

双选择性信道条件下 OFDM 系统的频域 Turbo 均衡

杨炜伟^① 蔡跃明^{①②}

^①(解放军理工大学通信工程学院 南京 210007)

^②(移动通信国家重点实验室 南京 210096)

摘要: 未来 OFDM 系统将工作在高载频、大容量、高移动速率的条件下,传统的单抽头频域均衡器将不再适用。该文基于双选择性信道的 ICI 分析,提出了一种用于 OFDM 系统的频域 Turbo 均衡(Frequency-domain Turbo Equalization, FTE)算法。仿真表明该算法具有 BER 性能好,计算复杂度低的优点,能够很好地抑制 ICI。

关键词: 双选择性信道; 载间干扰; 频域 Turbo 均衡

中图分类号: TN929.5, TN911.5

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2007)05-1150-05

Frequency-domain Turbo Equalization for OFDM Systems Over Doubly-Selective Channels

Yang Wei-wei^① Cai Yue-ming^{①②}

^①(Institute of Communications Engineering of PLAUST, Nanjing 210007, China)

^②(Nation Mobile Communications Research Laboratory, Nanjing 210096, China)

Abstract: The future OFDM systems are expected to operate at high transmit frequencies, at high capacities, at high levels of mobility, and the traditional one-tap equalizer is not applicable any more. In this paper, a novel frequency-domain Turbo equalization (FTE) technique for OFDM systems over doubly-selective channels is presented based on the analysis of the ICI generation mechanism. Simulation results indicate the presented approach has significant BER performance and complexity advantages, can mitigate ICI effectively over doubly-selective channels.

Key words: Doubly-selective channels; Inter-Carrier Interference (ICI); Frequency-domain Turbo equalization (FTE)

1 引言

下一代移动通信的目标是实现高速移动条件下可靠的高速率多媒体数字传输,这必然导致信道既有频率选择性衰落也具有时域选择性衰落,即双选择性。在这种情况下,信道的快速时变性破坏了子载波间的正交性,从而导致载间干扰。传统的单抽头频域均衡器虽然计算简单,但由于没有考虑到ICI,将不再适用于双选择性信道。在高速OFDM系统中消除或抑制ICI的影响已成为研究热点,目前已提出的方法主要由最小均方误差(Minimum Mean-Squared Error, MMSE)均衡器^[1],时域滤波器^[2]和Taylor序列展开^[3]等方法。这些方法以运算量加大或谱效率降低为代价,消除或降低ICI的影响,提高了高速OFDM系统的BER性能。文献[4]利用信道的统计特性,采用先时域滤波器抑制ICI再迭代MMSE均衡的两步均衡器,获得了很好的BER性能。

最近,由于显著的抗ISI性,基于迭代均衡和译码技术的Turbo均衡在单载波传输中受到广泛关注^[5,6]。文献[7],文献[8]将Turbo均衡应用于线性预编码OFDM系统中,利用线性

预编码在OFDM频域接收信号间引入人为的串扰,提出了频域选择性信道下线性预编码OFDM系统中Turbo均衡算法。然而,该算法需要引入线性预编码,而且当系统处于双选择性衰落信道时,受到ICI的影响,其性能必然有所损失。考虑到从频域来看由信道时域选择性引起的ICI与单载波传输中由信道频域选择性引起的ISI对系统影响具有类似的特性,即OFDM系统中由信道时域选择性引起的ICI可以看成频域内的ISI。本文利用了双选择性信道的这一特性,将文献[5],文献[6]中单载波系统基于LMMSE的Turbo均衡方法拓展到双选择性信道的OFDM系统中,提出了一种频域Turbo均衡(Frequency-domain Turbo Equalization, FTE)算法,并结合ICI的特点导出了该算法相应的低复杂度算法。仿真表明该算法获得了明显优于ZP均衡和MMSE均衡算法的性能,能够很好地抑制ICI。

本文后续部分安排如下:第2节给出了OFDM系统模型并在双选择性信道下分析了ICI对系统性能的影响;第3节先给出了双选择性信道下OFDM系统的FTE算法,然后结合双选择性信道频域响应的特点,讨论了FTE算法的简化算法;第4节进行了数值仿真并分析比较了提出的FTE与现有的几种双选择性信道均衡算法的BER性能;最后给

2005-07-07 收到, 2007-01-22 改回

江苏省自然科学基金(BK2003015)和东南大学移动通信国家重点实验室开放研究基金(N200601)资助课题

出结论。文中符号意义如下: $(\cdot)^T$ 代表矩阵转置, $(\cdot)^H$ 代表矩阵共轭转置, \mathbf{I}_N 是 $N \times N$ 的单位矩阵, $\mathbf{0}_{1 \times N}$ 是 $1 \times N$ 的零向量, $\langle N \rangle_M$ 是 M 除 N 的余数, $\lceil x \rceil$ 是对 x 的向上取整。

