

庆祝李启虎先生 85 华诞

深海远程正交多载波水声通信簇约束 无导频扩频解扩*

李德瑞^{1,2,3} 王 巍^{1,3} 李 宇^{1,3†} 李淑秋^{1,3} 于学洋^{1,2,3}

(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)

2024 年 3 月 22 日收到

2024 年 5 月 26 日定稿

摘要 针对深海远程水声通信,提出了一种基于信道先验的簇约束无导频扩频解扩算法。该算法利用深海远程声道轴通信信道结构随时间缓变特性,将序列检测提取的簇区域信息作为无导频信道估计算法中无导频扩频解扩的约束信息,对信道区域与非信道区域进行区分,充分利用信道结构信息和扩频码正交性对接收信号进行解扩。实测信道仿真和海试结果表明,在深海远程声道轴信道条件下,所提算法性能优于传统信道均衡解扩结果,相较于无导频信道估计方法,所提算法可以在不进行后续迭代信道均衡的情况下得到最优结果,在降低算法计算复杂度的同时,平均误码率降低 1~2 个数量级。

关键词 水声通信, 正交频分复用, 扩频, 簇约束

PACS 数 43.60, 43.30

DOI: [10.12395/0371-0025.2024091](https://doi.org/10.12395/0371-0025.2024091)

Cluster restricted despreading method of long-range pilot-free orthogonal multicarrier spread spectrum communication in deep sea

LI Derui^{1,2,3} WANG Wei^{1,3} LI Yu^{1,3†} LI Shuqiu^{1,3} YU Xueyang^{1,2,3}

(1 *Institute of Acoustics, Chinese Academy of Sciences* Beijing 100190)

(2 *University of Chinese Academy of Sciences* Beijing 100049)

(3 *Key Laboratory of Science and Technology on Advanced Underwater Acoustic Signal Processing, Chinese Academy of Sciences* Beijing 100190)

Received Mar. 22, 2024

Revised May 26, 2024

Abstract A cluster-restricted pilot-free spread spectrum despreading algorithm is proposed for long-range underwater acoustic communication in deep sea. Utilizing the characteristic that the deep-sea channel structure changes slowly within a period of time, the channel prior cluster area information obtained by the pre-transmission pilot sequence is used as the constrain in the first step of pilot-free channel estimation (PFCE) algorithm to divide the channel estimate result into channel and non-channel regions. The experimental results show that the proposed method outperforms the traditional channel equalization despreading algorithm, and has a significant improvement compared to the PFCE algorithm. Compared with the PFCE, the proposed method can reach the better performance without subsequent iterative channel equalization, lower the computational complexity, and reduce the average bit error rate by 1 to 2 orders.

Keywords Underwater acoustic communication, Orthogonal frequency division multiplexing, Spread spectrum, Cluster constraint

* 国家自然科学基金项目 (E3111301) 资助

† 通讯作者: 李宇, ly@mail.ioa.ac.cn

引言

水声信道存在频率敏感的大尺度衰落和低速水声传播引起的复杂小尺度衰落,导致可用带宽有限、多径时延较长、多普勒频偏较大^[1-3],需要较为复杂的发射端^[4]或接收端^[5]设计才能均衡信道对信号造成的影响。随着通信技术的发展,水声通信的相关研究正在从浅海近程高速通信转向深海远程稳健通信^[6]。相较于浅海近程,深海远程信道最大多径时延长,且信道结构复杂,呈现簇稀疏结构,接收信号信噪比较低^[7]。分集方法利用信号的相关性和噪声的随机性,是解决接收端低信噪比的有效手段^[8-10]。然而,相较于时域分集和频域分集,扩频技术在抗低信噪比的同时,具有更好的抗干扰能力和抗信道衰落能力^[11-12]。

扩频通信的通信速率主要受正交扩频码组数量的影响,有限扩频长度下,正交扩频码组的数量基本固定。为了提高扩频通信速率,同时降低接收机复杂度,文献[13]提出循环移位(CSK)扩频方法,将自相关性能优秀的扩频序列移位组成扩频码组,在接收端通过快速相关估计时延进行解扩。文献[14]将循环移位键控技术与 M 元扩频技术相结合,要求扩频序列同时具有良好的自相关和互相关特性,并通过正交双通道分别扩频,进一步提高了扩频通信的传输速率。文献[15]将 M 元混沌扩频和Pattern时延差编码相结合,将信息调制到码片在码元窗中出现的时延信息上,同时相邻码元采用不同 M 元扩频序列,提高了其抗多径能力。以上大多基于单载波直接序列扩频体制,通过将扩频码的相关特性与同步时延信息相结合,来提高扩频通信的传输速率。

正交频分复用(OFDM)技术具有高频谱利用率,其与扩频技术相结合的正交多载波扩频(OMCSS)技术进一步提高了扩频通信的传输速率^[16-20]。文献[17]将OFDM调制后的波形进行时域扩频,在提高通信传输速率的同时,增加了子载波带宽,但在一定程度上破坏了OFDM子载波间的正交性。为了保留OFDM子载波正交特性的同时进行扩频,文献[18]将 M 元扩频、CSK扩频和正交多载波相结合,在扩频的同时,使扩频码片持续时间与OFDM符号时间一致,保证了OFDM符号的子载波正交性。然而上述多载波扩频均需利用导频对信道进行估计,对接收信号均衡后再进行解扩。为了进一步提高扩频通信的传输速率,文献[19]假设接收端已知信道状态和噪声信息,对发送端信号进行预处理,从而在

无需导频信息的情况下进行接收端的接收和正确解扩,然而当信道发生变化,此方法需在发送端更新信道状态和噪声信息,从而降低了实际信息传输速率。文献[20]提出了一种适合稀疏水声信道环境的OMCSS水声通信无导频信道估计(PFCE)方法,该方法首先利用水声信道的稀疏特性对扩频码进行无导频扩频解扩,然后将解扩后的数据重构作为已知导频,进行全子载波的迭代信道估计与信道均衡解扩。这一方法能够在初始解扩结果较好的情况下估计出较为准确的信道信息,从而在迭代中提高解扩的正确率。然而,深海远程条件下,信道复杂且多径时延长,接收信噪比低,无导频扩频解扩算法受簇稀疏多径和噪声干扰,估计信道稀疏度不明显,性能有所下降,导致后续迭代效果不佳。对于深海远程水声信道,文献[21]通过前导序列和后导序列进行相关同步,对匹配滤波结果进行序列检测得到信道多径簇位置,并将簇位置信息用于之后的同步正交匹配追踪(SOMP)信道估计中,一定程度上降低了噪声对信道估计的影响,提升了信道估计的准确度。

本文针对深海远程声道轴信道下OMCSS通信无导频信道估计中的无导频扩频解扩方法受长时延簇稀疏信道和噪声影响、性能不佳的问题,提出了一种基于信道先验的簇约束无导频扩频解扩(Cluster-Restrict Pilot-Free Spread Spectrum De-spread, CR-PFSD)算法。首先,利用前导序列进行匹配滤波,使用改进的Page序列检测器对信道簇区域进行定位;然后,将得到的信道先验信息作为约束对簇区域和非簇区域进行区分,将簇区域和非簇区域之间的峰值因子作为性能指标进行无导频扩频解扩。相较于文献[20],该方法在考虑到信道稀疏性的同时,利用了深海远程信道结构的缓变特性,根据簇区域信息对无导频扩频解扩这一步骤进行约束,提高了算法初步解扩结果的准确性和算法的鲁棒性。此外,还对其进行了迭代均衡和簇约束迭代均衡测试,发现由于信道估计算法性能限制,解扩性能没有被进一步优化。为此还测试了全导频信道估计后的均衡解扩结果,发现其性能依然无法达到本文所提算法的性能。因此,本文所提方法能够在不进行后续迭代的情况下得到最优结果,在提升算法性能的同时,降低了原算法的计算复杂度。

