

基于扩频码的单载波迭代频域均衡水声通信*

何成兵[†] 黄建国 孟庆微 张群飞 史文涛

(西北工业大学航海学院, 西安 710072)

(2013年6月8日收到; 2013年9月9日收到修改稿)

单载波时域均衡在长时延扩展水声信道中计算量大, 并对接收机参数的选择较为敏感, 可靠性低, 而正交频分复用信号峰均功率比高、对频率偏移敏感. 针对这些问题, 提出基于扩频码的单载波块传输高速水声通信方法和基于 $T/4$ 分数间隔迭代频域均衡的接收机算法. 该接收机利用已知扩频码进行信道估计以及对由多普勒偏移引起的旋转相位进行估计, 并通过一种低复杂度迭代频域均衡算法改善系统性能. 开展了湖上实验研究, 结果表明在浅水 1.8 km 距离且复杂多径干扰条件下, 利用 BPSK/QPSK 调制可实现 10^{-2} — 10^{-4} 的误码率并达到 1500—3000 bit/s 的有效数据率.

关键词: 水声通信, 单载波, 频域均衡, 迭代处理

PACS: 43.30.+m

DOI: 10.7498/aps.62.234301

1 引言

伴随着海洋开发和海洋环境监测的发展, 应用于各种水下设备的高数据率水声通信具有重要意义. 水声信道具有声速小、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. 调制解调技术是水声通信中的核心技术, 它决定着水声通信系统的性能、带宽利用率和接收机复杂度等^[1]. 近二十年来调制解调技术和接收机算法始终贯穿着水声通信技术的发展, 如从上世纪 80 年代的多频移键控技术^[1], 90 年代的多相移键控技术^[2] 到本世纪初的正交频分复用^[3,4] 和扩频技术^[5-9]. 目前为止, 国内外文献针对高数据率水声通信的方法主要归为两类: 一类是基于 Stojanovic 等人提出的内嵌二阶数字锁相环的自适应多通道时域判决反馈均衡器单载波水声通信^[2], 该方法在多种信道如远程深水、远程浅水和近程浅水中进行了大量的湖海实验研究, 通过认真的调节接收机参数, 可获得良好的效果. 但是在多径扩展较大 (30—100 ms) 的水声通信信道中, 该方法计算复杂度较高, 同时这种接收机

对均衡器和二阶数字锁相环参数的选择非常敏感.

另一类方法是采用正交频分复用技术 (orthogonal frequency division multiplexing, OFDM) 进行高数据率水声通信. 多载波传输把高速数据流分解为若干个独立的低速数据流并行发送, 将频率选择性衰落信道转化为平坦衰落信道. OFDM 是一种特殊的多载波传输体制. 理论上, OFDM 有两个主要的优点: 1) 通过快速傅立叶变换实现低复杂度单抽头频域均衡; 2) 在发射端已知信道状态的情况下, 通过“注水”算法, 根据每个子信道的情况, 对衰减小的子载波分配较高的比特数, 对衰减高的子载波分配较低的比特数. 但是由于采用多载波传输体制, OFDM 具有两个主要缺点, 即峰均功率比高及对频率偏移敏感. 特别地, 在水声通信系统中, 功率放大器需要在大功率情况下工作时, 高峰均功率比将严重影响功放和发射换能器的效率、安全性及使用寿命; OFDM 信号对收发机振荡器失配和 Doppler 影响敏感, 尤其是声波传播速度小 (约 1500 m/s), 由于载体运动等引起的 Doppler 频移大, 使得子载波偏移量往往超过子载波间隔, 且每个子载波偏移量不同, 破坏了 OFDM 信号子载波之间的正交性^[4].

* 国家自然科学基金 (批准号: 61101102, 61271415)、高等学校博士学科点专项科研基金 (批准号: 20106102120011) 和西北工业大学基础研究基金 (批准号: JC20120219) 资助的课题.

