

一种改进的水声正交频分复用稀疏信道时延估计算法

强夕竹 乔钢 周锋*

(哈尔滨工程大学水声技术重点实验室 哈尔滨 150001)

(工业和信息化部海洋信息获取与安全工信部重点实验室(哈尔滨工程大学) 哈尔滨 150001)

(哈尔滨工程大学水声工程学院 哈尔滨 150001)

摘要: 水声正交频分复用(OFDM)系统中, 采用传统正交匹配追踪(OMP)方法估计离网格(off-grid)时延时, 需要很高的过采样因子和高昂的计算开销。针对传统OMP方法估计离网格时延计算复杂度高的问题, 该文借鉴多元线性拟合思想引入路径补偿的概念, 提出了一种基于路径补偿的改进OMP时延估计算法, 用以补偿从离网格路径向其周围网格位置泄漏的能量, 并用补偿距离这一参数来解释路径补偿效果。该算法无需增加过采样因子, 仅利用恰当的补偿距离即可实现较好的估计效果, 且能在提高估计性能的同时降低计算复杂度。仿真分析与海试结果验证了该方法的优越性。

关键词: 水声通信; 正交频分复用; 正交匹配追踪; 信道估计; 线性拟合

中图分类号: TN929.3

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2021)03-0817-09

DOI: 10.11999/JEIT200660

An Improved Delay Estimation Algorithm for Underwater Acoustic OFDM Sparse Channel

QIANG Xizhu QIAO Gang ZHOU Feng

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

(Key Laboratory of Marine Information Acquisition and Security (Harbin Engineering University),

Ministry of Industry and Information Technology, Harbin 150001, China)

(College of Underwater Acoustic Engineering, Harbin Engineering University, Harbin 150001, China)

Abstract: Traditional Orthogonal Matching Pursuit (OMP) method needs high oversampling factor and computational overhead to estimate off-grid path delays in underwater acoustic Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) systems. In this paper, the idea of path compensation is introduced from multiple linear fitting theory, and an improved OMP path delay estimation method based on path compensation is proposed to reduce the energy leaking from off-grid paths to its surrounding grids. The compensation distance is used to evaluate compensation effect. The improved algorithm can improve the estimation performance by appropriate compensation distance without increasing the oversampling factor. Compared with the traditional OMP method, the proposed algorithm has lower computational complexity but better estimation performance. The results of simulations and sea trial data decoding show the superiority of the proposed method.

Key words: Underwater acoustic communication; Orthogonal Frequency Division Multiplexing(OFDM); Orthogonal Matching Pursuit(OMP); Channel estimation; Linear fitting

1 引言

随着科学技术的不断发展, 人类对浅海资源的探索欲日益增大。声波是目前水下最有效的通信手

段之一, 浅海的开发与应用迫切需要水声通信的支持。然而, 传播损失大、声速不稳定、频带窄等因素导致浅海水声信道具有严重的多径效应和多普勒扩展效应。因此, 想要在水下实现高速率高可靠性的通信, 需要协调好通信制式与信道的关系。

正交频分复用(Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM)技术因其抗频率选择性衰落、频谱利用率高等优点, 广泛应用于陆地高速通信, 并且从20世纪90年代开始逐渐应用于水声高

收稿日期: 2020-08-03; 改回日期: 2021-01-24; 网络出版: 2021-02-06

*通信作者: 周锋 zhoufeng@hrbeu.edu.cn

基金项目: 国家自然科学基金(61771152, 11774074)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (61771152, 11774074)

速通信领域^[1]。同时,为了保证OFDM通信的高可靠性,信道估计技术必不可少^[2,3]。目前应用于水声OFDM信道估计的方法大致可分为建立在密集信道假设上的基于目标准则的估计方法和建立在稀疏信道条件下的压缩感知类方法^[4-6]。而压缩感知是近年来的热门方向,它很好地利用了水声信道的稀疏性。其中正交匹配追踪(Orthogonal Matching Pursuit, OMP)以其低复杂度、易实现性的优点受到广泛应用^[7,8]。

然而,随着OMP稀疏信道估计的流行,它应用于水声信道的限制也逐步显露。一般来说,稀疏信道估计通常依赖时域与频域离散化网格的划分。所谓网格就是指时域或频域估计结果的最小分辨率,应用中常常使用过采样因子来衡量此种最小分辨率,过采样因子越大,离散化网格越精细。以时延估计为例,真实水声信道的路径时延往往是离网格的(off-grid path delay),稀疏估计方法只能寻找离真实时延最近的网格时延(on-grid path delay),这使得估计结果始终与真实值存在偏差,通信性能的提升受到很大限制^[9,10]。虽然可以通过减小网格分辨率(提高过采样因子)来减小这种偏差,但受水声信道环境、计算复杂度与性能增长幅度的限制,水声稀疏信道估计中的过采样因子一般不能选用较大数值^[11]。因此,如何在不改变过采样因子的前提下改善离网格时延的估计准确度引起了许多学者的研究兴趣。文献^[12]利用莱斯信道的先验统计特性对初始稀疏估计结果进行后置处理来提高估计性能。该方法要求信道为严格的莱斯信道,而目前水声信道估计领域内常用信道为平均功率呈指数递减的瑞利信道^[4,11]。此外,该方法中初始稀疏估计结果可以来自传统OMP,也可以来自其他稀疏估计方法。文献^[13]则基于凸优化模型,借助水声信道的稀疏性对约束条件进行设计,辅以变步长理论来降低凸优化方法过慢的收敛速度,以此来提高估计性能。文献^[14]从概率与统计的角度出发,利用稀疏贝叶斯理论在不改变时延网格的前提下,结合最大期望化算法对信道进行整体估计。虽然基于不同的理论模型,但以上方法都能改善由小的过采样因子与离网格时延引起的性能限制,不过他们没有从改进OMP单次迭代效果的角度入手。

与上述文献不同,文献^[15]提出了阶段匹配追踪(Stage-determined Matching Pursuit, SdMP)方法,该方法在每次迭代选择至少2个原子放入索引集,以期通过加快残差衰减速度的方式来降低复杂度。不同于OMP方法每次迭代只求解当前原子对

应的权值,SdMP方法每次迭代都会更新索引集中全部原子对应的权值。针对离网格时延估计,文献^[16]给出了一种基于三角函数插值的闭式时延解。在无干扰的环境下,该方法无需增加过采样因子,就能打破分辨率的限制,对每条离网格路径实现较好的估计。上述两种方法在匹配追踪的估计体系下分别以内部迭代机制和单条路径的估计效果为切入点改善离网格时延带来的性能衰退。

