

# 多载波 CDMA 中的多用户判决反馈检测器

赵大鹏, 庄雪峰, 席斌

(厦门大学自动化系, 福建 厦门 361005)

**摘要:** 提出了基于多载波的最小均方误差(minimum mean-squared error, MMSE)多用户判决反馈检测器(decision-feedback detector, DFD)。MMSE DFD 具有结构比较简单且性能优于线性多用户检测器(LMMSE)的特点。多载波系统相对于传统的单载波系统能够有效地消除频率选择性衰落。在多载波的合并上, 采用了等增益合并(equal gain combination, EGC)和最大比合并(maximal rate combination, MRC)方式。仿真表明, MC-DS/CDMA 系统中的 MMSE DFD EGC 接收机和 MMSE DFD MRC 接收机相对于 LMMSE 接收机可以提高系统性能, 特别是 MMSE DFD MRC 接收机能够明显提高系统性能。

**关键词:** 多载波直扩码分多址; 最小均方误差; 判决反馈检测器; 多用户检测

**中图分类号:** TN914.53 **文献标识码:** A

## Multiuser decision-feedback detectors for MC-DS/CDMA

ZHAO Da-peng, ZHUANG Xue-feng, XI Bin

(Department of Automation, Xiamen University, Xiamen 361005, China)

**Abstract:** We investigate the use of minimum mean-squared error (MMSE) multiuser decision-feedback detectors (DFDs) for a multicarrier direct-sequence code-division multiple-access (MC-DS/CDMA) system. Relative to conventional DS-SS-CDMA system, MC-DS/CDMA system can overcome the frequency-selective fading effectively. Here, we use equal gain combination (EGC) and maximal rate combination (MRC) to combine the detected results on each carrier. In the simulation, we'll see that MMSE DFD EGC and MMSE DFD MRC have better performance than LMMSE.

**Key words:** multicarrier direct-sequence code-division multiple-access; minimum mean-squared error; decision-feedback detector; multiuser detection

## 1 引言

MC-DS/CDMA 系统是目前广泛研究的一个课题<sup>[1]</sup>, 相对于传统的 DS-SS-CDMA 系统, 它能提高无线通信系统的传输速率, 改善频谱利用效率, 并能有效地消除频率选择性衰落<sup>[2]</sup>。由于用户扩频码不能保证完全正交, 因此多址干扰和远近效应仍然是影响 MC-DS/CDMA 系统性能的主要因素。

最小均方误差(minimum mean squared error, MMSE)检测器是一种性能好、实现简单的接收机结构, 理论上具有最优的抗远近效应能力<sup>[3]</sup>。本文提出基于多载波的非线性最小均方误差多用户判决反馈检测器(decision-feedback detector, DFD)。该检测器结构简单且性能优于线性多用户检测器。首先, 在每个载波上进行 MMSE DFD 检测, 再将各个载波上的检测结果进行等增益合并(equal gain combination, EGC)或者最大比合并(maximal rate combination, MRC), 得出最终检测结果。在最后的仿真中, 给出了这两种接收机的性能比较结果。

## 2 系统模型

考虑有  $K$  个用户的同步 MC-DS/CDMA 系统, 载波数为  $M$ 。每个用户在每个载波上的衰落为平坦衰落, 那么第  $m$  路载波的接收信号为

$$r_m(t) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \sum_{k=1}^K A_k \alpha_{k,m} b_k(i) \cdot c_{k,m}(t - iT_b) e^{j2\pi f_c t} + n_m(t) \quad (1)$$

式中:  $A_k, b_k$ ——第  $k$  个用户的信号幅度和符号信息,  $c_{k,m}(t), \alpha_{k,m}$ ——第  $k$  个用户在第  $m$  载波上的特征波形和复高斯衰落,  $T_b, T_c$ ——比特和码片宽度, 满足  $T_b = NT_c/M$ ,  $N$ ——MC-DS/CDMA 的复合增益,  $n_m(t)$ ——高斯白噪声, 双边功率密度谱为  $N_0/2$ 。

