

## 水声信道中的迭代分组判决反馈均衡器

张歆\* 张小蓊

(西北工业大学航海学院 西安 710072)

**摘要:** 与传统的时域均衡相比, 频域均衡为单载波传输系统提供了一种计算更为有效的方法。该文对有大多径时延和多普勒频移的水声信道中的频域分组迭代判决反馈均衡器(IB-DFE)进行了研究, 提出了一种联合迭代均衡和频域信道估计(JECE)算法, 分析了 JECE 算法的性能以及不同数据参数对 IB-DFE 性能的影响, 并计算了 IB-DFE 的计算复杂度。仿真结果表明, 所提出的 JECE 算法对时变水声信道有更好的适应性。与 TD-DFE 相比, IB-DFE 有 3.6 dB 以上的信噪比增益和约 19% 的复杂度增益, 而且随着多径时延和多普勒频移的增加, 这种性能增益会进一步增加。

**关键词:** 水声通信; 水声信道; 单载波频域均衡; 判决反馈均衡器; 频域信道估计

**中图分类号:** TN929.3

**文献标识码:** A

**文章编号:** 1009-5896(2013)03-0683-06

**DOI:** 10.3724/SP.J.1146.2012.00948

## Iterative Block Decision Feedback Equalization for Underwater Acoustic Channels

Zhang Xin Zhang Xiao-ji

(College of Marine Engineering, Northwestern Polytechnical University, Xi'an 710072, China)

**Abstract:** Frequency-domain equalization for single-carrier transmission systems provides an attractive design alternative to time domain equalization because of more efficient calculation. In this paper an Iterative Block Decision Feedback Equalization (IB-DFE) scheme for communication systems over UnderWater Acoustic (UWA) channels with long delay and Doppler frequency shifts is researched and a frequency domain channel estimation algorithm Jointing iterative Equalization and Channel Estimation (JECE) is proposed. The performance of JECE algorithm is evaluated and compared. The influences of different data parameters on the performance of IB-DFE are analyzed and the computational complexities of IB-DFE are calculated. Numerical results show that the proposed JECE algorithm is more adaptive to the time-varying UWA channels. Compared with Time Domain Decision Feedback Equalization (TD-DFE), IB-DFE has more than 3.6 dB signal-to-noise ratio gain and 19% complexity gain and these gains will extend as the increasing of delay and Doppler frequency shifts of UWA channels.

**Key words:** Underwater acoustic communication; Underwater acoustic channel; Single Carrier Frequency Domain Equalization (SC-FDE); Decision feedback equalizer; Frequency channel estimation

### 1 引言

近年来, 水声通信吸引了大量的研究, 其应用范围逐渐扩大, 对系统的传输速率提出了越来越高的要求, 这使得通信系统面临具有时变、多径传播特性的水声信道的进一步挑战。为了补偿大的多径时延引起的严重的码间干扰, 时域均衡器, 特别是判决反馈均衡器(DFE)已成为相干水声通信系统中的基本组成部分<sup>[1,2]</sup>。水声信道的多径扩展长达几十到甚至上百毫秒, 而基于横向滤波器的时域 DFE (TD-DFE)的结构和计算复杂度随着信道长度的增

加而增加, 这使得 DFE 的复杂度及鲁棒性成为影响其有效实现的主要因素。除此之外, 大的多普勒频移也会造成 TD-DFE 的性能下降<sup>[3]</sup>。有许多因素会造成水声通信信号中出现多普勒频移, 如海水的动态运动、发射机与接收机之间的相对运动, 或相对深度变化等。水声信道中相对多普勒频移(多普勒频移与载波频率之比)在  $10^{-3} \sim 10^{-4}$  量级<sup>[4]</sup>, 而研究表明, TD-DFE 对相对多普勒频移的容限为  $10^{-4}$  量级<sup>[3]</sup>。为了减少系统均衡的复杂度, 水声通信系统中采用多载波调制, 如正交频分复用(OFDM)技术来有效地抗多径。但 OFDM 存在峰平功率比(PAPR)以及对载波频偏和相位噪声的敏感的问题, 而水声信道中大的多普勒扩展会使频偏问题更为严重。

2012-07-23 收到, 2012-10-26 改回

\*通信作者: 张歆 zhangxin@nwpu.edu.cn

近来,单载波频域均衡(SC-FDE)的研究受到广泛关注<sup>[3-8]</sup>。SC-FDE与OFDM有相似的块数据结构,基于快速傅里叶变换(FFT)的实现和相似的性能,但避免了OFDM的高PAPR和对频偏敏感的缺陷<sup>[7]</sup>。与传统的高阶时域均衡器(TDE)相比,频域均衡器(FDE)采用单分支结构,其均衡可以借助于FFT来实现,因而计算更为有效。文献[7]提出了一种频域非线性均衡——迭代分组判决反馈均衡器(IB-DFE)的结构,按照最小均方误差准则设计了前馈和反馈滤波器系数的迭代修正算法。其研究表明,IB-DFE比TD-DFE有更好的性能以及更好的可实现性。这无疑对水声信道中均衡器的研究极具吸引力。

