

引文格式:韩震,江鹏,张宇,等.实时水声抗多普勒信道均衡技术[J].武汉大学学报(信息科学版),2023,48(12):2082-2091.

DOI:10.13203/j.whugis20210665



Citation: HAN Zhen, JIANG Peng, ZHANG Yu, et al. Real-Time Anti-Doppler Channel Equalization for Underwater Acoustic Communications[J]. Geomatics and Information Science of Wuhan University, 2023, 48(12): 2082-2091. DOI: 10.13203/j.whugis20210665

## 实时水声抗多普勒信道均衡技术

韩震<sup>1</sup> 江鹏<sup>1</sup> 张宇<sup>1</sup> 张峰瑞<sup>1</sup> 罗亚荣<sup>1</sup> 付重阳<sup>1</sup>

<sup>1</sup> 武汉大学卫星导航定位技术研究中心,湖北 武汉,430079

**摘要:**针对水声通信中,尤其是长帧情况下将残余多普勒视为载波频偏将会导致均衡器逐渐发散,提出了一种基于法罗(Farrow)插值结构的分数阶判决反馈均衡器,以对抗水声通信中的残余多普勒引起的均衡器发散问题;低功耗硬件平台算力有限,将快速递归最小二乘算法应用于均衡器系数迭代过程,使得其信道跟踪性能与算法复杂度有较好折中。仿真表明该方法能够对抗时变多普勒水声信道,能够满足硬件平台实时处理;湖上实验验证了该方法能够在夏季恶劣水声信道环境下实现实时水声通信,在 500 m 距离实时水声通信的误比特率为  $7.95 \times 10^{-5}$ ,在 1 000 m 距离实时水声通信的误比特率为  $3.03 \times 10^{-4}$ ,满足实际工程应用的需求。

**关键词:**水声通信;Farrow 插值;多普勒补偿;递归最小二乘;信道均衡

中图分类号:P229

文献标识码:A

收稿日期:2022-01-17

DOI:10.13203/j.whugis20210665

文章编号:1671-8860(2023)12-2082-10

## Real-Time Anti-Doppler Channel Equalization for Underwater Acoustic Communications

HAN Zhen<sup>1</sup> JIANG Peng<sup>1</sup> ZHANG Yu<sup>1</sup> ZHANG Fengrui<sup>1</sup>

LUO Yarong<sup>1</sup> FU Chongyang<sup>1</sup>

<sup>1</sup> GNSS Research Center, Wuhan University, Wuhan 430079, China

**Abstract: Objectives:** For underwater acoustic (UWA) communication, the time-domain distortion of received baseband signal caused by residual Doppler frequency shift decreases the performance of channel equalizer especially in communication systems of long-frame data format. Digital phase-locked loop (DPLL) can compensate the phase difference between local carrier frequency and the received signal. However, the only DPLL cannot eliminate the time-domain extension of baseband signal, which will increase the timing error of detection symbols and lead to the re-divergence of equalizer after convergence. The real-time processing of UWA communication is limited to the computation complexity of receiver algorithm, a reasonable signal processing routine should be organized. **Methods:** We propose a Farrow interpolation based fractionally-spaced decision feedback equalizer (FFSDFE) to accomplish baseband signal recovery. A Farrow structure based interpolator is introduced into the operation loop and compensate the Doppler effect combined with DPLL. The Doppler factor is firstly estimated by fix frequency interval search, i.e. coarse Doppler factor, using fast Fourier transform method. Instant carrier phase error is calculated by equivalent phase discriminator with equalizer output error. The modified loop filter, with an additional integrate-dump step, smooths the phase error and gets the fine Doppler factor. The summary of Doppler factor estimators is utilized for signal interpolation, the time-domain extension or compression of baseband is mitigated in the same time. The fast recursive least squares (FRLS) algorithm, modified from stable fast trans-

**基金项目:**国家重点研发计划(2020YFB0505803, 2016YFB0501700);装备预研航天科技联合基金(6141B06240502)。

**第一作者:**韩震,博士生,主要从事水声信号处理研究。willhanzhen@whu.edu.cn

**通讯作者:**江鹏,博士,研究员。jiangp@whu.edu.cn

versal filter algorithm, is exploited for adaptive adaptation of fractionally-spaced decision feedback equalizer. The FRLS algorithm for FFSDFE reduces the computation complexity of recursive least squares from square relation to linear relation of equalizer length. **Results:** The results of simulations and lake trial show that: (1) The proposed scheme can endure the situation of fix Doppler factor, with 1 Hz residual Doppler frequency shift in the worst case after coarse search, and dynamic Doppler factor during one data frame in simulations. In addition, the bit error rate (BER) is reduced from 0.002 7 to 0 in fixed Doppler factor, and from 0.481 2 to 0.001 1 in dynamic Doppler factor. (2) The time cost of the Doppler processing procedure and three kinds of real-time equalization algorithms are measured in low-power consumption platform used in field environment. Different parameter configurations are made for different channel environment. (3) The performance of real-time UWA communication using the proposed scheme is tested by maximum 1 000 m lake trial in summer, and the BER of received signal attains to  $7.95 \times 10^{-5}$  at 500 m and  $3.03 \times 10^{-4}$  at 1 000 m which satisfy the engineering requirements. **Conclusions:** The proposed scheme is an engineering realization of real-time UWA communication system implementation, the BER performance is improved by combined structure of Farrow interpolator, modified DPLL and FSDFE. Hence, in the future work, we will concentrate on large-scale Doppler effect within frames and search for methods of further computation complexity reduction in order to tackle harsher UWA channel.