[†] 通讯作者. E-mail: hcb@nwpu.edu.cn

针对这一问题, 本文提出基于迭代频域均衡的扩频码单载波块传输 (PN-based single carrier block transmission, PN-SCBT) 高数据率水声通信方法, PN-SCBT 通过单抽头频域均衡处理, 可获得和 OFDM 一致乃至更好的性能, 且复杂度接近 [10,11]. 另外与 OFDM 信号相比, 由于采用单载波传输方法, 其调制信号峰均功率比低, 对频率偏移不敏感, 且频域均衡计算量与多径扩展长度对数近似成正比. 与基于循环前缀的 SCBT 和基于补零序列的 SCBT 相比, 利用已知 PN 代替循环前缀 [12], 进行 SCBT 水声通信在同步、信道估计、Doppler 频移估计及多用户扩展等方面均具有优势. 设计并实现

了高数据率水声通信湖上试验, 实验结果显示了该方法的有效性.

2 系统模型

在发射端, 首先对经过符号映射的编码数据按长度为 $N-P$ 进行分块, 在首个数据块前插入长度为 P 的 PN 码, 在每组数据后插入长度为 P 的 PN 码, 其数据帧格式如图 1 所示. 由于前后数据块之间都存在 PN, 可以将 PN 码看作循环前缀, 获得循环卷积的作用, 消除数据块间干扰的影响, PN-SCBT 的数据块可表示为

$$\bar{x}(i) = \begin{cases} x(i), & i = 0, 1, \dots, N-P-1, \\ q(i-N+P) & i = N-P, N-P+1, \dots, N-1 \end{cases} \quad (1)$$

式中, $q(i), i = 0, \dots, P-1$, 为长度为 P 的 PN 码. 随后, 对离散信号进行 D/A 变换, 并通过功率放大器和发射换能器将信号发射进入水声信道.

接收端同步之后首先去除长度为 P 的 PN 接收信号, 然后对接收信号按长度为 N 进行分块处理, 随后进行 FFT 变换, 将时域信号转化成频域信号, 并进行频域均衡, 之后利用 IFFT 将均衡后的频域信号恢复成时域信号, 并进行判决处理. PN-SCBT 水声通信系统模型如图 2 示.

对于时不变信道, 接收信号可表示为

$$\mathbf{r} = \mathbf{h} \cdot \mathbf{x} + \mathbf{w}, \quad (2)$$

式中

$$\mathbf{h} = \begin{bmatrix} h_0 & 0 & \cdots & h_{L-1} & \cdots & h_1 \\ h_1 & h_0 & \cdots & \cdots & \cdots & h_2 \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ h_{L-1} & \cdots & h_1 & h_0 & 0 & 0 \\ 0 & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & h_{L-1} & \cdots & h_1 & h_0 \end{bmatrix} \quad (3)$$

为一 $N \times N$ 的循环矩阵, 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

$$\mathbf{R} = \mathbf{H}\mathbf{X} + \mathbf{W}, \quad (4)$$

式中, $\mathbf{R} = \mathbf{F}\mathbf{r}$, $\mathbf{X} = \mathbf{F}\mathbf{x}$, $\mathbf{W} = \mathbf{F}\mathbf{w}$. \mathbf{F} 表示 DFT 运算的矩阵, \mathbf{F}^H 表示 IDFT 运算的矩阵, 大小为

$N \times N$, 且 $\mathbf{F}\mathbf{F}^H = \mathbf{I}_{N \times N}$, 可以用 FFT/IFFT 快速算法实现. \mathbf{H} 为一对角矩阵, 其对角线的元素 H_k 可表示为

$$H_k = \sum_{l=0}^{L-1} h(l) e^{-j(2\pi k l / N)}, k = 0, 1, \dots, N-1. \quad (5)$$

利用迫零 (zero forcing, ZF) 和最小均方误差 (minimum mean square error, MMSE) 准则, 采用简单的单抽头线性均衡器, 可获得频域的均衡信号

$$\hat{\mathbf{X}} = \mathbf{C}\mathbf{R}, \quad (6)$$

其中, \mathbf{C} 是 $N \times N$ 三角矩阵, 对角线元素为均衡器抽头系数为 $C_k, k = 0, 1, \dots, N-1$.

$$C_k = \frac{H_k^*}{|H_k|^2 + \text{SNR}} \quad (7)$$

SNR 为信噪比, 之后, 再通过 IFFT 变换到时域进行判决, 得到估计的数据符号.