受文献^[15,16]的启发,本文着眼于OMP每次迭代中单条路径的能量重建,依据线性拟合思想提出路径补偿的概念。针对离网格时延估计复杂度高的问题,本文提出一种基于路径补偿的改进OMP信道估计方法。本方法放宽了传统OMP时延估计的稀疏度要求,借助线性拟合思想,有效地减少了单个离网格路径对于其余网格位置的能量泄露,可以在不改变过采样因子的前提下,改善算法复杂度与信道估计性能。

2 系统模型

本文采用带有循环前缀(Cyclic Prefix, CP)的OFDM(CP-OFDM)通信系统,该系统共有 N 个子载波,第 k 个子载波上传符号为 $s[k]$ 。导频样式为均匀导频,导频间隔为 D ,导频子载波总数为 N_p 。每个OFDM符号块的时长为 T ,带宽为 B ,载波频率为 f_c 。已知一个具有 L 条路径的水声稀疏信道可表示为

$$h(t) = \sum_{l=0}^{L-1} A_l \delta(t - \tau_l) \quad (1)$$

其中,第 l 条路径对应的幅度为 A_l ,时延为 τ_l ,并假设该信道在一个OFDM符号块的持续时间内保持不变。此外,本文为简化分析,假设信道中的多普勒效应已经进行了有效的估计和补偿,忽略子载波间的干扰(Inter Carrier Interference, ICI)。

经过解调后的OFDM接收信号可表示为

$$z[mD] = \sum_{l=0}^{L-1} \xi_l s[mD] e^{-j2\pi m D \frac{\tau_l}{T}} + v[mD] \quad (2)$$

其中,导频索引 $m = 0, 1, \dots, N_p - 1$,等效幅度 $\xi_l = A_l e^{-j2\pi f_c \tau_l}$, $v[mD]$ 中包含了加性噪声(已忽略来自其余子载波的ICI)。假定本文仅关注导频子载波,式(2)可改写为

$$\tilde{z}[mD] = \sum_{l=0}^{L-1} \xi_l e^{-j2\pi m D \frac{\tau_l}{T}} + \frac{v[mD]}{s[mD]} = y[mD] + u[mD] \quad (3)$$

信道估计的过采样因子为 λ ,时延网格精度(最

小分辨率)为 $\Delta t = 1/\lambda B$ ，将式(3)简化为向量矩阵形式

$$\tilde{\mathbf{z}} = \mathbf{A}\boldsymbol{\xi} + \mathbf{u} = \mathbf{A}_D\boldsymbol{\xi}_D + \mathbf{u}_D \quad (4)$$

其中， $\mathbf{A}_D \in \mathbb{C}^{N_p \times \lambda N_p}$ 是压缩感知中的字典矩阵， $\boldsymbol{\xi}_D \in \mathbb{C}^{\lambda N_p \times 1}$ 表示字典矩阵中原子对应的加权系数向量，根据压缩感知理论可知，该向量中的大多数元素为0。 $\mathbf{A} \in \mathbb{C}^{N_p \times L}$ 表示 L 个特定列向量所组成的矩阵， $\boldsymbol{\xi} \in \mathbb{C}^{L \times 1}$ 表示 L 个特定列向量对应的等效幅度向量， $\tilde{\mathbf{z}}$ 和 $\mathbf{u} \in \mathbb{C}^{N_p \times 1}$ 代表频域接收向量与等效的真实噪声向量， $\mathbf{u}_D \in \mathbb{C}^{N_p \times 1}$ 代表稀疏表示之后的等效噪声向量。上述矩阵和向量的表达式为

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{A}_D &= [\mathbf{a}_{t_0}, \dots, \mathbf{a}_{t_i}, \dots, \mathbf{a}_{t_{(\lambda N_p - 1)}}] \\ \boldsymbol{\xi}_D &= [\xi_{t_0}, \dots, \xi_{t_i}, \dots, \xi_{t_{(\lambda N_p - 1)}}]^T \\ \mathbf{A} &= [\mathbf{a}_0, \dots, \mathbf{a}_l, \dots, \mathbf{a}_{L-1}] \\ \boldsymbol{\xi} &= [\xi_0, \dots, \xi_l, \dots, \xi_{L-1}]^T \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

其中，向量 \mathbf{a}_{t_i} 与 \mathbf{a}_l 第 m 个元素的表达式分别为 $e^{-j2\pi m D \frac{i\Delta t}{T}}$ 和 $e^{-j2\pi m D \frac{\tau_l}{T}}$ ， $(\cdot)^T$ 表示转置操作。

在传统OMP信道估计中，频域接收向量 $\tilde{\mathbf{z}}$ 可以看作字典矩阵中 L 个特定原子加权相加得到的，其估计流程就是在每次迭代中都利用内积操作来求解出内积峰值对应的时延网格位置 $i\Delta t$ 和加权系数 ξ_{t_i} ，并在频域接收向量中抽除这一个原子对接收向量的贡献，直到满足迭代结束条件。在实际应用中内积通常可以通过快速傅里叶逆变换(Inverse Fast Fourier Transform, IFFT)实现，求解形式为

$$\begin{aligned} f(t_i) &= \sum_{m=0}^{N_p-1} z[mD] s^*[mD] e^{j2\pi m D \frac{t_i}{T}} \\ &= \sum_{l=0}^{L-1} \xi_l N_p e^{j\pi(N_p-1)D \frac{t_i - \tau_l}{T}} \\ &\quad \cdot \frac{\text{sinc}\left(\frac{N_p D}{T}(t_i - \tau_l)\right)}{\text{sinc}\left(\frac{D}{T}(t_i - \tau_l)\right)} + n(t_i) \\ &\quad \underbrace{\hspace{10em}}_{g(t_i - \tau_l)} \end{aligned} \quad (6)$$

