

# TD-SCDMA 系统中信道估计算法的性能分析及改进

常永宇 黄莉莉 杨大成  
(北京邮电大学电信工程学院 北京 100876)

**摘要:** TD-SCDMA 系统中普遍采用 Steiner 信道估计算法,但是由于信道估计器受背景噪声的影响,会造成信道冲激响应的幅度和时延比真实值大。该文提出了两种对 Steiner 信道估计的改进方法,它们分别设定了一定的门限。仿真结果表明,通过这种处理,系统的输出性能得到明显改进。

**关键词:** TD-SCDMA, 信道估计, 门限处理

**中图分类号:** TN929.5

**文献标识码:** A

**文章编号:** 1009-5896(2005)07-1110-04

## Performance Analysis and Improvement of the Channel Estimation Algorithm in the TD-SCDMA System

Chang Yong-yu Huang Li-li Yang Da-cheng

(Telecom. Engineering College, Beijing University of Posts and Telecommunications, Beijing 100876, China)

**Abstract** The adoption of B. Steiner channel estimation algorithm is prevalent in TD-SCDMA system. However, the estimated channel impulse responses are affected by the noise in the channel, therefore their amplitudes and delays are larger than the real channel impulse responses. Two improved algorithms are proposed, both of which set gates for the channel impulse responses. The simulation results show that both the outputs of channel estimator and the system performance are improved by adopting the gate method.

**Key words** TD-SCDMA, Channel estimation, Gate processing

### 1 引言

移动通信自其诞生以来,就一直以惊人的速度发展着。近年来,人们对移动通信业务的需求越来越大,对业务质量和种类的要求也越来越高,第二代移动通信系统已经难以满足人们日益增长的需求了。在这种情况下,以能提供语音、数据、视频等多媒体服务为特点的第三代移动通信系统(3G)应运而生。ITU 规定了 TD-SCDMA, WCDMA 和 cdma2000 为 3G 的国际标准;其中由欧盟提出的 WCDMA 和美国提出的 cdma2000 都采用了频分双工(FDD)模式,只有中国提出的 TD-SCDMA 采用的是时分双工(TDD)模式<sup>[1]</sup>。

TDD 系统的关键技术,如智能天线、联合检测、上行同步等,都是建立在对信道正确估计的基础上。Steiner 提出了基于准确同步的信道估计算法,并给出了其简化的循环卷积算法,提高了信道估计算法的运算速度。在理想信道估计情况下(即接收端准确知道信道的多径数量和每一径的时延),估计得到的信道情况和信道的实际情况非常接近。但是,在实际接收系统中,接收端不可能准确知道信道信息,此时如果直接采用信道估计的结果,则由于信道估计器受背景噪声的影响较大,会造成输出端信噪比的降低。

本文提出了两种对 Steiner 信道估计器的改进算法即门限处理方法,包括抛弃功率小于最强径功率一定比例的径;以及抛弃功率小于噪声功率一定倍数的径,分析了这两种信道估计算法的性能并给出了仿真结果。

### 2 经典 Steiner 信道估计算法

在 TD-SCDMA 系统中,使用相干自适应均衡器和分集技术消除时变和频率选择性衰落的影响。但是,良好的相干自适应均衡器是建立在对信道的正确估计基础上。

图 1 中  $T_{\text{突发}}$  是一个突发(burst)的周期。突发是 TD-SCDMA 中的最基本的结构,是由数据(data)、训练序列(Midamble)和保护时隙(Guard)组成的<sup>[2,3]</sup>。

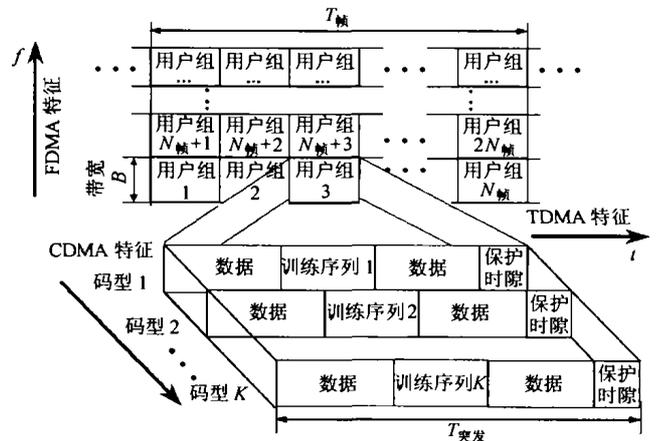


图 1 TD-SCDMA 的物理层结构

在上行链路中,接收到的  $K$  个用户信号是  $K$  个移动台经过  $K$  条不同的无线信道得到的,因此  $K$  个无线信道的信道估计是基于  $K$  个不同的 midamble 码;在下行链路中,基站同时发出的  $K$  个用户是经过同一个无线信道的信号,因此这  $K$  个信号可以采用同一个 midamble 码。

