

水声扩频通信中多普勒估计与补偿算法研究

袁兆凯* 隋天宇 李 宇 黄海宁
(中国科学院声学研究所 北京 100190)

摘 要: 通信系统普遍受多普勒效应影响,因而载波同步成为通信中的一项关键技术。在水声通信中,由于声速有限,信道中的多普勒效应的影响更为明显。该文在一个基于软件无线电机制的水声扩频通信系统中,对水声信道的多普勒效应进行分析和建模,并在此基础上提出了一种有效的水声扩频多普勒估计与补偿算法。仿真实验表明,算法能够在-22 dB 的情况下有效地对 15 m/s 以内产生的多普勒频移进行估计与补偿。算法经过海试测试,在 6 节速度及加速减速过程中,系统均能够成功地完成载波同步。

关键词: 水声扩频通信; 多普勒效应; 载波同步

中图分类号: TN929.3

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2012)01-0051-06

DOI: 10.3724/SP.J.1146.2011.00528

The Estimation and Compensation of Doppler Effect on Underwater Acoustic Spread Spectrum Communication

Yuan Zhao-kai Sui Tian-yu Li Yu Huang Hai-ning
(Institute of Acoustics, Chinese Academy of Science, Beijing 100190, China)

Abstract: The Doppler effect is inherent in communication systems which makes the carrier synchronization critical to the whole system. In underwater communication environment, the Doppler effect is more severe due to the limited sound speed. In this paper, the Doppler effect of underwater channel is analyzed by formulas on a software-defined radio communication system. Then an effective algorithm is developed which can estimate and compensate the frequency shift. The simulation results show that this algorithm works out within the speed of 15 m/s, when the signal to noise ratio is above -22 dB. The sea experimental results show that the system can successfully achieve the carry wave synchronization with the speed to be 6 knots.

Key words: Underwater acoustic spread spectrum communication; Doppler effect; Carrier synchronization

1 引言

扩频通信技术起源于 20 世纪 50 年代中期,最早用于军事方面,广泛地被使用在通信、电子对抗以及导航等方面。随着科技的日益发展,人们对通信的需求与日俱增,尤其是对稳定性的追求促使扩频通信技术的迅速发展。水声扩频通信技术的发展源于人们对于水下远程、可靠通信的需求。由于水下声信道的带宽窄、背景噪声大、多普勒频移率高、多径效应严重、吸收不均匀等问题,使得通信质量严重下降。因此,把扩频通信技术引入到水声通信成为了解决通信稳定性的有效方法。

扩频通信技术本身是对频率偏移不敏感的,但是由于水声信号的传输速率低,因此相对于无线电通信,水声通信的多普勒频移率十分高。所以

如何解决载波同步成为水声扩频通信的关键技术之一^[1,2]。一般在无线电磁波通信中,载波同步都是通过锁相环来实现的^[3,4],然而锁相环需要一个跟踪和锁定的过程,这一过程一般需要若干码元长度,无线电磁波通信中每次发送的扩频信号持续成千上万个码元长度,而水声信号的低频特性决定了在一定时间内只能传输有限个码元长度,所以无线电磁波通信中的做法在水声通信中是不适用的。一般水声通信中都采用搜索法^[5],即在捕获之后利用本地不同频率的载波对信号进行解调,选择最佳的载波以实现载波同步,但是这种算法的复杂度较高,一般的实时性系统都不能采用这种方法。所以对多普勒频移进行直接估计成为了水声扩频通信系统中一种有效的方法,文献[6]中采用了一种基于线性调频 Z 变换(CZT)算法对水声扩频通信系统的多普勒频移进行估计的方法,对于多普勒频移的处理只考虑到了其产生的频移效应,而对于多普勒频移的扩展效应没有做相应的分析和考虑。文献[7]中把载波同步交

