

时变信道中联合信道估计的单载波 迭代均衡接收机

兰林瑶, 穆鹏程

(西安交通大学电子与信息学部, 710049, 西安)

摘要: 针对宽带无线通信信道的时变性和多径时延问题,提出了一种联合信道估计的单载波迭代均衡接收机。首先,根据多径时延带来的信号分集可能性,设计反馈滤波器组,尽可能消除不同时延信号间的符号间干扰;然后,设计前馈滤波器,将经过干扰消除后的多路信号进行分集合并,从而获得分集增益;最后,根据导频信息和迭代均衡模块输出的软信息,利用复指数基扩展模型对信道进行迭代估计。仿真结果表明:与现有的快时变信道下联合信道估计的迭代均衡方法相比,所提出的方法在时延扩展较大而多普勒频偏较小的情况下,当误比特率为 10^{-5} 时,迭代 3 次后的性能改善为 1 dB,距离匹配滤波界约为 1 dB;在多普勒频偏较大而时延扩展较小的情况下,当误比特率为 10^{-5} 时,迭代 3 次后的性能改善约为 2 dB,距离匹配滤波界约为 0.8 dB。

关键词: 单载波;迭代均衡;滤波器组;迭代信道估计;基扩展模型

中图分类号: TN911 **文献标志码:** A

DOI: 10.7652/xjtuxb202112016 **文章编号:** 0253-987X(2021)12-0138-08



A Single Carrier Iterative Equalization Receiver for Joint Channel Estimation in Time-Varying Channels

LAN Linyao, MU Pengcheng

(Faculty of Electronic and Information Engineering, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China)

Abstract: A single carrier iterative equalization receiver with joint channel estimation is proposed to solve the time-varying and multipath delay problems in broadband wireless communication channels. Firstly, according to the possibility of signal diversity brought by multipath delay, feedback filter banks are designed to eliminate the inter symbol interference among different delay signals as much as possible. Then, a feedforward filter is designed to combine the multipath components after interference elimination, so as to obtain diversity gain. Finally, according to the pilot information and the soft information output by the iterative equalization module, the channel is iteratively estimated by using the complex exponential basis extension model. Simulation results and a comparison with the existing iterative equalization method for joint channel estimation under fast time-varying channel show that the performance of the proposed method improves by 1 dB and is about 1 dB away from the matched filter bound after three times of iterations in the case of large delay spread and small Doppler frequency offset when the bit error rate is 10^{-5} . When the bit error rate is 10^{-5} in the case of small delay spread and large Doppler frequency offset, the performance of the proposed method improves by about 2 dB and is about

0.8 dB away from the matched filter bound after three times of iterations.

Keywords: single carrier; iterative equalization; filter bank; iterative channel estimation; basis expansion model

目前,将迭代思想和均衡技术相结合的单载波迭代均衡技术越来越多地应用于宽带无线通信系统中。单载波通信作为一种宽带无线通信技术,具有较低的峰均比及对频偏和相位不敏感等优点,因此得到了广泛的研究^[1]。迭代均衡技术,作为一种联合均衡和信道解码的接收方法,能够有效对抗符号间干扰,提供迭代增益,达到最优的系统整体性能。

文献[2-4]介绍了基于最小均方误差(MMSE)、判决反馈均衡(DFE)的单载波迭代均衡接收机,均衡模块根据译码模块反馈的软信息进行线性、非线性均衡,经过多次迭代后获得较优的系统性能。文献[4]提出了一种基于时域反馈滤波器组的单载波迭代均衡器,该均衡器实现了多径信号的最佳分离和分集合并效果,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。以上方法在准静态信道下能取得较好的性能,但是在宽带无线通信环境中,由于多径效应及通信双方的相对运动,信道往往呈现频率选择性和时间选择性的双重特征^[5],因此研究快时变衰落信道下的迭代均衡技术具有较高的应用价值。

相比于准静态信道,时变信道下的时频域信道矩阵更为复杂,均衡计算复杂度大,为了降低计算复杂度,文献[6-8]利用信道矩阵的准带状结构,根据反馈的对数似然比分别进行时频域线性 MMSE 迭代软均衡。文献[9]提出了时变信道下基于 MMSE 的 Turbo 均衡结构,均衡模块与译码模块不断进行软信息的迭代交换,每次迭代的均衡信号经过解调、解交织、MAP 译码输出。然而,文献[6-9]都假设时变信道已知,但是实际工程中信道往往是未知的,信道估计的精确性会直接影响到系统性能。

文献[10-11]提出了基于导频插值的信道估计方法,通过在发送数据中插入已知的导频信息进行信道估计,首先估计出导频处的信道特性,然后通过插值算法获得数据处的信道估计。文献[12]将基于导频插值的信道估计和单载波迭代均衡技术联合分析,在每次迭代中更新信道估计,提高信道估计精度,获得迭代增益。然而,以上方法将传输数据流进行分块处理,假设信道系数在每个数据块上准静态,在信道快速变化的场景下,估计性能下降。

