

# 基于阈值处理的 TD-SCDMA 下行多用户信道估计方法

赵德香, 马秀荣, 白 媛, 程云翔

(天津理工大学计算机与通信工程学院薄膜电子与通信器件天津市重点实验室, 天津 300384)

**摘 要:** 阈值后处理是针对 TD-SCDMA 系统中 B Steiner 信道估计器受加性噪声影响而提出的一种去噪方法, 该方法误滤除信息径, 保留噪声径. 本文提出一种基于阈值处理的多用户信道估计方法, 它基于某一下行用户会收到所有其它下行用户的训练序列这一特性, 设定一个值, 与各用户幅度加权值比较, 去掉信噪比很小的用户对应的信道估计窗, 将其余用户的信道估计窗进行平均, 然后将平均后的结果再进行阈值后处理, 抑制由噪声贡献的信道响应. 仿真结果表明, 提出的方法与直接进行阈值后处理法在同一误码率下, 所需平均信噪比(SNR)降低 1~4dB; 在 SNR 低于 5dB 时, 与复杂度高的加权合并法具有相同的误码率.

**关键词:** TD-SCDMA; B Steiner 估计器; 信道估计; 信道估计窗平均; 阈值后处理

**中图分类号:** TN911      **文献标识码:** A      **文章编号:** 0372-2112 (2012)09-1904-05

**电子学报 URL:** <http://www.ejournal.org.cn>      **DOI:** 10.3969/j.issn.0372-2112.2012.09.033

## A Multi-User Channel Estimation Method Based on Threshold Processing for the Downlink of TD-SCDMA

ZHAO De-xiang, MA Xiu-rong, BAI Yuan, CHENG Yun-xiang

(Tianjin Key Laboratory of Film Electronic and Communication Device, Computer and

Communication Engineering Department, Tianjin University of Technology, Tianjin 300384, China)

**Abstract:** Because channel estimator proposed by B Steiner for TD-SCDMA system is mainly affected by additive noise, those methods using threshold processing is likely to filter out the paths containing strong information whereas the path with noise is falsely kept. Based on the characteristics that a specific user can receive the training sequences of all the downlink users, a multi-user channel estimation method based on threshold processing was proposed. By comparing the amplitude weighted values with a given value, the method firstly removed some channel estimation windows whose Signal Noise Ratio(SNR) were too small, then averaged the rest of the channel estimation windows, and finally, processed the averaged results with threshold processing method to suppress the channel response contributed by noise. Simulation results show that at the same bit error rate, the average SNR required in the proposed method is 1~4dB lower than that in the direct threshold processing method; When SNR is lower than 5dB, the proposed method has the same performance as the weighted-unit method with high complexity.

**Key words:** TD-SCDMA; B Steiner estimator; channel estimation; average channel estimation values; threshold processing

## 1 引言

B Steiner 等人根据 TDD 系统的特点, 提出了适宜于 UMTS-TDD 上、下行链路的低代价信道估计算法<sup>[1]</sup>, 该算法可在频域进行信道估计, 因其计算复杂度低而被 UMTS TDD-CDMA 普遍采用. 然而由于实际信道中加性噪声的影响, 使得 B Steiner 估计器估计出来的信道冲击响应往往与真实值之间存在着较大的误差, 在信道估计窗内只有有限的几个径是信道多径, 其余大部分都是噪声径. 为了抑制这些噪声径的影响, 文献[2,3]提出一种阈值后处理方法, 在 B Steiner 估计器后加设门限对每条

径上的冲击响应值进行判断, 滤除噪声影响, 保留有用信息. 但是如果设定的门限过大, 一些信息径将被误滤除, 如果过小, 一些噪声径又会被保留.