2010-06-02 收到, 2011-08-01 改回

国家 863 计划项目(2006AA09Z117), 国家自然科学基金(60672118, 10904160)资助课题

*通信作者: 袁兆凯 zkyuan@gmail.com

付给均衡过程,这种方法只有在信噪比达到一定要求的时候才适用。本文提出了一种自适应的多普勒估计与补偿算法,系统发射一段训练信号,此段信号在收发两端都是已知的,载波同步首先对本地训练信号进行重采样,然后与接收信号相乘解扩。通过对解扩信号的分析调整重采样系数直到本地训练信号与接收信号不存在多普勒频移,系统结束完成载波同步过程。

本文首先简要介绍水声扩频通信系统的流程,系统以软件无线电技术为通信背景,对信号采用数字信号处理方式。第2节分析水声信道中多普勒频移情况,对信道进行抽象化。第3节介绍水声扩频通信系统的多普勒频移估计与补偿算法。第4节为算法仿真实验分析以及海试结果。

2 基于软件无线电机制的水声扩频通信系统及水声信道模型

软件无线电通过软件设计并实现通信传输的技术^[8],这种技术具有软件移植方便、开发周期短的优点,可以在同一设备上实现多种用途。水声扩频通信系统的软件无线电模型由换能器、数模转换、模数转换、处理器、存储设备等组成。其中换能器和数模转换及模数转换设备完成数字信号和模拟信号之间的转换,而所有的数字信号处理都在处理器和存储设备中完成。水声扩频通信流程分为3个部分:发送、信道和接收,具体的流程如图1所示。

基于软件无线电机制的水声扩频通信系统有如下特点:第一,采用通用的硬件结构,除了换能器和数/模转换模块需要与系统的频带相对应外,其他部分均为通用设计。第二,系统所有模块均由软件实现,模块化强,便于移植,开发周期短,可以根据实际情况随意调整系统参数。第三,数字信号处理过程。本算法的实现在载波同步模块中完成,设

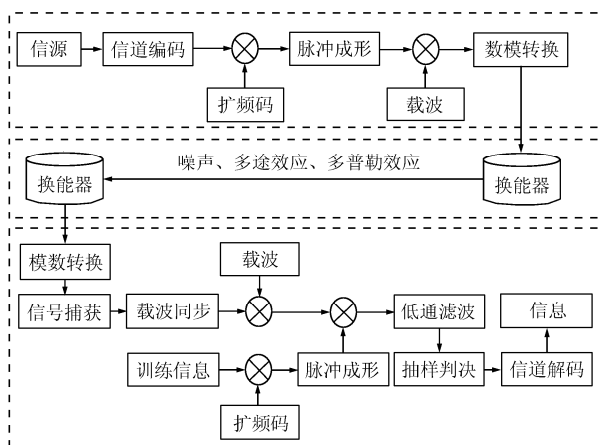


图1 基于软件无线电机制的水声扩频通信系统示意图

计过程中充分考虑到了数字信号处理的特点。

一般在无线电磁波通信中,多普勒效应的描述都是加入一个频移因子。实际上,多普勒效应对信号产生的影响表现为两个方面:频移和扩展^[9]。频移即是频率在原来基础上产生了一定的偏差。扩展指的是信号由于多普勒效应的存在,信号被压缩或者扩展了。在多普勒频移很小的时候,可以忽略扩展的影响,但是当频移率大的时候必须对扩展效应予以考虑,即对多普勒效应进行建模的时候使用式(1)。

$$r(t) = s((1 + \Delta)t) \quad (1)$$

水声信道的模型可以使用射线模型(式(2))来描述,声传播的路径叫声线^[10]。

$$h(t) = \sum_{i=1}^L a_i \delta(t - \tau_i) \quad (2)$$

声信号在传输过程中受到的第3种主要干扰为噪声,噪声来源多种多样^[11],叠加到一起可以近似地看成高斯白噪声。

综合以上对水声信道的描述,水声扩频信号从发射端到接收端的变化过程如下。定义系统的采样率为 F_s (单位Hz),即采样间隔 $T_s = 1/F_s$ (单位s),系统带宽为 W (单位Hz),则每个码片持续的时间为 $T_c = 1/W$ (单位s),则每个码片持续长度为 $N_c = T_c/T_s = F_s/W$ 。