在高速移动场景下,高速移动信道中的每一条可分径在一个块传输时间内是变化的,不再保持恒定,进而导致信道待估计参数的数量是准静态过程的成百上千倍(取决于块传输时间内抽样点的个数),远远超过接收数据量的估计负荷。为了降低计算复杂度,同时精确地估计出动态信道状态,基于基扩展模型(BEM)的信道估计算法得到了广泛的应用。Tsatsanis 最早提出采用复指数基扩展模型(complex exponential basis expansion model, CE-BEM)拟合时变信道^[13],其原理是利用有限个基函数的线性组合来拟合快时变信道的时域响应。文献[13-16]分析讨论了采用基扩展模型的信道估计,通过 BEM 建模将对信道参数的估计转变为对基函数的系数的估计,降低快时变信道中待估计参数的数量。文献[17]提出了联合基于 BEM 的信道估计和单载波迭代均衡的方法,通过插入导频对基函数系数进行估计,在迭代过程中根据反馈信息和导频信号不断更新基函数系数,提高信道估计准确性,提升系统性能。

为了能有效地对抗时变信道下的大时延扩展,本文将文献[4]中提出基于时域反馈滤波器组的单载波迭代均衡接收机扩展到时变信道,考虑到信道时变性,该均衡器的滤波器系数同样具有时变性,因此能有效对抗时间选择性衰落,实现时变信道下多径信号的分集利用。考虑到实际工程中信道往往未知,我们采用基于 BEM 的信道估计方法对信道进行迭代估计。仿真分析表明,本文提出的迭代均衡接收机能够有效对抗频率选择性衰落和时间选择性衰落,获得较优的系统性能。

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。发送端发送一串信息比特数据流 $d(q), q=0, 1, \dots, Q-1$, 经过信道编码、交织、P-QAM 调制后得到符号序列 $a(k) \in \chi, k=0, 1, \dots, K-1$, 其中 $\chi = \{\alpha_0, \alpha_1, \dots, \alpha_{P-1}\}$ 为星座符号点集合。在设计帧结构中,往往会插入循环前缀(CP)或者独特字(UW),一方面是为了充当保护间隔,另一方面是使线性卷积等效于循环卷积^[18]。考虑到 UW 是已知的序列,为了充分利用这部分数

据,本文采用 UW 充当导频的帧结构,如图 2 所示,通常要求 UW 的长度远大于信道的最大时延。在图中,对符号序列 $a(k)$ 进行分块处理,每块符号末尾添加长度为 N_p 的 UW 符号,构成大小为 N 的数据块,同时将第一个数据块设计为已知的导频块。

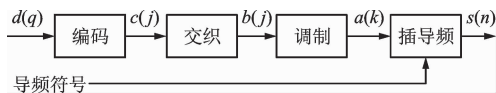


图1 发射机模型

Fig. 1 Model of transmitter



图2 数据帧结构

Fig. 2 Structure of data frame

1.2 接收机结构

在本文中,假设发射信号 $s(n)$ 以 $\frac{1}{T}$ 的速率经过多径时延扩展信道后到达接收端,则等效基带接收信号可由下式表示

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

式中: $h(n, l)$ 为 n 时刻等效基带信道系数; L 为长度, $L = \lfloor \tau_{\max}/T \rfloor + 1$, $\tau_{\max}$ 为最大时延扩展; $v(n)$ 是均值为 0、方差为 σ^2 的复加性高斯白噪声。

以一帧信号为周期,设每帧发射序列长度为 K ,则每帧接收信号表示为

$$\mathbf{x} = \mathbf{S}\mathbf{h} + \mathbf{v} \quad (2)$$

式中: $\mathbf{S} = \text{diag}[\mathbf{s}_0, \mathbf{s}_1, \dots, \mathbf{s}_{K-1}] \in \mathbf{C}^{K \times KL}$ 表示信号矩阵,其中 $\text{diag}[\cdot]$ 表示对角阵; $\mathbf{s}_k = [s(k), s(k-1), \dots, s(k-L+1)]^T$, $0 \leq k \leq K-1$ 表示由 k 时刻及 k 时刻以前的 $L-1$ 个发射信号组成的向量,如果 k 时刻以前没有信号,则补 0; $\mathbf{h} = [\mathbf{h}_0, \mathbf{h}_1, \dots, \mathbf{h}_{K-1}]^T$ 表示

信道系数向量,其中 $\mathbf{h}_k = [h_k(0), h_k(1), \dots, h_k(L-1)]^T$, $0 \leq k \leq K-1$ 存储了第 k 时刻的所有的信道抽头响应,长度为 L ; $\mathbf{v}$ 表示均值为 0、方差为 σ^2 的加性复高斯白噪声向量。

为了提高接收机性能,充分利用多径时延带来的信号分集,克服频率选择性衰落和时间选择性衰落,本文设计了一种如图 3 所示的联合信道估计的单载波迭代均衡接收机。在文献[4]中,分析和讨论了信号在时不变信道中的迭代均衡结构,考虑到实际无线通信中信道脉冲响应未知且时变,本文将文献[4]中的结构扩展到时变信道场景,同时加入信道估计模块,对信道响应进行迭代估计。