**Key words:** underwater acoustic communication; Farrow interpolation; Doppler compensation; recursive least squares; channel equalization

水下声学 (underwater acoustic, UWA) 通信技术是目前水下远距离无线信息传输的唯一有效手段, 在海洋环境监测、海洋资源勘探、水下潜航器导航等方面已有广泛应用<sup>[1-2]</sup>。可靠高速率水声通信是进一步开展海洋研究, 构建海洋时空基准网络, 提供水下定位、导航与授时服务的重要基础<sup>[3]</sup>。

水声通信技术在飞速发展的同时也面临着诸多挑战, 水声信道也被视为最复杂的无线通信信道之一。海水对声波的吸收衰减随频率呈指数上升<sup>[4]</sup>, 水声通信带宽严重受限。由于声波在海洋中的反射与折射现象, 中距离 (小于 50 km) 浅海信道的多径时延扩展长达数十甚至上百毫秒, 在接收端形成严重的频率选择性衰落<sup>[5]</sup>。海洋水流运动、海洋环境温盐深的变化以及收发节点的移动, 造成水声信道冲激响应 (channel impulse response, CIR) 是动态时变的。水中声速约为 1 500 m/s, 仅为空气中无线电传播速度的二十万分之一, 实际归一化多普勒伸缩因子达到  $1 \times 10^{-4}$  量级以上。

时变长时延多径扩展导致的严重码间干扰 (inter-symbol interference, ISI) 以及动态多普勒效应是影响水声通信质量的主要因素<sup>[6-7]</sup>。通过对接收信号进行多普勒估计并进行重采样补偿多普勒频偏, 可以消除大部分多普勒效应带来的信号压缩或伸展。残余多普勒一般被视为载波频偏, 通过锁相环 (phase locked loop, PLL) 进行

跟踪补偿。

多普勒扩展估计的实现依托于在信号帧结构中嵌入具有良好自相关或者互相关特性的信号, 通过匹配滤波器估计接收信号时域多普勒扩展。文献 [6-7] 在信号帧首尾插入线性调频 (linear frequency modulation, LFM) 信号实现帧同步与多普勒扩展粗估计, 而文献 [8-10] 则使用双曲线调频替代。文献 [11] 在水声正交频分复用通信中采用 LFM 与单频脉冲组合的方式进行多普勒因子测量。文献 [12-13] 使用 M 序列或者黄金 (Gold) 序列, 基于快速傅里叶变换 (fast Fourier transform, FFT) 进行时频并行多普勒搜索, 北斗卫星导航系统也是 Gold 序列在信号同步与多普勒估计的典型应用<sup>[14]</sup>。

信道均衡器是对抗多径效应的主要手段。线性均衡器 (linear equalizer, LE) 由一个有限冲激响应滤波器组成, 结构简单, 广泛应用于早期水声通信应用<sup>[15]</sup>。LE 权系数阶数至少为信道 CIR 长度的 4 倍以上才能取得较好效果, 为了降低复杂信道下抽头系数增加带来的运算量, 判决反馈均衡器 (decision feedback equalizer, DFE) 被提出。DFE 在 LE 的基础上增加反馈滤波器 (feedback filter, FBF), 利用 FBF 来补偿信道的非线性特性, 消除前馈滤波器 (feed forward filter, FFF) 的剩余码间干扰, DFE 阶数接近信道长度即可实现较好的均衡效果<sup>[16]</sup>。分数间隔均衡器 (fractionally-spaced equalizer, FSE) 替换

FFF中的波特间隔均衡器,能够降低对基带定时抽样时刻的敏感度,弥补通带边缘失真<sup>[17-18]</sup>。

残余多普勒在研究中被视为载波频移<sup>[19-21]</sup>,通过PLL进行估计,文献[19]将数字PLL(digital PLL, DPLL)内嵌至水声信道均衡器,通过均衡器误差鉴相调控载波控制振荡器(numerically controlled oscillator, NCO)进行相位补偿。在多普勒粗估计阶段,如果估计足够精确,短时间内DPLL均衡器能够正常工作收敛;由于水声信道严重的ISI及噪声干扰,Gardner定时同步算法并不可靠,随着时间的累积,定时误差跨越基带码元,则会造成均衡器误差发散。采用短帧可以解决定时误差积累问题,但会进一步降低带限水声信道利用率。当多普勒在均衡器跟踪阶段发生快速变化,定时误差会迅速积累,导致均衡器快速发散。由于低功耗硬件平台算力有限,用于多普勒搜索的算法以及估计精度同样受限。同样地,平台算力限制了均衡器迭代算法的选择以及均衡器阶数,实现实时水声通信需要综合考虑算法复杂度以及平台算力。

该文提出了一种基于法罗(Farrow)插值滤波器<sup>[22]</sup>的分数间隔DFE(Farrow based fractionally-spaced DFE, FFSDFE)结构,并结合低功耗硬件平台算力限制的实际,分析了递归最小二乘(recursive least squares, RLS)、快速RLS(fast RLS, FRLS)以及适用于稀疏信道的压缩采样匹配追踪<sup>[23]</sup>(compressed sampling matching pursuit, CoSaMP)等不同均衡器迭代算法的适用场景,并通过仿真实验与湖上实验验证了此方法的可用性,实现中距离实时单载波水声通信。

## 1 系统模型

### 1.1 水声通信系统描述

系统信号体制采用单载波正交相移键控调制(quadrature phase shift keying, QPSK),载波频率 $f_c$ ,基带信息映射至星座图 $S = \{\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_{2^q}\}$ 得到基带符号 $x_n$ , $q$ 为调制阶数,星座图点 $\alpha_i$ 映射至预设比特模型 $s_i = [s_{i,1} \ s_{i,2} \ \dots \ s_{i,q}]$ ,其中 $s_{i,j} \in \{-1, 1\}$ 。 $g(t)$ ( $t$ 为接收信号时间刻度)为脉冲成型滤波器, $T_c$ 为符号周期,发射端第 $n$ 个QPSK符号时域波形 $\tilde{x}(t)$ 为:

$$\tilde{x}(t) = \text{Re}\{x_n e^{j2\pi f_c t} g(t - nT_c)\} \quad (1)$$

信号帧格式如图1所示。帧同步头使用自相关性能良好的平衡Gold序列,用于实现帧同步以

及多普勒粗估计。训练序列辅助均衡器快速跟踪信道。



图1 信号帧格式

Fig. 1 Format of Transmit Signal

### 1.2 水声通信接收端

浅水水声横向通信中,水平传输距离远大于水深,每条多径的多普勒扩展几乎相同<sup>[24]</sup>。假设所有的多径具有相同的时变多普勒伸缩因子 $a$ ,则时变信道CIR可表述为:

$$h(\tau, t) = \sum_{i=1}^L A_i \delta[\tau - (\tau_i - a(t)t)] \quad (2)$$

式中, $h(\tau, t)$ 为时变信道CIR; $L$ 为多径数量; $\tau$ 为信号传播时延; $A_i$ 与 $\tau_i$ 分别代表第 $i$ 条多径的增益与时延; $a(t)$ 表示时变多普勒因子; $\delta(t)$ 表示单位冲激响应。

