

文章编号: 1001-893X(2012)10-1602-06

OFDM-IDMA 系统的迭代频偏估计及补偿^{*}

熊兴中¹, 骆忠强¹, 郝黎宏²

(1. 四川理工学院 自动化与电子信息学院, 四川 自贡 643000; 2. 中国西南电子技术研究所, 成都 610036)

摘 要: 针对 OFDM-IDMA 系统中载波频偏(CFO)带来的子载波之间的干扰问题, 提出了在各用户具有相同频偏下的联合逐码片(CBC)迭代检测的载波同步方法。该方法利用迭代检测中的外信息重构的信号作为虚拟的训练序列进行频域频偏估计, 同时进行相应的时域频偏补偿。理论分析及实验仿真结果表明: 基于逐码片迭代检测的 OFDM-IDMA 系统的频偏估计和补偿方法能够使系统性能接近无频偏时的性能。

关键词: 正交频分复用; 交织分多址; 载波频偏; 逐码片迭代检测

中图分类号: TN92 **文献标志码:** A doi: 10.3969/j.issn.1001-893x.2012.10.009

Frequency Offset Estimation and Compensation Based on Iterative Detection for OFDM-IDMA Systems

XIONG Xing-zhong¹, LUO Zhong-qiang¹, HAO Li-hong²

(1. School of Automation and Electronic Information, Sichuan University of Science & Engineering, Zigong 643000, China; 2. Southwest China Institute of Electronic Technology, Chengdu 610036, China)

Abstract: To solve the inter-carrier interference(ICI) of OFDM-IDMA systems due to the carrier frequency offset (CFO), a carrier synchronization method based on chip-by-chip(CBC) iterative detection is proposed. This method employs the reconstructed signal of exterior information as virtual training sequence to estimate the residual frequency offset in frequency domain, and compensates corresponding loss of performance in time domain. Theoretical analysis and simulation results show that the performance of OFDM-IDMA systems with CFO employing carrier synchronization method based on CBC iterative detection is close to that of OFDM-IDMA systems without CFO.

Key words: orthogonal frequency division multiplexing; interleave division multiple access; carrier frequency offset; chip-by-chip iterative detection

1 引 言

正交频分复用(OFDM)技术是未来无线通信系统的关键技术之一^[1], 而交织分多址(Interleave Division Multiple Access, IDMA)^[2-3]作为一种新型的多址接入

技术已引起人们的广泛关注。OFDM 与 IDMA 技术的结合, 即 OFDM-IDMA 系统^[3-5], 是未来移动通信的重要技术方案之一。OFDM-IDMA 结合了 OFDM 和 IDMA 的技术优势。一方面, 正交频分复用能有效抑制码间干扰(Inter-Symbol Interference, ISI); 另一方面, 具

^{*} 收稿日期: 2012-04-11; 修回日期: 2012-05-16

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(60872030); 四川省杰出青年基金项目(2011JQ0034); 四川理工学院人才引进项目(2010XJKRL014)

Foundation Item: The National Natural Science Foundation of China (No. 60872030); Sichuan Outstanding Youth Foundation (2011JQ0034); Talent Introduction Project of Sichuan University of Science & Engineering(2010XJKRL014)

有较低复杂度的码片级 (Chip-By-Chip, CBC) 迭代多用户检测 (Multiple User Detection, MUD) 算法能有效对抗多址干扰 (Multiple Access Interference, MAI)。

然而,在 OFDM 多载波调制、解调系统中,收发两端本地振荡器的不完全匹配、无线信道的非线性或多普勒频移所产生的载波频率偏移 (Carrier Frequency Offset, CFO) 会减小信号幅度,产生相位畸变并破坏 OFDM 子载波间的正交性,从而引起载波间干扰 (Inter-Carrier Interference, ICI), 导致信噪比的损失^[6-11]。而 OFDM-IDMA 系统同样受到载波频率偏移干扰,同时载波频偏的存在会破坏 OFDM-IDMA 中的迭代检测机制,将造成较高的误码率,导致系统性能的下降。因此,针对 OFDM-IDMA 系统寻求有效的频偏同步处理方法,具有重要的意义。为此,本文利用 IDMA 系统的迭代检测机制中的迭代处理方法,结合 OFDM-IDMA 系统的特点,提出了基于逐码片迭代检测的 OFDM-IDMA 系统的载波频偏同步处理方法,从而能有效抑制传统频偏估计后的残余频偏的波动,进而达到系统载波同步性能。