2 系统模型和 ICI 分析

考虑子载波数为 M , 循环前缀 CP(cyclic prefix)为 L_{cp} 的 OFDM 系统。在发送端, 每 MQ/k 个二进制数据序列经码率为 k 信道编码并随机交织后得到长度为 MQ 的编码信息序列 $\mathbf{c} = [c_1, c_2, \dots, c_M]$, 这里 $\mathbf{c}_n = [c_{n,1}, c_{n,2}, \dots, c_{n,Q}]$, $c_{n,j} \in \{0,1\}$ 。将信息序列 \mathbf{c} 映射成调制信号, 经过串并变换后形成大小为 M 的分组。第 i 个分组表示为 $\mathbf{s}(i) = [s(i,1), s(i,2), \dots, s(i,M)]^T$ 。向量 $\mathbf{s}(i)$ 经 M 点 IFFT 调制, 变换成时域向量 $\tilde{\mathbf{s}}(i)$ 后, 再插入长度为 L_{cp} 的循环前缀 CP, 经串并变换后送入信道。

在高速移动条件下的 OFDM 系统中, 考虑到多普勒频移引起的信道时变性, 将多径信道建模成具有时变冲击响应的 FIR 滤波器, 用 $h(n,l)$ 表示时刻 n 的第 l 阶冲击响应。则第 i 个分组内各时刻的冲击响应表示为:

$$h_i^{(i)}(n,l) = h_i(iM + iL_{cp} + n,l)$$

在接收端, 经串并变换和去除 CP 后的接收时域数据向量表示为 $\tilde{\mathbf{x}}(i) = [\tilde{x}(i,1), \tilde{x}(i,2), \dots, \tilde{x}(i,M)]^T$, 其中第 n 个接收时域信号 $\tilde{x}(i,n)$ 可表示为:

$$\tilde{x}(i,n) = \sum_{l=0}^{L_n} h_i^{(i)}(n,l)\tilde{s}(i,n-l) + \tilde{w}(i,n) \quad (1)$$

其中 $\tilde{w}(i,n)$ 是均值为 0, 方差为 σ^2 的高斯白噪声抽样值。

为了简化表述, 略去索引 i , 即只考虑一个 OFDM 符号。接收端经 FFT 变换成频域, 则频域接收信号 $x(k)$ 可表示为:

$$x(k) = h_f(k,k)s(k) + \sum_{q=0, q \neq k}^{M-1} h_f(k,q)s(k) + w(k) \quad (2)$$

$$\text{式中 } \mathbf{H}'_f = \begin{bmatrix} h_f(0,0) & h_f(0,1) & \dots & h_f(0,D) & 0 & \dots & h_f(0,W) & \dots & h_f(0,S) \\ h_f(1,0) & h_f(1,1) & h_f(1,2) & \dots & h_f(1,D) & 0 & \dots & h_f(0,U) & \dots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ h_f(D,0) & \dots & \dots & h_f(D,D) & \dots & h_f(D,2D+1) & 0 & \dots & \dots \\ 0 & \dots & \dots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ h_f(W,0) & 0 & \dots & h_f(W,M-2D+1) & \dots & h_f(W,W) & \dots & h_f(W,S) \\ \vdots & \ddots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ h_f(S,0) & \dots & h_f(S,D-1) & 0 & \dots & 0 & h_f(S,U) & \dots & h_f(S,S) \end{bmatrix}$$

其中 $W = M - D$, $S = M - 1$, $U = W - 1$ 。

3 OFDM 系统频域 Turbo 均衡

文献[8]提出了基于 MAP/ML 均衡器的线性预编码 OFDM 系统频域 Turbo 均衡算法, 巨大的运算复杂度使其难以实际应用, 文献[7]在此基础上提出了基于 LMMSE 的低复杂度频域 Turbo 均衡算法。但这些方法都需要进行线性预

$$\text{其中 } h_f(m,n) = \frac{1}{M} \sum_{l=0}^{L_h} \sum_{k=0}^{M-1} h_t(k,l) e^{j \frac{2\pi k(n-m)}{M}} e^{-j \frac{2\pi nl}{M}}, \quad w(k) = \sum_{l=0}^{M-1} \tilde{w}(l) e^{-j \frac{2\pi kl}{M}}。$$

若用 \mathbf{F} 表示 M 点 FFT 矩阵, 式(2)可用矩阵表示为:

$$\mathbf{x} = \mathbf{H}_f \mathbf{s} + \mathbf{w} \quad (3)$$

$$\text{其中 } \mathbf{w} = \mathbf{F} \tilde{\mathbf{w}}, \quad \mathbf{H}_f = \begin{bmatrix} h_f(0,0) & \dots & h_f(0,M-1) \\ \vdots & & \vdots \\ h_f(M-1,0) & \dots & h_f(M-1,M-1) \end{bmatrix}。$$

