

单载波频域均衡系统中一种简化的 IBDFE 算法

顾晨阳, 杨 瑞, 盛文钦, 李丁山

(武汉船舶通信研究所, 湖北武汉 430205)

摘 要: 在单载波频域均衡系统中, 线性均衡算法虽然简单易行, 但是其抑制噪声干扰和符号间干扰的能力有限, 因此需要引入非线性的反馈和迭代机制以进一步提升系统性能. 迭代块判决反馈均衡 (Iterative Block Decision Feedback Equalization, IBDFE) 就是一种行之有效的非线性算法, 但其缺点是计算复杂度高. 鉴于此, 在 IBDFE 结构的基础上, 利用最小均方误差准则, 推导出了—种新的简化算法. 之后, 对简化后算法和现有低复杂度算法的均方误差 (Mean Square Error, MSE) 性能进行了理论分析和比较, 并在两种无线多径衰落信道下对三种不同的算法进行了仿真. 结果表明, 在所给信道条件下, 这种算法在迭代两次后已基本收敛. 同时, 仿真也验证了 MSE 分析的结论. 最后, 对算法复杂度的分析和比较表明, 提出的简化算法相比传统 IBDFE 算法, 其误比特率性能有所下降, 但能有效地减小计算量.

关键词: 单载波频域均衡; 判决反馈均衡; 迭代块判决反馈均衡; 最小均方误差

中图分类号: TN911.7 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2014)09-1699-06

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

DOI: 10.3969/j.issn.0372-2112.2014.09.006

A Simplification of IBDFE Algorithm in Single Carrier Frequency Domain Equalization System

GU Chen-yang, YANG Rui, SHENG Wen-qin, LI Ding-shan

(Wuhan Maritime Communication Research Institute, Wuhan, Hubei 430205, China)

Abstract: In single carrier frequency domain equalization (SC-FDE) systems, linear equalization is simple and practical, but it does not do well in noise and inter-symbol interference (ISI) suppression. Therefore, nonlinear feedback and iteration mechanism is needed to improve the performance. Iterative block decision feedback equalization (IBDFE) is an effective nonlinear algorithm with a disadvantage of high computational complexity. In view of this, a simplified algorithm is derived on the basis of IBDFE structure using the minimum mean square error (MMSE) criterion. Then the mean square error (MSE) of the simplified algorithm and the existing low complexity algorithm is analyzed and compared. Three algorithms are simulated considering two kinds of wireless multipath fading channels. Results show that the proposed algorithm is convergent after two iterations under the given channels. Simulations also validate the conclusions of MSE analysis. Computational complexity comparison indicates that the proposed algorithm decreases the bit error rate (BER) performance, but it can efficiently reduce the amount of calculation.

Key words: single carrier frequency domain equalization (SC-FDE); decision feedback equalization; iterative block decision feedback equalization (IBDFE); minimum mean square error

1 引言

在当今的宽带无线通信中, 正交频分复用 (Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM) 和单载波频域均衡 (Single Carrier Frequency Domain Equalization, SC-FDE)^[1] 是两种实现高速数据传输的主要技术. OFDM 技术能够有效地抑制无线多径衰落造成的符号间干扰 (Inter-Symbol Interference, ISI), 因此近几十年来得到了飞速发展和广泛应用. 但同时, OFDM 系统也存在不少痼疾, 比如很高的峰均比 (Peak-to-Average Power Ratio, PA-

PR) 以及对载波频偏和相位噪声比较敏感等.

针对 OFDM 的以上缺点, SC-FDE 被提出^[2], 并被认为是一种有效的替代技术. 在 SC-FDE 系统中, 数据被调制到单频载波上传输, 并在频域进行信号处理. 因此, SC-FDE 系统不但不存在峰均比问题, 而且还克服了时域均衡的高复杂度等问题. 同时, SC-FDE 系统有着与 OFDM 系统相似的复杂度和性能^[3,4]. 基于上述原因, SC-FDE 技术已经作为一种候选技术被写入 IEEE 802.16a 标准.

