

# 差分PIC接收技术在WCDMA系统中的应用\*

张勇,于秀兰,廖艳

(重庆邮电学院,重庆 400065)

摘要:研究了WCDMA系统中的差分PIC多级接收技术,探讨了减少运算量的简化算法,通过对WCDMA系统进行链路级仿真得到了该系统的性能曲线,最后给出了差分PIC技术的实现方案。

关键词:宽带码分多址系统;差分并行干扰消除;最大似然信道估计

中图分类号:TN914 文献标识码:A

## Realization of Difference PIC Receiver in WCDMA System

ZHANG Yong, YU Xiu-lan, LIAO Yan

(Chongqing University of Posts and Telecommunications, Chongqing 400065, China)

**Abstract:** In the paper, difference parallel interference cancellation (PIC) receiver of WCDMA is focused on, and some complexity reduction techniques are also discussed. And then system performance is analyzed according to simulation results and difference PIC realization method is suggested.

**Key words:** wideband code division multiple access system (WCDMA); difference parallel interference cancellation (PIC); maximum likelihood channel estimation

## 0 引言

相比第二代移动通信制式,WCDMA具有更大的系统容量、更优的话音质量、更高的频谱效率、更快的数据速率、更强的抗衰落能力、更好的抗多径性、能够应用于高达500 km/h运动速度的移动终端,而且能够从GSM系统进行平滑过渡。因此,WCDMA以其技术优势成为3G的主流技术之一。

本文讨论了WCDMA系统的差分PIC多级接收方案<sup>[1]</sup>,对传统的PIC做出了一定的改进。

由于信道估计的准确与否对于多用户检测相当重要,本文介绍了一种最大似然信道估计算法<sup>[2]</sup>,并采用迭代算法来简化其运算量。

## 1 WCDMA系统传播模型描述

假设WCDMA系统中共有K个用户,用户k的数据通过扩频调制后表示为:

$$s_k(t) = \sum_{j=0}^{Q-1} s_k(j) p(t - jT_c) \quad (1)$$

式(1)中,Q是扩频因子, $s_k(j) \in \{-1, 1\}$ 是用户k的第j码片, $p(t)$ 是码片脉冲波形, $T_c$ 是码片间隔。

假设信道中存在均值为0,方差为 $\sigma^2$ 的高斯白噪声 $n(t)$ ,接收端收到总信号表示为:

$$r(t) = \sum_{n=0}^{N_b-1} \sum_{k=1}^K A_k b_k^{(n)} s_k(t - nT) \otimes c_k(t) + n(t) \quad (2)$$

式(2)中, $N_b$ 是接收符号数,K是用户数, $A_k =$

\* 收稿日期:2002-07-03

基金项目:国家中小企业创新基金资助项目(01C26215110971)

作者简介:张勇(1970-),男,重庆市人,工程师,毕业于四川大学无线电工程系,现主要从事通信工程设计。

$\sqrt{E_k/T}$ 是接收幅度,  $E_k/T$ 是每符号功率,  $b_k^{(n)}$ 是第  $n$  个发送数据符号,  $T$ 是符号间隔,  $\otimes$ 表示卷积。

假设每个用户有  $L$  条路径, 则第  $k$  个用户的信道冲激响应表示为:

$$c_k(t) = \sum_{l=1}^L b_{k,l}^{(n)} \delta(t - \tau_{k,l}) \quad (3)$$

则式(2)可表示为:

$$r(t) = \sum_{n=0}^{N_b-1} \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^L A_k b_k^{(n)} s_k(t - nT - \tau_{k,l}) \cdot c_k^{(n)} + n(t) \quad (4)$$

接收信号经过滤波器后, 以  $T_s^{-1} = S \cdot Q/T$  的速率采样, 其中  $S$  是每 chip 的采样数,  $Q$  是扩频因子,  $T$  是符号间隔, 那么在长度为  $N_b$  个符号的数据块上, 接收到的离散信号用矩阵形式可表示为:

$$r = SCAb + n, r \in \Theta^{SQN_b} \quad (5)$$

式(5)中,  $S \in R^{SQN_b \times KLN_b}$  是抽样后的扩频序列矩阵;  $C \in \Theta^{KLN_b \times KN_b}$  是信道系数矩阵;  $A \in R^{KN_b \times KN_b}$  是总的接收能量矩阵;  $b \in \mathcal{E}^{KN_b}$  是数据矢量;  $n \in \Theta^{SQN_b}$  是信道噪声向量。令  $B = SCA$ , 那么, 系统模型可表示为:

$$r_i = B_i b_i + n_i \quad (6)$$

式(6)中,  $r_i \in \Theta^Q$  是接收向量,  $B \in \Theta^{Q \times 2K}$  是有效信道矩阵, 由扩频码序列和信道冲击响应组成,  $b_i \in \{-1, +1\}^{2K} = [b_{1,i-1}, b_{1,i}, \dots, b_{K,i-1}, b_{K,i}]^T$  是第  $K$  个用户的数据,  $n_i$  是高斯白噪声,  $i$  表示第  $i$  个离散时刻,  $Q$  是扩频码长度。

