

## 一种新颖的基于差分结构的判决反馈均衡器

孔政敏, 丁 李, 朱光喜

(华中科技大学武汉光电国家实验室(筹), 电子与信息工程系, 湖北武汉 430074)

**摘 要:** 多用户型的检测系统, 既要求低误码率(BER), 又要求较低计算复杂度. 本文以此为目的提出一种新颖的具有差分结构的多用户反馈判决反馈均衡器系统, 它是由多级具有差分结构的误差反馈滤波器的判决反馈均衡器(DFE-EFF)构成. 此算法选择较优的多用户干扰抵消的具有误差反馈滤波器的判决反馈均衡器(多用户干扰抵消 DFE-EFF, 即多用户反馈 DFE-EFF)的方法; 并采用差分结构来解决因性能提升所带来复杂度增加的问题. 文中给出仿真结果, 就多用户反馈 DFE-EFF 以及具有差分结构的多用户反馈 DFE-EFF 性能和计算效率做出比较分析.

**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; 差分结构

**中图分类号:** TN929.533 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112(2007)6A-174-05

## A New Difference Structure-based Decision Feedback Equalizer

KONG Zheng-min, Ding Li, ZHU Guang-xi

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

**Abstract:** Bit error rate(BER) performance and computational efficiency are two keys which judge a multiuser detector's performance. In DS-CDMA, a new multiuser interference cancellation decision feedback equalizer which has error feedback filter, based on difference structure, is presented. Compared with previous multiuser interference cancellation decision feedback equalizer which has error feedback filter, the new approach reduces computational efficiency by using difference algorithm, also keeps a good BER performance.

**Key words:** decision feedback equalizer; interference cancellation; difference

### 1 引言

3G 以及超越 3G 系统(Beyond 3 Generation, B3G)已经成为今后移动通信发展的趋势. 在 3G 和 B3G 系统检测时将所有用户信号的分离看作一个统一的过程的信号分离策略称为多用户检测. 它可以很大程度上减少多址干扰、提高系统容量等. 多用户检测这种技术已经成为下一代移动通信(4G)必备的技术之一.

多用户检测算法可以分为非线性和线性两大类. 例如干扰抵消是一种非线性算法, 而目前 TD-SCDMA 采用的联合检测(Joint Detection)<sup>[1,2]</sup>是一种线性算法. 追溯多用户检测思想的起源, 早在 1979 年 K S Schneider 便提出了多用户检测的概念. 多年后, S Verdu 在 1986 年提出以匹配滤波器加维特比算法来实现的最优多用户检测器——最大似然序列检测器(MLSD)<sup>[3]</sup>. 然而, 这种检测算法过于复杂, 其计算复杂度随着用户数呈指数( $2^k$ )增长, 而且 MLSD 需要知道接收信号的幅度和相位<sup>[4]</sup>.

由于最优多用户检测算法过于复杂, 因此简单的次

优多用户检测算法被作为重点研究. 一种较为简单的次优算法便是均衡器检测法. 1990 年代初, Abdulrahman 等人提出均衡器<sup>[5,6]</sup>用来抵消干扰. 1996 年 Kim 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(Decision Feedback Equalizer-Error Feedback Filter, DFE-EFF)<sup>[7]</sup>, 2003 年 Saif 在他的毕业论文中又提出自适应多用户 DFE-EFF(DFE-EFF based MUD)<sup>[8]</sup>. 2007 年我们又提出了一种改进的 DFE-EFF——基于多用户反馈的判决反馈均衡器(即多用户反馈干扰抵消的判决反馈均衡器, MIC DFE-EFF)<sup>[9]</sup>, 性能较前两者大为提升; 然而, 其多级系统计算效率还有待解决. 在多级检测系统中, 如果连续两级估计某一数据值不变, 那么以后各级估计该数据值也不会改变; 由此看出, 传统的多级检测不仅增添了系统计算量, 而且还降低了工作效率<sup>[10]</sup>. Lin 发现这个问题后, 研究发展出一种差分结构的匹配滤波器理论应用于扩频系统<sup>[11]</sup>. 这种想法又被 Guang Xu<sup>[12]</sup>应用于多级 PIC 系统, 减小计算复杂度.

