

DOI: 10.19650/j.cnki.cjsi.J2107415

基于非均匀快速傅里叶变换的正交频分复用 水声通信多普勒估计与补偿方法*

洪丹阳^{1,2,3}, 王巍^{1,3}, 周成阳^{1,2,3}, 普湛清^{1,3}, 黄海宁^{1,3}

(1. 中国科学院声学研究所 北京 100190; 2. 中国科学院大学 北京 100049;
3. 中国科学院先进水下信息技术重点实验室 北京 100190)

摘要:针对正交频分复用水声通信对多普勒频移敏感的问题,提出了一种基于非均匀快速傅里叶变换的正交频分复用水声通信多普勒估计与补偿算法。将第2类非均匀快速傅里叶变换引入正交频分复用水声通信中,利用非均匀快速傅里叶变换对接收信号进行多普勒因子网格补偿,通过稀疏贝叶斯学习获得水声信道估计,以水声信道的稀疏能量最小作为多普勒因子判断准则,从而获得高精度多普勒估计。仿真结果显示,所提出的方法在信噪比大于5 dB时,多普勒估计均方根误差优于 1×10^{-5} ,同时系统误码率随着多普勒估计均方根误差减小而降低。海上试验结果显示,利用本文所给多普勒估计方法获得的两船相对径向速度与实际情况相吻合,系统解码后的平均误码率优于 8.33×10^{-4} 。仿真和海上试验结果表明,所提出的算法能够对多普勒因子进行有效估计,并且降低系统误码率。

关键词:水声通信;正交频分复用;多普勒估计;非均匀快速傅里叶变换

中图分类号: TB567 TH766 文献标识码: A 国家标准学科分类代码: 510.50

Doppler estimation and compensation method for orthogonal frequency division multiplexing underwater acoustic communication based on non-uniform fast Fourier transform

Hong Danyang^{1,2,3}, Wang Wei^{1,3}, Zhou Chengyang^{1,2,3}, Pu Zhanqing^{1,3}, Huang Haining^{1,3}

(1. Institute of Acoustics, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190, China; 2. University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049, China; 3. Key Laboratory of Science and Technology on Advanced Underwater Acoustic Signal Processing, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190, China)

Abstract: Aiming at the problem that the orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) underwater acoustic communication is sensitive to Doppler frequency shift, a Doppler estimation and compensation algorithm for OFDM underwater acoustic communication based on non-uniform fast Fourier transform (NUFFT) is proposed. The type-2 NUFFT technique is introduced into the OFDM underwater acoustic communication and utilized to perform Doppler factor grid compensation on the received signal. And the estimation of underwater acoustic channel is obtained through the sparse Bayesian learning. Then the minimum sparse energy of the underwater acoustic channel is used as the Doppler factor judgment criterion to obtain a high-precision Doppler estimation. Simulation results show that when the signal to noise ratio (SNR) is greater than 5 dB, the root mean squared error (RMSE) of the proposed method is better than 1×10^{-5} . And the bit error rate (BER) of the system decreases with the decrease of the RMSE of Doppler estimation. The results of the sea trial show that the relative radial velocity between the two ships obtained with the proposed Doppler estimation method is consistent with the actual situation. And the average BER after decoding is better than 8.33×10^{-4} . Simulation and sea trial results demonstrate that the proposed algorithm can effectively estimate Doppler factor and reduce the system bit error rate.

Keywords: underwater acoustic communication; orthogonal frequency division multiplexing (OFDM); Doppler estimation; non-uniform fast Fourier transform

收稿日期: 2021-01-20 Received Date: 2021-01-20

* 基金项目: 国家重点研发计划项目(2018YFC1405904)资助

0 引言

正交频分复用 (orthogonal frequency division multiplexing, OFDM) 技术能够有效克服频率选择性信道,并且由于其具有高频谱利用率以及频域均衡简单易于实现的特点^[1-2],成为水声高速数据传输的重要技术^[3-6]。然而,水声信道的复杂快速时变以及信号收发端的相对运动导致了非均匀多普勒频偏^[7-9],破坏了 OFDM 子载波间的正交性,严重限制了 OFDM 水声通信的速率和质量^[10-11]。

学者们对 OFDM 水声通信中多普勒估计和补偿进行了大量的研究。文献[12]通过在发射端重复发送的相同符号,在频域上采用最大似然算法对多普勒频偏进行估计。该算法多普勒估计精度高,但是该算法需要假设多普勒频偏和信道脉冲响应在两个符号周期内保持不变。文献[13]对事先添加的已知信号进行多普勒网格搜索,通过比特误码率最小为判决准则进行多普勒估计,有效降低了系统的误码率。文献[14]通过添加训练符号,利用合成的理论接收数据和实际接收数据之间的误差作为代价函数,提出了一种最小二乘多普勒估计方法。但是该方法需要先均衡信道,在实际通信系统中较难实现。文献[15]研究了频域变采样联合压缩感知匹配追踪算法对多普勒进行跟踪与补偿,海试效果良好。文献[16]在发送信号中添加空子载波,以空子载波的能量最小为多普勒筛选准则,多普勒估计精度较高。但是该算法在低信噪比时,性能有所下降。在获得多普勒估计之后,需要补偿多普勒因子。目前常用的算法是利用时域重采样算法和频域变采样算法对多普勒进行补偿。尽管利用多相滤波器实现时域重采样算法能够获得良好的补偿精度,但是其计算复杂度较高。使用线性插值或者是三次插值算法来转换频率可以降低复杂度,但是该方案牺牲了多普勒补偿精度。而频域变采样算法随着快速傅里叶变换 (fast Fourier transformation, FFT) 长度的增加,其多普勒补偿精度越高,但是也有计算复杂度较高的问题。文献[17]认为由于多普勒扩展的存在,使得接收端匀速采样的数据在理论模型中可以认为是非均匀采样的数据,由此提出了利用第 1 类非均匀快速傅里叶变换对多普勒进行补偿,具有良好的多普勒补偿效果。

