

基于多用户反馈的判决反馈均衡器的研究

孔政敏, 朱光喜

(华中科技大学武汉国家光电实验室, 湖北武汉 430074)

摘要: 本文提出的一种新颖的基于多用户反馈的判决反馈均衡器, 解决了在 CDMA 多用户检测中传统自适应判决反馈均衡器误码率高、系统容量小的缺点. 它由具有误差反馈滤波器的判决反馈均衡器 (Decision Feedback Equalizer with Error Feedback Filter, DFE-EFF) 构成, 并在判决后反馈多用户数据抵消多址干扰 (多用户反馈干扰抵消). 文中给出其结构图, 分析各种判决反馈均衡算法. 理论证明, 具有误差反馈滤波器的多用户反馈干扰抵消判决反馈均衡器 (多用户反馈干扰抵消 DFE-EFF) 较各种判决反馈均衡器为最优, 它能同时有效处理 ISI, MAI 和噪声的干扰. 仿真结果表明, 在误码率性能和系统容量两方面, 多用户反馈干扰抵消 DFE-EFF 比 DFE、DFE-EFF 均有较大改善.

关键词: 多用户检测; 判决反馈均衡器; 干扰抵消; 误差反馈滤波器

中图分类号: TN929.533 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112(2007)10-1854-05

A Study of Multiuser Feedback-Based Decision Feedback Equalizer

KONG Zheng-min, ZHU Guang-xi

(Wuhan National Laboratory for Optoelectronics, Huazhong University of Science and Technology, Wuhan, Hubei 430074, China)

Abstract: Multiuser interference cancellation decision feedback equalizer with error feedback filter (MIC DFE-EFF), for DS CDMA, based on multiuser feedback structure, has been proposed. It has solved this problem that conventional adaptive decision feedback equalizer has higher bit error rate (BER) and smaller capacity. In this paper, we depict the structure of MIC DFE-EFF, analyse its algorithm and relative algorithm. It can deal with intersymbol interference (ISI), multiple access interference (MAI) and noise at the same time. Simulation results show that the proposed MIC DFE-EFF outperforms conventional DFE, DFE-EFF and PIC at bit error rate (BER) performance, also its capacity is larger than DFE and DFE-EFF. Although MIC DFE-EFF increase computational complexity compared to DFE-EFF, its computational complexity is less than PIC.

Key words: multiuser detection; decision feedback equalizer; interference cancellation; error feedback filter

1 引言

3G 以及超越 3G 系统 (B3G) 给我们的通信服务带来更多的用户数量和更好的性能质量. 然而, 非理想情况下各扩频码间的互相关产生的多址干扰 (MultiAccess Interference) 和多径传播限制了系统的性能^[1]. 传统的 Rake 接收机已经无法保证较好的误码率性能, 需要更精确的检测方法, 于是多用户检测方法被提出.

Verdu 在 1986 年提出最优多用户检测器——最大似然序列检测器 (MLSD)^[2]. 由于 MLSD 算法过于复杂, 人们又探索各种次优多用户检测器. 后来, Abdulrahman 等人提出均衡器^[3,4]用来抵消干扰. 此后, 判决反馈均衡器 (Decision Feedback Equalizer) 广泛应用于码间干扰 (ISI) 较大情况下的通信. Kim 和他的小组成员提出并分析了一种带误差反馈滤波器 (Error Feedback Filter) 的判

决反馈均衡器 (DFE-EFF)^[5]. 这种误差反馈滤波器 (EFF) 通过反馈回 DFE 输出端信号, 以此减少误差信号的相关性来增强系统整体性能.

根据上述, 本文提出一种基于多用户反馈的判决反馈均衡器. 这种多用户反馈检测系统, 由于利用均衡器判决输出端的多用户反馈数据抵消多址干扰 (多用户反馈干扰抵消), 并具有误差反馈滤波器的判决反馈均衡器 (DFE-EFF); 因此, 下文称此基于多用户反馈的判决反馈均衡器为多用户反馈干扰抵消 DFE-EFF (MIC DFE-EFF). 它是上述带有误差反馈滤波器的判决反馈均衡器 (DFE-EFF) 的一种改进. 多用户反馈干扰抵消 DFE-EFF (MIC DFE-EFF) 是在原有的判决反馈均衡器 (DFE-EFF) 输出端增加了多个用户的反馈信息, 它在性能和系统容量上较 DFE-EFF 均有很大提高.