本文内容结构如下:首先,建立了 OFDM-IDMA 系统频偏模型,探讨了频偏对 OFDM-IDMA 系统的影响;其次,在分析载波频偏对系统性能影响的基础上,提出了基于逐码片迭代检测的 OFDM-IDMA 系统的载波频偏同步方法;最后,给出了实验仿真结果。

2 OFDM-IDMA 系统频偏分析

我们考虑 OFDM-IDMA 系统模型 U 个用户与基站通信于独立的衰落信道。设经过编码、交织和调制后数据表示为 $\mathbf{X}^u = [X_0^u, X_1^u, \dots, X_n^u, \dots, X_{N-1}^u]^T$, $u = 1, 2, \dots, U$ 表示用户个数, $n = 0, 1, \dots, N-1$ 为子载波数,即用户数据帧长度, X_n^u 来自 BPSK、QPSK 等调制星座点。经 IFFT 运算后的时域 OFDM 信号为 $\mathbf{x}^u = [x_0^u, x_1^u, \dots, x_{N-1}^u]^T$, 即

$$\mathbf{x}^u = \mathbf{F}^H \mathbf{X}^u =$$

$$\frac{1}{\sqrt{N}} \begin{bmatrix} W^{0 \cdot 0} & \dots & W^{0 \cdot (N-1)} \\ W^{1 \cdot 0} & \dots & W^{1 \cdot (N-1)} \\ \dots & \ddots & \dots \\ W^{(N-1) \cdot 0} & \dots & W^{(N-1) \cdot (N-1)} \end{bmatrix}^H \begin{bmatrix} X_0^u \\ X_1^u \\ \vdots \\ X_{N-1}^u \end{bmatrix} \quad (1)$$

其中 $W = e^{-j2\pi/N}$, $\mathbf{F}$ 为离散 Fourier 变换矩阵, $\mathbf{F}\mathbf{F}^H = \mathbf{F}^H\mathbf{F} = \mathbf{I}_{N \times N}$, 上角 H 表示共轭转置。设循环前缀的长度为 L_g , $L_g > L$, 其中 L 是信道最大多径时延。由于 OFDM-IDMA 使用了循环前缀,一方面,可以使

时域中原来发送信号与信道冲激响应的线性卷积变为循环卷积;另一方面,在满足 $L_g > L$ 时,可以消除接收信号的码间干扰。通过信道以及去除循环前缀处理后,第 u 个用户的信号表示如下:

$$\mathbf{y}^u = \mathbf{H}^u \mathbf{x}^u \quad (2)$$

$\mathbf{H}^u$ 表示信道循环矩阵,其中 $N \times 1$ 的列向量 $\mathbf{h}^u = [h_0^u, h_1^u, \dots, h_{L-1}^u, 0, \dots, 0]^T$ 为信道循环矩阵的第一列,我们设定不同用户的信道是统计独立的。

在已获得定时同步情况下,考虑载波频偏和加性噪声,基站的时域接收信号矢量表示为

$$\mathbf{r} = \sum_{u=1}^U \Delta^{\epsilon_u} \mathbf{y}^u + \mathbf{z} = \sum_{u=1}^U \Delta^{\epsilon_u} \mathbf{H}^u \mathbf{x}^u + \mathbf{z} \quad (3)$$

