

水声通信中基于软判决的块迭代判决反馈均衡器

景连友^① 何成兵^{*①} 张玲玲^① 孟庆微^② 黄建国^① 张群飞^①

^①(西北工业大学航海学院 西安 710072)

^②(空军工程大学信息与导航学院 西安 710077)

摘要: 在单载波频域均衡水声通信系统中, 混合结构的时-频域判决反馈均衡器(H-DFE)计算复杂度高, 不利于实时实现; 而基于硬判决的块迭代判决反馈均衡器(HD-IBDFE)存在错误符号判决造成系统性能下降问题, 同时需要估计判决符号和发射数据之间的互相关函数。该文对水声通信中基于软判决的块迭代判决反馈均衡(SD-IBDFE)接收机算法进行了研究, 通过对均衡器输出信号进行软判决, 并将符号软信息进行反馈, 提高了系统性能, 同时采用迭代信道估计方法来适应水声信道的时变性。通过仿真比较得出, 该方法在水声信道条件下明显优于 HD-IBDFE。对湖上试验数据处理结果表明, 在浅水 1.8 km 通信距离下, 单通道无编码 QPSK 调制可实现 10^{-3} 的误码率并达到 3000 bps 的有效数据率。

关键词: 水声通信; 单载波频域均衡; 软判决反馈均衡器; 迭代信道估计; 湖上试验

中图分类号: TN929.3

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2016)04-0885-07

DOI: 10.11999/JEIT150669

Iterative Block Decision Feedback Equalizer with Soft Detection for Underwater Acoustic Channels

JING Lianyou^① HE Chengbing^① ZHANG Lingling^①
MENG Qingwei^② HUANG Jianguo^① ZHANG Qunfei^①

^①(School of Marine Science and Technology, Northwestern Polytechnical University, Xi'an 710072, China)

^②(Information and Navigation Institute, Air Force Engineering University, Xi'an 710077, China)

Abstract: In single-carrier modulation system with frequency domain equalization, Decision Feedback Equalizer with a Hybrid time-frequency structure (H-DFE) is attractive for its performance; the complexity is also significant, especially for very dispersive channels. Iterative Block Decision Feedback Equalizer with Hard Detection (HD-IBDFE) system performance degrades caused by errors in symbol decision and it needs to calculate the correlation factor of the transmitted and hard detected data. To solve these problems, Iterative Block Decision Feedback Equalizer with Soft Detection (SD-IBDFE) is introduced to improve the system performance. The receiver feedbacks the soft information of the equalizer's output. The iterative channel estimation is adopted in order to deal with the time-varying underwater acoustic channels. Simulation results show that SD-IBDFE is superior to HD-IBDFE obviously for underwater acoustic channel. One underwater acoustic communication system is designed and tested in the lake. At a distance of 1.8 km with complex channel condition, the useful data rate of around 3000 bps is achieved with uncoded bit error rates 10^{-3} in lake experiment.

Key words: Underwater acoustic communication; Single Carrier Frequency Domain Equalization (SC-FDE); Decision Feedback Equalizer with Soft Detection (SD-DFE); Iterative channel estimation; Lake experiment

1 引言

随着我国海洋资源开发利用、目标探测和海洋环境监测等需求不断增长, 对水下数据传输的可靠

性和数据速率要求越来越高。水声信道具有声波传播速度低、传播损失大、可用带宽有限、多径传播复杂且背景噪声高等特点, 是现有数字通信中最困难的信道之一。近年来, 单载波频域均衡(SC-FDE)技术在无线通信中取得很大的进展, 从而被引入到水声通信领域。相比于正交频分复用(OFDM)系统, SC-FDE 系统具有发射信号峰均功率比(PAPR)低、对频率偏移不敏感的优势, 且系统性能与 OFDM 系统相当; 相比于单载波时域均衡技术, 频域均衡具

收稿日期: 2015-06-04; 改回日期: 2015-12-25; 网络出版: 2016-02-18

*通信作者: 何成兵 hcb@nwpu.edu.cn

基金项目: 国家自然科学基金(61471298, 61271415, 61401499)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (61471298, 61271415, 61401499)

