

非理想定时跟踪下 CDMA 并行干扰消除检测器的性能

高 雪,李承恕

(北方交通大学现代通信研究所,北京 100044)

摘 要: 以异步码分多址(DS-SS-CDMA)系统硬判决并行干扰消除检测器为模型,在定时同步错误情况下,由于并行干扰消除(PIC)分析的复杂性,以前的工作主要是依靠仿真方法.文献[5]分析了软判决 PIC 在定时跟踪错误下的性能,给出了封闭形式的误码率表达式.本文则分析了硬判决 PIC 残余多址干扰的结构及统计特性,导出了定时跟踪错误下封闭形式的误码率表达式.通过仿真与数值计算,分析了定时跟踪错误对硬判决并行干扰消除算法的影响.

关键词: 码分多址;并行干扰消除;高斯近似;定时误差

中图分类号: TN914.53 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2001) 05-0668-03

Performance of Parallel Interference Cancellation in DS-SS-CDMA System with Timing Errors

GAO Xue, LI Cheng-shu

(Modern Communication Institute of Northern Jiao Tong University, Beijing 100044, China)

Abstract: This paper considers a simple model for hard-decision multistage parallel interference cancellation within a code-division multiple-access (CDMA) system. Previous work in this area has relied heavily on simulation techniques. [5] analyzes the effects of timing errors, obtaining a closed form result for bit-error rate after an arbitrary number of stages of cancellation in an additive white Gaussian noise (AWGN) channel. By analyzing statistical characteristics of residual multiple access interference, we obtained an analytical expression for the probability of bit error in hard-decision parallel interference cancellation. Calculation results are compared with simulation results.

Key words: CDMA; parallel interference cancellation; Gaussian approximation; timing errors

1 引言

CDMA 系统的传统接收机(匹配滤波接收机)不具有抗多址干扰的能力和抗远近性,而最优多用户检测有很高的计算复杂度.因此,近年来多种最优多用户检测技术被提出.其中,并行干扰消除技术(PIC)^[2,3]无需各用户信号的互相关先验知识,结构简单易于实现,是一种比较有实用前途的多用户检测技术.根据干扰信号的不同再生方法,PIC 又可以分为硬判决 PIC 和软判决 PIC.如果可以获得可靠的信道估计,硬判决 PIC 的性能优于软判决 PIC.由于多阶并行干扰消除分析的复杂性,很多研究工作是基于仿真技术的.文献[2]分析了多阶并行干扰消除算法,给出了两阶检测器的误码率的确切表达式,但是,其涉及到数值积分,计算复杂.文献[3]给出了线性检测器为第一阶的两阶 PIC 结构的误码率表达式,虽然不涉及数值积分,但要求 $(K-1)$ 维高斯分布函数的计算. Buehrer^[4]给出了任意阶线性软判决 PIC 的封闭形式的误码率表达式;又在文献[5]中考虑了定时与相位同步错误下的性能.由于硬判决 PIC 的分析较之软判决 PIC 更为复杂,少有文献详细讨论.

本文以硬判决并行干扰消除器为模型,考虑定时同步错误的影响,分析了残余多址干扰.利用高斯近似,导出了一阶

干扰消除后的封闭形式的误码率表达式.利用蒙特卡罗模拟研究了高阶干扰消除后的性能.

第二节中描述了系统模型.第三节为性能分析,给出误码率表达式.根据该公式计算的结果与仿真结果在第四节中给出.第五节为结论.

