

【引用格式】诸哲楠, 万磊, 徐锋. 一种针对小多普勒扩展水声信道的 OFDM 接收算法[J]. 数字海洋与水下攻防, 2022, 5(5): 407-413.

一种针对小多普勒扩展水声信道的 OFDM 接收算法

诸哲楠^{1, 2}, 万磊^{1, 2, *}, 徐锋³

- (1. 水声通信与海洋信息技术教育部重点实验室(厦门大学), 福建 厦门 361005;
2. 厦门大学 信息学院 信息与通信工程系, 福建 厦门 361005;
3. 武汉第二船舶设计研究所, 湖北 武汉 430064)

摘要 在水声正交频分复用 (OFDM) 通信系统中, 水声信道中的多径时延扩展会带来频域选择性衰落, 多普勒效应会带来子载波间干扰 (ICI)。传统接收算法需要开展复杂的二维 (时延/多普勒) 信道估计, 再进行复杂的信道均衡和符号检测。针对有限多普勒扩展的信道条件下多普勒矩阵元素变化缓慢、ICI 干扰范围有限的特点, 借鉴多项式拟合思想, 提出了一种创新的接收算法。该算法将多普勒矩阵元素近似为多项式函数, 迭代进行多项式拟合和数据符号频域均衡。和传统方法相比, 该算法无需进行信道多普勒估计, 仅需信道的一维 (时延) 估计即可实现较好的性能。利用 Bellhop 产生的水声信道仿真结果验证了该算法的可行性。

关键词 水声通信; 正交频分复用; 多项式拟合; 频域均衡

中图分类号 TB567 文献标识码 A 文章编号 2096-5753(2022)05-0407-07

DOI 10.19838/j.issn.2096-5753.2022.05.003

An OFDM Receiver Algorithm for Underwater Acoustic Channels with Small Doppler Spread

ZHU Zhenan^{1, 2}, WAN Lei^{1, 2, *}, XU Feng³

(1. Key Laboratory of Underwater Acoustic Communication and Marine Information Technology (Xiamen University), Ministry of Education, Xiamen 361005, China; 2. Department of Information and Communication Engineering, School of Informatics, Xiamen University, Xiamen 361005, China; 3. Wuhan Second Ship Design and Research Institute, Wuhan 430064, China)

Abstract Underwater acoustic Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) systems suffer from frequency-selective fading and inter-carrier interference (ICI) caused by multi-path delay spread and Doppler effect respectively in underwater acoustic channels. Conventional receiver algorithms require to carry out complex two-dimensional (delay/Doppler) channel estimation, followed by complex channel equalization and symbol detection. Targeting at the characteristics of slow change of Doppler matrix elements and limited ICI interference range in the channels with limited Doppler spread, this paper draws on the polynomial fitting idea and proposes an innovative receiver algorithm. The algorithm approximates the Doppler matrix elements with polynomial functions, and iteratively performs polynomial fitting and data symbolic frequency-domain equalization. Compared with traditional methods, the algorithm does not require Doppler estimation of channels. Instead, it only requires one-dimensional (time delay) estimation of channels to achieve good performance. The feasibility of the algorithm is verified by the simulation results of underwater acoustic channels generated by Bellhop.

收稿日期: 2022-06-15

作者简介: 诸哲楠 (1997-), 男, 硕士生, 主要从事水声通信技术研究。

*通信作者: 万磊 (1984-), 男, 博士, 副教授, 主要从事水声通信研究。

基金项目: 本课题获得泛网无线通信教育部重点实验室 (BUPT) (批准编号 KFKT-2022103) 的资助; 国家自然科学基金项目“面向不同信道扩展条件的 OFDM 水声通信关键技术研究” (62171394) 资助。

Key words underwater acoustic communication; Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM); polynomial fitting; frequency domain equalization

0 引言

随着科技的发展,人类对海洋资源的探索和开发力度逐渐加大。在此过程中,水声通信发挥着重要的作用。然而水声通信可用的带宽较小,声波仅在数千赫兹到数万赫兹范围内具有较低的传播损耗。并且水声信道物理传播特性带来了多径时延扩展与多普勒频偏扩展 2 个问题,造成了极具挑战性的双选择性衰落信道^[1]。

正交频分复用 (Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM) 技术具有高频带利用率、低复杂度多径信道均衡等优点^[2]。从 21 世纪开始 OFDM 技术逐渐成为高速水声通信最流行的选择之一^[3]。然而,水声通信信道中的多普勒效应会破坏各个子载波之间严格的正交性,给 OFDM 系统带来子载波间干扰 (ICI)^[4]。因此有效的 ICI 估计与均衡手段对水声 OFDM 系统来说必不可少^[5-8]。

