

采用反馈滤波器组的单载波迭代均衡接收机

兰林瑶¹，穆鹏程¹，董科锋²

(1. 西安交通大学电子与信息学部，710049，西安；2. 中国人民解放军 31605 部队，211122，南京)

摘要：针对宽带无线通信中信道的多径效应问题，提出了一种采用反馈滤波器组的单载波迭代均衡接收机。首先，利用多径时延带来的信号分集，设计接收机的反馈滤波器组和前馈滤波器，反馈滤波器组的主要作用是尽可能消除不同时延信号间的符号间干扰，前馈滤波器的主要作用是将经过干扰消除后的多路信号进行分集合并；然后，利用最小均方误差准则，联合优化滤波器系数，得到最优解，实现多径信号的最佳分离和分集合并效果；最后，估计滤波器系数中的相关系数，并对均衡信号循环前缀部分进行最大比合并，增大信号信噪比。仿真结果表明：与现有的单载波迭代均衡接收机相比，该接收机在信道长度不超过循环前缀长度的情况下，当误比特率为 10^{-5} 时，第一次迭代后性能改善 0.5 dB，且随着迭代次数的增加性能更快逼近匹配滤波界；在信道长度超过循环前缀长度的超大时延扩展的情况下，能有效消除误比特率及误帧率的平台效应，且当误比特率为 10^{-5} 时，两次迭代后的性能改善为 4 dB，逼近匹配滤波界。

关键词：多径效应；单载波；迭代均衡；反馈滤波器组；信号分集

中图分类号：TN911 **文献标志码：**A

DOI：10.7652/xjtub202012007 **文章编号：**0253-987X(2020)12-0054-08



A Single Carrier Iterative Equalizer Receiver with Feedback Filter Bank

LAN Linyao¹，MU Pengcheng¹，DONG Kefeng²

(1. Faculty of Electronic and Information Engineering, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China;
2. The 31605 Unit, Nanjing 211122, China)

Abstract: A single carrier iterative equalizer receiver with feedback filter bank is proposed to solve the multipath effect in broadband wireless communication. Firstly, a feedback filter bank and a feedforward filter are designed by exploiting signal diversity brought by multipath delay. The main function of the feedback filter bank in the equalizer is to eliminate intersymbol interference between different delay signals as much as possible, and the main function of the feedforward filter is to combine the multipath components after the interference elimination. Then, by exploiting the minimum mean square error criterion, the feedforward coefficient and the feedback filter bank coefficient are optimized jointly to obtain the optimal solutions of the coefficients, and the optimal separation and diversity combination of multipath components are realized. Finally, the correlation coefficients in the filter coefficients are estimated, and the maximum ratio combination is carried out for the cyclic prefix part of the balanced signal to increase the signal to noise ratio. Simulation results and a comparison with the existing single carrier iterative equalizer receivers show that in the case that the length of the multipath channel does not exceed the length of the cyclic prefix, when the bit error rate is 10^{-5} , the performance of

the receiver improves by 0.5 dB after the first iteration, and approximates the matched filter boundary faster with the increase of iteration times; In the case that the length of the multipath channel exceeds the length of the cyclic prefix, the “platform effect” of bit error rate and frame error rate are eliminated effectively, and when the bit error rate is 10^{-5} , the performance is improved by 4 dB after two iterations to approximate the matched filter boundary.

Keywords: multipath effect; single carrier; iterative equalization; feedback filter bank; signal diversity

考虑到通信环境较为恶劣时,信道的时延扩展非常大,简单的均衡算法无法达到使人满意的接收性能,所以需要将信道均衡与译码技术相结合进行迭代处理^[1]。作为一种联合均衡和信道译码的接收方法,迭代均衡技术利用均衡器与信道译码器之间的迭代运算,提供迭代增益,逼近最佳接收机,能够有效对抗多径效应导致的符号间干扰^[2]。

近年来,将迭代思想与均衡技术相结合的单载波迭代均衡技术成为了备受关注的研究方向^[3-4]。迭代均衡技术的运用,使得无线通信能够适用于大时延扩展的通信场景,在非视距宽带通信中有着可观的应用前景。考虑到线性均衡的性能距离理论极限还有一定差距,非线性均衡得到广泛的关注和研究,其中判决反馈均衡结构就是一种典型的非线性均衡器^[5]。为此,文献[6-7]将迭代思想引入到判决反馈均衡,提出了块迭代判决反馈均衡(IBDFE)结构,该结构中前馈和反馈滤波器都在频域中实现,其中前馈滤波器对干扰进行部分均衡,反馈部分消除残余干扰。相比于判决反馈均衡,IBDFE 的计算复杂度没有显著增加,但是性能更优。

随着 Turbo 码的提出,Turbo 原理开始广泛应用于现代通信信号处理中,其中 Douillard 等学者早在 20 世纪 90 年代就将 Turbo 原理应用于均衡器中^[8]。Turbo 均衡的迭代处理与级联码的迭代译码类似,均衡模块与译码模块不断进行软信息的迭代交换,经过多轮迭代后再进行硬判决输出^[9]。尽管 Turbo 均衡可以使受到符号间干扰(ISI)影响的通信系统获得接近无 ISI 影响时的性能,但是其复杂度随着信道时延扩展的增长呈指数增加。为了降低复杂度,文献[10-11]使用反馈的对数似然比(LLR)进行最小均方误差(MMSE)均衡,然后再计算比特外信息进行 Turbo 均衡。文献[12]在文献[6]提出的判决反馈均衡结构的基础上加入了迭代译码过程,从而获得了译码增益。文献[13]提出了时域 Turbo BDFE 结构,其前馈滤波器和反馈滤波器均在时域实现。以上方法在时延扩展较小的情况下均

