Journal of Applied Acoustics

◇ 李启虎院士八十华诞学术论文 ◇

# 近程高速水声毫米波通信仿真与试验验证\*

张友文<sup>1,2,3†</sup> 黄福朋<sup>3</sup> 李姜辉<sup>4,5</sup>

(1 哈尔滨工程大学 水声技术重点实验室 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 哈尔滨 150001)

(3 哈尔滨工程大学水声工程学院 哈尔滨 150001)

(4 南安普顿大学 声与震动研究所 南安普顿 SO17 1BJ)

(5 英国国家海洋中心 南安普顿 SO14 3ZH)

**摘要** 水声信道的严重双扩特性极大地限制了水声高速通信的稳健性。针对近程高速水声通信技术的需求, 该文基于水声毫米波频段,提出了一种基于超奈奎斯特发射技术及高阶调制技术的单载波的水声毫米波通信 技术。而超奈奎斯特发射技术以及高阶调制给接收机带来了极大的挑战:一是超奈奎斯特发射技术引入了严 重的符号间干扰,二是高阶调制系统的符号检测对信道估计的精度要求很高。针对以上问题,该文提出了一种 基于迭代信道估计技术的迭代软反馈 DFE 接收机技术。仿真实验表明:采用 128QAM 高阶调制时,在较为严 重的多途衰落信道条件下,采用所提出的接收机可以在 15 dB 时实现无误码传输。信道水池试验证明:当通信 带宽为 300 kHz,通信符号率为 300k 符号/秒且采用 64QAM 调制时,在发射平台慢速运动的条件下可以实现 900 kbps 的净数据率,其相应的频谱利用率高达 6 Bits/s/Hz。

关键词 水声毫米波通信,信道估计,信道均衡,迭代接收机,预编码

中图法分类号: TB567 文献标识码: A 文章编号: 1000-310X(2019)04-0516-09 DOI: 10.11684/j.issn.1000-310X.2019.04.007

## Simulation analysis and experimental verification for near range underwater acoustic millimeter communication

ZHANG Youwen<sup>1,2,3</sup> HUANG Fupeng<sup>3</sup> LI Jianghui<sup>4,5</sup>

(1 The Acoustic Science and Technology Laboratory and the College of Underwater Acoustic Engineering, Harbin Engineering University, Harbin 150001, China)

(2 The Acoustic Science and Technology Laboratory and the College of Underwater Acoustic Engineering, Harbin Engineering University, Harbin 150001, China)

(3 The College of Underwater Acoustic Engineering, Harbin Engineering University, Harbin 150001, China)

(4 The Institute of Sound and Vibration Research, University of Southampton, Southampton SO17 1BJ, UK)

(5 The National Oceanography Centre, Southampton SO14 3ZH, UK)

**Abstract** The performance of high-speed underwater acoustic (UWA) communications is greatly limited by the severe doubly-spread characteristics of the underwater acoustic channel. For the demand of short-range high-speed underwater acoustic communication technology, in this paper, an UWA millimeter wave (mmWave) communication receiver is proposed for single carrier (SC) UWA communication. The proposed SC UWA mmWave communication is based on the super-Nyquist transmission technology and high-order modulation

<sup>2019-02-11</sup> 收稿; 2019-02-20 定稿

<sup>\*</sup>国家自然科学基金项目 (61471138)

作者简介:张友文(1974-),男,湖北大冶人,副教授,博士生导师,研究方向:水声探测、水声通信与组网技术。

<sup>&</sup>lt;sup>†</sup>通讯作者 E-mail: zhangyouwen@hrbeu.edu.cn

technology. The super-Nyquist transmission technology and high-order modulation bring great challenges to the receiver as follows: (1) super-Nyquist transmission technology introduces severe inter-symbol interference (ISI), (2) symbol detection of high-order modulation systems requires high accuracy of channel estimation. In order to address the above problems, an iterative channel estimation is proposed for a soft feedback based DFE. Simulation results show that the proposed receiver can achieve an error-free transmission at 15 dB under the condition of more serious multi-path fading channel when 128QAM high-order modulation is adopted. The pool test also demonstrates that the net data rate of 900 kbps can be achieved under the condition of slow motion of the transmitting platform when the communication bandwidth is 300 kHz, the communication symbol rate is 300k symbols/second for 64QAM modulation, and the corresponding spectrum utilization rate is up to 6 Bits/second/Hz.