文献[7]的研究是在假设精确知道信道频域响应的基础上得到的,实际上,信道频域响应估计的精度和有效性对FDE的滤波器实现和性能有着重要的影响。目前,在SC-FDE中,频域信道估计(FDCE)大致采用两种方法:基于训练序列/导频辅助的信道估计和面向判决的信道估计<sup>[9-13]</sup>。基于训练序列/导频的信道估计通常借助于训练序列或导频符号获得信道的最小方差(LS)或最小均方误差(MMSE)估计<sup>[9,12,13]</sup>。采用这类信道估计方法时通常假设信道是静态的,因此,由训练获得的信道估计值可以应用于整个数据帧的均衡。虽然训练序列相比导频符号占据更多发射资源,导致频谱利用率降低,但信道估计算法简单<sup>[9]</sup>。为了保证估计的精度,训练序列通常采用具有常数包络和均匀谱的序列,如Chu序列<sup>[9,10]</sup>。

采用面向判决的信道估计将均衡器的迭代判决输出作为已知的导频符号,进行信道估计<sup>[11]</sup>。这类信道估计方法适用于快时变和有大的多径扩展的信道。但存在的问题是由于信号块频谱的不平稳会造成信道估计的噪声增强,为此可以采用联合面向判决和导频辅助的方法<sup>[9,10]</sup>。文献[9]采用了联合导频辅助和面向判决的方法,并设置了一门限,当符号判决值超过门限后用新信道估计值代替前次的,否则用基于训练的或前次迭代的信道估计值。文献[10]也采用了联合基于训练序列和面向判决(JDE)的信道估计方法,其主要特点是将两种方法得到的信道估计值以加权的方式合并。

本文对水声通信中的IB-DFE及其频域信道估计算法进行研究。仿真表明,在静态信道中,基于Chu序列的频域信道估计算法比文献[10]提出的JDE信道估计算法有更好的估计精度;而在有多普勒频移的信道中,JDE算法有更好的适应性。因此,针对有多径时延和多普勒频移的水声信道,本文提

出了一种新的联合迭代均衡与信道估计(JECE)算法,首先由基于训练的信道估计算法得到信道的初始估计 $\mathbf{H}_{TS}$ ,并用于IB-DFE的初次迭代,利用IB-DFE的判决输出得到面向判决的信道估计,采用文献[10]中的方法将其与 $\mathbf{H}_{TS}$ 进行加权组合得到新的信道估计值 $\mathbf{H}_D$ 。以均衡器反馈信号的可靠度 $\rho$ 作为判决门限,选择 $\mathbf{H}_{TS}$ 与 $\mathbf{H}_D$ 之间的最佳值作为信道估计 $\mathbf{H}$ 。本文在静态和有多普勒频移的水声信道中,对采用JECE信道估计算法的IB-DFE方案进行了仿真分析,并与TD-DFE的性能进行了比较。

本文提出的频域信道方法的特点在于,以均衡器反馈信号的可靠度为准则,将基于训练的与面向判决的信道估计算法有效地结合起来,既降低均衡器硬判决差错对信道估计的影响,也能适应有多普勒频移的信道。

本文的安排如下:第2节介绍带有信道估计器的IB-DFE的系统模型;第3节介绍联合信号均衡与信道估计算法;第4节是算法的性能仿真;最后是全文总结。

## 2 系统模型

考虑一个单载波分块传输系统,二进制数据流经数字调制映射后,按长度 $M$ 分成数据块,设数据块表示为 $\{d_n\}_{n=0}^{M-1}$ 。每个数据块用长度为 $N$ 的已知伪随机(PN)序列 $\{c_n\}_{n=0}^{N-1}$ 扩展,形成长度为 $P$ 的数据块 $\{x_n\}_{n=0}^{P-1}$ ,其中, $x = [x_0, \dots, x_{P-1}] = [d_0, \dots, d_{M-1}, c_0, \dots, c_{N-1}]$ , $P = M + N$ 。设信道的最大多径时延为 $L$ ,则有 $N > L$ , $M > L$ 。

采用PN序列而不是循环前缀(CP)进行扩展的目的是减少均衡判决中的差错和进行简单的信道估计<sup>[7]</sup>。训练块采用与数据块相同的构成方式。由于Chu序列具有常数包络和均匀谱,本文采用长度为 $M$ 的Chu序列作为训练序列。训练块加在每个数据帧的前面。

