

基于数据样本方差的正交频分复用水声通信多普勒频移估计方法

周成阳^{①②③} 王 巍^{①③} 洪丹阳^{①②③} 张春华^{*①③}

^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(OFDM)水声移动通信易受时变多普勒频移影响的缺点, 该文提出一种基于数据样本方差的多普勒频移估计方法。利用前序符号的信道估计值恢复当前符号的有效数据序列及其频域分集副本, 计算分集副本与数据序列的比值并搜索该比值序列在不同多普勒补偿因子下的方差, 选取方差最小时对应的补偿因子作为多普勒频移估计值, 利用稀疏贝叶斯学习和判决反馈信道估计算法获得修正后的信道频域响应并传递给后序符号, 实现对多普勒频移的实时跟踪。数值仿真验证了该方法的可行性和优越性, 海上试验证明, 该方法实现了基于无人水下航行器的OFDM水声移动通信, 能够对时变多普勒频移进行有效估计。

关键词: 水声通信; 正交频分复用; 多普勒频移估计; 频域分集

中图分类号: TN929.3

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2022)06-2035-10

DOI: 10.11999/JEIT210348

Doppler Frequency Shift Estimation Method for Orthogonal Frequency Division Multiplexing Underwater Acoustic Communication Based on Data Sample Variance

ZHOU Chengyang^{①②③} WANG Wei^{①③} HONG Danyang^{①②③} ZHANG Chunhua^{①③}

^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 Information of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190, China*)

Abstract: To overcome disadvantages of Orthogonal Frequency Division Multiplexing(OFDM) underwater acoustic mobile communication, a data variance-based Doppler frequency shift estimation method is proposed to estimate the time-varying Doppler shifts. The estimated channel response of previous OFDM symbol is utilized to recover the valid data sequence and its frequency-domain diversity. The variance of the ratio of data sequence and diversity copy are calculated under different Doppler compensation factors. Then the correct Doppler frequency shift factor is achieved by seeking the minimum of the variance. Sparse Bayesian learning and decision feedback channel estimation algorithm are used for calculating the revised channel frequency-domain response. The channel response is propagated to the follow-up symbol to track the time-varying Doppler shifts. The feasibility and superiority of the proposed method are verified by simulation. The sea trial demonstrates that the proposed algorithm can effectively estimate the Doppler shifts in underwater acoustic OFDM mobile communication for Unmanned Underwater Vehicle.

Key words: Underwater acoustic communication; Orthogonal Frequency Division Multiplexing(OFDM); Doppler frequency shift estimation; Frequency domain diversity

收稿日期: 2021-04-23; 改回日期: 2021-07-16; 网络出版: 2021-07-26

*通信作者: 张春华 zch@mail.ioa.ac.cn

基金项目: 中国科学院声学研究所所长基金(Y754191211)

Foundation Item: The Director's Foundation of Institute of Acoustics, Chinese Academy of Sciences (Y754191211)

1 引言

正交频分复用(Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM)技术具有频谱利用率高、抗多径干扰能力强和接收机设计复杂度低等优点,是无线电和水声通信系统的热点问题^[1-3]。水声通信广泛应用于多种水下移动平台的数据信息传输^[4],声波在水中传播速度低,通信收发端的相对运动会使OFDM信号产生显著的多普勒频移,且中远距离OFDM水声通信可使用的频率较低、频带较窄,各个子载波处多普勒频移差异较大,破坏子载波间正交性,严重降低OFDM系统的性能,因此为保障通信系统的实时性和稳定性,接收机必须快速、准确地估计和补偿接收信号的非一致多普勒频移^[5-8]。

针对OFDM水声通信的多普勒频移估计问题,国内外研究成果丰富^[9-13]。文献[9]利用线性调频信号(Linear Frequency Modulation, LFM)对多普勒频移不敏感的特性和良好的自相关性估计多普勒频移,该方法复杂度低、易于实现,适用于信道稳定的深海移动通信场景,但在相对复杂、快速时变的浅海信道条件下多普勒频移跟踪性能欠佳。文献[10]在OFDM符号中插入一定数量的空子载波,根据空子载波的能量残留对多普勒频移进行高精度估计,但该算法对噪声较为敏感,低信噪比下估计误差较大。文献[11]充分利用水声信道的稀疏特性,结合匹配追踪(Matching Pursuit, MP)算法对补偿后的OFDM信号进行信道稀疏度检测,实现对多普勒频移的实时跟踪,在水下无人航行器(Unmanned Underwater Vehicle, UUV)通信试验中取得了较好的效果,但是估计精度取决于快速傅里叶变换(Fast Fourier Transformation, FFT)的计算分辨率,高精度估计需要占用大量计算资源。文献[12]借鉴了无线电常用的模式,在信号帧结构前添加两个重复的短OFDM符号,接收端以短OFDM符号的互相关运算峰值作为多普勒频移搜索依据。文献[13]通过OFDM数据符号的循环前缀(Cyclic Prefix, CP)与其拷贝部分进行相关运算搜索,得到多普勒频移因子精确的估计值。该算法在湖、海试中得到验证,对时变多普勒的跟踪效果良好,但由于水声信道时延较大,算法需要增加OFDM训练符号的CP长度和插值倍数以提高估计精度,增加了系统计算量。

本文针对上述问题并结合频域分集技术^[14],提出一种基于数据分集样本方差检测的OFDM水声通信多普勒频移估计算法,利用OFDM信号的数据分集副本的相似性对多普勒频移进行估计。接收机采用时域重采样技术对OFDM符号在不同多普勒频移因子下进行重采样,对调制在同一符号上传输的数

据与其分集副本间的相似性进行评估,选取相似度最高时对应的多普勒频移因子作为当前符号的估计结果。算法利用稀疏贝叶斯学习(Sparse Bayesian Learning, SBL)结合基于符号判决的判决反馈信道均衡技术获得OFDM符号的信道频域响应,并在下一符号多普勒频移搜索前进行信道预均衡,获得有效的数据样本,实现对多普勒频移的实时跟踪估计。本文所提算法适用于浅海匀速、变速移动水声通信,利用分集副本作为估计依据,减少了信号中的冗余成分,提高了频谱利用率。经过数值仿真和海上试验验证,本算法在降低计算复杂度的同时也保证多普勒频移估计的准确性和实时性。

2 系统原理

基于数据分集方差的OFDM水声通信多普勒频移估计算法的核心思想是接收端对产生多普勒频移的OFDM符号进行多普勒因子搜索补偿,在不同补偿因子下对OFDM符号数据与其分集副本进行匹配,选择匹配度最高时对应的补偿因子作为多普勒频移因子的估计值。

系统框图与算法实现如图1所示,该算法主要由多普勒频移因子搜索补偿和判决反馈信道均衡两部分组成。算法首先利用前序符号信道频域响应的估计值进行预均衡,获得有效数据样本,通过计算不同多普勒频移因子补偿下的数据分集间误差,选取误差最小时对应的补偿因子作为当前符号多普勒频移的估计值,采用结合稀疏贝叶斯学习信道重建技术的判决反馈信道均衡算法恢复信道。算法将当前OFDM符号的信道估计结果反馈给后序符号,将多普勒频移估计结果作为下一符号的搜索初值以缩小搜索范围。