**Key words** Underwater acoustic millimeter communication, Channel estimation, Channel equalization, Iterative receiver, Precoding

### 0 引言

近年来基于无线毫米波频段(即载波波长在毫 米量级的通信频带,对于陆地无线通信来说其毫米 波频带一般在30 GHz ~ 300 GHz,其对应的波长 在1 mm ~ 10 mm之间)的无线通信技术吸引了大 量的研究兴趣<sup>[1]</sup>,由于毫米波频段有大量有效频段 进而使得其成为未来5G无线通信的有效候选频段 之一<sup>[2]</sup>。在水声领域实际上也存在着这种类型的 毫米波频段,即声波波长在毫米量级的水声频段, 对于水声的毫米波频段来说其对应的频率范围为 150 kHz ~ 1.5 MHz,在以往的传统应用中有时候 这个频带范围被人称作高频或是超声频段<sup>[3-7]</sup>。在 过去几十年间,该频段在军事或商业上有着大量的 应用,典型的应用包括用于海底地形测量的高分辨 的二维或是三维成像声呐以及高精度多普勒计程 仪<sup>[8-16]</sup>。

在近程高速通信领域一般采用两种信息载体: (1)可视的蓝绿激光;(2)声波。对于基于光波的水 下通信来说,其通信性能受到海水的浑浊度以及 发射接收平台的稳定性的影响。文献[17-18]测量 了水下光学信道的空间与时间弥散度与光波束指 向角以及水体浑浊度之间的关系,测量结果覆盖到 1 GHz。文献[19]中给出了在非常清澈的深海(消光 系数为0.05 m<sup>-1</sup>)环境下的光波通信结果,试验表 明在 100 m范围内可以实现1~10 Mbps的无误码 传输的通信性能;但是在典型的近岸海域,其消光 系数非常大(2.8 m<sup>-1</sup>),在该条件下的可靠通信距离 一般只有1.8 m左右。文献[20]中提出了一种光-声 复用的混合通信方式用于母船与水下AUV之间的 通信,从母船到水下AUV的通信采用宽辐射角的 低带宽水声通信链路,而AUV 至母船的上联链路 采用的是高指向性的光学链路。文献[21]中提出了 一个用于水下滑翔机的声学和激光通信系统,初 步的水池试验证明了该系统的可行性。最近出现 了高速的水声通信的研究, 文献 [22] 中提出了一种 短距离垂直链路视频传输的水声通信系统,湖试试 验验证了系统的可行性,该系统采用正交频分复用 技术 (Orthogonal frequency division multiplexing, OFDM) 调制体制,视频的压缩采用 MPEG-4 格式, 试验验证了在200 m的通信距离上该系统能够实现 90 kbps的通信速率。文献[5]中提出了一种具有实 时视频传输能力的水声调制解调器,该modem采用 了基于自适应重采样技术的迭代接收机技术,水池 试验表明该调制解调器在12 m的通信距离上可以 达到1.2 Mbps的通信速率。另外,近期几个基于超 声医学频段的通信试验证明了可以透过人体组织 进行实时视频的数据传输。因此,在近岸工程应用 领域(如海洋、石油和天然气领域),由于对安装平台 的要求较少,基于声学的水下通信技术相比于光学 通信系统具有明显的优势。

大量试验表明水声信道是一个典型的严重双 扩(即多途扩展和多普勒扩展)信道,其双扩特性严 重地制约了水声通信的性能。为了提高近程水声通 信系统的通信能力,本文基于水声毫米波频段,提出 了一种基于迭代信道估计的水声毫米波迭代接收 机技术,为了进一步提高系统的频谱利用率,基于 高阶调制并采用了超奈奎斯特发射技术,仿真及水 声信道水池试验验证本文提出系统的有效性及可 靠性。 本文结构安排如下:第1节介绍本文发射与接 收机的基本结构,第2节对本文提出的接收机进 行仿真分析,第3节通过水声信道水池试验对本文 提出的接收机进行试验验证,第4节对本研究进行 总结。