本文第二部分介绍系统模型以及检测器结构设计;

第三部分分析多用户反馈干扰抵消 DFE-EFF 算法; 第四部分给出实验仿真结果; 最后总结全文。

符号表示: 上标 T 和 -1 分别表示矩阵的转置和矩阵的逆, $\text{diag}([d_1, d_2, \dots, d_N])$ 表示 $N \times N$ 的对角方阵。

2 系统模型

2.1 DS-CDMA 多用户模型

考虑有 K 个用户的同步 DS-CDMA 系统, 接收机输入信号为^[6 7]:

$$r(t) = \sum_{k=1}^K A_k(t) b_k(t) s_k(t) + n(t), \quad t \in [0, T_s] \quad (1)$$

其中, T_s 为码元间隔, $A_k(t)$ 为接收到第 k 个用户信号的幅值, $b_k(t) \in [-1, 1]$ 为第 k 个用户的发送的比特信息, $s_k(t)$ 为第 k 个用户的特征波形, $n(t)$ 为单位功率谱密度的高斯白噪声。

假设特征波形在码元间隔 $[0, T_s]$ 外为零, 则没有 PN 序列引入的 ISI. 则第 j 个匹配滤波器输出将匹配它的 PN 序列, 如下式所示:

$$y_j = \sum_{k=1}^K A_k b_k \rho_{jk} + n_j \quad (2)$$

式中 ρ_{jk} 为第 j 个用户和第 k 个用户特征波形的互相关, 定义为下式^[1]:

$$\rho_{jk} = \int_0^{T_s} s_j(t) s_k(t) dt \quad (3)$$

2.2 MIC DFE EFF 检测器结构描述

Kim 提出的改进的判决反馈均衡器 (DFE), 即在原有的 DFE 结构上加入误差反馈滤波器 (EFF). EFF 有助于减小误差信号的相关性, 而前馈滤波器和反馈滤波器却不能如此^[4].

这里假设用户数为 K , 定义前馈滤波器的抽头系数 W_f , 反馈滤波器的抽头系数 W_b , 误差反馈滤波器的抽头系数 W_e , 分别为:

$$W_f = [w_f^{(1)} w_f^{(2)} \dots w_f^{(K)}]^T; w_f^{(k)} = [w_{f1}^{(k)} w_{f2}^{(k)} \dots w_{fN_f}^{(k)}] \quad (4)$$

$$W_b = [w_b^{(1)} w_b^{(2)} \dots w_b^{(K)}]^T; w_b^{(k)} = [w_{b1}^{(k)} w_{b2}^{(k)} \dots w_{bN_b}^{(k)}] \quad (5)$$

$$W_e = [w_e^{(1)} w_e^{(2)} \dots w_e^{(K)}]^T; w_e^{(k)} = [w_{e1}^{(k)} w_{e2}^{(k)} \dots w_{eN_e}^{(k)}] \quad (6)$$

其中, N_f, N_b, N_e 分别为前馈滤波器、反馈滤波器和误差反馈滤波器的抽头数目. 上标 k 表示第 k 个检测用户, $k = 1, \dots, K$. 前馈滤波器、反馈滤波器和误差反馈滤波器的输入量分别如下定义:

$$Y_n = [y_n^{(1)} y_n^{(2)} \dots y_n^{(K)}]^T; y_n^{(k)} = [y_{n-1}^{(k)} y_{n-2}^{(k)} \dots y_{n-N_f+1}^{(k)}] \quad (7)$$

$$B_n = [b_n^{(1)} b_n^{(2)} \dots b_n^{(K)}]^T; b_n^{(k)} = [b_{n-1}^{(k)} b_{n-2}^{(k)} \dots b_{n-N_b+1}^{(k)}] \quad (8)$$

$$E_n = [e_n^{(1)} e_n^{(2)} \dots e_n^{(K)}]^T; e_n^{(k)} = [e_{n-1}^{(k)} e_{n-2}^{(k)} \dots e_{n-N_e+1}^{(k)}] \quad (9)$$

Kim 提出的上述检测器, 仅在输出端通过反馈滤波

器能够有效抵消 ISI、MAI 和抑制噪声. 本文提出多用户反馈干扰抵消 DFE-EFF (MIC DFE-EFF) 不仅能在输出端通过反馈滤波器能够有效抵消 ISI、MAI 和抑制噪声, 而且在 DFE 的输入端也能抵消干扰——利用判决器的输出端数据信息 $b_n^{(k)}$ (参见后文中式 (29)) 反馈回 DFE 的输入端. 如图 1 所示, 在此结构中, DFE 的输入端增加了输出反馈, 从而能更好的抵消 MAI 和 ISI.