1 系统描述

1.1 正交多载波扩频系统

正交多载波扩频(OMCSS)系统的发射机原理

图如图 1 所示。待发送信息经过串并转换得到并行数据流, 数据流中的数据根据扩频码组的数量进行组合, 其组合结果作为映射扩频码组序号, 映射后的扩频码片调制在基带的不同子载波上, 通过 IFFT 进行快速 OFDM 调制, 将频域信息转换到时域, 最后与载波相乘, 滤波后得到最终的发射信号。

假设选取 M 组相互正交的扩频码组成扩频矩阵:

$$\mathbf{S}_{M \times N} = \begin{bmatrix} \mathbf{S}_0 \\ \mathbf{S}_1 \\ \vdots \\ \mathbf{S}_{M-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_{0,0} & s_{0,1} & s_{0,2} & \cdots & s_{0,N-1} \\ s_{1,0} & s_{1,1} & s_{1,2} & \cdots & s_{1,N-1} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ s_{M-1,0} & s_{M-1,1} & s_{M-1,2} & \cdots & s_{M-1,N-1} \end{bmatrix}, \quad (1)$$

其中, M 表示扩频码组数, N 表示扩频码长度。扩频矩阵 $\mathbf{S}_{M \times N}$ 中的每一个元素 $s_{m,n}$ 都由一个绝对值为 1 的复数构成, 每个 OFDM 符号包含 N_c 个子载波, 子载波正好可以被扩频码长度分成 L 份, 其中 $N_c = L \times N$, 假设每组扩频码在 OFDM 并行子载波上顺序排列, 那么一个 OMCSS 的基带时域信号可以由频域离散傅里叶变换为

$$x_{\text{base}}(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{n=0}^{N-1} s_{a_l(i),n} g(t-iT) e^{j2\pi(lN+n)\Delta f(t-iT)}, \quad (2)$$

其中, $a_l(i) \in [1, M]$ 表示第 i 个 OFDM 符号中第 l 个扩频码的映射序号, $g(t)$ 表示矩形脉冲, Δf 表示频域子载波间隔。

假设信道的多径位置, 也就是信道结构在一帧 OMCSS 信号帧的时间内是时不变的, 且忽略不同路径间细微的多普勒因子浮动, 水声信道可以建模为

$$h(t, \tau) = \sum_{p=1}^P A_p \delta(t - (\tau_p - \alpha t)), \quad (3)$$

其中, P 表示多径数, A_p 表示第 p 条多径的幅度, τ_p 表示第 p 条多径的相对时延, α 表示一帧水声信道不同多径统一的多普勒因子。

信号发射后经过信道衰减和噪声叠加, 在接收端可表示为

$$r(t) = x(t) * h(t, \tau) + w(t) = \sum_{p=1}^P A_p x(t - (\tau_p - \alpha t)) + w(t), \quad (4)$$

其中, $*$ 表示卷积, $w(t)$ 表示高斯白噪声。

利用前导信号和后导信号进行同步和多普勒估计, 通过重采样进行多普勒补偿, 并将信号通过 FFT 转换为频域, 可以得到

$$\mathbf{R} = \mathbf{H}\mathbf{X} + \mathbf{W}, \quad (5)$$

其中, $\mathbf{R} \in \mathbf{C}^{N_c \times 1}$ 表示接收信号的频域响应, $\mathbf{H} \in \mathbf{C}^{N_c \times N_c}$ 为对角矩阵, 表示信道频域响应, $\mathbf{X} \in \mathbf{C}^{N_c \times 1}$ 表示发射信号的频域响应, 其由 L 个不同的扩频码片串行排列组成, $\mathbf{W} \in \mathbf{C}^{N_c \times 1}$ 表示噪声的频域响应。

1.2 无导频信道估计算法

无导频信道估计的核心在于正交和匹配, 不同扩频码片之间的正交性确保了选择正确码片与其他码片所得信道结果的差异性, 然后利用信道本身的稀疏性, 来判断正确的码片分组, 从而实现无导频情况下的正确解扩。下面简单介绍一下 PFCE 的处理流程。

假设 OMCSS 频域上每一组调制的扩频码相邻顺序放置, 可将对角矩阵 \mathbf{H} 表示为分块对角矩阵, 式 (5) 可表示为

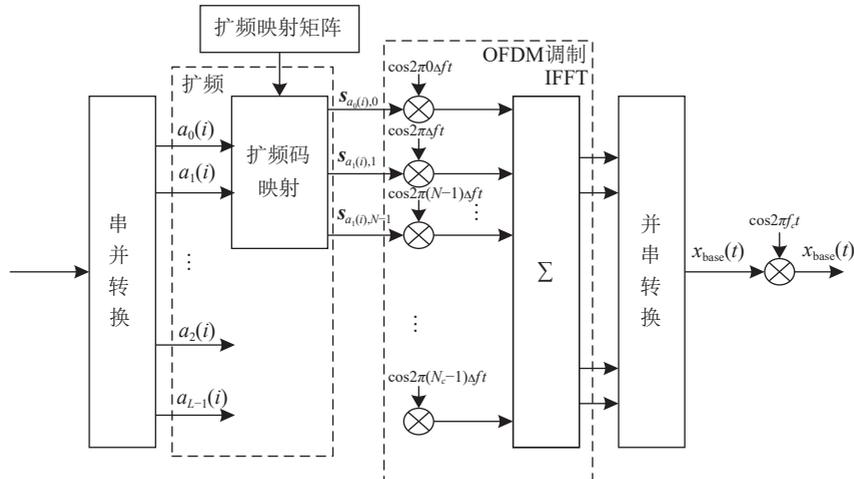


图 1 OMCSS 发射机原理图

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{R}_0 \\ \mathbf{R}_1 \\ \vdots \\ \mathbf{R}_L \end{bmatrix}}_{:=\mathbf{R}} = \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{H}_0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \mathbf{H}_1 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & \mathbf{H}_L \end{bmatrix}}_{:=\mathbf{H}} \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{S}_{a_0}^T \\ \mathbf{S}_{a_1}^T \\ \vdots \\ \mathbf{S}_{a_{L-1}}^T \end{bmatrix}}_{:=\mathbf{X}} + \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{W}_0 \\ \mathbf{W}_1 \\ \vdots \\ \mathbf{W}_{L-1} \end{bmatrix}}_{:=\mathbf{W}}. \quad (6)$$

