

基于频域变采样的 OFDM 水声移动通信 多普勒补偿算法

王 巍, 尹艳玲, 刘淞佐, 王 玥, 乔 钢

(哈尔滨工程大学水声技术重点实验室, 哈尔滨 150001)

摘要: 针对正交频分复用技术(Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM)在水声移动通信条件下存在对多普勒频偏敏感的缺陷, 提出了一种基于频域变采样技术的多普勒补偿算法。利用移动通信条件下 OFDM 子载波正交性不变的特点, 通过频域变采样实现对多普勒的快速补偿, 并采用编码反馈校验技术跟踪系统多普勒变化, 达到了 OFDM 移动通信条件下实时通信的目的。仿真和水池实验结果证实: 频域变采样多普勒补偿算法不仅可以实时地跟踪通信载体运动变化, 快速补偿多普勒, 同时大幅降低了时域变采样多普勒补偿算法的计算量, 降低了通信系统硬件平台复杂度。

关键词: 水声通信; 正交频分复用; 多普勒补偿; 编码反馈校验; 频域变采样

中图分类号: TN929.3

文献标识码: A

文章编号: 1000-3630(2013)-01-0054-05

DOI 编码: 10.3969/j.issn1000-3630.2013.01.013

Doppler compensation of using frequency domain re-sampling in underwater acoustic mobile OFDM communication

WANG Wei, YIN Yan-ling, LIU Song-zuo, WANG Yue, QIAO Gang

(Science and Technology on Underwater Acoustic Laboratory, Harbin Engineering University City, Harbin 150001, China)

Abstract: To overcome the disadvantage of OFDM signal's Doppler sensitivity, a Doppler compensation algorithm based on frequency domain re-sampling technique is proposed for mobile OFDM underwater acoustic communication system. Taking the advantage of subcarriers orthogonal invariance, frequency domain re-sampling technique is adopted to realize quick Doppler compensation, and cyclic code check technique is used to chasing the variety of Doppler shift. Experimental results from numerical simulation and tank-trial demonstrate that the proposed algorithm can effectively estimate and compensate Doppler shift, significantly decrease the calculation amount and reduce the complexity of hardware platform.

Key words: underwater acoustic communication; Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM); Doppler compensation; cyclic code check; frequency domain re-sampling

0 引 言

相对于传统单载波通信系统, OFDM 有着更好的抗多径能力, 更简单的实现方法和更高的频谱利用效率^[1], 近十几年来一直是高速水声通信研究的热点。然而 OFDM 存在对多普勒频偏敏感的缺点, 特别是在声速相对较低的水声通信中, 通信载体间相对运动、接收和发射系统晶振偏差带来的载波不同步、信道中运动物体反射(波浪等)等因素都会带

来较大的多普勒频偏, 严重制约了 OFDM 在移动水声通信中的应用。目前国内外针对水声通信中的多普勒补偿方法的研究成果^[2-5]有很多, 文献[2]中采用测量相邻帧之间的定时同步信号时延进行多普勒频偏的估算, 该种方法的缺点在于由于船体运动, 相邻定时信号所经过的信道可能发生较大变化, 引起多普勒测量的严重偏差。由于浅海水声信道频域响应可看成是一个梳状滤波器, 存在较大衰落的频段, 因此文献[5]中采用插入部分空载波的方式进行多普勒跟踪, 在稀疏水声信道条件下会有一定的损失。文献[6]中重点关注时域变采样信号各条多径声线束的多普勒区别, 利用匹配的方法实现稀疏水声信道条件下的多普勒补偿, 并取得良好的海试结果, 但该方法所需的计算开销很大, 很难应用于实时水

收稿日期: 2012-03-01; 修回日期: 2012-06-24

基金项目: 国家 863 计划资助项目(2009AA093601-2); 国家自然科学基金(11274079); 国防科学技术工业委员会基础研究基金资助项目(B2420110007)

作者简介: 王巍(1983-), 男, 山东烟台人, 博士研究生, 研究方向为信息与信号处理。

通讯作者: 乔钢, E-mail: qiaogang@hrbeu.edu.cn

声通信。上述文献中的各种方法都是以 Sharif 在文献[7]中所提出的利用接收信号时域波形相似性的理论为基础，即接收信号受固定多普勒的影响前提下，时域上仅表现为信号的压缩或扩展，因此通过对信号进行时域的插值或抽取，即对信号进行反压缩或反扩展就可恢复原始信号。该类方法虽然结构简单，但对信号的定时精度要求相对较高，抗变加速运动能力差，计算量大，不利于实时通信的实现。