针对上述问题,本文根据水声 OFDM 信号的多普勒畸变特点,提出了基于第 2 类非均匀快速傅里叶变换 (non-uniform fast fourier transform, NUFFT) 的 OFDM 多普勒估计与补偿方法。本文将第 2 类 NUFFT 技术^[18-20]引入到水声通信,利用 NUFFT 算法对接收信号进行精确的多普勒网格补偿。通过贝叶斯稀疏信道估计^[21]获得更稀疏的水声信道,以水声信道的稀疏能量最小作为多普

勒因子判断准则,从而获得高精度多普勒估计。仿真和海试结果表明,本文所提出的方法可以有效跟踪和补偿多普勒频偏,有效降低了系统的误码率。

1 系统描述与建模

基于非均匀快速傅里叶变换的正交频分复用水声通信多普勒估计与补偿方法的核心思想是利用第 2 类 NUFFT 算法对接收信号进行不同多普勒补偿后的导频提取,通过贝叶斯稀疏信道估计算法对提取的导频进行信道重建获得水声信道的时域响应,利用水声信道的稀疏特性,以水声信道的稀疏能量为判决准则,选取稀疏能量最小的信道所对应的多普勒因子作为多普勒估计。图 1 所示为系统框图,主要由非均匀快速傅里叶变换多普勒补偿技术和多普勒自主识别技术构成。

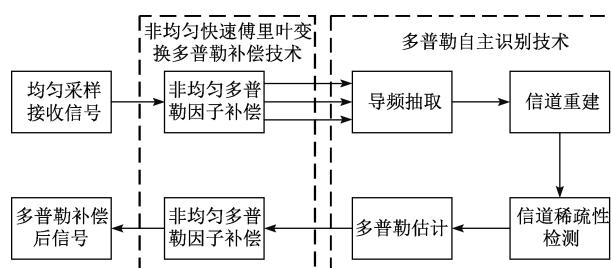


图 1 系统框图

Fig. 1 System block diagram

1.1 信道与系统模型

假设所有多径具有近似相等的多普勒因子,每条多径在符号持续时间内,具有固定的增益和路径时延,则水声信道的时域冲激响应可以表示为:

$$h(\tau, t) = \sum_{p=0}^{L-1} h_p \delta(\tau - [\tau_p - at]) \quad (1)$$

式中: a 和 τ_p 分别是时变多普勒因子以及第 p 条路径上的固定时延。发射的 OFDM 信号为:

$$s(t) = \sum_{k=0}^{N-1} d(k) e^{j2\pi(k/T)t} \quad (2)$$

式中: T 代表一个 OFDM 的符号持续时间; N 为子载波个数; $d(k)$ 为第 k 个信息数据。

OFDM 信号通过水声信道后,接收信号可以表示为:

$$r(t) = \sum_{p=0}^{L-1} h_p s((1+a)t - \tau_p) + w(t) \quad (3)$$

式中: $w(t)$ 是高斯加性白噪声。

在实际应用中,接收信号 $r(t)$ 以 $t = nT/N, n = 0, \dots, N-1$ 进行采样,获得时域均匀分布离散信号 $r(n)$ 。在多普勒补偿因子为 λ 的条件下,第 m 个解调子载波频率为 $m(1+\lambda)/T$,对接收信号进行解调,第 m 个子载波多普勒补偿后输出 $z(m)$ 为:

$$z(m) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} r(n) e^{-j2\pi \frac{m(1+\lambda)n}{N}} \quad (4)$$

1.2 多普勒自主识别技术

结合式(2)和(3),进一步推导式(4)可得:

$$z(m) = \sum_{k=0}^{N-1} H(k, m) d(m) + \tilde{w}(m) \quad (5)$$

其中,

$$H(k, m) = H(k) \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} e^{j\frac{2\pi n}{N}[(1+a)k - (1+\lambda)m]} \quad (6)$$

$$H(k) = \sum_{p=0}^{L-1} h_p e^{-j2\pi k \tau_p / T} \quad (7)$$

式中: $H(k, m)$ 为载波间干扰系数; $H(k)$ 为信道多普勒补偿后的傅里叶变换。

考虑将载波间干扰视为噪声的信号模型,则可以得到:

$$z(m) = H(m, m) d(m) + \eta(m) \quad (8)$$

式中: $\eta(m) = \sum_{k=0, k \neq m}^{N-1} H(k, m) d(m) + \tilde{w}(m)$ 为等效噪声。

利用式(8)通过信道估计算法可以获得信道估计 $\hat{H}(m)$:

$$\hat{H}(m) = H(m) \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} e^{j\frac{2\pi n}{N}[(1+a)m - (1+\lambda)m]} \quad (9)$$