在 SC-FDE 系统中, 常用的频域均衡算法有迫零

(ZF)均衡和最小均方误差(MMSE)均衡,但作为线性均衡手段,其对噪声干扰和符号间干扰的抑制能力有限,因此考虑采用引入反馈机制和迭代的非线性均衡方法.文献[5]提出了一种时频域混合结构的判决反馈均衡器,被称为 HDFE.文献[6]讨论了一种与 HDFE 类似被称为噪声预测判决反馈均衡(NP-DFE)的结构.这种均衡器也是频域均衡、时域反馈的时频混合结构,分析表明其性能与 HDFE 等价,所不同的是 NP-DFE 算法的前馈与反馈部分互相独立,因此可分别调整而不会相互影响,这在一定程度上减小了设计难度.针对 MMSE 均衡后残余的 ISI,文献[7]提出了一种 RISIC 算法.仿真表明,这种算法在某些信道环境下能取得与 NP-DFE 相似的性能,且避免了矩阵求逆运算.

上述几种算法基本都属于时频混合结构,完全频域的均衡器结构,即迭代块判决反馈均衡(Iterative Block Decision Feedback Equalization, IBDFE)在文献[8]中被首次提出,这种结构采用频域均衡加频域反馈并进行迭代的方法,以较小的计算量取得了相比 HDFE 较好的性能.根据这种频域均衡结构,文献[9]针对水声信道,提出了一种联合均衡和信道估计(JECE)算法.

但这种算法在每次迭代的过程中都需要进行繁琐的统计量估计,无疑增加了系统实现复杂度.为此,文献[10]在 IBDFE 的基础上,通过简化设计参数,提出了一种易于工程实现的低复杂度算法,并可能取得与 IBDFE 相当的性能.最近,文献[11]对 SC-FDE 系统中的非线性均衡算法作了详细总结,文献[12]也对块迭代均衡的一般框架作了详尽阐述.

本文将根据 IBDFE 结构,针对传统算法计算量大的问题,利用 MMSE 准则推导出一种简化算法,并对其均方误差(MSE)性能和计算复杂度进行理论分析,最后对其误码性能进行仿真.

2 系统描述

对于一个 SC-FDE 系统,在发送端,二进制数据流经过编码和星座映射形成复信号流.然后通过添加 UW (Unique Word)序列封装成帧,并用单频载波发射出去.在接收端,对经过无线信道传输的信号进行去前缀操作后,FFT 变换到频域进行频域均衡.之后通过 IFFT 变换回时域进行判决,恢复出原始发送信息,完成信号检测.其基带等效模型如图 1 所示.

假设 UW 序列的长度大于信道时域冲击响应的最大延迟,则数据帧和信道响应将表现出循环卷积特性,即

$$y_n = x_n \otimes h_n + v_n, \quad n = 0, 1, 2, \dots, N-1 \quad (1)$$

其中 v_n 是均值为 0, 方差为 σ^2 的高斯白噪声. FFT 后,有

$$Y_k = X_k H_k + V_k, \quad k = 0, 1, 2, \dots, N-1 \quad (2)$$

2.1 IBDFE 结构

文献[8]提出了单载波频域均衡系统的 IBDFE 结构,并详细介绍了相应的均衡算法,如图 2 所示.

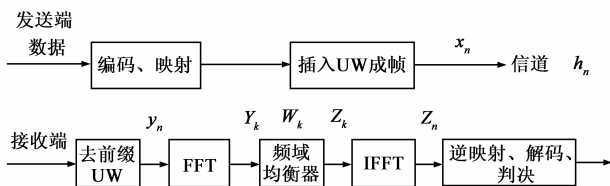


图1 SC-FDE系统基带等效模型

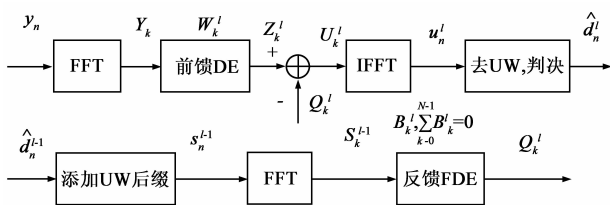


图2 IBDFE结构的数学模型

该结构由前馈均衡和反馈滤波两部分组成,通过迭代的方式对接收信号进行处理,以获得性能提升.在第 l 次迭代时,第 $l-1$ 次迭代的判决结果 \hat{d}_n^{l-1} 通过添加 UW 后缀形成 s_n^{l-1} , FFT 后变成频域信号 S_k^{l-1} , 经过反馈频域均衡器 B_k^l 的滤波,形成反馈信号 Q_k^l . 与前馈频域均衡器 W_k^l 的输出 Z_k^l 叠加后变成 U_k^l . IFFT 变换到时域后再次进行判决,得到的信号进入下一次迭代.有

$$U_k^l = W_k^l Y_k - B_k^l S_k^{l-1} = W_k^l H_k X_k + W_k^l V_k - B_k^l S_k^{l-1} \quad (3)$$