#### 1 系统模型

#### 1.1 发射机

如图1所示,考虑基带的系统模型, $N_a$ 个信息比特 { $a_k$ } $_{k=1}^{N_a} \in \{0,1\}$ 经过信道编码器编码后得到编码后的比特序列 { $b_k$ } $_{k=1}^{N_b} \in \{0,1\}$ ,编码序列 { $b_k$ } $_{k=1}^{N_b}$ 经随机交织器交织后得到交织后的比特序列 { $b_k$ } $_{k=1}^{N_c} \in \{0,1\}$ ,编码序列经过分组分别映射到指定的星座集 $\Omega$ 中的对应符号上,最终得到发射序列 { $x_k$ } $_{k=1}^{N_x} \in \Omega$ 。





Fig. 1 The block diagram of the Turbo equalization transmitter architecture

#### 1.2 迭代发射机

在*n*时刻, 接收机段接收到的基带信号为<sup>[23-25]</sup>

$$r_n = \sum_{l=0}^{L-1} h_{n,l} b_{n-l} + \eta_{n,0}, \qquad (1)$$

其中, $\eta_{n,0}$ 为均值为0、方差为 $\sigma_{\eta}^{2}$ 的循环对称复高斯 白噪声。假设信道最大冲击响应长度为L, $h_{n,l}$ 为长 度为L的时变信道。

如图2所示,基于软入信道估计的迭代接收机 工作流程如下<sup>[23-25]</sup>:

(1) 初始化:设定编码比特的初始新息对数似 然比 $\lambda_{e}^{E}(c_{k}) = 0, k = 0, 1, \dots, N_{c} - 1$ 。

(2) 基于信道估计的均衡:由软入软出信道译 码器的输出的 $\lambda_e^D(b_k)$ 经过交织器后得信道均衡器 输入的先验 $\lambda_a^E(c_k)$ ,经软入软出符号映射器后得 到发射符号 $x_n$ 的软估计 $\bar{x}_n$ 。根据接收符号 $r_n$ 和发 射符号的软估计 $\bar{x}_n$ 以及信道估计 $\hat{h}_n$ ,接收执行信 道均衡,最终均衡器输出发射符号的软估计 $\hat{x}_n$ ,经 过软入软出符号解映射后可以得到编码比特的新 息 $\lambda_e^E(c_k)$ 。 $\lambda_e^E(c_k)$ 经解交织器后输出编码比特的 先验 $\lambda_a^D(b_k)$ , $\lambda_a^D(b_k)$ 作为发射编码比特的先验送 入软入软出译码器进行译码,如果达到指定迭代次 数则可以输出发射信息比特 { $a_k$ } $_{k=1}^{N_a} \in \{0,1\}$ 的估 计值 { $\hat{a}_k$ } $_{k=1}^{N_a}$ 。图2中的迭代信道均衡部分根据系 统的需求可以采用相应的线性均衡器 (Line equalizer, LE) 或是判决反馈均衡器 (Decision feedback equalization, DFE)<sup>[23]</sup>。





#### 1.3 递归最小二乘算法信道估计

在递归最小二乘算法 (Recursive least squares RLS) 中,通过使得以下加权代价函数<sup>[26-27]</sup>

$$\xi_n = \sum_{i=1}^n \beta_{n,i} |e_i|^2,$$
 (2)

最小化来对时变信道进行估计和跟踪,其中 $\beta_{n,i}$ 表示加权因子且满足 $0 < \beta_{n,i} \leq 1$ 。通常加权因子为指数形式,又叫遗忘因子,定义为

$$\beta_{n,i} = \lambda^{n-i}, \quad i = 1, 2, \cdots, n, \tag{3}$$

其中, $\lambda$ 接近于1,但小于1。 $1/1 - \lambda$ 表示 RLS 算法 的记忆能力;当 $\lambda = 1$ 时,则对应于无线记忆,此时 RLS 退化为常规最小二乘算法。在代价函数 $\xi_n$ 中 引入先验信息,使得每次估计都利用之前的信息从 而增加其估计精度。所以,代价函数演变为<sup>[26–27]</sup>

$$\xi_{n} = \sum_{i=1}^{n} \lambda^{n-i} |e_{i}|^{2} + \delta \lambda^{n} \|\boldsymbol{h}_{n}\|^{2}, \qquad (4)$$