2 系统模型

本节描述一个 DS-SS-CDMA 通信系统中并行干扰消除的简单模型.假设系统有 K 个用户,第 k 个用户发送的信号为

$$S_k(t) = \sqrt{2P_k} b_k(t) a_k(t) \cos(\omega_c t + \theta_k) \quad (1)$$

其中 $b_k(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} b_{k,i} P_T(t-iT)$ 为第 k 个用户发送的二元数据信号, $b_{k,i} \in \{+1, -1\}$ 为第 k 个用户的第 i 比特; $P_T(t)$ 的幅度为 1,持续时间为 T 的方波脉冲.第 k 个用户的扩频码为 $a_k(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} a_{k,i} P_{T_c}(t-iT)$, $a_{k,i} \in \{+1, -1\}$ 为独立随机序列. $P_{T_c}(t)$ 为幅度为 1,持续时间为 T_c 的方波脉冲.扩频比为 $N = T/T_c$.接收信号为:

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

式中: $n(t)$ 为加性高斯白噪声, 功率谱密度为 $N_0/2$;

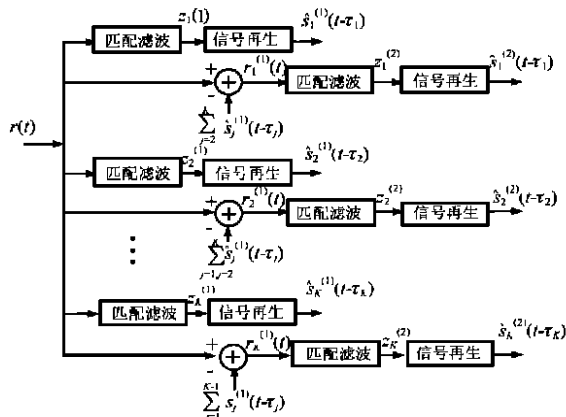


图 1 并行干扰消除器结构 (第 1, 2 阶)

τ_k 为第 k 个用户的随机时延且服从 $[0, T)$ 上的均匀分布; $\phi_k = (\theta_k - \omega_c \tau_k) \bmod 2\pi$ 为第 k 个用户的随机到达相位, 当 $\omega_c T \gg 1$ 时, 服从 $(0, 2\pi)$ 上的均匀分布。

第 k 个用户的第 i 个比特的匹配滤波器输出为:

$$z_{k,i} = \int_{\tau_k}^{(i+1)T + \tau_k} r(t) a_k(t - \tau_k) \cos(\omega_c t + \phi_k) dt \quad (3)$$

传统检测器的判决结果为 $b_{k,j} = \text{sgn}(z_{k,i})$ 。

并行干扰消除器的模型由图 1 给出。在一阶并行干扰消除过程中, 第 k 个用户的初始阶的输出再生信号为:

$$\hat{s}_k(t - \tau_k) = \sqrt{2P_k} a_k(t - \tau_k) \cos(\omega_c t + \phi_k) \cdot \sum_{i=0}^{\infty} b_{k,i} P_T(t - iT - \tau_k) \quad (4)$$

式中 $b_{k,i}$ 为初始阶输出判决。式中的幅度、时延和相位估计均设为理想的。

下面采用如下的标号法: 上标 (2) 表示检测器的第 2 阶, 即经过 1 阶干扰消除后的输出。而第 1 阶即传统检测器结果的上标 (1) 可以省略。经过一次干扰抵消后:

$$r_k^{(2)}(t) = r(t) - \sum_{j=1, j \neq k}^K \hat{s}_j(t - \tau_j) \quad (5)$$

再次通过匹配滤波器输出为:

$$z_{k,i}^{(2)} = \int_{\tau_k}^{(i+1)T + \tau_k} r_k^{(2)}(t) a_k(t - \tau_k) \cos(\omega_c t + \phi_k) dt \quad (6)$$

判决输出为: $b_{k,j}^{(2)} = \text{sgn}(z_{k,i}^{(2)})$ 。

3 定时同步错误下的性能分析

在实际系统中, 不可能获得完全准确的定时同步。本节将讨论在定时跟踪错误情况下, 硬判决并行干扰消除的性能。首先从第 1 阶匹配滤波器的输出结果开始讨论。在存在同步错误的情况下, 式 (3) 可修改为:

$$z_{k,i}^{(1)} = \int_{\tau_k - \varepsilon}^{(i+1)T + \tau_k + \varepsilon} r(t) a_k(t - \tau_k + \varepsilon) \cos(\omega_c t + \phi_k) dt \quad (7)$$