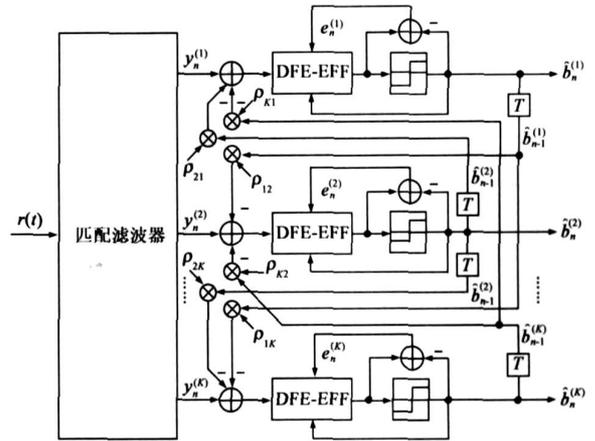


图 1 多用户反馈干扰抵消 DFE-EFF (MIC DFE-EFF) 结构图

3 MIC DFE-EFF 算法分析

多用户反馈干扰抵消 DFE-EFF 结构可分为 DFE-EFF 和多用户反馈干扰抵消两部分. 根据图 1 和式子 (4) ~ (9), 在判决器前输入为:

$$z_n = [W_f W_b W_e] [Y_n B_n E_n]^T = \text{diag} [W_f Y_n^T + W_b B_n^T + W_e E_n^T] \quad (10)$$

$$\text{令 } W = [W_f W_b]^T \quad (11)$$

$$W = [W_f W_b W_e]^T \quad (12)$$

$$X = [Y B]^T \quad (13)$$

$$X = [Y B E]^T \quad (14)$$

则误差 e_n 为期望信号 b_n 与滤波器输出 z_n 之差,

$$e_n = b_n - z_n \quad (15)$$

当 DFE 没有加 EFF 时, 对单一用户而言的 MSE 为:

$$J = E[e_n^2] = E[(b_n - z_n)^2] = E[b_n^2] - 2p^T W + W^T R_c W \quad (16)$$

式中 $z = W^T X = X W^T$, p 为 $(N_f + N_b) \times 1$ 的期望信号与输入信号的互相关向量, R_c 为 $(N_f + N_b) \times (N_f + N_b)$ 输入信号的自相关矩阵, 即:

$$p = E[b_n X^T]; R_c = E[XX^T] \quad (17)$$

式 (16) 对 W 求微分, 得均方误差 (MSE) 性能梯度函数:

$$\nabla = \frac{\partial J}{\partial W} = 2R_c W - 2p \quad (18)$$

令上式为零, 得最优抽头系数:

$$W_{opt} = R_c^{-1} p \quad (19)$$

把式(19)代入式(16), 得到最小均方误差(MMSE):

$$J_{\min} = E[b_n^2 - \mathbf{p}^T \mathbf{R}_c^{-1} \mathbf{p}] \quad (20)$$

同理, DFE-EFF 的 MSE 为:

$$J_{\min} = E[b_n^2] - 2\hat{\mathbf{p}}^T \mathbf{W}_+ \mathbf{W}^T \mathbf{R}_c \mathbf{W} \quad (21)$$