其中, $\Delta^{\epsilon_u} = \text{diag}\{1, e^{\frac{j2\pi\epsilon_u}{N}}, \dots, e^{\frac{j2\pi(N-1)\epsilon_u}{N}}\}$, ϵ_u 是第 u 个用户子载波间隔归一化的载波频偏, $\epsilon_u \in (-0.5, 0.5)$, 理想情况下,当不存在频偏时, $\epsilon_u = 0$, 则 $\Delta^{\epsilon_u} = \mathbf{I}_N$; $\mathbf{z} = [z_0, z_1, \dots, z_{N-1}]^T$ 是均值为 0、方差为 N_0 的高斯白噪声。在接收端经过 FFT 处理后,输出信号可表示为

$$\begin{aligned} \mathbf{R} = \mathbf{F}\mathbf{r} &= \mathbf{F} \left(\sum_{u=1}^U \Delta^{\epsilon_u} \mathbf{H}^u \mathbf{x}^u + \mathbf{z} \right) = \\ &= \sum_{u=1}^U \mathbf{F}\Delta^{\epsilon_u} \mathbf{F}^H \mathbf{F} \mathbf{H}^u \mathbf{F}^H \mathbf{F} \mathbf{x}^u + \mathbf{Z} = \\ &= \sum_{u=1}^U \mathbf{C}^u \mathbf{A}^u \mathbf{X}^u + \mathbf{Z} \end{aligned} \quad (4)$$

其中, $\mathbf{C}^u = \mathbf{F}\Delta^{\epsilon_u} \mathbf{F}^H$ 是用户 u 的频域载波频偏循环矩阵,矩阵中元素值为

$$[\mathbf{C}^u]_{p,q} = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} e^{j2\pi n(-p+q+\epsilon_u)/N};$$

$\mathbf{A}^u = \mathbf{F}\mathbf{H}^u \mathbf{F}^H$ 为信道频率响应,其对角元素为

$$[\mathbf{A}^u]_{m,m} = \sum_{n=0}^{N-1} h_n^u e^{-j2\pi \frac{mn}{N}};$$

$\mathbf{Z} = \mathbf{F}\mathbf{z}$ 是频域的噪声向量。以交织分多址区分各用户数据符号后叠加为一个向量 $\mathbf{R}$,然后将此向量送入 IDMA 迭代检测器。式(4)可变化为

$$\begin{aligned} \mathbf{R} &= \sum_{u=1}^U \mathbf{C}^u \mathbf{A}^u \mathbf{X}^u + \mathbf{Z} = \\ &= \underbrace{\mathbf{C}^u \mathbf{A}^u \mathbf{X}^u}_{\text{Signal \& ICI}} + \underbrace{\sum_{m=1, m \neq u}^U \mathbf{C}^m \mathbf{A}^m \mathbf{X}^m}_{\text{MUI}} + \underbrace{\mathbf{Z}}_{\text{Noise}} = \\ &= \underbrace{\mathbf{C}^u \mathbf{A}^u \mathbf{X}^u}_{\text{Signal \& ICI}} + \underbrace{\sum_{m=1, m \neq u}^U \mathbf{C}^m \mathbf{A}^m \mathbf{X}^m + \mathbf{Z}}_{\mathbf{z}^u} \end{aligned} \quad (5)$$

$\mathbf{C}^u = \mathbf{F}\Delta^{\epsilon_u} \mathbf{F}^H$ 是一个被 Fourier 变换矩阵对角化的循环矩阵,是用户 u 的频偏干扰矩阵。当各用户频偏

较小时, MUI 可等效为加性噪声, C^u 对 OFDM-IDMA 系统的检测机制影响较小, ζ^u 能等效为噪声, 能保持逐码片迭代检测机制, 从而能基本还原用户数据信息, 进而保持系统性能。而对于较大频偏, C^u 与 ζ^u 的影响造成了严重的子载波干扰和多用户间信号干扰, 从而破坏了系统的逐码片迭代检测机制, 进而造成系统性能下降^[7-8]。图 1 和图 2 分别是多用户在不同信道条件下受频偏影响的误码率性能仿真图。其中用户数 $U=4$, 图 1 为 AWGN 信道, 图 2 为瑞利信道, 假设各用户频偏相同。从图 1 和图 2 可知, 随着频偏的增大, 系统性能明显下降, 寻求有效的载波频偏估计和补偿方法就显得非常必要。