2.1 多普勒频移模型

假设浅海水平信道条件下,多径效应产生的多条声线到达通信接收端的入射角差异较小,各个多径具有相同的多普勒频移 α ,设 N_p 为多径数, A_p , τ_p 分别为第 p 条路径的衰减系数和时延,则水声时变相干多径信道的时域冲击响应可表示为

$$h(\tau, t) = \sum_{p=1}^{N_p} A_p(t) \delta[\tau - \tau_p(t)], \tau_p(t) = \tau_p - \alpha t \quad (1)$$

设OFDM系统采样率为 f_s ,OFDM符号的持续时间为 T ,则子载波频率间隔为 $\Delta f = 1/T$,第 k 个子载波的频率为 $k\Delta f$,一个符号周期内测采样点数为 $N = f_s T$ 。设OFDM系统的频分集数为2,两个相同的数据样本经过编码、交织后占用一个符号中相同数量的子载波, $d[k]$ 为星座映射后的信息序列,对 $d[k]$ 添加共轭镜像部分,并在非有效子载波

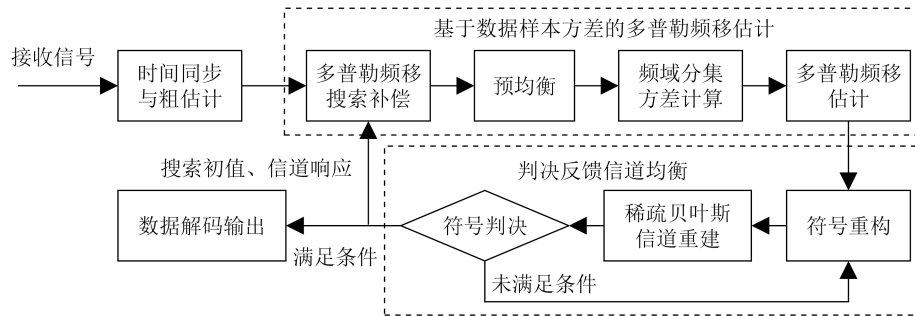


图1 OFDM水声通信数据样本方多普勒估计算法系统框图

处补零后得到序列 $\widehat{d}[k]$ ，经过水声信道传输后接收信号 $r(t)$ 可以表示为

$$r(t) = \sum_{p=1}^{N_p} A_p \sum_{k=0}^{N-1} \widehat{d}[k] \exp \{j2\pi k \Delta f [(1+a)t - \tau_p]\} + w(t) \quad (2)$$

设OFDM符号的循环前缀长度大于水声信道的最大多径时延，接收符号的通带形式可以表示为

$$r[m] = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} H[k] \widehat{d}[k] \exp \left\{ \frac{j2\pi km(1+a)}{N} \right\} + w[m], \quad m = 0, 1, \dots, N \quad (3)$$

其中， $H[k]$ 为第 k 个子载波处的信道频域响应， $w[n]$ 为加性背景噪声。令 $\mathbf{C} = \{c_1, c_2, \dots, c_M\}$ 为有效子载波序号集， $k \in \mathbf{C}$ ， M 为OFDM系统有效子载波总数，对式(3)进行 N 点离散傅里叶变换(Discrete Fourier Transform, DFT)得

$$R[k] = \sum_{m=0}^{N-1} r[m] \exp \left\{ -\frac{j2\pi mk}{N} \right\} \quad (4)$$

将第 k 个子载波以外的求和项视为干扰，式(4)可重写为

$$R[k] = H[k] d[k] \frac{\sin(\pi ka)}{N \sin\left(\frac{\pi ka}{N}\right)} \exp \left\{ j\pi ka \frac{N-1}{N} \right\} + I[k] + W[k] \quad (5)$$

其中

$$I[k] = \sum_{\substack{l=0, \\ l \neq k}}^{N-1} \frac{H[l] d[l] \sin \{ \pi [l(1+a) - k] \}}{N \sin \left\{ \pi \left[\frac{l(1+a) - k}{N} \right] \right\}} \cdot \exp \left\{ j\pi [l(1+a) - k] \frac{N-1}{N} \right\} \quad (6)$$

其中， $W[k]$ 是频域加性噪声， $I[k]$ 是由多普勒频移引起的子载波间干扰(Inter Carrier Interference, ICI)。式(5)和式(6)给出的接收机输出表明，多普勒频移因子 a 和干扰项 $\zeta[k]$ 在不同频率的子载波处产

生了多普勒频移，严重破坏了OFDM系统子载波间的正交性。

2.2 稀疏贝叶斯学习信道重建

考虑到浅海水声信道的稀疏特性^[15]，可借助压缩感知理论利用大部分正确的信道先验信息对信道估计结果进行重建修正^[16,17]，同时减少最小均方误差(Minimum Mean Square Error, MMSE)判决反馈信道均衡迭代中的误码遗传。近年来稀疏贝叶斯学习(Sparse Bayesian Learning, SBL)算法受到国内外学者广泛关注，与MP算法相比更容易获得更优的稀疏解^[18]，因此本文利用SBL算法进行优化，降低时变水声信道稀疏重构过程中的收敛误差。

设 \mathbf{H}_{MMSE} 为MMSE算法获得的信道频域响应^[19]， Φ 是由原子 ψ 组成的过完备字典，根据文献[20,21]计算第 u 次迭代时的期望 $\mu_w^{(u)}$ 为

$$\sum_w^{(u)} = \Gamma^{(u)} - \Gamma^{(u)} \Phi^H \left(\sigma^2 \mathbf{I} + \Phi \Gamma^{(u)} \Phi^H \right)^{-1} \Phi \Gamma^{(u)} \quad (7)$$

$$\mu_w^{(u)} = \Gamma^{(u)} \Phi^H \left(\sigma^2 \mathbf{I} + \Phi \Gamma^{(u)} \Phi^H \right)^{-1} \mathbf{y} \quad (8)$$

m 维超参数矩阵 $\Gamma^{(u)}$ 中元素 $\gamma^{(u)}(i)$ 的更新方程^[22]可表示为

$$\gamma^{(u+1)}(i) = \sum_w^{(u)} (i, i) + \left| \mu_w^{(u)}(i) \right|^2, \quad i = 1, 2, \dots, m \quad (9)$$

若信道的稀疏度为 L' ， u_s 为迭代终止计数，则加权向量 $\mu_w^{(u_s)}$ 中有 L' 个非0向量。经过SBL算法修正后的信道频域响应 \mathbf{H}_{SBL} 是过完备字典 Φ 中所有原子的加权求和，可以表示为

$$\mathbf{H}_{\text{SBL}} = \sum_{i=1}^m \mu_w^{(u_s)}(i) \psi(i) = \Phi \mu_w^{(u_s)} \quad (10)$$