针对上述缺点，本文提出频域变采样多普勒补偿算法。该算法利用移动通信条件下 OFDM 信号子载波正交不变性计算 OFDM 符号在多普勒影响下的子载波频移，通过频域变采样技术实现对多普勒的快速补偿；并利用编码反馈校验技术实现对多普勒的有效追踪。经过仿真试验、信道水池试验和某湖外场试验证明，该方法能够高效地实现多普勒的跟踪和补偿，并在某湖外场试验中，在相距为距离 2 km、径向相对速度为 1 m/s 的运动条件下，取得了 1.6 kbps 的可靠通信。

1 多普勒对 OFDM 的影响分析

在水声通信环境模型下，多普勒应当被视为宽带过程，即不同频率的信号对于相同的多普勒压缩因子 λ ，产生的多普勒频率偏移是不同的^[8]。假定 f_k 为多载波通信的第 k 个子载波频率， f_0 为载波频率， Δf 为子载波间隔，则当存在多普勒频移时，第 k 个子载波的接收频率 f'_k 为

$$f'_k = \lambda f_k = \lambda (f_0 + k\Delta f) \quad (1)$$

其中：多普勒压缩因子 $\lambda = (v \cos \theta + C) / C$ ， v 为相对运动速度， C 为声速， θ 为通信双方运动方向和两者连线之间的夹角，移动通信示意图如图 1 所示。

若使 $f_0 = k'\Delta f$ ，第 k 个子载波的接收频率 f'_k 可简化为：

$$f'_k = \lambda (f_0 + k\Delta f) = \lambda (\kappa \Delta f) \quad (2)$$

其中 $\kappa = k + k'$ 。

在时域上，发送的 OFDM 信号 $x(t)$ 可以表示为

$$x(t) = \text{Re} \left\{ \sum_k s_k \exp(j2\pi f_k t) \right\} \quad 0 \leq t \leq T \quad (3)$$

其中： s_k 是复信号第 k 个子载波所携带的信息， $f_k = f_0 + k\Delta f$ 是第 k 个子载波的频率。 T 为一个 OFDM 符号的持续时间。

考虑发送设备与接收设备之间存在相对运动，设速度为 v ，由于信道多径效应带来的多途叠加，相对运动带来的时域上的压缩或扩展，定义 c_n 表示第 n 条路径到达信号的增益， τ_n 表示第 n 条路径到达信号的时延。接收的时域信号 $y(t)$ 可以表示为

$$y(t) = \text{Re} \left\{ \sum_{n=1}^N c_n \left[\sum_{k=0}^{K-1} s_k \exp(j2\pi (f_k + f_{k,n})(t - \tau_n)) \right] \right\} = \text{Re} \left\{ \sum_k \eta_k(t) s_k \exp(j2\pi f_k t) \right\} \quad (4)$$

$$\eta_k(t) = \sum_{n=1}^N c_n \exp(j2\pi (f_{k,n} t - (f_0 + f_{k,n} + k\Delta f)\tau_n)) \quad (5)$$

式(4)、(5)中， N 表示直达声与信道多径数量之和， $f_{k,n}$ 是从第 n 条路径到达的第 k 个子载波多普勒频的偏移量，因此 $f_{k,n}$ 可以表示为

$$f_{k,n} = (f_0 + k\Delta f + f_i(t)) \frac{v}{c} \cos \theta_n \quad (6)$$

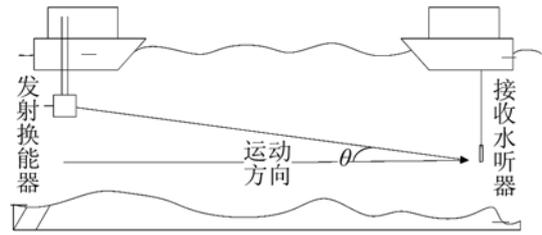


图 1 移动通信示意图

Fig.1 Illustration of mobile communication scene

其中： θ_n 表示第 n 条路径到达接收设备时的入射角，由于远距离通信各条路径到达的入射角相差不大，可以取 θ_n 为常数，即 $\theta_n = \theta_0$ ； $f_i(t)$ 表示由于加速度等原因带来的频率干扰，本文取在 M ($M \geq 1$) 个连续 OFDM 符号持续时间内速度不变，此时可以简化 $f_i(t) = 0$ ，那么 $f_{k,n}$ 可以表示为

$$f_{k,n} = (f_0 + k\Delta f + f_i(t)) \frac{v}{c} \cos \theta_0 = (f_0 + k\Delta f) \frac{v}{c} \cos \theta_0 = (\lambda - 1)(f_0 + k\Delta f) \quad (7)$$