文献[4]利用 TD-SCDMA 下行链路同一时隙里, 某一特定用户  $k$  会收到当前时隙所有下行用户的训练序列这一特性<sup>[5]</sup>, 提出一种多用户辅助的下行信道估计方法, 该方法首先对各用户信道估计值直接进行阈值后处理, 然后利用柯西不等式求得最优权值, 对经过阈值后处理后的仍包含噪声的各个用户的信道估计值加权合并, 获得信道窗内的最大信噪比, 该方法可以获得较好的性能, 但是复杂度也较高.

本文提出一种基于阈值处理的下行多用户信道估计方法:首先设定一个值,将各用户幅度加权值大于该设定值的下行用户的信道估计值进行平均,削弱功率较强径的噪声,达到平滑噪声的效果,然后将平均后的结果再进行阈值后处理,抑制由噪声贡献的信道响应,这样经过先平均信道估计窗内的信道值,尤其在低信噪比情况下,更准确的滤除了噪声径,降低了估计的均方误差(MSE)和系统误码率(BER)。

## 2 基于训练序列的信道估计

### 2.1 系统模型

TD-SCDMA 系统时隙结构如图 1 所示,它包括两个长度各为 352chips 的数据块  $\mathbf{d}^{(k,1)}$  和  $\mathbf{d}^{(k,2)}$ ,一个 144chips 的中间训练序列(Midamble 码)和一个 16chips 的保护带,其中,Midamble 码是接收端已知的码序列,用于信道估计<sup>[6]</sup>。

数据域	Midamble	数据域	GP
352chip	144chip	352chip	16

图 1 TD-SCDMA 系统的时隙结构

TD-SCDMA 下行系统模型如图 2 所示,一个时隙中用户  $k(k=1,2,\dots,K)$  的数据矢量  $\mathbf{d}^{(k)}$  与该时隙用户  $k$  的  $144 \times 1$  的 Midamble<sup>[7]</sup> 码  $\mathbf{m}^{(k)}$  进行时分复用,形成  $864 \times 1$  的时隙数据矢量  $\mathbf{x}_k$ ,将一个时隙中所有  $K$  个用户的数据一起发射,组成发射信号  $\mathbf{s}$ ,表示为

$$\mathbf{s} = \sum_{k=1}^K (\lambda_k \mathbf{x}_k) \quad (1)$$

其中,  $\lambda_k$  为用户  $k$  的幅度加权值,  $\lambda_k = 0$  表示用户  $k$  处于非激活状态<sup>[4]</sup>。

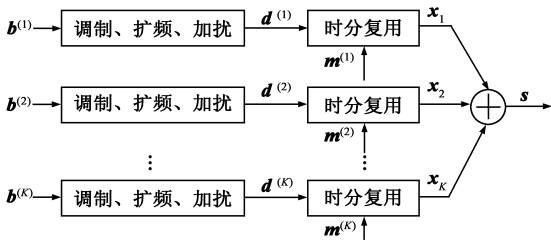


图 2 TD-SCDMA 系统下行链路系统模型

用户  $k$  接收到  $(864 + L - 1) \times 1$  的信号矢量  $\mathbf{y}^{(k)}$  为

$$\mathbf{y}^{(k)} = \mathbf{s} * \mathbf{h}^{(k)} + \boldsymbol{\omega}^{(k)} \quad (2)$$

其中,  $\mathbf{h}^{(k)} = (h_0^{(k)}, h_1^{(k)}, \dots, h_{L-1}^{(k)})^T$  为  $L \times 1$  的多径信号矢量,  $\boldsymbol{\omega}^{(k)}$  为用户  $k$  接收机的  $(864 + L - 1) \times 1$  加性高斯白噪声矢量. 按照时隙格式, 可从  $\mathbf{y}^{(k)}$  中分离出数据  $\mathbf{r}^{(k)}$  和用于信道估计的训练序列  $\mathbf{p}^{(k)}$ , 利用训练序列可估计出用户  $k$  的  $W \times 1$  ( $W$  为信道冲击响应观察窗长) 的信道冲击响应矢量  $\hat{\mathbf{h}}^{(k)}$ 。