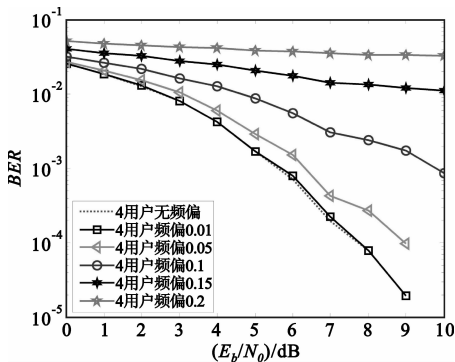


图 1 OFDM-IDMA 在 AWGN 信道下存在频偏时的比特误码率性能(用户数为 4)

Fig. 1 BER performance of OFDM-IDMA with CFO in AWGN ($U=4$)

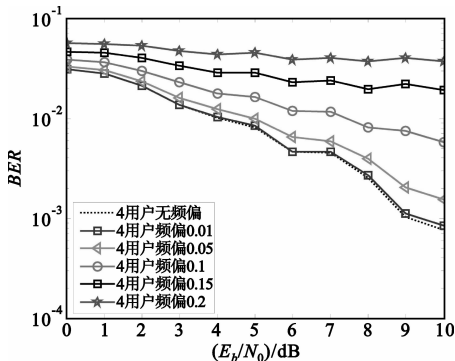


图 2 OFDM-IDMA 在瑞利信道下存在频偏时的比特误码率性能(用户数为 4)

Fig. 2 BER performance of OFDM-IDMA with CFO in Rayleigh ($U=4$)

3 逐码片迭代检测的 OFDM-IDMA 频偏估计与补偿

3.1 迭代频偏估计及补偿

具有频偏估计和频偏补偿的 OFDM-IDMA 系统

的模型框图, 如图 3 所示。

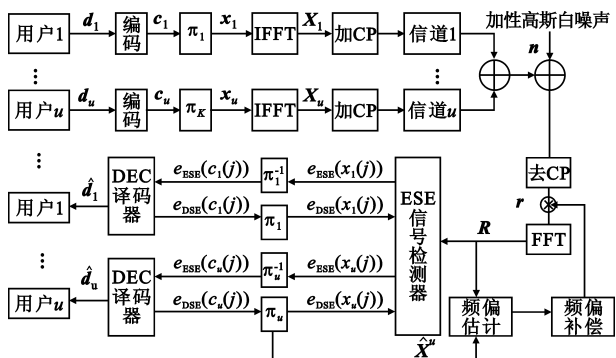


图 3 OFDM-IDMA 系统模型
Fig. 3 OFDM-IDMA system model

设用户 u 为期望用户, 根据式 (5), 设 $G^u = [G_0^u, G_1^u, \dots, G_{N-1}^u]$ 为循环矩阵的第一行, 则构造频偏循环矩阵如下:

$$C^{\epsilon_u} = \begin{bmatrix} G_0^u & G_1^u & \cdots & G_{N-1}^u \\ G_{N-1}^u & G_0^u & \cdots & G_{N-2}^u \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ G_1^u & G_2^u & \cdots & G_0^u \end{bmatrix} \quad (6)$$

由于 C^{ϵ_u} 是循环矩阵^[12], 则 $C^{\epsilon_u} = F \Delta^{\epsilon_u} F^H$, 其中 Δ^{ϵ_u} 的对角元素 $\{1, e^{\frac{j2\pi\epsilon_u}{N}}, \dots, e^{\frac{j2\pi(N-1)\epsilon_u}{N}}\}$ 为 C^{ϵ_u} 的特征值, 而这些特征值可以由 C^{ϵ_u} 的第一行元素通过离散 Fourier 变换得到, 于是有

$$[C^{\epsilon_u}]_{p,q} = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} e^{\frac{j2\pi n}{N}(-p+q+\epsilon_u)} = \frac{\sin[\pi(q+\epsilon_u-p)] e^{j\pi(q+\epsilon_u-p)(N-1)/N}}{N \sin[\pi(q+\epsilon_u-p)/N]} \quad (7)$$

$$G_0^u = \frac{\sin[\pi\epsilon_u]}{N \sin[\pi\epsilon_u/N]} e^{j\pi\epsilon_u(N-1)/N} \quad (8)$$