假设第 l 组扩频码放置的扩频码 \mathbf{S}_{a_l} 为 \mathbf{S}_m , 其调制子载波对应信道频域响应对角矩阵中的子对角矩阵为 \mathbf{H}_l , 则 $\mathbf{R}_l = \mathbf{H}_l \mathbf{S}_m^T + \mathbf{W}_l$, 当匹配扩频码序号 $m' = m$ 时, 得到信道响应向量 $\widehat{\mathbf{H}}_l$, 其对应元素 $\langle \widehat{\mathbf{H}}_l \rangle_j = r_{j,j}^l \mathbf{S}_{m',j}^* = \langle \mathbf{H}_l \rangle_j + w_{j,j}^l \mathbf{S}_{m',j}^*$. 当信噪比较高时, 信道估计 $\widehat{\mathbf{H}}_l$ 的时域响应 $\widetilde{\mathbf{h}}_l$ 是稀疏的。

当匹配的扩频码序号 $m' \neq m$ 时, $\langle \widehat{\mathbf{H}}_l \rangle_j = r_{j,j}^l \mathbf{S}_{m',j}^* = \langle \mathbf{H}_l \rangle_j \mathbf{S}_{m,j} \mathbf{S}_{m',j}^* + w_{j,j}^l \mathbf{S}_{m',j}^*$. 由于扩频矩阵的扩频码具有较好的自相关性和较低的互相关性, 此时信道频域响应与一个近似噪声的随机相位相乘, 其信道估计 $\widehat{\mathbf{H}}_l$ 的时域响应 $\widetilde{\mathbf{h}}_l$ 是非稀疏的^[20]. 将得到的时域响应归一化为 $\widetilde{\mathbf{h}}_l$, 即

$$\widetilde{\mathbf{h}}_l = f_{\text{norm}}(\widehat{\mathbf{h}}_l), \quad (7)$$

其中, $f_{\text{norm}}(\cdot)$ 表示归一化函数, 通过计算信道时域响应的能量累加来判断信道的稀疏性, 选择能量累加和最小的扩频序列作为初步解扩结果, 即

$$\widehat{a}_l = \arg \min_{m=0,1,\dots,M-1} \|\widetilde{\mathbf{h}}_l^m\|_2, \quad (8)$$

其中, $\|\cdot\|_2$ 表示向量的 l_2 -范数, $\widetilde{\mathbf{h}}_l^m$ 表示第 l 组子载波匹配扩频码为 \mathbf{S}_m 时的归一化时域信道响应。

以上为 PFCE 的第一步无导频扩频解扩, 由于扩频码长有限, 其信道估计结果精度较低, 在低信噪比和复杂信道下不能对扩频码序号进行有效的分辨, 因此文献 [20] 在此基础上加上了基于符号判决的判决反馈信道估计, 其迭代算法如表 1 所示。

表 1 PFCE 迭代算法

输入: \widehat{a}_0

1. 对 \widehat{a}_0 进行多载波扩频, 得到重构频域信号 $\widehat{\mathbf{X}}_0$.
2. 将重构频域信号 $\widehat{\mathbf{X}}_0$ 作为已知导频, 得到字典矩阵 Ψ . 利用匹配追踪算法(MP)得到信道匹配估计结果 \mathbf{H}_{MP}^u .
3. 根据式(9)对信道估计结果 \mathbf{H}_{MP}^u 进行修正, 得到 $\mathbf{H}_{\text{MMSE}}^u$.
4. 利用 $\mathbf{H}_{\text{MMSE}}^u$ 对接收信号 \mathbf{R} 进行均衡, 并使用积分解扩对均衡后的扩频信号进行解调, 得到数据解调信息 \widehat{a}_u .
5. 重复步骤 1-4 直到迭代中止条件满足, 得到最终的映射序列估计结果 $\widehat{a}_{\text{PFCE}}$.

输出: $\widehat{a}_{\text{PFCE}}$

表 1 中 u 表示算法迭代次数, 字典矩阵 $\Psi \in \mathbf{C}^{N_c \times L_{Tg}}$, L_{Tg} 为 OFDM 符号的循环前缀长度。第 3 步

的信道估计修正如下:

$$\mathbf{H}_{\text{MMSE}}^u = \mathbf{R}_{\text{HH}}^u \mathbf{F}^H \left\{ \mathbf{R}_{\text{HH}}^u + \sigma^2 (\mathbf{X}^u (\mathbf{X}^u)^H)^{-1} \mathbf{I}_{N_c} \right\}^{-1} \mathbf{H}_{\text{MP}}^u, \quad (9)$$

其中, \mathbf{R}_{HH}^u 表示信道自相关矩阵。

2 簇约束无导频扩频解扩

簇约束无导频扩频解扩方法利用了深海远程信道在一定时间内的相关性以及信道呈较稳定簇状分布的特性, 在对不同扩频码片遍历得到对应的归一化信道响应后, 通过信道先验信息约束, 更好地利用不同扩频码组之间的正交性, 对信道特征进行匹配。对于深海远程通信中存在的长时延复杂多径和低信噪比问题, 信道先验信息约束能够有效提高无导频扩频解扩的准确性和可靠性。簇约束无导频扩频解扩 (CR-PFSD) 具体流程图如图 2 所示。

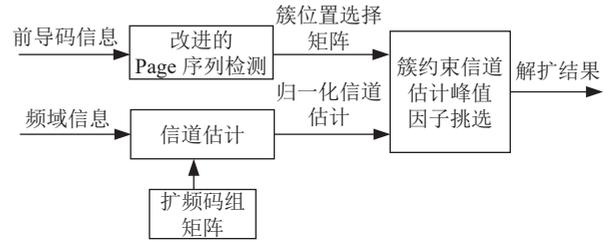


图 2 簇约束无导频扩频解扩流程图

2.1 改进的 Page 序列检测算法

信息传输过程中, 为了能够准确定位一帧信号的起始位置, 一般需要在帧信号的首部添加一段已知信息作为前导信号。前导信号需要有较好的相关特性, 因同时具有多普勒不敏感特性, 线性调频 (LFM) 被广泛使用。已知线性调频信号 $x_{\text{LFM}}(t)$ 经过信道后表示为

$$y_{\text{LFM}}(t) = x_{\text{LFM}}(t) * h(t) + w(t). \quad (10)$$

利用本地已知前导序列与接收信号进行匹配滤波可得,

$$r_{\text{LFM}}(t) = y_{\text{LFM}}(t) * x_{\text{LFM}}(-t) = \sum_{p=1}^P A_p e^{2\pi f_c \tau_p} r_{\text{xx}}(t - \tau_p) + r_{\text{xw}}(t), \quad (11)$$

其中, $r_{\text{xx}}(t)$ 是 $x_{\text{LFM}}(t)$ 的自相关函数, $r_{\text{xw}}(t)$ 是 $x_{\text{LFM}}(t)$ 和环境噪声 $w(t)$ 的互相关函数。

由于深海远程声道轴接收信号在传输过程中存在多次海底海面反射, 有限长线性调频信号匹配滤波所得到的信道响应呈簇状分布。因此可以使用随机序列检测方法 Page Test^[22] 对匹配滤波结果的簇位