其中， $n(t_i)$ 表示内积操作后的等效噪声， $g(t) = \text{sinc}\left(\frac{N_p D}{T}t\right) / \text{sinc}\left(\frac{D}{T}t\right)$ ，且 $|s[mD]|^2 = 1, m = 0, 1, \dots, N_p - 1$ 。

$$\begin{aligned} R^2 &= \frac{1}{N_p} (\mathbf{D}^H \mathbf{y})^H (\mathbf{D}^H \mathbf{D})^{-1} \mathbf{D}^H \mathbf{y} \\ &= \frac{g^2(\tau_0 - \tau_{f_1}) + g^2(\tau_0 - \tau_{f_2}) - 2g(\tau_0 - \tau_{f_1})g(\tau_0 - \tau_{f_2})g(\tau_{f_1} - \tau_{f_2})}{1 - g^2(\tau_{f_1} - \tau_{f_2})} \end{aligned} \quad (9)$$

3 基于路径补偿的OMP时延估计方法

3.1 路径补偿

目前水声信道估计的主流还是基于网络的压缩感知信道估计，由于信道先验信息不充足，无法保证多径信道所有的路径时延都恰好在预先设置的时延网格上，所以总是会出现离网格路径，而离网格路径的能量会按照类似sinc函数的形态向两边的网格位置泄漏^[10]，也就是说，离真实路径越近的网格位置包含的能量越多。因此，在进行OMP信道估计时，如果不采用大的过采样因子，仅用一个原子来表示离网格路径，必然会导致较大的能量泄漏。

本文将式(4)看作多元线性拟合问题，提出路径补偿的概念。用两个在真实路径附近的原子 $\mathbf{a}_{f_1}^{(l)}$ 和 $\mathbf{a}_{f_2}^{(l)}$ 来拟合一个具有离网格时延的路径 $\xi_l \mathbf{a}_l$ ，从而达到补偿泄漏能量的目的。这两个原子对应的网格时延中，离真实时延更近的称为估计时延 $\tau_{f_1}^{(l)}$ ，另一个称为补偿时延 $\tau_{f_2}^{(l)}$ ，两个时延之间的距离称为补偿距离 $\Delta\tau_f^{(l)} = |\tau_{f_2}^{(l)} - \tau_{f_1}^{(l)}|$ 。用公式来阐述上述2元拟合思想，即

$$\begin{aligned} \tilde{z}[mD] &= \sum_{l=0}^{L-1} \xi_l e^{-j2\pi m D \frac{\tau_l}{T}} + u[mD] \\ &= \sum_{l=0}^{L-1} \left(\xi_{f_1}^{(l)} e^{-j2\pi m D \frac{\tau_{f_1}^{(l)}}{T}} + \xi_{f_2}^{(l)} e^{-j2\pi m D \frac{\tau_{f_2}^{(l)}}{T}} \right) + w[mD] \end{aligned} \quad (7)$$

接着，将式(7)化简为向量矩阵形式 $\tilde{\mathbf{z}} = \mathbf{D}\boldsymbol{\gamma} + \mathbf{w}$ ，其中 \mathbf{w} 是线性拟合表示之后的等效噪声向量， $\mathbf{D} \in \mathbb{C}^{N_p \times 2L}$ 与 $\boldsymbol{\gamma} \in \mathbb{C}^{2L \times 1}$ 可表示为

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{D} &= [\mathbf{a}_{f_1}^{(0)}, \mathbf{a}_{f_2}^{(0)}, \dots, \mathbf{a}_{f_1}^{(l)}, \mathbf{a}_{f_2}^{(l)}, \dots, \mathbf{a}_{f_1}^{(L-1)}, \mathbf{a}_{f_2}^{(L-1)}] \\ \boldsymbol{\gamma} &= [\xi_{f_1}^{(0)}, \xi_{f_2}^{(0)}, \dots, \xi_{f_1}^{(l)}, \xi_{f_2}^{(l)}, \dots, \xi_{f_1}^{(L-1)}, \xi_{f_2}^{(L-1)}]^T \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

其中，上标 $(\cdot)^{(l)}$ 表示第 l 条路径，向量 $\mathbf{a}_{f_1}^{(l)}$ 与 $\mathbf{a}_{f_2}^{(l)}$ 第 m 个元素的表达式分别为 $e^{-j2\pi m D \frac{\tau_{f_1}^{(l)}}{T}}$ 和 $e^{-j2\pi m D \frac{\tau_{f_2}^{(l)}}{T}}$ 。

为了更直观地说明拟合效果，下面以单径时延 $\tau_0 (L=1)$ 为例进行说明。现引入多元线性拟合理论中的决定系数 R^2 作为拟合效果的估计标准^[17]，省略上标 $(\cdot)^{(l)}$ ，其表达式为

其中, $g(t)$ 定义式已在式(6)中给出, \mathbf{y} 表示真实信道频域响应。

已知 R^2 越大且越接近1, 样本的拟合效果越好。下面本文用图1来说明补偿距离与拟合效果的关系。

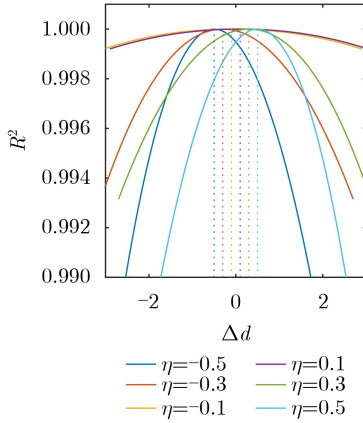


图1 补偿距离与拟合效果的关系

假设真实离网格时延 τ_0 与估计时延 τ_{f_1} 的距离为 η 倍的时延网格精度, 即 $\eta\Delta t = \tau_0 - \tau_{f_1}$, $\eta \in [-0.5, 0.5]$ 。图1中横坐标表示补偿距离 $\Delta d = (\tau_{f_2} - \tau_{f_1})/\Delta t$, $\Delta d \in [-3, 3]$, 纵坐标表示决定系数 R^2 , 从曲线中可以观察到, 当估计时延 τ_{f_1} 确定时, 决定系数 R^2 随着补偿距离 Δd 的减小而增大, 也就是说, 补偿时延 τ_{f_2} 离真实时延 τ_0 越近, 拟合效果越好。又因传统OMP方法是基于网格时延进行估计的, 故基于OMP的估计体系补偿距离只能是时延网格精度 Δt 的整数倍。图2描述了本文所提路径补偿思想, 其中横轴表示时延, 相邻两条黑色点划线的水平距离表示一个时延网格精度, 红、黑、蓝3种线段的长短表示路径幅度的大小, 本文方法(OMP-grid-comp), OMP-2grid-comp, OMP-3grid-comp分别表示补偿距离为 Δt , $2\Delta t$, $3\Delta t$ 的OMP改进方法。