## 2 信道估计

假设  $L$  条路径接收, 发送的训练序列向量为  $d_1, d_2, \dots, d_L$ , 那么相应的接收向量为  $r_1, r_2, \dots, r_L$ 。因为训练序列信息对基站和终端来说是可知的, 而且接收到的训练序列向量是相互独立的, 并满足高斯分布, 所以最大似然函数为:

$$p(r_1, r_2, \dots, r_L | B, d_1, d_2, \dots, d_L) = \frac{1}{\pi^{QL}} \exp\left\{-\sum_{l=1}^L (r_l - Bd_l)^H (r_l - Bd_l)\right\} \quad (7)$$

则对数似然函数可表示为:

$$\left\{ \sum_{l=1}^L (r_l - Bd_l)^H (r_l - Bd_l) \right\} \quad (8)$$

似然函数相对于有效信道矩阵的最大值, 可以得到  $B$  的估计值  $\hat{B}$ :

$$\sum_{d,d} \hat{B} = \sum_{d,r} \quad (9)$$

式(9)中:

$$\sum_{d,d} = \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L d_l d_l^H, \sum_{d,r} = \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L d_l r_l^H \quad (10)$$

## 3 差分PIC多用户接收

式(6)中的有效信道矩阵  $B$  按奇数列和偶数列分为  $B_0, B_1 \in \Theta^{Q \times K}$ , 分别对应于连续比特向量  $b_{i-1}, b_i$ , 其中  $b_i \in \{-1, +1\}^K = [b_{1,i}, \dots, b_{K,i}]^T$  是所有用户在时刻  $i$  的用户数据。那么用向量形式来表示接收信号:

$$r_i = [B_0 \ B_1] \begin{bmatrix} b_{i-1} \\ b_i \end{bmatrix} + n_i \quad (11)$$

在多级PIC接收算法中<sup>[3]</sup>, 匹配滤波器的输出作为第一级PIC接收的初始值, 它可表示为:

$$b_i = \text{sign}[(B_1^H r_{i-1} r_{i-1} + B_0^H r_i)] \quad (12)$$

为了完成多比特信号检测, 前面的模型可以扩展到多个比特。我们假设一次接收  $D$  个比特  $i=1, 2, \dots, D$ 。那么多比特接收向量  $r \in \Theta^{QD}$ , 即:

$$r = \bar{B} [b_1 \ b_2 \ \dots \ b_D]^T + n_i \quad (13)$$

式(13)中,  $\bar{B}$  为扩展后的有效信道矩阵,  $\bar{B} \in \Theta^{QD \times KD}$ , 即:

$$\bar{B} = \begin{bmatrix} B_0 & B_1 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & B_0 & B_1 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & B_0 & B_1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & B_0 \end{bmatrix}$$

设  $y^{(0)} \in \Theta^{KD}$  为经过滤波器后的初始软判决值  $\hat{b}^{(0)} \in \mathcal{E}^{KD}$  为经过匹配滤波器后的硬判决, 那么

$$y^{(0)} = \text{Re}[\bar{B}^H r]$$

$$\hat{b}^{(0)} = \text{sign}(y^{(0)})$$

值得注意的是, 与传统的PIC不同, 在差分PIC接收中, 每级的输入为差分向量  $x^{(l)}$ , 即:  $x^{(l)} = \hat{b}^{(l)} - \hat{b}^{(l-1)}$  那么:

$$y^{(l+1)} = y^{(l)} - \text{Re}\{[\bar{B}^H \bar{B} - \text{diag}(\bar{B}^H \bar{B})] x^{(l)}\} \quad (14)$$

$$\hat{b}^{(l+1)} = \text{sign}(y^{(l+1)}) \quad (15)$$

其中, 迭代次数  $l=1, 2, \dots, M$ ,  $M$  为最大迭代次数,  $y^{(l)}$  和  $\hat{b}^{(l)}$  是第  $l$  级的软判决和硬判决;  $\bar{B}^H \bar{B} \in \Theta^{KD \times KD}$