式(4)中, 6为一个正实数。

利用

$$e_i = d_i - \hat{d}_i = d_i - \boldsymbol{h}_n^{\mathrm{H}} \boldsymbol{u}_n, \qquad (5)$$

将代价函数展开后可得到输入向量 $u_n$ 的相关矩阵,即可得

$$\Phi_n = \sum_{i=1}^n \lambda^{n-i} \boldsymbol{u}_i \boldsymbol{u}_i^{\mathrm{H}} + \delta \lambda^n \boldsymbol{I}, \qquad (6)$$

其中, I 表示 M × M 的单位阵。因为<sup>[26-27]</sup>

$$\Phi_{n} = \sum_{i=1}^{n} \lambda^{n-i} \boldsymbol{u}_{i} \boldsymbol{u}_{i}^{\mathrm{H}} + \delta \lambda^{n} \boldsymbol{I}$$
$$= \lambda \left[ \sum_{i=1}^{n-1} \lambda^{n-i-1} \boldsymbol{u}_{i} \boldsymbol{u}_{i}^{\mathrm{H}} + \delta \lambda^{n-1} \boldsymbol{I} \right] + \boldsymbol{u}_{n} \boldsymbol{u}_{n}^{\mathrm{H}}, \quad (7)$$

所以可得到

$$\boldsymbol{\Phi}_n = \lambda \boldsymbol{\Phi}_{n-1} + \boldsymbol{u}_n \boldsymbol{u}_n^{\mathrm{H}},\tag{8}$$

利用矩阵变换,可得

$$\Phi_n^{-1} = \lambda^{-1} \Phi_{n-1}^{-1} - \frac{\lambda^{-2} \Phi_{n-1}^{-1} \boldsymbol{u}_n \boldsymbol{u}_n^{\mathrm{H}} \Phi_{n-1}^{-1}}{1 + \lambda^{-1} \boldsymbol{u}_n^{\mathrm{H}} \Phi_{n-1}^{-1} \boldsymbol{u}_n}.$$
 (9)

为了方便表示,令

$$\boldsymbol{P}_n = \boldsymbol{\Phi}_n^{-1}, \tag{10}$$

$$\boldsymbol{k}_n = \frac{\lambda^{-1} \boldsymbol{P}_{n-1} \boldsymbol{u}_n}{1 + \lambda^{-1} \boldsymbol{u}_n^{\mathrm{H}} \boldsymbol{P}_{n-1} \boldsymbol{u}_n}, \qquad (11)$$

所以,上面公式又可以改成

$$\boldsymbol{P}_n = \lambda^{-1} \boldsymbol{P}_{n-1} - \lambda^{-1} \boldsymbol{k}_n \boldsymbol{u}_n^{\mathrm{H}} \boldsymbol{P}_{n-1}, \qquad (12)$$

其中, $M \times M$ 的矩阵 $P_n$ 叫做逆相关矩阵, $M \times 1$ 向量  $k_n$ 叫做增益向量。整理 $k_n$ 的公式可以得到<sup>[26-27]</sup>

$$\boldsymbol{k}_{n} = \lambda^{-1} \boldsymbol{P}_{n-1} \boldsymbol{u}_{n} - \lambda^{-1} \boldsymbol{k}_{n} \boldsymbol{u}_{n}^{\mathrm{H}} \boldsymbol{P}_{n-1} \boldsymbol{u}_{n}$$
$$= \left[ \lambda^{-1} \boldsymbol{P}_{n-1} - \lambda^{-1} \boldsymbol{k}_{n} \boldsymbol{u}_{n}^{\mathrm{H}} \boldsymbol{P}_{n-1} \right] \boldsymbol{u}_{n}$$
$$= \boldsymbol{P}_{n} \boldsymbol{u}_{n}, \tag{13}$$

进而可以定义增益向量为

$$\boldsymbol{k}_n = \boldsymbol{\Phi}_n^{-1} \boldsymbol{u}_n, \tag{14}$$

定义滤波器的抽头输入 $u_n$ 与期望响应的 $M \times 1$ 时间平均互相关向量 $z_n$ 为

$$\boldsymbol{z}_n = \sum_{i=1}^n \lambda^{n-i} \boldsymbol{u}_i \boldsymbol{d}_i^{\mathrm{H}}.$$
 (15)