当多普勒因子 $\lambda = a$ 时,此时信道估计 $\hat{H}(m)$ 等于信道真实的频域响应 $H(m)$ 。由水声信道的稀疏特性可知此时 $\hat{H}(m)$ 的时域响应是稀疏的。当 $\lambda \neq a$ 时,此时信道估计 $\hat{H}(m)$ 等于信道的频域响应 $H(m)$ 乘以不恒为常数的函数,所以 $\hat{H}(m)$ 的时域响应可以看作 $H(m)$ 的时域响应的时延叠加,因此 $\hat{H}(m)$ 的时域响应是非稀疏的^[15,22]。因此,利用浅海水声信道的稀疏特性的先验知识,可以有效实现多普勒识别。

1.3 非均匀快速傅里叶变换技术

为了本文的完整性,本章节首先简要介绍 NUFFT 技术。通常 NUFFT 算法可以分为两类:由非均匀采样间隔的数据变换得到均匀间隔的采样值称为第1类 NUFFT 问题,文献[17]利用第1类非均匀 NUFFT 技术对多普勒进行补偿;由均匀采样间隔的数据变换为非均匀间隔的采样值称为第2类 NUFFT 问题。本文结合水声 OFDM 通信中多普勒畸变的特点,从频域角度出发,认为信号时域采样均匀,需要得到频域非均匀网格上的值,因此利用第2类 NUFFT 算法对多普勒进行估计和补偿。

对于给定的时域等间隔采样信号 $r(n)$,考虑计算周期为1的三角多项式:

$$f(v) = \sum_{n=-N/2}^{N/2-1} r(n) e^{-j2\pi n v} \quad (10)$$

对于频域均匀分布格点上的频域值 $v = j/N$, $j = -N/2, \dots, N/2-1$,可以利用 FFT 进行计算。但是 FFT 算法要求其时域和频域的采样数据需要均匀分布在标准

网格。然而实际应用中,往往出现时域采样数据均匀分布的情况,而需要计算频域数据分布在非均匀网格的情况 $v \in [-1/2, 1/2)$ 。

引入过采样因子 ξ ,以及 $M = \xi N$ 。引入适当的周期为1的窗函数 $\varphi(v)$ 。下面利用 $s_1(v)$ 来近似 $f(v)$:

$$f(v) \approx s_1(v) = \sum_{l=-M/2}^{M/2-1} g(l) \varphi\left(v - \frac{l}{M}\right) \quad (11)$$

将(11)看作两个函数频域卷积,根据卷积定理可知,两个函数频域卷积等于这两个函数时域相乘的傅里叶变换。因此, $s_1(v)$ 也可写为:

$$s_1(v) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \hat{g}(n) \hat{\varphi}(n) e^{-j2\pi n v} \quad (12)$$

其中,

$$\hat{g}(n) = \sum_{l=-M/2}^{M/2-1} g(l) e^{j2\pi l n / M} \quad (13)$$

$$\hat{\varphi}(n) = \int_{-1/2}^{1/2} \varphi(v) e^{j2\pi n v} dv \quad (14)$$

当 $|n| > M/2$ 时, $\hat{\varphi}(n)$ 足够小;并且当 $|n| \leq M/2$ 时, $\hat{\varphi}(n) \neq 0$,为使 $s_1(v)$ 更好的近似 $f(v)$,比较式(10)和(12),下式成立:

$$\hat{g}(n) = \begin{cases} r(n) / \hat{\varphi}(n), n = -N/2, \dots, N/2 - 1 \\ 0, n = -M/2, \dots, -N/2 - 1; n = N/2, \dots, M/2 - 1 \end{cases} \quad (15)$$

在获得 $\hat{g}(n)$ 后, $g(l)$ 可以写为:

$$g(l) = \sum_{n=-M/2}^{M/2-1} \hat{g}(n) e^{-j2\pi l n / M} \quad (16)$$

若函数 $\varphi(v)$ 具有良好的集中性,可被具有紧支撑的周期为1的函数 ψ 近似,其支撑区间满足 $\text{supp} \psi \subseteq [-J/M, J/M]$, $2J \ll K$ 。则 $f(v)$ 可以通过下式计算:

$$f(v) \approx s_1(v) \approx \sum_{l=\lfloor Mv \rfloor - (J-1)}^{\lceil Mv \rceil + (J-1)} g(l) \psi\left(v - \frac{l}{M}\right) \quad (17)$$

式中: $\lfloor \cdot \rfloor$ 表示向下取整, $\lceil \cdot \rceil$ 表示向上取整。

2 基于非均匀快速傅里叶变换的多普勒估计方法

根据图1的多普勒估计系统框图,本文所提出的方法首先需要对接收信号进行不同的多普勒因子补偿,然后利用水声信道的稀疏特性对多普勒因子进行跟踪识别。因此本章节首先介绍基于非均匀快速傅里叶变换多普勒补偿,然后介绍时变多普勒估计,最后对本文所给方法进行理论上的性能分析。

