

单载波频域均衡中的水声信道频域响应与噪声估计*

张歆[†] 张小蓟 邢晓飞 姜丽伟

(西北工业大学, 航海学院, 西安 710072)

(2014年2月21日收到; 2014年5月5日收到修改稿)

本文对单载波频域均衡(SC-FDE)中的信道和噪声估计进行研究, 理论分析了形成误码率平台的可能原因, 提出了基于Chu序列的联合信道时频域响应和噪声功率估计算法. 利用水声信道响应的稀疏特性和门限确定信道能量集中区域, 进行信道估计的去噪处理和噪声功率计算. 借助于水声射线模型对所提出的算法进行了仿真, 分析了噪声估计对SC-FDE性能的重要影响. 仿真结果表明, 所提出的信道和噪声估计算法可以有效减缓或消除SC-FDE中的误码率平台.

关键词: 单载波频域均衡, 信道估计, 水声通信, 信道均衡

PACS: 43.30.+m, 43.60.+d

DOI: 10.7498/aps.63.194304

1 引言

随着水下信息传输需求的增加, 高数据率水声通信吸引大量研究. 但由于水声信道, 特别是浅海信道复杂的时变多途的传播特性, 通信信号受到严重的码间干扰(ISI)的影响, 使得通信系统可以实现的数据率和可靠性等性能受到挑战.

在高数据率水声通信系统中, 判决反馈均衡器(DFE)及自适应均衡算法是经典且有效的抗ISI的方法^[1]. 但由于这种均衡是在时域逐符号进行的, DFE的最佳滤波器系数容易受到信道中多普勒频移及相位噪声的影响, 其性能的稳健性受信条件的限制^[2,3]; 而且DFE采用高阶滤波器结构所带来的计算复杂度限制了其实际应用. 为此, 借助于快速傅立叶变换(FFT)实现多载波调制的正交频分复用(OFDM)技术, 作为一种低复杂度的高速通信方法, 成为研究热点^[4,5].

近年来, 采用频域均衡的单载波传输受到关注^[2,3,5-10]. 单载波频域均衡(SC-FDE)采用分组数据结构、单分支滤波器结构, 避免使用高阶滤波

器, 其均衡过程在频域进行, 因而其均衡器设计和信号处理的复杂度要远小于时域均衡器. 在SC-FDE中, 采用非线性结构的迭代分组判决反馈均衡器(IBDFE)的抗ISI的性能和实现复杂度与OFDM相当^[5,7,9], 很适合用于有大多途扩展的信道中. 而且由于采用单载波调制, 避免了OFDM对频偏的敏感性及其高峰平均功率比问题.

均衡器的参数估计是SC-FDE研究的主要问题之一, 其最佳均衡器系数通常按照最小均方误差(MMSE)准则设计^[3,6,7]. 而信道频域响应和噪声功率是均衡器参数计算的基础, 其估计精度对SC-FDE的性能有着重要的影响, 人们为此进行了大量的研究^[3,9,11-16]. 信道估计通常分为两步进行: 首先利用已知序列获得信道频域响应的初始估计, 然后对信道估计进行去噪处理. 目前, 按照已知序列选取的不同, 频域信道估计大致分为三类: 1) 借助于训练序列或导频的信道估计, 可以在慢变的信道获得较高的估计精度^[9,13]. 2) 将均衡器的判决输出作为已知序列, 进行面向判决的信道估计^[2,3,13], 其估计值随信道变化. 但由于信号频谱的不平稳会造成信道估计的噪声增强, 严重影响估

* 国家自然科学基金(批准号: 61371088)资助的课题.

[†] 通讯作者. E-mail: zhangxin@nwpu.edu.cn

计的精度, 进而造成估计精度与判决性能的相互牵制. 3) 将基于训练的估计值与面向判决的估计值组合, 从而改善时变信道中的估计精度 [9,12-15].

由于 SC-FDE 采用分组数据结构, 数据分组及扩展序列的长度均大于等效信道长度, 因此, 无论哪种信道估计方法, 都要对初始的信道估计进行处理, 以提高估计精度. Benvenuto 等指出 [6], 对于有大时间色散的信道, 不对信道频域响应进行处理, 将影响最佳均衡器系数的估计精度. 他采用的方法是设置一反比于信噪比的门限, 计算时只取门限上的信道频域响应. 文献 [9, 11] 采用的方法是在估计的信道冲激响应上加一长度为等效信道长度的矩形窗, 在矩形窗之外的信道响应被置为零. 这种处理也称为去噪处理, 而矩形窗之外的信道响应分量用于噪声估计. 由此可见, 矩形窗的设定将同时影响信道估计和噪声功率的计算精度. 但目前的研究一般假设信道长度以及噪声功率是已知的. 分析表明, 不适当的噪声估计会造成高信噪比条件下的误码率平台 [6,11], 严重影响 SC-FDE 的性能. 对于水声通信来说, 高信噪比是高数据率水声通信主要的应用环境, 因此, 若不能解决高信噪比条件下的误码率平台问题, SC-FDE 将无法在高数据率水声通信中得到有效应用.