假设抽头向量的估计满足最优解,则满足

$$\boldsymbol{\Phi}_n \boldsymbol{h}_n = \boldsymbol{z}_n, \tag{16}$$

同时,其递推公式为<sup>[26-27]</sup>

$$\boldsymbol{z}_{n} = \lambda \left[ \sum_{i=1}^{n-1} \lambda^{n-i-1} \boldsymbol{u}_{i} \boldsymbol{d}_{i}^{\mathrm{H}} \right] + \boldsymbol{u}_{n} \boldsymbol{d}_{n}^{\mathrm{H}}$$
$$= \lambda \boldsymbol{z}_{n-1} + \boldsymbol{u}_{n} \boldsymbol{d}_{n}^{\mathrm{H}}.$$
(17)

由上面定义可知

$$\boldsymbol{h}_n = \boldsymbol{\Phi}_n^{-1} \boldsymbol{z}_n = \lambda \boldsymbol{P}_n \boldsymbol{z}_{n-1} + \boldsymbol{P}_n \boldsymbol{u}_n \boldsymbol{d}_n^{\mathrm{H}}, \qquad (18)$$

将**P**(n)代替可得<sup>[26-27]</sup>

$$\boldsymbol{h}_{n} = \boldsymbol{P}_{n-1}\boldsymbol{z}_{n-1} - \boldsymbol{k}_{n}\boldsymbol{u}_{n}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{P}_{n-1}\boldsymbol{z}_{n-1} + \boldsymbol{P}_{n}\boldsymbol{u}_{n}\boldsymbol{d}_{n}^{\mathrm{H}}$$
$$= \boldsymbol{h}_{n-1} + \boldsymbol{k}_{n}\zeta_{n}, \qquad (19)$$

其中

$$\zeta_n = d_n - \boldsymbol{h}_{n-1}^{\mathrm{H}} \boldsymbol{u}_n, \qquad (20)$$

为区别前述后验误差 $e_n = d_n - \hat{d}_n$ 定义 $\zeta(n)$ 为先 验误差。

#### 1.4 软输入加权 RLS 信道估计

如果无法保证WSSUS模型, RLS算法也能用 于信道估计。在这里,提出一种更有效使用软统计 数据的软输入加权 RLS算法。改进的理想参数的最 小二乘函数是更有效的新的自适应算法。通过选择 合适的状态空间模型将卡尔曼滤波器和算法联系 起来。在本节,传统的 RLS 问题再次被阐述,反映 在数据中使用加权因子时的影响,给出递归最小化 的误差<sup>[27-28]</sup>:

$$J(\hat{\boldsymbol{h}}_n) = \sum_{k=0}^n \lambda^{n-k} \frac{|\boldsymbol{r}_k - \hat{\boldsymbol{h}}_n^{\mathrm{H}} \bar{\boldsymbol{b}}_k|^2}{q_k}, \qquad (21)$$

其中, $q_k$ 是噪声方差, $\lambda$ 是遗忘因子。RLS算法用衰 减记忆参数 $\lambda$ 追踪信道统计数据的变化。同样的, $\lambda$ 和 $q_k$ 决定了最新数据的相对权重。在许多RLS应 用中,噪声是固定的,然而在这种情况下,噪声方差 在每个情况下会改变。在信道估计和RLS算法的误 差协方差矩阵 $P_n$ 与软输入卡尔曼信道估计相对接 近的假设下, $q_n$ 的估计为<sup>[27-28]</sup>

$$\hat{q}_{n} = \operatorname{tr}\left\{\operatorname{diag}\left(\sigma_{b}^{2}\left(n\right), \sigma_{b}^{2}\left(n-1\right), \cdots, \sigma_{b}^{2}\left(n-L+1\right)\right) \times \left(\hat{\boldsymbol{h}}_{n-1}\hat{\boldsymbol{h}}_{n-1}^{\mathrm{H}} + \boldsymbol{P}_{n-1}\right)\right\} + \sigma_{\eta}^{2}.$$
(22)

