

# TD-SCDMA 系统中一种基于门限处理的信道估计

李 鹏, 张敏军

(中国石油大学(华东), 山东 东营 257061)

**摘 要:**在 TD-SCDMA 系统中, 针对传统的 Steiner 信道估计算法因背景噪声使得估计精度受到影响的问题, 以 Steiner 算法为基础, 提出了一种基于门限处理的信道估计算法, 该算法以次强径功率为参考设定门限, 省略小于此门限的其他径。通过上行链路的模拟仿真表明, 该信道估计算法的信道响应更接近理想值, 有利于改善系统的输出性能。

**关键词:**时分双工同步码分多址; 信道估计; 门限; 训练序列

**中图分类号:** TN92

**文献标识码:** A

## Channel Estimation in a TD-SCDMA System Based on Threshold Processing

LI Peng ZHANG Min-jun

(China University of Petroleum, Dongying 257061 China)

**Abstract:** The channel estimation algorithm is used to predict the impulse response in TD-SCDMA system, since the realization of joint detection and other technologies depend on the basis of an accurate estimation of channel identity. Steiner estimation algorithm has lower cost, but the accuracy is affected by the noise in the channel. In this paper, a threshold processing algorithm is proposed, which is based on Steiner algorithm. Simulation results from uplink show that its channel impulse responses are closer to that of ideal ones. The approach is advantageous to the improvement of the system output performance.

**Key words:** TD-SCDMA; channel estimation; threshold; training series

TD-SCDMA 作为国际电信联盟 ITU 规定的 3G 技术国际标准之一, 采用时分双工工作方式, 在目前频谱资源紧张时具有积极意义。同时, 该系统还采用了联合检测、智能天线等诸多先进技术, 这对系统整体性能的改善很有利。但是, 能否对无线信道响应进行快速而准确的估计, 是联合检测等技术能否顺利采用的重要前提。Steiner 估计算法<sup>[1]</sup>是一种较为传统的代价低的信道估计方法, 可以保证实时、快速地对信道进行估计, 但其不足之处在于估计的准确性受信道中的噪声的影响较大。本文从实际中多径传播的无线环境出发, 提出了一种基于 Steiner 估计算法的门限处理算法, 以次强径功率为参考设定门限, 省略小于此门限的其他径。

CDMA、FDMA 技术, 如图 1 所示。TD-SCDMA 的每个 10ms 无线帧分为 2 个各 5ms 的子帧, 每子帧共 10 个时隙, 7 个常规时隙; 时隙 0~时隙 6, 各为 675 $\mu$ s (864 码片); 三个特殊时隙: 下行导频时隙 (DwPTS, 96 码片)、上行导频时隙 (UpPTS, 160 码片) 和保护间隔 (GP, 96 码片), 用于同步和区分小

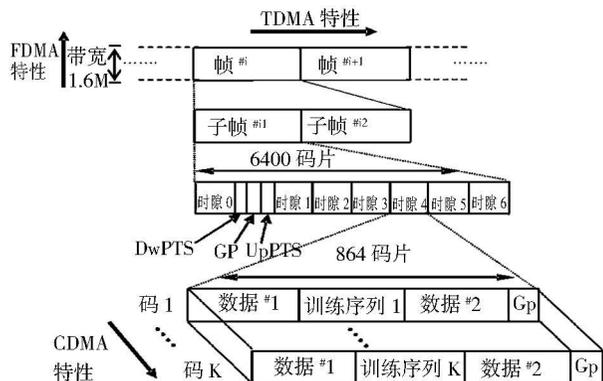


图 1 TD-SCDMA 物理信道信号格式及突发结构

## 1 Steiner 算法

### 1.1 物理层结构

TD-SCDMA 系统的物理层综合运用了 TDMA、

区。在常规时隙中,一个突发由两个数据域(各为352码片)、一个训练序列(midamble 144码片s)、一个保护间隔GP(16码片)构成,其中训练序列码的作用就是做信道估计。