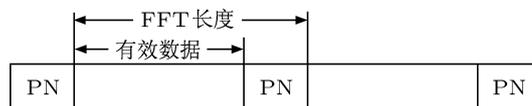


图 1 PN-SCBT 数据帧格式

3 接收机算法

在水声信道中, 由于定时误差、Doppler 频移等的影响, 接收信号可以表示为

$$r_k(n) = e^{j(n\Delta\phi_k)} \sum_{l=0}^{L-1} h(k, l) x_k(n-l) + w(k, n), \quad (8)$$

式中, T_s 是码元符号长度, f_k 是在第 k 个数据组中的 Doppler 频移, 由收发机之间的相对运动, A/D, D/A 采样等引起的, $\Delta\phi_k$ 是由于多普勒频移引起的相位偏移量, $w(k, n)$ 是加性高斯白噪声, 方差为 σ^2 .

首先利用数据组的首尾 PN 码估计残余 Doppler 频移引起的相位旋转, 采用互相关法, $\Delta\phi_k$ 的估计可表示为

$$\hat{\Delta\phi}_k = \frac{1}{P} \angle \left(\sum_{n=0}^{P-1} r_k^*(n) r_{k+1}(n) \right). \quad (9)$$

随后, 利用估计得到的 $\hat{\Delta\phi}_k$ 对接收信号 r 进行相位补偿, 得到 \tilde{r} , 再进行 FFT 变换、频域均衡和 IFFT 变换, 通过 IFFT 将均衡后的信号转化为时域信号.

随后利用每个数据块内的扩频码, 并采用最小方差 (least square, LS) 估计方法, 估计时变信道, 即

$$\hat{h}_k = (Q_p^H Q_p)^{-1} Q_p^H r, \quad (10)$$

其中

$$Q_p = \begin{bmatrix} q_L & q_L & \cdots & q_L & q_L \\ q_{L+1} & q_L & \cdots & q_L & q_L \\ \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ q_M & q_{M-1} & \cdots & q_{L+1} & q_L \end{bmatrix}. \quad (11)$$

在严重频率选择性衰落水声信道中, 由于噪声的影响, 上述基于 MMSE 准则的频域线性均衡算法, 产

生较大的性能损失. 采用单抽头均衡器, PN-SCBT 系统在严重的多径传播中性能明显下降, 采用简化的迭代频域均衡 [13], 可提高误码率性能.

$$C_k = C_k^l \approx \frac{(1-\gamma)H_k^*}{\text{SNR}_{\text{pre}}^{-1} + \beta P_{s,\text{pre}} |H_k|^2}, \quad (12)$$

$$B_k = B_k^l \approx -(C_k H_k - \gamma), \quad (13)$$

即每次迭代过程中, 前馈和反馈均衡器的系数保持不变, 极大的降低了计算量. 其中 SNR_{pre} , $P_{s,\text{pre}}$, β 和 γ 是预先设定的迭代均衡器参数. 综上所述, 迭代频域均衡 PN-SCBT 的接收机结构如图 3 所示.

4 仿真分析

水声信道的多径传播特性在很大程度上决定了水声通信质量和各种接收处理算法的性能. 为了检验上节所提接收机算法在多径水声信道中的性能, 采用文献 [6] 的基于射线声学的水声信道模型. 在射线声学, 声信号沿不同途径的声线到达接收点, 总的接收信号是通过接收点的所有声线传输的信号迭加, 基于射线声学的水声信道模型可表示为

$$h(t, \tau_i) = \sum_{i=0}^{L-1} \beta_i(t) \delta(t - \tau_i), \quad (14)$$

式中, L 是多径条数, β_i 和 τ 分别是多径对应的复增益和传播时延.