通用的 MMSE DFD 接收机结构如图 1 所示。接收信号经过载波解调后送给码片滤波器, 并对输出信号连续采样  $N/M$  个点, 构成向量  $r_m$ , 可以表示为

收稿日期: 2003-11-30; 修回日期: 2004-05-24。

作者简介: 赵大鹏(1979-), 男, 硕士研究生, 主要研究方向为基于多载波 CDMA 系统的多用户检测技术。

$$r_m = \sum_{k=1}^K A_k \alpha_{k,m} b_k c_{k,m} + N_m \quad (2)$$

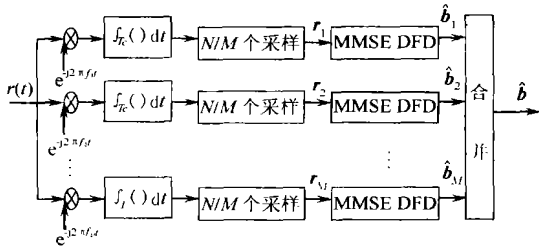


图 1 通用的 MMSE DFD 接收机

式中:  $c_{k,m} = [c_{k,m}^{(1)}, \dots, c_{k,m}^{(N/M)}]^T$ ——第  $k$  个用户在第  $m$  载波上的扩频码, 满足  $c_{k,m}^T c_{k,m} = N/M$ ,  $N_m$ ——第  $m$  载波上零均值高斯白噪声, 满足  $E\{N_m N_m^H\} = \sigma^2 I_{N/M}$  且  $\sigma^2 = N_0 T_c$ 。为便于分析, 记  $s_{k,m} = \alpha_k, m c_{k,m}$ ,  $S_m = [s_{1,m}, \dots, s_{K,m}]$ ,  $A = \text{diag}(A_1, \dots, A_K)$ ,  $b = [b_1, \dots, b_K]^T$ ; 那么式(2) 可以写成如下矩阵形式

$$r_m = S_m A b + N_m = P_m b + N_m \quad (3)$$

每个载波上的 MMSE DFD 接收机结构都是相同的, 唯一的差别就是矩阵  $F^{(m)}$  和  $B^{(m)}$  ( $m = 1, 2, \dots, M$ ) 有所不同。本文仅给出第  $m$  载波上的 MMSE DFD 接收机结构, 如图 2 所示。

MMSE DFD

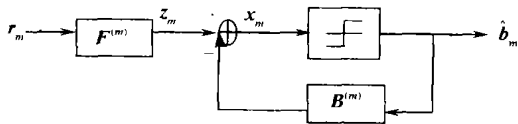


图 2 第  $m$  载波上的 MMSE DFD 接收机结构

### 3 系统分析

第  $m$  载波输入  $r_m$  的协方差矩阵为

$$R_m = E[r_m r_m^H] = P_m P_m^H + \sigma^2 I \quad (4)$$

由图 2 可以得到

$$x_m = (F^{(m)})^H r_m - (B^{(m)})^H \hat{b}_m \quad (5)$$

式中:  $F^{(m)}$ —— $\frac{N}{M} \times K$  的前馈滤波器,  $B^{(m)}$ —— $K \times K$  的反馈滤波器,  $\hat{b}_m$ —— $K \times 1$  的估计信号向量。为了得出最优滤波器, 可以假设  $\hat{b}_m = b_m$ , 则定义 MMSE DFD 输出误差为

$$e_{dfd}^{(m)} \triangleq b_m - x_m \quad (6)$$

其协方差矩阵为

$$\epsilon_{dfd}^{(m)} \triangleq E[e_{dfd}^{(m)} e_{dfd}^{(m)H}] \quad (7)$$

该载波上用户  $k$  的均方误差(MSE)为

$$[\epsilon_{dfd}^{(m)}]_{kk} = E[|b_{mk} - F_k^{(m)H} r_m + B_k^{(m)H} \hat{b}_m|^2] \quad (8)$$

可将用户分为如下两个部分

$$D = \{j: b_{mj} \text{ 被反馈}\} \quad (9)$$

$$U = \{j: j \notin D\} \quad (10)$$

这两部分分别称为“已测”用户和“未测”用户。还可将  $P_m$  中“已测”用户的部分定义为  $P_{mD}$ , 而“未测”用户则定义为  $P_{mU}$ 。