2.3 基于符号判决的判决反馈信道均衡

基于数据样本方差的多普勒频移估计算法实现高精度多普勒频移估计的前提是低导频占用率，导致系统解调时需要利用前序符号信道频域响应的先验知识，由于浅海水声信道的缓慢时变特性，前序

符号的信道频域响应存在较大误差,因此有必要利用基于符号判决的判决反馈信道均衡算法对信道估计结果校验,提高估计精度。

设 $\mathbf{H}_{\text{MMSE}}^{(v-1,U)}$ 和 $\hat{\lambda}^{v-1}$ 分别为第 $v-1$ 个OFDM符号的信道估计值和多普勒频移因子估计值,第 v 个OFDM符号传输的信息为 $x_u^{(v)}$,经过编码、星座映射得到的符号为 $\mathbf{X}_u^{(v)}$, $u=1,2,\dots,U$ 是判决反馈回路的迭代次数,基于符号判决的判决反馈信道均衡算法的实现步骤如下:

步骤1 利用 $\mathbf{H}_{\text{MMSE}}^{(v-1,U)}$ 对第 v 个OFDM符号预均衡, $\hat{\lambda}^{v-1}$ 作为搜索初值,通过方差检测算法估计出第 v 个OFDM符号的多普勒频移因子 $\hat{\lambda}^v$ 并进行多普勒补偿得到接收符号 $\mathbf{Y}^{(v)}$;

步骤2 在第 u 次迭代时,利用 $\mathbf{H}_{\text{MMSE}}^{(v-1,U)}$ 对接收符号 $\mathbf{Y}^{(v)}$ 进行频域均衡,解调后的结果 $\tilde{x}_u^{(v)}$ 按照规则重新编码、星座映射后得到新的符号 $\mathbf{X}_u^{(v)}$;

步骤3 根据稀疏贝叶斯算法重建信道 $\mathbf{H}_{\text{SBL}}^{(v,u)}$,计算其自相关矩阵 $\mathbf{R}_{\text{HH}}^{(v,u)}$,得到修正后的MMSE信道估计^[19]

$$\mathbf{H}_{\text{MMSE}}^{(v,u)} = \mathbf{R}_{\text{HH}}^{(v,u)} \left(\mathbf{R}_{\text{HH}}^{(v,u)} + \sigma^2 \left[\tilde{\mathbf{X}}_u^{(v)} \left(\tilde{\mathbf{X}}_u^{(v)} \right)^{\text{H}} \right]^{-1} \mathbf{P}_I \right)^{-1} \cdot \mathbf{H}_{\text{SBL}}^{(v,u)} \quad (11)$$

重复步骤2~3直到满足迭代终止条件或者最大迭代次数,得到第 v 个OFDM符号最终的判决反馈信道估计结果 $\mathbf{H}_{\text{MMSE}}^{(v,U)}$,将 $\mathbf{H}_{\text{MMSE}}^{(v,U)}$ 和 $\hat{\lambda}^v$ 作为第 $v+1$ 个符号多普勒频移搜索和信道均衡的初值,重复此过程以解调完整的一帧信号。

3 数据样本方差检测多普勒频移估计算法

3.1 方差检测多普勒频移搜索原理

设对一个OFDM符号进行第 i 次多普勒频移搜索时,接收机以补偿因子 λ_i 对接收信号进行重采样,经过补偿后式(4)可以改写为

$$R^{(i)}[k] = \sum_{m=0}^{N-1} \left\{ \frac{1}{N} \sum_{l=0}^{N-1} H[l] \hat{d}[l] \exp \left\{ \frac{j2\pi m(1+a)l}{N(1+\lambda_i)} \right\} + w[m] \right\} \exp \left\{ -\frac{j2\pi mk}{N} \right\} \quad (12)$$

设 $W[k]$ 为频域加性背景噪声,令 $\varepsilon = (a - \lambda_i)/(1 + \lambda_i)$,式(7)整理后可得

$$R^{(i)}[k] = H[k] X[k] + I[k] + W[k] \quad (13)$$

整理后 $X[k]$, $I[k]$ 表示为

$$X[k] = d[k] \frac{\sin(\pi \varepsilon k)}{N \sin\left(\pi \frac{\varepsilon k}{N}\right)} \exp \left\{ j\pi \frac{N-1}{N} \varepsilon k \right\} \quad (14)$$

$$I[k] = \sum_{l=0, l \neq k}^{N-1} H[l] d[l] \eta[l, k] \quad (15)$$

其中 $\eta[l, k]$ 为

$$\eta[l, k] = \frac{\sin \left\{ \pi \left[\frac{l(1+a)}{1+\lambda_i} - k \right] \right\}}{N \sin \left\{ \frac{\pi}{N} \left[\frac{l(1+a)}{1+\lambda_i} - k \right] \right\}} \cdot \exp \left\{ j\pi \left[\frac{l(1+a)}{1+\lambda_i} - k \right] \frac{N-1}{N} \right\} \quad (16)$$

设 $d[k_1]$ 为调制在第 k_1 个子载波上的数据样本,其对应的分集副本调制在第 k_2 个子载波上,则有 $d[k_1] = d[k_2]$,且 $k_2 = k_1 + c$, c 表示分集数据的子载波间隔,在一个OFDM符号周期内 c 为常数。令 $I_c[k] = I[k] + W[k]$ 接收机采用前序OFDM符号的信道估计 \tilde{H} 对当前符号进行预均衡, k_1, k_2 子载波处经过预均衡后的接收机输出分别为 $R_h^{(i)}[k_1]$, $R_h^{(i)}[k_2]$,则有

$$\frac{R_h^{(i)}[k_2]}{R_h^{(i)}[k_1]} = \frac{X[k_2]}{X[k_1]} + \frac{\tilde{H}[k_1, k_2] \frac{I_c[k_2]}{I_c[k_1]} - \frac{X[k_2]}{X[k_1]}}{1 + \text{SINR}[k_1]} \quad (17)$$

$$\frac{X[k_2]}{X[k_1]} = \frac{\sin(\pi \varepsilon k_2) \sin\left(\frac{\pi \varepsilon k_1}{N}\right) \exp \left\{ j\pi c \frac{N-1}{N} \varepsilon \right\}}{\sin\left(\frac{\pi \varepsilon k_2}{N}\right) \sin(\pi \varepsilon k_1)} \quad (18)$$

其中, $\tilde{H}[k_1, k_2]$ 为通过预均衡器后 $I_c[k_2]/I_c[k_1]$ 的系数, $\text{SINR}[k_1]$ 为接收机第 k_1 个子载波处的信号干噪比(Signal to Interference plus Noise Ratio, SINR),定义为

$$\begin{aligned} \text{SINR}[k_1] &= \frac{\hat{H}[k_1] X[k_1]}{I_c[k_1] + W[k_1]} \\ &= \frac{\hat{H}[k_1] d[k_1] \sin(\pi \varepsilon k_1) \exp \left\{ j\pi \varepsilon k_1 \frac{N-1}{N} \right\}}{N \sin\left(\frac{\pi \varepsilon k_1}{N}\right) \left(\sum_{l=0, l \neq k_1}^{N-1} H[l] d[l] \eta[l, k_1] + W[k_1] \right)} \end{aligned} \quad (19)$$

