

# 一种部分并行干扰对消因子的计算方法<sup>1</sup>

曾召华 刘贵忠

(西安交通大学信息与通信工程研究所 西安 710049)

**摘要** 在 CDMA 系统中,多用户检测是一种行之有效的方法,而具有部分干扰因子的并行干扰抵消检测器则是目前多用户检测技术中最简单、有效的接收机,但长期以来,部分干扰因子的确定大多根据实验,缺乏理论支持。该文在基于 MMSE 准则下,给出了一个两级 PPIC 接收机的部分干扰因子的计算公式,计算机仿真表明它具有良好的干扰消除能力,且对干扰信号功率和噪声估计偏差不敏感。

**关键词** 多用户检测,最小均方误差,并行干扰对消,部分对消因子

**中图分类号** TN911.4, TN914

## 1 引言

自 90 年代初 M. K. Varanasi 和 B. Aazhang 提出多级多用户检测思想以来<sup>[1]</sup>,并行干扰对消(PIC, Parallel Interference Cancellation)技术就被认为是最有可能实现的多址干扰抑制技术<sup>[2-6]</sup>。但由于 PIC 所采用的是基于“估计→恢复→对消”这一基本思想,它将估计值直接用于对消将可能造成输出信号中干扰的方差放大,且对信号的估计也是一种有偏估计,而基于部分对消因子(PCF, Partial Cancellation Factor)的干扰对消方案通过对估计输出进行加权,适当修正现有的对消函数,使得每一级输出信号的方差极小,以减小系统的误码率<sup>[3-6]</sup>。

尽管 PCF 对 PIC 的性能有较大的提高,但到目前为止,PCF 一般根据实验来确定某个固定值<sup>[3,4]</sup>,或者经过优化,但急剧增加系统复杂性<sup>[5,6]</sup>。本文在基于 MMSE 的准则下,给出一个 PCF 的计算公式。实验表明,它具有较好的性能、较低的复杂度。

本文安排如下:第 2 节分析常规 2 级 PIC 模型,指出其不足之处,引出基于 PCF 的 PPIC(Partial PIC)方案;第 3 节具体分析求解 PCF,给出其通用显式表达式和简化表达式;第 4 节给出仿真实验;第 5 节对本文作一总结。

## 2 常规 PPIC 模型

考虑直扩 CDMA 基带系统,每个正在通信的用户被唯一地分配了一个独立的伪随机序列作为扩频码,并采用 BPSK 调制方式。同时假定没有定时和相位误差,则第  $k$  个用户的发送信号为

$$s_k(t) = \sqrt{2P_k} a_k(t) b_k(t) \quad (1)$$

当有  $K$  用户同时通信时,其所在基站接收的基带信号可表达为

$$r(t) = \sum_{k=1}^K s_k(t - \tau_k) + n(t) = \sum_{k=1}^K \sqrt{2P_k} a_k(t - \tau_k) b_k(t - \tau_k) + n(t) \quad (4)$$

其中  $a_k(t)$  和  $b_k(t)$  分别表示第  $k$  用户的扩频序列和信息波形,并分别在其扩频符号持续时间  $T_c$  内和信息符号持续时间  $T$  内可表示为  $a_k(j)$ ,  $b_k(i)$ ;  $b_k(i) \in \{\pm 1\}$ ,  $a_k(j) \in \{\pm 1\}$  分别表示第  $k$  个用户的第  $i$  个信息码和其扩频码的第  $j$  个符号;同时假设  $b_k(i)$ 、 $a_k(j)$  是满足独立同分布的贝努利随机变量;  $P_k$ ,  $\tau_k$  分别表示用户  $k$  的功率和传输时延。 $n(t)$  定义为双边功率谱密度为  $N_0/2$  的加性高斯白噪声。 $N = T/T_c$  表示用户扩频增益。

<sup>1</sup> 2001-12-17 收到, 2002-06-24 改回

国家教育部高等学校博士学科点专项科研基金(No.2000069828)、陕西省教委专项基金(No.01jk194)资助

第  $k$  个用户的第  $i$  个比特的匹配滤波输出为<sup>[1]</sup>.

$$Z_{k,i} = \sum_{iT_b + \tau_k}^{(i+1)T_b + \tau_k} r(t) a_k(t - \tau_k) dt \quad (3)$$

传统的检测方法就是对  $Z_{k,i}$  进行硬判决, 即

$$\hat{b}_{k,i} = \text{sgn}(Z_{k,i}), \quad \hat{P}_k = 2[Z_{k,i}/T]^2 \quad (4)$$