有更好的收敛性能, 计算量与多径时延扩展长度对数近似成正比, 尤其对于长时延的水声信道来说, 其计算复杂度大大降低。最简单的 SC-FDE 为线性均衡, 如迫零(ZF)均衡和最小均方误差(MMSE)均衡。相比于 ZF 均衡, MMSE 均衡^[1,2]同时考虑了噪声和信道的影响, 在实际应用中具有更好的效果, 但是线性均衡在复杂水声信道中的性能较差。在时域判决反馈均衡器(TD-DFE)的基础上, 文献[3]提出了混合结构的时-频域判决反馈均衡器(H-DFE), 该均衡器的前馈滤波在频域实现, 反馈滤波在时域实现, 降低了一定的计算复杂度。但是类似于 TD-DFE, H-DFE 也不能消除码间干扰的前体部分而导致的误差传播现象。除此之外, H-DFE 系统中涉及到矩阵求逆处理, 计算复杂度依旧较高。相比之下, 文献[4-16]提出的块迭代判决反馈均衡器(IBDFE)算法, 通过多次迭代消除码间干扰, 均衡性能更优, 且相比于 H-DFE, 所有滤波器均在频域实现, 采用快速傅里叶变换/逆快速傅里叶变换(FFT/IFFT)处理, 计算量更低。其中文献[13-16]为 IBDFE 在水声通信中的应用: 文献[14]采用低复杂度 IBDFE^[9,10], 其性能较 MMSE 均衡有一定的改进; 文献[15]对基于硬判决的块迭代判决反馈均衡器(HD-IBDFE)在水声通信中应用进行了研究, 并进行了试验验证, 证明了该方法在水声通信中的可行性; 文献[16]提出了联合迭代均衡和频域信道估计算法, 并对存在多普勒频移的情况进行了仿真研究。上述均衡器均采用硬判决方式, 将硬判决后的结果反馈, 计算简单, 但是这样会引入错误判决符号, 导致系统性能下降。同时, 对于 HD-IBDFE, 在每次迭代过程中, 判决符号的准确性是通过计算判决符号和传输数据之间的互相关函数来表示的; 但在实际系统中, 发射数据是未知的, 所以必须对这个互相关函数进行估计, 增加计算复杂度的同时引入了一定误差, 降低了系统性能。

在实际单载波通信系统中, 信道估计的准确度对均衡器的性能有着很大的影响。目前信道估计方法大致可分为 3 类: 基于训练序列/导频辅助的信道估计和面向判决的信道估计^[17-19]。基于训练序列/导频辅助的信道估计的基本算法为最小方差(LS)或 MMSE 估计, 利用插入的训练序列得到一个数据块的信道。因此采用这种方法时通常假定信道是准静态的。面向判决的信道估计将每次判决的结果作为发射信号, 重新进行信道估计。这种方法适合应用于时变信道, 但其缺点在于存在信道估计的噪声增强问题。

针对上述问题, 本文对水声通信中 IBDFE 进行

了研究, 提出基于软判决的块迭代判决反馈均衡器(SD-IBDFE), 其特点是: (1)接收端对均衡器输出采用软判决方式, 能够避免由于硬判决造成的系统性能损失, 并根据 MMSE 准则推导了均衡器系数; (2)使用伪随机(PN)码来代替常规单载波系统的循环前缀, 在系统同步、信道估计、多普勒频移估计及多用户扩展等方面具有优势; (3)采用联合导频辅助和面向判决的信道估计方法。初次信道估计由插入的 PN 估计, 之后每次迭代使用的信道为两种估计方法的加权和, 能够有效地提高信道估计精度。同时设计并实现了高数据率水声通信湖上试验, 试验结果显示了该方法的有效性。

2 系统模型

对于一个单载波分块传输系统, 二进制数据经过数字调制映射后, 按长度为 $N-M$ 进行分块, 同时每个数据块后面插入长度为 M 的 PN 码, 用来消除相邻数据块之间的干扰, 同时还可用来进行数据同步、信道估计、信号标识等作用。因此发射的第 i 个数据块为

$$x(iN+n)=\begin{cases} s(iN+n), & n=0,1,\cdots,N-M-1 \\ \text{PN}(n-N+M), & n=N-M,N-M+1,\cdots,N-1 \end{cases} \quad (1)$$

式中, $s(n)$ 为要传输的数据信息, $\text{PN}(n)$ 是长度为 M 的 PN 码。

对于时不变信道, 接收信号可表示为

$$r_n = \sum_{k=0}^{L-1} h_k x_{n-k} + w_n, \quad n=0,1,\cdots,N-1 \quad (2)$$

其中, $\{h_k\}_{k=0}^{L-1}$ 表示信道冲激响应, L 为信道的最大多径时延, $\{w_n\}_{n=0}^{N-1}$ 为加性高斯白噪声。对接收到的数据块进行 N 点 FFT 运算将信号变换到频域, 可得

$$\mathbf{R} = \mathbf{H}\mathbf{X} + \mathbf{W} \quad (3)$$

式中, \mathbf{H} 为一对角矩阵, 其对角线的元素为

$$H_k = \sum_{n=0}^{L-1} h_n e^{-j(2\pi nk/N)}, \quad k=0,1,\cdots,N-1 \quad (4)$$

本文采用软判决的块迭代判决反馈均衡算法, 其结构框图如图 1 所示。接收端经过同步、相位补偿之后, 对接收信号按长度为 N 进行分块处理。随后对分块后的信号进行 FFT 变换, 将时域信号转化成频域信号。信号经过均衡器滤波后, 对均衡器输出符号进行软符号判决, 得到符号软信息, 将其通过反馈滤波器, 以消除码间干扰。SD-IBDFE 频域数学模型为

$$\hat{\mathbf{X}}^l = \mathbf{C}^l \mathbf{R} - \mathbf{B}^l \hat{\mathbf{X}}^{l-1} \quad (5)$$