能取得好的系统性能,但是在多径信道长度超过循环前缀(CP)长度的超大时延扩展情况下,误比特率(BER)会出现平台效应,系统性能无法进一步提升。

事实上,如果能够分离不同时刻到达的信号进而合并发送信号在不同时刻到达的分量,就可以有效利用多径时延带来的信号分集。根据这一设想,本文使用了一种采用时域反馈滤波器组的单载波迭代均衡器。该均衡器中反馈滤波器组的主要作用是尽可能消除不同时延信号间的符号间干扰,然后将经过干扰消除后的多路信号进行分集合并(相当于前馈滤波)。考虑到反馈信号并不完全准确,本文通过优化设计反馈滤波器组和前馈滤波器的系数,实现了多径信号的最佳分离和分集合并效果。与已有的方法相比,本文提出的方法能够应对多径信道长度超过循环前缀长度的超大时延扩展,在消除误比特率的平台效应后获得更好的系统性能。

1 系统模型

1.1 发射机模型

发射端信号处理过程如图 1 所示。发送端发送一帧信息比特数据流 $d(q), q=0,1,\cdots,Q-1$,经过信道编码后成为编码比特流 $c(j)$,再经过交织器后得到传输比特流 $b(j)$ 。当进行 P-QAM 调制时,传输比特流经过调制后映射成符号序列 $a(k) \in \chi, k=0,1,\cdots,K-1$,其中 $\chi=\{\alpha_0,\alpha_1,\cdots,\alpha_{P-1}\}$ 为星座符号点集合。符号序列以 N 个为一组进行分块,每块数据添加循环前缀后得到发射信号 $s(n)$,其中循环前缀的长度为 N_{CP} ,数据块加 CP 结构^[14]如图 2 所示。

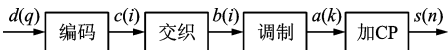


图 1 发射机模型

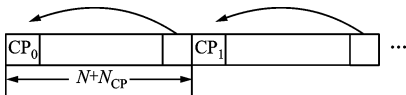


图 2 数据块加 CP 结构

1.2 接收机结构

在本文中,假设信道在一帧信号内保持不变(准静态),发射信号 $s(n)$ 经过多径时延扩展信道后到达接收端,等效基带接收信号可由下式表示

$$x(n) = \sum_{l=1}^{L-1} h(l)s(n-l) + v(n) \quad (1)$$

式中: $h(l)$ 为等效基带信道系数; L 为信道长度; $v(n)$ 是均值为 0、方差为 σ_v^2 的复加性高斯白噪声。

对第 i 次迭代来说,当 $i=0$ 时,系统采用经典的频域最小均方误差均衡方法,具体方法参见文献[6],然后通过软解调和解交织后得到编码比特的对似然比 $\lambda_c^{(0)}$,再将其送入 MAP 译码器^[15-16]得到编码比特软信息 $L_c^{(0)}$ 和信息比特软信息 $L_d^{(0)}$ 。 $L_c^{(0)}$ 和 $\lambda_c^{(0)}$ 的差值为编码比特外信息 $\lambda_{c,e}^{(0)}$,同时对 $L_d^{(0)}$ 进行硬判决可以得到原始信息比特数据流的初始估计值 $\hat{d}^{(0)}(q)$ 。

当 $i>0$ 时,接收端采用时域迭代均衡结构进行处理。一方面,将第 $i-1$ 次迭代中的 $\hat{d}^{(i-1)}(q)$ 经过编码、交织、调制后得到参考信号 $s_r^{(i-1)}(n)$,同时将 $\lambda_{c,e}^{(i-1)}$ 经过交织、软调制^[17-18]后得到反馈信号 $\hat{s}^{(i-1)}(n)$ 。其中,软调制利用外信息 $\lambda_{c,e}^{(i-1)}$ 计算每个符号的先验概率 $p(\alpha)$, $\alpha \in \chi$,从而可将 n 时刻的软调制符号表示为 $\hat{s}^{(i-1)}(n) = \sum_{\alpha \in \chi} \alpha p(\alpha)$ 。然后将 $s_r^{(i-1)}(n)$ 和 $\hat{s}^{(i-1)}(n)$ 一起送入相关系数计算模块,得到的相关系数用来调节第 i 次迭代中反馈滤波器组和前馈滤波器的系数。另一方面,信号经过反馈滤波器组和前馈滤波器之后再进行软解调、解交织、MAP 译码,输出信息比特软信息 $L_d^{(i)}$ 和编码比特软信息 $L_c^{(i)}$ 。 $L_d^{(i)}$ 经过硬判决得到原始信息比特数据流的估计值 $\hat{d}^{(i-1)}(q)$, $L_c^{(i)}$ 与 $\lambda_c^{(i)}$ 相减得到外信息 $\lambda_{c,e}^{(i)}$,它们一起用于下一次迭代。基于反馈滤波

器组的迭代均衡接收机信号处理框图如图 3 所示。

在迭代接收机设计中,为了充分利用多径信号分量,接收信号 $x(n)$ 需要转换为接收信号向量 $\mathbf{x}(n)$ 。由于信道的时延扩展长度是 L ,可用的 $\mathbf{x}(n)$ 分量数 M 满足 $M \leq L$,此时有 $\mathbf{x}(n) = [x(n) \ x(n+1) \ \cdots \ x(n+M-1)]^T$ 。