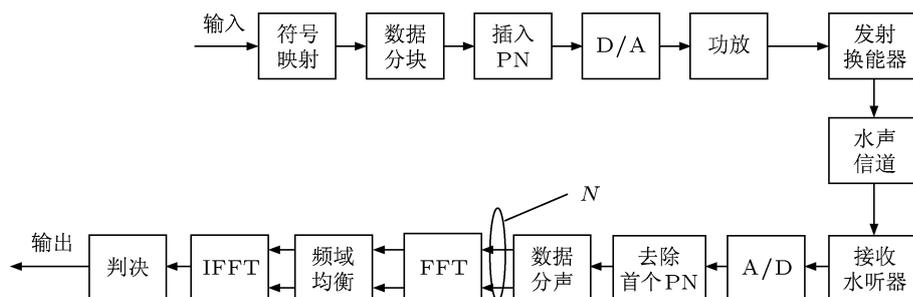


图 2 PN-SCBT 水声通信系统模型

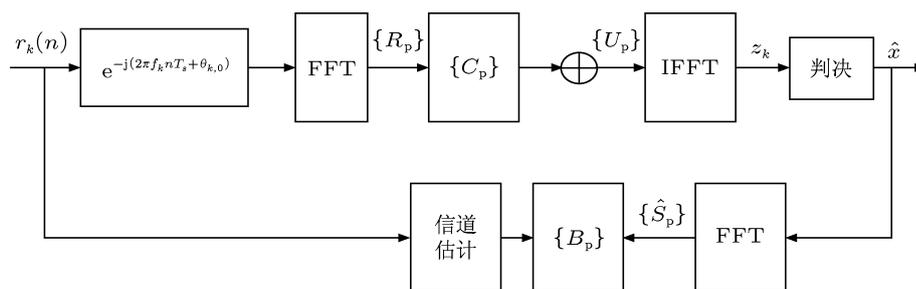


图 3 迭代频域均衡单载波块传输水声通信系统框图

本节采用的信道模型如图 4 所示, 类似于文献 [6] 中的多径信道模型, 该信道的多径扩展约为 25 ms. 仿真中, 码片速率 R_c 为 2 kHz, FFT 长度为 512, PN 长度为 128 (长度为 127 的 Gold 序列补 1 形成), BPSK, QPSK 对应的数据率有效数据率分别为 1500 bps 和 3000 kbps. 该水声信道中的多径时延扩展达到 50 个符号. 仿真实验中的接收机算法包括 MMSE 均和和 2 次迭代处理, 对比分析了两种接收机算法在 3 km 信道中的性能. 图 5 中给出了 BPSK, QPSK 在该信道模型下的不同接收机算法的性能曲线. 由图中可以看出, 在 10^{-4} 误码率处, 2 次迭代均衡的信噪比增益约为 1.5 dB.

