

引用格式: 田亚男, 张爱国, 李林, 等. 冰下单载波水声通信试验研究[J]. 声学技术, 2022, 41(5): 648-653. [TIAN Yanan, ZHANG Aiguo, LI Lin, et al. Experimental research on single-carrier under-ice acoustic communication[J]. Technical Acoustics, 2022, 41(5): 648-653.] DOI: 10.16300/j.cnki.1000-3630.2022.05.003

冰下单载波水声通信试验研究

田亚男^{1,2,3}, 张爱国⁴, 李林^{1,2,3}, 朱广军^{1,2,3}, 李文君⁴, 要津⁴

(1. 哈尔滨工程大学水声技术重点实验室, 黑龙江哈尔滨 150001;

2. 海洋信息获取与安全工信部重点实验室(哈尔滨工程大学), 工业和信息化部, 黑龙江哈尔滨 150001;

3. 哈尔滨工程大学水声工程学院, 黑龙江哈尔滨 150001;

4. 哈尔滨工程大学青岛船舶科技有限公司, 山东青岛 266400)

摘要: 北极地区战略地位的提高促进了极区各种应用的快速发展, 冰下水声通信成为其中一个热点问题。为了研究冰下单载波水声通信性能, 在黄海冰区开展冰下试验。重点分析了内嵌锁相环的多通道判决反馈均衡(Multi-channel Decision Feedback Equalization, M-DFE)技术在冰下水声通信中抗多途时延的能力, 研究比较了改进比例归一化最小均方(Improved Proportional normalized Least Mean Square, IPNLMS)算法和递归最小二乘(Recursive Least Squares, RLS)算法的均衡性能。试验结果表明 IPNLMS 和 RLS 都能克服信道多途效应带来的影响。在牺牲计算复杂度的前提下, RLS 具有更好的均衡效果, M-DFE 在冰下环境中能够有效消除码间干扰。

关键词: 冰下水声通信; 多通道判决反馈均衡(M-DFE); 码间干扰

中图分类号: TN91

文献标志码: A

文章编号: 1000-3630(2022)-05-0648-06

Experimental research on single-carrier under-ice acoustic communication

TIAN Yanan^{1,2,3}, ZHANG Aiguo⁴, LI Lin^{1,2,3}, ZHU Guangjun^{1,2,3}, LI Wenjun⁴, YAO Jin⁴

(1. Acoustic Science and Technology Laboratory, Harbin Engineering University, Harbin 150001, Heilongjiang, China;

2. Key Laboratory of Marine Information Acquisition and Security (Harbin Engineering University), Ministry of Industry and Information Technology, Harbin 150001, Heilongjiang, China;

3. College of Underwater Acoustic Engineering, Harbin Engineering University, Harbin 150001, Heilongjiang, China;

4. Harbin Engineering University Qingdao Ship Science and Technology Corporation, Qingdao 266400, Shandong, China)

Abstract: The improvement of the strategic position of the Arctic region has promoted the rapid development of various applications in the polar region, and the under-ice acoustic communication becomes one of the hot issues. In order to study the performance of single-carrier acoustic communication under ice, an under-ice test was conducted in the Yellow Sea ice area. The multi-channel decision feedback equalization (M-DFE) technique with embedded phase-locked loop is mainly concerned with the ability to resist multipath delays in under-ice acoustic communication, and the equalization performances of the improved proportional normalized least mean square (IPNLMS) algorithm and the recursive least squares (RLS) algorithm are studied and compared. The experimental results show that both IPNLMS and RLS algorithms can overcome the impact of channel multipath effects. RLS algorithm has a better equalization effect at the expense of computational complexity, and M-DFE technique can effectively eliminate inter-symbol interference in the under-ice environment.

