

一种带有 CFO 补偿的 OFDMA 上行链路 Turbo 接收机^①

郭俊奇^② 尚 勇^③ 项海格

(北京大学电子学系卫星与无线通信实验室 北京 100871)

摘 要 提出了一种带有多用户载波频率偏移(CFO)联合补偿功能的迭代(Turbo)接收机,用于频率非同步环境下的正交频分多址(OFDMA)上行信号接收处理。基于频域 Turbo 均衡原理,该接收机实现了带有软干扰消除(SIC)的 CFO 补偿、最小均方误差(MMSE)频域均衡和最大后验(MAP)信道译码的联合迭代处理。理论分析和仿真结果均表明:与传统的非迭代接收机相比,文中所提 Turbo 接收机利用 MAP 译码器的软判决反馈信息实现了干扰重构和消除,在迭代中获得了更优的频率同步性能和误比特率性能;与现有几种典型的迭代接收机相比,文中所提 Turbo 接收机具有更优的误比特率性能和更低的实现复杂度。

关键词 正交频分多址(OFDMA),载波频率偏移(CFO),补偿,迭代(Turbo)接收机,软干扰消除(SIC)

0 引 言

下一代宽带无线接入技术——全球互联微波接入(worldwide interoperability for microwave access, WiMAX)的诸多空中接口标准(如 IEEE802.16a/d/e/m^[1,2])均采用正交频分多址接入(OFDMA)作为其上/下行多址方案,它有效结合了多用户接入和多载波调制,成为未来移动通信的主流技术之一。

在 OFDMA 系统中,由多普勒频移和发送/接收端晶振不匹配等原因造成的载波频率偏移(carrier frequency offset, CFO)会导致子载波间干扰(inter-carrier interference, ICI),进而破坏各子载波之间的正交性,因此 OFDMA 频率同步成为现今的研究热点之一^[3]。相对于下行链路情形,OFDMA 上行接收信号的频率同步更为复杂,这是由于基站接收到的是各用户带有不同 CFO 的混合信号,当利用频偏估计算法^[4,5]获得各用户 CFO 估值后,基站还需对接收混合信号进行 CFO 补偿(纠正)。由于基站纠正其中任一用户信号的频偏均会不可避免地影响到其余用户信号,因此文献[6,7]提出了基于信号处理技术的 CFO 联合补偿算法。传统的基站接收机在对接收混合信号实现 CFO 联合补偿的同时,还需要通过均衡和解码恢复各用户原始数据。与采用传统均衡/解

码的非迭代接收机相比,文献[8,9]提出了全新的迭代接收技术:Turbo 均衡。基于 Turbo 均衡的迭代(Turbo)接收机通过均衡器和解码器之间的软信息迭代,可在恶劣的多径环境中达到非迭代接收机难以企及的良好性能。在早期复杂度较高的时域 Turbo 均衡的基础上,文献[10,11]针对单载波系统提出了低复杂度的频域 Turbo 均衡迭代接收机,但未涉及频率同步;近期又有文献[12]针对单用户的块传输系统提出了频域 Turbo 均衡和频偏补偿的联合方案,但仍无法适用于多用户场景下的 OFDMA 上行接收机。虽然文献[13,14]讨论了 OFDMA 上行链路 Turbo 均衡和频偏补偿联合方案,但文献[13]是基于计算复杂度较高的时域 Turbo 均衡且信号模型较复杂,而文献[14]则采用了较为复杂的最大似然准则优化算法,因此二者均有待改进。本文结合文献[7]中的 CFO 补偿方案和文献[10-12]中的频域 Turbo 均衡原理,提出一种带有 CFO 联合补偿的 OFDMA 上行链路 Turbo 接收机。该接收机实现了带有软干扰消除(soft interference cancellation, SIC)的 CFO 补偿、最小均方误差(minimum mean square error, MMSE)频域均衡和最大后验概率(maximum a posteriori, MAP)信道译码的联合迭代处理。与采用传统均衡的非迭代接收机相比,该 Turbo 接收机利用 MAP 译码器的

① 863 计划(2008AA01Z226)资助项目。

② 男,1982 年生,博士生;研究方向:OFDMA,SC-FDMA,下一代无线通信上行传输物理层关键技术;E-mail: sprite2009@pku.edu.cn

③ 通信作者, E-mail: shangyong@pku.edu.cn

(收稿日期:2009-05-26)