针对 OFDM 系统所受多普勒影响大小的不同,不同的经典算法被提出来对抗子载波间干扰,恢复子载波间的正交性。当水声信道中的多普勒主要由收发端的相对运动产生时,可以近似认为信道内存在统一多普勒频偏。此时,经典的两步多普勒补偿算法可以有效地消除由多普勒频偏造成的子载波间干扰^[9]。而当水声信道中存在多普勒扩展时,经过上述算法重采样后仍会残留多普勒的影响,子载波间干扰无法被完全消除。

针对双扩展水声信道,在文献[10]中,作者提出了一种渐进迭代信道估计与均衡技术,将经过信道译码后得到的数据子载波概率软信息重构为新的导频,从而等效地增加导频数目再进行信道估计,增强了 OFDM 系统对多普勒扩展信道的估计能力。但该算法对于初始信道估计的准确性有一定的要求,信道译码反馈的概率软信息足够准确才能形成有效的迭代。文献[11]中,作者提出一种双向软判决反馈均衡技术,将单载波系统中的双向均衡结构引入 OFDM 系统中,缓解了串行最小均方误差

(Serial MMSE) 均衡器差错传播问题。相比传统单向均衡结构,该算法在复杂度增加有限的情况下获得了较好的性能增益。但该算法的前提是对信道有准确的二维估计,这本身就是一个难点问题。

事实上,除去潜艇、高速 AUV 等高机动平台之外,一般水下平台的移动速度往往有限,因此造成的多普勒扩展也是有限的。本文着眼于多普勒扩展有限的信道条件,在经过针对主径多普勒的补偿之后,OFDM 系统子载波间干扰范围通常集中在邻近的几个子载波上,并且子载波间干扰项(多普勒矩阵中的元素)随着子载波索引变化缓慢。此外,由于实际水声信道中多径通常成簇出现,每簇的特征径与水体折射、水面水底的反射有关^[1, 12-13],因此本文采用簇稀疏水声信道模型。

基于以上 2 点,本文提出了一种基于多项式拟合的水声 OFDM 接收算法。本算法充分利用多普勒扩展有限、以及簇稀疏的水声信道的特点,近似认为每簇内的多普勒频偏相等^[13],将其对应的子载波间干扰项(多普勒矩阵元素)近似为多项式函数,通过连续导频对多项式系数进行初始化,并将均衡得到的数据子载波作为新的导频,迭代进行多项式拟合和数据符号频域均衡。本算法分簇处理的思路有效地减少了所需估计的多项式系数的个数,从而降低了计算复杂度,仅需信道的分簇先验信息和信道的一维(时延)估计,无需二维估计即可取得较好的性能。

1 系统模型

本文采用带循环前缀 (Cyclic Prefix, CP) 的 OFDM (CP-OFDM) 系统。CP-OFDM 符号时长为 T , 子载波数目为 N , 带宽为 B , 系统中心频率为 f_c 。经过针对主径多普勒频偏的补偿后,具有 L 条多径的时变水声稀疏信道可等效表示为

$$h(\tau, t) = \sum_{l=1}^L A_l \delta(\tau - [\tau_l - a_l t]) \quad (1)$$

式中: 第 l 条多径对应的幅度为 A_l ; 时延为 τ_l ; 多普勒因子为 a_l 。

经过以上信道, 在接收端去除循环前缀 CP、进行 FFT 解调后的 CP-OFDM 接收信号可表示为

$$\mathbf{z} = \underbrace{\sum_{l=1}^L \xi_l \mathbf{\Gamma}_l A_l \mathbf{s}}_{\mathbf{H}} + \mathbf{w}$$

$$\xi_l = A_l e^{-j2\pi f_c \tau_l}, A_l[k, k] = e^{-j2\pi \frac{k}{T} \tau_l} \quad (2)$$

$$\mathbf{\Gamma}_l[k, m] = e^{j\pi(N-1)\beta_{k,m}^{(l)}} \frac{\sin(\pi N \beta_{k,m}^{(l)})}{N \sin(\pi \beta_{k,m}^{(l)})}$$

$$\beta_{k,m}^{(l)} = \frac{1}{N} [T a_l f_c + m(1+a_l) - k]$$

式中: \mathbf{z} 为接收符号向量; \mathbf{s} 为发送符号向量; \mathbf{w} 为噪声向量; ξ_l 为每径的复增益; k 、 m 为子载波索引。