### 2.2 下行信道估计

由于一个时隙的持续时间较短, 所以假设在一个

时隙的传输过程中信道是准静止的<sup>[8]</sup>. 在下行链路中, 用户  $k$  会收到所有下行用户的训练序列. 假设  $\mathbf{p}^{(k)} = (p_1^{(k)}, p_2^{(k)}, \dots, p_{144+L-1}^{(k)})^T$ , 在最大路径延迟不超过观察窗的长度时, 去掉接收 Midamble 码的前后各  $W - 1$  个数据, 利用  $\mathbf{p}^{(k)}$  的中间  $P$  个数据  $\mathbf{p}^{(k)} = (p_{W+1}^{(k)}, p_{W+2}^{(k)}, \dots, p_{W+P}^{(k)})^T$  进行信道估计, 有

$$\mathbf{p}^{(k)} = \mathbf{G}\mathbf{h} + \mathbf{n}^{(k)} \quad (3)$$

其中,  $\mathbf{h}$  为  $P \times 1$  的信道响应;  $\mathbf{n}^{(k)} \sim N(0, \sigma^2 \mathbf{I}_P)$ ,  $\sigma^2$  为噪声功率,  $\mathbf{I}_P$  为  $P \times P$  的单位矩阵;  $\mathbf{G}$  为  $KW \times KW$  的系统矩阵(考虑  $KW = P$ ). 根据文献<sup>[7]</sup>所述, 在下行信道中, Midamble 码的发射功率与两边数据域部分的发射功率相等, 因为发射端对数据域进行了功率控制, 所以多用户下行 Midamble 码的接收功率也不同. 在同一个时隙里, 有

$$\mathbf{h} = [\lambda_1 \mathbf{h}^{(1)T}, \lambda_2 \mathbf{h}^{(2)T}, \dots, \lambda_K \mathbf{h}^{(K)T}]^T \quad (4)$$

这里,  $\mathbf{h}^{(k)} = (h_0^{(k)}, h_1^{(k)}, \dots, h_{W-1}^{(k)})^T$ . 利用最大似然估计<sup>[9,10]</sup>, 得到信道响应的估计值

$$\hat{\mathbf{h}} = [(\lambda_1 \mathbf{h}^{(k)} + \mathbf{n}_1^{(k)})^T, (\lambda_2 \mathbf{h}^{(k)} + \mathbf{n}_2^{(k)})^T, \dots, (\lambda_K \mathbf{h}^{(k)} + \mathbf{n}_K^{(k)})^T]^T \quad (5)$$

其中,  $\lambda_i \mathbf{h}^{(k)} + \mathbf{n}_i^{(k)}$  为用户  $k$  观察到的用户  $i$  信道估计窗内的信号,  $\mathbf{n}_i^{(k)}$  为用户  $i$  信道估计窗内的噪声. 为了去除噪声, 文献<sup>[3]</sup>提出一种阈值后处理方法. 在下行链路中, 用户  $k$  可从式(5)结果中选择自己的信道估计窗<sup>[11]</sup>, 得到其需要的信道估计矢量  $\hat{\mathbf{h}}^{(k)} = \lambda_k \mathbf{h}^{(k)} + \mathbf{n}_k^{(k)}$ , 然后对其进行阈值后处理。

## 3 改进的阈值后处理方法

从式(5)可以看到, 其他用户的信道估计窗里也有期望得到的信道冲击响应  $\mathbf{h}^{(k)}$ . 文献<sup>[4]</sup>提出一种多用户辅助的下行信道估计方法, 首先对式(5)的结果直接进行阈值后处理, 然后利用柯西不等式求得最优权值, 对经过阈值后处理后的仍包含噪声的各个用户的信道估计窗加权合并, 获得当前用户信道估计窗内的最大信噪比. 加权合并结果为

$$\bar{\mathbf{h}}^{(k)} = \sum_{i=1}^K (\partial_i \lambda_i) \bar{\mathbf{h}}^{(k)} + \sum_{i=1}^K (\partial_i \tilde{\mathbf{n}}_i^{(k)}) \quad (6)$$