本文将对采用频域均衡的单载波水声通信中的频域信道估计和噪声估计方法进行研究, 提出一种联合信道时频域估计与噪声功率的估计方法 (joint estimation of the channel and noise, JECN), 借助于训练序列, 确定信道响应与噪声功率估计的最佳区域, 进行信道估计的去噪处理和噪声功率计算.

与 SC-FDE 系统中其他对信道估计的研究相比, 本文的不同在于: 1) 分析了造成高信噪比条件下 SC-FDE 出现误码率平台的可能原因, 指出噪声功率估计也是影响 SC-FDE 性能的重要参数之一; 2) 提出了联合水声信道时频域信道响应估计和噪声功率计算的方法, 利用水声信道稀疏信道响应的特点, 确定信道响应去噪处理和噪声功率计算区域, 以改善信道和噪声估计的精度.

本文试图通过对 SC-FDE 系统中信道估计与噪声估计的研究, 有效消除 SC-FDE 在高信噪比时的误码率平台, 探讨 SC-FDE 在高数据率水声通信系统中应用的有效方法和技术途径.

2 系统模型与信道和噪声估计

2.1 系统模型

考虑一个采用 SC-FDE 的水声通信系统, 二进制信息经数字映射后, 按长度 M 分成数据分组, 并用长度为 N 的已知序列, 如伪噪声、循环前缀或全零序列进行扩展, 形成长度为 P 的发射数据分组. 扩展序列的加入可以避免数据分组间的干扰, 并使信道矩阵是循环的. 本文采用全零序列作为扩展序列, 一方面节省发射功率, 另一方面便于噪声估计.

设长度为 M 的信息数据分组表示为 $\{d_n\}_{n=0}^{M-1}$, 用长度为 N 的全零序列扩展为发射数据分组 $\{x_n\}_{n=0}^{P-1}$, $P = M + N$. 设信道的等效信道长度为 L , 则有 $N > L$, $M > L$.

设 $\{h_n\}_{n=0}^{L-1}$ 为信道冲激响应, 则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, $\{\omega_n\}_{n=0}^{P-1}$ 是方差为 σ_n^2 的加性高斯白噪声的抽样. 设

$$\begin{aligned} R &= [R_0, \dots, R_{P-1}]^T, \\ X &= [X_0, \dots, X_{P-1}]^T, \\ H &= [H_0, \dots, H_{P-1}]^T \end{aligned}$$

和

$$W = [W_0, \dots, W_{P-1}]^T$$

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 点离散傅立叶变换 (DFT), 则第 k 个频率上的接收信号可以表示为

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

下面以迭代分组判决反馈均衡器 (IBDFE) 为例说明 SC-FDE 的均衡和信道估计过程, 带有信道估计的 IBDFE 原理框图如图 1 所示.

频域接收信号 $\{R_k\}_{k=0}^{P-1}$, 经过系数为 $\{F_k\}_{k=0}^{P-1}$ 的频域前馈滤波器, 其输出与系数为 $\{B_k\}_{k=0}^{P-1}$ 的频域反馈滤波器的输出相减, 形成均衡输出信号 $\{U_k\}_{k=0}^{P-1}$. 设第 l 次迭代时, 均衡器第 k 个频率上的输出为

$$\begin{aligned} U_k^{(l)} &= F_k^{(l)} R_k - B_k^{(l)} \hat{x}_k^{(l-1)}, \\ k &= 0, 1, \dots, P-1, \end{aligned} \quad (3)$$

式中, $F_k^{(l)}$, $B_k^{(l)}$ 为第 l 次迭代时滤波器的系数, $\hat{x}_k^{(l-1)}$ 是前次迭代的判决输出.

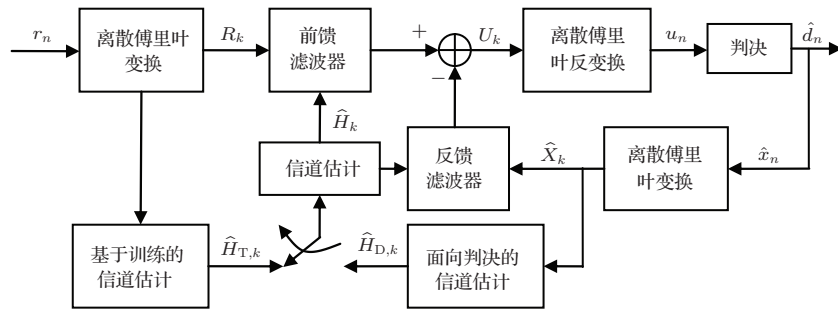


图1 带有信道估计的IBDFE原理框图

按照文献[6], 滤波器的系数按照MMSE准则设计. 第 l 次迭代时, 前馈滤波器的系数 $F_k^{(l)}$ 按下式修正:

$$F_k^{(l)} = \frac{H_k^{(l-1)*}}{PW_w + PW_s[1 - (\rho^{(l-1)})^2]|H_k^{(l-1)}|^2}, \quad (4)$$

