

# DS-CDMA 的一种时频二维联合解扩方法

唐友喜, 潘文生, 邵士海, 李少谦

(电子科技大学通信抗干扰技术国防重点实验室, 四川成都 610054)

**摘要:** 多径环境中传统的 DS-CDMA 信号接收, 一般采用 RAKE 接收技术. 本文提出一种不使用 RAKE 接收机的 DS-CDMA 接收算法: 基于时频二维扩频的思想, 考虑 DS-CDMA 发射机发射的一个扩频符号对应时间内的信号, 在接收机中先将接收到的信号做一个比扩频增益  $N$  小的 DFT 变换, 联合对多个 DFT 变换后的信号进行扩频解扩处理, 从而恢复出发射的原始信息比特. 本文对比了 DS-CDMA 传统的 RAKE 接收算法、基于时频二维扩频的 DS-CDMA 接收算法 (2DSS)、以及 Wang 等提出的具有信道选择的频域解扩算法的复杂度, 并就性能进行了计算机仿真验证. 结果表明, 在根均方时延较小信道中的性能优于传统 RAKE 接收算法和具有信道选择的频域解扩算法的性能.

**关键词:** 二维扩频; 直接序列码分多址; RAKE 接收机; 误码率

**中图分类号:** TN914 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2006) 01-0001-04

## A De-spread Spectrum Method of DS-CDMA Based on Time-Frequency Two Dimension Spread Spectrum

TANG You-xi PAN Wen-sheng SHAO Shi-hai LI Shao-qian

(National Key Lab of Communication, University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu, Sichuan 610054, China)

**Abstract** Considering the methods of detecting DS-CDMA signal in multipath fading channels, a new method based on time-frequency two dimensional spread-spectrum is proposed in this paper. The received signals in the symbol duration are transformed into the frequency domain by  $N_f$ -point DFT where  $N_f$  is less than the processing gain  $N$ , then the signals are combined both in the frequency and time domain. The complexities of the RAKE receiver, the method proposed in the paper and the receiver with channel sounding with path selection are compared. Finally computer simulation results show that the performance of the proposed receiver is the best among the three methods in the channels which have small root mean square (r.m.s.) delay.

**Key words** two dimension spread-spectrum; DS-CDMA; RAKE; error probability

### 1 引言

直接序列扩频码分多址 (DS-CDMA) 技术具有软切换、软容量、保密性好、电磁污染小、组网方便、建网经济等特点, 已在第二代移动通信系统、第三代移动通信系统中得到广泛运用<sup>[1,2]</sup>. 在 DS-CDMA 系统中, 为了克服多径衰落的影响, 通常采用 RAKE 接收机<sup>[3]</sup>来接收多径衰落信号. 目前已有大量的 RAKE 接收机研究文献<sup>[4-6]</sup>. RAKE 接收算法, 可以采用匹配滤波器<sup>[7,8]</sup>捕获、跟踪、合并其能区分的多径 CDMA 信号; 也可采用相关器阵列<sup>[7,8]</sup>捕获、跟踪、合并其能区分的多径 CDMA 信号. 无论是匹配滤波器, 还是相关器阵列, 均需要对接收机能区分的每一 CDMA 多径信号进行捕获及跟踪, 算法十分复杂<sup>[8]</sup>.

为了实现相干检测, 目前常用的 DS-CDMA 通信系统采用了导引 (pilot) 辅助的相干检测 RAKE 接收算法<sup>[8,9]</sup>. RAKE 接收机导引辅助的信道估计<sup>[8,9]</sup>方法中, 需对导引通过信道后 RAKE 接收机能区分的每一条 CDMA 多径信号做

相关运算, 从而估计出这一条径对应的信道特性. 当信道中接收机能区分的多径很多时, 信道估计复杂度较高<sup>[10]</sup>.

为了解决 RAKE 接收机上述存在的问题, 文献 [11] 提出了一种具有信道选择的信道估计频域解扩算法: 将收到的信号做一个  $N$  点 DFT 变换, 其中  $N$  为 DS-CDMA 扩频增益, 在频域上处理接收到的信号. 这种 DS-CDMA 频域解扩的方法虽然实现简单, 但是其信道估计算法较复杂, 信道估计算法的抗多用户干扰能力较差, 多用户环境中这种算法的信道估计存在不收敛的问题.