Key words: under-ice acoustic communication; multi-channel decision feedback equalization (M-DFE); inter-symbol interference

0 引言

近年来, 随着北极地区冰雪的快速融化, 各国

都希望在北极开辟新航道, 并对其海底储藏的丰富油气资源进行高效开发和利用。这极大地促进了极区各种应用的发展, 其中冰下通信得到了广泛关注。为了有效控制自主水下航行器(Autonomous Underwater Vehicle, AUV)和无人水下航行器(Unmanned Underwater Vehicle, UUV)并监测海冰的下降趋势, 迫切需要极地冰下通信的支持。在极地冰下环境中, AUV、UUV等在一些科学研究中发挥

收稿日期: 2021-03-05; 修回日期: 2021-04-14

基金项目: 青岛创业创新领军人才计划项目(18-1-2-16-zhc)。

作者简介: 田亚男(1995—), 女, 山东临沂人, 博士研究生, 研究方向为水声通信。

通信作者: 田亚男, E-mail: tianyanan@hrbeu.edu.cn

重要作用^[1-3]。同时, 北极海冰的覆盖率逐渐下降, 发现并预测海冰融化趋势对于极区环境监测是十分有必要的^[4-5]。常年受冰层覆盖的影响, 北极水域内的军事、民用等冰下活动需要依靠声学技术, 对于北极冰下的信息交互, 水声通信是最为可取的手段。与开放水域介质不同, 冰下介质呈正梯度分布。信号在每次反射时从冰中散射, 这意味着传输损耗增加且传播条件变得复杂, 使得信号在传输过程中严重失真^[6-7]。

目前, 常用的水声通信技术主要有扩频技术、正交频分复用(Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM)技术、单载波技术等。扩频技术适用于高质量远距离水声通信, 但是其通信速率一般在几十比特量级, 无法满足高速率要求^[8]。OFDM具有抗多途能力强、频带利用率高、通信速率快和实现复杂度低等优点, 但它对频偏和相位噪声比较敏感, 抗多普勒能力弱。而多普勒效应会对子载波间的正交性产生影响, 造成子载波的干扰, 因此接收端需要通过复杂的算法来解决子载波干扰的问题。同时, OFDM信号的峰值平均功率比很高, 信号的传输和接收存在一定困难^[9]。相比之下, 单载波水声通信技术在抗多普勒频偏和峰值平均功率比方面具有较大优势, 同时它的传输速率能达到千赫兹量级, 与扩频通信相比, 通信速率快^[10]。单载波水声通信的这些优势使其成为当今水声通信领域的一个研究热点。

多途时延造成的码间干扰是影响通信性能的重要因素。在单载波通信中, 抑制码间干扰的研究主要集中在信道均衡技术^[11]。信道均衡主要分为频域均衡和时域均衡^[12]。尽管频域均衡计算量较小, 但是它需要插入大量的训练序列或者导频序列, 严重影响了通信速率。因此, 本文的研究主要集中在时域均衡上。其中, 内嵌锁相环的自适应多通道判决反馈均衡器(Multi-Channel Decision Feedback Equalization, M-DFE)以其优越的性能被广泛使用^[13-14]。

本文主要通过处理黄海冰下试验数据研究M-DFE在冰下环境中的性能, 并比较了递归最小二乘(Recursive Least Squares, RLS)和改进比例归一化最小均方误差(Improved Proportional Normalized Least Mean Square, IPNLMS)两种常用的均衡方法。

1 多通道判决反馈均衡器(M-DFE)

多通道判决反馈均衡器(M-DFE)利用不同阵元信号的联合处理来抵抗水声多途信道引起的衰落, 能够有效提高系统性能。

M-DFE的结构框图如图1所示。在图1中, $y_i(n)$ 为不同阵元接收信号, $i=1, 2, \dots, N$, N 为接收阵元个数。 $a_i(n)$ 为前馈滤波器抽头, 长度为 L_1 , N 个接收阵元的前馈抽头组成长度为 NL_1 的 $\mathbf{a}(n)$ 。 $\mathbf{b}(n)$ 为反馈滤波器抽头, 长度为 L_2 。 $\mathbf{a}(n)$ 和 $\mathbf{b}(n)$ 构成均衡器总抽头为 $\mathbf{w}(n)$ 。 $\mathbf{p}(n)$ 为前馈滤波器的输出, $\mathbf{q}(n)$ 为反馈滤波器的输出, $\tilde{\mathbf{d}}(n)=\mathbf{p}(n)+\mathbf{q}(n)$ 为整个均衡器的输出。