根据文献[8]的分析,第 l 次迭代的 FDE 系数 W_k^l 和 B_k^l 可分别表示为

$$W_k^l = \frac{(1 - r_{XS}^l \gamma^l) H_k^*}{(1 - r_{XS}^l) |H_k|^2 + \frac{\sigma^2}{P}} \quad (4)$$

$$B_k^l = \frac{E[X_k S_k^{l-1*}]}{E[|S_k^{l-1}|^2]} (W_k^l H_k - \gamma^l) \quad (5)$$

其中

$$r_{XS}^l = \frac{|E[X_k S_k^{l-1*}]|^2}{E[|X_k|^2] E[|S_k^{l-1}|^2]} \quad (6)$$

为 X_k 与 S_k^{l-1} 的相关系数. P 为发送符号平均功率.

由此可见,每一次迭代都需要对信号能量和相关系数进行估计,运算量非常大.

2.2 低复杂度的 IBDFE 算法

针对传统 IBDFE 算法求解繁琐的弊端,文献[10]提出了一种低复杂度的替代算法.该算法对相关参数进行了简化.

首先,假设每次迭代的误符号率(SER)是一个定值,并根据不同的反馈准则预定义为 $P_{s,opt}$. 其次,根据接收机能够正常工作的信噪比(SNR)门限,预定义了一

个 SNR 值 SNR_{opt} , 并以此来估计噪声功率. 简化后的滤波器系数为

$$W_k \approx \frac{(1 - \gamma) H_k^*}{2P_{s, \text{opt}} |H_k|^2 + \text{SNR}_{\text{opt}}^{-1}} \quad (7)$$

$$B_k \approx (W_k H_k - \gamma) \quad (8)$$

$$\gamma \approx \Phi / (1 + \Phi) \quad (9)$$

$$\Phi \approx \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \frac{|H_k|^2}{2P_{s, \text{opt}} |H_k|^2 + \text{SNR}_{\text{opt}}^{-1}} \quad (10)$$

仿真结果表明, 这种算法在降低计算量的同时却取得了与传统 IBDFE 算法相似的性能.

3 提出的简化算法

上述低复杂度的 IBDFE 算法的性能依赖于 $P_{s, \text{opt}}$ 和 SNR_{opt} 的选择. 首先, SER 至少在最初的几次迭代中, 每次迭代后都会有所下降而不会固定不变. 其次, 两者都是未知的, 其选取没有固定标准.

针对以上问题, 下面尝试从另一个角度考虑. 在 SC-FDE 系统中, 接收信号经过一次线性 MMSE 均衡后, 其 SER 已经很低, 这意味着 $S_k^{-1} \approx X_k$. 因此假设

$$S_k^{-1} = X_k \quad (11)$$

这时有

$$U_k^l = W_k^l Y_k - B_k^l X_k = (W_k^l H_k - B_k^l) X_k + W_k^l V_k \quad (12)$$

去掉上标 l , 将式(12)改写为

$$U_k = (W_k H_k - B_k) X_k + W_k V_k \quad (13)$$

这时的均方误差为

$$\begin{aligned} E[\varepsilon] &= E\left[\sum_{n=0}^{N-1} |e_n|^2\right] = \frac{1}{N} E\left[\sum_{k=0}^{N-1} |E_k|^2\right] \\ &= \frac{1}{N} E\left[\sum_{k=0}^{N-1} (U_k - X_k)(U_k^* - X_k^*)\right] \\ &= P \sum_{k=0}^{N-1} [(W_k H_k - B_k - 1)(W_k^* H_k^* - B_k^* - 1) + \frac{\sigma^2}{P} W_k W_k^*] \end{aligned} \quad (14)$$