为了解决文献 [11] 中频域解扩 DS-CDMA 存在的问题, 本文提出一种基于时频二维扩频<sup>[12]</sup>的时频二维联合解扩 DS-CDMA 接收算法. 对于 DS-CDMA 发射机发射的一个扩频符号对应时间内的信号, 在接收机中先将接收到的信号做一个比扩频增益  $N$  小的 DFT 变换, 联合多个 DFT 变换后的信号进行扩频解扩处理, 从而恢复出发射的原始信息比特. 本文以 WCDMA 上行链路为例, 对比了

DS-CDMA 传统 RAKE接收算法、DS-CDMA 时频二维联合解扩算法、以及文献 [11]提出的具有信道选择的频域解扩算法的复杂度,并就性能进行了计算机仿真验证。

本文余下的部分是这样安排的:第二部分为系统模型;第三部分为 DS-CDMA 时频二维扩频解扩算法;第四部分为复杂度比较;第五部分是数值及仿真结果;最后是本文的结论。

## 2 系统模型

### 2.1 发射机模型

传统的 DS-CDMA 发射机如图 1 所示,其中  $c_{b,j}$  为数据扩频码的第  $j$  个码元 (chip),  $c_{p,j}$  为导引扩频码的第  $j$  个码元。数据  $b(t)$ 、导引数据经过直接序列扩频后累加,通过射频处理模块处理后,发射到传播介质中。其中加导引的方法可以是时分的<sup>[8]</sup>,如 WCDMA、TD-SCDMA 的下行链路,也可以是码分的<sup>[9]</sup>,如 WCDMA 上行链路。本文以 WCDMA 上行链路为例,即导引和数据是码分的,且设发射的导引数据为 +1 等效的低通发射信号可表示为:

图 1 DS-CDMA 发射机原理

$$f(t) = \sqrt{P_d} \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{j=0}^{N-1} c_{b,j} b(t) \Omega(t - iT_b - jT_c) + \sqrt{P_p} \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{j=0}^{N-1} c_{p,j} \Omega(t - iT_b - jT_c) \quad (1)$$

其中,  $P_d$  和  $P_p$  分别表示数据和导引符号的发射功率;  $b(t)$  表示发射的数据信息;  $\Omega(t)$  是持续时间为  $T_c$  的矩形脉冲,  $T_c$  为一个扩频码的持续时间,  $T_b$  为一个数据符号的持续时间;  $N = T_b/T_c$  表示扩频增益;  $c_{b,j} \in \{+1, -1\}$  和  $c_{p,j} \in \{+1, -1\}$  分别为数据扩频码和导引扩频码。

### 2.2 信道模型

本文考虑的多径衰落信道的等效低通冲激响应为:

$$H(t, \nu) = \sum_{i=1}^Q h_i(t) \delta(\nu - \nu_i) \quad (2)$$

其中,  $Q$  为接收机能区分的总多径数;  $h_i(t)$  为第  $i$  条径的衰落因子,  $\nu_i$  为第  $i$  条径的时延。

另外,在 DS-CDMA 系统中,由于多用户干扰可以近似等效为高斯噪声<sup>[10]</sup>,不失一般性,本文也将多用户干扰等效为高斯噪声。

## 3 DS-CDMA 时频二维联合解扩算法

### 3.1 接收机模型

DS-CDMA 时频二维联合解扩接收机原理如图 2 所示,从接收天线上收到的信号经过射频处理模块处理后,进行采样,不失一般性,设复采样速率等于 DS-CDMA 的码元速率。之后将接收信号送到同步模块处理,对主径进行时间同步。经时间同步后,得到第  $l$  个信息符号的第  $n$  个抽样  $r^l(n)$ 。