发射信号:

$$d(m), m = 0, 1, \dots, M-1 \quad (3)$$

扩频码:

$$c(n), n = 0, 1, \dots, N-1 \quad (4)$$

系统采用升余弦滤波作为脉冲成形,其时域表达式为

$$\gamma(k) = 2 \frac{W_0}{F_s} \left[\text{sinc} \left(2 \frac{W_0}{F_s} k \right) \right] \frac{\cos[2\pi(1/F_s)(W - W_0)k]}{1 - [4(1/F_s)(W - W_0)k]^2} \quad (5)$$

基带信号表达式为

$$\xi(k) = \gamma(k - lN_c) \cdot d([k/(MN_c)]) \cdot c(k - [k/(NN_c)] \cdot k) \quad (6)$$

使用本地载波信号:

$$f(kT_s) = \exp(-jw_c / F_s \cdot k), k \in [0, NN_cM) \quad (7)$$

进行上变频,数模转换后得到发射信号

$$s(t) = \xi(kT_s) \cdot f(kT_s) \quad (8)$$

其中 $k \in [0, NN_cM)$ 。

信号受到噪声、多普勒效应、多途效应的影响,到达接收端为

$$r(t) = \sum_{i=1}^L a_i \cdot s((1 + \Delta_i)t) \cdot \delta(t - \tau_i) + n(t) \quad (9)$$

其中 Δ_i 为第 i 条路径的多普勒频移率，一般情况下我们可以近似地把各个路径的多普勒频移率看成是相等的，即 $\Delta_i = \Delta, i = 1, \dots, L$ 。而且，这里我们只考虑主路径，其他路径的处理可以通过 Rake 接收实现。接收信号首先经过的模块是信号捕获模块，这部分内容不在本文的讨论范围之内，假设信号捕获模块给出的结果与原始结果偏差为 λ_d ，即 $\tau_1 = \lambda_d$ 。并对信号进行归一化处理，即 $a_1 = 1$ 。

则接收信号的数字形式可以表示为

$$r(k) = s((1 + \Delta)kT_s) + n(kT_s) \quad (10)$$

这时候，如果不进行载波同步，直接对信号进行解扩的话，由于 Δ 的存在，扩频码对齐失败，相关性能下降，解扩效果会受到严重影响，从而影响系统性能。针对如何估计并消除 Δ ，本文在下面给出相应的算法和具体实现过程。

3 多普勒估计与补偿算法

根据第 2 节对多普勒情况的分析以及对水声信道的建模，本文提出了一种多普勒估计与补偿算法。本文对多普勒估计的方法为发射一块训练信号，其中训练序列固定并且在收发两端都是已知的，为了简单起见，这里假定这些训练序列都为 1。系统中通过一个预先估计的多普勒频移率，然后将本地的训练信号按照此多普勒频移率进行重采样。当信号捕获后，将本地的训练信号与接收信号相乘完成对此训练信号的解扩过程。此解扩之后的信号包含了真正多普勒偏移和估计的多普勒频移之差的频率信息。对此信号做频谱分析，如果给出的结果与 0 频率有相应的偏差则修改估计多普勒偏移值，重复上述过程直至估计结果与真实结果相差在一个允许的范围。为了防止系统无限循环，设定一个阈值，当循环次数达到此阈值的时候，系统退出估计过程，但注意此时的结果并不一定是正确的估计值。该算法全部在载波同步模块中进行，首先根据捕获到的扩频信号进行多普勒频移估计，得到估计值 $\tilde{\Delta}$ ，然后对信号进行重采样操作以补偿多普勒频移带来的影响。训练信号长度为 1，即 $M = 1, d = \{1\}$ 。采用公式描述整个流程如下。