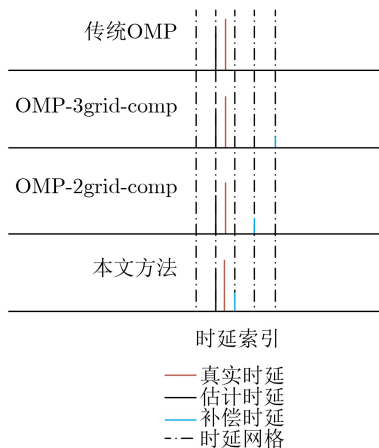


图2 路径补偿示意图

综上, 本文放宽对估计结果稀疏度的要求, 不追求每条路径时延 τ_l 的准确性, 转而去关注每条路径的能量重建准确性或信道频域响应(Channel Frequency Response, CFR)的准确性。从图1和图2可以得出, 只要找到离真实路径最近的两个时延网格位置并将他们对应的原子进行拟合, 那么就能补偿更多的信道能量, 进而改善信道估计性能。

3.2 基于路径补偿的OMP信道估计方法

根据上述能量泄漏与2元线性拟合的思想, 本文对传统OMP进行改进, 提出基于路径补偿的OMP信道估计方法, 即上文中提到的补偿距离为时延网格精度 Δt 的OMP-grid-comp方法。具体流程如下: 首先, 依据传统OMP的流程找到当前第 l 次迭代的内积峰值与对应的网格时延 $\tau_{f_1}^{(l)}$, 并求出它的正交化原子 $\mathbf{a}_{f_1}^{(l)}$; 接着, 比较 $\tau_{f_1}^{(l)}$ 左右相邻的网格时延对应的内积值, 选择其中较大的内积值与对应的网格时延 $\tau_{f_2}^{(l)}$, 并求出正交化原子 $\mathbf{a}_{f_2}^{(l)}$; 然后, 分别使用最小二乘法依次求解网格时延 $\tau_{f_1}^{(l)}$ 与 $\tau_{f_2}^{(l)}$ 对应的幅度 $\xi_{f_1}^{(l)}$ 和 $\xi_{f_2}^{(l)}$, 并从残差向量 $\mathbf{r}_l(\mathbf{r}_0 = \mathbf{z})$ 中减掉以上两个原子对应的贡献, 得到下一次迭代的残差 \mathbf{r}_{l+1} , 即 $\mathbf{r}_{l+1} = \mathbf{r}_l - \mathbf{a}_{f_1}^{(l)}\xi_{f_1}^{(l)} - \mathbf{a}_{f_2}^{(l)}\xi_{f_2}^{(l)}$; 接下来, 判断迭代索引 l 是否等于信道稀疏度 L , 或残差能量是否小于噪声能量 ϵ^2 , 若是, 则终止迭代; 反之, 进行下一次迭代, 直至满足迭代停止要求。算法示意图如图3。

4 仿真与复杂度分析

为了说明OMP-grid-comp方法的有效性, 本文分别在单径与多径信道环境下进行仿真分析。CP-OFDM系统的仿真参数设置为: 子载波总数 N 为1024, 其中有 $N_p = 256$ 个均匀导频($D = 4$), 信号带宽 B 为6000 Hz, 若无特殊说明, 下面仿真中的过采样因子 λ 默认为4。

4.1 单径信道仿真分析

为了直观简便地说明路径补偿的有效性, 本文先对单径信道($L = 1$), 在信噪比(Signal to Noise Ratio, SNR)为32 dB且无多普勒的情况下进行仿真, 该单径的时延与幅度均为随机生成。

图4和图5中横坐标 η 表示真实离网格时延 τ_l 、估计时延 $\tau_{f_1}^{(l)}$ 之差和网格精度 Δt 的比值, 其定义为

$$\eta\Delta t = \tau_l - \tau_{f_1}^{(l)}, \eta \in [-0.5, 0.5] \quad (10)$$

纵坐标表示均方误差(Mean Square Errors, MSE), 其定义为

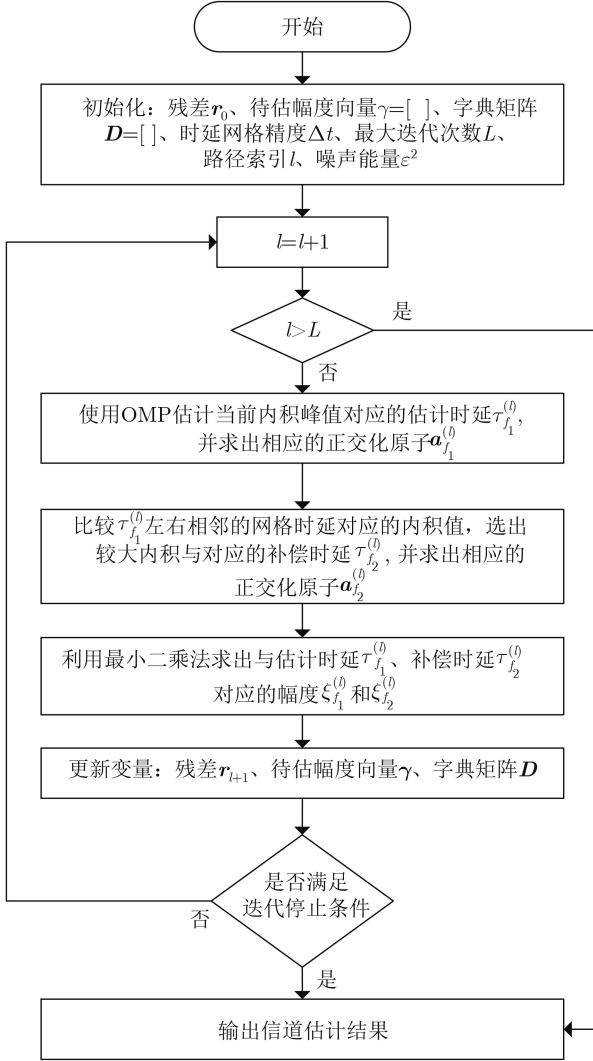


图3 算法流程图

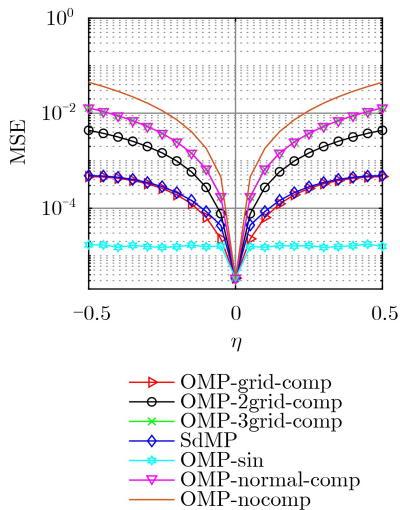


图4 单径信道32 dB下的MSE

$$\text{MSE} = \frac{\|\mathbf{y} - \mathbf{D}\boldsymbol{\gamma}\|_2^2}{\|\mathbf{y}\|_2^2} \quad (11)$$