在同一个时隙激活的不同用户的 midamble 码是由同一个周期基本码的不同时移得到的;不同的小区采用不同的基本码。这样,同一个时隙所有用户的信道冲激响应的联合检测估计可以用一个循环相关器来实现。

下面介绍如何从周期基本码中得到一套 midamble 码<sup>[4]</sup>:

首先,找一个有  $P$  个元素的向量  $\underline{m}_P$

$$\underline{m}_P = [m_1 \ m_2 \ \dots \ m_P]^T, \quad m_i \in \{1, -1\} \quad (1)$$

再由这  $P$  个元素构成长度为  $L_m + (K-1)W$  的向量  $\underline{m}$

$$\underline{m} = [m_1 \ m_2 \ \dots \ m_{L_m+(K-1)W}]^T, \quad i = 1, 2, \dots, L_m + (K-1)W \quad (2)$$

然后,由 Steiner 的公式得到

$$m_{k,i} = m_{i+(K-k)W}, \quad i = 1, 2, \dots, L_m; \quad k = 1, 2, \dots, K \quad (3)$$

这时,可以生成复元素

$$\underline{m}_{k,i} = (j)^i m_{k,i}, \quad i = 1, 2, \dots, L_m, \quad k = 1, 2, \dots, K; \quad \underline{m}_{k,i} \in \{1, j, -1, -j\} \quad (4)$$

最后得到长度为  $L_m$  的复 midamble 码  $\underline{m}_k$

$$\underline{m}_k = [m_{k,1} \ m_{k,2} \ \dots \ m_{k,L_m}]^T \quad (5)$$

由上面的产生的方法可以看出,从基本的  $P$  个元素出发,做循环重复得到  $L_m + (K-1)W$  个元素。每个用户的 midamble 的元素数目为  $L_m = P + W - 1$ 。其中  $P$  个元素是用于估测  $K$  个用户的信道冲激响应的,只受用户的 midamble 的影响;而多出来的  $(W-1)$  个元素是受到数据符号和 midamble 共同影响的,不能用做信道估测。

从图 1 中可以看出, midamble 是和用户数据一起发送的,其接收信号可以写为

$$\underline{e}_k = [e_{k,1} \ e_{k,2} \ \dots \ e_{k,L_m}]^T \quad (6)$$

由于接收到的信号(特指与发送 midamble 对应的部分)中前  $(L_m - P)$  个数据受到第一个数据块的拖尾干扰,我们将抛弃前  $(L_m - P)$  个符号,只利用后面的  $P$  个符号进行信道估计,将后  $P$  个符号组成的向量记为  $\underline{e}'_k$ 。

首先考虑单用户的情况。设该用户的信道冲激响应为  $\underline{h}_1$ , 则一个周期的测试信号的接收信号为<sup>[5,6]</sup>

$$\underline{e}'_1 = \underline{M} \cdot \underline{h}_1 + \underline{n} \quad (7)$$

其中,  $\underline{n} = [n_1 \ n_2 \ \dots \ n_P]^T$ ,  $\underline{M}$  是一个  $P \times P$  的矩阵,有

$$\underline{M} = \begin{pmatrix} \underline{m}_P & \underline{m}_{P-1} & \underline{m}_{P-2} & \dots & \underline{m}_1 \\ \underline{m}_1 & \underline{m}_P & \underline{m}_{P-1} & \dots & \underline{m}_2 \\ \underline{m}_2 & \underline{m}_1 & \underline{m}_P & \dots & \underline{m}_3 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \underline{m}_{P-1} & \underline{m}_{P-2} & \underline{m}_{P-3} & \dots & \underline{m}_P \end{pmatrix} \quad (8)$$

显然,式(7)的解为<sup>[7]</sup>

$$\hat{\underline{h}}_1 = \underline{M}^{-1} \underline{e}' \quad (9)$$

对于多个用户的情况,下式:

$$\underline{e}' = \underline{G} \cdot \underline{h} + \underline{n} \quad (10)$$

成立。其中,由  $K$  个用户的 midamble 组成的矩阵为

$$\underline{G} = [\underline{G}_1 \ \underline{G}_2 \ \dots \ \underline{G}_K] \quad (11a)$$

$$\underline{G}_k = \begin{pmatrix} \underline{m}_{k,W} & \underline{m}_{k,W-1} & \underline{m}_{k,W-2} & \dots & \underline{m}_{k,1} \\ \underline{m}_{k,W+1} & \underline{m}_{k,W} & \underline{m}_{k,W-1} & \dots & \underline{m}_{k,2} \\ \underline{m}_{k,W+2} & \underline{m}_{k,W+1} & \underline{m}_{k,W} & \dots & \underline{m}_{k,3} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \underline{m}_{k,P+W-1} & \underline{m}_{k,P+W-2} & \underline{m}_{k,P+W-3} & \dots & \underline{m}_{k,P} \end{pmatrix} \quad (11b)$$