其中 $0 \leq \varepsilon < T_c$ 表示接收端扩频码的定时跟踪错误。为简化分析, 所有用户有相同的定时错误, 并且定时错误为常数。

采用文献 [1, 5] 的符号表示法和分析方法, 式 (7) 可以变为:

$$z_{k,i}^{(1)} = \sqrt{\frac{P_k}{2}} b_{k,i} (NT_c - (2B + 1 - Q_k) \varepsilon) + \sum_{j=1, j \neq k}^K I_{j,k} + n \quad (8)$$

其中第一项为期望检测的信号: B 为两项分布随机变量, 均值为 $(N - 1)/2$; Q_k 为等概率两点分布 $\{-1, +1\}$; 第二项为多址干扰, 而 $I_{j,k}$ 为第 j 个用户的多址干扰; n 为零均值, 方差为 $N_0 T/4$ 的高斯热噪声项。由文献 [5] 可得:

$$E[z_{k,i}^{(1)}] = \sqrt{\frac{P_k}{2}} b_{k,i} N(T_c - \varepsilon) \quad (9)$$

$$\text{var}[z_{k,i}^{(1)}] = \frac{N_0 T}{4} + \frac{NT_c^2}{6} \sum_{j=1, j \neq k}^K P_j \quad (10)$$

对于相干 BPSK 系统, 如果噪声信号为高斯分布, 则误码率可以用信噪比的 Q 函数计算。

如果使用标准高斯近似, 把 $z_{k,i}^{(1)}$ 近似为高斯随机变量, 则误码率可以表示为:

$$Pr_k^{(1)} = Q \left[\frac{\sqrt{(P_k/2) N(T_c - \varepsilon)}}{\sqrt{\frac{NT_c^2}{6} \sum_{j=1, j \neq k}^K P_j + \frac{N_0 T}{4}}} \right] \quad (11)$$

下面分析一阶干扰消除后的匹配滤波器输出值 $z_{k,i}^{(2)}$ 的统计特性, 从而分析干扰消除后的误码特性。在同步错误的情况下, 式 (6) 可以变为:

$$z_{k,i}^{(2)} = \int_{\tau_k - \varepsilon}^{(i+1)T + \tau_k + \varepsilon} r_k^{(2)}(t) a_k(t - \tau_k + \varepsilon) \cos(\omega_c t + \phi_k) dt \quad (12)$$

式 (12) 经积分可简化为:

$$z_{k,i}^{(2)} = \sqrt{\frac{P_k}{2}} b_{k,i} (NT_c - (2B + 1 - Q_k) \varepsilon) + \sum_{j=1, j \neq k}^K I_{j,k}^{(2)} + n \quad (13)$$

其中第一项为期望检测的信号, 第二项为残余多址干扰, 而 $I_{j,k}^{(2)}$ 为第 j 个用户产生的残余多址干扰; n 为零均值, 方差为 $N_0 T/4$ 的高斯热噪声项。不失一般性, 下面考虑第 1 个用户的第 0 个比特为期望检测的数据。并且假设第 1 个用户的时延与相位均为 0, 即 $\tau_1 = \phi_1 = 0$ 。而 $I_{j,1}^{(2)}$ 为第 j 个用户对第 1 个用户产生的残余多址干扰:

$$I_{j,1}^{(2)} = \sqrt{\frac{P_j}{2}} T_c \cos(\phi_j) [b_j W_j - b_j S_j] \quad (14)$$

由文献 [1, 5] 知:

$$W_j = X_j + \left(1 - \frac{2\Delta_j}{T_c}\right) Y_j + \left(1 - \frac{\Delta_j}{T_c}\right) U_j + \left(\frac{\Delta_j}{T_c}\right) V_j \quad (15)$$

$$S_j = X_j + \left(1 - \frac{2(\Delta_j + \varepsilon)}{T_c}\right) Y_j + \left(1 - \frac{\Delta_j + \varepsilon}{T_c}\right) U_j + \left(\frac{\Delta_j + \varepsilon}{T_c}\right) V_j \quad (16)$$