考虑到限制条件 $\sum_{m=0}^{N-1} B_m = 0$ (即对应的时域抽头系数 $b_0 = 0$), 采用拉格朗日乘法, 令代价函数

$$J = E[\varepsilon] - \lambda \sum_{m=0}^{N-1} B_m \quad (15)$$

由 $\frac{\partial J}{\partial W_k} = P[H_k(W_k^* H_k^* - B_k^* - 1) + \frac{\sigma^2}{P} W_k^*] = 0$ 得

$$W_k^* = \frac{(1 + B_k^*) H_k}{|H_k|^2 + \frac{\sigma^2}{P}} \quad (16)$$

取共轭得

$$W_k = \frac{H_k^*}{|H_k|^2 + \frac{\sigma^2}{P}} (1 + B_k) \quad (17)$$

$$\begin{aligned} \text{代入 } J, \text{ 再由 } \frac{\partial J}{\partial B_k} &= P\left[\frac{\frac{\sigma^2}{P}}{|H_k|^2 + \frac{\sigma^2}{P}}(1 + B_k^*)\right] - \lambda = 0 \text{ 得} \\ B_k^* &= \frac{|H_k|^2 + \frac{\sigma^2}{P}}{\sigma^2} \lambda - 1 \end{aligned} \quad (18)$$

$$\begin{aligned} \text{由 } \sum_{m=0}^{N-1} B_m^* &= \left(\sum_{m=0}^{N-1} B_m\right)^* = 0 \text{ 得} \\ \lambda &= \frac{\sigma^2}{\frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} (|H_m|^2 + \frac{\sigma^2}{P})} \end{aligned} \quad (19)$$

于是

$$B_k = \frac{|H_k|^2 + \frac{\sigma^2}{P}}{\frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} (|H_m|^2 + \frac{\sigma^2}{P})} - 1 \quad (20)$$

由此可见, 只要之前获得了信道信息 H_k , 均衡系数 B_k 和 W_k 便可根据式(20)和式(17)分别确定.

初始迭代时, 反馈滤波器不工作, 这时 $B_k = 0$, 相当于对接收信号做一次线性 MMSE 均衡, 并将此均衡后信号作为初始反馈输入. 其系统模型如图 3 所示.

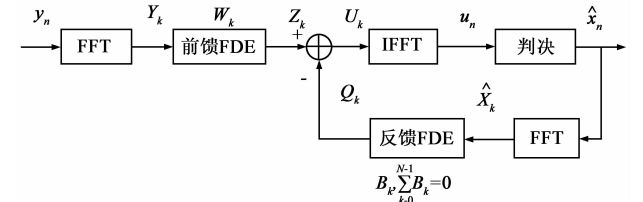


图3 简化的IBDFE结构模型

4 算法性能分析和比较

下面从均方误差和计算量两个方面对三种算法的性能进行分析和比较.

4.1 均方误差

首先对低复杂度的 IBDFE 算法(简记为 LC-IBDFE)和所提出的简化算法(简记为 IBDFE-X)的均方误差(Mean Square Error, MSE)性能进行分析和比较.

IBDFE 结构的 MSE 如式(14)所示, 现重写如下:

$$\begin{aligned} E[\varepsilon] &= P \sum_{k=0}^{N-1} [(W_k H_k - B_k - 1) \\ &\quad \cdot (W_k^* H_k^* - B_k^* - 1) + \frac{\sigma^2}{P} W_k W_k^*] \end{aligned} \quad (21)$$

对于 LC-IBDFE, 将其滤波器系数方程组(7)~(10)代入式(21)得:

$$\begin{aligned} E[\varepsilon]_{\text{LC}} &= P \sum_{k=0}^{N-1} [|1 - \gamma|^2 \\ &\quad + \frac{\sigma^2}{P} |1 - \gamma|^2 \frac{|H_k|^2}{(2P_{s, \text{opt}} |H_k|^2 + \text{SNR}_{\text{opt}}^{-1})^2}] \end{aligned}$$

$$= P |1 - \gamma|^2 \sum_{k=0}^{N-1} \left[1 + \frac{\sigma^2}{P} \frac{|H_k|^2}{(2P_{s,\text{opt}} |H_k|^2 + \text{SNR}_{\text{opt}}^{-1})^2} \right] \quad (22)$$