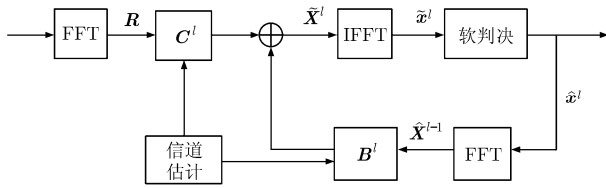


图1 软判决块迭代判决反馈均衡器结构框图

其中, $\tilde{\mathbf{X}}^l$ 表示第 l 次迭代均衡器输出信号频域表示, \mathbf{R} 为接收信号的频域表示, \mathbf{C}^l 为第 l 次迭代前馈滤波器系数, \mathbf{B}^l 为第 l 次迭代反馈滤波器系数, $\tilde{\mathbf{X}}^{l-1}$ 表示第 $l-1$ 次迭代均衡器输出信号软判决结果频域表示。该模型表示, 频域均衡器的输出 $\tilde{\mathbf{X}}^l$ 实际上是对来自前馈通道和反馈回路的信号干扰抵消结果。

3 均衡器设计

文献[14-16]采用的硬判决方式, 会造成系统性性能损失, 而本文采用软判决方式。将软判决器输出信号 \hat{x}_n^l 建模为均衡器输出信号 $\tilde{x}_n^{(l)}$ 的期望:

$$\hat{x}_n^{(l)} = E[\tilde{x}_n^{(l)}] = \sum_i \alpha_i p_{\tilde{x}_n^{(l)}}(\alpha_i) \quad (6)$$

其中, α 属于星座集合 \mathcal{A} , $p_{\tilde{x}_n^{(l)}}(\alpha_i)$ 表示 $\tilde{x}_n^{(l)}$ 取值为 α_i 的概率。

假设均衡器的输出信号误差 $\tilde{w}_n^{(l)}$ 为独立同分布的高斯随机变量(均值为零, 方差为 $\sigma_{\tilde{w}_n^{(l)}}^2$, l 表示第 l 次迭代)。据此, 均衡器输出信号的时域模型为

$$\tilde{x}_n^{(l)} = x_n + \tilde{w}_n^{(l)} \quad (7)$$

所以后验概率 $p_{\tilde{x}_n^{(l)}}(\alpha_i)$ 为

$$p_{\tilde{x}_n^{(l)}}(\alpha_i) = K \exp \left\{ -\frac{\|\tilde{x}_n^{(l)} - \beta^{(l)} \alpha_i\|^2}{\sigma_{\tilde{w}_n^{(l)}}^2} \right\} \quad (8)$$

其中, K 为归一化因子, $\beta^{(l)}$ 为期望信号的增益, 均衡器输出误差的方差近似为 $\sigma_{\tilde{w}_n^{(l)}}^2 \approx$

$$\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \|\tilde{x}_n^{(l)} - \hat{x}_n^{(l)}\|^2.$$

因此均衡器的输出 $\tilde{x}_n^{(l)}$ 的方差为

$$\sigma_{\tilde{x}_n^{(l)}}^2 = E[\|\tilde{x}_n^{(l)}\|^2] - E[\|\hat{x}_n^{(l)}\|^2] = M_{\tilde{x}_n^{(l)}} - \|\hat{x}_n^{(l)}\|^2 \quad (9)$$

$$M_{\tilde{x}_n^{(l)}} = E[\|\tilde{x}_n^{(l)}\|^2] = \sum_i |\alpha_i|^2 p_{\tilde{x}_n^{(l)}}(x = \alpha_i | \tilde{x}_n^{(l)}) \quad (10)$$

其频域的方差分别为

$$\Sigma^{(l)} = \sum_{n=0}^{N-1} \sigma_{\tilde{x}_n^{(l)}}^2 \quad (11)$$

根据式(5), 可根据 MMSE 准则来设计前馈滤波器和反馈滤波器系数, 使得滤波器噪声和剩余干扰最小。假设均衡器输出信号 $\tilde{x}_n^{(l)}$ 与输入信号 x_n 具有相同的统计特征, 可得到滤波器系数为

$$C_n^{(l)} = \frac{H_n^{(l-1)*} \Sigma^{(l-1)}}{\|H_n^{(l-1)}\|^2 \Sigma^{(l-1)} + N \sigma_w^2} \quad (12)$$

$$B_n^{(l)} = C_n^{(l)} H_n^{(l-1)} - 1 \quad (13)$$

其中 σ_w^2 为噪声方差。对于期望信号增益 β^l , 文献[3]指出其初值设置为

$$\beta^0 = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} C_n^0 H_n^{(l-1)} \quad (14)$$