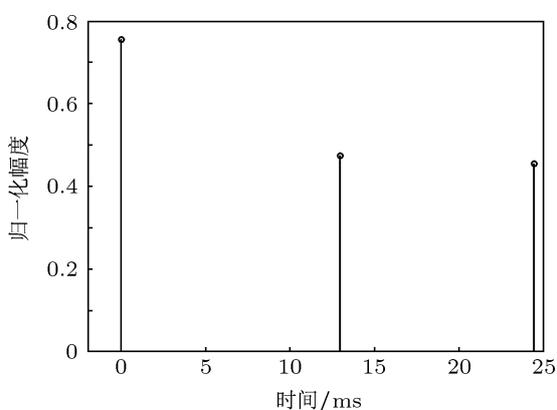


图 4 3 km 水声信道模型

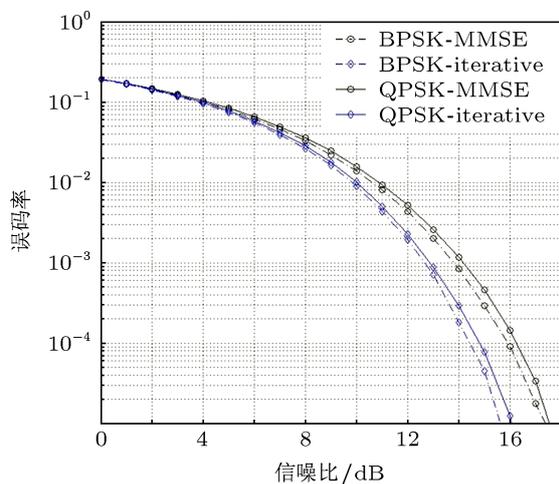


图 5 接收机算法性能分析

5 湖上实验研究

为验证所提 PN-SCBT 方法在复杂水声信道中的通信性能, 课题组于 2011 年 11 月在泔河水库进行了湖上高速水声通信的试验研究. 发射和接收换能器皆无指向性, 实验区域水深发射端约 4 m, 接收端 12 m 左右, 发射换能器布放深度为 1 m, 水听

器阵布放深度为 3 m. 通信试验时, 发射船和接收船主辅机停机, 两船分别用 GPS 定位, 测量出其水平距离约为 1.8 km.

图 6(a) 为泔河水库水声通信实验时的信道冲击响应, 它反应了信道响应随时间的变化, 横轴为信道响应随时间的扩展, 纵轴为时间变化, 图 6(b) 为实验过程某时刻的信道响应函数. 由于发射端离岸边较近, 造成发射声波的多次发射, 使得实验水声信道为一密集多径信道, 由图中可见, 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.

实验装置的频段为 2—6 kHz, 载频 4 kHz, 通信数据的码元宽度为 0.5 ms, 数据块中扩频码 PN 长度为 128 (长度为 127 的 Gold 序列补 1 形成), 相应持续时间为 64 ms, 该持续时间大于多径时延扩展, 每个数据块包括 512 个符号 (FFT 长度为 512), 其中 384 个为信息符号, 共计 60 个数据块, 采用 BPSK 和 QPSK 调制, 有效数据率分别为 1500 bps 和 3000 bps, 有效数据量分别为 23040 和 46080 bit.

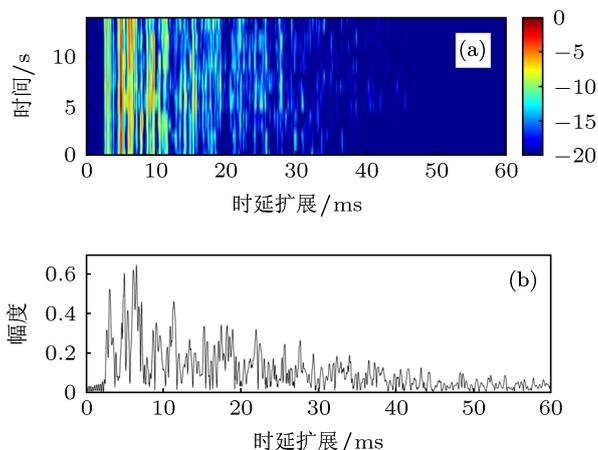


图 6 实验时变信道冲击响应函数图 (a) 时变信道特征; (b) 某时刻信道多径结构

迭代频域均衡器的参数, SNR_{pre} 和 $P_{s,pre}$ 分别为 10 和 0.1, 对于 BPSK 信号, β 为 8, 对于 QPSK 信号, β 为 2. 残余 Doppler 频移通过相邻的两个 P-N 序列进行估计. 图 7 给出的是对第 2 个通道接收 BPSK 信号的处理结果, 对于采用 BPSK 调制的 PN-SCBT, MMSE 均衡和 2 次迭代频域均衡误码率分别为 1.9×10^{-3} 和 4.77×10^{-4} , 输出信噪比分别是 6.79 dB 和 10 dB, 输出信号信噪比增益为 3.21 dB. 图 8 给出的是对第 6 个通道接收 QPSK 信号的处理结果, 误码率分别为 1.91×10^{-2} 和 1.69×10^{-2} , 输出信号的 SNR 分别是 7.08 dB 和 9.27 dB, 输出信号信噪比增益为 2.19 dB. 由于信道估计误差及误差

