

# 水声信道频域 Turbo 均衡的期望传播改进算法

姜 斌<sup>1,2</sup>, 唐 禹<sup>1</sup>, 包建荣<sup>1</sup>, 唐向宏<sup>1</sup>, 刘 超<sup>1</sup>

(1. 杭州电子科技大学通信工程学院, 浙江杭州 310018; 2. 杭州电子科技大学电子信息学院, 浙江杭州 310018)

**摘要:** 针对水声信道带限, 稀疏及长时延特性, 并考虑水声实时高质量通信需求, 提出了一种基于期望传播 (Expectation Propagation, EP) 的迭代信道估计和频域 Turbo 均衡 (EP based Iterative Channel Estimation-Frequency of Domain Turbo Equalization, EP-ICE-FDTE) 算法. 其利用 EP 算法迭代估计传输符号的先验及后验分布, 并将后验概率软映射符号提升信道估计精度. 故该 EP 通过优化符号概率估计和信道估计, 使 Turbo 均衡的干扰消除性能得到提高. 此外, 为了降低系统时延, 还利用低复杂度频域 Turbo 均衡处理接收信号. 仿真表明: 所提 EP-ICE-FDTE 算法能实现更优的接收信号恢复效果. 在静止和时变水声信道, 该算法较目前较好的迭代信道估计-频域判决反馈的频域 Turbo 均衡 (Iterative Channel Estimation-Frequency Domain Decision Feedback-Frequency Domain Turbo Equalization, ICE-FDDF-FDTE) 算法, 分别有 3.4 dB, 1.3 dB 性能增益.

**关键词:** 水声通信; 期望传播算法; 软迭代信道估计; 频域 Turbo 均衡

中图分类号: TN911

文献标识码: A

文章编号: 0372-2112(2022)03-0652-11

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn>

DOI: 10.12263/DZXB.20210183

## Improved Expectation Propagation Algorithm of Frequency Domain Turbo Equalization for Underwater Acoustic Channels

JIANG Bin<sup>1,2</sup>, TANG Yu<sup>1</sup>, BAO Jian-rong<sup>1</sup>, TANG Xiang-hong<sup>1</sup>, LIU Chao<sup>1</sup>

(1. School of Communication Engineering, Hangzhou Dianzi University, Hangzhou, Zhejiang 310018, China;

2. School of Electronic Information, Hangzhou Dianzi University, Hangzhou, Zhejiang 310018, China)

**Abstract:** According to the band-limited, sparse and long-delay characteristics of the underwater acoustic (UWA) channels, and considering the requirements for real-time high-quality UWA communication, an expectation propagation (EP) based iterative channel estimation and frequency domain turbo equalization (EP-ICE-FDTE) algorithm is proposed. The EP is used to iteratively estimate the a priori and a posteriori distribution of the transmitted symbols, and the posteriori probability soft-mapped symbols are used to improve the accuracy of channel estimation. Therefore, EP improves the performance of Turbo equalization interference cancellation by optimizing symbol probability and channel estimation. Simulations indicate that the proposed algorithm obtains better received signal recovery than those of traditional ones. The proposed EP-ICE-FDTE obtains 3.4 dB, 1.3 dB performance gains, when compared with those of the currently well iterative channel estimation-frequency domain decision feedback-frequency domain Turbo equalization (ICE-FDDF-FDTE) in static and time-varying UWA channels, respectively.

**Key words:** underwater acoustic communications; EP algorithm; soft iterative channel estimation; frequency domain Turbo equalization

### 1 引言

水声信道往往具有长时延及多径衰落等特性, 使接收信号易出现严重码间串扰问题. 外加水声信道窄带特性, 须采用有限训练序列来高质量地恢复接收信

号<sup>[1]</sup>. 因此, 复用软信息的联合迭代信道估计的 Turbo 均衡受到了广泛关注<sup>[2]</sup>. 在采用迭代信道估计的 Turbo 类算法<sup>[3]</sup>基础上, 引入了自优化变步长控制因子, 并内嵌锁相环, 有效补偿了多普勒效应导致的相位偏移, 较

收稿日期: 2021-01-28; 修回日期: 2021-04-19; 责任编辑: 梅志强

基金项目: 国家自然科学基金(No.U1809201); 浙江省自然科学基金(No.LY20F010010); 浙江省属高校基本科研业务费专项资金项目(No.GK209907299001-003).

好改进了信号抗干扰性能<sup>[4]</sup>. 其后,为了提高有限训练序列下的 Turbo 均衡收敛性能,还可将信息块划分为多个传输子块,复用每子块的均衡或译码外信息,来提高均衡性能<sup>[5]</sup>. 最近,联合范数约束的稀疏自适应算法执行稀疏信道识别的 Turbo 均衡方法在水声信道中得到测试:因基于稀疏范数的信道估计能更好地识别水声稀疏信道,获得了更优接收性能<sup>[6]</sup>. 上述方案主要利用了基于迭代信道估计的精确线性均衡(Iterative Channel Estimation Exact Linear Equalization, ICE-Exact-LE). 但因需逐符号更新滤波系数,导致计算复杂度高. 为了降低时域 Turbo 均衡计算量,出现了基于时不变滤波的软反馈(Soft Feedback Equalization, SFE) Turbo 均衡<sup>[7]</sup>. 但其存在初始化先验分布估计困难等问题. 为此,出现了利用传统线性均衡初始化参数,并分别估计因果和非因果的软干扰消除的均衡(Soft Interference Cancellation Equalization, SICE)方法. 它利用时不变滤波系数处理接收信号,无需逐符号更新滤波系数,具有较低复杂度和良好性能增益<sup>[8]</sup>. 此外,将接收信号转换至频域处理亦获得广泛关注. 首先,出现了串行干扰消除(SIC)的频域 Turbo 均衡(Soft Interference Cancellation Frequency Domain Turbo Equalization, SIC-FDTE). 该算法利用逐层递进方式处理水声干扰,较好消除了水声干扰. 但因需逐符号更新滤波系数,复杂度较高<sup>[9]</sup>. 为此,基于迭代信道估计的频域判决反馈-频域 Turbo 均衡算法(Iterative Channel Estimation-Frequency Domain Decision Feedback-Frequency Domain Turbo Equalization, ICE-FDDF-FDTE)被提出<sup>[10]</sup>. 该类算法以信息块为最小单位处理接收信号,具有低复杂度,加之复用译码外信息来执行信道估计,可有效纠正水声多普勒造成的相位偏移. 为了继续提高频域 Turbo 均衡性能,贝叶斯准则的后验估计方法被用于频域 Turbo 均衡,且实验验证了其有效提高均衡的优异效果<sup>[11]</sup>.

近来,期望传播(Expectation Propagation, EP)作为利用简单分布近似复杂分布的机器学习方法在信号检测方面获得广泛应用<sup>[12][13]</sup>. 块期望传播(Blok EP, BEP)均衡算法是最早针对强串扰信道的 EP 辅助的 Turbo 均衡算法<sup>[14]</sup>. 在强串扰信道下, BEP 算法性能优于精确线性均衡(Exact Linear Equalization, Exact-LE)算法. 但因处理整个信息块,复杂度过高. 为此,又出现了利用滑动窗分解大矩阵的滤波期望传播(EP-Filter Type, EP-FT)均衡<sup>[15]</sup>,降低计算量. 因此,为了保证较低复杂度和性能的折中,可将 EP 与频域均衡结合应用于 5G 多用户检测等场合,较传统检测更优<sup>[16]</sup>.

本文主要将结合 EP 的 Turbo 均衡算法扩展至水声通信实践. 针对水声通信带限,稀疏及长时延特性,并考虑水声实时性等需求,提出了一种基于 EP 联合迭代

信道估计的频域 Turbo 均衡(Expectation Propagation (EP) based Iterative Channel Estimation of Frequency Domain Turbo Equalization, EP-ICE-FDTE)算法. 信道估计为计算量小的选择性迫零成比例归一化最小均方(Selective Zero Attracting Improved Proportional Normalized Least Mean Square, SZA-IPNLMS)<sup>[17]</sup>. 因 EP 算法迭代估计传输符号真实后验,将后验软映射为符号,符号可靠度较高,从而该符号可充当软迭代信道估计的训练序列. 故信道估计随 EP 自迭代后验估计精度的提高而提高. 此外,为了降低系统时延,利用频域均衡处理接收信号, EP 通过提高先验反馈符号及信道估计可靠性,从而提高接收信号的还原性能.

## 2 系统模型

针对单载波传输系统,设待传输信息块数目为  $K_b$ , 每个信息块包含信息长度为  $N$  的信息序列  $\mathbf{b}=[b_1, b_2, \dots, b_N]^T$ . 该信息序列经编码交织得码字序列  $\mathbf{d}$ . 此后,经交织得到码字  $\mathbf{c}$ . 再经符号调制后,得到序列:  $\mathbf{x}=[x_1, x_2, \dots, x_K]^T, x_k \in A$ . 其中,  $A=\{\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_Q\}$  表示调制符号映射集合, 设  $x_k$  对应调制符号为  $\alpha_q$ , 且对应  $M_q$  位码字  $\mathbf{c}_k^q=[c_{k,1}^q, c_{k,2}^q, \dots, c_{k,M_q}^q]$ ,  $c_{k,j}^q \in \{0, 1\}$ ,  $M_q = \log_2 Q$ . 其后,将调制符号与伪随机序列组帧,将该信息序列调制到通带,并利用换能器发射出去,并利用水听器接收信号.