由式 (8) 可知, ϵ_u 会对用户数据造成信号幅度的衰落和子载波的相位偏转, 导致子载波间干扰 (ICI) 与多用户干扰 (MUI)。设各用户频偏相同时, 即 $\epsilon_1 = \dots = \epsilon_u = \dots = \epsilon_U$, 式 (3) 变换可得:

$$r = \sum_{u=1}^U \Delta^{\epsilon_u} H^u x^u + z = \underbrace{\Delta^{\epsilon_u} H^u x^u + \sum_{m=1, m \neq u}^U \Delta^{\epsilon_m} H^m x^m}_{\text{MUI}} + z = \underbrace{\Delta^{\epsilon_u} H^u x^u + \sum_{m=1, m \neq u}^U \Delta^{\epsilon_m} H^m x^m}_{\zeta^u} + z \quad (9)$$

对于逐码片迭代检测,当 MUI 可以近似为高斯分布时,OFDM-IDMA 系统能够保持多用户检测机制分离用户;而受较大频偏干扰时,MUI 不符合高斯分布的特性,此时 OFDM-IDMA 系统的多用户检测性能受其影响严重。当设定相同频偏时,在获得有效频偏估计值后,可以在时域直接补偿频偏,相当于对式(9)乘以 $\Delta^{-\epsilon_u}$ 。经过补偿后, ζ^u 又可等效为高斯分布的噪声,从而保持了多用户检测的机制,达到或接近理想系统的性能。

当只考虑主对角线上的干扰,忽略其他次要干扰时,则等效频偏矩阵 $\mathbf{C}^u = \mathbf{G}_0^u$ 。由式(5)和式(8)可得

$$\begin{cases} \mathbf{R} = \underbrace{\mathbf{C}^u \mathbf{\Lambda}^u \mathbf{X}^u}_{\text{Signal \& ICI}} + \underbrace{\sum_{m=1, m \neq u}^U \mathbf{C}^m \mathbf{\Lambda}^m \mathbf{X}^m}_{\zeta^u} + \underbrace{\mathbf{Z}}_{\text{Noise}} \\ \mathbf{G}_0^u = \frac{\sin[\pi \epsilon_u] e^{j\pi \epsilon_u (N-1)/N}}{N \sin[\pi \epsilon_u / N]} \end{cases} \quad (10)$$

$$\mathbf{R} = \frac{\sin[\pi \epsilon_u] e^{j\pi \epsilon_u (N-1)/N}}{N \sin[\pi \epsilon_u / N]} \mathbf{\Lambda}^u \mathbf{X}^u \quad (11)$$

$$\frac{\sin(\pi \epsilon_u)}{\sin(\pi \epsilon_u / N)} \approx \frac{\pi \epsilon_u}{\pi \epsilon_u / N} \approx N \quad (12)$$

$$\mathbf{R} = e^{j\pi \epsilon_u (N-1)/N} \mathbf{\Lambda}^u \mathbf{X}^u \quad (13)$$

根据式(13)可以计算出频偏的估计值为

$$\hat{\epsilon}_u = \text{angle}\{\mathbf{R}(\mathbf{\Lambda}^u \mathbf{X}^u)^H\} \frac{N}{\pi(N-1)} \quad (14)$$