其中, \mathbf{y} 表示真实信道频域响应。

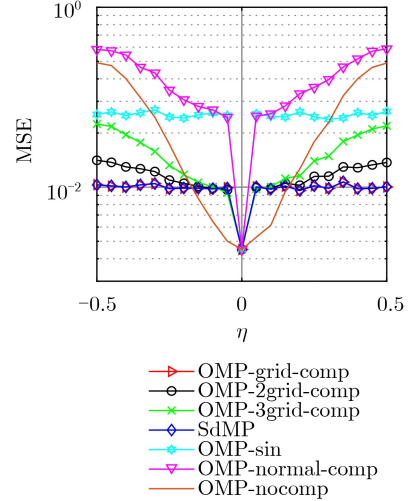


图5 单径信道0 dB下的MSE

图4中的OMP-nocomp表示至多迭代 L 次的传统OMP方法, OMP-normal-comp方法意味着按照传统OMP流程至多进行 $2L$ 次迭代。OMP-sin方法为文献[16]中基于三角函数插值思想的OMP估计方法, 简称为OMP-sin方法。SdMP方法选自文献[15], 是每次迭代中选择2个原子放入索引集的匹配追踪类方法, 虽然SdMP方法与本文方法都是每次迭代选择2个原子, 但SdMP是在全局范围内搜索对应内积最大的两个原子, 本文方法是针对单条路径选择2个原子, 是在局部范围的选择。OMP-2grid-comp方法和OMP-3grid-grid方法分别表示补偿距离为2个时延网格长度和3个时延网格长度的估计方法。而OMP-grid-comp方法为本文所提出的新方法, 其补偿距离仅为1个时延网格长度, 是当前过采样因子下所能达到的最小补偿距离。

根据图4的仿真结果可以得到以下结论: (1) OMP-grid-comp方法、OMP-2grid-comp方法和OMP-3grid-comp方法能有效地补偿信道泄漏的能量, 提高信道估计性能; (2) 比较OMP-grid-comp方法、OMP-2grid-comp方法和OMP-3grid-comp方法的MSE可以发现, 补偿距离越近, 信道估计效果越好; (3) OMP-normal-comp方法和OMP-3grid-comp方法的MSE曲线几乎是重合的, 侧面反映了OMP-normal-comp方法的补偿距离大约为3个时延网格长度。同时OMP-normal-comp方法的MSE曲线也能说明传统OMP的迭代搜索策略存在限制, 无法搜索出补偿距离更小的补偿时延; (4) 在高信噪比、无多径干扰的条件下, OMP-sin方法的估计性能十分优越, 说明此种情况下, 插值思想能超越时延网格的限制, 实现超精度时延估计; (5) OMP-grid-comp方法与SdMP方法在高信噪比、无多径干扰的条件下, 可以达到基本一致的

性能,表明SdMP方法在单径信道下的估计策略与单径能量重建的思想类似。

图5为各方法在0 dB单径信道下的MSE,将图5与图4进行对比,能够发现:(1)当噪声干扰较强时OMP-sin方法的优势迅速退化;(2)基于能量补偿的方法具有抑制噪声的作用,其中SdMP方法在单径信道抑制噪声的能力与OMP-grid-comp相当;(3)当真实时延与网格时延较近时,即 $-0.2 \leq \eta \leq 0.2$,OMP-nocomp方法呈现出明显的性能优势,说明在噪声干扰较强且 η 较小时,基于能量补偿的方法相比于OMP-nocomp容易引入更多的噪声,导致过拟合。而OMP-nocomp方法只使用一个原子表示单条路径,不会产生此类现象。

4.2 典型多径信道仿真

接下来对典型多径水声稀疏信道进行仿真分析。假设信道是服从瑞利分布的5径信道($L=5$),路径的平均功率随着时延的增加呈指数下降,且每两条相邻路径的时延间隔服从均值为1 ms的指数分布。同时又添加了 $\lambda=8$ 的OMP-normal-comp-8方法作为对比项。图6中横坐标表示信噪比,纵坐标表示MSE。

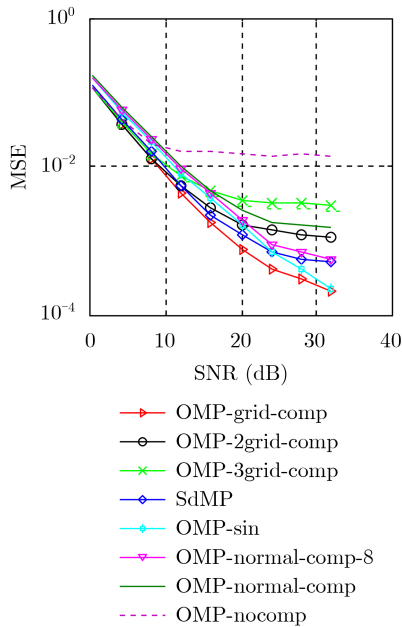


图6 时延间隔均值为1 ms的多径信道MSE

图6依然能展示出OMP-grid-comp方法的明显优势。与图5结论相似,在多径信道中,OMP-sin方法的优势随着信噪比的降低而退化,在信噪比较高时,MSE与OMP-grid-comp方法趋于一致,这说明基于插值思想的方法对噪声干扰与多径干扰较为敏感,同时,侧面反映了基于路径补偿思想的估计方案具有抗多径干扰的优势。OMP-grid-

comp方法与SdMP方法的差距随着信噪比的增高而加大,这表明在典型多径水声信道下,基于单径(局部)的能量重建策略比基于全局的能量重建策略更利于抑制多径干扰,更能提升时延估计性能。此外,高信噪比时OMP-normal-comp-8方法的MSE远低于OMP-normal-comp方法,这验证了提高过采样因子 λ (即减小时延网格精度 $\Delta t = 1/\lambda B$)可以改善估计性能的结论。