若式(2)的条件满足，在运动速度不变的前提下，各个子载波受多普勒影响造成的频率偏移可以看成是一个等比的变化过程，因此通过对每个子载波受多普勒影响搬移后的位置进行解调，就可以实现多普勒的频域补偿。

2 基于频域变采样多普勒补偿算法

2.1 编码反馈校验多普勒搜索技术

频域变采样技术的核心问题是多普勒的实时跟踪测量。传统的通过定时测时间压缩折算多普勒压缩因子 λ 的方法，由于水声信道的快速时变，其效率和能力都存在严重问题，采用频分测频的多普勒追踪方法，多普勒跟踪信号的单频降低了水声通信系统的有效带宽，损失了发射功率。因此，本文中采用编码反馈校验的方法跟踪搜索多普勒变化。

假设船体在 M 个 OFDM 符号持续时间内运动

保持稳定,那么通过在每 M 个 OFDM 符号内进行分段编码组成一个数据块,假设得到 Q 个发送数据块 $X_q, q=1,2,\dots,Q$,所有 $M \times Q$ 个 OFDM 符号在 Q 个时段内依次发送。

假设接收端在第 q 个接收时段接收到信息 Y_q ,前一时刻测得的多普勒压缩因子为 λ_{q-1} ,若相邻时段加速度导致的速度变化不会超过 $\omega \Delta f'$, $\Delta f'$ 为多普勒搜索步长。

$$\Delta f' = \frac{F_s}{2L} \quad (8)$$

其中: F_s 为时域信号采样率, L 为 OFDM 信号 DFT 变换长度。此时通过对信号进行 $2\omega+1$ 次多普勒补偿可以获得 $2\omega+1$ 个补偿后的信号样本 Y'_q 。

通过分别对 $2\omega+1$ 个 Y'_q 信号进行均衡并解映射,获得未解码的数据 D_q 。通过对 D_q 进行解码校验和二次编码,获得数据 D'_q ,此时对数据 D_q 和 D'_q 进行相关处理得到 $2\omega+1$ 个相关峰 P_q 。在编码方式和效率合理选择的前提下,此时若多普勒补偿效果较好,则 D_q 与 D'_q 应当具有高度的相关性。因此通过寻找 P_q 最大的位置,就可以准确搜索到在该时段内最佳的多普勒补偿系数 λ_q 。

2.2 声场仿真结果分析

仅考虑多普勒对信号的影响,接收信号可表示为

$$y'(t) = \text{Re} \left\{ \sum_k s_k \exp(j2\pi \lambda f_k t) \right\}, 0 \leq t \leq T \quad (9)$$

式(9)表明,对于每个子载波而言,其相互间的正交性依然保持,若时域采样能保证各个子载波时域波形的整周期性,那么通过对各个子载波进行 DFT 解调,可以准确地将其各携带信息 s_k 提取出来。由于水声信道复杂多变,且受通信平台硬件条件限制,经过多普勒影响的各个子载波的整周期性基本无法保持。但在相对运动条件下,只要频域分辨率足够高(多普勒残留保持在子载波间隔 4%~5%以下),可以保证非正周期性带来的系统损失与水声信道环境其他干扰因素造成的系统损失相仿。因此 DFT 算法可以对任何线性宽带多普勒信号进行多普勒补偿。

然而 DFT 多普勒补偿算法计算量大,很难实时实现。若采用查表的方式,需要付出高昂的存储代价和能源消耗。针对这一问题,本文采用快速傅立叶变换(Fast Fourier Transform, FFT)算法近似替代 DFT,以降低运算量。

结合编码反馈校验的多普勒搜索方案的频域变采样多普勒补偿算法具体如下:

(1) 对受多普勒干扰的信号 $y'(t)$, 以每个

OFDM 符号为单位进行高分辨率的 FFT 变换,得到各个子载波多普勒搬移后的频谱;

(2) 根据 λ_{q-1} 和 $\Delta f'$ 计算 $2\omega+1$ 个需搜索的 λ'_q ;

(3) 根据每个 λ'_q 计算原始子载波经过多普勒污染之后的频率搬移后的位置;

(4) 根据步骤(3)得到的位置信息,对步骤(1)的频谱进行就近抽取,得含有子载波间干扰的信息 s'_k ;