其中,  $\partial_i$  是第  $i$  个用户信道估计窗的权值,  $\bar{\mathbf{h}}^{(k)}$  和  $\tilde{\mathbf{n}}_i^{(k)}$  分别为阈值后处理后的有用信号的冲击响应和残留的噪声. 在低 SNR 时, 由噪声贡献的径相对于有用信号径很大, 直接设置阈值进行处理存在两个不足, 一个是容易将信息径误当作噪声径滤除, 造成  $\bar{\mathbf{h}}^{(k)}$  与信道真实值  $\mathbf{h}^{(k)}$  相差很大, 信道估计结果不准确; 另一个是可能无法将噪声径完全滤除, 残留噪声  $\tilde{\mathbf{n}}_i^{(k)}$ <sup>[12]</sup>. 并且后续的加权合并方法中得到权值的运算也比较复杂。

本文提出一种低复杂度的基于阈值处理的多用户

信道估计方法. 由于在同一时隙中所有用户的信道估计窗内, 各用户的信道估计窗在同一径处的噪声径响应全部为大值的概率很小, 对各用户的信道估计窗求平均值可以削弱大的噪声径, 使各噪声径功率趋于相等, 比  $\hat{\mathbf{h}}^{(k)} = \lambda_k \mathbf{h}^{(k)} + \mathbf{n}_k^{(k)}$  中的噪声  $\mathbf{n}_k^{(k)}$  更加平滑. 用平均值代替用户  $k$  的信道估计值  $\hat{\mathbf{h}}^{(k)}$ , 在后续的阈值后处理中设置适当的阈值可以比较容易地去除噪声径, 保留有用信息径.

由于各用户信道估计窗中, 存在信噪比很小的用户估计窗, 所以在进行平均之前, 需将信噪比很小的用户信道估计窗去掉, 以免影响平均值的信噪比. 接收端根据发送端设置的  $\lambda_k (k = 1, 2, \dots, K)$  的值, 设置一个值  $\lambda_{th}$ , 将  $\lambda_k < \lambda_{th}$  的  $\lambda_k$  所对应的信道估计窗去掉, 保留  $\lambda_k \geq \lambda_{th}$  的信道估计窗. 设共有  $K'$  项被保留, 假设为  $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_{K'}$  所对应的信道估计窗. 将  $K'$  个信道估计窗进行相加求均值, 得到

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{h}}^{(k)} &= \frac{1}{K'} \cdot [(\lambda_1 \mathbf{h}^{(k)} + \mathbf{n}_1^{(k)}) + (\lambda_2 \mathbf{h}^{(k)} + \mathbf{n}_2^{(k)}) \\ &\quad + \dots + (\lambda_{K'} \mathbf{h}^{(k)} + \mathbf{n}_{K'}^{(k)})] \\ &= \frac{1}{K'} \cdot [(\lambda_1 + \lambda_2 + \dots + \lambda_{K'}) \cdot \mathbf{h}^{(k)} \\ &\quad + (\mathbf{n}_1^{(k)} + \mathbf{n}_2^{(k)} + \dots + \mathbf{n}_{K'}^{(k)})] \\ &= \lambda \mathbf{h}^{(k)} + \mathbf{n}^{(k)} \end{aligned} \quad (7)$$

经过均值处理后,  $\mathbf{n}^{(k)}$  比  $\mathbf{n}_k^{(k)}$  平滑, 不存在功率较强的噪声径. 有用信息径  $\mathbf{h}^{(k)}$  所对应的系数变为  $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_{K'}$  的均值, 由于在进行平均之前, 去除了很小的  $\lambda_k$  所对应的信道估计窗, 所以信息径仍大于噪声径, 可以利用阈值处理法进行后处理.