经过时变多径信道到达接收端的通带信号 $y(t)$ 表示为:

$$y(t) = \sum_{i=1}^L A_i \tilde{x}[(1 + a(t))t - \tau_i] + w_n(t) \quad (3)$$

式中, $w_n(t)$ 表示加性高斯噪声。

## 2 抗多普勒信道均衡器

### 2.1 多通道多普勒粗估计及补偿

帧格式前端的平衡Gold序列可同时用于帧捕获、帧同步以及多普勒估计。采用多通道匹配滤波器,以固定载波频移间隔检测不同频点,比较匹配峰值,选取最大通道对应的载波频移作为多普勒粗估计结果。

假设多普勒搜索通道频率间隔为 $f_\delta$ ,则第 $k$ 个通道的重采样频率 $\tilde{f}_s^k$ 为:

$$\tilde{f}_s^k = f_s \frac{f_c}{f_c + \left(k - \frac{K+1}{2}\right) f_\delta} \quad (4)$$

式中, $K$ 为通道数量; $f_s$ 为系统模数转换器采样率。

匹配滤波算法运算复杂度较大,低功耗平台能够计算的通道数较少,难以面对大范围多普勒频移。采用FFT在频域实现匹配滤波可以将运算量从 $N^2$ 降至 $N \log_2 N$ 。

码元定时采样精度严重影响均衡器性能,为了提高定时精度,将每个多普勒通道再分为 $M$ 个并行子通道,此时定时精度为 $1/M$ 码元,单通道

计算量由  $N \log_2 N$  降至  $N \log_2(N/M)$ 。

帧捕获后码元定时同步位置  $\hat{\tau}$  与粗多普勒估计因子  $\hat{a}$  为:

$$\begin{cases} \hat{a} = \left( k - \frac{K+1}{2} \right) \frac{f_\delta}{f_c} \\ \hat{\tau} = \left( N_c + \frac{1}{m} \right) T_c \end{cases} \quad (5)$$

式中,  $N_c$  为捕获整码片位置;  $m$  为捕获子通道数。离散化定时同步后的均衡器输入信号  $\tilde{y}_n$  表示为:

$$\tilde{y}_n = y \left( \frac{nT_c}{N_s} + \hat{\tau} \right) \quad (6)$$

式中,  $N_s$  为均衡器分数阶阶数。

## 2.2 基于 Farrow 插值的信道均衡器

适用于单载波水声通信的 FFSDFE 均衡器结构如图 2 所示, 该结构主要包含 Farrow 插值部分<sup>[25]</sup>、分数阶判决反馈均衡器、数字锁相环 3 部分。Farrow 插值滤波器在数值运算上与一般插值算法结果无异, Farrow 结构是一种可以在硬件环境快速运算的流水线结构, 且在时延改变时无需重新加载滤波器系数, 节省硬件资源。当插值滤波器采用 Farrow 结构进行硬件实现时即为 Farrow 插值滤波器。

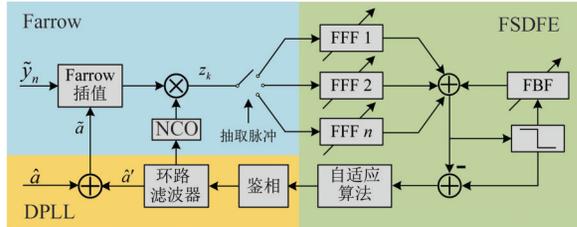


图 2 FFSDFE 结构

Fig. 2 Structure of FFSDFE

多普勒估计因子  $\tilde{a} = \hat{a} + \hat{a}'$ , 其中  $\hat{a}'$  为精细多普勒估计因子。接收信号经过 Farrow 结构的  $N$  段  $M$  阶多项式插值与下变频后的基带信号  $z_k$  为:

$$z_k = F \left\{ \sum_{i=0}^M \sum_{j=0}^N \frac{\tilde{y}_{n_k-j} c_{i,j}}{(1+\tilde{a})^i} e^{-j2\pi f \left( \frac{kT_c}{N_s} + \hat{\tau} \right)} \right\} \quad (7)$$

式中,  $c_{i,j}$  为插值滤波器权系数;  $n_k$  为距离重采样点最近且小于重采样点时刻的整数刻度;  $F\{\}$  表示低通滤波操作。

假设当前为均衡器工作的第  $k$  个时隙, 则均衡器输出  $\hat{x}_k$  为:

$$\hat{x}_k = \sum_{n=1}^{N_c} \mathbf{f}_{n,k}^H z_{n,k} - \mathbf{b}_k^H \bar{x}_k \quad (8)$$

式中, FFF 权向量  $\mathbf{f}_{n,k}$  为  $(N_{f,1} + N_{f,2}) \times 1$  阶; FBF 权向量  $\mathbf{b}_k$  为  $N_b \times 1$  阶,  $\mathbf{b}_k = [d_{k-N_b} \cdots d_{k-1}]^T$ ;

$\mathbf{z}_{n,k} = [z_{kN_s+n+N_{c,1}} \cdots z_{kN_s+n+N_{c,2}}]^T$ ;  $\bar{x}_k$  为判决反馈向量; 训练阶段  $d_k = x_k$ ; 跟踪阶段  $d_k = \text{sgn}[\text{Re}(\hat{x}_k)] + j \text{sgn}[\text{Im}(\hat{x}_k)]$ 。

均衡器跟踪误差  $e_k = d_k - \hat{x}_k$ , 由文献[18]不难得出等效鉴相器鉴相误差  $p_k$  为:

$$p_k = \text{Im}(\hat{x}_k e_k^*) \quad (9)$$

由于鉴相结果通常具有较大噪声, 采用环路滤波器(loop filter, LP)对鉴相误差进行平滑。本文在一阶数字 LP<sup>[26]</sup>的基础上串联一级积分-清零环节进一步去除鉴相结果噪声以使 PLL 工作更加稳定。图 3 为所提环路滤波器结构, 其中  $Z^{-1}$  表示单位延迟环节。