式中 $\hat{\mathbf{p}}$ 为 $(N_f + N_b + N_e) \times 1$ 的期望信号与输入信号的互相关向量, \mathbf{R}_c 为 $(N_f + N_b + N_e) \times (N_f + N_b + N_e)$ 的输入信号的自相关矩阵, 即:

$$\hat{\mathbf{p}} = E[b_n \mathbf{X}^T]; \mathbf{R}_c = [X X^T] \quad (22)$$

由式(17), 上式可以写成:

$$\hat{\mathbf{p}} = E \begin{bmatrix} b_n X \\ b_n e_{n-1} \end{bmatrix}; \mathbf{R}_c = \begin{bmatrix} \mathbf{R}_c & \mathbf{h} \\ \mathbf{h}^T & \sigma_e^2 \end{bmatrix} \quad (23)$$

式中 $\mathbf{h} = E[e_{n-1} X]$ 和 $\sigma_e^2 = E[e_{n-1}^2]$. 那么最优抽头系数为:

$$\mathbf{W} = \mathbf{R}_c^{-1} \hat{\mathbf{p}} \quad (24)$$

因此, DFE-EFF 的最小均方误差(MMSE)为:

$$J_{\min} = E[b_n^2] - \hat{\mathbf{p}}^T \mathbf{R}_c^{-1} \hat{\mathbf{p}} \quad (25)$$

令 \mathbf{R}_c 的逆矩阵:

$$\mathbf{R}_c^{-1} = \begin{bmatrix} S & T \\ U & V \end{bmatrix} \quad (26)$$

式中, $S = \mathbf{R}_c^{-1} + \mathbf{R}_c^{-1} \mathbf{h} (\sigma_e^2 - \mathbf{h}^T \mathbf{R}_c^{-1} \mathbf{h})^{-1} \mathbf{h}^T \mathbf{R}_c^{-1}$, $T = -\mathbf{R}_c^{-1} \mathbf{h} (\sigma_e^2 - \mathbf{h}^T \mathbf{R}_c^{-1} \mathbf{h})^{-1}$, $U = -(\sigma_e^2 - \mathbf{h}^T \mathbf{R}_c^{-1} \mathbf{h})^{-1} \mathbf{h}^T \mathbf{R}_c^{-1}$, $V = (\sigma_e^2 - \mathbf{h}^T \mathbf{R}_c^{-1} \mathbf{h})^{-1}$. 把式(26)代入式(21), 由于输入信号 X 与误差信号 e 正交 (\mathbf{h} 为零向量), 化简得 MMSE 为:

$$J_{\min} = E[b_n^2] - \mathbf{p}^T \mathbf{R}_c^{-1} \mathbf{p} - (\sigma_e^2)^{-1} (E[e_n e_{n-1}])^2 \quad (27)$$

比较式(20)和式(27), 两式前两项相同, 但是式(27)最后一项恒为正数^[4], 因此 DFE-EFF 的 MMSE 比 DFE 的 MMSE 要小. 同理得出, MIC DFE-EFF 的 MMSE 比 MIC DFE 的 MMSE 也要小. 这是因为利用误差滤波器(EFF)来减小误差信号的相关性, 以此获得 MSE 增益.

DFE-EFF 仅仅在输出端通过反馈滤波器抵消 MAI, ISI 和抑制噪声; 而多用户反馈干扰抵消 DFE-EFF (MIC DFE-EFF) 不仅能在输出端通过反馈滤波器能够有效抵消 ISI, MAI 和抑制噪声, 而且在 DFE 的输入端也能抵消干扰. 基于多用户反馈干扰抵消的 DFE-EFF (MIC DFE-EFF) 利用判决器的输出端数据信息反馈回 DFE 的输入端, 这样就又能够抵消一部分 MAI 和 ISI. 此结构中 (如图 1 所示), 前馈滤波器输入量不再为式(7), 而为下面的式子:

$$\begin{aligned} \mathbf{Y}_n &= [y_n^{(1)} - q_{n-1}^{(1)} y_n^{(2)} - q_{n-2}^{(2)} \dots y_n^{(K)} - q_{n-1}^{(K)}] \\ y_n^{(k)} - q_{n-1}^{(k)} &= [y_n^{(k)} - q_{n-1}^{(k)} y_{n-1}^{(k)} - q_{n-2}^{(k)} \dots y_{n-1}^{(k)} - \\ &\quad - q_{n-1}^{(k)}] \end{aligned} \quad (28)$$