设 $\{h_n\}_{n=0}^{L-1}$ 表示信道冲激响应,则发射数据块的时域接收信号可以表示为

$$r_n = \sum_{k=0}^L h_k x_{n-k} + \omega_n, \quad n = 0, \dots, P-1 \quad (1)$$

式中 $\{\omega_n\}_{n=0}^{P-1}$ 为加性高斯白噪声的抽样。设 $\{R_k\}_{k=0}^{P-1}$ , $\{X_k\}_{k=0}^{P-1}$ , $\{H_k\}_{k=0}^{P-1}$ 和 $\{W_k\}_{k=0}^{P-1}$ 分别是 $\{r_n\}_{n=0}^{P-1}$ , $\{x_n\}_{n=0}^{P-1}$ , $\{h_n\}_{n=0}^{L-1}$ 和 $\{\omega_n\}_{n=0}^{P-1}$ 的 $P$ 点离散傅里叶变换(DFT),则第 $k$ 个频率上的接收信号可以表示为

$$R_k = H_k X_k + W_k, \quad k = 0, 1, \dots, P-1 \quad (2)$$

带有信道估计的IB-DFE结构框图如图1所示。

接收数据信号 $\{R_k\}_{k=0}^{P-1}$ 首先经DFT转换到频域,然后由系数为 $\{F_k\}_{k=0}^{P-1}$ 的前馈滤波器(FFF)进行

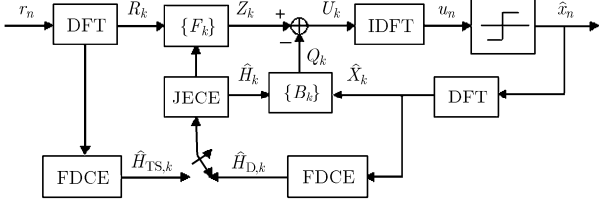


图1 带有信道估计的IB-DFE结构图

滤波，其频域输出  $\{Z_k\}_{k=0}^{P-1}$  与系数为  $\{B_k\}_{k=0}^{P-1}$  的反馈滤波器(FBF)的输出  $\{Q_k\}_{k=0}^{P-1}$  相减，形成频域判决信号  $\{U_k\}_{k=0}^{P-1}$ ，经离散傅里叶反变换(IDFT)、硬判决后得到  $\{\hat{x}_n\}_{n=0}^{P-1}$ 。从  $\{\hat{x}_n\}_{n=0}^{P-1}$  中取出前  $M$  个符号，得到发射信息估计  $\{\hat{d}_n\}_{n=0}^{M-1}$ 。由判决信号  $\{d_n\}_{n=0}^{M-1}$  加上与发射信号相同的 PN 扩展，形成新的  $\{\hat{x}_n\}_{n=0}^{P-1}$ ，经 DFT 后得到  $\{\hat{X}_k\}_{k=0}^{P-1}$ 。它作为 FBF 的输入，用来抵消信号中的码间干扰。经过几次迭代后，输出均衡器判决信号  $\hat{x}_n$ 。

另一方面，接收的训练信号经 DFT 后，进行最小方差(LS)估计，形成基于训练的信道估计  $\hat{H}_{TS,k}$ ，用于均衡器的初次迭代。均衡器输出的判决信号  $\{\hat{X}_k\}_{k=0}^{P-1}$  作为新的训练序列，形成面向判决的组合信道估计  $\hat{H}_{D,k}$ ，用 IB-DFE 的反馈可靠度对  $\hat{H}_{D,k}$  和  $\hat{H}_{TS,k}$  进行选择，形成信道估计  $\hat{H}_k$ ，用于 IB-DFE 的 FFF 及 FBF 系数的计算。

### 3 联合迭代均衡与信道估计算法

第  $k$  个频率上的接收信号如式(2)所示，设第  $l$  次迭代时，FFF 的输出为

$$Z_k^{(l)} = F_k^{(l)} R_k \quad (3)$$

FBF 的输出为

$$Q_k^{(l)} = B_k^{(l)} \hat{x}_k^{(l-1)} \quad (4)$$

均衡器输出为

$$U_k^{(l)} = Z_k^{(l)} - Q_k^{(l)} = F_k^{(l)} R_k - B_k^{(l)} \hat{x}_k^{(l-1)} \quad (5)$$

式中  $F_k^{(l)}, B_k^{(l)}$  分别为第  $l$  次迭代时 FFF 和 FBF 的系数， $\hat{x}_k^{(l-1)}$  是均衡器前次迭代的输出。均衡信号经 IDFT 后得到时域信号  $u_n^{(l)}$ ，经硬判决后得到  $\hat{x}_n^{(l)}$ 。