最小化式(8) 中的  $[\epsilon_{dfd}^{(m)}]_{kk}$  可得到<sup>[4]</sup>

$$F_k^{(m)} = R_m^{-1} P_{mk}, \quad B_k^{(m)} = P_{mD}^H F_k^{(m)} \quad (11)$$

式中

$$R_{mU} = P_{mU} P_{mU}^H + \sigma^2 I = R_m - P_{mD} P_{mD}^H \quad (12)$$

是“未测”用户的协方差矩阵。

因此, 用户  $k$  的前向滤波器可看作是只存在“未测”用户时的线性 MMSE 滤波器, 其最小均方误差为

$$[\epsilon_{dfd}^{(m)}]_{kk} = 1 - P_{mk}^H R_{mU}^{-1} P_{mk} \quad (13)$$

该 MMSE 与线性 MMSE 唯一的差别就是用  $R_{mU}$  替换了线性 MMSE 中的  $R_m$ 。若不存在错误反馈, 则“已测”用户的干扰可以完全消除, 用户  $k$  仅仅受到“未测”用户的干扰。也就是说, MMSE DFD 接收机完全消除了“已测”用户的干扰, 并且以 MMSE 方式抑制了“未测”用户的干扰。

多用户判决反馈检测器中的滤波器还可通过最小化  $\text{tr}[\epsilon_{dfd}^{(m)}]$  来获得, 从而得到<sup>[4]</sup>

$$F^{(m)} = R_m^{-1} P_m (I + B^{(m)}) \quad (14)$$

前馈滤波器可看成由线性 MMSE 滤波器  $F_{lin}^{(m)} = R_m^{-1} P_m$ <sup>[5,6]</sup> 和滤波器  $(I + B^{(m)})$  组成, 其中  $B^{(m)}$  是反馈滤波器, 如图 3 所示。通过式(5)、式(6) 和式(14) 可得误差的协方差矩阵为

$$\epsilon_{dfd}^{(m)} = (I + B^{(m)})^H \epsilon_{lin}^{(m)} (I + B^{(m)}) \quad (15)$$

式中:  $\epsilon_{lin}^{(m)}$ ——第  $m$  载波上线性 MMSE 滤波器误差的协方差矩阵, 即若设  $e_{lin}^{(m)} = b_m - F_{lin}^{(m)H} r_m$  为第  $m$  载波上线性 MMSE 滤波器的输出误差, 那么  $\epsilon_{lin}^{(m)} = E[e_{lin}^{(m)} e_{lin}^{(m)H}] = I - P_m^H R_m^{-1} P_m$ 。

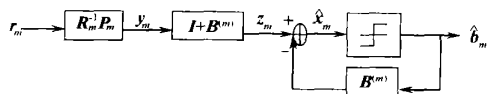


图 3 第  $m$  载波上的最优 MMSE DFD 接收机结构

下面着重研究并行判决反馈。在并行判决反馈中, 将用户分为

$$U = \{k\}, \quad D = \{1, \dots, k-1, k+1, \dots, K\} \quad (16)$$

最初的信号估计值可由前向滤波器中的线性 MMSE 输出得到, 如图 4 所示。在这种情况下, 可以得到

$$F_k^{(m)} = R_{mU}^{-1} P_{mk} = \frac{P_{mk}}{\frac{N}{M} |\alpha_k, m A_k|^2 + \sigma^2} \quad (17)$$

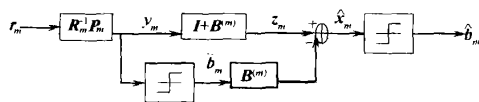


图 4 第  $m$  载波上 P-DFD 接收机结构

结合式(14)和式(17),可得到

$$I + B^{(m)} = (P_m^H P_m + \sigma^2 I) \left( \frac{N}{M} (\alpha_m A)^2 + \sigma^2 I \right)^{-1} \quad (18)$$

式中:  $A$ ——由接收信号幅度构成的对角阵,

$$\alpha_m = \begin{bmatrix} \alpha_{1,m} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \alpha_{2,m} & 0 & \vdots \\ \vdots & 0 & \ddots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & \alpha_{K,m} \end{bmatrix}$$

### 4 合并方式

对于所有载波均可以得到  $\hat{b}_m, m = 1, 2, \dots, M$ . 可以用两种合并方法来合并. 一种是等增益合并, 另一种是最大比合并.

