馈的外信息  $L^D(c_{n,j})$ , 利用式(5)和式(6)计算符号  $x_n$  的软估计值  $\bar{x}_n$  和方差  $v_n$ 。

**步骤 3** 利用式(16)~式(19)计算信道响应估计值  $\hat{\mathbf{g}}_n = [\hat{h}_n^0, \hat{h}_n^1, \dots, \hat{h}_n^{L-1}]^T$ 。

**步骤 4** 将步骤 3 获取的信道估计值代入式(9),按照式(10)计算估计值  $\hat{x}_n$ 。

**步骤 5** 根据式(11)~式(15)将符号估计值转换为外似然比  $L^E(c_{n,j})$ 。

**步骤 6** 将步骤 4 获取的  $L^E(c_{n,j})$  解交织后,送入 SISO 译码器,获取译码输出外似然比  $L^D(c_{n,j})$ 。

**步骤 7** 判断是否达到设定停止条件,如果达到停止条件,则停止迭代,否则,重复步骤 2。

### 4 水声试验结果及分析

为验证本文方法的有效性,课题组于 2011 年 10 月 28 日在陕西省礼泉县礼泉湖进行了联合迭代均衡译码水声通信试验。试验区地理环境如图 2 所示。



图 2 试验区域地理环境

图 2 所示地理环境信息是从谷歌地图截取获得的。试验水域呈现一个不规则的斜 V 字型。发射船抛锚于码头处。接收船到达就位点后,关闭马达,漂浮于湖面上,速度约为 0.5 节。就位点水深为 12.5 m,水温基本恒定。发射船和接收船之间的直线距离约为 1.8 km 里,通信距离与水深之比大于 100,属浅水信道。湖底为泥沙,声波反射较小,但码头岸基为水泥材质,声波反射较大。

发射船通过笔记本电脑产生调制声信号,利用吊放于发射船下 2.5 m 的发射换能器(无指向性)向外发送声信号。接收船利用水听器(无指向性)接收声信号。通信带宽为 2 kHz,水听器采样频率为 36 kHz,采用全数字化接收。发射信号帧结构如图 3 所示,水声试验调制解调参数如表 1 所示。

表 1 水声试验调制解调参数

调制方式	QPSK
采样频率/kHz	36
系统带宽/kHz	2
载波频率/kHz	6
LFM 信号参数/s	时长 0.5
保护间隔/s	0.4
符号速率/kbps	2