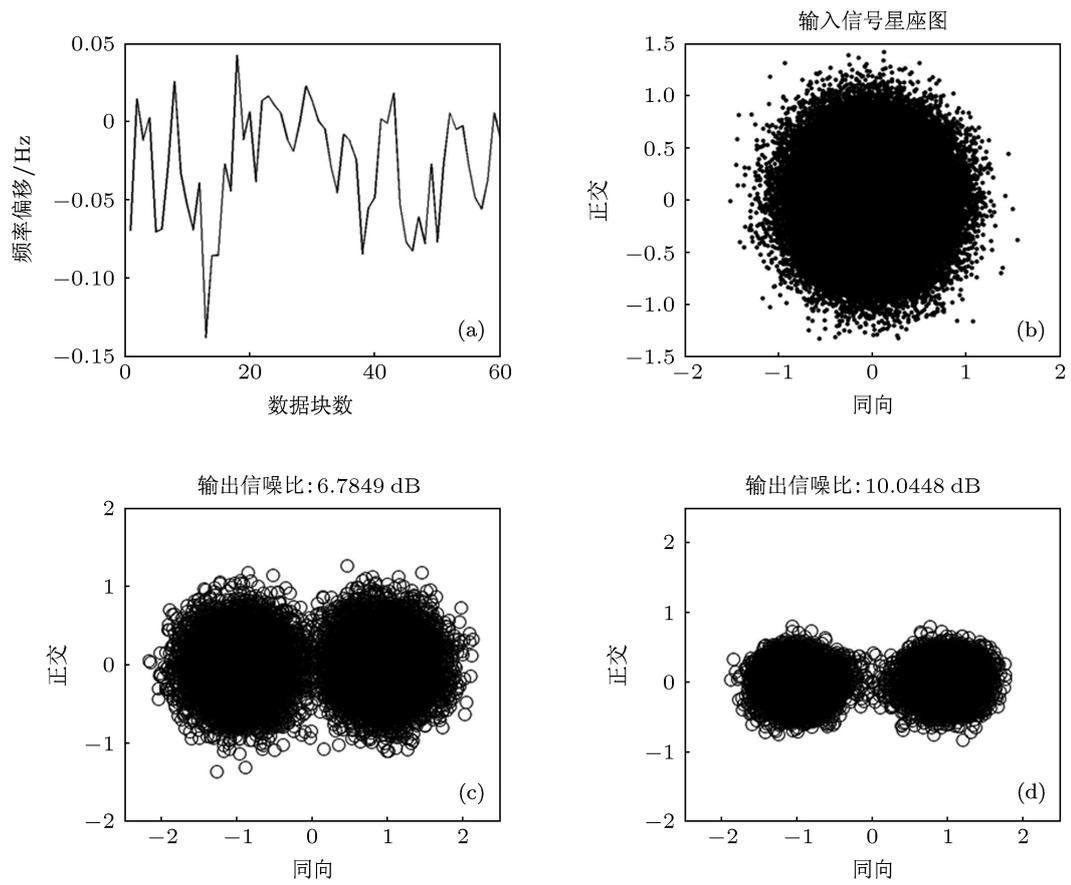


图7 第2通道 BPSK 实验结果 (a) 残余 Doppler 频移; (b) 输入信号的星座图; (c) MMSE 均衡器输出信号的星座图; (d) 2 次迭代频域均衡后输出信号的星座图