2.1 基于非均匀快速傅里叶变换多普勒补偿

OFDM 水声多普勒补偿重点是对式(4)进行快速计算,若直接利用离散傅里叶变换(discrete fourier transform, DFT)对其进行计算,则计算复杂度较高。因此本文将第2类 NUFFT 方法引入水声通信,对其进行补

偿。令 λ_i 为对多普勒进行第 i 次补偿的多普勒因子, 将式(4)重写为:

$$z(v_{m,i}) = \sum_{n=-N/2}^{N/2-1} \tilde{r}(n) e^{-j2\pi v_{m,i} n} \quad (18)$$

式中: $v_{m,i} = m(1 + \lambda_i)/N$, $\tilde{r}(n) = r(n + N/2) e^{-jN\pi v_{m,i}}/N$, $-N/2 \leq n < N/2 - 1$ 。

由 1.3 节可知, 窗函数影响着 NUFFT 的性能。由于高斯函数在时域和频域具有良好的集中性, 因此本文选择高斯窗函数对 OFDM 水声多普勒进行补偿。根据文献[20], 过采样因子 $\xi = 2$ 具有足够的计算精度, 则 $M = 2N$ 。令 $\varphi(v)$ 为周期为 1, 方差为 $\sigma^2 = 2\varepsilon$ 的高斯函数:

$$\varphi(v) = \sum_{u=-\infty}^{\infty} e^{-\frac{(v-u)^2}{4\varepsilon}} \quad (19)$$

其傅里叶系数为:

$$\hat{\varphi}(n) = \int_{-1/2}^{1/2} \varphi(v) e^{j2\pi n v} dv = \sqrt{4\pi\varepsilon} e^{-4\varepsilon\pi^2 n^2} \quad (20)$$

根据 1.3 节所述的 NUFFT 技术, 首先利用 $\hat{\varphi}(n)$ 对接收信号预平滑, 能够消除部分目标网格不均匀的影响:

$$\hat{g}(n) = \tilde{r}(n)/\hat{\varphi}(n) = \frac{1}{N\sqrt{4\pi\varepsilon}} r(n + N/2) e^{4\varepsilon\pi^2 n^2} e^{-jN\pi v_{m,i}},$$

$-N/2 \leq n < N/2 - 1$ (21)

对预平滑后的 $\hat{g}(n)$ 做 M 点傅里叶变换可得:

$$g(l) = \frac{1}{M} \sum_{n=-M/2}^{M/2-1} \hat{g}(n) e^{-j\frac{2\pi n l}{M}} \quad (22)$$

其中, 式(22)可以利用 FFT 计算。为了进一步减少计算复杂度, 令 ψ 为高斯函数 φ 的紧支撑函数, 根据文献[20], 令 $J=6$ 可以取得较好的计算精度同时降低复杂度。

$$z(v_{m,i}) \approx s_1(v_{m,i}) \approx \sum_{l=\lfloor Mv_{m,i} \rfloor - (J-1)}^{\lceil Mv_{m,i} \rceil + (J-1)} g(l) \psi\left(v_{m,i} - \frac{l}{M}\right) \quad (23)$$

2.2 时变多普勒估计

假设 OFDM 符号里面导频位置 $\gamma = [\gamma_1, \gamma_2, \dots, \gamma_k]^T$, 则将式(8)写为矩阵:

$$\mathbf{z}_{\gamma,i} = \mathbf{d}_{\gamma} \mathbf{H}_{\gamma,i} + \boldsymbol{\eta} \quad (24)$$

式中: $\mathbf{z}_{\gamma,i} = [z(v_{\gamma_1,i}), z(v_{\gamma_2,i}), \dots, z(v_{\gamma_k,i})]^T$ 为第 i 个多普勒搜索因子补偿下的导频向量; \mathbf{d}_{γ} 为导频对角矩阵; $\boldsymbol{\eta}$ 为等效噪声向量; $\mathbf{H}_{\gamma,i}$ 为信道频域向量。利用贝叶斯稀疏水声信道估计算法^[21], 可以获得此时的时域信道响应 \mathbf{h}_i 。根据文献[15]可知, 当多普勒搜索因子 $\lambda_i = a$ 时, 此时信道的稀疏性质最为显著, 归一化稀疏能量最小。因此, 可以通过下式进行多普勒识别:

$$\hat{\lambda} = \underset{l \in I}{\operatorname{argmin}} ((f_{\text{norm}}(\mathbf{h}_i))^H f_{\text{norm}}(\mathbf{h}_i)) \quad (25)$$

其中, I 为最大多普勒搜索次数, $f_{\text{norm}}(\cdot)$ 为能量归一化函数。通过式(25)即可获得多普勒估计 $\hat{\lambda}$ 。