接着在路径更密集(稀疏性较差)的信道下进行仿真,即每两条相邻路径的时延间隔服从均值为0.2 ms的指数分布,其余信道参数与图6一致。仿真结果如图7所示。

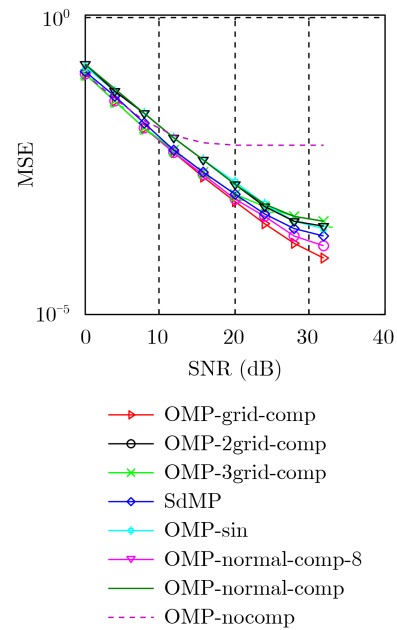


图7 时延间隔均值为0.2 ms的多径信道MSE

图7的仿真结果说明:基于路径补偿的OMP方法比传统OMP方法更适用于密集信道,因为随机产生的路径时延大多数为离网格时延,OMP-grid-comp方法在每一次OMP迭代时,都尽可能多地减掉当前离网格时延的能量,此种操作可以很大程度地避免路径之间的干扰,故OMP-grid-comp方法在密集信道下展示出的优势更明显。此外,OMP-grid-comp方法与OMP-2grid-comp方法之间的差距小于图6中的差距,说明密集信道下,路径间干扰削弱了补偿距离对结果的性能提升,不过OMP-grid-comp方法仍然能比OMP-2grid-comp方法取得更好的补偿效果,再次印证了补偿距离越近,信道估计效果越好的结论。值得注意的是,高信噪比时,OMP-sin方法与OMP-grid-comp方法的曲线距离明显大于图5中的差距,这说明信道的密集程度也能对基于插值思想的OMP类方法带来不利影响。

4.3 复杂度分析

下面来对比不同方法的计算复杂度。不考虑复杂度较小的计算步骤，仅比较每种方法中OMP迭代需要的快速傅里叶逆变换(IFFT)计算量，已知一次长度为 λN_P 的IFFT操作包含 $2\lambda N_P \log_2 \lambda N_P$ 次实数乘法与 $3\lambda N_P \log_2 \lambda N_P$ 次实数加法^[18]，现选取OMP-grid-comp方法、OMP-normal-comp方法、OMP-sin方法和SdMP方法进行最大计算复杂度比较。

假设信道参数与OFDM系统参数与图6一致，定量比较表1中4种方法的计算复杂度，如表2所示。

表1 内积计算复杂度定性对比

	实数乘法	实数加法
OMP-grid-comp	$L \cdot 2\lambda N_P \log_2 \lambda N_P$	$L \cdot 3\lambda N_P \log_2 \lambda N_P$
OMP-normal-comp	$2L \cdot 2\lambda N_P \log_2 \lambda N_P$	$2L \cdot 3\lambda N_P \log_2 \lambda N_P$
OMP-sin	$2L \cdot 2\lambda N_P \log_2 \lambda N_P$	$2L \cdot 3\lambda N_P \log_2 \lambda N_P$
SdMP	$L \cdot 2\lambda N_P \log_2 \lambda N_P$	$L \cdot 3\lambda N_P \log_2 \lambda N_P$

表2 内积计算复杂度定量对比

	实数乘法	实数加法
OMP-grid-comp($\lambda = 4$)	102400	153600
OMP-normal-comp($\lambda = 4$)	204800	307200
OMP-sin($\lambda = 4$)	204800	307200
SdMP($\lambda = 4$)	102400	153600

观察图6、图7与表2可以发现，在相同的低复杂度条件下，OMP-grid-comp方法比SdMP方法的估计效果更优。而OMP-grid-comp方法至多使用OMP-normal-comp方法与OMP-sin方法1/2的计算复杂度就可实现相近的估计效果，充分证明了OMP-grid-comp方法可以在降低复杂度的同时改善信道估计性能。

5 海试数据分析

在本节中使用2017年10月在黄海通信试验接收到的数据对不同信道估计方法的优劣做进一步分析。该实验的发射换能器位于水下3 m深的位置，接收阵由5个垂直线阵组成，每个阵列由30个均匀分布于水下5~12.5 m的阵元组成。发射端与接收端相距3.53 km。OFDM系统的带宽 B 为6 kHz，载波调制方式为二进制相移键控(Binary Phase Shift Keying, BPSK)；子载波总数为1024，其中有256个均匀导频；一个OFDM符号块的时长为170.67 ms，每个阵元发送1帧符号，每帧包含8个有效符号块。除OMP-normal-comp-8方法采用

$\lambda = 8$ 的过采样因子外，其余4种方法均采用 $\lambda = 4$ 的过采样因子。此外，在进行时延估计之前，信道中的多普勒效应已经进行有效的估计与补偿^[19,20]。

图8是复制相关处理得到的各阵列平均信道冲激响应，横轴表示时延，纵轴表示归一化幅度。观察图8能发现信道的大部分能量集中在几条幅度较高的路径上。

通过观察图6与图7，发现本文方法(OMP-grid-comp)、OMP-2grid-comp方法、OMP-sin方法、SdMP方法以及OMP-normal-comp-8方法的性能更优越。为此，本文只比较上述5种OMP类方法的通信效果，并将最大迭代次数设置为 $L = 5$ ，以考察不同信道估计方法对实际稀疏信道的估计效果。

表3给出了OFDM系统采用不同信道估计方法时原始误码率(raw Bit Error Ratio, raw BER)的差别，其中最大值表示该阵列所有OFDM符号原始误码率的最大值，平均值表示该阵列所有OFDM符号原始误码率的平均值。通过对表3进行分析，可以得到如下结论：

(1)通过观察每个阵列(阵列1~阵列5)不同信道估计方法对应的最大误码率，可以发现本文所提方法的最大误码率均小于或等于其余4种方法的最大误码率。这说明本文所提方法在信道条件较差时仍能维持性能优势，稳健性较好。

(2)本文所提方法的平均BER始终小于其余4种方法的，该现象与图6、图7的多径仿真结果基本一致，验证了本文所提方法的有效性，也间接表明单条路径能量重建的思想抗干扰能力更强。