置进行检测。在一定的信噪比下, 前导信号和噪声的相关 $r_{sw}(t)$ 会造成 Page 序列检测器虚警, 而造成信道簇位置的误判。为了减少噪声对序列检测性能的影响, 对匹配滤波结果进行一定的预处理。

$$c_{\text{LFM}}(t) = |r_{\text{LFM}}(t)| - \varepsilon, \quad (12)$$

其中, ε 为噪声干扰抑制因子。本文根据正负梯度 LFM 信号的互相关特性, 设定自适应的噪声干扰抑制因子, 其计算表达式为

$$\varepsilon = E(|y_{\text{LFM}}(t) * x_{\text{LFM}}^*(-t)|), \quad (13)$$

其中, $x_{\text{LFM}}^*(t)$ 表示线性调频信号 $x_{\text{LFM}}(t)$ 的同频带负梯度信号。由于实际接收信号为离散信号, 将 $c_{\text{LFM}}(t)$ 离散化表示为 $c_{\text{LFM}}[n]$ 。Page 序列累加和可定义为

$$T_{\text{Page}}[n] = \begin{cases} \max\{0, T_{\text{Page}}[n-1] + c_{\text{LFM}}[n]\}, \\ T_{\text{Page}}[n-1] < \Gamma_{\text{th}}^{(\text{L})}, \\ \min\{\Gamma_{\text{th}}^{(\text{H})}, T_{\text{Page}}[n-1] + c_{\text{LFM}}[n]\}, \\ T_{\text{Page}}[n-1] > \Gamma_{\text{th}}^{(\text{L})}, \end{cases} \quad (14)$$

其中, $\Gamma_{\text{th}}^{(\text{L})}$ 和 $\Gamma_{\text{th}}^{(\text{H})}$ 分别表示 Page 序列累加和的判决下限和判决上限。由于同步到多径时会产生一个较大的梯度, 为了更加敏感的定位多径的位置, 本文设置一个较小的上限阈值。同时, 为了减少误判, 对所取多径簇的采样点数进行了限定, 簇区域起止位置判定可由下式表示:

$$\begin{cases} T_{\text{Page}}[n-1] < \Gamma_{\text{th}}^{(\text{L})} \text{ 且 } T_{\text{Page}}[n] > \Gamma_{\text{th}}^{(\text{L})} \\ \rightarrow n_s^c = n, n = n + 1, \\ T_{\text{Page}}[n-1] > \Gamma_{\text{th}}^{(\text{L})} \text{ 且 } T_{\text{Page}}[n] < \Gamma_{\text{th}}^{(\text{L})} \\ \rightarrow n_e^c = n, n = n + 1, c = c + 1, \end{cases} \quad (15)$$

s.t. $n_e^c - n_s^c > \xi$,

其中, n_s^c 为第 c 簇多径的起始点位, n_e^c 为第 c 簇多径的终止点位, ξ 由经验设定, 为多径簇区域的最小采样点数。对多径簇采样点数的限定也可以替换为对匹配滤波结果进行滑动平均, 即

$$\widehat{c}_{\text{LFM}}[n] = \sum_{i=n-\xi/2}^{n+\xi/2-1} c[i]/\xi. \quad (16)$$

2.2 簇约束信道估计峰值因子挑选

经过改进的 Page 序列检测器提取的信道簇位置区域信息可表示为 $C_{\text{Page}} = \{n|n \in \bigcup_{c \in [1, N_c]} (n_s^c, n_e^c)\}$, 将其进一步表示为簇位置选择矩阵:

$$\Phi = \text{diag}(\phi_1, \dots, \phi_k, \dots, \phi_K), \phi_k \in \{0, 1\}, \quad (17)$$

其中, K 表示 OMCSS 符号的采样点数, 当 $k \in C_{\text{Page}}$ 时, $\phi_k = 1$, 当 $k \notin C_{\text{Page}}$ 时, $\phi_k = 0$ 。

无导频信道估计方法充分利用了不同扩频码片正交性和水声信道的稀疏性进行扩频码的解映射。对于深海远程声道轴信道, 如 150 km 处的声道轴信道, 虽然其主径较为明显, 但其信道多径数量较多, 且最大多径时延较长, 远距离传播损失使接收信号信噪比较低。根据文献 [21] 可知, 在不添加信道簇约束的情况下, 有限长子载波对长时延簇稀疏信道的估计并不准确, 易将噪声部分误判为信道多径。低信噪比加剧了这一影响, 从而使匹配扩频码所估信道的稀疏性并不明显。在此情况下, 仅通过比较不同扩频码所得归一化时域冲激响应 $\tilde{\mathbf{h}}$ 的总能量这一指标, 并不能准确判断扩频码组的序号。

为了更加准确地进行无导频扩频解扩, 改进的无导频扩频解扩方法利用信道先验信息, 对 1.2 节所述不同扩频码片匹配信道估计所得归一化时域冲激响应 $\tilde{\mathbf{h}}$ 稀疏性的衡量指标进一步细化。

根据式 (17) 所得的簇位置选择矩阵 Φ 对归一化时域冲激响应 $\tilde{\mathbf{h}}$ 进行约束, 对发送扩频码组序号 m 的估计值 $\widehat{a}_{\text{CR-PFSD}}$ 可表示为

$$\widehat{a}_{\text{CR-PFSD}} = \arg \max_{m=0,1,\dots,M-1} \frac{\|\Phi \tilde{\mathbf{h}}_m\|_{\infty}}{\|(I - \Phi) \tilde{\mathbf{h}}_m\|_2 / (K - \text{tr}(\Phi))}, \quad (18)$$

其中, $\tilde{\mathbf{h}}_m \in R^{K \times 1}$, $\Phi \in R^{K \times K}$, 通过簇位置选择矩阵 Φ 对归一化时域冲激响应 $\tilde{\mathbf{h}}_m$ 进行划分, 根据一帧内信道簇位置信息不变的特性, 将簇区域内的时域响应作为实际信道响应, 取其能量最大值作为信道主径能量; 将簇区域外的时域响应作为噪声干扰, 取其平均能量, 计算簇位置约束条件下的归一化时域冲激响应峰值因子的大小, 作为无导频扩频解扩的衡量指标。

所提算法主要针对主径明显, 信道最大多径时延在 100~300 ms 的簇稀疏信道, 即 100~150 km 的声道轴信道, 通过提取的信道簇区域信息, 充分利用扩频码正交性, 提高低信噪比下无导频扩频解扩算法性能。对于信道主径并不明显, 存在多个连续峰值, 且信道最大多径时延超出循环前缀, 达到 1~3 s 的深海远程影区信道, 由于有限长度接收信号存在符号间干扰, 信道估计结果无法包括完整信道, 且有限长度扩频码难以对连续峰值进行有效分辨, 造成峰值叠加从而导致非信道区域存在较高峰值等问题, 所提算法并不适用。