相应地,反馈滤波器组由 M 个 FIR 滤波器组成。在第 i 次迭代中,反馈滤波器组的输入为 $\hat{s}^{(i-1)}(n)$ 的时延分量,分别通过不同的长度为 L 的 FIR 滤波器。设第 m 组反馈滤波器的系数为 $b_m^{(i)}(l)$, $l=0,1,\cdots,L-1$, $0 \leq m \leq M-1$,则反馈滤波器组输出信号 $\mathbf{x}^{(i)}(n)$ 可以表示为

$$\mathbf{x}^{(i)}(n) = \begin{bmatrix} \mathbf{x}_0^{(i)}(n) \\ \mathbf{x}_1^{(i)}(n+1) \\ \vdots \\ \mathbf{x}_m^{(i)}(n+m) \\ \vdots \\ \mathbf{x}_{M-1}^{(i)}(n+M-1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sum_{l=0}^{L-1} b_0^{(i)}(l) \hat{s}^{(i-1)}(n-l) \\ \sum_{l=0}^{L-1} b_1^{(i)}(l) \hat{s}^{(i-1)}(n+1-l) \\ \vdots \\ \sum_{l=0}^{L-1} b_m^{(i)}(l) \hat{s}^{(i-1)}(n+m-l) \\ \vdots \\ \sum_{l=0}^{L-1} b_{M-1}^{(i)}(l) \hat{s}^{(i-1)}(n+M-1-l) \end{bmatrix} \quad (2)$$

反馈滤波器的作用是消除符号间干扰,为避免在消除干扰的情况下消除有用信号分量,需要限定 $b_m^{(i)} = 0$ 。

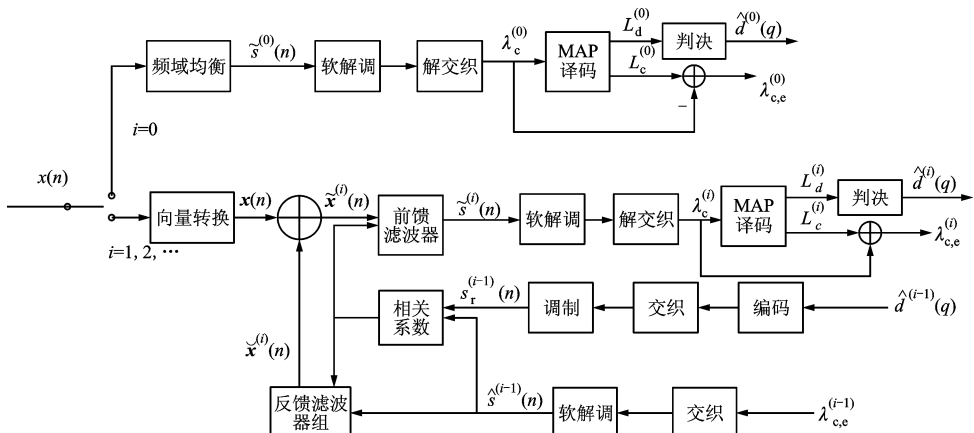


图3 基于反馈滤波器组的迭代均衡接收机信号处理框图

前馈滤波器的作用是合并来自 M 个不同时刻的信号分量。在第 i 次迭代中,设前馈滤波器系数向量为 $\mathbf{a}^{(i)} = [a_0^{(i)} \ a_1^{(i)} \ \cdots \ a_{M-1}^{(i)}]^T$,则前馈滤波器的输出信号为

$$\hat{\mathbf{s}}_0^{(i)}(n) = (\mathbf{a}^{(i)})^T \cdot \hat{\mathbf{x}}_0^{(i)}(n) = (\mathbf{a}^{(i)})^T \cdot (\mathbf{x}^{(i)}(n) + \mathbf{x}(n)) \quad (3)$$

本文的目标是通过优化设计前馈和反馈滤波器使得系统的误比特率(BER)最小。考虑到反馈滤波器组和前馈滤波器相互关联,需要对其进行联合求解,并在此基础上,对反馈滤波器的实现结构进行简化,从而更加适合于系统实现。

2 迭代接收系统优化

2.1 滤波器系数优化

为使系统 BER 达到最小,本文采用 MMSE 准则优化设计反馈滤波器组和前馈滤波器的系数。根据 MMSE 准则,第 i 次迭代均衡后的均方误差为

$$J^{(i)} = E\{ |s(n) - \hat{\mathbf{s}}_0^{(i)}(n)|^2 \} \quad (4)$$

在交织器的作用下,可以认为发射符号之间彼此不相关,此时 $J^{(i)}$ 具体可以表示为

$$\begin{aligned} J^{(i)} = & |1 - \sum_{m=0}^{M-1} a_m^{(i)} h(m)|^2 \sigma_s^2 + \sum_{m=0}^{M-1} |a_m^{(i)}|^2 \sigma_w^2 + \\ & (\sum_{t=0}^{M-1} \sum_{m=0}^{M-1} (a_t^{(i)})^* a_m^{(i)} \sum_{p=1-M}^{L-1} h_t^*(p+t) h_m(p+m)) \sigma_s^2 + \\ & (\sum_{t=0}^{M-1} \sum_{m=0}^{M-1} (a_t^{(i)})^* a_m^{(i)} \sum_{p=1-M}^{L-1} (b_t^{(i)}(p+t))^* b_m^{(i)}(p+m)) \sigma_{s,(i-1)}^2 + \\ & 2\text{Re}\{ (\sum_{t=0}^{M-1} \sum_{m=0}^{M-1} (a_t^{(i)})^* a_m^{(i)} \sum_{p=1-M}^{L-1} (b_t^{(i)}(p+t))^* h_m(p+m) \} M_s^{(i-1)} \end{aligned} \quad (5)$$