本文集中探讨基于多用户反馈的判决反馈均衡器

收稿日期: 2007-06-11; 修回日期: 2007-11-21

基金项目: 国家自然科学基金重大项目(No. 60496315); 国家 863 高技术研究发展计划(No. 2003AA12331005)

计算效率问题,借鉴前人的思想提出一种差分结构的基于多用户反馈的判决反馈均衡器(DMIC DFE-EFF)的多级检测算法.与传统多级判决反馈均衡检测器不同,它每一级的计算量都不同,并且是急速减少.这样一来,系统的计算复杂度降低,同时又保持了基于多用户反馈的判决反馈均衡器(MIC DFE-EFF)的多级检测系统低误码率性能.

## 2 系统模型

### 2.1 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<sup>[4]</sup>:

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

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.

### 2.2 匹配滤波器和互相关矩阵

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. 这样第  $j$  个匹配滤波器输出将匹配它的 PN 序列,如式(2)所示:

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

这里  $\rho_{jk}$  为第  $j$  个用户和第  $k$  个用户特征波形的互相关,定义为式(3)<sup>[13]</sup>:

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

等式(2)又可表示为:

$$y = \sum_{k=1}^K R A b + n \quad (4)$$

$y$  和  $b$  分别是匹配滤波器的输出信号向量和用户发送比特向量,均为  $K \times 1$  维.互相关矩阵  $R$  为  $K \times K$  维矩阵( $K$  为用户数),其元素为  $\rho_{jk}$ . 振幅矩阵  $A$  为  $K \times K$  维矩阵.  $n$  噪声向量.

## 3 差分结构的多用户反馈的判决反馈均衡器

### 3.1 基于多用户反馈的 DFE-EFF

Kim 和他的研究小组提出的改进的判决反馈均衡器(DFE),即是在原有的 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<sup>[7]</sup>.

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:

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

$$w_b = [w_b^{(1)} w_b^{(2)} \dots w_b^{(K)}]^T; w_b^{(k)} = [w_{b1}^{(k)} w_{b2}^{(k)} \dots w_{bN_b}^{(k)}] \quad (6)$$

$$w_e = [w_e^{(1)} w_e^{(2)} \dots w_e^{(K)}]^T; w_e^{(k)} = [w_{e1}^{(k)} w_{e2}^{(k)} \dots w_{eN_e}^{(k)}] \quad (7)$$

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,

$$Y_n = [y_n^{(1)} y_n^{(2)} \dots y_n^{(K)}]^T; y_n^{(k)} = [y_{n-1}^{(k)} y_{n-2}^{(k)} \dots y_{n-N_f+1}^{(k)}] \quad (8)$$

$$\hat{B}_n = [\hat{b}_n^{(1)} \hat{b}_n^{(2)} \dots \hat{b}_n^{(K)}]^T; \hat{b}_n^{(k)} = [\hat{b}_{n-1}^{(k)} \hat{b}_{n-2}^{(k)} \dots \hat{b}_{n-N_b+1}^{(k)}] \quad (9)$$

$$E_n = [e_n^{(1)} e_n^{(2)} \dots e_n^{(K)}]^T; e_n^{(k)} = [e_{n-1}^{(k)} e_{n-2}^{(k)} \dots e_{n-N_e+1}^{(k)}] \quad (10)$$

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. 2007 年我们提出多用户反馈干扰抵消 DFE-EFF(MIC DFE-EFF)<sup>[9]</sup> 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.如图 1 所示,在此结构中,DFE 的输入端增加了输出反馈,从而能更好的抵消多址干扰(MAI)和抑制码间干扰(ISI).

此结构中,前馈滤波器(FFF)输入量不再为式(8),而为下面的式子:

$$Y_n = [y_n^{(1)} - q_n^{(1)} y_n^{(2)} - q_n^{(2)} y_n^{(3)} - \dots - q_n^{(K)} y_n^{(K)} - q_n^{(K)}] \quad (11)$$

$$y_n^{(k)} - q_n^{(k)} = [y_{n-1}^{(k)} - q_{n-1}^{(k)} y_{n-2}^{(k)} - \dots - q_{n-N_f+1}^{(k)} - q_{n-N_f}^{(k)}]$$