设水声信道阶数为  $L$ , 接收信号经同步抽样. 则第  $k$  个接收符号有下式:

$$y_k = \sum_{l=1}^L h_l x_{k-l} + w_k, k=1, \dots, K \quad (1)$$

其中,  $\mathbf{y}=[y_1, y_2, \dots, y_K]^T$  为接收信号序列,  $\mathbf{h}=[h_1, h_2, \dots, h_L]^T$  为时域信道状态序列,  $\mathbf{w}=[w_1, w_2, \dots, w_K]^T$  为水声信道噪声序列,  $w_k \sim \text{CN}(0, \sigma_w^2)$ .  $\mathbf{H}=[H_1, H_2, \dots, H_k]^T$ ,  $\mathbf{Y}=[Y_1, Y_2, \dots, Y_k]^T$  以及  $\mathbf{W}=[W_1, W_2, \dots, W_k]^T$  主要由  $\mathbf{y}$ ,  $\mathbf{h}$  和  $\mathbf{w}$  做长为  $K$  的 DFT 变换得到, 则第  $k$  个频率上的接收信号可表示为:

$$Y_k = H_k X_k + W_k \quad (2)$$

则 EP-ICE-FDTE 结构如图 1 所示.

在初始化 EP-ICE-FDTE 时,先利用训练序列  $\mathbf{x}_{ts}$  估计信道状态信息,考虑水声信道的长时延、稀疏及时变特性,采用计算量小、结构简单具有信号跟踪特性的 SZA-IPNLMS 执行信道估计,得到水声信道抽头系数  $\hat{\mathbf{h}}$  及传输噪声  $\hat{\sigma}_w^2$ ; 其后,将信道抽头系数  $\hat{\mathbf{h}}$  做 DFT 变换得频域信道系数  $\hat{\mathbf{H}}$  输入至频域均衡(Frequency Domain Equalization, FDE)中处理接收信号  $\mathbf{y}$ , 利用 EP 迭代估计传输符号分布. 再基于估计得到高可靠的后验均值  $\hat{\mathbf{x}}$ , 并执行信道估计,因而 EP 从符号分布及信道估计该

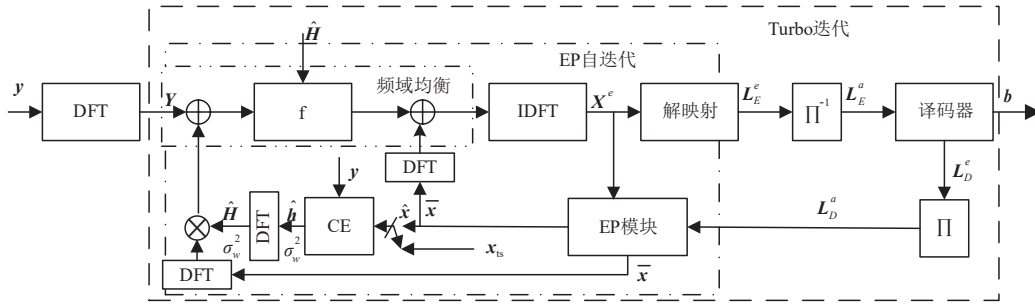


图1 基于EP联合迭代信道估计的频域Turbo均衡

两方面提高FDE的干扰消除能力;当达到EP优化的最大迭代次数 $S_{\max}$ ,计算均衡外信息对数似然比 $L_E^e$ ,并将其作为译码器先验 $L_E^a$ 传输至译码器.若未达最大Turbo迭代次数 $T_{\max}$ ,译码器生成译码先验对数似然比 $L_D^a$ ,充当EP自迭代模块的先验.因有可靠先验输入,基于EP符号分布及信道估计精度亦随之提高.因此,频域均衡干扰消除性能得到显著提高.重复上述步骤,当达到最大Turbo迭代次数 $T_{\max}$ 时,输出译码比特 $\hat{b}$ .

### 3 稀疏信道估计

如上所述因水声信道的长时延,时变稀疏特性,可利用SZA-IPNLMS执行稀疏信道估计,则信道估计更新表述为下式:

$$e_k = y_k - \hat{h}_k x_k \quad (3)$$

$$\hat{h}_k = \hat{h}_{k-1} + \mu \frac{e_k^* \Theta_{k-1} x_k}{x_k^T \Theta_{k-1} x_k + \delta} - Q_{k-1} \bar{h}_{k-1} \quad (4)$$

$$\Theta_{k-1} = \text{diag}(\theta_{k-1}^1, \dots, \theta_{k-1}^L) \quad (5)$$

$$\theta_{k-1}^l = \frac{1-\alpha}{2L} + \frac{(1+\alpha)|\hat{h}_k^l|}{2(\|\hat{h}_k\|_1) + \varepsilon}, l = 1, 2, \dots, L \quad (6)$$

$$Q_k = \begin{cases} \gamma(1 - \frac{\|\hat{h}_k\|_p}{\beta\|\hat{h}_k\|_\infty}), & \frac{\|\hat{h}_k\|_p}{\|\hat{h}_k\|_\infty} < \beta \\ 0, & \frac{\|\hat{h}_k\|_p}{\|\hat{h}_k\|_\infty} \geq \beta \end{cases} \quad (7)$$

$$[\bar{h}_k]_p = \begin{cases} \frac{[\hat{h}_k]_p}{\|\hat{h}_k\|_p}, & [\hat{h}_k]_p \neq 0 \\ 0, & [\hat{h}_k]_p = 0 \end{cases} \quad (8)$$

其中, $|\cdot|$ 表示绝对值运算, $\|\cdot\|_1$ 表示 $l_1$ 范数, $\|\cdot\|_\infty$ 表示取 $\infty$ 范数, $|\cdot|_p$ 表示信道冲激响应第 $p$ 个抽头系数, $\text{diag}(\cdot)$ 表示对角化计算, $e_k$ 为信道估计偏差, $x_k = [x_{k,1}, x_{k,2}, \dots, x_{k,L}]^T$ 为训练序列或基于译码外信息软映射符号序列, $\hat{h}_k = [\hat{h}_k^1, \hat{h}_k^2, \dots, \hat{h}_k^L]^T$ 为第 $k$ 时刻的信道估计, $\bar{h}_k = [\bar{h}_k^1, \bar{h}_k^2, \dots, \bar{h}_k^L]^T$ 为基于抽头系数幅度的范数约束调整因子, $L$ 为信道阶数, $\mu$ 为步长参数, $\alpha$ 为调整因子,取值范

围 $[-1, 1]$ , $\varepsilon$ 是避免分母为0的参数, $\beta$ 为归一化阈值,取值范围 $[0, 1]$ .结合式(7)、式(8),不同于传统基于 $l_1$ 范数的硬阈值约束,SZA-IPNLMS依据归一化幅度比例系数约束信道抽头,避免了硬阈值造成有意义小抽头系数完全迫零.文献[17]验证了SZA-IPNLMS算法性能优于传统范数约束自适应类算法.故利用该算法来获得更优信道估计.

因此,将 $k$ 时刻的训练序列 $x_k = [x_{k,1}, x_{k,2}, \dots, x_{k,L}]^T$ 和译码器先验对数似然比软映射得到的符号序列 $\bar{x}_k = [\bar{x}_{k,1}, \bar{x}_{k,2}, \dots, \bar{x}_{k,L}]^T$ 代入式(4),即可估得第 $k$ 时刻信道抽头系数 $\hat{h}_k$ .基于对数似然比软映射得到的符号序列执行噪声方差估计时,需消除均衡处理的估计偏差 $v_k$ .故根据文献[4],噪声方差估计为:

$$\hat{\sigma}_w^2 = \begin{cases} \mu e_k e_k^* + (1-\mu)\hat{\sigma}_w^2, & t = 1 \\ \mu(e_k e_k^* - \mathbf{h}_{k-1}^T \mathbf{V}_k \mathbf{h}_{k-1}) + (1-\mu)\hat{\sigma}_w^2, & t \neq 1 \end{cases} \quad (9)$$

其中, $t$ 表示Turbo迭代次数, $t=1$ 表示Turbo均衡初始迭代, $\mathbf{V}_k = \text{diag}(\mathbf{v}_k)$ , $\mathbf{v}_k = \mathbf{I}_{L \times 1} - |\bar{x}_k|^2$ ,初始化噪声方差估计时 $\hat{\sigma}_w^2 = 0$ .