2.3 理论性能分析

本文将第 2 类 NUFFT 方法与水声 OFDM 通信适配, 利用第 2 类 NUFFT 方法对接收信号进行不同多普勒因子补偿, 通过多普勒自主识别方法对多普勒进行估计。因此本文的多普勒估计精度主要受多普勒补偿精度影响。文献[15]采用频域变采样方法对多普勒进行补偿, 一方面对接收信号做高阶 FFT 相当于对信号做频域内插, 存在插值误差; 另一方面, 由于 FFT 获得频域均匀网格上的值, 而多普勒补偿往往需要计算频域非均匀网格上的值, 存在两者间的近似误差。这些误差实际上可以等效具有残余多普勒未补偿, 从而影响时变多普勒估计。而本文所给方法利用第 2 类 NUFFT 方法对信号进行多普勒补偿, 与直接对式(4)做 DFT 补偿相比较, 其误差小于 2×10^{-5} ^[19]。因此本文可以对多普勒进行精确补偿, 从而获得更加准确的基于信道稀疏度检测的多普勒估计结果。在计算量方面, 本文利用 NUFFT 方法对多普勒补偿最多需要复数乘法 $I(x_1 N/2 \log_2(x_1 N) + (2J+1)N)$ 和复数加法 $I(x_1 N \log_2(x_1 N) + 2JN)$ 。而文献[15]所述频域变采样方法则需要复数乘法 $x_2 N/2 \log_2(x_2 N)$ 和复数加法 $x_2 N \log_2(x_2 N)$ 。其中本文所给方法的过采样因子取 $x_1 = 2$ 即可获得较好的估计精度, 而频域变采样方法一般取 $x_2 = 32$ 可以取得较好的估计精度。

表 1 所示为两种方法的计算量对比, 其中最大多普勒搜索 $I = 10, J = 6, x_1 = 2, x_2 = 32$ 。大多数情况下复数乘法所花的时间最多, 因此表 1 仅计算复数乘法的计算量。从表中可以看出, 本文所给方法在多普勒补偿计算量略微优于文献[15]所述方法。

表 1 两种方法的计算量对比

Table 1 The comparison table of calculation amount between the two methods

计算量	样本点数 N		
	2 048 点	4 096 点	8 192 点
NUFFT 方法	5.24×10^5	1.11×10^6	2.35×10^6
频域变采样算法	5.12×10^5	1.06×10^6	2.21×10^6

3 仿真和海试数据处理

3.1 算法仿真分析

为了验证本文所提出算法的可靠性和稳定性, 本文通过仿真软件对算法进行蒙特卡洛仿真。表 2 所示为 OFDM 通信系统的仿真参数。其中每帧信号包含 10 个 OFDM 符号。由于算法仿真对比部分需要用到空载波多普勒估计算法, 因此, 在每个 OFDM 符号前后分别添加 16 个空子载波, 其中每两个空载波中间添加一个固定的导频信号。

表 2 OFDM 仿真参数

Table 2 The simulation parameters of OFDM

参数	数值	参数	数值
FFT 长度	8 192	梳状导频占用率	0.33
采样率/kHz	48	符号时长/ms	170.7
通信频带 B/kHz	4~8	循环前缀/ms	42.7
有效子载波数	682	映射方式	QPSK

仿真信道具有 10 个不同的多径,多径幅度服从瑞利分布,平均功率从 0~-20 dB 呈现指数衰减,信道的总长度为 20 ms。仿真过程中,不同 OFDM 信号帧之间的多径时延随机变化。

图 2 以多普勒因子取 1.001 0 为例,给出了多普勒因子随稀疏信道能量的关系图。图 2(a) 给出了理想条件下,即在不添加仿真信道以及不添加高斯白噪声的条件下,两者的关系图。当搜索的多普勒因子等于真实的多普勒值时,此时信道具有显著的稀疏性质,从图中可以看出,信道的稀疏能量最小。图 2(b) 给出了在添加仿真信道且信噪比 (signal to noise ratio, SNR) 为 5 dB 的条件下,信道的稀疏能量图。从图中可以看出,即使在低信噪比的条件下,本文所提出的算法依然能够有效对多普勒进行估计。

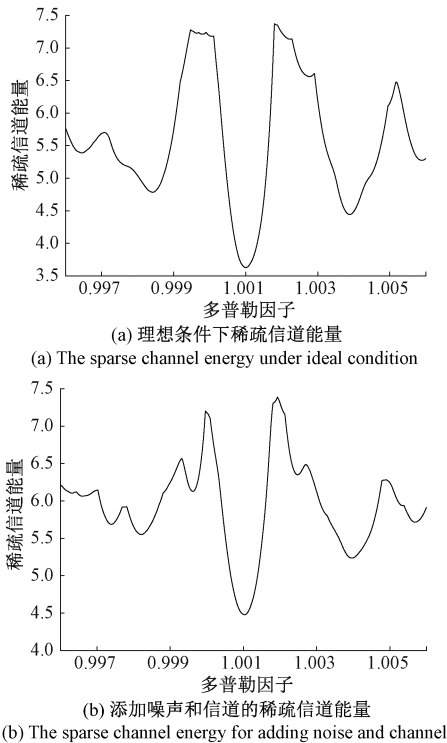


图 2 多普勒因子和稀疏信道能量关系

Fig. 2 The relationship between Doppler factor and sparse channel energy

本文采用均方根误差 (root mean squared error, RMSE) 作为多普勒估计的性能度量:

$$RMSE = \sqrt{E[|\hat{\lambda} - a|^2]} \quad (26)$$

本组仿真添加了仿真信道,同时设置相对运动速度在 $[-2, 2]$ m/s 的区间内随机变化,多普勒网格搜索步长为 1.0×10^{-5} 。图 3 所示为 16 倍和 32 倍补零频域变采样联合匹配追踪方法的多普勒补偿算法^[15],空载波个数为 32 的空载波多普勒估计算法^[16]以及本文所提出的多普勒估计算法等方法的 RMSE 随信噪比的变化图。频域变采样多普勒估计算法随着补零倍数增加,其多普勒估计误差逐渐减小,但是其计算复杂度增加。空载波多普勒估计算法对噪声敏感,在低信噪比下,多普勒估计误差最大;在高信噪比下,多普勒估计误差小于频域变采样算法。而本文所给算法的多普勒估计无论在低信噪比或者高信噪比条件,其多普勒估计误差始终最小,多普勒估计性能较为稳健。

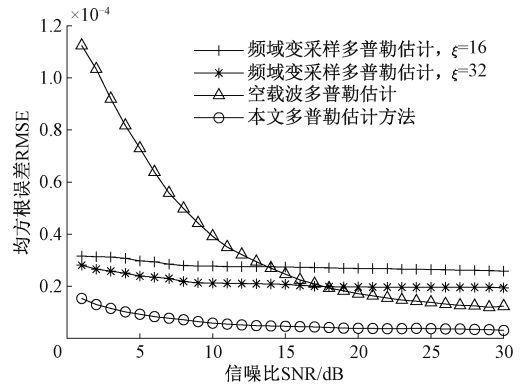


图 3 多普勒估计均方根误差和信噪比关系

Fig. 3 The relationship of RMSE of Doppler estimation vs. SNR

图 4 所示为通信系统的误码率随信噪比变化关系。从图中可以看出,相比较不做多普勒补偿,本文所给算法能够有效的对多普勒进行补偿和估计。在低信噪比下,

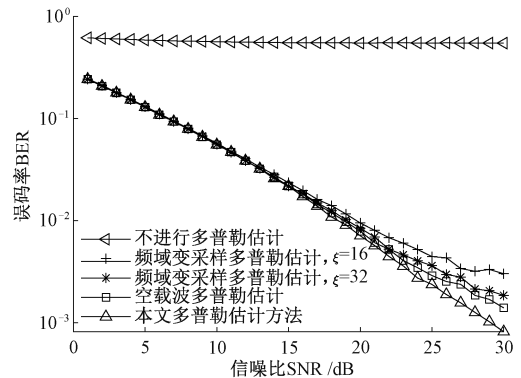


图 4 误码率和信噪比关系

Fig. 4 The relationship of BER vs. SNR

不同算法的系统误码率趋于一致。然而随着信噪比增加,多普勒估计精度对系统误码率影响显著。结合图3可知,由于16倍补零频域多普勒估计算法的多普勒估计误差最大,导致其误码率最大。而本文所给的多普勒估计方法其估计误差最小,因此本文方法的误码率最低。

3.2 海试数据处理

为了验证本文所提算法的在实际应用中的可行性和可靠性,利用2019年4月在大连附近海域进行海上试验数据进行处理。通信试验时,无人水下航行器(unmanned underwater vehicle, UUV)在距离码头1 km 距离处平行于码头在1 km 的区间内往返运动,航行水深约为40 m,航行深度约为6 m。接收端的船只停留在距离码头1.6 km 处,整个航段水深约在40 m。

实际通信系统的参数与表2一致,另外,为了提高系统的稳定性,设置每帧信号包含4个OFDM符号,对每个OFDM符号的数据进行二分集,采用生成多项式为 $[G_1, G_2] = [5, 7]$ 的Turbo码进行编码。

图5是试验时段水声信道的冲激响应图。从图中可以看出,由于UUV做往返运动,因此水声信道呈现规律性变化,最大多径时延可以达到20 ms。

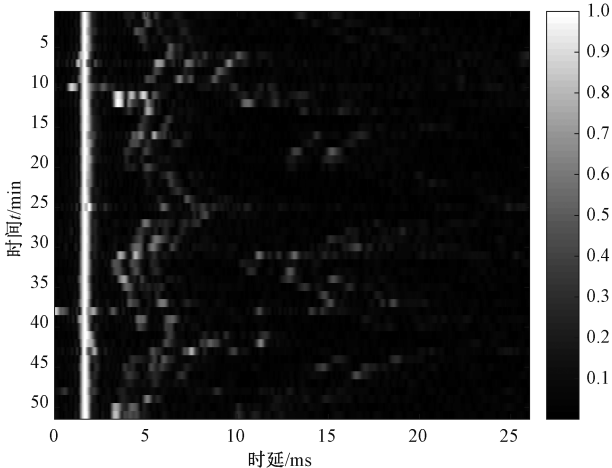


图5 试验时段水声信道冲激响应
Fig. 5 The underwater acoustic channel impulse response during the trial

图6为利用本文算法所获得两船间的相对径向速度。从图中可以看出UUV相对于母船间的径向速度在 $[-1.5, +1.5]$ m/s 区间内周期变化,与UUV的运动情况相吻合。