在有限多普勒扩展信道中, 多普勒因子 a_l 较小, 从而子载波间干扰范围较为有限。因此, 多普勒矩阵 $\mathbf{\Gamma}_l$ 可以近似认为是带限矩阵, 等效信道矩阵 \mathbf{H} 也是带限的。假设该带限矩阵的单边宽度(多普勒深度)为 D , 由式(2)可得

$$\mathbf{z}[k] = \sum_{i=-D}^D \mathbf{H}[k, (k+i)_{\text{mod } N}] \mathbf{s}[k+i] + \mathbf{w}[k] \quad (3)$$

因此, 可以认为每个子载波的 ICI 主要来自于 $2D$ 个相邻的子载波, 信道矩阵 \mathbf{H} 仅在主对角线和主对角线附近的 $2D$ 个次对角线处有非零值。多普勒深度 D 的取值可以权衡信道均衡的性能和计算复杂度。

2 基于多项式拟合的接收算法

2.1 多项式拟合

式(2)中, 多普勒矩阵 $\mathbf{\Gamma}_l$ 对角线上元素为 $\mathbf{\Gamma}_l[k, k+d]$, $d = [-D, \dots, D]$ 。当多普勒因子 a_l 较小时, $\beta_{k,k+d}^{(l)}$ 随子载波索引 k 变化缓慢, 而在相邻子载波索引间变化更是微小, 此时

$$\beta_{k,k+d}^{(l)} = \frac{1}{N} [T a_l f_c + d(1+a_l) + a_l k] \approx \frac{1}{N} [T a_l f_c + d + a_l k] \quad (4)$$

令 $\gamma_k^{(l)} = T a_l f_c + a_l k$, 可将 $\mathbf{\Gamma}_l[k, k+d]$ 的实部近似表示为

$$\text{Re}[\mathbf{\Gamma}_l[k, k+d]] \approx \cos(\pi N \beta_{k,k+d}^{(l)}) \frac{\sin(\pi N \beta_{k,k+d}^{(l)})}{N \pi \beta_{k,k+d}^{(l)}} = \cos(\pi \gamma_k^{(l)}) \frac{\sin(\pi \gamma_k^{(l)})}{\pi \gamma_k^{(l)} + d\pi} \quad (5)$$

令 $\Delta k = \gamma_k^{(l)} / a_l = T f_c + k$, 通过泰勒展开, 可将 $\mathbf{\Gamma}_l[k, k+d]$ 的实部展开为多项式函数

$$\text{Re}[\mathbf{\Gamma}_l[k, k+d]] \approx \frac{a_l \Delta k}{d} - \frac{a_l^2 \Delta k^2}{d^2} - \frac{(2\pi^2 d^2 - 3) a_l^3 \Delta k^3}{3d^3} + O(a_l^4 \Delta k^4) \quad (6)$$

特别地, 当 $d=0$ 时, $\mathbf{\Gamma}_l[k, k]$ 的实部展开为

$$\text{Re}[\mathbf{\Gamma}_l[k, k]] \approx \cos(\pi \gamma_k^{(l)}) \frac{\sin(\pi \gamma_k^{(l)})}{\pi \gamma_k^{(l)}} = 1 - \frac{2\pi^2 a_l^2 \Delta k^2}{3} + \frac{2\pi^4 a_l^4 \Delta k^4}{15} + O(a_l^6 \Delta k^6) \quad (7)$$

$\mathbf{\Gamma}_l[k, k+d]$ 的虚部 $\text{Im}[\mathbf{\Gamma}_l[k, k+d]]$ 同理展开为

$$\text{Im}[\mathbf{\Gamma}_l[k, k+d]] \approx \frac{\pi a_l^2 \Delta k^2}{d} - \frac{\pi a_l^3 \Delta k^3}{d^2} + O(a_l^4 \Delta k^4) \quad (8)$$

特别地, 当 $d=0$ 时, $\text{Im}[\mathbf{\Gamma}_l[k, k]]$ 展开为

$$\text{Im}[\mathbf{\Gamma}_l[k, k]] \approx \pi a_l \Delta k - \frac{\pi^3 a_l^3 \Delta k^3}{3} + O(a_l^4 \Delta k^4) \quad (9)$$

多普勒因子 a_l 较小时通常在 $10^{-5} \sim 10^{-4}$ 量级, 常见的 OFDM 子载波数 N 不大于 10^3 量级。由公式(4)-(9), $\Delta k = T f_c + k = \frac{N}{B} f_c + k$, 可以认为 Δk 与 N 处于相同的量级。由于多普勒因子 a_l 远小于子载波数的倒数 $\frac{1}{N}$, $\mathbf{\Gamma}_l[k, k+d]$ 泰勒展开式的高阶项