(3)OMP-2grid-comp方法的平均BER也在这5种方法中处于较低水平，这与图7的仿真结果一致，说明本文提出的路径补偿思想在稀疏性较差的信道仍然有效，且补偿距离越小，信道估计效果越好。

6 结论

在稀疏信道估计领域中，无法保证所有真实路径都恰好位于预设的时延网格上，为了避免这种情况带来的性能衰减，传统OMP方法需要增大过采样因子与计算开销。本文提出的基于线性拟合思想的改进OMP信道估计方法，虽然放宽了对传统OMP时延估计的稀疏度要求，但能有效减少离网格路径对于其余网格位置的能量泄露，从而达到改善通信性能的目的。出于对能耗与算法性能的考量，水声稀疏信道估计往往不能采用很大的过采样因子，而本改进方法既能提高信道频域响应准确度，又能利用适当的补偿距离巧妙降低计算复杂度。仿真结果、实验结果与复杂度分析表明，本文所提改进算法在计算复杂度与估计精度上都获得了

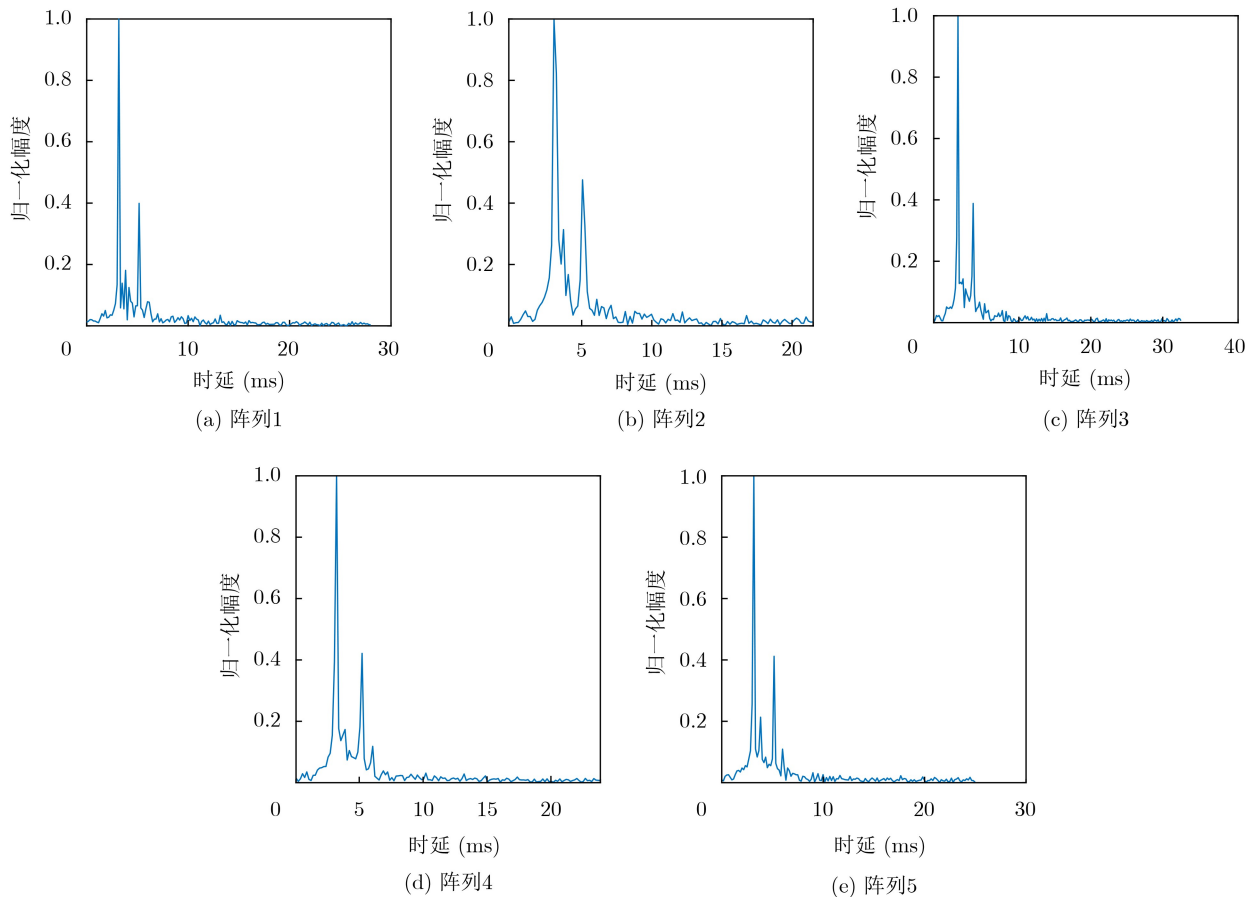


图8 各阵列平均信道冲激响应

表3 不同信道估计方法的原始误码率

	误码率	阵列1	阵列2	阵列3	阵列4	阵列5
本文方法	最大值	0.0568	0.0682	0.0483	0.0710	0.0284
	平均值	0.0045	0.0120	0.0049	0.0058	0.0070
OMP-2grid-comp	最大值	0.0625	0.0682	0.0483	0.0739	0.0369
	平均值	0.0057	0.0128	0.0063	0.0065	0.0079
OMP-sin	最大值	0.0597	0.0824	0.0540	0.0767	0.0313
	平均值	0.0053	0.0146	0.0062	0.0077	0.0080
SdMP	最大值	0.0568	0.0710	0.0597	0.0795	0.0426
	平均值	0.0053	0.0127	0.0072	0.0082	0.0079
OMP-normal-comp-8	最大值	0.0568	0.0795	0.0597	0.0824	0.0426
	平均值	0.0054	0.0159	0.0067	0.0084	0.0100

性能提升, 为水声OFDM信道估计提供了兼具低复杂度与高性能的解决方案。

参考文献

- [1] COATELAN S and GLAVIEUX A. Design and test of a multicarrier transmission system on the shallow water acoustic channel[C]. OCEANS'94, Brest, France, 1994: 472-477. doi: [10.1109/oceans.1994.364244](https://doi.org/10.1109/oceans.1994.364244).
- [2] ZHENG Beixiong and ZHANG Rui. Intelligent reflecting surface-enhanced OFDM: Channel estimation and reflection optimization[J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2020, 9(4): 518-522. doi: [10.1109/LWC.2019.2961357](https://doi.org/10.1109/LWC.2019.2961357).
- [3] 张颖, 姚雨丰. 基于快速贝叶斯匹配追踪优化的海上稀疏信道估计方法[J]. 电子与信息学报, 2020, 42(2): 534-540. doi: [10.11999/JEIT190102](https://doi.org/10.11999/JEIT190102).