( $n$ )。在一个 DS-CDMA 扩频符号内,对接收信号  $r^l(n)$  做  $N_f$  个  $N_f$  点的 DFT 变换,其中扩频码的码元时间与 DFT 点的对应关系如图 3 所示,图中  $c_{\lambda}$  为 DS-CDMA 扩频码的第  $\lambda$  个码元 (这里数据扩频码与导引扩频码的长度相同),不失一般性,这里设整数  $N$  可以分解为整数  $N_i$  与整数  $N_f$  相乘,即:  $N = N_i N_f$ 。对接收信号  $r^l(n)$  做  $N_f$  点 DFT 后的信号为:

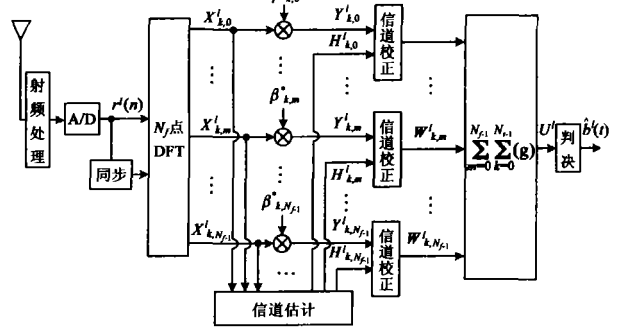


图 2 DS-CDMA 时频二维联合解扩接收机原理

$$X^l_{k,m} = \sum_{i=0}^{N-1} r^l(i) \exp\left[-j \frac{2\pi m i}{N_f}\right] \quad m = 0, 1, \dots, N_f - 1 \quad (3)$$

上式中  $r^l(i)$  表示第  $l$  个符号、第  $k$  个  $N_f$  点的 DFT 变换对应的第  $i$  个采样信号:

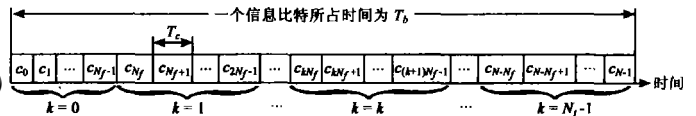


图 3 扩频码元与 DFT 点数对应关系

$$r^l(i) = r^l(kN_f + i) \quad k = 0, 1, \dots, N_i - 1, i = 0, 1, \dots, N_f - 1 \quad (4)$$

$N_f$  的具体取值取决于信道的相干带宽和系统的数据速率。 $r^l(n)$  经过  $N_f$  点的 DFT 变换后的信号,一路送给信道估计做信道估计,另一路用作信号解调。

在信号解扩过程中,经过 DFT 变换后的信号  $X^l_{k,m}$ ,分别跟数据扩频码的  $N_f$  点 DFT 变换后对应数据共轭相乘<sup>[11]</sup>:

$$Y^l_{k,m} = X^l_{k,m} \beta^l_{k,m} \quad (5)$$

其中  $\beta^l_{k,m}$  为:

$$\beta^l_{k,m} = \sum_{i=0}^{N_f-1} c'_{b,k,i} \exp\left[-j \frac{2\pi m i}{N_f}\right] \quad (6)$$

上式中  $c'_{b,k,i}$  为数据扩频码  $c_{b,j}$  第  $k$  个 DFT 变换对应时间内的第  $i$  个码元:

$$c'_{b,k,i} = c_{b,N_f+i} \quad k = 0, 1, \dots, N_i - 1, i = 0, 1, \dots, N_f - 1 \quad (7)$$

然后将  $Y^l_{k,m}$  跟信道估计出的信道估计值  $H^l_{k,m}$  在信道校正模块中共轭相乘,校正信道的影响,得到信号  $W^l_{k,m}$ :

$$W^l_{k,m} = Y^l_{k,m} (H^l_{k,m})^* \quad (8)$$

将  $W^l_{k,m}$  在频域和时域上进行累加:

$$U^l = \sum_{m=0}^{N_f-1} \sum_{k=0}^{N_i-1} W^l_{k,m} \quad (9)$$

对  $U^l$  进行判决, 恢复出发射信息第  $l$  个比特  $b^l(t)$ .

$$b^l(t) = \text{sgn}\{U^l\} \quad (10)$$

其中,  $\text{sgn}\{g\}$  是符号函数.