随着阶数升高快速趋于零, 因此 $\mathbf{\Gamma}_l[k, k+d]$ 的实虚部可近似为有限阶数的多项式函数。通常, 选择二项式函数即可取得良好的近似效果。

图 1 给出了常见系统参数下 $\mathbf{\Gamma}[k, k+1]$ 随子载波索引 k 的变化情况, 分别对应了多普勒速度 0.7 m/s 和 -0.5 m/s 的 2 条径。可以看出, 子载波间干扰项的实虚部变化较缓, 这说明了用多项式函数近似的可行性。

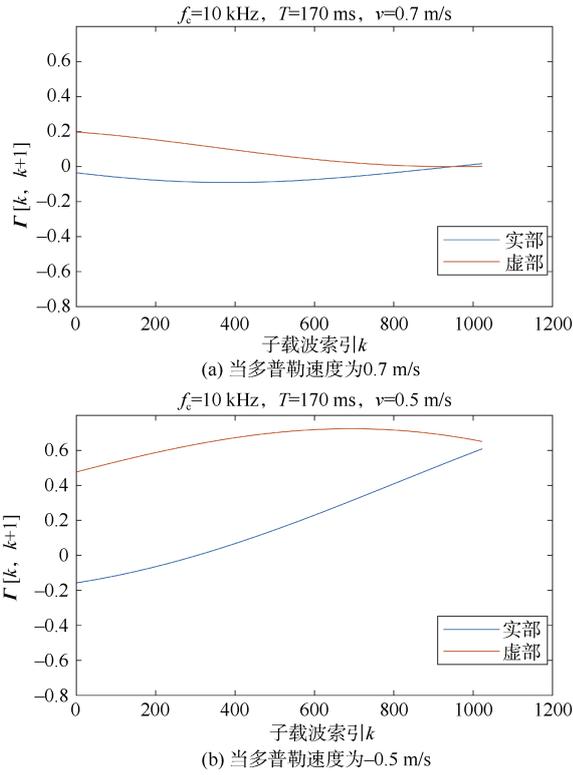


图 1 子载波间干扰项 $\Gamma[k, k+1]$ 变化情况

Fig. 1 Variations of disturbance item between subcarriers $\Gamma[k, k+1]$

2.2 多项式系数求解

本文所提算法采用如图 2 所示的 OFDM 导频设计, 将连续导频与均匀导频相结合, 设起始连续导频的长度为 N_t , 均匀导频间隔为 N_d 。

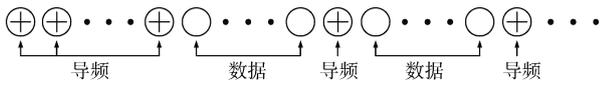


图 2 导频设计

Fig. 2 Pilot design

共 N 个子载波被分为不重叠的导频集合 \mathbb{P} 和数据集合 \mathbb{D} , 大小为 $N \times 1$ 的导频向量 \mathbf{s}_p 初始化为

$$\mathbf{s}_p[k] = \begin{cases} \mathbf{s}[k], & k \in \mathbb{P} \\ 0, & \text{其它} \end{cases} \quad (10)$$

对于分簇的多径信道, 假设所有多径共分为 N_C 簇, 在每簇 C_i 中有 L_{C_i} 条多径, 每簇内多径的多普勒近似相等。信道中多径总数满足 $L = \sum_{i=1}^{N_C} L_{C_i}$ 。公式 (2) 中的等效 CP-OFDM 接收信号可表示为

$$\mathbf{z} = \underbrace{\sum_{i=1}^{N_C} \sum_{l=1}^{L_{C_i}} \xi_l^{(C_i)} \mathbf{\Gamma}^{(C_i)} \mathbf{A}_l^{(C_i)}}_{\mathbf{H}} \mathbf{s} + \mathbf{w} \quad (11)$$

式中: $\xi_l^{(C_i)}$ 、 $\mathbf{A}_l^{(C_i)}$ 为 C_i 簇内第 l 条多径的复增益和时延矩阵; $\mathbf{\Gamma}^{(C_i)}$ 为 C_i 簇的多普勒矩阵。

通过 n 次多项式近似 $\mathbf{\Gamma}^{(C_i)}[k, k+d]$, 设 $\mathbf{p}_d^{(C_i)}$ 是多普勒矩阵 $\mathbf{\Gamma}^{(C_i)}$ 的第 d 条对角线的 n 次多项式系数向量

$$\mathbf{p}_d^{(C_i)} = [p_{d,0}^{(C_i)}, p_{d,1}^{(C_i)}, \dots, p_{d,n}^{(C_i)}]^T \quad (12)$$

$$\mathbf{b}^{(C_i)} = \left[(\mathbf{p}_{-D}^{(C_i)})^T, \dots, (\mathbf{p}_D^{(C_i)})^T \right]^T$$