在式(14)的推导过程中,忽略了频偏矩阵中的次要干扰,只考虑了主导干扰,从而把一个矩阵相乘等效为一个数乘,在算法上实现了简化,但在估计精度上还存在一定的偏差,需要做进一步估计和补偿。本文提出的方法就是利用 OFDM-IDMA 逐码片级迭代检测中的外信息重构信号 $\hat{\mathbf{X}}^u$ 实现式(14)中的 $\mathbf{X}^u$,从而使迭代的频偏估计与频偏补偿得以实现。当随着多用户迭代检测次数的增加,期望用户的数据将越来越精确,则利用期望用户数据与补偿后的数据进行估计的频偏值精度也越来越精确。

3.2 性能及算法分析

接收机在无频偏时,通过逐码片检测能有效分离用户,然而频偏的存在破坏了子载波间的正交性,造成了多用户干扰(MUI)。根据式(5),我们知道在频偏较小时,逐码片的检测机制受影响较小,基本能保持系统性能,但在频偏较大时,逐码片检测机制受破坏严重,难以进行多用户检测,给系统带来较高的

误码率。本算法可与其他算法联合,如可采用最大似然估计(ML)算法作为初次的频偏估计捕获初始频偏,当然,初次的估计方法还有其他的,方法不唯一。通过初次估计可以得到一个大概估计值,但存在一定的频偏偏差,该偏差将直接影响逐码片迭代检测,会降低系统的性能。通过迭代频偏估计与频偏补偿的逐次逼近,可以有效提高频偏估计精度及系统性能,进而实现系统载波同步。本文提出的算法是通过迭代的方式更进一步改善估计精度与补偿性能,就算法复杂度而言,只是增加了迭代频偏估计与频偏补偿的过程,而这一过程是与 OFDM-IDMA 本身的迭代检测机制密切联系在一起的,所以并没有增加额外的负担,本文提出的方法使频偏估计的精度更高,系统性能改善更明显。

4 实验仿真结果及分析

在第 2 节分析了频偏对系统性能的影响,并给出了有关的仿真结果。本节将通过仿真研究基于 CBC 检测的 OFDM-IDMA 系统的载波频偏估计和补偿算法。仿真的基本条件为:采用未编码系统, QPSK 调制,数据长度 128,数据块 100,扩频码长度 8,分别在 AWGN 信道与多径瑞利信道下仿真,多径数 $L = 3$ 。

图 4 和图 5 为本文提出的算法与 ML 算法在 AWGN 信道下的估计均值比较, CBC 迭代检测次数为 10,频偏为 0.15、0.2,用户数为 1、4。由图 4 和图 5 可以看出,本文提出的算法优于最大似然估计算法,而且估计准确度比最大似然估计算法较优,与前述理论的分析一致。

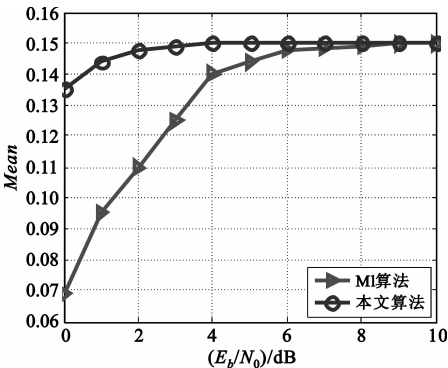


图 4 本文提出算法与 ML 算法在单用户时的估计均值比较
Fig.4 Mean value comparison between the proposed algorithm and ML algorithm for single user

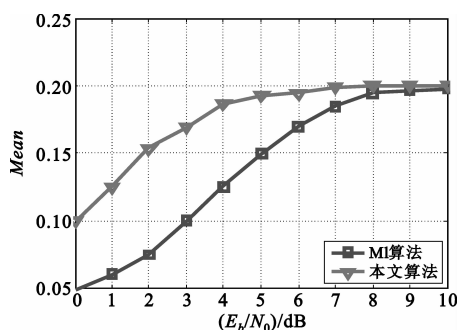


图5 本文提出算法与 ML 算法在 4 用户时的估计均值比较
Fig.5 Mean value comparison between the proposed algorithm and ML algorithm for 4 users