软判决反馈信息并通过迭代获得了更优的频率同步和误比特率(BER)性能,且相对于文献[13,14]中的迭代接收机具有更优的 BER 性能和更低的实现复杂度。

1 上行链路信号模型

假定本文所考虑的上行 OFDMA 系统包含 K 个用户终端和一个基站,其中第 $k(k=1, \dots, K)$ 个用户的发射机结构如图 1 所示。在每个 OFDM 块传输周期内,第 k 个用户的原始信息比特向量 $\mathbf{u}^{(k)}$ 依次经过卷积编码器和交织器 Π ,得到交织后的编码比特向量 $\mathbf{c}^{(k)} = \Pi(\tilde{\mathbf{c}}^{(k)})$,其中 $\tilde{\mathbf{c}}^{(k)}$ 表示未交织的编码比特向量。根据预先选定的 M -PSK 或 M -QAM 调制方式,将 $\mathbf{c}^{(k)}$ 划分为 N_k 个长度为 Q 的子向量 $\mathbf{c}_j^{(k)} = (c_{j,0}^{(k)}, c_{j,1}^{(k)}, \dots, c_{j,Q-1}^{(k)})^T, j=0, \dots, N_k-1$,其中 $(\cdot)^T$ 表示转置。由于一个子向量 $\mathbf{c}_j^{(k)}$ 可映射为一个调制符号 $S_j^{(k)}$,因此 $\mathbf{c}^{(k)}$ 映射为 $\mathbf{S}^{(k)} = (S_0^{(k)}, S_1^{(k)}, \dots, S_{N_k-1}^{(k)})^T$ 。定义所选调制方式的调制符号集合为 $\Omega = \{\alpha_0, \alpha_1, \dots, \alpha_{M-1}\}$,其中: $M = 2^Q$ 为调制星座图大小; Ω 能量归一且均值为零,即有 $M^{-1} \cdot \sum_{i=0}^{M-1} |\alpha_i|^2 = 1$ 且 $\sum_{i=0}^{M-1} \alpha_i = 0$; α_i 对应的比特图案为 $(b_{i,0}, b_{i,1}, \dots, b_{i,Q-1})^T, b_{i,q} \in \{0,1\}$ 。当 $\mathbf{c}_j^{(k)}$ 与调制符号 α_i 对应的比特图案相同时有 $S_j^{(k)} = \alpha_i$ 。随后 $\mathbf{S}^{(k)}$ 被送入 OFDM 调制器。

设定子载波总数为 N , 分配给第 k 个用户的子载波集合 Γ_k 含 N_k 个子载波(这里 $\bigcup_{k=1}^K \Gamma_k = \{0,1, \dots, N-1\}$ 且 $\Gamma_k \cap \Gamma_i = \emptyset, k \neq i$)。对第 k 个

用户的调制符号序列 $\mathbf{S}^{(k)}$ 进行子载波映射,即在该用户所分配到的子载波上依次放置 $\mathbf{S}^{(k)}$ 中各元素,而在其余子载波上填零,构成一个包含 N 个子载波的 OFDM 频域向量 $\mathbf{X}^{(k)}$ 如下:

$$\begin{aligned} \mathbf{X}^{(k)} &= (X_0^{(k)}, X_1^{(k)}, \dots, X_{N-1}^{(k)})^T; \\ X_{n_j}^{(k)} &= \begin{cases} S_j^{(k)}, & n_j \in \Gamma_k, j \in \{0, \dots, N_k-1\} \\ 0, & n_j \notin \Gamma_k \end{cases} \end{aligned} \quad (1)$$

其中: $S_j^{(k)}$ 表示 $\mathbf{S}^{(k)}$ 中的第 j 个元素。

$\mathbf{X}^{(k)}$ 经过 N 点快速傅里叶逆变换(inverse fast fourier transform, IFFT)得到时域向量 $\mathbf{x}^{(k)}$:

$$\mathbf{x}^{(k)} = \mathbf{F}_N^H \mathbf{X}^{(k)} \quad (2)$$

其中: $\mathbf{F}_N$ 表示归一化 N 点离散傅里叶变换(discrete fourier transform, DFT)矩阵,其元素 $F_N(m, n) = 1/\sqrt{N} \exp(-j2\pi mn/N), 0 \leq m, n \leq N-1$; $(\cdot)^H$ 表示共轭转置。

最后,在 $\mathbf{x}^{(k)}$ 之前附加长为 N_g 的循环前缀(cyclic prefix, CP)并将其送入多径信道。这里设定第 k 个用户到基站的信道冲激响应(channel impulse response, CIR)向量为 $\mathbf{h}_k = [h_{k,0}, \dots, h_{k,L_k-1}]^T$,其中 L_k 为信道长度。为统一信道长度,我们用一个 $L \times 1$ 维向量 $\mathbf{h}_k' \triangleq [\mathbf{h}_k^T \quad \mathbf{0}_{1 \times (L-L_k)}]^T$ 代替 $\mathbf{h}_k, N_g \geq L \geq \max_k(L_k)$ 。同时,我们将第 k 个用户的分数倍 CFO 值(对载波间距归一化)记为 ϵ_k 。为简单起见,本文假定利用 CFO 估计算法^[4,5]已获得各用户 CFO 估值 $\hat{\epsilon}_k(k=1, \dots, K)$,同时 OFDMA 上行链路已实现理想定时同步(设计 CP 长度大于信道时延扩展与 two-way 传播延迟之和可实现准时间同步,其定时误差影响可通过信道均衡自行消除^[3])。



图 1 OFDMA 上行链路发射机(第 k 个用户)

2 带 CFO 补偿的 Turbo 接收机

图 2 所示为带有 CFO 联合补偿的 Turbo 接收机结构框图。该接收机包含两个模块:带有 CFO 补偿的频域 Turbo 均衡模块和带有交织/解交织的 MAP 信道译码模块。两模块之间彼此交互软信息(又称对数似然比(log-likelihood ratio, LLR))并进行多次反

馈迭代以获得更好的接收性能。在每次迭代中,接收机需执行一次前向处理和一次反向处理:前向处理实现基于 SIC 的 CFO 补偿、均衡、软解调及 MAP 解码等;反向处理则用于实现软信息反馈、软调制及理想接收信号重构等(此处的理想接收信号是指不含 CFO 和噪声影响的“纯净”接收信号)。图中下标“FB”代表“反馈”(feedback)。