2.3 算法计算复杂度分析

所提出的 CR-PFSD 算法在 PFCE 算法第一步无导频扩频解扩的基础上进行簇约束, 分别提取不同

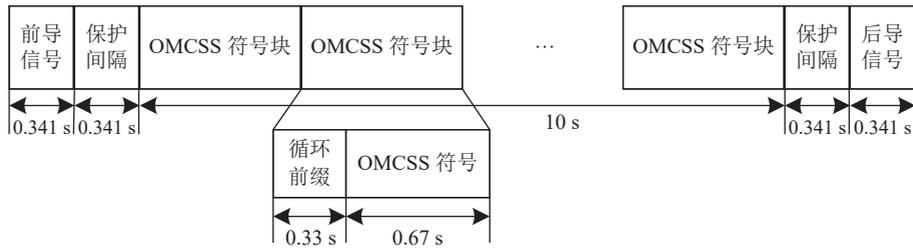


图3 OMCSS 发射帧结构

扩频码匹配信道估计的信道和噪声部分,对信道结构进行匹配,进一步提高算法对扩频码正交性的利用,相较于 PFCE 算法,所提算法在信道估计和扩频码片识别的计算复杂度基本一致,区别在于其不需要进行后续的迭代均衡,只需在同步后进行信道结构提取。其中对信道结构进行提取主要计算步骤对应式 (13)、式 (14) 和式 (15),其中匹配滤波在同步时已进行计算,式 (13) 为噪声干扰抑制因子计算,其计算复杂度与信号循环前缀长度 L_{Tg} 与 LFM 信号长度 L_{LFM} 的乘积成正比,为 $O(L_{Tg}L_{LFM})$,式 (14) 和式 (15) 均与循环前缀长度 L_{Tg} 成正比,为 $O(L_{Tg})$,由于多径簇数量远小于循环前缀长度,将其省略,则信道先验信息获取的计算复杂度为 $O(L_{Tg}L_{LFM})$;迭代均衡使用了 MP 信道估计方法,其计算复杂度与循环前缀长度 L_{Tg} 、稀疏度 η 、迭代次数 u 和子载波数 N_c 的乘积成正比,即 $O(\mu\eta N_c L_{Tg})$ 。仿真过程中,LFM 信号长度 L_{LFM} 为 8192,子载波数 N_c 为 1367,假设已知信道稀疏度 η 为 22,迭代次数 u 为 1,一帧符号数为 10,复数乘法中乘加各为实数乘加的 4 倍,则信道先验信息获取和迭代均衡的计算复杂度分别为 $8192L_{LFM}$ 和 $120296L_{LFM}$,由于信道先验信息获取仅在每一帧的开始进行计算,而 PFCE 对于每一个 OMCSS 符号均需要进行迭代均衡,因此一帧信号迭代均衡的计算复杂度为 $1202960L_{LFM}$ 。综上所述,所提算法计算复杂度相较于原算法有所下降。

3 仿真与实验结果

对所提方法的性能分别进行了仿真和实验验证,对无导频信道估计 (PFCE) 和本文所提出的簇约束无导频扩频解扩 (CR-PFSD) 方法的性能进行对比分析,仿真还引入了 1/4 导频均衡解扩、簇约束的 1/4 导频均衡解扩和簇约束的全导频均衡解扩作为对照,使用的信道估计方法为正交匹配追踪 (OMP),导频为梳状导频。在仿真和实验分析中,首先对比分析了原算法在第 1 步中添加信道先验约束对稀疏性检测性能的提升,然后对比分析了相同信道条件下不同解扩算法的性能。

3.1 仿真实验结果及分析

正交多载波扩频 (OMCSS) 系统的发射帧结构如图 3 所示。发射信号的每一帧包括 1 个前导序列、1 个后导序列和 10 个 OMCSS 符号块。其中前导序列和后导序列采用对多普勒频移不敏感的 LFM 信号,用于定位信号起始位置,并定位多普勒因子的估计和信道多径区域位置,每个 OMCSS 符号块总时长 T 为 1 s,由循环前缀 (CP) 和 OMCSS 符号组成,其持续时间 T_{CP} 和 T_{OMCSS} 分别是 0.33 s 和 0.67 s,其中 $T_{CP}:T_{OMCSS} = 1:2$,发射信号的具体参数见表 2。根据表 2 可以计算出 OMCSS 通信速率 (单位: bit/s):

$$R = \frac{T_{OMCSS}}{T_{OMCSS} + T_{CP}} \cdot \frac{\log_2 M}{N} \cdot B \cdot r_c = 62.5 \text{ bit/s}. \quad (19)$$

表 2 OMCSS 发射信号仿真参数

参数	符号	仿真取值
码率	r_c	0.5
带宽 (kHz)	B	2
总子载波数	N_c	1365
导频子载波数	N_P	341
数据子载波数	N_D	1024
子载波间隔 (Hz)	Δf	1.46
OMCSS 符号块周期 (s)	T	1
循环前缀长度 (s)	T_{CP}	0.33
采样率 (kHz)	f_s	48
扩频码长度	N	16
扩频码组数	M	4

仿真信道为实测深海 150 km 水声通信数据中提取的远程声道轴信道,如图 4 所示,信道稀疏度为 22,最大多径时延为 320 ms。图 5 和图 6 展示了仿真信噪比为 5 dB 时滑动平均前后的 Page 序列检测的结果,参考文献 [21] 并结合实测经验确定其中 Page 序列检测器的门限 $\Gamma_{th}^{(L)}$ 和 $\Gamma_{th}^{(H)}$ 分别为 0.3 和 0.4,滑动滤波器长度为 15。从图中可以看出,在信噪比较低的情况下,噪声会影响 Page 序列检测器的检测结果,使检测结果出现过多的毛刺,同时导致部分时刻出现虚警。对匹配滤波结果进行平滑后,Page 序列检测器毛刺减少,有效提高了低信噪比条件下,信

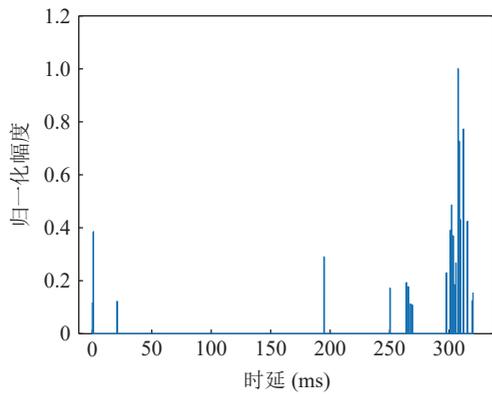


图4 仿真信道冲激响应

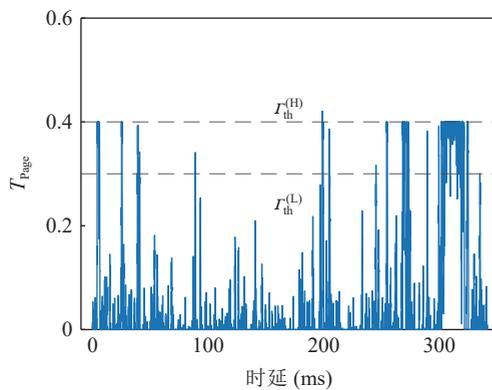


图5 Page 累加和

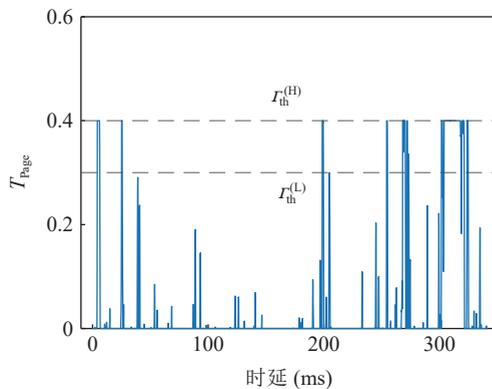


图6 滑动平均后 Page 累加和

道多径簇位置估计准确率。

图7分别对比了1/4导频情况下均衡后积分解扩、无导频扩频解扩和本文所提的簇约束无导频扩频解扩算法的性能,从图中可以看出,由于信道多径时延较长,多径复杂,信道估计性能较差,导致均衡后解扩误码率较高,而利用水声信道稀疏性和扩频码组正交性的无导频解扩可以在未进行信道均衡的情况下进行解扩。对比两组无导频解扩结果,可以看出,使用信道先验进行簇约束的无导频解扩方法性能要优于未添加信道先验的解扩结果,在误码率为 10^{-4} 时,其可达信噪比降低了4.5 dB。