按照文献[8]，FFF 和 FBF 的系数按照最小均方误差(MMSE)准则设计，使滤波器噪声和剩余干扰的总和最小。于是，第  $l$  次迭代时，FFF 的系数按式(6)修正。

$$F_k^{(l)} = \frac{H_k^{(l-1)*}}{\sigma_w^2 + \sigma_s[1 - (\rho^{(l-1)})^2] |H_k^{(l-1)}|^2} \quad (6)$$

式中  $\sigma_s = E[|x_n|^2]$  是发射信号功率， $\rho^{(l)}$  定义为发射符号与上一次迭代判决符号之间的归一化相关系数的期望值，即

$$\rho^{(l)} = \frac{E[\hat{x}_n^{(l-1)} x_n^*]}{\sigma_s} = \frac{1}{\sigma_s P} \sum_{k=0}^{P-1} \frac{R_k}{H_k^{(l)}} x_k^{(l-1)*} \quad (7)$$

第  $l$  次迭代时，FBF 的系数为

$$B_k^{(l)} = -\rho^{(l-1)} [F_k^{(l)} H_k^{(l-1)} - \beta^{(l)}] \quad (8)$$

式中  $\beta^{(l)}$  表示经 FFF 后的平均信号幅度，要从反馈滤波中去掉。 $\beta^{(l)}$  表示为

$$\beta^{(l)} = \frac{1}{P} \sum_{k=0}^{P-1} F_k^{(l)} H_k^{l-1} \quad (9)$$

另一方面，利用接收的训练数据进行初始信道估计。设  $X_{TS,k}$  是第  $k$  个频率上发射的训练符号，则接收的训练符号为

$$R_{TS,k} = H_k X_{TS,k} + W_{TS,k}, \quad k = 0, 1, \dots, P-1 \quad (10)$$

式中  $\{W_{TS,k}\}_{k=0}^{P-1}$  为训练序列中的加性高斯白噪声的频域分量。利用接收的训练序列进行信道频域响应的最小平方(LS)估计，即

$$\begin{aligned} \hat{H}_{LS}^{TS} &= \arg \min \{ \|R_{TS} - H X_{TS}\|^2 \} \\ &= \frac{R_{TS}}{X_{TS}} = H + \frac{W_{TS}}{X_{TS}} = H + \varepsilon_{TS} \end{aligned} \quad (11)$$

式中  $\varepsilon_{TS}$  是信道估计误差，是零均值的高斯随机变量。由于训练序列的长度与数据块的长度一样，因此，由式(4)得到的是整个信道长度的信道频域估计。 $\{\hat{H}_{LS,k}^{TS}\}_{k=0}^{P-1}$  经 IDFT 后得到信道的时域响应  $\{\hat{h}_{LS,n}^{TS}\}_{n=0}^{P-1}$ ，即

$$\hat{h}_{LS,n}^{TS} = \sum_{k=0}^{P-1} \hat{H}_{LS,k}^{TS} e^{j \frac{2\pi kn}{P}} = h_n + e_n^{TS}, \quad n=0, 1, \dots, P-1 \quad (12)$$

式中  $\{e_n^{TS}\}_{n=0}^{P-1}$  为时域的估计误差，假设其是不相关的高斯噪声，则经 IDFT 后，噪声将均匀地扩展到所有的信道分支上。由于水声信道大多为稀疏信道，信道能量集中在几个主要的分支。因此，可以采用一个去噪滤波器将信道长度以外的噪声抑制，改善信道估计的精度。而信道长度的估计可以借助于数据块中 PN 码的相关处理。经去噪滤波器后，信道估计表示为  $\{\hat{h}_{TS,n}\}_{n=0}^{P-1}$ ，对  $\{\hat{h}_{TS,n}\}_{n=0}^{P-1}$  再做 DFT 得到初始信道估计  $\hat{H}_{TS,k}$ ，用来进行初次迭代均衡。在完成一次迭代均衡后，得到的信号频域估值  $\hat{X}_n^{(l)}$  可以作为新的导频符号进行面向判决的 LS 信道估计，即

$$\hat{H}_{LS,k}^D = \frac{R_k}{\hat{X}_k^{(l)}} = H_k + \frac{W_k}{\hat{X}_k^{(l)}} = H_k + \varepsilon_{LS,k}^D \quad (13)$$

式中  $\varepsilon_{LS,k}^D$  为面向判决的信道估计误差，将  $\hat{H}_{LS,k}^D$  经 IDFT 后进行去噪处理得到  $\hat{h}_k^D$ ，再经 DFT 后得到  $\hat{H}_k^D$ ，用来修正得到  $\hat{H}_{D,k}$ ，即

$$\hat{H}_{D,k} = \frac{\hat{H}_k^D \sigma_D^2 + \hat{H}_{TS,k} \sigma_T^2}{\sigma_D^2 + \sigma_{TS}^2} \quad (14)$$