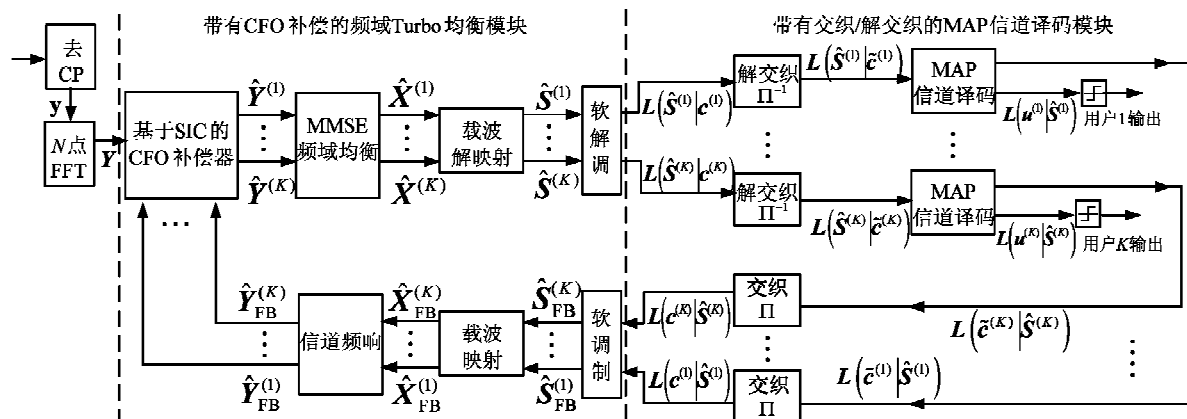


图2 带有 CFO 补偿的 OFDMA 上行链路 Turbo 接收机

2.1 接收信号的频域形式

每个 OFDM 块周期内, 基站去除接收时域 OFDM 块的 CP 后得到 $N \times 1$ 维向量 $\mathbf{y}$:

$$\mathbf{y} = \sum_{k=1}^K \mathbf{D}^{(k)} \mathbf{y}^{(k)} + \mathbf{w} \quad (3)$$

其中: $\mathbf{y}$ 中所包含的第 k 个用户时域分量为 $\mathbf{y}^{(k)} = \mathbf{x}^{(k)} \otimes \mathbf{h}_k'$, $\otimes$ 表示循环卷积运算; $\mathbf{w}$ 为 $N \times 1$ 维加性高斯白噪声向量; $\mathbf{D}^{(k)}$ 被定义为第 k 个用户的 CFO 矩阵, 它是一个 N 阶对角矩阵, 对角元素组成的向量 $\mathbf{e}(\epsilon_k)$ 为

$$\mathbf{e}(\epsilon_k) \triangleq \left[\exp\left(\frac{j2\pi\epsilon_k \cdot 0}{N}\right), \dots, \exp\left(\frac{j2\pi\epsilon_k \cdot (N-1)}{N}\right) \right]^T \quad (4)$$

对 $\mathbf{y}$ 做 N 点 FFT 变换, 得到接收信号的 $N \times 1$ 维频域向量形式 $\mathbf{Y}$:

$$\begin{aligned} \mathbf{Y} &= \mathbf{F}_N \mathbf{y} \\ &= \mathbf{Y}^{(k)} \otimes \mathbf{E}(\epsilon_k) + \sum_{i=1, i \neq k}^K \mathbf{Y}^{(i)} \otimes \mathbf{E}(\epsilon_i) + \mathbf{W} \end{aligned} \quad (5)$$

其中: $\mathbf{Y}^{(k)} = \mathbf{F}_N \mathbf{y}^{(k)}$ 代表第 k 个用户不含 CFO 和噪声影响的理想接收频域分量; $E(\epsilon_k) \triangleq \mathbf{F}_N e(\epsilon_k)$ 代

表第 k 个用户的 CFO 频域向量; 噪声的频域向量记为 $\mathbf{W} = \mathbf{F}_N \mathbf{w}_0$.

2.2 初始化阶段

在接收机初始化阶段(迭代次数 $p = 0$), $\mathbf{Y}$ 被送入带有 CFO 补偿的频域 Turbo 均衡模块。在该模块中, CFO 补偿器是基于文献[7]中干扰消除方案所设计的, 其结构如图 3 所示。图中 CFO 补偿器的另一个输入量 $\hat{\mathbf{Y}}_{\text{FB}}^{(k), p-1} (k = 1, \dots, K)$ 表示由第 $p - 1$ 次迭代中译码器反馈的软信息计算出的 $\mathbf{Y}^{(k)}$ 估值(下标“FB”代表“反馈(feedback)”), 用于第 p 次迭代中干扰重构和消除。区别于文献[7]中不作译码判决的硬反馈, 本文重构出的干扰估值来源于前次迭代中译码器反馈的软信息, 因此这里的干扰消除也称为软干扰消除(SIC)。由于初始化阶段无任何反馈信息可用, 因此此时 CFO 补偿器不执行 SIC 而直接利用信号处理技术对 $\mathbf{Y}$ 进行如下处理:

$$\begin{aligned}\hat{\mathbf{Y}}^{(k),0} &= \Phi^{(k)}((\Phi^{(k)}\mathbf{Y}) \otimes \mathbf{E}(-\hat{\epsilon}_k)) \\ &= \Phi^{(k)}((\Phi^{(k)}(\mathbf{Y}^{(k)} \otimes \mathbf{E}(\epsilon_k))) \otimes \mathbf{E}(-\hat{\epsilon}_k)) \\ &\quad + \Phi^{(k)}((\Phi^{(k)}(\sum_{i=1, i \neq k}^K \mathbf{Y}^{(i)} \otimes \mathbf{E}(\epsilon_i))) \otimes \mathbf{E}(-\hat{\epsilon}_k)) \\ &\quad + \Phi^{(k)}((\Phi^{(k)}\mathbf{W}) \otimes \mathbf{E}(-\hat{\epsilon}_k))\end{aligned}\quad (6)$$