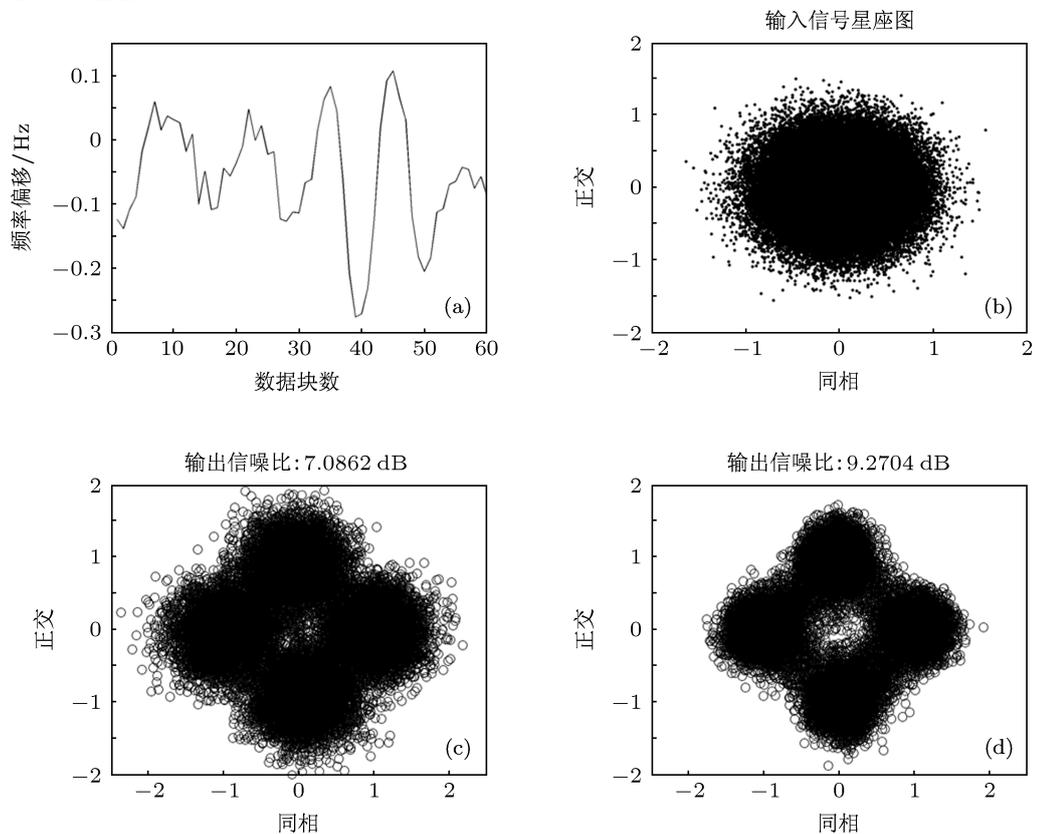


图8 第6通道 QPSK 实验结果 (a) 残余 Doppler 频移; (b) 输入信号的星座图; (c) MMSE 均衡器输出信号的星座图; (d) 2 次迭代频域均衡后输出信号的星座图

传播的影响, 增加迭代次数对 QPSK 调制误码率的改善不大.

表 1 BPSK 调制单通道的处理结果

通道号	误码率/%		输出信噪比/dB	
	MMSE	2 次迭代	MMSE	2 次迭代
1	0.33	0.098	6.62	9.98
2	0.19	0.047	6.79	10.0
3	0.24	0.051	6.82	9.97
4	0.59	0.17	6.10	9.35
5	0.41	0.16	6.02	9.25
6	0.63	0.26	5.57	8.85

表 2 QPSK 调制单通道的处理结果

通道号	误码率/%		输出信噪比/dB	
	MMSE	2 次迭代	MMSE	2 次迭代
1	2.32	1.84	6.85	9.13
2	2.70	2.54	6.54	8.85
3	3.28	3.01	6.36	8.64
4	2.71	2.56	6.58	8.70
5	3.05	2.96	6.44	8.38
6	1.91	1.69	7.09	9.27

表 1 和表 2 给出了各接收通道采用不同处理方法的性能分析结果, 对于 BPSK 来说, 通过 2 次迭代, 其误码率性能改善较为明显; 对 QPSK 来说, 由于初始估计误码较多引起的误差传播和信道估计误差, 导致迭代均衡的效果不明显. 实际中, 通常采用 2 次迭代处理.

6 结论

本文提出基于扩频码的低复杂度迭代频域均衡单载波块传输方法, 利用已知扩频码可改善信道估计精确, 通过低复杂度迭代频域均衡和多通道联合均衡, 显著改善系统的误码率性能, 提高了输出信噪比. 通过湖上实验研究表明, 在 1.8 km 距离的复杂长多径时延扩展水声信道中, 采用 BPSK/QPSK 调制的 PN-SCBT 技术实现了 1500 bit/s 和 3000 bps 的有效数据率, 单通道 PN-SCBT 接收机算法的误码率均在 10^{-2} — 10^{-4} , 由于信道估计误差和错误判决的影响, 实际系统中采用 2 次迭代处理即可, 采用 Turbo 均衡技术可进一步改善系统性能.