式中, $PW_s = E[|x_n|^2]$ 是发射信号功率, $PW_w = P\sigma_n^2$ 是频域噪声功率, $\rho^{(l)}$ 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

$$\rho^{(l)} = \frac{E[\hat{x}_n^{(l-1)} x_n^*]}{P_s} = \frac{1}{P_s P} \sum_{k=0}^{P-1} \frac{R_k}{H_k^{(l)}} x_k^{(l-1)*}. \quad (5)$$

反馈滤波器的系数 $B_k^{(l)}$ 为

$$B_k^{(l)} = -\rho^{(l-1)}[F_k^{(l)} H_k^{(l-1)} - \beta^{(l)}], \quad (6)$$

式中, $\beta^{(l)}$ 表示经前馈滤波器后的平均信号幅度, 要从反馈滤波中去除. $\beta^{(l)}$ 表示为

$$\beta^{(l)} = \frac{1}{P} \sum_{k=0}^{P-1} F_k^{(l)} H_k^{l-1}. \quad (7)$$

均衡器输出 $\{U_k\}_{k=0}^{P-1}$ 经离散傅里叶反变换 (IDFT)、判决后得到 $\{\hat{x}_n\}_{n=0}^{P-1}$. 本文采用的判决方法为

$$\hat{x}_n = \begin{cases} \arg \min |u_n - x_n|, & u_n \in \theta, \\ u_n, & u_n \notin \theta, \end{cases} \quad (8)$$

$n = 0, 1, \dots, P-1,$

式中, θ 是进行硬判决的区域, 由与 $\{u_n\}_{n=0}^{P-1}$ 有关的判决门限确定.

从 $\{\hat{x}_n\}_{n=0}^{P-1}$ 中取出前 M 个符号, 得到发射信息估计 $\{\hat{d}_n\}_{n=0}^{M-1}$, 加上全零序列, 形成发射数据估计 $\{\hat{x}_n\}_{n=0}^{P-1}$, 其频域变换 $\{\hat{X}_k\}_{k=0}^{P-1}$ 作为反馈滤波器的输入, 用来抵消信号中的码间干扰. 按照 (3)—(8) 式, 经过几次迭代后, 输出信息估计 \hat{d}_n .

对于采用线性结构的频域均衡 (LFDE), 均衡器中没有反馈通道和迭代过程, 均衡信号经判决后

输出发射信号的估计, 按照MMSE准则设计的最佳频域滤波器系数为

$$C_k = \frac{H_k^*}{PW_w/PW_s + |H_k|^2}, \quad k = 0, 1, \dots, P-1. \quad (9)$$

2.2 信道估计和噪声估计

由 (4), (6) 和 (9) 式可以看到, 均衡器系数的计算需要知道信道频域响应 H_k . H_k 可以用最小方差 (LS) 或 MMSE 准则来估计. MMSE 估计要了解发射信号的先验信息和噪声方差, 因此, LS 估计更为常用.

信道频域响应的 LS 估计表示为

$$\begin{aligned} \hat{H}_{LS,k} &= \arg \min \{|R_k - H_k X_k|^2\} = \frac{R_k}{X_k} \\ &= H_k + \frac{W_k}{X_k} = H_k + \varepsilon_k, \end{aligned} \quad (10)$$

式中, ε_k 是信道估计误差, 是零均值的高斯随机变量.

由 (10) 式得到的信道估计可能有两方面的问题. 首先, 若假设均衡器的判决输出 \hat{X}_k 都是正确的, 则 $\hat{H}_{LS,k}$ 的方差为 [13]

$$\hat{\sigma}_H^2 = E\{|H_k - \hat{H}_k|^2\} = \frac{\sigma_n^2}{|\hat{X}_k|^2}. \quad (11)$$

由 (11) 式可见, 当发射数据的频谱幅度较小时, 信道估计会有较大的方差, 出现明显的噪声增强. 为此, 可以采用具有均匀谱的信号作为训练, 获得信道频域响应的初始估计.

其次, $\hat{H}_{LS,k}$ 经 IDFT 后得到信道的时域响应 $\hat{h}_{LS,n}$, 即

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

式中, e_n 为时域的信道估计误差, 假设为不相关的高斯噪声, 则经 IDFT 后, 噪声将均匀地扩展到长度为 P 的信道分支上. 由于 SC-FDE 的数据分组长度 P 远大于信道长度 L , 因此, e_n 同样造成噪声增强. 为此, 可以用 Wiener 滤波器来降低噪声的影响 [13]. 一种简单而更常用的方法是划定信道能量集中区域, 认为在能量集中区域之外的信道响应为零, 由此对 (12) 式表示的信道估计进行处理来改善估计精度. 这种处理方法又称为去噪处理, 是一种次最佳的方法.