可表示为:

$$\begin{bmatrix} B_0^H B_0 & B_0^H B_1 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ B_1^H B_0 & B_1^H B_0 + B_1^H B_1 & B_1^H B_1 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & B_0^H B_0 & B_0^H B_0 + B_0^H B_1 & B_0^H B_1 \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & B_1^H B_0 & B_1^H B_0 + B_1^H B_1 \end{bmatrix}$$

从式(14)和式(15)中,我们可以知道差分 PIC 接收机相对于传统 PIC 作了一些改进,可以节约一定的计算量,这是因为随着迭代级数的增加,越来越多的差分向量  $x^{(l)}$  为 0,式(14)的乘法运算就不再需要;而且差分向量  $x^{(l)}$  如果不为 0,则为 +2 或 -2,我们就可以用算术移位来完成式(14)的乘法运算。

### 4 简化算法分析

#### 4.1 最大似然信道估计简化算法

在最大似然信道估计中,需要知道相关矩阵,需要矩阵求逆,其运算量将非常大,与用户数成指数倍增长。本文中通过迭代法<sup>[4]</sup>来获得信道估计,即利用接收到的前导信号做出信道估计,然后用于数据的检测。首先,两个相关矩阵的乘积通过迭代的方法获得,这样可以减少计算的复杂度;然后,信道的更新通过接收到的导引信号来计算,因为在第  $i$  比特,长度为  $i$  的  $B$  矩阵可得到,所以不必等到所有的导引信号全部接收后再计算,而在导引序列接收完后就可直接获得信道估计。这样可以满足实时性的需要。

#### 4.2 多用户接收的流水线结构

前面介绍的信道估计由于检测窗两边的比特在检测中结果不准确,所以当检测  $D$  个比特时需要的窗长为  $(D+2)$  比特,因此在每次迭代计算中有两次附加的运算,并且基于块的运算时必须在接收到所有的比特后再计算,带来了时延的影响。针对这种情况,提出了采用流水线接收方案<sup>[4]</sup>,可以有效地避免窗两边比特的不准确估计。

由于  $B^H B$  是 Toeplitz 矩阵,可以利用该矩阵对算法进行变换,引入中间变量  $L, T$ :

$$L = [B_0^H B_0] \tag{16}$$

$$T = [B_0^H B_0 + B_1^H B_1 - \text{diag}(B_0^H B_0 + B_1^H B_1)] \tag{17}$$

那么

$$y_i^{(l)} = y_i^{(l-1)} - L b_{i-1}^{(l-1)} - T b_i^{(l-1)} - L^H b_{i+1}^{(l-1)} \tag{18}$$

$$b_i^{(l)} = \text{sign}(y_i^{(l)}) \tag{19}$$

式(18)可以被认为是减去用户前一比特和用户后一比特带来的干扰,其中,矩阵  $L \in \Theta^{K \times K}$  代表理想用户前一比特和理想比特之间的部分相关,  $L^H$  为理想用户信息和后个比特的部分相关,下标  $i$  代表时间,上标  $l$  代表迭代次数,  $T \in \Theta^{K \times K}$  是当前用户比特的相关值,对角线上的元素是零,仅仅有其它用户的干扰。式(14)和式(18)结果相同,前者是基于块的运算,而后者是基于比特流的运算。

流水线接收方案不存在估计窗两边比特带来的误差,并且在计算每一级时可以减少  $2/D$  的计算量,其中  $D$  是估计窗的长度。而且,减少了  $D/2$  的时延和提高了  $D^2$  倍的存储空间。

#### 4.3 运算量分析

信道估计和多用户检测的运算量分析如表 1 所示。在最大似然信道估计计算中,矩阵求逆和矩阵乘都需要计算,所以共为  $o(6K^3 + 4K^2Q)$ ,而采用迭代法,则只需要  $o(4K^2N)$  次乘运算。在多用户接收中,假设接收窗长为  $D$ ,假如采用三级 PIC 接收,计算量可减少  $o(6K^2)$ 。

表 1 运算量分析  
Tab. 1 Complexity reduction analysis

	原始算法	迭代算法
信道估计	$o(6K^3 + 4K^2Q)$	$o(4K^2N)$
多用户检测	$o(DQK + 3(D+2)K^2)$	$o(DQK + 3DK^2)$