在本文中,当迭代次数 $i=0$ 时,接收端采用单载波频域均衡结构进行处理。首先,接收信号转换到频域,分离出导频和数据块,利用接收到的导频信号估计处导频处频域信道响应,根据图 2 的导频设计结构,通过估计导频处的 BEM 系数进而得到数据帧的信道响应估计值;然后将每块符号的信道频率响应估计值 $\hat{\mathbf{H}}^{(0)}$ 送入均衡模块,对接收的信号进行经典的频域 MMSE 均衡^[8];最后将频域信号转换到时域,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 $L_c^{(i)}$ 。 $L_c^{(i)}$ 与输入的先验信息 $\lambda_{c,e}^{(i)}$ 经过差值计算得到编码比特外信息 $\lambda_{c,e}^{(i)}$,同时对 $L_d^{(i)}$ 进行硬判决得到 $d(q)$ 的初始估计 $\hat{d}^{(0)}(q)$ 。当 $i>0$ 时,接收端采用基于反馈滤波器组的时域迭代均衡结构进行处理。首先,将第 $i-1$ 次迭代得到的软信息 $\lambda_{c,e}^{(i-1)}$ 经过交织、软调制后得到反馈信号 $\hat{s}^{(i-1)}(n)$;然后将反馈信号序列和导频序列一起组成发射序列的估计值,利用 BEM 模型进行信道估计,得到时域信道响应估计;最后将 $\hat{s}^{(i-1)}(n)$ 送入反馈滤波器组,信号经过反馈滤波器组和前馈滤波器之后的处理过程与 $i=0$ 时相同。

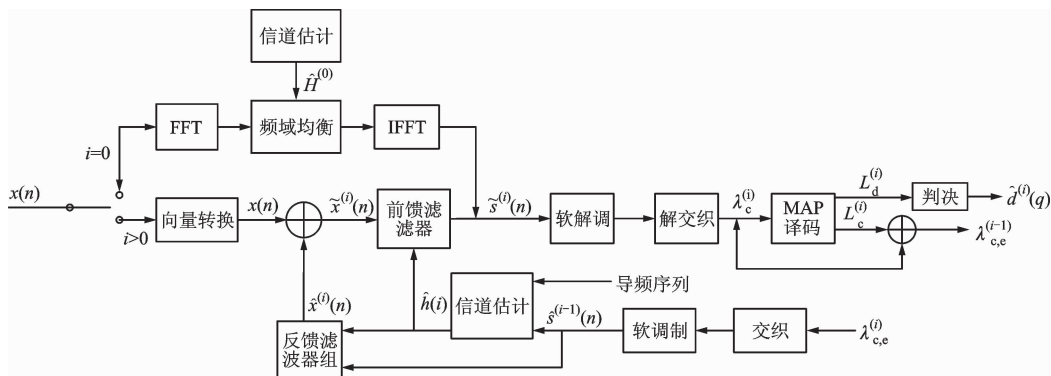


图3 联合信道估计的单载波迭代均衡结构

Fig. 3 Structure of single carrier iterative equalization for joint channel estimation

2 滤波器系数优化

考虑到信道的时变性,反馈滤波器组系数和前馈滤波器组系数同样具有时变性。参考文献[4]中的系数优化方法,得到第 n 时刻第 m 组反馈滤波器组最优系数解

$$b_{n,m}^{(i)}(l) = \begin{cases} -\frac{M_s^{(i-1)}}{\sigma_{s,(i-1)}^2} h(n,l), & m \neq l \\ 0, & m = l \end{cases} \quad (3)$$

式中: $l=0,1,\dots,L-1, 0 \leq m \leq M-1$; 根据文献[4]

$$\mathbf{C}_n = \begin{bmatrix} c_{0,0} & \cdots & c_{0,M-1} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ c_{M-1,0} & \cdots & c_{M-1,M-1} \end{bmatrix} =$$

$$\begin{bmatrix} \sum_{p=1-M}^{L-1} h_0^*(n,p) h_0(n,p) & \cdots & \sum_{p=1-M}^{L-1} h_0^*(n,p) h_{M-1}(n,p+M-1) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \sum_{p=1-M}^{L-1} h_{M-1}^*(n,p+M-1) h_0(n,p) & \cdots & \sum_{p=1-M}^{L-1} h_{M-1}^*(n,p+M-1) h_{M-1}(n,p+M-1) \end{bmatrix} \quad (6)$$

参考文献[4],假设发射信号 $s(n)$ 无法先验已知,我们对上次迭代得到的判决信号 $\hat{s}^{(i-1)}(q)$ 行编码、调制,得到的参考信号 $s_r^{(i-1)}$ 作为 $s(n)$ 的估计值,因此相关系数估计表示为

$$\left. \begin{aligned} \hat{\sigma}_s^2 &= \frac{1}{K} \sum_{n=0}^{K-1} |s_r^{(i-1)}(n)|^2, \hat{\sigma}_{s,(i-1)}^2 = \frac{1}{K} \sum_{n=0}^{K-1} |\hat{s}^{(i-1)}(n)|^2 \\ \hat{M}_s^{(i-1)} &= \frac{1}{K} \sum_{n=0}^{K-1} s_r^{(i-1)}(n) (\hat{s}^{(i-1)}(n))^* \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