最终, 软输入WRLS(SWRLS)信道估计算法 总结如下<sup>[27-28]</sup>:

$$e_n = r_n - \hat{\boldsymbol{h}}_{n-1}^{\mathrm{H}} \bar{\boldsymbol{b}}_n, \qquad (23)$$

$$\hat{q}_{n} = \operatorname{tr}\left\{\operatorname{diag}\left(\sigma_{b}^{2}\left(n\right), \sigma_{b}^{2}\left(n-1\right), \cdots, \sigma_{b}^{2}\left(n-L+1\right)\right)\right\}$$

$$\left\langle \left( \hat{\boldsymbol{h}}_{n-1} \hat{\boldsymbol{h}}_{n-1}^{\mathrm{H}} + \boldsymbol{P}_{n-1} \right) \right\rbrace + \sigma_{\eta}^{2},$$
 (24)

$$\boldsymbol{k}_n = \frac{\boldsymbol{P}_{n-1}\boldsymbol{b}_n}{\lambda \hat{q}_n + \bar{\boldsymbol{b}}_n^{\mathrm{H}} \boldsymbol{P}_{n-1} \bar{\boldsymbol{b}}_n},\tag{25}$$

$$\hat{\boldsymbol{h}}_n = \hat{\boldsymbol{h}}_{n-1} + \boldsymbol{k}_n \boldsymbol{e}_n^*, \tag{26}$$

$$\boldsymbol{P}_{n} = \frac{1}{\lambda} \left( \boldsymbol{I} - \boldsymbol{k}_{n} \bar{\boldsymbol{b}}_{n}^{\mathrm{H}} \right) \boldsymbol{P}_{n-1}.$$
(27)

### 2 仿真分析

>

本节主要是在时不变频率选择性衰落信 道条件下仿真算法性能,时不变信道为h = $(-0.691 - 0.501i, 0.361 + 0.506i, -0.528 - 0.408i)^{T}$ , 其信道幅频特性曲线如图3所示。由图可知该信道 存在一个42 dB的深衰点;由于性能的需求,本文 仿真与试验数据处理中均采用软判决驱动的迭代 DFE。



图3 仿真信道的幅频特性

Fig. 3 Amplitude-frequency characteristics of the simulation channel response

图4给出了16QAM调制条件下的迭代接收机的性能。图中比较了采用两种迭代信道估计器的迭代接收的性能,SWRL表示的是软输入加权RLS(SWRL)信道估计器,而HRLS表示的是硬判决输入的RLS信道估计。由图4可知:采用软输入加权的RLS算法的性能接近信道已知条件下的迭代接收机的性能,二者性能差距在0.2 dB左右,而基于HRLS信道估计的迭代接收机的性能与信道已知条件下的接收机性能差距在1.3 dB左右;也就

是说,采用SWRLS进行信道估计的迭代接收机性能明显优于基于HRLS的迭代接收机,性能差距在1.1 dB左右。





Fig. 4 Performance of the iterative receiver with 16QAM modulation





Fig. 5 Performance of the iterative receiver with 32QAM modulation

图5给出了32QAM调制条件下的迭代接收机的性能。与图4中16QAM调制的结论相似:在4次迭代后,采用软输入加权的RLS算法的性能接近信道已知条件下的迭代接收机的性能,二者性能差距在0.2 dB左右,而基于HRLS信道估计的迭代接收机的性能与信道已知条件下的接收机性能差距较大。

图6给出了64QAM和128QAM调制条件下的 迭代接收机的性能。在4次迭代后,采用软输入加 权的RLS算法的性能接近信道已知条件下的迭代 接收机的性能。



图6 仿真信道条件下的基于信道估计的迭代接收 机性能

Fig. 6 Performance of the iterative receiver with channel estimator under the simulation channel

#### 3 试验数据处理及分析

发射信号为单载波调制信号,信号中心频率 为300 kHz,信号带宽为300 kHz (即150 kHz ~ 450 kHz);发射换能器在围绕中心频率的100 kHz 带宽范围内的发送响应较为平坦,其余频段发送响 应差异较大,基本上在十几分贝左右,因此发射端 给发射信号引入了失真,这给接收机的信号检测带 来了较大的难度;接收采用的是标准水听器,接收 响应在试验频段范围内较为平坦。为了提高频带利 用率,实验中的发射信号的符号率为300 k符号/秒, 即采用了超奈奎斯特发射,因此引入了严重的符号 间干扰;信道编码器采用1/2卷积码编码,符号映 射方式有 BPSK、QPSK、8PSK、16QAM、32QAM、 64QAM及128QAM;采用滚降因子为0.2的开方升 余弦脉冲成型滤波器。图7为试验时采用的发射换 能器和接收标准水听器。