若将信道建模成准静止的, 即在一个块期间信道是时不变的 $h_t(l) = h_t(k,l)$, $k = 0,1,\dots,M-1$, 则当 $k \neq q$ 时 $h_f(k,q) = 0$, 因此频域信道矩阵 \mathbf{H}_f 是对角阵, 此时信道只具有频域选择性, 而不具有时域选择性, 不存在 ICI, 只需要采用单抽头频域均衡器估计发送信号。在未来高速移动条件下的 OFDM 系统中, 每个块期间内信道也是时变的, 此时信道不仅具有多径传播引起的频域选择性, 也具有时变引起的时域选择性, 即双选择性。在双选择性信道条件下, OFDM 系统各子载波之间不再正交, 导致信道存在 ICI, 即式(2)等号右边的第 2 项 $\sum_{q=0, q \neq k}^{M-1} h_f(k,q)s(k) \neq 0$ 。此时传统的单抽头频域均衡器不再适用, 需要采用一定的均衡算法减轻或消除信道 ICI 的影响。

在典型的宽平稳非相关散射(WSSUS)信道条件下, 可以认为当归一化多普勒频域 $f_d = f_d T_s < 0.1$ 时 ICI 主要由相邻的 $2D = 2\lceil f_d M \rceil$ 个子载波引起, 而其它子载波的影响可以忽略^[10], 即

$$h_f(p,q) \approx 0, \quad \text{当 } |p-q| > D \text{ 时} \quad (4)$$

此时, 式(3)变形为:

$$\mathbf{x} = \mathbf{H}'_f \mathbf{s} + \mathbf{w} \quad (5)$$

编码处理, 而且都是仅在频域选择性信道条件下讨论的, 当系统处于双选择性衰落信道时, 受到 ICI 的影响, 其性能必然有所损失。与文献[7,8]不同, 本文在双选择性信道下讨论 OFDM 系统频域 Turbo 均衡, 利用双选择性信道引起的 ICI 对系统影响的特点, 不需要线性预编码就能实现频域 Turbo 均衡。

3.1 OFDM 系统频域 Turbo 均衡

OFDM 系统频域 Turbo 均衡算法如同图 1 所示, 这里假设信道估计是理想的, 仅考虑均衡问题。假设调制信号映射集合为 $\mathcal{S} = \{\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_{2^Q}\}$, 满足 $\sum_{i=1}^{2^Q} \alpha_i = 0$, $2^{-Q} \sum_{i=1}^{2^Q} |\alpha_i|^2 = 1$, 这里 α_i 对应于 Q 个比特数据 $\mathbf{d}_i = [d_{i,1}, d_{i,2}, \dots, d_{i,Q}]$, $d_{i,j} \in \{0, 1\}$ 。每 Q 个比特 $\mathbf{c}_k = [c_{k,1}, c_{k,2}, \dots, c_{k,Q}]$, $c_{k,j} \in \{0, 1\}$ 映射成一个调制信号 $s(k)$ 。在已知发送信号 $s(k)$ 第 j 个比特先验信息 $L(c_{k,j})$ 和接收信号 $\mathbf{x}(k)$ 条件下, 基于 LMMSE 准则计算 $s(k)$ 的估计值 $\hat{s}(k)$ 和比特后验对数似然比^[6]:

$$L(c_{k,j} | \hat{x}(k)) = \ln \frac{\sum_{\forall \mathbf{c}_k: c_{k,j}=0} P(\hat{s}(k) | \mathbf{c}_k) \prod_{\forall j': j' \neq j} P(c_{k,j'})}{\sum_{\forall \mathbf{c}_k: c_{k,j}=1} P(\hat{s}(k) | \mathbf{c}_k) \prod_{\forall j': j' \neq j} P(c_{k,j'})} + L(c_{k,j}) \quad (6)$$

其中 $L_E(c_{k,j})$ 是均衡器的外信息输出, 经符号解调、解交织后以译码器先验对数似然比的形式送入 MAP 译码器。MAP 译码器计算后验概率 (APP), 输出译码器外信息 $L_D(c_i)$ 。利用 $L_D(c_i)$, 经交织、调制后可得发送信号 $s(k)$ 第 j 个比特先验信息 $L(c_{k,j})$, 作为均衡器的输入进行下一次迭代。在每次迭代中, 均衡器和译码器交换外信息。在最后一次迭代由译码器输出数据比特的后验概率, 硬判得到比特估计 \hat{b}_i 。