(5) 对 $2\omega+1$ 个 s'_k 进行解编码校验,选取对应 P_q 最大的 s'_k 作为多普勒补偿输出,其对应的 λ'_q 作为下一时段的 λ_q 。

若 FFT 分辨率足够高,通过合理选择通信系统的相关参数,就可以快速实现多普勒的快速补偿。

2.3 多普勒补偿算法性能分析算法

相比时域变采样多普勒补偿算法和 DFT 频域变采样补偿算法,基于 FFT 的频域变采样算法仅需要大约 $L \log(L)$ 次计算就可完成多普勒的补偿,比相应的 $L'(L \approx L')$ 变换长度的 DFT 算法计算量减少大约 $L'K - L \log(L)$ 次计算,远低于时域变采样多普勒补偿算法计算量。

编码反馈校验多普勒搜索算法的计算量是频分追踪^[8]的多普勒估计算法的 $2\omega+1$ 倍,且受编码交织长度有限的影响而造成性能有所降低。但该算法节约了频率同步信号占用系统的带宽和能量,在水声低信噪比、低通信带宽的工作环境下,有着更好的应用前景。

3 仿真与水池实验数据处理

3.1 仿真试验数据处理

为验证频域变采样多普勒补偿算法的可行性和可靠性,本文通过 Matlab 软件对算法进行了蒙特卡洛仿真。图 2 给出由某信道仿真软件生成的浅海信道冲激响应。发射换能器在水下 8m 处,接收水

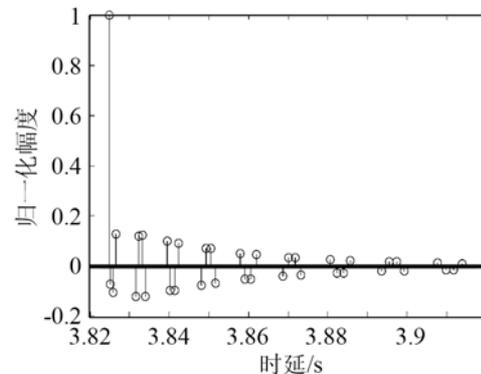


图2 信道冲击响应
Fig.2 Channel impulse response

听器在水下 15 m 处，换能器水平相距 5700 m，平均水深 50m。

仿真时采用按 OFDM 符号长度搜索多普勒变化，即 $M=1$ 。通信初始速度随机选取，符号内速度不变，限制相邻符号间速度变化不超过 0.25 m/s。系统采用的卷积码生成多项式[171, 133]，最大似然概率解码，其他系统主要参数在表 1 中列出。

表 1 OFDM 系统主要参数
Table 1 Parameters of OFDM system

参数	取值	参数	取值
F_s /kHz	48	编码效率	0.5
K	1025	梳状导频间隔	3
通信频带/kHz	6~12	符号时长/ms	171
Δf /Hz	5.86	循环前缀/ms	43
映射方式	QPSK	循环后缀/ms	6

搜索步长 $\Delta f'$ 根据式(8)计算可得：

$$\Delta f' = \frac{F_s}{2L} = \frac{48000}{2 \times 128 \times 1024} \approx 0.183 \quad (10)$$

图 3 给出了不同频域分辨率条件下的多普勒补偿效果蒙特卡洛仿真比较。可以看到频域变采样算法在高信噪比条件下很好地实现了通信多普勒补偿；频域分辨率越高，多普勒补偿效果越好；多普勒补偿效果增幅量随 L 长度的增加而降低，在 $L \geq 64K$ 时，性能几乎一致；同时可以推断，采用编码反馈校验算法可很好地追踪多普勒变化，保证频域变采样补偿算法的有效性和高效性。

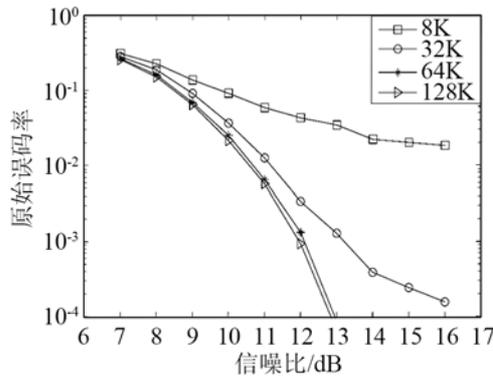


图 3 频域变采样精度分析
Fig.3 The precision analysis of frequency re-sampling

3.2 水池试验数据处理

为了验证多普勒补偿算法的可行性，2009 年 8 月在某水池进行了移动通信水池试验。水池深度为 1.5 m，发射换能器和接收换能器位于水深 0.8 m 左右，发射换能器由距接收换能器 4m 处平稳移动到距接收换能器 7m 处。

