

CDMA 移动通信系统中的分组并行多用户信号检测器¹

常永宇 杨大成 王文博

(北京邮电大学函授学院 北京 100876)

摘要 该文提出了一种新的分组并行多用户信号检测器结构, 推导了这种多用户信号检测器的检测算法, 算法的计算复杂度与用户数呈线性关系, 而性能优于解相关检测器, 检测器的总延时小于判决反馈多用户信号检测器。数值及仿真结果表明, 当接收到的干扰信号功率高于有用信号 3dB 以上时, 分组并行多用户信号检测器的误码性能趋于某一值, 因而该检测器可以有效地克服 CDMA 移动通信中的远近效应。

关键词 码分多址联结, 多用户检测, 抗远近效应

中图分类号 TN914.4

1 引言

CDMA 技术的提出解决了 TDMA 移动通信系统容量小的问题, 并在移动通信系统中得到了广泛的应用。然而在 DS-CDMA 系统中多个用户随机接入, 由于地址码不正交引起多址干扰, 多址干扰的存在严重影响系统容量。传统信号检测器在多用户条件下性能明显恶化, 近年来国际上提出了一些改进的信号检测方案, 匹配滤波器组结合 Viterbi 译码算法的最佳多用户检测^[1]虽具有最佳的性能, 但运算复杂度随用户数呈指数增加, 为 $O(2^K)$, 为降低运算复杂度, 一些次优的多用户检测器成为可能的选择, 如线性检测^[2-4], 多级检测^[5,6], 判决反馈检测^[7]等。本文提出了一种新的多用户检测器结构, 推导了这种多用户检测器的检测算法, 算法的计算复杂度与用户数呈线性关系, 而性能优于解相关检测器、检测器的总延时小于判决反馈多用户信号检测器。

2 系统模型

考虑高斯信道下 K 个用户的同步 DS/CDMA 系统。设 $b_k \in \{-1, 1\}$ 为第 k 个用户信息比特值, K 个用户发送信息矢量为 $\mathbf{b} = [b_1, b_2, \dots, b_K]^T$, 且 b_k 相互独立。 $s_k(t)$ ($k = 1, 2, \dots, K$) 为第 k 个用户归一化扩频信号, $\int_0^{T_b} s_k^2(t) dt = 1$, T_b 为信息比特的时间宽度, 加性高斯白噪声的双边功率谱密度为 $N_0/2$ (W/Hz), $\sigma^2 = N_0/2$ 。

传统检测器为一匹配滤波器组加相应的采样判决电路构成, 在 T_b 时刻匹配滤波器组的输出矢量为

$$\mathbf{y} = \mathbf{R}\mathbf{P}\mathbf{b} + \mathbf{z} \quad (1)$$

其中 \mathbf{R} 是 $K \times K$ 的归一化的互相关阵, 它代表了每两个用户地址码之间的相关值。当 K 个地址码线性无关时 (此条件在扩频通信中一般均满足), 则 \mathbf{R} 是正定的。 \mathbf{P} 是一个与接收到的信号功率对应的 $K \times K$ 的对角阵, $\mathbf{P} = \text{diag}[\sqrt{P_1}, \sqrt{P_2}, \dots, \sqrt{P_K}]$, P_k 为接收到的第 k 个用户的功率。 \mathbf{z} 为匹配滤波器组输出噪声矢量, $\mathbf{z} = [z_1, z_2, \dots, z_K]^T$, 其自相关阵为 $\sigma^2 \mathbf{R}$ 。

直接判决 (1) 式所给出的接收机的相关输出, 可得接收机的信息恢复矢量

$$\mathbf{b} = \text{sgn}[\mathbf{y}] = \text{sgn}[\mathbf{R}\mathbf{P}\mathbf{b} + \mathbf{z}] \quad (2)$$