### 3.2 信道估计

信道估计算法如图 4 所示, 导引与导引扩频码相乘后, 做  $N_f$  点 DFT 变换后有:

$$\alpha_{k,m} = \sum_{i=0}^{N_f-1} c'_{p,k,i} \exp\left\{-j\frac{2\pi m i}{N_f}\right\} \quad (11)$$

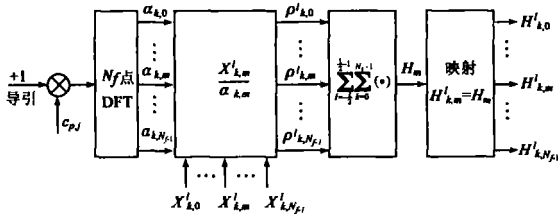


图 4 信道估计模型

其中  $c'_{p,k,i}$  为:

$$c'_{p,k,i} = C_{p,kN_f+i} \quad k=0, 1, \dots, N_t-1, i=0, 1, \dots, N_f-1 \quad (12)$$

将  $X^l_{k,m}$  与  $\alpha_{k,m}$  相除有:

$$\hat{\rho}_{k,m} = X^l_{k,m} / \alpha_{k,m} \quad (13)$$

不失一般性, 这里的信道估计只考虑简单的累加平均, 将  $\hat{\rho}_{k,m}$  在时域上进行平均:

$$H_m = \sum_{l=-\frac{I}{2}}^{\frac{I}{2}-1} \sum_{k=0}^{N_t-1} \hat{\rho}_{k,m} \quad (14)$$

其中,  $I$  表示进行信道估计总的导引符号个数, 不失一般性设其为偶数, 其具体取值决定于系统的相干时间. 令:

$$H^l_{k,m} = H_m \quad k=0, 1, \dots, N_t-1 \quad l = -\frac{I}{2}, -\frac{I}{2}+1, \dots, \frac{I}{2}-1 \quad (15)$$

经过上面的处理, 完成信道估计. 将估计出来的信道信息  $H^l_{k,m}$  送到接收机中的信道校正模块进行信道校正.

### 4 复杂度比较

在复杂度比较时, 只对解扩部分进行比较, 即不考虑同步、失锁等共同部分. 这里, 采用 MACs(乘法单元数)来衡量时频二维联合解扩和 RAKE 接收机的复杂度. 复数加法需要 2 个 MACs, 复数乘法相当于 4 个 MACs.

对于  $Q$  径的 RAKE 接收机, 检测一个符号所需的 MAC 为<sup>[13]</sup>:

$$O_{\text{RAKE}} = 4Q(N+1) \text{ MACs} \quad (16)$$

对于时频二维联合解扩算法, 一次基 2 的  $N_f$  点 FFT 运算要做  $0.5N_f \log_2 N_f$  次复数乘法(相当于  $2N_f \log_2 N_f$  MACs)和  $N_f \log_2 N_f$  次复数加法(相当于  $2N_f \log_2 N_f$  MACs). 另外, 各路合并时还分别需要  $N_f$  次的复数乘法和复数加法. 因此, 时频二维联合解扩算法的复杂度为:

$$O_{2\text{DSS}} = 4N_f \log_2 N_f + 6N_f = 4N_f \log_2 N_f + 6N_f \text{ MACs} \quad (17)$$

比较式(16)和(17), 满足  $O_{2\text{DSS}} \leq O_{\text{RAKE}}$  的条件是:

$$N_f \leq 2^{(N+1N)-(3/2)} \approx 2^{-(3/2)} \quad (18)$$

式(18)从复杂度的角度给出了时频二维联合解扩算法的设计准则, 根据式(18), 图 5 更清楚的描述了时频二维接收机与 RAKE 接收机复杂度的关系受信道径数的影响. 随着可识别路径的增加, 时频二维算法在复杂度方面的优势越来越明显.

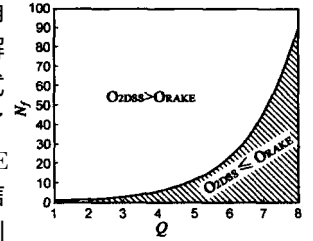


图 5 复杂度比较

### 5 仿真结果

文献[11]提出的 DS-CDMA 频域解扩算法中, 具有信道选择的方法性能最佳, 因此本文将与文献[11]提出的 DS-CDMA 具有信道选择的频域解扩算法以及传统的 RAKE 接收机做对比.