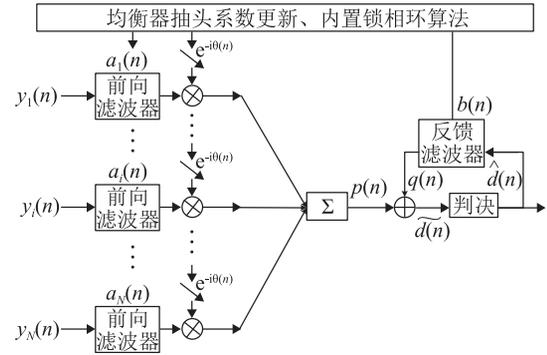


图1 M-DFE结构框图

Fig.1 Block diagram of M-DFE

在前向滤波的过程中, 将相位 $\theta(n)$ 加入到输入信号中, 利用内置锁相环对随机相位进行补偿。以RLS为例, M-DFE更新过程为:

(1) 初始化参数: 选择接收阵元个数 N ; 设定均衡器前馈长度 L_1 和反馈长度 L_2 ; $n=0$ 时刻均衡器抽头系数为 $\mathbf{w}=[0 \ \dots \ 0]^T$; 输入信号相关矩阵的逆为 $\mathbf{P}[0]=\delta\mathbf{I}$, 其中 \mathbf{I} 为单位阵, δ 为常数; λ 为遗忘因子。

(2) n 时刻更新均衡器抽头系数:

$$\begin{cases} \mathbf{e}(n) = \mathbf{d}(n) - \mathbf{w}^H(n)\mathbf{z}(n) \\ \mathbf{K}(n) = \frac{\mathbf{P}(n-1)\mathbf{z}(n)}{\lambda + \mathbf{z}^H(n)\mathbf{P}(n-1)\mathbf{z}(n)} \\ \mathbf{P}(n) = \frac{1}{\lambda} \{ \mathbf{P}(n-1) - \mathbf{K}(n)\mathbf{z}^H(n)\mathbf{P}(n-1) \} \\ \mathbf{w}(n) = \mathbf{w}(n-1) + \mathbf{K}(n)\mathbf{e}^*(n) \end{cases} \quad (1)$$

其中, $\mathbf{d}(n)$ 为期望信号, $\mathbf{z}(n)$ 由 N 个接收阵元符号和已判决符号共同构成。

不同均衡算法的区别在于 $\mathbf{w}(n)$ 的更新方程不同。对于IPNLMS, 更新方程为

$$\begin{cases} \mathbf{a}(n) = \mathbf{a}(n-1) + \mu \frac{\mathbf{e}(n)\mathbf{G}_a(n)\mathbf{y}(n)\mathbf{e}^{-j\theta(n)}}{\delta_a + \mathbf{y}^H(n)\mathbf{G}_a(n)\mathbf{y}(n)} \\ \mathbf{b}(n) = \mathbf{b}(n-1) + \mu \frac{\mathbf{e}(n)\mathbf{G}_b(n)\tilde{\mathbf{d}}(n)}{\delta_b + \tilde{\mathbf{d}}^H(n)\mathbf{G}_b(n)\tilde{\mathbf{d}}(n)} \end{cases} \quad (2)$$

其中, μ 为迭代步长, δ_a 、 δ_b 为很小的正数, $\mathbf{G}_a(n)$ 、 $\mathbf{G}_b(n)$ 为对角阵, 对角线元素为

$$\begin{cases} g_a(n) = \frac{1-\alpha}{2NL_1} + (1+\alpha) \frac{|a(n)|}{2\|a(n)\|_1 + \delta_a} \\ g_b(n) = \frac{1-\alpha}{2L_2} + (1+\alpha) \frac{|b(n)|}{2\|b(n)\|_1 + \delta_b} \end{cases} \quad (3)$$