通信使用带宽为 3.5~7.2kHz， $L=64K$ ， $\Delta f'=0.37$ 。其余系统主要参数与表 1 一致。

图 4 给出了不同符号利用编码反馈校验算法跟

踪得到的发射换能器运动速度。换能器平均运动速度大约为 0.75 m/s，最大加速度约为 0.7 m/s²，运动整体相对平稳。

图 5 给出了该次试验信道冲激响应随时间的变化。图 6 给出了通信系统通过频域变采样多普勒补偿算法处理前后每个符号未经解码的误码率。通过对比多普勒补偿前和补偿后的曲线可以发现，未经多普勒补偿时系统的原始误码高达 20%以上，无法实现正常的通信功能，而经过频域变采样多普勒补偿后原始误码率降到了 7%以下，通过结合合理效率的编码即可实现可靠的水声移动通信。

由于受信道水池体积的限制，虽然通信整体过

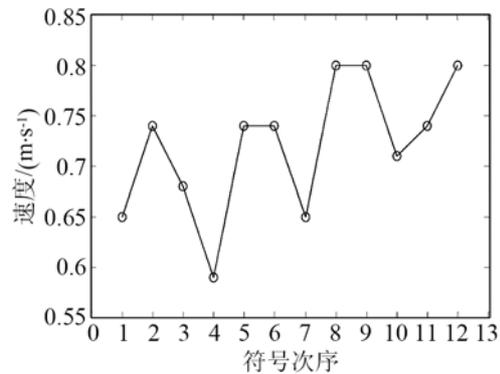


图 4 相对运动速度测算
Fig.4 Relative speed estimated by cyclic code check technique

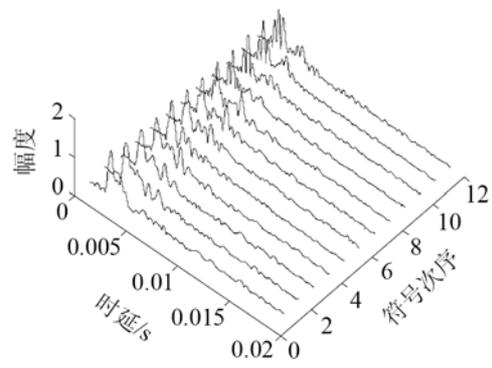


图 5 水池信道冲激响应
Fig.5 Tank channel impulse response

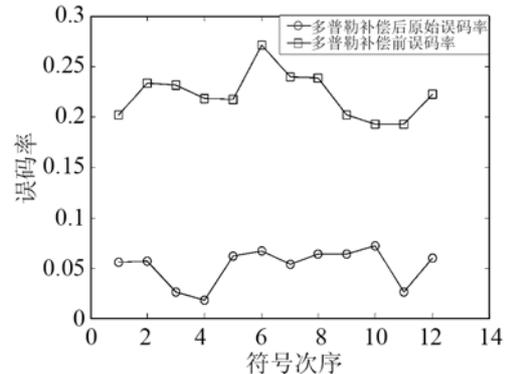


图 6 多普勒补偿效果
Fig.6 Effect of Doppler compensation

程信道条件复杂, 但多径的时延较小。信道水池体积过小同时造成了时域信道的快速变化, 因此造成此次试验中多普勒补偿前后数据原始误码率偏高。

3.3 湖试试验数据处理

为验证频域变采样多普勒补偿算法的可靠性, 2011 年 9 月进行了湖试试验, 试验处的水深约 30~40m, 发射换能器深为 5m, 接收换能器深为 10m, 其信道冲激响应如图 7 所示。信端载体船处于漂泊状态, 两船之间的相对漂移速度约为 1 m/s, 两船之间的距离约为 2.04 km。通信使用带宽为 4~8 kHz, 导频间隔为 2, $M=4$, 通信效率大约为 0.4 bit/(Hz·s), 其余系统主要参数与表 1 一致。