## 4 基于EP联合信道估计的频域Turbo均衡

### 4.1 基于MMSE准则的Turbo均衡

已知接收信号 $y$ ,关于传输信号 $x$ 的最大后验(Maximum A Posteriori, MAP)估计有下式:

$$\hat{x} = \arg \max_x p(\mathbf{x}|y) \quad (10)$$

根据式(1)所示的线性模型,式(11)可改写为:

$$p(\mathbf{x}|y) = \frac{p(y|\mathbf{x})p(\mathbf{x})}{p(y)} \propto \text{CN}(y; \hat{\mathbf{H}}_t \mathbf{x}, \hat{\sigma}_w^2 \mathbf{I}_K) p(\mathbf{x}) \quad (11)$$

其中, $\hat{\mathbf{H}}_t \in \mathbb{C}^{K \times (K+L-1)}$ 为循环信道矩阵,且第一行为 $[h_{L-1}, h_{L-2}, \dots, h_0, \mathbf{0}_{1 \times (K-L)}]^T$ ,信道抽头系数 $\hat{h}$ 及噪声 $\hat{\sigma}_w^2$ 利用第2节SZA-IPNLMS算法得到.

传统MAP估计的计算复杂度过高,使线性估计最小均方(Minimum Mean Square Error, MMSE)方法获得广泛应用.为了求近似解,MMSE准则假设传输符号先验 $p(\mathbf{x})$ 服从离散高斯分布.故根据贝叶斯准则,后验分布 $p(\mathbf{x}|y)$ 估计为:

$$p(\mathbf{x}|\mathbf{y}) \propto \text{CN}(\mathbf{y}; \hat{\mathbf{H}}\mathbf{x}, \hat{\sigma}_w^2 \mathbf{I}_K) \prod_{k=1}^K \text{CN}(x_k; \bar{x}_k, v_k) \quad (12)$$

传统线性 MMSE 均衡, 因无先验信息输入, 可直接假设  $p(\mathbf{x}) \sim \text{CN}(\mathbf{0}, \sigma_x^2 \mathbf{I}_K)$ , 且该处理方式对应 Turbo 迭代初始化处理.

当执行 Turbo 迭代时, 可将译码外信息充当先验, 提高均衡干扰消除能力. 关于译码外信息的对数似然比计算有下式:

$$L_D^e(d_{k,j}) = \log \frac{p(d_{k,j}=0|L_E^a(\mathbf{d}))}{p(d_{k,j}=1|L_E^a(\mathbf{d}))} - L_E^a(d_{k,j}) \quad (13)$$

交织式(13)求得的译码外信息, 充当均衡先验对数似然比  $L_D^a(c_{k,j})$ , 利用  $L_D^a(c_{k,j})$  估计传输符号  $x_k$  的先验分布  $p_D(x_k)$ , 于是有下式:

$$p_D(x_k) = \sum_{\alpha \in A} \delta(x_k - \alpha) \prod_{j=1}^{M_Q} p_D(c_{k,j} = \varphi_j(x)) \quad (14)$$

其中,  $\varphi_j(\cdot)$  表示映射符号  $x$  的第  $j$  位码字, 取“0”或“1”,  $\delta(\cdot)$  表示德尔塔函数. 因已知先验分布  $p_D(x_k)$ , 且呈离散分布, 其分布的均值  $\bar{x}_k$  及方差  $v_k$  由下式求得:

$$\bar{x}_k = \sum_{q=1}^Q \alpha_q \prod_{j=1}^{M_Q} (1 + (1 - 2c_{k,j}) \tanh(L_D^a(c_{k,j})/2)/2) \quad (15)$$

$$v_k = \sum_{\alpha \in A} |\alpha_q - E(x_k)|^2 p(x_k = \alpha) = 1 - |\bar{x}_k|^2 \quad (16)$$

由式(12), 后验分布  $p(\mathbf{x}|\mathbf{y})$  的矩计算为:

$$\Sigma_{\mathbf{x}|\mathbf{y}} = (\sigma_w^{-2} \mathbf{H}_t^H \mathbf{H}_t + \Sigma_x^{-1}) \quad (17)$$

$$\hat{\mathbf{x}} = \Sigma_{\mathbf{x}|\mathbf{y}}^{-1} (\sigma_w^{-2} \mathbf{H}_t^H \mathbf{y} + \Sigma_x^{-1} \bar{\mathbf{x}}) \quad (18)$$

其中,  $\Sigma_x = \sigma_x^2 \mathbf{I}_K$ ,  $\Sigma_{\mathbf{x}|\mathbf{y}} = \Gamma_K \mathbf{I}_K$ ,  $\Gamma_K = \text{diag}([\gamma_1, \gamma_2, \dots, \gamma_K]^T)$ . 因已知后验分布的矩, 可设后验服从高斯分布, 则输出的均衡外信息为:

$$L_E^e(c_{k,j}) = \ln \frac{\sum_{\alpha_q \in A^0} P(x_k = \alpha_q | \mathbf{y})}{\sum_{\alpha_q \in A^1} P(x_k = \alpha_q | \mathbf{y})} - L_D^a(c_{k,j}) \quad (19)$$

## 4.2 所提 EP-ICE-FDTE 算法

因传输符号的离散特性, 真实后验服从非高斯分布造成难求解. 而 MMSE 准则假设后验满足复高斯分布, 造成了估计性能损失. EP 算法利用简单的指数族分布来迭代近似复杂的后验分布. 即迭代优化局部逼近全局真实后验值, 提高了后验估计精度和均衡性能.

因 Turbo 迭代提供可靠的译码外信息充当均衡先验, 根据贝叶斯准则, 第  $l$  次 EP 自迭代后验分布  $\hat{p}^l(\mathbf{x}|\mathbf{y})$  估计有下式:

$$\hat{p}^l(\mathbf{x}|\mathbf{y}) \propto p^{l-1}(\mathbf{y}|\mathbf{x}) \tilde{p}^l(\mathbf{x}) \quad (20)$$

其中,  $p^{l-1}(\mathbf{y}|\mathbf{x})$  与  $\tilde{p}^l(\mathbf{x})$  均为高斯近似因子,  $\tilde{p}^l(\mathbf{x}) \propto \text{CN}(\bar{\mathbf{x}}, \mathbf{v})$ ,  $p^{l-1}(\mathbf{y}|\mathbf{x}) \propto \text{CN}(\mathbf{x}^e, \mathbf{v}^e)$ ,  $l$  表示 EP 算法自迭代次数. 初始化迭代时即  $l=1$  时, 因无边缘分布信息

输入, 此时, 有:  $\mathbf{x}^e = \mathbf{0}$ ,  $\mathbf{v}^e = \text{Inf}$ . 即 EP 自迭代初始迭代执行的为 Turbo 迭代过程, 如 3.1 小节所述. 当  $l \neq 1$  时, 根据式(20), EP 第  $l$  次自迭代时, 第  $k$  个符号为  $\alpha_q$  的后验概率  $\hat{P}^l(x_k = \alpha_q | \mathbf{y})$  为:

$$\hat{P}^l(x_k = \alpha_q | \mathbf{y}) = \frac{1}{Z} \left( P^{l-1}(\mathbf{y} | x_k = \alpha_q) \tilde{P}^l(\alpha_q) \right) \quad (21)$$

其中,  $Z = \sum_{\alpha_q \in A} P^l(\mathbf{y} | x_k = \alpha_q) \tilde{P}^l(\alpha_q)$  为归一化因子, 后验分布  $\hat{p}^l(\mathbf{x}|\mathbf{y})$  的均值  $\hat{x}_k$  和方差  $\gamma_k$ , 有:

$$\hat{x}_k = \sum_{\alpha_q \in A} \alpha_q \hat{P}^l(x_k = \alpha_q | \mathbf{y}) \quad (22)$$

$$\gamma_k = \sum_{\alpha_q \in A} |\alpha_q|^2 \hat{P}^l(x_k = \alpha_q | \mathbf{y}) - |\hat{x}_k|^2 \quad (23)$$

因各个分布的方差在 EP 自迭代优化过程中, 会出现因过拟合而导致为负的情况. 故取  $\gamma_k$  的平均, 且有:

$$\gamma = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \gamma_k \quad (24)$$

将式(22)估计得到的后验分布估计充当训练序列, 在一定信噪比下, 可提高信道估计精度. 故改写式(4), 有:

$$\hat{\mathbf{h}}_k^l = \hat{\mathbf{h}}_{k-1}^l + \mu \frac{\mathbf{e}_k^{l*} \boldsymbol{\Theta}_{k-1}^l \hat{\mathbf{x}}_k^l}{\hat{\mathbf{x}}_k^{lT} \boldsymbol{\Theta}_{k-1}^l \hat{\mathbf{x}}_k^l + \delta} - \mathcal{Q}_{k-1}^l \bar{\mathbf{h}}_{k-1}^l \quad (25)$$

其中,  $l$  表示的是当前 EP 自迭代次数, 噪声误差  $\hat{\sigma}_w^{l/2}$  估计有下式:

$$\hat{\sigma}_w^2 = \begin{cases} \mu e_k e_k^* + (1 - \mu) \hat{\sigma}_w^2 & , l = 1 \\ \mu (e_k^l e_k^{l*} - \mathbf{h}_{k-1}^{lT} \mathbf{V}_k \mathbf{h}_{k-1}^{l*}) + (1 - \mu) \hat{\sigma}_w^{l/2} & , l \neq 1 \end{cases} \quad (26)$$

因后验分布已估计, 可估计先验分布的均值和方差. 由式(20), 优化先验分布  $p(\mathbf{x})$  估计为:

$$\tilde{p}^l(\mathbf{x}) \propto \hat{p}^l(\mathbf{x}|\mathbf{y}) / p^{l-1}(\mathbf{y}|\mathbf{x}) \quad (27)$$

根据高斯运算准则, 先验分布  $\tilde{p}^l(x_k)$  的均值和方差分别为:

$$v^l = ((1 - \beta_d) \frac{v^e \gamma}{v^e - \gamma} + \beta_d v^{l-1})^{-1} \quad (28)$$

$$\bar{x}_k^l = (1 - \beta_d) \frac{\hat{x}_k v^e - x_k^e \gamma}{v^e - \gamma} + \beta_d \bar{x}_k^{l-1} \quad (29)$$

其中, 设置阻尼因子  $\beta_d$ , 不仅可有效避免方差数值为负, 还可通过控制阻尼因子更新步长, 来保证系统稳定性.