$R_h^{(i)}[k_2]/R_h^{(i)}[k_1]$ 的表达式中包含由多普勒频移引起的子载波间干扰,在多普勒频移没有正确补偿的条件下,对于满足 $k_2 - k_1 = c$ 的任意 k_1, k_2 , $R_h^{(i)}[k_2]/R_h^{(i)}[k_1]$ 的值不是常数。

式(16)、式(18)和式(19)表明, k_1 子载波处输出信干噪比 $\text{SINR}[k_1]$ 仅与补偿因子 λ_i 有关,设第 j 次多普勒频移搜索的补偿因子为 λ_j ,在 λ_j 最接近多普勒频移因子的真实值 a ,即 $|a - \lambda_j| \rightarrow 0$ 时, $X[k_2]/$

$X[k_1] \rightarrow 1$, 子载波间干扰 $I[k_1] \rightarrow 0$, 此时 $|\text{SINR}[k_1]|$ 是一个关于 λ_j 的 sinc 函数, 在合理的搜索范围内仅在 $\lambda_j = a$ 处取得极大值, 此时由式(17)可得出对于任意满足 $k_2 - k_1 = c$ 的 k_1, k_2 , $\left| \frac{R_h^{(j)}[k_2]}{R_h^{(j)}[k_1]} \right|$ 取得最小值, 即在补偿因子和真实值误差足够小的条件下, 预均衡后有效信息序列 $R_h^{(j)}[k]$ 和其分集 $R_h^{(j)}[k+c]$ 是高度匹配的, 此时比值序列是一个平稳序列, 方差取得最小值。

在多普勒频移没有正确补偿的条件下, 即 $\lambda_j \neq a$ 时, $|\text{SINR}[k_1]|$ 随着补偿因子误差增大而单调递减, 且 $\left| \frac{R_h^{(j)}[k_2]}{R_h^{(j)}[k_1]} \right|$ 的表达式包含由非一致多普勒频移引起的干扰项 $I_c[k_1], I_c[k_2]$, 导致对于满足 $k_2 - k_1 = c$ 的任意 k_1, k_2 , $I_c[k_2]/I_c[k_1]$ 为非单调函数, $R_h^{(j)}[k]$ 和 $R_h^{(j)}[k+c]$ 在不同子载波处的差异增大, 比值序列 $\left| \frac{R_h^{(j)}[k+c]}{R_h^{(j)}[k]} \right|$ 是非平稳的, 样本匹配度降低, 序列的方差随着多普勒频移搜索误差 $|a - \lambda_j|$ 增大而单调递增, 因此数据序列及其分集副本的匹配程度可以用比值序列的方差来表征, 在多普勒频移搜索中选择方差最小时对应的补偿因子, 即可获得最接近真实值 a 的多普勒频移因子估计值

$$\hat{\lambda}_p = \arg \min_{j \in \mathbf{B}_v} \text{Var} \left(\left| \frac{R_h^{(j)}[k+c]}{R_h^{(j)}[k]} \right| \right), k \in \mathbf{C} \quad (20)$$

其中, $\text{Var}(\cdot)$ 表示计算序列的方差, \mathbf{B}_v 为第 v 个 OFDM 符号的多普勒频移搜索范围。

3.2 算法实现

基于数据样本方差的多普勒频移估计算法的估计精度受到信息序列长度的影响, 单个符号内过高的导频占用率会严重降低算法性能, 基于梳状导频的信道估计与均衡方法无法满足算法需求。本文采用稀疏贝叶斯学习结合判决反馈信道均衡算法, 可以有效地降低单个符号的导频占用率, 利用反馈回路对信息校验, 实现对时变信道的跟踪估计。

通信信号帧结构如图2所示, 帧首的 LFM 信号和 CW 信号分别用于时间同步和多普勒频移因子的粗估计, 粗估计结果将作为多普勒频移搜索初值以减小搜索范围, 块状导频的信道估计结果作为判决反馈回路的初值。利用方差检测算法对接收信号进行多普勒频移估计的步骤如下:

步骤1 根据 LFM 信号和 CW 信号对接收信号进行同步和多普勒频移粗估计;

步骤2 利用多普勒频移粗估计结果对块状导频进行补偿, 通过稀疏贝叶斯学习算法估计信道频域响应初值;

步骤3 利用前序符号的信道频域响应对当前 OFDM 信息符号进行预均衡, 根据方差检测原理搜索获得该符号的多普勒频移因子 $\hat{\lambda}_p$, 并通过重采样进行补偿;

步骤4 对补偿后的符号进行判决反馈均衡并解码, 其中判决反馈每次迭代的结果利用稀疏贝叶斯学习算法修正, 最终的信道估计结果用于下个符号的预均衡。

重复步骤3~4, 实现对所有符号的多普勒频移估计和解码。

3.3 性能分析

基于数据方差的多普勒频移估计算法通过对频域分集副本的复用, 实现多普勒因子的匹配搜索, 经过设计的信号帧结构中只需设置一个符号周期的块状导频, 即可实现信道和多普勒频移因子的实时跟踪, 无需为每个信息符号中分配额外的导频和空子载波资源, 与信道稀疏度检测算法对比, 若梳状导频占用率为 25%, 在单帧信号传输符号数大于 4 时, 本文算法的导频占用率低于 25%, 具有更高的频带利用率。

在计算量方面, 若采样点数为 N , 传统单频测频算法只需 1 次 FFT 运算, 需要 $(N \log_2 N)/2$ 次复数乘法和 $N \log_2 N$ 次复数加法; 空子载波算法对空子载波处的能量进行统计^[10], 需要 $BP(N+1)$ 次复数乘法和 $BP(N+1)$ 次复数加法, 其中 B 为最大多普勒搜索次数, P 为 OFDM 信号中空子载波的数量, 本文在仿真和试验中分别取 $P=64$ 和 $P=32$, 以获得较高的精度; 信道稀疏度检测算法经过 M 倍补 0 后的高分辨率 FFT 需要 $[MN \log_2(MN)]/2$ 次复数乘法和 $MN \log_2(MN)$ 次复数加法, 一般取 $M=32$ 时估计精度较好^[11]; 本文算法对信号进行重采样补偿后获得 FFT 输出, 需要 $(BN \log_2 N)/2$ 次复数乘法和 $BN \log_2 N$ 次复数加法。表1给出了系统参数取 $N=32768$, $M=32$, $P=32$, $B=20$ 时, 4 种算法完成 1 次多普勒频移估计所需的计算量, 单频测频算法所需计算量最低, 但易受频率选择性衰落信道影响, 估计精度较差, 本文算法在保证频谱利用率和估计精度的同时显著降低了计算量。