3 信道迭代估计

3.1 CE-BEM 时变信道建模

由于时变信道的未知参数常大于能提供的训练序列或导频符号的个数,无法直接估计信道,因此采用建立模型的方法对信道进行逼近,这样可以减少待估计的参数个数。基扩展思想最早由 M. K. Tsatsanis 以复指数 BEM(CE-BEM)为基函数提出用于时变信道建模的,由于 CE-BEM 实现简单,得到了广泛地应用。但同时,该算法也存在较大的建模误差,这是因为多普勒谱多为浴盆形、钟形或者二者的结合形状,而 CE-BEM 是基于白谱的。本文将 CE-BEM 估计算法与迭代思想联合起来,通过每次估计不断更新信道信息,能够有效提高系统性能,改善 CE-BEM 误差。

可得

$$\left. \begin{aligned} \sigma_{s,(i-1)}^2 &= E\{|\hat{s}^{(i-1)}(n)|^2\} \\ \hat{M}_s^{(i-1)} &= E\{s(n)(\hat{s}^{(i-1)}(n))^*\} \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

第 n 时刻前馈滤波器最优系数解为

$$\mathbf{a}_n^{(i)} = \left[\mathbf{C}_n \left(1 - \frac{|\hat{M}_s^{(i-1)}|^2}{\sigma_s^2 \sigma_{s,(i-1)}^2} \right) + \mathbf{I}_M \frac{\sigma_{\text{w}}^2}{\sigma_s^2} + \mathbf{h}_{n,M}^* \mathbf{h}_{n,M}^T \right]^{-1} \mathbf{h}_{n,M}^* \quad (5)$$

式中: $\mathbf{h}_{n,M} = [h(n,0), h(n,1), \dots, h(n,M-1)]^T$; $M \leq L$; $\sigma_s^2 = E\{|s(n)|^2\}$; $\mathbf{C}_n$ 是由 n 时刻的信道系数组成的乘积矩阵,表示为

利用 CE-BEM 模型建模,时变抽头系数可以表示为

$$h(n,l) = \sum_{q=0}^Q c_q(l) b_q(n) \quad (8)$$

式中: $c_q(l)$ 表示在第 l 条径的第 q 个 BEM 系数,是均值为 0、方差为 σ_l 的复高斯随机变量^[5]; $b_q(n)$ 表示第 q 个基函数,表达式为

$$b_q(n) = e^{j\omega_q n}, \quad k = 0, 1, \dots, K-1 \quad (9)$$

其中, $\omega_q = 2\pi \left(q - \frac{Q}{2} \right) / K$, Q 为 BEM 模型的阶数,通常取 $Q = 2\lceil f_{\max} T \rceil$, $f_{\max}$ 为最大多普勒频移。

为了便于分析,将时变信道系数用向量形式表示为

$$\mathbf{h} = (\mathbf{U} \otimes \mathbf{I}_L) \mathbf{c} \quad (10)$$

式中: $\otimes$ 表示克罗内克积; $\mathbf{U} = [\mathbf{u}_0, \mathbf{u}_1, \dots, \mathbf{u}_Q] \in \mathbf{C}^{K \times (Q+1)}$ 表示基函数矩阵,其中 $\mathbf{u}_q = [e^{j\omega_q^0}, e^{j\omega_q^1}, \dots, e^{j\omega_q^{K-1}}]^T, 0 \leq q \leq Q$; $\mathbf{c} = [c_0(l), c_1(l), \dots, c_Q(l)]^T$ 表示 BEM 系数向量,其中 $\mathbf{c}_q(l) = [c_q(0), c_q(1), \dots, c_q(L-1)]^T$ 。

同样,将时变信道用矩阵形式表示为

$$\mathbf{H} = \sum_{q=0}^Q \text{diag}[\mathbf{u}_q] \mathbf{C}_q \quad (11)$$

式中: $\mathbf{C}_q$ 是由 $[c_q(l), \mathbf{0}_{N-L}]^T$ 为第一列元素构成的循环矩阵; $\mathbf{H}$ 是维度为 $K \times K$ 的时变信道矩阵。

3.2 基于 CE-BEM 模型的信道迭代估计

在迭代次数 $i=0$ 时,考虑到发射数据信号不已

知,提取每一帧接收信号的导频部分,用矩阵来表示,同式(2)中信号矩阵 $\mathbf{S}$ 的表示方式,其中导频信号矩阵: $\mathbf{S}_p \in \mathbf{C}^{N_p \times N_p L}$, 其中 N_p 表示一帧信号中导频长度。相应地,导频信号对应的 BEM 函数矩阵表示为 $\mathbf{U}_p$ 。则接收端的导频位置上的信号向量为

$$\mathbf{x}_p = \mathbf{S}_p(\mathbf{U}_p \otimes \mathbf{I}_L)\mathbf{c} + \mathbf{v} = \mathbf{A}_p\mathbf{c} + \mathbf{v} \quad (12)$$

应用最小二乘估计^[14,17],得到 BEM 系数估计

$$\hat{\mathbf{c}}^{(0)} = (\mathbf{A}_p^H \mathbf{A}_p)^{-1} \mathbf{A}_p^H \mathbf{x}_p \quad (13)$$