## 1.2 Steiner信道估计算法描述

在TD-SCDMA上行链路中,接收到的K个用户数据是经过K条不同的无线信道得到的,因此K个无线信道估计就是基于K个不同的训练序列码。以下用符号 $(\cdot)$ 表示复数, $(\cdot)^*$ 表示复共轭, $(\cdot)^T$ 表示转置, $\hat{(\cdot)}$ 表示估计值, $F(\cdot)$ 和 $F^{-1}(\cdot)$ 则分

$$G = \begin{bmatrix} \underline{\mathbf{m}}_W^{(1)} & \underline{\mathbf{m}}_{W-1}^{(1)} & \cdots & \underline{\mathbf{m}}_1^{(1)} & \underline{\mathbf{m}}_W^{(2)} & \cdots & \underline{\mathbf{m}}_1^{(2)} & \cdots & \underline{\mathbf{m}}_W^{(K)} & \cdots & \underline{\mathbf{m}}_1^{(K)} \\ \underline{\mathbf{m}}_{W+1}^{(1)} & \underline{\mathbf{m}}_W^{(1)} & \cdots & \underline{\mathbf{m}}_2^{(1)} & \underline{\mathbf{m}}_{W+1}^{(2)} & \cdots & \underline{\mathbf{m}}_2^{(2)} & \cdots & \underline{\mathbf{m}}_{W+1}^{(K)} & \cdots & \underline{\mathbf{m}}_2^{(K)} \\ \vdots & \vdots \\ \underline{\mathbf{m}}_{W+P-1}^{(1)} & \underline{\mathbf{m}}_{W+P-2}^{(1)} & \cdots & \underline{\mathbf{m}}_P^{(1)} & \underline{\mathbf{m}}_{W+P-1}^{(2)} & \cdots & \underline{\mathbf{m}}_P^{(2)} & \cdots & \underline{\mathbf{m}}_{W+P-1}^{(K)} & \cdots & \underline{\mathbf{m}}_P^{(K)} \end{bmatrix}$$

用这种通过基本的训练序列码循环移位得到同一时隙内所有用户的训练序列码作为列构成的G矩阵是一个Toeplitz矩阵<sup>[4]</sup>,具有循环相关特性。

设第k(k=1, ..., K)个用户的信道冲激响应表示为

$$\underline{\mathbf{h}}^{(k)} = (\underline{\mathbf{h}}_1^{(k)}, \underline{\mathbf{h}}_2^{(k)}, \dots, \underline{\mathbf{h}}_W^{(k)}), k=1, 2, \dots, K \quad (2)$$

假定该响应在一个时隙内保持不变,则所有K个用户的信道响应构成的矩阵为

$$\underline{\mathbf{h}} = (\underline{\mathbf{h}}^{(1)T}, \underline{\mathbf{h}}^{(2)T}, \dots, \underline{\mathbf{h}}^{(K)T})^T \quad (3)$$

这样,训练序列的接收可用矩阵表示为

$$\underline{\mathbf{e}} = \underline{\mathbf{G}}\underline{\mathbf{h}} + \underline{\mathbf{n}} \quad (4)$$

其中, $\underline{\mathbf{n}} = (\underline{\mathbf{n}}^{(1)T}, \underline{\mathbf{n}}^{(2)T}, \dots, \underline{\mathbf{n}}^{(K)T})^T$ 为K个用户的白噪声矩阵。

由(4)式,并根据最大似然估计理论<sup>[5]</sup>,可得到

$$\hat{\underline{\mathbf{h}}} = \underline{\mathbf{G}}^{-1}\underline{\mathbf{e}} = \underline{\mathbf{h}} + \underline{\mathbf{G}}^{-1}\underline{\mathbf{n}} \quad (5)$$

即信道估计值。

从(5)式可以发现,Steiner估计器会扩大噪声功率,反映在输出端就是导致输出端相对输入端具有信噪比损失。

## 2 门限处理信道估计算法

若信道估计的输入是不受噪声影响的训练序列接收数据,此时对信道有最准确的估计,称为理想信道估计,但实际上不可能有这种效果。根据上述分析,信道响应估计值相比理想值的误差是由信道中的噪声引起的,误差的存在必然影响链路后面的联合检测和智能天线等过程的效果,从而影响系统整体性能。下面提出使用一种次大值门限处理方法,