¹ 1999-07-22 收到, 2000-03-28 定稿

国家基础研究发展规划项目资助

如果没有多址干扰,即为单一用户的系统。单一用户系统最佳接收的误码率可作为任何检测方法的性能上界,这个误比特率 (BER) 为

$$P_e^{(k)}(\text{SU}) = Q\left(\frac{\sqrt{P_k}}{\sigma}\right) \quad (3)$$

其中 Q 函数定义为 $Q(x) = \int_x^\infty \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{y^2}{2}\right) dy$ 。

对于传统信号检测器,由于用户信号间互相关信息未加利用,所以输出性能必然受限于多址干扰。对于用户 k ,传统检测器的误比特率为^[2]

$$P_e^{(k)}(\text{C}) = \frac{1}{2^{K-1}} \sum_{\beta \in \{-1,1\}^{K-1}} Q\left(\frac{\sqrt{P_k} - \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq k}}^K R_{ik} \sqrt{P_i} b_i}{\sigma}\right) \quad (4)$$

其中 β 为除用户 k 以外的 $K-1$ 维列矢量,表示其它用户对用户 k 的干扰。

对于判决反馈多用户检测器^[7],引入正定矩阵的 Cholesky 分解:如果 R 是正定矩阵,那么 R 存在唯一的具有正对角元的下三角阵 L ,使得 $R = L^T L$ 。由于互相关阵是正定的,对 (1) 式作线性变换得到: $x = (L^T)^{-1} y = L P b + v$, $v = (L^T)^{-1} z$ 仍为高斯噪声矢量,其自相关阵为: $R(v) = \sigma^2 I$ 。 I 为 $K \times K$ 的单位矩阵。

取 x 作为判决变量,进行检测判决得到

$$\hat{b} = \text{sgn}[x] = \text{sgn}[L P b + v] \quad (5)$$

由判决反馈可得到用户 k 的判决变量

$$x'_k = L_{kk} \sqrt{P_k} b_k + \sum_{i=1}^{k-1} L_{ki} \sqrt{P_i} (b_i - \hat{b}_i) + v_k \quad (6)$$

$L_{ij} (i = 1, 2, \dots, K, j = 1, 2, \dots, K)$ 为下三角阵 L 的元素, $v_k (k = 1, 2, \dots, K)$ 为噪声矢量 v 的分量,若用户功率按递减顺序排列,即 $P_1 \geq P_2 \geq \dots \geq P_K$,则第 k 个用户的误比特率为

$$\begin{aligned} P_e^{(k)}(\text{W}) &= P_r[\hat{b}'_k = 1/b_k = -1] = P_r[x'_k > 0/b_k = -1] \\ &= E_\beta [P_r(v_k > L_{kk} \sqrt{P_k} - \sum_{i=1}^{k-1} L_{ki} \sqrt{P_i} \Delta b_i)] \\ &= 2^{1-k} \sum_{\beta \in \{-1,1\}^{k-1}} Q\left(\frac{L_{kk} \sqrt{P_k} - \sum_{i=1}^{k-1} L_{ki} \sqrt{P_i} \Delta b_i}{\sigma}\right) \end{aligned} \quad (7)$$

其中 β 为 $(k-1)$ 维列矢量, E_β 为对 β 求均值, $\Delta b_i = b_i - \hat{b}_i$ 。

3 分组并行多用户信号检测器

针对同步 DS/CDMA 通信系统,根据判决反馈多用户检测器和并行运算的思想,本文提出了分组并行多用户信号检测器,其原理如下: (1) 对要检测的全体用户按接收功率大小进行排序; (2) 对排序后的全体用户进行分组; (3) 根据分组的情况对匹配滤波器组的输出矢量进行变换,生成多个新的子矢量; (4) 对每一个新的子矢量进行判决反馈多用户检测。这种方法既增加了检测器的运算速度,又提高了每个用户的检测性能,但付出了更大的硬件复杂度。其结构如图 1 所示。