式中  $\sigma_D^2$  和  $\sigma_{TS}^2$  分别是  $\hat{H}_k^D$  和  $\hat{H}_{TS,k}$  的方差。

按照文献[8], 发射符号与上一次迭代判决符号之间的相关系数  $\rho^{(l)}$  可以看成是反馈信号的可靠度, 其值在 0~1 之间。将  $\hat{H}_{T,k}$  和  $\hat{H}_{D,k}$  分别代入式(6)计算反馈可靠度  $\rho_0$  和  $\rho_D$ , 并作为门限确定第  $l$  次迭代时的信道估计  $\hat{H}_k^{(l)}$ , 即

$$\hat{H}_k^{(l)} = \begin{cases} \hat{H}_k^{(0)}, & |\rho_0 - 1| \leq |\rho_D - 1| \\ \hat{H}_{D,k}^{(l)}, & |\rho_0 - 1| > |\rho_D - 1| \end{cases} \quad (15)$$

重复式(3)~式(9)和式(13)~式(15)的迭代均衡和信道估计过程, 直到迭代结束。

#### 4 采用 JECE 算法的 IB-DFE 的性能仿真

我们利用水声信道模型对采用联合迭代均衡与信道估计(JECE)算法的 IB-DFE 的性能进行了仿真分析。表 1 为采用射线模型计算的 200 m 水深的水声信道的参数, 表中的数据分别用首先到达路径的参数进行了归一化。

仿真数据为二进制随机数据, 按照长度  $M$  分成数据块, PN 序列采用 m 序列, 其长度选择大于信道的最大多径时延。训练序列采用 Chu 序列, 训练

表 1 水声信道的参数

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

块的数据格式和长度与数据块一致。仿真时, 数据采用 QPSK 调制, 并假设接收机有良好的时间和相位同步。

(1)信道估计算法的性能分析 图 2 为信道 3 中假设信道已知和基于训练的信道估计算法的 IB-DFE 的误比特率(BER)性能的比较, 仿真时, 信号频率为 2 kHz, 符号速率为 200 bps, 相应的信道长度  $L = 90$ 。取数据块长度  $P = 1024$ , PN 码长度  $N = 128$ 。图中同时给出了迭代 1 次和迭代 4 次时的误比特率(BER)曲线, 用于仿真的数据数为  $4.48 \times 10^4$ 。由图 2 可见, 在信道 3 中, 当 BER 为  $10^{-2}$  时(以下各图均以此为比较基准), 采用信道估计的均衡器在第 1 次迭代时, 所需的信噪比要比已知信道的均衡器多约 1 dB; 在第 4 次迭代时, 相差约 2.0 dB。

图 3 为假设静止信道条件下, 采用信道 1 参数, 分别采用 JECE、基于训练的以及 JDE 信道估计算法的 IB-DFE 的 BER 曲线。图中为 IB-DFE 第 4 次迭代时的 BER。仿真时, 符号速率分别为 200 bps 和 1000 bps, 相应的  $L = 9$  和  $L = 42$ 。分别取  $P = 128, N = 16$  和  $P = 256, N = 64$ 。由图可见, 在数据率为 200 bps 时, 基于训练的信道估计算法相比 JDE 有 2 dB 的信噪比增益, 在数据率为 200 bps 时有约 1 dB 的增益, 而 JECE 算法的性能位于两者之间。

图 4 为不同信道条件下, 采用 3 种信道估计算法的 IB-DFE 在 4 次迭代后的 BER 曲线。仿真时, 采用信道 2 的参数, 符号速率为 500 bps, 相应的  $L = 21$ 。取  $P = 512, N = 64$ 。仿真了两种情况: 信道是静态的, 即多普勒频移  $f_d = 0$  Hz, 以及  $f_d = 20$  Hz, 即相对多普勒频移为  $5.0 \times 10^{-4}$ 。由图可见, 在静态信道中, 基于训练的信道估计算法比 JDE 算法有约 1 dB 的信噪比增益, JECE 算法的性能位于