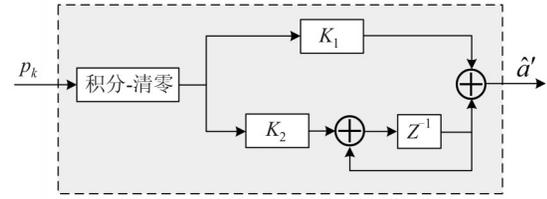


图 3 环路滤波器结构

Fig. 3 Structure of Loop Filter

过于频繁的更新重采样频率会引入环路抖动, 积分-清零环节使得 PLL 能够选择一个合适的更新频率。精细多普勒估计因子更新过程为:

$$\begin{cases} \tilde{p}_n = \sum_{k=(n-1)N_k}^{nN_k-1} p_k \\ \hat{a}'_n = (K_1 + K_2) \tilde{p}_n - K_1 \tilde{p}_{n-1} + \hat{a}'_{n-1} \end{cases} \quad (10)$$

式中,  $K_1$  与  $K_2$  为环路滤波器系数;  $N_k$  为 LP 更新周期。

与传统均衡器不同的是, FFSDFE 信号处理过程将下变频放于均衡器内部, 目的在于通过插值统一补偿时域多普勒扩展, 只需要一次混频操作, 而传统 DPLL 均衡器需要下变频后再与 DPLL 控制的 NCO 进行混频去除残余多普勒, 该方法降低了实时算法运算量。实时通信接收数据采用乒乓模式进行缓存<sup>[27]</sup>, 需要在一个接收时隙中执行完所有数据处理步骤, 实时信道均衡算法处理流程总结如下。

对于每一个数据块处理时隙: (1) 根据多普勒伸缩因子  $\tilde{a}$ , 使用式(7)插值得到基带信号  $\mathbf{z} = [z_0 z_1 \cdots z_k \cdots]^T$ ; (2) 在均衡器更新时计算瞬时相位误差  $p_k$  并进行累加; (3)  $N_k$  次均衡后, 根据式(10)更新多普勒估计因子  $\tilde{a}$ 。对于每一个均衡器更新时刻  $k$ : (1) 通过式(8)估计均衡器输出; (2) 计算均衡器误差  $e_k$ , 使用自适应算法更新权系数  $\mathbf{f}_{n,k}$  与  $\mathbf{b}_k$ ; (3) 根据式(9)估计瞬时相位误差  $p_k$ 。

RLS算法更新过程需要计算增益向量、输入信号自相关矩阵的逆矩阵,其计算复杂度大约为 $O(2N^2)$ ,其中 $N$ 为均衡器总长度。本文使用的FRLS算法为改进的稳态快速横向滤波<sup>[28-29]</sup>算法,将该算法由符号速率扩展至分数间隔。SFTF算法利用输入序列的移不变特性将RLS算法计算复杂度由平方关系降低至线性关系。FRLS算法通过引入置换矩阵,使得分数阶均衡器输入序列近似满足移不变特性,具体实现过程本文不展开讨论,改进的FRLS算法复杂度约为 $O((7N_s+2)N)$ 。

### 3 仿真实验

#### 3.1 FFSDFE抗多普勒性能测试

为了验证所提实时均衡算法的抗多普勒性能,通过计算机仿真比较不同多普勒条件下,传统内嵌DPLL的均衡算法以及FFSDFE的收敛误差表现。仿真使用实际采集的千岛湖声速剖面如图4所示,系统布设场景如图5所示,柱状换能器声线 $-6$  dB,开角 $-5^\circ\sim 90^\circ$ ,发射端深度 $5$  m,接收端深度 $15$  m,水平距离 $1$  km,信道CIR使用Bellhop<sup>[30]</sup>仿真生成。

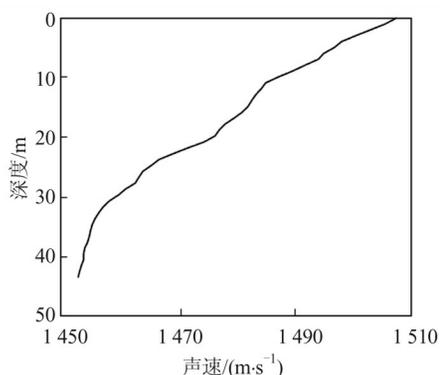


图4 仿真用声速剖面

Fig. 4 Sound Speed Profile of Simulation

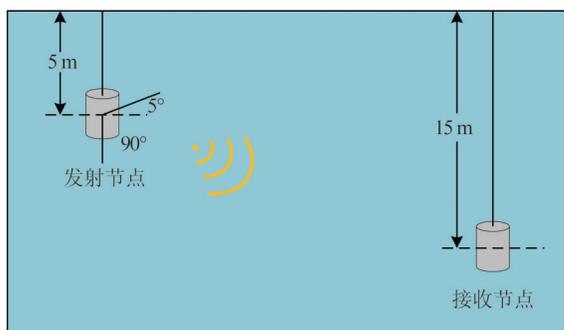


图5 仿真实验场景布设

Fig. 5 Layout of Simulation Experiment

发射信号采用长帧格式,无信道编码,主要目的是对比累积残余多普勒对于均衡的影响。接收端处理时隙为 $37.5$  ms,经过多普勒帧捕获后,进行时域均衡,自适应迭代算法均采用RLS算法。仿真系统发射信号采用QPSK调制方式,载波中心频率 $f_c$ 为 $10$  kHz,基带符号周期 $T_c$ 为 $1.2$  ms,帧同步头为 $1023$ 位平衡Gold序列,训练序列长 $1500$ 符号,信息序列长 $12000$ 符号。仿真系统接收机数据采集的乒乓缓存为 $37.5$  ms,系统采样率 $f_s$ 为 $40$  kHz,粗多普勒搜索通道频率间隔 $f_b$ 为 $2$  Hz,多普勒子通道数 $M$ 为 $2$ ,均衡器参数配置 $N_s=2, N_{f,1}=10, N_{f,2}=10, N_b=20, N_k$ 与每个缓存块内的符号个数相等,即每个 $37.5$  ms缓存块内只进行一次插值。

1) 恒定多普勒扩展。假设帧内多普勒扩展为定值,固定载波频移为 $5$  Hz,即 $a=5\times 10^{-4}$ ,信噪比 $10$  dB,此时仿真的归一化信道CIR如图6所示,采用蒙特卡洛仿真进行 $1000$ 次实验。