式(11b)中,  $W$  是信道冲激响应的阶数。

信道冲激响应向量  $\underline{h}$  为

$$\underline{h} = [\underline{h}_1 \ \underline{h}_2 \ \dots \ \underline{h}_K] \quad (12)$$

因此,利用下式可以得到信道估计值

$$\hat{\underline{h}} = \underline{G}^{-1} \underline{e}' \quad (13)$$

### 3 信道估计算法的改进

在实际的系统中,估计出来的信道响应相比真实值往往有误差,这误差是由信道中的噪声引起的,且输出端的噪声功率大于实际信道中的噪声功率。换言之,由于在接收端进行的处理往往扩大了某些径的冲激响应功率。

在这里,我们将提出两种对经典 Steiner 信道估计算法的改进,这两种方法都是基于门限处理,即冲激响应功率达不到门限值的径予以抛弃,但是两种方法选择门限值的标准是不同的。

#### 3.1 以最强径功率的 $X\%$ 为门限

对信道估计器得到的第  $k$  个用户的信道  $\hat{\underline{h}}_k = [\hat{h}_{k,1} \ \hat{h}_{k,2} \ \dots \ \hat{h}_{k,W}]^T$  进行如下处理:

$$\hat{\underline{h}}'_{k,W} = \begin{cases} \hat{h}_{k,W}, & |\hat{h}_{k,W}|^2 > (|\hat{h}_{k,\max}|^2 \cdot X\%) \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (14)$$

式中,  $\hat{h}_{k,\max}$  是  $\hat{h}_{k,1}, \hat{h}_{k,2}, \dots, \hat{h}_{k,W}$  中模值最大的元素;  $X\%$  是设定的门限比例。在实际应用中,  $X\%$  是由检测需要确定的。

#### 3.2 以噪声功率 $\sigma^2$ 的 $r^2$ 倍为门限

对信道估计器得到的第  $k$  个用户的信道  $\hat{\underline{h}}_k = [\hat{h}_{k,1} \ \hat{h}_{k,2} \ \dots \ \hat{h}_{k,W}]^T$  进行如下处理

$$\hat{\underline{h}}'_{k,W} = \begin{cases} \hat{h}_{k,W}, & |\hat{h}_{k,W}|^2 > (\sigma^2 \cdot r^2) \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (15)$$

式中  $\sigma^2$  为噪声功率,  $r^2$  为设定的门限倍数。在实际应用中,  $r^2$  是由检测需要实际确定的。

### 4 仿真及分析

本文给出了对 TD-SCDMA 上行链路的仿真结果, 其中信道估计算法分别采用了理想信道估计(接收端完全知道信道信息)、Steiner 信道估计、以最强径功率的  $X\%$  为门限的信道估计以及以噪声功率  $\sigma^2$  的  $r^2$  倍为门限的信道估计算法。

#### 4.1 仿真环境

表 1, 表 2 分别给出了仿真参数及信道参数。

表 1 系统主要配置参数

配置参数	取值
载频	2GHz
Chip 速率	1.28Mcps
用户数据速率	12.2kbps
帧长	10ms (5ms/子帧)
每帧内时隙数	7
时隙长度	675 $\mu$ s
扩频码	SF=16, 每个用户占用 2 个码道
调制	QPSK
信道估计	理想多径信道估计 <sup>[8]</sup>
多用户检测	迫零块线性均衡器 (ZF-BLE)

表 2 信道参数

Tap	车载台速度: 120km/h		
	多普勒类型	相对时延 (ns)	平均功率 (dB)
1	典型	0	0
2		781	-4.83
3		1563	-13.65
4		2344	-20.07
5		3125	-28.45

#### 4.2 仿真结果

图 2 给出了接收端  $C/I=0$ dB, 单天线, 车载台速度为 120km/h, 以第一个用户信道为参考的情况下, 对 500 帧平均得到的信道冲激响应图, 其中理想信道估计是假设接收端完全了解信道的径数以及各径时延。

图 3 给出了在表 1, 表 2 的仿真环境下, 上行链路中当用户数为 4(占用 8 码道)、单天线时, 采用理想信道估计、Steiner 信道估计和式(14)所示门限处理器的情况下, 系统的误码率情况; 其中分别给出了门限为最强径的 5%和 15%的

系统性能。图 4 给出了在相同的仿真条件下, 采用理想信道估计、Steiner 信道估计和式(15)所示门限处理器的情况下, 系统的误码率情况; 其中分别给出了  $r=1.3$  和  $r=1.7$  时的系统性能。