$$\text{其中 } q_n^{(k)} = \sum_{i=1}^K \rho_{ik} \hat{b}_{n-1}^{(i)}$$

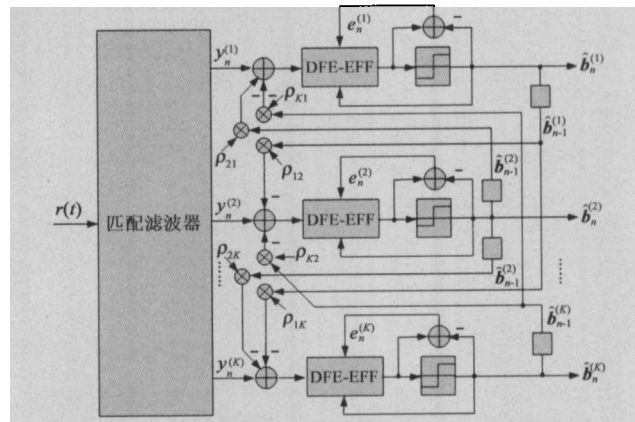


图 1 多用户反馈干扰抵消的 DFE-EFF 结构图

### 3.2 差分结构的多用户反馈 DFE-EFF

过去我和我的工作小组所做的研究工作表明:多用户反馈干扰抵消的 DFE-EFF(MIC DFE-EFF)在误码率性能和系统容量两方面较 DFE-EFF 均有有很大的改善<sup>[9]</sup>. 由于 MIC DFE-EFF 在均衡器的输入端增加了多个用户的反馈,所以 MIC DFE-EFF 较 DFE-EFF 增加了计算复杂度;在输入端增加  $K N_f + K(K-1)$  次乘法运算和  $K(K-1) + K N_f$  次加法运算.

相比较传统的带误差反馈滤波器的判决反馈均衡

器(DFE-EFF)而言,为了既提高系统的误码率性能,又不增加太多的计算复杂度,我和我的工作小组结合 Nahler A. 等人在 2002 年提出的差分理论<sup>[10]</sup>后,提出一种全新的具有差分结构的 MIC DFE-EFF(DMIC DFE-EFF)算法,结构如图 2 所示.每一级多用户检测为采用

多用户反馈干扰抵消 DFE-EFF 检测算法.用前一级的输出与其输入做差分运算,运算结果作为后一级的输入.若两级差分为零,检测结果则收敛于前一级数据,这样就无需参与后一级运算.零值越多,计算复杂度就越小.

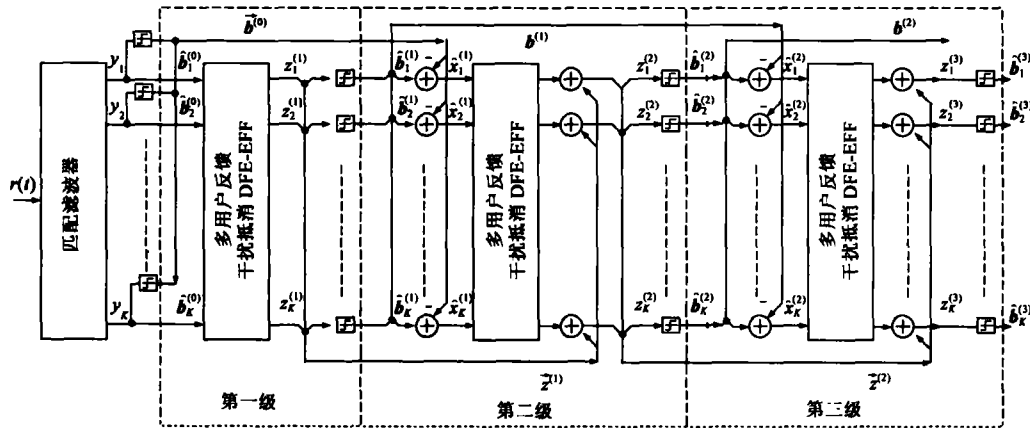


图 2 差分结构的 MIC DFE-EFF 多级结构图

由于不知道用户确切的信息比特,我们在匹配滤波器的输出端利用硬判决估计信息比特.这里第一级多用户反馈干扰抵消 DFE-EFF(MIC DFE-EFF)的输出为:

$$z^{(1)} = ([W_f W_b W_e][Y \hat{B}^{(1)} E]^T) = \text{diag}(W_f Y^T + W_b \hat{B}^{(1)T} + W_e E^T) \quad (12)$$

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  $W_e$  的定义如式(5)~(7)所述.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:

$K * N_f$  的矩阵

$$Y = [y_{1(n)} y_{2(n)} \dots y_{K(n)}]^T; \quad (13)$$

$$y_{k(n)} = [y_{k(n)} y_{k(n-1)} \dots y_{k(n-N_f+1)}]$$

$K * N_b$  的矩阵

$$\hat{B}^{(1)} = [\hat{b}_{1(n)}^{(1)} \hat{b}_{2(n)}^{(1)} \dots \hat{b}_{K(n)}^{(1)}]^T; \quad (14)$$

$$\hat{b}_{k(n)}^{(1)} = [\hat{b}_{k(n-1)}^{(1)} \hat{b}_{k(n-2)}^{(1)} \dots \hat{b}_{k(n-N_b+1)}^{(1)}]$$