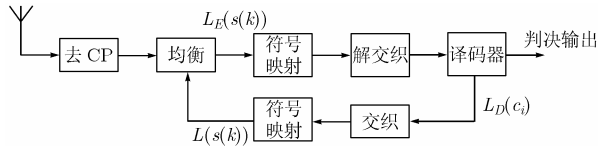


图 1 采用频域 Turbo 均衡算法的 OFDM 系统接收端框图

3.2 基于软输出 LMMSE 的频域 Turbo 均衡

接收信号向量为 \mathbf{x} , 频域信道响应矩阵为 \mathbf{H}_f , 则发送信号 $s(k)$ 的 LMMSE 估计 $\hat{s}(k)$ 可表示为^[4]:

$$\hat{s}(k) = E\{s(k)\} + \text{Cov}(s(k), \mathbf{x}) \text{Cov}(\mathbf{x}, \mathbf{x})^{-1} (\mathbf{x} - E\{\mathbf{x}\}) \quad (7)$$

将式(3)代入式(7)中, 则

$$\hat{s}(k) = \bar{s}(k) + v(k) \mathbf{t}_k^H (\sigma^2 \mathbf{I}_M + \mathbf{H}_f \mathbf{V} \mathbf{H}_f^H)^{-1} (\mathbf{x} - \mathbf{H}_f \bar{\mathbf{s}}) \quad (8)$$

其中 $\mathbf{V} = \text{Diag}([v(1), v(2), \dots, v(M)]^T)$, \mathbf{t}_n 是 \mathbf{H}_f 的第 n 列, $\bar{\mathbf{s}} = [\bar{s}(1), \bar{s}(2), \dots, \bar{s}(M)]^T$ 。 $\bar{s}(k)$ 和 $v(k)$ 分别是 $s(k)$ 的均值和方差, 由 $s(k)$ 先验信息决定^[6]:

$$\begin{aligned} \bar{s}(k) &= E\{s(k)\} = \sum_{\alpha_i \in \mathcal{S}} \alpha_i P(s(k) = \alpha_i) \\ &= \frac{1}{2} \sum_{\alpha_i \in \mathcal{S}} \alpha_i \prod_{j=1}^Q \{1 + (1 - 2c_{k,j}) \tanh[L(c_{k,j})/2]\} \quad (9) \end{aligned}$$

$$v(k) = \text{Cov}(s(k), s(k)) = \left[\sum_{\alpha_i \in \mathcal{S}} |\alpha_i|^2 P(s(k) = \alpha_i) \right] - |\bar{s}(k)|^2 \quad (10)$$

均衡器的输出为比特外信息 $L_E(c_{k,j})$, 由式(8)-式(10)可知发送信号 $s(k)$ 的估计值 $\hat{s}(k)$ 依赖于先验信息 $L(c_{k,j})$, 为了提取均衡器的外信息输出, 在计算 $\hat{s}(k)$ 时应让 $\hat{s}(k)$ 不依赖于 $L(c_{k,j})$, $j = 1, \dots, Q$ ^[6], 即令 $L(c_{k,j}) = 0, j = 1, \dots, Q$ 。则式(8)

转化为:

$$\hat{s}(k) = \mathbf{c}_k^H (\mathbf{x} - \mathbf{H}_f \bar{\mathbf{s}}'_k) \quad (11)$$

其中 $\mathbf{c}_k = (\sigma^2 \mathbf{I} + \mathbf{H}_f \mathbf{V}_k \mathbf{H}_f^H)^{-1} \mathbf{t}_k$, $\bar{\mathbf{s}}'_k = [\bar{s}(1), \dots, \bar{s}(k-1), 0, \bar{s}(k+1), \dots, \bar{s}(M)]^T$, $\mathbf{V}_k^H = \text{Diag}([v(1), \dots, v(k-1), 1, v(k+1), \dots, v(M)]^T)$ 。则 $\hat{s}(k)$ 第 i 个映射星座点的均值和方差可表示为:

$$\mu_{k,i} = E(\hat{s}(k) | s(k) = \alpha_i) = \alpha_i \mathbf{c}_k^H \mathbf{t}_k \quad (12)$$

$$\sigma_{k,i}^2 = \mathbf{c}_k^H \text{Cov}(\mathbf{x}, \mathbf{x} | s(k) = \alpha_i) \mathbf{c}_k = \mathbf{c}_k^H \mathbf{t}_k (1 - \mathbf{t}_k \mathbf{c}_k) \quad (13)$$