别表示快速傅立叶变换(FFT)和反快速傅立叶变换(IFFT)运算,若一特定基本训练序列码为<sup>[2]</sup>

$$\underline{\mathbf{m}}_p = (\underline{\mathbf{m}}_1, \underline{\mathbf{m}}_2, \dots, \underline{\mathbf{m}}_p)^T$$

向量 $\underline{\mathbf{m}}_p$ 的长度为128,即P=128。第k个用户的midamble码可由下式表示<sup>[3]</sup>

$$\underline{\mathbf{m}}^{(k)} = (\underline{\mathbf{m}}_1^{(k)}, \underline{\mathbf{m}}_2^{(k)}, \dots, \underline{\mathbf{m}}_{L_m}^{(k)})^T, k=1, 2, \dots, K \quad (1)$$

其中 $L_m = P + W - 1$ ,K为总的用户数,W为设为相等的各用户的信道响应窗长。

全部K个用户的midamble码可表示成如下训练序列矩阵

对(5)式中的第k个用户的信道响应 $\hat{\underline{\mathbf{h}}}^{(k)}$ 按步骤进行如下处理

(1)找到 $\hat{\underline{\mathbf{h}}}^{(k)}$ 中元素的次最大值,记为 $\hat{\underline{\mathbf{h}}}_{\max-1}^{(k)}$

$$(2) \hat{\underline{\mathbf{h}}}_i^{(k)'} = \begin{cases} \hat{\underline{\mathbf{h}}}_i^{(k)} & |\hat{\underline{\mathbf{h}}}_i^{(k)}|^2 > |\hat{\underline{\mathbf{h}}}_{\max-1}^{(k)}|^2, \\ 0 & i=1, 2, \dots, W; k=1, 2, \dots, K \quad (6) \\ 0 & \text{其他} \end{cases}$$

(3)得到处理后的全部用户估计值 $\hat{\underline{\mathbf{h}}}'$

这种次大值门限处理方法的实质就是保留最大值和次大值径,忽略掉其他径(取0)。次大值具体由噪声功率测量算法得到。

## 3 仿真与分析

### 3.1 仿真环境

针对上述的次最大值门限处理算法,利用MATLAB仿真工具对其性能进行模拟仿真,并且与Steiner信道估计和理想信道估计进行比较。具体仿真条件设置如下:

TD-SCDMA上行链路,单个天线接收;扩频因子SF=16;联合检测算法采用ZF-BLE<sup>[6]</sup>;Suzuki无线信道模型<sup>[7]</sup>,每用户4条径,多径模型采用表1所示TD-SCDMA系统专用多径传播模型Case 3标准,如表1所示,这意味着多径的数目只考量4个,显然可以看出,各径时延差781ns(1个码片的时间长度),各径衰减依次为:0dB, -1.5dB, -3dB, -4.5dB。发送滤波器和接收滤波器采用升余弦数字滤波器,滤波器阶数为128,滚降系数为0.22,基站接收端信噪比SNR=10dB。

表 1 TD-SCDMA 系统多径传播模型

Case3, speed 120km/h	
Relative Delay [ns]	Average Power [dB]
0	0
781	-3
1563	-6
2344	-9

### 3.2 结果与分析

按照前面所描述的信道估计算法及仿真条件, 首先仿真得到 Steiner 信道估计、次最大值门限处理信道估计响应均方误差随估计器输入信噪比的变化曲线。如下图所示:

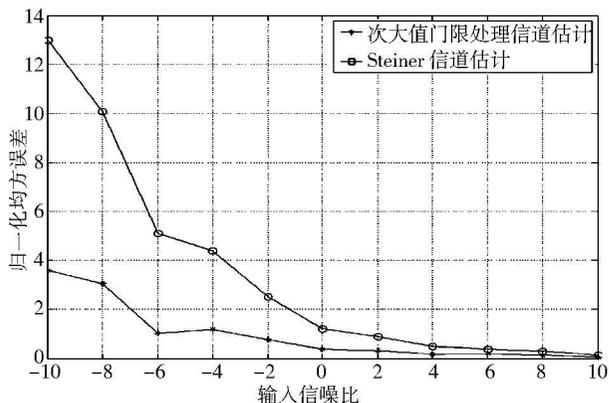


图 2 均方误差与输入信噪比的关系

可以看到, 次最大值门限处理信道估计得到的信道响应与 Steiner 的相比, 归一化均方误差更小 (与理想信道估计相比), 并且两种信道响应性能之间的差距随输入信噪比的增大而减小, 即信噪比越小的时候, 门限处理算法的性能越好, 这正好证实了该方法可以更好的抗噪声的特点。