下面采用如下的标号法: 上标 (2) 表示检测器的第 2 级, 即经过 1 级干扰消除后的输出. 而第 1 级即传统检测器结果的上标 (1) 可以省略. 则第  $k$  个用户的第 1 级的输出再生信号为

$$\hat{s}_k(t - \tau_k) = \sqrt{2\hat{P}_k} a_k(t - \tau_k) b_k(t - \tau_k) \quad (5)$$

那么, 对用户  $k$  来说, 经过第 1 级匹配、判决处理后, 新的接收信号  $r_k^{(2)}$  为

$$r_k^{(2)}(t) = r(t) - \sum_{j=1, j \neq k}^K \hat{s}_j(t - \tau_j) \quad (6)$$

进行类似的相关处理, 则 PIC 第 2 级匹配滤波输出为<sup>[3]</sup>

$$E[Z_{k,i}^{(2)}] = T \sqrt{P_k/2} b_{k,i} [1 - (K-1)/(3N)] \quad (7)$$

从 (7) 式可以看出,  $Z_{k,i}^{(2)}$  是一个有偏估计, 它降低了信号幅值, 将有可能引起判别错误. 为此, 将修改 (6) 式, 即在全并行干扰对消 FPIC(Full PIC) 的第 2 级引入 PCF  $\zeta_k \in [0, 1]$ . 则 PPIC 的第 2 级输入信号为

$$r_k^{(2)}(t) = r(t) - \zeta_k \sum_{j=1, j \neq k}^K \hat{s}_j(t - \tau_j) \quad (8)$$

在引入 PCF 后, (7) 式可改写为

$$E[Z_{k,i}^{(2)}] = T \sqrt{P_k/2} b_{k,i} [1 - \zeta_k (K-1)/(3N)] \quad (9)$$

### 3 PCF 的求解与优化

3.1  $\zeta_k$  的通解 定义  $\varepsilon_{k,i}^{(2)}$  为用户  $k$  第  $i$  个比特第 2 级的期望值与判别输出之间的均方误差期望, 即

$$\varepsilon_{k,i}^{(2)} = E\{[\sqrt{2P_k} b_{k,i} - Z_{k,i}^{(2)}]^2\} \quad (10)$$

则 (3) 式可展开如下:

$$Z_{k,i} = \sqrt{2P_k} b_{k,i} + \sum_{j=1, j \neq k}^K \sqrt{2P_j} [b_j(i - l_{j,k}) R_{j,k}(\tau_{j,k}) + b_j(i - l_{j,k} + 1) R'_{j,k}(\tau_{j,k})] + \sigma_{k,i} \quad (11)$$

式中  $\tau_{j,k} = \tau_j - \tau_k$ ,  $l_{j,k} = [\text{sgn}(\tau_{j,k}) + 1]/2$ ,  $\sigma_{k,i}$  是均值为 0, 方差为  $N_0T/4$  的高斯随机变量。  $R_{j,k}(\tau)$ ,  $R'_{j,k}(\tau)$  表示部分相关函数, 有

$$\left. \begin{aligned} R_{j,k}(\tau) &= \int_0^T a_j(t-\tau)a_k(t)dt \\ R'_{j,k}(\tau) &= \int_\tau^T a_j(t-\tau)a_k(t)dt \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

为求出  $\zeta_k$ , 令

$$\partial \varepsilon_{k,i}^{(2)} / \partial \zeta_k = 0 \quad (13)$$

联系 (9) 式, 则可求出

$$\left. \begin{aligned} \zeta_{\text{opt},k} &= \frac{1}{\alpha_k} \sum_{j=1, j \neq k}^K P_j [R_{j,k}^2(\tau_{j,k}) + R'_{j,k}{}^2] \\ \alpha_k &= \sum_{j=1, j \neq k}^K \left\{ \left( P_j + \frac{N_0}{2T} \right) [R_{j,k}^2(\tau_{j,k}) + R'_{j,k}{}^2(\tau_{j,k})] \right. \\ &\quad + P_k [R_{j,k}^4(\tau_{j,k}) + 4R_{j,k}^2(\tau_{j,k})R'_{j,k}{}^2(\tau_{j,k}) + R'_{j,k}{}^4(\tau_{j,k})] \left. \right\} \\ &\quad + \sum_{j=1, j \neq k}^K \sum_{m=1, m \neq j, k}^K P_m \left\{ R_{m,j}^2(\tau_{m,j})R_{j,k}^2(\tau_{j,k}) \right. \\ &\quad \left. + [R'_{m,j}(\tau_{m,j})R_{j,k}(\tau_{j,k}) + R_{m,j}(\tau_{m,j})R'_{j,k}(\tau_{j,k})]^2 + R'_{m,j}{}^2(\tau_{m,j})R'_{j,k}{}^2(\tau_{j,k}) \right\} \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