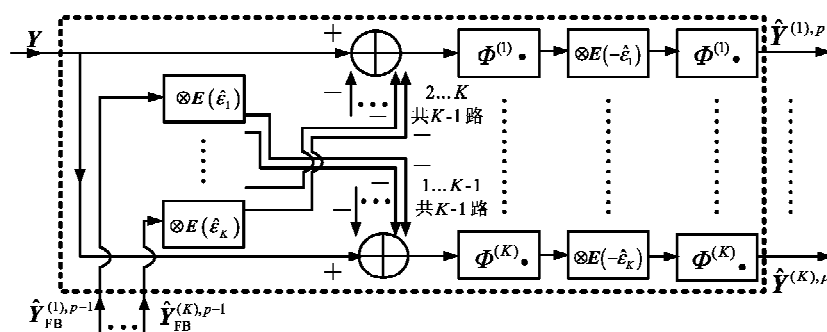


图3 基于SIC的CFO补偿器

其中: $k = 1, \dots, K$; N 阶对角方阵 $\Phi^{(k)}$ 等效于滤波器, 用于保留 $\mathbf{Y}$ 中第 k 个用户分量并滤除其余用户分量, 其对角元素如式

$$\Phi^{(k)}(n+1, n+1) = \begin{cases} 1, & n \in \Gamma_k \\ 0, & n \notin \Gamma_k \end{cases}; 0 \leq n \leq N-1 \quad (7)$$

所示; “ $\otimes E(-\hat{\epsilon}_k)$ ”表示利用循环卷积运算在频域实现各用户分量的 CFO 补偿。由于 CFO 引起的 ICI 包括某一用户内的自干扰(self-ICI)和用户间的多址接入干扰(multiple access interference, MAI), 因此式(6)右端第一项包含第 k 个用户的理想分量以及经 CFO 补偿后的少许 self-ICI 残留; 第二项表示其余用户对第 k 个用户分量的 MAI; 第三项为噪声。式(6)表明: 在 CFO 补偿器初始化输出 $\hat{\mathbf{Y}}^{(k),0}$ 中, 由 ϵ_k 引起的大部分 self-ICI 已被消除, 但仍存在大量 MAI, 需要通过迭代阶段的 SIC 操作来消除。

初始化阶段的剩余处理流程为: 均衡模块对 $\hat{\mathbf{Y}}^{(k),0}$ 进行均衡等处理后将输出软信息传递给译码模块, 后者再将其输出软信息反馈给均衡模块用于下次迭代。

2.3 迭代阶段

2.3.1 均衡模块(前向处理)

在第 p 次迭代中, CFO 补偿器利用前次迭代反馈 $\hat{\mathbf{Y}}_{\text{FB}}^{(k),p-1}$ ($k = 1, \dots, K$) 重构 MAI 以实现干扰消除, 可得第 k 个用户分量 $\tilde{\mathbf{Y}}^{(k),p}$:

$$\tilde{\mathbf{Y}}^{(k),p} = \mathbf{Y} - \sum_{i=1, i \neq k}^K \hat{\mathbf{Y}}_{\text{FB}}^{(i),p-1} \otimes E(\hat{\epsilon}_i) \quad (8)$$

进而再次利用式(6)对 $\tilde{\mathbf{Y}}^{(k),p}$ 进行 CFO 补偿以消除由 ϵ_k 引起的 self-ICI, 得到第 p 次迭代时 CFO 补偿器的输出 $\hat{\mathbf{Y}}^{(k),p}$:

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{Y}}^{(k),p} &= \Phi^{(k)}((\Phi^{(k)}\tilde{\mathbf{Y}}^{(k),p}) \otimes E(-\hat{\epsilon}_k)) \\ &= \Phi^{(k)}((\Phi^{(k)}(\mathbf{Y}^{(k)} \otimes E(\epsilon_k))) \otimes E(-\hat{\epsilon}_k)) \\ &\quad + \Phi^{(k)}((\Phi^{(k)}(\sum_{i=1, i \neq k}^K (\mathbf{Y}^{(i)} - \hat{\mathbf{Y}}_{\text{FB}}^{(i),p-1}) \otimes E(\epsilon_i))) \\ &\quad \otimes E(-\hat{\epsilon}_k)) + \Phi^{(k)}((\Phi^{(k)}\mathbf{W}) \otimes E(-\hat{\epsilon}_k)) \end{aligned} \quad (9)$$

与式(6)相比, 可以发现式(9)右端第二项所示的 MAI 已通过干扰消除得到了抑制。

随后, $\hat{\mathbf{Y}}^{(k),p}$ 经过 MMSE 频域均衡器可得均衡输出 $\hat{\mathbf{X}}^{(k),p}$:

$$\hat{\mathbf{X}}^{(k),p} = \mathbf{U}^{(k),p} \hat{\mathbf{Y}}^{(k),p} \quad (k = 1, \dots, K) \quad (10)$$

其中: $\mathbf{U}^{(k),p}$ 为第 p 次迭代时第 k 个用户分量的均衡系数矩阵, 它是一个 N 阶对角方阵, 其对角线上第 n 个元素 $U_n^{(k),p}$ 为

$$U_n^{(k),p} = \frac{(H_n^{(k)})^*}{|H_n^{(k)}|^2 + D_n^{(k)}}, 1 \leq n \leq N \quad (11)$$