这一步的预处理就是去除噪声  $\mathbf{n}^{(k)}$ , 按照文献[3]提出的基于门限处理的方法进行阈值后处理. 将  $\hat{\mathbf{h}}^{(k)}$  表示为  $\hat{\mathbf{h}}^{(k)} = (\hat{h}_0^{(k)}, \hat{h}_1^{(k)}, \dots, \hat{h}_{W-1}^{(k)})^T$ , 相应的处理方法为

$$\hat{h}_l^{(k)} = \begin{cases} \hat{h}_l^{(k)}, & |\hat{h}_l^{(k)}|^2 > (|\hat{h}_{\max}^{(k)}|^2 \cdot X\%) \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (8)$$

其中,  $\hat{h}_{\max}^{(k)}$  是  $\hat{h}_0^{(k)}, \hat{h}_1^{(k)}, \dots, \hat{h}_{W-1}^{(k)}$  中模值最大元素,  $X\%$  为设定的阈值比例. 经前面对各估计窗平均之后, 再通过门限处理, 基本可以将噪声径全部滤除, 保留有用信息, 而不致滤除有用信息, 却保留了噪声.

经过对各估计窗平均之后, 信息径的系数变为  $\lambda$ , 所以在阈值后处理, 滤除噪声径之后, 再将系数变为原值

$$\hat{\mathbf{h}}''^{(k)} = \frac{\lambda_k}{\lambda} \cdot \hat{\mathbf{h}}'^{(k)} \quad (9)$$

得到用户  $k$  最后的信道响应估计值  $\hat{\mathbf{h}}''^{(k)}$ .

## 4 算法复杂度比较

由文献[4]可知, 1次  $P$  点的 FFT (IFFT), 需复数乘

法  $(P/2) \cdot \log_2 P$  次, 复数加法  $P \cdot \log_2 P$  次; 2次比较等效为1次复数加法;  $K$ 次开平方运算等效为复数乘法  $2K$ 次. 所以得到各算法计算复杂度比较如表1所示.

表1 算法复杂度比较

	复乘次数	复加次数
Steiner方法	$(3P/2) \cdot \log_2 P + P$	$3P \cdot \log_2 P$
文献[3]方法	$(3P/2) \cdot \log_2 P + P$	$3P \cdot \log_2 P + \lceil W/2 \rceil$
文献[4]方法	$(3P/2) \cdot \log_2 P$ $+ P + KW + 3K$	$3P \cdot \log_2 P$ $+ \lceil KW/2 \rceil + KW - 1$
本文方法	$(3P/2) \cdot \log_2 P$ $+ P + 2$	$3P \cdot \log_2 P$ $+ \lceil K(W+1)/2 \rceil + K - 1$

从表中可以看出, 本文方法比文献[3]复杂度有少许增加, 但是比文献[4]的复杂度下降了. 当参数取  $P = 128, K = 8, W = 16$  时, 文献[2~4]方法总复杂度(复乘次数与复加次数之和)分别为4160次, 4168次和4530次, 而本文方法为4237次, 比文献[2,3]只增加77次和69次, 却比文献[4]降低了293次. 所以本文方法可以在提高系统性能的同时, 减少处理时延.

## 5 仿真结果

### 5.1 仿真条件

信道模型如表2所示<sup>[13]</sup>, 为3GPP定义的TD-SCDMA专用测试信道模型;  $K = 8, W = 16$ , 载波为2GHz, SF = 16, 码片速率为