从而有:

$$\begin{aligned} E[(I_{j,1}^{(2)})^2] &= E\left[\frac{P_j}{2} T_c^2 \cos^2(\phi_j) (b_j^2 W_j^2 - 2b_j W_j S_j + b_j^2 S_j^2)\right] \\ &= \frac{T_c^2 P_j}{4} E(b_j^2 W_j^2 - 2b_j W_j S_j + b_j^2 S_j^2) \end{aligned} \quad (17)$$

由文献 [5] 知 $E[W_j S_j] = E[W_j^2] = 2N/3$ 及 $E[S_j^2] = \frac{2N}{3} + \frac{2N\varepsilon^2}{T_c^2}$

由于 b_j 是 b_j 估计值, 错误概率为 $Pr_j^{(1)}$, 所以可以求得:

$$\begin{aligned} E[b_j W_j] &= 1 - 2Pr_j^{(1)}, \text{ 式 (17) 可以写为:} \\ E[(I_{j,1}^{(2)})^2] &= \frac{T_c^2 P_j}{2} \left[\frac{4}{3} N Pr_j^{(1)} + \frac{N\varepsilon^2}{T_c^2} \right] = \frac{2}{3} NT_c^2 P_j Pr_j^{(1)} + \frac{NP_j \varepsilon^2}{2} \end{aligned} \quad (18)$$

则 $z_{i,j}^{(2)}$ 的一、二阶统计特性为:

$$E(z_{i,j}^{(2)}) = \sqrt{\frac{P}{2}} N(T_c - \epsilon) \quad (19)$$

$$\begin{aligned} \text{var}[z_{i,j}^{(2)}] &= \frac{N_0 T}{4} + \sum_{j=1}^K E[(I_{j,1}^{(1)})^2] \\ &= \frac{N_0 T}{4} + \sum_{j=1}^K \left[\frac{2}{3} NT_c^2 P_j \text{Pr}_j^{(1)} + \frac{NP\epsilon^2}{2} \right] \end{aligned} \quad (20)$$

当用户数 K 较大时,残余多址干扰也可以近似为高斯分布. 则误码率可以由 $z_{i,j}^{(2)}$ 的一、二阶统计特性得出:

$$\text{Pr}_1^{(2)} = Q \left[\frac{\sqrt{(P/2) N(T_c - \epsilon)}}{\sqrt{\frac{N_0 T}{4} + \sum_{j=1}^K \left[\frac{2}{3} NT_c^2 P_j \text{Pr}_j^{(1)} + \frac{NP\epsilon^2}{2} \right]}} \right] \quad (21)$$

上式结果为第 1 个用户在干扰消除器第 2 阶的输出误码率. 第 2 阶的误码率与第 1 阶的误码率有直接的关系.

从以上分析可知,定时跟踪误差从两方面降低了硬判决干扰消除的性能:(1)削减了期望检测的用户相关接收能量;(2)使得前一阶的输出判决可靠性下降,并且在前一阶数据比特估计正确的情况下,仍然不能完全消除多址干扰,从而干扰消除的可靠性下降.

从第 2 阶开始,各阶统计量不再独立,前后两阶的错误具有相关性,如果用上式迭代近似计算,可能会有较大的误差. 而利用分析方法得出其近似表达式更加困难. 本文对高阶干扰消除后的误码率和定时跟踪误差对其的影响利用仿真的方法进行了研究.

4 数值结果

图 2 显示了定时错误与误码率的关系. 其中扩频增益为 $N = 31$, 信噪比 $E_b/N_0 = 8\text{dB}$. 理想功率控制,即所有用户有相同的恒定功率. 第 1 阶表示传统检测器的输出,未经过干扰抵消. 曲线表示分析计算的结果,“ $\circ$ ”表示仿真结果. 定时跟踪误差范围从 0 至 0.4 个码片. 显然,第 1、2 阶的分析结果与仿真结果相当吻合. 第 3 阶分析结果与仿真结果差别较大,其分析结果是利用式 (21) 迭代计算得到的,有较大误差. 第 3 阶的性能与第 2 阶差别不大,第 4 阶性能也没有明显改善. 因此图中没有给出结果. 从图中看出,随着同步错误的增加 PIC 各阶干扰消除后的性能仍然显著的优于传统检测器的性能.