信道能量集中区域通常表示为

$$g_n = \begin{cases} 1, & n \leq L_c, \\ 0, & n > L_c, \end{cases} \quad n = 0, 1, \dots, P-1, \quad (13)$$

式中, L_c 表示信道能量集中区域的长度, 通常取为等效信道长度, 即最大多途时延或均方根时延. 于是, 经去噪处理后的时域信道估计为

$$\hat{h}_n = \hat{h}_{LS,n} g_n = \begin{cases} \hat{h}_{LS,n}, & n \leq L_c, \\ 0, & n > L_c. \end{cases} \quad (14)$$

对 $\{\hat{h}_n\}_{n=0}^{P-1}$ 再做 DFT 得到信道频域响应估计 $\{\hat{H}_k\}_{k=0}^{P-1}$.

由 (4) 和 (9) 式可知, 均衡器系数计算同样需要噪声功率 $PW_w = P\sigma_n^2$ 值. 一般来说, 噪声功率可由信噪比和信号功率的估算出 [9], 是随信噪比变化的量. 按照文献 [6], 当发射数据的信息完全已知, 或者说当均衡器的判决输出 \hat{X}_k 都是正确时, IBDFE 的前馈滤波器系数可简化为

$$F_k^{(l)} = \frac{H_k^{(l-1)*}}{PW_w}. \quad (15)$$

我们由两种极端的情况来分析噪声估计对均衡器系数的影响. 当噪声功率较大, 即信噪比较小时, 由于受到噪声的影响, 不能保证均衡器的判决输出 \hat{X}_k 都是正确的, 由 (4) 式计算的前馈滤波器系数, 是满足 MMSE 准则的最佳均衡器系数; 但当噪声功率较小, 即信噪比很大时, 容易满足判决输出都是正确的条件, (4) 式近似为 (15) 式. 由 (15) 式可以看到, 噪声功率将成为一个很大的加权系数, 从而使得前馈滤波器的系数受噪声的影响, 不能与信道频域响应完全匹配. 这可能是造成频域均衡在高信噪比下出现误码率平台的原因.

因此, 计算噪声功率更好的方法是借助于信道响应, 认为信道能量之外的信道响应分量为

噪声, 即

$$P\hat{W}_w = \frac{1}{P-L_c} \sum_{n=L_c+1}^P |\hat{h}_n|^2. \quad (16)$$

按照 (13), (14) 和 (16) 式, 信道估计和噪声估计与信道能量集中区域的长度 L_c 有很大关系. 取不同的区域长度 L_c 时, 由 (14) 式得到的信道响应不同, 由 (16) 式得到的噪声功率也不同. 由此可见, 区域长度 L_c 不仅确定了信道能量集中区域, 进而也决定了信道频域响应估计与噪声估计的精度.

2.3 联合信道时频域响应和噪声估计

利用水声信道响应的稀疏特性, 本文提出基于 Chu 序列的联合信道时频域响应和噪声功率估计 (JECN) 的方法: 采用具有均匀包络和频谱的 Chu 序列作为训练序列, 获得信道的时频域响应估计; 由信道时域响应估计信道长度, 确定信道能量集中区域, 由此对信道频域响应估计进行去噪处理和噪声功率计算.

长度为 N 的 Chu 序列表示为

$$s_n = \begin{cases} e^{-j\pi r n^2/N}, & N \text{ 为偶数,} \\ e^{-j\pi r r n(n-1)/N}, & N \text{ 为奇数,} \end{cases} \quad (17)$$

式中, r 与 N 互质.

用 Chu 序列组成与数据分组有相同数据格式的训练分组, 用 (10) 和 (12) 式得到信道时域响应的初始估计 $\hat{h}_{LS,n}^T$, 并设定一门限 α_T 来划定信道能量的集中区域, 即将信道能量集中区域表示为

$$g_n = \begin{cases} 1, & \hat{h}_{LS,n} \geq \alpha_T, \\ 0, & \hat{h}_{LS,n} < \alpha_T, \end{cases} \quad n = 0, 1, \dots, P-1. \quad (18)$$

根据水声信道时域响应的稀疏特性, 取 (18) 式所示的 $\{g_n\}$ 中不为零分量对应的最大 n 值 n_{\max} 作为信道长度 L 的估计, 即 $L = n_{\max}$. 经过去噪处理后的信道估计为

$$\hat{h}_n = \hat{h}_{LS,n} g_n = \begin{cases} \hat{h}_{LS,n}, & n \leq n_{\max}, \\ 0, & n > n_{\max}. \end{cases} \quad (19)$$

噪声功率则按下式计算:

$$P\hat{W}_w = \frac{1}{P-n_{\max}} \sum_{n=n_{\max}+1}^P |\hat{h}_n|^2. \quad (20)$$

由于 Chu 序列具有特殊的时频特性, 因此, 可以得到良好的信道冲激响应估计 (参见图 2), 由

(20) 式计算得到的噪声功率在高信噪比时基本不变, 可以看成是一个常数. 因此, 当滤波器系数可由 (15) 式近似计算时, 最佳滤波器系数将由信道频域响应值 \hat{H}_k 完全决定, 即与信道完全匹配. 因此, 最佳滤波器系数不会受信道中噪声的影响, 不会出现高信噪比条件下的误码率平台问题.