式中: $\mathbf{b}^{(C_i)}$ 包含了 $\mathbf{\Gamma}^{(C_i)}$ 共 $2D+1$ 条对角线的 n 次多项式系数; $(\cdot)^T$ 代表矩阵转置。

根据公式 (11) 和 (12), 带限矩阵 $\mathbf{\Gamma}^{(C_i)} \mathbf{A}_l^{(C_i)} \mathbf{s}_p$ 可由多项式系数表示为

$$\mathbf{\Gamma}^{(C_i)} \mathbf{A}_l^{(C_i)} \mathbf{s}_p = \tilde{\mathbf{S}}_l^{(C_i)} \mathbf{T} \mathbf{b}^{(C_i)} \quad (13)$$

其中, $\tilde{\mathbf{S}}_l^{(C_i)}$ 为

$$\tilde{\mathbf{S}}_l^{(C_i)} = \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{s}}_{1,l}^{(C_i)} & & \\ & \ddots & \\ & & \tilde{\mathbf{s}}_{N,l}^{(C_i)} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{s}_l^{(C_i)} = \mathbf{A}_l^{(C_i)} \mathbf{s}_p \quad (14)$$

$$\tilde{\mathbf{s}}_{k,l}^{(C_i)} = [\mathbf{s}_l^{(C_i)}[k-D], \dots, \mathbf{s}_l^{(C_i)}[k], \dots, \mathbf{s}_l^{(C_i)}[k+D]]$$

矩阵 \mathbf{T} 为

$$\mathbf{T} = \begin{bmatrix} \mathbf{Q}_1 \\ \vdots \\ \mathbf{Q}_N \end{bmatrix}, \mathbf{Q}_k = \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{q}_k & & \\ & \ddots & \\ & & \mathbf{q}_k \end{bmatrix}}_{2D+1} \quad (15)$$

$$\mathbf{q}_k = [1, k-1, \dots, (k-1)^n]^T$$

由公式 (11) - (15), 求解多项式系数的基本方程可表示为

$$\mathbf{z} = \mathbf{M} \mathbf{v} + \mathbf{w} \quad (16)$$

其中,

$$\mathbf{M} = \left[\sum_{l=1}^{L_{C_1}} \xi_l^{(C_1)} \tilde{\mathbf{S}}_l^{(C_1)} \mathbf{T}, \dots, \sum_{l=1}^{L_{C_{N_C}}} \xi_l^{(C_{N_C})} \tilde{\mathbf{S}}_l^{(C_{N_C})} \mathbf{T} \right] \quad (17)$$

$$\mathbf{v} = [(\mathbf{b}_1^{(C_1)})^T, \dots, (\mathbf{b}_1^{(C_{N_C})})^T]^T$$

式 (17) 中: \mathbf{I}_L 为 $L \times L$ 的单位矩阵; 列向量 \mathbf{v} 中包含所有的多项式系数。

令 \mathbf{M}_k 和 \mathbf{z}_k 分别为 \mathbf{M} 和 \mathbf{z} 的子矩阵, 包含 $k - N_t$ 行到 $k - 1$ 行的全部元素, 通过最小二乘法 (LS) 可近似求得

$$\hat{\mathbf{v}} = (\mathbf{M}_k^H \mathbf{M}_k)^{-1} \mathbf{M}_k^H \mathbf{z}_k \quad (18)$$