ZHANG Ying and YAO Yufeng. Channel estimation algorithm of maritime sparse channel based on fast Bayesian matching pursuit optimization[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2020, 42(2): 534-540. doi: [10.11999/JEIT190102](https://doi.org/10.11999/JEIT190102).

- [4] BERGER C R, ZHOU Shengli, PREISIG J C, *et al.* Sparse channel estimation for multicarrier underwater acoustic communication: From subspace methods to compressed sensing[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2010, 58(3): 1708–1721. doi: [10.1109/tsp.2009.2038424](https://doi.org/10.1109/tsp.2009.2038424).
- [5] GÓMEZ-CUBA F and GOLDSMITH A J. Compressed sensing channel estimation for OFDM with Non-Gaussian multipath gains[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2020, 19(1): 47–61. doi: [10.1109/TWC.2019.2941192](https://doi.org/10.1109/TWC.2019.2941192).
- [6] WANG Shuche, HE Zhiqiang, NIU Kai, *et al.* New results on joint channel and impulsive noise estimation and tracking in underwater acoustic OFDM systems[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2020, 19(4): 2601–2612. doi: [10.1109/TWC.2020.2966622](https://doi.org/10.1109/TWC.2020.2966622).
- [7] TROPP J A and GILBERT A C. Signal recovery from random measurements via orthogonal matching pursuit[J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 2007, 53(12): 4655–4666. doi: [10.1109/tit.2007.909108](https://doi.org/10.1109/tit.2007.909108).
- [8] QIAO Gang, SONG Qingjun, MA Lu, *et al.* A low-complexity orthogonal matching pursuit based channel estimation method for time-varying underwater acoustic OFDM systems[J]. *Applied Acoustics*, 2019, 148: 246–250. doi: [10.1016/j.apacoust.2018.12.026](https://doi.org/10.1016/j.apacoust.2018.12.026).
- [9] CHI Yuejie, SCHARF L L, PEZESHKI A, *et al.* Sensitivity to basis mismatch in compressed sensing[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2011, 59(5): 2182–2195. doi: [10.1109/TSP.2011.2112650](https://doi.org/10.1109/TSP.2011.2112650).
- [10] TAUBOCK G, HLAWATSCH F, EIWEN D, *et al.* Compressive estimation of doubly selective channels in multicarrier systems: Leakage effects and sparsity-enhancing processing[J]. *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, 2010, 4(2): 255–271. doi: [10.1109/jstsp.2010.2042410](https://doi.org/10.1109/jstsp.2010.2042410).
- [11] BERGER C R, WANG Zhaohui, HUANG Jianzhong, *et al.* Application of compressive sensing to sparse channel estimation[J]. *IEEE Communications Magazine*, 2010, 48(11): 164–174. doi: [10.1109/MCOM.2010.5621984](https://doi.org/10.1109/MCOM.2010.5621984).
- [12] PANAYIRCI E, ALTABBAA M T, UYSAL M, *et al.* Sparse channel estimation for OFDM-based underwater acoustic systems in Rician fading with a new OMP-MAP algorithm[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2019, 67(6): 1550–1565. doi: [10.1109/tsp.2019.2893841](https://doi.org/10.1109/tsp.2019.2893841).
- [13] ZENG Wenjun, JIANG Xue, LI Xilin, *et al.* Deconvolution of sparse underwater acoustic multipath channel with a large time-delay spread[J]. *The Journal of the Acoustical Society of America*, 2010, 127(2): 909–919. doi: [10.1121/1.3278604](https://doi.org/10.1121/1.3278604).
- [14] QIAO Gang, SONG Qingjun, MA Lu, *et al.* Sparse Bayesian learning for channel estimation in time-varying underwater acoustic OFDM communication[J]. *IEEE Access*, 2018, 6: 56675–56684. doi: [10.1109/access.2018.2873406](https://doi.org/10.1109/access.2018.2873406).
- [15] UWAECHIA A N and MAHYUDDIN N M. Stage-determined matching pursuit for sparse channel estimation in OFDM systems[J]. *IEEE Systems Journal*, 2019, 13(3): 2240–2251. doi: [10.1109/JSYST.2018.2837353](https://doi.org/10.1109/JSYST.2018.2837353).
- [16] WAN Lei, QIANG Xizhu, MA Lu, *et al.* Accurate and efficient path delay estimation in OMP based sparse channel estimation for OFDM with equispaced pilots[J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2019, 8(1): 117–120. doi: [10.1109/LWC.2018.2860996](https://doi.org/10.1109/LWC.2018.2860996).
- [17] DRAPER N R and SMITH H. *Applied Regression Analysis*[M]. 3rd ed. New York: John Wiley & Sons, 1998: 115–134. doi: [10.1002/9781118625590](https://doi.org/10.1002/9781118625590).
- [18] QIAO Gang, QIANG Xizhu, WAN Lei, *et al.* Chirp Z-transform based sparse channel estimation for underwater acoustic OFDM in clustered channels[C]. The OCEANS 2018 MTS/IEEE Charleston, Charleston, USA, 2018: 1–6. doi: [10.1109/oceans.2018.8604692](https://doi.org/10.1109/oceans.2018.8604692).
- [19] WAN Lei, JIA Hanbo, ZHOU Feng, *et al.* Fine Doppler scale estimations for an underwater acoustic CP-OFDM system[J]. *Signal Processing*, 2020, 170: 107439. doi: [10.1016/j.sigpro.2019.107439](https://doi.org/10.1016/j.sigpro.2019.107439).
- [20] KALBAT F, AL-DWEIK A, SHARIF B, *et al.* Performance analysis of precoded wireless OFDM with carrier frequency offset[J]. *IEEE Systems Journal*, 2020, 14(2): 2237–2248. doi: [10.1109/JSYST.2019.2922098](https://doi.org/10.1109/JSYST.2019.2922098).

强夕竹：女，1993年生，博士生，研究方向为水声通信。

乔 钢：男，1974年生，教授，研究方向为水声通信。

周 锋：男，1980年生，教授，研究方向为水声通信。

责任编辑：余 蓉