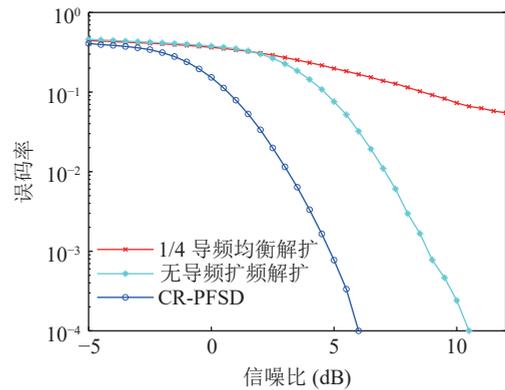


图7 相同信道条件下有无导频算法性能对比

图8展示了信噪比为7 dB时一组无导频扩频解扩时选择不同扩频码片得到的信道估计结果,其中 \bar{E}_c 表示平均能量。其正确的扩频码组序号为2,此时通过取归一化信道平均能量最小值这一指标所得结果为4。图中虚线为归一化信道估计结果,实线为簇区域选择的点相互连接得到的簇区域信道结果。子图(a)(c)(d)中,簇区域外的非信道区域存在较高幅值;子图(b)中,簇区域信道结构与图4中的仿真信道相匹配。将信道先验簇区域位置信息作为约束,得到簇约束信道估计峰值因子分别为1.5585, 3.0185, 1.8229, 1.9864, 挑选其最大值,得到正确的解扩结果。

图9分别对比了无导频扩频解扩、PFCE、CR-PFCE、本文所提算法、CR-PFSD-PFCE和全导频均衡解扩的误码率结果,其中CR-PFCE表示对PFCE迭代均衡中的信道估计进行簇约束,CR-PFSD-PFCE是指在本文所提算法的基础上进行簇约束的迭代均衡。簇约束迭代均衡和全导频均衡解扩采用OMP进行信道估计,假设已知信道稀疏度,即稀疏度设定为22。误码率为 10^{-4} 时,簇约束后PFCE算法对应的信噪比相较于簇约束前降低了0.5 dB,而本文所提算法在进行迭代均衡后,性能有所下降。因此本文对簇约束的全导频已知信道均衡解扩性能进行仿真,其中信道估计算法为OMP算法,从结果可以看出,簇约束全导频信道均衡解扩的性能与本文算法迭代后的性能曲线基本重合,迭代后的性能下降是由低信噪比下OMP信道估计性能达到估计平层所致。综上所述,所提算法在误码率为 10^{-4} 时,相较于PFCE算法性能的可达信噪比降低约3.5 dB,在无迭代均衡的情况下达到最优,降低算法计算复杂度的同时提高了算法误码率性能。

3.2 海试实验结果及分析

为了验证CR-PFSD算法的可靠性,2023年8月

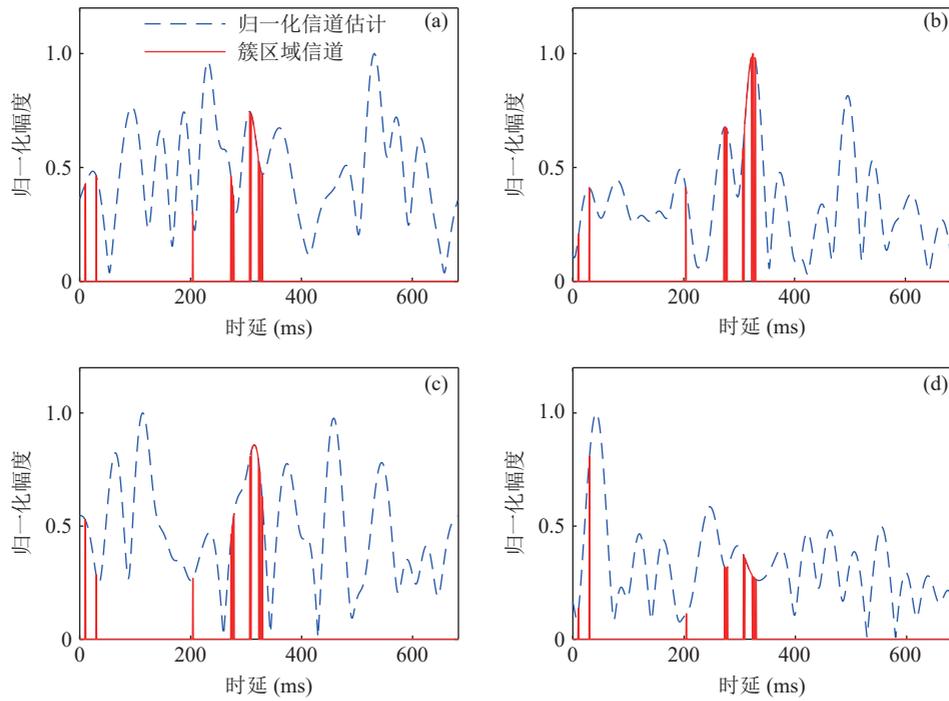


图 8 无导频信道估计结果 (a) $\bar{E}_s = 0.4836$; (b) $\bar{E}_s = 0.3437$; (c) $\bar{E}_s = 0.4793$; (d) $\bar{E}_s = 0.3231$

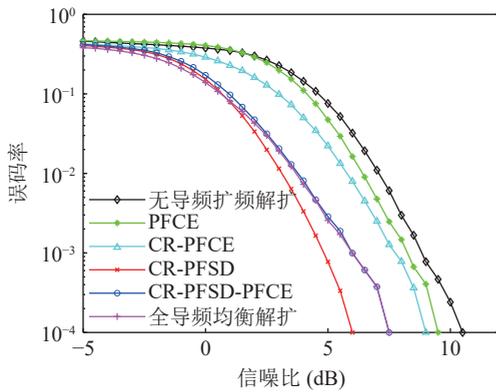


图 9 相同信道条件下不同解扩算法性能对比

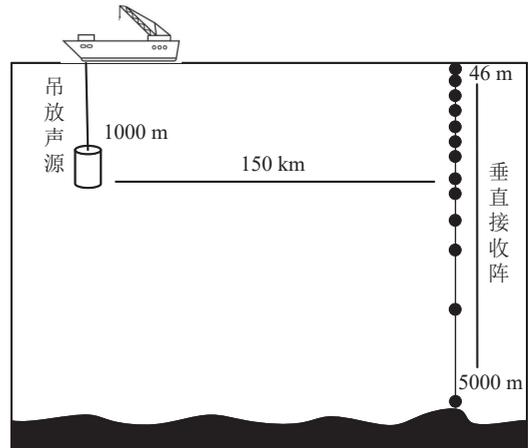


图 10 深海海域远程水声通信实验环境示意图

在深海海域开展了深海远程水声通信实验。发射船采用定点发射方式,换能器深度为 1050 m,收发距离为 150 km,接收阵为定点垂直阵,阵深跨度为 46~5000 m,选择垂直阵水听器深度在 900~1150 m 之间,从发射点到接收点的平均海深约为 5000 m。图 10 和图 11 分别为通信实验具体环境以及水文测量获取的接收站点附近声速剖面,由图 11 可知声道轴大致在 1000 m 深。