式中的 $H_n^{(k)}$ 表示第 k 个用户的 $N \times 1$ 维信道频率响应向量 $\mathbf{H}^{(k)} = \mathbf{F}_N[(\mathbf{h}_k')^T \quad \mathbf{0}_{1 \times (N-L)}]^T$ 中第 n 个元素; $(\cdot)^*$ 为取共轭; $D_n^{(k)}$ 在初始化阶段($p = 0$)取值为噪声方差, 但在第 p ($p > 0$)次迭代时由于有前次反馈信息可用, $D_n^{(k)}$ 的取值则为 $\hat{\mathbf{Y}}^{(k),p}$ 中第 n 个子载波上的“噪声 + 残余干扰”方差, 即有

$$D_n^{(k)} = E\{|I_n|^2\}$$

$$\mathbf{I} = \mathbf{Y} - \sum_{i=1}^K \hat{\mathbf{Y}}_{\text{FB}}^{(i),p-1} \otimes E(\hat{\epsilon}_i) \quad (12)$$

其中 I_n 为 $\mathbf{I}$ 中的第 n 个元素。

下面进行子载波解映射, 从 $\hat{\mathbf{X}}^{(k),p}$ 提取出第 k 个用户的调制符号序列估值 $\hat{\mathbf{S}}^{(k),p}$:

$$\hat{\mathbf{S}}^{(k),p} = (\hat{S}_0^{(k),p}, \hat{S}_1^{(k),p}, \dots, \hat{S}_{N_k-1}^{(k),p})^T \quad (13)$$

其中: $\hat{\mathbf{S}}^{(k),p}$ 中的第 j 个元素 $\hat{S}_j^{(k),p}$ 等于 $\hat{\mathbf{X}}^{(k),p}$ 中的第 n_j 个元素 $\hat{X}_{n_j}^{(k),p}$, $n_j \in \Gamma_k$ 。

最后, 软解调器利用 $\hat{\mathbf{S}}^{(k),p}$ 计算相应调制符号的软信息。为了明确比特图案和调制符号的映射关系, 这里用 $\alpha \langle \mathbf{b} \rangle$ 表示由比特图案 $\mathbf{b} = (b_0, b_1, \dots, b_{Q-1})^T$ 映射而成的调制符号 α 。根据第 1 节所述, 由第 j 个编码比特子向量 $\mathbf{c}_j^{(k)} = (c_{j,0}^{(k)}, c_{j,1}^{(k)}, \dots, c_{j,Q-1}^{(k)})^T$ 映射而成的调制符号为 $S_j^{(k)}$, 这里将其估值 $\hat{S}_j^{(k),p}$ 转化为该调制符号的软信息, 即基于条件概率 $\Pr(\hat{S}_j^{(k),p} | c_{j,q}^{(k)}, q = 0, \dots, Q-1)$ 推导出的条件 LLR, 其近似计算公式如下^[15]:

$$\begin{aligned} L(\hat{S}_j^{(k),p} | c_{j,q}^{(k)}) &= \log \frac{\Pr(\hat{S}_j^{(k),p} | c_{j,q}^{(k)} = 1)}{\Pr(\hat{S}_j^{(k),p} | c_{j,q}^{(k)} = 0)} \\ &\approx \min_{c_{j,q}^{(k)}=0} |\hat{S}_j^{(k),p} - S < c_j^{(k)}| >^2 \\ &\quad - \min_{c_{j,q}^{(k)}=1} |\hat{S}_j^{(k),p} - S < c_j^{(k)}| >^2 \end{aligned} \quad (14)$$

其中 $c_{j,q}^{(k)}$ 表示向量 $\mathbf{c}_j^{(k)}$ 中的第 j 个比特元素。据此, 第 k 个用户调制符号序列估值 $\hat{\mathbf{S}}^{(k),p}$ 的软信息可记为一个 $N_k Q \times 1$ 维向量 $\mathbf{L}(\hat{\mathbf{S}}^{(k),p} | \mathbf{c}^{(k)})$, 如下式所示:

$$\begin{aligned} \mathbf{L}(\hat{\mathbf{S}}^{(k),p} | \mathbf{c}^{(k)}) &= \\ &[L(\hat{S}_0^{(k),p} | c_0^{(k)}), \dots, L(\hat{S}_{N_k-1}^{(k),p} | c_{N_k-1}^{(k)})]^T \end{aligned} \quad (15)$$

其中第 j ($j = 0, \dots, N_k - 1$) 个向量元素

$L(\hat{S}_j^{(k),p} | \mathbf{c}_j^{(k)})$ 的形式如下:

$$L(\hat{S}_j^{(k),p} | \mathbf{c}_j^{(k)}) = [L(\hat{S}_j^{(k),p} | c_{j,0}^{(k)}), \dots, L(\hat{S}_j^{(k),p} | c_{j,Q-1}^{(k)})]^T \quad (16)$$

均衡模块在第 p 次迭代时输出的软信息即为 $L(\hat{S}^{(k),p} | \mathbf{c}^{(k)}) (k = 1, \dots, K)$ 。

2.3.2 译码模块(前/反向处理)

首先利用解交织器恢复编码比特次序:

$$L(\hat{S}^{(k),p} | \tilde{\mathbf{c}}^{(k)}) = \Pi^{-1}(L(\hat{S}^{(k),p} | \mathbf{c}^{(k)})) \quad (17)$$

其中 $\tilde{\mathbf{c}}^{(k)}$ 表示未交织的原始编码比特向量。

随后, $L(\hat{S}^{(k),p} | \tilde{\mathbf{c}}^{(k)})$ 被送入 MAP 信道译码器。译码器利用 BCJR 算法^[16] 计算编码比特后验 LLR $L(\tilde{\mathbf{c}}^{(k)} | \hat{S}^{(k),p})$ 和信息比特后验 LLR $L(\mathbf{u}^{(k)} | \hat{S}^{(k),p})$, 这里 $L(\mathbf{u}^{(k)} | \hat{S}^{(k),p})$ 用于第 p 次迭代的硬判决输出; $L(\tilde{\mathbf{c}}^{(k)} | \hat{S}^{(k),p})$ 经过交织器后反馈给均衡模块, 其交织过程如下式所示:

$$L(\mathbf{c}^{(k)} | \hat{S}^{(k),p}) = \Pi(L(\tilde{\mathbf{c}}^{(k)} | \hat{S}^{(k),p})) \quad (18)$$