#### 5.1 在文献[11]的两径衰落信道中的仿真对比

按照文献[11]的仿真条件, 两径衰落信道的信道模型: 两径的平均能量相等, 两径的相对延时  $\Delta t = 3\mu\text{s}$ , 载波频率为 2000MHz, 带宽 10MHz, 运动速度 120 km/h, 扩频增益  $N = 512$  BPSK 调制.

具有信道选择的方法中, 幅度门限  $A_{th} = 10\text{dB}$ , 滤波系数为  $\alpha = 0.7$ . 从仿真曲线图 6 可以看出, 在多径时延差很大的两径环境、高速运动的条件下, 本文提出的时频二维联合解扩方法的性能优于一径主径接收的性能, 比两径 RAKE 的性能差; 在信噪比较低的情况下, 本文提出的时频二维联合解扩方法的性能优于文献[11]中的具有信道选择的频域解扩算法的性能. 但在高信噪比的条件下, 比文献[11]中具有信道选择的频域解扩算法的性能差.

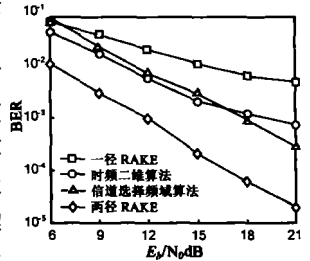


图 6 文献[11]信道下误比特率对比曲线

RAKE 的性能差; 在信噪比较低的情况下, 本文提出的时频二维联合解扩方法的性能优于文献[11]中的具有信道选择的频域解扩算法的性能. 但在高信噪比的条件下, 比文献[11]中具有信道选择的频域解扩算法的性能差.

#### 5.2 M. 1225 信道中的仿真对比

以上的两径信道模型中的根均方时延比较大, 下面针对 M. 1225 中定义的室内测试环境中的 Channel A 信道条件做了仿真. 该信道有六条径, 各径的时延和功率如表 1 仿真中, 具有信道选择的方法幅度门限  $A_{th} = 10\text{dB}$ ,

表 1 M. 1225 的信道参数

相对时延 (ns)	平均功率 (dB)
0	0
50	-3.0
110	-10.0
170	-18.0
290	-26.0
310	-32.0

滤波系数为  $\alpha = 0.99$ , 载波频率为 2000MHz, 带宽 3.84MHz, 运动速度 5km/h, 扩频增益  $N = 256$  BPSK 调制, 4倍采样.

对于 RAKE 接收机来说, 从表中的仿真条件可以看

出,由于扩频增益约为 24dB ( $N = 256$ ),因此功率为 -26.0dB和 -32.0dB的多径用 RAKE接收机检测时捕获不到.扩频后的信号带宽为 3.84MHz,即一个码片的时间约为 260ns,经过四倍采样后,每相邻采样点的间距约为 65ns.假设 RAKE接收机的多径捕获及跟踪算法十分先进,时延差相距不小 65ns的多径均能进行处理.这样,路径为延时为 0 和 50ns的多径合为一条可分辨多径,延时为 110ns和 170ns的多径合为第二条可分辨多径,即 RAKE接收机最多只能进行两径 RAKE接收.

本文在以上仿真条件下仿真对比了时频二维联合解扩方法、两径 RAKE接收以及文献 [11]中的具有信道选择频域解扩算法的性能,仿真结果如图 7 所示.

从图 7 中可以看出,在低信噪比的情况下,时频二维联合解扩方法的性能略优于两径 RAKE;信噪比越大,时频二维联合解扩方法的性能越优于两径 RAKE接收的性能.在平均误比特率为  $2 \times 10^{-2}$  时,时频二维联合解扩需要的平均信噪比比二径 RAKE算法所需的平均信噪比少 3 dB左右.

从图 7 中还可以看出,在低信噪比的条件下,文献 [11]中的具有信道选择的频域解扩算法的性能比 RAKE接收机差,随着信噪比的增加,该方法的性能跟 RAKE接收的性能接近;时频二维联合解扩算法的平均误比特性能优于文献 [11]中的具有信道选择的频域解扩算法.