图 6 和图 7 是不同迭代次数对迭代载波同步处理影响的误码率曲线,用户数为 4,其中图 6 是在 AWGN 信道下的性能曲线,图 7 是瑞利信道下的性能曲线,此时多径数 $L=3$ 。由图 6 和图 7 可知,系统性能随着迭代次数的增加越来越逼近理论值,趋近无频偏时的误码率性能,此时迭代次数大约只需要 3 次左右,由此可知,基于逐码片迭代检测的 OFDM-IDMA 系统的载波频偏的迭代同步处理方法收敛性能较好。

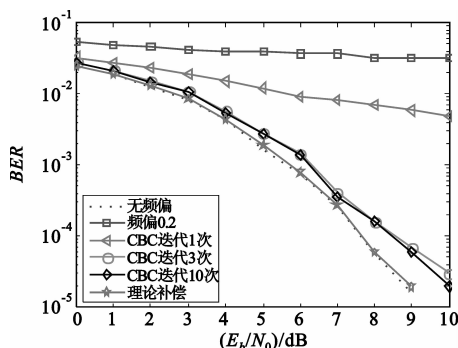


图6 AWGN 信道下不同迭代次数对载波同步处理影响的误码率曲线

Fig.6 BER performance of carrier synchronization processing with different iterations in AWGN

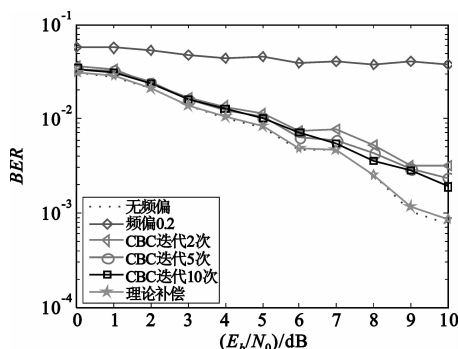


图7 瑞利信道下不同迭代次数对载波同步处理影响的误码率曲线

Fig.7 BER performance of carrier synchronization processing with different iterations in Rayleigh

5 结束语

本文通过建立 OFDM-IDMA 系统的频偏模型,从理论上分析研究了频偏对 OFDM-IDMA 系统性能的影响,提出了基于逐码片迭代检测的 OFDM-IDMA 系统的迭代频偏估计和补偿算法。本文提出的方法充分利用了迭代检测中的外信息重构的信号进行频偏估计,同时进行相应的频偏补偿。理论分析及实验仿真结果表明:在较小频偏时,OFDM-IDMA 系统自身具有纠小频偏的性能,能基本保持无频偏时的性能;在 OFDM-IDMA 系统存在较大频偏时,对于 4 用户大概只需要 3 次迭代就能够使系统性能接近无频偏时的性能。

参考文献:

- [1] Fazel K, Kaiser S. Multi-Carrier and Spread Spectrum Systems[M]. England: John Wiley&Sons Ltd., 2003:24-30.
- [2] Li Ping, Liu L, Wu K Y, et al. Leung. Interleaved-division multiple-access[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2006, 5(4):938-947.
- [3] Tong Jun, Guo Qinghua, Li Ping. Analysis and design of OFDM-IDMA system[J]. European Transactions on Telecommunications, 2008, 19(2):561-569.
- [4] Li P, Guo Q, Tong J. The OFDM-IDMA approach to wireless communication systems[J]. IEEE Wireless Communications Magazine, 2007, 14(3):18-24.
- [5] 沈翠,王琳,魏琴芳.基于多载波与码片交织技术的无线通信新方案[J].重庆邮电大学学报,2008,20(2):160-164. SHEN Cui, WANG Lin, WEI Qin-fang. Novel wireless communication scheme based on multi-carrier and chip interleave [J]. Journal of Chongqing University of Posts and Telecommunications, 2008, 20(2):160-164. (in Chinese)
- [6] 郭俊奇,尚勇,项海格.一种带 CFO 补偿的 OFDMA 上行链路 Turbo 接收机[J].高技术通讯,2010,20(9):881-887. GUO Jun-qi, SHANG Yong, XIANG Hai-ge. A CFO-compensation based turbo receiver for OFDMA uplink[J]. High-tech Communications, 2010, 20(9):881-887. (in Chinese)
- [7] 禹永植,孙会楠. BICM-OFDM 系统中基于 ML 算法的迭代频偏估计[J]. 信号处理, 2010, 26(2):219-224. YU Yong-zhi, SUN Hui-nan. Iterative Frequency Offset Estimation Based on ML algorithm for BICM-OFDM[J]. Signal Processing, 2010, 26(2):219-224. (in Chinese)
- [8] 禹永植.基于 BICM-OFDM 调制的短波瞬时通信[D].哈尔滨:哈尔滨工程大学,2009.
- [9] YU Yong-zhi. Key Technique Research for HF Burst Communication System Based on BICM-OFDM Modulation [D]. Harbin: Harbin Engineering University, 2009. (in Chinese)
- [9] 刘立程. MC-DS-CDMA 系统频率同步技术研究[D].广