式中

$$h_m(l) = \begin{cases} h(l), & m \neq l \\ 0, & m = l \end{cases}, 0 \leq m \leq M-1 \quad (6)$$

$$\left. \begin{aligned} \sigma_s^2 &= E\{ |s(n)|^2 \} \\ \sigma_{s,(i-1)}^2 &= E\{ |\hat{s}^{(i-1)}(n)|^2 \} \\ M_s^{(i-1)} &= E\{ s(n) (\hat{s}^{(i-1)}(n))^* \} \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

令 $\frac{\partial J^{(i)}}{\partial (b_m^{(i)}(l))^*} = 0$, 可得(具体计算过程见附录 A)

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} c_{0,0} & \cdots & c_{0,M-1} \\ \vdots & & \vdots \\ c_{M-1,0} & \cdots & c_{M-1,M-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sum_{p=1-M}^{L-1} h_0^*(p) h_0(p) & \cdots & \sum_{p=1-M}^{L-1} h_0^*(p) h_{M-1}(p+M-1) \\ \vdots & & \vdots \\ \sum_{p=1-M}^{L-1} h_{M-1}^*(p+M-1) h_0(p) & \cdots & \sum_{p=1-M}^{L-1} h_{M-1}^*(p+M-1) h_{M-1}(p+M-1) \end{bmatrix} \quad (13)$$

$$b_m^{(i)}(l) = -\frac{M_s^{(i-1)}}{\sigma_{s,(i-1)}^2} h_m(l)$$

$$l = 0, 1, \dots, L-1, m = 0, 1, \dots, M-1, \text{且 } M \leq L \quad (8)$$

式(8)说明最优反馈滤波器组系数与信道系数和每一次迭代的相关系数有关。考虑到信道在一帧内保持不变,可以将每一组反馈滤波器用一个通式表示为

$$b_m^{(i)}(l) = \begin{cases} b^{(i)}(l), & m \neq l \\ 0, & m = l \end{cases}, 0 \leq m \leq M-1 \quad (9)$$

式中

$$b^{(i)}(l) = -\frac{M_s^{(i-1)}}{\sigma_{s,(i-1)}^2} h(l)$$

$$l = 0, 1, \dots, L-1, m = 0, 1, \dots, M-1, \text{且 } M \leq L \quad (10)$$

因此,反馈滤波器组的一种简化实现结构如图 4 所示。反馈滤波器组输出经过适当延迟后可以得到 $\mathbf{x}_0^{(i)}(n), \mathbf{x}_1^{(i)}(n+1), \dots, \mathbf{x}_1^{(i)}(n+M-1)$ 。

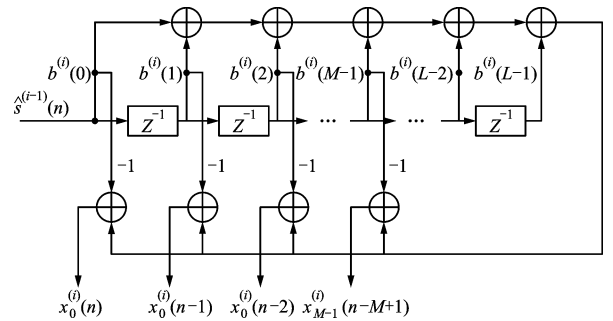


图 4 反馈滤波器组简化实现结构

将 $b_m^{(i)}(l)$ 代入式(5),并令 $\frac{\partial J^{(i)}}{\partial (a_m^{(i)})^*} = 0, m = 0, 1, \dots, M-1$,可以得到(具体计算过程见附录 B)

$$\mathbf{a}^{(i)} = \left[\mathbf{C} \left(1 - \frac{|M_s^{(i-1)}|^2}{\sigma_s^2 \sigma_{s,(i-1)}^2} \right) + \mathbf{I}_{M \times M} \frac{\sigma_w^2}{\sigma_s^2} + \mathbf{h}_M^* \mathbf{h}_M^T \right]^{-1} \mathbf{h}_M^* \quad (11)$$

式中

$$\mathbf{h}_M = [h(0) \ h(1) \ \cdots \ h(M-1)]^T \quad (12)$$

2.2 估计相关参数

上述迭代过程中需要用到发射信号 $s(n)$ 的功率 σ_s^2 , 反馈信号 $\hat{s}^{(i-1)}(n)$ 的功率 $\sigma_{s,(i-1)}^2$, 以及发射信号 $s(n)$ 和反馈信号 $\hat{s}^{(i-1)}(n)$ 的互相关值 $M_s^{(i-1)}$ 。考虑到发射信号 $s(n)$ 无法先验已知, 可用 $\hat{s}^{(i-1)}(q)$ 经过编码调制后的参考信号 $s_r^{(i-1)}(n)$ 作为 $s(n)$ 的估计值, 从而可以进一步得到以下估计

$$\left. \begin{aligned} \hat{\sigma}_s^2 &= \frac{1}{K} \sum_{n=0}^{K-1} |s_r^{(i-1)}(n)|^2, \hat{\sigma}_{s,(i-1)}^2 = \frac{1}{K} \sum_{n=0}^{K-1} |\hat{s}^{(i-1)}(n)|^2 \\ \hat{M}_s^{(i-1)} &= \frac{1}{K} \sum_{n=0}^{K-1} s_r^{(i-1)}(n) (\hat{s}^{(i-1)}(n))^* \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