表2 TD-SCDMA专用测试信道模型

速度 $v = 120\text{km/h}$	
相对时延 [ns]	平均功率 [dB]
0	0
781	-3
1563	-6
3125	-9

1.28Mchips; 调制方式为QPSK<sup>[14]</sup>; 式(7)中设定的阈值比例为  $X = 5$ ; 仿真未编码的用户1的平均误码率; 发射功率配置分两种情况: (1)8个用户的功率相等, 均为1/8; (2)用户1的功率最大为1/2, 其余7个用户的功率为1/4, 1/8, 1/16, 1/32, 1/64, 1/128, 1/128时, 将  $\lambda_{th}$  设为  $\lambda_{th}^2 = 1/80$ . 仿真时的均方误差定义为:

$$\text{MSE} = E\{\|\mathbf{h}^{(k)} - \hat{\mathbf{h}}^{(k)}\|^2\} / W \quad (10)$$

其中,  $\mathbf{h}^{(k)}$  和  $\hat{\mathbf{h}}^{(k)}$  分别表示理想和估计的信道响应.

### 5.2 仿真结果

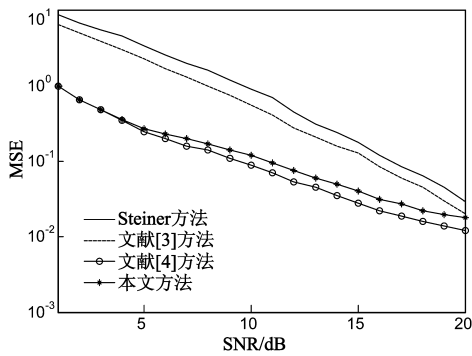
仿真对10000个时隙进行信道估计求平均. 得到2种情况下的MSE和BER仿真图如下所示.

(1)8个用户的功率相等, 均为1/8时

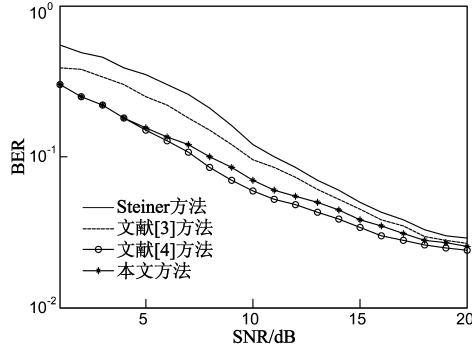
(2)用户1的功率最大为1/2, 其余7个用户的功率为1/4, 1/8, 1/16, 1/32, 1/64, 1/128, 1/128时

从以上各图可以得出以下几个结论:

(1)在各用户功率相等情况下, 若要达到Steiner信道估计器在信噪比为10dB处的误码率性能, 文献[3]方法所需SNR比Steiner方法低1dB, 而本文方法比Steiner

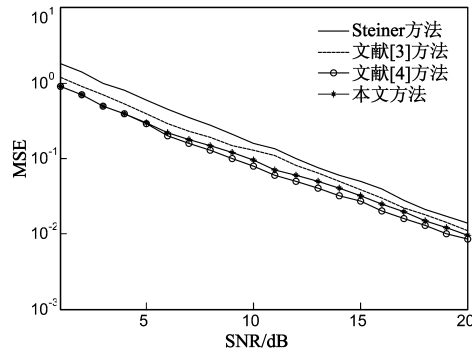


(a) 各个用户功率相等时用户1的MSE

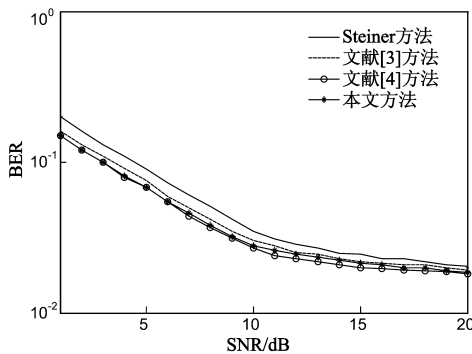


(b) 各个用户功率相等时用户1的BER

图3 各个用户功率相等时用户1的性能



(a) 用户1功率最大时用户1的MSE



(b) 用户1功率最大时用户1的BER

图4 用户1功率最大时用户1的性能

方法低 4dB 左右。

(2) 在用户 1 的功率最大的情况下,若要达到 Steiner 信道估计器在信噪比为 10dB 处的误码率性能,文献 [3] 方法所需 SNR 比 Steiner 方法低 0.5 ~ 1dB,而本文方