若记 $G_k = 2P_{s,\text{opt}} |H_k|^2 + \text{SNR}_{\text{opt}}^{-1}$, 则

$$\begin{aligned} E[\varepsilon]_{\text{LC}} &= NP \frac{1}{\left(1 + \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \frac{|H_k|^2}{G_k}\right)^2} \left(1 + \frac{\sigma^2}{P} \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \frac{|H_k|^2}{G_k^2}\right) \\ &= NP \frac{1}{\left(1 + \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \frac{|H_k|^2}{G_k}\right)^2} \left(1 + \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \frac{|H_k|^2}{G_k} \frac{1}{\frac{\sigma^2}{P} G_k}\right) \end{aligned} \quad (23)$$

同理, 对于 IBDFE-X, 将其滤波器系数方程组(17)和(20)代入式(21)得:

$$\begin{aligned} E[\varepsilon]_{\text{X}} &= P \sum_{k=0}^{N-1} \left\{ \frac{\left(\frac{\sigma^2}{P}\right)^2}{\left[\frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} (|H_m|^2 + \frac{\sigma^2}{P})\right]^2} + \frac{\sigma^2}{P} \frac{|H_k|^2}{\left[\frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} (|H_m|^2 + \frac{\sigma^2}{P})\right]^2} \right\} \\ &= P \frac{1}{\left[\frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} (|H_m|^2 + \frac{\sigma^2}{P})\right]^2} \sum_{k=0}^{N-1} \left[\frac{\sigma^2}{P} \left(\frac{\sigma^2}{P} + |H_k|^2\right) \right] \\ &= NP \frac{1}{\frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \left(\frac{\sigma^2}{P} + |H_k|^2\right)} \frac{\sigma^2}{P} \\ &= NP \frac{1}{1 + \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \frac{|H_k|^2}{\frac{\sigma^2}{P}}} \end{aligned} \quad (24)$$

现在观察式(23), 考虑到 $\frac{P}{\sigma^2}$ 实为发端平均符号噪声功率比, 若 $P_{s,\text{opt}}$ 很小, $P_{s,\text{opt}} \rightarrow 0$, 且 $\text{SNR}_{\text{opt}} \approx \frac{P}{\sigma^2}$, 则系数 $G_k \approx \frac{\sigma^2}{P}$, $\frac{P}{\sigma^2} G_k \approx 1$, 有

$$\begin{aligned} E[\varepsilon]_{\text{LC}} &\approx NP \frac{1}{\left(1 + \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \frac{|H_k|^2}{\frac{\sigma^2}{P}}\right)^2} \left(1 + \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \frac{|H_k|^2}{\frac{\sigma^2}{P}}\right) \\ &= NP \frac{1}{1 + \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \frac{|H_k|^2}{\frac{\sigma^2}{P}}} \\ &= E[\varepsilon]_{\text{X}} \end{aligned} \quad (25)$$

亦即, 此时 LC-IBDFE 与 IBDFE-X 等价。

若 $P_{s,\text{opt}}$ 和 SNR_{opt} 的选择使得 $\frac{P}{\sigma^2} G_k < 1$, $k = 0, 1, 2, \dots, N-1$, 则

$$E[\varepsilon]_{\text{LC}} > NP \frac{1}{\left(1 + \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \frac{|H_k|^2}{G_k}\right)^2} \left(1 + \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \frac{|H_k|^2}{G_k}\right)$$

$$= NP \frac{1}{1 + \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \frac{|H_k|^2}{G_k}} \quad (26)$$

而同时由于 $G_k < \frac{\sigma^2}{P}$, 有

$$E[\varepsilon]_{\text{X}} > NP \frac{1}{1 + \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \frac{|H_k|^2}{G_k}} \quad (27)$$

这时, $E[\varepsilon]_{\text{LC}}$ 与 $E[\varepsilon]_{\text{X}}$ 的大小关系不能确定, 而同时依赖于 $P_{s,\text{opt}}$ 和 SNR_{opt} 的具体取值以及信道信息 H_k 。