并基于 $\tilde{x}_n^{(l)} = x_n$ 的假设, 剩下的迭代过程中设置为 $\beta^{(l)} = 1$ 。在本文中,

$$\beta^{(l)} = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} C_n^{(l)} H_n^{(l-1)}$$

为了保证迭代稳定, 对前馈滤波器系数进行归一化, 所以新的滤波器系数为

$$C_n^{(l)} = A_n^{(l)} / \Gamma \quad (15)$$

$$B_n^{(l)} = C_n^{(l)} H_n^{(l-1)} - 1 \quad (16)$$

其中

$$A_n^{(l)} = \frac{H_n^{(l-1)*} \Sigma^{(l-1)}}{\|H_n^{(l-1)}\|^2 \Sigma^{(l-1)} + N \sigma_w^2}$$

$$\Gamma = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} A_n^{(l)} H_n^{(l-1)}$$

4 迭代信道估计

本文采用的信道估计算法中, 第 1 次信道估计利用插入的 PN 序列来实现。考虑到水声信道具有稀疏性, 采用文献[20]中的压缩感知稀疏信道估计方法得到初始的信道 \mathbf{H}^0 。当利用 \mathbf{H}^0 进行一次频域均衡后, 使用估计得到的信号再次进行信道估计, 此时采用 LS 信道估计方法, 即

$$\mathbf{H}_{\text{LS}}^{(l)} = \frac{\mathbf{R}}{\mathbf{X}_D^{(l)}} = \mathbf{H} + \frac{\mathbf{W}}{\mathbf{X}_D^{(l)}} = \mathbf{H} + \epsilon^{(l)} \quad (17)$$

式(17)的推导过程较简便, 缺点是其信道估计对噪声比较敏感。从式(17)可以看出, 当 $\mathbf{W} / \mathbf{X}_D^{(l)}$ 较大时, \mathbf{H} 和 $\mathbf{H}_{\text{LS}}^{(l)}$ 会有较大的误差。为了降低噪声影响, 本文采用基于 DFT 的信道估计方法^[19]。由于水声信道具有稀疏性, 信道的大部分能量集中在少数的几条路径, 利用这种特性可以在时域进行降噪处理。对估计的信道 $\mathbf{H}_{\text{LS}}^{(l)}$ 进行 IDFT 处理:

$$h_{\text{LS},k}^{(l)} = \sum_{n=0}^N \mathbf{H}_{\text{LS}}^{(l)} e^{j \frac{2\pi n k}{N}} = h_k + e_k^{(l)}, \quad k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (18)$$

式中 $e_k^{(l)}$ 为时域估计误差。对插入的 PN 相关处理, 可以粗略估计信道长度为 \hat{L} 。时域降噪处理为

$$h_{\text{DFT},k}^{(l)} = \begin{cases} h_{\text{DFT},k}^{(l)}, & k = 0, 1, \dots, \hat{L}-1 \\ 0, & k = \hat{L}, \hat{L}+1, \dots, N-1 \end{cases} \quad (19)$$

在对 $h_{\text{DFT},k}^{(l)}$ 做 DFT 即可得到降噪后的频域信道

$$H_{\text{DFT},k}^{(l)} = \sum_{n=0}^{N-1} h_{\text{DFT},n}^{(l)} e^{-j(2\pi nk/N)}, \quad k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (20)$$

利用文献[17]所提方法将 $H_{\text{DFT},k}^{(l)}$ 与 H^0 加权合并, 得到新的信道估计结果, 即

$$\mathbf{H}^{(l)} = \frac{\mathbf{H}^0 \sigma_0^2 + \mathbf{H}_{\text{DFT}}^{(l)} \sigma_{\text{DFT}}^2}{\sigma_{\text{DFT}}^2 + \sigma_0^2} \quad (21)$$

式中 σ_{DFT}^2 和 σ_0^2 分别为 $\mathbf{H}_{\text{DFT}}^{(l)}$ 和 \mathbf{H}^0 的方差。

5 仿真分析

本节对所提出的均衡方法进行仿真比较分析。采用的水声信道为实际试验测量所得, 具体参数如表 1 所示, 表中已对衰落系数进行了归一化处理。信道共有 5 条主要路径, 最大多径时延扩展达到 31.1 ms。仿真中假设信道已知, 接收机采用的均衡算法包括 MMSE 均衡、文献[14]所采用的低复杂度 IBDFE、文献[15]采用的 HD-IBDFE 和 SD-IBDFE。

表 1 水声信道参数

参数	路径				
	1	2	3	4	5
衰减系数	0.5791	0.6929	0.3370	0.1938	0.1831
时延(ms)	0	9.8	16.4	26.0	31.1