2.3 软解调

对第 i 次迭代来说, 当 $i=0$ 时, 接收端采用频域 MMSE 均衡结构^[6], 得到第 r 块频域均衡信号 $X_p^{(0)}(r)$, 可表示为

$$\begin{aligned} X_p^{(0)}(r) &= C_p H_p S_p(r) + C_p V_p(r) \\ p &= 0, 1, \dots, N-1 \end{aligned} \quad (15)$$

式中: $C_p, p=0, 1, \dots, N-1$ 表示 MMSE 均衡系数; $\{H_p\}, \{S_p(r)\}, \{V_p(r)\}, \{X_p^{(0)}(r)\}$ 分别由 $\{h(l)\}, \{s(n)\}, \{v(n)\}, \{x(n)\}$ 作 N 点离散傅里叶变换 (DFT) 得到。

将频域均衡信号变换到时域, 再经过归一化后可得到等效噪声功率为

$$\sigma_{w_0}^2 = \frac{1}{|\beta^{(0)}|^2} \sum_{p=0}^{N-1} C_p^2 \sigma_w^2 \quad (16)$$

式中: $\beta^{(0)} = \frac{1}{N} \sum_{p=0}^{N-1} C_p H_p$ 为归一化系数。此时, 等效

信噪比为 $\gamma^{(0)} = \frac{1}{\sigma_{w_0}^2}$ 。

当 $i>0$ 时, 接收端采用迭代均衡结构进行处理, 此时均衡信号归一化后, 等效的噪声功率为

$$\sigma_{w_i}^2 = \left\{ \sum_{p=1-M}^{i-1} \left| \sum_{m=0}^{M-1} a_m^{(i)} h_m(p+m) \right|^2 (\sigma_s^2 - \frac{(M_s^{(i-1)})^2}{\sigma_{s,(i-1)}^2}) + \sum_{m=0}^{M-1} |a_m^{(i)}|^2 \sigma_w^2 \right\} / |\beta^{(i)}|^2 \quad (17)$$

式中: 归一化系数 $\beta^{(i)} = \sum_{m=0}^{M-1} a_m^{(i)} h(m)$ 。此时等效信

干噪比为 $\gamma^{(i)} = \frac{1}{\sigma_{w_i}^2}$ 。

考虑到循环前缀的加入, 每块发射信号的前面 N_{cp} 个符号和后面 N_{cp} 个符号相同, 因此在迭代均衡结构中, 对均衡后信号 $s_0^{(i)}(n)$ 进行软解调前, 先对前面 N_{cp} 个符号和后面 N_{cp} 个符号进行最大比合

并^[19], 合并后这部分信号的信噪比变为 $\gamma_{cp}^{(i)} = 2\gamma^{(i)}$ 。

根据文献[20-21], 均衡后信号 $s_0^{(i)}$ 经过软解调可以得到其第 k 个编码比特的对数似然比:

$$L_k(n) = \log \left(\frac{P_r(b=0 | \hat{s}_0^{(i)}(n))}{P_r(b=1 | \hat{s}_0^{(i)}(n))} \right) = \log \left(\frac{\sum_{s_0 \in \chi_{k,0}} e^{-\gamma^{(i)} |s_0^{(i)}(n) - s_0|}}{\sum_{s_0 \in \chi_{k,1}} e^{-\gamma^{(i)} |s_0^{(i)}(n) - s_1|}} \right) \quad (18)$$

式中: $P_r(\cdot | \cdot)$ 表示信道转移概率; $\chi_{k,b}$ 表示第 k 位比特为 b 时的星座点集合。

3 仿真结果

为了展示本文提出的基于反馈滤波器组的单载波迭代的效果, 通过数值仿真将本文方法 (TDE) 与文献[10]提出的频域块判决反馈均衡方法 (FDE) 进行对比, i 为迭代次数, MFB 是匹配滤波界^[22]。仿真参数设置如下: 瑞利衰落信道 $h(l), l=0, 1, \dots, L-1$, 服从均值为 0、方差为 $1/L$ 的复高斯分布, 帧内 DFT 块数为 10, FFT 点数为 256。帧内信号经历相同的信道, 不同帧对应的信道相互独立。信道编码采用 1/2 卷积码[171, 133], 用 MAP 译码器进行译码, 交织方式采用帧内比特随机交织, 调制方式为 16QAM, 采用 Gray 映射, 仿真生成 10 000 帧数据进行蒙特卡罗仿真, 分别比较不同迭代次数下的误比特率和误帧率。

图 5 和图 6 是在信道长度 $L=32$ 、CP 长度 $N_{cp}=32$ 、信号分量数 $M=32$ 时的误比特率和误帧率。可以看出: 当迭代数 $i=0$ 时, TDE 和 FDE 方法都等效于 MMSE 均衡, 性能一致; 当 $i>0$ 时, TDE 方法的性能优于 FDE。以第一次迭代为例, 相比于 FDE 方法, TDE 方法的性能改善为 0.5 dB。随着迭代次数的增加, TDE 方法的性能很快逼近匹配滤波界 MFB。由于本文中提出对均衡后的信号前面 N_{cp} 个符号和后面 N_{cp} 个符号进行最大比合并, 进而