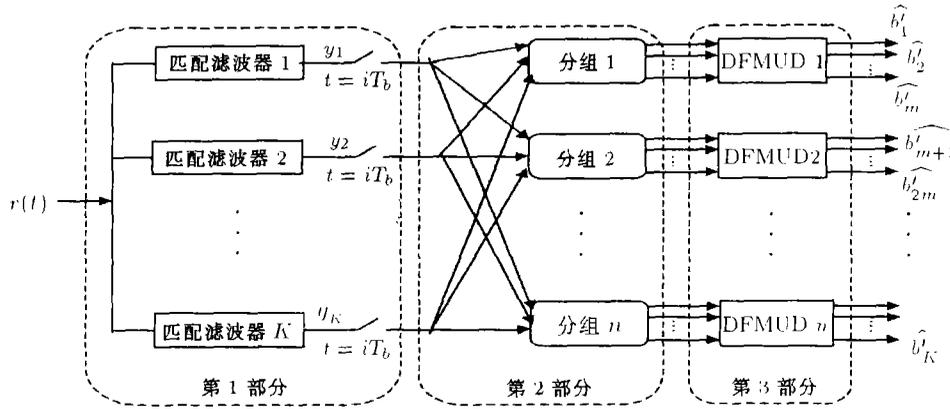


图1 分组并行判决反馈多用户检测器结构

第1部分的作用是形成接收机的充分统计量，得到(1)式。

第2部分的任务是对 K 个用户进行分组，并且产生新的统计量 x_1, x_2, \dots, x_n ，目的是使得每一个新的分组中的用户不再受其它用户的干扰。假设系统中用户数为 K ，这些用户分为 n 组，每一组用户数为 m ，即 $y = [y_1^T, y_2^T, \dots, y_n^T]^T$ ， $b = [b_1^T, b_2^T, \dots, b_n^T]^T$ ， $P = \text{diag}[P_1, P_2, \dots, P_n]$ ，在此过程中需进行两次矩阵乘法运算。

第1次矩阵乘法为 $\Psi_i = G_i y$ ，它是对 y 进行行变换，把 y_i 置前，即 $\Psi_i = [y_i^T, y_1^T, y_2^T, \dots, y_{i-1}^T, y_{i+1}^T, \dots, y_n^T]^T$ 。其中 I 表示一个 $K \times K$ ，即 $(m \times n) \times (m \times n)$ 的单位矩阵，并且对 I 进行分块，分成 n 个 $m \times K$ 的子矩阵 I_1, I_2, \dots, I_n ，如 $I = [I_1, I_2, \dots, I_{i-1}, I_i, I_{i+1}, \dots, I_n]^T$ ，则构造矩阵 G_i 为 $G_i = [I_i, I_1, I_2, \dots, I_{i-1}, I_{i+1}, \dots, I_n]^T$ 。

第2次矩阵乘法为 $x_i = T_i \Psi_i$ ，它实现充分统计量 Ψ_i 到统计量 x_i 的一个转换，使得 x_i 中的各元素只与信息 b_i 有关，而与其它用户信息无关，解除了与其它用户信息的相关性。具体过程为： $G_i R G_i^T = E_i^T E_i$ ，其中 E_i 是下三角矩阵，根据Cholesky分解得到 E_i ，再计算 $L_i = (E_i^T)^{-1}$ ，则 T_i 是由 L_i 中前 m 行元素按原来的顺序构成的 $m \times K$ 的子矩阵。

第3部分的任务是对 n 组新的统计量 x_1, x_2, \dots, x_n 进行判决反馈多用户信号检测，可得到每一用户的误码性能。由第2部分可知 $G_i R G_i^T = E_i^T E_i$ ， H_i 是 E_i 中前 m 行前 m 列的元素构成的 $m \times m$ 的下三角矩阵，则有 $x_i = H_i P_i b_i + z_i$ ，其中 $x_i = [x_i^1, x_i^2, \dots, x_i^m]^T$ ， $b_i = [b_i^1, b_i^2, \dots, b_i^m]^T$ ， H_i 的 k 行 l 列元素为 $h_i^{k,l}$ ， $P_i = \text{diag}[\sqrt{P_i^1}, \sqrt{P_i^2}, \dots, \sqrt{P_i^m}]$ ， $z_i = [z_i^1, z_i^2, \dots, z_i^m]^T$ ，它是 m 维的均值为 $[0_i^1, 0_i^2, \dots, 0_i^m]^T$ 的高斯噪声分量。其自相关矩阵为 $\sigma^2 I_i$ ， I_i 为 $m \times m$ 的单位矩阵。