- [1] Kilfoyle D, Baggeroer A 2000 *IEEE J. Ocean. Eng.* **25** 4
- [2] Stojanovic M, Catipovic J A, Proakis J G 1994 *IEEE J. Ocean. Eng.* **19** 100
- [3] Huang J G, Sun J, He C B, Shen X H, Zhang Q F 2005 *IEEE MAPE*
- [4] Li B, Zhou S, Stojanovic M, Freitag L, Willett P 2008 *IEEE J. Ocean. Eng.* **33** 198
- [5] He C B, Huang J G, Han J, Zhang Q F 2009 *Acta Phys. Sin.* **58** 8379 (in Chinese) [何成兵, 黄建国, 韩晶, 张群飞 2009 物理学报 **58** 8379]
- [6] He C B, Huang J G, Ding Z 2009 *IEEE J. Ocean. Eng.* **33** 4
- [7] He C B, Huang J G, Yan Z H, Zhqng Q F 2011 *Sci. China Inf. Sci.* **54** 1747
- [8] Yin J W, Hui J Y, Wang Y L, Hui J 2007 *Acta Phys. Sin.* **56** 5915 (in Chinese) [殷敬伟, 惠俊英, 王逸林, 惠娟 2007 物理学报 **56** 5915]
- [9] Yu Y, Zhou F, Qiao G 2012 *Acta Phys. Sin.* **61** 234301 (in Chinese) [于洋, 周锋, 乔钢 2012 物理学报 **61** 234301]
- [10] Falconer D, Ariyavisitakul S L, Benyamin-Seeyar A, Eidson B 2002 *IEEE Communications Magazine* **40** 4
- [11] Pancaldi F, Vitetta G M, Kalbasi R, Al-Dhahir N, Uysal M and Mheidat H 2008 *IEEE Signal Process. Mag.* **25** 5
- [12] Zheng Y R, Xiao C, Yang T C and Yang W B 2010 *Elsevier Journal on Physical Communication* **3** 1
- [13] Zhang C, Wang Z C, Pan C Y, Chen S and Hanzo L 2011 *IEEE Trans. On Vehicular Technology* **60** 3

PN-based single carrier block transmission with iterative frequency domain equalization over underwater acoustic channels*

He Cheng-Bing[†] Huang Jian-Guo Meng Qing-Wei Zhang Qun-Fei Shi Wen-Tao

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

(Received 8 June 2013; revised manuscript received 9 September 2013)

Abstract

Single carrier modulation with time-domain equalization (SC-TDE) in underwater acoustic channel is sensitive to receiver parameters and its computational complexity is very high. Orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) signal has high peak-to-average power ratio (PAPR) and is sensitive to Doppler shift. Aiming at these problems, this paper proposes the pseudo-noise (PN)-based single carrier block transmissions through underwater acoustic channels and corresponding receiver algorithms. The receiver employs PN signals for residual Doppler shift estimation, and channel estimation. A low complexity $T/4$ fractional iterative frequency domain equalizer is introduced to improve the system performance. One underwater acoustic communication system has been designed and tested in a lake in November 2011. At a distance of 1.8 km under a complex channel condition, the useful data rates of around 1500 and 3000 bps are achieved with un-coded bit error rates 10^{-2} – 10^{-4} in the lake experiment.

Keywords: underwater acoustic communication, single carrier, frequency domain equalization, iterative processing

PACS: 43.30.+m

DOI: 10.7498/aps.62.234301

* Project supported by the National Natural Science Foundation of China (Grant Nos. 61101102, 61271415), the Specialized Research Fund for the Doctoral Program of Higher Education of China (Grant No. 20106102120011), and the NPU Foundation for Fundamental Research, China (Grant No. JC20120219).

[†] Corresponding author. E-mail: hcb@nwpu.edu.cn