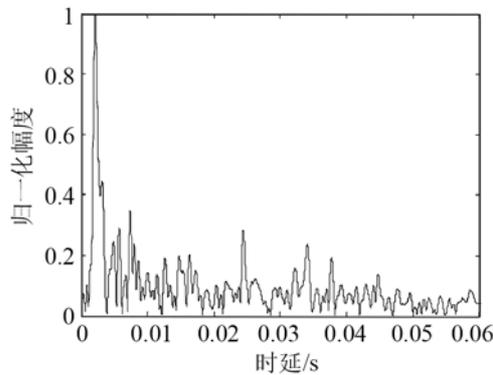


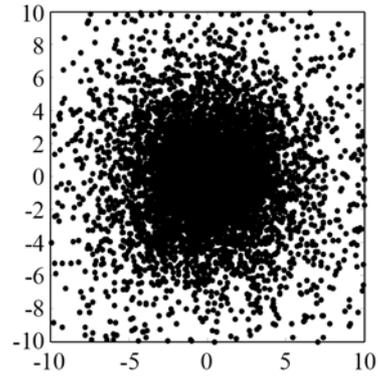
图 7 实测某湖信道冲激响应

Fig.7 Measured channel impulse response in lake

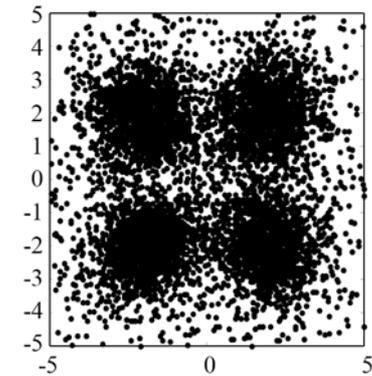
图 8 给出了频域变采样多普勒补偿前后的通信效果对比。可以清楚地看到, 经过多普勒补偿后的图 8(b), 星座图明显收敛, 远好于补偿前的图 8(a), 结合 1/2 码率的卷积码, 使得误码率降到了 5.5×10^{-4} , 基本满足了水声通信的通信质量要求, 实时、可靠地实现了水声 OFDM 移动通信。

4 结 论

本文研究了 OFDM 水声移动通信多普勒补偿技术, 提出了一种适合水声通信的快速多普勒补偿算法。蒙特卡洛仿真和水池试验结果表明, 在高斯加性噪声环境下, 频域变采样多普勒补偿算法, 在高信噪比环境中能够很好地跟踪和补偿多普勒。该方同时克服了传统基于时域变采样多普勒补偿方法计算量巨大的弊端, 适合实时的水声移动通信。在某湖试验中, 利用基于频域变采样的多普勒补偿算法可靠地实现了效率约为 0.4 bit/(Hz·s) 的实时移动 OFDM 水声通信。



(a) 未进行多普勒补偿, 解码前/解码后 0.265/49.87



(b) 频域变采样多普勒补偿后, 解码前/解码后 $0.034/5.5 \times 10^{-4}$

图 8 多普勒补偿效果

Fig.8 Effect of Doppler compensation

参 考 文 献

- [1] RAN Maohua, HUANG Jianguo, FU Huijing, et al. Sparse channel estimation based on compressive sensing for OFDM underwater acoustic communication[J]. Systems Engineering and Electronics, 2011, 33(5): 1157-1161
- [2] HUANG J C, GUO S M, GUO Z Y, et al. Doppler compensation on underwater acoustic wideband signals[J]. Technical Acoustics, 2009, 28(2): 99-103.
- [3] LI B, ZHOU S, Stojanovic M, et al. Non-Uniform Doppler Compensation for Zero-Padded OFDM over Fast-Varying Underwater Acoustic Channels[C]// OCEANS 2007-Europe. 2007: 1-6.
- [4] LI W, Preisig J C. Estimation of rapidly time-varying sparse channels[J]. IEEE Journal of Oceanic Engineering, 2007, 32(4): 927-939.
- [5] LI B, ZHOU S, Stojanovic M. Multicarrier communication Over underwater acoustic channels with nonuniform Doppler Shifts[J]. IEEE Journal of Oceanic Engineering, 2008, 33(2): 198-209.
- [6] Berger C R, Zhou S, Preisig J. Sparse channel estimation for multicarrier underwater acoustic communication: From subspace methods to compressed sensing[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2010, 58(3):1-8.
- [7] Sharif B S, Neasham J, Hinton O R. A computationally efficient Doppler compensation system for underwater acoustic communications[J]. IEEE Journal of Oceanic Engineering, 2000, 25(1): 52-61.
- [8] WANG W. Diversity and Doppler Shift Compensation in OFDM Communication over Underwater Acoustic Channels[D]. Harbin: Harbin Engineering University, 2010, 16-22.