数字锁相环的相位更新方程为

$$\theta(n+1) = \theta(n) + P_1 \Phi(n) + P_2 \sum_{i=0}^n \Phi(i) \quad (4)$$

其中, P_1 和 P_2 为比例和积分常量。常取 $P_1 = 10P_2$ 。 $\Phi(n) = \text{Im}\{p(n)[d(n) + q(n)]^*\}$, 其中, $\text{Im}(\cdot)$ 表示取复数的虚部。

2 试验设计及布局

2020年1月15日在黄海北部浮冰区进行了单载波水声通信试验。图2为在发射船拍摄的试验现场的浮冰情况。具体的试验布局方案如图3所示, 发射端采用工作频带为8~20 kHz的换能器, 布放深度约为水下7 m。接收端使用间距为1 m的7阵元自容式接收阵, 布放深度为1~7 m。本次试验中使用的试验船无破冰能力, 为了开展此次试验, 试验船沿着冰边缘航行。发射船和接收船之间的水平距离为5.5 km。M-DFE通过多阵元联合处理来获得增益, 达到更好的均衡效果。同时, 阵元数目的增加也会带来计算复杂度的增加, 对通信系统中处理器的运算能力提出很大挑战。若无特殊说明, 文中仅利用2号和3号阵元进行两阵元M-DFE处理。从下文中的结果可以看到, 两阵元联合处理能达到较好的均衡性能, 同时计算复杂度适中。



图2 试验现场的浮冰情况
Fig.2 Ice floating scene at the test site

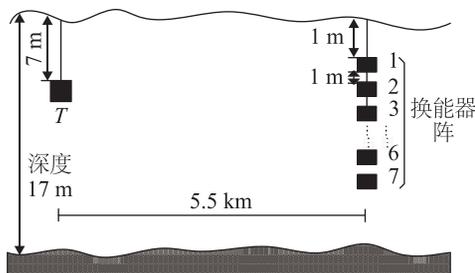


图3 冰下试验的布设
Fig.3 Layout of under-ice tests

试验中, 发送数据格式如图4所示, 数据由线性调频序列(Linear Frequency Modulation, LFM)和经过调制后的信息序列构成, 其中LFM用于接收信号同步和多普勒测量。每帧中包含50个信息数据块, 每个数据块中含有1 024个符号。信息符号调制方式包括二进制相移键控(Binary Phase Shift Keying, BPSK)、正交相移键控(Quadrature Phase Shift Keying, QPSK)和八进制相移键控(8 Phase Shift Keying, 8PSK), 比特率包括1、2、3、4、6、8和12 $\text{kb}\cdot\text{s}^{-1}$, 每个数据块前300个(BPSK、QPSK)或500个(8PSK)符号做训练序列, 剩余符号为数据序列。对于1 $\text{kb}\cdot\text{s}^{-1}$ 的BPSK、2 $\text{kb}\cdot\text{s}^{-1}$ 的QPSK和3 $\text{kb}\cdot\text{s}^{-1}$ 的8PSK, 每种调制方式发送2帧; 对于2 $\text{kb}\cdot\text{s}^{-1}$ 的BPSK、4 $\text{kb}\cdot\text{s}^{-1}$ 的QPSK和6 $\text{kb}\cdot\text{s}^{-1}$ 的8PSK, 每种调制方式发送3帧; 对于4 $\text{kb}\cdot\text{s}^{-1}$ 的BPSK、8 $\text{kb}\cdot\text{s}^{-1}$ 的QPSK和12 $\text{kb}\cdot\text{s}^{-1}$ 的8PSK, 每种调制方式发送4帧。