式中, $(\cdot)^H$ 代表矩阵共轭转置。

2.3 频域均衡和多项式系数更新

本文所提算法迭代进行频域均衡和多项式系数更新, 算法流程图如图 3, 具体流程如下。

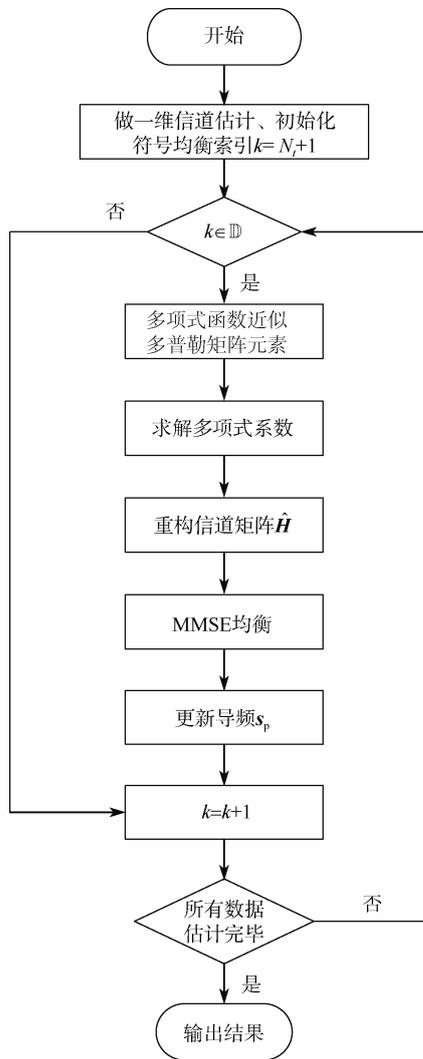


图 3 算法流程图

Fig. 3 Algorithm flow chart

步骤 1: 已知信道分簇的先验信息。通过均匀导频做一维信道估计, 利用有限多普勒扩展条件下

子 ICI 深度不大于导频间距的性质^[14], 得到信道的幅度估计值 $\hat{\zeta}_l$ 和时延估计值 $\hat{\tau}_l$ 。初始化符号均衡索引 $k = N_t + 1$ 。

步骤 2: 根据公式 (11) - (17), 由信道估计信息和导频向量 \mathbf{s}_p 建立求解多项式系数的基本方程, 用 LS 求解得到多项式系数 $\hat{\mathbf{v}}$ 。

步骤 3: 由公式 (18) 求得的多项式系数 $\hat{\mathbf{v}}$ 重建带限多普勒矩阵 $\mathbf{\Gamma}^{(C_i)}$, 并重构信道矩阵 $\hat{\mathbf{H}}$

$$\hat{\mathbf{\Gamma}}^{(C_i)}[k, k + d] = \mathbf{q}_k \hat{\mathbf{p}}_d^{(C_i)} \quad (19)$$

$$\hat{\mathbf{H}} = \sum_{i=1}^{N_C} \sum_{l=1}^{L_{C_i}} \hat{\zeta}_l^{(C_i)} \hat{\mathbf{\Gamma}}^{(C_i)} \hat{\lambda}_l^{(C_i)} \quad (20)$$

步骤 4: 由近似带限信道矩阵 $\hat{\mathbf{H}}$ 使用串行最小均方误差 (serial MMSE)^[4] 进行符号均衡, 令

$$\mathbf{z}_{k,D} = [\mathbf{z}[k - D], \dots, \mathbf{z}[k + D]]^T \quad (21)$$

$$\boldsymbol{\mu}_{k,D} = [\mathbf{s}_p[k - D], \dots, \mathbf{s}_p[k - 1], \boldsymbol{\mu}_k, \dots, \boldsymbol{\mu}_{k+D}]^T \quad (22)$$

$$\boldsymbol{\Sigma}_{k,D} = [\boldsymbol{\sigma}_{k-D}^2, \dots, \boldsymbol{\sigma}_{k+D}^2]^T \quad (23)$$

$$\hat{\mathbf{H}}_{k,D} = \hat{\mathbf{H}}[k - D : k + D, k - 2D : k + 2D] \quad (24)$$

式中: $\boldsymbol{\mu}_k$ 和 $\boldsymbol{\sigma}_k^2$ 为发送符号 $\mathbf{s}[k]$ 的均值和方差, 定义为 $\boldsymbol{\mu}_k = E(\mathbf{s}[k])$, $\boldsymbol{\sigma}_k^2 = \text{Cov}(\mathbf{s}[k], \mathbf{s}[k])$ 。由发送符号的先验信息, $\boldsymbol{\mu}_k = \mathbf{0}$, $\boldsymbol{\sigma}_k^2 = E_s$, E_s 为发送符号的平均能量。

令 $\hat{\mathbf{h}}_{k,D}$ 是 $\hat{\mathbf{H}}_{k,D}$ 的第 k 列, $\hat{\mathbf{H}}_{k,D}^-$ 为 $\hat{\mathbf{H}}_{k,D}$ 去除了第 k 列, $\boldsymbol{\mu}_{k,D}^-$ 和 $\boldsymbol{\Sigma}_{k,D}^-$ 为 $\boldsymbol{\mu}_{k,D}$ 、 $\boldsymbol{\Sigma}_{k,D}$ 去除了第 k 个元素。第 k 个数据符号估计 $\hat{\mathbf{s}}[k]$ 为

$$\hat{\mathbf{s}}[k] = \mathbf{f}_k^H (\mathbf{z}_{k,D} - \hat{\mathbf{H}}_{k,D}^- \boldsymbol{\mu}_{k,D}^-) \quad (25)$$

$$\mathbf{f}_k = \hat{\mathbf{h}}_{k,D} \times$$

$$\left[\hat{\mathbf{h}}_{k,D} \hat{\mathbf{h}}_{k,D}^H + \frac{\hat{N}_0}{E_s} \mathbf{I}_{2D+1} + \frac{1}{E_s} \hat{\mathbf{H}}_{k,D}^- \boldsymbol{\Sigma}_{k,D}^- (\hat{\mathbf{H}}_{k,D}^-)^H \right]^{-1} \quad (26)$$