图 3 数据帧结构

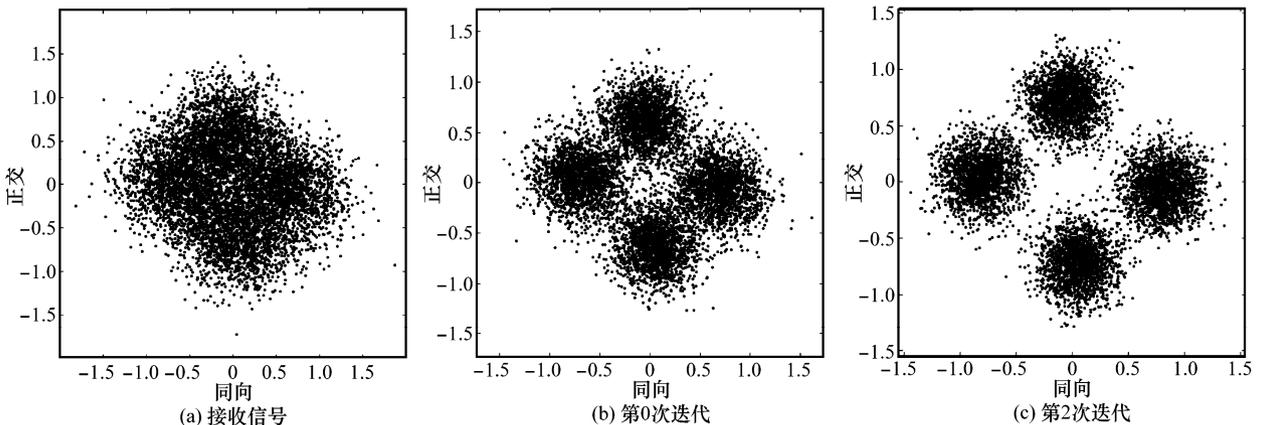


图 5 各次迭代估计值散点图

发射数据帧以线性调频(linear frequency modulation, LFM)信号作为帧头,用于符号同步及信道探测。为防止 LFM 信号对后续数据信号构成码间串扰,在数据和 LFM 信号之间插入保护间隔。调制数据按照分块的形式进行传输。每个数据帧含有 30 个数据块,每个数据块包含训练序列和数据信息,训练序列采用长度为 256 的伪随机(pseudorandom noise, PN)序列,数据信息为 768 个 QPSK 符号,数据块持续时间为 0.5 s。在进行数据调制之前,每组数据采用编码效率为 1/2 的卷积码进行编码,生成多项式为 $[3, 7]$ ,交织方式为随机交织,交织深度为 1 536。

图 4 为 LFM 信号拷贝相关运算获取的信道响应值。可以看出,本次湖试得到的水声信道多径扩展情况较为复杂,且第 1 条路径的幅度值小于主路径的幅度值。

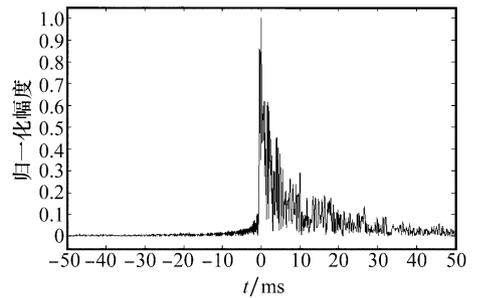


图 4 信道冲击响应

在利用 LFM 信号完成符号同步后,按照符号间隔对接收信号进行抽取,选取稀疏感知软信道估计器阶数(即信道响应长度  $L$ )为 50, SISO 均衡器阶数为 101,即因果阶数  $N_1$  和非因果阶数  $N_2$  分别为 50。SISO 译码器采用 MAX-LOG-MAP 算法进行译码。

图 5 为本次湖试各次迭代符号估计值散点图。随着迭代次数不断增加,符号估计值的准确度也随之提高。尽管第 0 次迭代的符号估计值精度相对较差,但通过均衡器和译码器之间多次迭代交换软信息,在第 2 次迭代完成后,符号估计精度已经得到显著提高。

图 6 为稀疏自适应软信道估计器的收敛曲线。各条曲线均为第 1 帧内 30 个数据集集平均的结果。在第 0 次迭代过程中,由于没有可以利用的符号软估计信息,软信道估计器在训练序列结束后转入面向判决模式。在随后的迭代过程中,利用译码器反馈的符号软估计信息  $\bar{x}_n$  对稀疏感知信道估计器的系数进行更新。可以看出,信道估计器的收敛特性随着迭代次数增加不断提高。通过在 SISO 均衡器和 SISO 译码器之间多次迭代交换软信息,符号估计精度不断改善,集平均平方误差的收敛性能也随之提高。

图 7 为 SISO 译码器输出编码比特的似然比概率分布情况。SISO 译码器第 0 次迭代输出的编码比特似然比已呈现出较为明显的双峰高斯分布,表示联合均衡和译码已能够初步消除码间串扰,但高斯双峰分布的均值绝对值还相对较小,说明译码输出外似然比的置信度较低。随着迭