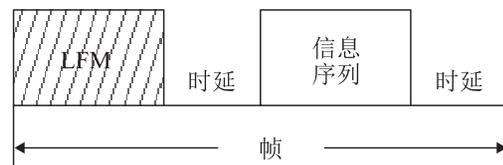


图4 发送数据格式
Fig.4 Data format of sending data

由2号单阵元采集到的信号的时域波形如图5。从图中可以看到, 接收信号完全淹没在噪声中, 信号的信噪比小于-5 dB, 经过带通滤波后, 带内信噪比高于5 dB。

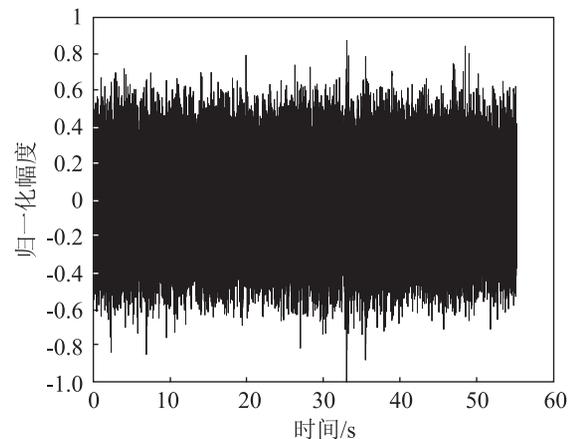


图5 接收信号波形
Fig.5 Waveform of received signal

3 冰下水声信道估计

假设信道非因果部分长度为5 ms, 因果部分长度为20 ms。以比特率为4 $\text{kb}\cdot\text{s}^{-1}$ 和8 $\text{kb}\cdot\text{s}^{-1}$ 的QPSK及比特率为6 $\text{kb}\cdot\text{s}^{-1}$ 和12 $\text{kb}\cdot\text{s}^{-1}$ 的8PSK符号为例, ,

利用最小二乘(Least square, LS)算法得到信道估计结果如图6和图7所示。

从图6、7所示的信道估计结果可以看出:(1)信道多途时延可达数十毫秒,接收端需要利用均衡器来克服长多途时延造成的码间干扰;(2)2号阵元和3号阵元的信道存在差异性,且两个信道都具有时变、空变特性。为了跟踪信道的变化,选用自适应均衡器;(3)信道存在非因果和因果部分,这表明当前时刻之前和之后的码元都会对当前时刻产生影响,为了消除这些影响,采用加入判决反馈的自适应均衡器;(4)信道呈现稀疏特性,信道的大部分能量只集中在少数抽头上。在均衡器中利用信道的稀疏性可以提高均衡性能。

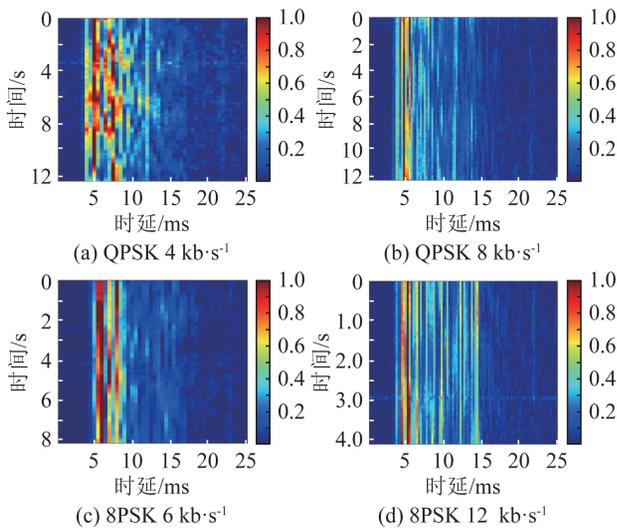


图6 不同速率的QPSK、8PSK符号调制方式的2号阵元信道估计结果

Fig.6 Channel estimation result of element 2 under QPSK and 8PSK symbol modulation at different rates

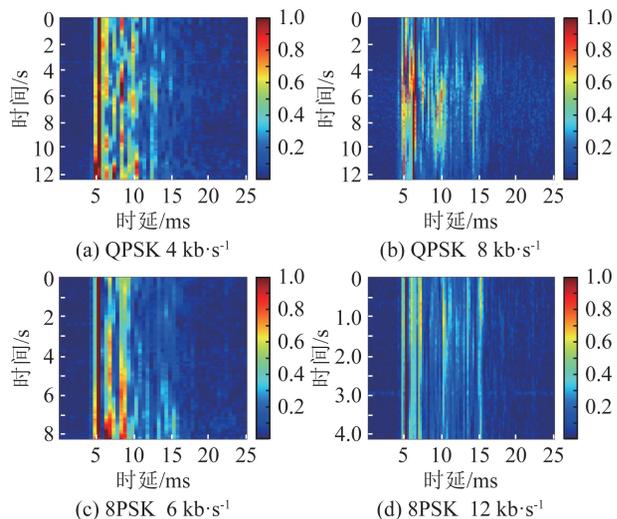


图7 不同速率的QPSK、8PSK符号调制方式的3号阵元信道估计结果

Fig.7 Channel estimation result of element 3 under QPSK and 8PSK symbol modulation at different rates