式中

$$q_n^{(k)} = \sum_{i=1}^K \rho_k \delta_{n-1}^{(i)} \quad (29)$$

滤波器系数更新公式, 为以下扩展 LMS 算法:

$$W_{n+1} = W_n + \mu e_n X_n \quad (30)$$

上式中 μ 为步长参数, 它用来确保 MSE 保持在规定范围内. μ 的定义范围为: $0 < \mu < \frac{1}{\lambda_{\max}}$ (λ_{\max} 是自相关矩阵 \mathbf{R}_c 的最大特征值. 这里扩展的 LMS 算法步长参数的值可变, 可用归一化 LMS 等其它变步长算法. 因为在多级检测系统中, 若用归一化 LMS 算法, 当前一级的比特判决发生错误时, 步长参数的值变可能会变为负数, 从而大大增强系统性能^[8].)

MIC DFE-EFF 算法能同时处理 ISI, MAI 和噪声的干扰. 虽然 MIC DFE-EFF 较 DFE-EFF 增加了一些计算复杂度 (在输入端需增加 $K N_f + K(K-1)$ 次乘法运算和 $K(K-1) + K N_f$ 次加法运算). 但是, 理论上 MIC DFE-EFF 在误码率性能和系统容量两方面较 DFE-EFF 均有很大的改善.

4 实验研究

在这一部分中, 我们对上述算法的性能进行仿真分析. 误码率、系统容量是我们分析的重点. 我们重要就传统的 DFE-EFF、多用户反馈干扰抵消 DFE (MIC DFE) 以及基于多用户反馈干扰抵消的 DFE-EFF (MIC DFE-EFF) 三种不同检测算法进行比较.

首先给出仿真条件假设. 给定一同步传输的 DS-SS-CDMA 系统, BPSK 调制信号, 利用线性反馈移位寄存器来产生的扩频序列是码长为 7 的 M 序列^[9, 10], 扩频增益 $N = 7$, 并利用 LMS 算法来更新判决反馈均衡器抽头系数. 信道为 AWGN 信道. 所有实验数据结果均在 Matlab 环境中, 编程仿真得出.

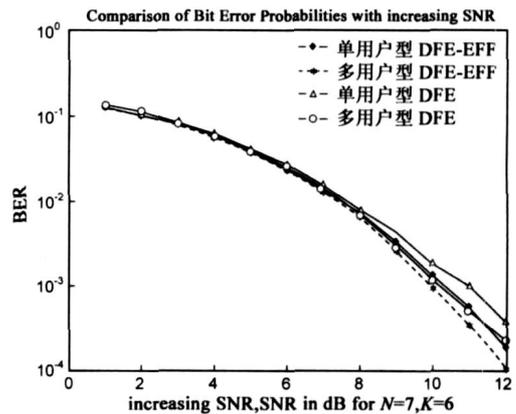


图 2 单用户自适应和多用户自适应判决反馈均衡检测误码率-信噪比曲线图 (用户数 $K=6$, $N=7$, $\mu=0.005$)

各种 LMS 算法均可以用作 MMSE 检测器的自适应实现. 自适应 MMSE 检测器又可划分为单用户型^[11]和多用户型^[12, 13]两种. 图 2 给出了单用户型、多用户型的 DFE 和 DFE-EFF 四种算法误码率性能比较图. 这里步

长参数 μ 为 0.005。在 BER 为 10^{-3} 时,多用户型 DFE 较单用户型 DFE 有 1dB 性能提升。当误码率 (BER) 为 2×10^{-4} 时,多用户型 DFE-EFF 较单用户型 DFE-EFF 约有 0.5dB 性能提升。由图 2 明显看出多用户型自适应检测算法比单用户型自适应算法性能优越。因此基于多用户反馈干扰抵消 DFE-EFF (MIC DFE EFF) 算法孕育而生。此后,本文所提到 DFE-EFF 均为多用户型。