法比 Steiner 方法低 1.5dB 左右。

(3) 在  $SNR \leq 5dB$  时,与文献 [4] 的方法具有相同的性能,SNR 增大时,性能比文献 [4] 的方法略有下降,但是本文方法不用求权值,复杂度比文献 [4] 的方法低,减少了处理延迟。

(4) 提高用户 1 的发射功率,可有效提高信噪比,使系统性能提高,但是改进方法提高不是很明显.所以改进方法更适用于各个用户发射功率相当的情况下。

下图 5 为各用户发射功率相等时,本文方法中阈值比例  $X\%$  对 MSE 性能的影响曲线图。

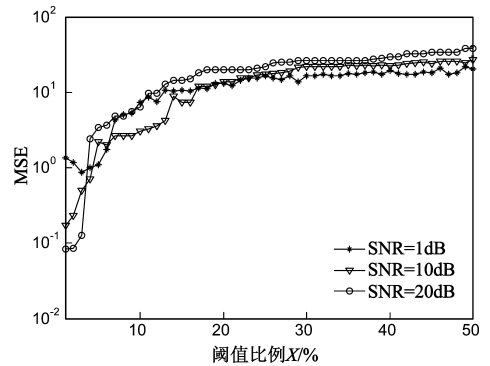


图5 阈值比例对MSE性能的影响曲线

从图中可以看出,阈值比例  $X\% \leq 15\%$  时,当  $SNR = 1dB$ ,信道估计的 MSE 随阈值比例  $X$  的增大呈先减小后增大的趋势,在  $X\% = 3\%$  时达到最小;当  $SNR = 10dB$  与  $SNR = 20dB$ ,信道估计的 MSE 随阈值比例  $X\%$  的增大呈逐渐递增的趋势.阈值比例  $X\% > 15\%$  时,三条曲线均几乎平稳,不再上升.且从图中可以看出,当  $X\% \leq 10\%$  时,信道估计结果具有较高的准确性,实际中可以取该区间中的阈值比例。

## 6 结论

本文根据 TD-SCDMA 系统下行链路中,Steiner 估计器能估计出经过相同信道的其他用户的信道冲击响应,提出了一种先平均幅度加权值较大用户的信道估计值来削弱由 Steiner 估计器引入的较强径噪声,然后对平均后的估计值进行阈值后处理的改进的信道估计方法.计算机仿真结果表明,相对于 Steiner 估计器及其现有的改进方法,提出的方法改善了下行信道估计性能,尤其在低信噪比情况下,性能改善更加明显。

## 参考文献

[1] B Steiner, P W Baier. Low cost channel estimation in the uplink receiver of cdma mobile radio system[J]. Frequenz, 1993, 47 (11-12): 292 - 298.  
 [2] 康绍莉,裴正定,李世鹤. TD-SCDMA 系统中低价信道估计方法的改进[J]. 通信学报, 2002, 23(10): 108 - 113.