仿真数据为二进制随机数据, 数据块长度为 1024, PN 序列采用 m 序列, 长度为 128, 信号调制方式为 4 bit 相位偏移调制(QPSK), 符号速率为 2k symbols/s, 有效数据率为 3500 bps, 低复杂度 IBDFE 参数设置如文献[14], HD-IBDFE 和 SD-IBDFE 迭代次数设置为 4 次。图 2 给出了在表 1 所示信道模型下不同均衡算法的误符号率(SER)曲线。由图中可以看出, MMSE 均衡性能最差, 其次是低复杂度 IBDFE, 采用 4 次迭代的 HD-IBDFE 能够降低误码率, 而 4 次迭代的 SD-IBDFE 性能最优。在信道已知情况下, 在误符号率为 10^{-4} 处, 与迭代 4 次的 HD-IBDFE 相比, 迭代 4 次的 SD-IBDFE 的信噪比增益约为 2 dB; 在采用信道估计情形下, 所有方法都会存在性能损失, HD-IBDFE 和 SD-IBDFE 两种方法的性能差距有所缩小, 但依旧存在 1 dB 以上的增益, 体现了 SD-IBDFE 算法的优越性。

6 湖上试验研究

为验证所提方法在实际复杂水声信道中的通信性能, 课题组于 2011 年 11 月在陕西泔水水库进行了湖上高速率水声通信的试验研究。试验区域地理

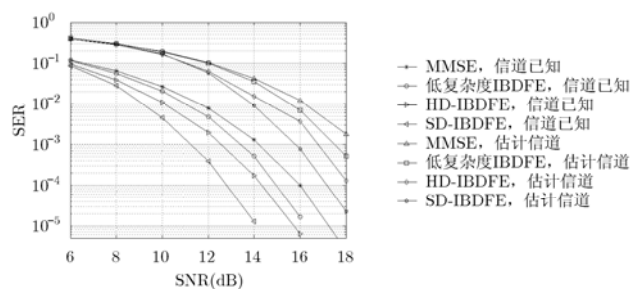


图 2 不同均衡器算法的 SER 曲线

环境如图 3 所示, 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, 发射端水深约为 4 m, 发射换能器布放深度为 1 m。接收船到达就位点后, 漂浮于湖面上, 速度约为 0.5 kn, 试验区域水温基本恒定。就位点水深为 12.5 m, 接收端采用阵列接收, 共 6 个接收水听器, 布放深度为 3 m。发射和接收换能器皆无指向性。通信试验时, 发射船和接收船主辅机停机, 发射船和接收船之间的直线距离约为 1.8 km, 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。

发射信号频段为 2~6 kHz, 载波频率为 4 kHz, 水听器采样频率为 36 kHz。数据调制方式为 QPSK, 发射数据为随机二进制数, 发射数据共包含 30 个数据块, 每个数据块包含插入的 PN 码和数据信息, PN 码长度为 256 的 m 序列, 通信数据的码元宽度为 0.5 ms, 有效数据率为 3000 bps, 有效数据量为 23040 bit。

接收端利用线性调频信号进行信号同步、多普勒频偏估计和补偿, 残余 Doppler 频移通过相邻的两个 PN 序列进行估计。同时利用每个数据块中插入的 PN 码进行信道估计, 初始信道估计方法为文献[20]中的压缩感知稀疏信道估计方法。图 4 为不同时刻对信道冲激响应的估计结果。可以看出, 由于水库水深较浅, 并且发射端离岸边较近, 造成发射声波的多次发射, 使得试验水声信道为一密集多径信道。由图 4 可见, 信道具有一定的时变性, 多径扩展约为 30 ms, 相当于 60 个码元宽度, 在主路径之前有较强的多径干扰。

分别采用文献[14]所采用的低复杂度 IBDFE、文献[15]所采用的 HD-IBDFE 和本文所提出的 SD-IBDFE 对试验数据进行处理, 其中低复杂度 IBDFE 参数设置与文献[14]中相同, 迭代次数为 2 次, HD-IBDFE 和 SD-IBDFE 的最大迭代次数为 5 次。需要指出的是, 1 次迭代的 HD-IBDFE 由于没有反馈, 即相当于 MMSE 均衡器。



图3 试验区域地理环境

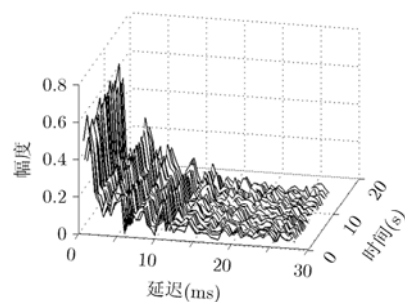


图4 试验时变信道冲激响应函数图

表2给出了6个接收水听器,4种均衡器不同迭代次数时的误码率。从表上可以看出,相比于MMSE均衡器(1次迭代的HD-IBDFE),采用迭代形式的IBDFE能明显的提高系统性能;2次迭代的低复杂度IBDFE的误码率维持在 3×10^{-2} 左右,相比之下,2次迭代的HD-IBDFE和SD-IBDFE误码率都有一定程度的降低,当然其计算复杂度也相应提高;经过5次迭代后,对于单通道无编码数据,未采用迭代信道估计的HD-IBDFE系统的误码率维持在 2×10^{-2} 左右,相比于2次迭代的HD-IBDFE,其误码率下降效果并不明显;而5次迭代的SD-IBDFE系统误码率为 5×10^{-3} ,相比于2次迭代处理,误码率下降了一个数量级。可见随着迭代次数增加,SD-IBDFE误码率降低效果显著;而对于HD-IBDFE,由于硬判决会引入错误判决符号,增加迭代次数,性能提高并不明显。