3.2 次优  $\zeta_{\text{opt},k}$  的确定 不失一般性, 令  $T_c = 1$ , 则  $T = N$ 。因为  $\tau_k \in [0, T_b]$ , 则可认为  $\tau_k$  为  $[0, N-1]$  中的某个整数, 引入离散互相关函数的定义, (12) 式重新定义如下:

$$\left. \begin{aligned} R_{j,k}(\tau) &= \sum_{i=0}^{\tau-1} X_i, \quad 0 \leq \tau \leq N-1 \\ R'_{j,k}(\tau) &= \sum_{i=0}^{N-\tau-1} Y_i, \quad 0 \leq \tau \leq N-1 \end{aligned} \right\} \quad (15)$$

式中  $X_i$ ,  $Y_i$  满足二值、独立等概分布, 即  $X_i \in [-1/N, 1/N]$ ,  $Y_i \in [-1/N, 1/N]$ , 并有

$$\left. \begin{aligned} E[R_{j,k}(\tau)] &= 0 \\ E[R_{j,k}^2(\tau)] &= \tau/N^2 \\ E[R_{j,k}^4(\tau)] &= (3\tau^2 - 2\tau)/N^4 \end{aligned} \right\} \quad (16)$$

同理可求出  $R'_{j,k}(\tau)$  的 1 次方、2 次方和 4 次方期望。联系 (14) 式, 代入相应的互相关值, 则可求出

$$\zeta_k = \frac{3N^3}{\alpha_k} \sum_{j=1, j \neq k}^K P_j \quad (17)$$

式中

$$\alpha_k = \sum_{j=1, j \neq k}^K 3N^3(P_j + \frac{N_0}{2}) + 3N^2(K-1) \sum_{m=1, m \neq j, k}^K P_m + P_k(K-1)(8N^2 - 6N + 1)$$

#### 4 实验结果

**实验 1** 以用户 1 为例, 设  $N=31$ , 其信噪比  $\text{SNR}=6\text{dB}$ 。在具有理想功率控制下 (即所有用户功率相等), 其比特误码率  $\xi$  随用户数  $K$  变化的比较, 实验结果如图 1 所示。图中曲线含义 (以下实验同): 1 表示传统检测器; 2 表示  $\zeta=1$  的 2 级 FPIC 检测器; 3 表示  $\zeta=0.8$  的 2 级 PPIC 检测器; 4 表示本文提出的 2 级 PPIC 检测器。

**实验 2** 设  $N=31$ ,  $K=20$ ,  $\xi$  随  $\text{SNR}$  变化的比较, 其它条件同实验 1, 结果如图 2 所示。

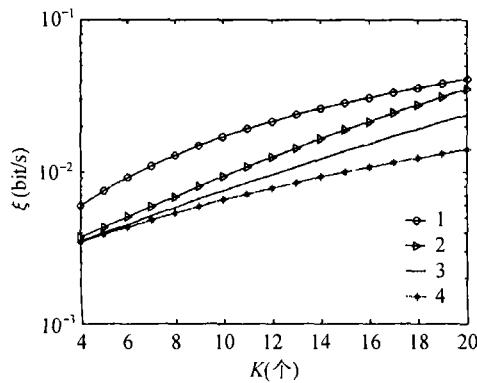


图 1 误比特率随用户数  $K$  的变化关系比较

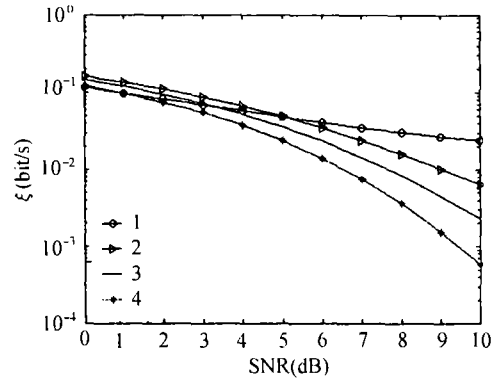


图 2 误比特率随  $\text{SNR}$  变化的比较 (等功率)

**实验 3** 设  $N=128$ ,  $K=64$ , 用户平均分成两组, 每组内用户等功率。其中一组用户 (包括目标用户 1) 的信噪比比另外一组信噪比高  $6\text{dB}$ ,  $\xi$  随  $\text{SNR}$  变化的比较, 其它条件同实验 1, 结果如图 3 所示。

**实验 4** 包括目标用户 1 的一组用户  $\text{SNR}$  比另外一组低  $6\text{dB}$ , 其它条件同实验 3, 结果如图 4 所示。

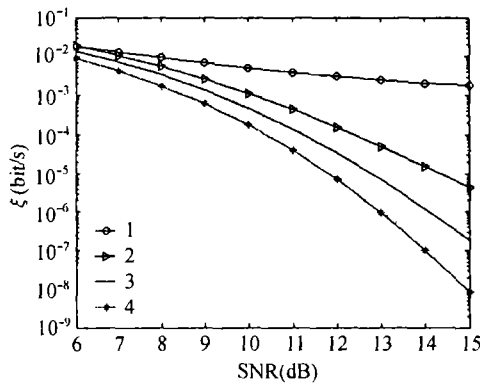


图 3 误比特率随  $\text{SNR}$  变化的比较  
(其中目标用户 1 所在的一组比另外一组功率高  $6\text{dB}$ )