图 3 为定时错误情况 ($\epsilon = 0.2 T_c$) 与理想同步情况下信噪比与误码率关系图. 图中第 1、2 阶为分析结果,第 3 阶为模拟结果. 用户数为 $k = 10$, 扩频增益 $N = 31$, 理想功率控制. 可以看出,与理想同步情况相比定时跟踪误差要求更高的信噪比

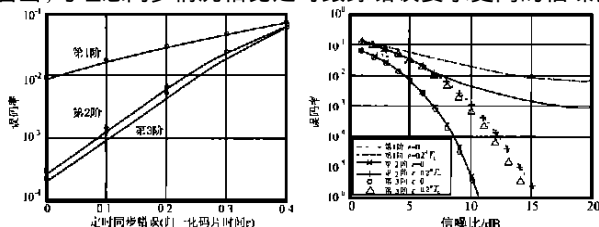


图 2 定时同步误差

引起的性能下降

图 3 定时同步误差 ($\epsilon = 0.2 T_c$) 与

理想同步情况下的性能比较

以获得同样的性能. 同时再次表明,在定时跟踪误差下,多阶干扰消除仍然获得很大性能改善.

图 4 为定时错误情况 ($\epsilon = 0.2 T_c$) 与理想同步情况下用户容量与误码率关系图. 图中第 1、2 阶为分析结果,第 3 阶为模拟结果. 扩频增益 $N = 31$, 信噪比为 8dB, 理想功率控制. 从图中可以看出,并行干扰消除接收机在定时跟踪误差下的用户容量下降,但仍然比传统检测器有较大的增加.

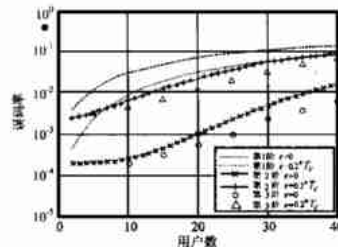


图 4 定时同步误差 ($\epsilon = 0.2 T_c$) 与理想同步情况下的用户容量

5 结论

本文在分析多址干扰的基础上,推导出了 DS-SSMA 硬判决并行干扰消除算法在定时跟踪误差下误码率的封闭形式表达式. 并且利用蒙特卡罗模拟研究了高阶干扰消除后的性能. 仿真结果与数据值计算结果表明,定时跟踪误差降低了硬判决 PIC 的性能,但是硬判决 PIC 仍然使系统性能得到了很大改善.

参考文献:

- [1] J. S. Lehnert, M. B. Pursley. Error probability for binary directsequence spread-spectrum communications with random signature sequences [J]. IEEE Trans. Commun., 1987, 1: 87 - 98.
- [2] M. K. Varanasi, B. Aazhang. Multistage detection in asynchronous code-division multiple-access communications [J]. IEEE Trans. Commun., 1990, 4: 509 - 763.
- [3] M. K. Varanasi, B. Aazhang. Near-Optimum detection in synchronous code-division multiple-access systems [J]. IEEE Trans. Commun., 1991, 5: 725 - 736.
- [4] R. M. buehrer, B. D. Woerner. Analysis of multistage interference cancellation for CDMA using an Improved Gaussian approximation [J]. IEEE Trans. Commun. 1996, 44(10): 1308 - 1321.
- [5] R. M. Buehrer, A. Kaul, S. Striglis, B. D. Woerner. Analysis of DS-SSMA parallel interference cancellation with phase and timing errors [J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications. 1996, 14(8): 1522 - 1535.

作者简介:



高 雪 博士研究生, 1971 年出生, 1994 和 1997 年分别获北方交通大学学士、硕士学位. 主要研究方向为 CDMA 通信及其抗多址干扰检测技术.