### 5 几种接收方案的性能分析

图 1 给出了采用三条多径瑞利衰落信道,扩频

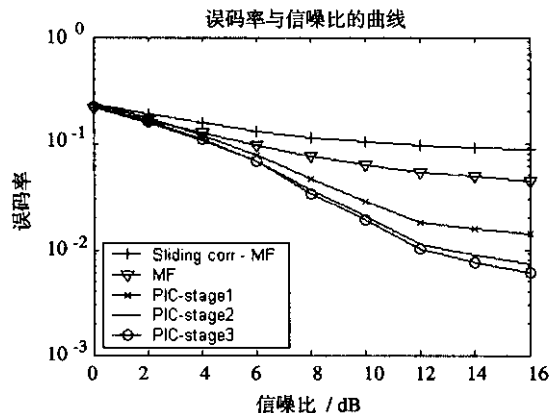


图 1 差分 PIC 性能曲线  
Fig. 1 system performance curve of difference parallel interference cancellation

因子为 16,用户数为 10 时,差分 PIC 接收机平均信噪比和未编码误码率之间的曲线图。其中 Sliding corr-MF 表示传统的匹配滤波器, MF 为差分 PIC

接收方案中的匹配滤波器, PIC-stage1 至 PIC-stage3 为差分PIC 第一级检测到第三级迭代。

由图1可见,采用迭代信道估计用于匹配滤波器,比传统的匹配滤波器性能好;采用差分PIC接收算法后,比采用匹配滤波器的性能又有了很大的提高。随着差分PIC级数的增加,性能有所提高,但当级数大于2时,性能提高不明显。

## 6 差分PIC接收机的实现方案

以上行链路为例作介绍,基站接收机结构,如图2所示。基站接收到的数据分为导引数据和用户数据,其中接收到的导引数据可用来获得信道估计,因为终端发送的导引比特对基站可以是已知的,那么运用前面介绍的迭代算法就可以得到相应的信道估计值,然后把该值用于多用户检测,检测后的数据进行信道译码,得到编码前的用户信息。

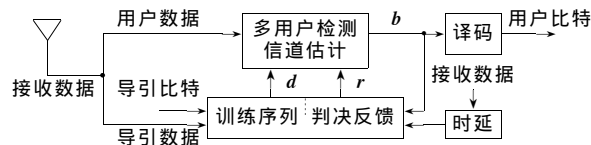


图2 基站接收结构  
Fig. 2 Base station receiver structure

基站接收结构中的多用户检测和信道估计模块如图3所示。接收机分为几个子块,即:信道估计、多用户检测、信道估计和差分检测之间引入的中间L、T矩阵。图3利用了并行性和流水线结构的接收设计模块。每个虚线内的子模块可以采用流水线结构完成,两个虚线的内容可以利用并行来完成。