$K * N_e$  的矩阵

$$E^{(1)} = [e_{1(n)}^{(1)} e_{2(n)}^{(1)} \dots e_{K(n)}^{(1)}]^T; \quad (15)$$

$$e_{k(n)}^{(1)} = [e_{k(n-1)}^{(1)} e_{k(n-2)}^{(1)} \dots e_{k(n-N_e+1)}^{(1)}]$$

下标  $k$  表示第  $k$  个检测用户,  $k = 1, \dots, K$ , 下标  $(n)$  表示更新的第  $n$  个数据(在以后的表达中省略), 上标(1)表示级数为 1.

通过第  $l$  级检测后,我们发现  $\hat{b}^{(l)} = \hat{b}^{(l-1)}$ , 说明第  $l$  级后  $\hat{b}$  收敛.以往我们不论  $\hat{b}$  是否收敛,在下级还是去处理  $\hat{b}$ .现在我们只需计算两级判决后比特的差分,即每一级输入变成:

$$\hat{x}^{(l)} = \hat{b}^{(l)} - \hat{b}^{(l-1)}, \quad l = 1, 2, 3, \dots \quad (16)$$

$\hat{x}^{(l)}$  定义为差分向量.利用这种差分结构,当  $\hat{x}^{(l)}$  为零时能够减小计算量,而且当  $\hat{x}^{(l)}$  不为零时,式(16)值为 +2 或 -2,也是一恒定的数值(不考虑符号位).因为  $\hat{b}$  进行了差分变化,为了保持各级输出数据不变,所以从第二级后,在每个多用户反馈干扰抵消 DFE-EFF 的输出,即在判决器输入端要加上前一级的  $\hat{z}^{(l-1)}$  ( $l = 2, 3, \dots$ ).

那么,从第二级后多用户反馈干扰抵消 DFE-EFF(MIC DFE-EFF)的输出为:

$$z^{(l)} = ([W_f W_b W_e][\hat{X}^{(l-1)} \hat{B}^{(l)} E^{(l)}]^T) + z^{(l-1)} = \text{diag}(W_f \hat{X}^{(l-1)} + W_b \hat{B}^{(l)T} + W_e E^{(l)T}) + z^{(l-1)}, \quad l = 2, 3, \dots \quad (17)$$

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  $W_e$  的定义如式(5)~(7)所述.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:

$K * N_f$  的矩阵

$$\hat{X}^{(l-1)} = [\hat{x}_1^{(l-1)}, \hat{x}_2^{(l-1)}, \dots, \hat{x}_K^{(l-1)}]^T = [\hat{b}_1^{(l-1)} - \hat{b}_1^{(l-2)}, \hat{b}_2^{(l-1)} - \hat{b}_2^{(l-2)}, \dots, \hat{b}_K^{(l-1)} - \hat{b}_K^{(l-2)}]^T \quad (18)$$

$K * N_b$  的矩阵

$$\hat{B}^{(l)} = [\hat{b}_1^{(l)} \hat{b}_2^{(l)} \dots \hat{b}_K^{(l)}]^T \quad (19)$$

$K * N_e$  的矩阵

$$E^{(l)} = [e_1^{(l)} e_2^{(l)} \dots e_K^{(l)}]^T \quad (20)$$

如此看来,仅仅是前馈滤波器的输入变了,即 MIC DFE-EFF 的输入变成差分向量  $\hat{X}^{(l-1)}$  ( $l = 2, 3, \dots$ ).由于差分算法是线性变化,每一级检测后的误码率(BER)几

乎没有改变,因此基于差分结构的多级检测器最终的误码率(BER)与原来多级检测器几乎一样.差分结构的多用户反馈 DFE-EFF(DMIC DFE-EFF)两级后的性能与用常规多级 PIC 检测器至少是八级的性能一致.计算量减少,误码率没有改变,这就是用差分方法的优点.

#### 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、系统容量以及计算效率是我们分析的重点.我们重要就 PIC、多用户反馈干扰抵消的 DFE-EFF(MIC DFE-EFF)以及差分结构的 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.多用户检测系统,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<sup>[14,15]</sup>,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.