对于在数据帧内慢变的信道, 由 (19) 式得到的信道估计完全可以用于对数据分组进行均衡时均衡器系数的计算; 对于时变信道, 用面向判决或混

合信道估计方法时, 得到的信道初始估计同样可以采用 (18)—(20) 式来进行去噪处理和噪声估计.

3 性能仿真

我们利用水声信道模型来仿真分析 SC-FDE 中 JECN 算法的性能. 表 1 为采用射线模型计算的 200 m 水深的水声信道的参数, 表中数据分别用首先到达路径的参数进行了归一化.

表 1 水声信道的参数

| 信道 | 衰减系数 | | | | | | | | 相对时延/ms | | | | | | | |
|----|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|------|---------|-------|------|------|------|-------|---|---|
| | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 |
| 1 | 2.689 | 2.741 | 0.784 | 1.0 | 1.062 | 1.092 | 1.133 | 90.0 | 112.5 | 200.7 | 0.0 | 60.2 | 85.2 | 119.9 | | |
| 2 | 1.0 | 0.999 | 0.998 | 0.567 | 0.557 | | | 0.0 | 22.0 | 57.7 | 88.5 | 94.8 | | | | |

我们着重分析去噪处理, 门限选取, 以及噪声估计等对 SC-FDE 的影响. 仿真时用二进制随机数据作为信息数据, 训练分组与数据分组采用相同的数据格式, 其长度取决于应用环境. 发射数据采用四相移键控 (QPSK) 调制, 并假设接收机有良好的时间和相位同步. 在以下所有 IBDFE 的仿真中, 误比特率 (BER) 都是 4 次迭代后的结果. 采用蒙特卡洛仿真, 每次用于仿真的数据分组数为 100, 每个分组内有 8.96×10^3 个数据.

3.1 去噪处理对信道估计的影响

图 2 是用 Chu 序列得到的, 信道 1 时域响应的最小方差 (LS) 估计和去噪后的结果. 仿真时, 数据率为 1 kb/s, 信道长度 $L = 201$, 扩展序列长度取为 $N = 256$, 数据分组长度取为 $P = 2048$, 输入信噪比为 0 dB. 去噪处理时, 划定信道能量集中区域的门限 $\alpha_T = 0.15$. 图 3 为相同的仿真条件下, 信道 1 中采用信道 LS 估计与对 LS 估计进行去噪处理后的 BER 曲线, 图中同时给出了线性频域均衡 (LFDE) 和 IBDFE 的 BER 曲线.

由图 2 可见, 由于 Chu 序列具有特殊的时频特性, 即使在 0 dB 的低信噪比时也可以得到很好的信道冲激响应. 经过去噪处理, 信道能量区域之外的噪声得到较大抑制, 无论是 LFDE 还是 IBDFE, 在达到 $BER = 10^{-3}$ 时, 经去噪处理后均可获得约 4 dB 的信噪比增益.

图 4 是信道 2 中分别采用信道 LS 估计和对 LS 估计进行去噪处理的 BER 曲线, 仿真时, 数据率为 1kb/s, 信道长度 $L = 95$, 扩展序列长度 $N = 256$, 数据分组长度 $P = 2048$, 门限 $\alpha_T = 0.15$. 由图可

见, 经去噪处理后不仅可以获得信噪比增益, 而且可以消除误码率平台, 或在出现平台时大大降低 BER.