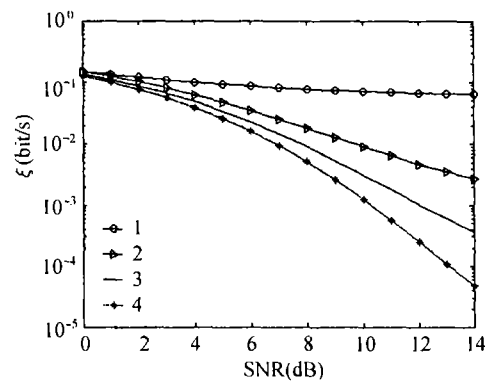


图 4 误比特率随  $\text{SNR}$  变化的比较  
(其中目标用户 1 所在的一组比另外一组功率低  $6\text{dB}$ )

从图 1 可以看出: 随着用户数  $K$  的增大, 所有检测方法的性能都随之恶化; 而在相同用户数  $K$  下, 引入 PCF 可以改善误码性能, 而采用本文的优化  $\zeta_1$  PCF 可进一步改善性能。

从图 2、图 3、图 4 中可以看出: 随着目标用户信噪比的增大, 所有检测方法的性能都随之改善; 在相同信噪比下, 引入 PCF 可以改善误码性能, 采用本文的次优化  $\zeta_1$  PCF 可进一步改善性能。

另外也可看出, 在实验 3 的条件下, 系统性能相对最佳; 在实验 4 条件下, 系统性能相对最差, 为获取系统对所有用户最佳稳定性能, 仍需要辅助良好的功率控制。

## 5 结 论

多级 PIC 具有良好的克服“远近效应”的能力, 而引入 PCF 可以改善误码性能, 而采用本文的次优化 PCF 可进一步改善系统误码性能。同时为获取对所有用户的最佳误码性能, 仍需要辅良好的功率控制。

## 参 考 文 献

- [1] M. K. Varanasi, B. Aazhang, Multistage detection in asynchronous code-division multiple-access communications, *IEEE Trans. on Communications*, 1990, 38(4), 509-519.
- [2] A. Kaul, B. D. Woerner, Analytic limits on performance of adaptive multistage interference cancellation for CDMA, *IEE Electronics Letters*, 1994, 30(8), 2093-2095.
- [3] N. S. Correal, R. M. Buehrer, B. D. Woerner, Improved CDMA performance through bias reduction for parallel interference cancellation, *The 8th IEEE International Symposium on Personal Indoor and Mobile Radio Communications*, Helsinki, Finland: IEEE Press, 1991, 565-569.
- [4] D. Divsalar, M. K. Simon, D. Raphaeli, Improved parallel interference cancellation for CDMA, *IEEE Trans. on Communications*, 1998, 46(2), 258-268.
- [5] P. G. Renucci, B. D. Woerner, Optimisation of soft interference cancellation for DS-SS, *Electronics Letters*, 1998, 34(8), 731-733.
- [6] Li Yue-Heng, Chen Ming, Cheng Shi-Xing, Determination of cancellation factors for soft-decision partial PIC detector in DS/SS systems, *Electronics Letters*, 2000, 36(3), 239-241.

## A CALCULATING METHOD FOR PARTIAL PARALLEL INTERFERENCE CANCELLATION FACTOR

Zeng Zhaohua     Liu Guizhong

*(Institute of Info. & Comm. Eng., Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China)*

**Abstract** Multiuser detection in Code-Division Multiple Access(CDMA) system is an effective method. The Partial Parallel Interference Cancellation(PPIC) detector is considered as an effective yet simple receiver. However, the optimal cancellation level which is controlled by Partial Cancellation Factor(PCF) is usually determined by trial and error, since no theoretical values were reported. A multiuser receiver employing two-stage PPIC based on MMSE criteria is introduced in this paper. Computer simulation shows that the derived PCF is insensitive to the estimation bias of the noise level and the interfering signal power.

**Key words** Multi-User Detection(MUD), MMSE, Parallel Interference Cancellation(PIC), Partial Cancellation Factor(PCF)

曾召华: 男, 1972 年生, 讲师, 博士, 研究方向为移动通信系统中的信号处理技术。

刘贵忠: 男, 1962 年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为通信系统中的非平稳信号处理, 视频、图象处理等。