由式(6), 式(12), 式(13)可得 LMMSE 均衡器外信息输出 $\hat{s}(k)$ 第 j 个比特的对数似然比为:

$$\begin{aligned} L_E(c(k, j)) &= \ln \frac{\sum_{\forall \mathbf{d}_i: d_{i,j}=0} P(\hat{s}(k) | \mathbf{c}_k = \mathbf{d}_i) \prod_{\forall j': j' \neq j} P(c_{k,j'} = d_{i,j'})}{\sum_{\forall \mathbf{d}_i: d_{i,j}=1} P(\hat{s}(k) | \mathbf{c}_k = \mathbf{d}_i) \prod_{\forall j': j' \neq j} P(c_{k,j'} = d_{i,j'})} \\ &= \ln \frac{\sum_{\forall \mathbf{d}_i: d_{i,j}=0} \exp\left\{-\psi_{k,i} + \sum_{\forall j': j' \neq j} (1 - 2d_{i,j'}) L(c_{k,j'})/2\right\}}{\sum_{\forall \mathbf{d}_i: d_{i,j}=1} \exp\left\{-\psi_{k,i} + \sum_{\forall j': j' \neq j} (1 - 2d_{i,j'}) L(c_{k,j'})/2\right\}} \quad (14) \end{aligned}$$

$$\text{其中 } \psi_{k,i} = \frac{|\hat{s}(k) - \mu_{k,i}|^2}{\sigma_{k,i}^2} = \frac{|\mathbf{c}_k^H (\mathbf{x} - \mathbf{H}_f \bar{\mathbf{s}}'_k) - \alpha_i \mathbf{c}_k^H \mathbf{t}_k|^2}{\mathbf{c}_k^H \mathbf{t}_k (1 - \mathbf{t}_k \mathbf{c}_k)}$$

为了计算 $\hat{s}(k)$ 的对数似然比, 需要执行矩阵大小为 $M \times M$ 的矩阵求逆运算。当系统子载波数 M 增大时, 其运算复杂度显著增加。为了降低运算复杂度, 考虑矩阵 \mathbf{V}_k' 与 \mathbf{V} 的关系, 利用矩阵求逆定理得到上述算法的简化方法。先定义辅助变量 $\boldsymbol{\theta} = (\sigma^2 \mathbf{I} + \mathbf{H}_f \mathbf{V} \mathbf{H}_f^H)$, 则由矩阵求逆定理得:

$$\mathbf{c}_k = \left[\boldsymbol{\theta}^{-1} - \frac{1 - v(k)}{1 + (1 - v(k)) \mathbf{t}_k^H \boldsymbol{\theta}^{-1} \mathbf{t}_k} \boldsymbol{\theta}^{-1} \mathbf{t}_k \mathbf{t}_k^H \boldsymbol{\theta}^{-1} \right] \mathbf{t}_k \quad (15)$$

由于避免了矩阵求逆运算, 计算每个发送符号对数似然比的运算复杂度为 $o(M^2)$, LMMSE 均衡算法总共的运算复杂度为 $o(M^3)$ 。本小节基于 LMMSE 的频域 Turbo 均衡算法命名为 FTE1 算法, 该算法步骤如下:

(1)均衡初始化 第 1 次迭代时, $L(s(k)) = 0, \forall k$; 否则, $L(s(k))$ 由译码器输出的 $L_D(c_i)$ 经交织后给出;

$\bar{s}(k) = \tanh(L(s(k))/2)$, $v(k) = 1 - |\bar{s}(k)|^2, \forall k$; $\bar{\mathbf{s}} = [\bar{s}(1), \bar{s}(2), \dots, \bar{s}(M)]^T$;

$\boldsymbol{\theta} = (\sigma^2 \mathbf{I} + \mathbf{H}_f \mathbf{V} \mathbf{H}_f^H)$ 。

(2)LMMSE 均衡

for $k = 1 : M$

$$\mathbf{t}_k = \mathbf{H}_f [\mathbf{0}_{1 \times (k-1)} \quad 1 \quad \mathbf{0}_{1 \times (M-k)}]^T;$$

由式(15)计算 \mathbf{c}_k ;

由式(12), 式(13), 式(14)计算 $L_E(s(k))$

end

3.3 低复杂度的 LMMSE-FTE

上述的 LMMSE 均衡算法没有充分利用双选择性信道下 OFDM 系统频域信道响应的特点, 因此计算量很大。本小节推导了低复杂度的频域 Turbo 均衡算法, 该算法基于式

(5), 充分利用了频域信道响应的特点, 忽略了频域信道响应中微小元素对均衡性能的影响, 从而极大地降低了 LMMSE 均衡算法的运算复杂度。从后面的仿真表明, 这种忽略对均衡性能影响较小。