4 性能分析与比较

本节将对几种典型的检测器性能作一分析和比较。第2节中已导出了几种检测器的误码率，下面给出解相关检测器的误码性能。对于解相关检测器^[2]，第 k 个用户的误码率为

$$P_e^{(k)}(\text{dec}) = Q\left(\sqrt{\frac{P_k}{\sigma^2 R_{kk}^{-1}}}\right) \quad (8)$$

其中 $R_{kk}^{-1} \geq 1$ 为 R 的逆阵中第 (k, k) 个元素。由 (8) 式可知解相关检测器的误码性能与接收到的其它用户的信号功率无关, 因此它具有最佳的抗远近效应, 但由于 R_{kk}^{-1} 的引入, 使其误码率与单用户系统相比仍然较高。

对判决反馈多用户信号检测器, 其误码率由 (7) 式所示, 在一般情况下, 第 k 个用户的误比特率闭合表示式比较复杂, 考虑到前 $(k-1)$ 个用户信号的判决中, 判错一个用户的概率比判错两个以上用户的概率大的多, 如果忽略前 $(k-1)$ 个用户的判决中判错两个和两个以上用户的概率, 且已知前 $(k-1)$ 个用户的误比特率, 那么用户 k 的误比特率为

$$P_e^{(k)}(W) \approx Q\left(\frac{L_{kk}\sqrt{P_k}}{\sigma}\right) \prod_{i=1}^{k-1} (1 - P_e^{(i)}) + \frac{1}{2} \sum_{i=1}^{k-1} \left\{ P_e^{(i)} \prod_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^{k-1} (1 - P_e^{(j)}) \left[Q\left(\frac{L_{kk}\sqrt{P_k} - 2L_{ki}\sqrt{P_i}}{\sigma}\right) + Q\left(\frac{L_{kk}\sqrt{P_k} + 2L_{ki}\sqrt{P_i}}{\sigma}\right) \right] \right\} \quad (9)$$

其中 $P_e^{(i)}$ 为用户 i ($i = 1, 2, \dots, k-1$) 的误比特率。

现以四用户 DS-CDMA 系统为例, 对各多用户信号检测器的误码性能做一比较。令归一化互相关阵为

$$R = \frac{1}{7} \begin{pmatrix} 7 & -1 & 3 & 3 \\ -1 & 7 & -1 & 3 \\ 3 & -1 & 7 & -1 \\ 3 & 3 & -1 & 7 \end{pmatrix}$$

计算结果如图 2, 图 3 所示, 在接收信号等功率和不等功率的条件下, 分组并行多用户检测器的性能均优于解相关检测器, 但劣于判决反馈多用户检测器。其性能损失在于没有完全利用扩频信号间的互相关性。