从图 6 及图 7 可以看出,对于宽带扩频 CDMA 信号,在均方延时较小的信道环境中,由于 RAKE接收机能分辨的每一条多径在时域上看由两条或两条以上不同延的多径组成,从频域上看其有频率选择性,这造成了 RAKE接收的性能不如本文提出的时频二维联合解扩方法的性能.

## 6 结论

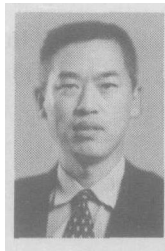
本文利用二维扩频的思想,提出了一种新的 DS-CDMA接收方法-时频二维联合解扩算法.该方法解扩 CDMA 信号,同时利用了经过信道后 CDMA 扩频信号的时域特性和频域特性,同时具备时域信号处理及频域信号处理的优点.仿真结果表明,当 RAKE接收机能区分的一条多径信号是频率选择性的时候,DS-CDMA 时频二维联合解扩算法的平均比特误码率性能优于 RAKE接收机,也优于文献 [11]中的具有信道选择的频域解扩算法的平均比特误码率.

## 参考文献:

[1] Adachi F, Sawahashi M, Suda H. W ideband DS-CDMA for next-generation mobile communications systems [J]. IEEE Communications Magazine, 1998, 36(9): 56-69.

- [2] Baier A, Fiebig U, Granzow W. Design study for a CDMA-based third-generation mobile radio system [J]. IEEE J Select Areas Commun, 1994, 12(4): 733-743.
- [3] Turin G L. Introduction to spread-spectrum antimultipath techniques and their application to urban digital radio [J]. Proc IEEE, 1980, 68(3): 328-353.
- [4] DelRe E, Fantacci R, Giannoccaro O. Practical RAKE receiver architecture for the downlink communications in a DS-CDMA mobile system [J]. Proc IEEE Communications, 1998, 145(4): 277-282.
- [5] Hui Liu, Li Kan in A decorrelating RAKE receiver for CDMA communications over frequency-selective fading channels [J]. IEEE Trans Commun, 1999, 47(7): 1036-1045.
- [6] Fantacci R, Galligani A. An efficient RAKE receiver architecture with pilot signal cancellation for downlink communications in DS-CDMA indoor wireless networks [J]. IEEE Trans Commun, 1999, 47(6): 823-827.
- [7] Koukakiotis D, Aghvan i H A. Data detection techniques for DS/CDMA mobile systems: a review [J]. IEEE Personal Communications, 2000, 7(3): 24-34.
- [8] Proakis J G. Digital Communications [M]. 4th ed., New York: McGraw-Hill, 2001.
- [9] Schramm P. Analysis and optimization of pilot-channel assisted BPSK for DS-CDMA systems [J]. IEEE Trans Commun, 1998, 46(9): 1122-1124.
- [10] Rappaport T S. Wireless Communications Principles and Practice [M]. 北京: 电子工业出版社, 1998.
- [11] Shi-Yuan Wang, Chi-Chi Huang. On the architecture and performance of an FFT-based spread-spectrum downlink RAKE receiver [J]. IEEE Trans Vehicular Tech, 2001, 50(1): 234-243.
- [12] 唐友喜, 李少谦. 广义时频二维扩频在加性白高斯噪声信道中的性能 [J]. 电子与信息学报, 2004, 26(2): 248-253.
- [13] Nahler A, Imer R, Fettweis G. Reduced and differential parallel interference cancellation for CDMA systems [J]. IEEE J Select Areas Commun, 2002, 20(2): 237-247.

## 作者简介:



唐友喜 男, 1964年出生于河南潢川, 1985年在军械工程学院获学士学位, 1993年、1997年分别在电子科技大学获通信与系统专业硕士、博士学位, 1997年进入中国科技大学、华为企业博士后流动站做博士后, 2000年进入电子科技大学博士后流动站做博士后, 电子科技大学通信与信息工程学院教授、博导, 主要研究方向为: 数字通信、扩频通信, 包括 CDMA、OFDM、B3G、UWB、分布 MMO、传感器网络等. E-mail: tangyx@uestc.edu.cn