如图8所示,在水声信道水池进行了水声毫米 波单载波通信试验,发射和接收换能器相距25 m, 池深4 m,换能器离水面2 m;发射换能器通过法兰 固定在行车上,行车可以以一定的速度进行直线运 动,实际行车运动速度最大为0.1 m/s,为模拟更大 的相对运动速度,可以对发射信号进行重采样后进 行发射。

发射数据结构如图9所示。本节选取平台运

动速度为0.1 m/s的试验数据进行处理,在小于 4次迭代的情况下,由于BPSK、QPSK、8PSK、 16QAM、32QAM以及64QAM的试验数据均可达 到无误码传输,因此,此处仅仅列出64QAM调制 的试验数据处理结果,如图10所示。考虑到1/2 的信道编码率,BPSK、QPSK、8PSK、16QAM、 32QAM以及64QAM调制方式对应的净通信速率 分别为150 kbps、300 kbps、450 kbps、600 kbps、 750 kbps和900 kbps;其相应的频谱利用率分别为 1 bps/Hz、2 bps/Hz、3 bps/Hz、4 bps/Hz、5 bps/Hz 和6 bps/Hz。水池通信距离较近,接收信号的信噪 比近似为23 dB;根据试验换能器可达的最大声源 级195 dB可以推算,本系统的最大通信距离可达 1 km左右。



图 7 发射换能器与接收水听器

Fig. 7 Transmitter and receiver hydrophones



图8 水池试验设备布放图

Fig. 8 The experimental Equipments at the pool



图9 信道水池试验的发射数据帧结构

Fig. 9 The structure of the transmit data frame in the water-tank experiment



图 10 64QAM 水池试验数据处理结果 Fig. 10 Processing results of the 64QAM experimental data

#### 4 结论

针对水声时变双扩信道条件下的水声近程高 速通信面临的问题,本文提出了一种高频谱利用率 的水声毫米波近程通信技术。研究采用了超奈奎斯 特发射技术以及高阶调制技术,采用这两项技术虽 然提高了通信系统的频带利用率,但是给接收设计 带来了极大的挑战,研究采用迭代的软反馈DFE技 术来消除由于超奈奎斯特发射及多途信道引入的 严重的符号间干扰,而针对高阶调制检测对信道估 计精度敏感的问题,研究采用了软输入RLS迭代信 道估计技术。仿真实验分析以及水池信道试验数 据均表明本文提出的接收机技术的可行性以及可 靠性。

#### 文 献

[1] Rappaport T S, Sun S, Mayzus R, et al. Millimeter wave mobile communications for 5G cellular: it will work![J]. IEEE Access, 2013, 1: 335-349.

- [2] Heath R W, Gonzalez-Prelcic N, Rangan S, et al. An overview of signal processing techniques for millimeter wave MIMO systems[J]. IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing, 2016, 10(3): 436-453.
- [3] Vray D, Brusseau E, Detti V, et al. Ultrasound medical imaging[M]. New Jersey: John Wiley & Sons, Inc., 2014.
- [4] Papadacci C, Pernot M, Couade M, et al. High-contrast ultrafast imaging of the heart[J]. IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control, 2014, 61(2): 288-301.
- [5] Riedl T, Singer A C. Towards a video-capable wireless underwater modem: Doppler tolerant broadband acoustic communication[C]. 2014, Underwater Communications Networking, Sestri Levante, Italy, 2014.
- [6] Singer A, Oelze M, Podkowa A. Experimental ultrasonic communications through tissues at Mbps data rates[C]. 2016 IEEE International Ultrasonics Symposium (IUS), 2016: 1-4.
- [7] Singer A, Oelze M, Podkowa A. Mbps experimental acoustic through-tissue communications: MEAT-COMMS[C]. 2016 IEEE 17th International Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications (SPAWC), Edinburgh, UK. 2016: 1-4.
- [8] Taudien J Y, Bilén S G. Quantifying long-term accuracy of sonar Doppler velocity logs[J]. IEEE Journal of Oceanic Engineering, 2018, 43(3): 764-776.