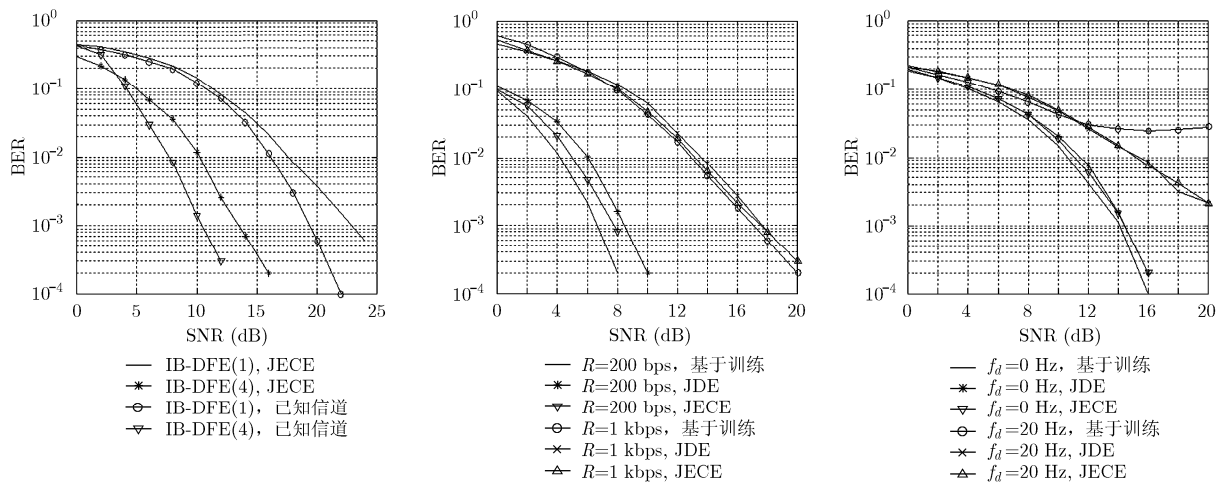


图 2 信道 3 中已知信道和采用信道估计算法的 BER 图 3 信道 1 中不同信道估计算法的 BER 图 4 信道 2 中不同信道估计算法的 BER

两者之间；但当信道中有多普勒频移时，基于训练序列的算法出现了误码率平台，而 JECE 和 JDE 算法对多普勒频移有更好的适应性。

(2)不同参数对 IB-DFE 的性能的影响 图 5 是不同数据块参数和不同迭代次数时，采用 JECE 算法的 IB-DFE 的 BER 曲线。仿真时，假设信道是静态的，采用信道 3 的参数，数据率为 50 bps，相应的  $L = 22$ ，选取  $N = 32$ 。图中给出了当  $P = 512$ ，迭代次数 1~4 时的 BER 曲线，以及  $P = 256$ ， $P = 128$  时，迭代 4 次后的 BER 曲线。

由图可见，IB-DFE 迭代 3 次相比迭代 1 次有约 6.5 dB 的信噪比增益；而迭代 4 次相比迭代 3 次又有约 1 dB 的增益。

另一方面，数据块长度对 IB-DFE 的性能也有较大影响。同样在 4 次迭代后， $P = 512$  相比  $P = 256$  有约 2 dB 的增益，而当  $P = 128$  时，甚至出现了误码率平台。

(3)IB-DFE 与 TD-DFE 的性能比较 图 6 为信道 1 中 TD-DFE 与采用 JECE 算法的 IB-DFE 的 BER 曲线，图中给出的是 IB-DFE 4 次迭代后的 BER。仿真时，符号速率为 50~200 bps，相应的信道长度在 2~9 之间。取  $P = 256$ ， $N = 16$ ；TD-DFE 的 FFF 和 FBF 的分支数为 16，训练码和数据块长度为 256，采用递归最小二乘(RLS)自适应均衡算法，遗忘因子  $\lambda = 0.99$ 。由图可见，当 BER 为  $10^{-3}$ 、符号速率为 50 bps 时，4 次迭代的 IB-DFE 比 TD-DFE 有 3.6 dB 的信噪比增益；随着符号速率的增加，IB-DFE 相比 TD-DFE 的信噪比增益进一步增大。当符号速率达到 200 bps 以上时，TD-DFE 已处于发散状态，这表明，在大多径时延的环境中 IB-DFE 有更好的性能。

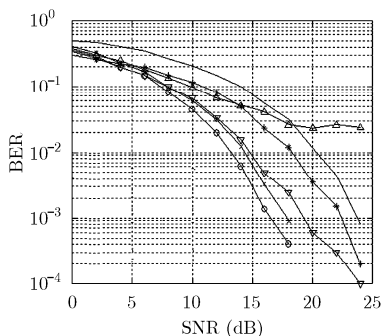
图 7 是信道 2 中 4 次迭代后的 IB-DFE 与 TD-

DFE 的 BER 曲线。仿真时，符号速率为 100 bps，相应的  $L = 9$ ，多普勒频移  $f_d = 0 \sim 8$  Hz。取 IB-DFE 的  $P = 256$ ， $N = 16$ 。TD-DFE 仿真时，FFF 和 FBF 的分支数均为 16，训练与数据块长度为 256，RLS 算法的  $\lambda = 0.99$ 。由图可见，在  $f_d = 0$  Hz 时，TD-DFE 比 IB-DFE 有约 1.0 dB 的信噪比增益；但随着多普勒频移由 4 Hz(相对多普勒频移为  $1.0 \times 10^{-4}$ )增加到 8 Hz(相对多普勒频移为  $2.0 \times 10^{-4}$ )，IB-DFE 所需的信噪比只增加了约 1.0 dB，而 TD-DFE 出现了误码率平台，这说明 IB-DFE 对多普勒频移有更好的适应性。