将式(28)估计得到的  $\hat{\mathbf{h}}_k^l$  做 DFT 变换, 得频域信道抽头系数  $\hat{\mathbf{H}}$ . 将信道频域抽头系数  $\hat{\mathbf{H}}$  及噪声方差  $\hat{\sigma}_w^{l/2}$ , 代入式(26)和式(27), 得到先验矩. 同时, 将其输入至式(17), 式(18)中处理接收信号  $\mathbf{y}$ , 得到均衡符号  $\hat{x}_k$ , 即后验分布  $\hat{p}^l(x_k | \mathbf{y})$  的均值. 因式(19)存在求逆运算, 具有较高复杂度  $O(K^3)$ . 因此, 将接收信号转换至频域, 结合式(17)及式(18), 并做 IDFT 处理后, 有:

$$\Sigma_{xy} = (\sigma_w^{-2} \mathbf{F}^H \mathbf{H}^H \mathbf{H} \mathbf{F} + \mathbf{F}^H \Sigma_x^{-1} \mathbf{F}) \quad (30)$$

$$\hat{\mathbf{x}} = \Sigma_{xy}^{-1} (\sigma_w^{-2} \mathbf{F}^H \mathbf{H}^H \mathbf{Y} + \Sigma_{xy}^{-1} \bar{\mathbf{x}}) \quad (31)$$

其中,  $\mathbf{F}$  为离散傅里叶变换矩阵, 且有  $[\mathbf{F}]_{m,n} = (1/\sqrt{N}) \exp(-j2\pi mn/N)$ ,  $m, n = 1, 2, \dots, K$ , 设  $\mathbf{e}_k = [e_1, e_2, \dots, e_L]^T$ . 为了简化计算, 可依据矩阵运算及 woodbury 求逆公式<sup>[18]</sup>, 计算为:

$$\gamma^e = \mathbf{e}_k^H \Sigma_{xy} \mathbf{e}_k = \nu(1 - \nu\zeta) \quad (32)$$

$$\hat{\mathbf{X}}_k = \mathbf{e}_k^H \mathbf{F}_k \hat{\mathbf{x}} = \bar{X}_k + \nu^d \zeta_k^* (Y_k - \mathbf{H}_k^H \bar{X}_k) \quad (33)$$

该式即为基于 MMSE 准则估计后验分布  $\hat{p}(\mathbf{y}|\mathbf{x}) \propto \text{CN}(\hat{\mathbf{x}}, \gamma)$ , 由式(23)估计出先验分布, 再根据贝叶斯准则, 则估计边缘分布  $\hat{p}^l(\mathbf{y}|\mathbf{x})$  为:

$$\hat{p}^l(\mathbf{y}|\mathbf{x}) = \frac{\hat{p}(\mathbf{x}|\mathbf{y})}{\hat{p}^l(\mathbf{x})} \propto \frac{\text{CN}(\hat{\mathbf{x}}, \gamma)}{\text{CN}(\bar{\mathbf{x}}, \nu)} \quad (34)$$

由式(28)及高斯运算准则,  $p^l(\mathbf{y}|\mathbf{x})$  的均值和方差可由式(29)求得:

$$X_k^e = \frac{\bar{X}_k \nu - \bar{X}_k \gamma}{\nu - \gamma} = \bar{X}_k + f_k^* (Y_k - \mathbf{H}_k \bar{X}_k) \quad (35)$$

$$\nu^e = \frac{\nu \gamma^e}{\nu - \gamma^e} = \zeta^{-1} - \nu \quad (36)$$

其中,  $\bar{\mathbf{X}} = [\bar{X}_1, \bar{X}_2, \dots, \bar{X}_K]^T$  由  $\bar{\mathbf{x}}^l = [\bar{x}_1^l, \bar{x}_2^l, \dots, \bar{x}_K^l]^T$  做 DFT 变换得到, 而频域  $\mathbf{X}^e$  做长度为  $K$  的 IDFT 即可得  $p^l(\mathbf{y}|\mathbf{x})$  的时域均值  $x_k^e$ , 若未达到最大自迭代次数  $S_{\max}$ , 则将式(29)及式(30)反馈至式(21), 继续执行 EP 自迭代优化, 否则根据式(21)估计, 可后验求解均衡外信息对数似然比  $L_E^e(c_{k,j})$  为:

$$L_E^e(c_{k,j}) = \ln \frac{\sum_{\alpha_q \in A_q^0} \hat{p}^l(x_k = \alpha_q | \mathbf{y})}{\sum_{\alpha_q \in A_q^1} \hat{p}^l(x_k = \alpha_q | \mathbf{y})} - L_D^a(c_{k,j}) \quad (37)$$

将  $L_E^e(c_{k,j})$  解交织后充当译码器的先验  $L_E^a(d_{k,j})$ , 若未达到最大 Turbo 迭代次数, 则采用 LOG-MAP (LOG-arithm-Maximum A Posteriori) 准则, 输出均衡外信息, 如式(14)所示. 否则, 输出译码比特  $\hat{\mathbf{b}} = [\hat{b}_1, \hat{b}_2, \dots, \hat{b}_N]^T$ .

最后, 整个 EP-ICE-FDTE 算法的流程见算法 1 所示.

### 4.3 计算复杂度分析

均衡算法复杂度分析主要从均衡滤波系数、符号估计、均衡外信息及后验信息出发, 统计复数乘法运算次数<sup>[11]</sup>. 设 EP 自迭代的次数为  $S_{\max}$ , 符号长度即 DFT 长度为  $K$ . 时域 Turbo 均衡为降低计算复杂度, 利用滑动窗处理接收信号, Turbo 均衡前馈及反馈滤波长度分别为  $N_{w,1}, N_{w,2}, N_{w,1}, N_{w,2}$  设置与信道阶数  $L$  有关, 总长度为  $N_w = N_{w,1} + N_{w,2} + 1$ . 因传, 迭代信道估计复用译码先验更新信道状态, 因此计算量为  $KL$ ; 而 EP-ICE-FDTE 自迭代复用式(22)估得的  $\hat{\mathbf{x}}_k$  执行信道估计, 计算量为  $KLS_{\max}$ , 因此本文

#### 算法 1 基于 EP 联合迭代信道估计的 Turbo 频域均衡算法

- (1) 输入: 接收信号  $\mathbf{y}$ ;
- (2) 基于训练序列, 式(4)及式(9)可估计信道噪声方差  $\hat{\sigma}_w^2$  及信道抽头系数  $\hat{\mathbf{h}}$ ;
- (3) 初始化 Turbo 迭代, 此时先验对数似然比有  $L_D^a(c_{k,j}) = 0$ , 有  $\bar{x}_k = 0, \nu = 0$ ;
- (4) 设置最大的 Turbo 迭代次数为  $T_{\max}$ , EP 自迭代最大次数为  $S_{\max}$ .
- (5) Turbo 均衡:
- (6) FOR  $t = 1$  TO  $T_{\max}$  DO
- (7) 初始化 EP 自迭代, 因无边缘外信息  $L_E^a(c_{k,j}) = 0$  输入, 有  $x_k^e = 0, \nu^e = \text{Inf}$ ;
- (8) EP 自迭代:
- (9) FOR  $l = 1$  TO  $S_{\max}$  DO
- (10) 利用式(22)和(23)初步估计后验分布的均值  $\hat{\mathbf{x}}_k$  和方差  $\gamma$ ;
- (11) IF  $t \neq 1$  OR  $l \neq 1$  DO
- (12) 基于 EP 自迭代的后验估计, 利用式(25)、(26)更新信道抽头系数  $\hat{\mathbf{h}}^l$  及噪声方差  $\hat{\sigma}_w^{l,2}$ .
- (13) END IF
- (14) 利用式(29)和式(28)估计传输符号先验分布的均值  $\bar{x}_k^l$  和方差  $\nu^l$ ;
- (15) 将得到的先验均值  $\bar{x}_k^l$  和方差  $\nu^l$  输入至式(32)、(33)中处理接收信号  $\mathbf{y}$ ;
- (16) 式(32)、(33)是式(11)基于 MMSE 准则的近似后验估计的解, 根据式(35)、(36)可进一步迭代估计边缘分布的均值  $x_k^e$  及方差  $\nu^e$ .
- (17) END FOR
- (18) EP 自迭代优化完成, 依据式(37)计算均衡外信息  $L_E^e(c_{k,j})$ ;
- (19) 解交织均衡外信息  $L_E^e(c_{k,j})$ , 得译码先验信息  $L_E^a(d_{k,j})$ , 基于 LOG-MAP 准则输出译码外信息  $L_D^a(c_{k,j})$ , 并交织后充当均衡先验信息  $L_D^a(c_{k,j})$ ;
- (20) END FOR
- (21) 输出: 译码器解码输出的译码比特  $\hat{\mathbf{b}}$ .