代次数的增加,双峰高斯分布特性更为明显,且双峰高斯分布的均值绝对值逐渐增加,译码器输出比特似然比的可信度逐渐提高。

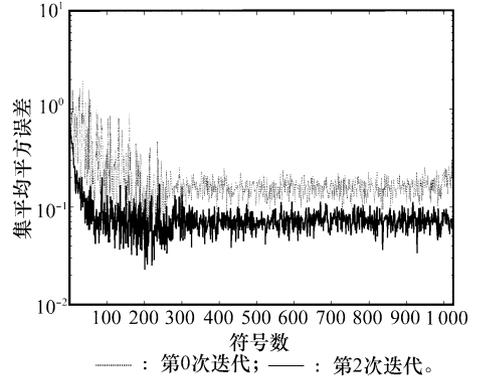


图 6 稀疏自适应软信道估计器的收敛曲线

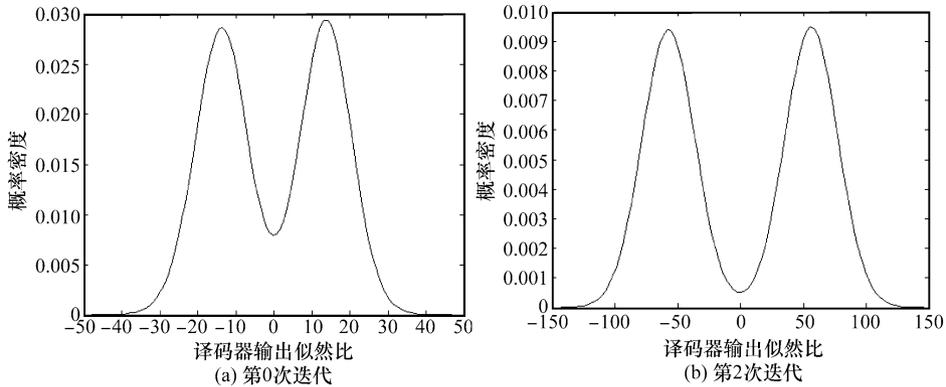


图 7 SISO 译码器输出编码比特的似然比概率分布

表 2 为该文联合迭代均衡译码方法的误比特率性能。为验证系统优势,将该文方法与文献[6]和文献[7]方法进行了性能比较。

表 2 SCE-JIED 方法的误比特率性能

项目	第 0 次迭代	第 1 次迭代	第 2 次迭代
文献[6]	0.063 2	0.019 8	0.012 86
文献[7]	0.028 1	0.002 6	0.000 95
本文算法	0.018 7	0.000 13	0

由于该文 SCE-JIED 方法充分考虑到水声信道的稀疏特性,信道估计的精度有所提高。通过 SISO 均衡器和 SISO 译码器之间联合迭代交换软信息,该文只需要 2 次迭代即可实现无误码传输,而文献[6]和文献[7]的算法在 2 次迭代后仍然存在误码。

### 5 结 论

该文提出一种 SCE-JIED 水声通信方法,能够有效改善水下网络上行传输的误码率性能。通过 SISO 译码器和 SISO 均衡器之间多次联合迭代交换软信息,能够充分利用信号检测的先验知识,水声信道估计和均衡效果显著提高。水声试验结果表明:在通信距离 1.8 km、2 kHz 带宽内,利

用单单元接收信号进行联合迭代均衡译码,经过在 2 次迭代即可实现无误码传输,是水下数据网络上行传输的一个理想选择。

### 参 考 文 献:

- [1] Mandar C, Shiraz S, Stojanovic M. Underwater acoustic communications and networking: recent advances and future challenges[J]. *Marine Technology Society Journal*, 2008, 42(1): 103 - 116.
- [2] Kilfoyle D B, Baggeroer A B. The state of the art in underwater acoustic telemetry [J]. *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, 2000, 25(1): 4 - 27.
- [3] He C B, Huang J G, Han J, et al. Cyclic shift keying spread spectrum underwater acoustic communication[J]. *Acta Physica Sinica*, 2009, 58(12): 8379 - 8385. (何成兵, 黄建国, 韩晶, 等. 循环移位扩频水声通信[J]. *物理学报*, 2009, 58(12): 8379 - 8385.)
- [4] Stojanovic M, Freitag L, Johnson M. Channel-estimation-based adaptive equalization of underwater acoustic signals [C]// *Proc. of the IEEE Oceans*, 1999: 985 - 990.
- [5] Stojanovic M, Catipovic J A, Proakis J G. Phase-coherent digital communications for underwater acoustic channels [J]. *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, 1994, 19(1): 100 - 111.