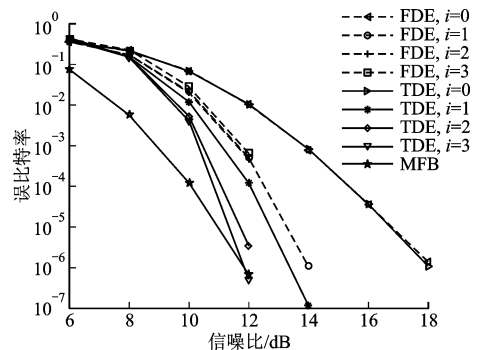


图 5 $L=32, N_{cp}=32, M=32$ 下的误比特率

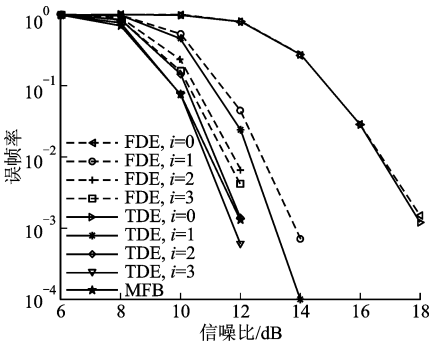


图 6 $L=32, N_{cp}=32, M=32$ 下的误帧率

有效利用 CP 部分信号,提升 CP 部分信号信噪比。仿真证明,本文对 CP 的处理能够提升系统的整体性能。从仿真图上看,由于 MFB 方法没有对 CP 进行最大比合并处理,从而造成信噪比增大,因此本文 TDE 方法在迭代 3 次后仍能出现性能超过 MFB 的情况。

图 7 和图 8 是在信道长度 $L=48$ 、CP 长度 $N_{cp}=32$ 、信号分量个数 $M=48$ 的参数设置下,得到的误比特率和误帧率。可以看出,在信道长度超过 CP 长度的情况下,FDE 方法在误比特率和误帧率上均出现平台效应,而 TDE 方法能有效消除平台效应,并实现最优性能。

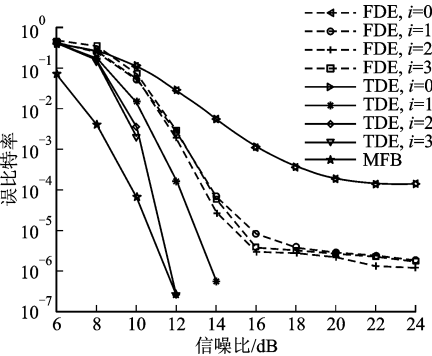


图 7 $L=48, N_{cp}=32, M=48$ 下的误比特率

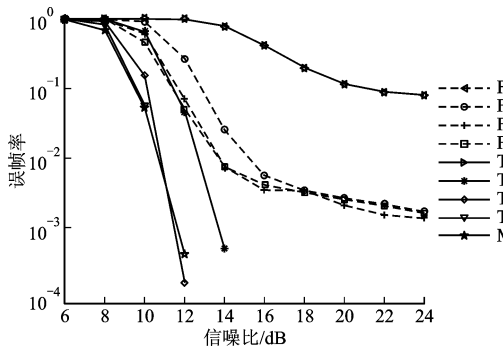


图 8 $L=48, N_{cp}=32, M=48$ 下的误帧率

4 结 论

本文提出了一种基于反馈滤波器组的单载波迭

代均衡接收机。考虑到利用延时分量分集的可能性,合理设计反馈滤波器组结构,并根据 MMSE 准则,联合优化反馈滤波器组和前馈滤波器系数。在迭代过程中,通过对相关系数的估计来调节每次迭代的反馈滤波器组和前馈滤波器系数,进而实现系统 BER 最小化。为合理利用 CP,本文提出对均衡后的信号前面 N_{cp} 个符号和后面 N_{cp} 个符号进行最大比合并,进而增大 CP 部分信号信噪比,提升系统整体性能。经验证,本文提出的方法不仅适用于信道长度不超过 CP 长度的一般情形,还能够克服信道长度超过 CP 长度的大时延拓展局限,消除误比特率“平台效应”,获得了相当好的系统性能,且具有较低的计算复杂度。

参考文献:

[1] 李强, 雷霞, 罗显平. 无线通信中的迭代均衡技术 [M]. 北京: 国防工业出版社, 2011: 23-47.

[2] BENVENUTO N, CICCOTOSTO S, TOMASIN S. Iterative block fractionally spaced nonlinear equalization for wideband channels [J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2015, 4(5): 489-492.

[3] LIANG Henghao, MA Yongkui. Low-complexity iterative block decision feedback equalization for SC-FDE system [C] // 8th International Conference on Instrumentation and Measurement, Computer, Communication and Control. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2018: 1506-1509.

[4] 张友文, 黄福朋, 兰华林. 水声单载波调制技术综述 [J]. 哈尔滨工程大学学报, 2019, 40(11): 1809-1815.

ZHANG Youwen, HUANG Fupeng, LAN Hualin, et al. Review of underwater acoustic single-carrier modulation technology [J]. Journal of Harbin Engineering University, 2019, 40(11): 1809-1815.

[5] 刘梦, 刘威, 周志刚. 基于线性因子更新的频域迭代判决反馈均衡 [J]. 信号处理, 2019, 35(10): 1739-1746.

LIU Meng, LIU Wei, ZHOU Zhigang. Frequency domain iterative decision feedback equalization based on linearization factor update [J]. Journal of Signal Processing, 2019, 35(10): 1739-1746.

[6] 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.