同理可分析, 若 $P_{s,\text{opt}}$ 和 SNR_{opt} 的选择使得 $\frac{P}{\sigma^2} G_k > 1$,

$k = 0, 1, 2, \dots, N-1$, 或 $\frac{P}{\sigma^2} G_k$ 与 1 的大小关系对于 $k = 0, 1, 2, \dots, N-1$ 不能确定, 那么 $E[\varepsilon]_{\text{LC}}$ 与 $E[\varepsilon]_{\text{X}}$ 的大小关系亦不确定, 从而无法判断其性能优劣。这也就从理论上解释了为什么 LC-IBDFE 的性能取决于具体信道下参数 $P_{s,\text{opt}}$ 和 SNR_{opt} 的选择。

4.2 计算量

由于三种算法的均衡结构相同, 因此其区别仅在于滤波器的设计。以复乘次数为影响计算量的主要因素, 设 N 为 FFT 点数, n_1 为迭代次数。

对于 IBDFE 算法, 观察式(4)~(6), 除去每次迭代所需的信号统计信息运算, 计算 $|H_k|^2$ 需要 N 次复乘, 每次迭代过程中, 计算前馈系数 W_k^l 需要 N 次复乘, 计算反馈系数 B_k^l 需要 $2N$ 次复乘。因此, IBDFE 算法所需的复乘次数至少为 $N + 3Nn_1$ 。

对于 LC-IBDFE 算法, 观察式(7)~(10), 计算 $|H_k|^2$ 需要 N 次复乘, 计算 W_k 和 B_k 各需要 N 次复乘。因此, LC-IBDFE 算法所需的复乘次数至少为 $3N$ 。

对于 IBDFE-X 算法, 观察式(17)和(20), 计算 $|H_k|^2$ 需要 N 次复乘, 计算 W_k 需要 N 次复乘。因此, IBDFE-X 算法所需的复乘次数至少为 $2N$ 。

可见, 由于 IBDFE-X 算法无需信号统计信息和预设参数, 这保证了均衡系数在每次迭代过程中的不变性, 因此能有效地降低计算复杂度。表 1 给出了三者的比较结果。

表 1 三种算法下滤波器设计的主要指标比较

| 算法 | 是否需要信号统计信息 | 是否需要预设特殊参数 | 复乘次数 |
|----------|------------|------------|-------------|
| IBDFE | 是 | 否 | $N + 3Nn_1$ |
| LC-IBDFE | 否 | 是 | $3N$ |
| IBDFE-X | 否 | 否 | $2N$ |

5 仿真

下面, 将针对以上三种算法进行仿真和比较, 并对结果进行分析。仿真中, 假设信道非时变, 且信道信息

已被精确估计. 仿真所采用的主要参数如表 2 所示.

表 2 仿真参数

| 参数 | 取值 |
|--------|--------|
| 调制方式 | 16QAM |
| FFT 长度 | 256 |
| UW 长度 | 32 |
| UW 类型 | Chu 序列 |

其中, 数据帧采用 2UW 结构, 共 150 帧.

仿真所采用的无线信道模型为 SUI-3 和 ITU V-A, 其多径时延和功率参数分别如表 3 和表 4 所示.

表 3 SUI-3 信道参数

| 时延(μ s) | 功率(dB) |
|--------------|--------|
| 0 | 0 |
| 0.4 | -5 |
| 0.9 | -10 |

表 4 ITU V-A 信道参数

| 时延(μ s) | 功率(dB) |
|--------------|--------|
| 0 | 0 |
| 0.31 | -1 |
| 0.71 | -9 |
| 1.09 | -10 |
| 1.73 | -15 |
| 2.51 | -20 |

图 4 为 SUI-3 信道和 ITU V-A 信道下, 提出的简化算法(简记为 IBDFE-X)在迭代 4 次过程中的收敛情况.

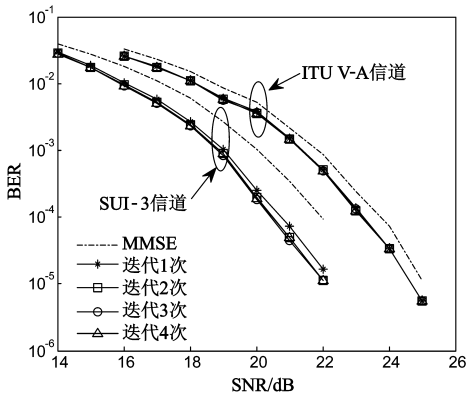


图 4 SUI-3和ITU V-A信道下IBDFE-X算法的收敛情况

可以看到, 简化后的算法在迭代两次之后已基本收敛. 相比线性 MMSE 均衡算法, IBDFE-X 算法在迭代一次后就能够获得较好的性能增益. 在误码率 10^{-4} 处, 对于 SUI-3 信道, 这种增益约为 1.2dB; 对于 ITU V-A 信道, 约为 0.5dB.