- [6] Oberg T, Nilsson B, Olofsson N, et al. Sangfelt, underwater communication link with iterative equalization [C]// *Proc. of the IEEE Oceans*, 2006; 1 - 6.
- [7] Otnes R, Eggen T H. Underwater acoustic communications: long-term test of Turbo equalization in shallow water [J]. *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, 2008, 33(3):321 - 334.
- [8] Meng Q W, Huang J G, He C B. Low complexity joint iterative equalization and decoding scheme for sparse underwater communication channel[J]. *Journal of Applied Science*, 2011, 29(3): 267 - 273. (孟庆微, 黄建国, 何成兵. 适合于稀疏水声信道的低复杂度联合迭代均衡译码[J]. *应用科学学报*, 2011, 29(3): 267 - 273.)
- [9] Guo S X, Han C, Huang J G, et al. Application of TE-LC-MMSE equalization method to improving underwater acoustic communication[J]. *Journal of Northwest Polytechnical University*, 2008, 26(4): 468 - 471. (郭淑霞, 韩琮, 黄建国, 等. 基于水声信道的 TE-LCMMSE 均衡算法仿真研究[J]. *西北工业大学学报*, 2008, 26(4), 468 - 471.)
- [10] Zhao L, Ge J H. Joint iterative equalization and decoding for underwater acoustic coherent communication systems[J]. *Journal of Xidian University*, 2011, 38(4): 61 - 65. (赵亮, 葛建华. 用于水声相干通信系统的联合迭代均衡和译码算法[J]. *西安电子科技大学学报*, 2011, 38(4): 61 - 65.)
- [11] Tuchler M, Koetter R, Singer A C. Turbo equalization: principles and new results [J]. *IEEE Trans. on Communications*, 2002, 50(5): 754 - 767.
- [12] Meng Q W, Huang J G, Han J, et al. Compressed sensing based sparse channel estimation method for underwater single carrier block transmission[J]. *Journal of Beijing University of Posts and Telecommunications*, 2012, 35(5): 14 - 17. (孟庆微, 黄建国, 韩晶, 等. 水声单载波分块传输中基于压缩感知的稀疏信道估计方法[J]. *北京邮电大学学报*, 2012, 35(5): 14 - 17.)
- [13] Meng Q W, Huang J G, He C B, et al. An compressed sensing estimation method for sparse channels using time domain measurement matrix[J]. *Journal of Xi'an Jiaotong University*, 46(8): 94 - 99. (孟庆微, 黄建国, 何成兵, 等. 采用时域测量矩阵的压缩感知稀疏信道估计方法[J]. *西安交通大学学报*, 2012, 46(8): 94 - 99)
- [14] Benesty J, Gay S L. An improved PNLMS algorithm [C]// *Proc. of the IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing*, 2002; 1881 - 1884.

## 作者简介:

**孟庆微**(1980 -), 男, 讲师, 博士研究生, 主要研究方向为水声通信调制解调技术。

E-mail: qingw\_meng@163.com

**黄建国**(1945 -), 男, 教授, 主要研究方向为水声通信、阵列信号处理。

E-mail: jghuang@nwpu.edu.cn

**何成兵**(1981 -), 男, 副教授, 博士, 主要研究方向为水声通信调制解调技术。

E-mail: hcb@nwpu.edu.cn

**韩晶**(1980 -), 男, 副教授, 博士, 主要研究方向为水声通信调制解调技术、水声通信网络。

E-mail: hanj@nwpu.edu.cn

**关志军**(1973 -), 男, 副教授, 硕士, 研究方向为空天信息网络。

E-mail: guanzhijun@sohu.com