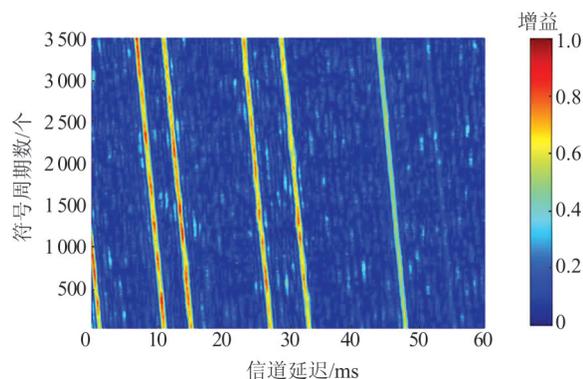


图6 仿真用归一化CIR(固定多普勒扩展)

Fig. 6 Normalized CIR of Fixed Doppler Factor in Simulation

仿真结果如图7、图8所示,图8中MSE(mean square error)表示均方差。多普勒粗估计结果最大值处于通道9,对应估计载波频偏为 $6$  Hz,同步位置为 $1/8$ 符号,残余多普勒扩展通过均衡器进行估计。常规DPLL均衡器在分数阶输入的帮助下,能够短时间内保持均衡器跟踪误差不发散,随着基带时域扩展的积累,DPLL均衡器呈现收敛-发散循环的状态。FFSDFE同样采用DPLL对载波相位进行跟踪,同时由于使用Farrow插值补偿基带残余时域扩展,可以消除累积多普勒带来的定时误差,在长帧下可以保证均衡器稳定工作,抗多普勒性能明显优于DPLL均衡器,误比特率(bit error rate, BER)由 $0.0027$ 降低至 $0$ 。

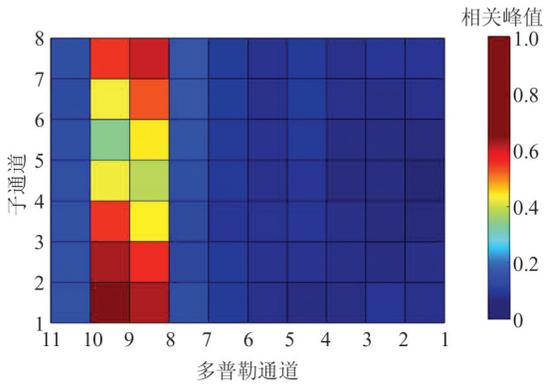
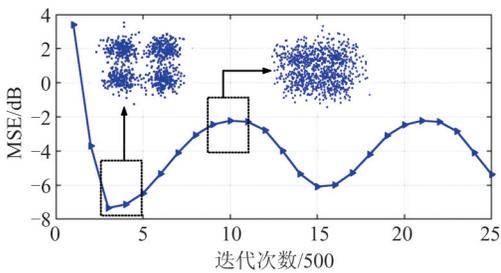
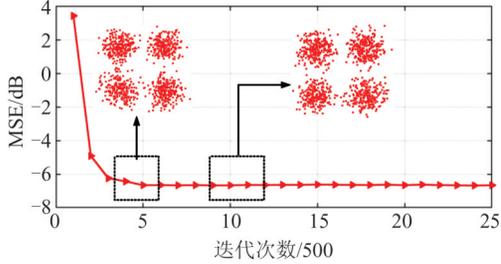


图 7 多普勒粗估计与帧同步(固定多普勒扩展)

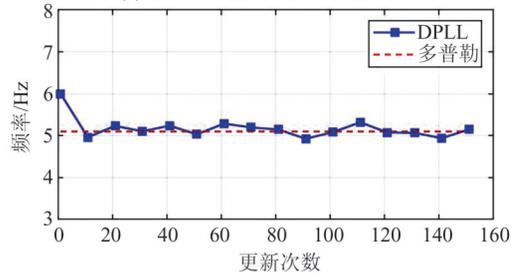
Fig. 7 Result of Doppler Capture of Fixed Doppler Factor in Simulation



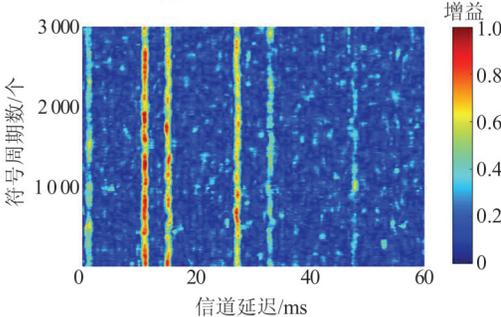
(a) DPLL-FSDFE迭代性能与星座图



(b) FFSDFE迭代性能与星座图



(c) DPLL跟踪多普勒曲线



(d)多普勒补偿后的CIR

图 8 固定多普勒扩展下 FFSDFE 性能仿真

Fig. 8 Performance of FFSDFE of Fixed Doppler Factor in Simulation

2) 动态多普勒扩展。将动态多普勒按照正弦模型进行建模,涵盖了船只加速、减速、转向等运动状态,计算公式为:

$$f_d(t) = A \sin \frac{2\pi}{T_d} t + B \quad (11)$$

式中,  $f_d(t)$  为载波多普勒频移;  $t$  为时间。

假设起始多普勒频率  $B$  为 0 Hz, 帧内最大变化量  $A$  为 3 Hz, 多普勒因子等效动态范围为  $6 \times 10^{-4}$ , 多普勒变化周期  $T_d$  为 10 s, 仿真信噪比为 10 dB, 动态时变归一化 CIR 如图 9 所示。

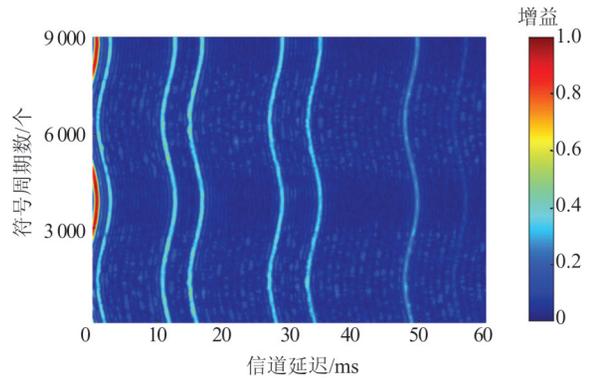


图 9 仿真用归一化 CIR(动态多普勒扩展)

Fig. 9 Normalized CIR of Dynamic Doppler Factor in Simulation

图 10 为动态多普勒扩展下 FFSDFE 性能仿真结果。在动态多普勒扩展下, DPLL 均衡器无法有效跟踪信道, 残余 ISI 严重使得星座图无法张开。FFSDFE 中的 DPLL 能够跟踪时变多普勒扩展, 均衡器能够消除大部分 ISI, BER 由 0.481 2 降至 0.001 1。但由于 LP 中积分环节使 DPLL 更新具有滞后性, 在迭代过程中出现星座图轻微旋转的现象。仿真结果表明所提均衡器结构通过引入 Farrow 插值辅助消除残余多普勒, 能够在小范围动态时变多普勒信道下实现有效均衡。