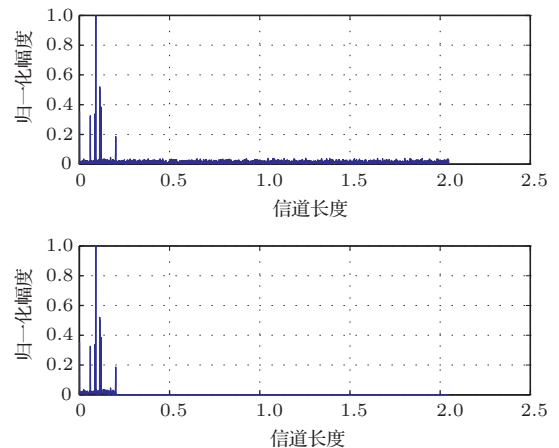


图 2 信道 1 的时域响应 LS 估计和去噪的结果

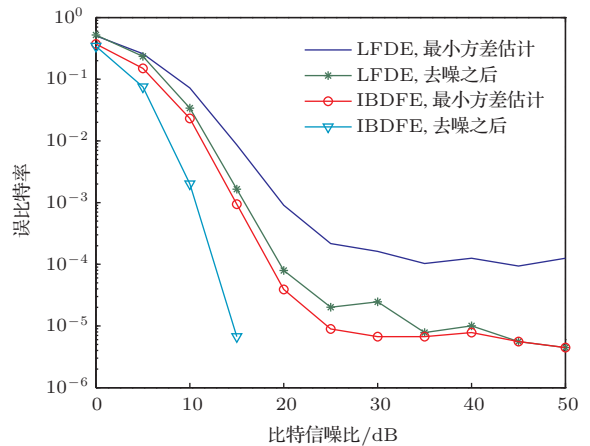


图 3 信道 1 中用 LS 估计和去噪处理的 BER 曲线

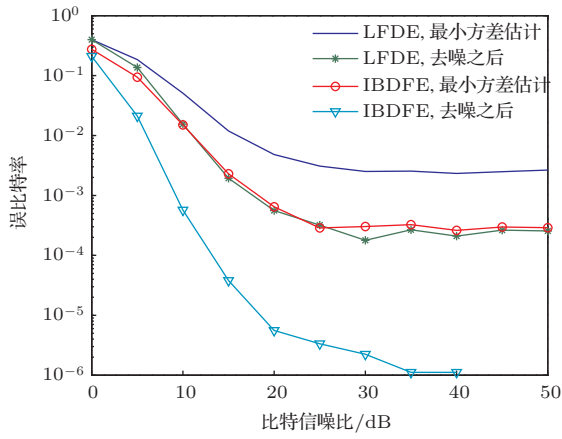


图4 信道2中用LS估计和去噪处理的BER曲线

3.2 门限选取对信道和噪声估计的影响

由(18)–(20)式可知, 门限取值决定信道长度、信道响应和噪声功率的估计. 我们用信道长度的估计来表征选取不同门限时信道估计的精度, 分析门限选取对信道和噪声估计的影响. 图5是信道2中估计信道长度和已知信道长度时IBDFE的误码率曲线, 仿真条件为: 数据率1 kb/s, $N = 256, P = 2048, L = 95$. 图5给出了在估计信道长度时取两种不同的门限值 ($\alpha_T = 0.15$ 和 $\alpha_T = 0.25$) 时的BER. 两种门限条件下估计的信道长度都为96, 但从图5可见, 两种情况下的BER在高信噪比时却有差异.

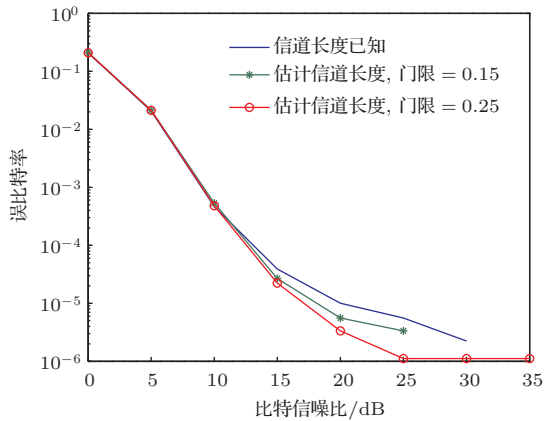


图5 信道2中不同门限时的BER性能

图6为信道1中估计信道长度和已知信道长度时IBDFE的误码率曲线. 仿真时数据率为1kb/s, $L = 201$. 不同门限时估计的信道长度都为202, 但BER曲线有较大差异: 当 $\alpha_T = 0.15$ 时, 用估计的信道长度得到的BER与信道长度已知时的几乎完全相同; 而当门限增大或减小时, BER性能下

降. 随着门限值的增大, BER曲线随SNR的增加逐渐平缓; 当门限值为0.23和0.33时, 出现了误码率平台.

综上所述, 取不同的门限, 得到的信道长度估计可能相差不大, 但对由(20)式计算的噪声功率有较大影响, 进而影响SC-FDE的最佳均衡器系数的计算. 由此可见, 噪声估计在SC-FDE的参数估计中同样起着重要的作用.

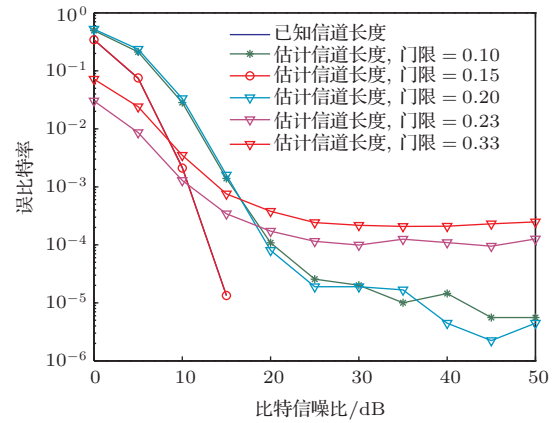


图6 信道1中不同门限时的BER性能

3.3 门限值的确定

由图5和图6的仿真可知, 门限的选择对SC-FDE的性能有重要影响. 为此, 我们对门限的可取范围进行了仿真. 图7则给出了在信道1中, 给定信噪比条件下, BER随门限变化的曲线. 由图可见, 当门限值大于0.2时, BER出现明显的上升; 同时, 当信噪比为10 dB时, 门限值小于0.03, BER也会增大. 因此, 在该信道和系统条件下, 门限值应在0.04到0.2之间.