图 5 为 $P_{s, \text{opt}} = 0.00001, \text{SNR}_{\text{opt}} = \frac{P}{\sigma^2}$ 时上述三种算法在 SUI-3 信道和 ITU V-A 信道下的性能比较, 迭代次数均取为 2. 其中“IBDFE”表示传统 IBDFE 算法, “LC-

IBDFE”表示低复杂度的 IBDFE 算法, “IBDFE-X”表示文中提出的简化算法.

这里, $P_{s, \text{opt}}$ 很小, 且 $G_k \approx \frac{\sigma^2}{P}$, 根据第 4 节的分析, LC-IBDFE 将与 IBDFE-X 等价, 因此其误码率曲线重合.

图 6 为 $P_{s, \text{opt}} = 0.001, \text{SNR}_{\text{opt}} = 20\text{dB}$ 时三种算法在 SUI-3 信道和 ITU V-A 信道下的性能比较. 图 7 为 $P_{s, \text{opt}} = 0.01, \text{SNR}_{\text{opt}} = 10\text{dB}$ 时三种算法在 SUI-3 信道和 ITU V-A 信道下的性能比较. 迭代次数均取为 2.

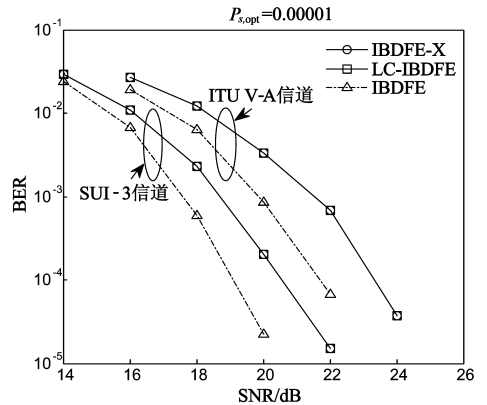


图 5 $P_{s, \text{opt}} = 0.00001$ 时三种算法的性能比较

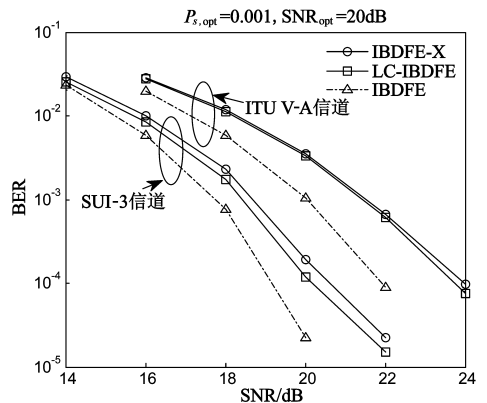


图 6 $P_{s, \text{opt}} = 0.001, \text{SNR}_{\text{opt}} = 20\text{dB}$ 时三种算法的性能比较

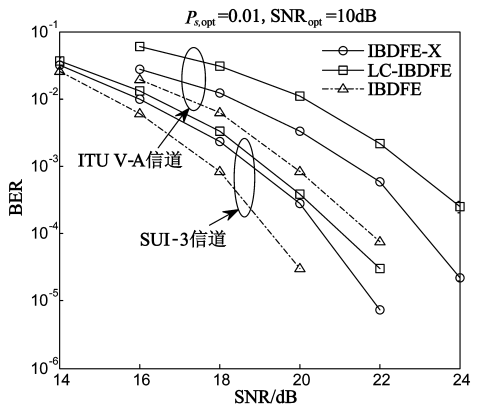


图 7 $P_{s, \text{opt}} = 0.01, \text{SNR}_{\text{opt}} = 10\text{dB}$ 时三种算法的性能比较

可以看到, LC-IBDFE 算法的性能受到 $P_{s, \text{opt}}$ 和

SNR_{opt}以及信道参数的共同影响.而IBDFE-X算法的性能只跟信道有关.仿真所给信道条件下,在误码率 10^{-4} 处,IBDFE-X算法相比传统IBDFE算法,其信噪比的减损为1~2dB.实际应用中,可根据具体信道环境和通信要求选择合适的均衡算法.