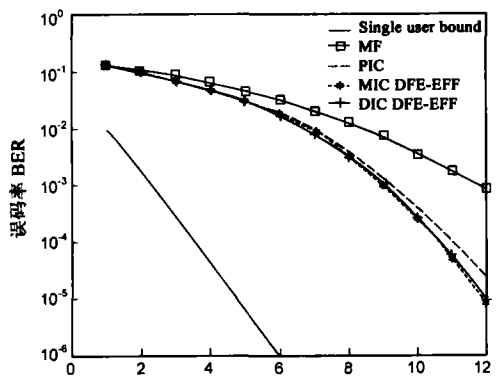


图 3 PIC、MIC DFE-EFF 和 DMIC DFE-EFF 算法误码率-信噪比曲线图(用户数  $K=6$ ,  $N=7$ ,  $m=0.005$ )

图 3 给出了,并行干扰抵消(PIC)检测算法、MIC DFE-EFF 和 DMIC DFE-EFF 三种算法的误码率性能比较图.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 得出, MIC DFE-EFF 最接近单用户的界限; DMIC DFE-EFF 和 MIC DFE-EFF 误码率性能几乎一样, DMIC DFE-EFF 性能略微差些,但它们比 PIC 误码率性能都有明显改善.在 BER 为  $10^{-4}$  时, DMIC DFE-EFF 较 PIC 大约有 0.6dB 的性能提升.当 BER 为  $2 \times 10^{-5}$  时, DMIC DFE-EFF 较 PIC 分别有大约 0.8dB 的性能提升.当信噪比(SNR)为 12dB 时, PIC、MIC DFE-EFF 和 DMIC DFE-EFF 的误码率(BER)分别约为  $2.3 \times 10^{-5}$ 、 $8.2 \times 10^{-6}$  和  $8.6 \times 10^{-6}$ .

系统零值比率能比较直观地说明复杂度的变化情况.如图 4 所示,差分结构的 MIC DFE-EFF(DMIC DFE-EFF)的零值率随着级数的增加而增大,而且该比率收

敛很快.当用户数为 7 时,在 2 级检测后,零值比率超过 88%;在 5 级检测后,零值比率超过 99%.当用户数为 15 时,在 2 级检测后,零值比率超过 84%;在 5 级检测后,零值比率超过 98%.这些结果充分说明,如果利用传统的多级检测系统处理数据,会造成绝大部分计算资源的浪费;而利用本文所提出的 DMIC DFE-EFF 多级检测系统处理数据,理论上可减少许多计算量.

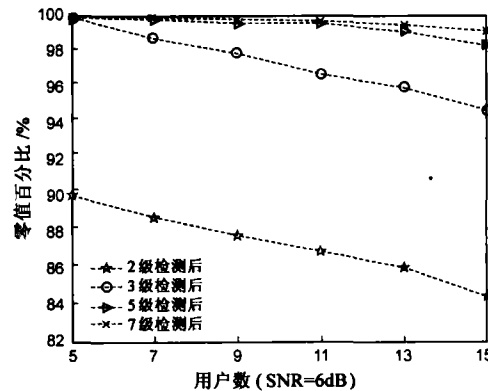


图 4 DMIC DFE-EFF 系统的零值率

图 5 给出 PIC、MIC DFE-EFF 和 DMIC DFE-EFF 三种算法的计算效率.本文在此用了浮点运算方法(比如,加减乘除运算)<sup>[13]</sup>来计算各种算法的计算复杂度.每一级判决后,差分向量(等式(16))中零元素就会增加.经过 7 级之后,差分向量的零元素百分比已经超过 99% (如图 4 所示).我们从图 5 可以看出 PIC 和 MIC DFE-EFF 算法的浮点运算次数随级数呈幂函数形式增长,远远大于呈近似线性增长的 DMIC DFE-EFF 算法.从第 3 级后 DMIC DFE-EFF 算法计算量就小于 PIC 和 MIC DFE-EFF. DMIC DFE-EFF 曲线在 5 级后几乎为水平直线.在重复 20 级后, DMIC DFE-EFF 的计算复杂度仅仅相当于 MIC DFE-EFF 两级重复的计算量.这样根据图 5, 我们 20 级的检测系统计算速度比以往快十倍.