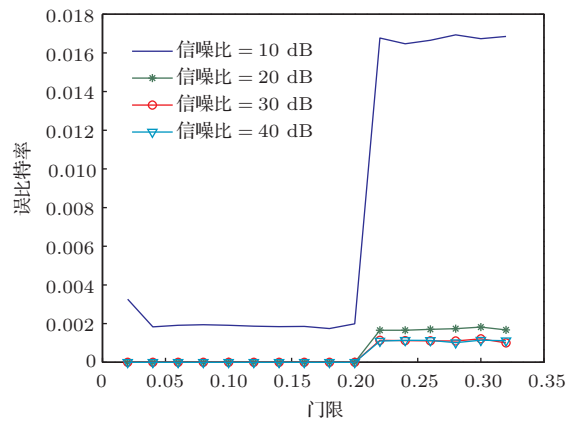


图7 信道1中BER随门限的变化

在我们提出的JECN方法中, 门限实际上主要决定噪声功率的计算区域. 由上述仿真可知, 选择合适的门限, 意味着选择了正确的噪声估计范围, 从而保证了SC-FDE最佳均衡器系数的计算.

3.4 与其他噪声估计方法的比较

在文献[9]中, 噪声功率是利用已知信噪比(SNR)和训练序列的信号功率进行估计的. 图8给出了信道2中借助于SNR估计噪声方法与采用JECN方法时LFDE及IBDFE的BER曲线, 仿真参数同前. 由图8可见, 采用由SNR估计噪声方法的SC-FDE, 在高信噪比时BER曲线反而呈现上升的趋势. 这正如第2节所说, 在高SNR条件下, SC-FDE的前馈滤波器系数可以近似由(15)式来修正. 采用由SNR估计噪声的方法, 越来越小的随机噪声功率将使均衡器的系数受到严重影响, 导致SC-FDE的性能急剧下降. 而我们所提出的JECN方法可使计算的噪声功率在高信噪比时不随SNR变化, 从而保证了在高SNR时, 均衡器的系数保持最佳.

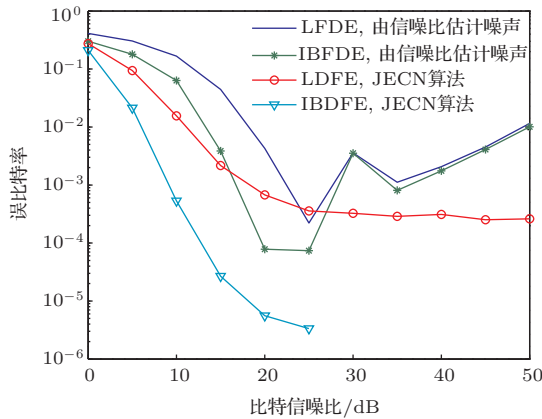


图8 信道2中不同噪声估计方法的BER性能

前文中提到, 本文提出的JECN算法不仅可用于基于训练的信道估计中, 同样也可用于面向判决和混合信道估计中. 图9为用文献[14]提出的混合信道估计方法在信道1中进行去噪处理和噪声估计的结果, 仿真参数同前. 比较了两种情况: 1) 用Chu序列获得信道的初始估计, 按(19), (20)式进行去噪处理和噪声计算; 将该信道估计与面向判决的信道估计进行组合, 得到混合信道估计, 该信道估计和由Chu序列计算的噪声估计用于数据分组的均衡. 2) 信道估计方法不变, 用混合信道估计代替基于Chu序列的信道估计按(20)式进行噪声

计算.

由图9可见, 虽然从理论上说, 在用(20)式进行噪声计算时, 可以用各种信道估计值, 但用本文提出的联合信道和噪声估计方法, 所得到的结果更好. 究其原因, 仍是与Chu序列的良好时频特性有关.

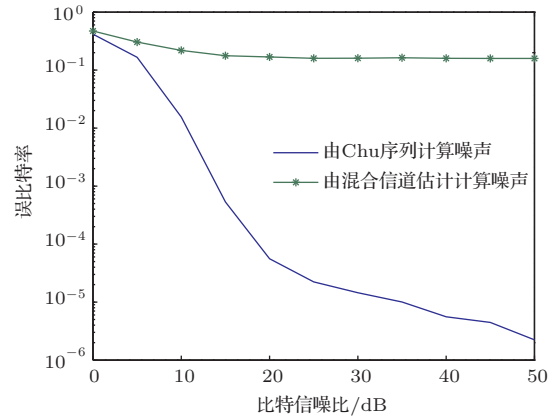


图9 信道1中不同噪声估计方法的BER性能

4 结论

本文对水声SC-FDE通信系统中的信道频域响应和噪声功率估计进行了研究, 着重分析了噪声估计对均衡器参数设计的影响, 以及造成SC-FDE在高信噪比条件下出现误码率平台的可能原因, 并提出了信道时频域信道响应和噪声功率的联合估计方法. 仿真结果表明, 本文所提出的信道和噪声估计方法可以有效地解决高信噪比条件下SC-FDE的误码率平台问题, 这为SC-FDE在水声通信系统中的有效应用提供了一种可行的实现方案.