同时表2还给出了采用迭代信道估计后HD-IBDFE和SD-IBDFE的误码结果。由于接收船未抛锚固定,试验信道表现出慢时变性,从数据处理结果上看,采用迭代信道估计对HD-IBDFE和SD-IBDFE性能都有一定的提高,但是对于HD-IBDFE系统,其性能增益更大。这是因为未采用迭代信道估计的HD-IBDFE系统性能较差,当提高信道估计精度后就能很好的改进系统性能。可见对于这种慢时变信道,提出的迭代信道估计能够很好地提高系统性能。采用迭代信道估计后,SD-IBDFE的误码

率依旧低于HD-IBDFE,为后者的一半左右,体现了SD-IBDFE的优势。

表3给出了3种均衡器的输出信噪比结果。从表上可以得到,HD-IBDFE和SD-IBDFE的输出信噪比明显高于低复杂度IBDFE;而HD-IBDFE和SD-IBDFE两者相比,SD-IBDFE的输出信噪比HD-IBDFE高了1.50 dB左右,证明了本方法性能优于HD-IBDFE方法。

为了进一步对比HD-IBDFE和SD-IBDFE性能,图5和图6给出了在使用第3个接收水听器,不同迭代次数时HD-IBDFE和SD-IBDFE输出信号的星座图和输出信噪比。从图上可明显看出,采用SD-IBDFE输出星座图随着迭代次数的增加分隔越来越明显。对两种均衡器的输出信噪比进行比较,对于HD-IBDFE,迭代2次比迭代1次输出信噪比增益为0.89 dB,而迭代5次相比迭代2次有1.29 dB的增益;对于SD-IBDFE,迭代2次比迭代1次输出信噪比增加了1.54 dB,而迭代5次相比迭代2次有1.7 dB的增益。与HD-IBDFE相比,SD-IBDFE在第2次和第4次迭代输出信噪比增益分别为0.79 dB和1.20 dB。可见增加迭代次数,能够明显提高SD-IBDFE性能,而对于HD-IBDFE,性能提高并不明显。此结论也可由表2中误码率结果对比得出,这是因为SD-IBDFE采用软信息迭代方式,能够较好地消除硬判决造成的误差传播。

表2 QPSK调制单通道的误码率(%)

通道	低复杂度IBDFE		HD-IBDFE			SD-IBDFE			
	2次	1次(MMSE)	2次	5次	5次(信道迭代)	1次	2次	5次	5次(信道迭代)
1	2.69	4.06	2.36	2.17	0.74	4.17	1.33	0.52	0.24
2	2.38	3.59	2.20	2.04	0.66	3.56	1.40	0.48	0.27
3	2.90	3.70	1.92	1.78	0.70	3.72	1.13	0.48	0.30
4	3.33	4.84	2.89	2.56	1.06	4.78	1.63	0.58	0.28
5	4.03	5.01	3.22	3.05	0.97	4.91	1.86	0.87	0.54
6	2.98	4.11	2.42	2.17	0.71	4.17	1.42	0.64	0.30