所提方法较传统迭代信道估计计算量多  $(S_{\max} - 1)K$ . 因此, 本文 EP-ICE-FDTE 与其它算法的计算复杂度对比如表 1 所示:

如表 1 所示, 均衡方案的计算复杂度主要与数据序列的长度  $K$  及信道阶数  $L$  有关. 计算量主要利用数值模拟及控制变量的方法得到图 2、图 3, 图 2 为  $L=100$  时, 不同方案计算量与  $K$  的关系, 从图中可见, 计算量随数据序列的长度增加而增加, 但频域的计算量显著低于时域均衡. 其中, ICE-Exact-LE 因逐符号更新滤波系数, 计算量最高, 而 ICE-SICE 按信息块更新滤波抽头系数, 计算量较低. 此外, 根据图 2, 采用信息块的频域均衡计算量显著低于时域均衡. 图 3 为  $K=1024$  时, 计算量与  $L$  的关系, 时域均衡的  $N_w$  随  $L$  增加而增加, ICE-Exact-LE 的逐符号处理计算量最高, ICE-SICE 为时不变滤波, 从而计算量较 ICE-Exact-LE 有显著地降低. 但信道具有高时延特点时, ICE-SICE 的计算量显著高于频域方案.

表 1 不同均衡算法均衡接收符号的计算复杂度

Turbo 均衡	滤波矢量	符号估计	后验信息	均衡外信息
ICE-Exact-LE <sup>[5]</sup>	$(N_w^3/2 + (N_w + L)^2)K$	$(N_w + L)K$	—	$\frac{2^Q + 1}{2}$
ICE-SICE <sup>[8]</sup>	$3N_w^2 + N_w^3/2 + N_{w,1}^2 + (N_{w,2} + L)^2$	$(2N_w + L - 1)K$	—	$\frac{2^Q + 1}{2}$
ICE-FDDF-FDTE <sup>[10]</sup>	$8K$	$2K + K \log_2 K/2$	—	$\frac{2^Q + 1}{2}$
EP-ICE-FDTE	$5KS_{\max}$	$(2K + K \log_2 K/2 + KL)S_{\max} - KL$	$(2^Q + 1)S_{\max}$	—

最后,对比了 EP-ICE-FDTE 及 ICE-FDDF-FDTE 性能. 因本方案采用自迭代符号和信道估计,则 EP-ICE-FDTE 的计算量高于 ICE-FDDF-FDTE. 但在长时延, 高速率水声通信环境中, EP-ICE-FDTE 的计算量显著低于时域均衡方案.

率为 2 kHz, 利用射线模型计算 200 m 水深的三种信道参数, 如下表 2 所示:

表 2 水声信道参数设置<sup>[19]</sup>

分支	信道 1		信道 2		信道 3	
	衰减系数	时延 (ms)	衰减系数	时延 (ms)	衰减系数	时延 (ms)
1	1.000	0	1.000	0	1.000	0
2	1.076	2.5	0.999	22.0	0.834	39
3	0.615	18.0	0.998	57.7	0.909	84
4	0.592	24.6	0.567	88.5	0.959	104
5	1.886	42.6	0.557	94.8	0.482	194
6					0.794	212
7					0.447	448

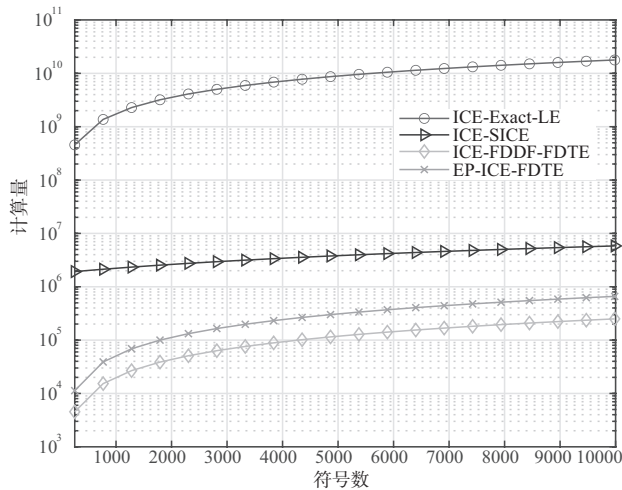


图 2 均衡计算量与信息序列长度关系

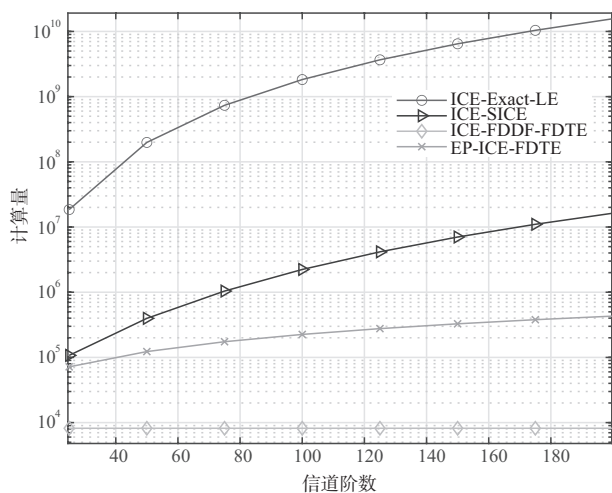


图 3 均衡计算量与信道阶数关系

## 5 实验仿真

### 5.1 时不变水声信道性能测试

为验证所提方法性能, 利用文献[19]给出信号频

仿真数据为二进制随机数据, 经生成多项式为[5, 7]的卷积码编码的待传输数据长度为 4096. 利用 16 位正交幅度调制 (Quadrature Amplitude Modulation, QAM) 调制编码比特, 得到长度为 1024 的符号序列. 训练序列采用 m 序列, 训练序列长度的设置与信道阶数有关, 设发射端带传输帧数为 100, 信号传输信噪比为 2 dB 至 14 dB 且间隔为 2 dB, 接收端信道估计 SZA-IPNLMS 的步长参数  $\mu=0.3$ , 调整因子  $\alpha=0.5$ ,  $\varepsilon$  避免因分母为 0 造成算法停止迭代的较小正值, 取  $\varepsilon=1 \times 10^{-7}$ ,  $\beta$  为筛选小抽头系数的阈值, 取  $\beta=0.1$ ; EP-ICE-FDTE 的最大自迭代次数  $S_{\max}$  为 3, 阻尼系数  $\beta_d$  为  $0.7 \times 0.9^i$ , 时域均衡的滑动窗长度亦与信道阶数有关.

首先, 对比了不同信道估计方案下的均衡性能. 测试信道为信道 3, 传输速率为 200 symbol/s, 信道阶数  $L=90$ , 训练序列长度为 128. 初始化 Turbo 迭代时, 此时无译码外信息充当 EP 先验, 因此, 基于训练序列的信道估计与基于译码先验的迭代信道估计性能保持一致. 而所提信道估计方案复用式 (22)、式 (24) 估得高可靠后验符号充当训练序列, 基于式 (25)、式 (26) 获取更优信道估计. 因此, 如图 4 所示, 初始 Turbo 迭代时, 当误码率为  $10^{-2}$ , 本文方案较基于训练序列信道估计方案有 0.6 dB 性能增益. 随 Turbo 迭代的执行, 译码器基于均衡外信息利用信道编码特性输出高可靠的译码外信息, 根据式 (21), 有效提高了 EP 后验估计精度. 因此, 当误码率为  $10^{-3}$  时, 基于 EP 迭代信道估计较基于训练

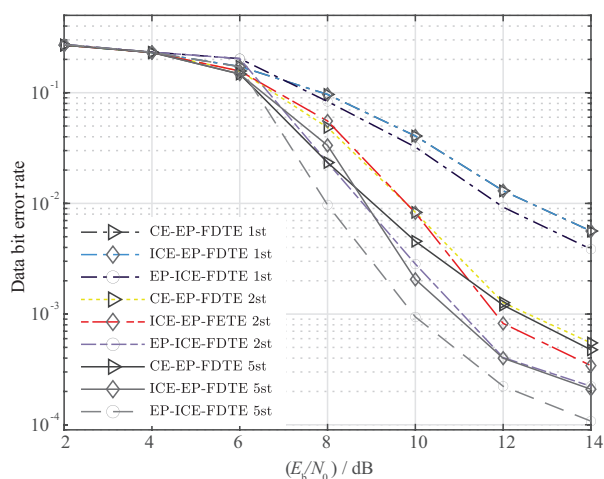


图4 不同信道估计的误码率曲线

序列及传统迭代信道估计分别有 2.5 dB 及 1 dB 性能增益. 故基本方案能有效提高性能.