考虑到应用频域均衡需要进行分块处理,将 $\mathbf{U}$ 表示成分块矩阵形式,即 $\mathbf{U} = [\mathbf{U}_1, \dots, \mathbf{U}_J]^T$, 其中第 j 块 BEM 函数矩阵表示为 $\mathbf{U}_j = [\mathbf{u}_{0,j}, \mathbf{u}_{1,j}, \dots, \mathbf{u}_{Q,j}]^T \in \mathbf{C}^{N \times (Q+1)}$ 。第 j 块数据的时域信道矩阵表示为

$$\mathbf{H}_j^{(0)} = \sum_{q=0}^Q \text{diag}[\mathbf{u}_{q,j}] \hat{\mathbf{c}}_q^{(0)} \quad (14)$$

其中, $\hat{\mathbf{c}}_q^{(0)}$ 是由 $[\hat{\mathbf{c}}_q^{(0)}(l), \mathbf{0}_{N-L}]^T$ 为第一列元素构成的循环矩阵。

因为这里采用频域均衡,所以在得到时域信道矩阵后,将其变换到频域,频域矩阵表示为 $\mathbf{H}_{\text{diff},j}^{(0)} = \mathbf{F} \mathbf{H}_j^{(0)} \mathbf{F}^H$ 。考虑到载波上的干扰往往是相邻的载波引起的,为降低均衡的计算复杂度,由一个带状矩阵来近似频域矩阵,相当于对频域信道矩阵加窗,使之具有窄的准带状区域,即 $\hat{\mathbf{H}}_{\text{diff},j}^{(0)} = \mathbf{\Gamma} \mathbf{H}_{\text{diff},j}^{(0)}$, $\mathbf{\Gamma}$ 为窗函数,具体参见文献[7]。通过将频域信道矩阵近似表示为准带状矩阵,MMSE 均衡计算复杂度从 $O(N^2)$ 降为 $O(N)$ ^[8]。

应用频域 MMSE 均衡,有

$$\tilde{\mathbf{S}}_j = (\hat{\mathbf{H}}_{\text{diff},j}^{(0)})^H (\hat{\mathbf{H}}_{\text{diff},j}^{(0)} (\hat{\mathbf{H}}_{\text{diff},j}^{(0)})^H + \sigma^2 \mathbf{I})^{-1} \mathbf{X}_j \quad (15)$$

转换到时域并进行归一化,归一化系数为

$$\beta_j = \frac{1}{N} \sum \text{diag}((\hat{\mathbf{H}}_{\text{diff},j}^{(0)})^H ((\hat{\mathbf{H}}_{\text{diff},j}^{(0)}) (\hat{\mathbf{H}}_{\text{diff},j}^{(0)})^H + \sigma^2 \mathbf{I})^{-1} (\hat{\mathbf{H}}_{\text{diff},j}^{(0)})) \quad (16)$$

所以第 j 块均衡信号可以表示为

$$\tilde{\mathbf{s}}_j = (\sqrt{N} \mathbf{F}^H \tilde{\mathbf{S}}_j) / \beta_j \quad (17)$$

当迭代次数 $i > 0$,采用时域迭代均衡结构进行处理,将上一次迭代译码输出的软信息进行交织、调制得到反馈信号,反馈信号与导频信号构成发射信号估计,利用最小二乘法估计 BEM 系数,更新信道信息。

第 i 次迭代中接收端信号向量可以表达为

$$\mathbf{x} = \mathbf{S}^{(i)}(\mathbf{U} \otimes \mathbf{I}_L)\mathbf{c} + \mathbf{v} = \mathbf{A}^{(i)}\mathbf{c} + \mathbf{v} \quad (18)$$

其中 $\mathbf{S}^{(i)}$ 是导频信号和上一次迭代得到的反馈信号组成信号矩阵,与信号矩阵 $\mathbf{S}$ 的表示方式相同。

应用最小二乘估计,得到 BEM 系数估计

$$\hat{\mathbf{c}}^{(i)} = ((\mathbf{A}^{(i)})^H \mathbf{A}^{(i)})^{-1} (\mathbf{A}^{(i)})^H \mathbf{x} \quad (19)$$

则第 i 次迭代中每一帧信号的时域信道系数向量估计为

$$\hat{\mathbf{h}}^{(i)} = (\mathbf{U} \otimes \mathbf{I}_L) \hat{\mathbf{c}}^{(i)} \quad (20)$$

4 仿真分析

为了比较本文所提出的联合信道估计的单载波迭代均衡方法性能,我们通过数值仿真将其与文献[14]中提出的联合最小二乘信道估计的频域迭代均衡方法进行对比。文献[14]中提出了一种在快时变信道下适用于正交频分复用(OFDM)调制的迭代均衡的方法,同时也适用于单载波调制系统。考虑到一般的应用场景中延时扩展和大多普勒频偏往往不会同时出现,这种情况经常出现在水声通信等特定的通信环境中^[19],所以我们分别比较分析了大时延扩展、较小多普勒频偏和大多普勒频偏、较小时延扩展两种情形下的误比特率(BER)和误帧率(FER)。