发射信号帧结构如图 3 所示,带内平均声源级为 136 dB,发射信号具体参数见表 3。发射信号一个符号块的总时长为 1 s,其中符号时间长度为 0.67 s,循环前缀长度为 0.33 s。一帧信号中,包含 1 个前导序列、1 个后导序列和 10 个 OMCSS 符号块。发射信号总时长为 11 s。

图 12 和图 13 分别展示了接收深度为 1009 m 时不同时刻 OMCSS 符号对应多普勒速度和不同方法性能对比。从图 12 中可以看出,虽然信号收发方式为定点收发,但是收发两端始终存在一定的多普勒速度,这主要是由水体起伏、海流造成接收阵摆动等因素造成的。其中收发两端多普勒速度在 $-0.15 \sim 0.45$ m/s 之间波动,造成的最大频率偏移小于子载波间隔的 1/2。且多普勒速度基本稳定在 0.15 m/s,通过前后导码相关最大值之间的时间差变化进行多普勒因子的估计,并采用时域重采样的方式进行多普勒补偿。图 13 对比了簇约束前后无导频扩频解扩方法的原始误码率,簇约束后无导频扩频解扩性能存在明显提升,实测结果与仿真结果相符,其中部分

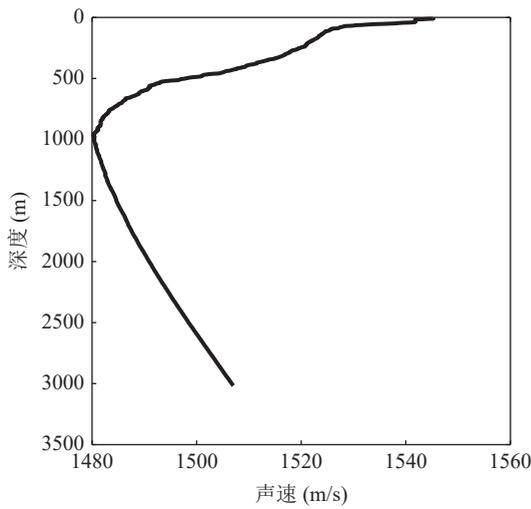


图 11 声速剖面

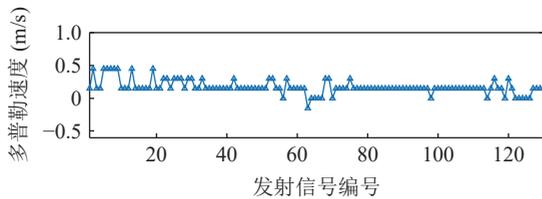


图 12 接收信号多普勒速度-符号曲线

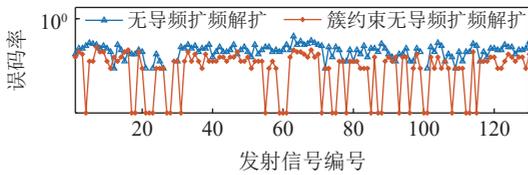


图 13 不同方法性能曲线

符号原始误码率达到 0。表 4 展示了簇约束前后无导频扩频解扩性能的原始误码率统计结果, 结合表 4 数据可知, 簇约束后无导频扩频解扩性能相较于无簇约束的方法在原始误码率上降低了 66%, 译码后误码率达到 10^{-4} 。

图 14 分别展示了 909 m, 1009 m, 1109 m 三个深度下接收信号的匹配滤波结果、接收信噪比和不同算法的误码率性能, 其中匹配滤波为 2 s 长线性调频信号所得, PFCE 算法中 MP 信道估计和 CR-PFCE、CR-PFSD-PFCE 算法中 OMP 信道估计稀疏度假设已知, 即为匹配滤波提取稀疏信道稀疏度。三个深度下信道主径均位于多径末尾, 主要多径的最大多径时延在 330 ms 之内, 信道多径数量较多, 且呈簇状稀疏分布。接收信号信噪比随接收帧的不同也不断变化, 其中从 909 m 至 1109 m 深度, 整体信噪比呈一个逐渐降低的趋势, 909 m 时信噪比为 11~16.5 dB, 1009 m 时信噪比为 9.5~14 dB, 1109 m 时信噪比为 7.5~12 dB。三个深度下不同算法的误码率整体趋势

也与信噪比降低的整体趋势相符, 其中原有方法 PFCE 在长多径簇稀疏信道下效果不佳, 对原方法进行簇约束后, CR-PFCE 性能相较于无导频扩频解扩和 PFCE 有明显提升。由于信道多径复杂且信噪比低, 随着用于估计信道的子载波数量增多, 信道估计性能逐渐达到性能上限, 本文所提算法在进行后续迭代均衡的过程中性能下降。虽然 CR-PFSD-PFCE 算法的性能仍优于 CR-PFCE 算法的性能, 但是相较于本文所提算法, 其性能有所下降。从图中可以明显看出本文所提方法 CR-PFSD 的性能要优于对其进行迭代均衡后的性能, 因此无需进行迭代均衡。

表 5 展示了对三个深度下所有帧进行平均后的性能对比, 所提方法优于 1/4 导频均衡解扩和簇约束 1/4 导频均衡解扩方法, 相较于原方法, 本文所提算法原始误码率降低了 70%, 译码后误码率为 10^{-4} , 海试结果与仿真结果相符。

表 3 OMCSS 实验发射信号参数

参数	符号	仿真取值
码率	r_c	0.5
带宽	B	—
总子载波数	N_c	1365
导频子载波数	N_p	341
数据子载波数	N_D	1024
子载波间隔 (Hz)	Δf	1.46
OMCSS 符号块周期 (s)	T	1
循环前缀长度 (s)	T_{CP}	0.33
采样率 (kHz)	f_s	48
扩频码长度	N	16
扩频码组数	M	4

表 4 不同解扩算法误码率对比

解扩算法	原始误码率	译码误码率
无导频扩频解扩	0.047	1.8×10^{-2}
簇约束无导频扩频解扩	0.016	1×10^{-4}

表 5 阵元平均后算法性能对比

解扩算法	原始误码率	译码误码率
1/4 导频均衡解扩	0.27	0.46
簇约束 1/4 导频均衡解扩	0.09	7×10^{-2}
无导频扩频解扩	0.049	2.5×10^{-2}
PFCE	0.05	3×10^{-2}
CR-PFCE	0.036	6×10^{-3}
CR-PFSD	0.015	1×10^{-4}
CR-PFSD-PFCE	0.03	1×10^{-3}