式中: $k \in \mathbb{D}$; $(\cdot)^{-1}$ 代表矩阵求逆; \hat{N}_0 为噪声估计功率; \mathbf{I}_{2D+1} 为 $(2D+1) \times (2D+1)$ 的单位矩阵。

步骤 5: 在求得第 k 个数据符号的估计后, 更新导频

$$\mathbf{s}_p[k] = \hat{\mathbf{s}}[k] \quad (27)$$

步骤 6: $k = k + 1$, 重复步骤 (2) 至步骤 (5) 直到所有数据符号估计完毕。

2.4 信道分簇先验信息

通常在水声 OFDM 信号传输之前会发送一段线性调频信号来探测信道,通过接收线性调频信号与本地信号的相关粗略地估计信道多径时延。借助线性调频信号,使用 K-means^[15-16]等算法即可得到信道时延分布区域等先验信息。

3 仿真分析

为了说明本算法的可行性,本文在水声多径信道环境下进行了仿真分析。仿真采用的 CP-OFDM 系统总子载波数 $N=1\ 024$,符号时长 $T=170.7\text{ ms}$,循环前缀长度 $T_{\text{cp}}=43\text{ ms}$,带宽 $B=6\text{ kHz}$,中心频率 $f_c=10\text{ kHz}$,连续导频长度 $N_t=128$,均匀导频间隔 $N_d=4$,数据子载波总数 $K_d=672$ 。

仿真采用如图 4 所示的多径信道。信道中特征径由 Bellhop^[17]在浅海环境设定下产生,收发端均处于 40 m 深度,相距 1 km,海水深度 100 m。信道中簇内的其余多径时延服从高斯分布。假设收发端水平匀速相对运动,相对速度 3 m/s,在针对主径的多普勒补偿后,簇内多普勒因子取 $a_{C_1}=0$, $a_{C_2}=8.82\text{e}-5$, $a_{C_3}=1.18\text{e}-4$ 。

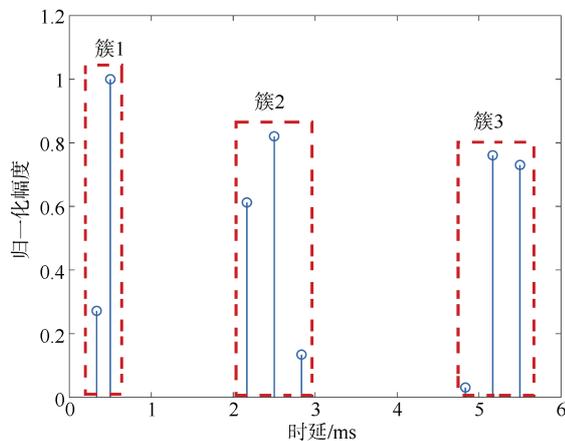


图 4 仿真多簇信道

Fig. 4 Simulated clustered channel

图 5 为本文所提算法与一维、二维估计均衡方法的误比特率仿真对比结果。其中,信道编码使用码率为 1/2 的 LDPC 码,数据符号采用 16 正交幅度调制 (16-QAM),符号平均能量 $E_s=1$ 。一维信道估计使用正交匹配追踪 (OMP) 算法实现。本文

所提算法多项式阶数选择 $n=2$,多普勒深度取 $D=3$ 。基于本文算法相同的导频分布,二维估计均衡使用二维 OMP 估计得信道矩阵 \hat{H} 后,使用同样的 $D=3$ 的串行最小均方误差方法进行均衡。