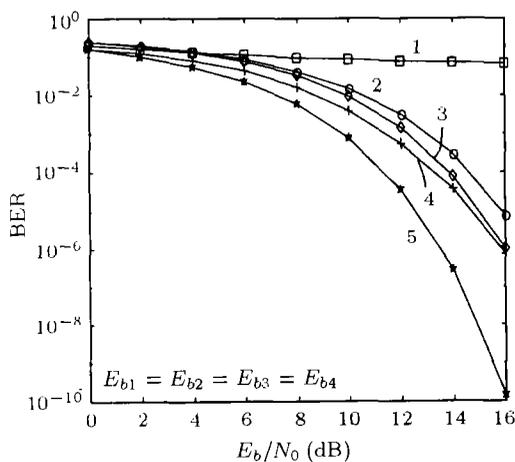


图 2 接收信号等功率时用户 4 的误码性能

- 1: 传统检测器
- 2: 解相关多用户检测器
- 3: 分组并行多用户检测器
- 4: 判决反馈多用户检测器
- 5: 单用户检测器

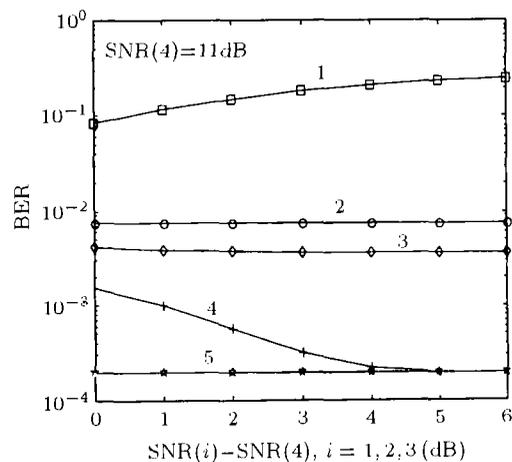


图 3 接收信号不等功率时用户 4 的误码性能

- 1: 传统检测器
- 2: 解相关多用户检测器
- 3: 分组并行多用户检测器
- 4: 判决反馈多用户检测器
- 5: 单用户检测器

另外我们利用 Synopsys 公司提供的仿真工具, 对上述分析的 5 种检测器的误码性能在 COSSAP 平台上作了计算机仿真, 信道采用 AWGN 信道, 仿真时扩频码为 GOLD 码, 长度为 7, 用户 1 到用户 4 之间的相关矩阵同前, 仿真时的主要参数有:

信道增益: Channel-Gain; 用户信噪比: E_{s_i}/N_0 ($i = 1, 2, 3, 4$); AWGN 信道输入信噪比: $\text{SNR} = 10 \log(E_b/N_0)$; 符号能量: E_s ; 比特能量: E_b .

在不等功率时参数设置如下:

User1-User3, Channel-Gain: $G(\text{dB})$, User4, Channel-Gain: 0dB

User1-User3: $\frac{E_{s1}}{N_0} = \frac{E_{s2}}{N_0} = \frac{E_{s3}}{N_0}$; User4: $\frac{E_{s4}}{N_0} = 11\text{dB}$.

$\frac{E_{s_i}}{N_0} = \frac{E_{s4}}{N_0} + G(\text{dB})$

$G(\text{dB})$: loop from 0 to 6 step 1

$7E_b = E_{s1} + E_{s2} + E_{s3} + E_{s4} = E_{s4}(1 + 3 \times 10^{G(\text{dB})/10})$

$\text{SNR} = 10 \log \frac{E_b}{N_0} = 11(\text{dB}) + 10 \log[(1 + 3 \times 10^{G(\text{dB})/10})/7]$

仿真结果如图 4 所示. 用相同的方法设置用户在等功率情况下的参数, 可得图 5. 仿真结果与数值计算结果变化趋势基本相同, 证明了理论分析的正确.