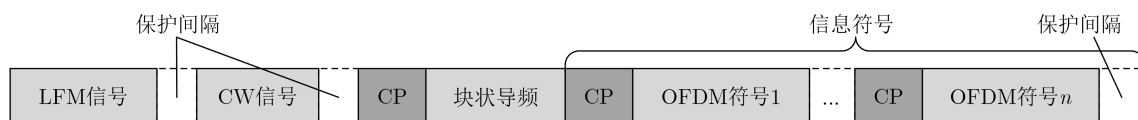


图2 通信信号的帧结构示意图

4 数值仿真与海试结果

4.1 仿真与结果分析

为了验证本文所提多普勒频移估计算法的性能, 本文通过MATLAB平台进行数值仿真。仿真中设置平均水深为50 m, 发射换能器和接收换能器分别布放在水下7 m和21 m处, 水平间距为3.45 km, 图3给出了Bellhop工具箱根据上述参数生成的模拟浅海水声信道冲激响应模型。

表2给出了数值仿真OFDM系统采用的主要参数, 系统的频域分集数为2, 数据合并方式采用最大比合并(Maximal Ratio Combining, MRC); 原始数据采用码率为0.5卷积码编码, 并通过维特比译码算法解码^[23]。发射信号帧的结构如图2所示, 其中LFM信号持续时长为42.7 ms, 单频信号持续时长为85.3 ms, 频率为6.3 kHz, 仿真中OFDM数据符号个数为4个, 系统的导频占用率约为25%。

4.1.1 算法可行性仿真

仿真中设定收发端相对移动速度为0.7 m/s, 多普勒频移因子的搜索步长为 1.0×10^{-4} , 搜索范围 B_v 的大小为11, 信噪比为15 dB, 根据3.1节中多普勒频移匹配搜索原理, 可以得到4个OFDM符号在不同多普勒频移因子补偿条件下, 数据序列与其分集副本的匹配程度。如图4所示, 横坐标为不同的

多普勒频移搜索因子换算得到的相对移动速度, 纵坐标表示在不同补偿因子下按照式(14)所得方差的归一化幅度, 根据结果可得本文所提算法准确估计出了4个符号处的多普勒频移因子, 当补偿因子接近真实值时, 两个数据样本均值后比值的归一化方差最小, 样本的匹配度最佳; 当补偿因子远离真实多普勒频移因子时样本的匹配度降低, 方差随着搜索误差增大, 仿真结果验证了基于数据样本方差检测的多普勒频移估计算法的可行性。

4.1.2 算法性能仿真

令多普勒频移因子分别在 $[-2 \text{ m/s}, 2 \text{ m/s}]$ (低航速, $0 \sim 3.9 \text{ kn}$)和 $[5 \text{ m/s}, 10 \text{ m/s}]$ (高航速, 约 $9.72 \sim 19.44 \text{ kn}$)的相对移动速度区间内随机改变, 设背景噪声为高斯噪声, 在不同信噪比下对单频测频、本文算法、空子载波多普勒频移估计算法和信道稀疏度检测算法进行性能仿真, 其中空子载波法中分配64个用于多普勒频移估计的空子载波, 信道稀疏度检测算法的导频占用率约为25%。定义多普勒频移估计误差为 $\xi = |\hat{\lambda} - a|$, 其中 $\hat{\lambda}$ 为多普勒频移因子的估计值, a 为多普勒频移因子真值, 图5给出了低航速与高航速场景下多普勒频移估计误差的仿真结果。

由图5可以看出, 多径信道的频率选择性衰落导致单频信号信噪比下降, 单频测频无法跟踪每个符号上的多普勒频移变化, 在低航速和高航速场景下得到的估计值相较于其他算法高出一个数量级, 算法受航速影响较大, 效果欠佳。OFDM信号通过添加循环前缀, 克服了多径干扰, 因此其他3种算法均对多普勒频移因子进行了有效的估计, 多普勒频移估计的误差随着系统信噪比升高而降低。

由图5(a)所示, 在低航速场景下, 空子载波估计算法对噪声更为敏感, 在低信噪比下估计精度较差, 本文算法的多普勒频移估计误差平均低于空子载波算法0.47 dB; 信道稀疏度检测算法的估计精度与系统的频域计算分辨率成正比, 导致算法在保证计算效率的同时多普勒频移估计精度受限, 本文算法的估计误差平均低于信道稀疏度检测算法0.27 dB;

表 1 不同多普勒频移估计算法所需计算量

多普勒频移估计算法	复数乘法	复数加法
单频测频	2.46×10^5	4.92×10^5
空子载波	4.20×10^7	4.20×10^7
信道稀疏度检测	1.05×10^7	2.10×10^7
本文算法	4.92×10^6	9.84×10^6

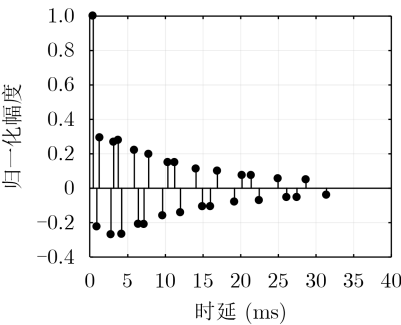


图 3 水声信道冲激响应

表 2 OFDM系统仿真参数

参数	数值	参数	数值
采样率(kHz)	192	OFDM符号周期(ms)	170.7
通信频段(B/kHz)	4~8	循环前缀长度(ms)	43
有效子载波数	681	数据映射方式	QPSK

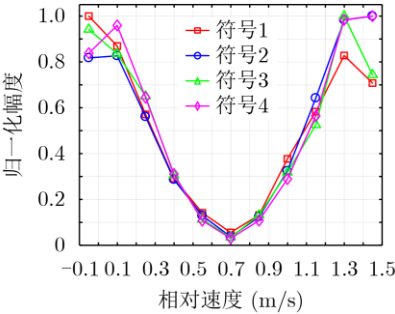


图 4 数据样本方差与多普勒频移的关系

由图5(b)所示, 在高航速场景下, 本文算法的多普勒频移估计误差平均低于本文算法空子载波算法0.6 dB, 平均低于信道稀疏度检测算法0.5 dB。仿真试验中OFDM信号在高航速条件下畸变更加严重, 4种算法的多普勒频移估计误差均有上升, 但本文算法的估计误差优于 10^{-4} , 估计精度受航速影响较小。本文算法利用经过预均衡的数据分集对多普勒频移因子进行匹配, 在低航速和高航速条件下多普勒估计性能均优于对比算法。