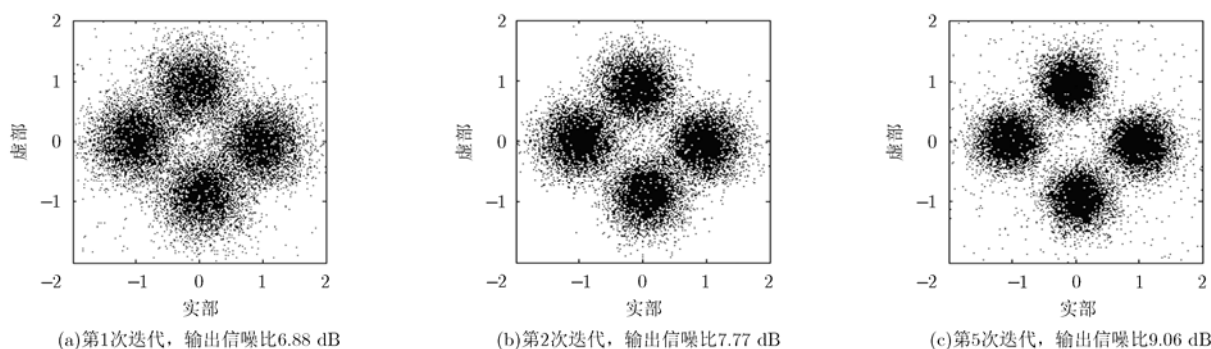


图5 第3通道 QPSK 实验结果: HD-IBDFE 输出星座图和输出信噪比

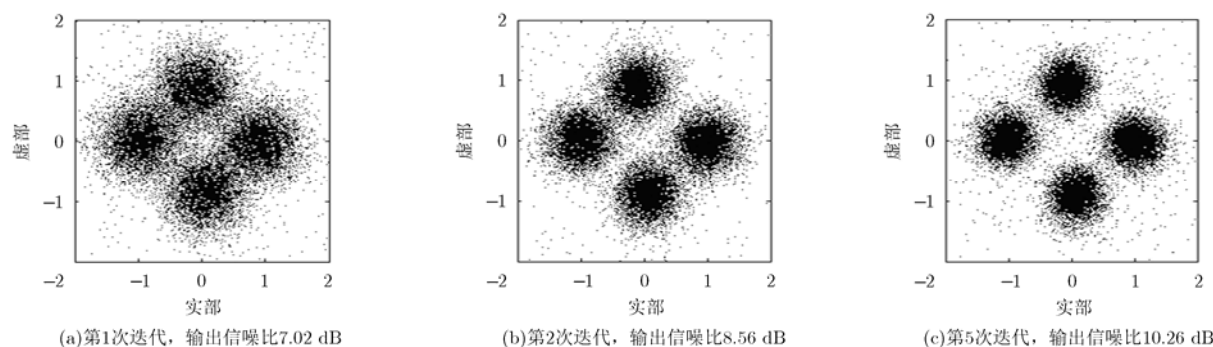


图6 第3通道 QPSK 实验结果: SD-IBDFE 输出星座图和输出信噪比

表 3 迭代5次单通道的输出信噪比对比(dB)

通道	低复杂度 IBDFE	HD-IBDFE	SD-IBDFE
1	7.98	9.11	10.64
2	8.35	9.13	10.57
3	7.91	9.06	10.26
4	7.66	8.74	10.47
5	7.28	8.60	9.94
6	7.84	9.22	10.41

6 结论

本文对单载波块迭代判决反馈均衡水声通信方法进行了研究, 提出了基于软判决的块迭代判决反馈均衡器。通过对均衡器输出信号进行软符号判决, 将得到的软信息进行反馈, 以消除信道影响; 同时利用 PN 码来作为循环前缀并进行信道估计、残留多普勒补偿。为了适应水声信道的时变性, 采用了迭代信道估计。由仿真结果可知, SD-IBDFE 均衡算法明显优于 HD-IBDFE 均衡算法。对所提的方法进行了湖上试验验证, 试验处理结果表明该方法在通信距离为 1.8 km 的浅水复杂信道条件下, 单通道无编码误码率达到 10^{-3} , 能实现有效数据率为 3000 bps 的通信。与其它已有的水声通信均衡处理方法相比, 该均衡器能够明显提高系统可靠性。

参考文献

- [1] ZHENG Y R, XIAO C S, YANG T C, *et al.* Frequency-domain channel estimation and equalization for shallow-water acoustic communications[J]. *Physical Communication*, 2010, 3(1): 48-63. doi: 10.1016/j.phycom.2009.08.010.
- [2] XIA M L, ROUSEFF D, RITCEY J A, *et al.* Underwater acoustic communication in a highly refractive environment using SC-FDE[J]. *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, 2013, 29(3): 491-499. doi: 10.1109/JOE.2013.2257232.
- [3] FALCONER D, ARIYAVISITAKUL S L, BENYAMIN-SEYYAR A, *et al.* Frequency domain equalization for single-carrier broadband wireless systems[J]. *IEEE Communications Magazine*, 2002, 40(4): 58-66. doi: 10.1109/35.995852.
- [4] BENVENUTO N and TOMASIN S. Iterative design and detection of a DFE in the frequency domain[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2005, 53(11): 1867-1875. doi: 10.1109/TCOMM.2005.858666.
- [5] BENVENUTO N, DINIS R, FALCONER D, *et al.* Single carrier modulation with nonlinear frequency domain equalization: an idea whose time has come again[J]. *Proceedings of the IEEE*, 2010, 98(1): 69-96. doi: 10.1109/JPROC.2009.2031562.
- [6] AL-IESAWI S A, AHMED M S, and SALMAN T M. Iterative block DFE (IBDFE) and IC techniques based chip-