4 冰下水声信道均衡

为了消除时变水声信道带来的码间干扰,采用自适应判决反馈均衡技术。均衡器分别采用IPNLMS和RLS算法,其中IPNLMS利用了信道的稀疏特性。根据信道估计结果,设单阵元前馈滤波器长度为30个符号,则两个阵元M-DFE前馈总长度为60个符号。反馈滤波器长度为30个符号。对于IPNLMS算法, $\mu=0.2$, $\alpha=-0.5$, $\delta_a=\delta_b=10^{-8}$ 。对于RLS算法,遗忘因子 $\lambda=0.9985$,初始化参数 $\delta=0.1$,二阶锁相环系数为 $P_1=0.0001$, $P_2=0.00001$ 。参数的选择原则是使均衡误码性能最优。文中分别利用单阵元均衡和两个阵元M-DFE联合均衡,并比较其均衡性能。训练序列长度为300个符号,统计每帧中落在特定误码率区间内数据块块的数目作为衡量均衡器性能指标,得到的结果如图8所示。

图8(a)~8(h)中,I表示2号单阵元IPNLMS均衡结果,II表示2号单阵元RLS均衡结果,III表示2号和3号两阵元联合IPNLMS均衡的结果,IV表示2号和3号两阵元联合RLS均衡的结果。由结果可以看出:(1)相同传输速率的情况下,随着调制阶数的增加,均衡性能下降。(2)相同调制方式时,随着传输速率的增大,系统误码率增加。(3)相同调制方式、同等速率下,不同帧之间的均衡效果有差异,这可能与信道的时变性和信噪比有关。(4)无论在何种均衡方式下,两阵元联合处理的结果优于单阵元的结果,但这同时带来了计算复杂度的增加。(5)从统计结果来看,RLS的均衡效果优于IPNLMS的均衡效果,应该注意到的是RLS的复杂度与均衡器长度的平方成正比。在计算复杂度无限制的条件下,利用RLS能达到更好的均衡效果。

由图6、7可以看出,对于符号率为 $12\text{ kb}\cdot\text{s}^{-1}$ 的8PSK信号,信道结构较为复杂,利用单阵元不能正确解码。此时,比较两阵元M-DFE(2号+3号)和三阵元(2号+3号+4号)M-DFE对第一帧解码的性能。与前述情况相比,此时信道结构更加复杂,多途时延更大,需要的均衡器抽头个数也更多。因此设三阵元M-DFE前馈滤波器的总长度为120个符号,反馈滤波器的长度为30个符号,两阵元M-DFE前馈滤波器长度为80个符号,反馈滤波器长度为30个符号。训练序列长度为500个符号,均衡器其余参数不变,得到的解码结果如图8(i)所示。