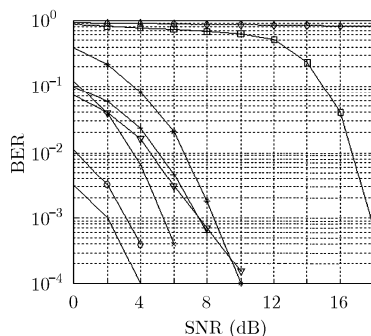
从图 6 与图 7 也可以看出，在大信噪比和 TD-DFE 收敛的条件下，TD-DFE 的 BER 有更陡的下降速度，这是因为 IB-DFE 需要多次迭代才能较好地抵消码间干扰。这也是图 7 中 TD-DFE 在多普勒频移较小时 BER 性能好于 IB-DFE 的原因。

(4)IB-DFE 的复杂度计算 按照文献[7]，各种均衡方案的计算复杂度可以用均衡过程中进行信号处理和滤波器设计所需的复数乘(CMUL)的次数来评估。在信号处理方面， $P$  点 DFT 需要  $(P/2)\log_2 P - P$  次 CMUL；而在 TD-DFE 中，大小为  $P$  的相关矩阵的复杂度为  $O(P^3)$ 。

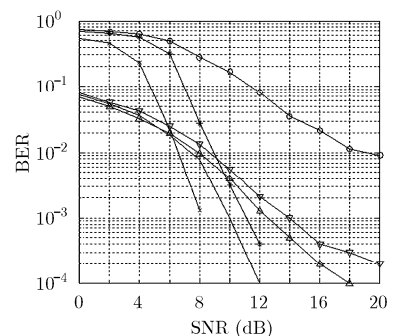
在 IB-DFE 中，接收信号首先要经过 1 次 DFT 将时域信号转换到频域；在每次迭代时，前馈和反馈滤波器需要  $2P$  次 CMUL 和 2 次 DFT，最后一次迭代只需 1 次 IDFT。因此每输出一个符号需要  $2N_I[(P/2)\log_2 P - P + P]/M - P/M$  次 CMUL，其中， $N_I$  为迭代次数。表 2 给出了图 7 仿真条件下 IB-DFE 和 TD-DFE 进行信号处理所需的 CMUL，其中， $N_{FF}$  和  $N_{FB}$  分别为 TD-DFE 的 FFF 和 FBF 的分支数。



— IB-DFE(1),  $P=512$   
 \* IB-DFE(2),  $P=512$   
 x IB-DFE(3),  $P=512$   
 o IB-DFE(4),  $P=512$   
 v IB-DFE(4),  $P=256$   
 ^ IB-DFE(4),  $P=128$



— IB-DFE, 50 bps  
 x TD-DFE, 50 bps  
 o IB-DFE, 100 bps  
 \* TD-DFE, 100 bps  
 v IB-DFE, 160 bps  
 ^ TD-DFE, 160 bps  
 + IB-DFE, 200 bps  
 o TD-DFE, 200 bps



— IB-DFE,  $f_d=0$  Hz  
 x TD-DFE,  $f_d=0$  Hz  
 o IB-DFE,  $f_d=4$  Hz  
 \* TD-DFE,  $f_d=4$  Hz  
 v IB-DFE,  $f_d=8$  Hz  
 ^ TD-DFE,  $f_d=8$  Hz

图 5 不同参数时 IB-DFE 的 BER 曲线 图 6 信道 1 中 IB-DFE 与 TD-DFE 的 BER 图 7 信道 2 中 IB-DFE 与 TD-DFE 的 BER

表2 信号处理的计算复杂度

结构	CMUL 次数	仿真条件下的 CMUL
IB-DFE	$2N_I[(P/2)\log_2 P - P + P]$	$25(N_I = 3)$
	$/M - P/M$	$33(N_I = 4)$
TD-DFE	$N_{FF} + N_{FB}$	32

在设计 IB-DFE 的 FFF 和 FBF 时, 需要计算一次  $|H|_P^2$  一次, 每次迭代需要计算一次除和两次乘, 所需的 CMUL 为  $(3N_I + 1)P$ 。在 TD-DFE 中, 计算复杂度为  $O(N_{FF}^3)$ 。在图 7 仿真条件下, 复杂度计算结果如表 3 所示。

表3 滤波器设计的计算复杂度

结构	CMUL 次数	仿真条件下的 CMUL
IB-DFE	$(3N_I + 1)P$	$2560(N_I = 3)$
		$3328(N_I = 4)$
TD-DFE	$O(N_{FB}^3)$	4096