图6给出了在不同航速和不同信噪比下对利用本文算法、空载波多普勒估计算法、单频测频法和信道稀疏度检测算法估计得到的多普勒频移因子进行补偿后, 系统的原始误码率, 信道均衡方式都采用基于符号判决的判决反馈信道均衡算法。单频测频算法多普勒估计误差较大, 受航速影响明显, 接收机补偿后误码率仍然较高; 在低航速和高航速两种场景下, 本文算法均可对多普勒频移进行有效、实时跟踪, 系统在多普勒频移正确补偿的条件下可实现稳健通信, 误码曲线与多普勒频移估计误差曲线趋势一致, 本文算法在减小计算量、提高频带利用率的同时, 原始误码率低于空子载波法和信道稀疏度检测算法。

4.2 海试数据分析

为了进一步验证本文算法的可靠性, 2019年

4月在大连周边浅海海域进行了海上试验, OFDM信号中分配了32个空子载波, 信道编码采用码率为0.5的Turbo码, 系统其余的参数与表2给出的相同。试验期间水声通信机安装在水下无人航行器(Unmanned Underwater Vehicle, UUV)上, UUV按照设定航线入水航行并接收信号, 发射换能器从母船上吊放至水下8 m处, 通信期间UUV航行深度约为6 m, 整个航段水深约在40 m, 下面分别对低航速和高航速场景下UUV接收的通信信号处理结果进行分析。

4.2.1 低航速试验

低航速试验中, 母船锚定不动, 通信期间UUV在距离母船0.6~1 km的区域内沿垂直于码头的方向作低速往返运动, 最大航速约为3 kn(约1.54 m/s)。图7给出了试验中通信时段水声信道响应历程图, 随着UUV的移动信道结构发生变化且多径强烈, 最大多径时延约为20 ms。

图7对应航次中UUV连续接收到42帧数据率为711 bps的通信信号, 对接收信号采用不同的多普勒频移估计算法得到图8(a)和图8(b)所示的相对径向移动速度的估计值, 由图可见本文算法和对比算法估计得到的UUV与母船的相对径向速度在 $-1.5 \sim 1.5$ m/s变化, 两种算法测速略有偏差但变化趋势基本吻合。

图8(c)和图8(d)给出了根据多普勒频移因子估

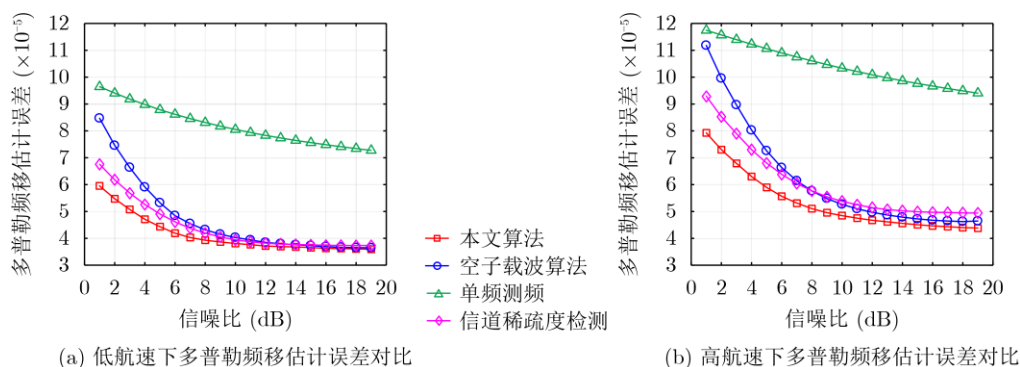


图5 不同信噪比下多普勒频移估计误差

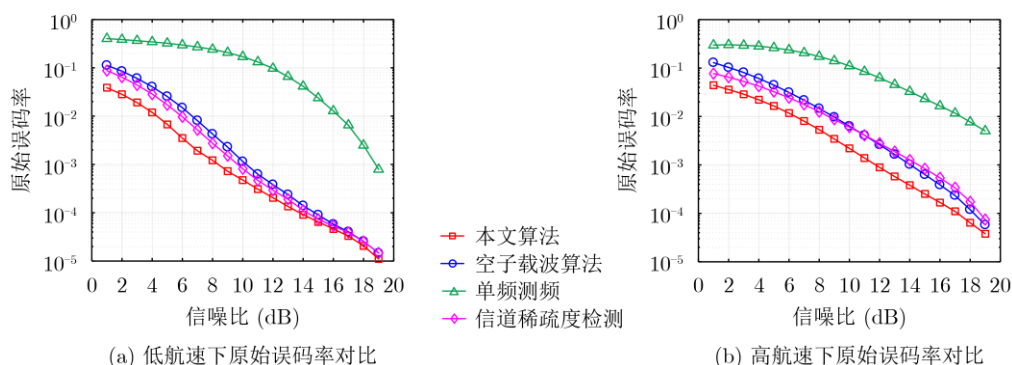


图6 不同信噪比下原始误码率对比

计值重采样补偿并解调后,接收信号的帧误码率对比。由图可见,4种算法都对42帧接收信号进行了有效的多普勒频移估计和解调,本文算法、空子载波算法、单频测频算法和信道稀疏度检测算法的解调结果中,原始误码率高于 5×10^{-2} 的信号帧数量分别为5, 8, 21和7帧,由于UUV的往返运动的影响,多普勒频移因子在每个符号上起伏较大,单频测频算法难以实时跟踪,误码率高,高误码率的信号帧对应的测速结果也与其他算法相差较大;本文算法利用大部分子载波上的信息对多普勒频移进行估计,误码曲线整体上优于对比算法,与图8(a)、图8(b)中存在一定测速偏差的情况吻合,本文算法在低航速场景中具有最佳的多普勒频移估计性能和误码性能,大部分信号帧的原始误码率低于3%。

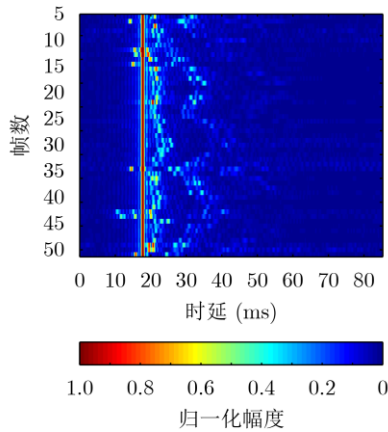


图7 通信时段信道冲激响应

4.2.2 高航速试验

高航速试验中,母船以约4 kn(2.1 m/s)航速拖曳发射换能器,UUV在距离母船1 km处以约7 kn(3.6 m/s)的最大航速远离母船航行,通信期间母船与UUV距离保持在1~2 km。图9给出了通信时段水声信道响应历程图,信道最大多径时延约为30 ms。

图9对应航次中UUV共接收到22帧数据率为711 bps的通信信号,对接收信号采用不同的多普勒频移估计算法得到图10(a)所示的相对径向移动速度估计值,由于海流对UUV航速和航向的影响,相对径向速度估计值呈现一定的起伏,在 $-6.0 \sim -3.0$ m/s间变化,4种算法的估计结果趋势一致,但单频测频算法的测速偏差依然较大。