(1) 等增益合并

等增益合并结构如图 5 所示. 在该结构中

$$\hat{b}_m = \text{sgn}((I + B^{(m)})R_m^{-1}P_m r_m - B^{(m)}\text{sgn}(R_m^{-1}P_m r_m)) \quad m = 1, 2, \dots, M \quad (19)$$

$$\hat{b} = \text{sgn}(\hat{b}_1 + \hat{b}_2 + \cdots + \hat{b}_M) =$$

$$\text{sgn}(\text{sgn}((I + B^{(1)})R_1^{-1}P_1 r_1 - B^{(1)}\text{sgn}(R_1^{-1}P_1 r_1)) + \text{sgn}((I + B^{(2)})R_2^{-1}P_2 r_2 - B^{(2)}\text{sgn}(R_2^{-1}P_2 r_2)) + \cdots + \text{sgn}((I + B^{(M)})R_M^{-1}P_M r_M - B^{(M)}\text{sgn}(R_M^{-1}P_M r_M))) \quad (20)$$

(2) 最大比合并

最大比合并结构如图 6 所示. 在该结构中

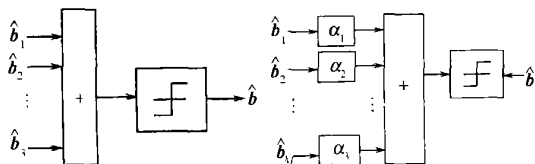


图 5 等增益合并结构

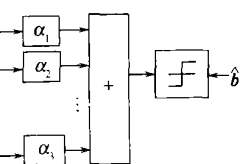


图 6 最大比合并结果

$$\hat{b} = \text{sgn}(\alpha_1 \hat{b}_1 + \alpha_2 \hat{b}_2 + \cdots + \alpha_M \hat{b}_M) =$$

$$\text{sgn}(\alpha_1 \text{sgn}((I + B^{(1)})R_1^{-1}P_1 r_1 - B^{(1)}\text{sgn}(R_1^{-1}P_1 r_1)) + \alpha_2 \text{sgn}((I + B^{(2)})R_2^{-1}P_2 r_2 - B^{(2)}\text{sgn}(R_2^{-1}P_2 r_2)) + \cdots + \alpha_M \text{sgn}((I + B^{(M)})R_M^{-1}P_M r_M - B^{(M)}\text{sgn}(R_M^{-1}P_M r_M))) \quad (21)$$

式中

$$\alpha_m = \begin{bmatrix} \alpha_{1,m} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \alpha_{2,m} & 0 & \vdots \\ \vdots & 0 & \ddots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & \alpha_{K,m} \end{bmatrix}$$

$m = 1, 2, \dots, M$ ——第  $m$  载波的复高斯衰落.

### 5 仿真结果

利用上面的结果可以仿真 LMMSE 接收机、MMSE DFD EGC 接收机和 MMSE DFD MRC 接收机的性能. 基本的仿真参

数为: 扩频码采用单位功率的 31 位长 Gold 码, 即  $N = 31$ , 干扰用户比所要检测用户(这里假设所要检测的用户为用户 1)的功率高 10 dB. 各载波上的信道衰落服从复高斯分布.

首先比较在不同信噪比下各接收机的误码率性能. 载波数  $M = 4$ , 用户数  $K = 31$ , 统计数据为  $10^5$  次, 图 7 给出了各接收机性能比较结果.