本文采用 Jakes 信道模型^[20]来近似时变信道,生成瑞利衰落信道,任意时刻每一条路径功率相等,对信道增益归一化,有 $E(h_{n,l}) = 1/L$,符号采样周期 $T_s = 50$ ns。其余仿真参数设置如下:帧内 DFT 块数为 10,FFT 点数为 256。信道编码方式采用 1/2 卷积码[171,133],译码方式采用 MAP 译码器,交织方式采用帧内比特随机交织,采用 Gray 映射,调制方式为 QPSK。

为简化表达,令 CEiter-* 代表本文所提出的联合信道估计的迭代均衡方法,其中 * 表示迭代次数,iter-* 表示本文所提出的方法在信道已知下的情况,LSiter-* 表示文献[14]中的所提出的联合最小二乘信道估计的频域迭代均衡方法,MFB(Matched Filter Bound)表示匹配滤波界^[21],是理论上的性能最优界。图 4 和图 5 是大时延扩展较小多普勒频偏情形下得到的 BER 和 FER。在这种情况下,最大时延设置为 $\tau_{\max} = 1.55 \mu\text{s}$,即信道长度 $L = 32$,信号分量数设置为 $M = 32$,最大多普勒频偏设置为 $f_{\max} = 100$ Hz,UW 长度设置为 $N_p = 64$ 。从图中可以看出,在信道大时延扩展而多普勒频偏较小的情况下,迭代 3 次后,本文所提出的方法相比于对比方法,当 BER 为 10^{-5} 时,BER 性能改善 1 dB,距离 MFB 大约 1 dB;当 FER 为 10^{-3} 时,FER 性能改善大约 1.5 dB,距离 MFB 大约 0.8 dB。在信道已知的情况下,本文所提出的方法的 BER 和 FER 性能均接近 MFB。

图 6 和图 7 是大多普勒频偏较小时延扩展情形下得到的 BER 和 FER。在这种情况下最大时延设

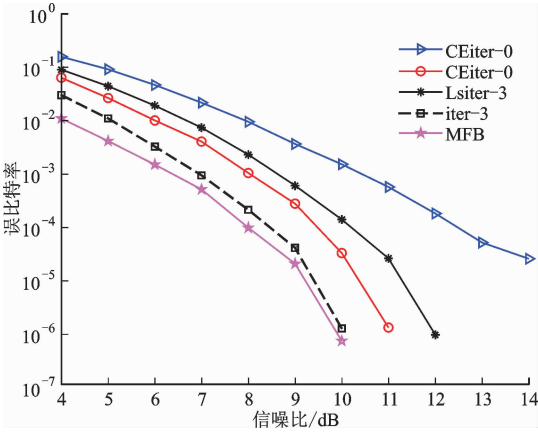


图 4 $\tau_{\max}=1.55\ \mu\text{s}$ 、 $f_{\max}=100\ \text{Hz}$ 下的误比特率
Fig. 4 BER when $\tau_{\max}=1.55\ \mu\text{s}$ and $f_{\max}=100\ \text{Hz}$

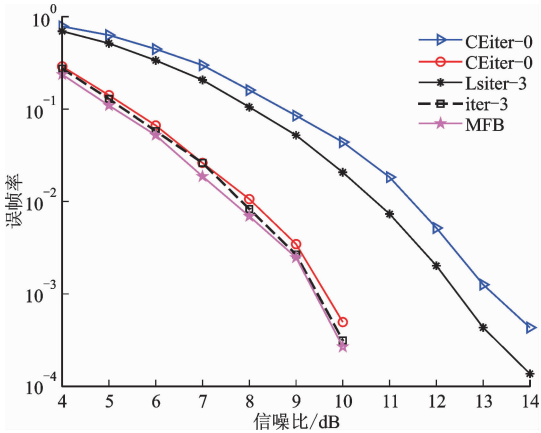


图 7 $\tau_{\max}=0.5\ \mu\text{s}$ 、 $f_{\max}=926\ \text{Hz}$ 下的误帧率
Fig. 7 FER when $\tau_{\max}=0.5\ \mu\text{s}$ and $f_{\max}=926\ \text{Hz}$

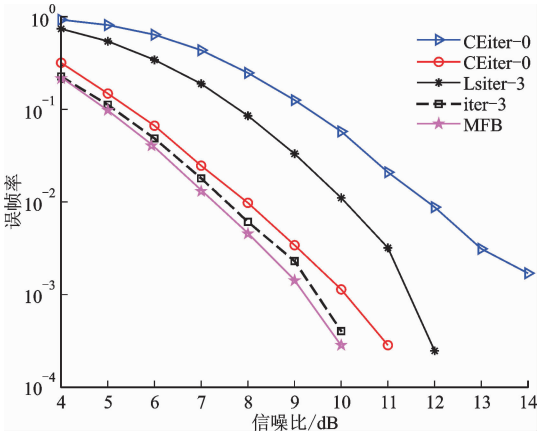


图 5 $\tau_{\max}=1.55\ \mu\text{s}$ 、 $f_{\max}=100\ \text{Hz}$ 下的误帧率
Fig. 5 FER when $\tau_{\max}=1.55\ \mu\text{s}$ and $f_{\max}=100\ \text{Hz}$