由式(5)可知, 对于第 k 个子载波的接收信号 $x(k)$, 只有临近的 $2D$ 个子载波的干扰存在。因此, 若令 $\mathbf{x}_k = [x(\langle k-D \rangle_M), \dots, x(\langle k+D \rangle_M)]^T$, $\mathbf{s}_k = [s(\langle k-2D \rangle_M), \dots, s(\langle k+2D \rangle_M)]^T$, 则 \mathbf{x}_k 与 \mathbf{s}_k 关系可表示为:

$$\mathbf{x}_k = \mathbf{H}_{jk} \mathbf{s}_k + \mathbf{w}_k \quad (16)$$

其中

$$\mathbf{H}_{jk} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_f(\langle G \rangle_M, \langle F \rangle_M) & \cdots & \mathbf{H}_f(\langle G \rangle_M, \langle k \rangle_M) & 0 & 0 \\ 0 & \ddots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & \mathbf{H}_f(\langle E \rangle_M, \langle k \rangle_M) & \cdots & \mathbf{H}_f(\langle E \rangle_M, \langle F \rangle_M) \end{bmatrix}$$

$$G = k - D, F = k - 2D, E = k + D$$

$$\mathbf{w}_k = [w(\langle k-D \rangle_M), \dots, w(\langle k+D \rangle_M)]^T$$

由式(16)可得:

$$\hat{s}(k) = \mathbf{f}_k^H (\sigma^2 \mathbf{I}_{2D+1} + \mathbf{H}_{jk} \mathbf{V}_k \mathbf{H}_{jk}^H)^{-1} (\mathbf{x}_k - \mathbf{H}_{jk} \bar{\mathbf{s}}_k'') \quad (17)$$

其中 $\mathbf{f}_k = [\mathbf{H}_f(\langle k-D \rangle_M, \langle k \rangle_M), \dots, \mathbf{H}_f(\langle k+D \rangle_M, \langle k \rangle_M)]^T$, $\bar{\mathbf{s}}_k'' = [\bar{s}(1), \dots, \bar{s}(k-1), 0, \bar{s}(k+1), \dots, \bar{s}(M)]^T$, $\mathbf{V}_k = \text{diag}(v(k-2D), \dots, v(k-1), 1, v(k+1), \dots, v(k+2D))$ 。

令 $\mathbf{b}_k = (\sigma^2 \mathbf{I}_{2D+1} + \mathbf{H}_{jk} \mathbf{V}_k \mathbf{H}_{jk}^H)^{-1} \mathbf{f}_k$, 则 $\hat{s}(k)$ 第 i 个映射星座点的均值和方差可表示为: $\mu_{k,i} = E(\hat{s}(k) | s(k) = \alpha_i) = \alpha_i \mathbf{b}_k^H \mathbf{t}_k$, $\sigma_{k,i}^2(k) = \mathbf{b}_k^H \text{Cov}(\mathbf{x}, \mathbf{x} | s(k) = \alpha_i) \mathbf{b}_k = \mathbf{b}_k^H \mathbf{t}_k (1 - \mathbf{t}_k \mathbf{b}_k)$ 。LMMSE 均衡器外信息输出的对数似然比为:

$$L_E(c(k, j)) = \ln \frac{\sum_{\forall d_i, d_{i,j}=0} \exp \left(- \frac{|\mathbf{b}_k^H (\mathbf{x} - \mathbf{H}_{jk} \bar{\mathbf{s}}_k'') - \alpha_i \mathbf{b}_k^H \mathbf{t}_k|^2}{\mathbf{b}_k^H \mathbf{t}_k (1 - \mathbf{t}_k \mathbf{b}_k)} + I \right)}{\sum_{\forall d_i, d_{i,j}=1} \exp \left(- \frac{|\mathbf{b}_k^H (\mathbf{x} - \mathbf{H}_{jk} \bar{\mathbf{s}}_k'') - \alpha_i \mathbf{b}_k^H \mathbf{t}_k|^2}{\mathbf{b}_k^H \mathbf{t}_k (1 - \mathbf{t}_k \mathbf{b}_k)} + I \right)}$$

$$I = \sum_{\forall j', j'' \neq j} (1 - 2d_{i,j'}) L(c_{k,j'}) / 2 \quad (18)$$

将本小节基于低复杂度 LMMSE 的频域 Turbo 均衡算法命名为 FTE2 均衡算法, 该算法步骤如下:

(1) 均衡初始化 第 1 次迭代时, $L(s(k)) = 0, \forall k$; 否则, $L(s(k))$ 由译码器输出的 $L_D(c_i)$ 经交织后给出;

$$\bar{s}(k) = \tanh(L(s(k))/2), v(k) = 1 - |\bar{s}(k)|^2, \forall k$$

(2) LMMSE 均衡 for $k = 1 : M$

构造 $\mathbf{s}_k, \mathbf{x}_k, \mathbf{H}_{jk}, \mathbf{w}_k$:

$$\mathbf{f}_k = [\mathbf{H}_f(\langle k-D \rangle_M, \langle k \rangle_M), \dots, \mathbf{H}_f(\langle k+D \rangle_M, \langle k \rangle_M)]^T$$

计算 $\mathbf{b}_k = (\sigma^2 \mathbf{I}_{2D+1} + \mathbf{H}_{jk} \mathbf{V}_k \mathbf{H}_{jk}^H)^{-1} \mathbf{f}_k$;