### 3.2 低功耗平台支持的算法复杂度测试

本文设计的水声通信机采用的处理核心计算能力为 2 746 每秒百万个浮点操作, 典型功耗仅 500 mW, 实现实时水声通信需要在接收时隙 (37.5 ms) 内执行完所有的信号处理操作。多普勒粗估计与帧同步简称为多普勒捕获。接收机在时隙内执行多普勒捕获算法或者信道均衡算法, 通过测量各算法运行时间可以得到处理器能够实时处理的多普勒范围与信道复杂度。测试方法为使用处理器内部定时器进行代码测时。根据测试结果与实际通信场景需求选择合适的多普勒粗搜索、帧同步精度以及自适应均衡迭代算法。

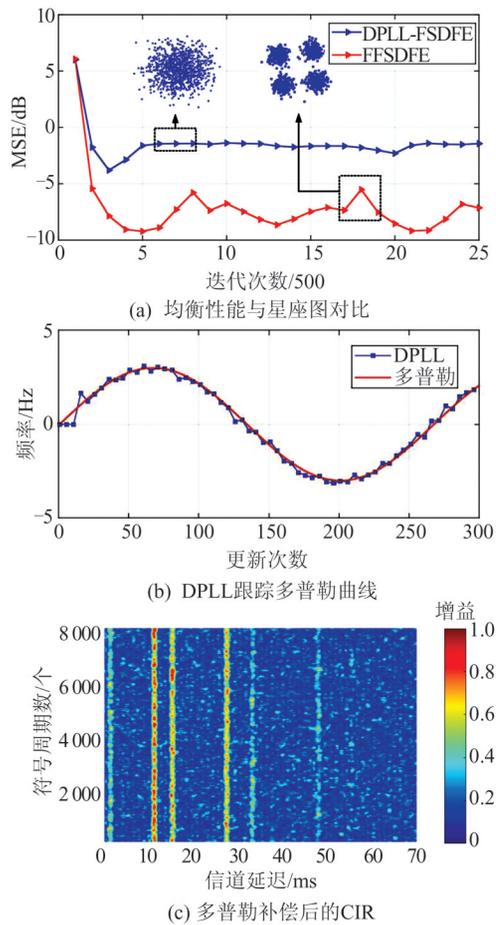


图10 动态多普勒扩展下FFSDFE性能仿真  
Fig. 10 Performance of FFSDFE of Dynamic Doppler Factor in Simulation

多普勒捕获算法主要步骤耗时见表1,在1/2 码片定时精度下,目前低功耗平台最多支持11个多普勒搜索通道并行搜索。表2为当前使用的低功耗处理器能够支持的不同自适应均衡算法的均衡器阶数配置。不同均衡器不同的均衡算法适用于不同的信道条件,FRLS算法运算复杂度低于常规RLS算法。FRLS算法利用信号移不变特性简化矩阵求逆等操作,运算复杂度低于RLS,能够使FFSDFE支持更高的分数阶数以及均衡器长度;CoSaMP算法则适用于信道稀疏度较高的通信场景。由于夏季水声信道条件恶劣,在仿真中与湖上实验均采用RLS/FRLS算法进行均衡器迭代更新。

## 4 湖上实验

为了验证所提算法的有效性及时时性,于2021年7月中旬在安徽省花亭湖进行实时水声通信实验,湖深平均17 m,水平通信距离最远1 000 m。实验采用单发单收QPSK通信,发射换

能器位于码头固定位置,布放深度5 m,接收换能器位于实验船,从码头向外进行拉锯通信实验。

表1 多普勒捕获算法主要步骤耗时测试

Tab. 1 Time Consumption Test of Doppler Capture Algorithm

步骤	耗时/ms
初始化	0.2
下变频	2.2
分段相关(2个子通道)	1.1
总计	3.5

表2 采用不同均衡算法的FFSDFE耗时测试

Tab. 2 Time Consumption Test of FFSDFE Using Different Equalization Algorithm

更新算法	FSE	FFF	FBF	耗时/ms
RLS	2	10	20	33.4
FRLS	4	20	20	36.3
CoSaMP	2	30	40	27.5
	4	10	75	35.3
	2	30	35	29.6

发射数据为预先生成的二进制比特,帧同步头、训练序列参数见表2,单帧信息符号长度6 120个,无信道编码。接收端使用11个多普勒搜索通道,分别包含2个子通道。考虑到夏季水声信道较为复杂,FFSDFE使用FRLS进行实时迭代更新,分数阶为4,前馈滤波器阶数为20,后馈滤波器阶数为20,并对实验数据进行采集,使用不同均衡算法进行事后对比。

不同距离的平均多普勒载波频移估计如图11所示,湖试实验船受水流运动影响,信道的多普勒频移变化规律与假设的正弦振荡类似,1 000 m处由于实验数据不连续导致载波频移突变但不影响整体多普勒变化趋势。1 000 m处长帧通信均衡器MSE曲线可以看出(见图12),由于残余多普勒的影响,DPLL由于只能消除相位误差却无法补偿基带累积时域扩展带来的定时误差,采用Farrow插值结构的FFSDFE能够在此情况下保持均衡器持续跟踪信道变化,实现有效水声通信。

补偿多普勒后的信道CIR如图13所示,1 000 m位置信道时延扩展在50 ms以上依然有能量较大的多径,FRLS由于具有更长的均衡器阶数,实际误码率低于RLS;夏季水声信道环境条件恶劣,水中浮游生物及植物较多,且由于湖试环境水深较浅,水面水底反射以及声波散射现象明显,信道冲激响应不再是典型的稀疏分布,