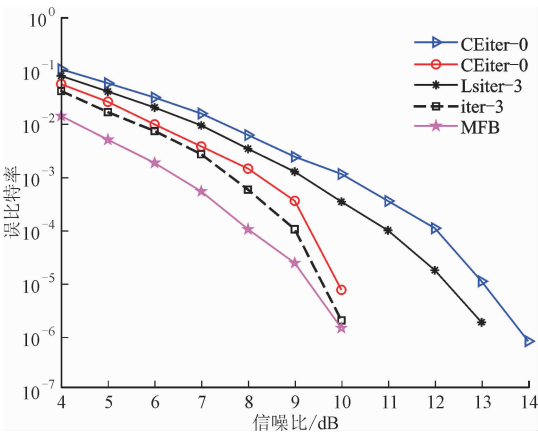


图 6 $\tau_{\max}=0.5\ \mu\text{s}$ 、 $f_{\max}=926\ \text{Hz}$ 下的误比特率
Fig. 6 BER when $\tau_{\max}=0.5\ \mu\text{s}$ and $f_{\max}=926\ \text{Hz}$

后,本文所提出的方法相比于对比方法,当 BER 为 10^{-5} 时,BER 性能改善大约 2 dB,距离 MFB 大约 0.8 dB;当 FER 为 10^{-3} 时,FER 性能改善大约 3 dB,距离 MFB 大约 0.3 dB。在信道已知的情况下,本文所提出的方法的 BER 和 FER 性能均接近 MFB。

为进一步说明本文所提出的方法分别在大时延扩展较小多普勒频偏和大多普勒频偏较小时延扩展情形下信道估计的性能差异,图 8 提供了本文方法不同参数设置下信道估计的均方误差(MSE)性能,其中 MSE 的计算公式参考文献[12]。

从图 8 中可以发现,在较小时延扩展较大多普勒频偏下,信道估计更为准确。结合图 4 和图 6 的仿真结果,可以发现在达到相同的误比特的情况下,较小时延扩展较大多普勒频偏情形下灵敏度更高。

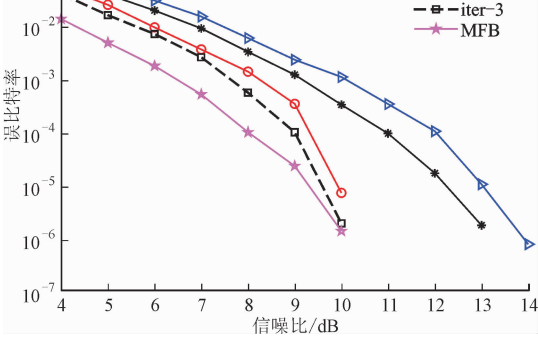


图 8 本文方法在不同参数设置下信道估计 MSE 性能比较
Fig. 8 A comparison of MSE performances of the proposed method in channel estimation with different parameters

置为 $\tau_{\max}=0.5\ \mu\text{s}$,即信道长度 $L=11$,信号分量数设置为 $M=11$,最大多普勒频偏设置为 $f_{\max}=926\ \text{Hz}$,UW 长度设置为 $N_p=32$ 。从图中可以看出,在多普勒频偏较大,时延扩展较小的情况下,迭代 3 次

这是因为在本文中设置 UW 充当循环前缀和导频,在较大时延扩展的参数设置下,UW 长度为信道长度的 2 倍,而在较小时延扩展情形的参数设置下,UW 长度为信道长度的 3 倍,可用导频相比于信道长度所占的比例更大,对于信道的估计更为准确。

5 结 论

本文提出了一种在快时变信道下联合信道估计的单载波迭代均衡接收机,利用多径时延的分集性,设计了反馈滤波器组和前馈滤波器,用于消除不同时延符号下的干扰并实现分集合并。考虑到在实际工程中,信道往往未知,因此设计了信道迭代估计方法。通过设计基于 UW 的导频帧结构,利用基于 CE-BEM 模型的信道估计方法,对信道进行迭代估计,提升信道估计精度,获得较优系统性能。仿真结果表明,本文所提出的方法联合信道估计和迭代均衡,能实现对时变信道较为准确的估计,有效消除符号干扰,同时在大时延扩展而多普勒频偏较小和多普勒频偏较大而时延扩展较小的两种情况下获得较优的系统性能,经过多次迭代后性能接近匹配滤波界。本文方法还可以扩展到多天系统^[22-25],进一步提升空时、空频均衡系统的性能。

参考文献:

- [1] FALCONER D, ARIYAVISITAKUL S L, BENY-AMIN S A, et al. Frequency domain equalization for single-carrier broadband wireless systems [J]. IEEE Communications Magazine, 2002, 40(4): 58-66.
- [2] TUCHLER M, SINGER A C, KOETTER R. Minimum mean squared error equalization using a priori information [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2002, 50(3): 673-683.
- [3] 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.
- [4] 兰林瑶, 穆鹏程, 董科锋. 采用反馈滤波器组的单载波迭代均衡接收机 [J]. 西安交通大学学报, 2020, 54(12): 54-61.
LAN Linyao, MU Pengcheng, DONG Kefeng. A single carrier iterative equalizer receiver with feedback filter bank [J]. Journal of Xi'an Jiaotong University, 2020, 54(12): 54-61.
- [5] HLAWATSCH F, MATZ G. Wireless communications over rapidly time-varying channels [M]. Beijing: Academic Press, 2011: 33-39.
- [6] AHMED S, SELLATHURAI M, LAMBOTHARAN S, et al. Low-complexity iterative method of equalization for single carrier with cyclic prefix in doubly selective channels [J]. IEEE Signal Processing Letters, 2006, 13(1): 5-8.
- [7] SCHNITER P, LIU H. Iterative equalization for single-carrier cyclic-prefix in doubly-dispersive channels [C]//Conference Record of the Thirty-Seventh Asilomar Conference on Signals, Systems & Computers. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2003: 502-506.
- [8] SCHNITER P. Low-complexity equalization of OFDM in doubly selective channels [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2004, 52(4): 1002-1011.
- [9] FANG K, RUGINI L, LEUS G. Low-complexity frequency-domain turbo equalization for single-carrier transmissions over doubly-selective channels [C]//2009 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2009: 2541-2544.
- [10] HSIEH M H, WEI C H. Channel estimation for OFDM systems based on comb-type pilot arrangement in frequency selective fading channels [J]. IEEE Transactions on Consumer Electronics, 1998, 44(1): 217-225.
- [11] COLIERI S, ERGEN M, PURI A, et al. A study of channel estimation in OFDM systems [C]//56th Vehicular Technology Conference. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2002: 894-898.
- [12] ZHENG Y R, XIAO C. Channel estimation for frequency-domain equalization of single-carrier broadband wireless communications [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2009, 58(2): 815-823.
- [13] TSATSANIS M K, GIANNAKIS G B. Modelling and equalization of rapidly fading channels [J]. International Journal of Adaptive Control & Signal Processing, 1996, 10: 159-176.
- [14] TANG Z, CANNIZZARO R, LEUS G, et al. Pilot-assisted time-varying channel estimation for OFDM systems [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2007, 55(5): 2226-2238.
- [15] 何秋银, 王世练, 张炜, 等. 时变水声信道中基于 BEM 的迭代信道估计技术 [J]. 海洋工程, 2018, 36(1): 138-144.
HE Qiuyin, WANG Shilian, ZHANG Wei, et al. Iterative channel estimation based on BEM in time-varying underwater acoustic channels [J]. Ocean Engineering, 2018, 36(1): 138-144.
- [16] 李倩, 王公仆, 李清勇, 等. 适应高速铁路场景的新

- 型基扩展信道估计模型 [J]. 铁道学报, 2017, 39(9): 81-88.
- LI Qian, WANG Gongpu, LI Qingyong, et al. A new basis expansion model for channel estimation in high-speed railway scenario [J]. Journal of The China Railway Society, 2017, 39(9): 81-88.
- [17] BARHUMI I, MOONEN M. MLSE and MAP equalization for transmission over doubly selective channels [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2009, 58(8): 4120-4128.
- [18] WITSCHNIG H, MAYER T, SPRINGER A, et al. A different look on cyclic prefix for SC/FDE [C] // The 13th IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2002: 824-828.
- [19] 刘千里, 谢静. MIMO-OFDM 水声通信系统发展现状及趋势 [J]. 通信技术, 2021, 54(5): 1035-1044.
- LIU Qianli, XIE Jing. Development status and trend of MIMO-OFDM underwater acoustic communication system [J]. Communications Technology, 2021, 54(5): 1035-1044.
- [20] JAKES W. Microwave mobile communications [M]. New York, USA: Wiley, 1974: 67-69.
- [21] GOLDSMITH A. Wireless communication [M]. Cambridge, UK: Cambridge University Press, 2005: 211-212.
- [22] TAO J. 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.
- [23] 张玲玲, 黄建国, 韩晶, 等. 水声 MIMO-OFDM 通信中的空频迭代信道估计与均衡 [J]. 西北工业大学学报, 2016, 34(20): 208-214.
- ZHANG Lingling, HUANG Jianguo, HAN Jing, et al. SFICEE (spatial-frequency iterative channel estimation and equalization) in underwater acoustic MIMO-OFDM communication [J]. Journal of Northwestern Polytechnical University, 2016, 34(20): 208-214.
- [24] 洪玺, 王文杰, 殷勤业. 基于多级维纳滤波器的空时自适应信号处理及其在无线通信系统中的应用 [J]. 信号处理, 2017, 33(3): 430-436.
- HONG Xi, WANG Wenjie, YIN Qinye. Multistage wiener filter based space and time adaptive signal processing and its application in wireless communication systems [J]. Journal of Signal Processing, 2017, 33(3): 430-436.
- [25] 詹煜廷, 张渭乐, 王晨. 面向空间复用系统的抗干扰频自适应均衡方法 [J]. 西安交通大学学报, 2021, 55(8): 93-100.
- ZHAN Yuting, ZHANG Weile, WANG Chen. An adaptive space-frequency anti-interference equalization method for spatial multiplexing systems [J]. Journal of Xi'an Jiaotong University, 2021, 55(8): 93-100.

(编辑 刘杨)