为了更加清楚的比较不同估计方法的性能, 我们从系统整个链路的角度出发, 再以第一个用户为例, 分别比较非阈值后处理信道估计、阈值后处理信道估计和理想信道估计的冲激响应。如图 3 所示。

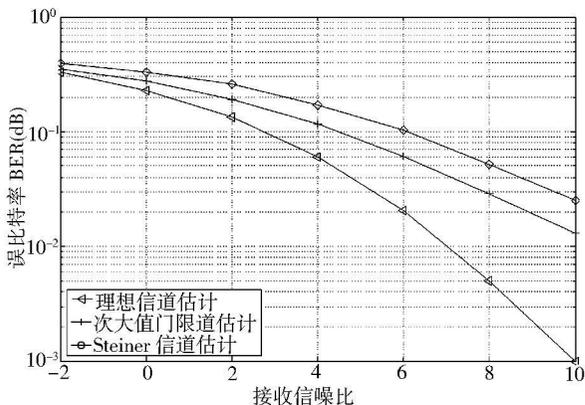


图 3 3 种信道估计对上行链路误比特率的影响比较

仿真结果显示, 采用次大值门限处理算法后, 相对于 Steiner 算法, 信噪比得到了改善。如图, 在误比特率为  $10^{-1}$  时, 次大值门限处理算法的信噪比有约 1.5 dB 的改善, 曲线也更接近于理想信道估计。在实际仿真中也发现, 该门限处理算法对链路的信噪比改善度与次大径功率占全部 (径) 接收功率的百分比有关, 该关系可近似的概括为: 当第三强径功率与次大径功率之比不超过 0.5 时, 上述门限处理算法对链路信噪比的改善效果最为理想; 若比值超过 0.5, 显然经过所设门限去除的各径功率在实际所占的比重已达到不能忽略的程度, 该比值愈大, 仿真中的误比特率曲线也愈接近于 Steiner 信道估计, 即算法对信噪比得改善不再明显。

### 4 结论

本文首先描述了传统 Steiner 信道估计算法, 结合 TD-SCDMA 系统的信道特性进行了分析, 提出了次大值门限处理信道估计算法。通过仿真可以看到, 该算法与传统信道估计相比, 对于整体链路性能的改善具有良好的作用, 由于门限值采用的是次大径, 实际中也在一定程度上降低了系统处理的复杂度。当然比较理想的情况是最大径和次大径的功率远大于其它径的功率, 这也为该算法的具体应用提出了一定要求。

### 参 考 文 献

- [1] Steiner B, Baier W. Low Cost Channel Estimation in the Uplink Receiver of CDMA Mobile Radio Systems [J]. Frequenz 1993 (47): 11-12.
- [2] 谢显中. TD-SCDMA 第三代移动通信系统技术与实现 [M]. 北京: 电子工业出版社, 2004: 235-238.
- [3] 李鹤. TD-SCDMA 第三代移动通信系统标准 [M]. 北京: 人民邮电出版社, 2003 (10): 54-55.
- [4] 程云鹏. 矩阵论 [M]. 西安: 西北工业大学出版社, 2002: 404-409.
- [5] 张贤达. 现代信号处理 [M]. 2 版. 北京: 清华大学出版社, 2002: 49-54.
- [6] 康绍莉, 裴正定, 李鹤, 等. 线性联合检测算法在 TD-SCDMA 系统中的性能分析与比较 [J]. 通信学报, 2002, 23 (6).
- [7] Matthias Patzold. 移动衰落信道 [M]. 北京: 电子工业出版社, 2009: 148-151.

(编校: 邓 英)