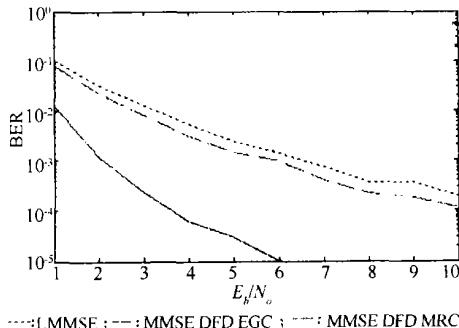


图 7 不同信噪比下各接收机性能比较( $M = 4, K = 31$ )

由图 7 可以看出, MMSE DFD EGC 接收机性能略优于 LMMSE 接收机性能, MMSE DFD MRC 接收机性能要明显优于 LMMSE 和 MMSE DFD EGC 接收机性能.

下面将用户数降为 25 个, 即  $K = 25$ , 载波数  $M$  仍为 4, 统计数据  $10^5$  次. 那么在不同信噪比下各接收机的误码率性能如图 8 所示.

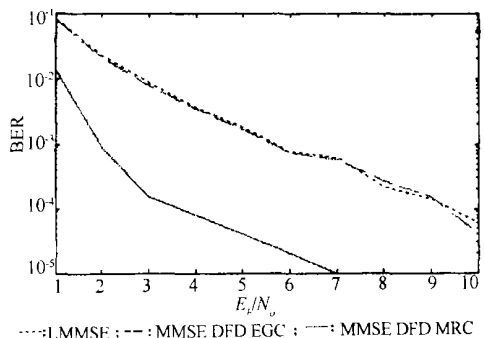


图 8 不同信噪比下各接收机性能比较( $M = 4, K = 25$ )

由图 8 可以看出, MMSE DFD EGC 接收机性能和 LMMSE 接收机性能几乎相同, 而 MMSE DFD MRC 接收机性能则明显优于 LMMSE 和 MMSE DFD EGC 接收机的性能.

最后比较在不同载波数下各接收机的误码率性能. 用户数  $K = 31$ , 信噪比  $\text{SNR} = 3$ , 统计数据为  $10^5$  次. 比较结果如图 9 所示.

由图 9 可看出, 随着载波数的增加, 各接收机的性能迅速得到改善. MMSE DFD EGC 的性能略优于 LMMSE, 且其改善程度几乎不随  $M$  的增加而增加. MMSE DFD MRC 的性能要明显优于 LMMSE 和 MMSE DFD EGC, 且其性能提高程度随着  $M$  的增加而增加.

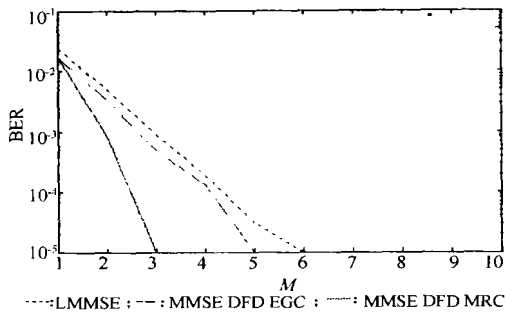


图9 不同载波数下各接收机性能比较(K=31, SNR=3)

### 6 结束语

本文提出了两种基于多载波的 MMSE DFD 接收机结构, 即 MMSE DFD EGC 和 MMSE DFD MRC 结构。在具有相同载波数的情况下, MMSE DFD EGC 和 MMSE DFD MRC 比 LMMSE 具有更低的误码率, 特别是 MMSE DFD MRC 能够明显提高系统性能。在具有不同载波数的情况下, 多载波 MMSE DFD

EGC 和 MMSE DFD MRC 较单载波 MMSE DFD EGC 和 MMSE DFD MRC 具有更好的性能。

### 参考文献:

[ 1 ] Liu H. Signal processing applications in CDMA communications[ M ] . USA: Artech House, 2000.  
 [ 2 ] Kondo S, Milstein L B. Performance of multicarrier DS-SS systems [ J ] . IEEE Trans. on Commun., 1996, 44(2): 238-246.  
 [ 3 ] Wang Y, Wu J, Du Z M, et al. Performance of MMSE multiuser detection for downlink CDMA [ A ] . IEEE International conference on Commun., New Orleans: IEEE, 2000.919-923.  
 [ 4 ] Graeme Woodwards, Rapeepat Ratasuk, et al. Minimum mean-squared error multiuser decision-feedback detectors for DS-SS [ J ] . IEEE Trans. on Commun., 2002, 50(12): 2104-2112.  
 [ 5 ] Rapaic P B, Vucetic BS. Adaptive receiver structures for asynchronous CDMA systems[ J ] . IEEE J. Select. Areas Commun., 1994 12: 685-697.  
 [ 6 ] Madhow U, Honig M L. MMSE interference suppression for direct-sequence spread spectrum CDMA[ J ] . IEEE Trans. on Commun., 1994, 42: 3178-3188.