单载波频域均衡技术为高速率水声通信提供了一种有效的、低复杂度的信号处理新方法, 而信道频域响应和噪声估计是频域均衡的关键技术之一. 本文所提出的联合信道和噪声估计方法, 以及单载波频域均衡技术如何更为有效地应用于水声通信中, 仍需更多的理论分析和试验工作, 这也将是我们今后研究工作的重点.

参考文献

- [1] Chitre M, Shahabudeen S, Freitag L, Stojanovic M 2008 *IEEE Conference Oceans 2008* Quebec, Canada, September 15-18, 2008 p1
- [2] Zhang J, Zheng Y R, Xiao C S 2008 *IEEE Conference Oceans 2008* Quebec, Canada, September 15-18 2008, p1

- [3] Zhang J, Zheng Y R 2010 *J. Acoust. Soc. Am.* **128** 2910
- [4] Li B S, Huang J Zhou S L, Ball K, Stojanovic M, Freitag L 2009 *IEEE J. Ocean Eng* **34** 634
- [5] Czylwik A 1997 *IEEE Conference VTC* Phoenix Arizona, USA, May 4–7, 1997 2 865
- [6] Benvenuto N, Tomasin S 2005 *IEEE Trans. Communications* **53** 1867
- [7] Benvenuto N, Dinis R, Falconer D, Tomasin S 2010 *Proceedings of the IEEE*, **98** 69
- [8] Zhang C, Wang Z C, Pan C Y, Chen S, Li H Z 2011 *IEEE Trans. On Vehicular Technology* **60** 1295
- [9] Zhang X, Zhang X J 2013 *J. Electronic & Information Technology* **35** 510 (in Chinese) [张歆, 张小蓓 2013 电子与信息学报 **35** 510]
- [10] He C B, Huang J G, Meng Q W, Zhang Q F, Shi W T 2013 *Acta Phys. Sin.* **62** 234301 (in Chinese) [何成兵, 黄建国, 孟庆微, 张群飞, 史文涛 2013 物理学报 **62** 234301]
- [11] Huang G. L, Nix A, Armour S 2010 *IEEE Vehicular Technology Conference* Ottawa, Canada, September 6–9, 2010 p1
- [12] Zhang H T, Zhang X, Yang D C 2012 *IEEE Vehicular Technology Conference* Yokohama, Japan, May 6–9 2012, p1
- [13] Lam C T, Falconer D D, Danilo-Lemoine F 2008 *IEEE J. Selected Areas in Communications* **26** 348
- [14] Coelho F, Dinis R, Montezuma P 2010 *Military Communications Conference* San Jose, USA, October 31–November 3, p1765
- [15] Zheng Y R, Xiao C S 2009 *IEEE Trans. on Vehicular Technology* **58** 815
- [16] Wang H S, Zeng G H 2008 *Chin. Phys. Soc.* **17** 4451

Frequency domain response estimation of underwater acoustic channel and noise estimation for single-carrier frequency domain equalization*

Zhang Xin[†] Zhang Xiao-Ji Xing Xiao-Fei Jiang Li-Wei

(School of Marine Science and Technology, Northwestern Polytechnical University, Xi'an 710072, China)

(Received 21 February 2014; revised manuscript received 5 May 2014)

Abstract

Single-carrier frequency domain equalization (SC-FDE) has drawn increasing researches because of its lower computational complexity and better performance of mitigating intersymbol interference (ISI) as compared with the time domain equalization. The practical SC-FDE systems, however, require the knowledge of the channel frequency domain response and the noise power to calculate filter coefficients of the frequency domain equalizer. Improper channel and noise estimations have been shown to result in error floor at high signal-to-noise ratio (SNR), which may impede the utilization of SC-FDE in the high-rate underwater acoustic (UWA) communications. In this paper, we discuss the possible influence of inaccurate noise estimation on the error floor at high SNR, and propose a joint estimation scheme for the channel time domain and frequency domain responses and also the noise power based on Chu sequence. The channel energy concentration region is determined by the threshold and the sparse channel impulse response (CIR) of UWA channels, used in denoising process of the CIR and the noise power computation. The bite error ratio performance of the SC-FDE variation versus the threshold is simulated via the UWA models, and accurate noise power estimation is shown to be desirable to improve the SC-FDE performance. Numerical examples also indicate that our joint estimation scheme can eliminate the error floor and improve the performance of SC-FDE at high SNR.

Keywords: single-carrier frequency domain equalization, channel estimation, underwater acoustic communications, channel equalization

PACS: 43.30.+m, 43.60.+d

DOI: 10.7498/aps.63.194304

* Project supported by the National Natural Science Foundation of China (Grant No. 61371088).

† Corresponding author. E-mail: zhangxin@nwpu.edu.cn