图8(i)中I表示两阵元联合IPNLMS均衡的结

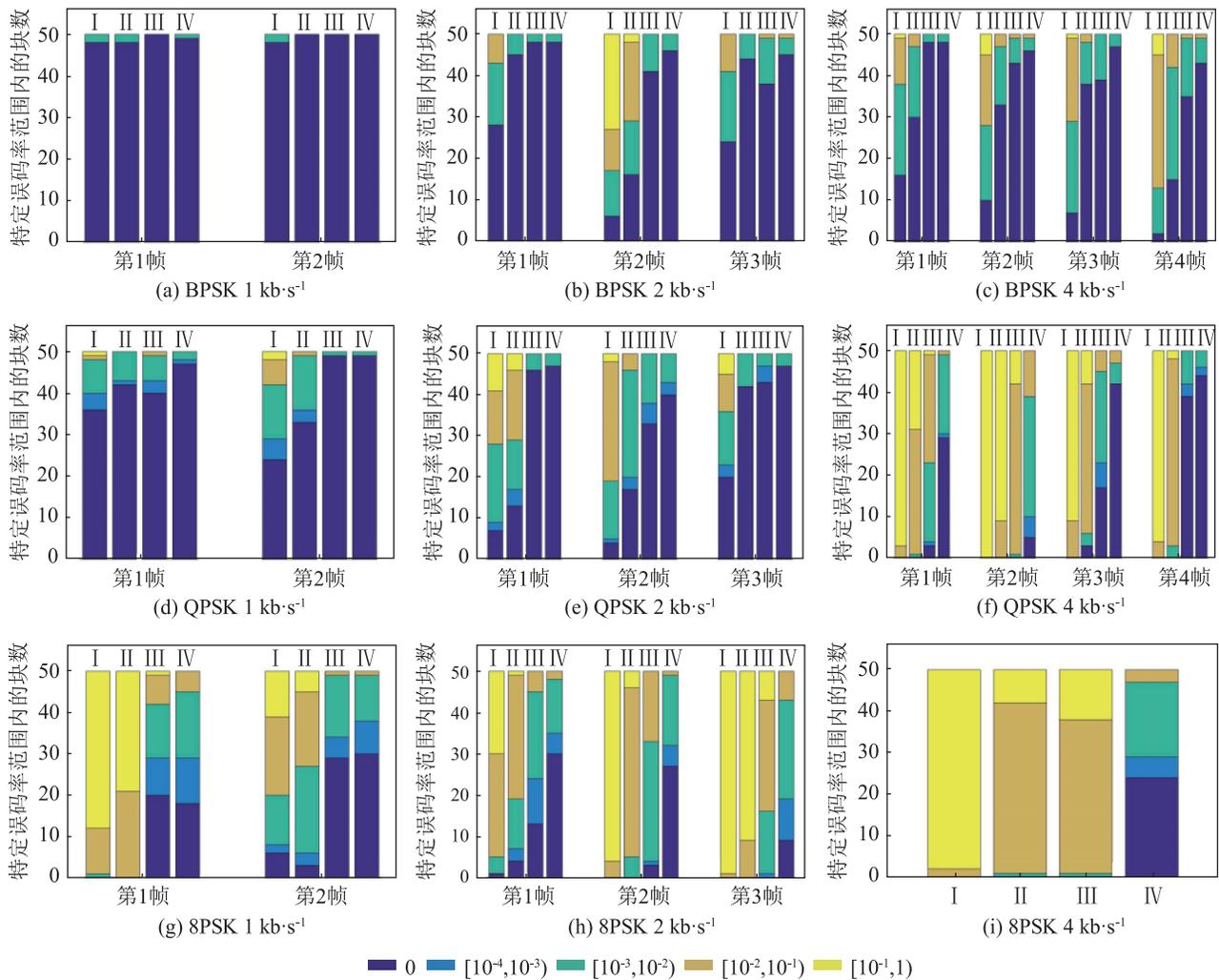


图8 不同情况下的均衡性能比较

Fig.8 Comparison of equalization performances under different conditions

果, II表示两阵元联合RLS均衡的结果, III表示三阵元联合IPNLMS均衡的结果, IV表示三阵元联合RLS均衡的结果。由该结果可以看出, 三阵元M-DFE结果明显优于两阵元M-DFE的结果。同时应该注意的是, 三阵元M-DFE的计算复杂度高于两阵元M-DFE的计算复杂度。

5 结论

本文主要研究了内嵌锁相环多通道判决反馈均衡技术(M-DFE)在冰下水声通信中的应用, 重点比较了两种常用的均衡方法。对黄海冰下试验数据进行了分析, 结果表明, 对于不同通信速率的BPSK、QPSK、8PSK符号, 利用两阵元或三阵元M-DFE处理后, 解码性能较单阵元DFE相比均有明显提升。RLS均衡性能优于IPNLMS均衡性能, 但这是以增加系统计算复杂度为代价的。试验结果表明, 在冰下水声通信中使用M-DFE抵抗多途干扰是有效可行的, 这对北极冰下通信具有一定的借鉴意义。