由表 2 和表 3 可见, 在 4 次迭代的情况下, IB-DFE 的计算复杂度相比 TD-DFE 有约 19% 的减少。随着信道长度的增加, TD-DFE 所需的 FB 滤波器的长度会随之增加, IB-DFE 的复杂度增益会进一步加大。

除此之外, 由于 IB-DFE 只涉及 DFT 和矢量的乘、除, 不涉及矩阵运算, 因而实现过程更为简单, 对数字信号处理(DSP)等实现平台的要求也会降低。

另一方面, 考虑信道估计的计算复杂度。JECE 算法在每次迭代时需要计算 1 次除、2 次 DFT 和 2 次乘, 但所需的迭代次数比 IB-DFE 少 1 次。因此, 信道估计所需的 CMUL 为  $(N_I - 1)\{2[(P/2)\log_2 P - P] + 3P\}/M$ 。在图 7 仿真条件下, 当  $N_I = 3$  和  $N_I = 4$  时, CMUL 分别为 19 和 29。

## 5 结束语

本文对水声信道中的 IB-DFE 进行了研究, 提出了联合迭代均衡与信道估计(JECE)算法。仿真结果表明, JECE 算法由于组合了 IB-DFE 的判决输出以及基于训练的信道估计, 因而在静态和时变信道中都有较好的估计性能。在有大多径时延和多普勒扩展的水声信道中, IB-DFE 相比 TD-DFE 有更好的性能和更好的可实现性, 这为高速率水声通信系统中抵消码间干扰, 提高系统性能提供了一种新的更为有效的信号处理技术。

## 参考文献

- [1] Chitre M, Shahabudeen S, Freitag L, *et al.* Recent advances in underwater acoustic communications & networking [C]. IEEE Conference OCEANS 2008, Quebec, Canada, September 15-18, 2008: 1-10.
- [2] Sharif B, Neasham J, Hinton O R, *et al.* A computationally efficient Doppler compensation system for underwater acoustic communications[J]. *IEEE Journal Oceanic Engineering*, 2000, 25(1): 52-61.
- [3] Zhang J, Zheng Y R, and Xiao C S. Frequency-domain equalization for single carrier MIMO underwater acoustic communications[C]. IEEE Conference OCEANS 2008, Quebec, Canada, September 15-18, 2008: 1-6.
- [4] Schwarz R T, Knopp A, and Lankl B. SC-FDE V-BLAST system concept for MIMO over satellite with antenna misalignment[C]. International Multi-Conference Systems, Signals and Devices (SSD) 2012, Chemnitz, Germany, June 27-30, 2012: 1-8.
- [5] Miguel L, Rui D, and Paulo M. SC-FDE for offset modulations: an efficient transmission technique for broadband wireless systems[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2012, 60(7): 1851-1861.
- [6] Zhang C, Wang Z C, Pan C Y, *et al.* Low-complexity iterative frequency domain decision feedback equalization[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2011, 60(3): 1295-1301.
- [7] Benvenuto N and Tomasin S. Iterative design and detection of a DFE in the frequency domain[J]. *IEEE Transactions Communications*, 2005, 53(11): 1867-1875.
- [8] Huang G, Nix A, and Armour S. Feedback reliability calculation for an iterative block decision feedback equalizer[C]. IEEE Vehicular Technology Conference Fall, Alaska, USA, September 20-23, 2009: 1-5.
- [9] Lam C T, Falconer D D, and Danilo-Lemoine F. Iterative frequency domain channel estimation for DFT-precoded OFDM systems using in-band pilots[J]. *IEEE Journal Selected Areas in Communications*, 2008, 26(2): 348-358.
- [10] Coelho F, Dinis R, and Montezuma P. Joint detection and channel estimation for block transmission schemes [C]. Military Communications Conference 2010, San Jose, USA, October 31-November 3, 2010: 1765-1770.
- [11] Huang G, Nix A, and Armour S. DFT-Based channel estimation and noise variance estimation techniques for single-carrier FDMA[C]. IEEE Vehicular Technology Conference Fall 2010, Ottawa, Canada, September 6-9, 2010: 1-5.
- [12] Yu Y, Tan X Z, and Chi Y G. Research on multipath parameter estimation for SC-FDE systems[C]. International Conference Instrumentation, Measurement, Computer, Communication and Control, Beijing, China, October 21-23, 2011: 593-596.
- [13] Zhang H T, Zhang X, and Yang D C. Iterative frequency-domain channel estimation and equalization for relay-assisted SFBC single-carrier systems[C]. IEEE Vehicular Technology Conference Spring 2012, Yokohama, Japan, May 6-9, 2012: 1-5.

张 歆: 女, 1963 年生, 副教授, 主要研究方向为水声通信、通信信号处理。

张小蓓: 男, 1958 年生, 副教授, 主要研究方向为水声工程、水声信号处理。