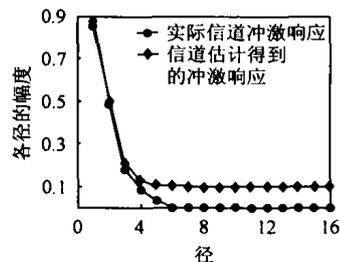


图 2 理想信道估计与 Steiner 信道估计

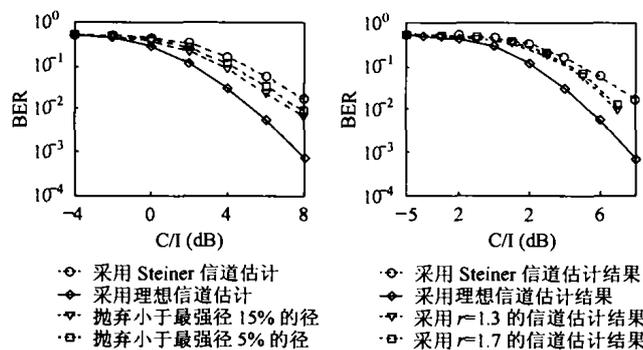


图 3 采用式(14)信道估计器的系统误码率

图 4 采用式(15)信道估计器的系统误码率

#### 4.3 仿真结果分析

从图 2 中可以看出, 实际的信道仅在前 5 径有冲激响应(每径相比上一径的时延为一个码片, 即 781ns); 而 Steiner 信道估计器得到的结果, 则是在全部 16 径上都有冲激响应, 且每一径响应的幅度都大于实际幅度。换言之, 传统 Steiner 信道估计器不仅加大了信道幅度, 而且增加了信道时延。图 3 显示, 采用式(14)提出的门限处理模式后, 在相同的误码率情况下, 所需要的  $C/I$  比 Steiner 信道估计器小 1~2dB。当门限值在一定范围内增大时, 将逐渐去除由噪声带来的径, 因此门限在该范围内越大越好; 但是门限值若取的太大, 可能导致去除真正的信道冲激响应。通过仿真发现, 门限值在 10%~15%范围内时, 系统性能较好。

同样, 在图 4 中可以看出, 采用式(15)提出的门限处理模式后, 在相同的误码率情况下, 所需要的  $C/I$  比 Steiner 信道估计器小 1.5~2dB, 且性能的改善随  $C/I$  的增大而增大。同理,  $r$  在一定范围内越大, 系统性能越好。通过仿真发现,  $r$  在(1.5, 1.8)范围内时, 系统性能较好。

### 5 结束语

本文在给出了 TD-SCDMA 的物理层结构和经典 Steiner

信道估计算法以后,提出了两种对 Steiner 信道估计器的门限改进算法,分别是抛弃功率小于最强径功率一定比例的径,以及抛弃功率小于噪声功率一定倍数的径。从仿真中可以看出,这两种方法均可以改善系统性能 1~2dB。仿真进一步证明,这两种门限处理方式的性能与所选择的门限值有关系;在实际应用中,可以利用反馈机制逐步调整各帧的门限值,直至调至最佳值。

另外,从仿真中可以看出,在相同的传播环境下,随着信噪比的增加第二种门限处理方式的性能略好于第一种方式,这是建立在对噪声功率的准确估计基础上的。在实际应用中,若不能精确得到噪声的功率,则可能第一种处理方式的性能更好。

### 参 考 文 献

- [1] <http://www.tdscdma-forum.org>
- [2] 3GPP TS 25.201 V.4.0.0: Physical Layer-General Description.
- [3] 3GPP TR 25.928 V.4.0.0: 1.28Mcps Functionality for UTRA TDD Physical Layer.
- [4] Patel P, Holtzman J. Analysis of a DS/CDMA successive interference cancellation scheme using correlations. *IEEE Globecom'93*, Houston, Texas, 1993: 76 - 80.
- [5] Steiner B, Baier P W. Low cost channel estimation in the uplink receiver of CDMA mobile radio systems. *Frequenz*, 1993, 47(11/12): 292 - 298.
- [6] 康绍莉, 裴正定, 李世鹤. TD-SCDMA 系统中低代价信道估计方法的改进. *通信学报*, 2002, 23(10): 108 - 113.
- [7] Klein A, Kaleh G, Baier P W. Zero forcing and minimum mean-square-error equalization for multiuser detection in code-division multiple-access channels. *IEEE Trans. on Vehicular Technology*, 1996, 45(2): 276 - 287.

常永宇: 女, 1963 年生, 博士生, 研究方向为 CDMA 移动通信系统中的关键技术.

黄莉莉: 女, 1979 年生, 硕士生, 研究方向为 CDMA 移动通信系统中的关键技术.

杨大成: 男, 1951 年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为移动通信.