接收信号经过重采样得到

$$r'(k) = s((1 + \Delta - \tilde{\Delta})kT_s) + n(kT_s) \quad (11)$$

接收信号与载波相乘得到基带信号

$$\begin{aligned} \xi'(k) = & \xi((1 + \Delta - \tilde{\Delta})kT_s) \\ & \cdot \exp(-jw_c(\Delta - \tilde{\Delta})kT_s) + \varepsilon(kT_s) \end{aligned} \quad (12)$$

其中

$$\varepsilon(k) = n((1 - \tilde{\Delta})kT_s) \cdot \exp(jw_c kT_s) \quad (13)$$

为噪声引起的误差项。

可以看到，基带信号中其实包含了多普勒频移项，但是此时的信噪比很低，不能够直接从中提取出频率偏移信息，我们可以利用扩频系统具有扩频增益的性质，对信号进行解扩处理以提高信噪比。

$$\eta(k) = \xi'(k) \cdot (c(k) * \gamma'(k)) \quad (14)$$

将式(5)，式(6)，式(12)代入式(14)，在多普勒估计结果与真实值相差很小时，得到

$$\eta(k) = N(1 + \Delta - \tilde{\Delta}) \cdot \exp(-jw_c(\Delta - \tilde{\Delta})kT_s) + \varepsilon(kT_s) \quad (15)$$

其中 $\varepsilon(kT)$ 仍然代表噪声项。对式(15)进行频率分析，由于解扩的作用， $\eta(k)$ 的信噪比等于原信噪比加上扩频增益，所以可以直接进行频率分析得到估计值与真实值的差。

对于频谱分析来说，最为常用的方法就是傅里叶变换，可以将时域信号转换到频域。对于数字信号来说即是进行离散傅里叶变换(DFT)。但是 DFT 分析的频谱范围是 $0 \sim F_s/2$ ，这个频谱分辨率 ($F_s/(2N)$ Hz) 对于本系统来说是远远不够的，因此本文的频谱分析方法采用线性调频 Z 变换(CZT)。CZT 变换的 z 值沿着 z 平面的任意路径取值，我们只取关心的那一段频率，缩小了分析的频率范围，因此 CZT 比 DFT 的频谱分辨率高。CZT 的计算可以通过快速傅里叶变换的思想来实现，运算复杂度 $O(n \lg n)^{[12]}$ 。

估计值的选取是一个自适应的过程，本地多普勒频移估计值从初值开始不断调整，调整的依据为对式(15)的频率分析结果，我们用 $\Phi(\eta)$ 来表示此结果，即

$$\tilde{\Delta}_n = \begin{cases} \tilde{\Delta}_{n-1} - \mu\Phi(\eta), & n \geq 2 \\ \tilde{\Delta}_0, & n = 1 \end{cases}$$

其中 μ 为步长因子。

具体的多普勒估计流程如图 2 所示。

从第 2 节的分析可以看出，如果存在多普勒偏

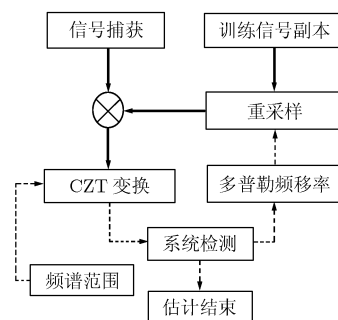


图 2 载波同步的多普勒频移估计流程
(粗箭头表示信号流程，虚线箭头表示控制信号流程)

移, 仅在频率上对信号进行补偿是远远不够的, 多普勒补偿方法必须能够抵消多普勒效应的扩展影响。一般系统中都是通过调整系统的采样率来实现与接收信号的同步, 但是在基于软件无线电的通信系统中, 由于硬件设计的有限性, 本地采样率的分辨率没有那么多高, 达不到调整的要求。本算法采用对接收信号进行重采样的补偿方式, 并综合考虑信号的原始形式和计算复杂度, 选取线性插值方法对信号进行重采样, 算法复杂度为 $O(n)$ 。