在准静止水声信道环境下, EP-ICE-FDTE 与基于迭代信道估计的频域 Turbo 均衡方案性能对比如图 5 所示, 信道为信道 1 及信道 2, 传输速率为 200 symbol/s 及 500 symbol/s, 信道阶数为 25 和 48, 则训练序列长度分别为 48 和 64. 图 5(a)、图 5(b) 的多普勒频移  $f_d=0$  Hz, 图 5(c)、图 5(d) 的多普勒频移  $f_d=20$  Hz. 初始化迭代, 因无符号先验输入, 此时均衡接收信号退化为传统 MMSE 线性均衡. EP-ICE-FDTE 不同于其他均衡方案, 利用 MMSE 准则估计的后验估计后, 利用式 (35)、式 (36) 估计边缘分布的均值和方差, 并基于式 (22) 和式 (23) 迭代地更新符号后验估计. 同时, 复用式 (22) 后验符号, 并基于式 (25) 及式 (26) 优化信道估计, 再利用式 (28) 及式 (29) 更新符号先验信息. 因信道估计及符号估计可靠度提高, 式 (35) 干扰消除性能得到显著改进; 而当达到最大 Turbo 迭代次数时, 因译码器提供可靠均衡先验信息, 故提高了式 (21) 后验分布估计精度, 因而 EP-

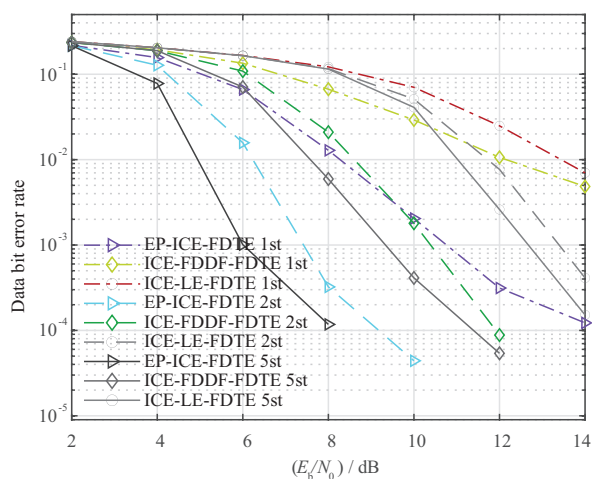
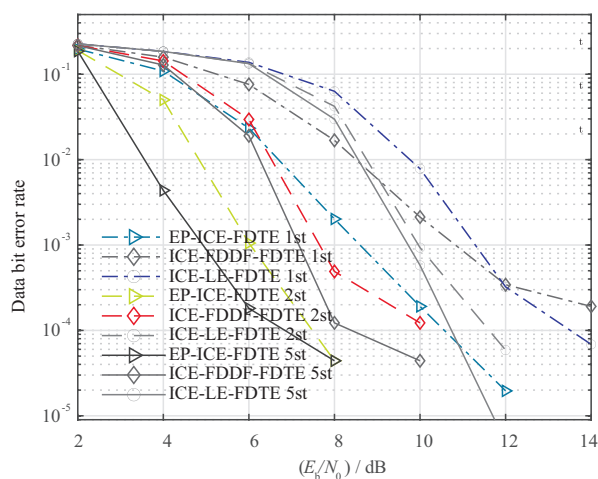
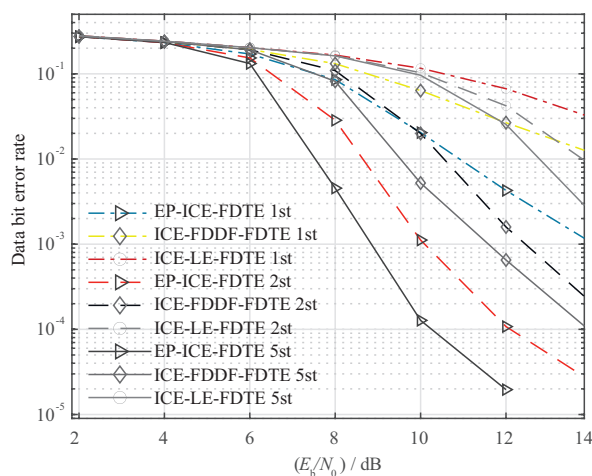
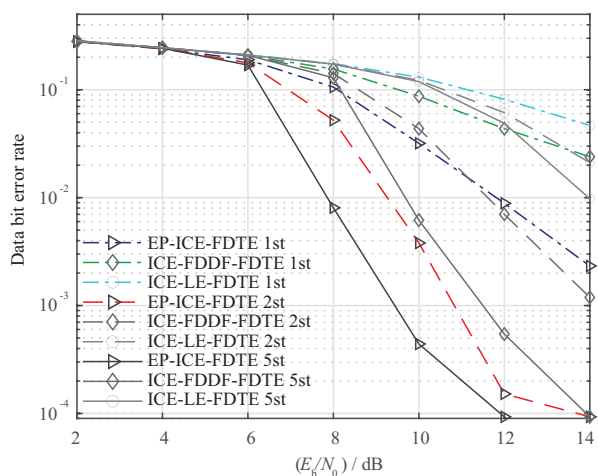
(a) 信道 1  $f_d=0$  Hz(b) 信道 2  $f_d=0$  Hz(c) 信道 1  $f_d=20$  Hz(d) 信道 2  $f_d=20$  Hz

图5 EP-ICE-FDTE与对照频域均衡方案的性能对比

ICE-FDTE 保持性能优势. 故如图 5 所示, 初始化迭代时, EP-ICE-FDTE 的性能要显著优于其他频域均衡方案. 当达到最大的 Turbo 迭代次数, 误码率为  $10^{-3}$  且  $f_d=0$  Hz 时, 在信道 1, EP-ICE-FDTE 较 ICE-FDDF-FDTE 及 ICE-LE-FDTE 分别有约 2.2 dB 及 4 dB 性能增益. 在信道 2, EP-ICE-FDTE 较 ICE-FDDF-FDTE 及 ICE-LE-FDTE 分别有 2.7 dB 及 5.2 dB 的性能增益. 当达到最大的 Turbo 迭代次数, 误码率为  $10^{-3}$  且  $f_d=20$  Hz 时, 在信道 1, EP-ICE-FDTE 较 ICE-FDDF-FDTE, ICE-LE-FDTE 分别有 3.4 dB 及 6.8 dB 性能增益. 在信道 2, EP-ICE-FDTE 较 ICE-FDDF-FDTE, ICE-LE-FDTE 分别有 2.1 dB 及 4.6 dB 性能增益. 综上所述, EP-ICE-FDTE 较传统方案, 有更优的干扰消除性能, 且具有对多普勒频移敏感度低的优点.

图 6 为 EP-ICE-FDTE 与基于迭代信道估计的时域均衡方案的性能对比图. 其中, 信道环境为信道 1,  $f_d=20$  Hz, 此时时域均衡前馈滤波长度为 28, 反馈滤波长度为 13, 初始化 Turbo 迭代, 因 EP 自迭代优化, 根据式 (22) 和式 (23) 准确估计后验. 因此, EP-ICE-FDTE 优于 ICE-Exact-LE 及 ICE-SICE. 同时, 当达到最大的 Turbo 迭代次数时, 译码器输出先验可靠度较高. 而且, 根据式 (21), 本方案还提高了后验分布估计精度. 故如图 6 所示, 当误码率为  $10^{-3}$  时, EP-ICE-FDTE 较 ICE-Exact-LE 及 ICE-SICE 方案分别有 1.6 dB 及 2.2 dB 性能增益.

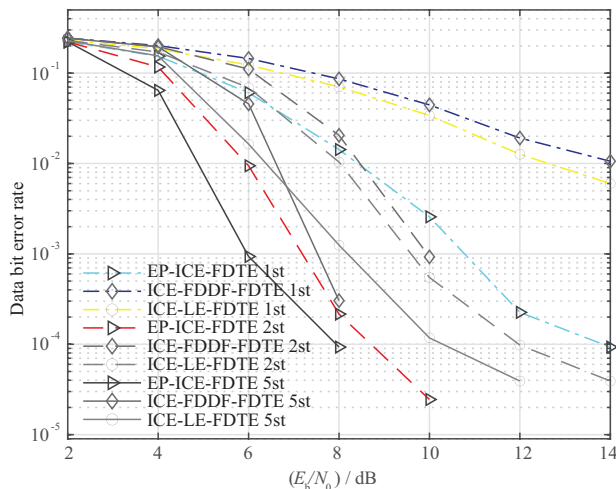


图 6 EP-ICE-FDTE 与对照时域均衡方案的性能对比

### 5.2 时变水声信道性能测试

为了验证水声信道下均衡算法性能, 利用美国西北大学 Milica Stojanovic 教授的课题组所提出的时变水声信道模型<sup>[20]</sup>来测试 Turbo 均衡的性能. 该模型能较好模拟实际水声环境, 在射线模型基础上引入水面、水底不均匀性, 船体运动及水面波动特性, 得到随观测时刻变化的水声信道. 水声信道环境参数设置参照文献

[21] 的 MACE' 10 (Mobile Acoustic Communications Experiment in 2010) 参数设置, 具体参数设置如表 3.