- KANG Shao-li, QIU Zheng-ding, LI Shi-he. Improvement of the low-cost channel estimation method used in TD-SCDMA system[J]. Journal on Communications, 2002, 23(10): 108 - 113. (in Chinese)
- [3] 常永宇, 黄莉莉, 杨大成. TD-SCDMA 系统中信道估计算法的性能分析及改进[J]. 电子与信息学报, 2005, 27(7): 1110 - 1113.  
CHANG Yong-yu, HUANG Li-li, YANG Da-cheng. Performance analysis and improvement of the channel estimation algorithm in the TD-SCDMA system[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2005, 27(7): 1110 - 1113. (in Chinese)
- [4] 卿朝进, 唐友喜, 邵士海. 一种多用户辅助的 TD-SCDMA 下行信道估计方法[J]. 电子学报, 2010, 38(4): 934 - 938.  
QING Chao-jin, TANG You-xi, SHAO Shi-hai. A channel estimation method based on multi-user assist in TD-SCDMA downlink[J]. Journal of Electronics, 2010, 38(4): 934 - 938. (in Chinese)
- [5] A Klein. Data detection algorithm specially designed for the downlink of cdma mobile radio systems[A]. Proceedings of the IEEE 47th Vehicular Technology Conference [C]. Arizona: IEEE Press, 1997. 203 - 207.
- [6] 宋晓勤, 胡爱群, 李克. 一种基于强径选择的联合信道估计算法[J]. 电子与信息学报, 2009, 31(2): 410 - 413.  
SONG Xiao-qin, HU Ai-qun, LI ke. A joint channel estimation algorithm based on strong paths selection[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2009, 31(2): 410 - 413. (in Chinese)
- [7] 3GPP, TS 25. 221, 3rd Generation Partnership Project, Technical Specification Group Radio Access Network. Physical Channels and Mapping of Transport Channels onto Physical Channels (TDD)[S]. 2008.
- [8] 廖学文, 朱世华, 曾二林. 针对超宽带发射参考接收机中符号间干扰的 Turbo 均衡[J]. 电子学报, 2008, 36(1): 146 - 151.  
LIAO Xue-wen, ZHU Shi-hua, ZENG Er-lin. Turbo equalizer of ultra-wideband transmitted-reference receiver under intersymbol interference[J]. Journal of Electronics, 2008, 36(1): 146 - 151. (in Chinese)
- [9] S M Kay. Fundamental of Statistical Signal Processing: Estimation Theory[M]. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1993.
- [10] B Steiner, P Jung. Optimum and suboptimum channel estimator for the uplink of CDMA mobile radio systems with joint detection[J]. European Transactions Telecommunications Related Technologies, 1994, 5(1): 39 - 50.
- [11] Chen Xing, Wu Wei-ling. A new frequency offset estimation algorithm for transmissions over frequency selective channels [A]. Proceedings of International Conference on Wireless and Mobile Communications[C]. Bucharest: IEEE Press, 2006. 67 - 67.
- [12] 张艳. TD-SCDMA 系统中信道估计技术研究及 DSP 实现 [D]. 成都: 电子科技大学, 2009.  
ZHANG Yan. Research of Channel Estimation and DSP Implementation in TD-SCDMA System[D]. Chengdu: University of Electronic Science and Technology, 2009. (in Chinese)
- [13] 3Gpp TS 25. 945, 3rd Generation Partnership Project, Technical Specification Group Radio Access Network. RF Requirements for 1.28Mcps UTRA TDD options[S]. 2001.
- [14] 李小文, 李贵勇, 陈贤亮, 等. TD-SCDMA 第三代移动通信系统、信令及实现[M]. 北京: 人民邮电出版社, 2003. 128 - 129.  
LI Xiao-wen, LI Gui-yong, CHEN Xian-liang, et al. TD-SCDMA Third Generation Mobile Communication Systems, Signaling and Achievement[M]. Beijing: People Post Press, 2003. 128 - 129. (in Chinese)

#### 作者简介



赵德香 女, 1986 年 3 月出生于山东日照, 2009 年获得烟台大学工学学士学位, 现为天津理工大学薄膜电子重点实验室硕士研究生, 从事新一代移动通信信道估计算法方面的研究。

E-mail: huoshanxiangxiang@163.com



马秀荣 女, 1961 年 9 月生于河北张家口, 教授、博士生导师, 政协委员. 1983 年在西安电子科技大学获得工学学士学位, 2005 年在南开大学获得博士学位. 主要从事移动通信、光纤传感与光纤通信等方面的研究工作。