4 仿真及试验分析

4.1 仿真实验

仿真水声扩频通信系统。系统参数选择扩频码为 Gold 码, 扩频码长度 1023, 训练序列比特数 1, 系统采样率 52 kHz, 频带范围 4875~8125 Hz, 带宽 3.25 kHz。系统选择数字调制解调方式为 BPSK。水声信道参数选择噪声为高斯白噪声, 多途信道冲激响应的幅度和延时分别为 [1 0.35 0.62 0.18], [0 3.6 ms 10.6 ms 18.6 ms]。模拟相对运动速度 -15 m/s~15 m/s。仿真实验验证两个方面, 一方面是算法的可行性, 即算法的功能验证, 本文给出了使用本算法成功估计出多普勒频移并补偿后解调效果, 即误码率; 另一方面是算法的可靠性、稳定性即算法的性能验证。本文以不同信噪比条件下, 系统多普勒频移估计值与模拟值的均方误差来展示算法的性能。

系统在信噪比为 -28~10 dB 的范围内, 每次进行 1000 次仿真, 取自适应过程中步长因子 $\mu = 0.95$, 最大循环次数 5。本地频率估计值的收敛过程一个典型的例子如图 3 所示。从图中可以看出, 一般经过 3 次迭代, 系统能够基本完成对频率偏移值的跟踪。

最后计算每信噪比点的均方误差, 得到的最终均方误差与信噪比之间的关系曲线如图 4 所示。从

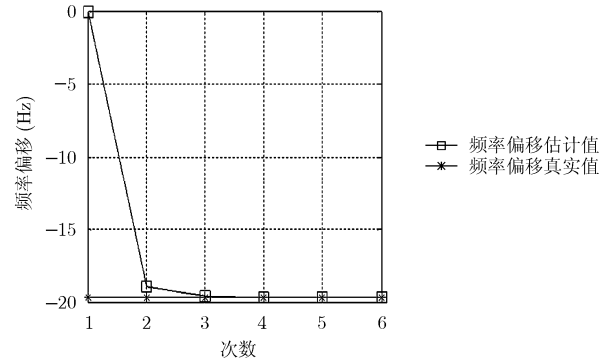


图 3 本地频率偏移估计值收敛过程
(信噪比 -16 dB, 相对运动速度 -4.6 m/s)

图中可以看出系统在 -22 dB 以上的环境中可以准确地对多普勒频移进行估计, 其中允许的误差范围的设定标准为满足误码率小于 10^{-2} 的误差范围, 并且系统的估计效果很稳定。均方误差与速度之间的关系如图 5 所示。从图中可以看出, 系统并不随着速度大小的变化而变化, 说明系统对于一定范围内的多普勒频移估计都是稳定准确的。系统经过补偿之后成功的解调, 最终的解调结果以误码率的形式展示出来, 如图 6 所示。可以看到系统在 -20 dB 以上的环境中误码率优于 10^{-3} 。

4.2 海试试验结果及分析

2010 年 12 月, 在河北省黄骅港浅海水域对本系统进行了试验, 水深 15 m 左右。试验过程中准备两艘船, 分别作为发射端和接收端。接收船锚定不动, 发射船从 5 km 移动到 10 km 的过程中不断发射信号, 发射船和接收船都配有 GPS, 每隔 1 s 记录当前的位置, 并以此计算出船当时的相对速度及此速度产生的多普勒频移。试验场地声速经过声速剖面仪测试为 1445.6 m/s。图 7 为每次多普勒频移的估计结果与实际的多普勒频移结果的对比情况。