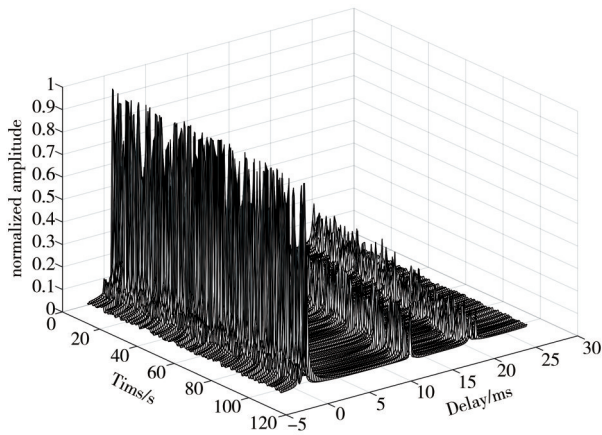
表 3 时变水声信道参数设置

水深(m)	100
传输距离(m)	500
扩散因子	1.7
水底密度( $g/m^3$ )	1.269
吸收因子(dB/波长)	0.01875
载波频率(kHz)	15
带宽(kHz)	5
频率分辨率(kHz)	0.035
发射机放置深度(m)	20
接收机放置深度(m)	20
漂移速度(m/s)	1
时变因子	0.9
信道阶数	148

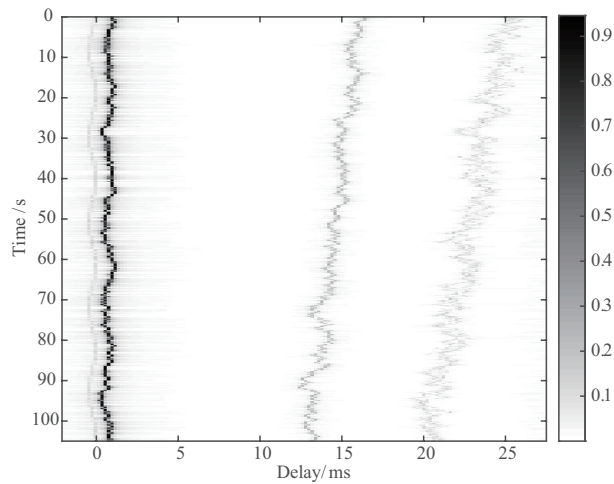
表 3 参数模拟了两船体存在相对漂移的通信环境. 此处, 多普勒频移为 10 Hz. 采用现有浅海时变水声信道模型<sup>[20]</sup>, 得到时变水声信道幅度和时延关系参数分别如下图 7(a) 和图 7(b) 所示. 该水声信道随观测时刻变化而变化, 且因水面、水底多次反射, 使水声信道如图 7(a)、图 7(b) 所示为稀疏多径信道,  $x$  轴表示信号到达接收端的时延  $\tau$ , 单位 ms, 最大时延为 25 ms,  $y$  轴表示观测时刻  $t$ , 单位 s, 最大观测时刻为 100 s, 图 7(a) 的  $z$  轴以及图 7(b) 的色区表示信道归一化幅度, 设信道阶数为 148, 故符号传输速率为 5920 symbol/s.

首先, 设发射端待传输的编码比特总数为 204800. 该编码比特由生成多项式为 [5, 7] 的卷积码编码信息比特得到, 利用正交相移键控 (Quadrature Phase Shift Keying, QPSK) 调制, 得 102400 的符号序列. 然后按长度为 1024 划分数据帧, 得 100 帧数据, 并在每帧前插入长度为 200 的训练序列. 该训练序列由长度为 400 的  $m$  序列经 QPSK 调制生成. 在传输过程中, 设信道在一帧内保持不变, 时变信道随信息块索引变化而变化. 在接收端利用不同的均衡方案处理接收信号, 时域均衡前馈滤波长度为 150, 反馈长度为 45, 且其它参数保持不变. 最后, 得到频域均衡与时域均衡方案误码率性能分别如图 8、图 9 所示.

图 8、图 9 分别为本方案与基于迭代信道估计的频域及时域均衡方案的误码曲线对比图. 初始迭代, 尽管无先验信息输入, EP-ICE-FDTE 基于式 (22)、式 (23) 迭代地估计真实后验分布, 复用后验符号基于式 (25)、式 (26) 有效提高信道估计精度, 并采用式 (28)、式 (29) 更新先验估计. 因此, 式 (35) 干扰消除性能得到提升, 外加 EP 的自迭代优化也会不断提升式 (35) 的性能. 因此, 如图 8、图 9 所示, 初始 Turbo 迭代时, 所提 EP-ICE-



(a) 水声信道幅度基带冲击响应幅度、时延的时间演变图



(b) 水声信道幅度基带冲击响应时延的时间演变图

图7 归一化稀疏时变水声信道幅度的冲击响应图

FDTE 显著优于频域及时域均衡方案. 随着 Turbo 迭代, 译码器利用信道编码纠错特性, 提供可靠的先验符号, 使式(21)初始先验分布可靠逼近真实先验, 提高后验估计可靠度, 以增加干扰消除性能. 当误码率为  $10^{-3}$  时, 如图 8、图 9 所示, 所提方案较 ICE-FDDF-FDTE, ICE-LE-FDTE, ICE-Exact-LE 及 ICE-SICE 等方案分别约有 1.3 dB、2.1 dB、1.5 dB 及 0.5 dB 的性能增益. 因此, 所提方案较传统基于迭代信道估计的 Turbo 均衡, 有更优的干扰消除性能.

为了对比所提方案与 ICE-SICE 的性能, 图 10 给出了在不同信噪比、迭代次数的误码率曲线. 由图 10 得, 所提 EP-ICE-FDTE 的误码率始终低于 ICE-SICE, 显示出所提 EP-ICE-FDTE 性能更优.

在图 10 中, 当 SNR 为 7 dB 及 8 dB 时, 使接收信号恢复误码率低于  $10^{-2}$  及  $10^{-3}$ , 所提方案仅需 2~3 次, 而 ICE-SICE 需 5、6 次. 原因是 EP-ICE-FDTE 利用 EP 自迭代地估计后验, 提高了式(37)均衡外信息估计精度, 使

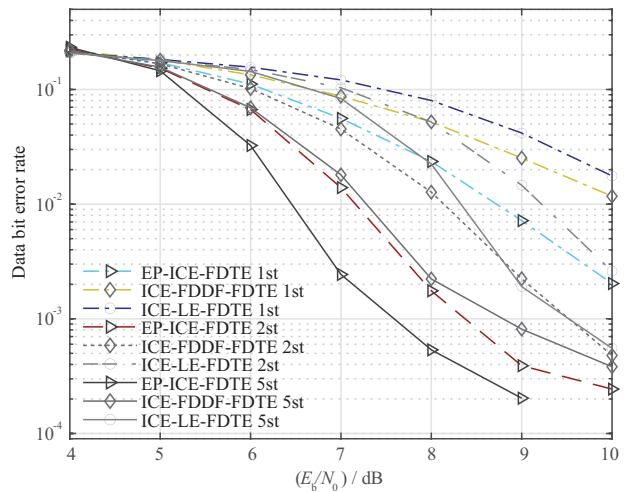


图8 本文算法与对照频域均衡算法的性能对比

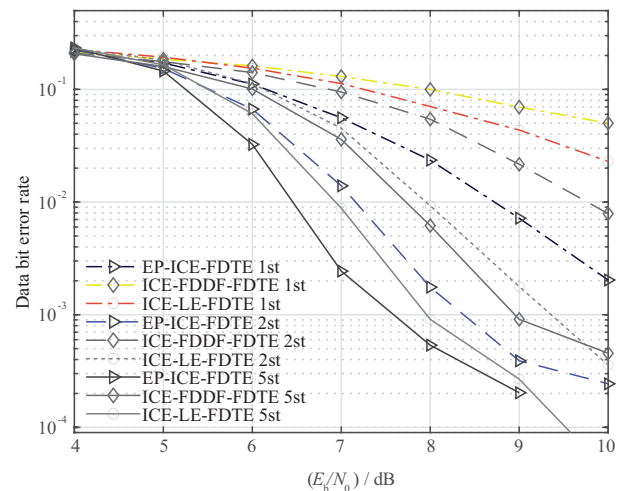


图9 本文算法与对照时域均衡算法的性能对比

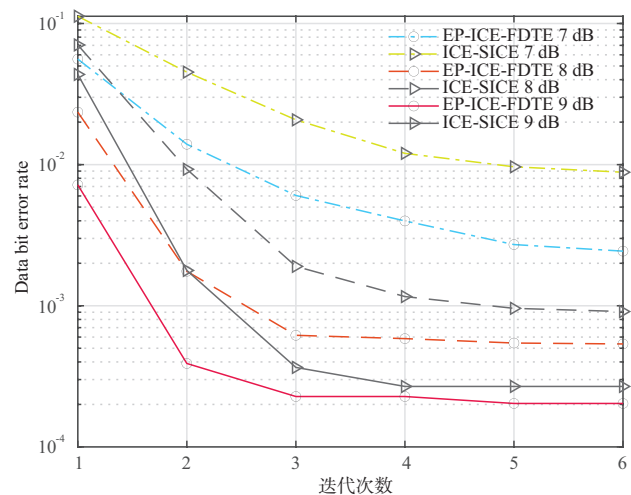


图10 迭代次数与误码率的关系

该均衡外信息充当译码先验信息, 有效提高了译码输出可靠度. 同时, 使 EP-ICE-FDTE 收敛次数较 ICE-SICE 更少, 且误码平台更低. 故 EP-ICE-FDTE 具有收敛速度

快等优势. 根据 4.3 小节计算量分析, EP-ICE-FDTE 计算量为  $6.47 \times 10^5 \sim 9.71 \times 10^5$ , ICE-SICE 计算量为  $6.47 \times 10^7 \sim 9.71 \times 10^7$ . 因此, EP-ICE-FDTE 较时域均衡 ICE-SICE 有数十倍的计算量降低.