(上接第 39 页)

0 m, 系统的采样频率为 10 MHz, 目标的飞行速度为 -7 000 m/s, 信噪比为 10 dB, 采用 4 096 点 FFT。直接进行 FFT 处理得到的目标距离像如图 5 所示, 对速度项进行补偿并进行全去斜处理后的距离像如图 6 所示, 可见速度与幅误差使旁瓣抬高, 主瓣加宽, 速度未补偿时还造成目标距离

像的偏移, 当利用文中提出的直接法补偿误差后的目标距离像如图 7 所示, 可见目标的旁瓣在 -35 dB 左右, 基本可满足系统要求, 当采用先补偿后滤波, 补偿位置在 80 m 的目标距离像如图 8 所示, 旁瓣电平在 -38 dB 左右, 可见性能进一步改善。

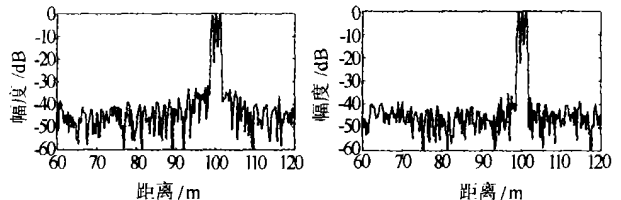
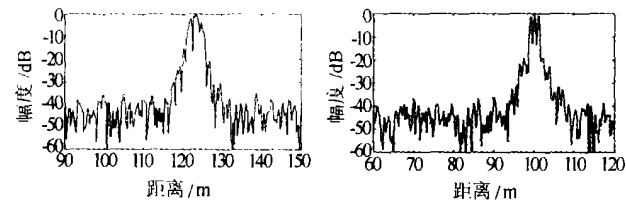


图5 速度未补偿的目标距离像 图6 速度补偿后的目标距离像 图7 直接补偿后的目标距离像 图8 先补偿后滤波后的目标距离像

### 6 结论

宽带高分辨率雷达采用宽带线性调频信号时, 系统的幅相误差与信号的误差会造成目标的距离像显著下降。本文先推导了目标高速运动时具有幅相误差的雷达回波模型, 指出速度对雷达发射支路与接收支路幅相误差的影响是不一样的。文中提出了估计系统幅相误差与信号误差的简单方法, 当目标散射点位置精确已知时, 可得到系统误差的精确估计, 最后提出了幅相补偿的三种方法, 并通过计算机仿真验证了本文方法的正确性。本文的方法为工程中实现线性调频信号幅相误差的估计与补偿提供了基础。

### 参考文献:

[ 1 ] Caputi W J. Stretch: A time transformation technique[ J ] . IEEE Trans.

AES, 1971, 7(2): 269-278.  
 [ 2 ] 刘永坦. 雷达成像技术[ M ] . 哈尔滨: 哈尔滨工业大学出版社, 1999.  
 [ 3 ] Kramer Stuart, A. Doppler and acceleration tolerances of high-gain wideband linear FM correlation sonars[ J ] . Proc. of IEEE, 1967 55(5): 627-636.  
 [ 4 ] 张澄波. 综合孔径雷达[ M ] . 北京: 科学出版社, 1989.  
 [ 5 ] Xu Rongqing, Cao Zhidao, Liu Xinggang. Compensation for distorted LFM signal[ C ] . Proceedings of the IEEE 1994 national Aerospace and Electronics Conference, 1994. 61-66.  
 [ 6 ] Wang Guolin, Xu Rongqing, Cao Zhidao. System compensation for inverse synthetic aperture radar[ C ] . Proceedings of the IEEE 1994 national Aerospace and Electronics Conference, 1994. 455-460.