图 3 给出了并行干扰抵消 (PIC) 与 DFE-EFF、多用户反馈干扰抵消 DFE (MIC DFE)、多用户反馈干扰抵消 DFE-EFF (MIC DFE-EFF) 四种算法的误码率性能曲线。其中, MF 曲线表示匹配滤波器的多用户检测误码率性能。由图 3 可见, MIC DFE-EFF 最接近单用户的界限; PIC 误码率性能略优于 MIC DFE。它们较 DFE-EFF 误码率性能都有明显改善,在 BER 为 10^{-4} 时, MIC DFE-EFF 优于 DFE-EFF 大约 1.5dB。当 BER 为 2×10^{-5} 时, MIC DFE-EFF 较 PIC、MIC DFE 分别有大约 0.5 和 0.6dB 的性能提升。当信噪比 (SNR) 为 12dB 时, DFE-EFF、PIC、MIC DFE 和 MIC DFE-EFF 的误码率 (BER) 分别约为 1.2×10^{-4} 、 2.3×10^{-5} 、 2.5×10^{-5} 和 9.5×10^{-6} 。相同信噪比条件下 (SNR=12dB), MIC DFE-EFF 较 DFE-EFF 误码率降低 8×10^2 倍。

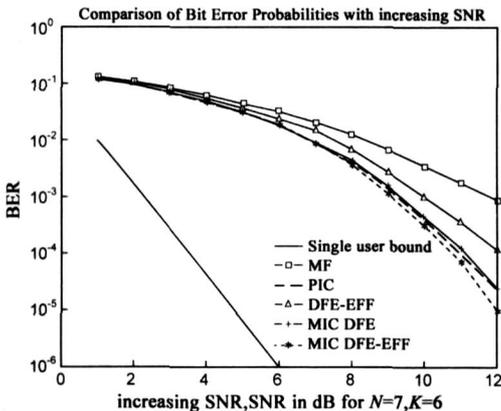


图 3 PIC、DFE-EFF、MIC DFE 和 MIC DFE-EFF 算法误码率-信噪比曲线图 (用户数 $K=6$, $N=7$, $\mu=0.005$)

图 4 给出了 DFE-EFF、MIC DFE 和 MIC DFE-EFF 三种算法的误码率与用户数之比的曲线。该图反映的是三种算法的系统容量。当 K/N 的值接近 1 时,我们称为大系统^[4];当 K/N 的值为 1 时,即系统满负荷,这时各系统误码率性能均下降较快;当 K/N 的值大于 1 时,各系统误码率性能接近^[15]。图 4 中, $N=7$, 满负荷时 $K=7$ 。在 BER 为 10^{-3} 时, DFE-EFF 大约能容纳 5 个用户,而 MIC DFE 和 MIC DFE-EFF 则可以容纳 7 个用户。可以看出, MIC DFE-EFF 较 DFE-EFF 增加了 40% 系统容量。那是因为 MIC DFE 和 MIC DFE-EFF 较 DFE-EFF 更大程度上抵消了 ISI、MAI 和噪声的干扰,减少了误差信号的相

关性。

从实验结果看出, MIC DFE-EFF 在输入端由于利用了输出端的多用户反馈回来的数据信息,抵消了多址干扰 (MAI) 和码间干扰 (ISI), 误码率性能和系统容量均有较大的提高。为此付出的是计算复杂度的增加。但是, MIC DFE-EFF 比较 PIC 而言, 其计算量还是要小些。那是因为 PIC 在判决前需要对振幅矩阵进行求逆, 而 MIC DFE-EFF 却无需对振幅矩阵求逆。同时 MIC DFE-EFF 又没有 SIC 的时延大、信号功率需要排序的缺点。因此它具有计算复杂度不高、时延小的优点。

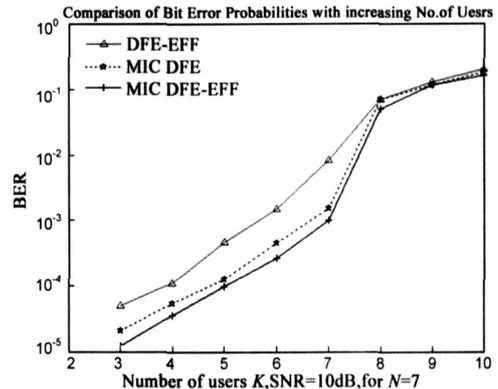


图 4 DFE-EFF、MIC DFE 和 MIC DFE-EFF 算法误码率-用户曲线图 (信噪比 SNR=10dB, $N=7$)