[7] 曾娟, 王颖, 李晓娜, 等. 基于频域迭代判决反馈均衡的低复杂度 FTN 接收机 [J]. 通信学报, 2017, 38

- (4): 190-198.
- ZENG Juan, WANG Ying, LI Xiaona, et al. Low-complexity FTN receivers based on frequency domain iterative decision feedback equalization [J]. Journal on Communications, 2017, 38(4): 190-198.
- [8] DOUILLARD C, PICART A, JEZEQUEL M, et al. Iterative correction of intersymbol interference; turbo-equalization [J]. Europe Transactions on Communications, 1995, 6(5): 507-511.
- [9] TÜCHLER M, SINGER A C. Turbo equalization; an overview [J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2011, 57(2): 920-952.
- [10] DEJONGHE A, VANDENDORPE L. Turbo-equalization for multilevel modulation; an efficient low-complexity scheme [C]//2002 International Conference on Communications. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2002: 1863-1867.
- [11] LAOT C, GLAVIEUX A, LABAT J. Turbo equalization; adaptive equalization and channel decoding jointly optimized [J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2001, 19(9): 1744-1752.
- [12] NG B, LAM C, FALCONER D. Turbo frequency domain equalization for single-carrier broadband wireless systems [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2007, 6(2): 759-767.
- [13] WU Jingxian, ZHENG Y R. Low complexity soft-input soft-output block decision feedback equalization [C]// 50th Annual IEEE Global Telecommunications Conference. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2007: 3379-3383.
- [14] WITSCHNIG H, MAYER T, SPRINGER A, et al. A different look on cyclic prefix for SC/FDE [C]// 13th IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2002: 824-828.
- [15] SPASOV D, GUSHEV M, RISTOV S. Max-log-MAP decoding with reduced memory complexity [C]// International Conference on Computer as a Tool. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2015: 7313790.
- [16] CHAABOUNI S, SELLAMI N, SIALA M. Mapping optimization for a MAP turbo detector over a frequency-selective channel [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2014, 63(2): 617-627.
- [17] TAO Jun. Single-carrier frequency-domain turbo equalization with various soft interference cancellation schemes for MIMO systems [J]. IEEE Transactions on Communications, 2015, 63(9): 3206-3217.
- [18] YANG Zengli, ZHENG Y R. Iterative channel estimation and turbo equalization for multiple-input multiple-output underwater acoustic communications [J]. IEEE Journal of Oceanic Engineering, 2016, 41(1): 232-242.
- [19] BOTTOMLEY G E. Channel equalization for wireless communications from concepts to detailed mathematics [M]. New York, USA: John Wiley & Sons, Inc., 2011: 31-34.
- [20] CAO Xianle, LIU Yi, HU Dongfang. Simplified LLR algorithm for m-QAM demodulation [C]// IET International Radar Conference 2018. Stevenage, UK: IET, 2019: 7370-7375.
- [21] ALVARADO A, SZCZECINSKI L, FEICK R, et al. Distribution of L-values in gray-mapped M2-QAM; closed-form approximations and applications [J]. IEEE Transactions on Communications, 2009, 57(7): 2071-2079.
- [22] GOLDSMITH A. Wireless communication [M]. Cambridge, UK: Cambridge University Press, 2005: 211-212.

(编辑 刘杨)

附录 A

反馈滤波器组最优解推导过程如下。

考虑 M 组反馈滤波器, 设第 m 组反馈滤波器的系数为 $b_m^{(i)}(l)$, $l=0, 1, \dots, L-1, 1 \leq m \leq M$ 。当 $m=0$ 时, 令 $\frac{\partial J^{(i)}}{\partial (b_0^{(i)}(l))^*} = 0, l=0, 1, \dots, L-1$, 则有

$$b_0^{(i)}(0) = 0 \quad (A1)$$

$$\frac{\partial J^{(i)}}{\partial (b_0^{(i)}(1))^*} = \sum_{m=0}^{M-1} (a_0^{(i)})^* a_m^{(i)} b_m^{(i)} (1+m) \sigma_{s,(i-1)}^2 + \sum_{m=0}^{M-1} a_m^{(i)} h_m (1+m) M_s^{(i-1)} = 0 \quad (A2)$$

$$\frac{\partial J^{(i)}}{\partial (b_0^{(i)}(L-1))^*} = |a_0^{(i)}|^2 b_0^{(i)}(L-1) \sigma_{s,(i-1)}^2 + |a_0^{(i)}|^2 h_0 (L-1) M_s^{(i-1)} = 0 \quad (A3)$$

将上述 L 组方程联合求解, 得到

$$b_0^{(i)}(l) = -\frac{M_s^{(i-1)}}{\sigma_{s,(i-1)}^2} h_0(l), l=0, 1, \dots, L-1 \quad (A4)$$

同理, 可得到

$$\frac{\partial J^{(i)}}{\partial (b_1^{(i)}(l))^*} = 0, \frac{\partial J^{(i)}}{\partial (b_2^{(i)}(l))^*} = 0, \dots, \frac{\partial J^{(i)}}{\partial (b_{M-1}^{(i)}(l))^*} = 0, l=0, 1, \dots, L-1$$

时的优化解, 与式(22)具有相同形式, 整理可得反馈滤波器组最优解

$$b_m^{(i)}(l)=-\frac{M_s^{(i-1)}}{\sigma_{s,(i-1)}^2}h_m(l)$$

$l=0,1,\cdots,L-1,m=0,1,\cdots,M-1$,且 $M\leqslant L$

(A5)