2.3.3 均衡模块(反向处理)

首先对译码模块反馈的软信息 $L(\mathbf{c}^{(k)} | \hat{S}^{(k),p}) (k = 1, \dots, K)$ 进行软调制以获得原始调制符号序列 $\mathbf{S}^{(k)}$ 的反馈估值 $\hat{S}_{\text{FB}}^{(k),p}$:

①按下式^[15] 计算每比特概率:

$$\begin{aligned} \Pr(c_{j,q}^{(k)} = 1) &= \frac{\exp(L(c_{j,q}^{(k)} | \hat{S}_j^{(k),p}))}{1 + \exp(L(c_{j,q}^{(k)} | \hat{S}_j^{(k),p}))} \\ \Pr(c_{j,q}^{(k)} = 0) &= 1 - \Pr(c_{j,q}^{(k)} = 1) \end{aligned} \quad (19)$$

②计算 $\hat{S}_{\text{FB}}^{(k),p}$ 中每个调制符号取到集合 $\Omega = \{\alpha_0, \dots, \alpha_{M-1}\}$ 中各元素的概率, 相应的 $N_k \times M$ 维概率矩阵 $\mathbf{P}_k$ 可表示为

$$\mathbf{P}_k = \begin{bmatrix} \Pr(\hat{S}_0^{(k),p} = \alpha_0) & \dots & \Pr(\hat{S}_0^{(k),p} = \alpha_{M-1}) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \Pr(\hat{S}_{N_k-1}^{(k),p} = \alpha_0) & \dots & \Pr(\hat{S}_{N_k-1}^{(k),p} = \alpha_{M-1}) \end{bmatrix}_{N_k \times M} \quad (20)$$

其第 j 行第 m 列元素 $\Pr(\hat{S}_j^{(k),p} = \alpha_m)$ 为

$$\Pr(\hat{S}_j^{(k),p} = \alpha_m | \mathbf{b}) = \prod_{q=0}^{Q-1} \Pr(c_{j,q}^{(k)} = b_q) \quad (21)$$

其中 $\mathbf{b} = (b_0, b_1, \dots, b_{Q-1})$ 。

③最后计算 $\hat{S}_{\text{FB}}^{(k),p} (k = 1, \dots, K)$:

$$\begin{aligned} \hat{S}_{\text{FB}}^{(k),p} &= [\hat{S}_{\text{FB},0}^{(k),p}, \hat{S}_{\text{FB},1}^{(k),p}, \dots, \hat{S}_{\text{FB},N_k-1}^{(k),p}]^T \\ \hat{S}_{\text{FB},j}^{(k),p} &= \sum_{m=0}^{M-1} \alpha_m \cdot \Pr(\hat{S}_j^{(k),p} = \alpha_m) \end{aligned} \quad (22)$$

下面执行子载波映射, 将 $N_k \times 1$ 维 $\hat{S}_{\text{FB}}^{(k),p}$ 映射为 $N \times 1$ 维 $\hat{\mathbf{X}}_{\text{FB}}^{(k),p}$, 它表示第 k 个用户 OFDM 频域发送向量 $\mathbf{X}^{(k)}$ 的反馈估值:

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{X}}_{\text{FB}}^{(k),p} &= (\hat{X}_{\text{FB},0}^{(k),p}, \hat{X}_{\text{FB},1}^{(k),p}, \dots, \hat{X}_{\text{FB},N-1}^{(k),p})^T \\ \hat{X}_{\text{FB},n_j}^{(k),p} &= \begin{cases} \hat{S}_{\text{FB},j}^{(k),p}, & n_j \in \Gamma_k, j \in \{0, 1, \dots, N_k - 1\} \\ 0, & n_j \notin \Gamma_k \end{cases} \end{aligned} \quad (23)$$

最后用 $\hat{\mathbf{X}}_{\text{FB}}^{(k),p}$ 各元素乘以相应子载波位置的信道频响, 得到第 k 个用户理想频域接收分量在第 p 次迭代时的反馈估值 $\hat{\mathbf{Y}}_{\text{FB}}^{(k),p} (k = 1, \dots, K)$, 它将用于第 $p+1$ 次迭代, 第 p 次迭代至此结束。

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{Y}}_{\text{FB}}^{(k),p} &= (\hat{Y}_{\text{FB},0}^{(k),p}, \hat{Y}_{\text{FB},1}^{(k),p}, \dots, \hat{Y}_{\text{FB},N-1}^{(k),p})^T \\ \hat{Y}_{\text{FB},n}^{(k),p} &= \hat{X}_{\text{FB},n}^{(k),p} \cdot H_n^{(k)} \end{aligned} \quad (24)$$

3 仿真结果和性能分析

3.1 系统参数

根据 IEEE802.16e 标准^[2], 本文仿真参数设置如下: 上行带宽 $BW = 8\text{MHz}$, 子载波数 $N = 512$, 采样频率 $F_s = BW \times 28/25$; 多径信道采用 COST207 典型城市(TU)信道模型(表 1); CP 长度为 $N/8 = 64$; 用户数目 $K = 4$; 各用户采用交织型子载波分配方案。原始信息比特流依次经过 1/2 码率、生成多项式为文献[5, 7]的卷积编码、随机交织以及 QPSK 映射后得到的调制符号。 ϵ_k 在 $(-0.3, 0.3)$ 范围内均匀产生且相互独立。