图10(b)给出了高航速场景下的解调结果,4种算法都对22帧接收信号进行了有效的多普勒频移补偿和解调,由于高速航行下平台自噪声较大,且该航次通信距离较远,UUV接收到的信号解调后原始误码率整体上高于低航速试验的结果。单频测频算法和空子载波算法受信噪比影响较大,误码率明显升高,22帧信号的解调结果中分别有10帧和8帧信号的原始误码率高于 5×10^{-2} ,信道稀疏度检测算法与本文算法的误码率相对较低,原始误码率高于 5×10^{-2} 的帧数量分别为7帧和6帧。第7, 9, 13和20帧信号经3种对比算法处理后的测速结果与本文算法偏差较大,本文算法的原始误码率也明显低于对比算法,由解调结果可得,本文算法在相对移动速度

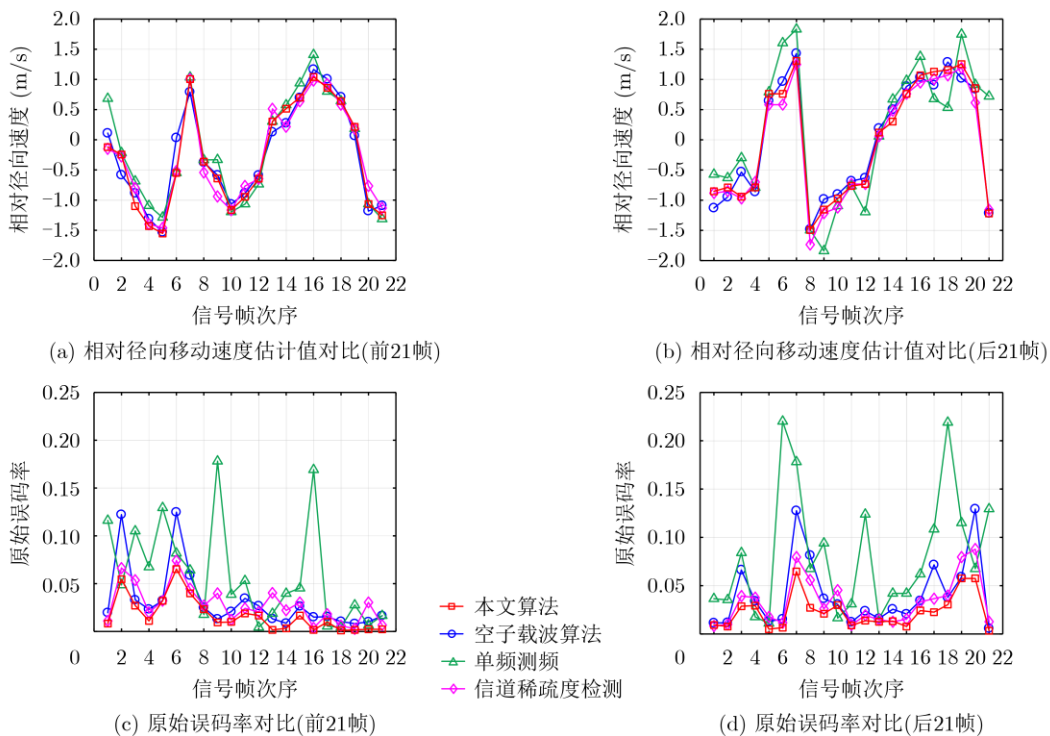


图8 低航速试验不同多普勒频移估计算法对比

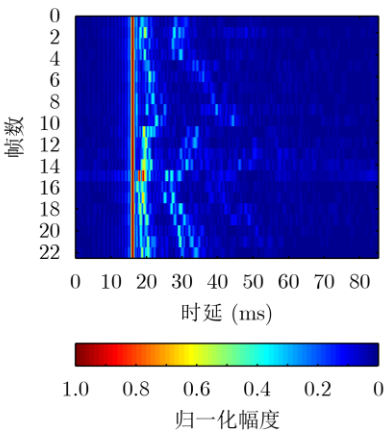
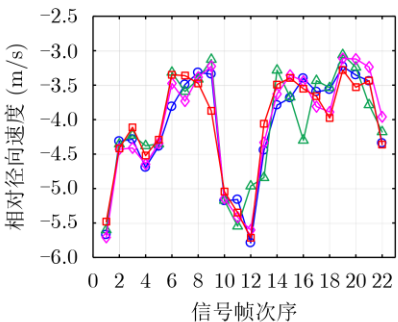
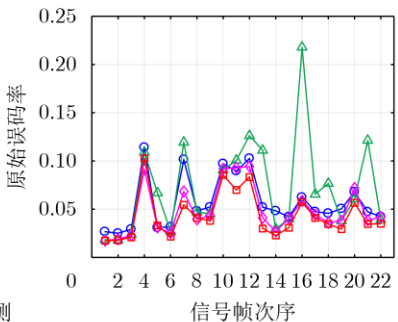


图9 高航速试验通信时段信道冲激响应



(a) 相对径向移动速度估计值对比



(b) 原始误码率对比

图10 高航速试验不同多普勒频移估计算法对比

表 3 低航速下不同多普勒频移估计方法的误码率统计结果

多普勒频移估计算法	原始误码率	解码后误码率
本文算法	0.0200	7.960×10^{-5}
空子载波算法	0.0390	4.117×10^{-4}
单频测频	0.0704	4.401×10^{-3}
信道稀疏度检测	0.0305	9.157×10^{-4}

表 4 高航速下不同多普勒频移估计方法的误码率统计结果

多普勒频移估计算法	原始误码率	解码后误码率
本文算法	0.0435	6.340×10^{-4}
空子载波算法	0.0862	4.795×10^{-3}
单频测频	0.1174	7.351×10^{-3}
信道稀疏度检测	0.0639	2.180×10^{-3}

5 结论

本文深入研究了OFDM移动水声通信的多普勒频移估计技术，结合OFDM系统常用的频域分集技术，通过对信号及其多普勒频移的频域建模分析，提出了一种适用于浅海移动水声通信的多普勒频移跟踪估计算法。算法对OFDM符号中的频域分集复用，根据样本比值序列方差进行匹配，筛选出正确的多普勒频移因子并进行补偿，降低了计算复杂度；算法通过判决反馈信道均衡技术结合稀疏贝叶斯学习估计并修正信道，保证多普勒频移估计精度的同时减少了冗余信号对频带资源的占用。数值仿真和UUV海上移动通信试验结果表明，在低航速和高航速场景下，本文提出的算法均能对OFDM信号进行有效的多普勒频移跟踪，估计精度和误码性能都优于对比算法，实现了可靠的移动水声通信。

参考文献

[1] 赵世铎, 鄢社锋. 基于扩展路径识别算法的水声OFDM系统低复杂度迭代稀疏信道估计[J]. 电子与信息学报, 2021, 43(3): 752-757. doi: 10.11999/JEIT200582.
ZHAO Shiduo and YAN Shefeng. Low-complexity iterative sparse channel estimation for underwater acoustic OFDM systems based on generalized path identification algorithm[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2021, 43(3): 752-757. doi: 10.11999/JEIT200582.