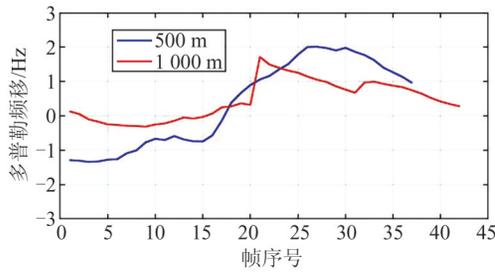


图 11 帧平均多普勒频移估计值

Fig. 11 Mean Doppler Frequency Shifting Estimator in Frame

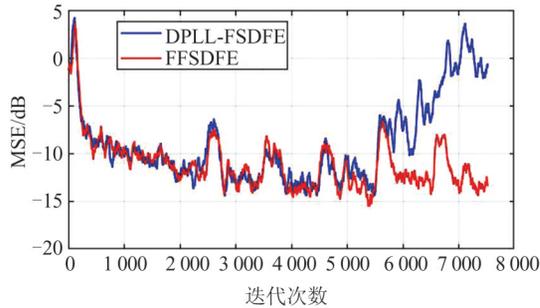


图 12 1000 m 第 8 帧均衡器 MSE 曲线对比

Fig. 12 Comparison of MSE Curve of Equalizer in Data of the 8th Frame in 1000 m Range

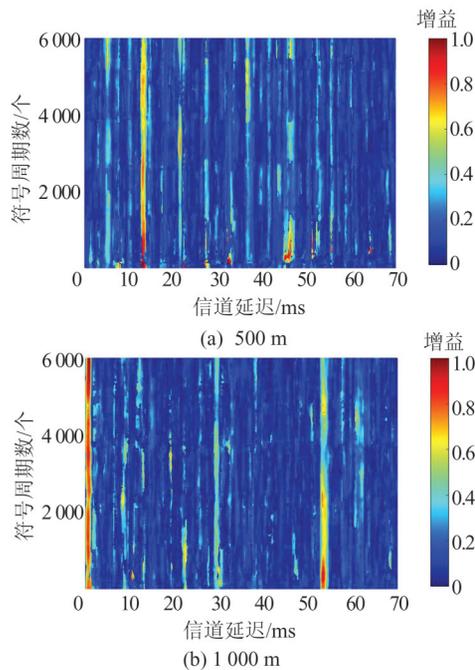


图 13 多普勒补偿后 CIR

Fig. 13 CIR After Doppler Compensation in Lake Experiment

所以适用于稀疏信道的 CoSaMP 算法在此次湖试环境下表现不佳,采用非稀疏化的 FRLS 算法进行均衡器迭代是一个较好的选择。图 14 为不同距离下的实时水声通信误差率统计结果。利用 FRLS 算法进行迭代以及基于 Farrow 插值结

构的 FFSDFE 均衡器,在 500 m 位置实时水声通信的误比特率为  $7.95 \times 10^{-5}$ ,在 1000 m 位置实时水声通信的误比特率为  $3.03 \times 10^{-4}$ 。

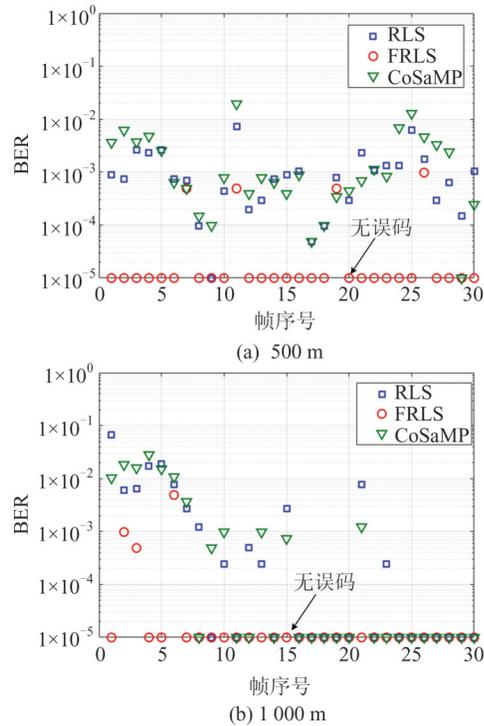


图 14 实时水声通信误差率统计

Fig. 14 Real-Time BER in Lake Experiment

## 5 结 语

本文提出了一种消除基带累积残余多普勒的均衡方法。该方法通过在均衡器输入端引入 Farrow 插值滤波器,并在 DPLL 工作环路嵌入带有积分-消除结构的环路滤波器,使均衡器能够在动态多普勒下性能更稳定。同时将该均衡器结构运用到低功耗处理平台进行实时处理,并在仿真和湖试实验下验证了夏季浅水水声信道 1000 m 实时水声通信能力。

## 参 考 文 献

- [1] Sun Dajun, Zheng Cuie, Zhang Jucheng, et al. Development and Prospect for Underwater Acoustic Positioning and Navigation Technology[J]. *Bulletin of Chinese Academy of Sciences*, 2019, 34(3): 331-338. (孙大军, 郑翠娥, 张居成, 等. 水声定位导航技术的发展与展望[J]. 中国科学院院刊, 2019, 34(3): 331-338.)
- [2] Wang Haibin, Wang Jun, Tai Yupeng, et al. Development and the State of the Art in Underwater Acoustic Communication [J]. *Journal of Signal Processing*, 2019, 35(9): 1441-1449. (王海斌, 汪俊, 台玉