- level multiple access systems[C]. Electrical, Communication, Computer, Power, and Control Engineering International Conference 2013, Mosul, Iraq, 2013: 42–45. doi: 10.1109/ICECCPCE.2013.6998768.
- [7] ASSUNÇÃO J, SILVA A, DINIS R, *et al.* IB-DFE-based receivers for MC-CDMA systems with interference alignment[C]. 2014 IEEE Symposium on Computers and Communication, Funcha, Portugal, 2014: 1–6. doi: 10.1109/ISCC.2014.6912557.
- [8] 张磊, 蒋伟, 项海格. 一种单载波频域均衡输出符号的软信息计算方法[J]. 电子与信息学报, 2008, 30(8): 1806–1809.
- ZHANG Lei, JIANG Wei, and XIANG Haige. A soft output information calculation method for SC-FDE[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2008, 30(8): 1806–1809.
- [9] ZHANG C, WANG Z C, PAN C Y, *et al.* Low-complexity iterative frequency domain decision feedback equalization[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2011, 60(3): 1295–1301. doi: 10.1109/TVT.2011.2109017.
- [10] 顾晨阳, 杨瑞, 盛文钦, 等. 单载波频域均衡系统中一种简化的IBDFE算法[J]. 电子学报, 2014, 42(9): 1699–1704. doi: 10.3969/j.issn.0372-2112.2014.09.006.
- GU Chenyang, YANG Rui, SHENG Wenqin, *et al.* A simplification of IBDFE algorithm in single carrier frequency domain equalization system[J]. *Acta Electronica Sinica*, 2014, 42(9): 1699–1704. doi: 10.3969/j.issn.0372-2112.2014.09.006.
- [11] PEDROSA P, DINIS R, NUNES F, *et al.* Joint frequency domain equalisation and phase noise estimation for single-carrier modulations in doubly-selective channels[J]. *IET Communications*, 2015, 9(8): 1138–1146. doi: 10.1049/iet-com.2014.0900.
- [12] PEDROSA P, DINIS R, and NUNES F. Joint equalization and phase drift compensation for the underwater acoustic channel[C]. IEEE Vehicular Technology Conference Fall, Vancouver, BC, Canada, 2014: 1–6. doi: 10.1109/VTCFall.2014.6966029.
- [13] HE C B, HUANG J Q, ZHANG Q F, *et al.* Single carrier frequency domain equalizer for underwater wireless communication[C]. WRI International Conference on Communications and Mobile Computing, Kunming, China, 2009: 186–190. doi: 10.1109/CMC.2009.24.
- [14] 何成兵, 黄建国, 孟庆微, 等. 基于扩频码的单载波迭代频域均衡水声通信[J]. 物理学报, 2013, 62(23): 234301. doi: 10.7498/aps.62.234301.
- HE Chengbing, HUANG Jianguo, MENG Qingwei, *et al.* PN-based single carrier block transmission with iterative frequency domain equalization over underwater acoustic channels[J]. *Acta Physica Sinica*, 2013, 62(23): 234301. doi: 10.7498/aps.62.234301.
- [15] SUN H X, GUO Y H, KUAI X Y, *et al.* Iterative block DFE for underwater acoustic single carrier system[J]. *China Communications*, 2012, 9(7): 121–126.
- [16] 张歆, 张小蓟. 水声信道中的迭代分组判决反馈均衡器[J]. 电子与信息学报, 2013, 35(3): 683–688. doi: 10.3724/SP.J.1146.2012.00948.
- ZHANG Xin and ZHANG Xiaoji. Iterative block decision feedback equalization for underwater acoustic channels[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2013, 35(3): 683–688. doi: 10.3724/SP.J.1146.2012.00948.
- [17] LAM C T, FALCONER D D, and DANILO-LEMOINE F. Iterative frequency domain channel estimation for DFT-precoded OFDM systems using in-band pilots[J]. *IEEE Journal Selected Areas in Communications*, 2008, 26(2): 348–358. doi: 10.1109/JSAC.2008.080211.
- [18] COELHO F, DINIS R, and MONTEZUMA P. Joint detection and channel estimation for block transmission schemes[C]. Military Communications Conference, San Jose, USA, 2010: 1765–1770. doi: 10.1109/MILCOM.2010.5680240.
- [19] HUANG G, NIX A, and ARMOUR S. DFT-Based channel estimation and noise variance estimation techniques for single-carrier FDMA[C]. IEEE Vehicular Technology Conference Fall 2010, Ottawa, Canada, 2010: 1–5. doi: 10.1109/VETECF.2010.5594158.
- [20] 孟庆微, 黄建国, 何成兵, 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.
- MENG Qiangwei, HUANG Jianguo, HE Chengbing, *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.
- 景连友: 男, 1986年生, 博士生, 研究方向为水声通信、信道均衡、信道估计.
- 何成兵: 男, 1981年生, 副教授, 研究方向为水声通信、通信信号处理.
- 张玲玲: 女, 1986年生, 博士生, 研究方向为水声通信、信道均衡.
- 孟庆微: 男, 1980年生, 讲师, 研究方向为水声通信、Turbo均衡.
- 黄建国: 男, 1945年生, 教授, 研究方向为水下信号处理、水声通信.
- 张群飞: 男, 1980年生, 教授, 研究方向为阵列信号处理、水下信号处理.