[2] 强夕竹, 乔钢, 周锋. 一种改进的水声正交频分复用稀疏信道时延估计算法[J]. 电子与信息学报, 2021, 43(3): 817-825. doi: 10.11999/JEIT200660.
QIANG Xizhu, QIAO Gang, and ZHOU Feng. An improved delay estimation algorithm for underwater acoustic OFDM sparse channel[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2021, 43(3): 817-825. doi: 10.11999/JEIT200660.

[3] MA Lu, ZHOU Shengli, QIAO Gang, et al. Superposition

- coding for downlink underwater acoustic OFDM[J]. *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, 2017, 42(1): 175–187.
- [4] 支绍龙, 袁兆凯, 李宇, 等. 一种小型化水声信号调制发射系统[J]. *仪器仪表学报*, 2012, 33(7): 1668–1675. doi: 10.3969/j.issn.0254-3087.2012.07.033.
- ZHI Shaolong, YUAN Zhaokai, LI Yu, *et al.* Miniaturized underwater acoustic signal modulation and transmission system[J]. *Chinese Journal of Scientific Instrument*, 2012, 33(7): 1668–1675. doi: 10.3969/j.issn.0254-3087.2012.07.033.
- [5] WAN Lei, WANG Zhaohui, ZHOU Shengli, *et al.* Performance comparison of Doppler scale estimation methods for underwater acoustic OFDM[J]. *Journal of Electrical and Computer Engineering*, 2012, 2012: 703243.
- [6] SUN Haixin, XU Xiaoka, MA Li, *et al.* Carrier frequency offset and impulse noise estimation for underwater acoustic orthogonal frequency division multiplexing[J]. *Chinese Journal of Acoustics*, 2014, 33(3): 289–298.
- [7] 袁兆凯, 隋天宇, 李宇, 等. 水声扩频通信中多普勒估计与补偿算法研究[J]. *电子与信息学报*, 2012, 34(1): 51–56.
- YUAN Zhaokai, SUI Tianyu, LI Yu, *et al.* The estimation and compensation of Doppler effect on underwater acoustic spread spectrum communication[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2012, 34(1): 51–56.
- [8] 王彪, 支志福, 戴跃伟. 移动水声通信多径传输非一致多普勒估计方法研究[J]. *电子与信息学报*, 2015, 37(3): 733–738. doi: 10.11999/JEIT140665.
- WANG Biao, ZHI Zhifu, and DAI Yuewei. Study on non-uniform Doppler estimation for underwater acoustic mobile communications with multipath transmission[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2015, 37(3): 733–738. doi: 10.11999/JEIT140665.
- [9] SHARIF B S, NEASHAM J, HINTON O R, *et al.* A computationally efficient Doppler compensation system for underwater acoustic communications[J]. *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, 2000, 25(1): 52–61. doi: 10.1109/48.820736.
- [10] LI Baosheng, ZHOU Shengli, 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. doi: 10.1109/JOE.2008.920471.
- [11] 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. doi: 10.3969/j.issn.0254-3087.2017.07.009.
- PU Zhanqing, WANG Wei, ZHANG Yangfan, *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. doi: 10.3969/j.issn.0254-3087.2017.07.009.
- [12] MASON S F, BERGER C R, ZHOU Shengli, *et al.* Detection, synchronization, and Doppler scale estimation with multicarrier waveforms in underwater acoustic communication[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2008, 26(9): 1638–1649. doi: 10.1109/JSAC.2008.081204.
- [13] MA Lu, QIAO Gang, and LIU Songzuo. A combined Doppler scale estimation scheme for underwater acoustic OFDM system[J]. *Journal of Computational Acoustics*, 2015, 23(4): 1540004. doi: 10.1142/S0218396X15400044.
- [14] LE K N and DABKE K P. BER of OFDM with diversity and pulse shaping in Rayleigh fading environments[J]. *Digital Signal Processing*, 2010, 20(6): 1687–1696. doi: 10.1016/j.dsp.2010.03.015.
- [15] BYUN S H, SEONG W, and KIM S M. Sparse underwater acoustic channel parameter estimation using a wideband receiver array[J]. *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, 2013, 38(4): 718–729. doi: 10.1109/JOE.2013.2258222.
- [16] 乔钢, 王巍, 刘松佐, 等. 改进的多输入多输出正交频分复用声通信判决反馈信道估计算法[J]. *声学学报*, 2016, 41(1): 94–104.
- QIAO Gang, WANG Wei, LIU Songzuo, *et al.* An improved decision feedback channel estimation algorithm for multiple-input multiple-output orthogonal frequency division multiplexing underwater acoustic communication[J]. *Acta Acustica*, 2016, 41(1): 94–104.
- [17] 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 Wei, PU Zhanqing, ZHANG Yangfan, *et al.* A pilot-free channel estimation algorithm for orthogonal multicarrier spread spectrum communication via sparse underwater acoustic channel[J]. *Acta Acustica*, 2019, 44(4): 657–664.
- [18] CANDÈS E J, WAKIN M B, and BOYD S P. Enhancing sparsity by reweighted ℓ_1 minimization[J]. *Journal of Fourier Analysis and Applications*, 2008, 14(5): 877–905.
- [19] EDFORS O, SANDELL M, VAN DE BEEK J J, *et al.* OFDM channel estimation by singular value decomposition[C]. *Vehicular Technology Conference-VTC*, Atlanta, USA, 1996: 923–927.
- [20] WIPF D P and RAO B D. Sparse Bayesian learning for basis selection[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2004, 52(8): 2153–2164. doi: 10.1109/TSP.2004.831016.
- [21] WIPF D P and RAO B D. An empirical Bayesian strategy for solving the simultaneous sparse approximation problem[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2007, 55(7): 3704–3716. doi: 10.1109/TSP.2007.894265.
- [22] 陈平, 郭秋歌, 李攀, 等. OFDM系统中基于贝叶斯学习的联合稀疏信道估计与数据检测[J]. *计算机科学*, 2020, 47(S2): 349–353.
- CHEN Ping, GUO Qiuge, LI Pan, *et al.* Joint sparse channel estimation and data detection based on Bayesian learning in OFDM system[J]. *Computer Science*, 2020, 47(S2): 349–353.
- [23] VITERBI A J. An intuitive justification and a simplified implementation of the MAP decoder for convolutional codes[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 1998, 16(2): 260–264. doi: 10.1109/49.661114.
- 周成阳: 男, 1995年生, 博士生, 研究方向为水声通信。
- 王巍: 男, 1983年生, 副研究员, 研究方向为水声通信、水下无线传感器网络。
- 洪丹阳: 男, 1994年生, 博士生, 研究方向为水声通信。
- 张春华: 男, 1962年生, 研究员, 研究方向为阵列信号处理、水下无线传感器网络和合成孔径声呐等。

责任编辑: 余蓉