表 1 COST207 典型城市(TU)信道模型参数

路径	时延(μs)	功率增益(dB)
1	0	-3
2	0.2	0
3	0.5	-5
4	1.6	-6
5	2.3	-8
6	5	-10

3.2 仿真结果

3.2.1 仿真 1: 不同迭代次数时的性能评价

图 4 给出了本文所提 Turbo 接收机在不同迭代次数时的误比特率(BER)性能曲线, 并以无 CFO 影响的理想情形作为最优性能参考。图中横轴为 E_b/N_0 (E_b 为每个信息比特的平均功率, N_0 为噪声功率谱密度), 纵轴为 BER。从图中可以看出: 首先, 第 0 次迭代时的 BER 性能较差, 这是由于第 0 次迭代时

无反馈软信息可用而无法进行 SIC,导致式(6)中存在着由 CFO 造成的大量 MAI,极大影响了此时的 BER 性能;其次,随着迭代次数的增大,由软判决反馈重构出的 MAI 越来越精确,因此在经过 SIC 操作后 BER 性能得到了较大改善:在 BER 为 10^{-3} 时,第 2 次迭代比第 1 次迭代多 2dB 的性能增益,而第 4 次迭代时的 BER 性能又优于第 2 次迭代约 2dB。但是随着迭代次数继续增加,软判决反馈的信息量已利用殆尽,因此性能提升空间也越来越小,如图所示第 4、5 次迭代的 BER 性能已较为相近;另外,在 BER 为 10^{-4} 时,第 5 次迭代后的 BER 曲线与各用户无 CFO 影响的理想情形相比有 0.5dB 以下的性能损失,这是由于在交织型载波分配方案中由 $(-0.3, 0.3)$ 范围内的 CFO 造成的 self-ICI 和 MAI 影响非常严重,虽然在多次迭代中通过软信息反馈实现 MAI 重构和消除,并通过循环卷积实现用户分量内 self-ICI 消除,但最后仍存在少量残余干扰,导致距离完美频率同步仍有少许差距。

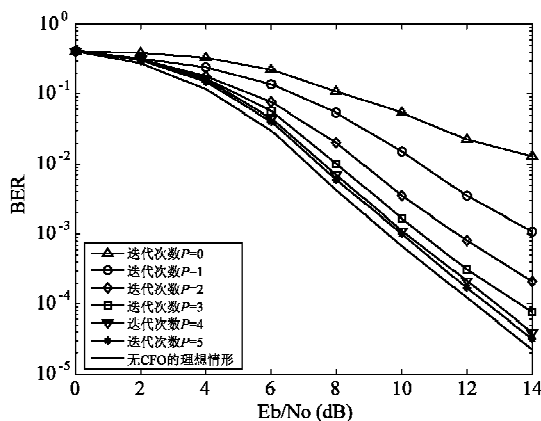


图4 本文 Turbo 接收机的 BER 性能(不同迭代次数)

3.2.2 仿真 2: 各种迭代接收机的性能对比

图 5 对比了 OFDMA 上行链路 4 种接收机的 BER 性能。HL 接收机表示采用文献[7]中 Huang 和 Letaief (HL) 所提干扰消除方案的迭代接收机;TD-Turbo 接收机表示采用文献[13]中时域 Turbo 均衡方案的迭代接收机;ECM-Turbo 接收机表示采用文献[14]中条件期望最大化(expectation conditional maximization, ECM)算法的迭代接收机。从图中可以看出:首先,在迭代次数均为 5 时 HL 接收机的 BER 性能较差,这是由于 HL 干扰消除方案并未引入软判决反馈,相比于其它基于软判决反馈的迭代接收机会有较大的性能损失;其次,TD-Turbo 接收机、本文 Turbo 接收机与 ECM-Turbo 接收机的 BER 性能较

为接近。虽然三者均采用 Turbo 均衡原理设计,但 TD-Turbo 接收机采用时域 Turbo 均衡,信号模型较为复杂且计算复杂度相对较高,同时其 BER 仿真曲线相对于其余二者约有 0.5dB 性能损失,而本文 Turbo 接收机与 ECM-Turbo 接收机的 BER 仿真曲线最为接近(后者稍好)。由于 ECM-Turbo 接收机采用了基于最大似然准则(ML)的优化算法(SAGE 算法)实现用户分离,同时利用 ECM 算法实现数据恢复,因此 ECM-Turbo 接收机可近似看作频率非同步下 BER 性能最优的 Turbo 接收机,但 ML 优化算法的引入却提高了其计算复杂度。本文 Turbo 接收机与 ECM-Turbo 接收机性能相当,这证明了本文所设计的迭代接收机性能优良;另外,本文 Turbo 接收机的信号模型更为简单,且采用的频域 Turbo 均衡要比时域 Turbo 均衡复杂度更低,更适于实际应用。