图7为利用32倍补零频域变采样多普勒估计与补偿算法和本文所给出多普勒估计与补偿算法的海上试验误码率图。除了多普勒估计与补偿算法不同之外,信号解调过程中其余算法均保持一致,包括均采用贝叶斯稀疏信道估计与均衡技术和最大后验概率(maximum a

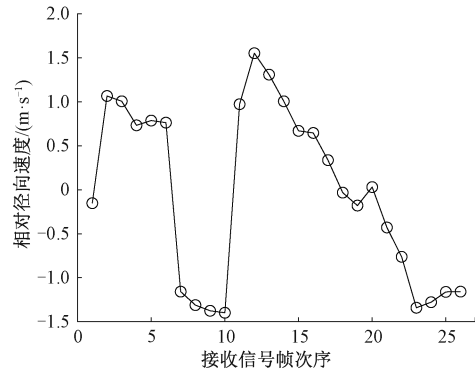
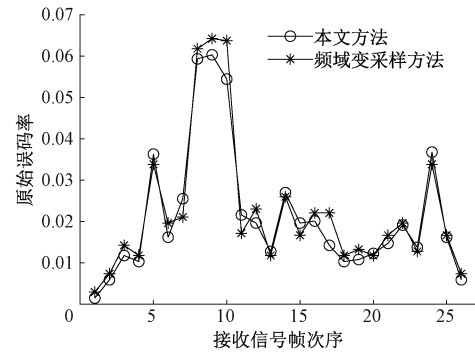
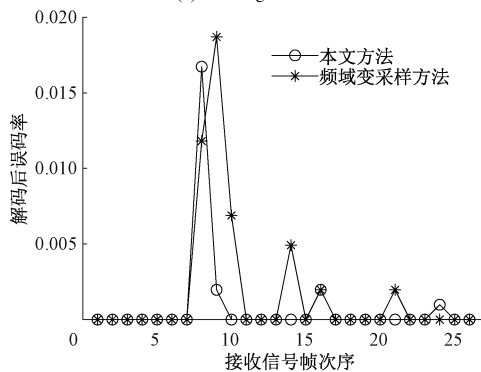


图6 两船间的相对径向速度
Fig. 6 Relative radial velocity between two ships

posteriori, MAP)解码方法。图7(a)为信号未经过解码的原始误码图。从图中看出本文所给的算法原始误码率整体上略优于32倍补零频域变采样多普勒估计与补偿算法的误码率。图7(b)为经过解码后的误码率比较图,可以看出经过解码后两种算法的误码都显著下降,本文所给算法依然略优于频域变采样算法。



(a) The original bit error rate



(b) The bit error rate after decoding

图7 海上试验误码率

Fig. 7 The bit error rates in the sea trial

表3所示为不同多普勒估计和补偿方法的平均误码率。结合图6和7可知,由于UUV在第8~10帧运动姿态改变导致水声信道剧烈变化,导致两种算法在该时段

误码率较高。32 倍补零多普勒估计算法解码后平均误码率达 1.79×10^{-3} 。而本文所给算法解码后平均误码率优于 8.33×10^{-4} 。

表3 不同多普勒估计和补偿方法的平均误码率

Table 3 The average BERs for different Doppler estimation and compensation methods

多普勒估计与补偿方法	平均原始误码率	解码后平均误码率
本文算法	2.14×10^{-2}	8.33×10^{-4}
频域变采样算法	2.24×10^{-2}	1.79×10^{-3}

4 结 论

本文针对正交频分复用水声通信对多普勒频移敏感问题,将第2类 NUFFT 技术引入到水声 OFDM 通信,结合贝叶斯稀疏水声信道估计,提出了一种高精度的多普勒估计算法,并将所提算法和空载波多普勒估计算法、频域变采样多普勒估计算法作比较。仿真结果表明,本文所给算法能够对多普勒进行有效估计,并且多普勒估计精度优于对比算法。海试数据处理进一步表明了本文所给算法的有效性,能够降低系统的误码率。