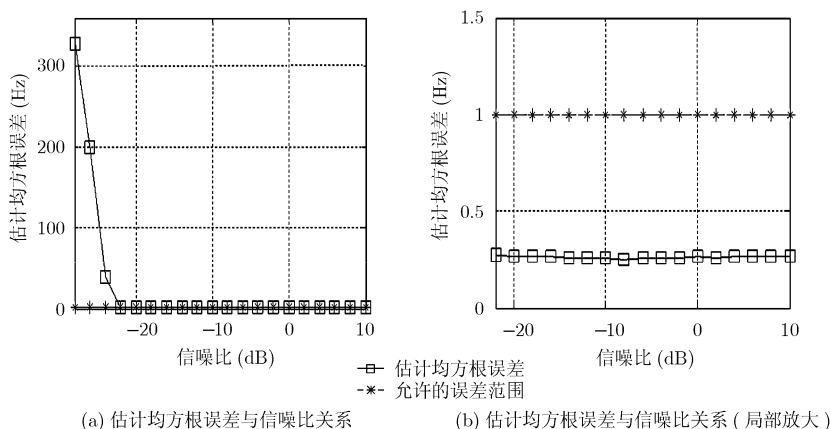


图 4 估计均方误差与信噪比之间的关系

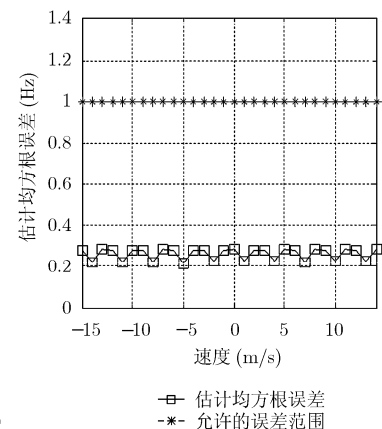


图 5 估计均方误差与速度之间的关系

经过计算，此航次的多普勒频移估计值域真实值的标准差为 0.57 Hz，在系统允许的范围之内。并从图中可以看到，船从开始行驶到最快速度，之后又逐渐减慢到静止，最高运动速度为 6.13 kn。在此过程中，系统载波频率受到多普勒频移的影响，开始逐渐变大，之后保持，最后又减小到原来的状态。本算法在运动的整个过程中都很好地完成了载波同步。然后系统完成解调工作，在不同的扩频长度时候，系统表现出不同的性能，最终得到误码率曲线如图 8 所示。

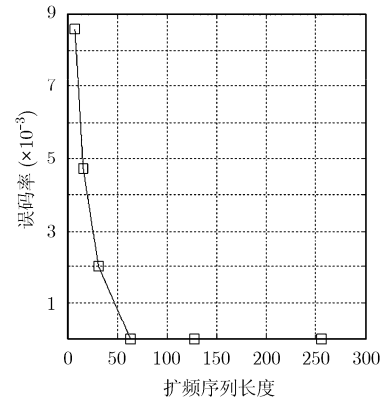
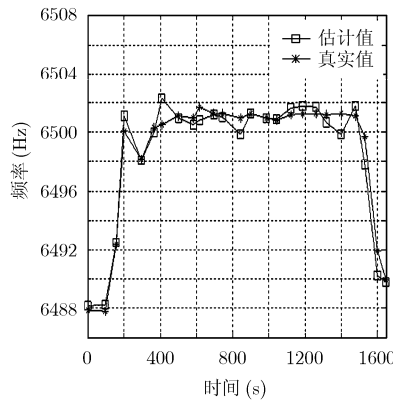
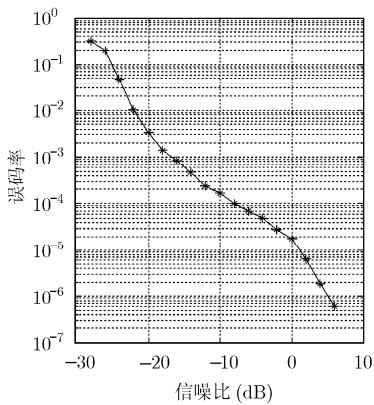