此时, 在计算 $\hat{s}(k)$ 的对数似然比时只需执行矩阵大小为 $(2D+1) \times (2D+1)$ 的求逆运算, 因此计算复杂度大大降低。计算每个发送符号对数似然比的运算复杂度为 $o(2D+$

$1)^3$), LMMSE 均衡算法总共的运算复杂度为 $o(M(2D+1)^3)$ 。表 1 对比了几种频域均衡器运算复杂度, 由于在提到的各种均衡结构中译码器的复杂度相差不大, 本文仅考虑了均衡器部分的运算复杂度。由表 1 可以看出, 提到的 FTE2 均衡算法充分利用了双选择性信道下 OFDM 系统频域信道响应的特点, 极大地降低了运算复杂度。

表 1 几种频域均衡算法运算复杂度比较

频域均衡算法	复数乘法	特点
MAP 均衡	$o(2^M)$	采用 MAP 准则, 性能最优
FTE1 均衡	$o(M^3)$	软输出 LMMSE 均衡, 采用矩阵求逆定理
MMSE/ZP 均衡	$o(M^3)$	MMSE 均衡考虑了噪声干扰, 性能优于 ZP 均衡, 运算复杂度略高, 需要已知噪声方差
FTE2 均衡	$o(M(2D+1)^3)$	简化的软输出 LMMSE 均衡

4 仿真与分析

仿真采用 8K 模式的 DVB-T 系统, 其子载波数为 $M = 8192$ 。系统的工作频率为 $f_c = 626\text{MHz}$, 采样频率为 $f_s = 8\text{MHz}$; 使用 COST207 的典型城市(TU)信道模型; 信道编码为 (7,5) 卷积码, 采用 SISO-MAP 译码。

图 2 描述了在不同的归一化多普勒频移 f_d 情况下 ICI 方差 $E\{|h_f(m, \bullet)|^2\}$ 与子载波索引 m 的关系。由图 2 可以看出, 在典型的宽平稳非相关散射(WSSUS)信道条件下, 当 $m > [f_d M]$ 时, $E\{|h_f(m, \bullet)|^2\}$ 迅速减小, 即可以认为当归一化多普勒频移 $f_d = f_d T_s < 0.1$ 时 ICI 主要由相邻的 $2D = 2[f_d M]$ 个子载波引起, 而其它子载波的影响可以忽略。

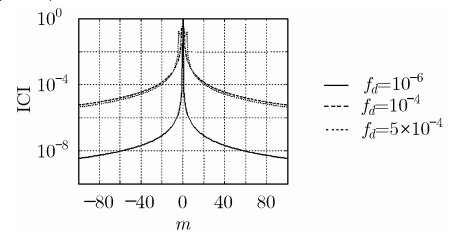


图 2 不同的归一化多普勒频移 f_d 情况下 ICI 方差比较

图 3-图 5 是归一化多普勒频移分别为 $f_d = 10^{-6}$, $f_d = 10^{-4}$ 和 $f_d = 5 \times 10^{-4}$ 时, 传统一阶均衡、ZP 均衡、MMSE 均衡、基于线性预编码的频域 Turbo 均衡 (PCTE) 和提到的两种频域 Turbo 均衡 (FTE1、FTE2) 的 BER 性能比较, 其中传统一阶均衡、ZP 均衡、MMSE 均衡时都采用 SVOA 译码。从图 3 可以看出, 当 $f_d = 10^{-6}$ 时, 信道时变比较缓慢, 时域选择性不明显, 此时信道可以看成是准静止的, 即在一个 OFDM 符号内信道只有频域选择性, 因此一阶均衡和 MMSE 均衡性能基本一致。而文献[7]提出的基于线性预编码的频域 Turbo 均衡 (PCTE) 与 FTE1 的性能也接近一致, 但

PCTE需要在发送端对数据进行线性预编码,增加了

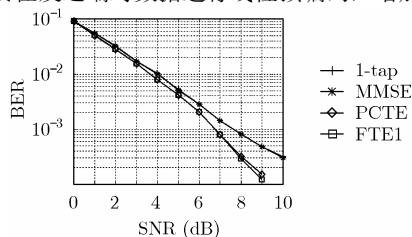


图 3 几种均衡算法的 BER 性能比较 ($f_d = 10^{-6}$)

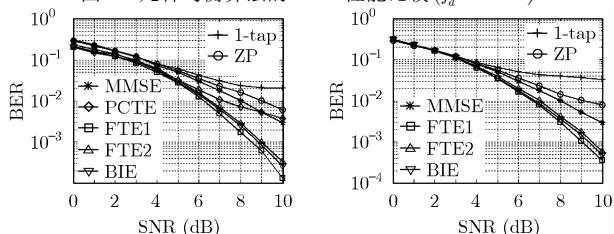


图 4 几种均衡算法的

BER 性能比较 ($f_d = 10^{-4}$)