参考文献

- [1] SCHNITER P. Low-complexity equalization of OFDM in doubly selective channels [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2004, 52(4): 1002-1011.
- [2] CHOI Y S, VOLTZ P J, CASSARA F A. ML estimation of carrier frequency offset for multicarrier signals in Rayleigh fading channels [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2001, 50(2): 644-655.
- [3] LI B, HUANG J, ZHOU S, et al. MIMO-OFDM for high-rate underwater acoustic communications [J]. IEEE Journal of Oceanic Engineering, 2009, 34(4): 634-644.
- [4] RADOSEVIC A, AHMED R, DUMAN T M, et al. Adaptive OFDM modulation for underwater acoustic communications: Design considerations and experimental results [J]. IEEE Journal of Oceanic Engineering, 2014, 39(2): 357-370.
- [5] STOJANOVIC M. OFDM for underwater acoustic communications: Adaptive synchronization and sparse channel estimation [C]. 2008 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing, 2008: 5288-5291.
- [6] 王巍, 乔钢, 邢思宇. 无边带信息的多输入多输出正交频分复用水声通信图样选择峰均比抑制算法 [J]. 物理学报, 2013, 62(18): 276-285.
WANG W, QIAO G, XING S Y. A selective mapping peak-to-average power ratio reduction algorithm without side information for underwater acoustic multiple-input multiple-output orthogonal frequency division multiplexing communication [J]. Acta Physica Sinica, 2013, 62(18): 276-285.
- [7] LI B, ZHOU S, STOJANOVIC M, et al. Pilot-tone based ZP-OFDM demodulation for an underwater acoustic channel [C]. OCEANS 2006, 2006: 1-5.
- [8] TU K, DUMAN T M, STOJANOVIC M, et al. Multiple-resampling receiver design for OFDM over Doppler-distorted underwater acoustic channels [J]. IEEE Journal of Oceanic Engineering, 2013, 38(2): 333-346.
- [9] 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.
- [10] POLLET T, BLADEL M V, MOENECLAHEY M. BER sensitivity of OFDM systems to carrier frequency offset and Wiener phase noise [J]. IEEE Transactions on Communications, 1995, 43(2/3/4): 191-193.
- [11] YAO Y W, GIANNAKIS G B. Blind carrier frequency offset estimation in SISO, MIMO, and multiuser OFDM systems [J]. IEEE Transactions on Communications, 2005, 53(1): 173-183.
- [12] MOOSE P H. A technique for orthogonal frequency division multiplexing frequency offset correction [J]. IEEE Transactions on Communications, 1994, 42(10): 2908-2914.
- [13] LI B, ZHENG S, TONG F. Bit-error rate based Doppler estimation for shallow water acoustic OFDM communication [J]. Ocean Engineering, 2019, 182: 203-210.
- [14] PAN W, LIU P, CHEN F, et al. Doppler-shift estimation of flat underwater channel using data-aided least-square approach [J]. International Journal of Naval Architecture and Ocean Engineering, 2015, 7(2): 426-434.
- [15] 普湛清, 王巍, 张扬帆, 等. UUV 平台 OFDM 水声通信时变多普勒跟踪与补偿算法 [J]. 仪器仪表学报, 2017, 38(7): 1634-1644.
PU ZH Q, WANG W, ZHANG Y F, et al. Time-variant Doppler tracking and compensation in underwater acoustic OFDM communication for UUV platform [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2017, 38(7): 1634-1644.
- [16] LI B, ZHOU S, STOJANOVIC M, et al. Multicarrier communication over underwater acoustic channels with

- nonuniform Doppler shifts[J]. IEEE Journal of Oceanic Engineering, 2008, 33(2): 198-209.
- [17] YUEN C H G, FARHANG-BOROUJENY B. Doppler scaling correction in OFDM [C]. 2013 IEEE International Conference on Communications (ICC), Budapest, Hungary: IEEE, 2013: 4713-4717.
- [18] POTTS D, STEIDL G, TASCHE M. Fast Fourier transforms for nonequispaced data: A tutorial [J]. Applied & Numerical Harmonic Analysis, 2001, 14(6): 247-270.
- [19] STEIDL G. A note on fast Fourier transforms for nonequispaced grids [J]. Advances in Computational Mathematics, 1998, 9(3): 337-352.
- [20] GREENGARD L, LEE J Y. Accelerating the nonuniform fast Fourier transform[J]. SIAM Review, 2004, 46(3): 443-454.
- [21] LIN J, NASSAR M, EVANS B L. Non-parametric impulsive noise mitigation in OFDM systems using sparse Bayesian learning [C]. 2011 IEEE GLOBAL Telecommunications Conference, 2011: 1-5.
- [22] 王巍, 普湛清, 张扬帆, 等. 稀疏信道条件下正交多载波扩频水声通信无导频信道估计算法[J]. 声学学报, 2019, 44(4): 657-664.
- WANG W, PU ZH Q, ZHANG Y F, et al. A pilot-free channel estimation algorithm for orthogonal multicarrier spread spectrum communication vis sparse underwater

acoustic channel [J]. Acta Acustica, 2019, 44(4): 657-664.

作者简介



洪丹阳, 2017年于武汉大学获得学士学位, 现为中国科学院声学研究所博士研究生, 主要研究方向为水声通信信号处理。
E-mail: hongdanyang17@mails.ucas.ac.cn

Hong Danyang received his B. Sc. degree in 2017 from Wuhan University. Now, he is a Ph. D. candidate in Institute of Acoustics, Chinese Academy of Sciences. His main research interest is signal processing in underwater acoustic communication.



黄海宁(通信作者), 分别于1991、1996和1999年在西北工业大学获得学士、硕士和博士学位, 现为中国科学院声学研究所研究员、博士生导师, 主要研究方向为阵列信号处理、水下无线传感器网络、合成孔径声纳等。

E-mail: hhn@mail.ioa.ac.cn

Huang Haining (Corresponding author) received B. Sc., M. Sc. and Ph. D. degrees all from Northwestern Polytechnical University in 1991, 1996 and 1999, respectively. He is now a research fellow and Ph. D. supervisor in Institute of Acoustics, Chinese Academy of Sciences. His main research direction is array signal processing, underwater wireless sensor network and synthetic aperture sonar.