图 6 误码率与信噪比之间的关系(调制方式为 BPSK) 图 7 载波频率估计值与真实值对比

图 8 海试误码率结果

参考文献

- [1] Jamshidi A. Direct sequence spread spectrum point-to-point communication scheme in underwater acoustic sparse channels[J]. *IET Communications*, 2011, 5(4): 456-466.
- [2] Liang Liu, Yong-liang Guan, Guoan Bi, et al. Effect of carrier frequency offset on single-carrier CDMA with frequency-domain equalization[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2011, 60(1): 174-184.
- [3] 帅涛, 刘会杰, 梁旭文, 等. 一种大频偏和低信噪比条件下的全数字锁相环设计[J]. *电子与信息学报*, 2005, 27(5): 1208-1212.
Shuai Tao, Liu Hui-Jie, Liang Xu-wen, et al. The design of DPLL for low SNR signals with large frequency offset[J]. *Journal of Electronics & Electronics & Information Technology*, 2005, 27(5): 1208-1212.
- [4] 王志杰. 基于FPGA平台的直接序列扩频系统关键技术研究[D]. [硕士论文], 北京航空航天大学, 2009.
Wang Zhi-jie. Research on key technologies of direct sequence spread spectrum system based on FPGA[D]. [Master dissertation], Beihang University, 2009.
- [5] 黄晓萍, 桑恩芳. 水声扩频通信系统的关键技术及试验研究[J]. *压电与声光*, 2008, 30(4): 404-407.
Huang Xiao-ping and Sang En-fang. Research on key techniques and trial of underwater acoustic spread-spectrum communication[J]. *Piezoelectrics & Acousto-optics*, 2008, 30(4): 404-407.
- [6] 陈建云, 王越科, 刘辉. 基于 CZT 算法的水声扩频多普勒匹配方法[J]. *国防科技大学学报*, 2003, 25(1): 65-67.
Chen Jian-yun, Wang Yue-ke, and Liu Hui. A Doppler matched method of high resolution auto-guide sonar system based on CZT algorithm[J]. *Journal of National University of Defense Technology*, 2003, 25(1): 65-67.
- [7] 解恺. 基于多载波直扩码分多址的水声通信技术研究与实现[D]. [硕士论文], 哈尔滨工程大学, 2009.
Xie Kai. Research and implementation of multi-carrier direct spread CDMA technology in underwater acoustics[D]. [Master dissertation], Harbin Engineering University, 2009.
- [8] Johnson C R and Sethares W A, 著, 潘魁译. 软件无线电[M]. 第 1 版, 北京: 机械工业出版社, 2008, 第 1 章.
- [9] Sharif B S, Neasham J, Hinton O R, et al. Doppler compensation for underwater acoustic communications[C]. *Proceedings of the OCEANS'99 MTS/IEEE-Riding the Crest into the 21st Century*, Seattle, WA, USA, September 13, 1999, 1: 216-221.
- [10] 杨士莪. 水声传播原理[M]. 第 1 版, 哈尔滨: 哈尔滨工程大学

- 出版社, 2007, 第4章.
- Yang Shi-e. Principle of Underwater Acoustic Probation[M]. 1st Edition, Harbin, Harbin Engineering University Press, 2007, Chapter 4.
- [11] 房栋. 水声网络物理层和链路层关键技术研究[实现][D]. [博士论文], 中国科学院声学所, 2011.
- Fang Dong. Research and Implementation on Physical and Data Link Layer of Underwater Acoustics Networks[D]. [Ph.D. dissertation], Institutes of Acoustics Chinese Academy of Sciences, 2011.
- [12] 程佩青. 数字信号处理教程[M]. 第2版, 北京: 清华大学出版社, 2001: 177-178.
- Cheng Pei-qing. The Introduction to Digital Signal Processing[M]. 2nd Edition, Beijing, Qinghuang University Press, 2011: 177-178.
- 袁兆凯: 男, 1985年生, 博士生, 研究方向为水声信号处理、水声通信与组网.
- 隋天宇: 男, 1983年生, 博士生, 研究方向为水声信号处理、水声通信与组网.
- 李宇: 男, 1977年生, 博士, 副研究员, 研究方向为水声信号处理、水声通信.
- 黄海宁: 男, 1969年生, 博士, 研究员, 博士生导师, 研究方向为水下信号处理、水声通信、非线性信号处理.