附录 B

前馈滤波器最优系数推导过程如下。
前馈滤波器系数向量为 $\boldsymbol{a}^{(i)}$,其中

$$\boldsymbol{a}^{(i)}=[a_0^{(i)}\ a_1^{(i)}\ \cdots\ a_{M-1}^{(i)}]^T$$

令 $\frac{\partial J^{(i)}}{\partial (a_0^{(i)})^*}=0$,有

$$\begin{aligned} \frac{\partial J^{(i)}}{\partial (a_0^{(i)})^*} = & -(1-\sum_{m=0}^{M-1}a_m^{(i)}h(m))h^*(0)\sigma_s^2+a_0^{(i)}\sigma_w^2+ \\ & (\sum_{m=0}^{M-1}\sum_{p=1-M}^{L-1}h_0^*(p)a_m^{(i)}h_m(p+m))\sigma_s^2+ \\ & (\sum_{m=0}^{M-1}\sum_{p=1-M}^{L-1}(b_0^{(i)}(p))^*a_m^{(i)}h_m(p+m)+ \\ & h_0^*(p)a_m^{(i)}b_m^{(i)}(p+m))M_{\kappa}^{(i-1)}+ \\ & (\sum_{m=0}^{M-1}\sum_{p=1-M}^{L-1}(b_0^{(i)}(p))^*sa_m^{(i)}b_m^{(i)}(p+m))\sigma_{s,(i-1)}^2=0 \end{aligned}$$

(B1)

将附录 A 推导得到 $m=0$ 时的反馈滤波器系数最优解 $b_0^{(i)}(l)=-\frac{M_s^{(i-1)}}{\sigma_s^2}h_0(l)$ 代入式(B1),有

$$\frac{\partial J^{(i)}}{\partial a_0^{*(i)}}=-(1-\sum_{m=0}^{M-1}a_m^{(i)}h(m))h^*(0)\sigma_s^2+a_0^{(i)}\sigma_w^2+$$

$$\begin{aligned} & (\sum_{m=0}^{M-1}\sum_{p=1-M}^{L-1}h_0^*(p)a_m^{(i)}h_m(p+m))\sigma_s^2- \\ & (\sum_{m=0}^{M-1}\sum_{p=1-M}^{L-1}h_0^*(p)a_m^{(i)}h_m(p+m))\frac{|M_s^{(i-1)}|^2}{\sigma_{s,(i-1)}^2}=0 \end{aligned}$$

(B2)

令

$$\begin{aligned} c_{0,0} &= \sum_{p=1-M}^{L-1}h_0^*(p)h_0(p) \\ c_{0,M-1} &= \sum_{p=1-M}^{L-1}h_0^*(p)h_{M-1}(p+M-1) \end{aligned}$$

则式(B2)可以表示为

$$\begin{aligned} \frac{\partial J^{(i)}}{\partial (a_0^{(i)})^*} = & -(\sum_{m=0}^{M-1}a_m^{(i)}(m))h^*(0)\sigma_s^2+a_0^{(i)}\sigma_w^2+ \\ & (a_0^{(i)}c_{0,0}+a_1^{(i)}c_{0,1}+\cdots+ \\ & a_{M-1}^{(i)}c_{0,M-1})(\sigma_s^2-\frac{|M_{\kappa}^{(i-1)}|^2}{\sigma_{s,(i-1)}^2})=0 \end{aligned}$$

(B3)

同理可得

$$\begin{aligned} \frac{\partial J^{(i)}}{\partial (a_1^{(i)}(l))^*} &= 0, \frac{\partial J^{(i)}}{\partial (a_2^{(i)}(l))^*} = 0, \cdots, \\ \frac{\partial J^{(i)}}{\partial (a_{M-1}^{(i)}(l))^*} &= 0, l=0,1,\cdots,L-1 \end{aligned}$$

时的优化解,与式(B3)具有相同的形式,整理可得前馈滤波器系数最优解的矩阵表达式

$$\boldsymbol{C}\boldsymbol{a}^{(i)}\left(\sigma_s^2-\frac{|M_{\kappa}^{(i-1)}|^2}{\sigma_{s,(i-1)}^2}\right)+\boldsymbol{a}^{(i)}\sigma_w^2-\sigma_s^2(1-\boldsymbol{h}_M^T\boldsymbol{a}^{(i)})\boldsymbol{h}_M^*=0$$

(B4)

其中

$$\boldsymbol{h}_M=[h(0)\ h(1)\ \cdots\ h(M-1)]^T$$

(B5)

$$\boldsymbol{C}=\begin{bmatrix} c_{0,0} & \cdots & c_{0,M-1} \\ \vdots & & \vdots \\ c_{M-1,0} & \cdots & c_{M-1,M-1} \end{bmatrix}=\begin{bmatrix} \sum_{p=1-M}^{L-1}h_0^*(p)h_0(p) & \cdots & \sum_{p=1-M}^{L-1}h_0^*(p)h_{M-1}(p+M-1) \\ \vdots & & \vdots \\ \sum_{p=1-M}^{L-1}h_{M-1}^*(p+M-1)h_0(p) & \cdots & \sum_{p=1-M}^{L-1}h_{M-1}^*(p+M-1)h_{M-1}(p+M-1) \end{bmatrix}$$

(B6)

求解式(B4),得到

$$\boldsymbol{a}^{(i)}=\left[\boldsymbol{C}\left(1-\frac{|M_s^{(i-1)}|^2}{\sigma_s^2\sigma_{s,(i-1)}^2}\right)+\boldsymbol{I}_{M\times M}\frac{\sigma_w^2}{\sigma_s^2}+\boldsymbol{h}_M^*\boldsymbol{h}_M^T\right]^{-1}\boldsymbol{h}_M^*$$

(B7)