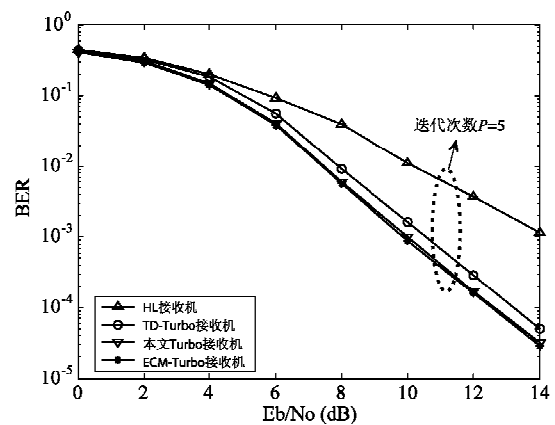


图5 四种不同接收机的 BER 性能比较

4 结论

本文所提出的 Turbo 接收机利用 MAP 译码器的软判决反馈信息进行 ICI 重构,进而通过信号处理技术实现对各用户上行 OFDMA 信号频偏的联合补偿。频域 Turbo 均衡原理的引入又实现了 CFO 补偿、频域均衡以及信道译码的联合处理,在迭代过程中获得了更优的频率同步和信号检测性能。与现有的非迭代接收机或 Turbo 接收机相比,本文所提的 Turbo 接收机具有更优的频率同步性能、更优的 BER 性能和更低的实现复杂度,对于研究移动 WiMAX 背景下 OFDMA 上行信号的基站接收具有较大的理论意义和实现价值;同时,该方案还可进一步扩展到 LTE 背景下 DFT-S-OFDM 上行信号的基站接收。

参考文献

- [1] IEEE Std.802.16a. Air Interface for Fixed Broadband Wireless Access Systems- Amendment 2: Medium Access Control Modifications and Additional Physical Layer Specifications for 2-11GHz[S], 2003
- [2] IEEE P802.16e/D12. Draft IEEE Standard for Local and Metropolitan Area Networks-Part 16: Air Interface for Fixed and Mobile Broadband Wireless Access Systems-Amendment for Physical and Medium Access Control Layers for Combined Fixed and Mobile Operation in Licensed Bands[S], 2005
- [3] Morelli, Kuo C J, Pun M O. Synchronization techniques for orthogonal frequency division multiple access (OFDMA): a tutorial review. *Proceedings of IEEE*, 2007, 95(7): 1394-1427
- [4] Pun M O, Morelli, Kuo C J. Maximum-likelihood synchronization and channel estimation for OFDMA uplink transmissions. *IEEE Trans on Communications*, 2006, 54(4): 726-736
- [5] Lee J H, Kim S C. Time and frequency synchronization for OFDMA uplink system using the SAGE algorithm. *IEEE Trans on Wireless Communications*, 2007, 6(4): 1176-1181
- [6] Cao Z R, Tureli U, Yao Y D, et al. Frequency synchronization for generalized OFDMA uplink. In: Proceedings of the IEEE Global Telecommunications Conference, Hoboken, NJ, USA, 2004. 1071-1075
- [7] Huang D, Letaief K B. An interference cancellation scheme for carrier frequency offsets correction in OFDMA systems. *IEEE Trans Commun*, 2005, 53(7): 1155-1165
- [8] Douillard C. Iterative correction of intersymbol interference: Turbo equalization. *Eur Trans Telecommun*, 1995: 507-511
- [9] Tuchler M, Koetter R, Singer A C. Turbo equalization: principles and new results. *IEEE Trans Commun*, 2002, 50: 754-767
- [10] Pancaldi F, Viterbo G M. Block channel equalization in the frequency domain. *IEEE Trans Commun*, 2005, 53: 463-471
- [11] Benjamin N, Lam C T, Falconer D. Turbo frequency domain equalization for single-carrier broadband wireless systems. *IEEE Trans Wireless Commun*, 2007, 6: 759-767
- [12] Sabaghian M, Falconer D. Joint turbo frequency domain equalization and carrier synchronization. *IEEE Trans on Wireless Communications*, 2008, 7(1): 204-212
- [13] Miyauchi Y, Saba T. Turbo equalization combined timing and frequency offsets compensation in uplink OFDMA systems. In: Proceedings of the IEEE Global Telecommunications Conference, San Francisco, CA, USA, 2006. 1-5
- [14] Pun M O, Morelli, Kuo C J. Iterative equalization and decoding for unsynchronized OFDMA uplink transmissions. In: Proceedings of the IEEE 64th Vehicular Technology Conference, Montreal, Canada, 2006. 1-5
- [15] Laot C, Glavieux A, Labat J. Turbo equalization: adaptive equalization and channel decoding jointly optimized. *IEEE Journal on selected areas Commun*, 2001, 19(9): 1744-1752
- [16] Bahl L R, Cocke J, Jelinek F, et al. Optimal decoding of linear codes for minimizing symbol error rate. *IEEE Trans. Inform. Theory*, 1974, 20: 284-287

A CFO-compensation based turbo receiver for OFDMA uplink

Guo Junqi, Shang Yong, Xiang Haige

(Satellite and Wireless Communication Laboratory, Electronics Department, Peking University, Beijing 100871)

Abstract

This paper presents a turbo receiver combined with carrier frequency offset (CFO) compensation for orthogonal frequency division multiple access (OFDMA) uplink transmission in frequency asynchronous environments. Based on the principle of frequency-domain turbo equalization, the proposed turbo receiver jointly performs soft interference cancellation (SIC) based CFO compensation, minimum mean square error (MMSE) based frequency-domain equalization and maximum a posteriori (MAP) decoding in an iterative fashion. The analysis and simulation results show that the proposed turbo receiver provides better frequency synchronization and bit error rate (BER) performance than that of conventional non-iterative receivers, since it employs soft feedback derived from MAP decoders to reconstruct and eliminate interferences in iterative process. Moreover, the proposed receiver achieves better BER performance and lower complexity than some existing turbo receivers for OFDMA uplink.

Key words: orthogonal frequency division multiple access (OFDMA), carrier frequency offset (CFO), compensation, turbo receiver, soft interference cancellation (SIC)