图 5 几种均衡算法的

BER 性能比较 ($f_d = 5 \times 10^{-4}$)

系统的复杂度。

当归一化的多普勒频移为 $f_d = 10^{-4}$ 时, $D = [f_d M] = [0.8192] = 1$, 则此时由于信道的时域选择性引起的 ICI 已对相邻的子载波产生干扰。从图 4 中可以看出, 此时由于一阶均衡没有考虑信道的时域选择性, 忽略了 ICI 的影响, 因此 BER 性能最差。ZP 均衡、MMSE 均衡考虑了 ICI 对系统性能的影响, 随着信噪比增大, 明显优于一阶均衡。PCTE 没有考虑信道的时域选择性, 性能明显变差, 很难在快变信道下应用。本文提出的 FTE1 算法的 BER 性能较前面 4 种方法有显著的提高。基于简化 LMMSE 的 FTE2 较基于 LMMSE 的 FTE1 均衡性能损失不大, 而运算复杂度却大大降低。文献[10]中提出的迭代 MMSE 均衡(BIE)算法采用了 ICI 抑制方法减轻了 ICI 的影响, 迭代后得到较好的 BER 性能, 但由于采用的时域滤波方法并不能完全消除 ICI, 因此 BER 性能稍差于 FTE1。当信道时变进一步加快, 归一化的多普勒频移为 $f_d = 5 \times 10^{-4}$ 时, 从图 5 可以看出, 一阶均衡的性能迅速下降, 不能适用, 本文提出的 FTE1 和 FTE2 具有明显优于 ZP 均衡、MMSE 均衡的性能。在采用 FTE2 时, 由于 $D = [f_d M] = [4.096] = 5$, 因此计算复杂度稍有增加, 但仍大大低于 FTE1。

5 结束语

本文分析了双选择性信道引起的 OFDM 系统载间干扰的特点, 将文献[5,6]中单载波系统基于 LMMSE 的 Turbo 均衡方法拓展到双选择性信道的 OFDM 系统中, 提出了一种基于 LMMSE 的频域 Turbo 均衡算法, 并结合信道频域响应的特点, 给出了频域 Turbo 均衡的简化算法。仿真表明, 本文提出的频域 Turbo 均衡算法利用双选择性信道矩阵的特

点, 将软输出 LMMSE 均衡器和 SISO 译码器结合构成频域 Turbo 均衡接收结构, 获得了明显优于 ZP 均衡和 MMSE 均衡算法的性能, 能够很好地抑制时变引起的 ICI。

参考文献

- [1] CHoi Y S, Voltz P J, and F A. Cassara. On channel estimation and detection for multicarrier signals in fast and selective Rayleigh fading channels. *IEEE Trans. on Commun.*, 2001, 49(4):1375-1387.
- [2] Stamoulis, Diggavi S N, and Al-Dhahir N. Inter-carrier interference in MIMO OFDM. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 2002, 50(6): 2451-2464.
- [3] Linnartz J P M G and Gorokhov A. New equalization approach for OFDM over dispersive and rapidly time varying channel. in Proc.IEEE Int. Symposium Personal Indoor Mobile Radio Commun., London, 2000,vol.2: 1375-1379.
- [4] Schniter P. Low-complexity equalization of OFDM in doubly selective channels. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 2004, 52(4): 1002-1011.
- [5] Tuchler M, Koetter R, and Singer AC. Turbo equalization: Principles and new results. *IEEE Trans. on Communication*, 2002, 50(5): 754-767.
- [6] Tuchler M, Singer A, and Koetter R. Minimum mean squared error equalization using a priori information. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 2002, 50(3): 673-683.
- [7] Qu Daiming, Zhu Guangxi, and Chen Zhonglin. Low complexity LMMSE Turbo equalization for linearly Precoded OFDM. The 14th IEEE 2003 International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communication Proceedings, Helsinki, 2003: 819-823.
- [8] Zhou S, Wang Z, Bapat N, and Giannakis G B. Turbo decoding of error control coded and unitary precoded OFDM. In Proc. Veh. Technol. Conf., IEEE VTC 2002/Spring, Birmingham, 2002, vol.3: 1237-1241.
- [9] Jakes W C. *Microwave Mobile Communications*. New York: Wiley, 1974: 32-35.
- [10] Jeon W G, Chang K H, and Cho Y S. An equalization technique for orthogonal frequency-division multiplexing systems in time-variant multipath channels. *IEEE Trans. on Commun.*, 1999, 47(1): 27-32.

杨炜伟: 男, 1981 年生, 助教, 研究方向为信道估计与均衡、子空间信号处理。

蔡跃明: 男, 1962 年生, 教授, 博士生导师, 主要研究方向为无线通信和移动通信等。