- [10] Kenny A, Lopez G. Advances in and extended application areas for Doppler sonar[C]. OCEANS. IEEE, Hampton Roads, VA, USA, 2012: 1–9.
- [11] Kinsey J C, Eustice R, Whitcomb L L. A survey of underwater vehicle navigation: recent advances and new challenges[C]. Proceedings of the 7th Conference of Manoeuvring and Control of Marine Craf, 2006: 1–12.
- [12] Gross P, Andrew P. The application of sector scanning sonar and multibeam imaging sonar for underwater security[C]. Proceedings of OCEANS Conference, Vancouver, BC, Canada, 2007: 1–7.
- [13] Reed S, Petillot Y, Bell J. An automatic approach to the detection and extraction of mine features in sidescan sonar[J]. IEEE Journal of Oceanic Engineering, 2003, 28(1): 90–105.
- [14] Bellettini A, Pinto M. Design and experimental results of a 300-kHz synthetic aperture sonar optimized for shallowwater operations[J]. IEEE Journal of Oceanic Engineering, 2009, 34(3): 285–293.
- [15] DeMarco K J, West M E, Howard A M. Sonar-based detection and tracking of a diver for underwater human-robot interaction scenarios[J]. Systems, Man, and Cybernetics (SMC), 2013 IEEE International Conference on. IEEE, 2013: 2378–2383.
- [16] DeMarco K J, Howard A M. Tracking multiple fragmented objects with 2D imaging sonar[C]. OCEANS 2016 MTS/IEEE Monterey, Monterey, CA, USA, 2016: 1–10.
- [17] Cochenour B, Mullen L, Laux A. Spatial and temporal dispersion in high bandwidth underwater laser communication links[J]. MILCOM 2008 - 2008 IEEE Military Communications Conference, San Diego, CA, USA, 2008: 1–7.
- [18] Cochenour B, Mullen L, Muth J. Temporal response of the underwater optical channel for high-bandwidth wireless

laser communications[J]. IEEE Journal of Oceanic Engineering, 2013, 38(4): 730–742.

- [19] Farr N, Bowen A, Ware J, et al. Optical communication system expands CORK seafloor observatory's bandwidth[C]. OCEANS 2010 MTS/IEEE SEATTLE, Seattle, WA, USA, 2010: 1–6.
- [20] Johnson L J, Green R J, Leeson M S. Hybrid underwater optical/acoustic link design[C]. 2014 16th International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON), Graz, Austria, 2014: 1–4.
- [21] Busquets-Mataix J, Busquets-Mataix J V, Busquets-Mataix D, et al. Hybrid glider Alba14 with laser-acoustic data transfer as a low-cost independent instrumentation data-mule[C]. OCEANS 2017-Aberdeen, Aberdeen, UK, 2017: 1–7.
- [22] Oliva J, Surfer D, Stojanovic M. Underwater wireless video transmission for supervisory control and inspection using acoustic OFDM[C]. Proc. IEEE Oceans'11 Europe Conference, Santander, Spain, June 2011: 1–9.
- [23] Tuchler M, Singer A C, Koetter R. Minimum mean square error equalization using a priori information[J]. IEEE Transcations on Signal Processing, 2002, 50(3): 673–683.
- [24] Zhang Y, Zakharov Y, Li J. Soft-decision-driven sparse channel estimation and turbo equalization for MIMO underwater acoustic communications[J]. IEEE Access, 2018, 6: 4955–4973.
- [25] Proakis J G. Digital communications[M]. 4th Edition. New York: McGraw Hill, 2000.
- [26] Haykin S. Adaptive filter theory[M]. 4th Edition. New Jersey Prentice Hall Inc., 2002.
- [27] Song S, Singer A C, Sung Koeng-Mo. Soft input channel estimation for turbo equalization[J]. IEEE Transcations on Signal Processing, 2004, 52(10): 2885–2894.
- [28] Otnes R, Tuchler M. Iterative channel estimation for turbo equalization of time-varying frequency selective channels[J]. IEEE Transcations on Wireless Communications, 2004, 3(6): 1918–1923.