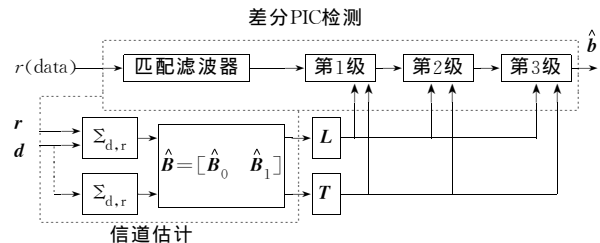


图3 接收模块设计图  
Fig. 3 Receiver module scheme

### 6.1 信道估计模块

信道估计子模块如图4所示。从信道估计子模块中,可以看出其模块的划分是按照迭代算法来完成的,并且该设计充分利用了并行性的特点。每个乘运算可以并行完成,节约了时间。

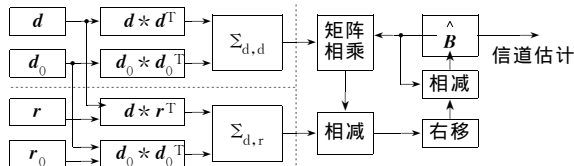


图4 信道估计实现模块  
Fig. 4 Realization module of channel estimation

### 6.2 多用户检测模块

多用户检测子模块如图5所示。图中采用三级的并行干扰消除(PIC)接收机结构,匹配滤波器的结果作为干扰消除的初始值。第二、三级的过程和第一级相同。

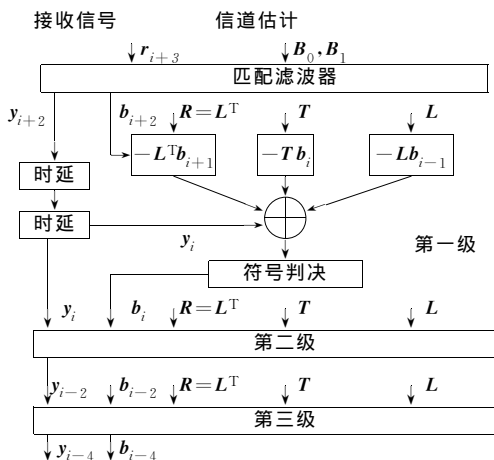


图5 多用户检测实现模块  
Fig. 5 Realization module of MUD

通信系统选择合适的接收方案时,应该综合考虑运算量和系统性能,如果是为实际系统设计做仿真,还应该考虑一些实际情况,比如系统延时、易实现性等因素。这通常需要进行简化算法的研究,以满足通信系统对多用户检测的实时要求。从信道估计和多用户接收的简化算法分析和设计方案中,可知在通信中设计简化算法的几个主要特点:① 基于比特流的处理。在不同算法中实现简化的一个方法是基于比特流的计算。因为比特流中的乘运算可以通过加和减的方法来实现。② 基于流水线的处理。考虑用流水线的方法来实现,可以减少延时,消除部分复杂度,并且易于在DSP和FPGA中实现。③ 基于并行性的设计。考虑到并行性可以是大量计算同时进行,大大的降低了运算量,并且易于在DSP和FPGA中实现。④ 近似计算。在算法中存在大量的数学运算,为了设计中节约时间和空间,可以采用近似的方法来处理。

(下转71页)

附录

定理1 设  $\lambda_{max}$  为矩阵  $\Psi$  的最大特征值,如果要  
求信号有相同的 SIR,并且已经知道辐射方向图  
的模式  $u_1, u_2, \dots, u_K$ ,则最大的信干比为:

$$SIR_{max} = SIR_{opt} = \frac{1}{\lambda_{max} - 1}$$

证明(略)

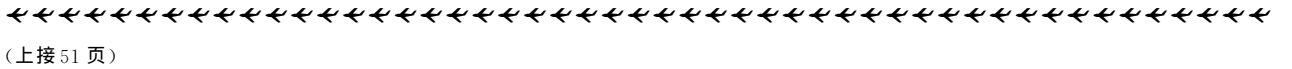
定理2 如果  $\gamma_{min} < SIR_{opt}$ ,则方程存在一个解  $p$   
可以使阵列的辐射功率最小,且这个解只有当所有  
用户信噪干扰比都满足  $SINR(p, \sigma^2) = \gamma_{min}$ 时,方  
才可以通过下面一组线性方程组求出:

$$p = \sigma^2 \left[ \left(1 + \frac{1}{\gamma_{min}}\right) I - \Psi \right]^{-1} \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \\ \vdots \\ 1 \end{bmatrix}$$

证明(略)

定理3 如果定义  $\bar{\gamma} = \left(\frac{\sigma^2}{P_{max}} + \frac{1}{SIR_{opt}}\right)^{-1}$ ,则式  
(17)的一个必要条件为:  $\gamma_{min} \leq \bar{\gamma}$ 。

证明(略)



(上接 51 页)

参 考 文 献

[1] XU Gang, CAVALLARO Joseph. Real-time implementation of multistage algorithm for next generation wideband CDMA systems [C]. In *Advanced Signal Processing Algorithms, Architectures, and Implementations IX*, SPIE, 1999.

[2] SENGUPTA Chaitali, CAVALLARO Joseph R, AAZHANG Behnaam. Maximum Likelihood Multipath Channel Parameter Estimation in CDMA Systems using Antenna Arrays

参 考 文 献

[1] 吴伟陵. 移动通信中的关键技术[M]. 北京:北京邮电大学出版社, 2000.

[2] 李国通. FDD-CDMA 的下行链路的波束赋形[J]. 电子学报, 1999, 27(12): 76-79.

[3] RASHID Farrokh. Joint optional power control and beam-forming in wireless networks using antenna arrays[J]. IEEE. Trans. On Comm., 1998, 46(10): 651-660.

[4] FARSAKH Ch, NODDEK J A. Spatial covariance based downlink beam-forming in an SDMA mobile radio system [J]. IEEE Trans. on Comm. 1998, 46(11): 1497-1506.

[5] ZETTERBERG P, Ottersten B. The spectrum efficiency of a base station antenna array system for spatially selective transmission[C]. IEEE. in Proc. VTC99fall, 1995.

(编辑:郭继笃)

[C]. In 9<sup>th</sup> IEEE International Synposion on Personal Indoor ,and mobile Radio Communications, Boston, MA, 1998, 1406-1410.

[3] DIVSALAR Duvsakar, SIMON Marvin K. Improved Parallel Interference Cancellation for CDMA[J]. IEEE Transactions on communication. 1998, 46(2): 258-268.

[4] 廖艳. WCDMA 系统接收技术的研究及方案设计[D]. 重庆邮电学院, 2002.

(编辑:何先刚)