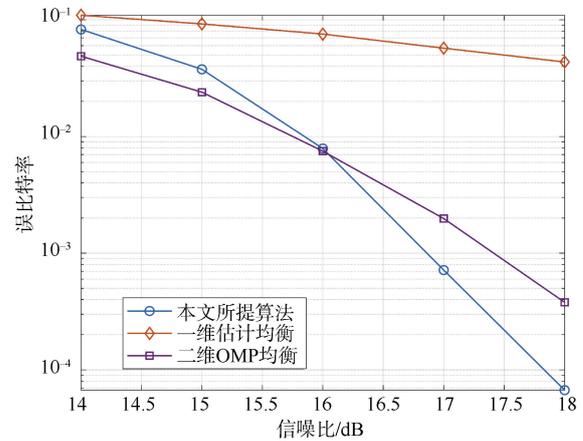


图 5 仿真误比特率

Fig. 5 Simulated BER

由图 5 仿真结果可知,本文基于多项式拟合的接收算法相比基于相同导频数量的传统一维信道估计均衡方法取得了明显更优的性能。相比二维估计均衡方法,在信噪比小于 16 dB 时,本文算法由于一维信道估计、多项式拟合误差导致的差错传播等问题,性能弱于传统的二维估计均衡方法。当信噪比高于 16 dB 时,本算法能很好地追踪多普勒矩阵元素的变化,迭代进行频域均衡和多项式系数更新,性能比传统二维估计均衡方法更优。

4 结束语

在水声双扩展信道条件下,为了对抗子载波间干扰,传统方法需要对信道进行复杂的二维估计。针对有限多普勒扩展的信道条件,本文提出的基于多项式拟合的接收算法充分利用信道先验信息,用多项式函数近似多普勒矩阵元素变化,仅需一维估计即可实现较好的性能。仿真结果显示,本算法能有效对抗子载波间干扰,相比相同导频数量的一维估计均衡方法性能增益明显。相比二维的方法,本算法在高信噪比条件下性能更加优异。未来将考虑在海洋环境进行现场实验以进一步验证该算法的性能。

参考文献

- [1] STOJANOVIC M, PREISIG J. Underwater acoustic communication channels: propagation models and statistical characterization[J]. IEEE Communications Magazine, 2009, 47 (1): 84-89.
- [2] HAN J W, KIM S Y, KIM K M, et al. Design of OFDM system for high speed underwater communication[C]// 2009 International Conference on Computational Science and Engineering. Vancouver: IEEE, 2009.
- [3] FRASSATI F, LAFON C, LAURENT P A, et al. Experimental assessment of OFDM and DSSS modulations for use in littoral waters underwater acoustic communications[C]// Europe Oceans 2005. Brest: IEEE, 2005.
- [4] SCHNITER P. Low-complexity equalization of OFDM in doubly selective channels[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2004, 52 (4): 1002-1011.
- [5] BEYGI S, MITRA U. Multi-scale multi-lag channel estimation using low rank approximation for OFDM[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2015, 63 (18): 4744-4755.
- [6] QIAO G, SONG Q J, MA L, 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.
- [7] ZHAO S D, YAN S F, XI J Y. Adaptive turbo equalization for differential OFDM systems in underwater acoustic communications[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2020, 69(11): 13937-13941.
- [8] HAN J, ZHANG L L, ZHANG Q F, et al. Eigendecomposition-based partial FFT demodulation for differential OFDM in underwater acoustic communications[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2018, 67 (7): 6706-6710.
- [9] LI B S, ZHOU S L, 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.
- [10] HUANG J Z, ZHOU S L, HUANG J, et al. Progressive inter-carrier interference equalization for OFDM transmission over time-varying underwater acoustic channels[J]. IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing, 2011, 5 (8): 1524-1536.
- [11] ZHAO S D, YAN S F, XI J Y. Bidirectional soft-decision feedback equalization for OFDM systems[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2020, 9 (8): 1283-1286.
- [12] GENG X Y, ZIELINSKI A. An eigenpath underwater acoustic communication channel model[C]// OCEANS'95 MTS/IEEE. San Diego: IEEE, 1995.
- [13] WANG Z H, ZHOU S L, PREISIG J C, et al. Clustered adaptation for estimation of time-varying underwater acoustic channels[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2012, 60 (6): 3079-3091.
- [14] WAN L, QIANG X Z, MA L, et al. Accurate and efficient path delay estimation in OMP based sparse channel estimation for OFDM with equispaced pilots[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2018, 8 (1): 117-120.
- [15] HARTIGAN J A, WONG M A. Algorithm AS 136: a K-means clustering algorithm[J]. Journal of the Royal Statistical Society Series C (Applied Statistics), 1979, 28 (1): 100-108.
- [16] LLOYD S. Least squares quantization in PCM[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 1982, 28 (2): 129-137.
- [17] PORTER M B. The BELLHOP manual and user's guide: preliminary draft[M]. La Jolla: Heat, Light, and Sound Research, Inc., 2011.

(责任编辑: 张曼莉)