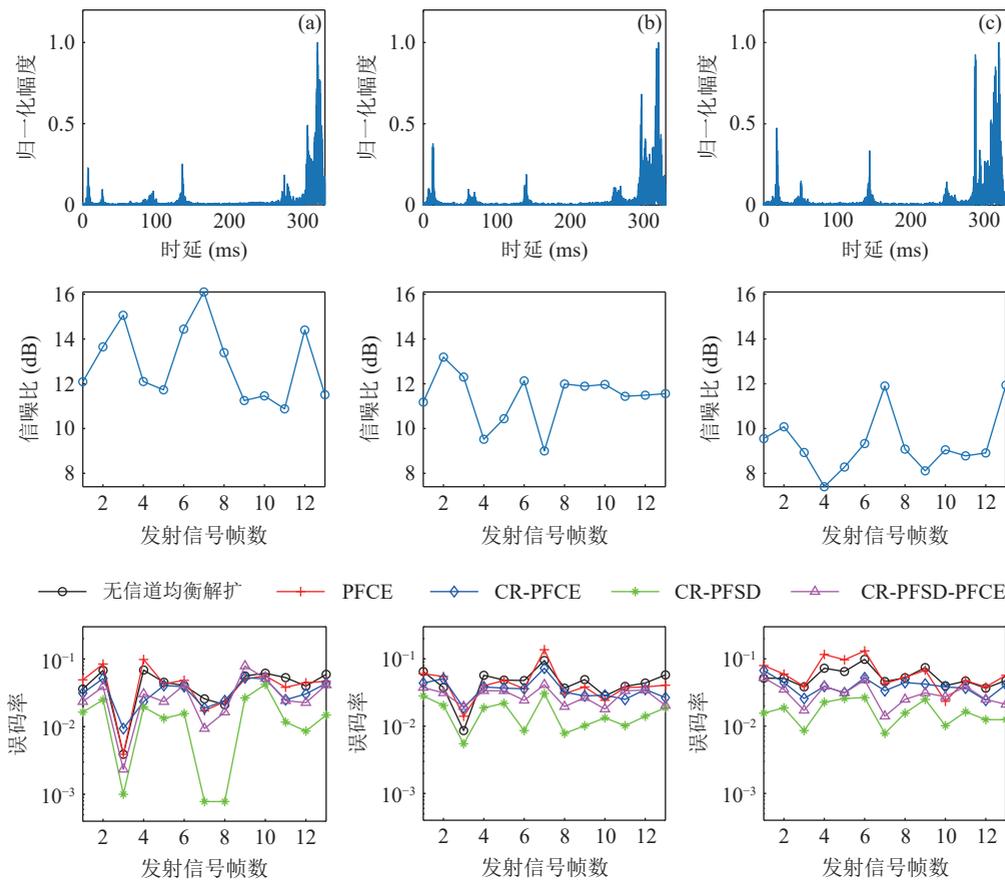


图 14 不同深度水听器匹配滤波-信噪比-性能曲线对比 (a) 909 m; (b) 1009 m; (c) 1109 m

4 结论

针对深海远程水声通信大时延、复杂多径信道和低信噪比条件下,无导频信道估计难以对正交多载波扩频进行正确解扩的问题,提出了一种簇约束的正交多载波无导频扩频解扩方法。在通过发射信号前导序列获得信道先验簇区域位置矩阵后,将归一化信道估计结果分为信道区域和噪声区域,得到信道区域峰值相较于非信道区域均值的峰值因子。根据深海远程声道轴信道结构缓变特性,在利用信道稀疏性和扩频码组之间正交性的基础上,进一步利用信道的结构信息,提高了对初始信道估计的匹配精度,降低了无导频扩频解扩的误码率。实验结果表明,该方法较有导频信道估计和 PFCE 算法具有性能优势,在深海远程复杂信道条件下,该方法在无导频的情况下优于 1/4 导频插入密度下的误码率性能,频带利用率提高了 25%;相较于 PFCE 算法,该方法在降低计算复杂度的同时,性能有较大提升。

参 考 文 献

1 Kilfoyle D B, Baggeroer A B. The state of the art in underwater

acoustic telemetry. *IEEE J. Oceanic Eng.*, 2000; **25**(1): 4–27

2 Eggen T H, Baggeroer A B, Preisig J C. Communication over doppler spread channels, Part I: Channel and receiver presentation. *IEEE J. Oceanic Eng.*, 2000; **25**(1): 62–71

3 Chitre M A, Potter J R, Ong S H. Optimal and near-optimal signal detection in snapping shrimp dominated ambient noise. *IEEE J. Oceanic Eng.*, 2006; **31**(2): 497–503

4 Wang X, Wang L. Pre-processing filter design at transmitters for IBI mitigation in an OFDM system. *J. Syst. Eng. Electron.*, 2013; **24**(5): 722–728

5 Huang J Z, Zhou S L, Huang J, et al. Progressive inter-carrier interference equalization for OFDM transmission over time-varying underwater acoustic channels. *IEEE J. Sel. Top. Signal Process.*, 2011; **5**(8): 1524–1536

6 李启虎. 不忘初心, 再创辉煌: 声呐技术助推海洋强国梦. *中国科学院院刊*, 2019; **34**(3): 253–263

7 Song H C. Acoustic communication in deep water exploiting multiple beams with a horizontal array. *J. Acoust. Soc. Am.*, 2012; **132**(2): EL81–EL87

8 Stojanovic M, Catipovic J, Proakis J G. Adaptive multi-channel combining and equalization for underwater acoustic communications. *J. Acoust. Soc. Am.*, 1993; **94**(3): 1621–1631

9 Zhu W Q, Zhu M, Wang Y B, et al. Signal processing in underwater acoustic communication system for manned deep submersible “Jiao long”. *Chinese Journal of Acoustics*, 2013; **29**(1): 1–15

10 Le K N, Dabke K P. BER of OFDM with diversity and pulse shaping in Rayleigh fading environments. *Digit. Signal Process.*, 2010; **20**(6): 1687–1696

- 11 Yu X, Cai X, Xu W, *et al.* Differential phase shift keying-aided multi-mode chirp spread spectrum modulation. *IEEE Wireless Commun. Lett.*, 2024; **13**(2): 298–302
- 12 Yang L L, Hanzo L. Overlapping M -ary frequency shift keying spread-spectrum multiple-access system using random signature sequences. *IEEE Trans. Veh. Technol.*, 1999; **48**(6): 1984–1995
- 13 何成兵, 黄建国, 韩晶, 等. 循环移位扩频水声通信. *物理学报*, 2009; **58**(12): 8379–8385
- 14 于洋, 周锋, 乔钢, 等. 正交 M 元码元移位键控扩频水声通信. *声学学报*, 2014; **61**(1): 42–48
- 15 殷敬伟, 惠俊英, 王逸林, 等. M 元混沌扩频多通道 Pattern 时延差编码水声通信. *物理学报*, 2007; **56**(10): 5915–5921
- 16 Li Q, Wen M, Basar E, *et al.* Index Modulated OFDM Spread Spectrum. *IEEE Trans. Wireless Commun.*, 2018; **17**(4): 2360–2374
- 17 景连友, 何成兵, 黄建国, 等. 正交频分复用循环移位扩频水声通信. *系统工程与电子技术*, 2015; **37**(1): 185–190
- 18 尹艳玲. 正交多载波 M 元循环移位键控扩频水声通信. *物理学报*, 2013; **62**(22): 224302
- 19 Iruthayanathan N, Vishvakshenan K S, Rajendran V. Performance of spread spectrum based multi-carrier system in underwater communication using transmitter pre-processing. *IEEE Access*, 2016; **4**: 5128–5134
- 20 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. *声学学报*, 2019; **44**(4): 657–664
- 21 王悦悦, 王海斌, 台玉朋, 等. 深海远程正交频分复用水声通信簇约束的分布式压缩感知信道估计. *应用声学*, 2023; **42**(3): 454–466
- 22 Abraham D A, Willett P K. Active sonar detection in shallow water using the Page test. *IEEE J. Oceanic Eng.*, 2002; **27**(1): 35–46