参考文献

- [1] 李启虎, 王宁, 赵进平, 等. 北极水声学: 一门引人关注的新型学科[J]. 应用声学, 2014, 33(6): 471-483.
LI Qihu, WANG Ning, ZHAO Jinping, et al. Arctic underwater acoustics: an attractive new topic in ocean acoustics[J]. Journal of Applied Acoustics, 2014, 33(6): 471-483.
- [2] 李启虎, 黄海宁, 尹力, 等. 北极水声学研究的新进展和新动向[J]. 声学学报, 2018, 43(4): 420-431.
LI Qihu, HUANG Haining, YIN Li, et al. Progresses and advances in Arctic underwater acoustic study[J]. Acta Acustica, 2018, 43(4): 420-431.
- [3] FREITAG L, KOSKI P, SINGH S, et al. Acoustic communications under shallow shore-fast Arctic Ice[C]//OCEANS 2017 - Anchorage. Anchorage, AK, USA. IEEE, 2017: 1-5.
- [4] TIAN Y N, HAN X, YIN J W, et al. Adaption penalized complex LMS for sparse under-ice acoustic channel estimations[J]. IEEE Access, 2018, 6: 63214-63222.
- [5] KINDA G B, SIMARD Y, GERVAISE C, et al. Under-ice ambient noise in Eastern Beaufort Sea, Canadian Arctic, and its relation to environmental forcing[J]. The Journal of the Acoustical Society of America, 2013, 134(1): 77-87.
- [6] FREITAG L, KOSKI P, MOROZOV A, et al. Acoustic communications and navigation under Arctic ice[C]//2012 Oceans.

- Hampton Roads, VA, USA. IEEE, 2012: 1-8.
- [7] YEW C H, WENG X. A study of reflection and refraction of waves at the interface of water and porous sea ice[J]. The Journal of the Acoustical Society of America, 1987, **82**(1): 342-353.
- [8] 雷开卓, 韩晶, 黄建国. 直接序列扩频水声通信中的自适应多普勒补偿方法[J]. 西北工业大学学报, 2010, **28**(6): 829-833.
LEI Kaizhuo, HAN Jing, HUANG Jianguo. Adaptive Doppler compensation for direct-sequence spread-spectrum underwater acoustic communication[J]. Journal of Northwestern Polytechnical University, 2010, **28**(6): 829-833.
- [9] 张舒然, 武岩波, 朱敏, 等. 一种鲁棒性强的OFDM水声通信系统[J]. 应用声学, 2019, **38**(4): 635-644.
ZHANG Shuran, WU Yanbo, ZHU Min, et al. A robust OFDM underwater acoustic communication system scheme [J]. Journal of Applied Acoustics, 2019, **38**(4): 635-644.
- [10] ZHANG Y W, LIU L, SUN D J, et al. Single-carrier underwater acoustic communication combined with channel shortening and dichotomous coordinate descent recursive least squares with variable forgetting factor[J]. IET Communications, 2015, **9**(15): 1867-1876.
- [11] 张殿伦, 肖爽, 张友文, 等. 基于稀疏时变水声信道的判决反馈均衡算法[J]. 哈尔滨工程大学学报, 2019, **40**(5): 892-898.
ZHANG Dianlun, XIAO Shuang, ZHANG Youwen, et al. Decision feedback equalization algorithm based on sparse and time-varying underwater acoustic channel[J]. Journal of Harbin Engineering University, 2019, **40**(5): 892-898.
- [12] 陈海兰. 均衡器在水声通信系统中的应用研究[D]. 厦门: 厦门大学出版社, 2008.
Chen Hailan. Research on equalizer in Underwater Acoustic Communication System[D]. Xiamen: Xiamen University Press, 2008.
- [13] STOJANOVIC M, CATIPOVIC J, PROAKIS J G. Adaptive multichannel combining and equalization for underwater acoustic communications[J]. The Journal of the Acoustical Society of America, 1993, **94**(3): 1621-1631.
- [14] 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.