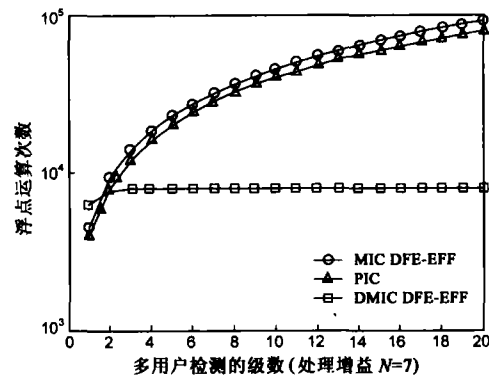


图 5 PIC、MIC DFE-EFF 和 DMIC DFE-EFF 三种算法计算效率图

#### 5 结论

本文通过对 MIC DFE-EFF 和 DMIC DFE-EFF 的性能

和计算效率比较,得出理论上 MIC DFE-EFF 的计算复杂度可以通过差分结构得到很好的改善.仿真结果表明:具有差分结构的多用户反馈干扰抵消 DFE-EFF(DMIC DFE-EFF)的算法的计算复杂度比不具备差分结构的多用户反馈干扰抵消 DFE-EFF(MIC DFE-EFF)的要减少很多,而且 BER 性能几乎持平. DMIC 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.另外, DMIC DFE-EFF 算法应用于 MIMO-OFDM 信号的检测,也将是以后研究的重点.

#### 参考文献:

- [1] J JBlanz, A. Klein, M. Naßhan, A. Steil. Cellular spectrum efficiency of a joint detection C/TDMA mobile radio system[A]. C G Günther (Ed), Proc International Zurich Seminar on Digital Communications [C]. London: Springer-Verlag, 1994. 184 - 195.
- [2] M Weckerle, T Weber, P W Baier, J Oster. Space-time signal processing utilizing multi-step joint detection for the uplink of time division CDMA [A]. Proc International Conference on Communication Technology (ICCT) [C]. Beijing: IEEE Conference, 2000. 1330 - 1335.
- [3] S Verdu. Minimum probability of error for asynchronous multiuser channels[J]. IEEE Trans Info Theory, 1986, 32(1): 85 - 96.
- [4] John G. Proakis. Digital Communications, 4th Ed [M]. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2001.
- [5] M Abdulrahman, D Faconer, A Sheikh. Equalization for interference cancellation in spread spectrum multiple access system [A]. IEEE 42<sup>nd</sup> Vehicular Technology Conference [C]. Denver: IEEE Conference, 1992. 1: 71 - 74.
- [6] 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.
- [7] 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.
- [8] Saif, Waleed Abdulwahed. Adaptive Multiuser Detection with Decision Feedback Equalizer for Interference Cancellation[D]. Saudi Arabia: King Fahd University of Petroleum and Minerals, 2003.
- [9] 孔政敏, 朱光喜. 基于多用户反馈的判决反馈均衡器的研究[J]. 电子学报, 2007, 35(10): 1854 - 1858.  
Kong Zhengmin, Zhu Guangxi. A study of multiuser feedback-based decision feedback equalizer[J]. Acta Electronica Sinica, 2007, 35(10): 1854 - 1858. (in Chinese)
- [10] Achim Nahler, Ralf Imer, Gerhard Fettweis. Reduced and Differential Parallel Interference Cancellation for CDMA Systems[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2002, 20(2): 237 - 247.
- [11] W Lin. Differentially Matched Filter for a Spread Spectrum System[P]. United States Patent 5,663,983, 1997.
- [12] Gang Xu, Sridhar Rajagopal, Joseph R Cavalaro, Behnaam Aazhang. VLSI implementation of the multistage detector for next generation wideband CDMA receivers [J]. Journal of VLSI Signal Processing 2002, 30(1 - 3): 21 - 33.
- [13] 张贤达, 保铮. 通信信号处理 [M]. 北京: 国防工业出版社, 2000.
- [14] Uzmi, Zartash Afzal. Simplified Multiuser Detection for CDMA Systems [D]. Stanford University, USA: Department of Electrical Engineering, 2002.
- [15] Nayak, Birendra Kumar. Adaptive Differential Interference Cancellation in Multiuser Detection Method for DS-CDMA Communication [D]. University of Texas at El Paso, USA: Department of Electrical and Computer Engineering, 2004.

#### 作者简介:

孔政敏 男, 1980 年生于湖北, 2003 年获得华中科技大学电子与信息工程系工学学士. 现为华中科技大学电子与信息工程系博士研究生. 主要研究方向为多用户检测、MIMO-OFDM 信号检测以及下一代通信网络等. E-mail: kongzhengmin5@163.com

丁李 男, 1979 年生于湖北, 华中科技大学博士研究生, 研究方向为网络控制系统及传感器网络.

朱光喜 男, 1945 年生于广西, 教授, 华中科技大学信息科学与工程学院副院长, 武汉光电国家实验室(筹)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.