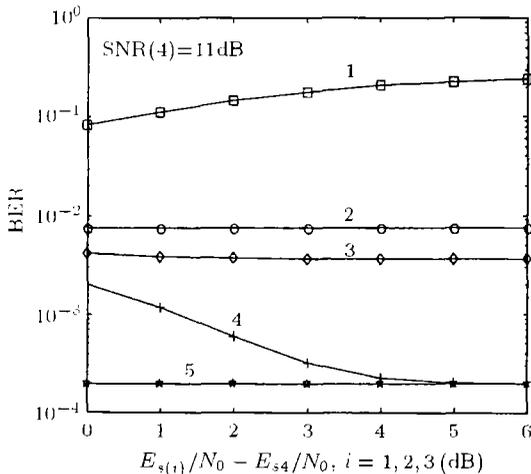


图 4 接收信号不等功率时用户 4 的误码性能

- 1: 传统检测器
- 2: 解相关多用户检测器
- 3: 分组并行多用户检测器
- 4: 判决反馈多用户检测器
- 5: 单用户检测器

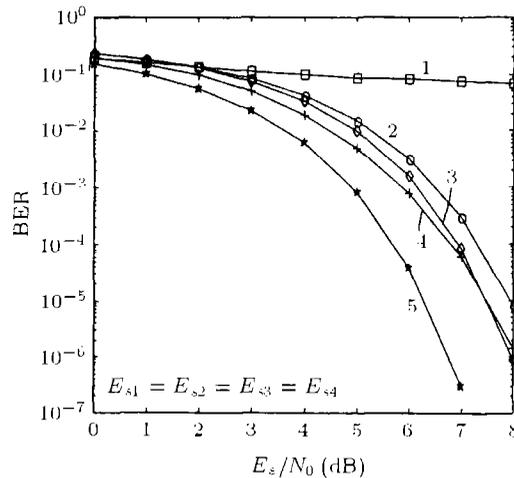


图 5 接收信号等功率时用户 4 的误码性能

- 1: 传统检测器
- 2: 解相关多用户检测器
- 3: 分组并行多用户检测器
- 4: 判决反馈多用户检测器
- 5: 单用户检测器

5 结 论

许多研究表明, 多用户检测器需要在运算复杂度与误码性能之间、在运算复杂度与对信号功率估计的精度之间、在被抵消干扰的用户数与用户能够容忍的延时之间作出协调. 分组并行的多用户信号检测器较好地做到了这一点. 这种检测器的误码性能明显优于解相关检测器. 同时由于被抵消的用户数少了, 所以系统的总延时大大减少, 同时对功率排序和对功率估计的精度要求自然降低了.

参 考 文 献

- [1] S. Verdu, Minimum probability of error for asynchronous Gaussian multiple-access channels, IEEE Trans. on IT, 1986, IT-32(1), 85-96.
- [2] R. Lupas, S. Verdu, Linear multiuser detectors for synchronous code-division multiple-access channels, IEEE Trans. on IT, 1989, IT-35(1), 123-136.
- [3] R. Lupas, S. Verdu, Near-far resistance of multiuser detectors in asynchronous channels, IEEE Trans. on Commun. 1990, COM-38(4), 496-508.
- [4] Z. Xie, R. T. Short, C. K. Rushfroth, A family of suboptimum detectors for coherent multiuser communications, IEEE J. on SAC, 1990, 8(4), 683-690.
- [5] M. K. Varanasi, B. Aazhang, Multistage detection in asynchronous code-division multiple-access communications, IEEE Trans. on Commun., 1990, 38(4), 509-519.
- [6] M. K. Varanasi, B. Aazhang, Near-optimum detection in synchronous code-division multiple-access system, IEEE Trans. on Commun., 1991, COM-39(5), 725-736.
- [7] A. Duel-Hallen, Decorrelating decision-feedback multiuser detector for synchronous code-division multiple-access channel, IEEE Trans. on Commun., 1993, COM-41(2), 285-290.

A GROUPED PARALLEL MULTIUSER DETECTOR
FOR CDMA MOBILE COMMUNICATIONS

Chang Yongyu Yang Dacheng Wang Wenbo

(Beijing University of Posts and Telecommunications, Beijing 100876, China)

Abstract A new grouped parallel multiuser detector is proposed and the corresponding algorithm is derived in this paper. The complexity of this detector is linear to the number of users and the performance is better than the decorrelating detector. The detection's delay is smaller than the decision-feedback detector. Numerical and simulation results show that the bit error rate (BER) of the grouped parallel multiuser detector approaches some value when the multiple access interference (MAI) power is 3dB higher than the useful signal power, so this detector can resist near-far effect efficiently for CDMA mobile communications.

Key words CDMA communications, Multi-user detection, Near-far resistance

常永宇: 女, 1963年生, 工学硕士, 现从事 CDMA 移动通信的研究.

杨大成: 男, 1951年生, 教授, 博士生导师, 现从事移动通信系统的研究.

王文博: 男, 1965年生, 教授, 现从事 CDMA 移动通信和数字信号处理的研究.