- 朋,等.水声通信技术研究进展与技术水平现状[J].信号处理,2019,35(9):1441-1449.)
- [3] Liu Jingnan, Chen Guanxu, Zhao Jianhu, et al. Development and Trends of Marine Space-Time Frame Network[J]. *Geomatics and Information Science of Wuhan University*, 2019, 44(1): 17-37. (刘经南,陈冠旭,赵建虎,等.海洋时空基准网的进展与趋势[J].武汉大学学报(信息科学版),2019,44(1):17-37.)
- [4] Lurton X, Jackson D R. An Introduction to Underwater Acoustics[J]. *The Journal of the Acoustical Society of America*, 2004, 115(2): 443.
- [5] Stojanovic M, Preisig J. Underwater Acoustic Communication Channels: Propagation Models and Statistical Characterization[J]. *IEEE Communications Magazine*, 2009, 47(1): 84-89.
- [6] Liu Lu. Research on the Key Technology of Single Carrier Underwater Acoustic Communication[D]. Harbin: Harbin Engineering University, 2018. (刘璐.水声单载波通信关键技术研究[D].哈尔滨:哈尔滨工程大学,2018.)
- [7] Rafati A, Lou H, Xiao C S. Soft-Decision Feedback Turbo Equalization for LDPC-Coded MIMO Underwater Acoustic Communications[J]. *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, 2014, 39(1): 90-99.
- [8] Xi Junyi, Yan Shefeng, Xu Lijun, et al. Bidirectional Turbo Equalization for Underwater Acoustic Communications[J]. *Acta Acustica*, 2018, 43(5): 771-778. (奚钧壹,鄢社锋,徐立军,等.水声通信系统中双向turbo均衡算法[J].声学学报,2018,43(5):771-778.)
- [9] Yang Guang, Ding Hanxue, Guo Qinghua, et al. Estimation and Equalization of Time-Varying Underwater Acoustic Channel Based on Superimposed Training and Low-Complexity Turbo Equalization in Frequency Domain[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2021, 43(3): 850-856. (杨光,丁寒雪,郭庆华,等.基于叠加训练序列和低复杂度频域Turbo均衡的时变水声信道估计和均衡[J].电子与信息学报,2021,43(3):850-856.)
- [10] Zhang L, Xu X M, Feng W, et al. Doppler Estimation, Synchronization with HFM Signals for Underwater Acoustic Communications[J]. *Applied Mechanics and Materials*, 2012, 198/199: 1638-1645.
- [11] Yin Yanling, Qiao Gang, Liu Songzuo. Underwater Acoustic OFDM Channel Equalization Based on Virtual Time Reversal Mirror[J]. *Journal on Communications*, 2015, 36(1): 94-103. (尹艳玲,乔钢,刘淞佐.基于虚拟时间反转镜的水声OFDM信道均衡[J].通信学报,2015,36(1):94-103.)
- [12] Duan W M, Tao J, Zheng Y R. Efficient Adaptive Turbo Equalization for Multiple-Input-Multiple-Output Underwater Acoustic Communications[J]. *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, 2018, 43(3): 792-804.
- [13] Yao Rugui, Feng Zeming, Zhao Yu, et al. Proposing a Fast Time-Frequency-Domain Parallel Acquisition Algorithm Based on FFT[J]. *Journal of North-western Polytechnical University*, 2013, 31(3): 446-450. (姚如贵,冯泽明,赵雨,等.基于FFT的时频并行捕获算法研究[J].西北工业大学学报,2013,31(3):446-450.)
- [14] Shi Chuang, Zhao Qile, Li Min, et al. Research on Precise Orbit Determination and Positioning of Beidou Satellite Navigation System[J]. *Scientia Sinica (Terrae)*, 2012, 42(6): 854-861. (施闯,赵齐乐,李敏,等.北斗卫星导航系统的精密定轨与定位研究[J].中国科学:地球科学,2012,42(6):854-861.)
- [15] Liu J M, Wang Y M, Cao X R, et al. An Experimental Investigation on a Direct Blind Equalizer for Underwater Acoustic Multiple FIR Channel[J]. *The Journal of the Acoustical Society of America*, 2001, 109(5\_Supplement): 2297.
- [16] Yang T C. Differences Between Passive-Phase Conjugation and Decision-Feedback Equalizer for Underwater Acoustic Communications[J]. *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, 2004, 29(2): 472-487.
- [17] Hwang C I, Tang T C, Lin D W, et al. An Efficient FSE/DFE-Based HDSL Equalizer with New Adaptive Algorithms[C]//International Conference on Communications, New Orleans, USA, 2002.
- [18] Song H C, Hodgkiss W S, Kuperman W A, et al. Improvement of Time-Reversal Communications Using Adaptive Channel Equalizers[J]. *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, 2006, 31(2): 487-496.
- [19] Liu Yuntao, Yang Shenyan. Research of Adaptive Spatio-Temporal DFE with Embedded DPLL in High-Speed Underwater Digital Communication[J]. *Journal of Harbin Engineering University*, 2005, 26(5): 658-662. (刘云涛,杨莘元.内嵌数字锁相环的自适应空时联合均衡器在水下高速数字通信中的应用研究[J].哈尔滨工程大学学报,2005,26(5):658-662.)
- [20] Zhang Xiang. Simulation Research on Doppler Compensation for Underwater Acoustic Communications[J]. *Acta Simulata Systematica Sinica*, 2005, 17(5): 1172-1174. (张翔.水声通信中多普勒频移补偿的仿真研究[J].系统仿真学报,2005,17(5):1172-1174.)

- [21] Amar A, Avrashi G, Stojanovic M. Low Complexity Residual Doppler Shift Estimation for Underwater Acoustic Multicarrier Communication [J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2017, 65(8): 2063-2076.
- [22] Farrow C W. A Continuously Variable Digital Delay Element [C]// IEEE International Symposium on Circuits and Systems, Espoo, Finland, 1988.
- [23] Lalos A S, Vlachos E, Berberidis K, et al. Greedy Algorithms for Sparse Adaptive Decision Feedback Equalization [C]//IEEE International Symposium on Signal Processing and Information Technology, Bilbao, Spain, 2011.
- [24] Stojanovic M. Low Complexity OFDM Detector for Underwater Acoustic Channels [C]//OCEANS, Boston, USA, 2006.
- [25] Jiang Peng, Shi Chuang, Wu Manqing. Simulations of Code and Carrier Loop by Farrow Interpolation in BD Navigation System[J]. *Geomatics and Information Science of Wuhan University*, 2009, 34(5): 548-551. (江鹏, 施闯, 吴曼青. 北斗卫星导航中基于 Farrow 插值的联合码环载波环的仿真研究 [J]. 武汉大学学报(信息科学版), 2009, 34(5): 548-551.)
- [26] Xie Gang. Principles of GNSS Principles of GNSS [M]. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2013. (谢钢. 全球导航卫星系统原理: GPS、格洛纳斯和伽利略系统 GPS, GLONASS, and Galileo[M]. 北京: 电子工业出版社, 2013.)
- [27] Zhang Z, Yan S F, Xu L J, et al. Design of an Underwater Acoustic Network Node[C]// IEEE International Conference on Signal Processing, Communications and Computing, Hong Kong, China, 2016.
- [28] Babadi B, Kalouptsidis N, Tarokh V. SPARLS: The Sparse RLS Algorithm[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2010, 58(8): 4013-4025.
- [29] Slock D T M, Kailath T. Numerically Stable Fast Transversal Filters for Recursive Least Squares Adaptive Filtering [J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 1991, 39(1): 92-114.
- [30] Tomasi B, Zappa G, McCoy K, et al. Experimental Study of the Space-Time Properties of Acoustic Channels for Underwater Communications [C]// OCEANS, Sydney, Australia, 2010.