5 结论

本文通过对 DFE、DFE-EFF 理论分析及其性能比较, 结合各自的结构和性能特点, 提出一种全新的基于多用户反馈干扰抵消 DFE-EFF (MIC DFE-EFF) 的算法。MIC DFE-EFF 算法比较 DFE-EFF 算法具有以下优点: (1) 较好的 BER 性能; (2) 较大的系统容量。仿真结果表明: 多用户反馈干扰抵消 DFE-EFF (MIC DFE-EFF) 算法的误码率性能比较 Kim 提出的 DFE-EFF 算法^[4] 有很大的提升, 较 PIC 也有明显提升; 系统容量比较 DFE-EFF 有 40% 增量。MIC DFE-EFF 较 DFE-EFF 增加了部分反馈, 虽然计算复杂度有所增加, 但较 PIC 计算复杂度要小。权衡性能和计算效率, MIC DFE-EFF 确实是一种非常有潜力的检测方案, 具有很强的实用性。该算法还可改进, 在 DFE 前面或者是后面可加入解相关算法和 MMSE 算法, 用来进一步提高系统性能; 减小系统计算复杂度也是今后要做的工作。另外, MIC DFE-EFF 算法应用于 MIMO-OFDM 信号检测, 也将是以后研究重点。

参考文献:

- [1] John G Proakis. Digital Communications [M]. 4th Ed. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2001.
- [2] S Verdu. Minimum probability of error for asynchronous multiuser channels [J]. IEEE Trans Info Theory, 1986, 32(1): 85-

- 96.
- [3] M Abdulrahman, D Faconer, A Sheikh. Equalization for interference cancellation in spread spectrum multiple access system [A]. IEEE 42nd Vehicular Technology Conference[C]. Denver CO, vol. 1, 1992. 71–74.
- [4] M Abdulrahman, A Sheikh, D Faconer. Decision feedback equalization for CDMA in indoor wireless communications[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Commun, 1994, 12(4): 698–706.
- [5] D W Kim, S H Han, M S Eun, J S Choi, Y S Cho. An adaptive decision feedback equalizer using error feedback [J]. IEEE Trans on Consumer Electronics, 1996, 42(3): 468–477.
- [6] 王正茂. CDMA 系统中的多用户检测技术研究[D]. 广州: 华南理工大学电子与信息学院, 2003.
- [7] S Verdú. Multiuser Detection[M]. Cambridge, UK: Cambridge University Press, 1998.
- [8] Feng Liu, Prabhu V K. Performance analysis of an improved adaptive PIC receiver for CDMA systems[A]. IEEE 5th International Symposium on Multi-Dimensional Mobile Communications Proceedings[C]. vol. 1, 2004. 11–15.
- [9] Uzmi, Zartash Afzal. Simplified multiuser detection for CDMA systems[D]. USA: department of electrical engineering, Starford University, 2002.
- [10] Nayak, Birendra Kumar. Adaptive differential interference cancellation in multiuser detection method for DS CDMA communication[D]. USA: department of electrical and computer engineering, University of Texas at El Paso, 2004.
- [11] 张贤达, 保铮. 通信信号处理[M]. 北京: 国防工业出版社, 2000.
- [12] Woodward G, Vucetic B S. Adaptive detection for DS CDMA [J]. Proc. IEEE, 1998, 86: 1413–1434.
- [13] Xie Z Short R T, Rushforth C K. A family of suboptimum detectors for coherent multiuser communications[J]. IEEE J Select Areas Commun, 1990, 8(4): 683–690.
- [14] Honig M L, Yakun Sun. Performance of iterative multiuser decision feedback receivers [A]. IEEE Information Theory Workshop Proceedings[C]. Cairns, Qld, 2001. 30–32.
- [15] Ponnampalam V, Darwood, P B. Multiuser detection of short code CDMA with antenna diversity[A]. IEEE 61st Vehicular Technology Conference[C]. vol. 3, 2005. 1745–1747.

作者简介:

孔政敏 男(苗族), 1980 年出生于湖南, 博士研究生. 主要研究方向为 CDMA 多用户检测及 MIMO-OFDM 信号检测等.

E-mail: kongzhengmin5@163.com

朱光喜 男, 1945 年出生于广西, 教授, 华中科技大学信息科学与工程学院副院长, 武汉国家光电实验室光通信与智能网络研究部筹备组组长. 研究方向为通信系统及多媒体信息处理.