州:中山大学,2008.

LIU Li-cheng. Research on the Carrier Frequency Synchronization in MC-DS-CDMA Systems[D].Guangzhou: Sun Yat-sen University, 2008. (in Chinese)

[10] Chen Guoliang, Zhu Yu, Letaief K B. Combined MMSE-FDE and Interference Cancellation for Uplink SC-FDMA with Carrier Frequency Offsets[C]//Proceedings of 2010 International Conference on Communications. Cape Town: IEEE, 2010:1-5.

[11] 艾渤,王劲涛,钟章队.宽带无线通信 OFDM 系统同步技术[M].北京:人民邮电出版社,2011:140-169.

AI Bo, WANG Jin-tao, ZHONG Zhang-dui. Broadband Wireless Communication OFDM Systems Synchronous technique[M]. Beijing: People's Posts and Telecommunications Press, 2011:140-169. (in Chinese)

[12] 张贤达.矩阵分析与应用[M].北京:清华大学出版社,2004.166-169.

ZHANG Xian-da. Matrix Analysis and Applications[M]. Beijing: Tsinghua University Press,2004:166-169.(in Chinese)

作者简介:

熊兴中(1971—),男,四川邻水人,1996 年于原四川轻化工学院获学士学位,2006 年于电子科技大学获硕士学位,2009 年于电子科技大学获博士学位,现为教授、硕士生导师,主要研究方向为通信信号处理、无线多址技术以及 VLSI 设计等;

XIONG Xing-zhong was born in Linshui, Sichuan Province, in

1971. He received the B. S. degree from the Sichuan University of Science & Engineering, the M. S. degree and the Ph. D. degrees from University of Electronic Science and Technology of China (UESTC), in 1996, 2006 and 2009, respectively. He is now a professor and also the instructor of graduate students. His research interests include signal processing, multiple access techniques in communication systems, the design of VLSI, and so on.

Email: xzxiong@uestc.edu.cn

骆忠强(1986—),男,四川崇州人,2009 年于四川理工学院获学士学位,现为硕士研究生,主要研究方向为无线通信技术;

LUO Zhong-qiang was born in Chongzhou, Sichuan Province, in 1986. He received the B. S. degree from University of Electronic Science and Technology of China in 2009. He is now a graduate student. His research concerns wireless communication Technology.

郝黎宏(1978—),男,甘肃兰州人,2000 年于电子科技大学获学士学位,2006 年于兰州理工大学获硕士学位,2011 年于电子科技大学获博士学位,现为工程师,主要研究方向为信号处理、数字通信系统中信道估计以及抗干扰技术等。

HAO Li-hong was born in Lanzhou, Gansu Province, in 1978. He received the B. S. degree from University of Electronic Science and Technology of China, the M. S. degree from Lanzhou University of Technology, the Ph. D. degree from University of Electronic Science and Technology of China in 2000, 2006 and 2011, respectively. He is now an engineer. His research interests include digital signal processing, channel estimation and anti-interference Technology, and so on.