6 总结

通过对SC-FDE系统中IBDFE结构的分析,针对传统IBDFE算法计算复杂度高的问题,对系统迭代流程进行了简化,提出了一种新的简化算法,并对其MSE性能和计算复杂度进行了理论分析.仿真结果表明,在所给多径信道环境下,简化后的算法相比传统算法而言,其误码性能有所下降,但能大大降低均衡的复杂度.在实际的SC-FDE系统中,所提出的新算法不失为一种行之有效的折衷方案.

参考文献

- [1] Pancaldi F, Vitetta G, Kalbasi R, et al. Single-carrier frequency domain equalization [J]. IEEE Signal Processing Magazine, 2008, 25(5): 37–56.
- [2] Sari H, Karam G, Jeanclaude I. Transmission techniques for digital terrestrial TV broadcasting [J]. IEEE Communications Magazine, 1995, 33(2): 100–109.
- [3] Falconer D, Ariyavisitakul S L, Benyamin-Seeyar A, et al. Frequency domain equalization for single-carrier broadband wireless systems [J]. IEEE Communications Magazine, 2002, 40(4): 58–66.
- [4] Khan U, Baig S, Mughal M J. Performance comparison of single carrier modulation with frequency domain equalization and OFDM for wireless communications [A]. Munir K. International Conference on Emerging Technologies [C]. Islamabad: IEEE Incorporation Islamabad Section, 2009. 297–300.
- [5] Benvenuto N, Tomasin S. On the comparison between OFDM and single carrier modulation with a DFE using a frequency-domain feedforward filter [J]. IEEE Transactions on Communications, 2002, 50(6): 947–955.
- [6] Zhu Yu, Letaief K B. Single carrier frequency domain equalization with time domain noise prediction for wideband wireless communications [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2006, 5(12): 3548–3557.
- [7] 杨志, 刘泽民. SC-FDE系统的一种新型判决反馈均衡器 [J]. 半导体技术, 2007, 32(9): 800–803.
YANG Zhi, LIU Ze-min. A novel decision feedback equalizer for SC-FDE system [J]. Semiconductor Technology, 2007, 32(9): 800–803. (in Chinese)
- [8] Benvenuto N, Tomasin S. Iterative design and detection of a DFE in the frequency domain [J]. IEEE Transactions on Communications, 2005, 53(11): 1867–1875.

- [9] 张歆, 张小蓟. 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, 35(3): 683–688.
Zhang Xin, Zhang Xiao-ji. Iterative block decision feedback equalization for underwater acoustic channels [J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2013, 35(3): 683–688. (in Chinese)
- [10] Zhang Chao, Wang Zhaocheng, Pan Changyong, et al. Low-complexity iterative frequency domain decision feedback equalization [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2011, 60(3): 1295–1301.
- [11] Benvenuto N, Dinis R, Falconer D, et al. Single carrier modulation with nonlinear frequency domain equalization: an idea whose time has come-again [J]. Proceedings of the IEEE, 2010, 98(1): 69–96.
- [12] Guvensen G, Yilmaz A. A general framework for optimum iterative blockwise equalization of single carrier MIMO systems and asymptotic performance analysis [J]. IEEE Transactions on Communications, 2013, 61(2): 609–619.
- [13] Huang Su, Wang Jun, Song Jian. A receiver diversity scheme for single-carrier system with unique word [J]. IEEE Transactions on Broadcasting, 2012, 58(2): 305–309.

作者简介



顾晨阳 男, 1989年6月出生于山东省曹县. 硕士研究生, 主要研究方向为信号与信息处理和单载波频域均衡.

E-mail: xiaogu166@126.com



杨瑞 女, 1984年8月出生于山西省长治市. 2012年毕业于西安电子科技大学信号与信息处理专业, 硕士, 主要研究方向为短波通信波形设计.

E-mail: yrshxbig@126.com

盛文钦 男, 1987年2月出生于湖北省荆州市. 硕士, 主要研究方向为Turbo编译码技术和CPM调制解调技术.

李丁山 男, 1977年3月出生于湖北省荆州市. 博士, 研究员, 主要研究方向为数字通信及网络.