表 4 不同均衡方法 CPU 运行时间

Turbo Equalizer	ICE-LE-FDTE	ICE-FDDF-FDTE	EP-ICE-FDTE	ICE-SICE	ICE-Exact-LE
CPU time(s)	0.0015	0.0022	0.0065	0.0542	13.1464

为了相对评估所提 EP-ICE-FDTE 均衡效率, 仿真测量了 Intel i5-8250U 微机平台上时变水声信道下均衡一帧接收信号的平均时间, 如表 4 所示. 从中可见, EP-ICE-FDTE 因自迭代运算, 计算量略高于传统频域 Turbo 均衡, 但均衡效率较 ICE-SICE 提高了 7~8 倍, 较 ICE-Exact-LE 提高了  $2 \times 10^3$  倍.

## 6 总结

本文主要提出了一种基于 EP 符号后验估计的联合软迭代信道估计的频域 Turbo 均衡方案. 在频域 Turbo 均衡基础上, 它利用 EP 算法迭代估计传输符号后验值, 以逼近真实后验. 同时, 利用 EP 后验软映射符号的 SZA-IPNLMS 更新信道新信息, 通过优化信道估计和先验符号估计, 有效提高了水声接收机性能. 通过综合分析计算量, 所提算法具有较低计算复杂度. 因此, 在实践中, 可适应低时延等需求. 此外, 利用静止水声和时变水声信道模型, 还得出所提方案较传统方案有更好干扰消除能力和更快收敛速度等优势. 因此, 本方案可为水声通信系统的接收机设计提供新思路, 较好地应用于水下航行器及水声传感网络等应用.

## 参考文献

- [1] 殷敬伟, 惠俊英, 蔡平, 等. 分数阶 Fourier 变换在深海远程水声通信中的应用[J]. 电子学报, 2007, 35(8): 1499-1504.  
YIN Jing-wei, HUI Jun-ying, CAI Ping, et al. Application of fractional Fourier transform in long range deep-water acoustic communication[J]. Acta Electronica Sinica, 2007, 35(8): 1499-1504. (in Chinese)
- [2] ZHENG Y R, WU J, XIAO C. Turbo equalization for single-carrier underwater acoustic communications[J]. IEEE Communications Magazine, 2015, 53(11): 79-87.
- [3] OTNES R, TUCHLER M. Iterative channel estimation for Turbo equalization of time-varying frequency-selective channels[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2004, 6(3): 1918-1923.
- [4] 唐怀东, 朱敏, 武岩波. 一种水声通信 Turbo 均衡中的软迭代信道估计算法[J]. 电子与信息学报, 2013, 21(3): 177-182.
- [5] TANG Huai-dong, ZHU Min, WU Yan-bo. An algorithm of soft iterative channel estimation for Turbo equalization of underwater acoustic communication[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2013, 21(3): 177-182. (in Chinese)
- [6] YANG Z, ZHENG Y R. Iterative channel estimation and Turbo equalization for multiple-inputted multiple-outputted underwater acoustic communications[J]. IEEE Journal of Oceanic Engineering, 2016, 41(1): 232-242.
- [7] ZHANG Y, ZAKHAROV Y V, LI J. Soft-decision-driven sparse channel estimation and turbo equalization for MIMO underwater acoustic communications[J]. IEEE Access, 2018, 6: 4955-4973.
- [8] LOPES R R, BARRY J R. The soft-feedback equalizer for Turbo equalization of highly dispersive channels[J]. IEEE Transactions on Communications, 2006, 54(5): 783-788.
- [9] LOU H, XIAO C. The soft-feedback ISI canceller-based Turbo equalizer for multilevel modulations[J]. International Journal of Wireless Information Networks 2014, 21(8): 68-73. .
- [10] ZHANG J, ZHENG Y R. Frequency-domain turbo equalization with soft successive interference cancellation for single carrier MIMO underwater acoustic communications [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2011, 10(9): 2872-2882.
- [11] CHEN Z, WANG J, ZHENG Y R. Frequency-domain Turbo equalization with iterative channel estimation for MIMO underwater acoustic communications[J]. IEEE Journal of Oceanic Engineering, 2017, 42(3): 711-721.
- [12] TAO J. Single-carrier frequency-domain turbo equalization with various soft interference cancellation schemes for MIMO systems[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2015, 63(9): 3206-3217.
- [13] 羊贵武, 姚国强, 胡剑浩. 基于期望传播的低复杂度高性能 EP-SU 大规模 MIMO 检测[J]. 中国科学: 信息科学, 2019, 49(07): 853-867.  
YANG Gui-wu, YAO Hao-qiang, HU Jian-hao. Low complexity and high performance EP-SU large-scale MIMO detection based on expectation propagation[J]. Scientia Sinica Informationis, 2019, 49(07): 853-867. (in Chinese)
- [14] 戴维佳, 李乐天, 周武喏. 基于期望传播的活跃用户检测和信道估计[J]. 中国科学技术大学学报, 2019, 49(10): 797-804, 819.

DAI Wei-jia, LI Le-tian, ZHOU Wu-yang. Active user detection and channel estimation based on expectation propagation[J]. Journal of University of Science and Technology of China, 2019, 49(10): 797-804, 819. (in Chinese)

- [14] SANTOS I, MURILLO-FUENTES J J, BOLOIX-TORTOSA R, et al. Expectation propagation as Turbo equalizer in ISI channels[J]. IEEE Transactions on Communications, 2017, 65(1): 360-370.
- [15] SANTOS I, MURILLO-FUENTES J J, ARIAS-DE-REYNA E, et al. Turbo EP-Based equalization: a filter-type implementation[J]. IEEE Transactions on Communications, 2018, 66(9): 4259-4270.
- [16] SAHIN S, POUILLIAT C, CIPRIANO A M, et al. Spectrally efficient iterative MU-MIMO receiver for SC-FDMA based on EP[C]//2018 IEEE 29th Annual International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications(PIMRC). New York: IEEE, 2018: 1-7.
- [17] TAO J, WU Y, HAN X, et al. Sparse direct adaptive equalization for single-carrier MIMO underwater acoustic communications[J]. IEEE Journal of Oceanic Engineering, 2020, 45(4): 1622-1631.
- [18] 张贤达. 矩阵分析与应用[M]. 北京: 清华大学出版社, 2013.
- [19] 张歆, 张小蓓. 水声信道中的迭代分组判决反馈均衡器[J]. 电子与信息学报, 2013, (3): 183-188.  
ZHANG Xin, ZHANG Xiao-ji. Iterative block decision feedback equalization for underwater acoustic channels[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2013, (3): 183-188. (in Chinese)
- [20] QARABAQI P, STOJANOVIC M. Statistical characterization and computationally efficient modeling of a class of underwater acoustic communication channel[J]. IEEE Journal of Oceanic Engineering, 2013, 38(4): 701-717.
- [21] ZHANG Y, VENKATESAN R, DOBRE O A, et al. Efficient estimation and prediction for sparse time-varying underwater acoustic channels[J]. IEEE Journal of Oceanic Engineering, 2020, 45(3): 1112-1125.

#### 作者简介



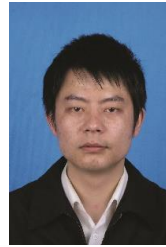
姜 斌 男, 1980年生, 浙江衢州人. 现为杭州电子科技大学通信工程学院高级实验师, 在职博士生. 主要研究方向为无线通讯、信号处理、无线传感网络等.

E-mail: jiangbin@hdu.edu.cn



唐 禹 男, 1997年生, 安徽马鞍山人. 现为杭州电子科技大学通信工程学院硕士研究生, 研究方向为水声Turbo迭代技术.

E-mail: 181080015@hdu.edu.cn



包建荣(通讯作者) 男, 1978年生, 浙江杭州人. 杭州电子科技大学教授、博导, 研究方向为空间与海洋无线通信、协同信息论与编码、分布式多天线联合迭代检测等.

E-mail: baojr@hdu.edu.cn



唐向宏 男, 1962年生, 四川蓬溪人. 杭州电子科技大学教授, 主要研究方向为图像处理与传输、小波理论及应用及通信与信息系统等.

E-mail: tangxh@hdu.edu.cn



刘 超 男, 1977年生, 湖北武汉人. 杭州电子科技大学副教授, 主要研究方向为无线通信、计算机通信网等.

E-mail: LiuChao@hdu.edu.cn